

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.247001

# 一种具有快速磁链-转矩转换的开关磁阻电机简化磁链模型

杨帆<sup>1,2</sup>, 王星<sup>1</sup>, 陈昊<sup>1,3,4</sup>, 戈凯<sup>5</sup>, 潘剑飞<sup>6</sup>, 徐立军<sup>3</sup>

(1. 中国矿业大学新能源电动车技术与装备中东欧国家国际联合研究中心, 江苏 徐州 221008; 2. 盐城工学院电气工程学院, 江苏 盐城 224300; 3. 新疆工程学院控制工程学院, 新疆 乌鲁木齐 830023; 4. 中国矿业大学深圳研究院, 广东 深圳 518057; 5. 南京汽车集团有限公司汽车工程研究院, 江苏 南京 211103; 6. 深圳大学机电与控制工程学院, 广东 深圳 518054)

**摘要:** 针对电机运行过程中快速获取开关磁阻电机(switched reluctance motor, SRM)相磁链和相转矩较为困难的情况, 提出了一种简化的 SRM 磁链模型。该模型可以快速准确地计算出电机的相磁链和相转矩。首先, 在所提出的建模策略中采用不同的耦合系数 $\varepsilon$ 来拟合每个角度的磁链曲线, 与低阶傅里叶分解法相比, 有效地提高了磁链模型的精度。其次, 针对电机在制造过程中受摩擦系数和测量误差影响产生的电机磁链数据不准确的问题, 提出了一种基于电机加速度回路的补偿策略, 以进一步提高电机磁链模型的精度。最后, 在一台 12/8 的 SRM 上, 对三阶傅里叶磁链模型和所提出的磁链模型在不同控制策略下获取的相电流波形进行了比较, 验证了所提方法具有较高的建模精度。

**关键词:** 开关磁阻电机; 磁链; 转矩; 耦合系数; 傅里叶分解法; 曲线拟合

## A simplified flux linkage model of switched reluctance motor with fast flux-torque conversion

YANG Fan<sup>1,2</sup>, WANG Xing<sup>1</sup>, CHEN Hao<sup>1,3,4</sup>, GE Kai<sup>5</sup>, PAN Jianfei<sup>6</sup>, XU Lijun<sup>3</sup>

(1. International Joint Research Center of Central and Eastern European Countries on New Energy Electric Vehicle Technology and Equipment, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221008, China; 2. School of Electrical Engineering, Yancheng Institute of Technology, Yancheng 224300, China; 3. School of Control Engineering, Xinjiang Institute of Engineering, Urumqi 830023, China; 4. Shenzhen Research Institute, China University of Mining and Technology, Shenzhen 518057, China; 5. Automotive Engineering Research Institute, Nanjing Automobile Group, Nanjing 211103, China; 6. School of Electromechanical and Control Engineering, Shenzhen University, Shenzhen 518054, China)

**Abstract:** In view of the difficulty in rapidly acquiring the phase flux linkage and phase torque of a switched reluctance motor (SRM) during operation, a simplified SRM flux linkage model is proposed, which can quickly and accurately calculate the motor's phase flux linkage and phase torque. First, different coupling coefficients  $\varepsilon$  are adopted in the proposed modeling strategy to fit the measured curves at each angle, which effectively improves the accuracy compared to the low-order Fourier decomposition method. Second, to address the problem of inaccurate flux linkage data caused by friction coefficients and measurement errors during the operation of the motor in manufacturing process, a compensation strategy based on the motor's acceleration loop is proposed, further improving the accuracy of the flux linkage model. Finally, the phase current waveforms obtained from the third-order Fourier magnetic flux model and the proposed magnetic flux model under different control strategies are compared on a 12/8 SRM, verifying that the proposed method achieves higher modeling accuracy.

This work is supported by the Special Fund for Science and Technology Program of Jiangsu Province (No. BZ2022014).

**Key words:** switched reluctance motor; flux; torque; friction coefficient; Fourier decomposition method; curve fitting

**基金项目:** 江苏省科技计划专项资金(创新支撑计划国际科技合作/港澳台科技合作)项目资助(BZ2022014); 国家自然科学基金国际(地区)合作与交流项目资助—NSFC-RSF(中俄)(W2412064); 深圳市自然科学基金重点项目资助(JCYJ20220818100000001); 2022年度中国—中东欧国家高校联合教育项目资助(2022200)

## 0 引言

由于温室效应和能源短缺的影响,电动汽车越来越受到全球的关注<sup>[1-3]</sup>。作为电动汽车的核心部件,电机的选择尤为重要。现在市场上常用的电机包括永磁同步电机、感应电机和开关磁阻电机(switched reluctance motor, SRM)。开关磁阻电机因其结构简单、容错性强、热稳定性高、功率密度高、速度范围广、无永磁体等优点<sup>[4-6]</sup>,在电动汽车中得到了广泛应用。然而,由于其独特的双凸极结构,开关磁阻电机的磁链模型具有很强的非线性,这意味着开关磁阻电机的磁链模型通常非常复杂,这将导致电机运行过程中在磁链-转矩转换上花费大量的时间<sup>[7-8]</sup>。当采用转矩控制策略控制电机时,电机的运行将受到影响。因此,建立精确简化的磁链模型对实现电动汽车的高精度控制至关重要。

现有的开关磁阻电机磁链模型通常分为数值建模<sup>[9-15]</sup>和解析建模<sup>[16-21]</sup>两类。常用的数值建模法包括有限元法(finite element method, FEM)<sup>[9-11]</sup>和磁等效电路法(magnetic equivalent circuit, MEC)<sup>[12-15]</sup>。文献[10]采用了有限元法获取了电机的相磁链和相转矩,通过优化电机的转子结构,减少了共振引起的定子振动。文献[11]采用了有限元法建立了一台12/10的开关磁阻电机的磁链模型,并通过分析开关磁阻电机的轴向和径向传热,设计出了具有更高运行性能的开关磁阻电机。然而,有限元法的建模精度高度依赖于电机参数和材料特性参数的准确性,上述参数通常需通过实验测量才可精确获取。MEC法是将电机简化为磁路模型,将绕组匝数与励磁电流相乘作为磁动势(magnetomotive force, MMF),将气隙和铁芯视为磁阻<sup>[12-15]</sup>。文献[15]提出了一种基于开关磁阻网络的开关磁阻电机等效磁路模型,所提出的磁路模型综合考虑了相绕组在励磁、退磁模式下以及转子相对于定子位置变化时给磁路带来的影响,有效分析了电机动态磁通的变化以及气隙中的磁通变化对相电流的影响,因而所提模型能有效模拟开关磁阻电机的动态变化。此类方法虽能建立精确的电机磁链模型,但磁路模型复杂、计算量大,无法实现电机运行过程中相磁链和相转矩的快速计算。

