

DOI: 10.3969/j.issn.1671-024x.2025.02.008

## 基于新型多电平功率变换器的SRM转矩分配函数控制方法

蔡燕, 万耀华, 刘云虎, 吴宇航  
(天津工业大学 电气工程学院, 天津 300387)

**摘要:** 针对开关磁阻电机(SRM)的传统转矩分配函数(TSF)控制方法在重叠导通区转矩脉动较大的问题, 提出一种基于新型多电平功率变换器(MLC)的SRM在线TSF控制方法。利用新型MLC具有的高压快速励磁和高压快速退磁功能来提高各相绕组的转矩跟随能力; 并将重叠导通区划分为2个区域, 在不同区域依据各相转矩输出能力在线分配参考转矩以进一步减小转矩跟随误差; 在减小转矩脉动的同时, 运用粒子群优化(PSO)算法对不同工况下的角度控制参数进行离线寻优, 以进一步降低电机铜耗。通过仿真和实验对该方法的有效性进行验证, 结果表明: 本文所提方法有效地减小了电机转矩脉动, 尤其在高转速时相较传统方法转矩脉动最高降低了46.6%, 同时电机效率也得到了提高。

**关键词:** 开关磁阻电机(SRM); 转矩脉动; 多电平功率变换器(MLC); 转矩分配函数(TSF); 粒子群优化算法(PSO)

中图分类号: TM352

文献标志码: A

文章编号: 1671-024X(2025)02-0051-12

### Torque sharing function control method of SRM based on novel multilevel converter

CAI Yan, WAN Yaohua, LIU Yunhu, WU Yuhang  
(School of Electrical Engineering, Tiangong University, Tianjin 300387, China)

**Abstract:** Due to the limitation of the switched reluctance motor (SRM) bus voltage and the unreasonable torque distribution of the conventional torque sharing function (TSF) control, the torque ripple in the overlap conduction region is not sufficiently suppressed, and the torque ripple increases further as the speed rises. In order to improve this problem, a SRM online TSF control method based on a novel multilevel converter (MLC) is proposed. This method takes advantage of the high-voltage fast excitation and high-voltage fast demagnetization capabilities of the novel MLC to improve the torque following capacity of each phase winding. The overlap conduction region is divided into two regions, and the reference torque is distributed online in different regions according to the torque output capability of each phase to further reduce the torque following error. At the same time as reducing the torque ripple, in order to further reduce the copper loss of the motor, a particle swarm optimization (PSO) algorithm is used to optimize the angle control parameters offline under different operating conditions. Simulation and experimental verify that the proposed method effectively reduces motor torque ripple, especially at high speeds, with a maximum reduction of 46.6% compared to traditional methods. At the same time, motor efficiency has also been improved.

**Key words:** switched reluctance motor (SRM); torque ripple; multilevel converter (MLC); torque sharing function (TSF); particle swarm optimization (PSO)

开关磁阻电机 (switched reluctance motor, SRM) 由于具有结构简单、成本低、可靠性高、调速范围宽等优点, 近年来在电气传动领域获得了广泛的应用<sup>[1-3]</sup>。然

而, 双凸极结构和开关形式的驱动方式使其运行过程中的转矩脉动较大, 严重限制其在工业应用中的进一步发展<sup>[4-6]</sup>。

收稿日期: 2023-04-27

基金项目: 国家自然科学基金项目(51777137)

通信作者: 蔡燕(1964—), 女, 博士, 教授, 主要研究方向为开关磁阻电机驱动、监测及功率变换器。E-mail: caiyan\_tj@163.com

目前,对 SRM 转矩脉动抑制的研究主要分为对电机本体的设计优化和电机控制策略的研究这两个方面<sup>[7]</sup>。文献[8-11]通过优化定、转子的极对数、极弧参数或几何结构来改善相电感分布,以优化磁链特性或降低边缘磁通来减小转矩脉动。但电机本体设计优化会对电机的其他性能产生不利影响<sup>[12]</sup>。抑制 SRM 转矩脉动的电机控制策略研究主要有以下几种:依据总期望转矩直接对各相瞬时输出转矩进行调节的直接瞬时转矩控制(direct instantaneous torque control, DITC)<sup>[13-14]</sup>;对各相电流或磁链进行调节以实现总输出转矩恒定的间接瞬时转矩控制(indirect instantaneous torque control, I-ITC)<sup>[15-16]</sup>;将滑模控制(sliding mode control, SMC)<sup>[17-18]</sup>或神经网络控制(Neural network control, NNC)<sup>[19-20]</sup>等现代控制理论与转矩控制相结合来实现转矩脉动抑制控制。

转矩分配函数(torque sharing function, TSF)控制<sup>[21-28]</sup>作为间接瞬时转矩控制的一种,通过调节相电流来控制各相输出转矩跟随自身参考转矩(由特定函数对总期望转矩进行分配得到),以实现转矩脉动抑制,由于其结构简单、易于实现,受到越来越多的关注<sup>[21]</sup>。文献[22]设计了一种在重叠导通区用开通相来补偿关断相转矩输出不足的 TSF 控制方法,但是在进行转矩分配时没有考虑电机高度非线性的电磁特性对转矩输出的影响,而造成转矩脉动抑制不足。文献[23]提出一种基于正弦型 TSF 的预测转矩控制方法以减小转矩跟随误差,但预测过程计算量大且较为复杂。文献[24]引入一种非线性调制因子,用于调整换相区间相邻两相的参考电流,以减小转矩脉动,但该方法只适用于四相电机。文献[25]提出一种正弦补偿型 TSF,并利用 NSGA-II 算法对不同工况下的正弦补偿函数参数进行离线寻优,在抑制转矩脉动的同时减小了电流峰值,但由于母线电压的限制会导致输出转矩无法很好地跟随参考转矩。文献[26]对参考电流波形进行优化以生成一种全新 TSF 的方式来减小转矩脉动并降低铜耗,但其优化过程繁琐且需要记录复杂的参考电流曲线。文献[27-28]通过对角度控制参数的优化来抑制转矩脉动及优化电机其他输出特性。但文献[27]运用的遍历计算结合分段三次插值的方法,计算量大且仅得到拟最优解。文献[28]采用一种基于遗传优化算法的离线寻优方法,然而遗传算法结构较为复杂,且收敛速度较慢。

上述 TSF 的优化研究没有考虑母线电压的限制,当电机转速上升反电动势增大,实际输出转矩往往难以很好地跟随参考转矩。文献[29-31]通过设计多电平功率变换器(multi-level converter, MLC)来提高绕组

电流的响应,从而提升转矩跟随能力以减小转矩脉动。但文献[30]提出的四电平功率变换器各相无法独立运行,这会严重影响控制策略制定的灵活性和实际的输出效果。文献[31]提出的新型有源升压功率变换器的高压电平波动较大,会直接影响电机的输出效果。

本文提出了一种基于新型多电平功率变换器的 SRM 在线 TSF 控制方法,将 TSF 的重叠导通区划分为 2 个区域,在每个区域中以转矩跟随能力强的相作为主要的转矩调节相,结合新型多电平功率变换器所具有的高压快速励磁和高压快速退磁能力的优势,使各相输出转矩在任意位置都能很好地跟随参考转矩,以改善传统 TSF 控制方法在重叠导通区转矩脉动抑制不足的问题。同时运用多目标粒子群优化(particle swarm optimization, PSO)算法对角度控制参数进行离线寻优,在实现减小转矩脉动的同时降低电机铜耗,提高电机运行效率。

## 1 基于不对称半桥功率变换器的传统 TSF 控制方法

### 1.1 SRM 驱动系统及数学模型

图 1 所示为开关磁阻电机驱动系统的结构示意图,主要由开关磁阻电机、功率变换器、控制器、电流传感器和位置传感器组成。其中,功率变换器通常采用图 2 所示的不对称半桥功率变换器,该功率变换器具有控制灵活且各相独立的特点<sup>[32]</sup>。

