

## 同步磁阻电机交叉饱和特性参数辨识与建模

鲍崇, 隋宇, 孙海纳, 程启原, 宋受俊

(西北工业大学自动化学院, 西安 710072)

**摘要:** 同步磁阻电机(Synchronous reluctance motor, SynRM)由于其独特的磁路结构,在运行过程中存在显著的交叉饱和效应,这给电机的精确控制和性能优化带来了挑战。本文针对由磁路自饱和及交叉饱和引起的同步磁阻电机参数非线性变化问题,提出了电机静止状态下的交叉饱和特性参数辨识方法和改进的数学模型建模方法。首先,通过离线静止辨识,获取电机在不同饱和状态下的特性数据;然后,利用神经网络及数值优化技术对数据进行拟合,得到 SynRM 在不同工作状态下的交叉饱和参数;最后,建立了考虑交叉饱和效应的改进数学模型,并通过与有限元仿真结果对比及仿真验证了该模型的准确性和有效性。

**关键词:** 同步磁阻电机;交叉饱和;参数辨识;神经网络;数学建模

中图分类号:TM351

文献标志码:A

文章编号:1005-2615(2024)05-0834-13

## Parameter Identification and Modeling of Cross-Saturated Synchronous Reluctance Motor

BAO Chong, SUI Yu, SUN Haina, CHENG Qiyuan, SONG Shoujun

(School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

**Abstract:** Due to its unique magnetic circuit structure, the synchronous reluctance motor (SynRM) exhibits significant cross-saturation effects during operation, posing challenges for accurate control and performance optimization of the motor. This paper presents a method for identifying cross-saturation characteristic parameters and an improved mathematical modeling method for the nonlinear changes in SynRM parameters caused by magnetic circuit self-saturation and cross-saturation in the static state of the motor. Offline stand still tests are conducted to acquire characteristic data of the motor under different saturation levels. Subsequently, neural networks learn the complex relationships between input currents and output flux linkages, while numerical optimization techniques refine the extracted parameters to minimize model discrepancies. These identified parameters are then integrated into an enhanced mathematical model that effectively incorporates cross-saturation effects. The accuracy and effectiveness of the proposed model are rigorously validated through comprehensive comparisons with finite element analysis (FEA) results and further simulations.

**Key words:** synchronous reluctance motor (SynRM); cross-saturation; parameter identification; neural network; mathematical modeling

同步磁阻电机(Synchronous reluctance motor, SynRM)因其结构简单、成本低廉和高效率等优点,在现代工业应用中展现出巨大潜力<sup>[1]</sup>。然而, SynRM 独特的磁路结构导致其在运行过程中呈现

显著的交叉饱和效应,这使得电机的精确控制面临严峻挑战<sup>[2]</sup>。同步磁阻电机的  $d$  轴表示与转子磁链对齐的直轴,  $q$  轴则表示与转子磁链垂直的交轴,在  $d$ 、 $q$  轴坐标系下可以将电机的磁链和电流分

基金项目:陕西省杰出青年科学基金(2023-JC-JO-44)。

收稿日期:2024-06-15;修订日期:2024-08-15

通信作者:宋受俊,男,教授,博士生导师, E-mail: sunnyway@nwpu.edu.cn。

引用格式:鲍崇,隋宇,孙海纳,等. 同步磁阻电机交叉饱和特性参数辨识与建模[J]. 南京航空航天大学学报, 2024, 56(5): 834-846. BAO Chong, SUI Yu, SUN Haina, et al. Parameter identification and modeling of cross-saturated synchronous reluctance motor[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2024, 56(5): 834-846.

