

基于两相脉冲电流峰值差的开关磁阻电机无位置传感器控制

周江迪, 孙建忠*, 白凤仙

(大连理工大学 电气工程学院, 辽宁 大连 116024)

摘要: 开关磁阻电机的无位置传感器控制技术一直是当下的研究重点. 传统的单相脉冲注入法简单易实施, 但需要事先设定电流阈值; 两相脉冲注入法虽无须阈值, 但是转速上升时转导通角过于滞后, 应用转速范围有限. 因此, 为了保留无须电流阈值的优点, 同时又能够拓宽导通区间, 提出了一种新型两相脉冲注入法. 在两相脉冲注入的基础上, 检索两相响应电流峰值差的极大值, 并在其附近通过曲线拟合来精准得到转子位置, 从而达到没有位置传感器控制的目的. 最后以 12/8 结构的开关磁阻电机为例进行了仿真实验, 结果表明该方法转矩特性佳, 转子位置计算误差小, 具有有效性和可行性.

关键词: 开关磁阻电机; 无位置传感器控制; 脉冲注入; 电流差

中图分类号: TM352

文献标识码: A

doi: 10.7511/dllgxb202203004

0 引言

开关磁阻电机 (SRM) 是一种双凸极式的新型调速电机, 基于磁阻最小原理运行, 具有结构简单坚固、成本低、能运行于恶劣环境下的优势. 然而由于 SRM 换相需要转子位置信息, 控制系统中不得不采用光电编码器等一些位置传感器, 这不仅增加了控制成本, 而且降低了系统可靠性. 因此, 无位置传感器的电机控制技术已成为研究的热点和发展的需求^[1].

目前国内外关于无位置传感器控制技术研究已经有了很大的进展, 其中脉冲注入法简单易实施. Pasquosoone 等提出了采用双阈值比较的单脉冲注入法, 通过非导通相响应电流值和两个阈值比较, 判断切换导通相和检测相^[2]. 双阈值将电感周期划分成了 6 个部分, 比传统单阈值法^[3] 有更高的位置精度, 能更好应对缺相故障^[4]. 张磊等在此基础上进行了母线电压波动影响阈值设定的研究, 测量了不同母线电压下应设的电流阈值^[5].

Ofori 等通过对单次脉冲响应电流的积分计算将脉冲注入法拓展到了高速领域^[6]. 这些方法简单有效, 但是阈值都需要提前离线测定. 为此, 苗盛等采用了两相注入电流斜率比较法^[7], 和文献^[8] 两相注入电流响应值比较法类似, 通过比较空闲两相电流斜率的变化来实现换相. 这两种方法无须电流阈值, 但是电机的导通区间滞后. 为了能够提前导通角度, 文献^[9] 采用了两相响应电流值的若干倍关系处作为换相点位置, 但是倍数关系值仍然需要事先测定.

综上, 单脉冲注入法通常需要事先设定电流阈值, 易受转速变化影响. 两相脉冲注入法虽无须阈值, 但导通区间固定, 大转速时容易产生拖尾电流. 为此, 本文提出一种基于两相响应电流差值的 SRM 无位置传感器控制方法, 通过检索空闲两相响应电流峰值差的极值点, 以极大值点作为转子特殊位置更新位置信息, 以期在不需要设定响应电流阈值的情况下, 拓宽导通相的可导通区间, 得到更好的转矩特性.

收稿日期: 2021-06-22; 修回日期: 2022-03-15.

基金项目: 国家自然科学基金重大研究计划集成项目 (U2013601).

作者简介: 周江迪 (1995-), 男, 硕士生, E-mail: zhoujiangdi@mail.dlut.edu.cn; 孙建忠* (1965-), 男, 博士, 教授, E-mail: jzsun@dlut.edu.cn.

1 脉冲注入法原理

当对非导通相注入脉冲电压时,由文献[10]可将电机的相电压方程简化成

$$U = L \frac{di}{dt} + i\omega \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (1)$$

式中: U 为母线电压; i 为电流; L 为电感; ω 为转子角速度; θ 为转子角度.电机转速较低时,旋转电动势可以忽略,且在脉冲周期内能完全放电,式(1)可以进一步简化成

$$U = L \frac{i_p}{\Delta t} \quad (2)$$

式中: i_p 为响应电流的峰值, Δt 为一个周期内脉冲注入的时间.

