

SRM 空间电感向量法低速无位置传感器控制技术

王鹏飞, 单哲, 张郭晶, 赵宏飞

(国网江苏省电力有限公司检修分公司, 江苏 南京 211106)

摘要:为解决开关磁阻电机(switched reluctance motor, SRM)无位置传感器启动和低速驱动运行控制的研究难题,文中基于SRM空间电感向量模型提出了一种新的转子位置估计方法。在电机启动及低速驱动运行两种不同状态下,该方法通过对电机绕组进行高频脉冲注入以实现三相电感辨识,并结合复平面内三相电感向量模型与转子位置角度之间的余弦函数关系,采用反余弦变换实现SRM转子位置准确估计。最终通过仿真和实验对提出的无位置方案进行了验证,结果表明,该方法能对SRM转子位置进行准确定位并实现无位置传感器可靠启动及低速运行。

关键词:开关磁阻电机;无位置传感器;空间电感向量;转子位置估计

中图分类号:TM315

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2018)04-0114-07

0 引言

开关磁阻电机具有结构简单、控制灵活、性能优异等诸多优点^[1-2],而位置传感器的引入不仅增加了开关磁阻电机(switched reluctance motor, SRM)调速系统结构复杂度和成本,同时也降低了系统运行的可靠性和鲁棒性。近几年国内外都针对SRM转子位置检测问题展开深入研究,文献[3-4]给出了一种利用电机运行时的反电势对绕组中相电流波形的影响来估算转子位置角度的方法,然而低速或极低速运行条件下电机的旋转反电势很小,因此这种方法仅适用于中高速运行工况。文献[5]提出了一种简化磁链法,该方法只需要将换相位置处的磁链-电流二维数据表存储在内存中,通过将积分磁链值与内存中该电流条件下的换相磁链值进行比较,以此来判断转子是否已达到换相位置,从而决定是否换相。这种改进型磁链法的缺点是容易受到磁链积分误差的影响。文献[6-8]提出了基于状态观察器法无位置估计方案,其最大的问题在于SR电机非线性模型难以准确建立,从而观测器法只适用于SR电机分段线性模型,即不饱和运行情况。文献[9]采用了人工神经网络实现SRM转子位置检测,该方法需要事先测量好电机特性曲线数据,之后选取合适的神经网络模型对测量的样本数据进行多次训练,从而建立起磁链-电流-转子角度3个变量之间精确的非线性映射关系^[10-11],以实现转子角度间接估计。该方法训练时耗时严重,同时神经网络算法要求处理器运算速度较高,不易实现。

本文针对SRM启动、低速驱动运行两种工作状态下的无位置传感器控制问题,研究了一种基于复平面内空间电感向量模型的转子位置检测方案。该方法通过对SRM三相电感信息进行辨识并结合空间电感向量模型与转子位置角度之间的余弦函数关系,实现转子位置的间接估计。通过仿真和实验分别对提出的各工作状态下的无位置算法进行了可行性验证。

1 复平面电感模型角度估计原理

1.1 理论基础

SRM的相电感 L 是转子机械角度 θ_{mec} 和相电流 i 的函数,12/8极SRM电感模型如图1所示。

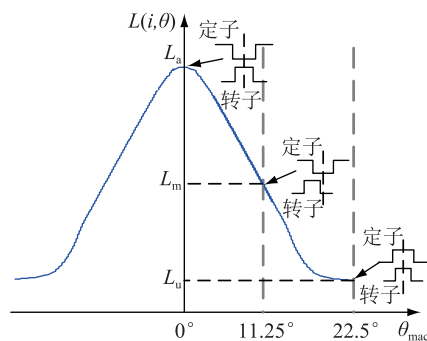


图1 12/8极SRM电感模型

Fig.1 Inductance model of 12/8 pole SRM

若在电机励磁时仅考虑自感效应,忽略相间互感效应,则三相电感大小可用傅里叶级数表达为^[12-15]:

$$L_k = \sum_{n=0}^{\infty} L_n \cos(n\theta_{\text{elec}} + n\varphi_k) \quad k = A, B, C \quad (1)$$

