

# 开关磁阻电机单极性正弦励磁研究

李民中<sup>1</sup>, 李冲<sup>1</sup>, 潘亚菲<sup>1</sup>, 蒯松岩<sup>2</sup>

(1. 河南平宝煤业有限公司, 河南 平顶山 461714;

2. 中国矿业大学 电气与动力工程学院, 江苏 徐州 221116)

**摘要:**为提高开关磁阻电机运行性能,降低转矩脉动,分析了在单极性正弦电流激励下的电机状态。在单极性正弦激励条件下,电机转矩方程分为两部分:前者为平均转矩分量,后者是转矩脉动量。为减小转矩脉动,提出一种在直流偏置电流中注入3次谐波电流的方法。通过分析电机铜耗,得到选择合适的电流比能够使得单位转矩下铜耗最小的结论,并给出了具体比值。实验表明,该方法能够有效控制绕组电流,实现了单极性的交流电流控制;3次谐波注入后能够减少转矩脉动。该控制方法简单、易于实现,且能有效抑制转矩脉动,在中低速低成本应用场合有一定应用前景。

**关键词:**开关磁阻电机;正弦励磁;3次谐波注入;直流偏置

**中图分类号:**TM352 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed21339

## Unipolar Sinusoidal Excited Switched Reluctance Motor Control

LI Minzhong<sup>1</sup>, LI Chong<sup>1</sup>, PAN Yafei<sup>1</sup>, KUAI Songyan<sup>2</sup>

(1. Henan Pinbao Coal Industry Co., Ltd., Pingdingshan 461714, Henan, China; 2. School of Electrical and Power Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, Jiangsu, China)

**Abstract:** In order to improve the operation performance and decrease the torque ripple of switched reluctance motor (SRM), the state of the motor excited by unipolar sinusoidal current was analyzed. The torque equation is divided into two parts under sinusoidal excitation, the former is the average torque component, and the latter is the torque ripple component. In order to reduce torque ripple, a method of injecting third harmonic current into DC bias current was proposed. By analyzing the copper loss, the conclusion that selecting the appropriate current ratio can minimize the copper loss under unit torque was obtained, and the specific ratio was given. Experiments show that this method can effectively control winding current and achieve unipolar AC current control. Third harmonic injection can reduce torque ripple. This control method is simple, easy to implement, and can effectively inhibit torque ripple. It has a certain application prospect in low speed and low cost applications.

**Key words:** switched reluctance motor (SRM); sinusoidal excited; third harmonic injection; DC-biased

开关磁阻电机 (switched reluctance motor, SRM) 结构简单而坚固、成本低、可靠性高、转速范围宽且在整个调速范围内都有很高的效率<sup>[1]</sup>。但作为一种时变、非线性、强耦合的系统,使用传统控制策略难以获得优异性能<sup>[1]</sup>,如电流斩波控制方法适用于低速运行,而角度位置控制适用于高速运行,且两种方法都会产生较大的噪声和转矩脉动,这也是开关磁阻电机较为突出的缺点。就如何减小转矩脉动,国内外学者主要从两个方

面进行了研究:一是通过优化控制策略减小转矩脉动<sup>[2]</sup>;二是优化电机本体设计。文献[3-4]提出根据转矩分配函数 (torque sharing function, TSF),采用电流闭环对转矩进行间接控制,能有效减小转矩脉动;文献[5]针对开关磁阻电机在换相阶段由于转矩特性、电压限制、转速升高等因素而引起的转矩脉动问题,给出了基于转矩分配函数在线修正的方案,但是上述优化过程比较复杂;文献[6-7]在此基础上提出的直接瞬时转矩

**基金项目:**江苏省自然科学基金 (BK2009526)

**作者简介:**李民中 (1971—),男,硕士研究生,高级工程师,Email:13225221832@163.com

控制,根据转子位置信息来确定扇区,并将每相绕组的通电区域限制在电感上升阶段,这样可以尽量避免负转矩的产生。转矩估算模型通常通过三维查找表实现,需要占用庞大的内存空间;文献[8]提出了一种新型的T型转子的开关磁阻电机,该结构尽量保持气隙恒定,并根据转子位置修改转子的堆叠长度,以获得不对称电感,但是带来了加工困难的问题。

