



DOI:10.12404/j.issn.1671-1815.2403937

引用格式:黄朝志,肖勇,肖任全,等.一种降低开关磁阻电机转矩脉动的新型转矩分配函数控制策略[J].科学技术与工程,2025,25(10):4136-4144.

Huang Chaozhi, Xiao Yong, Xiao Renquan, et al. A novel torque sharing function control strategy for reducing torque ripple in switched reluctance motors[J]. Science Technology and Engineering, 2025, 25(10): 4136-4144.

电工技术

一种降低开关磁阻电机转矩脉动的新型 转矩分配函数控制策略

黄朝志,肖勇,肖任全,龚成懿

(江西理工大学电气工程与自动化学院,赣州 341000)

摘要 由于开关磁阻电机特殊的双凸极结构,导致其在运行过程中会存在较大的转矩脉动,为降低换相期间的峰值电流和转矩脉动,提出了一种新型转矩分配函数(torque sharing function, TSF)控制方法。首先,考虑转矩与电感之间的关系,以电感边界点将交换区分为两个子区间,并在不同的区间设计了不同的TSF曲线。其次,随着电机的转速和负载增加,固定的重叠角会降低电机的效率,提出了一种在线重叠角优化控制策略。最后,通过仿真和实验结果表明,与传统立方型转矩分配函数相比,在负载为 $5\text{ N}\cdot\text{m}$,转速分别为 500 r/min 、 $1\ 000\text{ r/min}$ 下,本文方法的转矩脉动和电流峰值分别降低了 3.6% 、 12% 和 1.1 A 、 3.2 A 。所提方法能够有效地减小转矩脉动和电流峰值。

关键词 开关磁阻电机;转矩分配函数;转矩脉动抑制;峰值电流;区间分段;重叠角优化

中图分类号 TM352;

文献标志码 A

A Novel Torque Sharing Function Control Strategy for Reducing Torque Ripple in Switched Reluctance Motors

HUANG Chao-zhi, XIAO Yong, XIAO Ren-quan, GONG Cheng-yi

(School of Electrical Engineering and Automation, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou 341000, China)

[Abstract] Due to the special double salient pole structure of switched reluctance motor, there will be large Torque ripple during operation. In order to reduce the peak current and torque ripple during phase commutation, a novel TSF (torque sharing function) control method is proposed. Firstly, considering the relation between torque and inductance, the exchange was divided into two subintervals by inductance boundary points, and different TSF curves were designed in different intervals. Secondly, with the increase of motor speed and load, the fixed overlap Angle will reduce the efficiency of the motor, and an online overlap Angle optimization control strategy was proposed. Finally, the simulation and experimental results show that compared with the traditional cubic torque distribution function, the torque ripple and current peak value of the proposed method are reduced by 3.6% , 12% , and 1.1 A , 3.2 A respectively at a load of $5\text{ N}\cdot\text{m}$ and a speed of 500 r/min and $1\ 000\text{ r/min}$ respectively. The proposed method can effectively reduce torque ripple and current peak value.

[Keywords] switched reluctance motor; torque sharing function; torque ripple suppression; peak current; interval segmentation; overlap angle optimization

开关磁阻电机 (switched reluctance motors, SRM) 作为近些年发展起来的一种新型电机,其具有结构简单、制造成本低、调速范围大、容错性高等优点,在电动汽车、工业制造等领域具有很高的应用前景^[1-4]。然而由于 SRM 独特的双凸极结构以及单脉冲切换方式,导致在运转时会产生较大的转矩

脉,限制了其在电动汽车领域的进一步应用^[5-6]。针对此问题,中外学者致力于抑制 SRM 的转矩脉动研究中,并取得了很大的进展。

近年来,针对抑制 SRM 的转矩脉动的研究主要有两方面,一是优化 SRM 本体结构,如改变定子结构、在定子中嵌入永磁体等操作^[7-8];另一方面是优

收稿日期:2024-05-27; 修订日期:2025-01-16

基金项目:国家自然科学基金(52167005);江西省自然科学基金(20232BAB204063)

第一作者:黄朝志(1978—),男,汉族,江西赣州人,博士,副教授,硕士研究生导师。研究方向:电机结构与驱动控制。E-mail: huangchaozhi@163.com。

投稿网址:www.stae.com.cn

化控制策略以抑制 SRM 的转矩脉动。目前,主要的控制方法有直接转矩控制(direct torque control, DTC)^[9-10]、直接瞬时转矩控制(direct instantaneous torque control, DITC)^[11-12]、模型预测控制^[13]、智能控制^[14]和转矩分配函数控制(torque sharing function control, TSF)等。其中 TSF 控制被认为是抑制 SRM 转矩脉动更为有效的方法。常见的 TSF 有直线型、指数型、正弦型和立方型。目前,针对换相区间的转矩脉动问题,一般将交换区细分为多个子区间,并设计不同区间的 TSF 曲线。文献[15]以转矩电流比为分界点将换相区分为两个区间,并在这两个区间内对相邻两相参考转矩补偿,但换相结束后存在较大的负转矩。文献[16]针对相转矩跟踪不足和存在较大负转矩问题,提出一种新型 TSF 曲线,在换相区间分配合适的参考转矩,有效地抑制了负转矩。文献[17]以前后两相转矩相同点作为两个子区间的分离点,在不同区间利用各相转矩跟踪能力,有效地减小了转矩脉动。文献[18]利用正弦曲线对直线型 TSF 曲线进行补偿优化,但优化后的 TSF 曲线与传统正弦型 TSF 曲线效果相近。

虽然通过优化 TSF 曲线能抑制转矩脉动和负转矩,但在运行过程中 SRM 的角度参数为固定值,随着速度和负载增加,在换相结束阶段仍会存在负转矩,从而降低电机效率。因此,对优化角度参数实现降低转矩脉动是另一种策略。文献[19]中利用改进的 coyote 算法对 TSF 三个换相角进行在线调整,但是该算法增加了运行时间。文献[20]根据实际转矩与参考转矩之间的误差设计了一种实时调整的重叠角控制器。文献[21]根据参考转矩和转速,通过离线方法对重叠角优化,但是需要大量的测试数据。文献[22]利用转子位置与磁链值预测下一电周期的参考转矩,进而对重叠角实时调整。

基于前文研究工作,现提出一种降低 SRM 转矩脉动的新型 TSF 控制方法。根据 SRM 的电感特性,将交换区分为两个子区间,并设计各区间的 TSF 曲线;通过分析不同的重叠角会影响电机的效率,设计一种在线优化重叠角策略;以仿真和实验对所提方法进行有效性验证。

