

# 基于特殊位置检测的开关磁阻电机 无位置传感器控制策略

李姗姗<sup>1</sup>, 李爱民<sup>1</sup>, 王青<sup>2</sup>, 刘江文<sup>1</sup>

(1. 江苏建筑职业技术学院, 江苏 徐州 221116;

2. 南昌大学 信息工程学院, 江西 南昌 330031)

**摘要:** 针对开关磁阻电机调速系统(SRD), 提出了一种基于特殊位置检测的开关磁阻电机(SRM)转子位置估算方法。通过在线计算每相绕组实时磁链数据, 检测出各相转子到达特殊位置的时刻。提出了基于特殊位置检测的电机转子位置重构策略, 对电机瞬时转子位置进行还原。在提出的转子位置估算方法基础上, 设计了SRD转速闭环控制系统。样机试验表明, 提出的转子位置估算策略具有较高的检测精度与较宽的转速使用范围。基于关键位置检测的转速闭环无位置传感器控制策略具有较快的动态响应和较强的鲁棒性。

**关键词:** 开关磁阻电机调速系统; 转子位置估算; 转速闭环控制; 无位置传感器控制

**中图分类号:** TM 352 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)12-0012-07

## Sensorless Control Strategy for Switched Reluctance Drives Based on Key Position Estimation

LI Shanshan<sup>1</sup>, LI Aimin<sup>1</sup>, WANG Qing<sup>2</sup>, LIU Jiangwen<sup>1</sup>

(1. Jiangsu Vocational Institute of Architectural Technology, Xuzhou 221116, China;

2. School of Information Engineering, Nanchang University, Nanchang 330031, China)

**Abstract:** An improved sensorless control strategy was proposed for switched reluctance drive (SRD). By calculating the flux-linkage of each phase, key rotor positions were captured. According to observed key rotor positions, the rotor position was reconstructed by the proposed algorithm. Accordingly, a closed-loop rotor speed control strategy was designed for the sensorless control. Experimental results showed that the proposed rotor position estimation algorithm achieved high accuracy and could be used for wide rotor speed range. The senseless closed-loop control strategy achieved fast dynamic response and good robustness.

**Key words:** switched reluctance drive (SRD); rotor position estimation; closed-loop speed control; sensorless control

## 0 引言

开关磁阻电机(Switched Reluctance Motor, SRM)具有结构简单、可靠性高等优点,近年来被成功应用于风力发电、电动车驱动等新能源应用领域<sup>[1-5]</sup>。由于SRM的双凸极结构,控制器需要依据当前转子位置信息对SRM各相进行分时控制,实现电机的自同步运行。在传统开关磁阻电

机调速系统(Switched Reluctance Drive, SRD)中,须加装机械检测装置(如光电式位置传感器或编码器)以检测电机转子位置<sup>[6]</sup>。附加的机械位置检测一方面使系统结构更加复杂,增加了系统制造成本;另一方面增加了系统潜在故障点,提高了维护成本。因此,SRD无位置传感器控制策略成为了SRD控制系统的研究热点。

目前常用的无位置传感器控制策略可分为3

作者简介: 李姗姗(1983—),女,硕士,讲师,研究方向为电机及其控制。

王青(1990—),男,博士,讲师,研究方向为电机及其控制。(通信作者)

类:电流梯度法、磁链法和电感法。文献[7-8]对电流梯度法进行了较为详细的分析说明。该方法只需检测换相位置,算法简单易行,无需电机模型,普适性较强,然而其仅适用于中高速电机,不能实现自启动且需额外的滤波与微分电路。文献[9-10]引入了人工智能方法对 SRM 磁链特性进行建模,并依据重构的磁链特性对电机实施无位置传感器控制。该方法虽然对控制方式无限制,可连续检测电机位置,但需要建立电机模型,占用较大的存储资源且对模型的精度依赖较大。文献[11-12]利用电感模型推导出 SRM 增量式电感模型表达式,实现对 SRD 的无位置传感器控制。该方法虽然能够连续地计算电机转子位置,但是计算量较大,监测精度依赖于电机模型精度。文献[13]提出一种基于最大电感位置的 SRD 无位置控制策略,虽然能够实现对 SRD 的控制,但无法准确还原出各个时刻转子的实时位置信息,无法对系统进行更为精确的角度控制。

