

## 采用模糊逻辑修正的 SRM 滑模控制器设计

刘勇智, 王宇, 朱晨丞

(空军工程大学 航空航天工程学院, 西安 710038)

**摘要:** 针对开关磁阻电动机输出转矩脉动问题, 提出了一种基于模糊逻辑修正的滑模转矩脉动最小化控制方法; 采用数学解析方法对有限元分析的电感数据进行处理, 从而建立电机的非线性模型, 并详细分析了转矩脉动机理; 设计了基于滑模变结构的电机瞬时转矩控制器, 并采用模糊逻辑修正模块对关断角进行实时补偿控制; 仿真结果表明, 与 PI 定角度控制及滑模控制相比, 转矩脉动系数分别减小了 24.7% 和 15.1%, 提升了高转速时的电机动态性能。

**关键词:** 开关磁阻电机; 非线性建模; 模糊逻辑; 滑模变结构; 转矩脉动最小化

## Sliding Mode Controller of SRM Combined with Fuzzy Logic Correction

Liu Yongzhi, Wang Yu, Zhu Chencheng

(Department of Aeronautics and Astronautics Engineering, Air-force Engineering University, Xi'an 710038, China)

**Abstract:** For the problem of the torque ripples of the switched reluctance motor, the method of sliding mode controller for torque ripple suppression of SRM by fuzzy logic correction was mentioned. According to the analysis of inductance data, the nonlinear model of SRM was established. On this basis, three situations of torque ripples were analyzed in detail. A sliding mode controller for direct torque control of SRM was designed. In addition, the method of fuzzy logic to compensate the turn-off angle was designed. At last, the proposed methods were proved by simulations. Compared with the PI-Fixed angle control and sliding mode control, the proposed methods achieved better effect on torque ripple suppression, especially in high speed.

**Keywords:** switched reluctance motor; nonlinear modeling; fuzzy logic; sliding mode control; torque ripple minimization

## 0 引言

开关磁阻电动机固有的双凸极结构决定了其具有较大的输出转矩脉动, 进而在实际应用中引起振动、噪音以及转速的波动, 严重地制约了开关磁阻电机在各种工业场合的应用<sup>[1]</sup>, 因而开展对 SRM 转矩脉动最小化的控制研究意义重大。

针对转矩脉动的抑制问题, 国内外学者提出了诸多的解决方法。文献 [2] 利用 GA 优化 BP 神经网络进行电机位置的间接检测, 改善了系统的性能, 但 GA 算法运算量大而且训练神经网络需要大量样本, 从而使得计算时间长, 增加了系统的复杂程度; 文献 [3] 使用三维查表模块简捷方便, 建模精确, 但是在试验结果中提取一个查表模块是非常困难的, 同时查表模块需要巨大的数据存储空间; 文献 [4] 使用了瞬时转矩控制, 采用分配函数有效减小了转矩脉动, 但电机在高转速运行时, 电流的上升和下降存在延迟, 瞬时转矩很难有效控制; 文献 [5] 利用滑模变结构控制减小了转矩脉动, 但其没有考虑滑模面的抖阵, 使得控制效果不理想, 同时引入电压控制器加大了成本; 另外, 基于关断角优化的转矩脉动抑制方法目前仍使用较少。文献 [6] 通过关断角优化来减小转矩脉动, 但考虑因素过于单一, 控制效果不理想。

针对以上问题, 本文用傅里叶级数对相电感近似地逼近,

进而精确建模, 提出了一种基于模糊逻辑修正的滑模转矩脉动最小化控制方法。通过设计滑模变结构控制器对瞬时转矩进行控制, 并运用指数趋近率来消除滑模抖阵。鉴于电机在高转速运转时, 瞬时转矩控制效果不理想, 在滑模控制器的基础上进一步设计了模糊逻辑修正模块对关断角进行实时补偿控制, 最后通过仿真验证了所提控制方法的有效性。

## 1 电机的非线性建模

由于 SRM 结构高度对称, 因此任选一相进行研究。电机的第  $k$  相电压方程式:

$$U_k = R_s i_k + d\psi(i_k, \theta_r)/dt \quad (1)$$

式中,  $\psi_k(i_k, \theta_r)$  是相绕组的磁链。

当电机以转速  $\omega_r$  运行时, 相磁链变化率为:

$$e = d\psi_k/dt = L \cdot di/dt + i \cdot dL/dt = i\omega_r \cdot \partial L / \partial \theta + [L + i \cdot \partial L / \partial i] \cdot di/dt \quad (2)$$