1 SRM 驱动系统

本文研究选用一台三相(定子 6 极/转子 20 极)SRM 为研究对象,SRM 驱动系统主要由开关磁阻电机、功率变换器、控制器、位置检测器和电流检测器组成,其中功率变换器选用的是不对称半桥功率变换器,SRM 平面结构及功率变换器 3 种工作状

态示意图,如图 1 所示。

由于 SRM 的定子极和转子极均为凸极结构,其第 k 相磁链 $\Psi_k(i_k, \theta)$ 、相电感 $L_k(i_k, \theta)$ 和输出转矩 $T(i_k, \theta)$ 与相电流 i_k 和转子位置 θ 都呈现出高度的非线性关系,要建立精准的数学模型较为困难。为了体现 SRM 复杂的电磁关系,忽略其相间耦合作用,电机第 k 相的电压 U_k 为

$$U_k = Ri_k + \frac{d\psi_k(i_k, \theta)}{dt} \quad (1)$$

$$U_k = Ri_k + L_k(i_k, \theta) \frac{di_k}{dt} + \varepsilon \quad (2)$$

$$\varepsilon = \frac{dL_k(i_k, \theta)}{d\theta} i_k \omega \quad (3)$$

式中: R 、 ε 、 ω 分别为定子电阻、感应电动势和转子转速。

SRM 的力学方程为

$$T_e - T_l = B\omega + j \frac{d\omega}{dt} \quad (4)$$

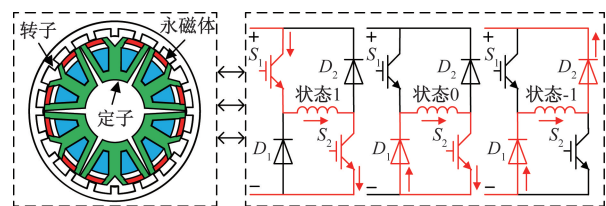
式(4)中: T_e 、 T_l 、 B 、 j 分别为电磁转矩、负载转矩、摩擦系数和转动惯量,其中电磁转矩可以通过计算各相转矩(T_k)之和得到。

$$T_k = \left. \frac{\partial W_e(i_k, \theta)}{\partial \theta} \right|_{i_k = \text{常数}} = \frac{1}{2} i_k^2 \frac{\partial L_k(i_k, \theta)}{\partial \theta} \quad (5)$$

式(5)中: $W_e(i_k, \theta)$ 为每相绕组的磁共能。

由式(5)可以看出,转矩与相电流和电感对转子位置变化率都密切相关。

由于 SRM 的非线性特性,利用有限元分析得到三相 SRM 电感特性曲线如图 2 所示。



S_1 、 S_2 为 IGBT; D_1 、 D_2 为续流二极管

图 1 SRM 平面结构及功率变换器 3 种工作状态

Fig. 1 The SRM planar structure and the three operating states of the power converter

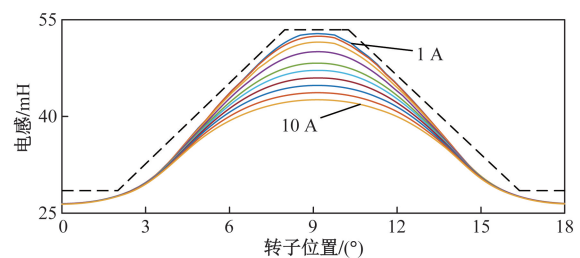


图 2 SRM 电感特性曲线

Fig. 2 SRM inductance characteristic curve

2 新型 TSF 控制策略

2.1 传统 TSF 控制策略

传统 TSF 控制策略框图如图 3 所示。首先,比例积分 (proportional integral, PI) 控制器对参考转速 ω_{ref} 及实际转速 ω 之差进行处理得到参考转矩 T_{ref} , TSF 控制模块根据转子实时位置对各相分配所设定的相参考转矩值 T_{kref} , 滞环控制模块对相绕组参考转矩 T_{kref} 与相绕组实际转矩 T_k 之间的差值进行处理得到相应的开关信号传输至功率变换器中, 从而对 SRM 输出转矩进行调节。

TSF 的设计应该保证转子处于任意角度时, SRM 的合成转矩应保持恒定值, TSF 的通式为

$$\begin{cases} T_k(\theta) = T_{ref} f_k(\theta), & k = 1, 2, \dots, m \\ \sum_{k=1}^m f_k(\theta) = 1, & 0 \leq f_k(\theta) \leq 1 \end{cases} \quad (6)$$

式(6)中: m 为 SRM 的相数; T_{ref} 为总参考转矩; T_k 为相参考转矩; $f_k(\theta)$ 为第 k 相的 TSF 值。

各相分配的参考转矩与位置的关系为

$$T_{ref}(k) = \begin{cases} 0, & 0 \leq \theta < \theta_{on} \\ T_{ref} f_{rise}(\theta), & \theta_{on} \leq \theta < \theta_{on} + \theta_{ov} \\ T_{ref}, & \theta_{on} + \theta_{ov} \leq \theta < \theta_{off} \\ T_{ref} f_{fall}(\theta), & \theta_{off} \leq \theta < \theta_{off} + \theta_{ov} \\ 0, & \theta_{off} + \theta_{ov} \leq \theta \leq \tau_r \end{cases} \quad (7)$$

式(7)中: $f_{rise}(\theta)$ 为换相时刻励磁相的 TSF; $f_{fall}(\theta)$ 为换相时刻退磁相的 TSF; θ_{on} 、 θ_{off} 、 θ_{ov} 、 τ_r 分别为开通角、关断角、重叠角和转子极距。

传统的 TSF 控制策略中 θ_{on} 、 θ_{off} 、 θ_{ov} 的角度值都是固定不变的, 这使得 SRM 无论运行在哪种工况下都是使用的固定的角度值。

为保证电机在任何工况下都能平稳运行, 其实际转矩应保持恒定值, TSF 的设计应满足: 单相的输

出转矩都必须为正值; 不论 SRM 运行在何时刻, 仅有一相绕组励磁或相邻两相绕组同时励磁。此外, 为保证在任意时刻, 实际转矩对参考转矩有较好的跟踪性能, 在换相阶段 TSF 的变化率不能过大。如图 4 所示为立方型 TSF 曲线图, 图 4 中 TpE (two-phase exchange region) 为两相交换区, 该区域输出转矩由两相同时提供; SpC (single-phase conduction region) 为单相导通区, 此时输出转矩仅由励磁相单独提供。

