

开关磁阻电机 T 型三相四桥臂 变换器拓扑与控制性能分析

吕德旭, 丁文

(西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对不对称半桥变换器无法使开关磁阻电机在多电平状态运行的问题, 提出一种 T 型三相四桥臂变换器。对于 n 相电机, 新型功率变换器由 $2n+4$ 个功率开关组成, 不需要功率二极管。新型功率变换器是以三相四桥臂变换器为基础, 将三相四桥臂变换器的中点 N 通过 T 型电路连接至直流母线电容的中点 N' 。新型功率变换器不仅可以实现三相四桥臂变换器的所有导通方式, 也可以通过控制连接在 N 和 N' 中间两个功率开关的导通实现变换器的多电平输出。根据新型功率变换器的运行状态, 设计了针对新型功率变换器的分区电流斩波控制和直接瞬时转矩控制方案。在 750 W 12/8 三相开关磁阻电机上对新型功率变换器进行了实验验证。结果表明, 与常规不对称半桥变换器和三相四桥臂变换器相比, 稳态下, 新型功率变换器结合提出的斩波控制和直接瞬时转矩控制方法具有更好的转矩脉动抑制效果, 动态过程的调节时间更短, 电机效率更高。

关键词: 开关磁阻电机; T 型三相四桥臂变换器; 转矩脉动抑制

中图分类号: TM352 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202609007 **文章编号:** 0253-987X(2026)09-0061-11

Topology and Control Performance Analysis of a T-Type Three-Phase Four-Leg Converter for Switched Reluctance Motors

LÜ Dexu, DING Wen

(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: To address the inability of the asymmetric half-bridge converter to enable multilevel operation of switched reluctance motors (SRMs), a T-type three-phase four-leg converter (TTFC) is proposed. For an n -phase motor, the proposed converter is composed of $2n+4$ power switches, with no power diodes required. The proposed converter is developed from a three-phase four-leg converter (TFC), with the neutral point N of the TFC connected to the midpoint N' of the DC-link capacitor through a T-type circuit. All conduction modes of the TFC can be realized by the proposed converter, and multilevel output can also be achieved by controlling the two power switches connected between the converter neutral point N and the DC-link capacitor midpoint N' . Based on the operating states of the proposed converter, regional current chopping control (RCCC) and direct instantaneous torque control (DITC) schemes are designed. Experimental verification is performed on a 750 W, 12/8 three-phase SRM. It is shown by the experimental results that, compared with the conventional asymmetric half-bridge converter and three-phase

four-leg converter, better torque-ripple suppression under steady-state conditions, a shorter settling time during dynamic operation, and higher motor efficiency are achieved by the proposed converter combined with the RCCC and DITC schemes.

Keywords: switched reluctance motor; T-type three-phase four-leg converter; torque ripple suppression

开关磁阻电机(SRM)具有不含永磁体、成本低、结构简单、容错能力强等优点,但也具有转矩脉动大的缺点。为了降低转矩脉动,学者们通过提出新的电机结构、控制方案和变换器拓扑等方式对SRM的转矩脉动进行抑制。对于电机设计,优化电机结构参数和设计新的电机结构等方式,可以有效降低开关磁阻电机的转矩脉动并提高电机的转矩密度^[1]。对于控制方案,研究者们提出了多种非线性控制器用以提高控制性能^[2-3],包括直接转矩控制^[4]、直接瞬时转矩控制^[5]、转矩分配函数^[6]和模型预测控制^[7]等多种转矩控制方案用于抑制转矩脉动。此外,通过改进变换器的结构和组成,以提高开关磁阻电机的性能。

不对称半桥变换器(AHBC)是SRM最常使用的变换器拓扑。使用不对称半桥变换器时, n 相电机需要功率开关和二极管数均为 $2n$,变换器具有励磁、续流、退磁3种模式。虽然它的结构简单、能满足基本的控制性能要求,但受限于其较少的工作模式,绕组上的电平取决于电源电压。为了减少功率器件的数量,文献[8]提出了一种使用共享功率器件的变换器,它每一相上有一个功率开关和一个功率二极管,还有一个所有相共享使用的功率开关和一个功率二极管。虽然这种变换器使用了更少的功率器件,但是共享使用的功率开关导通时间很长,对通流能力和散热的要求高。此外,其使用共享功率开关的结构也导致该变换器退磁时间很长,会产生较多的负转矩。为了提高对供电电源的能量回馈能力,文献[9]提出了一种具有电容储能能力的变换器,当电容上的电压大于电源电压时将能量反馈回直流电源,但改拓扑需要一个额外的电感,降低了该拓扑的通用性。文献[10]提出增加两个功率二极管同时不需要额外电感的具有电容储能能力的变换器。文献[11]提出了一种使用三功率开关的变换器,为了进一步减少功率器件的数量,平均每相减少一个二极管^[12]。一种三相四桥臂变换器(TFC)提高了驱动器集成度,且不需要功率二极管,每相需要两个功率开关,还需要两个共享的功率开关^[13]。在供电电源后增加Buck或Boost等直流变换器,实现

了不同工况下为绕组供给合适的电压^[14]。准Z源(QZS)变换器可以抑制电源电流纹波,降低转矩脉动^[15]。文献[16]提出了一种改进型准Z源变换器,并将其作为SRM驱动系统的前端变换器,用于电压调节和功率因数校正。

文献[17]中的变换器使用Boost电路在励磁模式下产生更高的励磁电压,可减少了励磁的时间,提高了换相阶段的转矩性能。文献[18]提出了一种使用中点电位钳制的不对称半桥变换器(NPC-AHBC),可提供5个不同的电平,但是每相需要4个功率开关和4个功率二极管,功率器件数量较多。将中点电位钳制部分保留,每相搭配一个功率开关和一个功率二极管,可以大量减少需要的功率器件数量^[19]。将不对称半桥变换器中的功率二极管替换为中点电位钳制部分,提高了NPC-AHBC的容错能力^[20],但每相需要8个功率开关和4个功率二极管。T型结构与不对称半桥变换器结合,在不对称半桥变换器的基础上,给绕组两端与中点各加一个功率开关,就能实现对SRM的五电平控制^[21],但这种变换器每相需要4个功率开关和两个功率二极管,功率器件的总数也很多。在此基础上,文献[22]中对其进行了改进,将单独的T型电路,改为了共享的T型电路,同时将连接中点反向并联的两个功率开关改为了一个功率二极管和一个功率开关串联。虽然减少了功率器件数量,但这个变换器无法让SRM在有换相区的情况下工作。

虽然以不对称半桥变换器为代表的常规变换器拓扑具有结构简单、控制容易等优点,但它们的输出电压受到直流电压源的限制,控制性能相对不是很灵活^[23]。而对于已经存在的多电平变换器拓扑,虽然可以使驱动器在多电平情况下工作,提高了控制系统的灵活性,但是大多需要大量的功率开关和功率二极管,同时控制策略也很复杂^[24]。因此,目前变换器拓扑面临增加拓扑输出电平、减少功率开关和功率二极管的数量、简化控制策略的挑战^[25]。

