

BSRMWR 无位置传感器悬浮力补偿控制策略

杨艳¹, 陈嘉骏¹, 刘泽远¹, 蔡骏², 刘程子¹, 陈佳磊¹

(1. 南京邮电大学 自动化学院, 江苏 南京 210023; 2. 南京信息工程大学 自动化学院, 江苏 南京 210044)

摘要:宽转子齿无轴承开关磁阻电机换相时的续流现象使得电机悬浮运行精度变差;同时,采用高频电压脉冲注入法实现无位置传感器运行时,续流现象也影响电压注入区间内脉冲响应电流的大小,导致电机换相逻辑出现混乱,难以正常换相。针对上述问题,基于电机运行原理和电感特性曲线,提出一种无位置传感器悬浮力补偿控制方法,采用提前关断悬浮相电流的方法保证注入高频电压脉冲前电流已降为0,计算悬浮绕组电流在下一相进入悬浮区间前结束续流所需要提前关断的角度,同时采用相对应的转矩绕组电流补偿悬浮绕组电流提前关断带来的悬浮力缺失,实现无位置传感器技术下的稳定悬浮运行。仿真和实验表明,所提无位置传感器控制方法可以实现电机的正常运行,而且转子悬浮精度较高,验证了所提出方法的正确性。

关键词:宽转子齿无轴承开关磁阻电机;高频脉冲注入法;悬浮力补偿;提前关断角;无位置传感器技术

DOI:10.15938/j.emc.2025.10.012

中图分类号:TM352

文献标志码:A

文章编号:1007-449X(2025)10-0127-11

Sensorless suspension force compensation control for BSRMWR

YANG Yan¹, CHEN Jiajun¹, LIU Zeyuan¹, CAI Jun², LIU Chengzi¹, CHEN Jialei¹

(1. College of Automation, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, China;

2. School of Automation, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China)

Abstract: The continuation of current flow during commutation in wide-tooth, and bearingless switched reluctance motors deteriorates the accuracy of motor levitation operation. Additionally, the continuation of current flow also affects the magnitude of pulse response current within the voltage injection range during sensorless operation using high-frequency voltage pulse injection results in disorder during the commutation interval, making the commutation process difficult. To solve the above problems, a position sensorless suspension force compensation control method based on the operating principle and the inductance curve was proposed. The method of early turning off the suspended phase current was adopted to ensure that the current has dropped to zero before injecting high-frequency voltage pulses. The turn-off angle at which the suspended winding current needs to be turned off before the next phase suspension interval ends was calculated. At the same time, the corresponding torque winding current was used to compensate for the insufficient suspension force after the suspension winding current was turned off in advance, achieving stable levitation operation with sensorless position control. Simulation and experimental results demon-

收稿日期: 2024-06-04

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(52377061)

作者简介: 杨 艳(1976—),女,博士,副教授,研究方向为无轴承电机、磁阻电机的控制及性能分析;

陈嘉骏(2001—),男,硕士,研究方向为无轴承开关磁阻电机及其控制;

刘泽远(1981—),男,博士,副教授,研究方向为电动汽车驱动技术、高速电机设计及控制技术、新型磁悬浮技术等;

蔡 骏(1981—),男,博士,教授,博士生导师,研究方向为高速开关磁阻电机系统;

刘程子(1984—),女,博士,副教授,研究方向为高速磁悬浮电机技术、高功率密度电机技术、磁悬浮平面电机技术;

陈佳磊(1998—),男,硕士,研究方向为无轴承开关磁阻电机无位置传感器控制。

通信作者: 杨 艳

strate that the proposed sensorless position control enables normal motor operation and higher levitation accuracy, thereby validating the method.

Keywords:BSRMWR; high-frequency pulse injection method; suspension force compensation; turned-off angle; sensorless position control

0 引言

宽转子齿结构无轴承开关磁阻电机^[1-4] (bearingless switched reluctance motor with wide rotor teeth, BSRMWR) 与传统的开关磁阻电机不同,它不需要径向机械轴承来支撑转子,因此具有摩擦小、无需润滑、转速高的优点。与此同时具备普通开关磁阻电机结构简单而坚固,高容错性和良好的鲁棒性的优点,因而具有广阔的应用前景。

对电机转子角度和转速的准确检测是实现 BSRMWR 稳定旋转和悬浮的前提。传统的检测转子位置的传感器,例如:电磁式、光电式传感器,在高温灰尘等环境下容易出现故障,系统复杂、成本高,不利于实际应用。因此,无位置传感器技术对于推广无轴承开关磁阻电机的应用具有实际意义。

近年来,国内外学者已经提出多种无位置传感器控制方案^[5-27],文献[7]通过引入一个滑动面来观测系统的状态,根据误差调整滑动面的参数,使系统状态能够在滑动面上快速收敛,使系统的观测状态与实际状态一致,该方法适用于电机处于中高转速时段。文献[8]通过将高频电压注入到电机无励磁绕组上,利用电机固有的特性,通过测量相应绕组上的高频响应电流信号估算转子位置和速度,该方法在低转速时具有较高控制精度且适用于多种类型电机,适用性较广。文献[9]利用相电感、脉冲电流和转子位置的关系,通过双电流阈值将电感划分为不同区域。比较脉冲电流幅值和双电流阈值,获得双电流阈值检索脉冲。利用该检索脉冲信号可估计转速和转子位置,该方法在一定转速范围内精度高。文献[10]在此基础上,将固定的电流阈值优化为动态阈值,该方法则需建立电流阈值与转速的二维表格,控制系统较为复杂。文献[11]提出电流斜率差的开关磁阻电机位置估计方法,该方法通过检测上升斜率以及下降斜率,通过提取其包络线,利用包络线和电感的位置关系判断转子位置关系,在传统高频脉冲注入的基础上拓宽了调速范围。文献[12-15]通过检测相电感曲线的特殊位置,实现

开关磁阻电机的无位置传感器控制,在电感较为对称情况下,转子位置估计误差小。文献[16]结合矢量变换和电感曲线,提出了基于电感矢量的全周期模型算法。此外,文献[17]基于电感的线性区域,提出了转子位置角度估算的补偿方法,解决角度估算可能出现的错误问题。文献[18]首次提出通过建立转子位置-电流-磁链三维数据表格,通过比对三者数据关系确定转子位置,该方法较为复杂且实用性不高。文献[19-21]进行了简化处理,选取位置最大相邻时刻的磁链作为参考磁链,将三维数据表格简化成二维数据表格。以上方法均是基于开关磁阻电机 (switched reluctance motor, SRM) 的运行机理,考虑到 BSRMWR 和 SRM 结构的相似性,其研究可借鉴 SRM 的相关方法进行拓展和延伸。但由于 BSRMWR 既要控制转子旋转又要控制转子悬浮,控制难度明显增大,其无位置传感器技术的实现就更加困难。