因此在脉冲注入下,绕组电感与响应电流峰值成反比,可以通过检测响应电流峰值间接得到转子位置信息.图1为三相12/8开关磁阻电机的电感图,图2为三相响应电流峰值在不同转子位置处的关系示意图,两图清晰反映了响应电流峰值和电感值的关系.

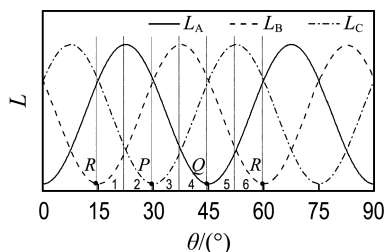


图1 三相电感扇区图

Fig. 1 Three-phase inductance sector diagram

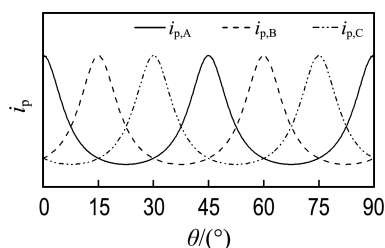


图2 三相响应电流峰值图

Fig. 2 Three-phase response current peak diagram

2 两相响应电流峰值差法

在脉冲注入的基础上,本文研究了一种应用

两相应电流差值法检测转子位置的控制策略.在电机运行时,向空闲两相注入高频脉冲,实时采样两相应电流的峰值,由微处理器计算其差值,这些离散的数值经过滤波后可以得到其包络线,它的极大值点作为转子的特殊位置.不同的两相组合能够得到位置偏移的相同包络线,如图3所示,将包络线极大值点记为 P 、 Q 和 R .因为特殊位置点的间隔角度固定,可以根据间隔时间计算出电机实时转速,更新转子位置并进一步确定转子其他时刻的位置,从而实现电机的无位置传感器控制.

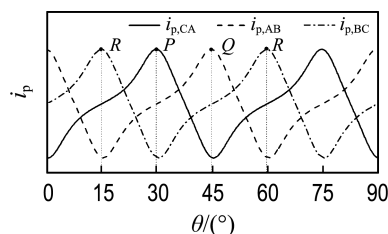


图3 两相应电流峰值的差值

Fig. 3 Difference of response current peak between two phases

2.1 校准点转子位置的确定

为简单获得极大值点对应的转子位置,采用文献[11]中展开为傅里叶级数的电感模型.在脉冲注入的小电流下,电感为

$$L(\theta) = L_0 + L_1 \cos(N_r \theta) + L_2 \cos(2N_r \theta) \quad (3)$$

式中: N_r 为转子极数, L_0 、 L_1 、 L_2 为系数.由式(2)和式(3)算出 A、B 相应电流峰值为

$$i_{p,A} = \frac{U \Delta t}{L_0 + L_1 \cos(N_r \theta) + L_2 \cos(2N_r \theta)} \quad (4)$$

$$i_{p,B} = \frac{U \Delta t}{L_0 + L_1 \cos(N_r \theta - \Delta \theta) + L_2 \cos(2N_r \theta - 2\Delta \theta)} \quad (5)$$

式中: $\Delta \theta$ 为相绕组间电感偏移的位置量.

由此得到 A 相和 B 相应电流峰值的差值,通过求其导数零点算出电周期内极大值点的转子位置,记为 θ_Q ,也就是图1和图3中的 Q 点对应的转子位置.虽然 Q 点处 A 相是在电感变化不明显区域,但是 B 相是在电感快速变化区域,响应电流值作差后的区分度仍然较大.由类似计算可以得到 B 相和 C 相、C 相和 A 相应电流峰值差的极

大值点处的位置,为图 1 和图 3 中的 R 点和 P 点.