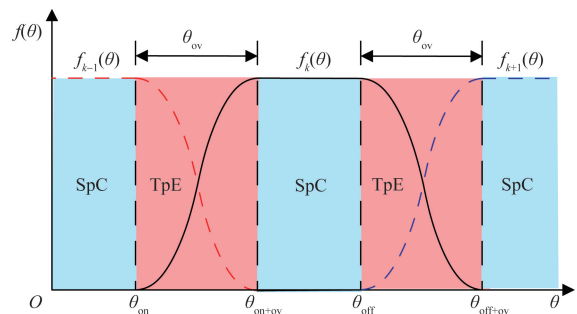


图 4 立方型 TSF 曲线

Fig. 4 Cubic TSF curves

2.2 新型 TSF 控制策略

在传统的 TSF 控制策略中, SRM 的合成转矩由励磁相产生的转矩和退磁相产生的转矩构成, SRM 的转矩脉动主要产生于两相交换区中; 在换相开始阶段, 励磁相绕组电感变化率较低, 根据式(5)可知, 励磁相产生转矩的能力也很低, 导致实际转矩与参考转矩误差较大, 造成转矩脉动; 在换相结束后, 退磁相绕组电感开始减小, 此时电感变化率为负, 若在该时刻退磁相电流未及时降为 0, 则会产生较大的负转矩, 造成电机的效率降低。

针对上述两种情况, 本文研究提出一种新型 TSF, 基于区间分段新型 TSF 示意图如图 5 所示。以相邻两相转矩产生能力不同将 SRM 的 TpE 分为两个区间, θ_m 、 θ_n 为两个区间的分界点。在 I 区间

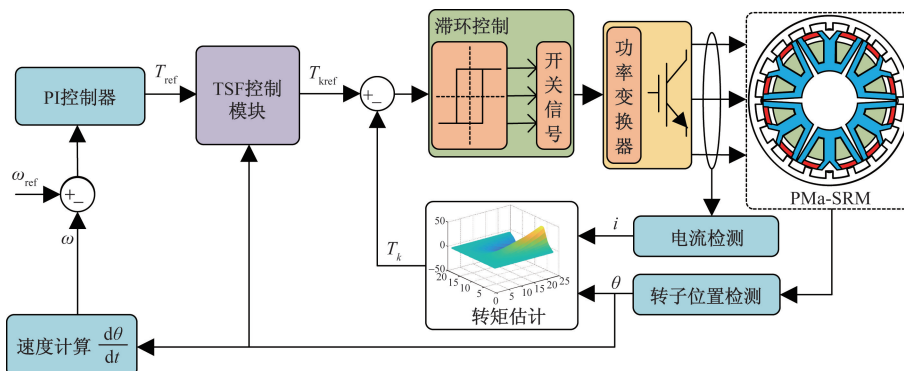


图 3 传统 TSF 控制策略框图

Fig. 3 Block diagram of the control strategy of the traditional TSF

中, k 相、 $k+1$ 相转矩产生能力相较于第 $k-1$ 相、第 k 相较弱, 对 k 相、 $k+1$ 相分配较少的转矩, 同时在换相初始阶段, 由于 k 相、 $k+1$ 相电感变化率较低, 对其分配较多的转矩, 因此可以在抑制转矩脉动的同时降低换相初始阶段的电流峰值, 从而提高电机的工作效率。以 $k-1$ 相、 k 相绕组为例, 在 I 区间中上升沿和下降沿 TSF 表示为

$$\begin{cases} f_{\text{rise1}} = \frac{1}{2} + \frac{k_1 q_1 (\theta - \theta_{\text{on}} - \theta_m)}{\theta_{\text{ov}} + |\theta - \theta_{\text{on}} - \theta_m|} \\ f_{\text{fall1}} = \frac{1}{2} - \frac{k_1 q_1 (\theta - \theta_{\text{on}} - \theta_m)}{\theta_{\text{ov}} + |\theta - \theta_{\text{on}} - \theta_m|} \end{cases} \quad (8)$$

式(8)中: k_1 、 q_1 为函数参数, 且 q_1 可由 k_1 的值求得, 可以通过改变 k_1 或 q_1 的值从而改变在 I 区间内分配的转矩值。

为避免在换相结束后存在拖尾电流产生负转矩而影响电机的工作效率, 在 II 区间中, 需要 $k-1$ 相、 k 相电流迅速减小到 0, 对其进行退磁控制。此时 k 相、 $k+1$ 相转矩产生能力要强于 $k-1$ 相、 k 相转矩产生能力, 因此对 k 相、 $k+1$ 相分配较多转矩。在此区间中, 充分利用了后一相转矩跟踪能力强的特点, 同时避免了前一相电流未及时降为 0 而产生的负转矩, 降低了转矩脉动。以 k 相、 $k+1$ 绕组为例, 在 II 区间中上升沿和下降沿 TSF 表示为

$$\begin{cases} f_{\text{rise2}} = \frac{1}{2} + \frac{k_2 q_2 (\theta - \theta_{\text{off}} - \theta_n)}{\theta_{\text{ov}} + |\theta - \theta_{\text{off}} - \theta_n|} \\ f_{\text{fall2}} = \frac{1}{2} - \frac{k_2 q_2 (\theta - \theta_{\text{off}} - \theta_n)}{\theta_{\text{ov}} + |\theta - \theta_{\text{off}} - \theta_n|} \end{cases} \quad (9)$$

式(9)中: k_2 、 q_2 为 II 区间中函数参数, q_2 可由 k_2 求得, 并且可以通过改变 k_2 、 q_2 从而改变 II 区间中分配的转矩值, 从而实现抑制转矩脉动的目的。

通过采用本节中所提出的新型 TSF 控制方法, 在 TpE 有效地抑制转矩脉动。在 I 区间中, 利用前一相转矩跟踪能力强的特点, 对前一相分配更多的转矩值, 以弥补后一相在换相初始阶段较大的转矩

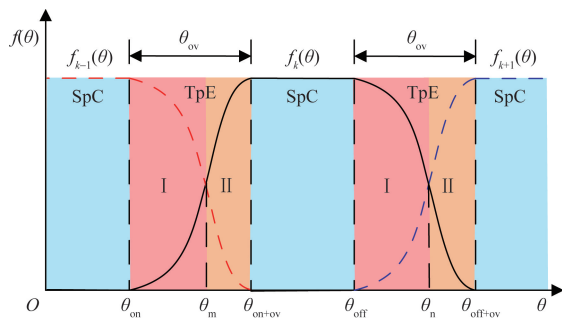


图5 基于区间分段新型 TSF 示意图

Fig. 5 Schematic diagram of a new type of TSF based on interval segmentation

跟踪误差。在 II 区间中, 利用后一相转矩产生能力强的特点, 对后一相分配更多转矩值, 同时对前一相分配较少转矩值以保证相绕组及时关断。

3 在线重叠角优化策略

针对 SRM 运行时存在负转矩的问题, 本节提出了一种在线重叠角优化的 TSF 控制策略, 以抑制换相结束后的负转矩。

在传统的 TSF 控制策略中, 重叠角作为重要的参数, 其值通常是恒定的, 导致电机运行时转矩脉动过大。图 6 所示为电机在转速为 1 000 r/min、负载为 5 N·m 时不同重叠角下转矩对比图, 当重叠角过小时, 励磁相需在短时间内快速达到参考转矩, 相转矩对参考转矩跟踪能力不足, 造成较大的转矩脉动; 当重叠角过大时, 在换相结束后仍存在较大的剩余电流, 从而产生负转矩, 导致效率降低。因此, 对重叠角进行优化可以提高电机在高速时运行的性能。