本文提出了一种T型三相四桥臂变换器(TTFC)。对于三相SRM,T型三相四桥臂变换器仅需要10个功率开关,不需要功率二极管,降低了

常规的变换器需要的功率器件数量。此外,基于T型三相四桥臂变换器提出了分区电流斩波控制(RCCC)和直接瞬时转矩控制(DITC)方案。通过实验验证了该拓扑在分区电流斩波控制和直接瞬时转矩控制方法下的可行性和有效性。与不对称半桥变换器和三相四桥臂变换器相比,提出的功率变换器具有更好的转矩脉动抑制能力,给出并分析动态工况和效率的实验结果。

1 新型功率变换器的工作模式

本文提出的功率变换器拓扑如图1所示。为了使SRM的控制灵活,在三相四桥臂变换器的基础上,将中点 N 通过T型电路连接至直流母线电容的中点 N' 。提出的功率变换器拓扑由10个功率开关 $S_1 \sim S_{10}$ 组成,不包含功率二极管 $D_1 \sim D_{10}$ 。该拓扑继承了三相四桥臂变换器的状态控制灵活的优点,并增加了T型电路用于实现对SRM的多电平控制,进一步提高了拓扑的控制性能。

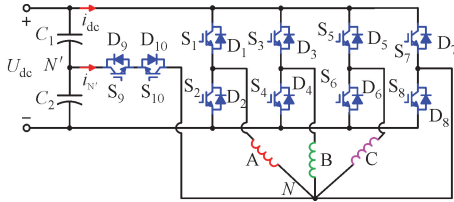


图1 提出的新型功率变换器拓扑

Fig. 1 Proposed topological structure

当SRM处于单相导通区运行时,变换器有5种可运行的工作模式,即快速励磁、励磁、续流、退磁和快速退磁,电压平衡方程如下

$$U_{dc} = d\phi_A/dt + R_s i_A + 2U_{PS} \quad (1)$$

$$0.5U_{dc} = d\phi_A/dt + R_s i_A + 2U_{PS} + U_{PD} \quad (2)$$

$$0 = d\phi_A/dt + R_s i_A + U_{PS} + U_{PD} \quad (3)$$

$$-0.5U_{dc} = d\phi_A/dt + R_s i_A + U_{PS} + 2U_{PD} \quad (4)$$

$$-U_{dc} = d\phi_A/dt + R_s i_A + 2U_{PD} \quad (5)$$

式中: U_{dc} 、 ϕ 、 R_s 、 i 、 U_{PS} 和 U_{PD} 分别为直流母线电压、磁链、定子电阻、相电流、功率开关电压降和功率二极管电压降。以A相为例,图2是5种工作模式的示意图。通过每个电周期的电流极性进行一次翻转的方式,使得桥臂上两个功率开关轮流工作。因此,每个工作模式都有两种电流方向,当扇区为奇数时电流为正极性(红色实线),扇区为偶数时电流为负极性(青色虚线)。

在重叠导通区工作时,根据基尔霍夫电流定律,

串联导通的两相绕组电流大小相同,流向相反。以C相和A相串联的情况为例,快速励磁、续流和快速退磁3种工作模式的示意图如图3所示,电压平衡方程为

$$U_{dc} = d\phi_A/dt - d\phi_C/dt + R_s i_A - R_s i_C + 2U_{PS} \quad (6)$$

$$0 = d\phi_A/dt - d\phi_C/dt + R_s i_A - R_s i_C + U_{PS} + U_{PD} \quad (7)$$

$$-U_{dc} = d\phi_A/dt - d\phi_C/dt + R_s i_C + 2U_{PD} \quad (8)$$

同样,两种不同的电流极性分别表示扇区为奇数和偶数时的情况。

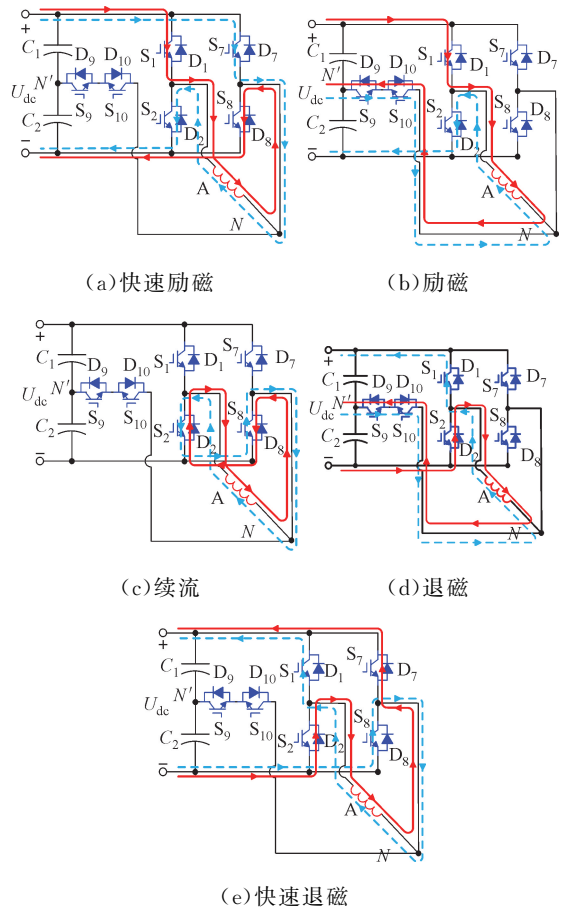
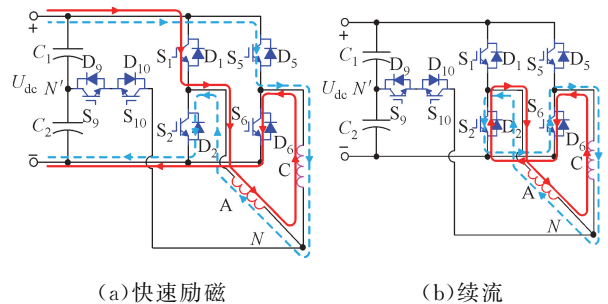