式中: L_n 为各项级数前的系数; φ_k 为各相电感表达式中一次项级数的初相位; θ_{elec} 为转子电角度,其对

应的转子机械角度为:

$$\theta_{\text{mec}} = \theta_{\text{elec}} / N_r \quad (2)$$

式中: N_r 为转子极数, 对于本文采用的 12/8 结构 SRM 电机, 此处 N_r 取 8。

若定义 B 相转子极与定子极完全对齐位置为电角度参考零点, 则忽略三次以上的谐波分量的 SRM 三相电感表达式简化为:

$$\begin{cases} L_A(i, \theta) = L_0(i) + L_1(i) \cos(\theta_{\text{elec}} + \frac{2}{3}\pi) + \\ \quad L_2(i) \cos(2\theta_{\text{elec}} + \frac{4}{3}\pi) \\ L_B(i, \theta) = L_0(i) + L_1(i) \cos(\theta_{\text{elec}}) + \\ \quad L_2(i) \cos(2\theta_{\text{elec}}) \\ L_C(i, \theta) = L_0(i) + L_1(i) \cos(\theta_{\text{elec}} + \frac{4}{3}\pi) + \\ \quad L_2(i) \cos(2\theta_{\text{elec}} + \frac{8}{3}\pi) \end{cases} \quad (3)$$

式中: $L_0(i)$, $L_1(i)$, $L_2(i)$ 3 个系数可以根据转子角度 $\theta = 0^\circ$, $\theta = 11.25^\circ$ 和 $\theta = 22.5^\circ$ 3 个特殊位置处的电感曲线求得, 分别是定转子磁极处于完全对齐位置处的电感 $L_a(i)$, 定转子磁极处于中间位置处电感 $L_m(i)$ 及转子与定子磁极完全不对齐处电感 $L_u(i)$ 。三项系数求解的具体表达式为:

$$\begin{cases} L_0(i) = \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{2} [L_a(i) + L_u(i)] + L_m(i) \right\} \\ L_1(i) = \frac{1}{2} [L_a(i) - L_u(i)] \\ L_2(i) = \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{2} [L_a(i) + L_u(i)] - L_m(i) \right\} \end{cases} \quad (4)$$

1.2 角度估计原理

以本文采用的 12/8 结构开关磁阻电机样机为例, 若依然定义参考相为 B 相, 即 B 相转子极与定子极完全对齐的位置为转子零度位置, 则该电机单位电周期内的三相电感波形如图 2 所示^[16-17], 其具有 3 点特征:

(1) 电机三相绕组呈周期性均匀空间分布, 相间互差 120° 电角度;

(2) 当电机三相绕组中同时存在激励电流时, 可忽略相间互感效应;

(3) 三相电感同处于线性区或非线性区时, 其波形形状、幅值近似一致。

基于以上 3 点特征, 图 2 中的三相电感可以在复平面内表示成空间向量的形式, 如图 3 所示。

因此, 三相电感在复平面内的空间向量形式用公式表达为:

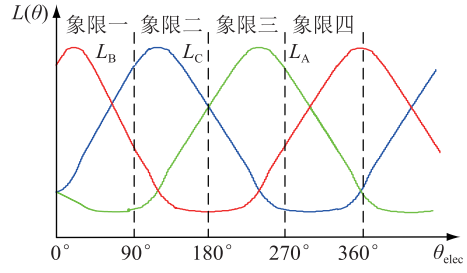


图 2 单电周期内三相电感波形
Fig.2 Three-phase inductance waveform in single electrical cycle

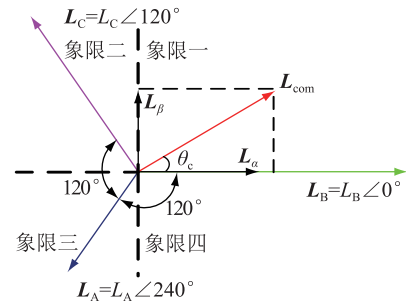


图 3 复平面内三相电感向量
Fig.3 Three-phase inductance vector in complex plane

$$\begin{cases} \mathbf{L}_A = L_A e^{j240} \\ \mathbf{L}_B = L_B e^{j0} \\ \mathbf{L}_C = L_C e^{j120} \end{cases} \quad (5)$$