当转速增大时,旋转电动势难以忽略,由式 (1) 可得相应电流峰值为

$$i_p = \frac{U}{\omega \frac{dL}{d\theta}} (1 - e^{-\frac{\omega \frac{dL}{d\theta}}{L(\theta)} \Delta t}) \quad (6)$$

将式 (3) 的电感模型代入可得各相的响应电流峰值,以 A 相和 B 相响应电流峰值的差值为例,对于不同转速,转速最大取到电机的额定转速 1 500 r/min,求出的极值点都在 $[44^\circ, 46^\circ]$. 为了能够快速计算以保证极大值处转子位置跟随转速变化的及时性,在此区间可认为 A 相电感几乎不随转子位置而变化,即 $dL_A/d\theta$ 为 0; B 相电感为线性变化,即 $dL_B/d\theta$ 为常数 k . 则由式 (6) 可得 B 相响应电流峰值为

$$i_{p,B} = \frac{U}{\omega k} (1 - e^{-\frac{\omega k}{L_B(\theta)} \Delta t}) \quad (7)$$

A 相响应电流峰值仍由式 (4) 计算,可得到两相响应电流峰值差,对其求导为

$$\frac{di_{p,AB}}{d\theta} = U \Delta t \left(\frac{d}{d\theta} \frac{1}{L_A(\theta)} - e^{-\frac{\omega k}{L_B(\theta)} \Delta t} \frac{d}{d\theta} \frac{1}{L_B(\theta)} \right) \quad (8)$$

式中: $k = \frac{dL}{d\theta} \Big|_{\theta=\theta_u+15^\circ}$, θ_u 为 A 相不对齐位置角度,即图 1 中的 45° .

求解式 (8) 的零点即得转子位置,也可用试解法,以忽略旋转电动势求得的转子位置为基点,前后增减 0.1° ,以此逼近真正转子位置.

2.2 换相控制方法

利用求得的 3 个极大值点可以将图 1 中的电感周期划分成 6 个均匀区间,如此能清晰有效地控制电机换相和脉冲注入. 比如,在 1 和 2 区间, B 相作为导通相驱动电机,在此区间, C 相和 A 相脉冲响应电流峰值的差值是单调增大的,而在 3 和 4 区间这两相脉冲响应电流峰值差是单调减小的. 因此, C 相和 A 相响应电流峰值差的极值点可以作为判断换相的条件,当检测到电流峰值差达到极大值点时,切换导通相为 C 相. 运行过程中,为降低开关管损耗,可以减小两相脉冲注入的区间. 其他区间依此类推,整个换相逻辑见表 1.

2.3 极大值点的判断

由文献 [12] 中的误差分析可以知道,采集到

表 1 换相逻辑表

Tab. 1 Commutation logic table

区间	导通相	脉冲注入	差值比较	执行动作
1	B	不注入	无比较	保持不变
2	B	C、A 注入	$i_{p,CA}$ 未达到最大值	保持不变
			$i_{p,CA}$ 到达最大值	关断 B 相, 导通 C 相
3	C	不注入	无比较	保持不变
4	C	A、B 注入	$i_{p,AB}$ 未达到最大值	保持不变
			$i_{p,AB}$ 到达最大值	关断 C 相, 导通 A 相
5	A	不注入	无比较	保持不变
6	A	B、C 注入	$i_{p,BC}$ 未达到最大值	保持不变
			$i_{p,BC}$ 到达最大值	关断 A 相, 导通 B 相

的脉冲电流峰值是离散的,且并非能恰好在特殊转子位置处采样,产生的角度偏移与转速和脉冲周期有关. 为了避免此误差和有效地寻找响应电流差的极值点,本文对极值点处的采样点进行了局部曲线拟合.

在脉冲注入阶段,同时采集空闲两相响应电流峰值进行作差计算,读取并存储连续 4 次采样作差值,按采样顺序依次记为 a_0, a_1, a_2, a_3 . 每次更新值时,采样计算的新值赋给 a_0 , a_0 的旧值赋给 a_1 ,依次往下. 当连续两次更新值都减小时,判断到达极值点. 此时,对这 4 个数据进行拉格朗日拟合. 由于采样间隔相等,可以简单地认为横坐标值为 1 到 4 的顺序数列,纵坐标为计算的差值,如表 2 所示. 差值曲线拟合为

$$f(x) = A_1 x^3 + A_2 x^2 + A_3 x + A_4 \quad (9)$$

式中: $A_1 = -\frac{a_3}{6} + \frac{a_2}{2} - \frac{a_1}{2} + \frac{a_0}{6}$; $A_2 = \frac{3}{2} a_3 - 4 a_2 +$