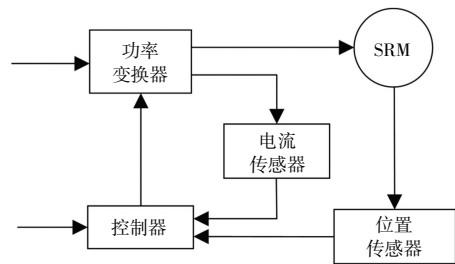


图 1 开关磁阻电机驱动系统结构示意图

Fig.1 Structure diagram of switched reluctance motor drive system

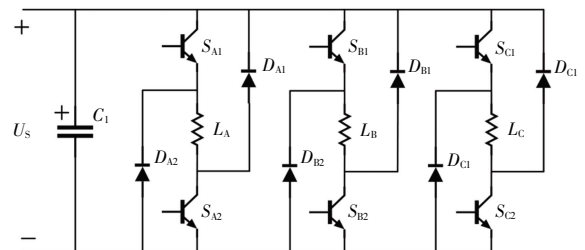


图 2 不对称半桥功率变换器电路

Fig.2 Topology of asymmetric half-bridge converter

当各桥臂的 2 个开关管采用不同的开通和关断组合时,可以为电机绕组提供如图 3 所示的励磁、续

流和退磁 3 种工作状态。将功率变换器的工作状态与控制策略相结合,为功率变换器提供驱动信号,可以实现 SRM 的高性能控制。

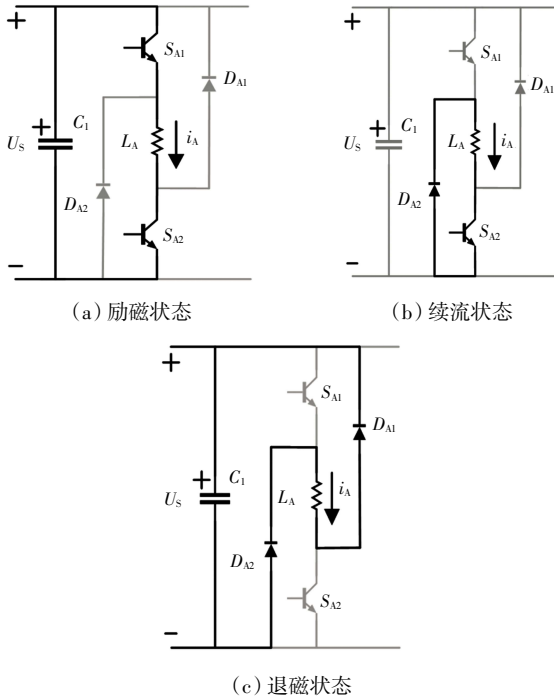


图 3 不对称半桥功率变换器工作状态

Fig.3 Working states of asymmetrical half-bridge converter

电机运行过程中,绕组满足电压平衡方程式:

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

式中:  $U_k$ 、 $i_k$ 、 $R_k$ 、 $\theta$  分别为电机第相绕组的相电压、相电流、相绕组电阻和转子位置角;  $\psi_k(i_k, \theta)$  为第  $k$  相的磁链,可用该相电感与电流的乘积表示:

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

则式(1)可以改写为:

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

式(3)表明,电机在运行过程中由绕组压降、变压器电动势和运动电动势 3 部分与直流端电压构成电压平衡。

SRM 的电磁转矩可以通过对电机定转子之间的磁共能求偏导得到:

$$T_e = \frac{\partial W'(i, \theta)}{\partial \theta} \Big|_{i=\text{const}} = - \frac{\partial W(i, \theta)}{\partial \theta} \Big|_{\psi=\text{const}} \quad (4)$$

式中:  $W'(i, \theta)$  为相绕组的磁共能,与绕组电感满足如下等式:

$$W'(i, \theta) = \int_0^i l(i, \theta) di \quad (5)$$

忽略磁路饱和,将式(5)带入式(4)可以得到简化后的电机相绕组瞬时转矩计算公式:

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

式(6)通常用于输出转矩的定性分析,在仿真模型搭建与控制策略执行的定量计算中会存在较大误差。

为准确计算 SRM 输出转矩以优化电机控制,本文采用实测电机电磁特性的方法来计算输出转矩。以一台 3 相 12/8 极 SRM 作为仿真和实验的研究对象,其参数如表 1 所示。运用静态磁链测量法得到如图 4 所示的电机转矩特性,并以此建立  $T(i, \theta)$  的转矩表格和  $i(T, \theta)$  的转矩逆表格,将查表与双线性插值法相结合,实时计算电机的瞬时输出转矩和参考电流,以满足实际控制中转矩计算精度和实时性的要求。

表 1 电机主要参数

Tab.1 Parameters of motor

参数	数值	参数	数值
额定电压/V	295	相数	3
额定功率/kW	1.1	定/转子极数	12/8
额定转速/(r·min <sup>-1</sup> )	2 000	绕组电阻/ $\Omega$	3.3

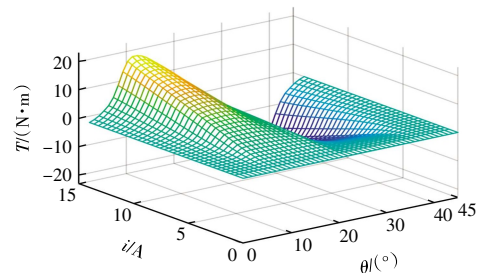


图 4 SRM 转矩特性曲线

Fig.4 Characteristic curve of SRM torque

### 1.2 基于不对称半桥功率变换器的传统 TSF 控制

TSF 控制通过转矩分配函数将当前角度下的总期望转矩分配给各相,再经转矩逆表格计算出各相参考电流,而后由电流斩波控制器生成功率变换器所需的开关信号,使各相输出电流跟随自身参考电流,达到输出合成转矩恒定的目的,实现转矩脉动抑制,其控制框图如图 5 所示。

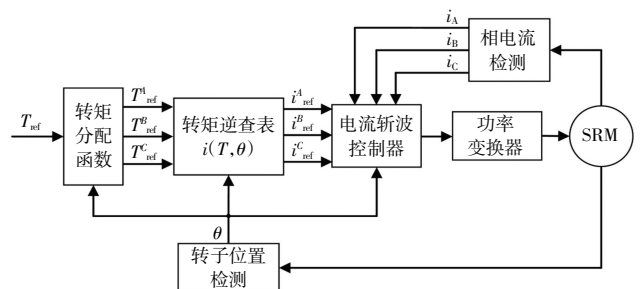


图 5 开关磁阻电机传统 TSF 控制框图

Fig.5 Conventional TSF control block diagram for SRM

根据 TSF 控制的原理可知,在任意时刻各相的转矩分配函数之和恒等于 1,TSF 的通式如下:

$$\begin{cases} T_{\text{ref}}^k(\theta) = T_{\text{ref}} * f_k(\theta) & k = 1, 2, \dots, m \\ \sum_{k=1}^m f_k(\theta) = 1 & 0 \leq f_k(\theta) \leq 1 \end{cases} \quad (7)$$

式中:  $T_{\text{ref}}^k$  为第  $k$  相参考转矩;  $T_{\text{ref}}$  为总参考转矩;  $f_k(\theta)$  为第  $k$  相转矩分配函数;  $m$  为 SRM 的相数。

各相参考转矩由总参考转矩通过 TSF 来分配, 因此 TSF 控制的电机输出特性与转矩分配函数的选取直接相关。传统的 TSF 有 4 种, 分别是直线型、指数型、余弦型和立方型, 它们的函数曲线如图 6 所示。