曲线拟合公式法作为一种解析建模方法,由于其可以快速建立电机的磁链模型而被广泛应用<sup>[16-24]</sup>。曲线拟合公式法无须依赖电机的具体结构参数,仅需通过实验数据拟合磁链曲线,即可建立电机的磁链模型。同时,通过曲线拟合公式法获取磁链模型中磁链和转矩之间的转换关系相较其他磁链模型更

快,因而被广泛应用于电机运行时获取电机的瞬时转矩。常用的曲线拟合公式法主要包括多项式分解法<sup>[16-18]</sup>、傅里叶分解法<sup>[19-21]</sup>和插值法<sup>[22-24]</sup>。文献[16]采用三阶多项式来构建开关磁阻电机各个位置角的磁链曲线,从而建立了整个电机的磁链模型。文献[17]采用二维正交多项式建立了电机的磁链模型。文献[18]提出了一种准三维非线性分析建模方法来预测开关磁阻电机的磁场分布和电磁性能。通过构建径向和轴向的磁通函数,能够快速获取相应的相磁链。文献[19]提出了一种简单的瞬时电磁转矩的计算方法,避免了积分等复杂的计算,同时不需要进行非线性曲线拟合就可以获取开关磁阻电机的相转矩。然而,这类方法所建立的磁链或转矩模型往往存在精度不足的问题。文献[20]采用了简化的二阶傅里叶模型储存电机磁链,通过调用相关的磁链参数并结合相电流曲线能够准确获取电机的转子位置信息。采用傅里叶分解法时,在傅里叶级数阶次较低的情况下,使用的拟合曲线数量相对较少,这通常会影响到电机磁链的准确性。但当采用高阶傅里叶模型时,模型的精度得到了保证,但计算过程过于复杂<sup>[21]</sup>。

插值法通常用来获取开关磁阻电机的磁链模型和转矩模型<sup>[22-24]</sup>。文献[22]提出了一种改进的回归建模方法,该方法显著提升了相磁链与相转矩的计算精度。文献[23]采用了插值法获取电机的各相转矩,并提出了一种改进的直接转矩控制策略有效降低了开关磁阻电机的转矩脉动。文献[24]基于有限元法,通过建立相电流与磁链矢量间的三维非线性映射关系,将其存储于3D插值表中以获取相转矩和相磁链。然而,通过插值法拟合电机的磁链模型需要储存大量的数据,在电机运行期间需要大量的计算时间来获取电机的相磁链和相转矩,这在一定程度上降低了电机的控制精度。

为了解决上述问题,本文提出了一种简单的磁链模型,只采用一个参数来拟合电机各个角度的磁链曲线,电机运行时的相磁链计算时间显著缩短。此外,当采用所提出的方法时,每个位置的磁链曲线都得到了拟合,模型的精度也得到了保证。为了进一步提升磁链模型的精度,本文提出了一种在线补偿的策略,在电机运行过程中对磁链模型进行补偿,模型的准确性得到了进一步的提高。

本文首先介绍了传统的开关磁阻电机磁链模型的建模原理以及这类模型存在的问题。在此基础上,针对以往建模的缺点提出了能够有效提高建模精度并简化建模算法的新型建模方法,同时针对由于电机长时间运行后导致磁链数据不准确的问题,本文

采用了基于电机的加速度环对所提出的模型进行补偿和优化。然后在一台 12/8 的开关磁阻电机上将所提出的模型与三阶傅里叶模型在不同的控制策略中进行了比较, 并进行了实验验证。

## 1 传统磁链模型曲线拟合方法

### 1.1 准线性磁链模型

文献[25]中提出了开关磁阻电机的线性模型。虽然该模型的精度有限, 但线性模型有利于分析电机的特性。因此, 本文也同样分析了 12/8 开关磁阻电机的准线性磁链模型, 如式(1)所示。

$$\psi(i, \theta) = \begin{cases} L(\theta)i, & 0 \leq i \leq i(\theta) \\ ki + (L(\theta) - k)i(\theta), & i > i(\theta) \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $\psi(i, \theta)$  为电机的相磁链;  $L(\theta)$  为与位置相关的相电感,  $\theta$  的取值范围为  $0^\circ \sim 45^\circ$ ;  $i$  为相电流;  $i(\theta)$  为与位置有关的饱和电流;  $k$  为电机进入饱和区域后的相磁链变化率。在任何位置, 当相电流低于  $i(\theta)$  时, 电机都不会进入饱和区域, 当相电流高于  $i(\theta)$  时, 电机将进入饱和区域。随着电流的增加, 相磁链也会增加, 但相磁链的变化率会减小, 可以表示为  $ki + (L(\theta) - k)i(\theta)$ 。

对于一台 12/8 SRM 而言, 其准线性磁链模型如图 1 所示。

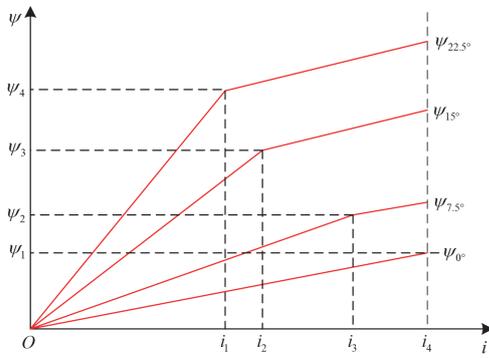


图 1 12/8 开关磁阻电机的准线性磁链模型

Fig. 1 Quasi-linear flux linkage model of a 12/8 SRM

为了能准确获取样机的磁链模型, 本文通过电机相电压波形和相电流波形计算获取电机的相磁链, 相关步骤如下。

SRM 的相电压可由式(2)表示。

$$U(t) = Ri(t) + d\psi(i, \theta)/dt \quad (2)$$

式中:  $U(t)$  为相电压;  $R$  为电机的内阻;  $i(t)$  为相电流;  $\psi(i, \theta)$  为电机的相磁链。

因此, 电机的相磁链可以用式(3)表示。

$$\psi(i, \theta) = \int_0^t (U(t) - Ri(t)) dt \quad (3)$$

根据式(3), 当电机角度固定时, 可以获得不同位置的实际  $\psi(i, \theta)$  曲线。开关磁阻电机的有限元磁链曲线如图 2 所示。

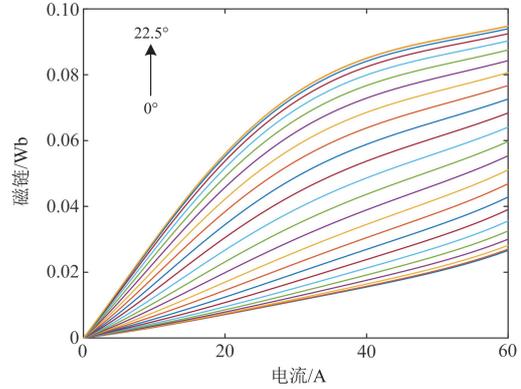


图 2 12/8 开关磁阻电机的有限元磁链曲线

Fig. 2 FEM flux linkage curves of a 12/8 SRM

### 1.2 低阶傅里叶磁链模型

为了提高准线性模型的精度, 以往的许多研究都采用了曲线拟合的方法来获得电机的磁链模型<sup>[25-26]</sup>, 而傅里叶模型是曲线拟合法中最常采用的模型。傅里叶级数大多限制在二至四之间。以往的研究发现如果傅里叶级数中只采用两阶时, 则获取的磁链模型精度相对较差, 而当增加到三阶时, 获得的磁链模型的准确性得到了显著改善。因此, 本文采用三阶傅里叶分解方法建立电机的磁链模型。

