

DOI: 10.13382/j.jemi.B2306790

开关磁阻电机低速运行无位置传感器检测方法*

邵杰 邢振

(曲阜师范大学 日照 276826)

摘要:针对开关磁阻电机低速运行方法中的传统脉冲注入法只利用非导通相电流信息,存在导通区间受限和续流影响估计精度的问题。本文对低速控制策略与无位置检测原理进行研究,提出了一种双电流斩波限 PWM 滞环控制的三相电流斜率差值无位置传感器检测方案。所提方案在导通区采用双斩波限 PWM 滞环控制,使导通区电流斩波次数增加,能够改善低速运行时的性能,并提高电流斜率差值的计算精度。与传统非导通相电流比较方法只利用非导通相信息相比,该方案增加了导通相电流计算。在计算导通相电流斜率差值后,与两非导通相形成三相电流斜率差值,从而估计电机的实时位置信息。以三相 12/8 结构的电机进行了相关仿真和实验验证,实验结果表明,该方案能够有效解决传统方法存在的导通区间固定和实时角度计算受续流影响的问题。

关键词: 开关磁阻电机;低速方法;无位置传感器;双电流斩波限 PWM 滞环控制;电流斜率差值

中图分类号: TM352

文献标识码: A

国家标准学科分类代码: 470.40

Position-sensorless method for switched reluctance motor in low-speed operation

Shao Jie Xing Zhen

(Qufu Normal University, Rizhao 276826, China)

Abstract: The conventional pulse injection method for low-speed operation of switched reluctance motors utilizes only the information of the non-conducting phase currents, which has the problems of limited conduction intervals and continuation currents affecting the estimation accuracy. In this paper, the low-speed control strategy and the principle of position-sensorless detection are investigated, and a three-phase current slope difference position-sensorless detection scheme with dual current chopper-limited PWM hysteresis loop control is proposed. The proposed scheme adopts dual chopper-limited PWM hysteresis loop control in the conduction zone, which increases the number of current chopping in the conduction zone, improves the performance during low-speed operation, and increases the calculation accuracy of the current slope difference. Compared with the traditional non-conducting phase current comparison method that utilizes only the non-conducting phase information, this scheme adds the on-phase current calculation. After calculating the on-phase current slope difference, the three-phase current slope difference is formed with the two non-conducting phases to estimate the real-time position information of the motor. The related simulation and experimental verification are carried out with a three-phase 12/8 structure motor, and the experimental results show that the scheme can effectively solve the problems of fixed on-phase intervals and real-time angle calculation affected by the continuation current that exist in the traditional method.

Keywords: switched reluctance motors; low-speed operation; position-sensorless; dual chopper-limited PWM hysteresis loop control; current slope difference

0 引言

开关磁阻电机 (switched reluctance motor, SRM) 由于其结构简单、容错性高、控制参数灵活等优势,在工业和新能源汽车领域备受关注^[1-5]。开关磁阻电机依赖精确的转子位置信息进行换相,但是安装机械位置传感器不仅会增加系统体积与安装成本,而且位置传感器容易受恶劣环境影响。为了使开关磁阻电机控制系统集成化,增强系统的稳定性,研究其无位置传感器控制方法是有必要的^[6]。

中高速无位置传感器方案利用电机运行时的导通相信息来获取位置信息,主要有磁链/电流法^[7-8]、电感法^[9-11]、观测器法^[12-13]等多种无位置算法。开关磁阻电机不同转速时采用的控制策略有所不同,当 SRM 工作在低速时,适用相电流斩波的控制方式 (current chop control, CCC),可以有效地限制相电流超过允许值。SRM 工作中高速时,电机适用于采用调节开通角与关断角的控制方式 (APC)。电机采用不同控制策略的电流波形具有明显差异,因此中高速的无位置算法并不能直接用于电机低速运行。

高频脉冲注入法是日前常用的低速范围位置估计算法。通过向电机的非导通相注入高频脉冲,既可以通过响应电流的幅值比较估计导通区间,也可以通过全周期电感获取转子位置信息。文献[14]在非导通相进行滞环控制,通过电流上升时间与阈值比较进行位置估计。文献[15]在某一相非导通区注入脉冲,通过测量不同电压的脉冲电流,通过设置单阈值进行位置估计,文献[16]改进了单阈值法脉冲注入方式,将固定频率脉冲改为采用逐渐增大的电压脉冲产生幅值更高的响应电流。文献[17]分别研究了导通相前相脉冲注入法与后相脉冲注入法设置阈值的效果,发现前相阈值可以用于电机启动,后相阈值适合电机连续运转。文献[18]通过采集不同电压下的电流,设置不同的双电流阈值进行位置估计。上述方法需要设置时间阈值或电流阈值,而检测点的阈值受电机参数和电压的影响,需要进行离线测量,可移植性较差。与需要设置阈值的方法相比,利用电流相对关系的方法更加简便,可移植性强。文献[19]在三相 6/4 电机的初始状态进行了脉冲注入,通过比较三相电流响应相对关系进行初始导通相的选择。文献[20]在计算两非导通相电流峰值后,由微处理器计算两相电流峰值差值,经离散滤波后,在最大点处进行位置估计,但最大点的获取需要用到电机参数。文献[21]在 PWM 控制方式下计算三相电流斜率差值,然后选取合适导通相与非导通相电流斜率差值交点进行换相点确定,体现了结合导通相信息可以改善导通区间的优点,但控制方法

偏向于向高速过渡。

现有脉冲注入法大多只关注非导通相电流信息,需要在非导通区特定角度进行脉冲注入,存在导通区间受限的问题,并且采集非导通相电流还需考虑导通相续流影响,而结合导通相的方法侧重于电机启动向中高速的过渡,控制方式偏向于高速运行要求。因此,本文在低速控制方式与无位置角度估计原理两个方面进行了研究,提出了一种双电流斩波限 PWM 滞环控制的三相电流斜率差值无位置检测方案。双斩波限的设置使电机适用于需要长时间输出低转矩的低速运行工况,在导通区进行双斩波限 PWM 滞环控制使得斩波次数增加,有利于低速稳定运行并且可以在导通区提升计算电流斜率差值的精度。导通区结合非导通区的三相电流斜率差值法解决了传统方法的导通区间受限和续流影响精度问题。所提位置检测方案不需要增加任何硬件,无需测量电机参数,无位置估计算法简单有效。

1 SRM 数学模型简化

SRM 第 k 相绕组的电压平衡方程为:

$$u_k = R_k i_k + \frac{\partial \psi_k}{\partial i_k} \frac{di_k}{dt} + \frac{\partial \psi_k}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (1)$$

其中,磁链 ψ_k 为电感 L_k 与电流 i_k 的函数,可用电感与电流乘积表示为:

$$\psi_k(\theta, i_k) = L_k(\theta, i_k) i_k \quad (2)$$

将式(2)代入式(1)中得到:

$$u_k = R_k i_k + \left(L_k + i_k \frac{\partial L_k}{\partial i_k} \right) \frac{di_k}{dt} + i_k \frac{\partial L_k}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (3)$$