将 (2) 式代入 (1) 式有:

$$U_k = [R_s + \omega_r \partial L / \partial \theta] i_k + [L + i \partial L / \partial i] di_k/dt \quad (3)$$

式中,  $L$  是关于相电流和转子位置角的函数, 反映了开关磁阻电机的高度非线性特性。

假设各相之间不存在互感, 因此电感在每一相的分布是周期的, 采用傅里叶级数可以近似地逼近相电感, 则有:

$$L(\theta, i) = L_0 + \sum_{k=1}^{\infty} L_k(i) \cos(kN_r \theta + \varphi_k) \quad (4)$$

式中,  $\varphi_k$  是第  $k$  相的谐波分量, 可以忽略。

取 4 个具有代表性的特殊位置电感,  $L_a(i), L_u(i), L_m(i),$

收稿日期: 2014-02-12; 修回日期: 2014-04-02。

作者简介: 刘勇智(1972-), 男, 副教授, 硕士研究生导师, 主要从事航空电气工程方向的研究。

$L_r(i)$  分别为定子与转子重合位置的电感, 定子与转子不重合的起始点的电感, 中间位置的电感和靠近重合位置的 1/3 处的电感。

根据有限元分析, 得到 4 个特征位置的电感与电流的数据, 对其进行曲线拟合如图 1。

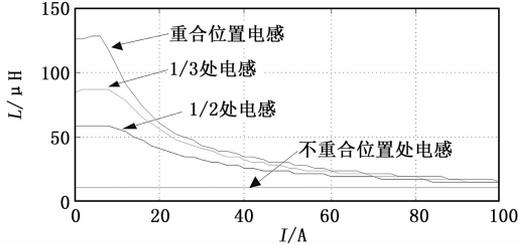


图 1 电感的曲线拟合图

可以得到分析表达式如下:

$$\begin{aligned}
 L_a(i) &= \begin{cases} 127.4475(\mu H) & (i < 4A) \\ a_0 + a_1 i + a_2 i^2 & (4A \leq i < 100A) \end{cases} \\
 L_m(i) &= \begin{cases} 59.1123(\mu H) & (i < 10A) \\ b_0 + b_1 i + b_2 i^2 & (10A \leq i < 100A) \end{cases} \\
 L_r(i) &= \begin{cases} 87.3604(\mu H) & (i < 8A) \\ c_0 + c_1 i + c_2 i^2 & (8A \leq i < 100A) \end{cases} \\
 L_u(i) &= 10.2428(\mu H) \quad (0 \leq i < 100A)
 \end{aligned} \tag{5}$$

式中,

$$\begin{aligned}
 a_0 &= 124.2372(\mu H), a_1 = -2.9393(\mu H); \\
 a_2 &= 0.0197(\mu H), b_0 = 62.0517(\mu H); \\
 b_1 &= -1.0966(\mu H), b_2 = 0.0065(\mu H); \\
 c_0 &= 91.9568(\mu H), c_1 = -1.8958(\mu H); \\
 c_2 &= 0.0119(\mu H)
 \end{aligned}$$

因为:

$$\begin{cases} \partial L / \partial \theta = \partial [L_0 + \sum_{n=1} L_n \cos(kN_r \theta)] / \partial \theta = \\ (-N_r) \sum_{n=1} L_n \cdot n \cdot \sin(kN_r \theta) \\ L + i \partial L / \partial i = \sum_{k=1} (L_k + i \partial L_k / \partial i) \cos(kN_r \theta) + \\ (L_0 + i \partial L_0 / \partial i) = L_{01} + \sum_{k=1} L_{k1} \cos(kN_r \theta) \end{cases} \tag{6}$$

同理可求得  $L_{11}, L_{21}, L_{31}$ , 所以可得:

$$\begin{aligned}
 U_k &= [R - \omega N_r \sum_{n=1}^3 k \cdot L_k \sin(k \cdot N_r \theta) \cdot i] + \\ & [L_{01} + \sum_{k=1}^3 L_{k1} \cos(k \cdot N_r \theta)] \cdot di/dt
 \end{aligned} \tag{7}$$