三阶傅里叶分解方法表示为

$$\psi(i, \theta) = f_0(i) + f_1(i) \cos(N_r \theta + \pi) + f_2(i) \cos(2N_r \theta + 2\pi) + f_3(i) \cos(3N_r \theta + 3\pi) \quad (4)$$

式中:  $f_0(i)$ 、 $f_1(i)$ 、 $f_2(i)$  以及  $f_3(i)$  为关于相电流  $i$  的高阶多项式函数;  $N_r$  为转子极数, 对于 12/8 SRM,  $N_r = 8$ 。

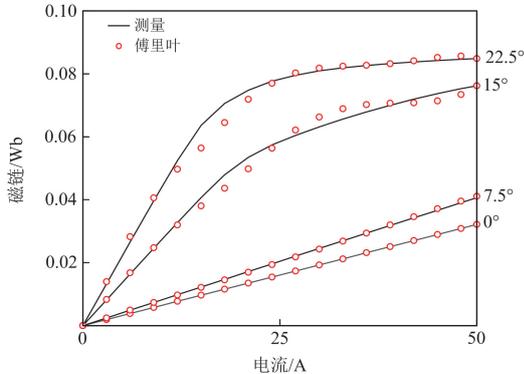
$f_0(i)$ 、 $f_1(i)$ 、 $f_2(i)$  以及  $f_3(i)$  分别表示为

$$\begin{cases} f_0(i) = \sum_{n=0}^4 b_n i^n \\ f_1(i) = \sum_{n=0}^4 c_n i^n \\ f_2(i) = \sum_{n=0}^4 d_n i^n \\ f_3(i) = \sum_{n=0}^4 e_n i^n \end{cases} \quad (5)$$

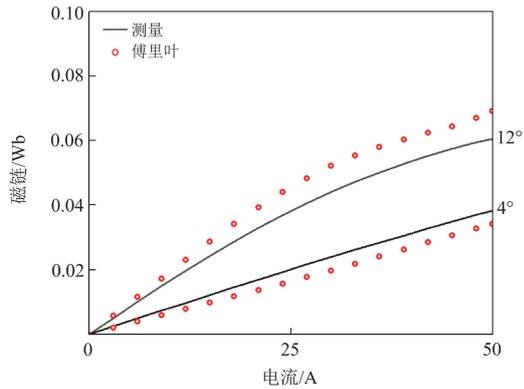
式中:  $b_n$ 、 $c_n$ 、 $d_n$ 、 $e_n$  分别为拟合多项式  $f_0(i)$ 、 $f_1(i)$ 、 $f_2(i)$  及  $f_3(i)$  中不同的系数。三阶傅里叶模型可由式(6)表示。

$$\begin{cases} \psi(0^\circ, i) = f_0(i) + f_1(i) \cos(\pi) + f_2(i) \cos(2\pi) + f_3(i) \cos(3\pi) = f_0(i) - f_1(i) + f_2(i) - f_3(i) \\ \psi(7.5^\circ, i) = f_0(i) + f_1(i) \cos(60^\circ + \pi) + f_2(i) \cos(120^\circ + 2\pi) + f_3(i) \cos(180^\circ + 3\pi) = f_0(i) - f_1(i)/2 - f_2(i)/2 + f_3(i) \\ \psi(15^\circ, i) = f_0(i) + f_1(i) \cos(120^\circ + \pi) + f_2(i) \cos(240^\circ + 2\pi) + f_3(i) \cos(360^\circ + 3\pi) = f_0(i) + f_1(i)/2 - f_2(i)/2 - f_3(i) \\ \psi(22.5^\circ, i) = f_0(i) + f_1(i) \cos(180^\circ + \pi) + f_2(i) \cos(360^\circ + 2\pi) + f_3(i) \cos(540^\circ + 3\pi) = f_0(i) + f_1(i) + f_2(i) + f_3(i) \end{cases} \quad (6)$$

从式(6)可以看出,三阶傅里叶函数通常以4条实测磁链曲线( $\psi_{0^\circ}, \psi_{7.5^\circ}, \psi_{15^\circ}, \psi_{22.5^\circ}$ )来计算模型并进行拟合,在这4条曲线上拟合曲线和实测曲线差距较小,傅里叶分解法获取的 $0^\circ$ 、 $7.5^\circ$ 、 $15^\circ$ 和 $22.5^\circ$ 的磁链曲线与测量曲线如图3(a)所示,但对于其他角度的磁链曲线而言,傅里叶模型获取的曲线不够准确,如图3(b)所示,在 $4^\circ$ 和 $12^\circ$ 下实际测得的磁链曲线与傅里叶分解法得到的拟合曲线差异较大。



(a)  $0^\circ$ 、 $7.5^\circ$ 、 $15^\circ$ 和 $22.5^\circ$ 时傅里叶模型获取的磁链曲线和实测的磁链曲线



(b) 在 $4^\circ$ 和 $12^\circ$ 时傅里叶模型获取的磁链曲线和实测的磁链曲线

图3 不同角度处傅里叶模型获取的磁链曲线和实测的磁链曲线

Fig. 3 Acquired flux linkage and measured flux linkage curves of Fourier model at different angles

因此,如果要提高磁链模型的精度,应该在每个角度拟合磁链曲线,这就需要提高傅里叶函数的阶数,但当傅里叶函数的阶数增加时,也会增加获

取相磁链和相转矩的计算时间,并且需要大量的样本数据,这无疑增加了控制器的成本。

$$\psi(i, \theta) = k_1 i^4 + k_2 i^3 + k_3 i^2 + k_4 i^1 + k_5 \quad (7)$$

式中: $k_1$ 、 $k_2$ 、 $k_3$ 、 $k_4$ 以及 $k_5$ 为式(7)中的各项系数。如式(7)所示,当采用其他方法来获取电机的磁链模型时,如多项式法,可以看出采用多项式法拟合磁链曲线时,电机的每个角度都要存储5个值,对于一个12/8的开关磁阻电机而言,电机需要储存100~200个值,增加了电机控制的难度,同时在电机运行时也会增加磁链向转矩转换的计算时间,因此为了保证磁链模型的准确性,并快速实现磁链模型向转矩模型的转换,需要采用简化的磁链模型来解决这一问题。

