

# 同步磁阻电机直接转矩控制系统研究<sup>\*</sup>

钱 杰, 鲁文其, 林 健, 张帧毅, 吴 迪

(浙江理工大学 机械与自动控制学院, 浙江 杭州 310018)

**摘 要:** 鉴于矢量控制对电机参数依赖性强的问题, 借鉴现有永磁同步电机数学模型及其直接转矩控制的相关理论, 分析同步磁阻电机的数学模型, 提出了同步磁阻电机的直接转矩控制方法, 包括空间电压矢量的计算、磁链和转矩的滞环控制等; 并基于位置信息的估算, 设计了速度的闭环控制器。构建了系统的仿真模型, 并对电机的稳态和动态性能进行了仿真分析。由仿真结果可知, 所提方法设计的系统能够在较宽的转速范围内变速运行。

**关键词:** 同步磁阻电机; 直接转矩控制; 速度闭环; 矢量控制

中图分类号: TM 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)04-0044-06

## Research on DTC System of Synchronous Reluctance Motor<sup>\*</sup>

QIAN Jie, LU Wenqi, LIN Jian, ZHANG Zhenyi, WU Di

(Faculty of Mechanical Engineering & Automation, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou 310018, China)

**Abstract:** In view of the vector control of motor parameter dependent problems, based on the relevant theory of the existing mathematical model of permanent magnet synchronous motor and direct torque control, synchronous reluctance motor mathematical analysis, the direct torque control method of synchronous reluctance motor was proposed. It includes the calculation of space voltage vector, hysteresis control of flux linkage and torque, etc. based on the estimation of position information, a PI controller with integral separation was introduced, and a closed-loop controller of speed was designed. The simulation model of the system was built, and the steady-state and dynamic performances of the motor were simulated and analyzed. The result showed that the system designed based on this method could change speed at a wide speed range.

**Key words:** synchronous reluctance motor; direct torque control; speed closed loop; vector control

## 0 引 言

目前, 在同步磁阻电机的控制上主要采用矢量控制、恒压频比控制和直接转矩控制(Direct Torque Control, DTC)方法三大类, 而同步磁阻电机因其磁路不同, 磁饱和现象对  $d$ - $q$  轴电感影响差别很大, 所以国内外学者在矢量控制中的研究重点是如何获取实时准确的  $d$ - $q$  轴电感参数。Im JongBin<sup>[1]</sup> 和 Roberto Morales-Caporal<sup>[2]</sup> 等人针对磁路饱和现象进行了大量研究分析, 但并未给

出如何得到准确参数。为了解决磁路饱和对控制的影响, 文献[3-4]在处理  $d$ 、 $q$  轴电感与  $d$ 、 $q$  轴电流的非线性关系时做了如下近似: 认为  $d$  轴电感仅与  $d$  轴电流相关, 并通过拟合的方式得到  $d$  轴电感与  $d$  轴电流的关系曲线, 而  $q$  轴电感视为恒定值。若完全忽略  $q$  轴电流对  $d$  轴电感的影响, 仅根据  $d$  轴电流与拟合曲线实时得到的  $d$  轴电感, 会导致得到的参数不准, 同理,  $q$  轴电感视为恒定亦不合理。文献[5-6]介绍了一种同步磁阻电机的精确恒电流角控制技术, 利用有限元计

<sup>\*</sup> 基金项目: 浙江省自然科学基金项目(LY18E070006, LY18E050016); 国家自然科学基金项目(51307151, 51677172); 浙江省科技厅公益项目(2017C31042, 2017C31036)

作者简介: 钱 杰(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁交流伺服驱动器。

鲁文其(1982—), 男, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为电机驱动和运动控制。(通讯作者)

算结果精确解耦  $d$ 、 $q$  轴电流,该法在控制过程中通过实测电流值实时查表得到磁链,但需要大量的试验数据和仿真计算的多次拟合,限于条件,也无法在电机运行的全工况范围内,准确确定电机参数。文献[7]分析了  $d$ 、 $q$  轴电流对  $d$ 、 $q$  轴磁路交叉饱和的影响,提出了改进层叠式可编程低通滤波器的定子磁链观测方法,但此方法并未解决相位延迟、动态性能差的问题。

