

DOI: 10.13382/j.jemi.B2205826

开关磁阻电机初始位置估算技术的研究

杨春尧¹ 陈 涛¹ 桑永豪^{2,3} 平 夏² 李配配² 杨 帆³

(1. 四川省产品质量监督检验检测院 成都 610000; 2. 国家电网淮南供电公司 淮南 232000;
3. 中国矿业大学 徐州 221000)

摘 要:针对开关磁阻电机在惯性状态下难以测算初始位置的问题,设计了一种基于脉冲注入法的初始位置估算策略,该策略可以在电机静止状态和惯性状态都可以有效获取电机的初始位置。首先该策略对脉冲电流励磁时间和注入频率的选取原则进行了分析,使得开关管等器件在安全工作环境下正常运行,保证实验操作的可行性;其次使用脉冲注入法对开关磁阻电机实施电感平均分区,分别对电机静止和具有惯性速度下的位置定位进行研究,最后在一台三相 6/4 结构的开关磁阻电机上进行了实验。实验结果验证该方法在不增加额外硬件电路的条件下,可以有效测算出电机在静止状态或惯性状态下的初始位置,同时该控制算法简单、操作方便,具有较强的普适性以及可移植性。

关键词: 开关磁阻电机;无位置传感器;初始位置估计;脉冲注入

中图分类号: TM352 **文献标识码:** J **国家标准学科分类代码:** 470. 40

Research on initial position estimation of switched reluctance motor

Yang Chunyao¹ Chen Tao¹ Sang Yonghao^{2,3} Ping Xia² Li Peipei² Yang Fan³

(1. Sichuan Institute of Product Quality Supervision, Inspection and Testing, Chengdu 610000, China;
2. State Grid Huainan Power Supply Company, Huainan 232000, China; 3. School of Electrical Engineering,
China University of Mining and Technology, Xuzhou 221000, China)

Abstract: In view of the shortcomings of that it is difficult to calculate the initial position of switched reluctance motor in the inertial state, an initial position estimation strategy based on pulse injection method is proposed in this paper. The initial position of the motor can be obtained in both static state and inertia state when the strategy is adopted. Firstly, the selection principle of pulse current excitation time and injection frequency is analyzed, so that the switches and other devices can operate normally in a safe working environment. Then, the feasibility of experimental operation can be guaranteed. Secondly, the pulse injection method is used to implement the average inductance partition of the switched reluctance motor, and the position positioning of the motor at rest and with inertial speed is studied respectively. Finally, the experiment is carried out on a three-phase 6/4 switched reluctance motor. The experimental results show that the method can effectively measure the initial position of the motor in the inertial state or static state without adding additional hardware circuits. At the same time, the control algorithm is simple, easy to operate, and has strong universality and portability.

Keywords: switched reluctance motor; sensorless; initial position; pulse injection

0 引 言

开关磁阻电机的结构与传统交、直流电机有着根本的区别,由硅钢片叠压形成的转子上既无绕组也无稀土

材料制作的永磁体;定子上则绕有简单集中的线圈,整个机械结构相对简洁。SRM 的起动转矩较大,转矩/电流比较高,所以常用于频繁起动的场合^[1-5]。然而,对于开关磁阻电机而言,位置传感器在恶劣环境中容易损坏,造成电机无法正常运行;同时,位置传感器的存在将会增加

系统的成本和复杂度,从而降低系统的可靠性,使得 SRM 的推广应用受到限制。目前,SRM 无位置传感器控制方法有许多种,但这些方法的基本步骤是相似的:1) 给电机励磁,检测其绕组的电压、电流等数据;2) 根据这些电气量推导出电感或磁链;3) 依据 SRM 转子位置对其电感或磁链的函数关系确定位置信息。

在智能控制的检测方法中,通常以神经网络法、模糊控制法和卡尔曼滤波法作为主要的检测方法,但这些方法都需要大量的运算,尤其是神经网络法更是要对大量的数据进行训练^[6-8];在附加元件检测法中,一般以附加极板电容法和外加测试线圈法为代表的检测方法被广泛应用,然而,该方法会因附加元件的使用增加运行成本。因此,大多数学者选择致力于导通相检测法和非导通相检测法的研究^[9]。开关磁阻电机的无位置算法一般有脉冲注入法、磁链法、电感模型法、观测器法等。对于磁链法而言,文献[10]阐述了一种简化磁链法,该方法不需要时刻检测磁链数据,只需在换相时刻检测出磁链、电流数据即可,节省了计算量。文献[11]提出了一种基于参考位置的磁链估计法,该方法只对单个位置进行测量,具有较高的精确度,但是这种方法需要离线测量该位置的磁链曲线和位置角对磁链的偏导数,然后存储至控制器,增加了计算量。对于电感模型法而言,文献[12]根据电感模型推导出增量电感解析式,该模型只需通过测量并拟合出不对齐位置、对齐位置以及中间位置 3 条磁链曲线,由于 SRM 的对称性,因此可以很快地建立模型并能够更新数据,改善了因电机老化带来模型精度下降的问题。文献[13]介绍了一种电感分区法,通过比较三相电感的大小,对三相电感进行分区以此确定转子位置所在区间,从而确定对应的导通相。然而这两种方法需要对电机的参数进行精确的测算,较为复杂。近几十年,国内外学者对观测器检测法进行了改进,相继提出了自适应观测器^[14]、滑模观测器^[15]、二阶滑模观测器^[16]等无位置传感器控制技术。然而这种方法十分依赖于所采取的观测器参数,当电机参数发生变化时采用的控制策略并不能有效获取电机的位置信号。文献[17-18]采用了脉冲注入法,通过电流幅值和绕组电感成反比的函数关系从而获取了电机的初始位置。文献[19]提出了一种基于逐相注入高频脉冲比较三相响应电流幅值进而推算出初始位置的估计方法,并对该方法进行改进,提高了所提方法的精确度。文献[20]提出了一种改进的脉冲注入法,仅对单相非导通相施加脉冲,然后利用低通滤波器,将得到的电流信号与设置的 3 个电流阈值进行比较确定电机的换相顺序,同时,依据检测到的电压波形决定脉冲注入的时刻,降低了负转矩,拓宽了电机的调速范围。文献[21]对传统的单阈值方法进行改进,提出一种新型双阈值的测量方法,该方法能够将测量区间限制在电感变化

