

周向错角开关磁阻电机及其直接瞬时 转矩控制

周云红, 刘晨宇*, 李汉杰, 陈泽楠, 谭正一
(南京工程学院 电力工程学院, 江苏 南京 211167)

Circumferentially Staggered Switched Reluctance Motor and Its Direct Instantaneous Torque Control

ZHOU Yunhong, LIU Chenyu*, LI Hanjie, CHEN Ze'nan, TAN Zhengyi

(School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China)

Abstract: The traditional switched reluctance motor (SRM) experiences significant torque ripple due to its doubly salient stator-rotor core structure and switched power supply mode. To address this issue, a novel low-torque-ripple circumferentially staggered SRM was proposed. This paper introduced the operating mechanism of the motor structure and analyzed the inductance characteristics of the windings and torque output. The motor adopted an inner-outer double stator structure, where the rotor was equipped with both inner and outer salient poles. The inner and outer stator cores, as well as the rotor's inner and outer salient poles, were staggered at a certain angle. Auxiliary windings are wound on the inner stator poles to provide auxiliary torque during the commutation of the main windings, compensating for the torque drop and thus reducing torque ripple. By utilizing field-circuit coupling co-simulation, direct instantaneous torque control systems for both the traditional SRM and the circumferentially staggered SRM were constructed. A comparison of their torque ripple performance under steady-state operation showed that, compared with the traditional SRM, the circumferentially staggered SRM achieves smaller torque ripple and demonstrated excellent torque ripple suppression effects.

Key words: switched reluctance motor; torque ripple suppression; circumferentially staggered angle; direct instantaneous torque control; field-circuit coupling

基金项目: 国家自然科学基金项目(51977103);江苏省重点研发计划项目(BE2021094);南京工程学院科技创新基金项目(YKJ202208)

National Natural Science Foundation of China (51977103); Key Research and Development Program of Jiangsu Province, China (BE2021094); Science and Technology Innovation Fund of Nanjing Institute of Technology (YKJ202208)

摘要: 传统开关磁阻电机由于其双凸极定、转子铁心结构以及开关型供电方式会造成强转矩脉动。针对此问题,提出了一种新型低转矩脉动周向错角开关磁阻电机。结合电机结构介绍了其运行机理,并对绕组的电感特性和转矩出力进行了分析。该电机采用内-外双定子结构,转子上同时设置内凸极和外凸极,且内、外定子铁心之间以及转子内、外凸极之间在周向上均相互错开一定的角度。内定子极上绕有辅助绕组,可以在主绕组换相期间提供辅助转矩以补偿转矩跌落,从而降低转矩脉动。利用场路耦合联合仿真,分别构建了传统开关磁阻电机与周向错角开关磁阻电机的直接瞬时转矩控制系统,对比两者在匀速运行工况下的转矩脉动情况,结果表明相较于传统开关磁阻电机,周向错角开关磁阻电机的转矩脉动更小,具有良好的转矩脉动抑制效果。

关键词: 开关磁阻电机; 转矩脉动抑制; 周向错角; 直接瞬时转矩控制; 场路耦合

0 引言

开关磁阻电机(Switched Reluctance Motor, SRM)具有结构简单、成本低廉、参数可控性高、调速范围宽和维护方便等突出优点^[1-3],因此受到国内外广大学者和企业的关注。但是SRM在运行过程中会产生较大的转矩脉动和噪声,在一定程度上限制了其发展与推广^[4-5]。因此SRM的转矩脉动抑制成了该领域一大研究热点,国内外许多专家学者就该方面进行了大量研究,大致可以分为两个方向。

一个方向是从控制策略出发抑制转矩脉动。文献[6]在初始矩形参考电流中注入多次谐波分

量,生成相应的额外转矩来弥补原参考电流带来的转矩跌落,抑制转矩脉动。文献[7]对直线型转矩分配函数进行改进,在换相过程中增加正弦补偿曲线,并利用非支配排序遗传算法 II (Nondominated Sorting Genetic Algorithm, NSGA-II) 进行多目标寻优,可在高速情况下亦能降低转矩脉动、减小铜耗。文献[8-10]使用直接转矩控制策略,提高电机输出转矩的稳定性和转矩响应的快速性。文献[11-14]应用直接瞬时转矩控制 (Direct Instantaneous Torque Control, DITC) 的策略,对瞬时转矩实时控制,缩短电流反应时间,提高系统动态响应速度,精准有效地抑制转矩脉动。

电机本体结构的革新是该领域另一个重要研究方向。文献[15]对 SRM 的定转子外径、铁心长度、绕组匝数、定转子极弧数以及定转子轭高等参数进行多目标寻优,保证转矩脉动系数以及平均转矩均优于原电机。文献[16]中在电机转子两侧开孔的基础上,对定子齿顶开槽,并利用参数化计算,得到最优尺寸,有效抑制了转矩脉动。文献[17]对 SRM 的定子极面进行改进,并同时转子极进行开槽处理,通过多目标参数优化,确定定子极面形状以及转子极槽形状,转矩脉动抑制效果良好。文献[18]提出了一种新型的两相 SRM,通过不规则的转子几何形状以及两级励磁系统,抑制椭圆形应力,降低转矩脉动和噪声。文献[19]针对平行齿、扇形齿、梯形齿以及 T 形齿这四种不同的转子齿形,对比研究了切向气隙磁密、径向气隙磁密和转矩脉动,最后得出结论:转子带极靴的 T 形齿能够很好地减小径向力波,增大切向力波,从而抑制转矩脉动。文献[20]在定子极顶端中心开槽的基础上,为定子极添加单侧极靴,使得转矩最小值提高,从而减小转矩脉动。文献[21]提出在定转子极单侧加极靴并且在转子极的另一侧顶部开槽,改变转子极边缘磁通分布,减少磁路饱和,从而抑制转矩脉动。

本文设计一种新型的周向错角 SRM,由辅助绕组弥补主绕组换相期间的转矩跌落,从而降低转矩脉动。在分析其结构、运行原理以及电磁特性的基础上,设计了 DITC 具体控制策略。然后在 Maxwell-Simplorer 联合仿真环境下,分别构建外观尺寸一致的普通 SRM 和本文所提的周向错角 SRM 的场路耦合仿真系统,并对比动态运行仿

真结果。仿真结果表明所提周向错角 SRM 的转矩脉动更小,这主要得益于轴向错角和辅助绕组的设置。

1 电机结构与运行原理

1.1 拓扑结构

图 1 为所设计的周向错角 SRM 的拓扑结构。周向错角 SRM 包含转子铁心、内定子铁心和外定子铁心,三者同心相套。转子铁心上设置内、外凸极,外定子铁心上设置外定子极,内定子铁心上设置内定子极,外定子极与内定子极按照一定角度周向错开。外定子极上设有主绕组,内定子极上设有辅助绕组,转子内、外凸极上均无绕组。