DTC 方法因其控制简单、对电机参数的鲁棒性良好,较适合同步磁阻电机驱动。文献[8]研究了常规 DTC 和电压空间矢量 DTC 相结合的同步磁阻电机控制技术,实现了负载波动时转矩快速跟踪,使得稳态情况下输出电流和转矩波动减小,但是他们的的方法需要依赖于准确的转子位置信号进行坐标变换。文献[9]着重研究了同步磁阻电机的三相逆变器开关模式在其控制性能上的影响,引入零电压矢量减小转矩的模式能得到更好的控制性能,但是由于逆变器开关状态的局限性依然存在较大的转矩脉动。文献[10]将 DTC、DTC-SVM 和 FOC 控制策略应用于同步磁阻电机,对比分析了这 3 种控制方法对相电流谐波、稳态转矩波动、转矩动态响应等方面的影响。通过 Simulink 仿真说明 DTC-SVM 相比于 DTC 和 FOC 应用于同步磁阻电机能够取得更小的谐波电流、更小的转矩波动和更好的动态转矩响应性能,但是 DTC-SVM 相比 DTC 算法更加复杂。为此,本文针对以上的问题展开研究,提出了适合同步磁阻电机的 DTC 方案,包括空间电压矢量的计算、磁链和转矩的滞环控制等;并基于位置信息的估算,引入积分分离的 PI 调节器,设计了速度的闭环控制器。

## 1 同步磁阻电机的数学模型分析

借鉴永磁同步电机的数学模型,本文对同步磁阻电机的数学模型进行分析,建立该电机数学模型的公式如下:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_d/dt \\ di_q/dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_a - \omega L_q \\ \omega L_d & R_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (3)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_l \quad (4)$$

式中:  $u_d$ 、 $u_q$ —— $d$ 、 $q$  坐标系下的交直流电压;  
 $L_d$ 、 $L_q$ —— $d$ 、 $q$  坐标系下定子相电感;  
 $R$ ——定子电阻;  
 $i_d$ 、 $i_q$ —— $d$ 、 $q$  坐标系下的交直流电流;  
 $\omega_e$ ——电机转子速度;  
 $\psi_d$ 、 $\psi_q$ ——定子磁链;  
 $T_l$ ——负载力矩;  
 $p$ ——极对数;  
 $J$ ——电机惯量;  
 $\omega_r$ ——机械转子速度。

## 2 DTC 方法设计

### 2.1 空间电压矢量计算

定子电压的估算可通过逆变器开关状态信息得:

$$\begin{cases} u_a = \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} U_{dc} \\ u_b = \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} U_{dc} \\ u_c = \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} U_{dc} \end{cases} \quad (5)$$

即可得到基于三相静止坐标系的逆变器输出电压空间矢量:

$$\mathbf{u}_s = \frac{2}{3} E (S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (6)$$

根据式(6)可得逆变器输出的电压空间矢量分布图如图1所示,其中矢量  $\mathbf{u}_1 \sim \mathbf{u}_6$  为非零矢量,其幅值都为  $2U_{dc}/3$ ,相角为  $(k-1)\pi/3$ ,  $\mathbf{u}_0$  和  $\mathbf{u}_7$  为零矢量。其中,  $\theta_n$  为定子空间电压的不同扇区。

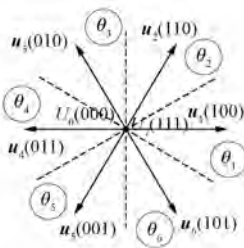


图1 三相逆变器输出空间电压矢量

### 2.2 电磁转矩计算

同步磁阻电机的电磁转矩与  $d$ 、 $q$  坐标系下的磁链和交直流电流相关,而这些变量又是相互耦

合的,为了实现解耦,本文引入坐标变换,将  $d$ - $q$  坐标系下的交直流电流  $i_d$ 、 $i_q$  变换到以定子磁链  $\psi_s$  为  $x$  轴的  $x$ - $y$  坐标系下的  $i_x$ 、 $i_y$ 。  $x$ - $y$  坐标系与  $d$ - $q$  坐标系之间的变换公式如式(7)所示:

$$\begin{bmatrix} \psi_x \\ \psi_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d \cos^2 \delta + L_q \sin^2 \delta & -L_d \sin \delta \cos \delta + L_q \sin \delta \cos \delta \\ -L_d \sin \delta \cos \delta + L_q \sin \delta \cos \delta & L_d \sin^2 \delta + L_q \cos^2 \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \quad (7)$$