表 2 曲线拟合的横纵坐标

Tab. 2 The abscissa and ordinate of curve fitting

x_i		$f(x_i)$
等距	非等距	
1	x_3	a_3
2	x_2	a_2
3	x_1	a_1
4	x_0	a_0

$$\frac{7}{2}a_1 - a_0; A_3 = -\frac{13}{3}a_3 + \frac{19}{2}a_2 - 7a_1 + \frac{11}{6}a_0; A_4 = 4a_3 - 6a_2 + 4a_1 - a_0.$$

去除不在坐标范围内的解,得到曲线极大值点横坐标为 x_P ,由此往前推得 P 点对应的时刻为

$$t_P = t_1 - (4 - x_P)T \quad (10)$$

式中: t_1 为满足极值条件最后一次更新值的时刻, T 为采样周期. 其他极值点时刻 t_Q 和 t_R 计算相同.

由于 3 个绝对位置更新点等距分布,本文以多个相邻电周期的转速均值作为计算的转速:

$$n = \frac{60m}{3N_r(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \dots + \Delta t_m)} \quad (11)$$

式中: $\Delta t_1 \sim \Delta t_m$ 为 m 组相邻位置更新点间的时间差值,即 t_P 、 t_Q 和 t_R 间的顺序差值.

此外,由于最后一次更新值的实际转子位置已经越过了极大值点位置,在大转速时,利用极值点与最后一次更新值的横坐标距离,结合转速推算出最后更新值时的实际转子位置为

$$\theta_1 = \theta_P + \omega_{n-1}(4 - x_P)T \quad (12)$$

式中: ω_{n-1} 为前一时刻转速. 其他时刻的位置计算公式为

$$\theta_n = \theta_{n-1} + 360n/60f_c \quad (13)$$

式中: f_c 为转子位置更新频率.

实际运行中发现电流传感器采样值有波动,两次相邻采样值会因为波动导致误判. 为此,需对采样数据滤波,将此刻采样值与前一时刻采样值比较作差,差值大于波动范围,才决定此刻为有效采样. 波动范围的确定是通过在同一位置处多次采样记录响应电流峰值,将采样值中出现的最大值与平均值或平均值与最小值作差,取两者中较大的值的两倍为波动范围. 滤波后,采样值之间不再是等距的,需要记录采样次数作为横坐标,如表 2 所示. 为简便计算,可以选择只拟合 3 个采样差值. 此时,式(10)和式(12)需变为

$$t_P = t_1 - (x_0 - x_P)T \quad (14)$$

$$\theta_1 = \theta_P + \omega_{n-1}(x_0 - x_P)T \quad (15)$$

3 仿真分析

为了验证理论分析的正确性,本文基于 Simulink 对该方法进行了模型搭建和位置检测仿

真. 模型基于三相 12/8 结构的 SRM,额定功率是 4 kW. 采用转速电流双闭环的 PI 控制,电流采用 PWM 斩波控制,母线电压为 60 V. 电机开通角为 3° ,关断角为 16° ,转速给定为 600 r/min.

图 4 为电机稳定运行时的三相电流波形图,每相有导通时的斩波电流区间和两个脉冲注入区间. 图 5 为转子实际位置 θ_1 和计算位置 θ_c 比较图,其中 0° 代表 A 相不对齐位置,转子以 45° 为一个周期. 图中转子位置在 0° 附近误差值很大,这是因为实际位置进入了下一个角度周期,而计算位置还在上一个周期,实际误差值 E_θ 仍然是很小的. 图 6 为转子误差的放大图,可以看见,误差在 0.3° 左右.