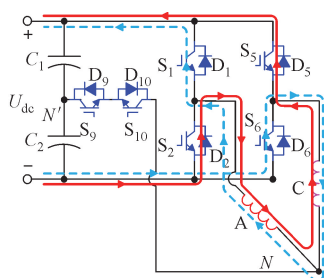
图2 单相导通时的5种工作模式

Fig. 2 Five operating modes of single-phase conduction



(a)快速励磁

(b)续流

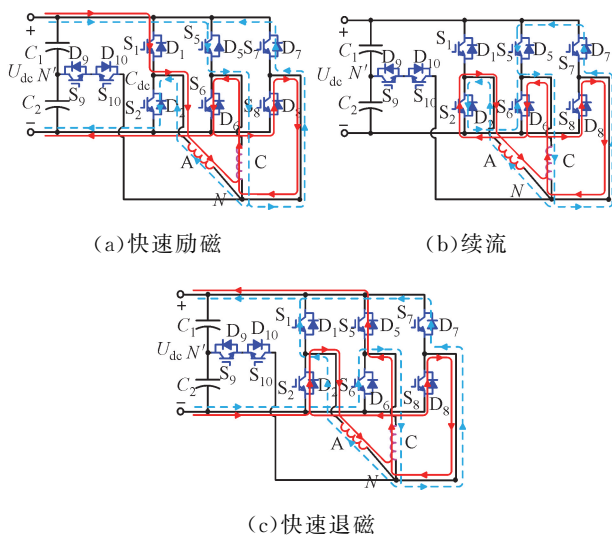


(c)快速退磁

图 3 两相串联导通时的 3 种工作模式

Fig. 3 Three operating modes when the two phases are connected in series

对于重叠导通区,存在一种前相仍在导通、后相刚刚进入导通区的情况。在后相刚进入导通区时后相电流为 0,需要将其尽快导通,此过程中的电流流向如图 4 所示。从中可以看到,刚进入重叠区时,后相电流小于前相电流,相差的电流会通过第 4 桥臂完成续流。当两相处于快速励磁模式和续流模式时,前相绕组两端电压均约为 0。当串联后的重叠相处于快速退磁模式时,后相两端电压约为 0。无论处于 3 种模式中的哪一种模式,前相总是在释放能量,减少电流,以尽快实现两相串联。



(a)快速励磁

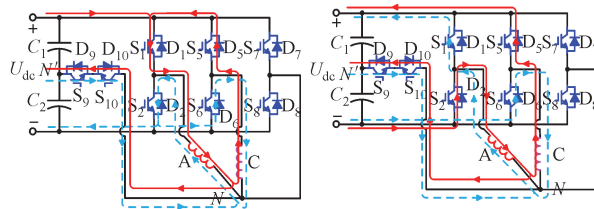
(b)续流

(c)快速退磁

图 4 重叠相不串联电流示意图

Fig. 4 Current schematic diagram of overlapping phases not in series

当前相退磁未完成时,单向导通区内的导通相在励磁和退磁模式下的电流导通情况如图 5 所示。前相退磁未完成时,若使导通相进入励磁的状态将减小前相的退磁电压,导致前相退磁时间增长,从而增加负电磁转矩,不利于抑制转矩脉动。



(a) A 相励磁

(b) A 相退磁

图 5 退磁未完成电流示意图

Fig. 5 Current diagram of incomplete demagnetization

2 新型功率变换器的控制方案

图 6 给出了使用新型拓扑作为功率变换器时的全周期电流示意图,其中 I ~ XII 是根据导通相是否重叠划分的 12 个导通区, θ_{on} 和 θ_{off} 是开通角和关断角。由于每个重叠区内需要将同时导通的两相串联,因此同一电周期内相邻导通相的电流极性相反。对于奇数相 SRM,电周期内第一个导通相和最后一个导通相的电流极性相同,下一个电周期的第一个导通相又需要将极性反转,因此同一相在相邻两个电周期内的电流极性相反。新型变换器的控制根据导通相数分为重叠区和单相导通区。在重叠区内前相磁链已经建立,后相刚进入时无磁链。根据重叠相电流是否相等,将重叠区分为未串联重叠区和两相串联重叠区。在单相导通区前相退磁过程中,前相电流不为 0。根据图 5 可知,前相退磁未完成时进行多电平控制将降低退磁电流,增加退磁完成的时间。因此,在设计控制方案时将单相导通区分为单相导通前相退磁未完成区和单相导通前相退磁完成区。此外,为了便于对控制方案的分析,将快速励磁、励磁、续流、退磁和快速退磁分别表示为 1、0.5、0、-0.5 和 -1。

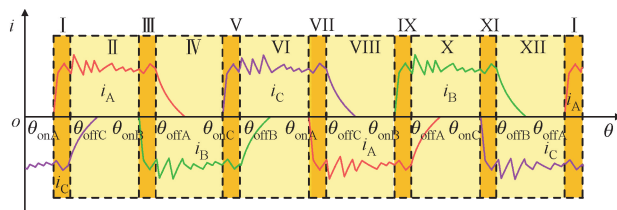


图 6 全周期电流示意图

Fig. 6 Full-cycle current diagram

对于重叠区控制,经前文分析根据两相是否串联分为未串联重叠区和两相串联重叠区。在使用电流斩波控制时,最终的控制决策取决于斩波电流参考值和实际电流绝对值。然而,刚进入重叠区时,前

相磁链已经建立,前相电流处于斩波电流参考值附近,后相电流为0。为了让后相尽快达到与前相相同的电流绝对值,未串联重叠区内以后相电流绝对值与电流参考值的差作为用于判断控制状态的滞环的输入。当两相导通相电流绝对值相同,也就是实现两相串联时进入两相串联重叠区。在该区域内,两相导通相电流拥有相同的绝对值,可以使用任意一相的电流绝对值与电流参考值进行求差作为滞环输入。为了方便重叠区的电流斩波控制,同一使用后相电流绝对值用于滞环判断。由图3和图4可知,重叠区内提出的新型拓扑无法进行多电平控制,仅可以使用1、0和-1作为导通状态。此外,为了降低控制方案复杂度也提高转矩脉动抑制能力,仅考虑1和0两种状态作为备选状态,也就是仅考虑软斩波模式。基于以上分析,重叠区内的滞环如图7(a)所示。该滞环为软斩波单滞环,以斩波电流参考值 i_{ref} 与后相电流绝对值 $|i_{phase}|$ 的差 ΔH 作为滞环输入。

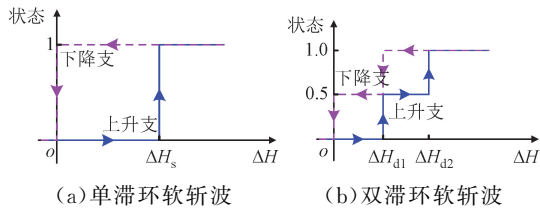


图7 软斩波滞环示意图

Fig. 7 Soft chopping hysteresis diagram

如果使设计的控制方案工作在软斩波模式,则只考虑1、0.5和0工作状态。对于常规的电流软斩波控制只存在1和0两种状态,因此只需要设计一个斩波电流阈值。对于单相导通前相退磁完成区,3种工作模式则需要额外引入一个斩波电流阈值。如图7(b)所示, ΔH_s 、 ΔH_{d1} 和 ΔH_{d2} 是可整定的斩波阈值。上升支在斩波电流参考值小于导通相电流绝对值时进入续流模式,缓慢释放绕组内能量。当斩波电流参考值大于相电流绝对值且小于导通相电流绝对值与斩波阈值 ΔH_{d1} 之和时,进入励磁模式,此时三相绕组中点与直流母线电容中点相连,导通相上电压为 $0.5U_{dc}$ 。当斩波电流参考值大于导通相电流绝对值与斩波阈值 ΔH_{d2} 之和时,相绕组进入快速励磁模式,此时导通相电压为 U_{dc} 。下降支的下降沿阈值为0和 ΔH_{d1} ,在这两个阈值处工作状态分别变为0和0.5。对于单相导通前相退磁未完成区,前相退磁未完成时不允许导通相进入多电平控制状态,仅允许该导通相进行如图7(a)所示的单滞环斩波,以使得退磁阶段尽快完成。