本文提出了一种基于简化磁链模型的 SRD 无位置传感器控制策略。通过对  $15^\circ$  和  $7.5^\circ$  转子位置的检测,能较准确地还原出电机瞬时转子位置。本文在该无位置传感器控制策略基础上设计了转速闭环控制器。以 1 台三相 12/8 极结构 SRM 为例,阐述了该无位置传感器控制策略的实现方法,并在试验样机平台上进行了试验验证。试验结果表明,所提方法能够准确、快速地计算出电机转子的连续位置,且在该无位置传感器控制策略基础上设计的转速闭环控制器具有较强的鲁棒性和较好的动态响应性能。

## 1 SRM 磁链特性分析

以试验样机为例,SRM 典型磁链特性曲线如图 1 所示。由图 1 可以看出,对于给定的电机转子位置,绕组磁链随电流增大单调增大;对于给定的电流激励,磁链随电机由不对齐位置向对齐位置运动而单调递增。

利用 SRM 的对称性,可以通过试验测出电机在  $7.5^\circ$  和  $15^\circ$  两个特殊位置处的磁链特性,具体方法如下。

(1)  $15^\circ$  位置磁链数据。以 A 相为例,串联 A 相绕组与 B 相绕组,对串联的两相绕组施加恒定的电流激励,A 相绕组与 B 相绕组产生的电磁力

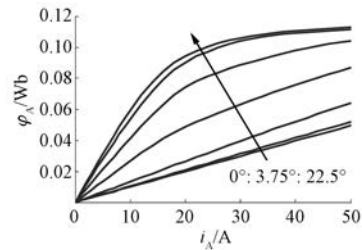


图 1 SRM 典型磁链特性曲线

将使电机固定在  $15^\circ$  位置。此时,对串联的两相通入脉冲电压,可以测得  $15^\circ$  位置电压、电流响应,如图 2(a) 所示。依据式(1),可以计算得出该位置处电机磁链特性数据:

$$\psi_{15^\circ} = \int_0^t \left( \frac{1}{2} U_{AB} - i_{AB} R_A \right) dt \quad (1)$$

式中:  $U_{AB}$ ——A、B 两相绕组串联电压;  
 $i_{AB}$ ——A、B 两相绕组串联电流;  
 $R_A$ ——电机绕组等效内阻。

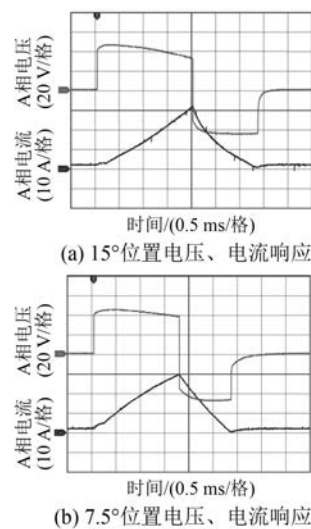


图 2 特殊位置处磁链检测

(2)  $7.5^\circ$  位置磁链数据。以 A 相绕组的测量为例,对 B 相绕组单独施加恒定的电流激励。由电机结构可知,在 B 相电磁力的作用下,电机将固定在 A 相绕组的  $7.5^\circ$  位置。此时,将 A 相绕组与 C 相绕组串联施加电流激励,由于该位置处 A、C 两相绕组产生的电磁力相等方向相反,电机将固定在 A 相的  $7.5^\circ$  位置。图 2(b) 所示为 A 相绕组  $7.5^\circ$  位置处电压、电流响应波形。依据式(2),可以计算出 A 相绕组在  $7.5^\circ$  位置处磁链数据:

$$\psi_{7.5^\circ} = \int_0^t \left( \frac{1}{2} U_{AC} - i_{AC} R_A \right) dt \quad (2)$$