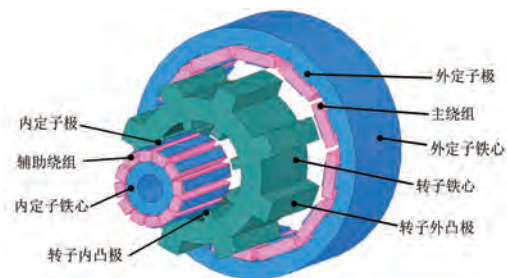


图 1 周向错角 SRM 拓扑结构

Fig. 1 Topological of circumferentially staggered SRM

图 2 为铁心结构示意图。其中,图 2(a)为转子铁心结构图,可以看到转子外凸极 R_1 的中线 l_1 与内凸极 r_2 的中线 l'_1 之间存在一个周向角度差,称之为“转子极差角”,记作 α ;图 2(b)为定子铁心结构图,可以看到外定子极 A1 的中线 l_2 与内定子极 a1 的中线 l'_2 之间也存在一个周向角度差,称之为“定子极差角”,记作 β 。

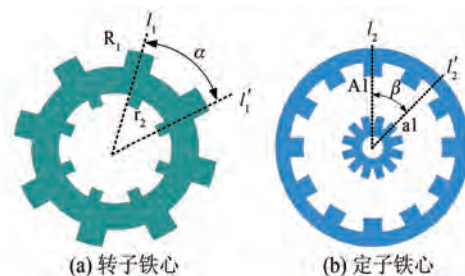


图 2 铁心结构示意图

Fig. 2 Schematic diagram of core structure

图 3 为绕组分布图。其中,图 3(a)为主绕组分布示意图,可以看出四个主绕组极 A1 ~ A4 上的主绕组绕组依次串接构成 A 相主绕组, B、C 相

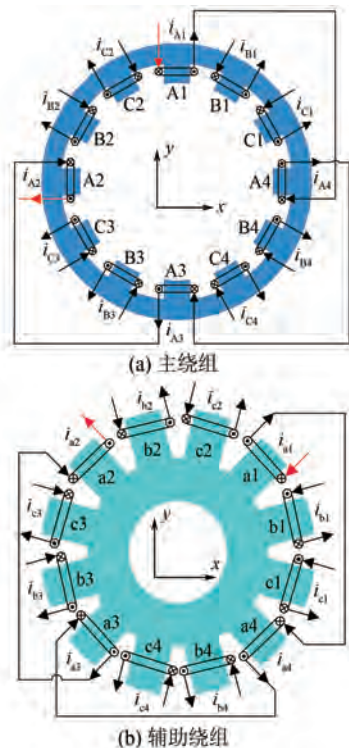


图3 绕组分布示意图

Fig. 3 Schematic diagram of winding distribution

主绕组的分布与A相类似,A、B、C三相主绕组依次排列;图3(b)为辅助绕组分布示意图,可以看出四个辅助极a1~a4上的辅助绕组依次串接构成a相辅助绕组,b、c相辅助绕组的分布与a相类似,a、b、c三相辅助绕组依次排列。

1.2 运行原理

周向错角SRM的主绕组和辅助绕组励磁后,分别在转子外凸极和内凸极上产生转矩。以图4所示的三处特殊位置为例,介绍周向错角SRM的基本运行原理,转子以逆时针旋转为正方向。

初始位置 P_1 如图4(a)所示,转子外凸极 R_1 的前沿与外定子极A1的前沿刚好对齐,而转子内凸极 r_1 的前沿与内定子极c2的后沿还未对齐,此时关断原先导通的C相主绕组,改为开通A相主绕组,保持c相辅助绕组导通,则A相主绕组和c相辅助绕组分别在转子外凸极和内凸极上产生正转矩拖动转子逆时针旋转。

当转子旋转 θ_1 角度后,到达如图4(b)所示位置 P_2 。转子内凸极 r_2 的前沿与内定子极a1的前沿刚好对齐,而转子外凸极 R_1 的前沿与外定子极A1的后沿还未对齐,此时关断c相辅助绕组,

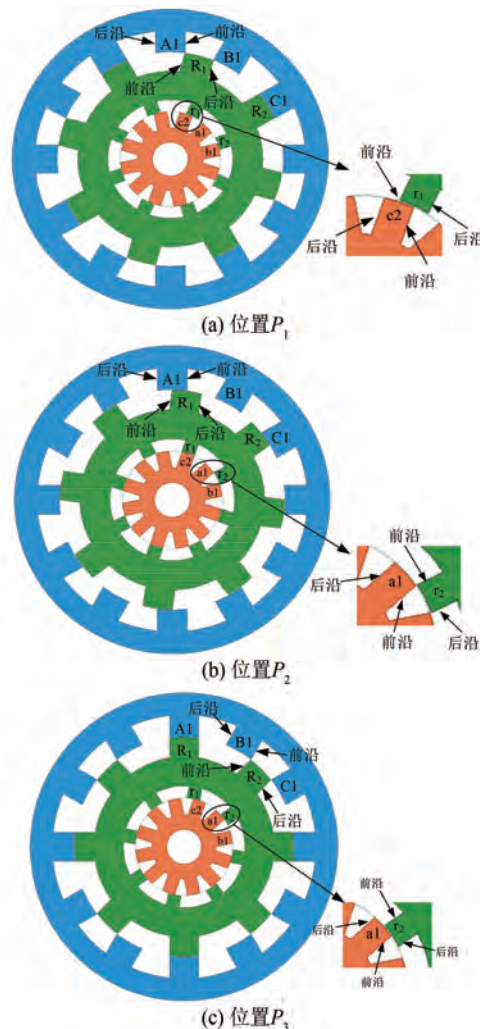


图4 三处特殊位置

Fig. 4 Three special positions

改为开通a相辅助绕组,保持A相主绕组导通,则A相主绕组和a相辅助绕组均产生正转矩拖动转子继续逆时针旋转。

当转子旋转 θ_2 角度后,到达图4(c)所示的位置 P_3 ,转子外凸极 R_1 与外定子极A1完全对齐,转子外凸极 R_2 的前沿与外定子极B1的前沿刚好重合,而转子内凸极 r_2 的前沿与内定子极a1的后沿还未对齐,此时关断A相主绕组,改为开通B相主绕组,保持a相辅助绕组导通,则B相主绕组和a相辅助绕组均产生正转矩拖动转子继续逆时针旋转。依此类推,绕组开通的顺序为A-a-B-b-C-c。

2 电磁特性分析

相较于普通SRM,周向错角SRM额外设置了

内定子以及辅助绕组,其电磁特性也会发生相应的变化。利用 Ansoft/Maxwell 2D 建立该电机的有限元模型,主要结构参数如表 1 所示。电机额定电压为 280 V,额定功率为 2.2 kW,额定转速为 3 450 r/min,绕组并绕根数为 1,漆膜厚度为 0.11 mm,线径为 1.18 mm。

表 1 周向错角 SRM 结构参数

Tab. 1 Structural parameters of circumferentially staggered SRM

参数名称	参数值	参数名称	参数值
外定子外径/mm	121	转子外径/mm	88.7
外定子内径/mm	89.2	转子内径/mm	45.7
外定子轭厚/mm	5.9	转子轭厚/mm	6.7
外定子极弧/(°)	15	转子极弧/(°)	15
内定子外径/mm	45.2	平均气隙长度/mm	0.25
内定子内径/mm	13.7	转子极差角 α /(°)	45
内定子轭厚/mm	5.9	定子极差角 β /(°)	60
内定子极弧/(°)	15	内、外定子绕组匝数	20, 30