## 2 新型曲线拟合方法

### 2.1 拟合参数的获取

指数函数的特殊性在于只需改变函数的指数项即可实现指数函数曲线的灵活调整,同时由于开关磁阻电机的磁链曲线与指数函数曲线十分相似,如图4所示,因此可以采用指数函数对磁链曲线进行拟合,在电机每个角度只需存储一个值即可实现磁链曲线的拟合,为了贴合开关磁阻电机的磁链曲线,本文将指数函数变形为式(8)。

$$y = 1/(1 + e^{-qx}), \quad x \geq 0 \quad (8)$$

式中: $q$ 为数值量。

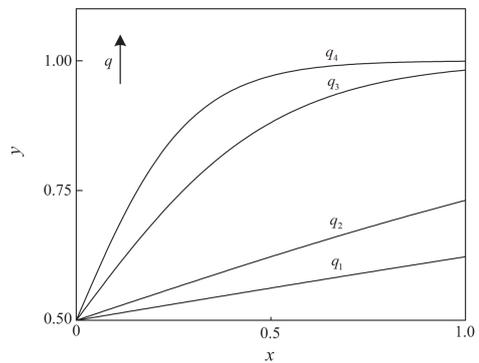


图4 式(8)中不同 $q$ 值的曲线

Fig. 4 Curves of formula (8) with different  $q$  values

从图4中可以看出,在任意一条曲线上,随着 $x$ 的增加, $y$ 逐渐增大,但 $dy/dx$ 逐渐减小,这与磁

链和电流之间的关系相似, 因而式(8)可以用于拟合电机的磁链曲线。然而, 式(8)中的  $y$  值只在 0.5~1 之间变化, 而电机磁链的值通常从 0 增加到固定值, 因而为了使式(8)适用于磁链模型, 本文将式(8)进行调整, 调整后如式(9)所示。

$$\psi(i, \theta) = 2a/(1+e^{-\varepsilon i}) - a, i \geq 0 \quad (9)$$

式中:  $a$  为拟合数值;  $\varepsilon$  为耦合系数。从式(9)可以看出, 当  $\varepsilon$  的值被调整时,  $\psi(i, \theta)$  曲线将被调整。 $\psi(i)$  曲线的变化如图 5 所示, 在图 5 中  $\varepsilon_1 < \varepsilon_2 < \varepsilon_3 < \varepsilon_4$ , 意味着只需为每个角度取一个合适的  $\varepsilon$  值, 就可以获得准确的磁链曲线。同时由于所提建模方法对每个角度的磁链曲线都进行了拟合, 相较于只拟合几条曲线的傅里叶模型, 模型精度也更高。

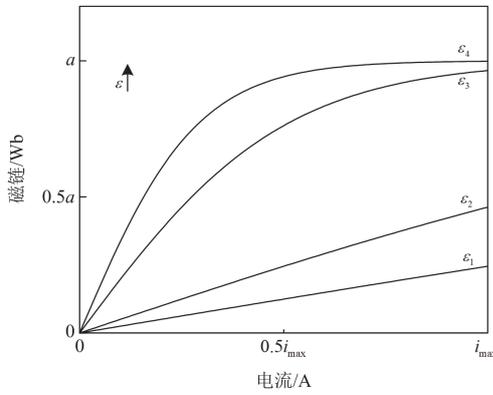


图 5 所提出的模型在不同  $\varepsilon$  值下的磁链曲线

Fig. 5 Flux linkage curves of proposed model with different  $\varepsilon$  values

为了进一步提高每个角度拟合曲线的精度, 采用代价函数  $J_\theta$  分析曲线的拟合状态, 如式(10)所示。不同  $\varepsilon$  值对所提模型精度的影响如表 1 所示, 本文采用代价函数式(10)寻取最优的方式来获得精确的  $\varepsilon$  值。

表 1 不同  $\varepsilon$  值对所提模型精度的影响

Table 1 Influence of different  $\varepsilon$  values on the accuracy of the proposed model

$\theta/(^\circ)$	$\varepsilon$	$J/(\times 10^{-6})$	$\theta/(^\circ)$	$\varepsilon$	$J/(\times 10^{-6})$
0	0.0151	2.81	15	0.0645	13.6
0	0.0153	1.86	15	0.0647	13.8
0	0.0155	1.89	15	0.0649	14.1
0	0.0157	3.05	15	0.0651	14.4
0	0.0159	6.88	15	0.0653	14.8
7.5	0.0201	1.75	22.5	0.1197	5.10
7.5	0.0203	1.41	22.5	0.1199	5.19
7.5	0.0205	1.54	22.5	0.1201	5.29
7.5	0.0207	2.14	22.5	0.1203	5.40
7.5	0.0209	3.21	22.5	0.1205	5.53

$$J_\theta = (\psi_{1,\theta}^* - \psi_{1,\theta})^2 + (\psi_{2,\theta}^* - \psi_{2,\theta})^2 + \dots +$$

$$(\psi_{49,\theta}^* - \psi_{49,\theta})^2 + (\psi_{50,\theta}^* - \psi_{50,\theta})^2 \quad (10)$$

$$\psi_{i,\theta}^* = 2a/(1+e^{-\varepsilon_\theta i}) - a \quad (11)$$

式中:  $\varepsilon_\theta$  表示在任意  $\theta$  处  $\varepsilon$  的值,  $\psi_{1,\theta}, \psi_{2,\theta}, \dots, \psi_{50,\theta}$  分别表示  $i=1, 2, \dots, 50$  时由实际测得的磁链曲线中获取的值;  $\psi_{1,\theta}^*, \psi_{2,\theta}^*, \dots, \psi_{50,\theta}^*$  分别表示  $i=1, 2, \dots, 50$  时由式(11)中采用不同  $\varepsilon_\theta$  计算获取的值。

因此式(10)还可表示为

$$J_\theta = (2a/(1+e^{-\varepsilon_\theta \times 1}) - a - \psi_{1,\theta})^2 +$$

$$(2a/(1+e^{-\varepsilon_\theta \times 10}) - a - \psi_{2,\theta})^2 + \dots +$$

$$(2a/(1+e^{-\varepsilon_\theta \times 49}) - a - \psi_{49,\theta})^2 +$$

$$(2a/(1+e^{-\varepsilon_\theta \times 50}) - a - \psi_{50,\theta})^2 \quad (12)$$