式中： $U_{AC}$ ——A、C 两相绕组串联电压；

$i_{AC}$ ——A、C 两相绕组串联电流。

利用图 2 所测试验结果，计算得出 2 个特殊位置处电机磁链数据如图 3 中离散点所示。

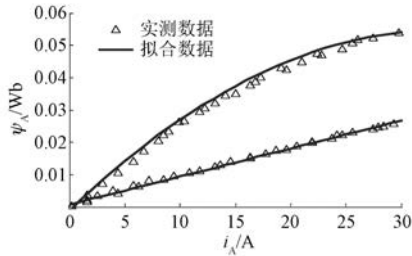


图 3 特殊位置处磁链数据

为了能够连续地还原出特殊位置处电流-磁链特性，利用多项式对关键位置处磁链数据进行拟合。对应特殊位置下，对磁链数据利用 3 次多项式进行拟合，可得两条磁链曲线的拟合表达式为

$$\begin{aligned} \psi_{7.5^\circ} &= 8.67 \times 10^{-4} \times i^2 + 6.75 \times 10^{-4} \\ \psi_{15^\circ} &= -4.88 \times 10^{-5} \times i^2 + 3.42 \times 10^{-3} \times i - 4.54 \times 10^{-3} \end{aligned} \quad (3)$$

由图 3 可以看出，多项式拟合的磁链数据与实测数据吻合度较高，可以用于无位置传感器控制中特殊位置点判断。

## 2 位置检测策略

本文所提 SRD 位置检测策略包括关键位置检测、SRD 连续转子位置重构以及 SRD 初始位置检测 3 部分。

### 2.1 关键位置检测

由图 1 磁链特性可知， $15^\circ$ 和  $7.5^\circ$ 转子磁链曲线将 SRM 分成了 3 个区间，A 相绕组区间判定规则如表 1 所示。

表 1 A 相绕组区间判定规则

磁链关系	角度位置	定义区间
$\psi_A < \psi_{7.5^\circ}$	$-7.5^\circ (37.5^\circ) < \theta_A < 7.5^\circ$	区间 1
$\psi_{7.5^\circ} < \psi_A < \psi_{15^\circ}$	$7.5^\circ < \theta_A < 15^\circ$ 或 $30^\circ < \theta_A < 37.5^\circ$	区间 2
$\psi_{15^\circ} < \psi_A$	$15^\circ < \theta_A < 30^\circ$	区间 3

为了判断转子位置区间，关键位置检测策略流程如图 4 所示。

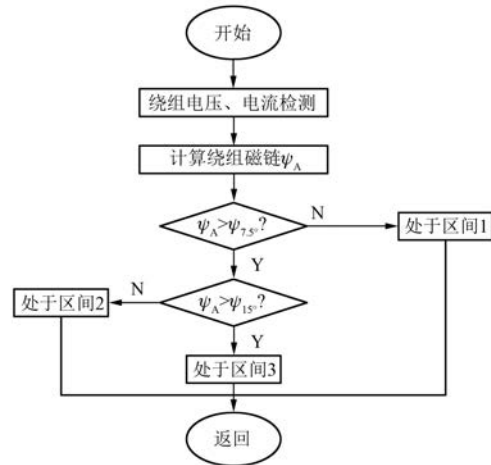


图 4 关键位置检测策略

以 A 相为例，电压传感器与电流传感器分别测量 A 相绕组瞬时端电压  $U_A$  与 A 相绕组瞬时电流  $i_A$ ，由式(4)计算可得 A 相绕组当前磁链信息：

$$\psi_A = \int_0^t (U_A - i_A R_A) dt \quad (4)$$

依据实时电流值，由式(3)计算可得  $7.5^\circ$ 位置和  $15^\circ$ 位置处当前电流对应磁链值  $\psi_{7.5^\circ}$  和  $\psi_{15^\circ}$ 。将计算所得的  $\psi_{7.5^\circ}$  和  $\psi_{15^\circ}$  与当前 A 相绕组磁链值  $\psi_A$  相比较，并依据如表 1 所示的规则，判断当前转子位置所处角度区间。当系统检测到转子位置由区间 1 转移到区间 2 时，则判定当前转子位置为  $7.5^\circ$ ；当系统检测到转子位置由区间 2 转移到区间 3 时，则判定当前转子位置为  $15^\circ$ ；当系统检测到转子位置由区间 3 转移到区间 2 时，则判定当前转子位置为  $30^\circ$ ；当系统检测到转子位置由区间 2 转移到区间 1 时，则判定当前转子位置为  $-7.5^\circ$  (即  $37.5^\circ$ )。