本文中提出的基于重叠角优化的 TSF 控制策略。传统的 TSF 控制策略中, 各角度参数关系应满足如式(10)所示, 由式(11)计算得 τ_r 为 6° , 考虑 θ_{on} 为 0° , θ_{off} 为 9° 情况下, 可得最大重叠角为 3° 。在理想情况下, 各相转矩应在 9° 位置时降为 0 且无负转矩产生, 但由于相转矩跟踪能力的不足以及电机角度参数的改变, 会导致相绕组在换相结束后仍有负转矩存在。因此定义换相刚结束时刻位置附近为 θ_1 。

$$\theta_{\text{off}} = \theta_{\text{on}} + \theta_{\text{ov}} + \tau_r \quad (10)$$

$$\tau_r = \frac{360}{mN_r} \quad (11)$$

式中: N_r 为转子极数。

图 7 所示为在线重叠角优化以减小负转矩的流程图。首先, 对 SRM 设置转速 ω 、边界点 θ_1 , 以及定义一个重叠角的最小值 $\theta_{\text{ov}}(\text{min})$ 。在第一个电周期内将重叠角参数取为重叠角最大值 $\theta_{\text{ov}}(\text{max})$ 。

为避免励磁相产生负转矩, 在每个电周期对 θ_1 位置处的转矩值 T_1 进行采样, 根据采样结果与设定转矩值进行对比。若采样得到的转矩值 T_1 为零, 则

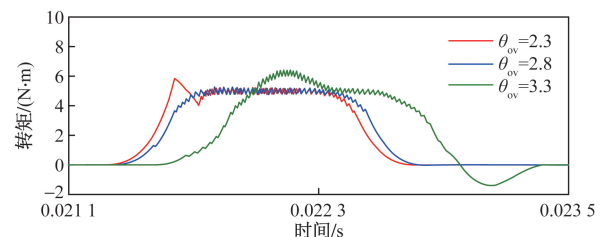


图6 不同重叠角下转矩对比

Fig. 6 Comparison of torques at different overlap angles

说明励磁相转矩在 9°附近位置处已降为零,充分利用了正转矩产生能力,且在换相结束后没有负转矩产生,符合本文研究对抑制负转矩的要求。这种情况则不需要对重叠角进行调整,将保持相同的角度值在下一个电周期运行,直到产生负转矩,再对重叠角进行调整。

若 θ_1 位置处采样的转矩值 T_1 不为零, θ_1 位置为换相刚结束时刻,此后为负转矩区域,则说明该电周期内产生了负转矩。则需要对重叠角进行调整,以抑制负转矩的产生。在电机高速运转时,为使相转矩在指定区域内及时降为零且不再产生负转矩,对重叠角进行调整,如式(12)并运用于下一个电周期。由于电机在高速运行时需要更快的退磁速度以避免产生负转矩,因此,定义对重叠角调整的角度值与电机转速成比例关系。

$$\theta_{ov}^{n+1} = \theta_{ov}^n - \xi\omega \tag{12}$$

式(12)中: θ_{ov}^{n+1} 为下一个电周期中重叠角的值; θ_{ov}^n 为当前电周期中重叠角的值; ξ 为比例系数。

然而对于重叠角的调整也并非一直减小,过小的重叠角会导致转矩脉动增大,因此设定重叠角的最小值 $\theta_{ov}(\min)$ 。将进行调整后的重叠角值与所设定的最小重叠角作对比,若经调整后的重叠角处于最小值 $\theta_{ov}(\min)$ 与最大值 $\theta_{ov}(\max)$ 之间,则保持调整后的重叠角,并应用在下一个电周期。若经过调整后的重叠角小于所设定的最小重叠角值,则将 θ_{ov}^{n+1} 取为重叠角的最小值运用于下一个电周期。

4 系统仿真分析

为了验证本文所提出的在线调节重叠角的新型 TSF 策略控制的可行性,以一台三相 6/20SRM 作为被控对象,在 MATLAB/Simulink 中分别建立了传统立方型 TSF 和本文所提出的控制策略仿真模型。其中,所提方法控制框图如图 8 所示。电机参数如表 1 所示。两种控制方式分别在负载 3、5 N·m 以

及转速为 500、1 000 r/min 工况下进行仿真对比。

为更好地对比传统立方型 TSF 和本文所提出控制方法减小转矩脉动和降低铜损耗的效果。定义转矩脉动系数为

$$T_r = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{av}} \times 100\% \tag{13}$$

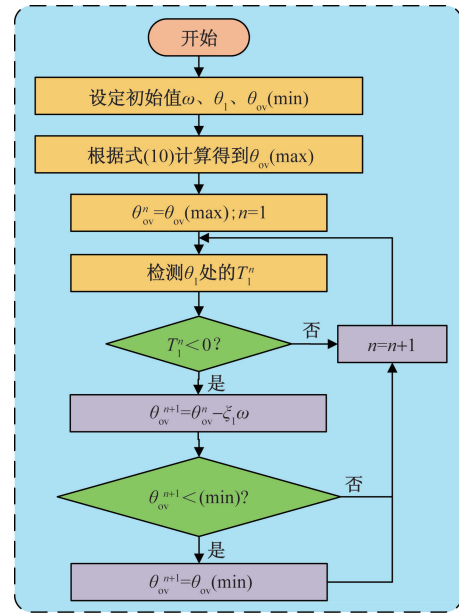


图 7 在线重叠角优化流程图

Fig. 7 Flow chart of online overlap angle optimization

表 1 SRM 样机参数

Table 1 SRM prototype parameters

参数	数值
相数	3
转子外径/mm	172
定子外径/mm	142
转子极数	20
气隙长度/mm	0.6
转子弧角/(°)	6
定子弧角/(°)	5
直流母线电压/V	540