式(3)准确地表示了开关磁阻电机的电路模型,但动态电感 $L_k(\theta, i_k)$ 随 θ 和 i_k 而变化,导致电磁转矩无法计算,难以实际应用。因此假设电机的相电感变化只与转子位置有关,二者关系如图 1 所示,可以把式(3)SRM 相电压方程简化为:

$$u_k = R_k i_k + L_k(\theta) \frac{di_k}{dt} + i_k \frac{dL(\theta)}{d\theta} \omega \quad (4)$$

方程等式右面第 1 项为回路电阻压降,第 2 项为由电流变化引起的变压器电动势,第 3 项为由转子位置改变引起的运动电动势。

2 SRM 低速控制方式改进

SRM 低速运行时,电机绕组产生的运动电动势比较小,相电流上升的非常快,相电流瞬间增大容易导致电机和电器过流损坏。在这种情况下,采用电流斩波控制可以对电流进行有效的控制,使得电流维持在所设斩波限附近,如图 2 所示。传统斩波控制采用固定的开通角关

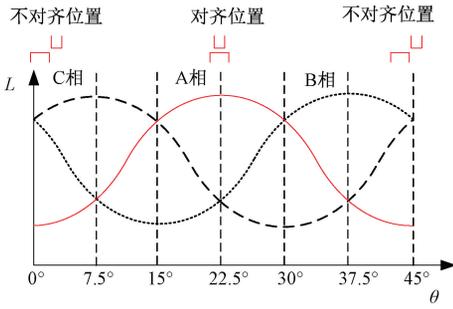


图 1 定转子相对位置与电感关系
Fig. 1 Relative position of stator and rotor in relation to inductance

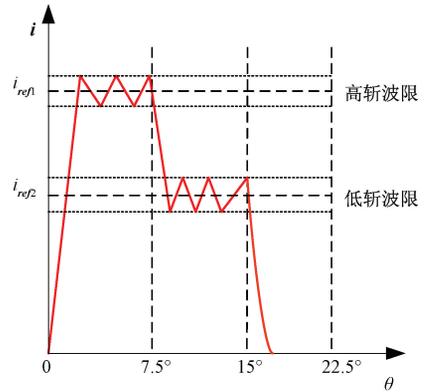


图 3 双电流斩波限控制电流波形
Fig. 3 Dual current chopper limiting current waveform

断角并设置一个斩波限,通过改变励磁电压大小来进行调速,不同电压下的电流波形基本保持不变,只是斩波频率发生变化。

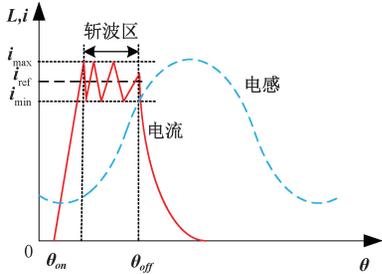


图 2 传统电流斩波控制波形
Fig. 2 Conventional current chopper control waveform

传统单一斩波限存在局限性。设置高斩波限只适合启动向中高速快速过渡,不适用需要长时间输出低转矩的低速运行工况,在启动时电流斩波限很大还会引起较大的转矩脉动,而过低斩波限有时会导致电机无法启动。

针对上述问题,提出了双斩波限的控制方案,通过设置两个合适的斩波限,高斩波限用于电机能够正常换相运行,低斩波限用于降低输出转矩从而降低转速,使电机在低电压下可以保持低速运行。结合实际应用场景,双斩波限中的低斩波限设在 $[7.5^\circ, 15^\circ]$,既有利于低转速的调节,同时又因为 7.5° 与 15° 是无位置控制中便于寻找的特殊位置点,方便精准控制。三相 12/8 电机在 $[0^\circ, 15^\circ]$ 导通区间采用所提方法的理论电流波形如图 3 所示。

3 无位置传感器转子位置估计方法

3.1 传统非导通相电流峰值比较法

1) 角度分区原理

利用非导通相的方法基于脉冲注入原理,向非导通

区注入高频脉冲。脉冲引起的响应电流极小,电机在低速运行时转速也不高,因此忽略了回路电阻压降,运动电动势,将电路方程进一步简化为:

$$u_k = L_k(\theta) \frac{di_k}{dt} = L_k(\theta) \frac{i_{pk}}{\Delta t} \quad (5)$$

当电压 u_k 固定,脉冲宽度 Δt 固定时,响应电流峰值 i_{pk} 与电感成反比,如图 4 所示。

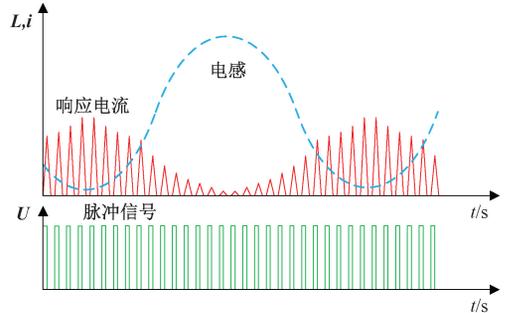


图 4 脉冲信号与响应电流
Fig. 4 Pulse signal and response current

采集响应电流的峰值信息,得到电流峰值包络线,借助与电感的关系,利用电感分区原理进行角度分区,以三相 12/8 电机为例,区间划分如图 5 所示。

2) 位置估计原理

当电机静止时,利用三相同步注入脉冲获取的响应电流信息,利用上述分区原理,可进行初始导通相的选择,三相电机初始导通逻辑如表 1 所示。

当电机运行时,无法再进行三相的比较,而非导通相比较法至少要有两相比较,因此电机只能单相轮流导通,导通区间宽度为 15° 。非导通相电流比较法的换相点角度如表 2 所示。

虽然非导通相电流比较法逻辑简单,但是也存在固有的缺陷。

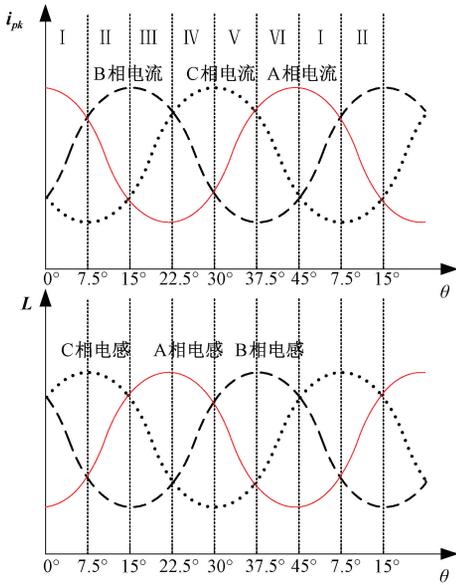


图 5 电流峰值角度分区

Fig. 5 Peak current angle zoning

表 1 初始导通逻辑

Table 1 Initial conduction logic

响应电流大小	位置区间	初始导通相
$i_a > i_b \geq i_c$	I	C
$i_b \geq i_a > i_c$	II	A
$i_b > i_c \geq i_a$	III	A
$i_c \geq i_b > i_a$	IV	B
$i_c > i_a \geq i_b$	V	B
$i_a \geq i_c > i_b$	VI	C