因为定子磁链固定在  $x$  轴上,设  $|\psi_s|$  为定子磁链幅值,则  $\psi_y = 0$  且  $\psi_x = |\psi_s|$ ,代入式(6)可得:

$$i_x = \frac{-[(L_d + L_q) + (L_q - L_d) \cos 2\delta] i_y}{(L_q - L_d) \sin 2\delta} \quad (9)$$

$$i_y = \frac{-1}{2L_d L_q} |\psi_s| (L_q - L_d) \sin 2\delta \quad (10)$$

根据式(2)和式(3),并将电流  $i_d$ 、 $i_q$  由坐标变换以电流  $i_x$ 、 $i_y$  代替,得到  $\alpha$ - $\beta$  坐标系下的电磁转矩表达式为

$$T_e = \frac{3p |\psi_s|^2}{4L_d L_q} (L_d - L_q) \sin 2\delta \quad (11)$$

由式(11)可知,同步磁阻电机的转矩是由电机凸极结构产生的磁阻转矩。若定子磁链幅值  $|\psi_s|$  保持恒定,在一定的角度范围内,电磁转矩将随转矩角  $\delta$  增加而增大。

将式(11)对时间  $t$  求导,可得:

$$\frac{dT_e}{dt} = \frac{3p |\psi_s|^2}{2L_d} (1/\rho - 1) \omega_\delta \cos 2\delta \quad (12)$$

式中:  $\omega_\delta$ ——转矩角的旋转速度;

$\rho = L_q/L_d$ ——凸极系数。

式(12)表明,转矩变化率受电机的凸极系数、转矩角的旋转速度和转矩角的共同作用。当  $\rho < 1$ , 且转矩角在  $[-\pi/4, \pi/4]$  和  $[-3\pi/4, 5\pi/4]$  范围内时,式(12)总为正,电机位于电动状态。所以当  $\omega_\delta > 0$  时,转矩变化率  $\frac{dT_e}{dt} > 0$ ,即电机的电磁转矩在相应的角度范围内将会随转矩角的变化而变化,二者成正比关系。如此,控制转矩问题就变成如何控制转矩角了。

### 2.3 定子磁链和电磁转矩滞环控制

由电机统一理论,定子磁链与定子电压之间有如下关系:

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (13)$$

同样将坐标变化应用到磁链的计算中,则坐标系的磁链计算表达式如式(8)所示:

$$\begin{bmatrix} \psi_x \\ \psi_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d \cos^2 \delta + L_q \sin^2 \delta & -L_d \sin \delta \cos \delta + L_q \sin \delta \cos \delta \\ -L_d \sin \delta \cos \delta + L_q \sin \delta \cos \delta & L_d \sin^2 \delta + L_q \cos^2 \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \quad (8)$$

若忽略定子电阻上的压降得:

$$\mathbf{u}_s \approx \frac{d\psi_s}{dt} \quad (14)$$

从式(13)可知,定子磁链的幅值变化和旋转方向仅跟定子电压的选择有关,因此对磁链的控制就转变为对定子电压的控制,下面具体对定子电压矢量的控制方法进行阐述。图2所示为当定子磁链矢量位于第一扇区  $\theta_1$  时,选择不同的定子电压矢量对电磁转矩和磁链的不同效果。

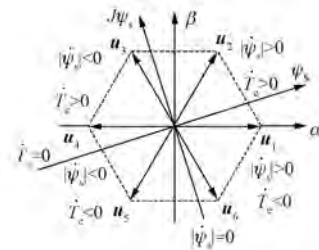


图2 第一扇区电压矢量的作用效果

由图2可知,人为定义同步磁阻电机的逆时针旋转为正,当选择空间电压矢量  $\mathbf{u}_2$  和  $\mathbf{u}_6$  时,定子磁链幅值将会增加,其中  $\mathbf{u}_2$  会使电机正向旋转,  $\mathbf{u}_6$  则会使电机逆向旋转;而选择空间电压矢量  $\mathbf{u}_3$  和  $\mathbf{u}_5$ ,定子磁链幅值将会减小,同理  $\mathbf{u}_3$  正向旋转,  $\mathbf{u}_5$  逆向旋转。同样,从控制转矩角的角度来说,当选择空间电压矢量  $\mathbf{u}_2$  和  $\mathbf{u}_3$  时,电机的电磁转矩会增大;当选择空间电压矢量  $\mathbf{u}_5$  和  $\mathbf{u}_6$  时,电机的电磁转矩会减小。