2.1 电感与转子位置角关系

绕组电流产生的转矩与其电感相对于转子位置角的变化率成正比。为了更好地研究转矩特性,先通过有限元分析,得出周向错角 SRM 主绕组、辅助绕组内流过相等的电流时,各相绕组自感与转子位置角的关系曲线,如图 5 所示。初始位置如 1.2 节图 4(c) 所示(相应的转子位置角 θ 为 0°)。可以看出, A、B 和 C 三相主绕组的电感变化及分布与普通 SRM 类似,依次相差 15°; a、b 和 c 三相辅助绕组的电感也依次相差 15°; A-a、B-b 和 C-c 相绕组的电感分别相差 7.5°。

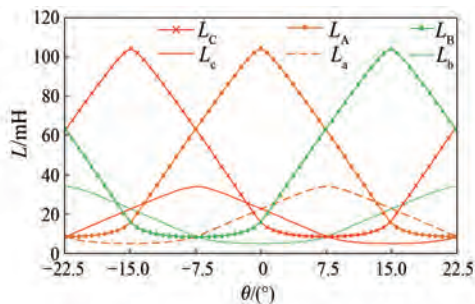


图 5 电感与转子位置角曲线

Fig. 5 Inductance and rotor position angle curves

以 $\theta=0^\circ$ 位置为例,先不考虑辅助绕组,此时 A 相主绕组电感已上升到峰值,而 B 相主绕组电

感才刚到上升初期。为了连续产生正转矩,主绕组需要由 A 向 B 换相,在 B 相电流完全建立起来之前,一定会有明显的转矩跌落。再考虑辅助绕组,此时 a 相辅助绕组电感处于上升阶段,若导通则可以提供一个辅助转矩用于补偿主绕组的转矩跌落。

2.2 主绕组与辅助绕组的解耦特性分析

在有限元仿真中,将 A 相主绕组和 a 相辅助绕组分别单独励磁,磁力线分布如图 6 所示。

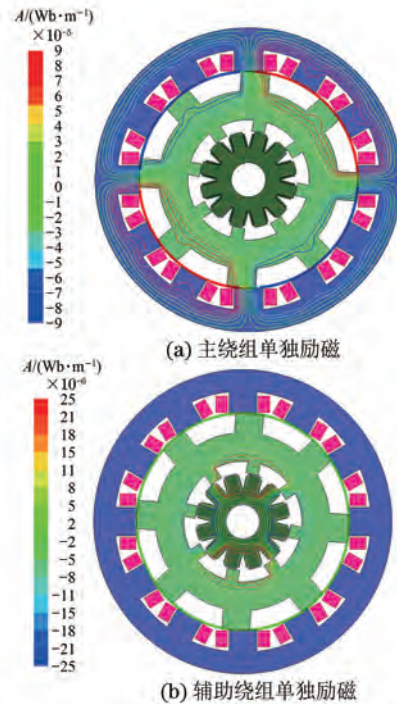


图 6 磁力线分布图

Fig. 6 Magnetic field lines distribution diagram

由图 6(a) 可知,主绕组电流产生的磁力线的闭合路径不通过内定子;由图 6(b) 可知,辅助绕组电流产生的磁力线不通过外定子。因此在周向错角 SRM 的运行过程中,可以将主绕组磁力线与辅助绕组磁力线视作相互独立,结构上近似自解耦。

通过有限元仿真,进一步得到绕组自感和互感曲线如图 7 所示。由图 7 可知,与 A 相主绕组自感 L_A 以及 a 相辅助绕组自感 L_a 相比, A、C 相主绕组之间的互感 L_{AC} ,以及 A 相主绕组与 a 相辅助绕组之间的互感 L_{Aa} 都很小,甚至可以忽略。进一步验证了该电机的主绕组与辅助绕组在结构上具有自解耦特性。

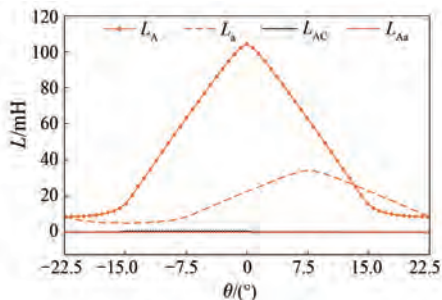


图7 自感和互感曲线图

Fig. 7 Self-inductance and mutual inductance curves

2.3 转矩出力分析

由于2.2节已验证周向错角SRM在结构上具有自解耦性,因此可将其视为两个普通SRM的组合。根据能量守恒原理,输入电机的电能等于磁储能与磁共能之和。其中,磁共能 W_c 可表示为

$$W_c = \int_0^i \psi(i, \theta) di \quad (1)$$

式中: ψ 为绕组磁链; i 为绕组电流; θ 为转子位置角。

以主绕组为例,考虑互感后,磁链方程如式(2)所示:

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_A & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_B & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: ψ_A 、 ψ_B 和 ψ_C 分别为A相、B相和C相主绕组磁链; i_A 、 i_B 和 i_C 分别为A相、B相和C相主绕组电流; L_A 、 L_B 和 L_C 分别为A相、B相和C相主绕组自感; L_{AB} 、 L_{AC} 和 L_{BC} 分别为A相、B相和C相主绕组之间的互感。

根据机电能量转换定律,机械能的变化量与磁共能的变化量 ΔW_c 相等。当转子位置角的变化量 $\Delta\theta$ 很小时,可以认为电流大小恒定,则电磁转矩 T_e 可表示为^[22]

$$T_e = \frac{\partial W_c}{\partial \theta} = \frac{1}{2} i_A^2 \frac{dL_A}{d\theta} + \frac{1}{2} i_B^2 \frac{dL_B}{d\theta} + \frac{1}{2} i_C^2 \frac{dL_C}{d\theta} + i_A i_B \frac{dL_{AB}}{d\theta} + i_B i_C \frac{dL_{BC}}{d\theta} + i_A i_C \frac{dL_{AC}}{d\theta} \quad (3)$$

由式(3)可知,忽略主绕组相间耦合作用时,主绕组产生的转矩正比于其自感对转子位置角的变化率。电感斜率变化越小,则转矩脉动越小。

由图5可知, L_A 的变化率大于 L_a 的变化率,

因此在相同电流下,主绕组提供的转矩大于辅助绕组。

图8为周向错角SRM的转矩力臂示意图,以A和a相为例,其中, F_A 与 F_a 分别为A相主绕组和a相辅助绕组在转子凸极上产生的切向力; l_A 与 l_a 分别为A相主绕组和a相辅助绕组的转矩力臂。由于 $l_A > l_a$,因此在相等切向力的作用下,即 $F_A = F_a$,辅助绕组的转矩出力小于主绕组的转矩出力。