表 2 运行换相点角度

Table 2 Operating reversing point angle

当前导通相	比较相	比较逻辑	换相信号	换相点角度
A	B, C	$i_b > i_c$	无	不换相
		$i_c \geq i_b$	A 关断 B 开通	22.5°
		$i_c > i_a$	无	不换相
B	A, C	$i_a \geq i_c$	B 关断 C 开通	37.5°
		$i_a > i_b$	无	不换相
		$i_b \geq i_a$	C 关断 A 开通	7.5°

(1) 只能在导通区间为 $[7.5^\circ, 22.5^\circ]$ 时估计电机位置, 不能任意调节开通关断角。

(2) 关断续流区过长时影响电流比较从而影响位置估计精度。

(3) 非导通相方法推导过程直接忽视了运动电动势, 同时转速升高非导通区变窄, 因此只适用于转速极低的情况。

3.2 双电流斩波限 PWM 滞环控制的三相电流斜率差值法

1) 电流斜率差值原理

以功率变换器为不对称半桥拓扑, 对电流斜率差值的基本原理进行介绍。

当第 k 相开通时工作方式为正电压励磁模式: 开关管 T1 和 T2 同时导通, 正电压施加在绕组两端, 如图 6(a) 所示, 其电压方程为:

$$u_k - 2V_T = R_k i_k + L_k(\theta) \left. \frac{di}{dt} \right|_{on} + i_k \frac{dL(\theta)}{d\theta} \omega \quad (6)$$

当第 k 相关断时: 开关管 T1 和 T2 断开, 绕组两端施加负电压, 电流通过 D1、D2 向电源馈电, 其电路的原理如图 6(b) 所示, 电压方程为:

$$-u_k - 2V_D = R_k i_k + L_k(\theta) \left. \frac{di}{dt} \right|_{off} + i_k \frac{dL(\theta)}{d\theta} \omega \quad (7)$$

式中: $\left. \frac{di}{dt} \right|_{on}$ 表示电流的上升斜率, $\left. \frac{di}{dt} \right|_{off}$ 表示电流的下降斜率。

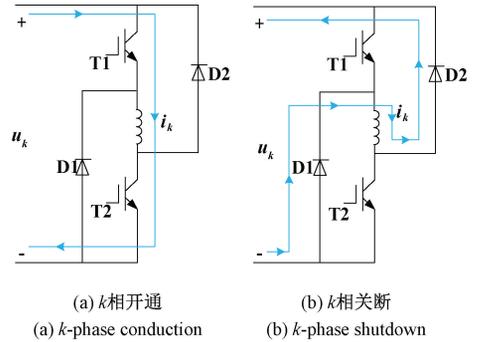


图 6 k 相开关管导通与关断

Fig. 6 k -phase switch tube conduction and shutdown

开关管工作于斩波控制和高频脉冲注入状态时, 开关管动作时间很短, 相电流和相电感变化非常小, 假设开关间隔内相电流和运动电动势保持不变, 将式(6)与(7)相减, 得到:

$$\Delta i_k = \left. \frac{di}{dt} \right|_{on} - \left. \frac{di}{dt} \right|_{off} = \frac{2(u_k + V_D - V_T)}{L(\theta)} \quad (8)$$

式中: Δi_k 记作 k 相电流斜率差值。

式(8)中可以看出电流斜率差值和相电感成反比关系, 因此电流斜率差值也可根据电感进行角度分区。相电流斜率差值法的推导过程利用方程作差, 间接消除了电阻压降和运动电动势, 相较于传统方法的直接忽略, 此方法受运动电动势影响较小, 因此理论上可以拓宽转速适用区间。

2) PWM 滞环控制

将电流根据工作状态分为导通区、续流区、脉冲注入区。3 个区域内电流都具有短时上升与下降的特性, 因

此都可获取电流斜率差值,如图 7 所示。由于 CCC 控制受转速影响,在转速变高时斩波频率降低,导通区采集的电流斜率差值数目较少,影响电流斜率差值的计算。

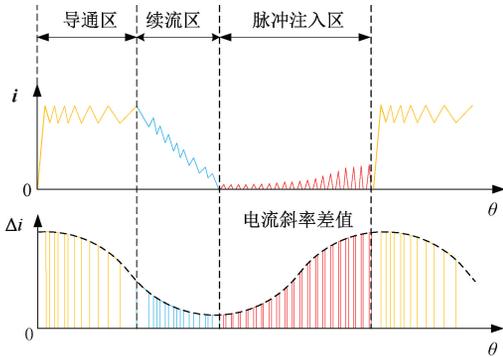


图 7 电流斜率差值计算

Fig. 7 Current slope difference calculation

为了获取更加准确的导通区电流斜率差值,对斩波控制进行了改进。在导通区开关管关断时采用固定频率 PWM 进行滞环控制,当斩波控制频率低于所设 PWM 控制频率时,PWM 可以增加一个周期内采集的电流斜率差值数量。

PWM 频率选择有两个基本依据,保证估计精度同时兼顾开关频率。

(1) 要确保 PWM 产生的电流能被电流传感器检测到,产生的电流在电流传感器检测范围内。

(2) 确保产生的电流升降对电机运行不会产生负面影响。

图 8(a) 改进前的电流斩波电流与电压波形,图 8(b) 为改进后的 PWM 滞环控制电流与电压波形。将 PWM 滞环控制与第 2 节提出的双电流斩波限控制结合后,称为双电流斩波限 PWM 滞环控制,在此控制方式下电机低速性能与无位置估计都会得到改善。

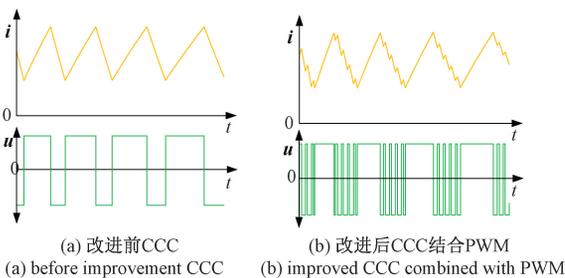


图 8 改进前后对比

Fig. 8 Comparison of before and after improvement

3) 电流斜率差值位置估计

得到三相电流斜率差值后,利用任意两相大小相同的特殊点,可以进行位置估计。三相 12/8 电机的一个周

期内有 6 个交点可用于位置估计,如表 3 所示。

表 3 三相斜率差值交点角度

Table 3 Three-phase slope difference intersection angle

电流斜率差值比较大小	交点角度
$\Delta i_a > \Delta i_b = \Delta i_c$	0° (也可记为 45°)
$\Delta i_a = \Delta i_b > \Delta i_c$	7.5°
$\Delta i_b > \Delta i_a = \Delta i_c$	15°
$\Delta i_b = \Delta i_c > \Delta i_a$	22.5°
$\Delta i_c > \Delta i_a = \Delta i_b$	30°
$\Delta i_c = \Delta i_a > \Delta i_b$	37.5°