的非敏感区,其中低阈值被用来决定下一导通相;高阈值被用来决定下一测量相,提高了测量的精确度。

然而,对于以往提出的脉冲注入策略研究中一般都只关注于电机在静止状态下的初始位置估计,当电机处于惯性状态下不能准确获取电机的初始位置,因此本文提出了一种新型的开关磁阻电机无位置传感器初始位置的估计技术。通过使用脉冲注入法对电感实施平均分区,实现了开关磁阻电机初始位置估计。该方法在电机静止时比较各相绕组响应的脉冲电流峰值,确定转子位置所在分区,根据分区确定初始起动相;在电机具有一定初始速度时,电感分区法对电机初始位置估计同样适用。该方法算法简单,便于实现,同时检测精度较高。

1 脉冲注入基本原理

对于开关磁阻电机而言,在忽略磁滞、涡流和绕组间互感前提下采用直流法可以检测出相绕组的电压、电流,由此计算出磁链特性。开关磁阻电机一相绕组 m 的电路方程式为:

$$U_m = i_m R_m + d\psi_m/dt \quad (1)$$

式中: U_m 为 m 相端电压, R_m 为 m 相电阻, i_m 为 m 相电流, ψ_m 为 m 相磁链。

根据式(1)可以得到相绕组 m 的磁链表达式为:

$$\psi_m = \int_0^t (U_m - i_m R_m) dt + \psi_m(0) \quad (2)$$

式中: $\psi_m(0)$ 为相绕组 m 的磁链初始值。

在开关磁阻电机控制系统中,通过调控不同桥臂上开关管的导通与关断,在无附加源等外围硬件辅助下,能够同时或分时给各相绕组注入一定频率的检测脉冲信号。其中, m 相绕组的磁链 ψ_m 与电流 i_m 和转子位置 θ 有关,具体表达式如式(3)所示:

$$\psi_m(i, \theta) = L_m(i, \theta) i_m \quad (3)$$

将式(1)、(3)相结合,可以得到 m 相的电路方程式为:

$$U_m = R_m i_m + \left[L_m + i_m \frac{\partial L_m(i, \theta)}{\partial i_m} \right] \frac{di_m}{dt} + i_m \frac{\partial L_m(i, \theta)}{\partial \theta} \omega \quad (4)$$

可以看出,式(4)由电阻压降、变压器电动势、运动电动势 3 部分构成。如图 1 所示,在很短的 Δt 时间内,向受检相绕组中注入高频低压脉冲,该相绕组将会出现响应电流。时间较短、幅值较低的电压脉冲使得受检相响应的脉冲电流较小,同时电机绕组的电阻值较小,故电阻压降可忽略不计,此时,相电感可以看作是不饱和和电感,它的变化仅由转子位置角决定,而与绕组电流无关,因此受检相的变压器电动势可以得到简化,若 SRM 的转速较低,受检相绕组的运动电动势亦可忽略不计。综上

所述,经过简化处理后可以得到任意相电感的表达式,如式(5)所示:

$$L(\theta) = U \frac{dt}{di} \approx U \frac{\Delta t}{\Delta i} \quad (5)$$

式中: $L(\theta)$ 为相电感, U 为检测电压脉冲的幅值, Δt 为检测电压脉冲的宽度, Δi 为脉冲注入 Δt 时间内受检相绕组电流的增量。

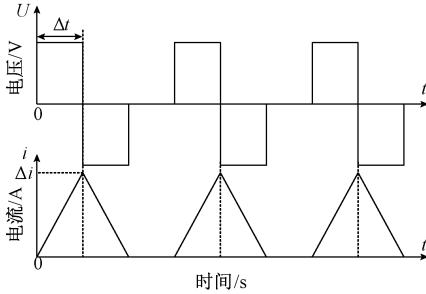


图1 脉冲注入法原理

Fig. 1 Principle of pulse injection method

由式(5)知,给定母线电压 U 和检测脉冲频率,即可在受检相中检测到脉冲电流,它的幅值与不饱和相电感呈反比关系,在SRM无位置控制策略中,高频脉冲注入法具有较为广泛的适用性。

1.1 脉冲注入励磁时间的选择

1) 最长励磁时间 $\Delta t_{\max}$ 分析

电机静止状态下,若注入的脉冲励磁时间过长,则会使电机产生转动,这样不仅会改变初始位置,并且还可能导致电机反向转动。为了抑制这种情况的发生,有必要对脉冲的注入时间进行分析。

脉冲的注入时间很短,电感的饱和效应可以忽略不计,此时因脉冲电流而产生的电动转矩 T_e 可表示为:

$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (6)$$

式中: i 为相电流。

依据式(5),脉冲电流可以用式(7)表达:

$$i = \frac{U \Delta t}{L(\theta)} \leq \frac{U \Delta t}{L_{\min}} \quad (7)$$

此外,依据SRM不饱和和电感特性曲线,获得电感斜率:

$$\frac{dL(\theta)}{d\theta} = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{\beta_s} \quad (8)$$

式中: $L_{\max}$ 表示最大电感, $L_{\min}$ 表示最小电感, β_s 表示定子极弧。

若要保持电机静止不动,必须满足:

$$T_e < T_l \quad (9)$$

式中: T_l 为负载扭矩。

结合上述各式,可推导出脉冲注入的最长励磁时间

$\Delta t_{\max}$ 为:

$$\Delta t_{\max} < \frac{L_{\max}}{U} \sqrt{2T_l \frac{\beta_s}{L_{\max} - L_{\min}}} \quad (10)$$

2) 最短励磁时间 $\Delta t_{\min}$ 分析

减小脉冲注入时间可以降低脉冲电流幅值,这样不仅降低了系统损耗,还能使电机的额外转矩得以减小,然而降低的脉冲电流会造成精度和抗干扰性减小等问题。故最短脉冲励磁时间 $\Delta t_{\min}$ 的取值要具备如下条件:

(1) 脉冲电流的大小要控制在电流传感器的测量范围之内,不能过大也不能过小,这样才能满足脉冲电流测量精度的要求;