图8 转矩力臂示意图

Fig. 8 Schematic diagram of torque arm

给A、B、C、a、b以及c六相绕组分别通以相等的电流,得到各相电磁转矩与转子位置角的关系曲线如图9所示。可以清楚地看到,辅助绕组的转矩小于主绕组。以转子位置角 $\theta=0^\circ$ 附近为例,A相转矩由正变负,B相转矩要经历一个上升过程,a相转矩能够保持平稳,进一步验证了2.1节的结论。

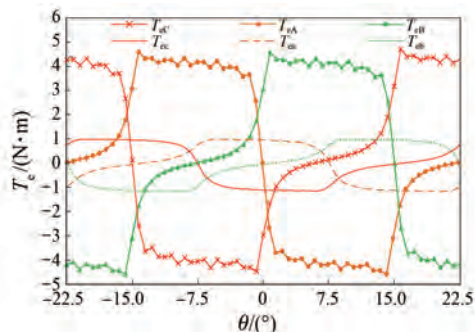


图9 电磁转矩与转子位置角曲线

Fig. 9 Electromagnetic torque and rotor position angle curves

3 直接瞬时转矩控制

不同于直接转矩控制,DITC无需设置磁链矢量闭环,只需设置转矩闭环,根据转矩给定值与实际值的偏差以及转子位置角来确定功率变换器的工作状态,从而将输出转矩控制在一定误差范围内,该方法更直观、更易理解和实施。

3.1 功率变换器三种工作模式

选用不对称半桥型功率变换器,每相绕组的功率变换器均有“1”、“0”、“-1”三种工作模式。以 A 相为例,其拓扑结构如图 10 所示,其中 V_{A1} 和 V_{A2} 接在 A 相绕组两侧的开关管上,两个续流二极管 D_{A1} 和 D_{A2} 横跨 A 相绕组后与开关管反向并联。

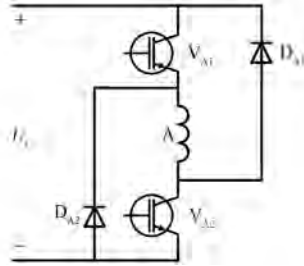


图 10 功率变换器拓扑结构

Fig. 10 Topology of power converter

图 11(a) 为模式“1”原理图, V_{A1} 和 V_{A2} 均导通, D_{A1} 和 D_{A2} 因承受反压而截至, A 相绕组获电源 U_s 全压供电, 电流迅速建立, 处于励磁状态; 图 11 (b) 为模式“0”原理图, V_{A2} 导通, V_{A1} 关断, A 相绕组电流经 V_{A2} 以及 D_{A2} 流通, 缓慢衰减, 处于零压续流状态; 图 11(c) 为模式“-1”原理图, V_{A1} 和 V_{A2} 均关断, A 相绕组电流通过 D_{A1} 和 D_{A2} 续流后迅速回流至电源 U_s , 电流迅速减小, 处于退磁状态。

3.2 DITC 原理

基于图 5 所示的周向错角 SRM 的电感特性, 本文将电机转子的一个旋转周期进行扇区划分, 分为单相导通区(S 区)以及双相导通区(D 区), 其中 D 区又细分为换相区(D1 区)以及过渡区(D2 区), 具体扇区划分如表 2 所示。表 2 中: θ_{aon} 、 θ_{bon} 和 θ_{con} 分别为 a 相、b 相和 c 相辅助绕组

表 2 扇区划分表

Tab. 2 Sector division table

扇区名称	转子位置角范围/(°)	导通相
S_C	$(-22.5, \theta_{con}) \cup (\theta_{boff}, 22.5)$	C 相
$D1_{Cc}$	$(\theta_{con}, -15)$	C 相、c 相
$D2_{Ac}$	$(-15, \theta_{coff})$	A 相、c 相
S_A	$(\theta_{coff}, \theta_{aon})$	A 相
$D1_{Aa}$	$(\theta_{aon}, 0)$	A 相、a 相
$D2_{Ba}$	$(0, \theta_{aoff})$	B 相、a 相
S_B	$(\theta_{aoff}, \theta_{bon})$	B 相
$D1_{Bb}$	$(\theta_{bon}, 15)$	B 相、b 相
$D2_{Cb}$	$(15, \theta_{boff})$	C 相、b 相

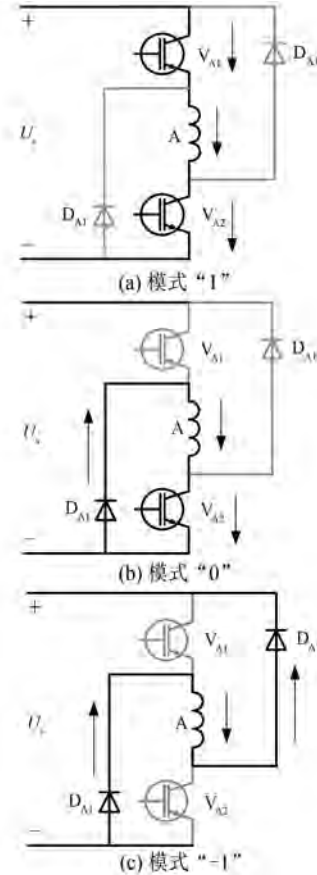


图 11 功率变换器不同工作模式的原理图

Fig. 11 Principle diagrams of different operating modes of power converter

的开通角; θ_{aoff} 、 θ_{boff} 和 θ_{coff} 分别为 a 相、b 相和 c 相辅助绕组的关断角。

一个周期共划分为九个扇区, 其中换相区三个, 分别为 $D1_{Aa}$ 、 $D1_{Bb}$ 和 $D1_{Cc}$; 过渡区三个, 分别为 $D2_{Ac}$ 、 $D2_{Ba}$ 和 $D2_{Cb}$; 主绕组单相导通区三个, 分别为 S_A 、 S_B 和 S_C 。在换相区 $D1_{ij}$ 内, i 相主绕组和 j 相辅助绕组都导通, i 相主绕组为退磁相而 j 相辅助绕组为励磁相; 在过渡区 $D2_{ij}$ 内, i 相主绕组和 j 相辅助绕组同时导通, 但 i 相主绕组为励磁相而 j 相辅助绕组为退磁相; 在单向导通区 S_i 内, i 相主绕组单独导通。

为了便于理解, 本节对换相区、过渡区、励磁相和退磁相的物理含义进行说明。以 $D1_{Aa}$ 扇区为例, A 相主绕组将在该扇区的末尾转子位置角处关断, 实现 A 相到 B 相换流, 因此该扇区命名为换相区; 进入 $D2_{Ba}$ 扇区后, 由于 B 相主绕组刚开通, 建立电流需要一定时间, 因此保持 a 相辅助绕组导通, 直至 B 相主绕组电流能够满足要

求时再关断 a 相辅助绕组,在此过程中, a 相辅助绕组起到帮助 B 相主绕组过渡的作用,因此命名为过渡区。无论在 D1 区还是 D2 区,都有两相绕组同时导通但转矩出力情况不同,为了进行区分,将在下一个扇区内要关断的相定义为退磁相,而本扇区内刚导通的相定义为励磁相。励磁相和退磁相在电机六相电感曲线上的具体分布如图 12 所示。