要计算实时角度位置,可以通过计算两个相邻交点之间的时间,利用角度差求得定位点间的平均转速。

$$\bar{w} = \frac{\Delta\theta}{\Delta t} \tag{9}$$

根据平均转速,可求得电机运行时任一时刻的实时位置,根据当前 k 时刻转子位置计算后一时刻转子位置公式为:

$$\theta(k+1) = \theta(k) + \bar{w}\Delta T \tag{10}$$

式中: ΔT 为采样周期, $\theta(k+1)$ 为后一时刻角度, $\theta(k)$ 为当前时刻角度。

综合上述分析,将双电流斩波限 PWM 滞环控制的三相电流斜率差值法从获取电流信息到估计实时位置的实现过程用图 9 原理图表示。

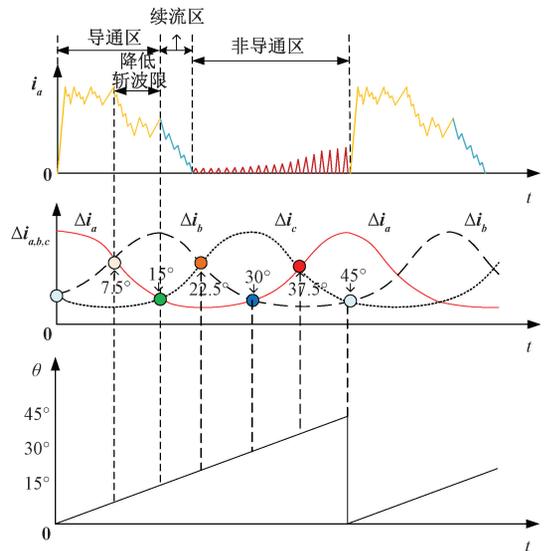


图 9 三相电流斜率差值法估计位置

Fig. 9 Three-phase current slope difference method for estimating position

图 9 中电机在导通区用控制方法为双电流斩波限 PWM 控制,导通区以外区间进行脉冲注入。由于续流的存在使电机转速不会立即降为 0,脉冲注入使续流区也存在电流上升与下降过程。因此电机的导通区、续流区、

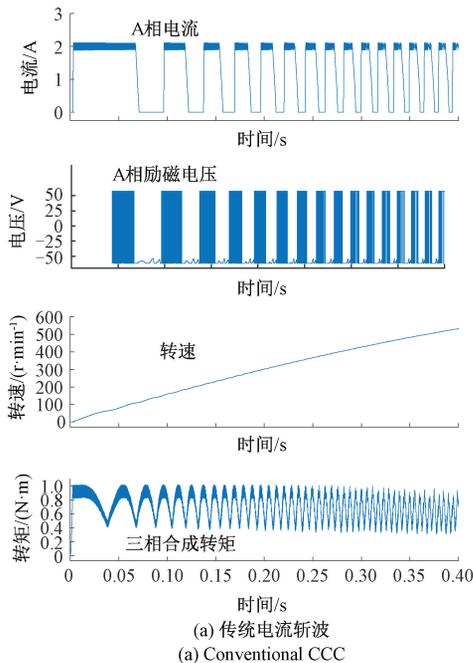
非导通区都可进行电流斜率差值计算。得到三相电流的斜率差值后,三相电流斜率差值存在 6 个交点,对应三相 12/8 电机一个周期 45° 的 6 个特殊点— 7.5° 、 15° 、 22.5° 、 30° 、 37.5° 、 45° 。利用式(9)、(10)可以计算实时角度。

相较于非导通相电流比较法,三相电流斜率差值法有以下优势。

(1)不再局限于 $[7.5^\circ, 22.5^\circ]$ 导通区间,可以调节开关关断角。

(2)减小了关断续流对位置估计的影响。

(3)斜率差值间接消除了反电动势和绕组压降,同时利用导通区与非导通区的电流信息,减少了高转速非导通区变窄的影响,拓宽了无位置估计转速范围。



4 仿真分析

在 MATLAB/simulink 中进行了传统斩波与双斩波限控制的对比,基于双斩波限控制对传统非导通相电流比较法和三相电流斜率差值法进行了仿真。

4.1 传统斩波与双斩波控制对比

开关磁阻电机在励磁电压均为 60 V 情况下,传统斩波控制与双斩波控制下的运行波形如图 10(a)和(b)所示。通过观察转速与转矩可以看出双斩波限控制有效降低了转速上升速度,电机降低转矩平稳运行。

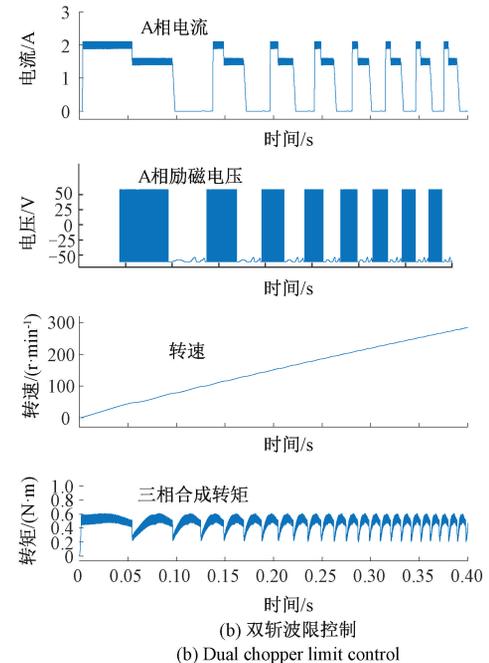


图 10 传统斩波与双斩波

Fig. 10 Conventional chopper and dual chopper

图 11 为两种控制的单波放大图,图 11(b)与(a)相比,电流斩波次数更多,三相合成转矩脉动更小。证实了双斩波控制利于电机低速运行。

4.2 传统非导通相电流比较法

在仿真中用实际角度控制电机运行在 $[7.5^\circ, 22.5^\circ]$ 单相轮流导通状态,用非导通相电流比较法估计实时位置与实际位置进行对比。图 12 中双电流斩波限控制设置高斩波限 2 A,低斩波限 1.5 A,励磁电压 60 V,此时的转速较低,虽然存在续流但非导通区较宽,通过调整采样时刻避开续流区,无位置角度估计较为准确。