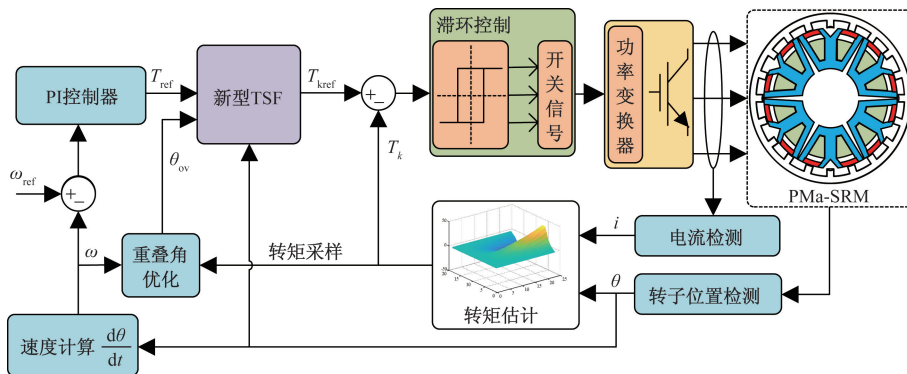


图 8 新型 TSF 控制策略框图

Fig. 8 Block diagram of the new TSF control strategy

式(13)中: T_r 为转矩脉动系数; T_{\max} 为转矩最大值; T_{\min} 为转矩最小值; T_{av} 为平均转矩。

由于 SRM 的铜耗与电机电流有效值成正比, 电流峰值过大也会造成电机的铜耗增大。以电机的电流有效值来表征电机的铜耗, 相绕组电流的有效值的计算式为

$$I_{ev} = \sqrt{\frac{1}{\theta_{off} - \theta_{on}} \int_{\theta_{on}}^{\theta_{off}} I^2 d\theta} \quad (14)$$

式(14)中: I_{ev} 为相绕组电流有效值; I 为相绕组电流瞬时值。

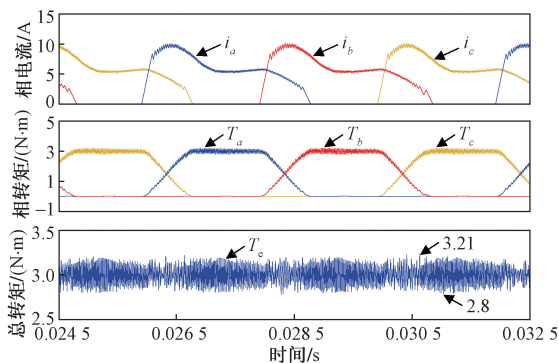
图 9 和图 10 所示分别为电机运行在 $3 \text{ N}\cdot\text{m}$ 工况下的仿真波形, 其中包括相电流、相转矩和总转矩仿真波形图。首先, 当电机转速为 $500 \text{ r}/\text{min}$ 时, 两种控制方式如图 9 所示。从图 9 可以看出, 传统立方型 TSF 在换相初期有着较大的峰值电流 (10.1 A), 而本文所提出的 TSF 在换相初期对励磁相分配较少转矩, 因此有着更小的峰值电流 (9.5 A), 且相较于传统立方型 TSF, 转矩脉动经计算得从 13.67% 降为 13% 。

当转速为 $1000 \text{ r}/\text{min}$ 时, 传统立方型 TSF 和本文所提出 TSF 仿真波形如图 10 所示。传统立方型 TSF 在 $T_{pE}\cdot I$ 区域的峰值电流增至 10.4 A , 由于传统

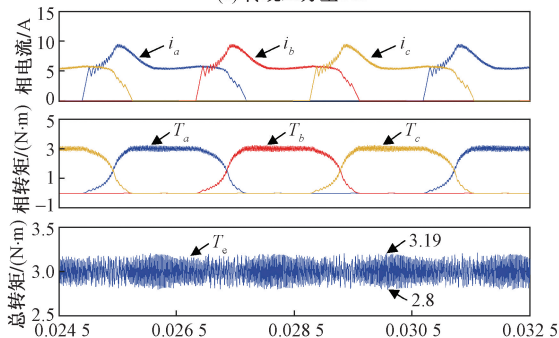
控制策略中重叠角为固定值, 随着转速的提高, 转矩脉动会明显增大。而本文所提出 TSF 控制策略, 对相邻两相在不同区间根据转矩产生能力分配合适的参考转矩, 以避免励磁相产生较大的电流峰值, 换相初期的电流峰值降为 9.41 A 。根据电机换相结束阶段对转矩在单个电周期内进行采样, 从而对重叠角进行在线调整。与图 10(a) 对比可知, 本文方法的转矩脉动明显降低, 转矩脉动由 22% 降为 14% 。

图 11 为电机转速为 $500 \text{ r}/\text{min}$, 负载增加为 $5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时的仿真波形, 随着负载的增加, 传统立方型 TSF 在换相初始阶段会需要提供更大的电流以达到参考转矩, 导致峰值电流增加为 13.2 A 。在所提出的 TSF 控制策略中, 在交换 I 区, 将较多的参考转矩分配给退磁相中, 而总参考转矩保持恒定, 因此励磁相分配的参考转矩更小, 相较于传统立方型 TSF 产生更小的峰值电流 12.22 A 。经计算得转矩脉动由 10.4% 降为 9% 。

当保持负载为 $5 \text{ N}\cdot\text{m}$, 转速增加到 $1000 \text{ r}/\text{min}$ 时, 随着转速的增加会导致 SRM 在运行中产生更大的转矩脉动。如图 12(a) 所示, 当电机转速增加后, 经过计算可得传统立方型 TSF 转矩脉动为 27% , 相绕组的峰值电流为 13.8 A 。图 12(b) 为本文所提出 TSF 控制仿真波形图, 通过在 SRM 在中高速运行时



(a) 传统立方型TSF

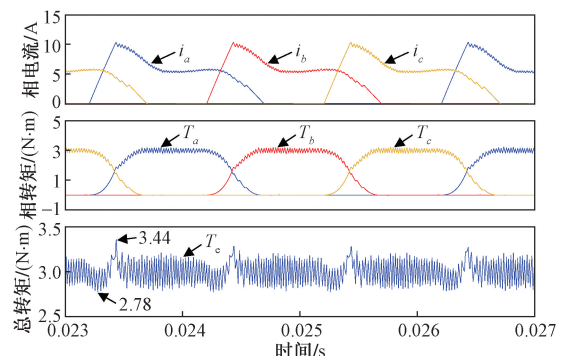


(b) 新型TSF

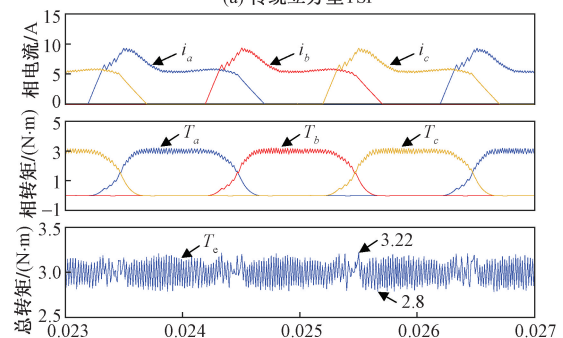
i_a, i_b, i_c 分别为 a 相、b 相、c 相电流; T_a, T_b, T_c 分别为 a 相、b 相、c 相转矩