在如图 3 所示的复平面内, 空间合成电感向量 \mathbf{L}_{com} 可以由 A、B、C 三相电感向量合成得出, 表达式如下:

$$\mathbf{L}_{\text{com}} = \mathbf{L}_A + \mathbf{L}_B + \mathbf{L}_C = L_A e^{j\frac{4}{3}\pi} + L_B e^{j0} + L_C e^{j\frac{2}{3}\pi} \quad (6)$$

将式(3)代入式(6)中, 进一步推导得到

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_{\text{com}} &= \frac{3}{2} L_1 e^{j\theta_{\text{elec}}} + \frac{3}{2} L_2 e^{-j2\theta_{\text{elec}}} = \\ &(L_1 \cos\theta_{\text{elec}} + L_2 \cos 2\theta_{\text{elec}}) + j(L_1 \sin\theta_{\text{elec}} - L_2 \sin 2\theta_{\text{elec}}) \end{aligned} \quad (7)$$

然而, 由复平面向量图 3 可以知道, 空间合成电感向量 \mathbf{L}_{com} 还可以用实轴电感分量 L_α 与虚轴电感分量 L_β 之间的向量和表示:

$$\mathbf{L}_{\text{com}} = L_\alpha + jL_\beta \quad (8)$$

式(8)中的复平面中实轴电感向量的模 L_α 与虚轴电感向量的模 L_β 可由三相电感 L_A, L_B, L_C 通过 3/2 变换获得:

$$\begin{cases} L_\alpha = -\frac{1}{2} L_A + L_B - \frac{1}{2} L_C \\ L_\beta = -\frac{\sqrt{3}}{2} L_A + \frac{\sqrt{3}}{2} L_C \end{cases} \quad (9)$$

将式(9)代入到式(8)中可以进一步得到 L_{com} 的虚部和实部的表达式:

$$L_{\text{com}} = \left\{ L_B - \frac{1}{2}(L_A + L_C) \right\} + j \left\{ \frac{\sqrt{3}}{2}(L_C - L_A) \right\} \quad (10)$$

结合空间电感合成向量 L_{com} 的两种表达式(7)与(10),根据两公式实部相等条件来推导转子电角度与三相电感 L_A, L_B, L_C 之间的函数表达式,并利用余弦二倍角公式进行化简得到:

$$2L_2 \cos^2 \theta_{\text{elec}} + L_1 \cos \theta_{\text{elec}} - L_2 + \frac{1}{2}(L_A + L_C) - L_B = 0 \quad (11)$$

利用二元一次方程根值运算公式对上式进行求解,可得出转子位置电角度 θ_{elec} 的反余弦表示:

$$\theta_{\text{elec}} = \cos^{-1} \frac{-L_1 + \sqrt{L_1^2 + 8L_2 \left\{ L_2 + \frac{2}{3} \left[L_B - \frac{1}{2}(L_A + L_C) \right] \right\}}}{4L_2} \quad (12)$$

以上便是以 B 相为参考相时复平面电感模型与转子位置角度之间函数关系的推导过程,然而倘若参考相为 A 相或 C 相时,转子角度估计公式则分别为:

$$\theta_{\text{elec}} = \cos^{-1} \frac{-L_1 + \sqrt{L_1^2 + 8L_2 \left\{ L_2 + \frac{2}{3} \left[L_A - \frac{1}{2}(L_B + L_C) \right] \right\}}}{4L_2} \quad (13)$$

$$\theta_{\text{elec}} = \cos^{-1} \frac{-L_1 + \sqrt{L_1^2 + 8L_2 \left\{ L_2 + \frac{2}{3} \left[L_C - \frac{1}{2}(L_A + L_B) \right] \right\}}}{4L_2} \quad (14)$$

由式(12—14)可知,在电机运行时,只需要实时获取三相绕组中的电感值,并结合不同参考相下的角度估计公式即可实现转子位置角度估算。

2 电机启动时三相电感估计

由上一节介绍的角度估计表达式可知,需要对电机的三相电感信息进行实时辨识才能实现转子角度估算。为此,本文在电机启动前采用连续脉冲激励法来辨析三相电感信息,即通过 DC 母线电压向各相绕组中连续注入 ΔT 短暂的电压脉冲,由于零速条件下电机运动反电动势为零,且在忽略相电阻压降的条件下,SRM 电压方程可简化为:

$$U_k = \frac{L_k di_k}{dt} \quad (k = A, B, C) \quad (15)$$

则在电机启动时,三相电感可以由下式计算得出:

$$L_k = U_k \frac{\Delta T}{\Delta I_k} \quad (16)$$

式中: ΔI_k 为各相绕组中的响应电流; ΔT 为脉冲注入的时间周期。

因此,在电机处于静止状态启动之前,只需往三相绕组中连续注入高频电压脉冲,由采样得到的三相响应电流结合式(16)即可算出 SRM 三相绕组电感值。

3 低速驱动运行时三相电感估计

在 SRM 处于低速驱动运行状态时,三相绕组当中有一相或两相正处于导通励磁状态,该情况下必须采用不同的手段来获取用于转子位置估计的三相电感信息。为此,本文首先往空闲相注入高频电压脉冲,通过电感估计式(16)获取非导通相电感值,再利用三相电感之间的函数关系间接估算出导通相电感值,具体实现原理叙述如下。

三相电感波形在同等电流条件下近似一致且对称,根据式(3)可知,三相电感之和 L_{sum} 可表示为:

$$\begin{aligned} L_{\text{sum}} &= L_A(i, \theta) + L_B(i, \theta) + L_C(i, \theta) = \\ &= 3L_0(i) + L_1(i) \cos(\theta_{\text{elec}} + \frac{2}{3}\pi) + \\ &+ L_2(i) \cos(2\theta_{\text{elec}} + \frac{4}{3}\pi) + L_1(i) \cos(\theta_{\text{elec}}) + \\ &+ L_2(i) \cos(2\theta_{\text{elec}}) + L_1(i) \cos(\theta_{\text{elec}} + \frac{4}{3}\pi) + \\ &+ L_2(i) \cos(2\theta_{\text{elec}} + \frac{8}{3}\pi) = 3L_0(i) \end{aligned} \quad (17)$$

通过式(17)求解可见,三相电感波形呈对称特性时,三相电感的和是参考相电流条件下的定值 $3L_0$ 。因此,导通相电感 L_{open} 可以通过三相电感之和 L_{sum} 减去空闲相电感 L_{close} 得到,即:

$$L_{\text{open}} = L_{\text{sum}} - L_{\text{close}} = 3L_0(i) - L_{\text{close}} \quad (18)$$

通过式(18)即可实现导通相电感值的估计,现结合图4所示的实现原理进一步说明,在 A 相导通区间内,采用的电流斩波控制方式使得 A 相绕组不断的处于导通和关断频繁切换状态,此时脉冲无法注入,可通过向 B、C 两空闲相注入高频电压脉冲获取 B、C 两相电感,进而通过式(18)间接的获取 A 相电感值;而当 A 相成为空闲相时,此时 A 相电感则通过脉冲注入方式获取。同理, B、C 两相电感获取方式也是如此。

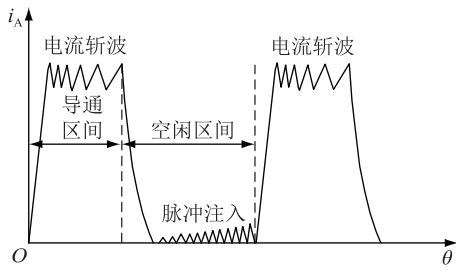


图4 低速驱动运行时三相电感获取原理

Fig.4 The principle of three-phase inductance obtain at low speed operation

因此,当SRM处于驱动运行状态时,由上述方法估算出三相电感并结合之前介绍的复平面电感模型角度估算公式即可实现驱动运行状态下转子位置估计。

4 仿真验证

为了验证上述基于复平面电感模型转子角度估计方法的可行性,本文基于MATLAB/SIMULINK对提出的无位置方案转子位置估计的精度进行了仿真,并将估计出的转子角度与实际转子角度进行对比研究,仿真过程中开通角设为 0° ,关断角设为 15° ,脉冲注入的频率依然为固定值1 kHz。

如图5所示,电机静止启动时,三相绕组中短暂注入1 kHz的高频电压脉冲,从仿真波形中可看出,三相绕组中响应电流具有一定差异,响应电流最小的为B相绕组,说明此刻电机转子正处于B相绕组电感较大的位置。由仿真结果可知,此时转子估计角度与实际角度相吻合,表明启动时该方法能实现转子初始位置准确定位,估计精度符合启动要求。

