

高速精密轧辊磨头主轴电机 SVM-DTC 系统的 无速度传感器控制^{*}

殷 松, 吴怀超, 赵丽梅, 杨 绿
(贵州大学 机械工程学院, 贵州 贵阳 550025)

摘 要: 针对一种主轴砂轮线速度在 80 m/s 以上的高速精密轧辊磨床, 以主轴异步电机 YVF160L-2 和逆变器的数学模型为基础, 采用空间电压矢量调制 (SVM) 与直接转矩控制 (DTC) 相结合的 SVM-DTC 方案, 减少轧辊磨头砂轮主轴运行时的转矩脉动; 并利用模型参考自适应器建立了速度观测器, 实现高速精密轧辊磨头主轴电机无速度传感的闭环控制。仿真结果表明, 基于辨识速度的 SVM-DTC 系统能有效改善主轴电机运行时定子磁链和输出轴转矩的波动, 控制性能得到明显提升。

关键词: 高速精密轧辊磨床; 直接转矩控制; 空间矢量调制; 速度观测器

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)04-0050-06

Speed Sensorless Control of the Spindle Motor SVM-DTC System of High-Speed Precision Roll Grinding Head^{*}

YIN Song, WU Huaichao, ZHAO Limei, YANG Lyu
(College of Mechanical Engineering, Guizhou University, Guiyang 550025, China)

Abstract: Based on the mathematical model of the spindle motor YVF160L-2 and the inverter, the space voltage vector modulation (SVM) and the direct torque control (DTC) were used for the high-speed precision roll grinder which grinding speed in more than 80 m/s. (SVM-DTC), reducing the torque ripple during the operation of the spindle grinding wheel spindle; and using the model reference sensor to establish the speed observer to realize high speed precision roll grinding head spindle motor without speed sensing Closed-loop control. The simulation results showed that the SVM-DTC system based on the observation speed could effectively improve the fluctuation of the stator flux and output shaft torque during the operation of the spindle motor, and the control performance was improved obviously.

Key words: high-speed roll grinder; direct torque control (DTC); space vector modulation (SVM); speed observer

0 引 言

高速精密轧辊磨床是冶金生产领域的重要生产设备之一, 用于磨削各种具有中凸度或中凹度的圆柱体轧辊。其生产的轧辊主要应用于冶金、造纸和轧钢等行业^[1]。目前, 我国工业应用的轧辊磨床的砂轮线速度一般为 45 ~ 60 m/s, 性能远

不及国外 80 m/s 的高速轧辊磨床。高速精密轧辊磨床的主运动是主轴的旋转运动, 主轴的旋转精度决定了零件的加工精度^[2]。对轧辊磨头主轴电机瞬时力矩的良好控制, 是获得高精度轧辊磨削的关键。

直接转矩控制 (Direct Torque Control, DTC) 能实现对高速精密轧辊磨头主轴电机瞬时力矩的

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目 (51465008); 贵州省高层次创新型人才培养计划项目 (黔科合平台人才 [2016] 5659)

作者简介: 殷 松 (1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为机床电气控制。

吴怀超 (1975—), 男, 博士, 教授, 研究方向为高速磨削及装备。

良好控制。与矢量控制不同, DTC 不需要复杂的解耦, 直接将定子磁链和转矩作为控制变量, 无需进行磁场定向、矢量变换和电流控制^[3]。现有轧辊磨头主轴电机采用传统的 DTC 来完成电机磁链和转矩的控制, 但由于传统 DTC 的滞环比较器容差不易控制, 逆变器开关频率相对较低, 电压矢量的作用时间没有得到合理控制^[4], 因而使得主轴电机输出转矩存在较大的脉动现象。空间矢量调制 (Space Vector Modulation, SVM) 技术通过分别求取对应转矩和对应磁链的电压分量, 合成目标电压矢量, 并采用 SVM 算法, 能有效地改善 DTC 稳态性能, 削弱主轴电机输出转矩的脉动^[5-6]。此外, 高速精密轧辊磨床在进行切削加工时, 主轴电机安装速度传感器不太现实。因此, 为了实现轧辊磨头主轴电机的无速度传感控制, 提高轧辊磨头主轴电机运行时的动态和稳态性能, 减少轧辊磨头主轴运行时的转矩脉动, 本文利用模型参考自适应方法设计了速度观测器, 将 SVM 引入主轴电动机 DTC 系统, 利用 PI 调节器代替滞环比较器, 构成空间矢量调制直接转矩控制 (SVM-DTC) 系统^[7]。再进一步将速度观测控制器应用在高速精密轧辊磨头主轴电机 SVM-DTC 系统中, 实现转矩和磁链的控制。