综合以上分析，可得转子位置检测信息图如图 5 所示。其中，A 相位置由 A 相磁链信息计算可得，B 相位置与 C 相位置分别由 B 相磁链信息与 C 相磁链信息判断可得。

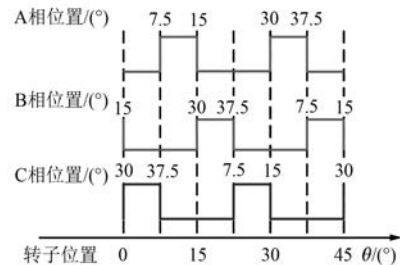


图 5 转子位置检测信息

### 2.2 SRD 连续转子位置重构

考虑到 SRD 的转动惯量, 可以认为在较短的时间间隔内, 电机转速保持不变。由图 5 可知, 将每相转子位置信息叠加, 可在每 7.5° 机械角度内得到位置区间的变化(本文定义为关键位置检测点)。假设每 7.5° 经历的时间间隔为  $\Delta T$ , 则可得电机转速为

$$n = \frac{7.5}{\Delta T} \frac{60}{360} \quad (5)$$

由电机转子速度可以重构出连续的电机转子位置:

$$\theta(t) = \theta_0 + \frac{360n}{60} t_d \quad (6)$$

式中:  $\theta(t)$ —— $t$  时刻电机转子位置;

$\theta_0$ ——各相检测点处对应的转子位置角度;

$t_d$ ——当前时刻与上一检测点时间间隔。

### 2.3 SRD 初始位置检测

由 2.1 节和 2.2 节可知, 关键位置检测与连续位置还原策略均须使电机处于电动状态, 即电机须正常运转。在电机起动阶段, 须先对电机进行初始位置判断, 使电机能够朝所需方向运动。

本文在 SRD 起动阶段采用脉冲注入法, 判断

各相相对位置。通过对各相注入高频脉冲电压信号, 比较电流幅值, 确定电感区域, 进而确定电机导通相。依据电流关系判断 A 相相对位置规则如表 2 所示。

表 2 依据电流关系判断 A 相相对位置规则

电流关系	A 相区间	正转导通相	反转导通相
$i_A > i_B > i_C$	$30^\circ < \theta_A < 37.5^\circ$	A、C	B
$i_A > i_C > i_B$	$22.5^\circ < \theta_A < 30^\circ$	C	A、B
$i_B > i_A > i_C$	$37.5^\circ < \theta_A < 45^\circ$	A	C、B
$i_B > i_C > i_A$	$0^\circ < \theta_A < 7.5^\circ$	A、B	C
$i_C > i_A > i_B$	$15^\circ < \theta_A < 22.5^\circ$	C、B	A
$i_C > i_B > i_A$	$22.5^\circ < \theta_A < 30^\circ$	B	C、A

## 3 转速闭环控制器设计

SRD 转速闭环控制器如图 6 所示, 包括依据转子位置的换向控制器与转速闭环控制器两部分。在外环控制器中, 转速闭环控制器依据目标转速与由式(5)计算所得的系统实际转速, 经 PI 调节器计算得出参考电流值  $i_{ref}$ 。在内环控制器中, 各相电流控制器依据参考电流值  $i_{ref}$ 、各相相对位置信息对相电流进行调制。外环转速控制器与内环电流控制器分别介绍如下。

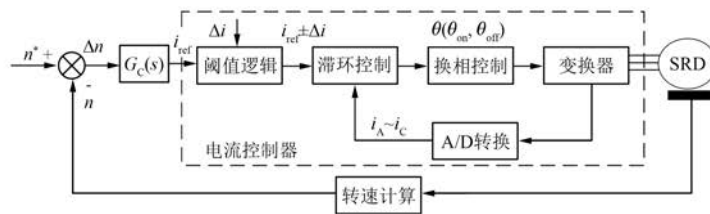


图 6 SRD 转速闭环控制器

### 3.1 转速闭环控制器设计

SRD 机械方程可由电磁转矩  $T_e$  及负载转矩  $T_L$  表示:

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

式中:  $J$ ——转动惯量;

$B$ ——滑动摩擦因数。

简化的 SRD 转速闭环控制器如图 7 所示,  $K_t$  为转矩系数,  $K_n$  为转速传递系数。

为减小稳态误差, 转速调节器  $G_C(s)$  一般选

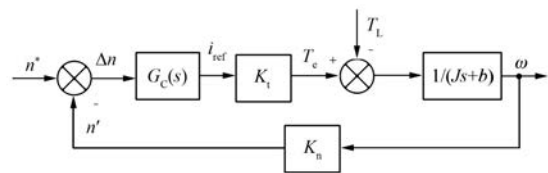


图 7 简化的 SRD 转速闭环控制器

用 PI 调节器, 表达式为

$$G_C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (8)$$

由图 7 可得 SRD 系统传递函数为

$$H(s) = \frac{\Delta n'}{\Delta n^*} \Big|_{\Delta T_L=0} = \frac{bK_p K_i K_n s + bK_i K_i K_n}{s^2 + (a + bK_p K_i K_n)s + bK_i K_i K_n} \quad (9)$$

其中:

$$a = \frac{b}{J}; b = \frac{1}{J} \quad (10)$$

以一阶惯性环节为系统理想目标转速响应模型:

$$H_1(s) = \frac{\Delta n'}{\Delta n^*} \Big|_{\Delta T_L=0} = \frac{c}{s + c} \quad (11)$$

式中:  $T_w$ ——响应时间常数,  $T_w = 1/c$ 。

依据式(11)正定式(9)中各控制参数,可得转速 PI 调节器中比例系数与微分系数分别为

$$K_p = \frac{c}{bK_i K_n}; K_i = aK_p \quad (12)$$

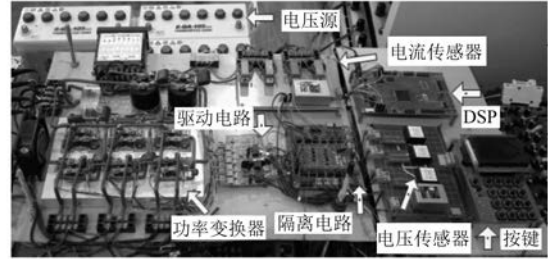
### 3.2 内环电流控制器

为实现 SRD 相电流的快速响应,在内环电流控制器中选用滞环控制器控制电机相电流。阈值逻辑通过参考电流值  $i_{ref}$  与滞环控制器带宽  $\Delta i$  计算得出控制器斩波上限  $i_{max}$  与滞环控制器的斩波下限  $i_{min}$ ,并在滞环控制器中与  $i_{ref}$  进行对比,实现对相电流的滞环控制。结合换向控制器,在该相的导通区间内 ( $\theta_{on} < \theta < \theta_{off}$ ),下开关管始终保持导通。当电流超过斩波上限  $i_{max}$  时,关断上开关管,电流经下续流二极管进行零电压续流,此时相电流下降;当电流下降至斩波下限  $i_{min}$  时,重新开通上开关管,电流继续上升,实现对电流的斩波控制。当该相达到关断位置  $\theta_{off}$  时,上管与下管同时关闭,实现负压续流,电流衰减至 0 A,完成换相。

## 4 试验验证

本文以 1 台三相 12/8 结构的 SRM 为控制对象,对所提控制方法进行试验验证。试验系统实物照片如图 8 所示,其中控制器采用 TMS320F28335 DSP,试验样机经转矩/转速传感器与磁粉制动器相连接。试验样机的电气参数如表 3 所示。

图 9 所示无位置传感器控制下电机单脉冲工作模式的稳态波形。相电流由电流传感器 LA-50P 采集,磁链数据由控制器依据该相电流、电压信号,计算后经 D/A 转换芯片 TLC5615 输出,实际位置信号由位置传感器检测后经 D/A 转换芯