可知,通过选择不同的定子电压矢量能够同时改变定子磁链和电磁转矩。但为了实现正确的有效控制,需要根据当前转矩和磁链的状态,选择合适的电压矢量,下面对转矩和磁链的控制实现方法进行阐述。对于定子磁链和电磁转矩的控制本文采用滞环调节器来进行设计,其原理框图如图3所示。

图3中  $SF$  和  $ST$  的定义如下:当  $SF=0$  时,定

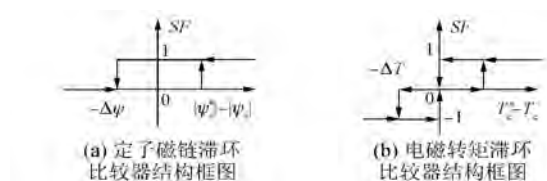


图3 定子磁链和转矩滞环结构框图

子磁链幅值降低;当  $SF = 1$  时,磁链幅值增大。 $ST = -1$ ,电磁转矩降低; $ST = 0$ ,电磁转矩保持不变; $ST = 1$ ,电磁转矩增大。基于不同定子电压矢量对定子磁链和电磁转矩的调节效果及滞环调节器的原理,得到了定子空间电压矢量的选择表如表1所示。

表1 DTC 定子电压矢量选择表

| 逆时针方向       |       |       |       |       |       |       |
|-------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $SF$        | 1     |       |       | 0     |       |       |
| $ST$        | 1     | 0     | -1    | 1     | 0     | -1    |
| $\theta(1)$ | $u_6$ | $u_7$ | $u_5$ | $u_2$ | $u_0$ | $u_1$ |
| $\theta(2)$ | $u_2$ | $u_0$ | $u_4$ | $u_3$ | $u_7$ | $u_5$ |
| $\theta(3)$ | $u_3$ | $u_7$ | $u_6$ | $u_1$ | $u_0$ | $u_4$ |
| $\theta(4)$ | $u_1$ | $u_0$ | $u_2$ | $u_5$ | $u_7$ | $u_6$ |
| $\theta(5)$ | $u_5$ | $u_7$ | $u_3$ | $u_4$ | $u_0$ | $u_2$ |
| $\theta(6)$ | $u_4$ | $u_0$ | $u_1$ | $u_6$ | $u_7$ | $u_3$ |
| 顺时针方向       |       |       |       |       |       |       |
| $SF$        | 1     |       |       | 0     |       |       |
| $ST$        | 1     | 0     | -1    | 1     | 0     | -1    |
| $\theta(1)$ | $u_5$ | $u_7$ | $u_6$ | $u_1$ | $u_0$ | $u_2$ |
| $\theta(2)$ | $u_1$ | $u_0$ | $u_4$ | $u_3$ | $u_7$ | $u_6$ |
| $\theta(3)$ | $u_3$ | $u_7$ | $u_5$ | $u_2$ | $u_0$ | $u_4$ |
| $\theta(4)$ | $u_2$ | $u_0$ | $u_1$ | $u_6$ | $u_7$ | $u_5$ |
| $\theta(5)$ | $u_6$ | $u_7$ | $u_3$ | $u_4$ | $u_0$ | $u_1$ |
| $\theta(6)$ | $u_4$ | $u_0$ | $u_2$ | $u_5$ | $u_7$ | $u_3$ |

## 2.4 基于积分分离的PI调节器设计

速度控制器采用了积分分离算法,并对偏差进行了限幅处理。当实际转速与给定转速之差在设定阈值之内时,引入积分作用;而当实际转速与给定转速偏差过大时,取消积分作用,由比例单独作用,防止积分过饱和,以此提高系统的动态和稳态性能。积分分离数学表达式如下:

$$u(k) = k_p e(k) + \beta k_i \sum_{j=0}^k e(j) T +$$

$$k_d [e(k) - e(k-1)]/T \quad (15)$$

式中:  $T$ ——采样时间;

$\beta$ ——积分项的开关系数,取值为

$$\beta = \begin{cases} 1 & |e(k)| \leq \varepsilon \\ 0 & |e(k)| > \varepsilon \end{cases} \quad (16)$$