本文以单绕组 BSRMWR 为研究对象,针对采用高频脉冲注入的方法实现电机无位置传感器控制时电流续流现象使得电机悬浮波动大,难以正常换相的问题,提出一种基于无位置传感器技术的悬浮力补偿控制方法。采用提前关断悬浮相电流的方法保证注入高频电压脉冲前电流已降为 0,该电机基于双相导通原理,采用此时对应的转矩相绕组电流补偿提前关断悬浮相绕组电流欠缺的悬浮力,实现无位置传感器技术下的稳定悬浮运行。解决电机换相时,电流续流严重带来的悬浮力不稳定以及无位置传感器技术难以实现的问题。

1 单绕组 BSRMWR 基本理论

1.1 结构特性及其运行原理

单绕组 BSRMWR 的结构如图 1 所示,包括定子、转子和绕组。其中定子上有 12 个依次相隔 30° 的定子极,定子极弧角为 15°,转子上有 8 个等距离排列的转子极,转子极弧角为 30°。每个定子极上都包含 N 匝绕组,形成了 NSNS 的磁通分布。12 个绕组共分为 A、B、C 三相(图中未画出 B、C 两相绕

组)。图 2 为电机相绕组电感示意图,如图所示,转子 0°位置指的是定子齿极与转子齿极中心线对齐的位置。 $[-22.5^\circ, -7.5^\circ]$ 区间电感呈上升趋势,在该区间内若向该相 4 个绕组中通入大小相等的电流则可为电机提供转矩,定义为转矩区。 $[-7.5^\circ, 7.5^\circ]$ 区间绕组电感几乎不变,在该区间内若向该相 4 个绕组中通入大小不等的对称电流则可为电机转子提供径向悬浮力,定义为悬浮区。

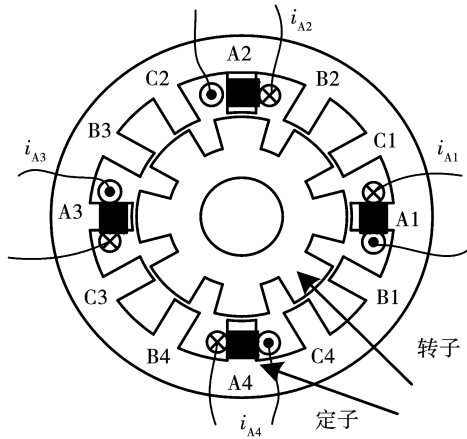


图 1 BSRMWR 结构示意图

Fig.1 Structure diagram of BSRMWR

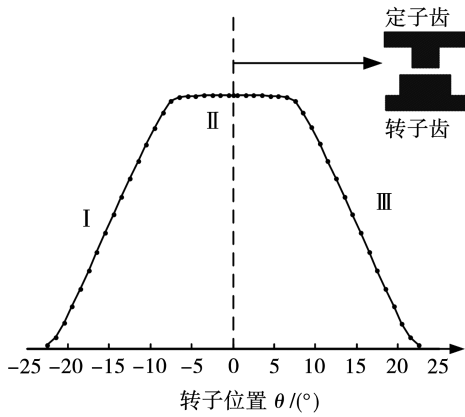


图 2 相电感曲线示意图

Fig.2 Schematic diagram of phase inductance curve

1.2 工作模式及悬浮力模型

12/8 极单绕组 BSRMWR 采用的是双相导通的运行机制,实现电机稳定悬浮运行。图 3 为电机工作模式示意图,以图中位置区间 $[-7.5^\circ, 7.5^\circ]$ 为例,电机位于该区间时,A 相绕组位于悬浮区,导通 A 相绕组电流提供悬浮力,标记为 F。C 相绕组位于转矩区,导通 C 相绕组电流提供转矩,标记为 T。其他位置区间依次类推。

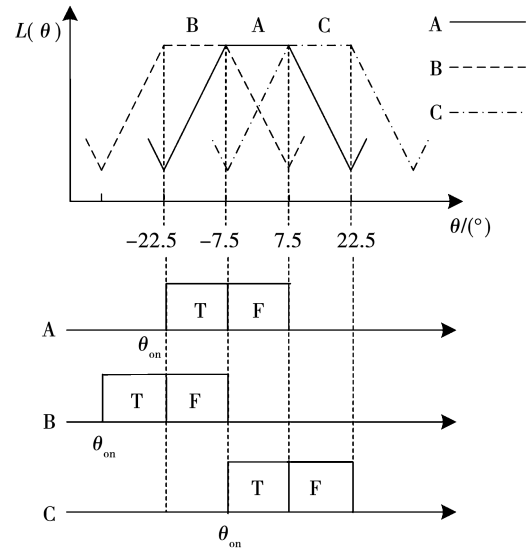


图 3 电机工作模式示意图

Fig.3 Motor operating modes schematic diagram

以 A 相绕组为例,12/8 单绕组 BSRMWR 悬浮力数学模型为:

$$F_x = 20D \frac{i_{A1} + i_{A3}}{2} \cdot \frac{i_{A1} - i_{A3}}{2}; \quad (1)$$

$$F_y = 20D \frac{i_{A2} + i_{A4}}{2} \cdot \frac{i_{A2} - i_{A4}}{2}; \quad (2)$$

$$D = \frac{N^2 \mu_0 \pi h r}{120 l_g^2}. \quad (3)$$

式中: D 为悬浮力系数,只与电机参数相关; N 为电机线圈绕组匝数; μ_0 为气隙磁导率; h 为电机轴向长度; r 为转子极半径; l_g 为气隙长度; i_{A1} 、 i_{A2} 、 i_{A3} 、 i_{A4} 分别为 A 相四极线圈绕组电流。当 $i_{A1} > i_{A3}$ 时,会产生沿 X 轴正方向的径向力,而当 $i_{A1} < i_{A3}$ 时,会产生沿 X 轴负方向的径向力。当 $i_{A2} > i_{A4}$ 时,会产生沿 Y 轴正方向的径向力,而当 $i_{A2} < i_{A4}$ 时,会产生沿 Y 轴负方向的径向力。