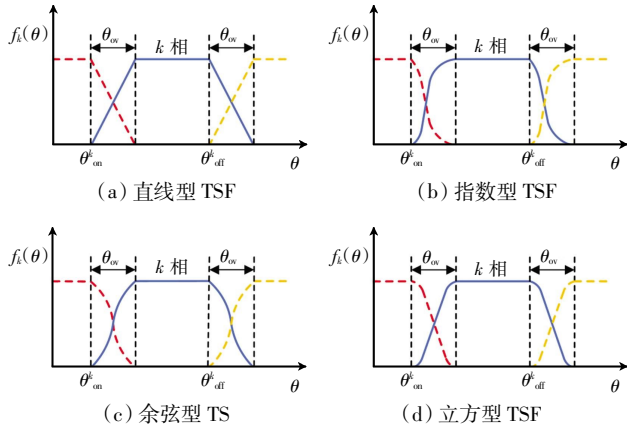


图 6 传统 TSF 曲线

Fig.6 Conventional TSF curves

其一般形式如下:

$$f_k(\theta) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \theta \leq \theta_{\text{on}} \\ f_{\text{rising}} & \theta_{\text{on}} \leq \theta \leq \theta_{\text{on}} + \theta_{\text{ov}} \\ 1 & \theta_{\text{on}} + \theta_{\text{ov}} \leq \theta \leq \theta_{\text{off}} \\ f_{\text{falling}} & \theta_{\text{off}} \leq \theta \leq \theta_{\text{off}} + \theta_{\text{ov}} \\ 0 & \theta_{\text{off}} + \theta_{\text{ov}} \leq \theta \leq \theta_{\tau} \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $\theta_{\text{on}}$ 、 $\theta_{\text{off}}$ 、 $\theta_{\text{ov}}$  分别为开通角、关断角和重叠导通角;  $f_{\text{rising}}$  和  $f_{\text{falling}}$  分别为开通区域和关断区域的分配函数;  $\theta_{\tau}$  为转子极距。以立方型 TSF 为例, 其  $f_{\text{rising}}$  和  $f_{\text{falling}}$  如式 (9) 所示:

$$\begin{cases} f_{\text{rising}} = \frac{3(\theta - \theta_{\text{on}})^2}{\theta_{\text{ov}}^2} - \frac{2(\theta - \theta_{\text{on}})^3}{\theta_{\text{ov}}^3} \\ f_{\text{falling}} = 1 - \frac{3(\theta - \theta_{\text{off}})^2}{\theta_{\text{ov}}^2} - \frac{2(\theta - \theta_{\text{off}})^3}{\theta_{\text{ov}}^3} \end{cases} \quad (9)$$

图 7 为以传统立方型 TSF 控制为例绘出的 SRM 各相瞬时输出转矩与参考转矩的比较示意图, 其中实线表示参考转矩, 虚线表示瞬时输出转矩。

传统 TSF 控制实际运行中在重叠导通区存在较大的转矩脉动, 这是因为在重叠导通区的开始阶段, 开通相靠近定子非对齐位置, 由图 7 中的电感线性模型可知, 此时开通相的电感变化率较低, 其转矩输出能力较弱; 另外由于励磁电压的限制, 电流无法及时上升到期望值, 导致合成输出转矩低于参考转矩而

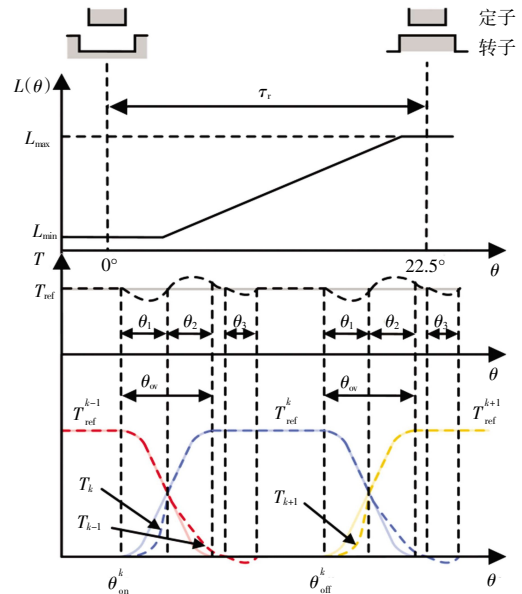


图 7 瞬时输出转矩与参考转矩比较示意

Fig.7 Comparison of instantaneous output torque and reference torque

产生转矩脉动, 如图 7 中  $\theta_1$  角度范围所示。在重叠导通区的结束阶段, 即图 7 中  $\theta_2$  角度范围, 此时关断相的输出转矩难以很好地跟随快速下降的参考转矩。一方面是因为关断相仍处在电感上升区, 转矩输出能力仍较强; 另一方面, 由于退磁电压的限制使电流无法快速下降, 这导致了合成转矩高于参考转矩而产生转矩脉动。随着转速的升高, 反电动势增大, 每周励磁和退磁时间缩短, 上述现象会进一步加剧, 且关断相的退磁电流会延伸至电感下降区产生负转矩, 而此时开通相已进入单相导通区, 使得合成输出转矩小于总期望转矩而产生转矩脉动, 如图 7 中  $\theta_3$  角度范围所示。

综上所述, 传统 TSF 控制在重叠导通区转矩脉动较大主要由以下 2 个方面原因造成的: 一方面是传统 TSF 设计的不够合理, 传统 TSF 控制在进行转矩分配时没有充分考虑 SRM 在重叠导通区高度非线性的转矩输出特性; 另一方面是直流侧母线电压的限制, 导致电流变化率受限, 在重叠导通区各相输出转矩无法很好地跟随参考转矩, 且随着转速上升, 反电动势增大, 电流变化率降低, 电流响应时间缩短, 使得输出转矩与参考转矩的误差进一步增大。本文从功率变换器和 TSF 设计 2 方面入手, 来改善传统 TSF 控制在重叠导通区转矩脉动较大的问题。

## 2 基于新型多电平功率变换器的在线 TSF 控制方法

### 2.1 新型多电平功率变换器

为了改善由于直流侧母线电压的限制而造成传

统 TSF 控制转矩脉动较大的问题,本文采用一种新型多电平功率变换器,其电路结构如图 8 所示。

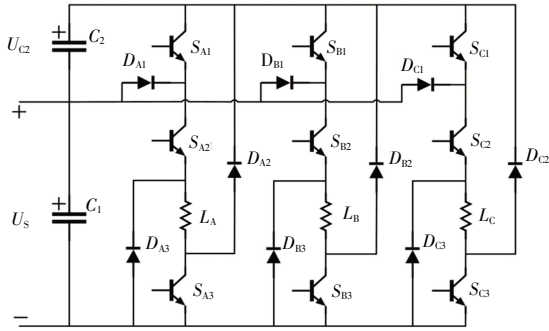


图 8 新型多电平功率变换器电路

Fig.8 Topology of novel multilevel converter

该功率变换器在具有控制灵活和各相可独立运行等优点的同时能够为电机提供 4 种工作状态。当开关管  $S_{A1}, S_{A2}$  和  $S_{A3}$  同时导通时,绕组两端施加的励磁电压为  $-(U_s + U_{c2})$ ,称其为高压励磁状态,如图 9(a)所示。当开关管  $S_{A1}, S_{A2}$  和  $S_{A3}$  同时关断时,绕组两端施加的退磁电压为,称其为高压退磁状态,如图 9(b)所示。当开关管  $S_{A1}$  关断且  $S_{A2}$  和  $S_{A3}$  导通时,绕组两端施加的励磁电压为  $U_s$ ,称其为常压励磁状态,如图 9(c)所示。当开关管  $S_{A1}, S_{A2}$  关断且  $S_{A3}$  导通时,绕组两端不施加电压,称其为续流状态。

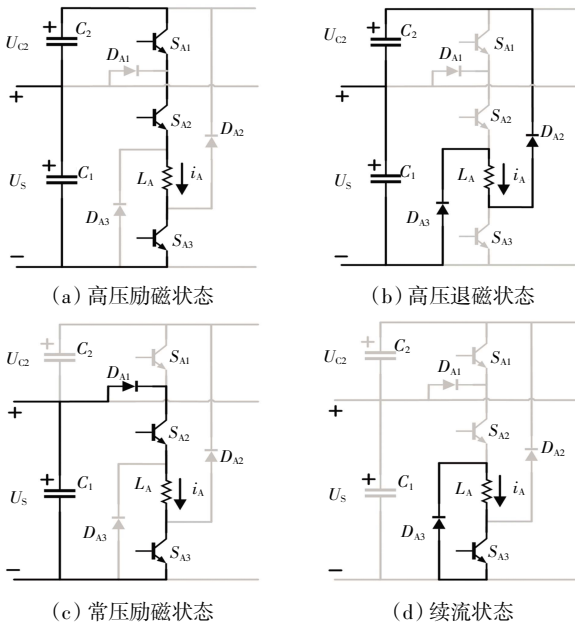


图 9 新型多电平功率变换器工作状态

Fig.9 Working states of novel multilevel converter

使用该多电平功率变换器可以为绕组提供更高的励磁和退磁电压。由式(3)可知,当  $d\theta/dt$  不变时,若绕组相电压  $U_k$  增大,则相电流变化率  $di/dt$  随之增大,提高了相电流的跟随能力,即各相转矩跟随能力得以提升,能够减小在重叠导通区由于转矩跟随能力不足