## 3 同步磁阻电机 DTC 控制系统整体原理框图设计

根据以上理论分析,本文最终设计的同步磁阻电机 DTC 系统的原理框图如图4所示,由同步磁阻电机、磁链和转矩计算及扇区判断模块、开关表及PI调节器等模块组成。

其工作原理如下:通过采样逆变器输出的三相相电流以及直流侧母线电压,利用坐标变换和定子磁链公式可计算出电机的定子磁链;根据电磁转矩公式获得电磁转矩;再根据  $\alpha$ - $\beta$  轴定子磁链来判别其位置所在的扇区  $\theta$ ;速度调节器根据给定转速和实际转速的偏差来确定转矩参考值,并与反馈转矩相比较,得到的误差经滞环比较器得到转矩的控制信号  $ST$ ,电机的实际转速可通过编码器得到;定子磁链的给定值与实际值比较后得到的偏差同样经滞环比较器产生磁链的控制信号  $SF$ ;三个控制信号  $ST$ 、 $SF$ 、 $\theta$  经过开关表选取合适的电压矢量,确定适当的开关状态,控制逆变器进而驱动同步磁阻电机。

## 4 系统建模与仿真分析

为了验证方案的有效性,本文基于 Simulink 环境,根据图4所示的系统原理框图,搭建了系统的仿真模型,其中包括同步磁阻电机、DTC 算法模块、积分分离PI算法模块等,如图5所示,并对模型进行了稳态和动态性能的分析。

首先,对系统进行了稳态性能的分析。在给定速度为 100 r/min、负载为零的情况下对系统进行仿真,仿真得到的波形如图6所示,从上至下分别表示电机实际转矩和实际转速的波形(以下同)。观察速度波形可知,给定速度为 100 r/min 时,电机经过 60 ms 上升到给定转速稳态运行,其转速波动为 1.477%。