式中,

$$\begin{aligned}
 L_{01} &= (1/4)(L_{a1} + L_{u1}) + (1/2)L_{m1} \\
 L_{11} &= (1/4)L_{a1} - (1/2)L_{m1} + (2/3)L_{r1} - (5/12)L_{u1} \\
 L_{21} &= (1/4)(L_{a1} + L_{u1}) - (1/2)L_{m1} \\
 L_{31} &= (1/4)L_{a1} + (1/2)L_{m1} - (2/3)L_{r1} - (1/12)L_{u1} \\
 L_{a1} &= a_0 + 2a_1 i + 3a_2 i^2 \\
 L_{m1} &= b_0 + 2b_1 i + 3b_2 i^2 \\
 L_{r1} &= c_0 + 2c_1 i + 3c_2 i^2 \\
 L_{u1} &= d_0
 \end{aligned}$$

电磁转矩方程如下:

$$\begin{aligned}
 T &= \partial W / \partial \theta = \partial \int_0^i \psi di / \partial \theta = \\ & \partial \int_0^i \sum_{k=1} L_k \cos(kN_r \theta) i di / \partial \theta = \\ & (-N_r) \sum_{k=1} [n \sin(kN_r \theta)] \cdot (\int_0^i i L_k di) \tag{8}
 \end{aligned}$$

$L_k$  是  $L_a(i), L_u(i), L_m(i), L_r(i)$  的线性组合, 可假设:  $L_k = K_{ka} L_a + K_{km} L_m + K_{kr} L_r + K_{ku} L_u$ , 所以有:

$$\begin{aligned}
 \int_0^i i L_k di &= i^2 \left( K_{ka} \sum_{k=0} \frac{a_k}{k+2} i^k + K_{km} \sum_{k=0} \frac{b_k}{k+2} i^k + \right. \\ & \left. K_{kr} \sum_{k=0} \frac{c_k}{k+2} i^k + K_{ku} d_0 i^2 \frac{1}{2} \right) = i^2 L_{k2}
 \end{aligned} \tag{9}$$

经分析计算, 可以得到转矩表达式:

$$T = (-N_r i^2) \sum_{k=1}^3 k \cdot L_{k2} \cdot \sin(k \cdot N_r \theta) \tag{10}$$

根据式 (10) 可以得到一个相对应的关系  $i_k = g(T_k, \theta - (K-1)2\pi/3)$ , 那么就可以由期望转矩得到期望电流。

## 2 输出转矩脉动分析

电流是输出转矩的主要影响因素, 而相邻两相的相电流经常在换相区重叠。这些重叠的电流造成了输出转矩脉动。图 2 为换相区发生转矩脉动的 3 种情况。

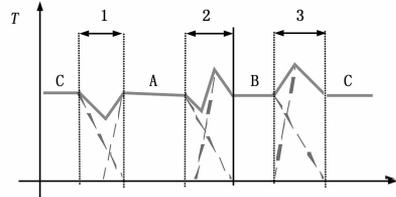


图 2 换相区转矩脉动

在第一个换相区, 关断角的位置超前, 此时相邻两相电流重叠区域变小。当 C 相关断后, C 相电流开始下降, 与此同时输出转矩也下降, 然而此时 A 相的电流还很小, 在区域 1 瞬时转矩输出将比实际的参考转矩要小, 那么就造成了转矩下降, 直到 A 相电流增加到一定程度, 才能输出一个相对大的转矩。

在第二个换相区, 关断角的位置恰当, A 相下降电流和 B 相上升电流将分别产生一个转矩, 但是前一相电流的下降和后一相电流的上升没有综合考虑合转矩, 因此在换相区也将产生转矩脉动。

在第三个换相区, 关断角的位置滞后, 此时 B 相电流和 C 相电流的重叠区域变大。B 相电流很大时, C 相电流也开始逐渐增大, 将使得输出转矩比正常期望的输出转矩要大。因此, 需要将关断角提前。

当功率管关断后, 退磁的时间依赖于电机转速和相电流。电机高速运转时直流侧电压会影响每一相的电流下降速率, 因此重叠时间将比低速时变的更长。鉴于电机高速运行时的退磁时间, 如果关断角提前, 在换相区由重叠电流引起的脉动将减小。虽然考虑到重叠电流的影响, 对关断角提前使得转矩脉动减小, 但也使输出的瞬时转矩变小。