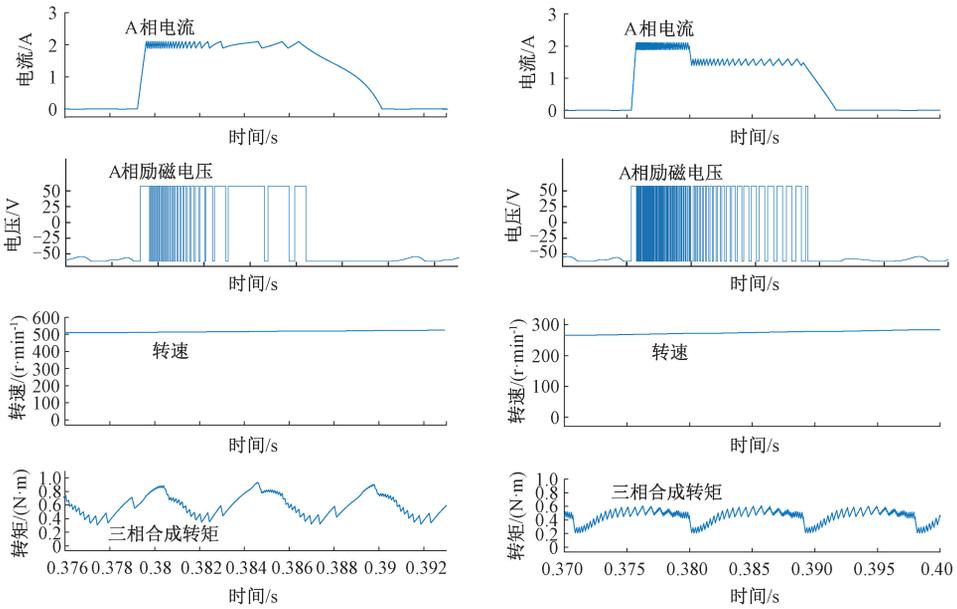
图 13 为设置斩波限为 3 A,低斩波限 2 A,调高励磁电压至 100 V 时非导通相电流比较法的波形图。此时电机转速较快,斩波次数减少,可以看出续流区间明显变

长,通过调整采样时刻也无法避免续流产生的影响。此时无位置估计实时角度出现明显的误差。

4.3 三相电流斜率差值法

图 14 是双电流斩波限控制采用 PWM 滞环控制前后计算电流斜率差值效果对比,可以看出图 14(b)的双电流斩波限 PWM 滞环控制在导通区计算电流斜率差值时,比图 14(a)的双电流斩波限控制计算的电流斜率差值包络线明显减少了毛刺,波形更加平滑,有利于提升无位置估计准确度。图 15 是三相电流斜率差值法较低转速位置估计波形。

在仿真中用实际角度控制电机运行在 $[7.5^\circ, 22.5^\circ]$ 单相轮流导通状态,采用双电流斩波限 PWM 滞环控制的三相电流斜率差值估计实时位置。通过对比图



(a) 传统电流斩波放大图
(a) Conventional CCC magnification

(b) 双斩波放大图
(b) Dual chopper magnification

图 11 单波放大图

Fig. 11 Single-wave magnification

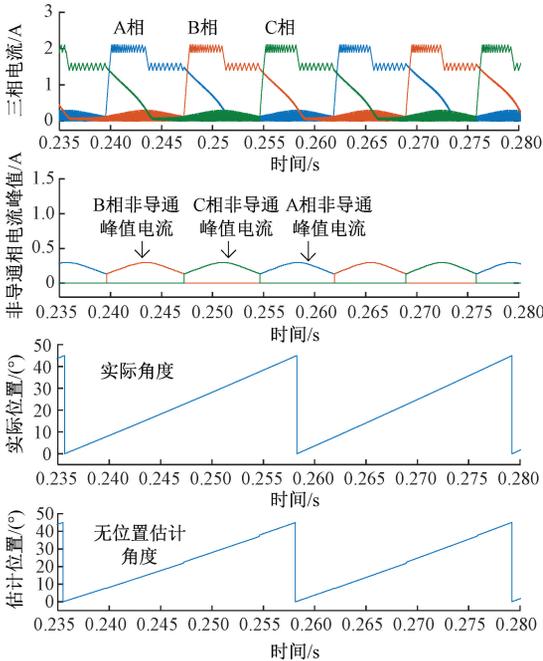


图 12 非导通相电流比较法较低转速位置估计
Fig. 12 Non-conductive phase current comparison method Lower RPM position estimation

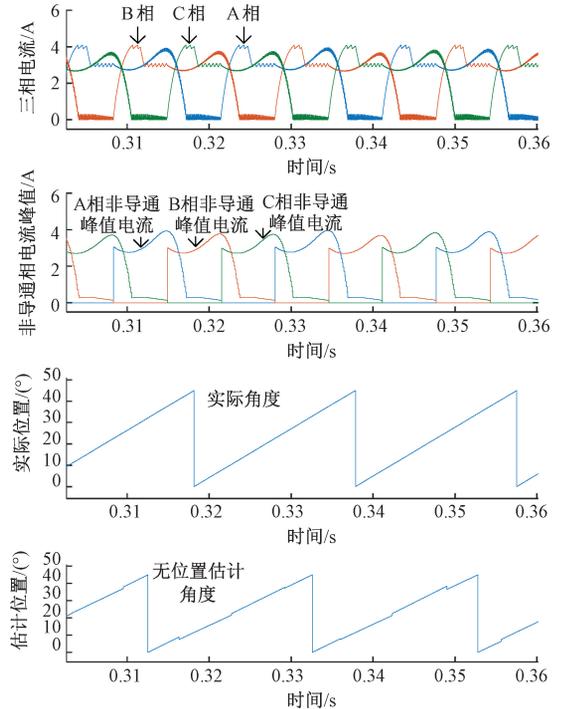


图 13 非导通相电流比较法高转速位置估计
Fig. 13 Non-conductive phase current comparison method High RPM position estimation

13 与 16, 可以看出在转速提高后, 电流斜率差值估计位置的准确度比非导通相电流比较法更加准确, 解决了非导通相电流比较法受续流影响的问题。

与非导通相电流比较法不同, 三相电流斜率差值位

置估计区间并不局限于 $[7.5^\circ, 22.5^\circ]$ 导通区间, 可以调节开通关断角。图 17(a) 为导通区间 $[7.5^\circ, 22.5^\circ]$ 时的无位置估计, 图 17(b) 选取了一种常见的 $[0^\circ, 15^\circ]$ 导