本文对开关磁阻电机单极性励磁情况下的转矩进行分析。在单极性正弦励磁条件下,直流偏置电流  $i_0$  相当于双凸极电机中的励磁分量;SR电机平均转矩和  $q$  轴电流分量  $i_q$  成正比。为减小转矩脉动,本文提出一种在直流偏置电流中注入3次谐波电流的方法。通过分析电机铜耗,给出了优化选取偏置电流和正弦电流比值  $i_0/i_s$  的依据。实验表明,该方法能够有效控制绕组电流,实现了带直流偏置的单极性正弦的电流控制;通过注入3次谐波后,能够减少转矩脉动。

### 1 样机基本结构及电磁特性

图1a为本文所使用的三相SRM的结构,其参数为:额定功率2.2 kW,直流电源电压20 V,额定转速750 r/min,极数12/8,转子外径136.4 mm,定子极弧系数0.5,转子极弧系数0.355 6,每极绕组匝数66 turns,气隙长度0.4 mm。定子和转子的磁极数分别为12和8。芯材为无取向硅钢,厚度0.5 mm。12/8开关磁阻电机分为三相,4个定子极绕组串联形成电机一相。按照磁力线走最短路径的原理,在电机某相通电时,磁力线就会“拉”着转子旋转,从而产生基本的转矩。转子在转过一定角度时定子需要切换不同的开关状态,从而产生持续不断的转矩。电感与转子位置存在一定关系,为建立电感模型,采用有限元分析方法计算了不同转子位置的磁化曲线。图1b为定、转子凸极完全不对齐位置,定义为0 rad;图1c为定、转子凸极完全对齐位置,此时电角度为  $\pi$  rad。

图2为a相极不同转子位置处的磁链随电流特性的曲线簇。磁链曲线簇从顶部到底部间隔  $\pi/14$  rad 弧度,对应的转子位置  $0 \sim \pi$  rad。由图2可见,磁链随电流线性增加。但当电流增大一定程度时(4 A左右),磁路逐渐饱和。图3为不饱和条件下相电感随位置变化的波形图。在磁路不饱和情况下,相电感随转子位置角度的周期性变

化。根据有限元分析结果,可以求得饱和条件下电机绕组具体电感值:0 rad时a相电感最小,  $L_{\min} = 10$  mH;  $\pi$  rad时最大,  $L_{\max} = 225$  mH。