量解耦,从而便于控制和分析电机性能。交叉饱和效应主要表现为 $d$ 轴和 $q$ 轴磁通之间的相互耦合,导致电机参数(如电感和磁链)呈现复杂的非线性变化,从而影响控制系统的性能和稳定性。对于同步磁阻电机控制来说,无论是采用矢量控制<sup>[3]</sup>、弱磁控制<sup>[4]</sup>,还是采用最大转矩电流比控制<sup>[5]</sup>、无位置传感器控制<sup>[6]</sup>、自抗扰控制<sup>[7]</sup>以及容错控制<sup>[8]</sup>等先进控制算法,实现对电机的高性能控制都需要以准确的数学模型为基础。但是在许多工业应用中,只有铭牌参数可用,因此需要对数学模型中定子相电阻以及 $d$ 、 $q$ 轴电感等参数进行辨识<sup>[9]</sup>。

近年来,国内外学者对SynRM的参数辨识和建模方法进行了广泛研究。根据辨识过程中电机转子是否旋转可将电感参数辨识方法分为静止辨识和旋转辨识两大类<sup>[10]</sup>。静止辨识一般在电机运行之前进行,得到的只是电机运行的初始参数。文献[11]提出了一种磁通饱和和近似函数,该方法结合静止自辨识技术和多元线性回归,实现了高效、精确的磁通特性辨识,然而该方法难以充分反映动态特性。文献[12]利用神经网络模型对静止辨识的磁链-电流曲线进行训练,进一步提高识别精度,神经网络训练的数据可以较好地拟合实验测量的数据,同时外推结果也恰当地显示了未测量部分的趋势,但未考虑交叉饱和的影响因素。

传统的电机参数旋转辨识需要电机在恒定速度和负载条件下进行测试。然而在某些情况下,加速度试验下的空载识别<sup>[13]</sup>、采用大信号高频注入以及磁通曲线分段线性近似的静止识别<sup>[14]</sup>等方法由于机械原因(电机轴无法与负载解耦)或精度问题,可能不再适用。

在低惯性系统中施加电流偏置<sup>[15]</sup>的方法会导致电机发生旋转,因此这种方法也有一定的局限性:由于电机转子结构的凸极性较大,电流中易产生较大的谐波分量会影响辨识的精度。文献[16]针对谐波分量导致的误差问题,通过旋转电压注入法,提出一种基于定向旋转变换的信号幅值解调方案,该方案无需使用滤波器,避免了滤波器导致辨识结果失真的问题,适用于低速和计算量小等优点,但同时也存在对噪声敏感和参数设置等问题。文献[17]提出了一种基于预测直接转矩控制的解决方案,利用正交锁相环观测器获取转子位置信息,并结合线性回归方法有效抑制饱和和效应带来的影响,实现了SynRM在低速和零速区域的稳定运行。该方法结构简单,易于数字化实现,但也依赖于初始电机参数的精确度,存在一定的局限性。文献[18]提出了一种基于拓展卡尔曼滤波器的高效控制策略。该策略将温升和铁损影响纳入建模,实

现了对SynRM交直流电流的精确辨识,并能够提供无传感器控制所需的位置和速度信息,为提高驱动器运行效率提供了可能。此外,该方法还能估计电感和铁心损耗电阻等参数,为电源效率优化提供了依据。然而,此算法本身的复杂性和计算量较大,对控制器的硬件资源提出了较高要求,这在一定程度上限制了其应用范围。

为了解决交叉饱和效应带来的电机参数非线性变化的问题,本研究提出了一种新的方法,其可以在电机静止状态下进行交叉饱和特性参数辨识,同时提出了一种改进的数学模型建模方法。研究过程分为3个主要阶段:首先,通过离线静止辨识技术,得到电机在不同饱和状态下的特性数据;其次,运用神经网络和数值优化技术对这些数据进行拟合,从而获得SynRM在各种工作状态下的交叉饱和参数;最后,基于这些结果,建立一个考虑交叉饱和效应的改进数学模型。为验证该模型的准确性和有效性,将其与有限元仿真结果进行了对比,并进行了进一步的仿真验证。研究结果表明:所提出的方法不仅能够准确捕捉电机的非线性特性,还为SynRM的精密建模和高效控制提供了参考。

## 1 同步磁阻电机

### 1.1 SynRM结构及运行原理

SynRM定子结构与常规的三相交流电机的定子类似,由电机定子铁芯、电枢绕组和电机机座等结构构成。定子铁芯一般采用硅钢片叠压而成,叠压结构可以有效减小电机运行过程中的涡流损耗。同步磁阻电机的电枢绕组一般分为单层绕组和双层绕组放置在定子槽内,作为励磁来源<sup>[19]</sup>。