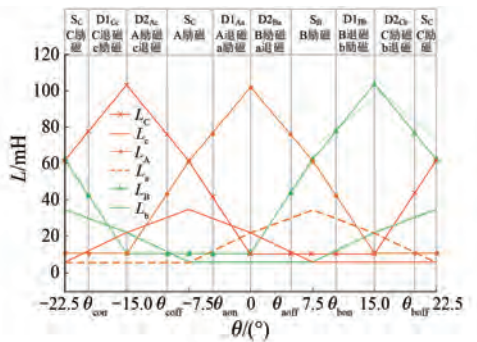


图 12 励磁和退磁相分布图

Fig. 12 Distribution diagram of excitation and demagnetization phases

在电机运行过程中,为了保证总转矩的平稳,降低开关器件损耗,应当满足三点原则。

(1) 在双相导通区,每当产生符合开关动作的转矩偏差时,应当只有一相功率电路切换工作模式,通过减小开关管通断频率来减小其开关损耗。

(2) 在运行过程中,如果总转矩过小,需要增大电流,优先调整励磁相的功率变换器模式向“1”转变;反之如果总转矩过大,需要减小电流,优先调整退磁相的功率变换器模式向“-1”转变。

(3) 在功率变换器模式切换时,应当围绕模式“0”进行切换,避免模式“1”与模式“-1”之间直接切换。

3.3 单相导通区控制规则

定义实际转矩偏差 $\Delta T_{\text{real}} = T_{\text{ref}} - T_{\text{real}}$,其中 T_{ref} 为设定的参考转矩; T_{real} 为实际瞬时转矩。图 13 为单相导通区的控制逻辑图,其中 ΔT 为设定的转矩偏差上限; $-\Delta T$ 为设定的转矩偏差下限。以 S_A 扇区为例进行说明。

假设 A 相功率变换器初始模式为“1”。若此时 T_{real} 大于 T_{ref} ,即 $-\Delta T < \Delta T_{\text{real}} < 0$,则将 A 相功率变换器调节至模式“0”,以零压续流的方式减小

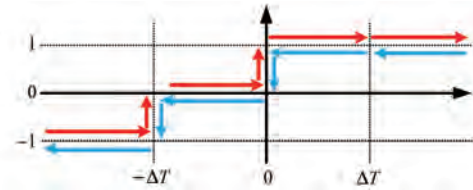


图 13 单相导通区控制逻辑图

Fig. 13 Control logic diagram of single-phase conduction zone

A 相绕组中的电流,从而减小 A 相转矩值;若此时转矩继续上升,使得实际转矩偏差超出了参考转矩允许的偏差值,即 $\Delta T_{\text{real}} < -\Delta T$ 时,则将 A 相功率变换器调节至模式“1”,A 相绕组退磁,电流迅速减小,转矩也会迅速降低;当转矩偏差回到偏差限之内时,再在将 A 相功率变换器调节模式“0”。

当 T_{real} 小于 T_{ref} 时,即 $\Delta T_{\text{real}} > 0$ 时,考虑到 c 相辅助绕组刚关断,不再有辅助转矩,因此无论转矩偏差大小,都将 A 相功率变换器调节至模式“1”,使电流迅速增加,以保证转矩快速上升。

3.4 双相导通区控制规则

图 14 为双相导通区的控制逻辑图。假设 c 相与 A 相的功率变换器初始模式均为“1”,以 $D2_{Ac}$ 扇区为例进行说明。

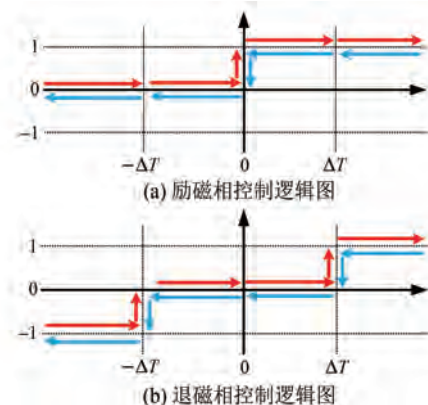


图 14 双相导通区控制逻辑图

Fig. 14 Control logic diagram of two-phase conduction zone

当转矩过小,即 $\Delta T_{\text{real}} > \Delta T$,此时应保持 A、c 相功率变换器的工作模式为“1”,电源全压供给励磁,A、c 相绕组电流迅速建立后,总转矩上升;当总转矩上升到一定值时,使得转矩偏差减小,即 $0 < \Delta T_{\text{real}} < \Delta T$,此时虽然总转矩仍然小于给定的参考转矩,但是其上升速率很大,会导致总转矩迅速

超出参考转矩,因此保持励磁相 A 相的功率变换器为模式“1”,而将退磁相 c 相的功率变换器切换至模式“0”,从而减小转矩上升的速度。在此情况下,若总转矩能够维持在参考转矩附近微小波动,则保持该模式;若在 c 相功率变换器已经切换至模式“0”后,总转矩仍然呈现出上升趋势,使得 $-\Delta T < \Delta T_{real} < 0$,则将励磁相 A 相的功率变换器也切换至工作模式“0”,以进一步抑制转矩上升趋势。

在 A 相和 c 相功率变换器均切换至工作模式“0”后,若总转矩仍然上升,超出参考转矩上限值,即 $\Delta T_{real} < -\Delta T$,为了使得总转矩输出降低,将退磁相 c 相的功率变换器切换至模式“-1”,而励磁相 A 相的功率变换器保持模式“0”,因为失去 c 相的转矩出力总转矩迅速回落。当转矩回落至限值以内但仍然超过参考转矩时,即 $-\Delta T < \Delta T_{real} < 0$,此时转矩回落的速度很快,很容易小于参考转矩,为了防止因转矩回落幅度过大而造成转矩脉动增大,此时将退磁相 c 相的功率变换器重新切换到模式“0”。若转矩继续减小,使得实际转矩小于参考转矩,即 $0 < \Delta T_{real} < \Delta T$,此时首先将励磁相 A 相的功率变换器从续流模式切换到励磁模式,即模式“0”切换到模式“1”,使得转矩上升。若在该种情况下转矩继续减小,超出转矩偏差限值,即 $\Delta T_{real} > \Delta T$,此时再将退磁相 c 相的功率变换器由模式“0”重新切换为模式“1”,使其再次进入励磁状态,加快总转矩回升。

将上述控制逻辑整理成 DITC 开关表,如表 3 所示。以便后续在控制系统中进行查询应用。

表 3 DITC 开关信号表

Tab. 3 DITC switch signal table

转矩区间	开关信号		
	S 区单相	D 区励磁相	D 区退磁相
$(-\infty, -\Delta T)$	-1	0	-1
$(-\Delta T, 0)$	0	0	0
$(0, \Delta T)$	1	1	0
$(\Delta T, +\infty)$	1	1	1

4 基于场路耦合的动态运行仿真

4.1 基于 Maxwell-Simplorer 的仿真模型

所提周向错角 SRM 的 DITC 系统原理如图 15 所示。该控制系统由转速控制外环、转矩控制内环、主绕组功率变换器、辅助绕组功率变换器和电机本体组成。在实际运行时,将参考转速 n_{ref} 与实际转速 n 的偏差值 Δn 通过一个比例积分控制器生成参考转矩值 T_{ref} ,与实际转矩值 T_{real} 比较后得到转矩偏差信号 ΔT_{real} ;再与扇区判断信号一起送入 DITC 开关表,得到相应的功率管开关信号;然后切换主绕组和辅助绕组控制功率变换器的工作模式。其中,转子所处扇区根据转子位置角 θ 确定,实际转矩 T_{real} 是通过转矩特性表根据绕组电流信号以及转子位置角估算得到。