本文所提模型获取的磁链曲线和实测模型获取的磁链值进行对比如图 6 所示, 结合图 3(a)可以看出, 所提模型在  $0^\circ$ 、 $7.5^\circ$ 、 $15^\circ$  和  $22.5^\circ$  时的精度与傅里叶模型相近。实际测量的磁链模型和三阶傅里叶模型获取磁链模型之间的误差如图 7(a)所示, 实际测量的磁链模型与所提出的模型获取磁链模型之间的误差如图 7(b)所示。从图 7 中可以看出, 所提方法在其他角度比傅里叶分解法具有更好的曲线拟合效果。同时, 该方法仅采用参数  $\varepsilon$  建立磁链模型, 这就意味着在电机运行时磁链向转矩的转换速率快, 因而所提磁链模型可用于电机运行时磁链模型向转矩模型的转换。

## 2.2 基于加速度回路的补偿策略

为了补偿由于电机结构变化、摩擦系数和测量误差引起的磁链数据不准确, 本文提出了一种基于电机加速度回路的补偿方法。

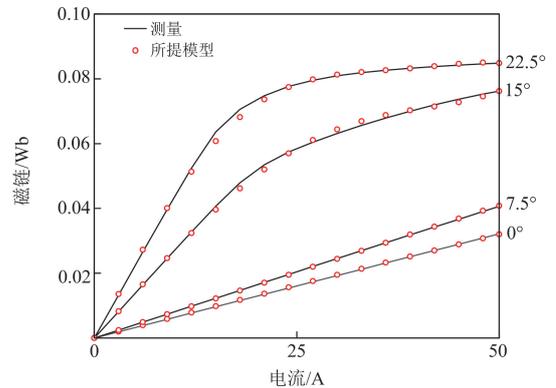
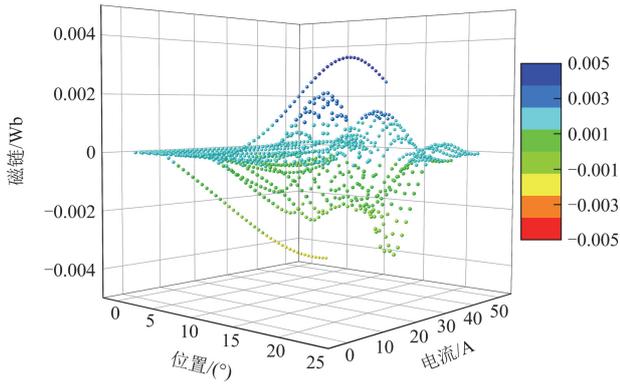
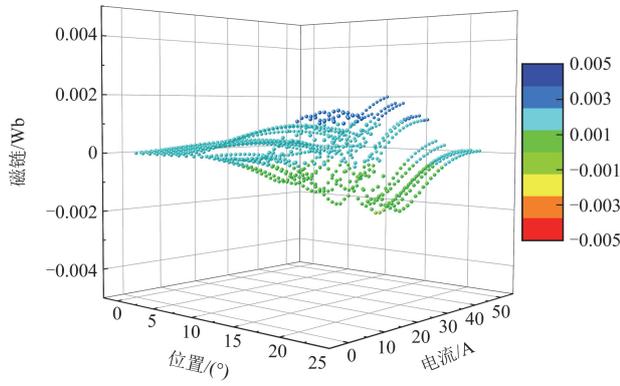


图 6 在  $0^\circ$ 、 $7.5^\circ$ 、 $15^\circ$  和  $22.5^\circ$  时所提模型获取的磁链曲线和实测的磁链曲线

Fig. 6 Acquired flux linkage and measured flux linkage curves of proposed model at  $0^\circ$ ,  $7.5^\circ$ ,  $15^\circ$  and  $22.5^\circ$



(a) 实际测量的三维磁链曲面与三阶傅里叶模型之间的误差



(b) 实际测量的三维磁链曲面与所提模型之间的误差

图 7 实测磁链和不同模型获取磁链之间的误差

Fig. 7 Error between measured magnetic flux and magnetic flux obtained by different models

电机的机械运动方程为

$$T_e(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt} + D\omega(t) + T_L \quad (13)$$

式中:  $T_e(t)$  为电磁转矩;  $J$  为转动惯量;  $\omega(t)$  为电机的角速度;  $D$  为摩擦系数;  $T_L$  为负载转矩。

当速度趋于稳定时,可以得到

$$|\omega(t) - \omega_{ref}| < \delta_1 \quad (14)$$

式中:  $\omega_{ref}$  为给定角速度;  $\delta_1$  为接近 0 的常数。

由于  $\delta_1 \ll \omega_{ref}$ , 式(13)可变为

$$T_e(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt} + D\omega_{ref}(t) + D\delta_1 + T_L \approx J \frac{d\omega(t)}{dt} + D\omega_{ref}(t) + T_L \quad (15)$$

因此,当负载转矩恒定且电机转速趋于稳定时,电机的转矩公式可以表示为

$$T_e(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt} + C \quad (16)$$

式中:  $C$  为常数。从式(16)可以看出,电机的转矩和电机的加速度  $d\omega(t)/dt$  之间的关系是线性的。因此,可以使用加速度环来观察电机的转矩控制效果。当电机在稳定状态下运行时,加速度  $d\omega(t)/dt$  通常在一定的阈值范围内。而当不使用转矩传感器时,转矩模型将由计算的磁链模型转换,通常采用转矩控制策略控制电机时都会通过转矩滞环控制器来输出开关管的开通关断信号。如果模型中换算得出的转矩大于实际转矩,则产生的总转矩将大于所需转矩,这将导致电机在加速状态下运行,并且电机的加速度  $d\omega(t)/dt$  将超过阈值。而当计算的转矩小于实际转矩时,产生的总转矩将小于所需转矩,这将导致电机在减速状态下运行,电机的加速度  $d\omega(t)/dt$  将低于阈值。

为了进一步获取磁链模型与电机加速度环的关系,下文对此进行了分析。

电机的相磁链一般表示为

$$\psi_k = i_k L_k \quad (17)$$

式中:  $\psi_k$  为第  $k$  相的相磁链;  $i_k$  为第  $k$  相的相电流;  $L_k$  为第  $k$  相的电感。当忽略磁饱和和耦合的影响时,相转矩可以通过式(18)获得(需要注意的是,这里只是用来分析相转矩和相磁链之间的关系)。

$$T_{ek} = 0.5i_k^2 \frac{dL_k}{d\theta} \quad (18)$$

$$T_{ek} = 0.5i_k \frac{d\psi_k}{d\theta} \quad (19)$$

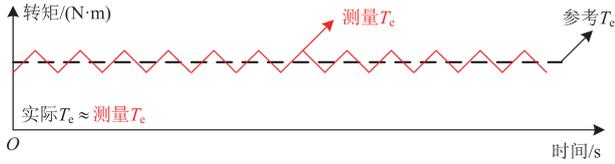
因而相转矩  $T_{ek}$  可以表示为

$$T_{ek} = 0.5i_k \frac{\psi_{\theta_2} - \psi_{\theta_1}}{\theta_2 - \theta_1} \quad (20)$$