1 DTC 原理

DTC 借助于逆变器提供的电压空间矢量, 直接对主轴电机的转矩和定子磁链进行控制。根据电机数学模型, 定子磁链矢量方程表示为

$$\psi_s = \int (\mathbf{u}_s - R_s \mathbf{i}_s) dt \quad (1)$$

电磁转矩方程为

$$t_e = \frac{3}{2} p (\psi_{sa} i_{sb} - \psi_{sb} i_{sa}) = \frac{3p}{2L_\sigma} |\psi_s| |\psi_r| \sin \theta_s \quad (2)$$

式中: p ——主轴电机极对数;

ψ ——磁链;

s, r ——定转子物理量;

L_σ ——互感;

θ_s ——定转子磁链间的夹角。

高速精密轧辊磨头主轴电机运行时, 忽略其定子电阻压降的影响。根据电机学理论: 电机转子磁链 $|\psi_r|$ 的变化慢于定子磁链 $|\psi_s|$ 的变化, 在足够短

的时间 Δt 内, 定性地由式 (2) 可知: 如果控制定子磁链幅值不变, 则可通过控制定子磁链角 θ_s 来实现对电磁转矩的控制。同时将式 (1) 改写为

$$\Delta \psi_s = \mathbf{u}_s \Delta t \quad (3)$$

即定子磁链矢量的增量 $\Delta \psi_s$ 等于 $\mathbf{u}_s$ 和 Δt 的乘积, $\Delta \psi_s$ 方向与外加电压矢量 $\mathbf{u}_s$ 的方向相同, 而轨迹的变化速率等于 $|\mathbf{u}_s|$ 。因此, 可通过控制逆变器的 8 个开关状态及开关频率, 使定子磁链按目标轨迹运行, 从而实现对电磁转矩的控制。图 1 为三相电压逆变器 (Voltage Source Inverter, VSI) 原理图, 逆变器输出的电压空间矢量 $\mathbf{u}_s$ 可由式 (4) 表示, U_c 为供给逆变器的直流电压。

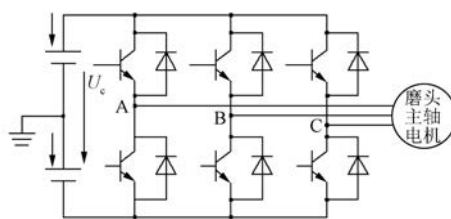


图 1 VSI 原理图

$$\mathbf{u}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_c}{2} \times [(-1)S_A + (-1)S_B e^{j2\pi/3} + (-1)S_C e^{j4\pi/3}] \quad (4)$$

式中: S_A, S_B, S_C ——A、B、C 三相桥臂上下管导通状态量, 分别用 1、0 表示。

2 SVM 实现

传统 DTC 系统由磁链和转矩滞环比较器分别给出控制信号 $\Delta \psi_s$ 和 Δt_e , 结合定子磁链矢量 ψ_s 所在区间, 通过查表选择出合理的开关电压矢量。该控制方式简单快速, 但每个控制周期中只能选择一个相对合理的开关电压矢量, 无法同时满足对磁链和转矩偏差的控制要求, 因此会引起较大的转矩脉动, 大大降低了高速轧辊磨床的磨削精度。SVM-DTC 使主轴电机转矩脉动减小的根本点在于: 在一个控制周期中, 逆变器生成的预期电压矢量的幅值及其相位能按系统对磁链和转矩调节的需要变化。