(2) 保证足够长的脉冲电流持续时间,不仅要满足控制器A/D模块需要的转换时间,而且要求采样保持器件可以跟踪脉冲电流的变化。

则最小励磁时间 $\Delta t_{\min}$ 为:

$$\Delta t_{\min} = \frac{L_{\max} i_{\min}}{U} \quad (11)$$

式中: $i_{\min}$ 为电流传感器所能测量到的最小电流。

1.2 脉冲注入频率的分析

当选取一定频率的脉冲时,每个脉冲周期内的转子位置间隔将会随着转速的升高而增大。为了达到测量的精度,需提高脉冲注入的频率。然而,因为电力电子开关器件开断频率有一定的范围,所以脉冲频率不能无限变大。此外,增大的脉冲频率不仅会增加电力电子器件的损耗,而且在高频下,产生的集肤效应会增大绕组的等效电阻,对位置的估计产生影响,所以,要选取适当的脉冲注入频率。另外,为保证脉冲电流在脉冲注入周期内能够衰减至0进而避免因相邻脉冲出现重叠引起较大负转矩的干扰,需选取适当的占空比,下面对注入脉冲的频率进行分析和推导。

设注入脉冲的最大可选频率为 $f_{\max}$, t_r 为脉冲电流上升时间, t_f 为脉冲电流下降时间。则:

$$f_{\max} = \frac{1}{t_r + t_f} \quad (12)$$

因为脉冲注入的时间很短,通常近似地认为在脉冲区域位置对应的电感保持不变,而且在每个脉冲周期内,电流都应降到零。所以每次注入脉冲,电机绕组可看成是初始储能为0的电感通电过程,其零状态响应为:

$$i(t) = \frac{U}{R} (1 - e^{-t/\tau}) \quad (0 < t < t_r, \tau = \frac{L}{R}) \quad (13)$$

由式(12)求取脉冲电流上升时间:

$$t_r = \frac{L}{R} \ln \left(\frac{U}{U - Ri(t_r)} \right) \quad (14)$$

当开关管关断后,通过续流二极管续流,此时绕组两端的电压为 $-U$,绕组电流 $i(t_r)$ 衰减到0的时间:

$$t_f = \frac{L}{R} \ln \left(\frac{U + Ri(t_r)}{U} \right) \quad (15)$$

联立式(14)和(15)可得:

$$t_r - t_f = \frac{L}{R} \ln \left(\frac{U^2}{U^2 - R^2 i^2(t_r)} \right) > 0 \quad (16)$$

由式(16)可以看出,注入的脉冲其上升时间比下降时间大。所以脉冲注入相的任一位置 k , 可注入的最大脉冲频率 $f_{k \max}$ 为:

$$f_{k \max} = \frac{1}{t_{rk} + t_{fk}} = \frac{R}{L_k \ln \left(\frac{U + Ri(t_r)}{U - Ri(t_r)} \right)} \quad (17)$$

故 SRM 脉冲注入区间可注入的脉冲最大频率为:

$$f_{\max} = \min \left(\frac{1}{t_{rk} + t_{fk}} \right) | k \in (1, n) \quad (18)$$

忽略电机绕组的等效压降,由式(17)可得,在最大电感位置可注入的最大频率最小,所以:

$$f_{\max} = \frac{R}{L_{\max} \ln \left(\frac{U + Ri(t_r)}{U - Ri(t_r)} \right)} \quad (19)$$

结合式(10)和(11)的限制条件,可得:

$$\frac{R}{L_{\max} \ln \left(\frac{U + Ri(\Delta t)}{U - Ri(\Delta t)} \right)} \leq f_{\max}(\Delta t_{\min}) \quad (20)$$

同时还得考虑电力电子器件本身开关频率的范围,故注入脉冲的最大频率满足:

$$f_{\max} \leq f_{\text{MOSFET max}} \quad (21)$$

综上所述,针对不同类型的 SRM, 求出母线电压大小,电力电子器件的最大开关频率,电流传感器的测量精度,启动扭矩的大小,电机的最小/最大电感值以及控制器的 A/D 转换时间,即可依据上式计算出注入脉冲的励磁时间和频率的区间,从而为下文叙述的位置估计技术提供理论指导。

2 电感分区法基本理论

为了让电机正常转动,必须判断出能够产生正转矩的相,将这一相作为初始起动相即可,所以初始位置的估计是实现正常运行的基础。根据脉冲注入法基本原理,向某一受检相注入高频低压脉冲,可以获取该受检相电感与响应的脉冲电流之间的关系,如图 2 所示。

图 2 中可以看出,某一个受检相的一个电周期内电感以及响应的脉冲电流都不是单调变化,所以仅根据二者的对应关系难以估算出初始位置。

为了解决这一问题,许多学者对电机的起动策略进行了研究,常用的方案是利用脉冲注入法对每一个电周

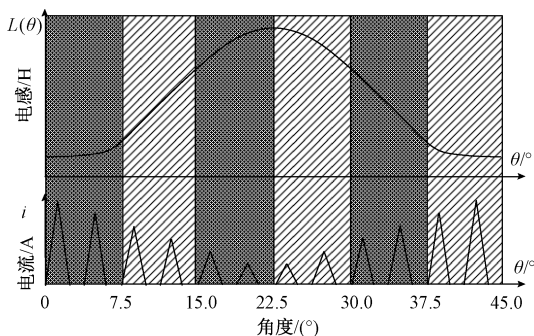


图 2 电感曲线-脉冲电流关系图

Fig. 2 Relationship between inductance curve and pulse current

期内的电感实施平均分区,使得每个分区里的电感和响应的脉冲电流都呈现出单调变化趋势,对于三相 12/8 极结构的 SRM,根据变化电感和脉冲电流的关系可知,在每一个分区里,三相脉冲电流会呈现单调

上升或者单调下降的特性,且每个分区的三相脉冲电流峰值大小各不相同。于是,可以对一个周期中的三相脉冲电流峰值进行比较,确定电感分区进而预测出能够产生正转矩的初始起动相。