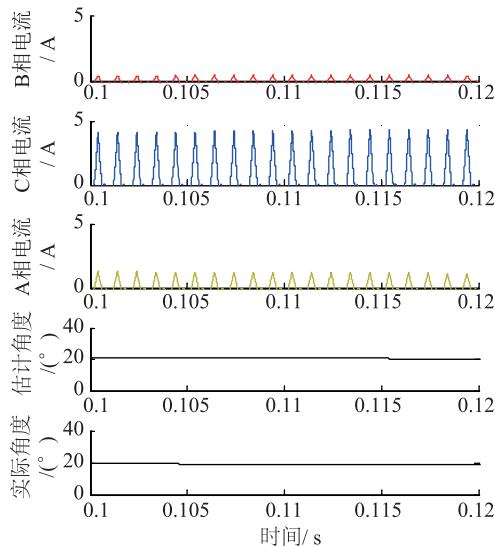


图5 静止启动时仿真波形

Fig.5 Simulation waveforms when SRM startup at standstill

图6为转速为150 r/min驱动运行状态下的三相电流和估计电感仿真波形,C相全周期电感由区域1和区域2两部分组成,区域1电感是由A、B两空闲相注入脉冲结合式(18)估计得出的,而区域2电感是C相处于空闲状态自身脉冲注入获取的。由图6中电流波形也可以观察到,C相在区域1内处于导通励磁状态,而在区域2内处于空闲脉冲注入状态。从图6中空闲相高频脉冲注入方式获得的三相电感仿真波形中可看出,该方法获取各相电感准确可靠,为转子角度的高精度估计提供了前提条件。

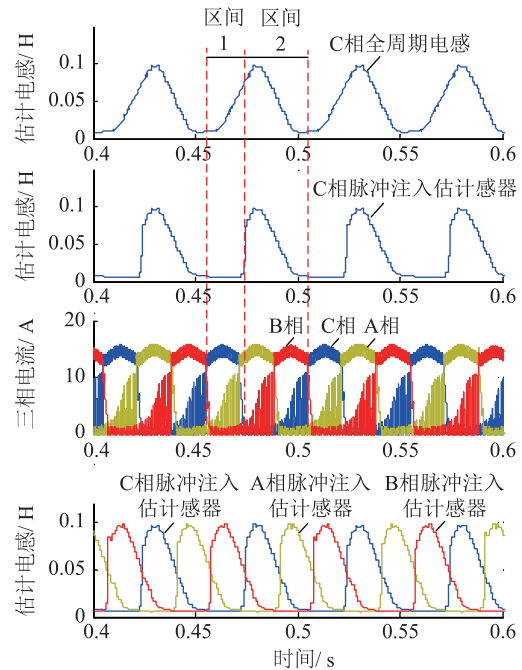


图6 低速驱动运行电流及估计电感仿真结果

Fig.6 Simulation waveforms of current and inductance estimation at low speed operation

图7为转速为60 r/min驱动运行状态下的仿真波形,由于此时转速较低,各相空闲区间内脉冲注入得到的响应电流较为密集,高频率响应电流的采集也保证了该转速条件下的转子角度估计的高准确性。由仿真波形可知,提出的低速驱动运行无位置算法在该转速下角度估计的精度较高,最大估计误差仅为 $\pm 1.5^\circ$,最大误差波动值(最大正误差-最大负误差)为 3° ,高精度的转子位置估计也为低速驱动运行时各相间准确可靠换相提供了条件。

图8为转速为250 r/min驱动运行状态下的仿真结果,观察图中的三相电流波形,可以明显发现此时空闲区间脉冲注入获取的响应电流趋于离散化。这是由于注入的脉冲频率固定,随着转速的提高,采集得到的电流频率自然也随之减少。当然,这也直接导致了转子角度估计精度的降低,此时从