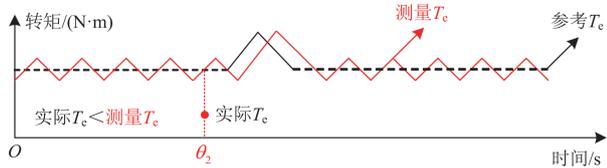
式中:  $\psi_{\theta_2}$  为  $\theta_2$  处的磁链值;  $\psi_{\theta_1}$  为  $\theta_1$  处的磁链值。从式(20)中可以看出,当  $\psi_{\theta_1}$  不变时,相转矩  $T_{ek}$  随着  $\psi_{\theta_2}$  的增大而增大,随着  $\psi_{\theta_2}$  的减小而减小。

当开关磁阻电机采用转矩控制策略时,如果拟合出的磁链模型准确,根据式(20)可知,此时的转矩值和实际转矩值相近,如图 8(a)所示,电机测量出的转矩稳定跟随给定转矩,电机的加速度环也处于一定阈值范围内。由式(20)可以看出,在其他条件相同的情况下,如果计算值  $\psi_{\theta_2}$  不准确,大于实际磁链值,但计算值  $\psi_{\theta_1}$  准确,则  $(\psi_{\theta_2} - \psi_{\theta_1})/(\theta_2 - \theta_1)$  将大于实际值,这意味着通过磁链模型获取的转矩值  $T_{ek}$  将大于实际值,如图 8(b)所示,根据电机的机械方程式(16)可知,尽管此时电机的测量转矩仍跟随参考转矩,但电机实际的输出转矩值不够,无法维持电机在设定转速下持续稳定运行,在  $\theta_2$  位置处

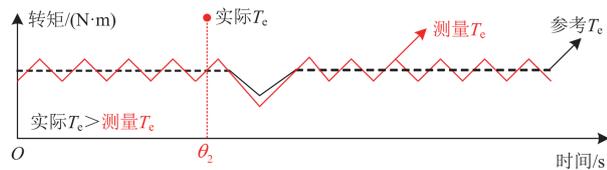
电机将处于减速状态, 电机的加速度将低于阈值。相应地, 如果计算值 $\psi_{\theta_2}$ 不准确, 小于实际磁链值, 但计算值 $\psi_{\theta_1}$ 准确, 则 $(\psi_{\theta_2} - \psi_{\theta_1})/(\theta_2 - \theta_1)$ 将小于实际值, 这意味着通过磁链模型获取的转矩值 $T_{ck}$ 将小于实际值。如图 8(c)所示, 尽管此时电机的测量转矩仍跟随参考转矩, 但电机实际的输出转矩值超出给定值, 在 $\theta_2$ 位置处电机将处于加速状态, 电机的加速度将高于阈值。



(a) 磁链模型准确时电机测量转矩和参考转矩对比



(b) 所测磁链低于实际磁链时电机测量转矩和参考转矩对比



(c) 所测磁链高于实际磁链时电机测量转矩和参考转矩对比

图 8 不同磁链模型下电机测量转矩和参考转矩对比

Fig. 8 Comparison of SRM measured torque and reference torque under different flux models

在电机制造工艺和摩擦系数的影响下, 以及在电机长时间工作的情况下, 电机运行时计算得到的磁链与实际磁链会有一些差异。因此, 可以通过对电机的加速度波形进行分析来进一步提高所提磁链模型的精度。当采用所提磁链模型时, 计算得到的磁链完全由 $\varepsilon$ 值决定。从所提出的磁链获取公式中可以看出, 计算得出的磁链 $\psi$ 会随着 $\varepsilon$ 值的增加而增大, 随着 $\varepsilon$ 值减小而减小。

所采用的磁链补偿流程图如图 9 所示。因此当电机加速度超过阈值时, 则需要增大 $\varepsilon$ 值, 反之当加速度低于阈值时, 则需要减小 $\varepsilon$ 值。