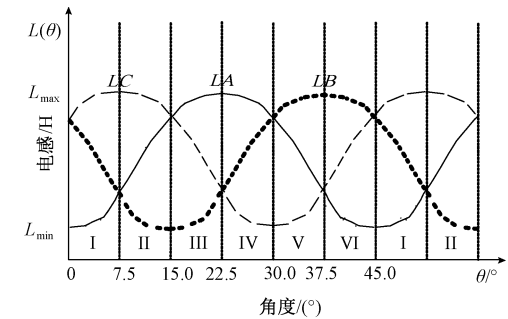
3 仿真和实验

3.1 仿真验证

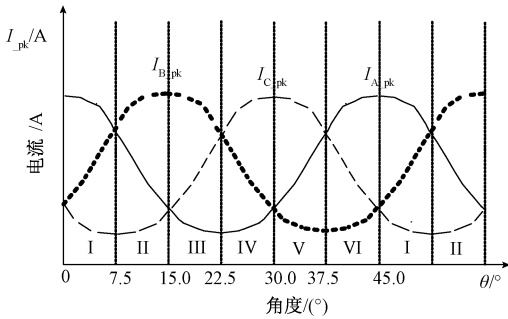
1) 静止状态仿真

三相 12/8 极结构 SRM 的一个电感周期为 45° , 根据各相绕组响应的脉冲电流峰值大小把它平均分成 6 个区间,每个区间为 7.5° ,在每个分区中至少有一相电感是单调递增的,也至少有一相电感是单调递减的,所以响应的脉冲电流峰值包络线也会呈现出明显的上升区和下降区,如图 3 所示。其中,图 3(a) 所示的是三相绕组的电感随位置角的变化关系图;如果用原动机带动 SRM 匀速转动,同时向三相绕组注入高频脉冲,则各相绕组响应的电流峰值包络线将呈现出如图 3(b) 所示的变化规律。

为了对三相 12/8 极结构 SRM 初始位置估计方法的可行性进行验证,利用 MATLAB/Simulink 仿真软件完成了相应仿真模型的设计,设置 72 V 供电电压、33.3 kHz 的脉冲频率、1/3 的占空比作为基础仿真参数。调节电机的转子位置,使其静止在不同的初始位置,向三相绕组同时注入高频脉冲,可以得到图 4 所示的各相脉冲电流波形,图中矩形线条代表 A 相,圆形线条代表 B 相,三角形线条代表 C 相,结合表 1 的判断逻辑可以得出转子所在区间,即可对无位置传感器控制的开关磁阻电机进行起动。例如当 $I_{A-PK} > I_{B-PK} > I_{C-PK}$ 时,可以判断转子位置位于 $[0^\circ \sim 7.5^\circ]$ 区间内,此时 A 相的电感处于上升区,若



(a) 三相SRM电感分区图
(a) Three phase SRM inductance partition diagram



(b) 三相SRM脉冲响应电流峰值包络线波形图
(b) Waveform diagram of three-phase SRM pulse response current peak envelope

图3 SRM 三相电感和三相脉冲电流峰值包络线分区图
Fig. 3 Three-phase inductance and three-phase pulse current peak envelope zoning diagram of SRM

要起动电机,对 A 相绕组实施导通控制,B、C 两相绕组继续注入脉冲;当 $I_{B_PK} > I_{C_PK} > I_{A_PK}$ 时,可以判断转子位置位于 $[15^\circ \sim 22.5^\circ]$ 区间内,此时 B 相的电感处于上升区,若要起动电机,则需要对 B 相绕组实施导通控制,A、C 两相绕组继续注入脉冲。其他分区中的电流峰值大小图中已标识,不再详细叙述。

表 1 转子位置和分区的关系

Table 1 Relationship between rotor position and partition

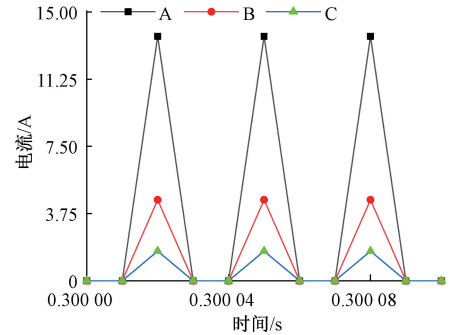
电流大小	位置区间	初始分区	初始起动相	注入脉冲相
$I_{A_PK} > I_{B_PK} > I_{C_PK}$	$0^\circ \sim 7.5^\circ$	I	A	B, C
$I_{B_PK} > I_{A_PK} > I_{C_PK}$	$7.5^\circ \sim 15^\circ$	II	A	B, C
$I_{B_PK} > I_{C_PK} > I_{A_PK}$	$15^\circ \sim 22.5^\circ$	III	B	A, C
$I_{C_PK} > I_{B_PK} > I_{A_PK}$	$22.5^\circ \sim 30^\circ$	IV	B	A, C
$I_{C_PK} > I_{A_PK} > I_{B_PK}$	$30^\circ \sim 37.5^\circ$	V	C	A, B
$I_{A_PK} > I_{C_PK} > I_{B_PK}$	$37.5^\circ \sim 45^\circ$	VI	C	A, B

2) 惯性状态仿真

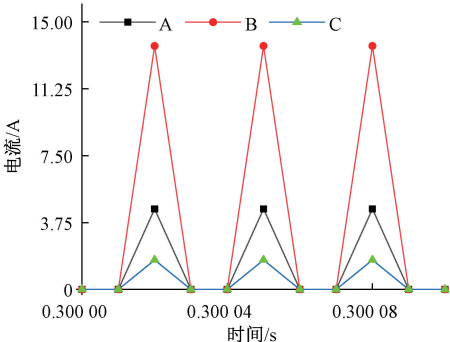
当 SRM 在运行状态时,可能存在一些特殊情况必须关闭开关管,但是,由于惯性的影响,SRM 将继续转动,如果 SRM 还未完全静止需要重启电机,此时电机绕组中没有电流通过,同样可以采用电感分区法对 SRM 的初始