2 BSRMWR 无位置传感器控制基本原理

2.1 高频脉冲注入法基本原理

根据基尔霍夫定律,在定子绕组两端注入电压等于绕组两端压降和磁链变化率之和,BSRMWR 第 u 相绕组的电压平衡方程为

$$U_s = RI_u + L(\theta) \frac{dI_u}{dt} + I_u \frac{dL(\theta)}{d\theta} \omega. \quad (4)$$

式中: U_s 为母线电压; R 为绕组电阻; I_u 是 u 相绕组电流; $L(\theta)$ 为当前转子位置角度对应的绕组电感。若在极短的时间内控制开关管开通和关断,向电机

非励磁绕组两端注入一段高频率、低幅值、一定占空比的 PWM 方波,产生的响应电流峰值较小,根据式(4)可知电机中产生的电阻压降以及反电动势可忽略不计。则向非励磁绕组两端注入高频脉冲电压后,其响应电流可表示为

$$I_{pk} = \frac{U_s \Delta T}{L(\theta)} \quad (5)$$

式中: ΔT 是设定的脉冲注入时间; I_{pk} 为脉冲注入后的响应电流。

2.2 转子初始位置判断

BSRMWR 电机静止时,对其绕组两端注入高频脉冲电压,三相响应电流峰值变化规律如图4所示。

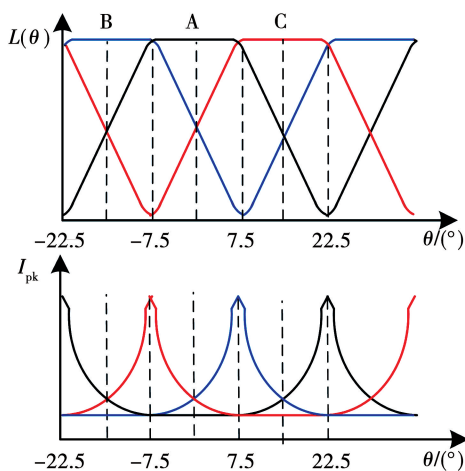


图4 BSRMWR 电感与响应电流区域划分图

Fig.4 BSRMWR inductance and response current zoning

将一个完整电周期均匀分成6等份,每隔 7.5° 作为一个位置划分区。其电流大小呈现一定逻辑规律,规律总结如表1的初始时刻扇区估计表所示。

表1 静止时初始时刻扇区估计表

Table 1 Sector estimation table at the initial moment when stationary

响应电流	电感	转子位置	区间
$I_A > I_C > I_B$	$L_B > L_C > L_A$	$(-22.5^\circ, -15^\circ)$	0
$I_C > I_A \geq I_B$	$L_B > L_A \geq L_C$	$[-15^\circ, -7.5^\circ]$	1
$I_C > I_B > I_A$	$L_A > L_B > L_C$	$[-7.5^\circ, 0)$	2
$I_B > I_C \geq I_A$	$L_A > L_C \geq L_B$	$[0, 7.5^\circ)$	3
$I_B > I_A > I_C$	$L_C > L_A > L_B$	$[7.5^\circ, 15^\circ)$	4
$I_A > I_B \geq I_C$	$L_C > L_B \geq L_A$	$[15^\circ, 22.5^\circ)$	5

因此在电机处于静止时刻,通过向电机绕组两端注入高频脉冲电压,得到其响应电流,即可根据表1判断出该时刻电机所处的位置区间。根据

1.2节所述电机工作模式,可推断出电机启动时的初始励磁相,详见表2。

表2 启动时初始励磁相

Table 2 Initial excitation phase during startup

初始励磁相	转子位置	区间
A相转矩,B相悬浮	$(-22.5^\circ, -15^\circ)$	0
A相转矩,B相悬浮	$[-15^\circ, -7.5^\circ]$	1
C相转矩,A相悬浮	$[-7.5^\circ, 0)$	2
C相转矩,A相悬浮	$[0, 7.5^\circ)$	3
B相转矩,C相悬浮	$[7.5^\circ, 15^\circ)$	4
B相转矩,C相悬浮	$[15^\circ, 22.5^\circ)$	5

2.3 电机换相时刻判断

以电机在位置区间 $[7.5^\circ, 22.5^\circ]$ 换相为例,导通B相绕组电流提供转矩,导通C相绕组电流提供悬浮力,此时应向非励磁相A相注入高频脉冲,得到响应电流峰值,由于电路硬件元件实际特性无法完全理想化,在实际中很难准确捕获脉冲响应电流峰值 I_{apk} 的最大值 $I_{apk}(\text{Max})$,因此引入了脉冲响应电流阈值 I_{pkth} ,设其值为0.95倍的 $I_{apk}(\text{Max})$,此时对应的角度标记为 θ_2 ,根据实际值与响应电流阈值的大小进行比较,进行换相操作,当响应电流 $I_{apk} > I_{pkth}$,执行换相操作,关断C相绕组电流并向其注入电压脉冲,导通B相绕组电流提供径向悬浮力,导通A相绕组电流提供转矩,所示过程如图5所示,各相的换相操作规律表如表3所示。

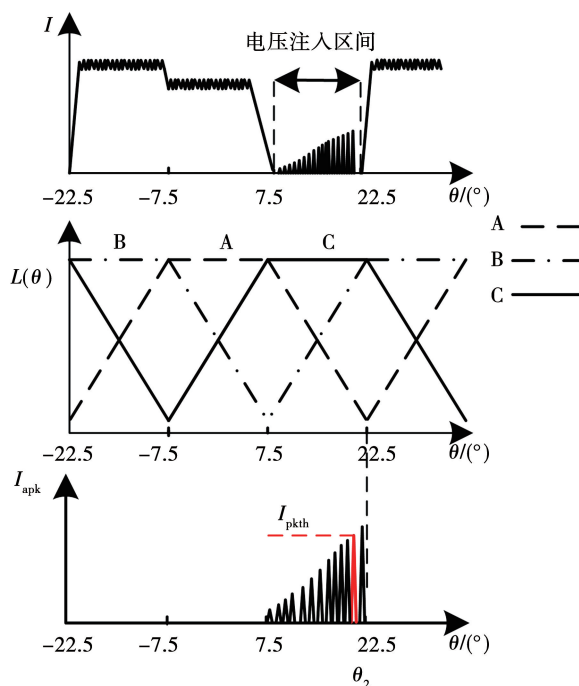


图5 高频脉冲注入换相

Fig.5 High-frequency pulse injection commutation

表 3 换相操作规律表

Table 3 Commutation operation table

励磁相	响应电流关系	注入相
A - T, B - F	$I_{\text{cpk}} < I_{\text{pkth}}$	C
C - T, A - F	$I_{\text{cpk}} > I_{\text{pkth}}$	B
C - T, A - F	$I_{\text{bpk}} < I_{\text{pkth}}$	B
B - T, C - F	$I_{\text{bpk}} > I_{\text{pkth}}$	A
B - T, C - F	$I_{\text{apk}} < I_{\text{pkth}}$	A
A - T, B - F	$I_{\text{apk}} > I_{\text{pkth}}$	C