而产生的转矩脉动。而且,高压退磁工作状态能够加快退磁过程,防止退磁电流进入电感下降区产生负转矩,而造成转矩脉动及降低电机效率。

## 2.2 基于新型多电平功率变换器的在线 TSF 控制

为了改善传统 TSF 由于转矩分配不够合理造成的重叠导通区转矩脉动大的问题,本文结合新型多电平功率变换器具有高压快速励磁和高压快速退磁能力的特点,提出一种新型在线 TSF 控制方法。

依据各相转矩输出能力,将 TSF 控制的重叠导通区划分为如图 10 所示的 2 个区域,其中区域 I 的角度范围为  $[\theta_{on}^k, \theta_{on}^k + \Delta\theta]$ ,区域 II 的角度范围为  $[\theta_{on}^k + \Delta\theta, \theta_{on}^k + \theta_{ov}]$ 。

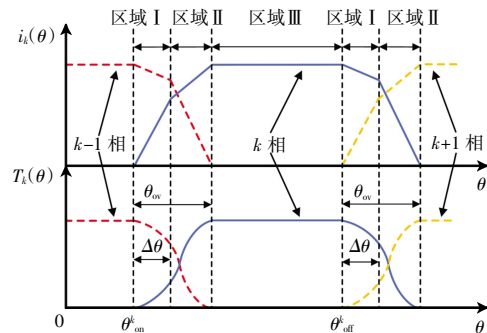


图 10 新型在线 TSF 的区域划分

Fig.10 Regional division of novel online TSF

由前文分析可知,在区域 I 内,开通相即  $k$  相的转矩跟随能力较弱,采用高压励磁状态来快速建立起  $k$  相绕组电流。此时关断相即  $k-1$  相转矩跟随能力较强,作为主要的转矩调节相,其参考转矩可根据  $k$  相的输出转矩与总参考转矩计算得到。 $k-1$  相的参考转矩计算公式如下:

$$T_{ref}^{k-1} = T_{ref} - T_k(i_k, \theta_k) \quad (10)$$

在区域 II 内, $k-1$  相采用高压退磁状态使相电流快速下降,避免合成转矩偏高造成转矩脉动。此时  $k$  相已具备较强的转矩跟随能力,可由  $k$  相作为主要的转矩调节相,其参考转矩可根据  $k-1$  相的输出转矩和总参考转矩计算得到。此时  $k$  相的参考转矩计算公式为:

$$T_{ref}^k = T_{ref} - T_{k-1}(i_{k-1}, \theta_{k-1}) \quad (11)$$

式中: $T_k(i_k, \theta_k)$ 、 $T_{k-1}(i_{k-1}, \theta_{k-1})$ 分别为  $k$  相和  $k-1$  相的瞬时输出转矩,可由转矩表计算得到; $T_{ref}^{k-1}$ 、 $T_{ref}^k$ 分别为区域 I 中  $k-1$  相的参考转矩和区域 II 中  $k$  相的参考转矩。

区域 III 是  $k$  相的单相导通区,其角度范围为  $[\theta_{on}^k + \theta_{ov}, \theta_{off}^k]$ 。在此区域以总期望转矩作为  $k$  相的参考转矩,即  $T_{ref}^k = T_{ref}$ 。将各区域的参考转矩计算公式相结合,可以得到基于新型多电平功率变换器的在线 TSF 表达式:

$$T_{ref}^k = \begin{cases} 0 & \theta < \theta_{on}^k \\ T_k & \theta_{on}^k \leq \theta < \theta_{on}^k + \Delta\theta \\ T_{ref} - T_{k-1} & \theta_{on}^k + \Delta\theta \leq \theta < \theta_{on}^k + \theta_{ov} \\ T_{ref} & \theta_{on}^k + \theta_{ov} \leq \theta < \theta_{off}^k \\ T_{ref} - T_{k-1} & \theta_{off}^k \leq \theta < \theta_{off}^k + \Delta\theta \\ T_k & \theta_{off}^k + \Delta\theta \leq \theta < \theta_{off}^k + \theta_{ov} \\ 0 & \theta_{off}^k + \theta_{ov} \leq \theta \end{cases} \quad (12)$$

在 $[\theta_{on}^k + \Delta\theta, \theta_{off}^k + \Delta\theta]$ 角度范围内,  $k$ 相作为唯一的转矩调节相, 定义该角度范围为单相调节区, 在此区间采用“常压励磁-续流”工作状态组合或“高压励磁-续流”工作状态组合的电流软斩波控制器来控制绕组电流跟随由参考转矩生成的参考电流。

图 11 为当多电平功率变换器的升压电容  $C_2$  电压稳定在 80 V 时, 各相绕组电压、电流以及  $C_2$  两端电压  $U_{C_2}$  的仿真波形图。从的波形可以得知, 区域 I 内 A 相使用高压励磁状态消耗  $C_2$  中的能量使  $U_{C_2}$  下降。区域 II 内 C 相使用高压退磁状态为  $C_2$  反馈能量使  $U_{C_2}$  升高。为避免母线电压波动过大, 降低系统的稳定性, 需要对  $C_2$  电压进行稳定控制。

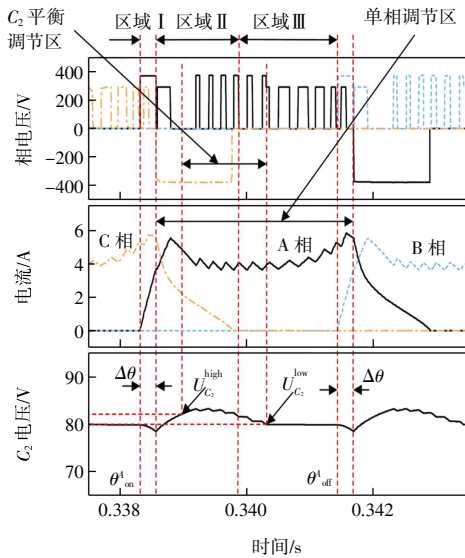


图 11 各相电压、电流以及升压电容  $C_2$  电压的仿真波形

Fig.11 Simulation waveforms of voltage and current of each phase and voltage of boost capacitor  $C_2$

为确保  $U_{C_2}$  能够稳定在期望电压, 在各相的单相调节区采用图 12 所示的  $U_{C_2}$  滞环控制策略, 其中  $U_{C_2}^{high}$  和  $U_{C_2}^{low}$  分别为滞环控制的上下限。如图 11 仿真波形图所示, 当  $U_{C_2} \geq U_{C_2}^{high}$  时, A 相采用“高压励磁-续流”工作状态组合进行斩波控制, 在 A 相采用高压励磁状态时  $U_{C_2}$  下降。当  $U_{C_2} \leq U_{C_2}^{low}$  时, A 相采用“常压励磁-续流”工作

状态组合进行斩波控制, 此时  $U_{C_2}$  保持恒定。通过上述将  $C_2$  电压滞环控制与单相调节区的斩波工作状态组合相结合的方式实现了升压电容  $C_2$  电压的稳定可控。

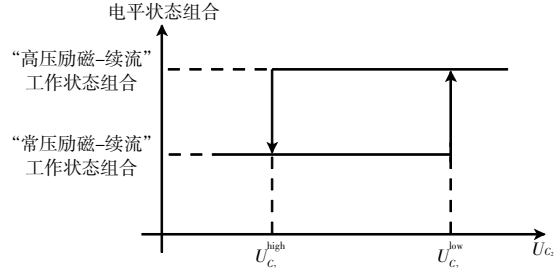


图 12  $U_{C_2}$  滞环控制策略

Fig.12 Hysteresis loop control strategy for  $U_{C_2}$

### 2.3 基于粒子群优化算法的角度控制参数优化

为了表征 TSF 控制的输出特性, 下面给出转矩脉动和电流有效值的定义。

(1) 转矩脉动  $T_{ripple}$  可以反映电机输出转矩波动的大小, 其计算式为:

$$T_{ripple} = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{avg}} \quad (13)$$