位置进行估算。具体实现方法和静止状态时一样,通过对脉冲注入法的使用完成对电感的平均分区操作,通过仿真和实验分别验证了这一理论。

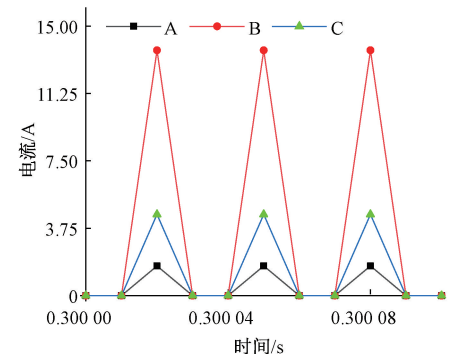
本次仿真条件和上文所述 SRM 静止状态的仿真条件一样,这里不再赘述。为了模拟惯性运行,使用原动机带动 SRM 匀速运行,可以得到如图 5 所示的三相脉冲电流仿真波形,提取各相电流峰值包络线如图 6 所示,可以看出电流峰值包络线具有明显的分区现象,且各分区内三相电流大小各不相同,所以在电机惯性运行状态下同样可以比较电流峰值的大小对电感进行分区操作,然后对照表 1 判断出转子所在的位置区间,该方法在电机频繁起制动环境下具有较好的适用性。图中矩形线条代表 A 相绕组电流峰值,圆形线条代表 B 相绕组电流峰值,三角形线条代表 C 相绕组电流峰值。



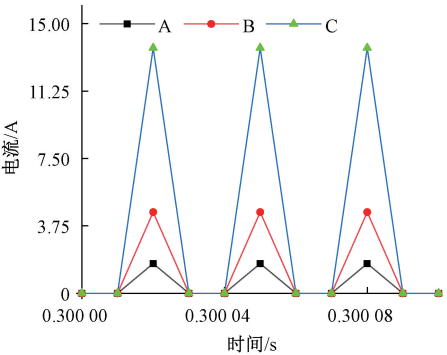
(a) 初始分区为I区
(a) The initial partition is area I



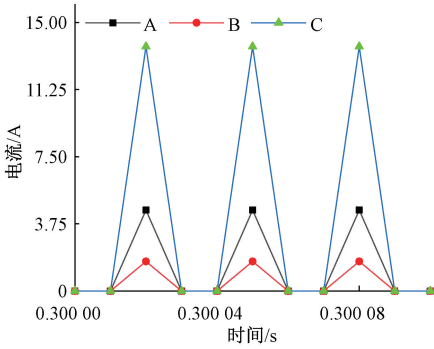
(b) 初始分区为II区
(b) The initial partition is area II



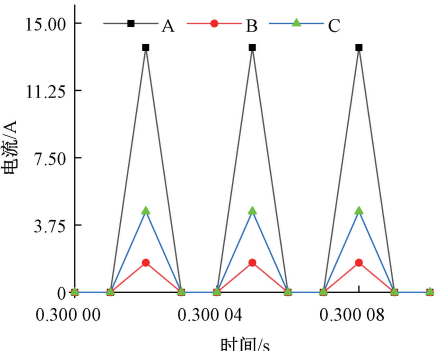
(c) 初始分区为III区
(c) The initial partition is area III



(d) 初始分区为IV区
(d) The initial partition is area IV



(e) 初始分区为V区
(e) The initial partition is area V



(f) 初始分区为VI区
(f) The initial partition is area VI

图 4 电机静止状态下三相脉冲电流仿真波形
Fig. 4 Simulation waveform of three-phase pulse current under static state

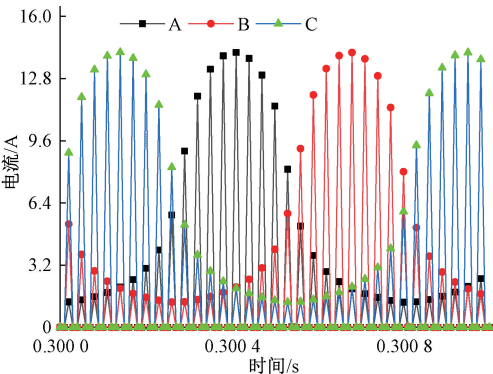


图 5 转速惯性下三相脉冲电流仿真波形
Fig. 5 Simulation waveform of three-phase pulse current under inertia state

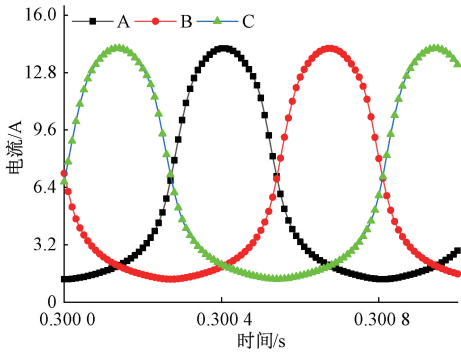
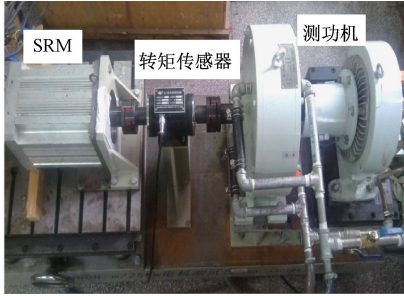


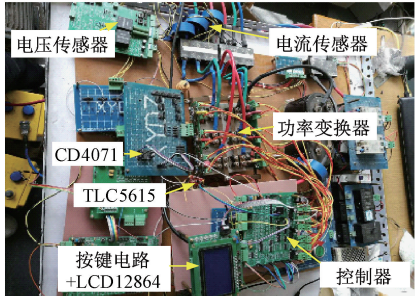
图 6 转速惯性下三相脉冲电流峰值的包络线
Fig. 6 Three-phase pulse current peak envelope under speed inertia