2.1 预期电压矢量计算

如图 2 所示, 定子磁链矢量在复平面上逆时针旋转, 与 α 轴的夹角为 θ_s 。施加电压矢量 $\mathbf{u}_{ref}$ 后, 定子磁链矢量 ψ_s 运动变化到 ψ_s^* , 其位置运转

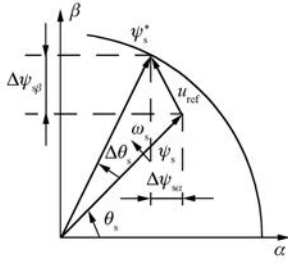


图2 定子磁链矢量运行示意图

变化的角度为 $\Delta\theta_s$ 。

$$u_{ref} = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (5)$$

在控制周期 Δt_{sa} 内,将式(5)离散化:

$$\Delta\psi_{s\alpha} + j\Delta\psi_{s\beta} = \Delta t_{sa} [(u_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s) + j(u_{s\beta} - i_{s\beta} R_s)] \quad (6)$$

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = i_{s\alpha} R_s + \frac{|\psi_g| (\cos\theta_s \sqrt{1 - \Delta\theta_s^2} - \Delta\theta_s \sin\theta_s) - |\psi_s| \cos\theta_s}{\Delta t_{sa}} \\ u_{s\beta} = i_{s\beta} R_s + \frac{|\psi_g| (\sin\theta_s \sqrt{1 - \Delta\theta_s^2} - \Delta\theta_s \cos\theta_s) - |\psi_s| \sin\theta_s}{\Delta t_{sa}} \end{cases} \quad (9)$$

在控制周期 Δt_{sa} 内,定子磁链 ψ_s 的旋转速度 $\dot{\theta}_s$ 与其转过的角度 $\Delta\theta_s$ 成正比。若定子磁链对转子磁链的瞬时转差角速度为 $\dot{\theta}_{sr}$,根据异步电动机的 DTC 理论,电磁转矩的变化率 dT_e/dt 与转差 $\dot{\theta}_{sr}$ 成正比关系,而转差 $\dot{\theta}_{sr}$ 与定子磁链的旋转速度 $\dot{\theta}_s$ 成线性关系,故定子磁链矢量 ψ_s 位置变化角度 $\Delta\theta_s$ 由转矩的增长率 dT_e/dt 决定^[8]。因此,对主轴电机进行控制时,由转矩指令值和实测值的转矩偏差 $\Delta T_e = T_e^* - T_e$ 经过 PI 调节来确定定子磁链矢量 ψ_s 在一个控制周期内应旋转过的角度 $\Delta\theta_s$,有:

$$\Delta\theta_s = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) (T_e^* - T_e) \quad (10)$$

2.2 SVM

SVM 技术通过两个相邻的 VSI 基本电压矢量及零电压矢量的线性组合来合成任意的参考电压矢量。VSI 的基本空间电压矢量分布如图 3 所示,非零空间电压矢量 $u_{s1} \sim u_{s6}$ 将整个矢量平面分成 6 个扇区,两个零空间电压矢量位于中心。

图 3 为预期空间电压矢量在第一扇区的情况,此时所作用的非零基本电压矢量为 u_{s1} 、 u_{s2} 。为减少逆变器电子开关状态变化时引起的开关损

由图 2 中坐标映射关系可得定子磁链在 $\alpha\beta$ 轴上的变化量:

$$\begin{cases} \Delta\psi_{s\alpha} = |\psi_s^*| \cos(\theta_s + \Delta\theta_s) - |\psi_s| \cos\theta_s \\ \Delta\psi_{s\beta} = |\psi_s^*| \sin(\theta_s + \Delta\theta_s) - |\psi_s| \sin\theta_s \end{cases} \quad (7)$$

由式(6)、式(7)可得所需空间电压矢量为

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

定子磁链矢量在控制周期结束时其幅值等于给定值,即

$$|\psi_s^*| = |\psi_g|$$

取 $\sin\Delta\theta_s \approx \Delta\theta_s$,将式(8)进行三角函数展开:

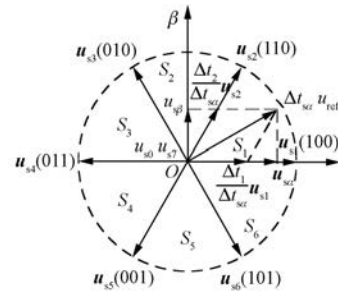


图3 基本电压矢量分布

耗,对合成预期电压矢量的调制采用七段式电压空间矢量 PWM 波形,如图 4 所示。逆变器每个晶体管在一个调制周期内各开通和关断一次,实现了逆变器开关频率恒定。表1为预期电压矢量分别

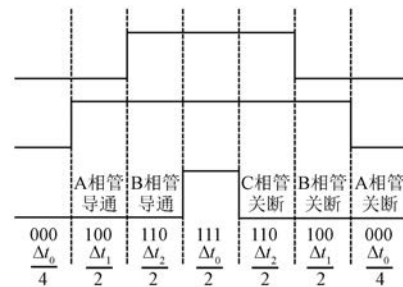


图4 S1 扇区预期电压矢量 PWM 波形生成

表 1 预期电压矢量调制表

u_s 所在扇区	SVPWM 的七段式组合
S_1	$u_{s0}u_{s1}u_{s2}u_{s7}u_{s2}u_{s1}u_{s0}$
S_2	$u_{s0}u_{s3}u_{s2}u_{s7}u_{s2}u_{s3}u_{s0}$
S_3	$u_{s0}u_{s3}u_{s4}u_{s7}u_{s4}u_{s3}u_{s0}$
S_4	$u_{s0}u_{s5}u_{s4}u_{s7}u_{s4}u_{s5}u_{s0}$
S_5	$u_{s0}u_{s5}u_{s6}u_{s7}u_{s6}u_{s5}u_{s0}$
S_6	$u_{s0}u_{s1}u_{s6}u_{s7}u_{s6}u_{s1}u_{s0}$

位于 6 个扇区时各基本电压矢量的调制顺序。

Δt_1 、 Δt_2 分别为 u_{s1} 和 u_{s2} 的作用时间, Δt_{sa} 为预期电压矢量作用时间。由图 3 坐标映射关系可得:

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = \frac{\Delta t_1}{\Delta t_{sa}} |u_{s1}| + \frac{\Delta t_2}{\Delta t_{sa}} |u_{s2}| \cos \frac{\pi}{3} \\ u_{s\beta} = \frac{\Delta t_2}{\Delta t_{sa}} |u_{s2}| \cos \frac{\pi}{6} \end{cases} \quad (11)$$

逆变器基本电压矢量

$$u_{sk} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (k = 1, 2, \dots, 6) \quad (12)$$

由式(8)、式(9)可得 u_{s1} 、 u_{s2} 作用时间:

$$\begin{cases} \Delta t_1 = \frac{\sqrt{3} \Delta t_{sa} (u_{s\alpha} - u_{s\beta} / \sqrt{3})}{\sqrt{2} V_c} \\ \Delta t_2 = \sqrt{2} u_{s\beta} \Delta t_{sa} / V_c \end{cases} \quad (13)$$

故零电压矢量作用时间 Δt_0 为

$$\Delta t_0 = \Delta t_{sa} - \Delta t_1 - \Delta t_2 \quad (14)$$

同理可得预期电压矢量在 S_2 、 S_3 扇区时, 各个基本电压矢量的作用时间。从图 3 中可见, 相差 π 的两基本电压矢量分别作用于逆变器时, 逆变器的电子开关状态均相差一个导通状态位, 根据预期电压矢量的调制原理, 各扇区的组成电压矢量关于圆心对称, 其基本电压矢量的作用时间值也关于圆心对称^[9]。设时间变量:

$$\begin{cases} a = \frac{\sqrt{2} \Delta t_{sa} u_{s\beta}}{V_c} \\ b = \frac{\sqrt{3} \Delta t_{sa} (u_{s\alpha} + u_{s\beta} / \sqrt{3})}{\sqrt{2} V_c} \\ c = \frac{\sqrt{3} \Delta t_{sa} (u_{s\alpha} - u_{s\beta} / \sqrt{3})}{\sqrt{2} V_c} \end{cases}$$