当处于直接瞬时转矩控制模式时,仍然从未串联重叠区、两相串联重叠区、单相导通前相退磁未完成区和单相导通前相退磁完成区对控制方案进行设计。未串联重叠区内,SRM的电磁转矩仅由前相绕组提供。在直接瞬时转矩控制模式下,滞环的输入值由转矩参考值和总电磁转矩的差提供。因此,未串联重叠区和两相串联重叠区都使用软斩波单滞环进行转矩滞环控制。此外,未串联重叠区不能使用多电平控制,在该区域内的第一个控制周期涉及到前一个控制周期的滞环输出结果为0.5的问题。针对该问题,本文规定在该控制周期内将前一控制周期的滞环输出视为0,使转矩滞环可以正常运行。单相导通前相退磁未完成区与重叠区内同样使用转矩单滞环进行控制。单相导通前相退磁完成区则使用图7(b)所示的转矩双滞环进行控制。

分区电流斩波控制的流程如图8所示。控制周期开始时更新转子位置、相电流和电磁转矩等参数,同时计算转子速度、斩波电流参考值(CCC模式)和转矩参考值(DITC模式)。根据转子位置判断所处的扇区。根据扇区和导通状态判断使用的滞环斩波类型,然后将斩波结果转化为状态信号,并解耦为功率开关控制信号。

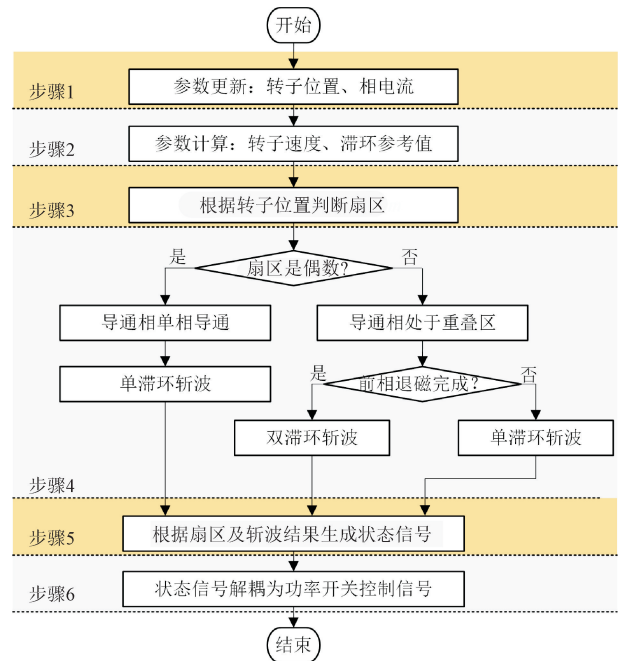


图8 分区电流斩波控制的流程图

Fig. 8 Flowchart of regional current chopping control

图9为使用新型功率变换器作为功率变换器时控制系统的框图。参考转速和转速反馈值相减输入至比例积分(PI)控制器,根据PI控制器计算得到滞

环参考值 H_{ref} (电流斩波参考值 i_{ref} 、转矩参考值 T_{ref})。根据开通角、关断角和转子位置实时划分所属扇区,并结合相电流绝对值 $|i_{phase}|$ 或实时转矩 T_{total} ,判断需要使用单滞环控制还是双滞环控制。滞环控制器通过比较输入的差值和阈值,再将状态信号解耦后生成 10 个功率开关的控制信号 $g_1 \sim g_{10}$ 。通过驱动电路将无驱动能力的控制信号 $g_1 \sim g_{10}$ 转化为有驱动能力的信号 $g_{control}$,同时将相电压 u_{phase} 施加在绕组上,实现对新型功率变换器的控制。

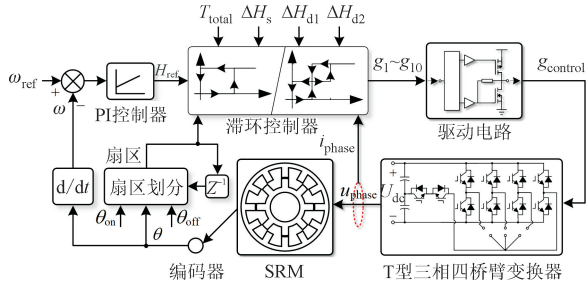


图 9 使用 TTFC 时的控制系统框图

Fig. 9 Block diagram of the control system using TTFC

3 实验验证

3.1 实验平台

本文在一台 750W 12/8 的三相开关磁阻电机上进行了实验验证,表 1 为电机参数。如图 10 所示,实验平台以一台永磁同步电机作为负载电机,使用控制器 SD300 作为它的控制器。所使用的微控制器为 TMS320F28379D。电流传感器型号为 ACS733KLATR-65AB-T,它的量程是 65 A。直流母线电容的型号是 RGA222M2ABK-2245G,总容量为 4 400 μ F。实验结果通过示波器 Tektronix MDO3104 进行展示。

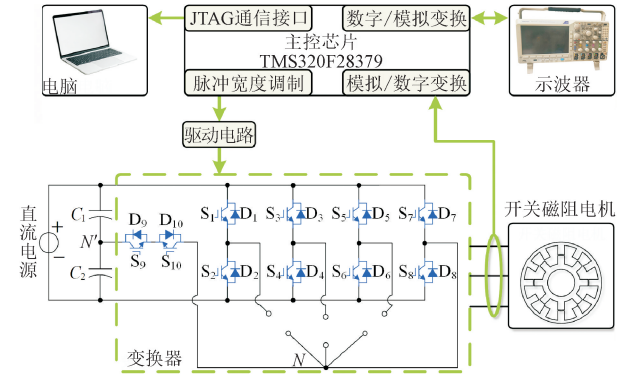
表 1 三相 SRM 主要参数

Table 1 Main parameters of three-phase SRM

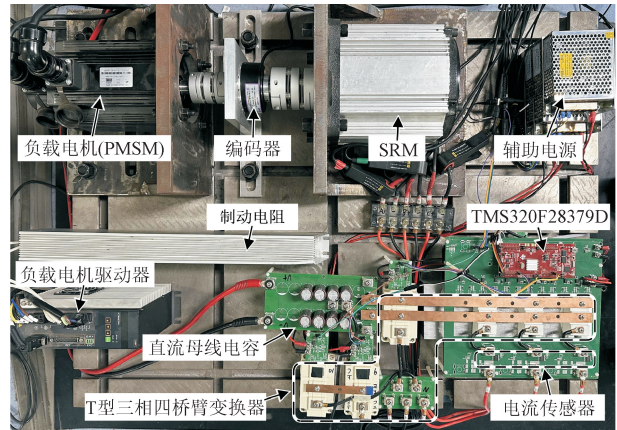
参数	数值	参数	数值
定子极数	12	转子极数	8
额定功率/W	750	额定转速	1 500
额定转矩/(N·m)	5	额定电压/V	60
转动惯量/(kg·m ²)	6.13×10^{-3}	相电阻/mΩ	27.3