3.2 实验验证

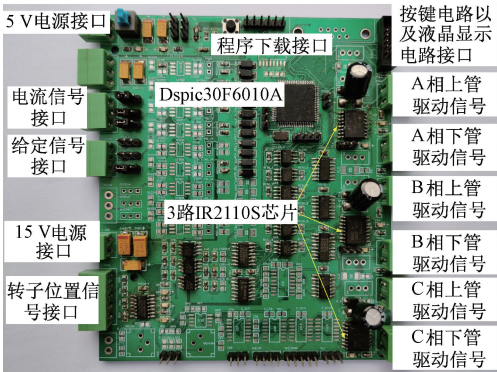
为了对初始位置估计技术进行实验验证,电机的测试实验平台如图 7 所示。



(a) SRM测试台
(a) SRM test bench



(b) 控制电路以及功率变换器
(b) Control circuit and power converter



(c) 控制器实物图
(c) Physical drawing of controller

图 7 开关磁阻电机驱动系统实验台
Fig. 7 Test bench of SRD

其中,图 7(a)所示的测试台主要由 SRM、转矩传感器、测功机组成,测功机能够作为负载使用。图 7(b)所示主要为控制电路以及功率变换器等部分:显示屏使用 LCD12864 液晶显示屏;功率变换器使用不对称半桥式结构,为了使其具有较大的承载电流能力,每一相绕组对应的开关管采用 2 路并联的 MOSFET 模块作为能量流通过径;DA 转换输出采用的是 TLC5615 芯片;CD4071BC 是或门芯片,能够实现脉冲的注入,它是 CMOS 构架的 CMOS 电平,相对于三极管构架的 TTL 电平的器件功耗小且具有较好的抗干扰能力;其中电流阈值计算、换相逻辑、位置估计等算法均在基于 Dspic30F6010A 芯片的控制器中通过软件实现。为了节约成本以及减少占地面积,同时为了减少线路接线对信号采集造成干扰,控制器设计成 CPU+驱动电路的一体化结构,如图 7(c)所示。其中,驱动电路部分由 3 个独立的 IR2110S 芯片组成,每个驱动芯片独立的低端和高端输入通道分别控制同一绕组的上下管器件,驱动芯片的输入信号来自于 Dspic30F6010A 控制单元,输出信号直接供给 MOSFET 模块,完成对功率变换器的驱动。本实验中,设置采样频率为 10 kHz,注入的脉冲频率为 3.3 kHz,占空比为 1/3。

为了获取初始转子位置,需要转动 SRM 使它静止在不同位置,选取 12 V 母线电压,1 kHz 的脉冲频率,1/8 的脉冲占空比作为实验基本参数,同时向三相绕组注入高频脉冲,利用电流传感器即可检测出各相绕组响应的脉冲电流。SRM 因脉冲电流的存在获得起动转矩,但是较小的脉冲电流使得该转矩小于电机的摩擦转矩,所以电机依然静止不动。

如图 8 所示,图 8(a)、(b)、(c)、(d)、(e)、(f)分别为电机静止在不同初始位置下实测的三相脉冲电流波形,其中横坐标一格均为 250 μ s,CH1、CH2、CH3 分别表示 A、B、C 三相绕组的电流波形,对应的纵坐标一格均为 6A。实验结果表明,当电机静止时,A、B、C 三相绕组处于不同的初始位置具有不同大小的电流峰值,因此可以对电感周期实施平均分区,确定当前转子所在的初始区间,从而判断出初始起动相。

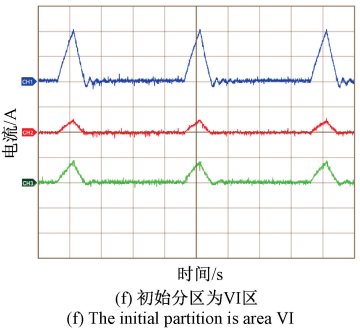
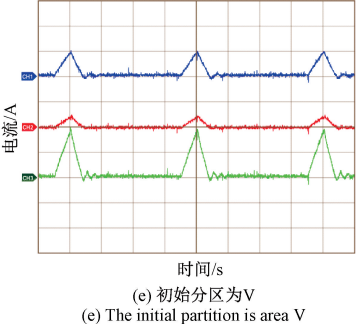
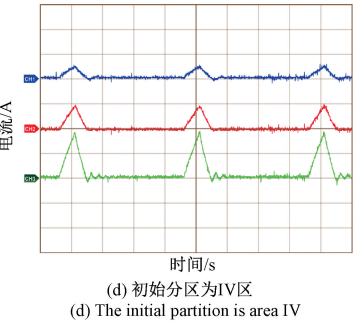
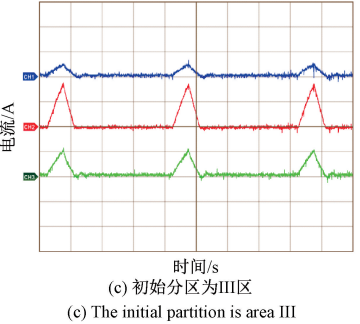
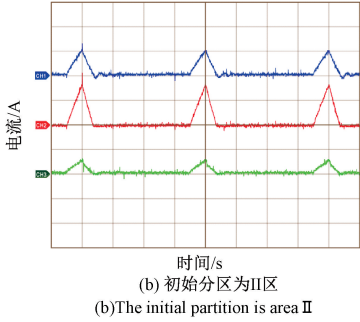
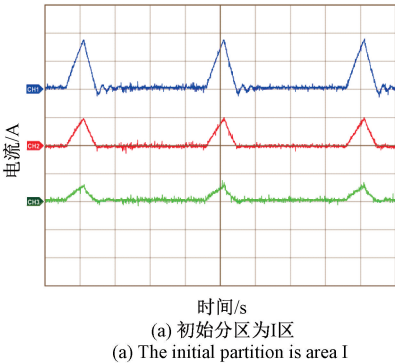


图 8 静止状态下三相脉冲电流实验波形
Fig. 8 Experimental waveform of three-phase pulse current under static state

本次惯性状态实验条件和上述 SRM 静止状态实验条件一样,在开关管关断时由于惯性状态电机还未静止,此时对 A、B、C 三相绕组分别施加高频脉冲,对于不同的转速,通过实验检测到的脉冲电流如图 9 所示。CH1 表示 A 相绕组电流波形,CH2 表示 B 相绕组电流波形,CH3 表示 C 相绕组电流波形,其中,纵坐标一格均为 6 A,图 9(a)中横坐标一格为 25 ms,图 9(b)中横坐标一个为 10 ms。因电流峰值与电感呈反比,所以可以根据电流峰值的变化规律对电感实施平均分区,各区间在图中已标识,根据表 1 的导通逻辑即对电机进行初始起动相的判断。