综合考虑转矩脉动与关断角的关系, 以及电机高速运行时对输出的瞬时转矩的影响, 在瞬时转矩控制的基础上, 需要额外的控制方法对转矩进行补偿。

### 3 转矩控制设计

为了减小换相区电流引起的转矩脉动, 本文设计了基于逻辑修正的 SRM 滑模控制器, 控制系统框图如图 3 所示。滑模变结构控制具有动态响应快、强鲁棒性等优点, 因此设计了滑模控制器, 并利用趋近率来减小滑模的抖阵现象。由滑模转矩控制器实时产生参考转矩, 再由转矩分配函数 (TSF) 将其进行合理分配, 实时参考转矩转化为参考电流, 由参考电流和实时电流进行比较后进行电流滞环控制, 实现实际电流很好的跟踪上期望的相电流, 最后由功率变换器对开关磁阻电机进行控制, 达到减小脉动的目的。在滑模控制基础上, 鉴于瞬时转矩控制不适应电机高转速运转, 设计了基于模糊逻辑的关断角补偿控制器, 关断角控制器找到了能够满足平均转矩和减小转矩脉动的最佳关断角。

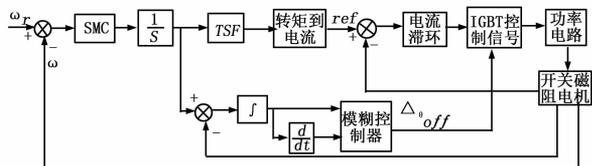


图 3 系统控制框图

#### 3.1 滑模控制器设计

开关磁阻电机机械运动方程, 即

$$J d\omega/dt = \sum T_k - T_L - F\omega \quad (11)$$

取状态变量为  $x_1 = \omega, x_2 = d\omega/dt$ , 那么状态空间表达式为:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & -D/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/J \end{bmatrix} u \quad (12)$$

式中,  $u$  滑模控制器的控制率, 此时的  $u = \bar{T}_e$ 。这里切换函数选择为:

$$s = cx_1 + x_2 \quad (13)$$

本文设计滑模变结构控制器运用指数趋近率, 从而能够较好的消除抖阵, 则有:

$$\dot{\bar{s}} = C\bar{s} = s\lambda\omega = -\epsilon \text{sgn}(s) - ks \quad (14)$$

式中,  $\epsilon > 0, k > 0$ 。

由 (12)、(13)、(14) 三式, 有:

$$u = (CB)^{-1}(-CAx + \dot{\bar{s}}) \quad (15)$$

取 Lyapunov 函数  $V(s) = 1/2s^T s$ , 则:

$$\begin{aligned} \dot{V}(s) &= 1/2 \cdot (\dot{s}^T s + s^T \dot{s}) = s(-\epsilon \text{sgn}(s) - ks) = \\ &= -\epsilon \text{sgn}(s)s - ks^2 \end{aligned} \quad (16)$$

显然,  $\dot{V}(s) < 0$ , 满足滑模变结构的相应条件。经优化选择  $k = 10, \epsilon = 5$ 。

#### 3.2 转矩分配函数设计

SRM 的  $T_{total}$  是由各相的转矩合成的, 为了具体控制 SRM, 需要对各相电磁转矩进行控制, 则需引入 TSF。本文根据文献 [7] 余弦分配函数的基础上, 给出如下函数:

$$f_k(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos \left[ \frac{\pi(\theta - \theta_{k1})}{\theta_{k2} - \theta_{k1}} \right], & \theta_{k1} \leq \theta \leq \theta_{k2} \\ 1, & \theta_{k2} \leq \theta \leq \theta_{k3} \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \left[ \frac{\pi(\theta - \theta_{k3})}{\theta_{k4} - \theta_{k3}} \right], & \theta_{k3} \leq \theta \leq \theta_{k4} \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (17)$$

满足的条件  $\sum_{k=1}^n f_k(\theta) = 1$ 。根据文献 [8] 选取相对最优

开通角  $\theta_{on} = 7.7^\circ$ 。为了使 SR 电机实际输出电流能够跟踪期望电流的变化, 分别取  $\theta_{11} = 6^\circ, \theta_{12} = 13^\circ, \theta_{13} = 40^\circ, \theta_{14} = 47^\circ$ 。

#### 3.3 模糊逻辑关断角控制

在低转速时基于滑模的瞬时转矩控制器较好减小了转矩脉动。然而在高转速时, 电流的上升下降会出现一定的延迟, 瞬时转矩控制不能有效控制。为进一步改善控制效果, 本文又设计了模糊逻辑控制关断角的控制器。