在给定速度为 750 r/min、负载为零的情况下对系统进行仿真,仿真得到的波形如图7所示。

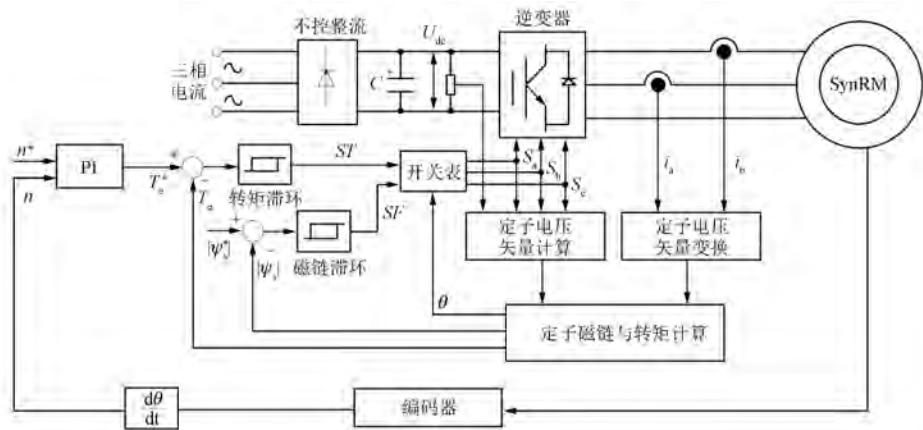


图 4 同步磁阻电机 DTC 系统的原理框图

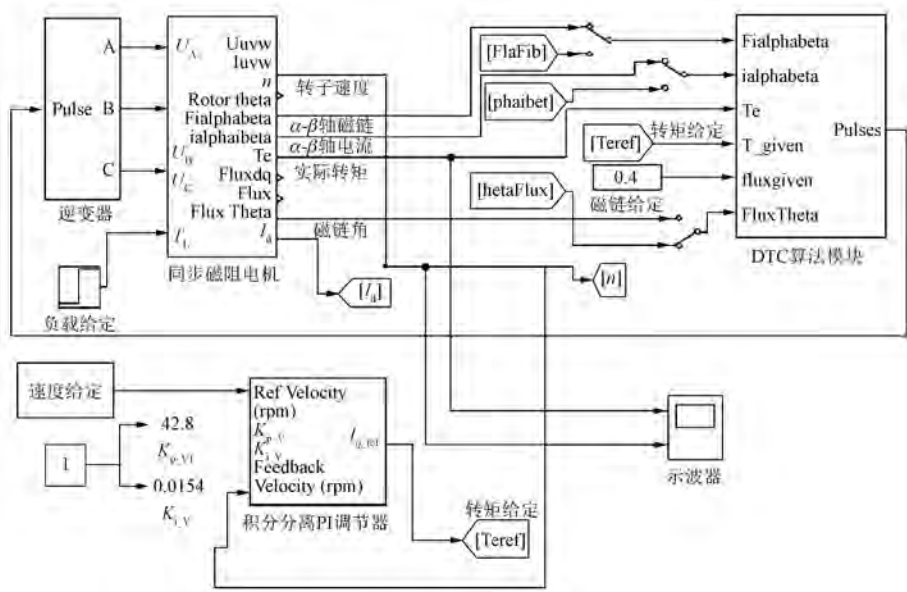


图 5 同步磁阻电机 DTC 系统模型

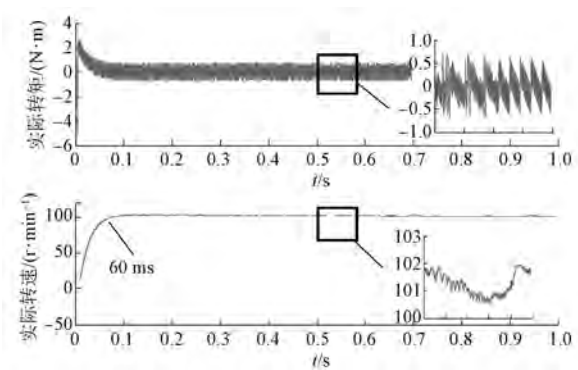


图 6 给定速度 100 r/min、空载起动系统仿真波形

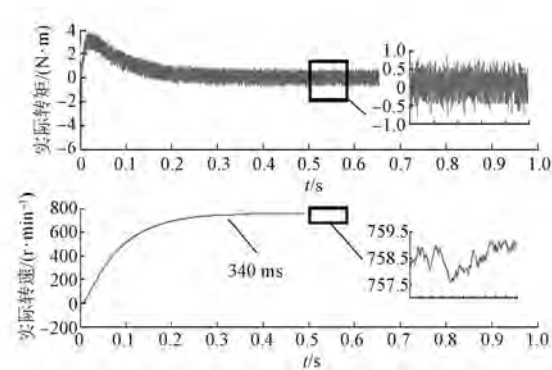


图 7 给定速度 750 r/min、空载起动系统仿真波形

从图 7 中的速度波形可知,给定速度为 750 r/min 时,电机经过 40 ms 上升到给定转速稳态运行,其

转速波动为 0.396%。  
在给定速度为 1 500 r/min、负载为零的情况

下对系统进行仿真,仿真得到的波形如图 8 所示。观察速度波形可知,给定速度为 1 500 r/min 时,电机经过 105 ms 上升到给定转速稳态运行,其转速波动为 0.267%。

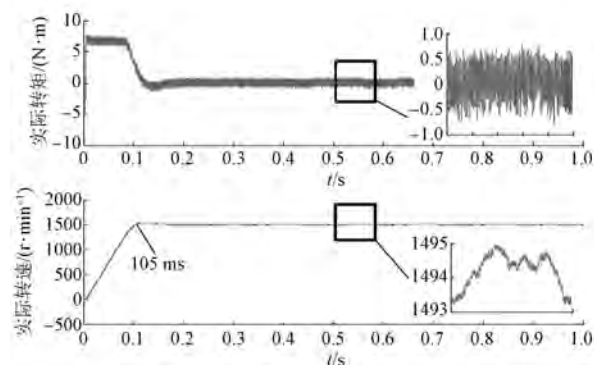


图 8 给定速度 1 500 r/min、空载起动系统仿真波形

在给定速度为 22 000 r/min,负载为零的情况下对系统进行仿真,得到如图 9 所示的仿真波形。观察速度波形可知,当给定速度为 2 200 r/min 时,电机经过 256 ms 上升到给定转速并稳态运行,其速度波动为 0.341%。