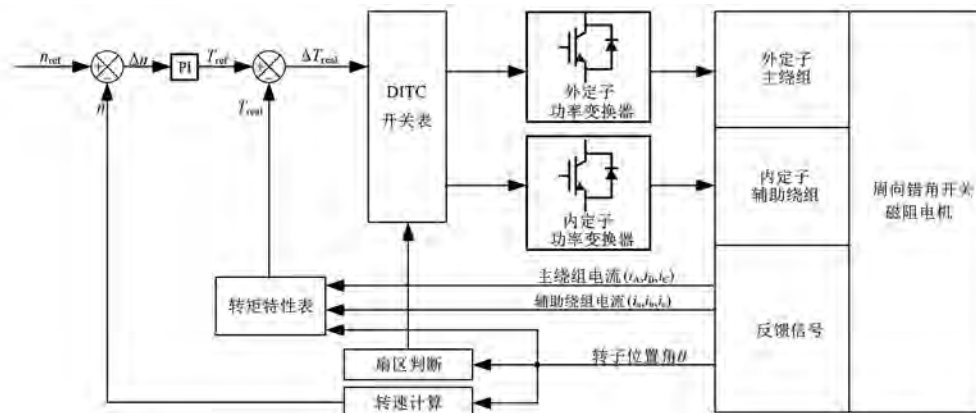


图 15 DITC 系统原理框图

Fig. 15 DITC system principle block diagram

在 Simplorer 软件中建立功率变换器和 DITC 控制器模型,并与在 Maxwell 中建立的周向错角

SRM 有限元模型连接,构成系统整体模型。然后进行动态运行仿真,以更好地观察该周向错角

SRM 在运行过程中的转矩脉动情况。

4.2 仿真结果及分析

设定仿真总时长为 30 ms,负载转矩为 6 N·m, a 相、b 相和 c 相辅助绕组的开通角和关断角依次为 $\theta_{aon} = -7.5^\circ$ 、 $\theta_{bon} = 7.5^\circ$ 、 $\theta_{con} = -22.5^\circ$ 、 $\theta_{aoff} = 0.5^\circ$ 、 $\theta_{boff} = 15.5^\circ$ 和 $\theta_{coff} = -14.5^\circ$ 。由于转矩是决定转速的直接原因,为了简化仿真过程,本文在仿真中省略了转速控制外环,而直接验证对于给定转矩的跟踪控制效果。针对电机以 1 000 rpm 匀速运转的工况进行模拟仿真和分析,得到转速和电流波形,如图 16 所示。

由图 16(a) 可知,转速基本可以稳定在设定的参考转速 1 000 rpm 左右,在换相时会有 1 rpm 左右的波动;由图 16(b) 可知,绕组导通顺序为 A-a-B-b-C-c,与 1.2 节所述的导通顺序相符。

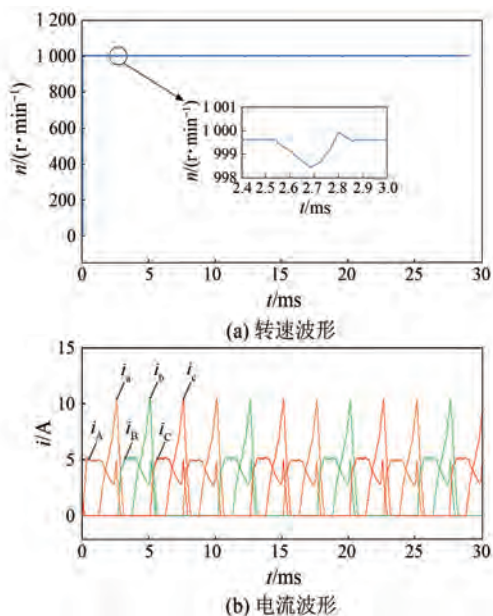


图 16 转速和电流波形图

Fig. 16 Speed and current waveforms

图 17 为由 A 相向 B 相换相区间附近的局部电流放大图。在 S_A 扇区内,c 相辅助绕组在 θ_{coff} 处关断后,电流仍有一个短时的下降过程,之后便只有 A 相主绕组单独励磁。在能够满足转矩要求后,A 相功率变换器将在模式“1”与模式“0”之间切换,从而使 A 相绕组电流也维持在一个稳定值左右。

在 $D1_{Aa}$ 扇区内,A 相主绕组与 a 相辅助绕组共同工作,其中 A 相为退磁相,其功率变换器模式在“0”与“1”之间切换,电流缓慢衰减;a 相为励

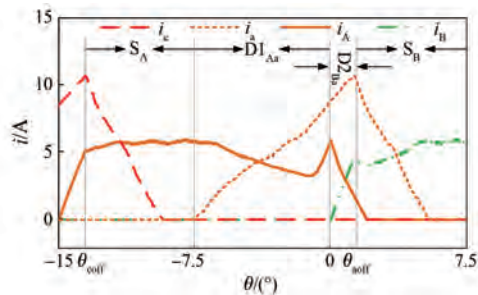


图 17 局部电流波形图

Fig. 17 Local current waveforms

磁相,其功率变换器模式在“1”与“0”之间切换,电流值逐渐上升。但是在转子位置角 θ 接近 0° 时,A 相绕组中的电流会有一个上升,出现一个“尖峰”,这是由于在转子位置角 θ 接近 0° 时,A 相电感上升率减小,能够提供的转矩减小,此时励磁相 a 相功率变换器持续保持在模式“1”也无法完全补偿转矩跌落,因此 A 相主绕组功率变换器会切换为模式“1”,电流上升。

在 $D2_{Ba}$ 扇区内,A 相主绕组在转子位置角 $\theta = 0^\circ$ 处关断,其功率变换器处于模式“-1”,电流迅速下降。B 相为励磁相,a 相为退磁相。B 相功率变换器在模式“1”和“0”之间切换,使得 B 相电流增大。但是由于 B 相电流刚开始建立,提供的转矩有限,因此退磁相 a 相功率变换器仍然处于模式“1”,a 相电流继续上升,直至 B 相电流建立好。从理论上说,之后 a 相功率变换器应该会在模式“0”和“-1”之间切换,但图 18 中并未出现该种情形,这主要是由于所选取的辅助绕组关断角较为靠前所导致的。具体来说,a 相辅助绕组帮助 B 相主绕组建立起电流后,B 相主绕组电流提供的转矩足以满足要求,因此 a 相辅助绕组可以直接关断,故将 θ_{aoff} 设置得较靠前。