关断角控制依赖于电机转速和电机的相电流。关断角的变化不仅会造成转矩脉动, 还影响平均输出转矩。因此在换相区关断角控制要综合考虑转矩脉动和平均输出转矩。基于模糊逻辑的关断角控制在换相区保持了平均转矩输出。

基于模糊逻辑关断角控制的控制区域是关断点所对应的外部相电流到外部相电流为零这一区域。如果关断角固定, 那么关断角控制器的控制区域由电机转速和相电流峰值决定。当电机低转速运行时, 关断角控制区域要相对较小。如果电机转速不断上升, 关断角控制区域也不断扩大。当关断角固定且电机处于高速运行时, 随着其控制区域的增大, 开关磁阻电机能产生相对多的输出转矩。

当在其控制区域时, 模糊逻辑关断角控制器对转矩差值进行积分。通过对转矩差值积分, 控制器能够判断输出转矩偏小或者过多。转矩偏差积分的等式如下:

$$\int_{\theta_{off}}^{\theta_{i_0}} (T_{ref} - T) dt \quad (18)$$

式中,  $\theta_{off}$  是关断角,  $i_0$  是相电流达到零的点。

若转矩偏差积分值大于零, 说明相邻的相电流产生的合转矩偏小。那么模糊逻辑关断角控制器将会把下一相关断角延后。关断角改变后, 控制器会在下一个换相区对输出转矩的偏差再次进行积分来判断关断角的改变是否合理。如果转矩偏差的积分值小于零, 那么输出转矩过大, 控制器应该提前关断角。通过对关断角不断调整, 控制器找到最佳的关断角。不但能满足平均输出转矩而且减小转矩脉动。模糊控制规则表如表 1 所示。

表 1 模糊控制规则表

ec/e	NB	NS	ZO	PS	PB
NB	NB	NB	NM	NS	ZO
NS	NB	NM	NS	ZO	PS
ZO	NM	NS	ZO	PS	PM
PS	NS	ZO	PS	PM	PB
PB	ZO	PS	PM	PB	PB

模糊逻辑关断角控制器的隶属度函数均为三角形模糊集合的隶属度函数, 其输入是转矩偏差的积分和转矩偏差。控制器的输出是关断角的补偿值, 输入输出映射关系示意图如图 4 所示。

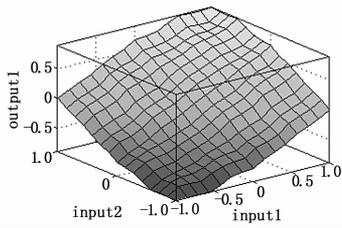


图 4 模糊逻辑控制器输入输出映射关系

### 4 仿真算例

本文采用 Simulink 进行仿真研究，具体参数为  $N_s = 6$ ,  $N_r = 4$ ,  $P_N = 10 \text{ kW}$ ,  $n_N = 2000 \text{ r/min}$ ,  $T_l = 5 \text{ N} \cdot \text{m}$ ,  $J = 0.01 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。在低转速 500 r/min 和高转速 1500 r/min 条件下，对常规的 PI 定角度控制、滑模控制以及基于模糊逻辑修正的滑模控制进行了仿真研究。仿真结果如图 5~6 所示。