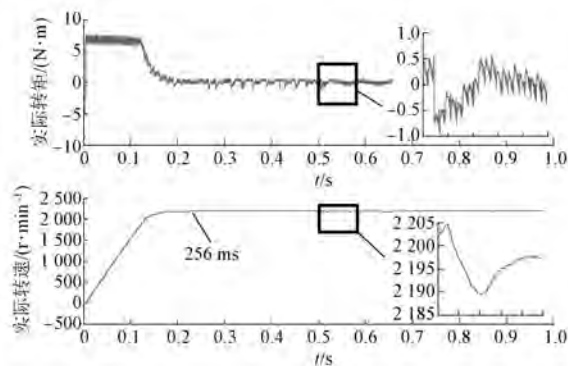


图 9 给定速度 2 200 r/min、空载起动系统仿真波形

其次,对系统进行了动态性能的分析。在给定期为 0.8 s、最低速度为 750 r/min、最高速度为 1 500 r/min 的方波下,仿真得到的电机实际速度波形如图 10 所示。观察速度波形可知,在达到最高速度为 1 500 r/min 时,稳态误差为  $-8 \sim 0$  r/min,波动率为 0.26%,从 750 r/min 上升到 1 500 r/min 所需时间为 56 ms;在达到最大速度为 750 r/min 时,稳态误差为  $-20 \sim -4$  r/min,波动率为 1.00%,从 1 500 r/min 下降到 750 r/min 所需时间为 47 ms。

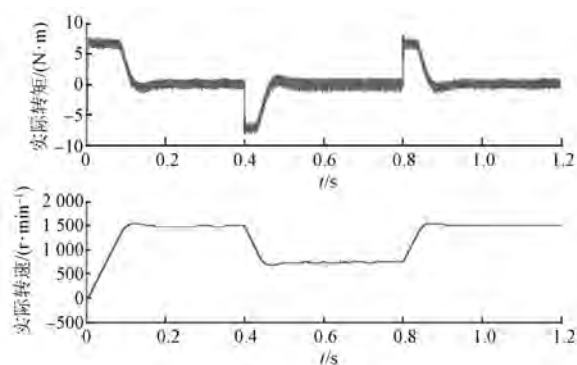


图 10 参考速度方波下电机实际转矩和实际速度波形

## 5 结 语

基于对永磁同步电机数学模型的分析,推导并给出了同步磁阻电机的数学模型;基于永磁同步电机 DTC 的思想,本文将 DTC 方法扩展移植到了同步磁阻电机的控制系统中,并给出了空间电压矢量、磁链、转矩滞环控制等方法;为了提高系统的调速性能,本文设计了积分分离的 PI 调节器进行了速度的闭环控制。为了验证设计方法的有效性,本文基于 Simulink 环境下建立了相应算法及系统的仿真模型,并进行了相应的仿真分析,由结果可知,基于本文设计方法的系统在稳态运行时转速波动随着给定转速的增大逐渐减小,但在最大速度下运行时转速波动又略微上升,动态运行时其速度跟踪性能良好,到达稳态后速度波动均在 1% 以下。

## 【参考文献】

- [1] IM J B, KIM W H, KIM K S, et al. Inductance calculation method of synchronous reluctance motor including iron loss and cross magnetic saturation[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(6): 2803-2806.
- [2] CAPORAL R M, PACAS M. A predictive torque control for the synchronous reluctance machine taking into account the magnetic cross saturation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(2): 1161-1167.
- [3] RASHAD E M, RADWAN T S. A maximum torque per ampere vector control strategy for synchronous reluctance motors considering saturation and iron losses[C]// Industry Applications Conference, 39th ISA Annual Meeting, 2004: 2411-2417.

(下转第 55 页)

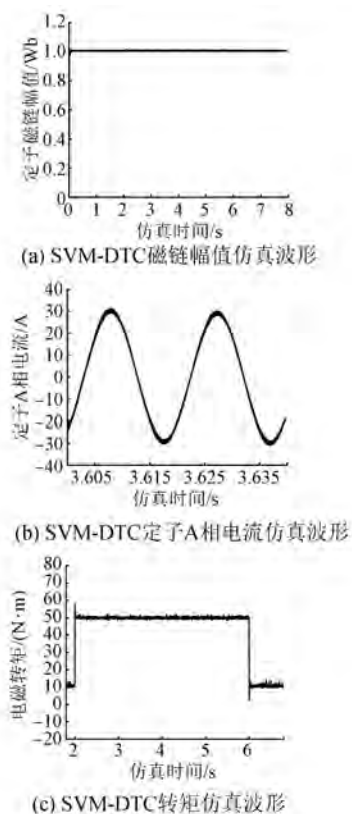


图7 基于辨识速度的 SVM-DTC 定子磁链幅值、电流及转矩仿真波形

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