本文提出的新型功率变换器与已存在的变换器在电流斩波控制和直接瞬时转矩控制两种模式下进行对比,无特殊说明时 3 种拓扑的控制参数相同。开关频率和控制频率设置为 20 kHz。开通角和关断角分别为 0°和 18°。在电流斩波控制下,不对称

半桥变换器和三相四桥臂变换器均为单滞环软斩波,斩波阈值为 0.1 A。新型功率变换器运行在单滞环软斩波时的斩波阈值 ΔI_s 也为 0.1 A,双滞环软斩波的阈值 ΔI_{d1} 和 ΔI_{d2} 分别为 0.1 A 和 5 A。速度环的比例系数和积分系数分别为 0.15 和 2.6。直接瞬时转矩控制模式下,双滞环的转矩误差阈值 ΔT_{d1} 和 ΔT_{d1} 分别为 0.2 N·m 和 0.4 N·m。重叠区内的单滞环转矩误差阈值 ΔT_s 为 0.3 N·m。速度环的比例系数和积分系数分别为 0.007 和 0.14。



(a)原理图



(b)实物图

图 10 SRM 实验验证平台

Fig. 10 SRM experimental verification platform

3.2 稳态实验结果

稳态实验的工况参考转速为 500 r/min(33%额定转速)、1 000 r/min(67%额定转速)和 1 500 r/min(额定转速),负载转矩为 5 N·m(额定转矩)。表 2~表 4 列出了具体参数的比较结果,其中 T_r 是转矩脉动, $T_{r,rms}$ 是转矩脉动有效值, I_{rms} 是电流有效值,它们的具体计算公式为

$$T_r = (T_{max} - T_{min}) / T_{ave} \quad (9)$$

$$T_{r,rms} = \sqrt{\int_{t_1}^{t_2} (T_{total} - T_{ave})^2 / (t_2 - t_1) dt} \quad (10)$$

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{\int_{t_1}^{t_2} i^2 / (t_2 - t_1) dt} \quad (11)$$

式中: T_{max} 、 T_{min} 、 T_{ave} 和 T_{total} 分别是转矩最大值、转矩最小值、平均转矩、总电磁转矩。

表2总结了500 r/min时细节的实验指标。对于电流斩波控制模式,新型功率变换器的转矩脉动为0.52,相比于不对称半桥变换器和三相四桥臂变换器分别降低了10.3%和24.6%。3种拓扑的转矩脉动有效值分别为0.514、0.662和0.528,不对称半桥变换器的转矩脉动有效值最小但其转矩脉动较大。新型功率变换器的转矩脉动最小,且较小的转矩脉动有效值和分布较为均匀。电流斩波控制下新型功率变换器的电流有效值和转矩安培比分别为24.032 A和0.213 N·m/A,具有最小的电流有效值和最大的转矩安培比,相同电流下能产生最多的转矩。直接瞬时转矩控制模式下,新型功率变换器的转矩脉动为0.36,比不对称半桥变换器和三相四桥臂变换器减少了12.2%和28%,具有更低的转矩脉动,且具有该工况下最低的转矩脉动有效值,仅为0.32。然而,在该模式下新型功率变换器的电流有效值为25.616 A,转矩安培比为0.197 N·m/A,仅优于电流斩波控制下的不对称半桥变换器。

表2 500 r/min时的稳态实验结果

Table 2 Steady-state experimental results at 500 r/min

参数	电流斩波控制			直流瞬时转矩控制		
	AHBC	TFC	TTFC	AHBC	TFC	TTFC
T_r	0.58	0.69	0.52	0.41	0.50	0.36
$T_{r,\text{rms}}/(\text{N} \cdot \text{m})$	0.514	0.662	0.528	0.337	0.436	0.320
$T_{\text{ave}}/(\text{N} \cdot \text{m})$	5.129	5.071	5.114	5.011	5.069	5.044
I_{rms}/A	26.878	23.872	24.032	24.525	24.992	25.616
$T_{\text{ave}} \cdot I_{\text{ms}}^{-1}/(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{A}^{-1})$	0.191	0.212	0.213	0.204	0.203	0.197

表3 1000 r/min时的稳态实验结果

Table 3 Steady-state experimental results at 1000 r/min

参数	电流斩波控制			直流瞬时转矩控制		
	AHBC	TFC	TTFC	AHBC	TFC	TTFC
T_r	0.57	0.78	0.54	0.44	0.51	0.39
$T_{r,\text{rms}}/(\text{N} \cdot \text{m})$	0.544	0.688	0.534	0.372	0.449	0.343
$T_{\text{ave}}/(\text{N} \cdot \text{m})$	5.156	5.084	5.218	5.086	5.186	5.146
I_{rms}/A	28.307	24.417	23.756	26.290	25.072	25.731
$T_{\text{ave}} \cdot I_{\text{ms}}^{-1}/(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{A}^{-1})$	0.182	0.208	0.220	0.1935	0.207	0.200

表3给出了额定负载下参考转速为1000 r/min时的实验结果对比。电流斩波控制时,新型功率变换器具有最强的转矩脉动抑制能力,转矩脉动仅为0.54,比不对称半桥变换器和三相四桥臂变换器提高了5.3%和30.8%的转矩脉动抑制能力。同时,该模式下新型功率变换器的转矩脉动分布最平均,转矩脉动有效值为0.534。它仅具有23.756 A的电流有效值,转矩安培比为0.22 N·m/A,每1 A的电流有效值比不对称半桥变换器和三相四桥臂变换器多输出0.038 N·m和0.012 N·m的转矩。在直接瞬时转矩控制模式下,转矩脉动抑制能力进一步提高,新型功率变换器的转矩脉动仅为0.39,比另外两种拓扑低11.4%和23.5%,转矩脉动的分布也更加均匀,转矩脉动有效值为0.343。与参考转速为500 r/min时相似,新型功率变换器的转矩安培比虽然相较于不对称半桥变换器有所提高,但却仍略低于三相四桥臂变换器0.007 N·m/A。

表4是额定功率下的实验结果。电流斩波控制下的新型变换器转矩脉动为0.53,转矩脉动抑制能力显著高于AHBC和TFC,分别提高了18.5%和31.2%。同时,转矩的分布也更加均匀,转矩脉动有效值为0.479。产生额定负载时的电流有效值为24.988 A,转矩安培比为3种拓扑方案中最高的,具体为0.206 N·m/A。DITC模式下,新型功率变换器的转矩脉动更小,仅为0.42。相比于AHBC和TFC降低了17.6%和25%。转矩脉动有效值为0.396,这代表该拓扑不但转矩脉动小,转矩脉动的分布也更均匀,运行状态更稳定。该工况下新型功率变换器平均1 A的电流有效值可以产生0.203 N·m转矩,具有更高的能量转化率。