(a) 功率变换器照片

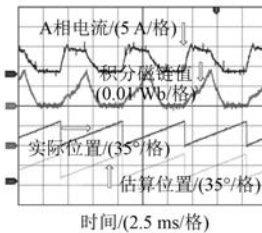


(b) 试验样机照片

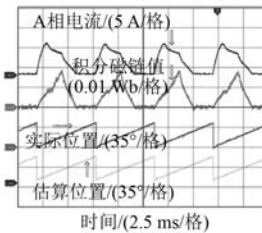
图 8 试验系统实物照片

表 3 试验样机参数

参数名称	参数值
相数	3
额定电压 $U_0/V$	24
定子极/转子极 $N_s/N_r$	12/8
额定功率 $P_0/W$	100
额定转速 $n_0/(r \cdot \min^{-1})$	1 500



(a) 1 200 r/min, 空载



(b) 1 200 r/min, 0.45 N·m

图 9 单脉冲模式的系统稳态波形

片 TLC5615 输出。在 DSP 中,磁链计算频率与 D/A 采样频率均为 20 kHz。图 9(a) 为空载下 1 200 r/min 稳态波形。由图 9(a) 可以看出,依

据电流、电压信息,能够较好地计算出相磁链信息。在图9(b)中,电机转速为1 200 r/min,负载转矩为0.45 N·m。将估算的电机转子位置与实际位置对比,可以看出,本文所提转子位置估算策略能在单脉冲模式下较好地重构出电机转子位置信息。

图10所示为无位置传感器控制下电机在900 r/min时稳态波形。此时,电机工作于电流斩波模式。图10(a)中,电机转矩为空载转矩,转速为900 r/min;图10(b)中,电机负载转矩为0.45 N·m,转速为900 r/min。由图10可以看出,在电流斩波模式下,依据电流、电压信息,本文所提位置重构策略能够较好地计算出该相磁链信息,并能够相应地估算出电机转子实时位置且还原精度较高。

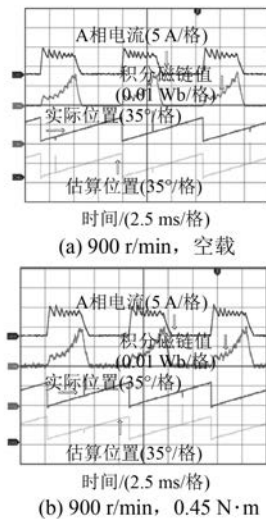


图10 电流斩波模式下电机稳态波形

图11所示为电机初始位置检测与起动过程。在初始位置,采用2.3节提出的脉冲注入法,对三相绕组施加脉冲电压,依据表2所示的规则,判断导通相,并通过给相应相通电,实现电机的起动控制。当电机开始旋转时,随即依照2.1节与2.2节中规则,实现对电机的无位置传感器控制。由图11可以看出,在空载运行与带0.45 N·m负载运行时,所提的初始位置检测策略具有良好的起动性能。

图12为电机转速阶跃响应过程。图12(a)和图12(b)分别为电机空载与带载(负载转矩为0.45 N·m)情况下转速响应对比。图12中,电机

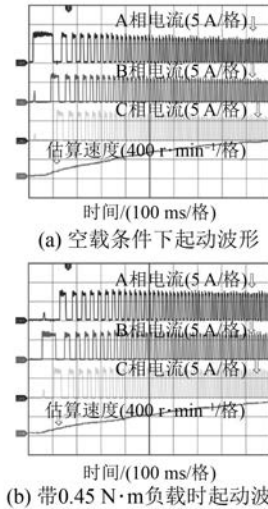


图11 电机初始位置检测与起动过程

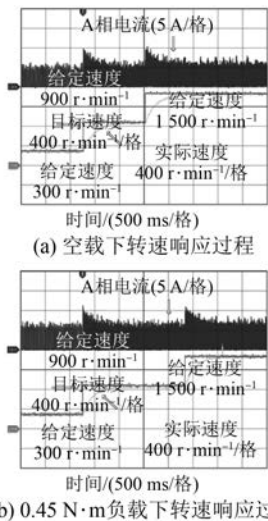


图12 电机转速阶跃响应过程

由0 r/min开始起动,分别施加900 r/min和1 500 r/min目标转速。由试验结果可知,电机在1.0 s内,完成对目标转速的追踪。本文所提的无位置传感器控制策略具有较快的动态响应性能且能较好地适应不同转速段。