3 无位置传感器控制算法优化

3.1 响应电流异常情况分析

高频电压脉冲注入之前,必须确保前一悬浮区间的绕组电流降至 0,此时向空闲相注入高频脉冲电压才能获取准确的响应电流峰值去执行换相操作,若前一悬浮区间的绕组电流并未下降为 0,此时向空闲相注入高频脉冲电流,不仅会增加前一相绕组电流的续流时间,同时该空闲相的响应电流也会发生异常情况。响应电流的异常状态示意图如图 6 所示。

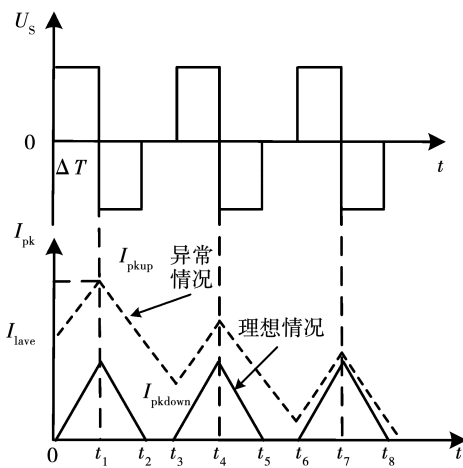


图 6 响应电流示意图

Fig. 6 Schematic diagram of response current anomaly

如图 6 虚线所示,若高频脉冲注入时该相绕组还未续流结束,且续流电流为 I_{lave} ,注入绕组产生的响应电流 I_{pk} 就会与续流电流 I_{lave} 叠加形成 I_{pkup} ,即

$$I_{\text{pkup}} = I_{\text{lave}} + \frac{U_s D}{LR^2 f} \quad (6)$$

式中: f 为脉冲频率; D 为脉冲的占空比。脉冲注入结束后,空闲相绕组内电流会持续衰减,此时响应电

流 I_{pkdown} 为

$$I_{\text{pkdown}} = I_{\text{lave}} - \frac{U_s D}{LR^2 f} \quad (7)$$

图 6 中的黑色实线为理想情况下响应电流,显然,由于续流的影响,响应电流比理想状态时的响应电流有所增大。

3.2 换相时悬浮力情况分析

图 7 为悬浮绕组电流分析示意图,以图中虚线标示的电流续流阶段为例,当电机空闲相应电流 $I_C > I_{\text{pkth}}$ 即电机位置处于 θ_2 时执行换相操作,电机换相前 X 方向悬浮力由工作于悬浮区间的 I_{B1} 、 I_{B3} 之间的差值提供,换相后由工作于悬浮区间的 I_{A1} 、 I_{A3} 之间的差值提供,然而由于电机正常换相时绕组电感值处于最大值,高电感值会带来严重的续流现象,再加上高频脉冲电压的注入又加重了电流续流现象,因此换相过程中会出现 A 相绕组已开通而 B 相绕组中电流未下降为 0 的情况。根据 1.2 节悬浮力模型可知,换相后 X 方向的悬浮力由 X 方向的差分电流即 I_{A1} 、 I_{A3} 之间的差值提供,即电流续流会提供一部分悬浮力,在电流续流这段区间内, X 方向的悬浮力实际由 B 相续流电流以及 A 相电流二者共同提供,而原控制方法未考虑续流带来的影响,因此有可能导致悬浮力的不稳定。 Y 方向同理。

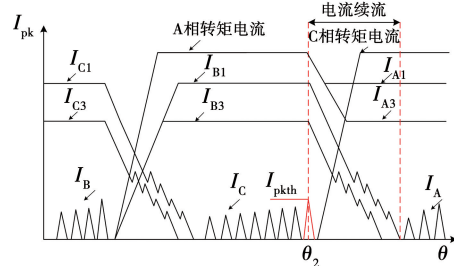


图 7 换相续流时悬浮绕组电流分析示意图

Fig. 7 Schematic diagram of suspension winding current analysis during commutation freewheeling

3.3 提前关断时刻判断

上节悬浮力出现尖峰的原因是由于在换相过程中续流影响悬浮力的稳定,因此如果控制换相动作发生前,前一相电流降为 0,即可避免该问题的出现。本文采用提前关断相电流的方式来实现该效果。单绕组 BSRMWR 功率变换器采用的是不对称半桥结构,相绕组等效电路如图 8 所示。

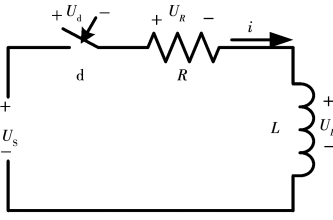


图8 相绕组等效电路图

Fig. 8 Equivalent circuit diagram of phase winding

图中 R 代表绕组的等效电阻,而 d 则代表功率变化器件 IGBT, L 代表电感。以 B 相为例,若要 B1 绕组在 -7.5° 前电流续流结束,根据电压平衡方程可得

$$-U_s - 2U_d = Ri_{B1} + L_0 \frac{di_{B1}}{dt} + \omega i_{B1} \frac{dL_{B1}}{d\theta} \quad (8)$$

即可得到 B1 绕组续流时电流 i_{B1} 为

$$i_{B1} = \left(1 - \frac{A\omega}{L_0}\right)^{\frac{R+A\omega}{A\omega}} \left(\frac{U_s + 2U_d}{R + A\omega} + i_{B1}(0)\right) - \frac{U_s + 2U_d}{R + A\omega} \quad (9)$$