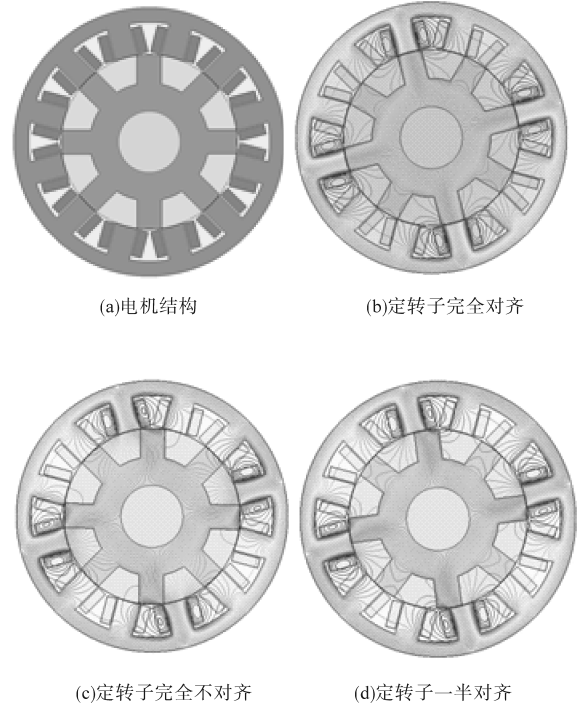


图1 电机结构以及磁密、磁力线分布

Fig.1 Motor structure and magnetic flux and magnetic field line distribution

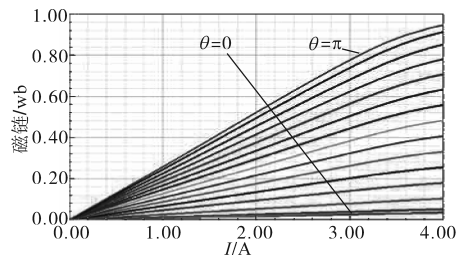


图2 磁链-电流-位置曲线

Fig.2 Flux-current-position curves

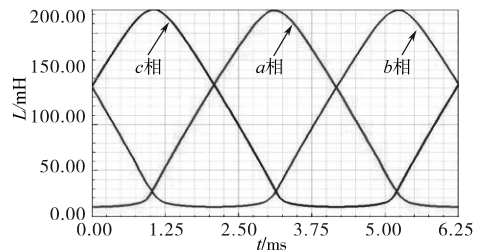


图3 三相电感随位置变化的波形

Fig.3 Three-phase inductance with position

### 2 SRM 静止坐标系下数学模型

对图3相电感波形进行傅里叶分解,忽略高次项只考虑其中的直流和基波分量,建立开关磁阻电机电感方程:

$$\begin{cases} L_a = L_{dc} + L_{ac} \cos \theta_e \\ L_b = L_{dc} + L_{ac} \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ L_c = L_{dc} + L_{ac} \cos(\theta_e + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $L_a, L_b, L_c$  分别为定子  $a, b, c$  三相的自感;  $\theta_e$  为转子电角度;  $L_{dc}$  为等效相绕组自感直流分量;  $L_{ac}$  为等效相绕组自感基波分量的幅值。

电感系数  $L_{dc}$  和  $L_{ac}$  系数可由下面公式求得:

$$\begin{cases} L_{dc} = (L_{max} + L_{min})/2 \\ L_{ac} = (L_{max} - L_{min})/2 \end{cases} \quad (2)$$

根据式(2)计算可得:  $L_{dc}=117.5 \text{ mH}, L_{ac}=107.5 \text{ mH}$ 。

电压方程为

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 \\ 0 & L_b & 0 \\ 0 & 0 & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中:  $v_a, v_b, v_c$  分别为定子  $a, b, c$  三相的电压;  $R$  为等效绕组电阻;  $p$  为微分算子。

磁路不饱和情况下磁共能为

$$W'_m = \frac{1}{2} [i_a \quad i_b \quad i_c] \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 \\ 0 & L_b & 0 \\ 0 & 0 & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

从而转矩方程:

$$T_e = p_n \frac{\partial W'_m}{\partial \theta} = \frac{p_n}{2} (i_a^2 \frac{\partial L_a}{\partial \theta} + i_b^2 \frac{\partial L_b}{\partial \theta} + i_c^2 \frac{\partial L_c}{\partial \theta}) \quad (5)$$

式中:  $p_n$  为转子极对数。

### 3 SRM 直流偏置正弦励磁及3次谐波注入转矩

对电机绕组输入直流偏置为  $i_0$ 、基波幅值为  $i_s$  的正弦电流, 定义电流和电感之间的提前开通角为  $\beta$ , 则绕组的输入电流  $i_a, i_b, i_c$  的表达式为

$$\begin{cases} i_a = i_0 + i_s \cos(\omega_e t + \beta) \\ i_b = i_0 + i_s \cos(\omega_e t - 2\pi/3 + \beta) \\ i_c = i_0 + i_s \cos(\omega_e t + 2\pi/3 + \beta) \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $i_1$  为电流的交流基波分量幅值;  $\omega_e$  为交流基波分量通电频率。

通过坐标变换可将静止三相坐标系数学模型变换到旋转坐标系中。电流变化方程为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ -\sin \theta_e & -\sin(\theta_e - 2\pi/3) & -\sin(\theta_e + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (7)$$

根据式(1)、式(3)和式(7)可以得到同步坐标系中电压方程:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{dc} + \frac{L_{ac}}{2} \cos(3\theta_e) & -\frac{L_{ac}}{2} \sin(3\theta_e) & L_{ac} \\ -\frac{L_{ac}}{2} \sin(3\theta_e) & L_{dc} - \frac{L_{ac}}{2} \cos(3\theta_e) & 0 \\ L_{ac}/2 & 0 & L_{dc} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} -L_{ac} \sin(3\theta_e) & -L_{dc} - L_{ac} \cos(3\theta_e) & 0 \\ L_{dc} - L_{ac} \cos(3\theta_e) & L_{ac} \sin(3\theta_e) & L_{ac} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