式中:  $T_{max}$ 、 $T_{min}$  和  $T_{avg}$  分别为一个导通周期内输出转矩的最大值、最小值和平均值。转矩脉动率  $K_r = T_{ripple} \times 100\%$ 。

(2) 由于绕组电流有效值与电机铜耗成正相关, 因此本文以每周期的电流有效值作为电机铜耗的评价指标, 其计算式为:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\theta_r} \left( \int_{\theta_{on}^k}^{\theta_{off}^k} i_k^2 d\theta + \int_{\theta_{on}^{k-1}}^{\theta_{off}^{k-1}} i_{k-1}^2 d\theta \right)} \quad (14)$$

式中:  $i_k$  与  $i_{k-1}$  分别为  $k$  相与  $k-1$  相的瞬时电流。

转矩脉动与电流有效值不仅与选取的转矩分配函数有关, 还与开通角和重叠导通角的设定相关。为研究角度控制参数对采用本文控制方法的电机系统输出性能的影响, 首先对开通角  $\theta_{on}$  和区域 I 宽度  $\Delta\theta$  进行仿真遍历研究。图 13 和图 14 分别为不同控制角组合下, 系统输出的转矩脉动率  $K_r$  和电流有效值  $I_{rms}$ , 可以看出角度控制参数对转矩脉动和电流有效值均有较大的影响。

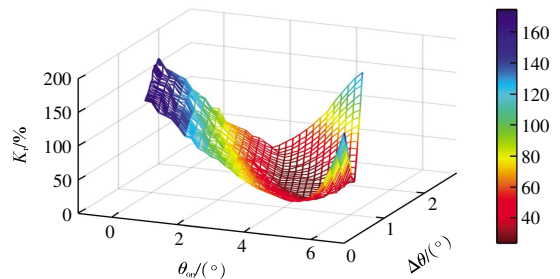


图 13 不同控制角组合下  $K_r$  仿真结果

Fig.13 Simulation results of  $K_r$  under combination of different control angle

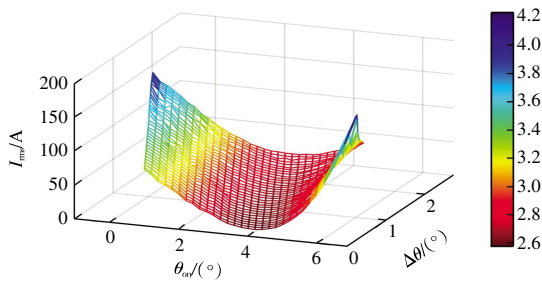


图 14 不同控制角组合下  $I_{mms}$  仿真结果

Fig.14 Simulation results of  $I_{mms}$  under combination of different control angle

由上述分析可知,通过对角度控制参数的优化来实现减小转矩脉动的同时降低电机铜耗是一个多目标、多变量的优化问题。由于粒子群算法适用于动态和多目标的寻优场景,且与传统优化算法相比具有结构简单、收敛速度快和全局搜索能力强的优点,本文提出一种基于粒子群优化算法的多电平在线 TSF 角度控制参数离线优化方法。将转矩脉动  $T_{ripple}$  和电流有效值  $I_{mms}$  作为优化目标,对  $\theta_{om}$  和  $\Delta\theta$  进行全局寻优,其适应度函数由权重系数变换法得到:

$$\text{Fitness Function} = \omega * T_{ripple} + (1 - \omega) * I_{mms} \quad (15)$$

式中:权重系数  $\omega = 0.6$ 。

该优化方法的约束条件如下:

$$\begin{cases} 0 \leq \theta_{om} + \Delta\theta \leq 7.5 \\ 80 \text{ V} \leq U_{C_2}^{\text{avg}} \leq 83 \text{ V} \\ I_{\text{max}} < 12 \text{ A} \end{cases} \quad (16)$$

式中: $U_{C_2}^{\text{avg}}$  和  $I_{\text{max}}$  分别为单周期内电容  $C_2$  电压的平均值和相电流的最大值。

本文针对样机在转速 200~1 400 r/min、参考转矩 1.25 ~ 5.25 N·m 的工况范围内进行角度优化,图 15 为优化方法流程图。

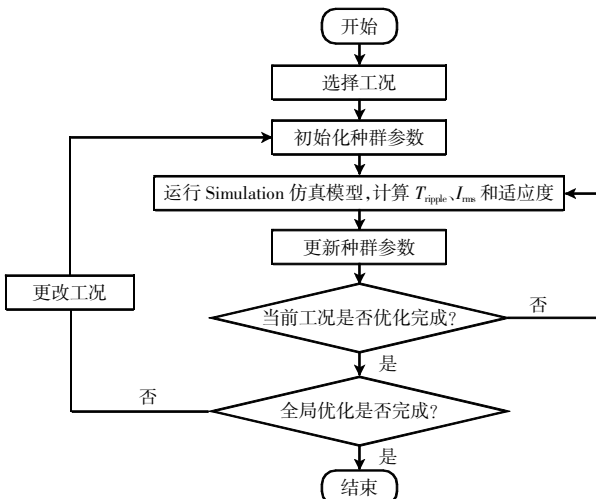


图 15 基于粒子群优化算法的角度寻优流程图

Fig.15 Flow chart of angle seeking based on PSO

其优化过程如下: ①确定当前优化迭代工况,开始粒子群算法,随机生成种群中各粒子的位置和速度信息。②运行动态仿真模型,计算  $T_{ripple}$  与  $I_{mms}$ , 计算适应度值并记录各粒子的历史最优解与种群的历史最优解。③依据粒子群算法,计算下次迭代过程中各粒子的位置和速度信息。④判断当前工况的优化是否完成,若未完成,则执行②和③;若已完成优化,则记录该工况下的最优解,并继续向下执行。⑤判断所有工况的优化是否已完成,若未完成,则更改工况并从①开始重新执行优化过程;若已完成,则优化过程结束。

图 16 和图 17 分别为优化后的  $\theta_{om}$  和  $\Delta\theta$  结果,可见优化后的  $\theta_{om}$  总体上会随着电机转速与参考转矩的增加而减小,优化后的  $\Delta\theta$  总体上会随着电机转速与参考转矩的增加而增大。

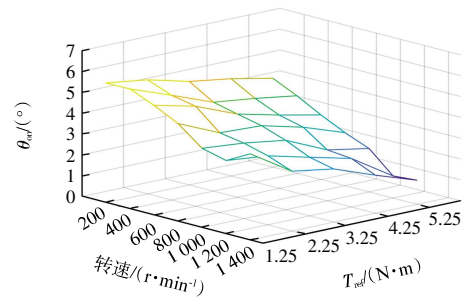


图 16  $\theta_{om}$  优化结果

Fig.16 Optimization results of  $\theta_{om}$

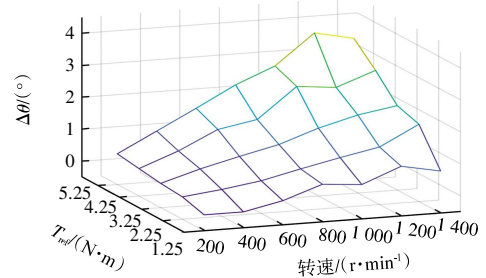


图 17  $\Delta\theta$  优化结果

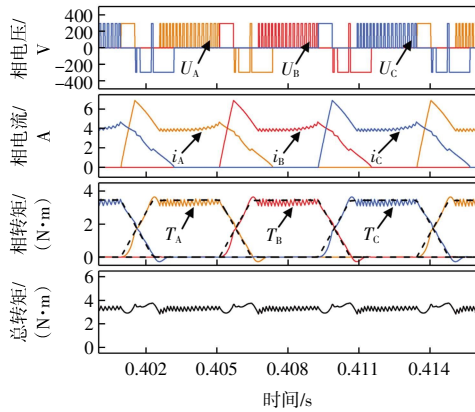
Fig.17 Optimization results of  $\Delta\theta$