式中: R 为 B1 绕组的电阻值; U_s 为绕组两端母线电压; ω 为电机当前角速度; U_d 为开关管压降,当前转子位置角位于悬浮区间, L_0 值的变化可忽略; $A = dL_{B1}/d\theta$, 电感值随角度变化很小,可以作为一个较小的常数; $i_{B1}(0)$ 为 B1 绕组电流斩波时设定的参考电流初始值。根据式(9), i_{B1} 电流值要在 -7.5° 前电流衰减到 0, 令 $i_{B1} = 0$, 可得 B 相电流下降到 0 所需的时间 T_1 为:

$$X = \frac{U_s + 2U_d}{U_s + 2U_d + (R + A\omega)i_{B1}(0)}; \quad (10)$$

$$T_1 = \frac{L_0}{A\omega} (1 - X^{\frac{A\omega}{R+A\omega}}) \quad (11)$$

因此 B 相电流需要提前关断的角度为 ωT_1 , 该相关断角 θ_1 为

$$\theta_1 = -7.5 + \omega T_1 \quad (12)$$

将关断角 θ_1 所对应的非导通相 C 相内脉冲响应电流大小 $I_{advance}$ 作为 B 相绕组电流提前关断的判断逻辑条件, 即

$$I_{advance} = \frac{U_s \Delta T}{L_c(\theta_1)} \quad (13)$$

如图 9 所示为提前关断悬浮相电流的角度示意图, 图中以位置区间 $[-22.5^\circ, -7.5^\circ]$ 为例, 在此

区间内导通 A 相绕组电流提供转矩, 导通 B 相绕组电流提供悬浮力, 根据式(11) 计算设定转速时悬浮绕组电流的续流时间, 然后根据式(12) 确定关断角。进而由式(13) 确定该关断角对应的电压注入区间内脉冲响应电流峰值, 并将其作为响应电流阈值 $I_{advance}$, 通过判断脉冲响应电流是否达到脉冲响应电流阈值 $I_{advance}$ 来执行关断 B 相电流的操作。

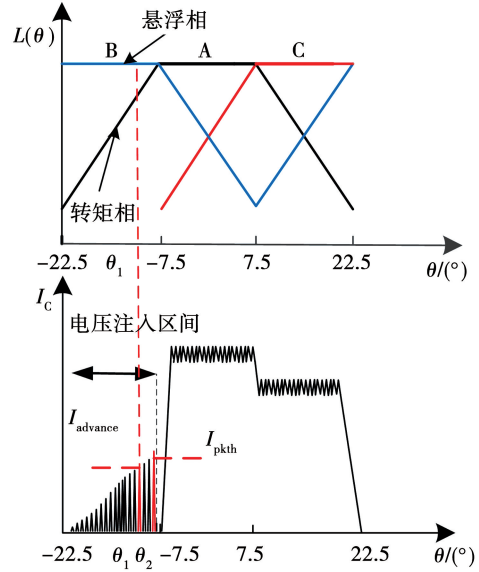


图9 提前关断悬浮电流示意图

Fig. 9 Schematic diagram of early shutdown of suspended current

3.4 悬浮力补偿

提前关断工作于悬浮区间的绕组使得换相前电流衰减到 0, 可避免悬浮力的突增, 同时也可避免续流过程中高频电压脉冲注入带来的换相逻辑错误。但是悬浮区间电流提前关断, 下一相开通时电流无法突增到需求值, 从而导致悬浮力无法及时跟踪的问题, 即会造成悬浮力的缺失。本节采用工作于转矩区间的相绕组电流补偿提前关断带来的悬浮力缺失。以 A 相工作于转矩区间的绕组电流来补偿提前关断工作于悬浮区间的 B 相后出现的悬浮力缺失问题为例, 在图 9 所示的 $[\theta_1, \theta_2]$ 提前关断区间内在 X 方向上需要补偿的悬浮力可表示为

$$f_{XA} = F_X - F_{XB} \quad (14)$$

式中: f_{XA} 为 A 相绕组需要补偿的悬浮力; F_{XB} 为关断 B 相绕组后电流续流提供的悬浮力; F_X 为 X 方向的给定悬浮力; X 方向需要补偿的电流 I_{A1} 、 I_{A3} 分别如下:

$$I_{A1} = i_{\text{savg}} + \frac{f_{XA}}{20Di_{\text{savg}}}; \quad (15)$$

$$I_{A3} = i_{\text{savg}} - \frac{f_{XA}}{20Di_{\text{savg}}}. \quad (16)$$

由于提前关断的角度较小,悬浮力系数近似用 D 表示, Y 方向同理。

采用提前关断且补偿悬浮力后的悬浮绕组电流示意图如图 10 所示,以 X 方向为例,当 C 相空闲相内的响应电流达到 I_{advance} 且小于 I_{pkth} ,关断 B 相悬浮绕组电流,由于电流存在续流,此时 B 相悬浮绕组电流不会立即衰减为 0。由式(1)可知 X 方向的悬浮力由差分电流提供,因此电流续流期间 I_{B1} 、 I_{B3} 二者构成的差分电流提供一部分悬浮力。为了实现电机转子在 X 方向稳定悬浮,通过控制转矩相绕组 I_{A1} 、 I_{A3} 之间差值大小补偿欠缺的悬浮力。当 C 相空闲相内响应电流大于等于 I_{pkth} ,开通 C 相完成电机换相。

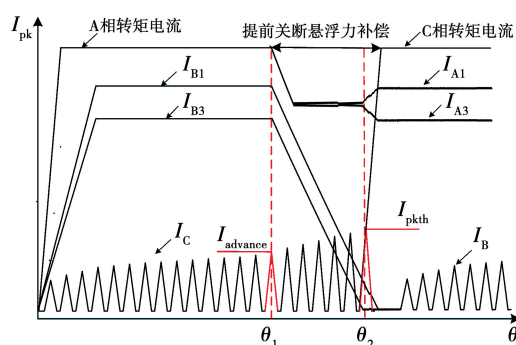


图 10 采用提前关断且补偿悬浮力后悬浮绕组电流示意图

Fig. 10 Schematic diagram of current of the suspension winding after using early shutdown and compensating suspension force

3.5 转速估计

本文采用的转速估计方法如图 11 所示,以高频脉冲电压在 $[-22.5^\circ, -7.5^\circ]$ 区间内注入为例,通过比较响应电流的峰值和预设的电流阈值 I_{advance} ,来触发当前悬浮相关断信号的产生,此时转子角度位置记为 θ_1 。同时还比较了响应电流的峰值和预设电流阈值 I_{pkth} ,以触发下一相开通信号产生,此时转子角度位置记为 θ_2 ,电机转子在这 2 个信号之间经过的角度为 $\theta_2 - \theta_1$,同时记录这 2 个触发条件信号之间经过的时间,将触发关断时刻标记为 t_1 ,将