进一步,建立一台三相 12/8 极 SRM 有限元模型,主要尺寸如表 4 所示。保证其参数与第 2

表 4 SRM 尺寸参数

Tab. 4 Size parameters of SRM

参数名称	参数值	参数名称	参数值
定子外径/mm	121	转子外径/mm	69
定子内径/mm	69.5	转子内径/mm	30
定子轭厚/mm	5.9	转子轭厚/mm	6.7
定子极弧/(°)	15	转子极弧/(°)	15
气隙长度/mm	0.25	绕组匝数	50

节中所建的周向错角 SRM 模型相同,如外定子外径、气隙长度、轭厚、额定电压、额定功率、额定转速以及绕组规格。

为了更直观地看出辅助绕组对减小转矩脉动的作用,针对相同外尺寸的 SRM、辅助绕组不投入运行以及辅助绕组投入运行三种情况,分别进行场路耦合联合仿真。SRM 的功率变换器控制方法与其主绕组功率变换器相同,三种情况下的转矩波形如图 18 所示。

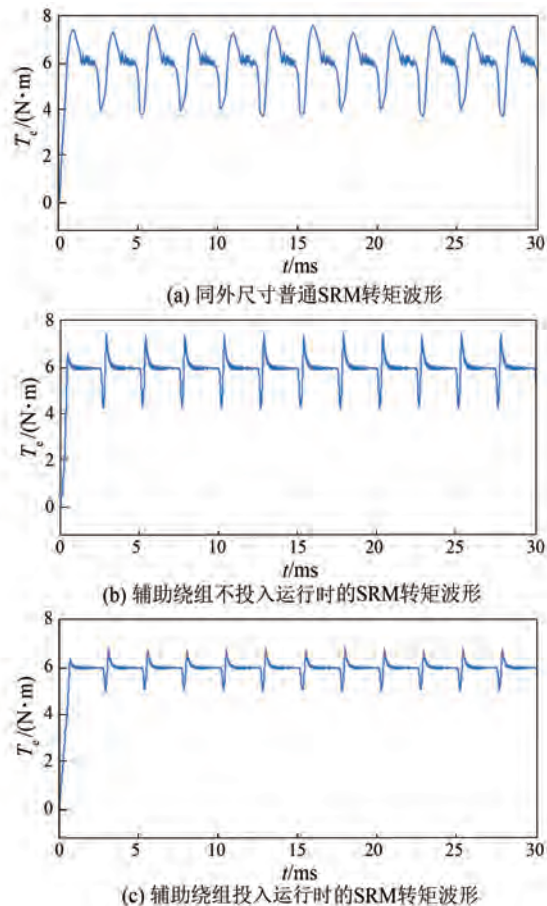


图 18 转矩波形对比图

Fig. 18 Torque waveform comparison diagrams

图 18(a)为相同外尺寸普通 SRM 的转矩波形,转矩最大值为 $7.612 \text{ N}\cdot\text{m}$,转矩最小值为 $3.874 \text{ N}\cdot\text{m}$,平均转矩为 $6.203 \text{ N}\cdot\text{m}$,出现周期性的大幅度转矩脉动。图 18(b)为辅助绕组不投入运行时周向错角 SRM 的转矩波形,转矩最大值为 $7.651 \text{ N}\cdot\text{m}$,转矩最小值为 $4.203 \text{ N}\cdot\text{m}$,平均转矩为 $6.081 \text{ N}\cdot\text{m}$,也出现周期性大转矩脉动,且平均转矩较普通 SRM 降低。图 18(c)为辅助绕组投入运行时周向错角 SRM 的转矩波形,转矩最大值为

$6.813 \text{ N}\cdot\text{m}$,转矩最小值为 $5.187 \text{ N}\cdot\text{m}$,平均转矩为 $6.132 \text{ N}\cdot\text{m}$,转矩脉动大幅度减小。

利用转矩脉动系数来量化转矩脉动情况,转矩脉动系数 K_{rip} 计算式为

$$K_{rip} = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{avg}} \quad (4)$$

式中: T_{max} 、 T_{min} 和 T_{avg} 分别为转矩的最大值、最小值和平均值。

具体计算结果如表 5 所示。由表 5 可知,相较于同外尺寸普通 SRM,辅助绕组投入时周向错角 SRM 的转矩脉动系数大幅度降低,降幅约为 56.05%。

表 5 转矩性能对比表

Tab. 5 Torque performance comparison table

电机类型	转矩脉动系数
同外尺寸普通 SRM	0.603
辅助绕组不投入运行时的周向错角 SRM	0.567
辅助绕组投入运行时的周向错角 SRM	0.265

5 结语

本文针对普通 SRM 转矩脉动较大的问题,设计了一种周向错角 SRM,通过分析其电感特性,表明辅助绕组可以在主绕组换相时提供一定的辅助转矩用以弥补转矩跌落。在此基础上,基于 DITC 的控制思想,对周向错角 SRM 的一个转动周期进行了扇区划分,并设计了绕组功率变换器的控制规则。然后在 Maxwell-Simplorer 联合仿真环境下构建了动态运行仿真系统,与相同外尺寸的普通 SRM 进行转矩性能对比。仿真结果验证了辅助绕组能有效抑制转矩脉动,有利于提高转矩性能。所设计的周向错角 SRM 在对转矩脉动要求高的领域有较好的应用价值。

参考文献

- [1] 党选举,彭慧敏,姜辉,等. 基于模糊分数阶 PID 的开关磁阻电机直接瞬时转矩控制[J]. 振动与冲击, 2018, 37(23): 104-110.
- DANG X J, PENG H M, JIANG H, et al. Direct instantaneous torque control of a switched reluctance motor based on fuzzy fractional order PID [J]. Journal of Vibration and Shock, 2018, 37(23): 104-110.