表4 1500 r/min时的稳态实验结果

Table 4 Steady-state experimental results at 1500 r/min

参数	电流斩波控制			直流瞬时转矩控制		
	AHBC	TFC	TTFC	AHBC	TFC	TTFC
T_r	0.65	0.77	0.53	0.51	0.56	0.42
$T_{r,\text{rms}}/(\text{N} \cdot \text{m})$	0.754	0.733	0.479	0.416	0.526	0.396
$T_{\text{ave}}/(\text{N} \cdot \text{m})$	4.997	5.033	5.135	5.006	5.086	5.098
I_{rms}/A	28.556	25.668	24.988	26.365	25.418	25.066
$T_{\text{ave}} \cdot I_{\text{ms}}^{-1}/(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{A}^{-1})$	0.175	0.196	0.206	0.190	0.200	0.203

3.3 动态实验结果

为了验证提出方案的动态性能,进行了参考转速突变实验和负载突变实验,结果见图11~图14。

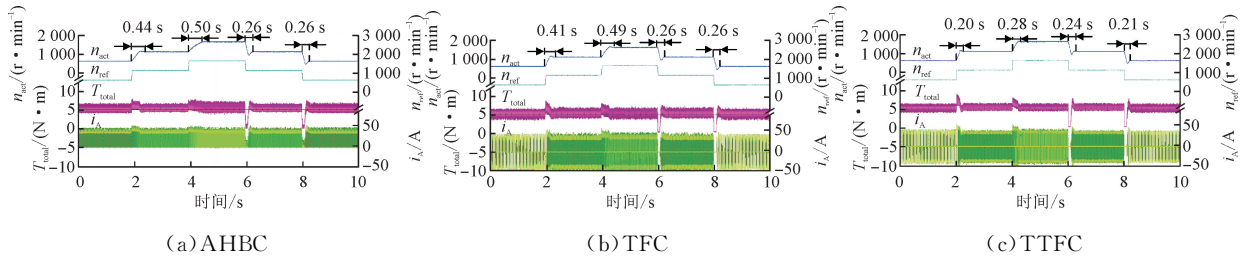


图 11 电流斩波控制模式下的参考转速阶跃实验结果

Fig. 11 Experimental results of reference speed step with CCC mode

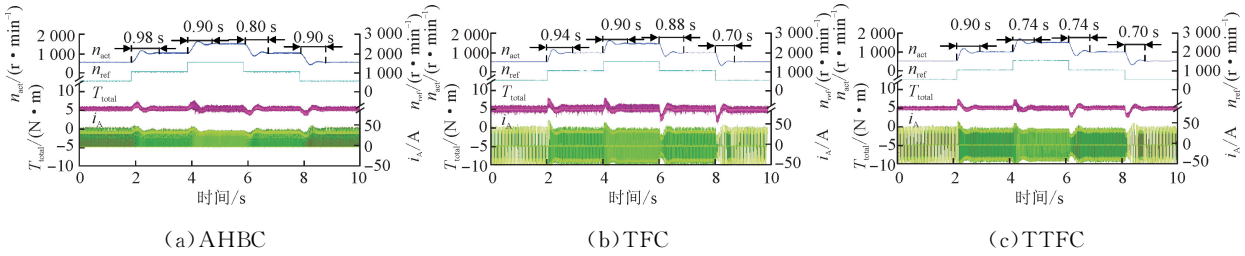


图 12 直接瞬时转矩控制模式下的参考转速阶跃实验结果

Fig. 12 Experimental results of reference speed step with DITC mode

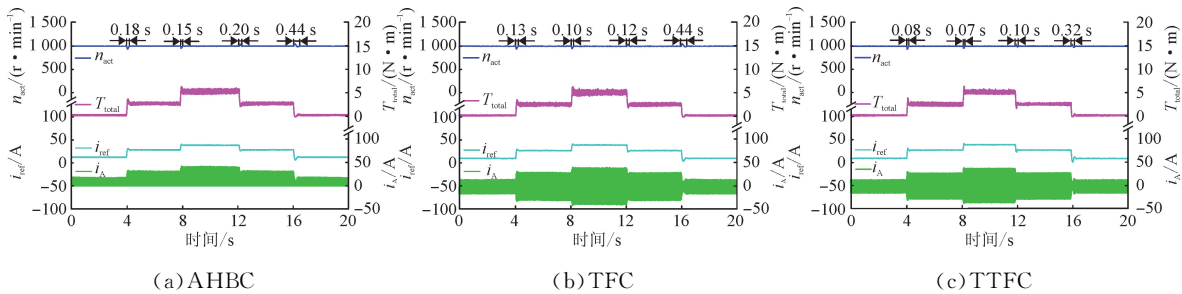


图 13 电流斩波控制模式下的负载转矩阶跃实验结果

Fig. 13 Experimental results of load torque step with CCC mode

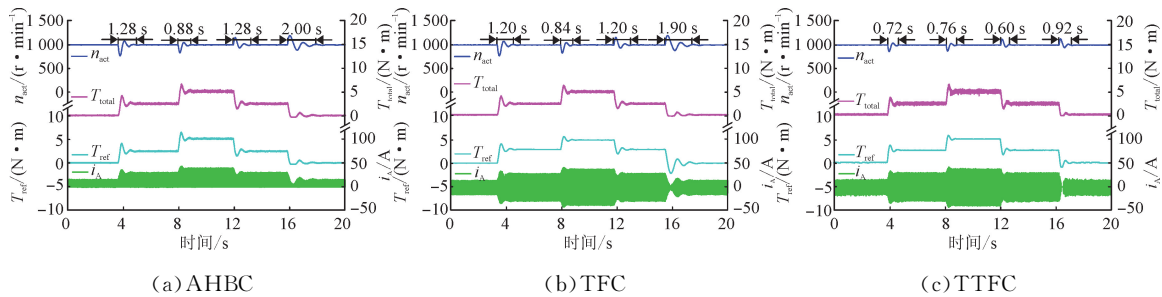


图 14 直接瞬时转矩控制模式下的负载转矩阶跃实验结果

Fig. 14 Experimental results of load torque step with DITC mode

图 11 为电流斩波控制模式参考转速突变时实际转速 n_{act} 、参考转速 n_{ref} 、转矩 T_{total} 和相电流 i_A 的实验结果,负载为额定转矩,参考转速变化依次为 500、1 000、1 500、1 000、500 r/min。3 种拓扑均能实现快速的转速跟踪,新型变换器的动态跟踪效果最好,4 次动态过程的调节时间分别为 0.2、0.28、

0.24 和 0.21 s,参考转速上升时的动态性能提升最明显。参考转速由 500 r/min 突变到 1 000 r/min 时,新型变换器的调节时间比 AHBC 和 TFC 分别减少了 54.5% 和 51.2%。参考转速由 1 000 r/min 突变到 1 500 r/min 的调节时间比 AHBC 和 TFC 缩短了 44% 和 42.9%。直接瞬时转矩控制模式下