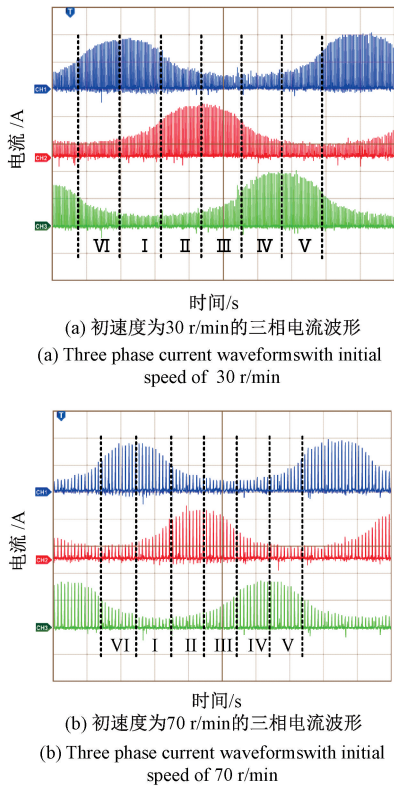


图 9 惯性状态下三相脉冲电流实验波形
Fig. 9 Experimental waveform of three-phase pulse current under inertia state

采用数字滤波法对脉冲电流进行包络线的提取能够更加清晰的判断出在各分区内脉冲电流的大小,数字滤波即通过一定的计算程序对经过采样得到的数据进行运算处理,消除或削弱杂波等对实验造成的干扰,使得数据的可靠性及精度得到进一步改善,该方法无需附加额外硬件,通过编写程序完成计算过程即可实现。本文基于已有滤波法的基本理论采用了最值滤波法,即在注入脉冲的下降沿捕获脉冲电流的峰值并保持该数值直到下一个脉冲下降沿,再次记录下一脉冲电流峰值,如此循环即可得到脉冲电流峰值的包络线。为了达到预期效果,本

次实验将脉冲占空比提高至 1/2,得到了如图 10 所示在不同初速度下的三相脉冲电流峰值包络线实验波形图。其中图 10(a)、(b)横坐标一格均为 10 ms,纵坐标一格均为 12 A,CH1,CH2,CH3 分别表示 A、B、C 三相绕组的脉冲电流包络线,CH4 表示 A 相绕组的脉冲电流,图 10 中可以看出,在不同初速度的条件下,脉冲包络线与脉冲电流整体吻合,从而证明了最值滤波法的适用性,根据分区中各相电流的大小即可判断出转子位置区间。

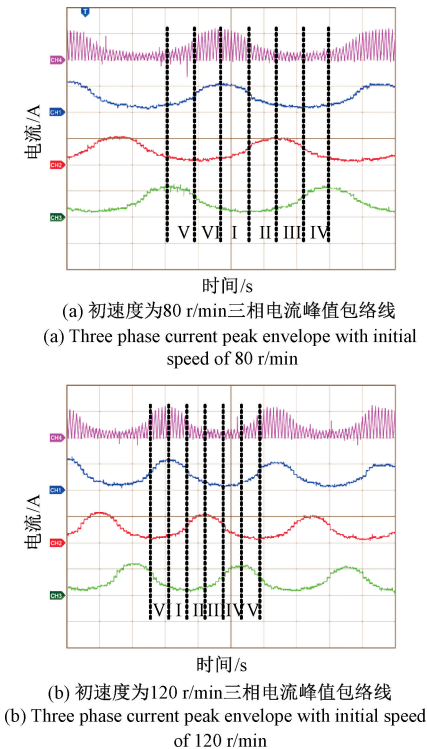


图 10 具有一定初速度的三相脉冲
电流峰值包络线实验波形
Fig. 10 Experimental waveform of three-phase pulse current peak envelope with certain initial velocity

4 结 论

本文研究了 SRM 无位置传感器初始位置估计技术,分别对脉冲注入法励磁时间和频率的选取原则进行了分析,根据脉冲电流、绕组电感和转子位置三者之间的关系,推算出转子初始位置估计技术的数学模型。利用脉冲电流对电感实施分区,对不同相响应的电流峰值进行检测判断对应的区间,进而确定初始起动相,最后在电机静止状态和具有一定初速度的惯性状态下分别进行了仿真分析以及实验验证,证明了电感分区法在 SRM 无位置传感器初始位置估计技术中具有一定的适用性,该方法无需复杂的控制策略,算法简便,对位置的估计可靠且通用性较强。