结合式(5)和式(7), 在同步旋转坐标系中电磁转矩的公式为

$$T_e = \frac{3p_n}{2} L_{ac} [i_0 i_q - \frac{1}{4} (i_d^2 + i_q^2) \sin(3\theta_e + 2\beta)] \quad (9)$$

式中:  $i_d, i_q$  为  $i_a, i_b, i_c$  在  $d-q$  坐标系上的  $d, q$  轴分量;  $i_0$  为励磁分量。

由式(9)可知, SRM 转矩包含两部分: 前面一部分为电枢和磁场相互作用产生的转矩, 后面一部分为磁阻转矩。由于磁阻转矩为正弦分量, 在幅值固定的情况下, 1个周期内平均值为零。因此, 前者是电机平均转矩主要来源, 而后者对平均转矩没有贡献, 反而是造成转矩脉动的主要原因。由于磁阻转矩对平均转矩没有贡献, SRM 在  $d-q$  坐标系上平均转矩仅和  $i_q$  分量成正比。

由式(9)可知, SRM 平均转矩以及转矩脉动为

$$\begin{cases} T_{av} = \frac{3p_n}{2} L_{ac} i_0 i_q \\ T_{ripple} = -\frac{3p_n}{8} L_{ac} (i_d^2 + i_q^2) \sin(3\theta_e + 2\beta) \end{cases} \quad (10)$$

其中,  $i_d$  对平均转矩没有影响, 因此采用  $i_d = 0$  控制策略可以降低损耗, 此时超前角  $\beta=90^\circ$ 。转矩波动方程可进一步化简为

$$T_{ripple} = \frac{3p_n}{8} L_{ac} i_q^2 \sin(3\theta_e) \quad (11)$$

在  $i_0$  中注入3次谐波电流  $i_3$ , 此时转矩可以表示为

$$T_e = \frac{3p_n}{2} L_{ac} (i_0 + i_3) i_q + T_{ripple} \quad (12)$$

因此, 为了抵消磁阻转矩分量产生的脉动, 注入的3次谐波电流可通过下式计算:

$$\begin{aligned} i_3 &= -T_{ripple} / (\frac{3p_n}{2} L_{ac} i_q) \\ &= -0.25 i_q \sin(3\theta_e) \end{aligned} \quad (13)$$

### 4 $i_0/i_s$ 的优化选择

偏置电流  $i_0$  中未注入3次谐波时电机铜耗可由下式表示:



$$P_{cu} = 3(i_0 + \frac{i_s}{\sqrt{2}})^2 R \quad (14)$$

所以,得到下式:

$$\frac{P_{cu}}{T_{av}} = \frac{2R}{p_n L_{ac}} \times \frac{(i_0 + \frac{i_s}{\sqrt{2}})^2}{i_0 i_q} \quad (15)$$

考虑到在  $i_d = 0$  情况下,  $i_s = i_q$ 。则式(15)可简化为

$$\frac{P_{cu}}{T_{av}} = \frac{2R}{p_n L_{ac}} \times (\frac{i_0}{i_s} + \frac{i_s}{2i_0} + 1) \quad (16)$$

$P_{cu}/T_{av}$  的最小值由下式计算得到:

$$\frac{d(P_{cu}/T_{av})}{d(i_0/i_s)} = 0 \quad (17)$$

因此,在偏置电流  $i_0$  中未注入3次谐波时,优化的  $i_0/i_s = \sqrt{2}/2 \approx 0.7$ 。

注入谐波后交流电流分量有效值可由下式计算:

$$i = i_s \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (\sin\theta + \sin3\theta)^2 d\theta} \approx 0.73i_s \quad (18)$$

因此,在偏置电流  $i_0$  中注入3次谐波后,优化的  $i_0/i_s \approx 0.73$ 。

### 5 控制系统整体结构

图4给出了开关磁阻电机单极性正弦激励下控制系统框图。从图中可以看出,本系统为双闭环系统,分别为转速外环和电流内环。实际转速与转速给定值比较后再输入PI调节器,PI调节器输出作为  $q$  轴电流给定  $i_q^*$ ;注入信号由转子位置信号  $\theta_e$  经过运算后产生,并将其叠加到直流偏置电流  $i_0^*$  中; $d$  轴电流给定  $i_d^* = 0$ 。经过坐标变换后将旋转坐标系中  $d$  轴、 $q$  轴分量和零轴电流变换为静止坐标系中三相电流给定  $i_a^*$ 、 $i_b^*$  和  $i_c^*$ ,再通过滞环控制器来控制电流。滞环控制器实时检测三相电流,与三者设定值相比较,两者差值大于环