- [2] 井立兵, 成佳. 开关磁阻电机转矩脉动优化研究 [J]. 振动与冲击, 2019, 38(21): 120-125.
JING L B, CHENG J. Torque ripple optimization for a switched reluctance motor [J]. Journal of Vibration and Shock, 2019, 38(21): 104-125.
- [3] BOSTANCI E, MOALLEM M, PARSAPOUR A, et al. Opportunities and challenges of switched reluctance motor drives for electric propulsion: A comparative study [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2017, 3(1): 58-75.
- [4] 史秀梅, 郑寿森, 祁新梅, 等. 电动汽车用开关磁阻电机有限元分析及仿真[J]. 系统仿真学报, 2011, 23(7): 1374-1377+1391.
SHI X M, ZHENG S S, QI X M, et al. Research on finite element analysis and dynamical simulation of switched reluctance motor for EV [J]. Journal of System Simulation, 2011, 23 (7): 1374-1377 + 1391.
- [5] 王茹愿, 李昕涛, 杨辉, 等. 模糊自抗扰优化开关磁阻电机速度环控制策略[J]. 微电机, 2024, 57(3): 19-23.
WANG R Y, LI X T, YANG H, et al. Speed control strategy of switched reluctance motor based on fuzzy autodisturbance rejection [J]. Micromotors, 2024, 57(3): 19-23.
- [6] 马铭遥, 余发, 杨晴晴, 等. 基于注入分段式谐波电流抑制开关磁阻电机转矩脉动的控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(1): 285-291.
MA M Y, YU F, YANG Q Q, et al. Control strategy of minimizing torque ripples of the switched reluctance motor by injecting piecewise harmonic currents [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38 (1): 285-291.
- [7] 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.
- [8] 周凯, 石增. 开关磁阻电机转矩脉动抑制技术 [J]. 电机与控制学报, 2019, 23(12): 85-92.
ZHOU K, SHI Z. Torque ripple reduction technique for switched reluctance motor [J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(12): 85-92.
- [9] REDDY P K, RONAOKI D, PERUMAL P. Efficiency improvement and torque ripple minimisation of four-phase switched reluctance motor drive using new direct torque control strategy [J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(1): 52-61.
- [10] 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 Y, JU C L, WANG H N, 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.
- [11] SUN X D, FENG L Y, DIAO K K, et al. An improved direct instantaneous torque control based on adaptive terminal sliding mode for a segmented-rotor SRM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(11): 10569-10579.
- [12] YE J, BILGIN B, EMADI A. An offline torque sharing function for torque ripple reduction in switched reluctance motor drives [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015, 30(2): 726-735.
- [13] MORON C, GARCIA A, TREMPES E, et al. Torque control of switched reluctance motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(4): 1661-1664.
- [14] 李红伟, 亢庆林. 开关磁阻电机直接转矩控制性能改进策略[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2023, 3: 127-130+135.
LI H W, KANG Q L. Performance improvement strategy of direct torque control for switched reluctance motor [J]. Combination Machine Tool and Automation Processing Technology, 2023, 3: 127-130+135.
- [15] 陈吉清, 冼浩岚, 兰凤崇, 等. 开关磁阻电机结构性转矩脉动抑制方法[J]. 机械工程学报, 2020, 56(20): 106-119.
CHEN J Q, XIAN H L, LAN F C, et al. Structural torque ripple suppression method of switched reluctance motor [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2020, 56(20): 106-119.
- [16] 薛惟栋, 曲兵妮. 抑制开关磁阻电机振动的结构设计研究[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(11): 39-44.
XUE W D, QU B N. Structural design of switched

- reluctance motor for vibration suppression [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(11): 39-44.
- [17] LIU X, WANG Z M, WAN D D, et al. Structure optimization of switched reluctance motor for torque ripple suppression [C]//International Conference on Electrical Machines and Systems, Harbin, 2019.
- [18] PENG W, HENDERSHOT J R, MILLER T J E. A new low-noise two-phase switched reluctance motor [C]//IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, San Antonio, 2005.
- [19] 蔡燕, 张东学. 开关磁阻电机新型转子齿形对转矩脉动抑制的仿真研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(增刊2): 64-70.
- CAI Y, ZHANG D X. Simulation study on torque ripple reduction of a switched reluctance motor using new rotor tooth [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(S2): 64-70.
- [20] 黄朝志, 石王丰, 郭桂秀, 等. 基于转矩脉动和径向力的定子极形优化[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(6): 98-106.
- HUANG C Z, SHI W F, GUO G X, et al. Optimization of stator pole shape based on torque ripple and radial force [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(6): 98-106.
- [21] 李哲, 郑玲, 杨威, 等. 开关磁阻电机转矩脉动及结构优化设计研究[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(6): 11-21.
- LI Z, ZHENG L, YANG W, et al. Research on torque ripple and structure optimization of switched reluctance motor [J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(6): 11-21.
- [22] 王宏华. 开关磁阻电动机调速控制技术[M]. 北京:机械工业出版社, 2014.
- WANG H H. Speed Control Technology of Switched Reluctance Motor [M]. Beijing: China Machine Press, 2014.

收稿日期:2024-04-08

收到修改稿日期:2024-06-05

作者简介:

周云红(1982-),女,博士,教授,研究方向为电力传动,404740702@qq.com;

* 通信作者:刘晨宇(1999-),男,硕士研究生,研究方向为开关磁阻电机优化设计及控制,210074590@qq.com。

Circumferentially Staggered Switched Reluctance Motor and Its Direct Instantaneous Torque Control

ZHOU Yunhong, LIU Chenyu^{*}, LI Hanjie, CHEN Ze'nan, TAN Zhengyi

(School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China)

Key words: switched reluctance motor; torque ripple suppression; circumferentially staggered angle; direct instantaneous torque control; field-circuit coupling

The switched reluctance motor (SRM) has several outstanding advantages, including a simple structure, low cost, high controllability of parameters, a wide speed range, and easy maintenance. However, SRMs tend to produce significant torque ripple and noise during operation. To address this issue, this paper proposed a novel low-torque-ripple circumferentially staggered SRM. The circumferentially staggered SRM featured an inner-outer double stator structure, where the rotor was equipped with both inner and outer salient poles. The inner and outer stator cores, as well as the rotor's inner and outer salient poles, were staggered by a certain angle in the circumferential direction. The inner stator poles were wound with auxiliary windings, which provided auxiliary torque during the commutation period of the main windings, compensating for torque drop and thereby reducing torque ripple.

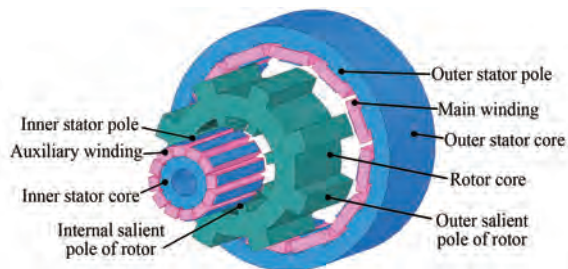


Fig. 1 Topological structure schematic diagram of circumferential staggered SRM

To visually demonstrate the effect of the auxiliary windings on reducing torque ripple, field-

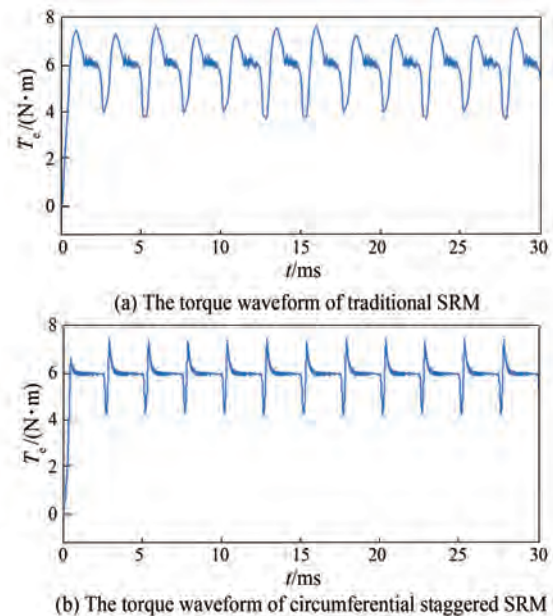


Fig. 2 Torque waveform comparison diagram

circuit coupling co-simulation was utilized to construct direct instantaneous torque control systems for both a traditional SRM and the circumferentially staggered SRM. The torque ripple performance of the two motors was compared under steady-state operation. Simulation results showed that, compared with a traditional SRM of the same dimensions, the auxiliary windings in the circumferentially staggered SRM could effectively suppress torque ripple, thereby improving torque performance. The circumferentially staggered SRM has significant application values in fields that have high demands for torque ripple reduction.