同步磁阻电机的转子没有永磁体,不需要依赖永磁材料。转子通过采用钢片叠压式结构,一般分为轴向叠片转子和横向叠片转子<sup>[20]</sup>:轴向叠片沿着电机转动轴的垂直方向叠压磁障,结构复杂,成本高;横向叠片沿着电机转动轴的方向叠压,结构简单,机械可靠性高,成本低。根据内部空气磁障的形状,主要分为U形磁障和C形磁障,多磁障结构可以增强电机的凸极效应<sup>[21]</sup>。在SynRM的控制策略中,磁场定向控制(Field-oriented control,FOC)因其优异的动态性能和精确的转矩控制而被广泛应用,是目前最为常见和成熟的控制方法之一。FOC的核心思想是将复杂的交流电机控制问题转化为相对简单的直流电机控制问题,转子磁场定向(Rotor field-oriented control,RFOC)和定子磁场定向(Stator field-oriented control,SFOC)作为两种主要的实现方式,各具特色,并在不同应用场景中发挥重要作用<sup>[22]</sup>。RFOC以转子磁场为参考坐标系,

通过直接控制转子磁场来实现精确的转矩调节,具有优异的动态响应特性。然而,RFOC对电机参数变化较为敏感,尤其是转子时间常数的变化,这可能导致控制性能下降。相比之下,SFOC以定子磁场为参考坐标系,通过控制定子磁链的幅值和角度来间接调节电机转矩,表现出较强的参数鲁棒性<sup>[22]</sup>。图1展示了两种磁场定向控制策略的矢量图。图1中: $\alpha$ 、 $\beta$ 为两相静止坐标系; $d$ 、 $q$ 为以转子磁场为参考的两相旋转坐标系; $d_s$ 、 $q_s$ 为以定子磁场为参考的两相旋转坐标系;负载角 $\delta$ 相对于 $d$ 轴测量得到; $\theta_r$ 为转子电角度; $\theta_s$ 为磁链矢量相对于 $\alpha$ 轴的角度; $i_s$ 为定子电流; $i_{ds}$ 、 $i_{qs}$ 为定子电压和电流在 $d_s$ 轴、 $q_s$ 轴的分量; $i_d$ 、 $i_q$ 为定子电压和电流在 $d$ 轴、 $q$ 轴的分量; $\psi_s$ 为定子磁链矢量的模; $\psi_d$ 、 $\psi_q$ 为 $d$ 、 $q$ 轴磁链; $\omega_e$ 为电角速度; $\omega_r$ 为转子机械角速度。

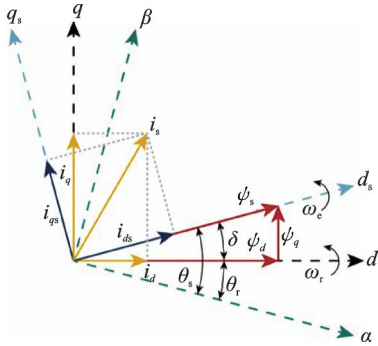
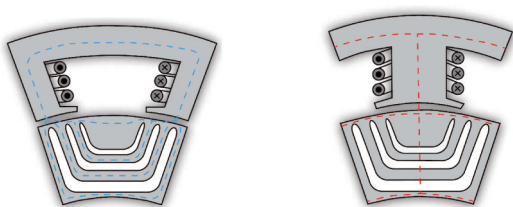


图1 SynRM在不同参考系下的矢量图

Fig.1 Vector diagram of SynRM in different reference frames

本文在转子磁场定向的框架下,针对SynRM的磁路进行分析,将其划分为两个对称轴,其中磁阻较小的方向定义为直轴( $d$ 轴),磁阻较大的方向定义为交轴( $q$ 轴)。在这种定义下, $d$ 轴与 $q$ 轴在电角度上相差 $90^\circ$ 。当三相正弦交流电通入同步磁阻电机定子时,电流在定子绕组中产生的旋转磁场驱动电机的转子旋转。在此过程中,由于转子磁场与定子磁场的相互作用,磁力线的阻抗发生变化,导致磁通沿着磁阻最小的路径闭合,使得SynRM能够高效地将电能转换为机械能,SynRM磁路结构如图2所示。