### 3 实验验证

为了验证所提方法的有效性, 本文采用了一台 12/8 的开关磁阻电机作为样机, 实验台如图 10 所示,

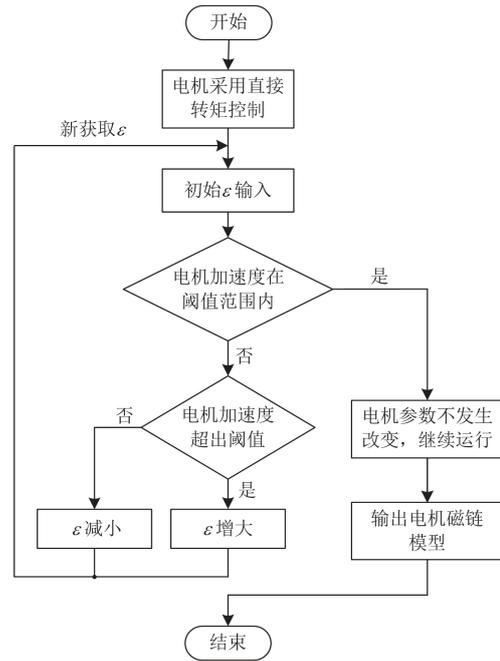


图 9 补偿方案流程图

Fig. 9 Flow chart of compensation scheme

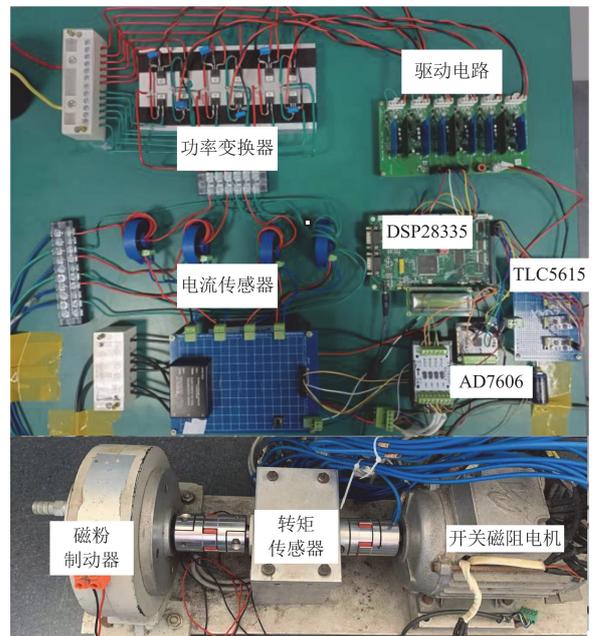


图 10 实验台

Fig. 10 Experimental platform

12/8 SRM 的电机参数如表 2 所示。所采用的功率开关为 MOSFET, 控制器采用 DSP TMS320F28335, 电流传感器为 LT108-S7。

#### 3.1 脉宽调制控制策略

本文首先利用传统脉宽调制策略(pulse width modulation, PWM)控制开关磁阻电机, 如图 11 所示。

表 2 电机参数  
Table 2 Motor parameters

参数	值
相	3
定/转子极	12/8
额定功率/W	100
额定速度/(r/min)	1500

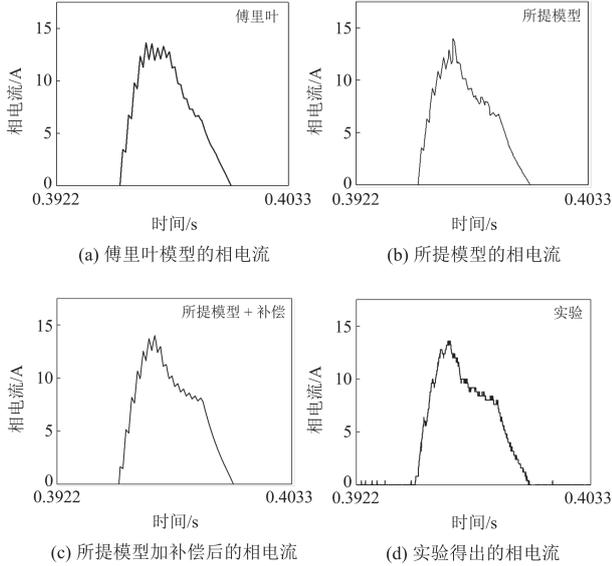


图 11 PWM 控制策略下相电流波形

Fig. 11 Phase current waveforms on PWM control strategy

图 11 中电机的转速为 1000 r/min，负载为 0.6 N·m，采用傅里叶分解法获取的磁链模型相电流仿真波形如图 11(a)所示，此时相电流峰值约为 13.5 A，采用所提模型得到的相电流仿真波形如图 11(b)所示，相电流峰值约为 14.2 A，对所提磁链模型进行补偿后相电流仿真波形如图 11(c)所示，相电流峰值约为 13.7 A，样机的相电流实验波形如图 11(d)所示，相电流峰值约为 13.6 A。从图 11 中可以看出，相较于傅里叶分解法获取的相电流波形，采用所提模型获取的相电流波形与实验波形一致性更高，但仍有误差，所提模型在经过相应的补偿策略后，模型精度进一步提高，获取的相电流波形与实验波形更为贴近。

### 3.2 角度位置控制(angular position control, APC)

从图 12 可以看出，当电机转速为 1000 r/min，负载转矩为 0.6 N·m，采用 APC 策略时，傅里叶分解法获取的相电流峰值约为 16.2 A，所提模型获取的相电流峰值约为 15.5 A，所提模型加补偿策略下的相电流峰值为 15.2 A，而实验获取的相电流峰值约为 15.2 A。从图 12 中可以看出，与三阶傅里叶磁链模型相比，所提磁链模型的仿真电流曲线可以更

好地贴合实验电流曲线，并且在对所提磁通模型进行补偿后，其精度得到了进一步的提高。

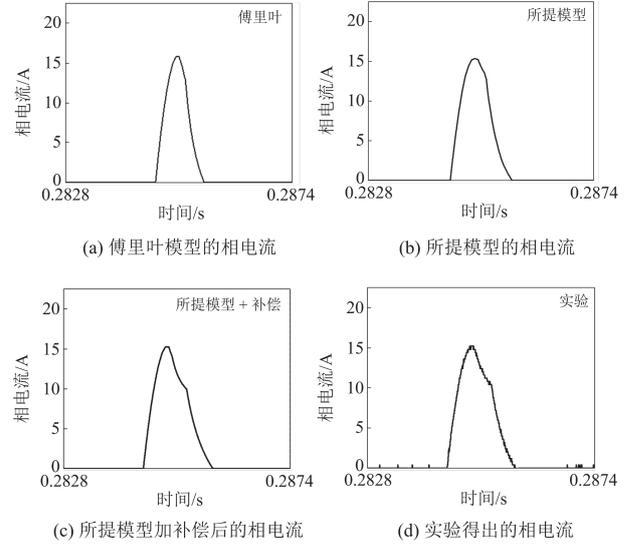


图 12 APC 策略下相电流波形

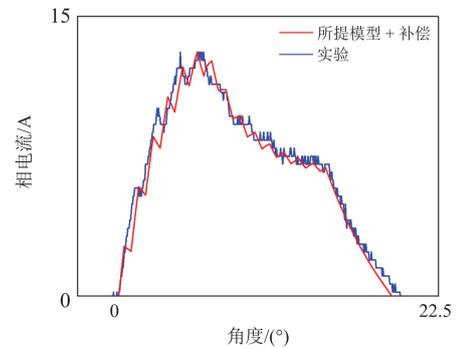
Fig. 12 Phase current waveforms on APC strategy

为了进一步描述仿真电流和实际电流的整体差异，本文对所提模型获取的电流波形与实验电流波形进行定量对比，如图 13 所示，此时电机的转速为 1000 r/min，负载为 0.6 N·m。进一步地，本文采用误差参数  $\Omega$  对其进行量化对比。

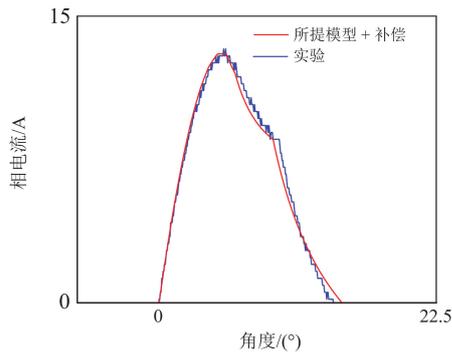
$$\Omega = \sqrt{\frac{\sum (i_{sim} - i_{real})^2}{N_{sample}}} / i_{rms} \quad (21)$$

式中： $i_{sim}$  和  $i_{real}$  分别为仿真电流、实际电流在各个角度的值； $N_{sample}$  为采样次数； $i_{rms}$  为相电流有效值。将所提模型经过补偿后的相电流与实验得出的相电流在不同控制策略、不同工况下进行对比，如表 3 所示。

由表 3 和图 13 可知，所提模型获取的相电流波形与实验电流波形拟合度较高，可以满足对电机静态和动态性能分析。



(a) PWM 策略下实验电流波形和所提模型加补偿相电流波形对比



(b) APC策略下实验电流波形和所提模型加补偿相电流波形对比

图 13 不同控制策略下实验电流和所提模型加补偿策略获取电流对比

Fig. 13 Comparison of experimental current and obtained current of proposed model with compensation strategy under different control strategies

表 3 仿真获取电流和实际电流对比

Table 3 Comparison between simulated and actual current

控制策略	工况	相电流误差/%
PWM	500 r/min、0.6 N·m	6.53
	1000 r/min、0.6 N·m	7.21
APC	500 r/min、0.6 N·m	7.91
	1000 r/min、0.6 N·m	8.14