则在每个扇区, 合成预期电压矢量的基本电压矢量相应的作用时间如表 2 所示。根据表 1 对

Δt_1 、 Δt_2 进行赋值后, 还要对其进行饱和判断。如果 $\Delta t_1 + \Delta t_2 > \Delta t_{sa}$, 则取:

$$\begin{cases} \Delta t_1 = \Delta t_1 \cdot \Delta t_{sa} / (\Delta t_1 + \Delta t_2) \\ \Delta t_2 = \Delta t_2 \cdot \Delta t_{sa} / (\Delta t_1 + \Delta t_2) \end{cases} \quad (15)$$

表 2 各扇区非零基本电压矢量作用时间

扇区	u_{sk}	u_{sk+1}	Δt_{sk}	Δt_{sk+1}
S_1	u_{s1}	u_{s2}	c	a
S_2	u_{s3}	u_{s2}	b	$-c$
S_3	u_{s3}	u_{s4}	a	$-b$
S_4	u_{s5}	u_{s4}	$-a$	$-c$
S_5	u_{s5}	u_{s6}	c	$-b$
S_6	u_{s1}	u_{s6}	b	$-a$

3 速度观测器

对主轴电机的 SVM-DTC 系统进行控制时, 转矩给定值由转速给定值 n_g 和反馈值 n_f 比较后经 PI 调节器调制得到。速度反馈值由模型参考自适应法 (Model Reference Adaptive System, MRAS) 辨识得到。

MRAS 原理为根据异步电机数学模型, 电压模型与电机的转速无关, 而电流模型中包含转子速度信息。因此采用含有转子磁链的电压模型为参考模型, 而选用含有转子磁链的电流模型为可调模型^[10]。

参考模型:

$$p\psi_r = \frac{L_r}{L_m} (u_s - R_s i_s - pL'_s i_s) \quad (16)$$

可调模型:

$$p\psi_r = \frac{L_m}{T_r} i_s - \omega_r \psi_r - \frac{\psi_r}{T_r} \quad (17)$$

式中: L_r ——转子等效电感;

L_m ——定转子等效互感;

L'_s ——定子瞬态电感;

T_r ——转子时间常数, $T_r = L_r / R_r$;

p ——微分算子。

将 ω_r 作为可调参数, 记为 $\hat{\omega}_r$ 。利用由可调模型估计的状态矢量 $\hat{\psi}_r$ 与参考模型确定的 ψ_r 之间的转子磁链矢量误差构建自适应律, 使得可调模型的估计值 $\hat{\omega}_r$ 能逼近真实的 ω_r 。

设状态矢量误差 $e_0 = \psi_r - \hat{\psi}_r$, 由可调模型及其估计值表达式比较可得辨识反馈系统:

$$p\mathbf{e}_0 = \begin{pmatrix} -1/T_r & -\omega_r \\ \omega_r & -1/T_r \end{pmatrix} \mathbf{e}_0 - (\hat{\omega}_r - \omega_r) \mathbf{J} \hat{\psi}_r \quad (18)$$

式中: $\hat{\psi}_r = (\hat{\psi}_{r\alpha} \ \hat{\psi}_{r\beta})^T$;

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

根据 Popov 超稳定性理论,取比例积分自适应律 $K_p + K_i/s$, 设 $\hat{\omega}_r$ 初始值为 $\hat{\omega}_r(0)$, 则有

$$\hat{\omega}_r = \int_0^t K_i \mathbf{e}_0^T \mathbf{J} \hat{\psi}_r dt + K_p \mathbf{e}_0^T \mathbf{J} \hat{\psi}_r + \hat{\omega}_r(0) \quad (19)$$

辨识算法为

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r &= \int K_i (\hat{\psi}_{r\alpha} \psi_{r\beta} - \psi_{r\alpha} \hat{\psi}_{r\beta}) dt + \\ &K_p (\hat{\psi}_{r\alpha} \psi_{r\beta} - \psi_{r\alpha} \hat{\psi}_{r\beta}) + \hat{\omega}_r(0) \end{aligned} \quad (20)$$