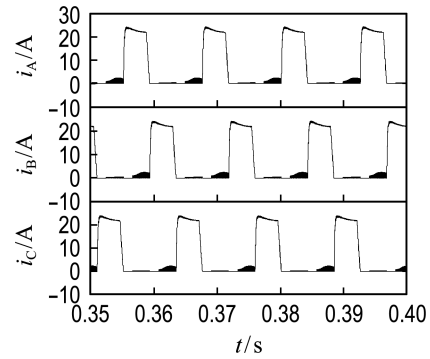


图 4 三相电流波形图

Fig. 4 Three-phase current waveforms

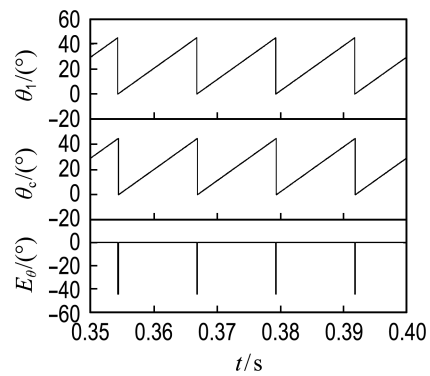


图 5 实际转子位置和计算转子位置比较

Fig. 5 Comparison of actual rotor position and calculated rotor position

图 7 为实际和计算转速图,可以看出,计算转速与实际转速很契合,转速计算方法有效可行. 位置检测的仿真模型说明本文方法位置检测精度较高,具有可行性. 目前模型只进行了位置检测,无

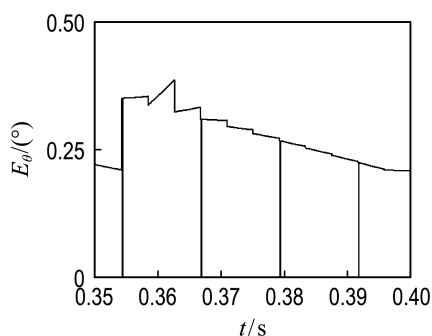


图 6 位置误差放大图

Fig. 6 Enlarged image of position error

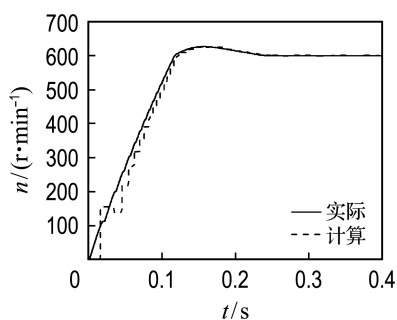


图 7 实际转速和计算转速对比

Fig. 7 Comparison of actual rotary speed and calculated rotary speed

位置控制由实验部分验证。

同时为了说明该方法具有良好的转矩特性,在仿真中与传统两相脉冲注入法进行了比较。传统两相脉冲注入法是利用电感的交点处作为特殊位置,每相的导通区间只有三分之一周期,以图 1 中的 B 相为例,导通区间为 $[22.5^\circ, 37.5^\circ]$ 。本文方法的导通区间则为 R 点所在转子位置开始,最大可到 37.5° ,有着更广的导通区间选择。图 8 为本文方法和传统两相脉冲注入法在电机转速稳定时的三相合成电磁转矩比较,转速稳定时导通区间都选为三分之一周期。由图可见本文方法的输出转矩波动更小,这是因为该方法是在每相不对齐位置处附近开始导通,电感变化小,急剧上升的电流仍产生较稳定的转矩,且关断位置处的续流电流仍产生正的转矩;而传统法在关断位置处的续流电流则产生负的转矩。图 9 反映了在同一 PI 参数控制下,本文方法有着更快的转速响应速率,因为该方法在起动低速时导通区间可以选为二分之一周期。

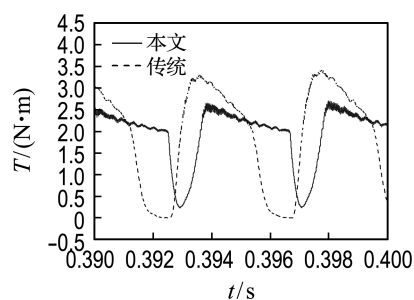


图 8 本文方法和传统两相脉冲注入法 600 r/min 的电磁转矩

Fig. 8 The electromagnetic torque of the method in this paper and the traditional two-phase pulse injection method at 600 r/min