触发下一相开通时刻标记为 t_2 。这个时间间隔可用于估算转子的转速,即

$$\omega = \frac{\theta_2 - \theta_1}{t_2 - t_1}. \quad (17)$$

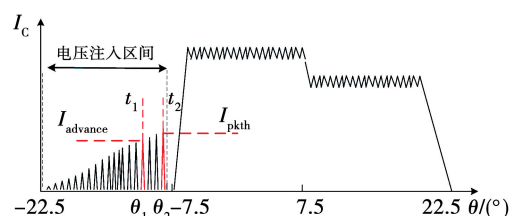


图 11 转速估计示意图

Fig. 11 Schematic diagram of rotational speed estimation

4 仿真分析

以上分析了适用于单绕组 BSRMWR 在无位置传感器技术下的位置区间判断和换相规律,以期实现电机悬浮运行。

现基于 MATLAB/Simulink 进行了建模仿真研究,所用样机尺寸参数如表 4 所示。在仿真中采用电流斩波的方式对电流进行控制,设定电流滞环宽度为 0.2 A,设定电机平均转矩为 0.2 N·m,设定转速为 1 500 r/min, X 方向悬浮力设定为 25 N, Y 方向悬浮力设定为 40 N,悬浮区的平均电流设为 5 A。高频注入脉冲频率设定为 10 kHz,高频脉冲幅值与母线电压相同,设定为 15 V,占空比为 35%。

表 4 样机尺寸参数

Table 4 Sample size parameters

电机参数	数值	电机参数	数值
定子轭厚/mm	6.1	气隙长度/mm	0.25
转子轭厚/mm	7.65	定子极弧/(°)	15
定子齿高/mm	16.5	叠片长度/mm	55
转子齿高/mm	7	绕组匝数	30

4.1 不采用提前关断法时的电流和悬浮力

首先采用传统换相方式进行仿真分析,图 12 为脉冲注入后相电流仿真波形图,本节采用的换相策略与 2.3 节一致,如图 12 所示电流续流时注入高频脉冲电压导致脉冲注入区间内的响应电流峰值增大,可能会大于响应电流阈值 I_{pkth} ,进而影响换相逻辑判断。

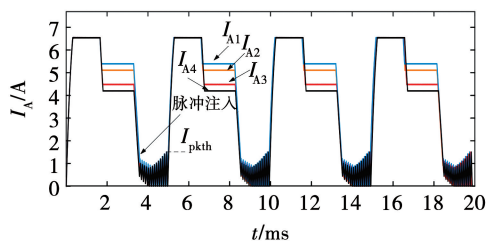


图12 脉冲注入后相电流仿真波形图

Fig.12 Waveform of phase current after pulse injection

图13为电机基于无位置传感器技术换相时悬浮力示意图,如图13所示 X 方向悬浮力在换相时刻出现45 N的尖峰,电流续流结束后稳定在2 N, Y 方向悬浮力在换相时刻出现65 N的尖峰,电流续流结束后稳定在40 N。

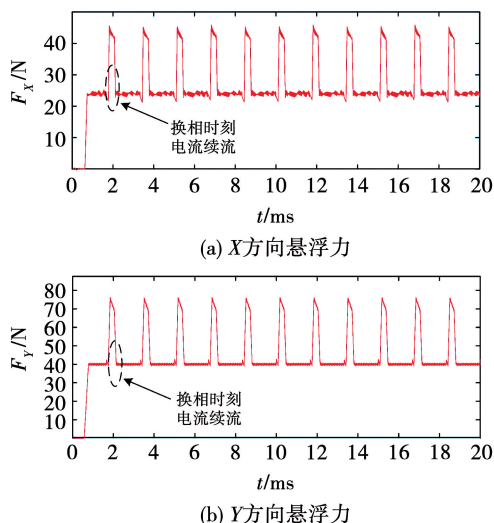


图13 换相时悬浮力仿真波形

Fig.13 Simulation waveform of levitation force during commutation

图12与图13的仿真分析结果都与前述3.2节理论分析结果一致。

4.2 提前关断并补偿悬浮力后的电流和悬浮力

本节采用提前关断并补偿悬浮力的控制方法进行仿真分析,在所述仿真条件下可根据式(12)与式(13)计算出提前关断角对应的脉冲响应电流 $I_{advance}$ 为1.36 A,即当电压注入区的脉冲响应电流峰值大于1.36 A时关断工作于悬浮区间的一相绕组,与此同时用相对应的工作于转矩区间的一相绕组电流进行悬浮力补偿。图14为补偿后相电流示意图,如图所示补偿后电压注入区间响应电流波形相较

图12而言避免了由于在电流续流阶段高频脉冲注入引起的电机换相逻辑错误的问题。图15(a)、图15(b)分别是补偿后的 X 、 Y 方向悬浮力波形,由图可见 X 方向悬浮力稳定在25 N, Y 方向悬浮力稳定在40 N,全域中悬浮力波形较为平稳,相较于图13未补偿的仿真波形有了很明显的改善。

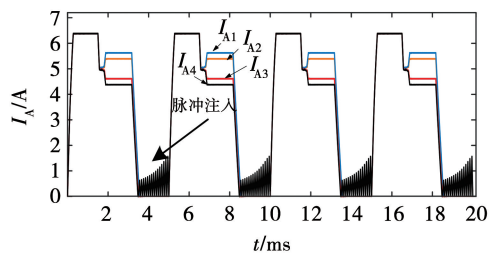


图14 补偿后电流仿真波形图

Fig.14 Waveform diagram of current simulation after compensation

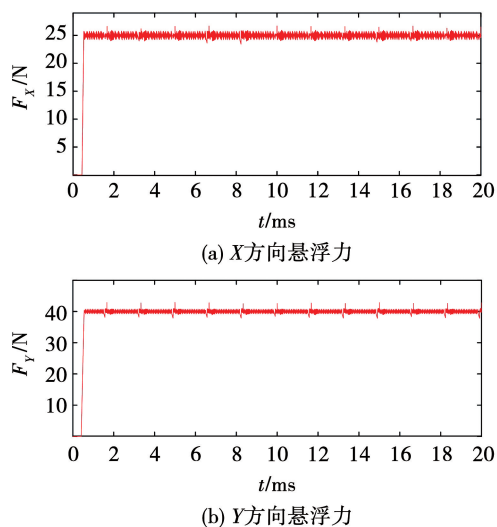


图15 补偿后悬浮力仿真波形

Fig.15 Simulation waveform of levitation force after compensation

5 实验验证

为了进一步验证该提前关断悬浮力补偿策略的可行性,以一台三相12/8单绕组BSRMWR为研究对象,样机实物图如图16所示,其尺寸详情列在表4中。图16(a)和图16(b)展示了电机的定子和转子部分。图16(c)为电机的整体外部结构,清晰展示了电机的机壳、转轴、绕组和端盖等组成部分。转轴的一端为悬浮端,安装了4个位移传感器,