SynRM利用 $d$ 轴和 $q$ 轴的磁阻差异产生转矩,



(a)  $d$ -axis magnetic circuit structure (b)  $q$ -axis magnetic circuit structure

图2 同步磁阻电机 $d$ 、 $q$ 轴磁路结构

Fig.2  $d$ -axis and  $q$ -axis magnetic circuit structures of SynRM

转矩的大小与 $d$ 、 $q$ 轴电感之差成正相关。当SynRM带负载时,转子与旋转磁场形成一个固定的相对角度,即负载角,此时磁阻转矩与负载转矩平衡,定子侧的旋转磁场带动转子同步旋转运行。当负载增大时,负载角会变大。通过检测转子的位置,调整旋转磁场的角度与转子电流,确保负载角不会超出极限范围。因为磁滞效应的影响,转子需要时间改变内部磁畴的方向,所以SynRM不能自起动,需要通过频率控制器进行起动。

相对于直流有刷电机,SynRM结构简单,没有电刷和换向器,易于维护,使用寿命长,可以极大地减小电机的制作成本,提高电机工作可靠性;相对于异步电机,SynRM始终保持同步速运转,定子磁场之间不存在转差,调速性能优良,具有更高的效率和转矩密度;相对于开关磁阻电机,SynRM并非双凸极结构,定子产生旋转磁场,数学建模简单,转矩脉动小、效率高。

## 1.2 SynRM数学模型

### 1.2.1 传统SynRM数学模型

为了方便研究和建立模型,将所研究的电机视作“理想电机”,传统的SynRM数学模型建立在以下几种理想情况的基础上:(1)假设电机的定子内侧光滑,忽略定子齿槽效应的影响,转子表面光滑,转子以交轴,直轴对称轴时均为中心对称结构;(2)忽略磁路饱和效应、磁滞效应、涡流效应和剩磁对电机的影响;(3)忽略定子绕组的集肤效应及电机运行时温度变化导致电阻率变化的影响;(4)定子三相绕组对称分布,气隙磁密满足正弦分布;(5)遵循正交解耦原则。在 $d$ - $q$ 坐标系下SynRM电磁方程可表示为

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \quad (1)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \quad (2)$$

$$\psi_d = L_d i_d \quad (3)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (4)$$

$$i_d = I_s \sin \theta \quad (5)$$

$$i_q = I_s \cos \theta \quad (6)$$

式中: $u_d$ 、 $u_q$ 、 $i_d$ 、 $i_q$ 、 $\psi_d$ 、 $\psi_q$ 、 $L_d$ 、 $L_q$ 分别表示 $d$ 、 $q$ 轴电压、 $d$ 、 $q$ 轴电流、 $d$ 、 $q$ 轴磁链和 $d$ 、 $q$ 轴电感; $R_s$ 为定子电阻; $\omega_e$ 为电角速度; $\theta$ 为电流角; $I_s$ 为定子电流。

在矢量控制SynRM中,电磁转矩方程通常表示为

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \\ &= \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q = \\ &= \frac{3}{4} p (L_d - L_q) I_s^2 \sin 2\theta \end{aligned} \quad (7)$$



式中  $p$  为电机极对数。

机械方程可以表示为

$$T_e - T_L = \frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (8)$$

式中  $T_L$  和  $J$  分别为负载转矩及转动惯量。

由电压方程及电磁转矩方程可得传统 SynRM 等效  $d$ - $q$  轴电路模型如图 3 所示。

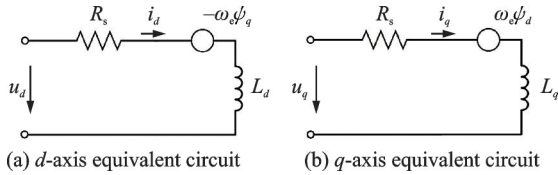


图 3 SynRM 基本等效电路模型

Fig.3 Basic equivalent circuit models of SynRM

### 1.2.2 考虑磁路饱和效应的 SynRM 数学模型

在传统的 SynRM 模型中,通常会忽略磁饱和效应的影响。这一假设简化了模型的复杂性,但可能导致在实际应用中性能评估的偏差。因此,考虑磁饱和效应对于提高电机建模的准确性以及发挥控制性能具有重要意义。