图 9 $500 \text{ r}/\text{min}$, $3 \text{ N}\cdot\text{m}$ 下仿真波形

Fig. 9 Simulated waveform at $500 \text{ r}/\text{min}$, $3 \text{ N}\cdot\text{m}$



(a) 传统立方型TSF



(b) 新型TSF

i_a, i_b, i_c 分别为 a 相、b 相、c 相电流; T_a, T_b, T_c 分别为 a 相、b 相、c 相转矩

图 10 $1000 \text{ r}/\text{min}$, $3 \text{ N}\cdot\text{m}$ 下仿真波形

Fig. 10 Simulated waveform at $1000 \text{ r}/\text{min}$, $3 \text{ N}\cdot\text{m}$

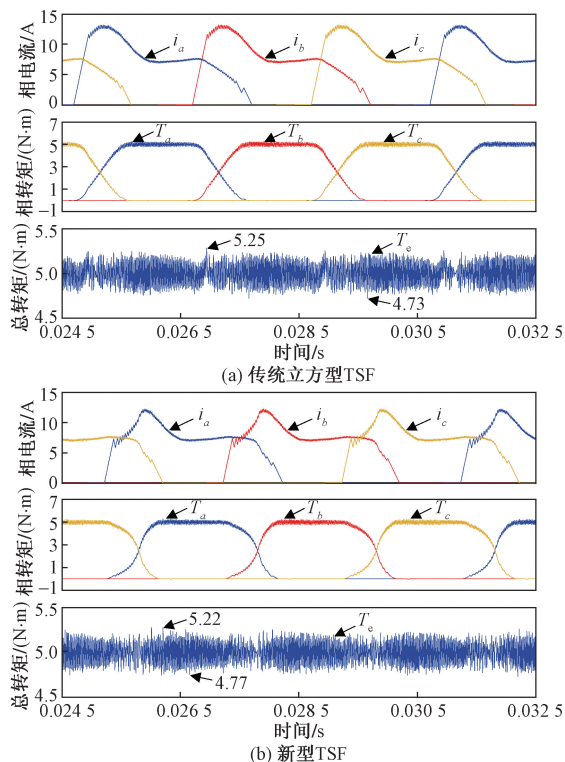
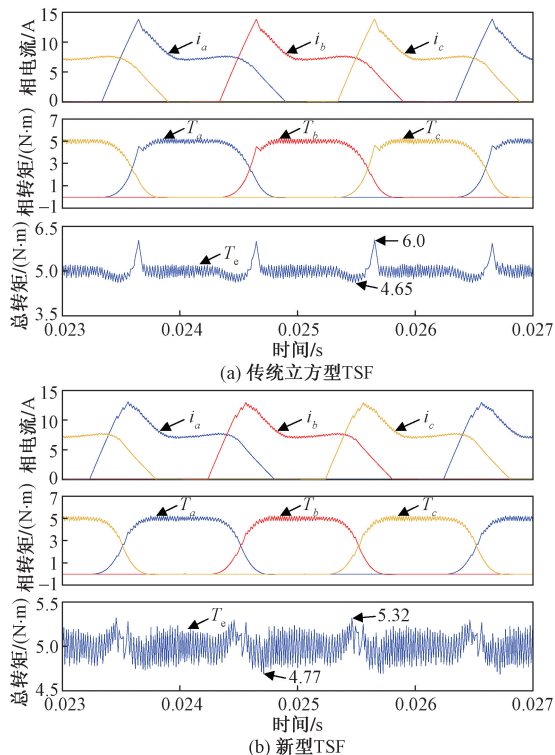


图 11 500 r/min, 5 N·m 下仿真波形

Fig. 11 Simulated waveform at 500 r/min, 5 N·m



i_a, i_b, i_c 分别为 a 相、b 相、c 相电流; T_a, T_b, T_c 分别为 a 相、b 相、c 相转矩

图 12 1000 r/min, 5 N·m 下仿真波形

Fig. 12 Simulated waveform at 1000 r/min, 5 N·m

对重叠角在线优化以减小负转矩,从而抑制转矩脉动。通过对重叠角进行在线优化后转矩脉动降为

12.6%,相绕组单相峰值电流降为 13.1 A。因此本文所提出 TSF 控制策略相对于传统立方型 TSF 控制策略,在不同的工况下仍具有较低的转矩脉动和峰值电流。

表 2 给出了传统立方型 TSF 和本文方法之间的性能对比。由表 2 可知,在负载为 3 N·m 时,两种控制策略的转矩脉动都较小,但峰值电流最多可减少 1.02 A,相电流有效值最多可减小 0.42 A。当负载增大至 5 N·m 时,本文提出的新型 TSF 控制策略相对传统立方型控制策略转矩脉动最多可减小 14.4%,峰值电流最多可减小 0.98 A,相电流有效值最多可减小 0.43 A,验证了本文所提控制策略的有效性。

表 2 性能对比

Table 2 Performance comparison

方法	转速/ (r·min ⁻¹)	负载/(N·m)	$T_r/\%$	I_{max}/A	I_{ev}/A
立方型 TSF	500	3	13.67	10.1	6.48
新型 TSF			13	9.5	6.06
立方型 TSF	500	5	10.4	13.2	8.35
新型 TSF			9	12.22	7.92
立方型 TSF	1000	3	22	10.4	6.1
新型 TSF			14	9.38	6.01
立方型 TSF	1000	5	27	13.8	7.64
新型 TSF			12.6	12.91	7.47

5 实验验证分析

为进一步验证本文所提控制方法的正确性,搭建了如图 13 所示的 SRM 控制系统实验平台,实验平台选用型号为 TMS320F28335 的 DSP 控制板,通过上位机与示波器对电机实验数据进行记录。