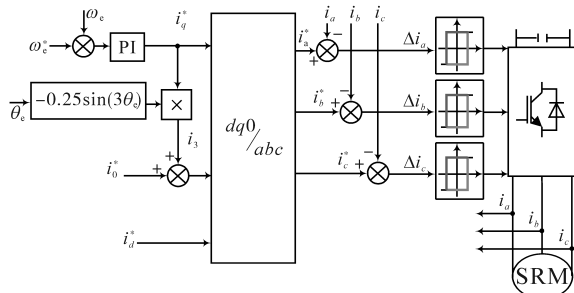


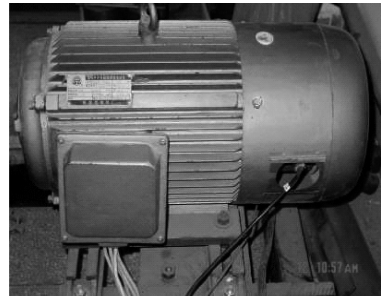
图4 开关磁阻电机单极性正弦励磁控制系统  
Fig.4 Unipolar sinusoidal excitation control system of switched reluctance motor

宽时,产生相应的器件的开通关断信号,控制电流的增加与减小,以得到期望的电流波形。

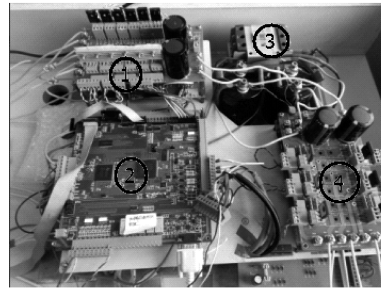
### 6 实验结果

为验证本文所提控制策略的可行性,以DSP为控制系统核心,构建了实验平台,采用同第1节参数一样的SRM为实验样机,进行了实验验证。以德州仪器(TI)公司的TMS320F2812 DSP为核心控制芯片,并采用图4的控制策略对电机进行控制。功率变换器采用三相不对称半桥电路,主开关器件IGBT采用K75T60。

系统实物图如图5所示,图5a为实验样机,5b为控制电路,其中,①为不对称半桥驱动电路,②为DSP+FPGA控制板,③为控制接入电源的接触器,④为三相整流电路。



(a) 实验样机



(b) 控制电路

图5 开关磁阻电机控制系统实物图

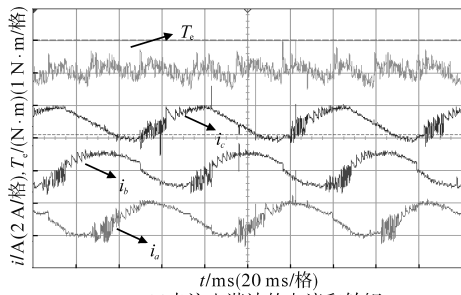
Fig.5 Hardware of the SRM control system

转矩脉动按照如下公式计算:

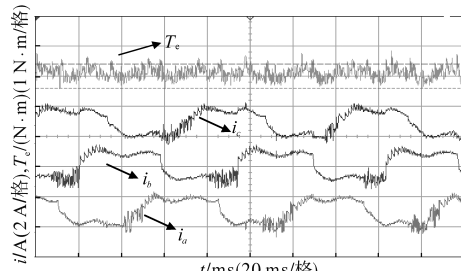
$$T_r = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{avg}} \quad (19)$$

式中:  $T_{max}$  为转矩最大值;  $T_{min}$  为转矩最小值;  $T_{avg}$  为转矩平均值。

应用上述控制方法,能有效控制电流波形使其接近正弦波,如图6所示。注入3次谐波之后,电流变成马鞍形,转矩脉动得以降低,且平均转矩保持不变。表1是不同电流下仿真和实际转矩数据。