如图 4 所示,若忽略磁路饱和的影响,通常认为  $L = \psi/i \approx \partial\psi/\partial i$ 。由此, SynRM 的电压方程式 (1,2) 可以改写为

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (9)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d \quad (10)$$

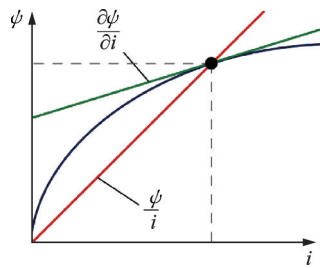


图 4 视在电感与增量电感示意图

Fig.4 Illustration of apparent inductance and incremental inductance

但由于 SynRM 显著的磁饱和特性,  $\psi/i \approx \partial\psi/\partial i$  不再成立,因此电压方程可以改写为

$$u_d = R_s i_d + L_d^{\text{inc}} \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q^{\text{app}} i_q \quad (11)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q^{\text{inc}} \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d^{\text{app}} i_d \quad (12)$$

式中:  $L_d^{\text{inc}}$  和  $L_q^{\text{inc}}$  分别表示 SynRM  $d$  轴和  $q$  轴的增量电感;  $L_d^{\text{app}}$  和  $L_q^{\text{app}}$  则分别表示 SynRM  $d$  轴和  $q$  轴的视在电感。

## 2 同步磁阻电机静止参数辨识

### 2.1 静止参数辨识方法

基于脉冲电压注入的同步磁阻电机参数辨识是一种有效的非侵入式参数估计方法。这种技术通过在电机静止时向定子绕组注入短时脉冲电压,然后分析电机的电流响应来得到关键参数。本文分别对 SynRM 的  $d$ 、 $q$  轴注入脉冲电压,获取电压、电流响应。

在  $d$  轴磁路中,铁心为构成磁路的主要影响因素,对定子电流的变化较为敏感。 $q$  轴磁路中,空气为构成磁路的主要影响因素,对定子电流的变化相比于  $d$  轴要迟钝很多。随着电流的增大,  $d$  轴与  $q$  轴将会体现出不同的饱和特性。 $q$  轴电感小,更容易达到饱和,因此在测量过程中,选择更短的脉冲电压周期以及更小的脉冲电压幅值,就可以达到饱和状态。

在  $d$  轴中注入周期为 40 ms、幅值为  $\pm 60$  V 的脉冲电压,同时给定  $i_q$  分别为 0、5、10 和 15 A,以获得电机  $d$  轴的电流响应,如表 1 所示。当  $i_q$  的参考值为 0 A 时,表示  $d$  轴的电流响应仅由  $d$  轴注入的脉冲电压产生,即为  $d$  轴的自饱和;随着  $q$  轴参考电流的增加,  $d$  轴的电流响应受  $q$  轴电流及  $d$  轴注入的脉冲电压的影响,这反映了  $d$  轴的交叉饱和效应。

表 1  $d$  轴交叉饱和和电感测量

Table 1 Measurement of  $d$ -axis cross-saturation inductance

$i_q/\text{A}$	Pulse voltage period/ms	$u_d/\text{V}$
0	40	$\pm 60$
5	40	$\pm 60$
10	40	$\pm 60$
15	40	$\pm 60$

在  $q$  轴中注入周期为 10 ms、幅值为  $\pm 50$  V 的脉冲电压,同时给定  $i_d$  分别为 0、5、10 和 15 A,以获得电机  $q$  轴的电流响应,如表 2 所示。当  $i_d$  的参考值为 0 A 时,表示  $q$  轴的电流响应仅由  $q$  轴注入的脉冲电压产生,即为  $q$  轴的自饱和;随着  $d$  轴参考电流的增加,  $q$  轴的电流响应受  $d$  轴电流及  $q$  轴注入的脉冲电压的影响,这反映了  $q$  轴的交叉饱和效应。