用于实时位移检测,而另一端通过调心轴承固定。图 16(d)展示了电机的悬浮端,设有 4 个位移传感器,并配有一个辅助轴承,用于支撑辅助转轴和保护转子,确保电机稳定运行。

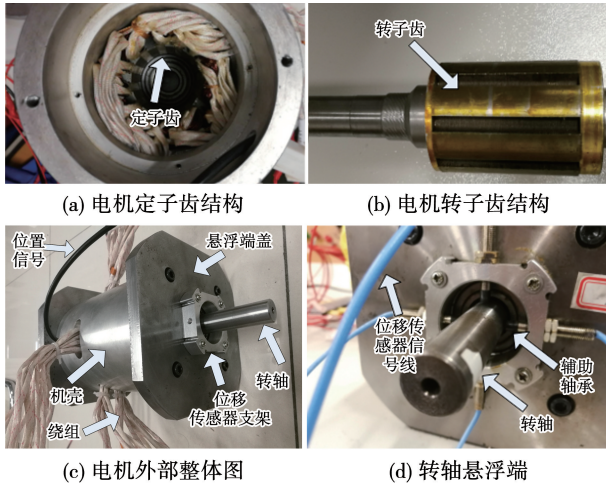


图 16 12/8 极 BSRMWR 实验样机图

Fig. 16 Prototype diagram of 12/8-pole BSRMWR experiment

本次实验中采用电流斩波的方式对电流进行控制,设定电流滞环宽度为 0.2 A,高频脉冲注入电压的幅值设定为 15 V,频率为 10 kHz,占空比为 35%,设定转速为 1 500 r/min。根据计算在本次实验中响应电流阈值 I_{advance} 设为 1.36 A。图 17 为 X 方向悬浮力及电流实验波形,为了对比,首先不采用补偿技术将电机悬浮,再采用本文提出的补偿技术进行优化。图 18 为 Y 方向悬浮力补偿实验波形。

由表 4 电机参数中的定子与转子之间气隙大小为 0.25 mm 可知电机的最大径向位移波动为 250 μm ,理论上电机转子在轴心位置的径向位移波动小于 250 μm 即认为电机转子实现悬浮运行。

从图 17 和图 18 可以看出,当应用本文所述无位置传感器控制方法时,在结合本文所研究的补偿技术前,电机转子尽管可以达到指定悬浮位置悬浮,但是由于电机换相时存在续流现象导致悬浮力不稳定,X 方向径向位移波动约为 180 μm ,Y 方向径向位移波动约为 220 μm ,均小于气隙 250 μm ,理论上实现了转子的悬浮运行,但径向位移波动较大,考虑到机械加工误差以及测量误差,实验中能听到定子与转子偶尔磕碰的声音,说明不采用悬浮力补偿

方式时电机转子虽然从理论上实现了悬浮运行,但转子悬浮不够稳定。然而,在结合本文所研究的无位置传感器控制方法和悬浮力补偿方法后,从图中可以看出电机转子仍在指定悬浮位置悬浮,且径向位移波动明显减小,X 方向径向位移波动整体在 130 μm 以内,Y 方向径向位移波动整体在 140 μm 以内,实验中也听不到任何磕碰的声音,说明本文所述基于无位置传感器下的悬浮力补偿方法不仅可以实现电机的正常运行,而且转子悬浮精度较高。

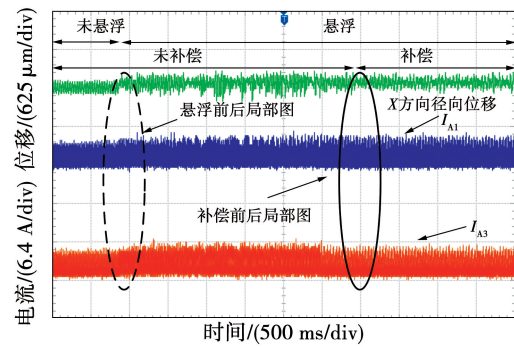


图 17 X 方向悬浮力补偿实验波形

Fig. 17 Waveform of X-direction suspension force compensation experiment

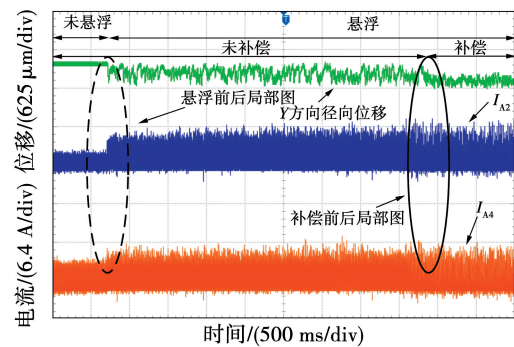


图 18 Y 方向悬浮力补偿实验波形

Fig. 18 Waveform of Y-direction suspension force compensation experiment

6 结 论

本文提出了单绕组 BSRMWR 无位置传感器下悬浮力补偿控制策略,通过仿真和实验结果可以得到如下结论:

1) 该方法通过提前关断悬浮电流可以解决由于电流续流现象导致无位置传感器技术下的电机换相逻辑错乱的问题。

2)该控制方法可以补偿因提前关断悬浮电流而导致的悬浮力缺失问题,提高电机转子悬浮精度,实现了无位置传感器技术下的稳定悬浮运行。

参考文献:

- [1] 周云红,王东,黄飞,等.单绕组宽转子极无轴承开关磁阻电机径向力模型的全周期拓展[J].电机与控制学报,2024,28(2):182.
ZHOU Yunhong, WANG Dong, HUANG Fei, et al. Full-period extension of radial force model for bearingless switched reluctance motor with wide rotor[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(2): 182.
- [2] CHEN L, HOFMANN W. Speed regulation technique of one bearingless 8/6 switched reluctance motor with simpler single winding structure[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(6): 2592.
- [3] 曹鑫,李小笛,刘晨昊,等.基于旋转坐标系的锥形无轴承开关磁阻电机数学模型[J].电工技术学报,2018,33(17):4029.
CAO Xin, LI Xiaodi, LIU Chenhao, et al. Mathematical model of conical bearingless switched reluctance motor based on rotating coordinate system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(17): 4029.
- [4] 孙玉坤,刘湊飞,王德明,等.基于有限元分析的磁悬浮开关磁阻电机数学模型的全角度拓展[J].电工技术学报,2007,22(9):34.
SUN Yukun, LIU Xianfei, WANG Deming, et al. Extension of mathematical model to full angle for bearingless switched reluctance motors based on finite-element analysis[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(9): 34.
- [5] 蒯松岩,李奎,衡风平,等.考虑互感影响的开关磁阻电机无位置传感器控制技术[J].电工技术学报,2017,32(8):178.
Kuai Songyan, LI Kui, HENG Fengping, et al. Position sensorless technology of switched reluctance motor considering mutual inductances[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(8): 178.
- [6] 李孟秋,陈欣,任修勇,等.基于典型位置电感的开关磁阻电机无位置传感器控制策略[J].中国电机工程学报,2017,37(13):3901.
LI Mengqiu, CHEN Xin, REN Xiuyong, et al. Sensorless control of switched reluctance motors based on typical positions of three-phase inductances[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(13): 3901.
- [7] 田建,王宏华,王卫东.无轴承开关磁阻电机滑模观测器间接位置检测研究[J].机械制造与自动化,2021,50(2):185.
TIAN Jian, WANG Honghua, WANG Weidong. Research on indirect position detection of BSRM by sliding mode observer[J]. Machine Building & Automation, 2021, 50(2): 185.
- [8] GAO H, SALMASI F R, EHSANI M. Sensorless control of SRM at standstill[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference & Exposition, March 4-8, 2001, California, USA. 2001: 850.
- [9] 张磊,刘闯,王云林,等.开关磁阻电机变双电流阈值的无位置传感器技术[J].中国电机工程学报,2014,34(27):4683.
ZHANG Lei, LIU Chuang, WANG Yunlin, et al. Position sensorless technology of switched reluctance machines based on double variable current thresholds[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(27): 4683.
- [10] 张懿.基于高频脉冲注入法的开关磁阻电机无位置传感器技术研究[D].杭州:浙江大学,2019.
- [11] 张磊,刘闯,韩守义.基于全周期电流包络线开关磁阻电机无位置传感器技术[J].电机与控制学报,2019,23(11):109.
ZHANG Lei, LIU Chuang, HAN Shouyi. Sensorless of switched reluctance motor drives based on full cycle current envelope[J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(11): 109.
- [12] 雷晓霖,王传奇,李雪丰,等.基于特殊电感开关磁阻电机无位置传感器控制[J].电力电子技术,2018(7):20.
LEI Xiaoben, WANG Chuanqi, LI Xuefeng, et al. Sensorless control of reluctance motor based on special inductance position[J]. Power Electronics, 2018(7): 20.
- [13] HAO J, DENG Z, GU Y. Sensorless control for switched reluctance motor based on gradient of phase inductance[J]. Electronics Letters, 2016, 52(19):1600.
- [14] 陈欣.基于电感模型的开关磁阻电机无位置传感器控制[D].长沙:湖南大学,2017.
- [15] CAI J, LIU Z, ZENG Y. Aligned position estimation based fault-tolerant sensorless control strategy for SRM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 7754.
- [16] CAI J, DENG Z. Sensorless control of switched reluctance motor based on phase inductance vectors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(7): 3410.
- [17] 蔡骏,邓智泉.基于电感线性区模型的开关磁阻电机无位置传感器技术[J].中国电机工程学报,2012,32(15):114.
CAI Jun, DENG Zhiquan. Sensorless control of switched reluctance motors based on phase inductance model in linear regions[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(15): 114.
- [18] LIANG Y, CHEN H. Circuit-based flux linkage measurement method with the automated resistance correction for SRM sensorless position control[J]. IET Electric Power Applications, 2018, 12(9): 1396.
- [19] 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.
QIU Yihui, ZHAN Qionghua, MA Zhiyuan, et al. The indirect position sensing of SRM on the basis of simplified flux method

- [J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(10): 59.
- [20] 李珍国, 李彩红, 阚志忠, 等. 基于改进型简化磁链法的开关磁阻电机无位置传感器速度控制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(6): 66.
- LI Zhenguo, LI Caihong, KAN Zhizhong, et al. Switched reluctance motor sensorless speed control based on the improved simplified flux method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(6): 66.
- [21] 曾文禹, 刘闯. 基于改进型磁链法的开关磁阻电机无位置检测的研究[J]. 电气传动, 2010, 40(7): 19.
- ZENG Wenyu, LIU Chuang. Study of position sensorless control for switched reluctance motor based on improved flux method[J]. Electric Drive, 2010, 40(7): 19.
- [22] 刘旭, 牛大强, 曹阳, 等. 基于励磁绕组高频信号注入的混合励磁开关磁链永磁电机位置估计[J]. 电工技术学报, 2021, 36(20): 4297.
- LIU Xu, NIU Daqiang, CAO Yang, et al. Position estimation for hybrid excited switched flux PM machine by injecting high-frequency pulse into the field winding[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(20): 4297.
- [23] CAI Jun, DENG Zhiqian. Sensorless control of switched reluctance motor based on phase inductance vectors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(7): 3410.
- [24] ISLAM M S, HUSAIN I, VEILLETTE R J, et al. Design and performance analysis of sliding-mode observers for sensorless operation of switched reluctance motors[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2003, 11(3): 383.
- [25] PANDA D, RAMANARAYANAN V. Sensorless control of switched reluctance motor drive with self-measured flux-linkage characteristics[C]// 2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, June 18–23, 2000, Galway, Ireland. 2000: 1569.
- [26] 肖芳, 谢元宇, 王明辉, 等. 基于改进型 ADRC 的 PMSM 无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(4): 50.
- XIAO Fang, XIE Yuanyu, WANG Minghui, et al. Improved ADRC-based PMSM control without position sensor[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(4): 50.
- [27] 骆正红, 胡亚山. 基于巴特沃斯结构的改进磁链观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(9): 60.
- LUO Zhenghong, HU Yashan. Improved flux observer based on Butterworth filter for sensorless control of permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(9): 60.

(编辑:刘琳琳)