### 3 仿真结果对比分析

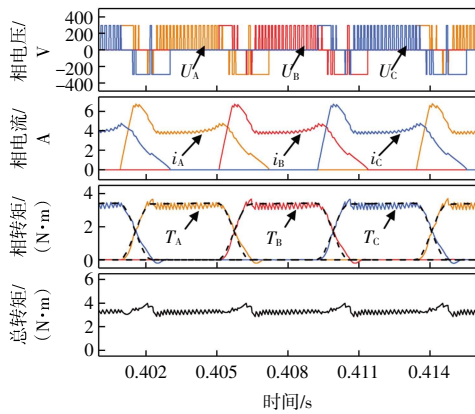
为验证本文所提出的新型多电平功率变换器在线 TSF 控制的可行性与有效性,在 Matlab/Simulink 环境中搭建了采用新型多电平功率变换器的在线 TSF 控制系统仿真模型进行分析研究,并与传统 TSF 控制进行比较。其中,电机本体模型通过静态磁链测量法与神经网络建模得到。仿真中电流斩波滞环宽度设定为 0.4 A,多电平功率变换器的升压电容  $C_2$  电压设定为 80 V,电机驱动端给定直流电压为 295 V,负载转矩设定为 3.25 N·m,记录电机运行于不同转速下的仿真

结果波形。

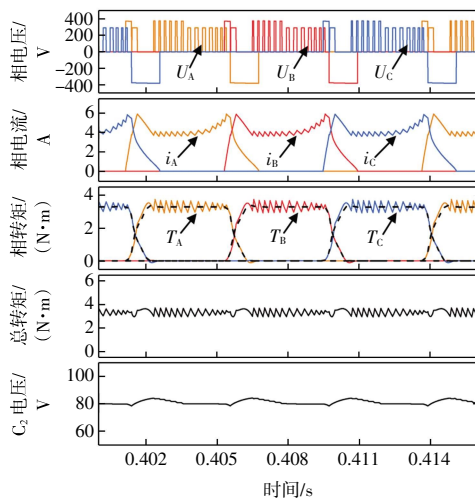
图 18、图 19 分别为转速 600 和 1 200 r/min 时不同控制方法的仿真结果波形图,其中新型在线 TSF 还记录了升压电容  $C_2$  的电压波形。



(a) 直线型 TSF



(b) 立方型 TSF



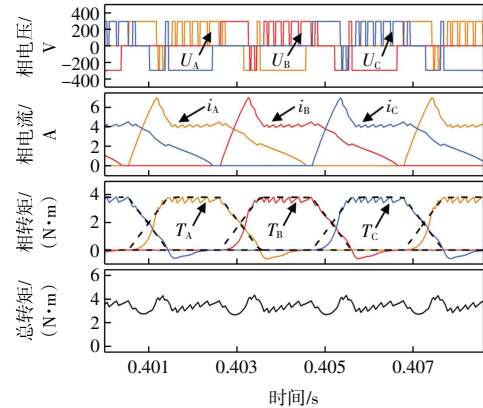
(c) 新型在线 TSF

图 18 600 r/min、3.25 N·m 不同 TSF 控制的仿真结果

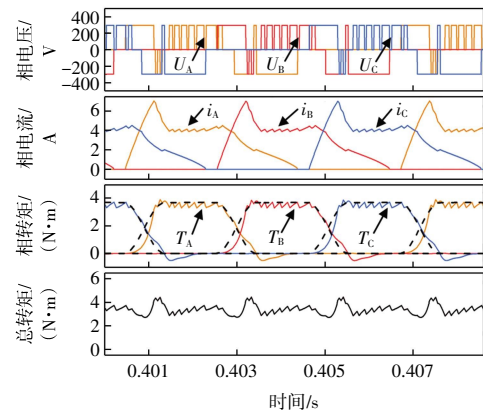
Fig.18 Simulation results under different TSF control at 600 r/min and 3.25 N·m

图 18 中的直线型 TSF、立方型 TSF 与新型在线 TSF 的转矩脉动率分别为 28.17%、33.78%与 23.92%。

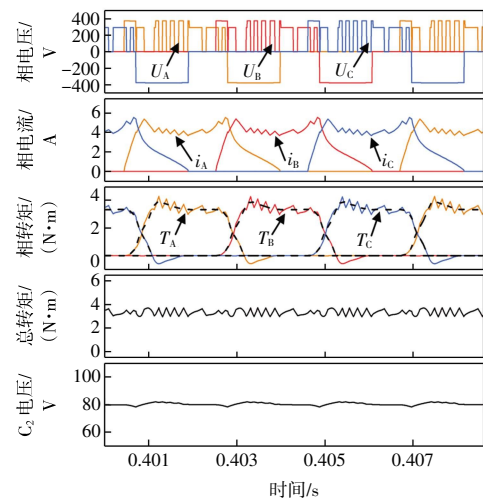
从仿真波形图中可以看出,新型在线 TSF 控制的各相在任意位置输出转矩都能够很好地跟随自身参考转矩,转矩脉动更小,且相电流更加平稳。



(a) 直线型 TSF



(b) 立方型 TSF



(c) 新型在线 TSF

图 19 1 200 r/min、3.25 N·m 不同 TSF 控制的仿真结果

Fig.19 Simulation results under different TSF control at 1 200 r/min and 3.25 N·m

图 19 中直线型 TSF、立方型 TSF 与新型在线 TSF 的转矩脉动率分别为 49.11%、51.12%与 23.1%。在转速较高时,由于新型多电平功率变换器具有高压快速

励磁和高压快速退磁能力,且同时考虑了不同位置各相转矩的输出能力,新型在线 TSF 控制的各相转矩跟随误差更小,对比传统控制方法,其转矩脉动抑制效果更为突出,且励磁和退磁过程更短,电流有效值更低。

### 4 实验验证

对本文所提出的控制方法进行实验验证,以 TI 公司的 TMS320F28377D 双核数字信号处理器(digital signal processor, DSP)为控制核心搭建的实验平台如图 20 所示。并搭建 2 套功率变换器,以实现本文所提控制方法与传统控制方法的对比实验。该实验平台由磁滞加载器提供负载,将负载设定为 3.25 N·m。电流斩波滞环宽度、升压电容  $C_2$  期望电压和电机驱动端电压与仿真保持一致,开关频率限制在 20 kHz 以下,对不同控制方法在不同转速下进行实验验证。

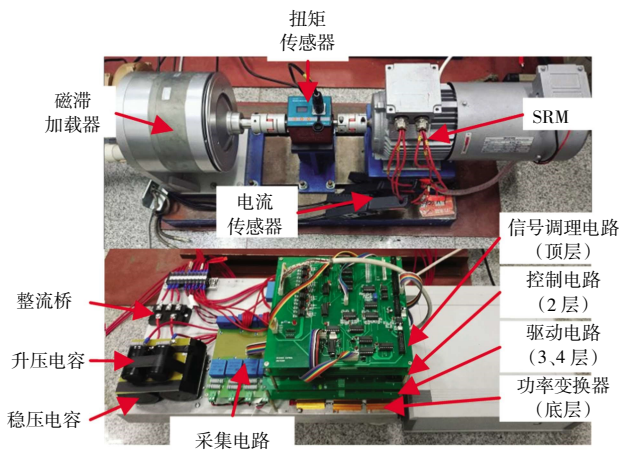
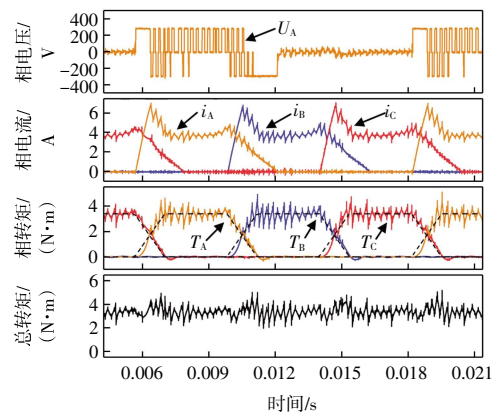