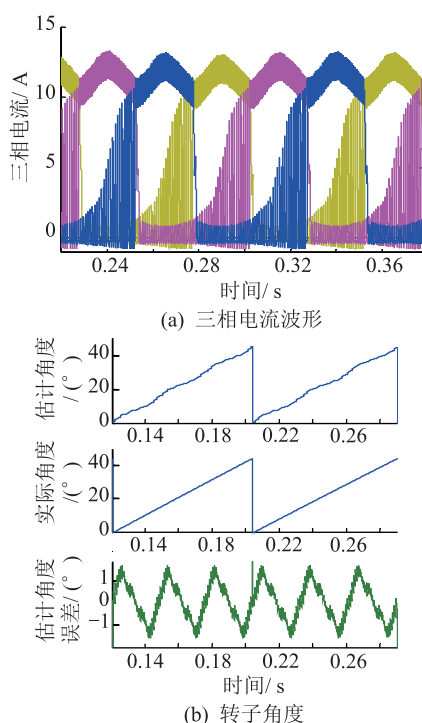


图7 转速为 60 r/min 驱动运行仿真结果

Fig.7 Simulation waveforms when speed is 60 r/min

仿真结果中的估计误差波形中可以看出,该转速条件下估计最大误差达到了 $\pm 2^\circ$,最大误差波动值增加到了 4° 。因此,本文提出的低速驱动运行无位置算法在 SRM 工作于低速工况条件下适用性较高,并随着转速的降低,转子角度估计的精度越高。

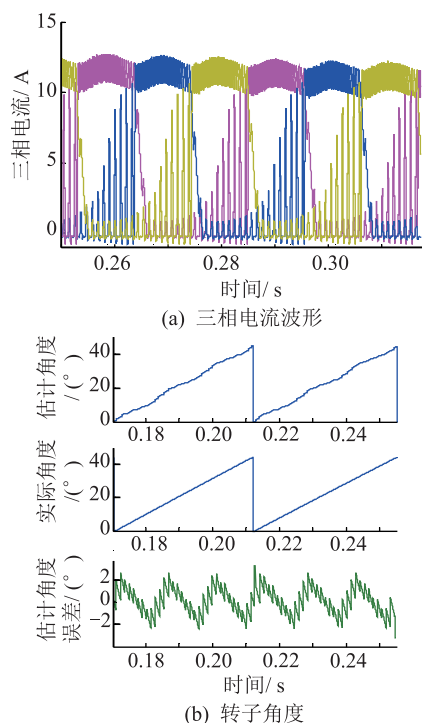


图8 转速为 250 r/min 驱动运行仿真结果

Fig.8 Simulation waveforms when speed is 250 r/min

5 实验验证

为验证本无位置传感器控制算法的可行性,本文采用了基于 DSP+FPGA 为控制核心的电动汽车用 18.5 kW SRM 实验平台,对本文提出的无位置控制算法进行可行性验证,实验平台如图 9 所示。系统的参数设置主要有:直流母线电压 $V_{DC} = 514 \text{ V}$ 。电机侧采用 CCC 斩波工作方式,斩波的滞环宽度为 2.5 A,系统采样频率为 15.626 kHz。18.5 kW SRM 电机额定参数见表 1。

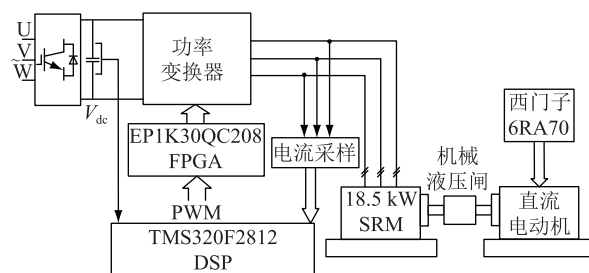


图9 18.5 kW SRM 控制系统实验平台

Fig.9 Physical map of the control system

表 1 18.5 kW 开关磁阻电机额定参数

Tab.1 The 18.5 kW SRM rated parameters

SRM 参数	数值
型号	KCB-18.5
额定功率/kW	18.5
相数	3
极数	12/8
电源电压 DC/V	514
额定转速/($\text{r} \cdot \text{min}^{-1}$)	1000
最高转速/($\text{r} \cdot \text{min}^{-1}$)	1350