## 4 结论

为了实现在开关磁阻电机运行过程中磁链模型到转矩模型的转换, 本文提出了一种简化的磁链建模方法。所提方法仅通过储存少量的耦合系数  $\varepsilon$ , 就可以准确地获取开关磁阻电机的相磁链。与低阶傅里叶法获取的磁链模型相比, 本文提出的磁链模型精度得到了有效提高。与磁路法和有限元法相比, 本文方法不需要测量电机的内部结构尺寸, 只需要进行有限的实验分析即可获得精确的磁链模型。同时, 由于制造工艺、摩擦系数和测量误差的影响导致电机磁链模型精度降低, 本文采用了加速度环对所提模型进行补偿, 进一步提高了所提磁链模型的精度。

## 参考文献

- [1] 王允建, 张昌杰, 孙星, 等. 一种混合型双向直流变压器的改进虚拟直流电机控制[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(22): 93-103.  
WANG Yunjian, ZHANG Changjie, SUN Xing, et al. Improved virtual DC motor control for a hybrid bi-directional DC transformer[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(22): 93-103.
- [2] 吕玉映, 赵凯辉, 游鑫, 等. 基于双扰动观测器的永磁同步电机双惯量系统无模型递归终端滑模控制[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(21): 129-139.  
LÜ Yuying, ZHAO Kaihui, YOU Xin, et al. Model-free recursive terminal sliding mode control for a permanent magnet synchronous motor dual inertia system based on a double disturbance observer[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(21): 129-139.
- [3] 王红标, 粟时平, 胡亚杰, 等. 含电动汽车快速充电站配电网的暂态电能质量特性研究[J]. 电测与仪表, 2024, 61(6): 159-166.  
WANG Hongbiao, SU Shiping, HU Yajie, et al. Study on transient power quality characteristics of distribution network with EV quick charging stations[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2023, 61(6): 159-166.
- [4] 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.
- [5] CHEN H, YANG F, XU L, et al. Reliability analysis of a switched reluctance starter/generator[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2024, 9(1): 112-121.
- [6] 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(增刊 2): 394-400.  
FEI Chen, YAN Jianhu, WANG Pan, et al. Torque ripple suppression of switched reluctance motor based on modified torque sharing function[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(S2): 394-400.
- [7] 闫文举, 杨宏伟, 辛俊, 等. 电动汽车轴向混合磁通同齿极开关磁阻电机设计与分析[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(22): 156-165.  
YAN Wenju, YANG Hongwei, XIN Jun, et al. Design and analysis of an axial and radial hybrid flux switched reluctance motor with identical poles for electric vehicles[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(22): 156-165.
- [8] 贺虎成, 邵贺, 桂洁亚, 等. 永磁同步电机改进型鲁棒模型预测转矩控制[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(4): 155-165.  
HE Hucheng, SHAO He, GUI Haoya, et al. Improved robust model predictive torque control of a permanent magnet synchronous motor[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(4): 155-165.

- [9] LIANG X, LI G, OJEDA J, et al. Comparative study of classical and mutually coupled switched reluctance motors using multiphysics finite-element modeling[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(9): 5066-5074.
- [10] SUN Z, OTSUKI H, SATO T, et al. Topology optimization of a switched reluctance machine by electromagnetic-structural multiphysics finite element analysis[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2024, 60(3): 1-5.
- [11] SUN X, WAN B, LEI G, et al. Multiobjective and multiphysics design optimization of a switched reluctance motor for electric vehicle applications[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(4): 3294-3304.
- [12] YU Q, GERLING D. Analytical modeling of a canned switched reluctance machine with multilayer structure[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(9): 5069-5082.
- [13] DEMENKO A, SYKUYLSKI J K. Analogies between finite-difference and finite-element methods for scalar and vector potential formulations in magnetic field calculations[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2016, 52(6): 1-6.
- [14] UDDIN W, SOZER Y. Analytical modeling of mutually coupled switched reluctance machines under saturation based on design geometry[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(5): 4431-4440.
- [15] ROY D, SENGUPTA M. An experimentally validated novel analytical approach for modeling of a saturated switched reluctance motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(12): 1-11.
- [16] FANG C, CHEN H, WANG X, et al. Current estimation of switched reluctance motor based on piecewise model and iteration calculation[J]. International Journal of Circuit Theory and Application, 2022, 40(2): 1-16.
- [17] XUE X, CHENG K, HO S. A self-training numerical method to calculate the magnetic characteristics for switched reluctance motor drives[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 40(2): 734-737.
- [18] LIU C, ZUO S, HU S, et al. Quasi-3-D nonlinear analytical modeling of magnetic field in axial-flux switched reluctance motors[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(3): 1-12.
- [19] STUIKYS A, ZAGHARI B, SYKULSKI J K. Instantaneous electromagnetic torque waveform calculations for switched reluctance machines exploiting vector analysis[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2021, 57(1): 1-11.
- [20] SUN X, WANG N, YAO M, et al. Position sensorless control of switched reluctance motors based on angle adjustment using nonlinear inductance and flux model[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(12): 15467-15477.
- [21] EDRINGTON C S, FAHIMI B and KRISHNAMURTHY M. An autocalibrating inductance model for switched reluctance motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4): 2165-2173.
- [22] SUN X, WU J, LEI G, et al. Torque modeling of a segmented-rotor srm using maximum-correntropy-criterion-based LSSVR for torque calculation of EVs[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(3): 2674-2684.
- [23] YANG F, CHEN H, VICTOR P, et al. Improved direct torque control strategy for reducing torque ripple in switched reluctance motors[J]. Journal of Power Electronics, 2022, 22(4): 603-613.
- [24] AZER P, DHALE S, KORDIC M, et al. Modeling and evaluation of mutual coupling effect in conventional switched reluctance machines using space vector representation[J]. IEEE Access, 2022, 10: 104532-104542.
- [25] ESSAH D, SUDOF F. An improved analytical model for the switched reluctance motor[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2003, 18(3): 349-356.
- [26] SAFDARZADEH O, MAHMOUDI A, AFJEI E, et al. Rotary linear switched reluctance motor: analytical and finite-element modeling[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(5): 8315-8327.
- [27] XUE X, CHENG K, HO S. 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.

收稿日期：2024-09-06； 修回日期：2025-04-16

作者简介：

杨帆(1991—)，男，博士，研究方向为开关磁阻电机系统及其控制；E-mail: ts17130051a3@cumt.edu.cn

王星(1974—)，女，通信作者，硕士，副教授，研究方向为开关磁阻电机及其控制；E-mail: 3512@cumt.edu.cn

陈昊(1969—)，男，博士，教授，博士生导师，研究方向为开关磁阻电机系统及其控制。E-mail: hchen@cumt.edu.cn

(编辑 许威)