由辨识过程可知: 主轴电机运行时, 定子电压和定子电流确定后, 转子磁链矢量仅取决于转速。结合式(15), 在自适应律作用下, 可调模型的估计值 $\hat{\psi}_r$ 与参考模型的 ψ_r 趋向一致时, 转速估计值 $\hat{\omega}_r$ 便逼近于真实值 ω_r 。

4 仿真观察和分析

对轧辊磨头主轴电机的 DTC 和基于 SVM 的直接转矩进行仿真研究, 仿真中主轴电机功率为 18.5 kW, 仿真时间设定为 8 s, 空载起动。给定初始转速为 2 880 r/min, 在主轴电机运行 3.5 s 后, 电机转速为 2 800 r/min。设定仿真工况: 电机运行时间设置为 [0 1 2 6], 负载转矩设置为 [0 10 50 10]; 电磁转矩参考值由 PI 转速调节器给定, 仿真全程给定定子磁链幅值为 1 Wb。传统控制下的转矩容差设定值为 6 N·m, 磁链容差为 0.05 Wb。将传统 DTC 系统和 SVM-DTC 系统的仿真结果进行比较。

图 5 为电机输出辨识转速, 在运行到 1、2 和 6 s 时, 转子磁链矢量误差发生变化, 辨识转速随着该误差信息的增加经 PI 调节器作用后也会增加, 反之的辨识转速则减小, PI 调节器参数分别取为 $K_p=0.01$, $K_i=5$ 。

由图 6(a) 和图 7(a) 可以看出, 与传统 DTC 相比较, SVM-DTC 系统由于采用了空间电压矢量调制技术, 在一个控制周期内可以根据磁链和转矩误差合成任意定子电压矢量, 所以定子磁链矢量幅值误差更小; 主轴电机运行时, 在负载为 50 N·m 的情况下图 6(b) 为传统 DTC 的定子 A 相

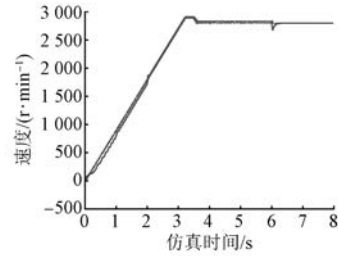
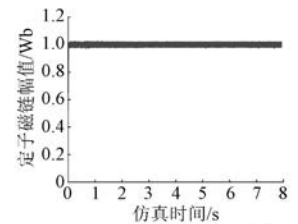
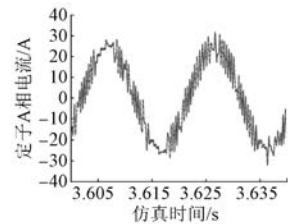


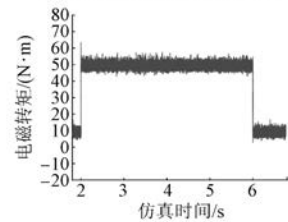
图5 主轴电机辨识转速



(a) DTC磁链幅值仿真波形



(b) DTC定子A相电流仿真波形



(c) DTC转矩仿真波形

图6 传统 DTC 定子磁链幅值、电流及转矩仿真波形

电流曲线, 图 7(b) 为 SVM-DTC 的 A 相电流曲线, 由图 6(b) 和图 7(b) 可以看出电流的脉动大大降低, 正弦度也得到较大改善; 图 6(c) 和图 7(c) 是稳态运行时的转矩曲线, 主轴电机输出转矩脉动大大降低, 稳态性能提高。

5 结 语

针对高速精密轧辊磨头主轴电机运行时输出转速不便于直接测定, 输出转矩脉动大, 逆变器开关频率不固定的问题, 将 SVM 引入 DTC 系统, 并基于辨识速度采用 SVM-DTC 技术控制主轴电机输出转矩和定子磁链脉动。仿真结果表明: 无速