5.1 静止启动实验波形分析

图 10 给出了 SRM 由静止状态启动时的三相电感估算和角度估计情况,启动时三相电感值是由 AD 采样得到的电流和电压值利用式 (16) 估算得出,由三相电感值利用复平面电感模型角度估算方法计算出图 10 中所示的初始角度。从图 10 所示的启动至低速驱动运行波形可以看出,角度估计波形上升均匀平稳,说明启动过程中电机无抖动和反转,相间换相可靠,验证了本文提出的无位置传感器静止启动方法的可行性。

5.2 低速驱动运行时转子角度估计分析

图 11 给出了 150 r/min 低转速条件下的转子位置估计波形, B 相全周期相电感由两种方法组合获得。在 B 相处于空闲状态时,采用注入电压脉冲获取空闲区域电感信息;在 B 相被激励时,通过三相电感和减去空闲相(A、C 相)电感值来获取励磁区

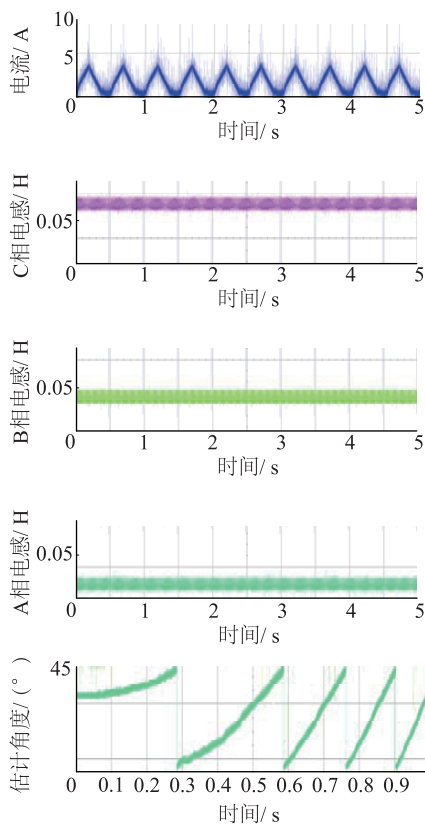


图 10 静止启动实验波形

Fig.10 The experimental waveforms when motor start 域电感信息,同理,A相和C相也采用了相同的全周期电感获取方法。由实验波形可以看到,本文提出的无位置控制策略能够实现驱动运行时转子角度的准确估计,估计精度完全能够满足实际工况要求。

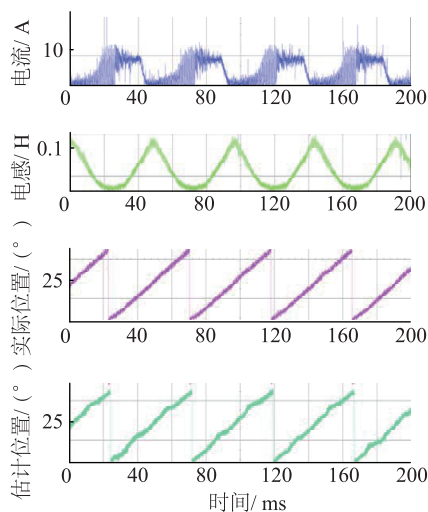


图 11 低速驱动运行时试验波形

Fig.11 The low speed operation experimental waveforms

6 结语

为解决电动汽车用开关磁阻电机无位置传感

器启动及低速驱动运行问题,本文利用 SRM 空间电感模型与转子位置角度之间的函数关系实现了电机转子位置的准确估计,文章详细说明了角度估计原理和不同状态下的三相电感估计方案。最终通过构建的系统实验平台对本文提出的转子位置估计方案进行了验证,结果表明:(1) 本文提出的无位置传感器方案能够实现电机静止状态快速无反转启动;(2) 本文提出的无位置传感器方案在 SRM 低速驱动运行时能够实现转子位置准确估计和无位置传感器可靠运行。

参考文献:

- [1] 沈磊,吴建华,杨仕友. 基于自举电路的开关磁阻电机初始位置估计方法[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(6): 98-102.
SHEN Lei, WU Jianhua, YANG Shiyu. A novel estimation method for initial position of switched reluctance motor based on bootstrap circuit[J]. Proceedings of the CESS, 2011, 31(6): 98-102.
- [2] KRISHNAN R. Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design and applications [M]. Boca Raton, FL: CRC Press, 2001.
- [3] GAO H, FAHIMI B, SALMASI F R, et al. Sensorless control of the switched reluctance motor drive based on the stiff system control concept and signature detection[C] // Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE, 2001.
- [4] PANDA S K, AMARATUNGA G A J. Waveform detection technique for indirect rotor-position sensing of switched-reluctance motor drives. II. Experimental results[J]. IEE Proceedings B Electric Power Applications, 1993, 140(1): 89-96.
- [5] 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.
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): 59-62.
- [6] TAN G, MA Z, KUAI S, et al. Four-quadrant position sensorless control in switched reluctance motor drives based on sliding mode observer[C] // International Conference on Electrical Machines and System, 2009: 1-5.
- [7] IALAM 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): 383-389.
- [8] JAIN A K, MOHAN N. Dynamic modeling, experimental characterization, and verification for srm operation with simultaneous two-phase excitation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006: 1238-1249.
- [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.
XIA Changliang, WANG Mingchao, SHI Tingna, et al. Position sensorless control for switched reluctance motors using neural network[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(13): 123-128.
- [10] 蔡燕,许镇琳,高超. 基于神经网络非线性模型的开关磁阻电机调速系统动态仿真[J]. 电工技术学报, 2006, 21(8): 25-30.
CAI Yan, XU Zhenlin, GAO Chao. Simulation of SRD based on neural net nonlinear model [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(8): 25-30.
- [11] 纪良文,蒋静坪,何峰. 基于径向基函数神经网络的开关磁阻电机建模[J]. 电工技术学报, 2001, 16(4): 7-11.
JI Liangwen, JIANG Jingping, HE Feng. Modeling of switched reluctance motors based on radial basis function neural network [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2001, 16(4): 7-11.
- [12] MISAWA S, MIURA Y, MIKI I. A rotor position estimation for three-phase switched reluctance motor based on complex plane expression [C] // International Conference on Electrical Machines and Systems. IEEE, 2010: 1701-1705.
- [13] CAI Jun, DENG Zhiqian. Sensorless control of switched reluctance motor based on phase inductance vectors [J]. IEEE Transactions on POWER ELECTRONICS, 2012, 27(7): 3410-3423.
- [14] MISAWA S, KAWASAKI. A rotor position estimation using fourier series of phase inductance for switched reluctance motor [C] // International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion. IEEE, 2010: 1259-1263.
- [15] 周竞成,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 Jingcheng, WANG Xiaolin, DENG Zhiqian, 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.
- [16] 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): 114-123.
CAI Jun, DENG Zhiqian. Sensorless control of switched reluctance motors based on phase inductance model in linear regions [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(15): 114-123.
- [17] 陈坤华,孙玉坤,吴建兵,等. 基于电感模型的开关磁阻电机无位置传感技术[J]. 电工技术学报, 2006, 21(11): 71-75.
CHEN Kunhua, SUN Yukun, WU Jianbing, et al. Inductance model-based sensorless control of the switched reluctance motors [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(11): 71-75.

作者简介:



王鹏飞

王鹏飞(1988—),男,硕士研究生,从事特高压电网变电运行维护的工作(E-mail: 739144851@qq.com);

单哲(1980—),男,本科,从事特高压电网变电运行维护工作;

张郭晶(1984—),女,硕士研究生,从事特高压电网变电运行维护工作。

Low-speed Sensorless Control of Switched Reluctance Motors Based on Space Vector Model of Phase Inductance

WANG Pengfei, SHAN Zhe, ZHANG Guojing, ZHAO Hongfei

(State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd. Maintenance Branch Company, Nanjing 211106, China)

Abstract: In order to solve the difficult research points of sensorless starting and low-speed operation of switched reluctance motor (SRM) used by electric vehicle. A new sensorless control method based on space vector model of phase inductance for switched reluctance motor is presented in this paper. Three-phase inductance of SRM are computed by pulse injection at startup and low-speed drive operating two different operating states, and through the cosine functional relationship between space vector model of phase inductance and angle to realize the rotor angle estimation. The realization of this sensorless method is simple and reliable. Finally, the proposed sensorless scheme is verified by simulation and experiment. The results show that the proposed method can estimate the rotor position accurately and meet the requirements of low-speed sensorless operation of SRM.

Key words: switched reluctance motor; position sensorless; space vector model of phase inductance; rotor position estimation

(编辑 钱悦)