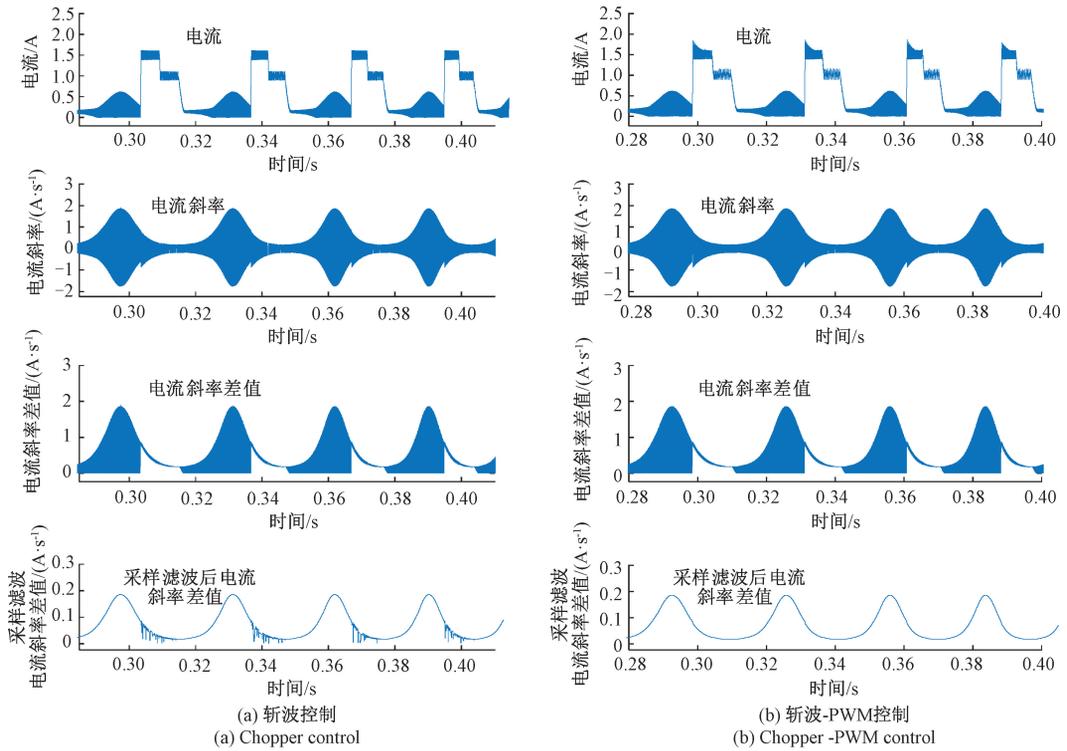


图 14 改进控制后斜率差值计算

Fig. 14 Calculation of slope difference after improved control

通方式。通过图 17 的比较可以看出改变导通区间后,三相电流斜率差值法可以精准计算实时位置。

5 实验验证

为了进一步验证本文所提方法的可行性,在 12/8 开关磁阻电机 DSP 控制平台进行了实验。图 18 为 DSP 控制平台主要硬件,由以 TMS320F2812DSP 为主控芯片的 DSP 板、功率电路板、位置信号接口板、电流、电压传感器及调压器等构成。

5.1 双斩波控制低速实验

为了检验双斩波限控制在实际应用中处于低速状态能否平稳运行,使用电流传感器对电机运行时的电流进行了采集,对运行电流进行分析。

本实验设置母线电压 20 V,双斩波控制高斩波限 7 A,低斩波限 4 A。此时电机稳定运行在 250 r/min 低速状态。图 19 为双电流斩波控制的三相电流波形,可以看出三相电流具有明显的高低斩波限特性,且高低斩波都具有较高频率,展现了运行的平稳性。

5.2 低速无位置方法对比

用位置传感器计算的周期性角度作为实际角度,无位置算法获取的角度与实际角度进行对比。无位置方法估计角度与实际角度的相似程度越高表明估计的准确性

越高。基于传统方法与所提方法对两种转速下的无位置方法进行了实验比较。实验中设定的转速为 350 r/min (低速实验)与 800 r/min(中速实验)。

选取 A 相作为代表相对电流波形和位置估计精度进行分析,图 20 与 21 分别为两种方法的低速实验波形。两种方法在低速下均有效提取各自的计算参数,计算的位置角度与实际角度重合度较高。

图 22 为非导通相电流比较法的中速实验波形,同样选取 A 相进行分析。可以看出 A 相非导通相电流包络线的提取相较低速时,受续流影响程度变大,这是由于方法的导通区间只能固定在 $[7.5^\circ, 22.5^\circ]$,而 22.5° 处电感在最大点附近,变化缓慢,因此响应电流变化也减缓,导致无法迅速下降,最终导致估计角度与实际角度误差增大。

针对导通区间滞后导致在速度升高后续流变长问题,三相电流斜率差值法改进了导通区间为 $[0, 15^\circ]$ 。在与非导通相电流比较法中速实验相同转速下,三相电流斜率差值法的实验波形如图 23 所示,可以看出在中速状态时,三相电流斜率差值法估计角度仍有较高的准确性。

上述对比实验结果表明基于三相电流斜率差值原理的双电流斩波限 PWM 滞环控制的无位置检测方案可以解决传统方法在转速上升后受续流影响的问题,并且导

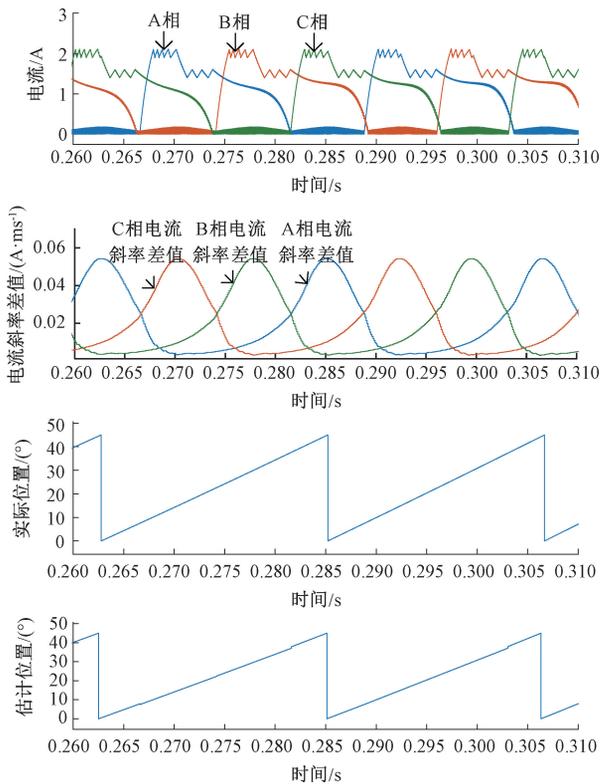


图 15 三相电流斜率差值法较低转速位置估计

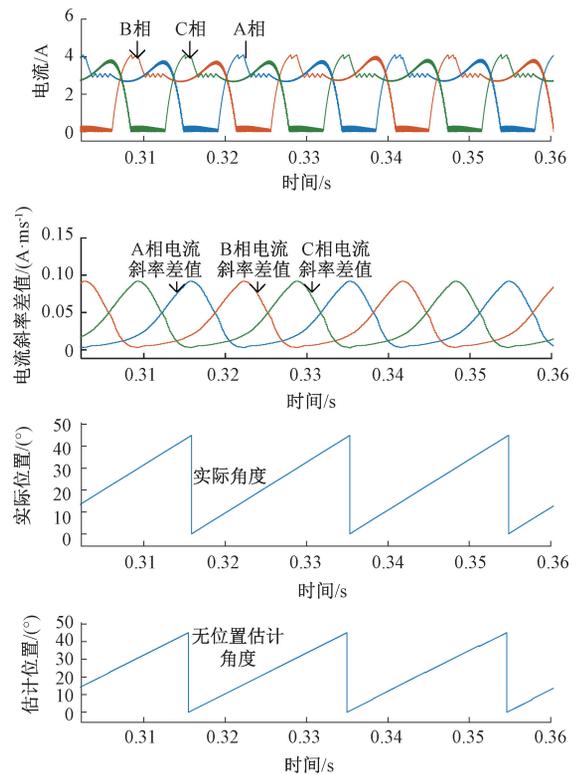
Fig. 15 Three-phase current slope difference method
Lower RPM position estimation