图 14 和图 15 分别为转速为 500 r/min、1000 r/min,负载为 5 N·m 工况下两种控制策略转矩与电流实验结果对比。

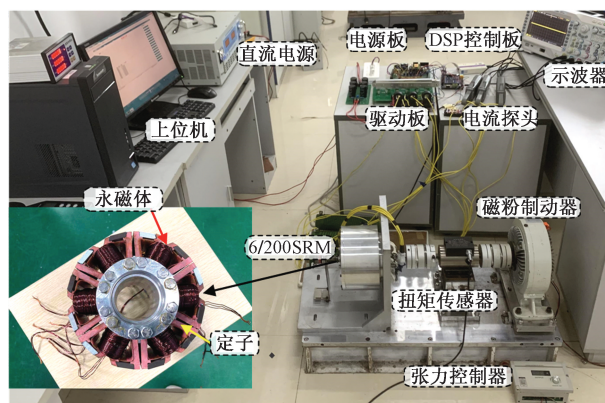


图 13 SRM 控制系统实验平台

Fig. 13 Experimental platform for SRM control system

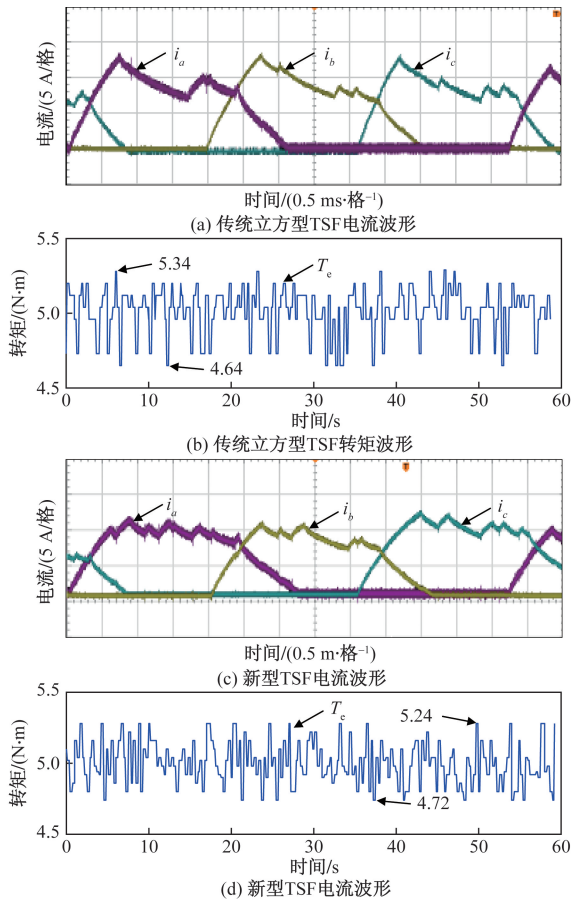


图 14 两种 TFS 控制实验结果(500 r/min, 5 N·m)
Fig. 14 Two TFS control experiments (500 r/min, 5 N·m)

转速为 500 r/min 时,如图 14(a)和图 14(b)所示,传统立方型 TFS 控制策略电流峰值为 13.8 A,转矩波动在 4.64 ~ 5.34 N·m,转矩脉动为 14%。在所提出的 TFS 控制策略中,在 $T_pE \cdot I$ 区域保持总参考转矩恒定的情况下,对励磁相分配较少的转矩,从而减小了该区域励磁相达到参考转矩所需的电流,如图 14(c)和图 14(d)所示,电流峰值降为 12.7 A,转矩波动在 4.72 ~ 5.24 N·m,转矩脉动减小为 10.4%。

随着转速提高至 1 000 r/min 时,如图 15(a)和图 15(b)所示,传统立方型 TFS 控制策略电流峰值为 15.8 A,转矩波动在 4.13 ~ 5.53 N·m,转矩脉动为 28%。在提出的新型 TFS 控制策略中,在 $T_pE \cdot I$ 区域改变相邻两相分配的参考转矩的同时,对重叠角进行在线优化以抑制负转矩从而减小转矩脉动,如图 15(c)和图 15(d)所示,电流峰值降低为 12.6 A,转矩波动在 4.5 ~ 5.3 N·m,转矩脉动减小为 16%。

由于实验平台控制板滞环程序误差计算时间的影响,导致电机转矩信号存在采样延时情况,在相同工况下,实验结果略大于仿真结果。忽略实验与仿真的误差,分析实验结果表明,相对于传统立方型 TFS 控制策略,所提出的 TFS 控制策略对抑制

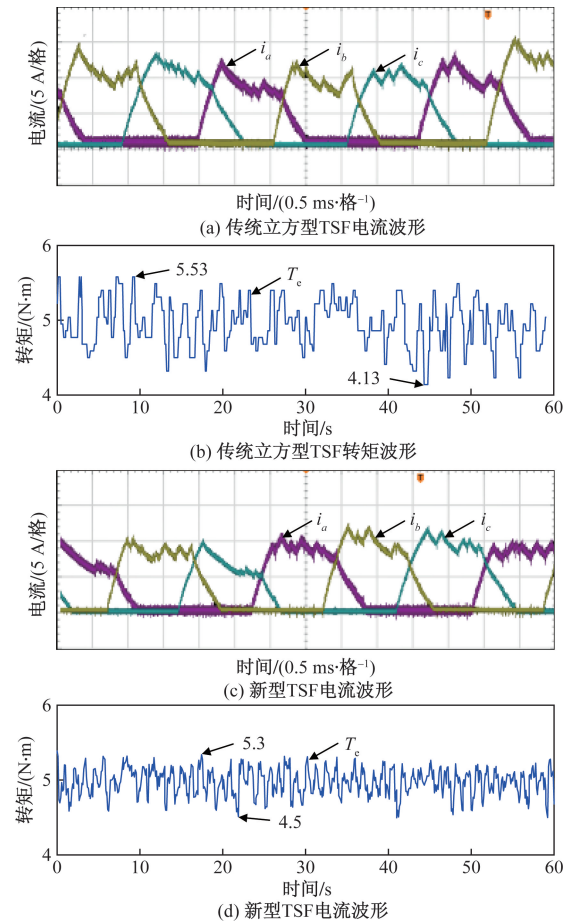


图 15 两种 TFS 控制实验结果(1 000 r/min, 5 N·m)
Fig. 15 Two TFS control experiments (1 000r/min, 5 N·m)