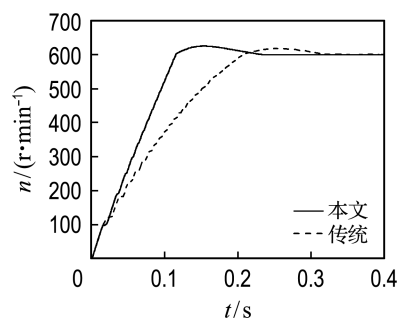


图 9 本文方法和传统两相脉冲注入法的转速响应比较

Fig. 9 The response rotary speed comparison between the method in this paper and the traditional two-phase pulse injection method

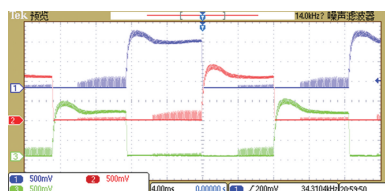
4 实验验证

为了实现无位置传感器控制和进一步说明控制方法的可行性及特点,本文基于一台 12/8 结构的 SRM 进行了实验验证。实验中数字处理器采用 TI 公司的 TMS320F28069 芯片,功率电路使用三相不对称半桥结构,脉冲电流由电流传感器经过硬件放大电路后采样,保留了光电位置传感器,用于比较计算位置和实际位置。

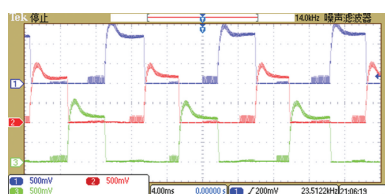
首先不考虑旋转电动势,通过式(4)和(5)计算出极大值点的转子位置。当转速为 900 r/min 及以上时,考虑旋转电动势,通过式(8)来计算。

图 10(a)和图 10(b)分别为转速 300 r/min 和 600 r/min 的三相电流波形图,与仿真波形图相似,脉冲响应电流的峰值因转子位置而变化。

图 11 是控制过程中该方法计算的转速和位置传感器获得的转速比较,可见误差小,且能很好地响应转速变化.但在转速稳定时,图中脉冲注入计算的转速有着毛刺现象般的波动.这是由于响应电流采样值受到环境的干扰和曲线拟合的计算误差,造成了位置检测误差,使得计算的转速有所波动.



(a) 300 r/min



(b) 600 r/min

图 10 不同转速下三相电流波形图

Fig. 10 Three-phase current waveforms at different rotary speeds

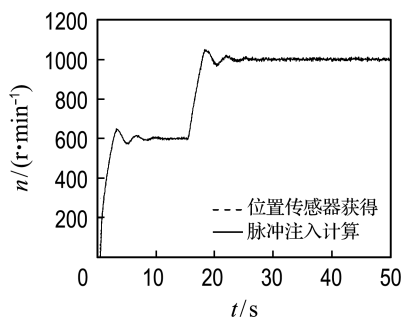
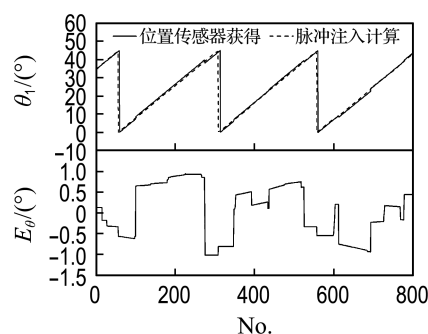


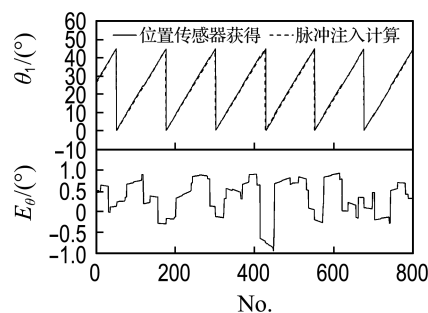
图 11 脉冲注入计算转速和位置传感器获得转速比较

Fig. 11 Comparison of calculated rotary speed by pulse injection and actual rotary speed from position sensor

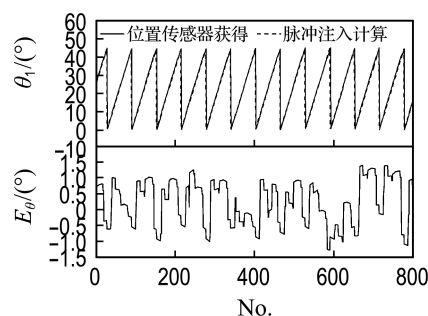
在实验中,还实时记录了检测位置和实际位置,方便作对比.以位置传感器得到的位置作为实际位置,以两相响应电流峰值差法计算的位置作为检测位置,编写软件每隔 0.1 ms 同时将两种方式的位置信息存储在芯片中,实时导出数据,得出图 12 所示的不同转速下的位置比较和误差图.