该过程的实验结果如图12所示。可以看到,3种拓扑均能应对参考转速突变的工况,动态调节时间最短的拓扑为新型变换器,该拓扑4次动态过程的调节时间分别为0.9、0.74、0.74和0.7 s。新型变换器与不对称半桥变换器拓扑相比,4个动态过程下调节时间减少了8.2%、17.8%、7.5%和22.2%。该拓扑比三相四桥臂变换器在前3次参考转速突变时的调节时间分别缩短了4.3%、17.8%和15.9%,两种拓扑第4个动态过程的调节时间相同。

图13展示了电流斩波控制模式时3种拓扑在负载转矩突变工况下实际转速 n_{act} 、总转矩 T_{total} 、参考电流 i_{ref} 和相电流 i_A 的实验结果。实验中的参考转速设定为1000 r/min,具体的负载转矩变化依次为0、2.5、5.0、2.5、0 N·m(0、50%、100%、50%、0额定转矩),提出的新型功率变换器和已存在的两种变换器均能在该工况稳定运行。实验结果显示,新型功率变换器在4次负载突变时的调节时间分别为0.08、0.07、0.10和0.32 s,相比于不对称半桥变换器和三相四桥臂变换器具有更短的动态调节时间。因此,电流斩波控制时新型功率变换器在进行可变负载运行时具有良好的动态性能,抗负载干扰能力更强。相似地,直接瞬时转矩控制时转矩突变工况下实际转速、总转矩、转矩参考值和相电流的实验结果如图14所示。从中可以看到,4次转矩扰动的调节时间均为新型功率变换器最短,具体为0.72、0.76、0.60和0.92 s。相比于不对称半桥变换器和三相四桥臂变换器,新型功率变换器两次突增负载转矩的动态调节时间减少较短,突减负载转矩时的动态调节时间减少较多。与不对称半桥变换器拓扑相比,两次负载转矩降低时的调节时间优化了53.1%和54%,相比于三相四桥臂变换器优化了50%和51.6%。

3.4 效率实验验证

为了验证提出的新型功率变换器的效率,对3种

变换器进行了效率实验。负载为额定转矩,转速范围为300~1500 r/min,转速实验间隔为150 r/min。3种功率变换器在以上实验工况下的系统效率 η_{system} 、变换器效率 $\eta_{converter}$ 和电机效率 η_{motor} 的实验结果如图15和图16所示,3种效率的计算公式如下

$$\eta_{system} = \frac{P_{out}}{P_{dc}} = \frac{T_{total}\omega}{\int_0^{t_0} (u_{dc}(t)i_{dc}(t) + u_{N'}(t)i_{N'}(t))dt/t_0} \quad (12)$$

$$\eta_{converter} = \frac{P_{in}}{P_{dc}} = \frac{\sum \int_0^{t_0} u_{phase}(t)i_{phase}(t)dt/t_0}{\int_0^{t_0} (u_{dc}(t)i_{dc}(t) + u_{N'}(t)i_{N'}(t))dt/t_0} \quad (13)$$

$$\eta_{motor} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{T_{total}\omega}{\sum \int_0^{t_0} u_{phase}(t)i_{phase}(t)dt/t_0} \quad (14)$$

式中: P_{out} 、 P_{in} 和 P_{dc} 分别是电机输出功率、电机输入功率和直流母线功率; u_{phase} 、 i_{phase} 、 u_{dc} 、 i_{dc} 、 $u_{N'}$ 、 $i_{N'}$ 和 t_0 分别为相电压、相电流、直流母线电压、直流母线电流、中点电压、中点电流和实验中示波器记录的数据时长。此外,当对AHBC和TFC进行效率测试时, $u_{N'}$ 和 $i_{N'}$ 均为0。

电流斩波控制模式下,3种功率变换器的效率实验结果如图15所示。相比于不对称半桥变换器,新型功率变换器提高了SRM系统的整体效率,但其系统效率低于三相四桥臂变换器。由于系统效率是由变换器效率和电机效率构成,变换器效率和电机效率的实验结果也在图15中展示。实验结果显示,提出的新型功率变换器具有高于不对称半桥变换器的效率,并且相比于AHBC和TFC具有最高的电机效率。图16为直接瞬时转矩控制的效率实验结果。从中可以看到,新型功率变换器在系统效率和变换器效率方面均不及AHBC和TFC。然而,直接瞬时转矩控制时,新型功率变换器的电机效率具有显著优势,尤其是中高速阶段明显优于相同控制模式下的AHBC和TFC。

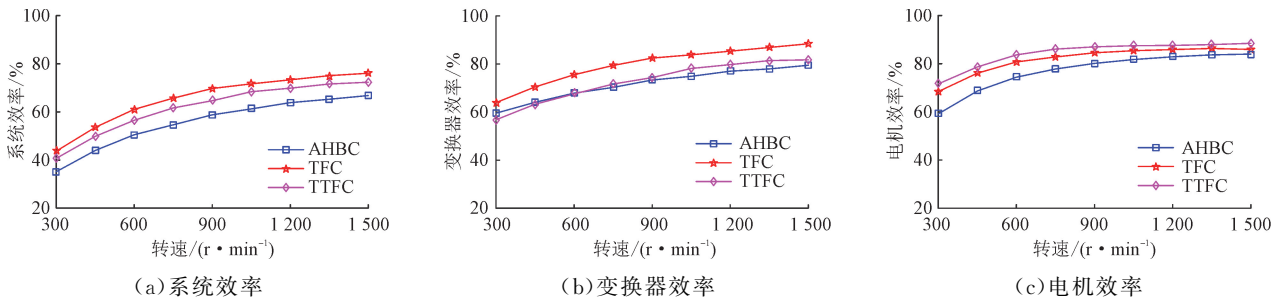


图15 电流斩波控制模式下的效率实验结果

Fig. 15 Experimental results of efficiency with CCC mode

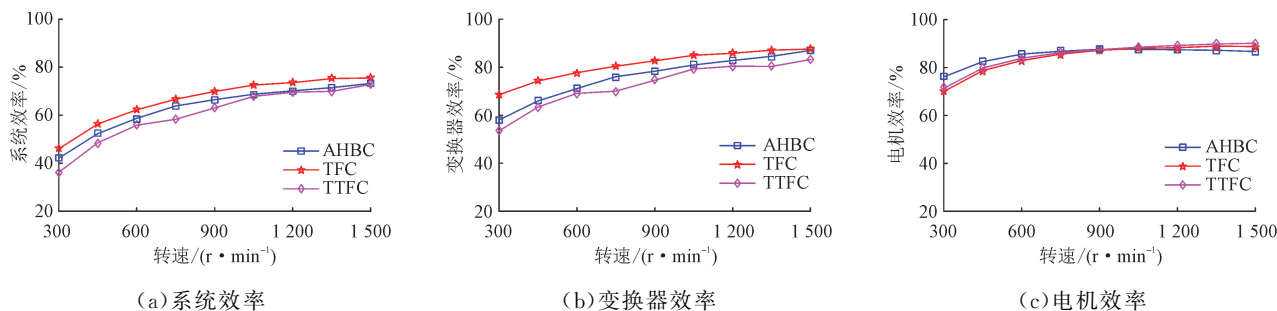


图16 直接瞬时转矩控制模式下的效率实验结果

Fig. 16 Experimental results of efficiency with DITC mode

4 结 论

本文提出了一种新型功率变换器,该变换器拓扑能实现多电平控制,提高了驱动器的灵活性。与能实现多电平控制的拓扑相比,该拓扑需要更少的功率开关,并且不需要功率二极管。分析了提出的变换器的运行模式,基于提出的变换器拓扑,实现了电流斩波控制和直接瞬时转矩控制,提高了控制系统的灵活性,得到主要结论如下。