转矩脉动和降低相电流峰值电流有着更好的效果。

6 结论

为减小开关磁阻电机转矩脉动与相绕组峰值电流,提出了一种降低开关磁阻电机转矩脉动的新型 TFS 控制方法。相较于传统 TFS 控制策略,本研究以电感边界点为分界点将两相交换区分为两个区间,设计了新型 TFS 曲线,在换相初始阶段分配更多转矩至退磁相,降低了励磁相绕组的电流峰值和相绕组电流的有效值,从而减小了电机运行时的铜耗。针对 SRM 运行时产生的负转矩,对换相结束区域对相转矩进行检测,寻找最优重叠角运用到下一个电周期,抑制了负转矩的产生,进而降低了转矩脉动,提高了电机的运行效率。仿真和实验结果表明,与传统立方型 TFS 控制策略相比,所提控制策略不仅能有效抑制电机的转矩脉动,同时降低了铜耗,提高了电机的效率。

参考文献

[1] Wang Y, Ma Z, Bahari M. Position estimation method for switched reluctance motors based on magnetic flux modulation [J]. IEEE

- Sensors Journal, 2022, 23(10): 10395-10403.
- [2] Xia Z, Fang G, Xiao D, et al. An online torque sharing function method involving current dynamics for switched reluctance motor drives[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 9(1): 534-548.
- [3] 孟繁贵, 张文鹏, 刘爱民, 等. 一种抑制开关磁阻电机转矩脉动的电流控制方法[J]. 电机与控制学报, 2022(9): 49-56.
Meng Fangui, Zhang Wenpeng, Liu Aimin, et al. Current control method to suppress SRM torque ripple[J]. Electric Machines and Control, 2022(9): 49-56.
- [4] 黄朝志, 张文进, 孙燕文. 开关磁阻电机定子两侧极靴和转子两侧开槽的优化[J]. 科学技术与工程, 2023, 23(28): 12115-12121.
Huang Chaozhi, Zhang Wenjin, Sun Yanwen. Optimization of both sides of stator pole shoe and rotor slot of switched reluctance motor[J]. Science Technology and Engineering, 2023, 23(28): 12115-12121.
- [5] Reis R R C, Kimpara M L M, Galotto L, et al. Genetic algorithm-based commutation angle control for torque ripple mitigation in switched reluctance motor drives[J]. IEEE Access, 2023, 11: 97331-97339.
- [6] Chen X, Zhang Z, Yu L, et al. An improved direct instantaneous torque control of two-segment twisted-rotor doubly salient motor for torque capability enhancement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(11): 1-12.
- [7] 邹声奇, 陈亮亮, 伍家驹, 等. 开关磁阻电机结构优化设计及其三维图解法[J]. 科学技术与工程, 2022, 22(8): 3080-3086.
Zou Shengqi, Chen Liangliang, Wu Jiaju, et al. Structural optimization design of switch reluctance motor and its three-dimensional graphic method[J]. Science Technology and Engineering, 2022, 22(8): 3080-3086.
- [8] 黄朝志, 徐俊鑫, 刘细平, 等. 一种永磁辅助开关磁阻电机的四区间 DITC 方法[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(6): 2438-2449.
Huang Chaozhi, Xu Junxin, Liu Xiping, et al. A four region DITC method for permanent magnet assisted switched reluctance motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(6): 2438-2449.
- [9] Al-Amyal F, Hamouda M, Szamel L. Performance improvement based on adaptive commutation strategy for switched reluctance motors using direct torque control[J]. Alexandria Engineering Journal, 2022, 61(11): 9219-9233.
- [10] Shi R, Cao X, Deng X, et al. Direct control method for linear-rotary switched reluctance motor with two radial windings[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 71(4): 3307-3317.
- [11] Yu Q, Cao X, Deng X, et al. An improved control strategy to reduce torque spikes and ripple for bearingless switched reluctance motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2023, 20(4): 1-13.
- [12] 蔡燕, 居春雷, 王浩楠, 等. 开关磁阻电机的新型直接瞬时转矩控制方法及其高效率运行[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4625-4637.
Cai Yan, Ju Chunlei, Wang Haonan, et al. A new direct instantaneous torque control method of switched reluctance motor and its high efficiency operation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(18): 4625-4637.
- [13] Ren P, Zhu J, Jing Z, et al. Minimization of torque ripple in switched reluctance motor based on MPC and TSF[J]. IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2021, 16(11): 1535-1543.
- [14] Saha N, Mishra P C. Modified whale algorithm-based optimization for fractional order concurrent diminution of torque ripple in switch reluctance motor for EV applications[J]. Processes, 2023, 11(4). DOI: 10.3390/pr11041226.
- [15] 孙庆国, 卫功民, 刘旭. 自适应换相与转矩补偿的开关磁阻电机转矩脉动抑制[J]. 电机与控制学报, 2022(6): 91-100.
Sun Qingguo, Wei Gongmin, Liu Xu. Torque ripple suppression strategy of switched reluctance motor based on adaptive commutation and torque compensation[J]. Electric Machines and Control, 2022(6): 91-100.
- [16] 杨帆, 陈昊, 李晓东, 等. 一种优化开关磁阻电机换相区控制策略的高效率转矩分配函数[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1671-1683.
Yang Fan, Chen Hao, Li Xiaodong, et al. An efficient torque sharing function for optimizing the commutation zone control strategy of switched reluctance motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(6): 1671-1683.
- [17] 胡艳芳, 康智勇, 孙德博, 等. 基于区间分段转矩分配函数的开关磁阻电机转矩脉动抑制[J]. 电机与控制学报, 2023(10): 54-62.
Hu Yanfang, Kang Zhiyong, Sun Debo, et al. Torque ripple suppression of switched reluctance motor based on interval segmentation torque sharing function[J]. Electric Machines and Control, 2023(10): 54-62.
- [18] 贲彤, 聂恒, 陈龙, 等. 一种正弦补偿型转矩分配函数的 SRM 转矩脉动抑制策略[J]. 电机与控制学报, 2022(8): 100-111.
Ben Tong, Nie Heng, Chen Long, et al. SRM torque ripple suppression strategy based on sinusoidal compensation torque sharing function[J]. Electric Machines and Control, 2022(8): 100-111.
- [19] Feng L, Sun X, Yang Z, et al. Optimal torque sharing function control for switched reluctance motors based on active disturbance rejection controller[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2023, 28(5): 1-9.
- [20] Al-Amyal F, Számel L. Research on novel hybrid torque sharing function for switched reluctance motors[J]. IEEE Access, 2022, 10: 91306-91315.
- [21] Al Quraan L, Saleh A L, Szamel L. Indirect instantaneous torque control for switched reluctance motor based on improved torque sharing function[J]. IEEE Access, 2024, 12: 11810-11821.
- [22] Huang C, Cao W, Sun Y, et al. A control method of switched reluctance motor based on non-unity TSF and adaptive overlapping angle[J]. Progress in Electromagnetics Research C, 2023, 133: 233-249.