## 5 结 语

本文提出了一种基于简化磁链的SRM无位置传感器控制策略,包括初始位置检测、基于简化的磁链曲线的位置检测策略及转子实时位置重构,实现了电机的无位置传感器控制。在此基础上,设计了系统转速闭环控制器,实现对SRM的

转速闭环控制。最后,在 12/8 极样机上的试验验证了所提方法的可行性。该方法控制策略简便易行,具有较强的普适性;速度控制器能快速跟随目标转速,具有较好的动态响应性能。

### 【参考文献】

- [ 1 ] 胡丽杰.混合励磁开关磁阻电机驱动控制技术的研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2006.
- [ 2 ] 管小舒,陈昊.基于自抗扰控制的开关磁阻电机转速闭环性能[J].电工技术学报,2012,27(7): 17-25.
- [ 3 ] 郑洪涛,蒋静坪,徐德鸿.开关磁阻电动机无位置传感器能量优化控制[J].中国电机工程学报,2004,24(1): 153-157.
- [ 4 ] 熊立新,高厚磊,徐丙垠.开关磁阻发电机最大输出功率的控制原则[J].电机与控制学报,2009,13(3): 250-254.
- [ 5 ] 孙鑫,赵德安,田传帮.开关磁阻风力发电系统最大功率追踪策略研究[J].微特电机,2008,36(10): 42-44.
- [ 6 ] 吴建华.开关磁阻电机设计与应用[M].北京:机械工业出版社,2014.
- [ 7 ] 辛凯,詹琼华.基于相电流梯度法的开关磁阻电机间接位置检测[J].微电机,2006,39(6): 28-31.
- [ 8 ] BATEMAN C J, MERCOW B C, CLOTHIER A C, et al. Sensorless operation of an ultra-high-speed switched reluctance machine[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(6): 2329-2337.
- [ 9 ] 夏长亮,王明超,史婷娜,等.基于神经网络的开关磁阻电机无位置传感器控制[J].中国电机工程学报,2005,25(13): 123-128.
- [ 10 ] 夏长亮,谢细明,史婷娜,等.开关磁阻电机小波神经网络无位置传感器控制[J].电工技术学报,2008,23(7): 33-38.
- [ 11 ] 陈坤华,孙玉坤,吴建兵,等.基于电感模型的开关磁阻电动机无位置传感技术[J].电工技术学报,2006,21(11): 71-75.
- [ 12 ] 周竟成,王晓林,邓智泉,等.开关磁阻电机的电感分区式无位置传感器技术[J].电工技术学报,2012,27(7): 34-40.
- [ 13 ] 邱亦慧,詹琼华,马志源,等.基于简化磁链法的开关磁阻电机间接位置检测[J].中国电机工程学报,2001,21(10): 59-62.

收稿日期: 2018-07-06

(上接第 11 页)

- [ 10 ] 姚雪莲,齐瑞云,邓智泉,等.基于在线模糊神经网络的开关磁阻电机高性能转矩控制[J].电机与控制应用,2011,38(3): 17-22.
- [ 11 ] 吴建华,孙国庆.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.
- [ 12 ] 王喜莲,许振亮,王翠.开关磁阻电机转矩脉动与铜耗最小化控制研究[J].电机与控制学报,2015,19(7): 52-57.
- [ 13 ] YE J, BILGIN B, EMADI A. An extended-speed low-ripple torque control of switched reluctance motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1457-1470.
- [ 14 ] SAHOO S K, DASGUPTA S, PANDA S K, et al. A Lyapunov function-based robust direct torque controller for a switched reluctance motor system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(2): 555-564.

收稿日期: 2018-07-06

## 声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录,请在来稿时向本刊声明,本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部