(1)稳态时提出的方案具有更强的转矩脉动抑制能力,同时降低了转矩脉动有效值、提高了转矩安培比。

(2)动态工况实验中,提出的新型功率变换器具有更短的参考转速阶跃的调节时间和更好的抗负载转矩扰动的能力。

(3)效率实验中,电流斩波控制模式中提出的新型功率变换器在系统效率、变换器效率和电机效率均高于不对称半桥变换器,新型功率变换器也具有比三相四桥臂变换器更高的电机效率。直接瞬时转矩控制模式中新型功率变换器在中高速时具有比不对称半桥变换器和三相四桥臂变换器更显著电机效率优势。

参考文献:

- [1] 于丰源,陈昊,王星,等.不同定子绕组结构双定子轴向磁通开关磁阻电机性能对比研究[J].电工技术学报,2024,39(24):7728-7741.
Yu Fengyuan, Chen Hao, Wang Xing, et al. Comparative study on the double stator axial flux switched reluctance motors with different winding structures [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(24): 7728-7741.
- [2] 李宗霖,陈昊,戚湧,等.基于自抗扰滑模控制的开关磁阻电机转矩分配控制策略[J].电工技术学报,

2024, 39(18): 5639-5656.

- Li Zonglin, Chen Hao, Qi Yong, et al. Torque sharing function control strategy for switched reluctance motor based on active disturbance rejection sliding mode control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(18): 5639-5656.
- [3] 任萍,朱景伟,赵燕,等.基于双滑模控制器的开关磁阻电机调速策略[J].中国电机工程学报,2024,44(11):4501-4512.
Ren Ping, Zhu Jingwei, Zhao Yan, et al. Speed control strategy for switched reluctance motor based on dual sliding mode controller [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(11): 4501-4512.
- [4] 颜宁,曹鑫,邓智泉.基于全桥变换器的开关磁阻电机直接转矩控制[J].中国电机工程学报,2018,38(增刊1):235-242.
Yan Ning, Cao Xin, Deng Zhiqun. Direct torque control of switched reluctance motors based on full-bridge converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(S1): 235-242.
- [5] 任浩天,甘醇,曲荣海,等.基于电流转矩协同控制的开关磁阻电机新型直接瞬时转矩控制策略[J].中国电机工程学报,2024,44(19):7794-7805.
Ren Haotian, Gan Chun, Qu Ronghai, et al. Current-torque coordinated control based direct instantaneous torque control strategy for switched reluctance motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(19): 7794-7805.
- [6] 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.
- [7] 任萍,朱景伟,赵燕,等.一种基于快速傅里叶建模

- 方法的开关磁阻电机模型预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(14): 5764-5775.
- Ren Ping, Zhu Jingwei, Zhao Yan, et al. Model predictive control of switched reluctance motor based on fast Fourier modeling method [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(14): 5764-5775.
- [8] 吴红星. 开关磁阻电机系统理论与控制技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 2010: 136-139.
- [9] Riyadi S. Analysis of C-dump converter for SRM drives [C]//2018 International Conference on Electrical Engineering and Informatics (ICELTICs). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2018: 179-184.
- [10] Riyadi S, Pratomo L H. Energy efficient C-dump converter with simple control strategy for SRM drive [C]//2019 9th International Conference on Power and Energy Systems (ICPES). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2019: 1-5.
- [11] Hu Yanfang, Wang Tao, Ding Wen. Performance evaluation on a novel power converter with minimum number of switches for a six-phase switched reluctance motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(3): 1693-1702.
- [12] Hussain Shah S M M, Ali N, Gao Qiang, et al. Minimized current sensor and power switches for four-phase low-cost switched reluctance motors [C]//2021 24th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2021: 328-332.
- [13] Song Shoujun, Xia Zekun, Zhang Zhihui, et al. Control performance analysis and improvement of a modular power converter for three-phase SRM with Y-connected windings and neutral line [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6020-6030.
- [14] Han Guoqiang, Chen Hao. Improved power converter of SRM drive for electric vehicle with self-balanced capacitor voltages [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(3): 1339-1348.
- [15] Sun Qingguo, Chen Limei, Liu Xu, et al. Quasi-Z-source-fed SRM drive for torque ripple minimization and speed range extension with three-switch conduction [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(12): 11923-11933.
- [16] Mohamadi M, Rashidi A, Nejad S M S. A switched reluctance motor drive based on quasi Z-source converter with voltage regulation and power factor correction [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(10): 8330-8339.
- [17] Qu Zheng, Wang Huijun, Tang Shaofei, et al. A new hybrid asymmetric and buck-boost fronted converter for SRM with active boost voltage capability [C]//2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2017: 1-6.
- [18] Peng Fei, Ye Jin, Emadi A. An asymmetric three-level neutral point diode clamped converter for switched reluctance motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(11): 8618-8631.
- [19] Malekpour A R, Torkaman H, Toulabi M S. A quasi-three-level asymmetric NPC converter with less switches for switched reluctance motor drives cost reduction [C]//2019 International Power System Conference (PSC). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2019: 188-194.
- [20] Fernão Pires V, Cordeiro A, Foito D, et al. A multi-level fault-tolerant power converter for a switched reluctance machine drive [J]. IEEE Access, 2020, 8: 21917-21931.
- [21] Azer P, Bauman J. An asymmetric three-level T-type converter for switched reluctance motor drives in hybrid electric vehicles [C]//2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2019: 1-6.
- [22] Pires V F, Cordeiro A, Pires A J, et al. A multilevel topology based on the T-type converter for SRM drives [C]//2018 16th Biennial Baltic Electronics Conference (BEC). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2018: 1-4.
- [23] Lv Dexu, Ding Wen, Wang Yangfan, et al. Finite control set model predictive torque control of switched reluctance motor based on three-phase four-leg inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(10): 9931-9941.
- [24] Korkosz M, Pakla B. Multilevel converter for high-voltage highspeed switched reluctance motor [C]//2018 Innovative Materials and Technologies in Electrical Engineering. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2018: 1-4.
- [25] Gaafar M, Abdelmaksoud A, Orabi M, et al. Switched reluctance motor converters for electric vehicles applications: comparative review [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(3): 3526-3544.

(编辑 杜秀杰)