图 20 实验平台实物

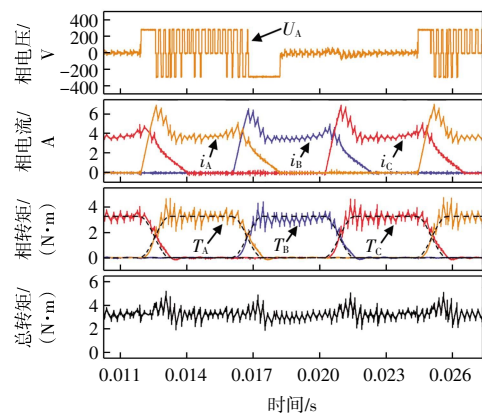
Fig.20 Diagram of experimental platform

图 21、图 22 分别为转速 600 与 1 200 r/min 时不同控制方法的电压、电流和转矩等实验结果的波形图,其中新型在线 TSF 还记录了升压电容  $C_2$  的电压波形。

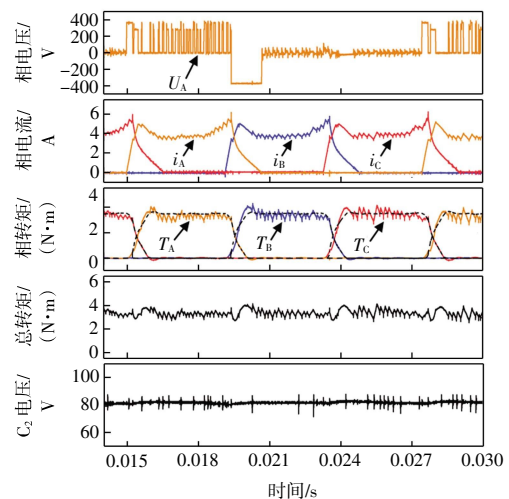
图 21 中的直线型 TSF、立方型 TSF 与新型在线 TSF 的转矩脉动率分别为 52.77%、54.26%与 35.90%。由图 21 的实验波形可知,与传统 TSF 控制方法相比,本文提出的新型在线 TSF 在重叠导通区的转矩更加平滑且转矩脉动更小,同时相电流也更加平滑且峰值电流更小,与仿真分析结果一致。当转速升高后,传统 TSF 控制方法的转矩调节能力下降,直线型 TSF 与立方型 TSF 在重叠导通区均有较大的转矩脉动,如图 22 所示,其转矩脉动率分别为 74.17%、75.24%。而此时新型在线 TSF 的转矩跟随能力更强,输出转矩的跟随误差更小,有效的改善了转矩脉动,转矩脉动率降低至 35.28%。



(a) 直线型 TSF



(b) 立方型 TSF

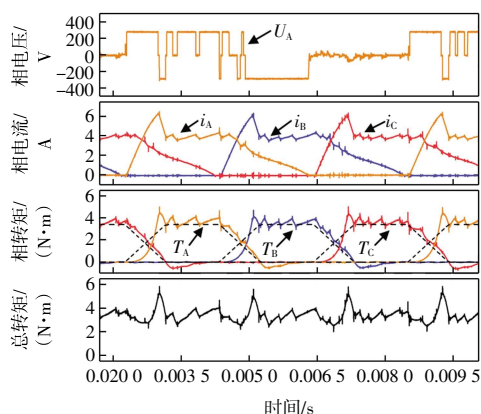


(c) 新型在线 TSF

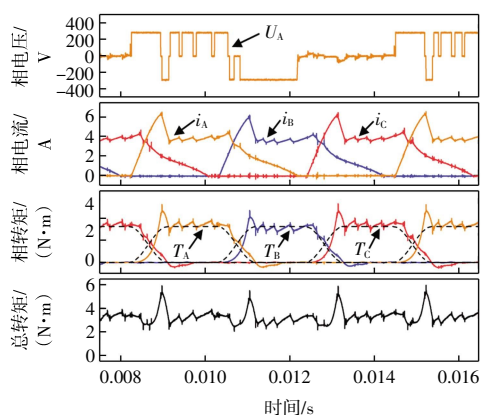
图 21 600 r/min、3.25 N·m 不同 TSF 控制的实验结果

Fig.21 Experimental results under different TSF control at 600 r/min and 3.25 N·m

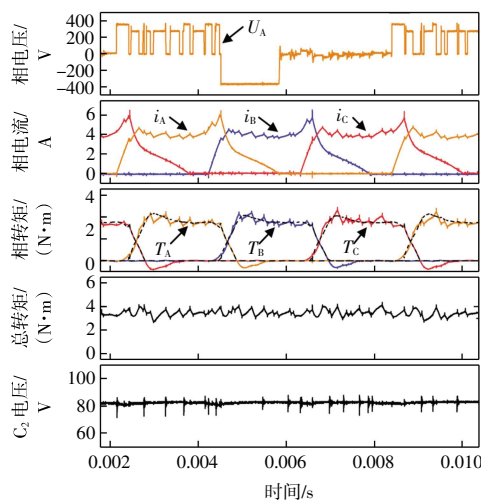
图 23 为负载 3.25 N·m、转速在 200~1 400 r/min 的范围内,不同转速下不同控制方法输出的转矩脉动率实验结果。由图 23 可知,随着转速升高,传统控制方法的转矩脉动率逐渐增大,而新型在线 TSF 控制的转矩脉动率能够保持在较低值,在宽速范围内均能有效地抑制 SRM 转矩脉动。



(a) 直线型 TSF



(b) 立方型 TSF



(c) 新型在线 TSF

图 22 1 200 r/min、3.25 N·m 不同 TSF 控制的实验结果

Fig.22 Experimental results under different TSF control at 1 200 r/min and 3.25 N·m

图 24 为负载 3.25 N·m 时, 不同转速下不同控制方法的电流有效值实验结果。由图 24 可知, 新型在线 TSF 控制比传统 TSF 控制的电流有效值更小。即在宽速范围内, 新型在线 TSF 控制在有效地抑制了转矩脉动的同时, 减小了电流有效值, 即减小了电机绕组铜耗, 提高了电机效率。

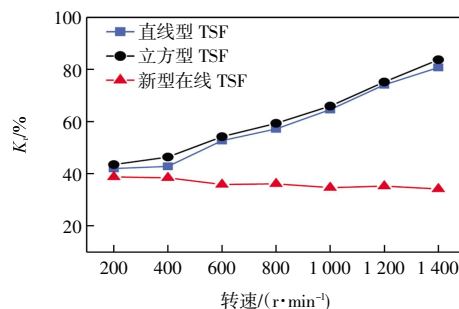


图 23 不同转速下不同 TSF 控制的  $K_t$  实验结果

Fig.23 Experimental results of  $K_t$  under different TSF control at different speeds

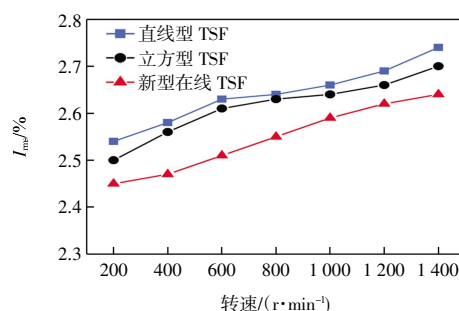


图 24 不同转速下不同 TSF 控制的  $I_{ms}$  实验结果

Fig.24 Experimental results of  $I_{ms}$  under different TSF control at different speeds

由于受测量精度的影响以及系统干扰较大, 使得参考电流的计算存在误差, 因而影响了转矩脉动控制的最终效果, 使得实验测得的转矩脉动大于仿真结果。但实验与仿真结果均表明, 本文所提控制方法能够有效地减小转矩脉动。

## 5 结束语

本文提出了一种基于新型多电平功率变换器的 SRM 在线 TSF 控制方法, 针对传统 TSF 控制在重叠导通区存在转矩脉动较大的问题, 结合新型多电平功率变换器所具有的高压快速励磁和高压快速退磁能力, 并将重叠导通区划分为 2 个区域, 在每个区域以转矩跟随能力强的相作为主要的转矩调节相, 改善了传统 TSF 控制方法较大的转矩脉动。并运用多目标粒子群优化算法, 以转矩脉动与电流有效值为优化目标, 对角度控制参数  $\theta_{on}$  和  $\Delta\theta$  进行离线寻优, 得到了不同工况下的最优化角度控制参数。仿真分析与实验结果表明, 优化后的基于新型多电平功率变换器的在线 TSF 控制方法能够有效地减小转矩脉动和电机铜耗, 尤其在高转速时相较传统方法转矩脉动最高降低了 46.6%, 极大地提高了 SRM 的性能。