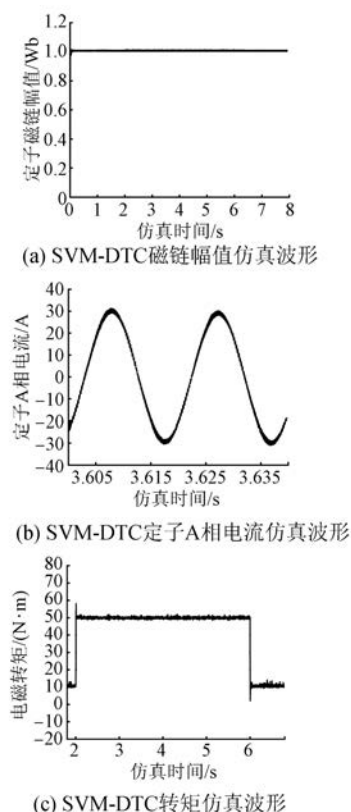


图7 基于辨识速度的 SVM-DTC 定子磁链幅值、电流及转矩仿真波形

度传感控制的主轴电机 SVM-DTC 系统运行平稳, 输出转矩脉动小, 定子磁链轨迹运行稳定, 幅值小, 有效地解决由于滞环控制器所导致的磁链和转矩波动大的问题, 从而改善了轧辊磨头主轴电机运行稳态性能。

【参考文献】

- [1] 刘昆鹏. 轧辊磨床磨头主轴系统若干关键问题研究[D]. 兰州: 兰州理工大学, 2010.
- [2] 张洪波, 石俊强, 陈奕. 超高速磨削加工及其关键技术[J]. 机械工程师, 2009(6): 96-97.
- [3] 余秋实, 王秋晓. 异步电机 SVPWM 矢量控制系统仿真[J]. 机电工程, 2010, 27(1): 76-81.
- [4] SUMAN K, SUNEETA K, SASIKALA M. Direct torque controlled induction motor drive with space vector modulation fed with three-level inverter[C] // IEEE Int'l Conf Power Elect, Drives and Energy Syst, 2012: 1-6.
- [5] 黄文新, 李勇, 胡育文. 用空间电压矢量调制异步电动机的直接转矩控制[J]. 南京航空航天大学学报, 2007, 29(1): 127-132.
- [6] CHO Y S, KIM D H, LEE K B, et al. Torque ripple reduction and fast torque response strategy of direct torque control for permanent magnet synchronous motor [C] // Int'l Symp Indus Electr (ISIE), IEEE, 2013: 1-6.
- [7] 刘键楠, 马西庚, 孔鹏, 等. 三相感应电机 SVM-DTC 系统[J]. 电气传动, 2015, 45(5): 21-25.
- [8] 胡育文, 黄文新, 张兰红, 等. 异步电机直接转矩控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012.
- [9] 郑勇. 基于空间矢量调制的感应电机无速度传感器直接转矩控制[D]. 长沙: 湖南大学, 2012.
- [10] 王成元, 夏加宽, 孙宜标. 现代电机控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2014.

收稿日期: 2017-08-29

(上接第 49 页)

- [4] MADEMLIS C. Compensation of magnetic saturation in maximum torque to current vector controlled synchronous reluctance motor drives [J]. Energy Conversion, IEEE Transactions on, 2003, 18(3): 379-385.
- [5] FICK P D, KAMPER M J. Accurate digital current control of the reluctance synchronous machine with constant current angle [C] // African Conference in Africa, 2002: 685-688.
- [6] 王洪武, 陈业明. 同步磁阻电机矢量控制研究[J]. 电工技术学报, 2006, 21(1): 58-64.
- [7] 杨超, 廖勇. 考虑磁路饱和同步磁阻电机的矢量控制[J]. 微电机, 2013, 46(11): 57-66.
- [8] BOLDEA I, JANOSI L, BLAABJERG F. A modified direct torque control (DTC) of reluctance

synchronous motor sensorless drive [J]. Electric Machines and Power Systems, 2000, 28(2): 115-118.

- [9] HAGHBIN S, THIRINGER T. Impact of inverter switching pattern on the performance of a direct torque controlled synchronous reluctance motor drive [C] // Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2009 POWERENG'09 International Conference on IEEE, 2009: 337-341.
- [10] WIEDEMANN S, DZIECHCIARZ A. Comparative evaluation of DTC strategies for the Synchronous Reluctance machine [C] // Tenth International Conference on Ecological Vehicles Renewable, 2015: 1-5.

收稿日期: 2017-08-07