(a)未注入谐波的电流和转矩



(b)注入谐波的电流和转矩

图6  $i_0, i_s=1$  A时转矩、电流波形

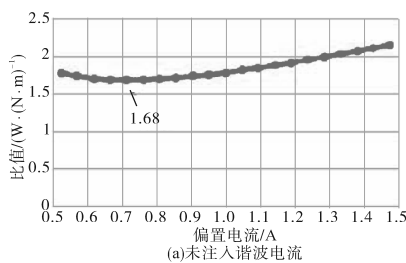
Fig.6 Waveforms of torque and current under  $i_0, i_s=1$  A

表1 仿真转矩和实际转矩

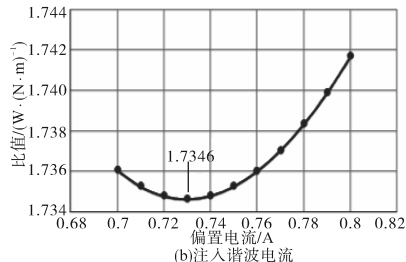
Tab.1 Simulation torque and actual torque

电流/A	仿真转矩	实际转矩
	$i_0=1 i_s=1$	$i_0=1 i_s=1$
平均转矩/(N·m)	1.34	1.26
谐波注入后的平均转矩/(N·m)	1.35	1.25
转矩脉动/(N·m)	0.75	0.8
谐波注入后的转矩脉动/(N·m)	0.59	0.61

在固定交流电流峰值  $i_s=1$  A 的情况下,改变偏置电流  $i_0$  的值(0.5~1.5),测得电机铜耗以及平均转矩,如图7所示。



(a)未注入谐波电流



(b)注入谐波电流

图7 不同偏置电流  $i_0$  下铜耗与平均转矩比值( $i_s=1$  A)

Fig.7 Ratio of copper loss to average torque at different bias currents  $i_0$  ( $i_s=1$  A)

未注入谐波时,在  $i_0=0.7$  A 的情况下,单位平均转矩下铜耗最小;注入谐波后,  $i_0=0.73$  A 时铜

耗最小。实验结果所分析的结果一致,验证了分析的正确性。

## 7 结论

本文对开关磁阻电机单极性励磁下的转矩进行研究。电机在单极性电流下转矩分量会含有对平均转矩没有意义的脉动分量,在直流偏置电流中注入3次谐波电流能够抵消该脉动分量,进一步降低转矩脉动。不同的直交电流比会对电机效率产生影响,通过选择合适的电流比能够使得单位转矩下铜耗最小。实验结果表明,谐波注入后能够减少转矩脉动。该方法简单、易于实现,无需针对特定电机进行优化,通过注入3次谐波就能有效抑制转矩脉动,为开关磁阻电机控制系统降低转矩脉动提供了一种新的途径,在中低速、低成本应用场合有一定应用前景。

## 参考文献

- [1] Krishnan R. Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design and applications [M]. Boca Raton, FL: CRC Press, 2001.
- [2] Olivier Argiolas, Egi Nazeraj, Omar Hegazy, *et al.* Design optimization of a 12/8 switched reluctance motor for electric and hybrid vehicles[C]//International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies, 2017.
- [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 drives[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2009, 24(9): 2076-2090.
- [4] Lee Donghee, Liang Jianing, Lee Zhenguang, *et al.* A simple nonlinear logical torque sharing function for low-torque ripple SR drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics Society, 2009, 56(8): 3021-3028.
- [5] 吴建华,孙庆国. 基于转矩分配函数在线修正的开关磁阻电机转矩脉动抑制策略[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(12): 1-8.
- [6] Suryadevara Rohit, Fernandes B G. Modified direct instantaneous torque control of switched reluctance motor with high torque per ampere and reduced source current ripple[C]//2014 International Power Electronics Conference, 2014.
- [7] Singh Sameer Kumar, Tripathi R K. Minimization of torque ripples in SRM drive using DITC for electrical vehicle application[C]//2013 Students Conference on Engineering and Systems, 2013.
- [8] Xu Z, Lee D, Ahn J. Characteristics analysis of a novel two-phase SRM with T-type rotor pole surface[C]//2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Busan, 2014: 853-857.

收稿日期:2020-01-02

修改稿日期:2020-02-21