图 16 三相电流斜率差值法高转速位置估计

Fig. 16 Three-phase current slope difference method
High RPM position estimation

通区间不受固定的 $[7.5^\circ, 22.5^\circ]$ 区间限制,提高了控制的灵活性。

6 结论

本文在低速控制方式与无位置角度估计原理两个方面对开关磁阻电机低速运行无位置传感器检测方法进行了研究。提出了双电流斩波限 PWM 滞环控制的三相电流斜率差值无位置检测方案。方案无需复杂的控制测量与算法,通过理论分析和仿真、实验平台验证,得出如下结论:

1) 双斩波限-PWM 滞环控制方式导通区能比传统 CCC 控制有更高斩波次数,有利于电机低速平稳运行,同时,在无位置估计方面提升了导通区间的计算电流斜率差值的平滑度。

2) 利用三相电流斜率差值同时估计角度,解决了非导通相方法只利用非导通相信息存在的导通区间固定问题,提高了控制灵活性。

3) 三相斜率差值法间接消除了反电动势的影响,同时斜率差值计算不受转速升高时的续流影响,拓宽了低速无位置方法的转速范围。

参考文献

- [1] 徐萌,周玉祥,徐海,等. 基于改进粒子群算法的开关磁阻电机本体优化[J]. 电子测量与仪器学报, 2023, 37(4):131-141.
XU M, ZHOU Y X, XU H, et al. Ontology optimization of switched reluctance motor based on improved particle swarm optimization algorithm [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37 (4) : 131-141.
- [2] 田德翔,曲兵妮,宋建成,等. 基于电流斩波控制的开关磁阻电机脉冲宽度调制占空比解析算法[J]. 电工技术学报, 2019, 34(21): 4449-4457.
TIAN D X, QU B N, SONG J CH, et al. An analytical method of PWM duty cycle for switched reluctance motors based on current chopping control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34 (21) : 4449-4457.
- [3] 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

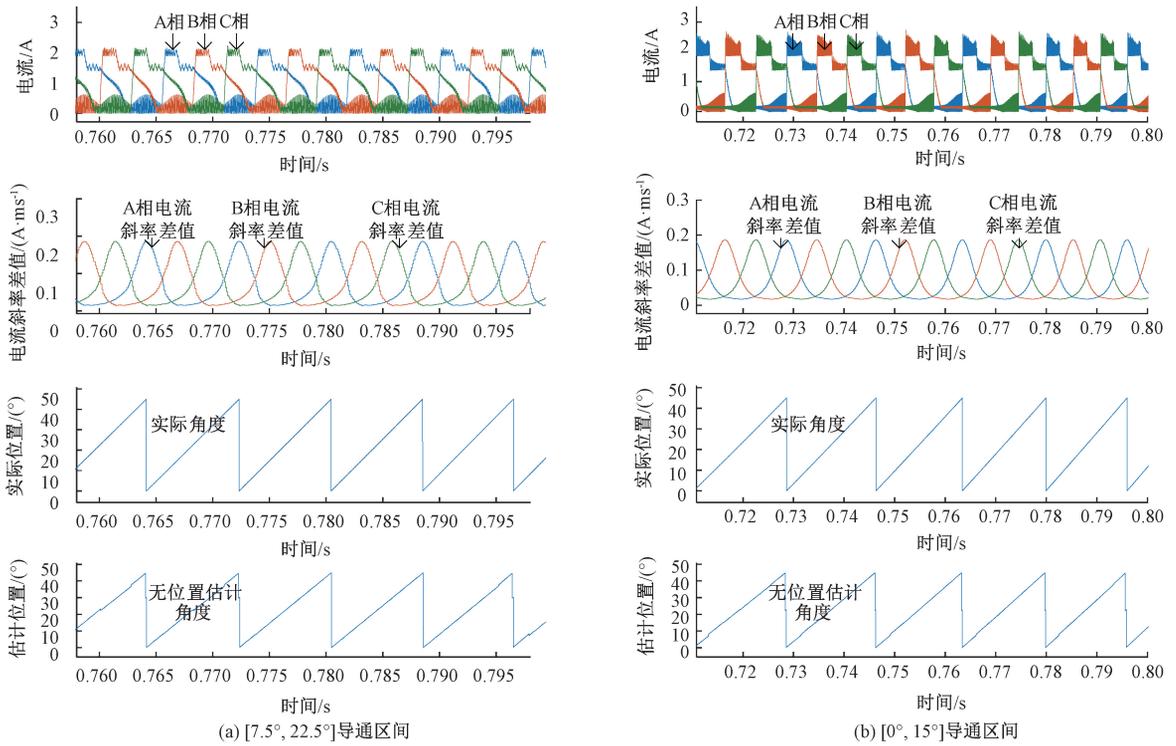


图 17 三相电流斜率差值法不同导通区间对比

Fig. 17 Comparison of different conduction intervals of three-phase current slope difference method

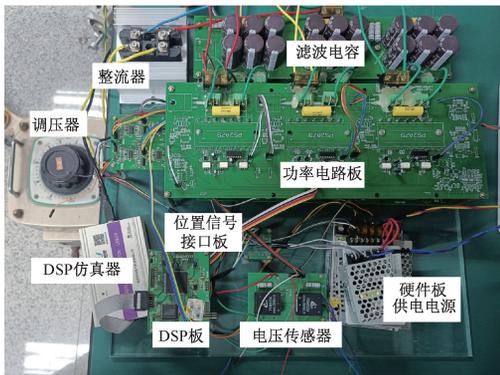


图 18 DSP 控制平台

Fig. 18 DSP control platform

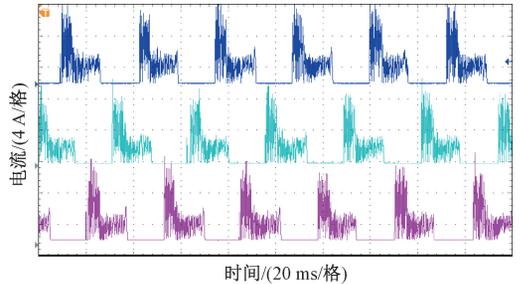


图 19 双电流斩波限控制

Fig. 19 Dual current chopping limit control

sliding mode control [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2022,41(2) :90-94.

- [4] 刘宰,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.
- [5] 周大林,陈昊,MOHAMED O,等. 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. 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] XIAO D X, FILHO S R, FANG G L, et al. Position-Sensorless control of switched reluctance motor drives: A review [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification,2022,8(1) :1209-1227.
- [7] 张磊,刘闯,韩守义. 基于一种新型磁链模型开关磁阻电机无位置传感器技术[J]. 电机与控制学报, 2018, 22 (7) : 27-34.
ZHANG L, LIU CH, HAN SH Y. Sensorless technology of switched reluctance motor based on a flux model [J].