参考文献

- [1] 张文港,张小平,李俊乐,等. 基于分段解析建模的开关磁阻电机在线转矩估算方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2021,35(11):163-169.
ZHANG W G, ZHANG X P, LI J L, et al. Online torque estimation method for switched reluctance motor based on piecewise analytical modeling [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021, 35(11):163-169.
- [2] 陈昊. 开关磁阻调速电机系统研究[J]. 仪器仪表学报, 2001(S1):458-460.
CHEN H. Research on the switched reluctance variable speed machine system [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2001(S1):458-460.
- [3] 刘攀,陈轩,王文江. 基于反步法的开关磁阻电机电流斩波控制[J]. 电子测量技术, 2017,40(10):12-16.
LIU J, CHEN X, WANG W J. Current chopping control of switched reluctance motor based on back-stepping[J]. Electronic Measurement Technology, 2017,40(10):12-16.
- [4] 杨双义,王莹,耿志伟. 采用改进滑模控制的开关磁阻电机转速仿真研究[J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(2):90-94.
YANG SH Y, WANG Y, GENG ZH W. Speed simulation of switched reluctance motor using improved sliding mode control [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2022,41(2):90-94.
- [5] 周大林,陈昊,MOHAMED O, et al. 一种前端级联 DC/DC 变换器的开关磁阻电机驱动拓扑[J]. 电子测量与仪器学报, 2022,36(9):45-52.
ZHOU D L, CHEN H, MOHAMED O, et al. A switched reluctance motor drive topology with front-end cascaded DC/DC converter [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2022,36(9):45-52.
- [6] 蔡骏,向程,刘泽远,等. 低压电动车开关磁阻电机隔离驱动技术[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(2):109-113.
CAI J, XIANG CH, LIU Z Y, et al. Isolated driving technique for low-voltage electric vehicle switched reluctance motor drives [J]. Motor and Control Applications, 2019,46(2):109-113.
- [7] 孙玉坤,于丰源,袁野,等. 一种混合双定子磁悬浮开关磁阻电机[J]. 电工技术学报, 2019,34(1):1-10.
SUN Y K, YU F Y, YUAN Y, et al. A hybrid double stator bearingless switched reluctance motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(1):1-10.
- [8] REAY D S, WILLIAMS B W. Sensorless position detection using neural networks for the control of switched reluctance motors [C]. Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on Control Applications, 1999(2):1073-1077.
- [9] MESE E, TORREY D A. An approach for sensorless position estimation for switched reluctance motors using artificial neural networks [J]. IEEE Transactions on Power Electron, 2002, 17(1):66-75.
- [10] 张懿,章玮,姚叔春. 基于高频脉冲注入法的开关磁阻电机转子初始位置判定研究[J]. 机电工程, 2018, 35(7):755-759.
ZHANG Y, ZHANG W, YAO SH CH, et al. Initial position judgment of switched reluctance motor's rotor based on high frequency pulse injection [J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2018, 35(7):755-759.
- [11] GUO H J, TAKAHASHI M, WATANABE T, et al. A new sensorless drive method of switched reluctance motors based on motor's magnetic characteristics [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2001, 37(4):2831-2833.
- [12] HONGWEI G, FARZAD R S, MEHRDAD E. Inductance model-based sensorless control of the switched reluctance motor drive at low speed [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 6(19):1568-1573.
- [13] 周竟成,王晓琳,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.
ZHOU J CH, WANG X L, DENG ZH Q, et al. The position sensorless technology of switched reluctance motor based on the regional comparison of three-phase inductance [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012,27(7):34-40.
- [14] YANG I W, SHIN J W, KIM Y S. The rotor speed and position sensorless control of switched reluctance motor using the adaptive observer [C]. IEEE TENCON, Proceeding of the IEEE Region 10 Conference, 1999(2):1450-1453.
- [15] KHALIL A, UNDERWOOD S, HUSAIN I, et al. Four-quadrant pulse injection and sliding-mode-observer-based sensorless operation of a switched reluctance machine over entire speed range including zero speed[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, 43(3):714-723.
- [16] YANG I W, KIM Y S. Rotor speed and position sensorless control of a switched reluctance motor using the binary observer [J]. IEEE Proceedings-Electric Power Applications, 2000, 147(3):220-226.
- [17] PARAMASIVAM S, ARUMUGAM R. Hybrid fuzzy

- controller for speed control of switched reluctance motor drives [J]. *Energy Conversion and Management*, 2005, 46(9-10): 1365-1378.
- [18] KUAI S, ZHAO S, HENG F, et al. Position sensorless technology of switched reluctance motor drives including mutual inductance [J]. *IET Electric Power Applications*, 2017, 11(6): 1085-1094.
- [19] KIOSKERIDIS I, MADEMLIS C. Maximum efficiency in single-pulse controlled switched reluctance motor drives [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2005, 20(4): 809-817.
- [20] 苗盛,熊立新,张明魁,等. 一种改进的开关磁阻电机无位置传感器控制方法[J]. *微电机*, 2020(2): 71-75.
MIAO SH, XIONG L X, ZHANG M K, et al. An improved sensorless control method for switched reluctance motor [J]. *Micromotors*, 2020 (2): 71-75.
- [21] PASQUESOONE G, MIKAIL R, HUSAIN I. Position estimation at starting and lower speed in three-phase switched reluctance machines using pulse injection and two thresholds [J]. *IEEE Transactions on Industry Application*, 2011, 47(4): 1724-1731.

作者简介



杨春尧, 1992 年于西北纺织工学院获得学士学位, 现为四川省产品质量监督检验检疫院高级工程师, 主要研究方向为开关磁阻电机驱动系统。

E-mail: yangcy@cqi.org

Yang Chunyao received his B. Sc. degree from Northwest Textile Institute (now is Xi'an Polytechnic University) in 1992. Now he is a senior engineer of Sichuan Institute of Product Quality Supervision, Inspection and Testing. His main research interest includes switched reluctance motor driving system.



陈涛 (通信作者), 2015 年于西华大学获得硕士学位, 现为四川省产品质量监督检验检疫院高级工程师, 主要研究方向为开关磁阻电机驱动系统。

E-mail: taochen@cqi.org

Chen Tao (Corresponding author)

received his M. Sc. degree from Xihua University in 2015. Now he is a senior engineer of Sichuan Institute of Product Quality Supervision, Inspection and Testing. His main research interest includes switched reluctance motor driving system.



桑永豪, 2020 年于中国矿业大学获得学术型硕士学位, 现为国网淮南供电公司助理工程师, 主要研究方向为开关磁阻电机无位置传感器控制以及继电保护装置的调试和安装。

E-mail: 664037704@qq.com

Sang Yonghao received his academic M. Sc. degree from China University of Mining and Technology in 2020. Now he is an assistant engineer at State Grid Huainan Electric Power Supply Company. His main research interests include sensorless control of switched reluctance motor and commissioning and installation of relay protection device.



平夏, 2013 年于华北电力大学获得硕士学位, 现为国网淮南供电公司变电检修中心副主任, 主要研究方向为电力系统继电保护。

E-mail: 495281727@qq.com

Ping Xia received his M. Sc. degree from North China Electric Power University in 2013. Now he is the deputy director of the substation maintenance center of State Grid Huainan Electric Power Supply Company. His main research interest includes power system relay protection.



李配配, 2012 年于华北电力大学获得硕士学位, 现为国网淮南供电公司工程师、变电检修中心班长, 主要研究方向为配电网故障定位技术以及智能变电站继电保护装置的调试。

E-mail: lipp034@126.com

Li Peipei received his M. Sc. degree from North China Electric Power University in 2012. Now he is the engineer of State Grid Huainan Electric Power Supply Company and the monitor of substation maintenance center. His main research interests include fault location in distribution network and commissioning of relay protection device in intelligent substation.