(a) 300 r/min



(b) 600 r/min



(c) 1 200 r/min

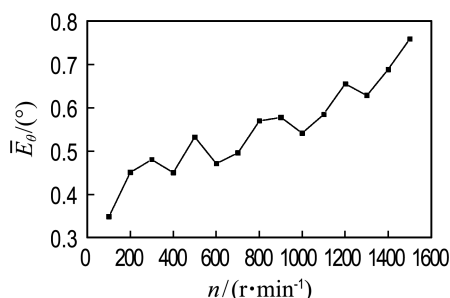
图 12 不同转速时的转子位置比较

Fig. 12 Comparison of rotor position at different rotary speeds

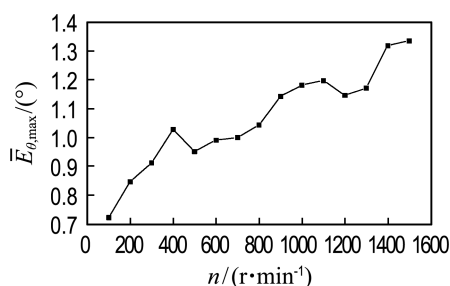
图 13 表示的是,不同转速时一个周期内的转子位置平均误差和多个周期内最大误差的平均值 ($\bar{E}_\theta$ 和 $\bar{E}_{\theta, \max}$).可以看出随着转速的增加,转子位置平均误差和最大误差平均值都有增加趋势,这是因为转速的增加使得相同间隔时间下,采样值之间的偏移位置增加了,影响了曲线拟合的契合程度.其中在低转速时仍然有较大的位置误差,这是因为对采样值的滤波方式扩大了曲线拟合的位置范围.在低速时,拟合曲线的横坐标位置范围仍然很大.

因此,在中低速时该方案得到的估算位置和实际位置间的误差不大,能很好地替代位置传感

器,具有可行性.并且,在转速较大时能有很好的转矩输出,没有拖尾电流,符合运行要求.



(a) 检测位置平均误差



(b) 检测位置最大误差平均值

图 13 检测位置平均误差和最大误差平均值与电机转速关系

Fig.13 The average error and the maximum error average of detection position at different rotary speeds of motor

5 结 语

本文基于两相脉冲注入,研究了一种新型无位置传感器控制方法.利用两相响应电流峰值间的差值,通过其极大值点得到转子位置信息.该方法无须设定电流阈值,且在极大值点处换相有着更加宽广的导通区间,更符合电机运行的换相要求,对于不同转速,有着灵活的导通和关断角度选择.同时考虑了采样值间的离散程度,在极值点处对采样值进行拉格朗日曲线拟合,拟合计算虽然简单但有效.在实际运行时,针对电流采样值波动的问题,提出了滤波方法,该方法虽然减小了曲线拟合的精度,但能避免误判的发生,是至关重要的.由于本文控制方法是基于高频脉冲的注入,曲线拟合也有着精度限制,只能适用于中低速运行的情况.另外极大值点对应的转子位置虽然需要

事先计算出来,但是在计算中可以考虑旋转电动势的影响.最后进行的仿真和实验结果证明了理论分析的可行性,具有一定的工程应用价值.