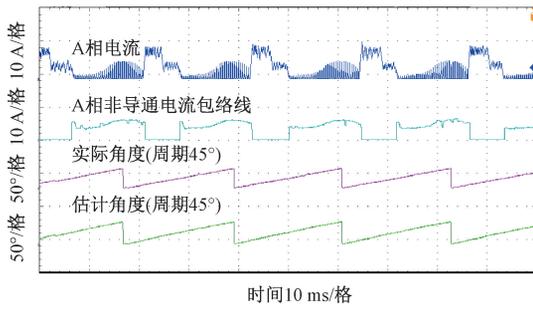


图20 非导通相电流比较法低速实验波形

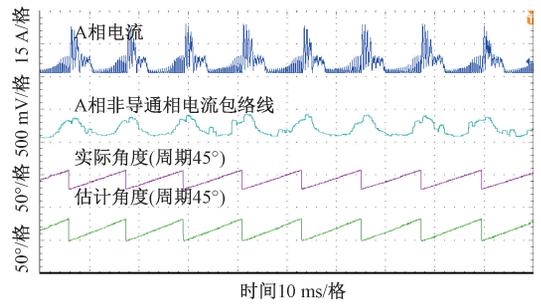
Fig. 20 Non-conductive phase current comparison method
Low-speed experimental waveforms

图23 三相电流斜率差值法中速实验波形

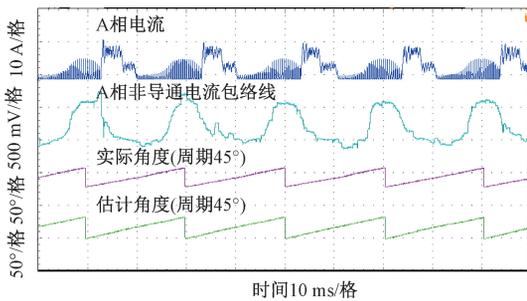
Fig. 23 Three-phase current slope difference method
medium-speed experimental waveforms

图21 三相电流斜率差值法低速实验波形

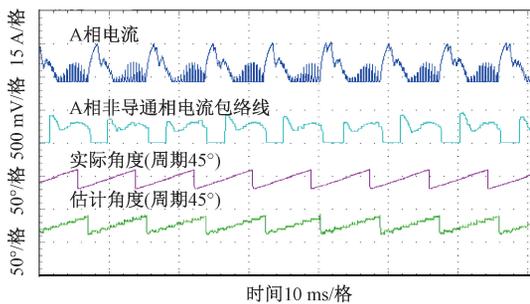
Fig. 21 Three-phase current slope difference method
Low-speed experimental waveforms

图22 非导通相电流比较法中速实验波形

Fig. 22 Non-conductive phase current comparison method
medium-speed experimental waveforms

Electric Machines and Control, 2018, 22 (7): 27-34.

- [8] DING W, SONG K. Position sensorless control of switched reluctance motors using reference and virtual flux linkage with one-phase current sensor in medium and high speed [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(4): 2595-2606.

- [9] 孙庆国, 兰天泽, 刘旭. 基于特征位置区间电感阈值约束的SRM中高速无位置传感器容错控制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(12): 4800-4811.

SUN Q G, LAN T Z, LIU X. Sensorless fault-tolerant

control of SRM at medium high speed based on the inductance threshold constraint within the feature position interval [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(12): 4800-4811.

- [10] 匡斯建, 张小平, 王易华, 等. 考虑磁路饱和的开关磁阻电机无位置传感器控制方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(7): 202-209.

KUANG S J, ZHANG X P, WANG Y H, et al. Position sensorless control method for switched reluctance motor considering magnetic circuit saturation [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021, 35(7): 202-209.

- [11] CAI J, DENG ZH Q. A joint feature position detection-based sensorless position estimation scheme for switched reluctance motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(6): 4352-4360.

- [12] SUN X, TANG X, TIAN X, et al. Position sensorless control of switched reluctance motor drives based on a new sliding mode observer using fourier flux linkage model [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 37(2): 978-988.

- [13] XIAO D, YE J, FANG G, et al. Improved feature-position-based sensorless control scheme for SRM drives based on nonlinear state observer at medium and high speeds [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(5): 5711-5723.

- [14] DONG F, CHEN H, XU SH, et al. A fault tolerant sensorless position estimation scheme for switched reluctance motor at low speed [J]. COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, 2020, 39(4): 823-837.

- [15] 罗德荣, 李亚雄, 李孟秋, 等. 基于单阈值的开关磁阻电机无位置传感器技术[J]. 湖南大学学报(自然科学版), 2017, 44(2): 94-100.

LUO D R, LI Y X, LI M Q, et al. Sensorless technology of

- switched reluctance motor based on the single threshold [J]. Journal of Hunan University (Natural Sciences), 2017, 44(2):94-100.
- [16] 邵杰, 邓智泉, 胡荣光, 等. 基于改进脉冲注入开关磁阻电机无位置传感器技术[J]. 电工技术学报, 2015, 30(21):147-153.
SHAO J, DENG ZH Q, HU R G, et al. An improved sensorless driving method of switched reluctance motors using impressed voltage pulse [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(21):147-153.
- [17] 张斌, 颜钢锋. 基于高频脉冲法的 SRM 无位置传感器控制研究[J]. 机电工程, 2016, 33(9):1115-1119.
ZHANG B, YAN G F. Sensorless control of SRM based on high frequency pulse [J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2016, 33(9):1115-1119.
- [18] 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 L, LIU CH, WANG Y L, 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.
- [19] 杨春尧, 陈涛, 桑永豪, 等. 开关磁阻电机初始位置估算技术的研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2023, 37(1):239-248.
YANG CH Y, CHEN T, SANG Y H, et al. Research on initial position estimation of switched reluctance motor [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(1):239-248.
- [20] 周江迪, 孙建忠, 白凤仙. 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[J]. 大连理工大学学报, 2022, 62(3):246-253.

ZHOU J D, SUN J ZH, BAI F X. Sensorless control of switched reluctance motor based on two-phase pulse current peak difference [J]. Journal of Dalian University of Technology, 2022, 62(3):246-253.

- [21] 顾宇, 邓智泉, 邵杰, 等. 一种导通区间优化的开关磁阻电机无位置传感器起动方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(19):11-20.
GU Y, DENG ZH Q, SHAO J, et al. A conducting interval optimized sensorless starting method for switched reluctance motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(19):11-20.

作者简介



邵杰 (通信作者), 2017 年于南京航空航天大学获得博士学位, 现为曲阜师范大学副教授, 主要研究方向为开关磁阻电机驱动系统。

E-mail: shaoj1018@qfnu.edu.cn

Shao Jie (Corresponding author) received her Ph. D. degree in electrical engineering from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics in 2017. Now she is an associate professor at Qufu Normal University. Her main research interest includes switched reluctance motor drive system.



邢振, 2020 年于青岛农业大学海都学院获得学士学位, 现为曲阜师范大学硕士研究生, 主要研究方向为开关磁阻电机无位置传感器技术。

E-mail: xingzhen67@163.com

Xing Zhen received his B. Sc. degree from Haidu College Qingdao Agricultural University in 2020. Now he is a M. Sc. candidate in Qufu Normal University. His main research interest includes sensorless control of switched reluctance motor.