## 参考文献:

- [1] LI S F, ZHANG S, HABETLER T G, et al. Modeling, design optimization, and applications of switched reluctance machines: A review[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2019, 55(3): 2660–2681.
- [2] AHN J W, LUKMAN G F. Switched reluctance motor: Research trends and overview[J]. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 2018, 2(4): 339–347.
- [3] LAN Y F, BENOMAR Y, DEEPAK K, et al. Switched reluctance motors and drive systems for electric vehicle powertrains: State of the art analysis and future trends[J]. *Energies*, 2021, 14(8): 2079.
- [4] FANG G L, SCALCON F P, XIAO D X, et al. Advanced control of switched reluctance motors (SRMs): A review on current regulation, torque control and vibration suppression[J]. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, 2021, 2: 280–301.
- [5] GAN C, WU J H, SUN Q G, et al. A review on machine topologies and control techniques for low-noise switched reluctance motors in electric vehicle applications[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 31430–31443.
- [6] HUNASIKATTI K B, NAIK R L, NAYAK V D. Critical review of control strategies for switched reluctance motor employed in electric vehicle[C]//2018 Second International Conference on Advances in Electronics, Computers and Communications (ICAEECC). Bangalore, India: IEEE, 2018: 1–6.
- [7] ABDEL-FADIL R, AL-AMYL F, SZAMEL L. Torque ripples minimization strategies of switched reluctance motor: A review[C]//2019 International IEEE Conference and Workshop in óbuda on Electrical and Power Engineering (CANDO-EPE). Budapest, Hungary: IEEE, 2019: 41–46.
- [8] SUN X D, WAN B K, LEI G, et al. Multiobjective and multi-physics design optimization of a switched reluctance motor for electric vehicle applications[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2021, 36(4): 3294–3304.
- [9] SAHIN C, AMAC A E, KARACOR M, et al. Reducing torque ripple of switched reluctance machines by relocation of rotor moulding clinches[J]. *IET Electric Power Applications*, 2012, 6(9): 753–760.
- [10] 张鑫, 王秀和, 杨玉波, 等. 基于转子齿两侧开槽的开关磁阻电机振动抑制方法研究[J]. *中国电机工程学报*, 2015, 35(6): 1508–1515.  
ZHANG X, WANG X H, YANG Y B, et al. Vibration reduction of a switched reluctance motor using new rotor tooth with slot on each side[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2015, 35(6): 1508–1515(in Chinese).
- [11] BILGIN B, EMADI A, KRISHNAMURTHY M. Design considerations for switched reluctance machines with a higher number of rotor poles[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(10): 3745–3756.
- [12] 漆汉宏, 张婷婷, 李珍国, 等. 基于 DITC 的开关磁阻电机转矩脉动最小化研究[J]. *电工技术学报*, 2007, 22(7): 136–140.  
QI H H, ZHANG T T, LI Z G, et al. SRM torque ripple minimization based on direct instantaneous torque control[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2007, 22(7): 136–140(in Chinese).
- [13] 朱叶盛, 章国宝, 黄永明. 基于 PWM 的开关磁阻电机直接瞬时转矩控制[J]. *电工技术学报*, 2017, 32(7): 31–39.  
ZHU Y S, ZHANG G B, HUANG Y M. PWM-based direct instantaneous torque control of switched reluctance machine[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(7): 31–39(in Chinese).
- [14] WANG S H, HU Z H, CUI X P. Research on novel direct instantaneous torque control strategy for switched reluctance motor[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 66910–66916.
- [15] TOUATI Z, MAHMOUD I, KHEDHER A. Torque ripple minimization approach of a 3-phase switched reluctance motor[C]//2021 18th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices(SSD). Monastir, Tunisia: IEEE, 2021: 533–538.
- [16] HAMOUDA M, ABDEL MENAEM A, REZK H, et al. An improved indirect instantaneous torque control strategy of switched reluctance motor drives for light electric vehicles[J]. *Energy Reports*, 2020, 6: 709–715.
- [17] DHALE S B, MOBARAKEH B N, NALAKATH S, et al. Digital sliding mode based model-free PWM current control of switched reluctance machines[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(9): 8760–8769.
- [18] YIN Y H. Optimal direct instantaneous torque control for SRMs using advanced sliding mode controller[J]. *Applied Sciences*, 2022, 12(23): 12177.
- [19] 张云, 徐衍亮, 孔辉, 等. 电流最优的多变量静态神经网络开关磁阻电机控制[J]. *电工技术学报*, 2013, 28(8): 250–258.  
ZHANG Y, XU Y L, KONG H, et al. Switched reluctance motor control based on multivariable neural network with optimal phase current[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2013, 28(8): 250–258(in Chinese).
- [20] LIN Z Y, REAY D S, WILLIAMS B W, et al. Torque ripple reduction in switched reluctance motor drives using B-spline neural networks[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2006, 42(6): 1445–1453.
- [21] YE J, BILGIN B, EMADI A. An extended-speed low-ripple torque control of switched reluctance motor drives[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(3): 1457–1470.
- [22] 费晨, 颜建虎, 汪盼, 等. 基于改进的转矩分配函数法的开关磁阻电机转矩脉动抑制[J]. *电工技术学报*, 2018, 33

- (S2): 394–400.
- FEI C, YAN J H, WANG P, et al. Torque ripple suppression of switched reluctance motor based on improved torque distribution function method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(S2): 394–400(in Chinese).
- [23] CAI H, WANG H, LI M Q, et al. Torque ripple reduction for switched reluctance motor with optimized PWM control strategy[J]. Energies, 2018, 11(11): 3215.
- [24] RANA A K, RAVI TEJA A V. A mathematical torque ripple minimization technique based on a nonlinear modulating factor for switched reluctance motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(2): 1356–1366.
- [25] 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, 26(8): 100–111.
- BEN T, NIE H, CHEN L, et al. SRM torque ripple suppression strategy based on sinusoidal compensation torque sharing function[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(8): 100–111(in Chinese).
- [26] XIA Z K, BILGIN B, NALAKATH S, et al. A new torque sharing function method for switched reluctance machines with lower current tracking error[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(11): 10612–10622.
- [27] FERKOVA Z, BOBER P. An off-line optimization of torque sharing functions for switched reluctance motor control [C]// 2021 IEEE International Workshop of Electronics, Control, Measurement, Signals and Their Application to Mechatronics (ECMSM). Liberec, Czech Republic.; IEEE, 2021: 1–4.
- [28] XUE X D, CHENG K W E, HO S L. Optimization and evaluation of torque-sharing functions for torque ripple minimization in switched reluctance motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(9): 2076–2090.
- [29] 凌辉, 杜钦君, 冯晗, 等. 基于五电平变换器的开关磁阻电动机转矩脉动抑制方法[J]. 上海交通大学学报, 2022, 56(12): 1608–1618.
- LING H, DU Q J, FENG H, et al. Torque ripple reduction method of switched reluctance motor based on five-level converter[J]. Journal of Shanghai Jiao Tong University, 2022, 56(12): 1608–1618 (in Chinese).
- [30] SUN Q G, WU J H, GAN C, et al. Multi-level converter-based torque sharing function control strategy for switched reluctance motors[C]//2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Chiba, Japan: IEEE, 2016: 1–5.
- [31] 张超, 张舒辉, 王琨, 等. 新型有源升压功率变换器及其在开关磁阻电机中的转矩脉动抑制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(5): 113–123.
- ZHANG C, ZHANG S H, WANG K, et al. A novel active boost power converter with application to torque ripple reduction control for switched reluctance motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(5): 113–123(in Chinese).
- [32] ELLABBAN O, ABU-RUB H. Switched reluctance motor converter topologies: A review[C]//2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). Busan, Korea.; IEEE, 2014: 840–846.

#### 本文引文格式:

- 蔡燕, 万耀华, 刘云虎, 等. 基于新型多电平功率变换器的 SRM 转矩分配函数控制方法[J]. 天津工业大学学报, 2025, 44(2): 51–62.
- CAI Y, WAN Y H, LIU Y H, et al. Torque sharing function control method of SRM based on novel multilevel converter[J]. Journal of Tiangong University, 2025, 44(2): 51–62(in Chinese).