参考文献:

- [1] 李梦茹, 冬雷, 冉茂莹, 等. 开关磁阻电机无位置传感器控制方法综述 [J]. 微特电机, 2021, 49(1): 51-54, 64.
- LI Mengru, DONG Lei, RAN Maoying, *et al.* Review of sensorless control methods for switched reluctance motors [J]. **Small and Special Electrical Machines**, 2021, 49(1): 51-54, 64. (in Chinese)
- [2] 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 Applications**, 2011, 47(4): 1724-1731.
- [3] DENG Xuejiao, MA Qishuang, XU Ping. Sensorless control of a four phase switched reluctance motor using pulse injection [C] // 2018 IEEE 3rd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC). Chongqing: IEEE, 2018: 1066-1070.
- [4] 黎 雾, 张 磊, 刘 闯, 等. 无位置传感器开关磁阻电机缺相故障位置检测 [J]. 微电机, 2015, 48(8): 41-44, 50.
- LI Pang, ZHANG Lei, LIU Chuang, *et al.* Position estimation of sensorless switched reluctance motor based on lack phase fault [J]. **Micromotors**, 2015, 48(8): 41-44, 50. (in Chinese)
- [5] 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): 4683-4690.
- 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): 4683-4690. (in Chinese)
- [6] OFORI E, HUSAIN T, SOZER Y, *et al.* A pulse-injection-based sensorless position estimation method for a switched reluctance machine over a wide speed range [J]. **IEEE Transactions on**

- Industry Applications**, 2015, **51**(5): 3867-3876.
- [7] 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, **53**(2): 71-75.
- MIAO Sheng, XIONG Lixin, ZHANG Mingkui, *et al.* An improved sensorless control method for switched reluctance motor [J]. **Micromotors**, 2020, **53**(2): 71-75. (in Chinese)
- [8] 李景男, 王旭东, 周永勤. 基于两相脉冲激励的开关磁阻电动机无位置传感器转子位置检测 [J]. 电机与控制学报, 2002, **6**(1): 6-9.
- LI Jingnan, WANG Xudong, ZHOU Yongqin. Sensorless rotor position detection of SRM based on voltage pulses to two phases [J]. **Electric Machines and Control**, 2002, **6**(1): 6-9. (in Chinese)
- [9] KAMIYAMA T, YOSHIDA T. A new DC-Bus-Voltage-Robust sensorless control for switched reluctance motors [J]. **IEEJ Transactions on Industry Applications**, 2017, **137**(3): 192-198.
- [10] 陈 强, 韩润宇, 孙建忠. 开关磁阻电机初始位置的高精度检测 [J]. 微电机, 2020, **53**(4): 50-53, 82.
- CHEN Qiang, HAN Runyu, SUN Jianzhong. High precision detection of initial position of switched reluctance motor [J]. **Micromotors**, 2020, **53**(4): 50-53, 82. (in Chinese)
- [11] SURESH G, FAHIMI B, RAHMAN K M, *et al.* Inductance based position encoding for sensorless SRM drives [C] // **Proceedings of the 1999 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'99)**. Piscataway: IEEE, 1999: 832-837.
- [12] 张 磊, 刘 闯. 基于电流阈值的开关磁阻电机位置估计容错分析 [J]. 电机与控制应用, 2018, **45**(5): 58-63.
- ZHANG Lei, LIU Chuang. Fault tolerant analysis of sensorless for switched reluctance motor based on the current threshold [J]. **Electric Machines and Control Application**, 2018, **45**(5): 58-63. (in Chinese)

Sensorless control of switched reluctance motor based on two-phase pulse current peak difference

ZHOU Jiangdi, SUN Jianzhong*, BAI Fengxian

(School of Electrical Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China)

Abstract: The sensorless control method of the switched reluctance motor has always been a hot research topic. The traditional single-phase pulse injection method is simple and easy to implement, but the current threshold needs to be set in advance. The two-phase pulse injection method does not require a threshold, but when the rotary speed increases, the rotor conduction angle is too lagging. Its rotary speed regulation range is limited. Therefore, in order to retain the advantages of not requiring a current threshold and broaden the conduction interval, a new two-phase pulse injection method is proposed. On the basis of two-phase pulse injection, the maximum value of the response current peak difference is retrieved, and the rotor position is accurately obtained by curve fitting in the vicinity of the extreme value, so that the operation could be controlled without a position sensor. Finally, simulations and experiments are carried out with a 12/8 structure of switched reluctance motor as an example. The results show that the method has good torque characteristics and small rotor position errors. This method is effective and feasible.

Key words: switched reluctance motor; sensorless control; pulse injection; current difference