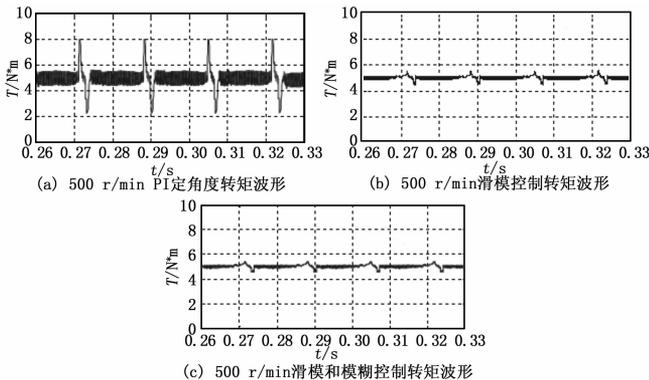


图 5 不同控制策略下 SR 电机低速运行时转矩波形

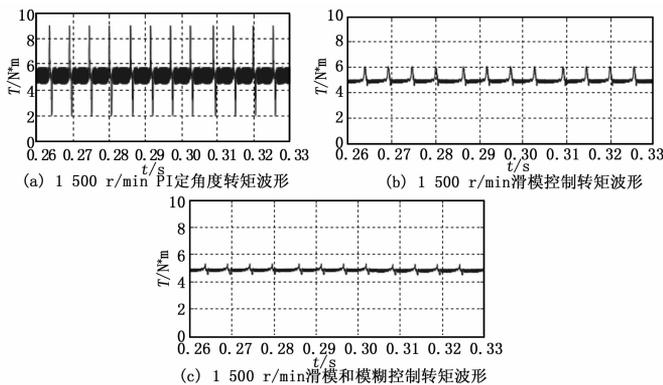


图 6 不同控制策略下 SR 电机高速运行时转矩波形

由图 5 可得，在低转速 500 r/min 时，常规的 PI 定角度控制稳态输出转矩脉动较大，在换相区脉动更明显，基于滑模的瞬时转矩控制可以较好的减小脉动，采用模糊逻辑修正的 SRM 滑模控制能够进一步优化效果。由图 6 可得，在高转速 1500 r/min 时，常规的 PI 定角度控制已难以有效控制转矩脉动。基于滑模的瞬时转矩控制在高速情况下控制效果不太理想，因为电机高速运行时，电流的下降和上升都将出现一定的延迟，导致其不能有效控制。采用模糊逻辑修正的 SRM 滑模

控制，不但考虑了瞬时转矩，而且考虑了平均转矩，从而能够很好的在高速情况下减小脉动。

再根据脉动系数  $K = (T_{\max} - T_{\min}) / T_{\text{av}}$  进行对比，如表 2 所示。

表 2 不同控制方法的转矩脉动系数

	PI 定角度	滑模控制	滑模和模糊控制
500 r/min	0.561	0.217	0.190
1500 r/min	0.612	0.365	0.214

通过脉动系数对比，在 500 r/min 时，滑模控制相比于 PI 定角度控制，将脉动系数减小了 34.4%，效果明显，加入考虑平均转矩的模糊控制器后控制效果更佳。在 1500 r/min 时，滑模控制虽然将脉动减小了 24.7%，但不能达到期望效果。然而当加入考虑平均转矩的模糊控制后，脉动系数减小了 15.1%，控制效果进一步改善，达到了期望效果。

### 5 结论

本文通过傅里叶级数对相电感进行近似地逼近，建立了精确的 SRM 非线性模型。提出了基于滑模变结构的瞬时转矩控制，为了适应于高速运转环境，并采用模糊逻辑修正模块对关断角进行实时补偿控制。仿真结果表明，与常规的 PI 定角度控制和滑模控制进行比较，基于滑模变结构和模糊逻辑的控制器可以很好地减小输出转矩脉动，达到了较好的控制效果。

#### 参考文献:

- [1] Vujčić P. Minimization of Torque Ripple and Copper Losses in Switched Reluctance Drive [J]. Trans Power Electron, 2012, 27 (1): 388-399
- [2] 肖丽, 孙鹤旭, 高峰. GA 优化的 BP 神经网络在 SRM 间接位置检测的应用 [J]. 计算机测量与控制, 2013, 21 (6): 1459-1462
- [3] Xue X D, Cheng K W E, Ho S L. Optimization and Evaluation of Torque-Sharing Functions for Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drive [J]. Trans Power Electron, 2009, 24 (9).
- [4] Hannoun H, Hilaret M, Marchand C. Design of an SRM Speed Control Strategy for a wide Range of Operating Speeds [J]. Trans Ind, 2010, 54 (9): 2911-2921.
- [5] Inanc N, Ozbulur V. Torque Ripple Minimization of a Switched Reluctance Motor by Using Continuous Sliding Mode Control Technique [J]. Electric Power Systems Research, 2003, 66: 241-251.
- [6] Rodrigues M, Costa Branco P J, Suemistu W. Fuzzy Logic Torque Ripple Reduction by Turn-Off Angle Compensation for Switched Reluctance Motors [J]. Trans Ind. 2001, 48 (3): 711-715.
- [7] 张炳力, 戚永武, 徐国胜. 开关磁阻电机转矩分配策略的优化 [J]. 合肥工业大学学报, 2012, 35 (12): 1615-1619.
- [8] Sozer Y, Torrey D A. Optimal turn-off angle control in the face of automatic turn-on angle control for switched reluctance motors [J]. IET Electr. Power Appl, 2007, 1 (3): 395-401.