表 2  $q$  轴交叉饱和和电感测量

Table 2 Measurement of  $q$ -axis cross-saturation inductance

$i_d/\text{A}$	Pulse voltage period/ms	$u_q/\text{V}$
0	10	$\pm 50$
5	10	$\pm 50$
10	10	$\pm 50$
15	10	$\pm 50$

应。在表1、2中,电流为0 A时,分别代表当前 $d$ 轴及 $q$ 轴的自饱和,随着另一个轴电流参考值的增加,包含了交叉饱和效应的影响。上述脉冲注入过程实现的控制算法框图如图5所示。

图5展示了同步磁阻电机 $d$ 、 $q$ 轴交叉饱和测试控制原理。在左侧 $d$ 轴脉冲电压注入时, $u_d$ 参考给定周期为40 ms、幅值为 $\pm 60$  V的脉冲电压,同时给定 $i_q$ 分别为0、5、10和15 A,通过PI控制器调节,计算得到 $q$ 轴电压参考信号 $u_q$ 。随后, $d$ 轴和 $q$ 轴电压参考信号 $u_d$ 、 $u_q$ 经坐标变换生成 $\alpha$ - $\beta$ 轴参考电压 $u_\alpha$ 、 $u_\beta$ ,进一步通过空间矢量脉宽调制(Space vector pulse width modulation, SVPWM)进行调制,最终生成三相全桥功率变换器的开关信号,从而实现对同步磁阻电机的有效控制。在右侧 $q$ 轴脉冲电压注入时,由于 $q$ 轴更易达到饱和状态,因此 $u_d$ 参考给定周期为10 ms、幅值为 $\pm 50$  V的脉冲电压,同时给定 $i_d$ 分别为0、5、10和15 A,后续步骤则与 $d$ 轴相似,不再赘述。

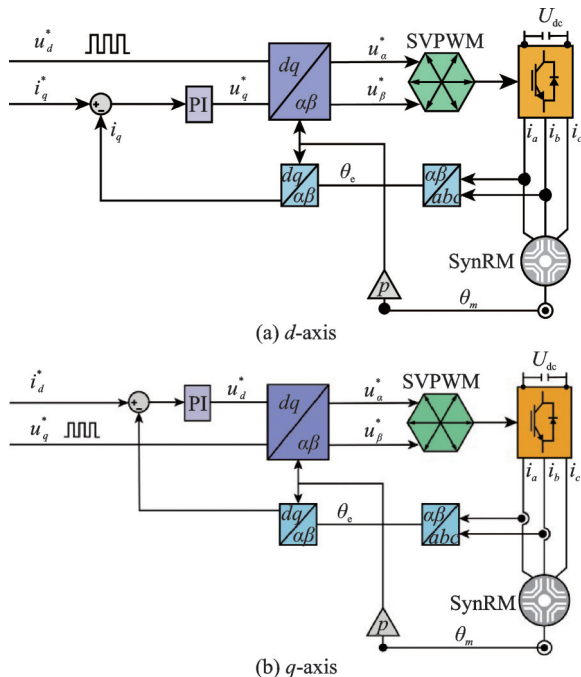


图5 SynRM交叉饱和测试控制原理框图

Fig.5 Control block diagrams of cross-saturation test for SynRM

## 2.2 静止参数辨识实验平台

在进行脉冲电压注入时,注入的电压脉冲会在电机内部产生电磁转矩,导致转子发生不期望的转动。这种非预期的运动不仅会干扰测量数据的采集,还会显著降低辨识结果的准确性和可靠性。因此,如何有效抑制电机在脉冲注入过程中的转动,成为确保SynRM离线参数辨识精度的关键问题。

本文通过在电机轴上施加制动器将转子锁定,设计锁轴器如图6所示。该锁轴器的工作原理基于楔形机构,主要由上下两片夹持部件、支撑L板和4颗定位螺母组成。当拧紧4颗定位螺母时,上下两片夹持部件会沿着斜面向中心方向移动。这种向心运动使得夹持部件能够紧密贴合电机轴,从而实现对转子的稳固锁定。该设计不仅结构简单、操作方便,而且能够提供足够的夹持力,确保在脉冲电压注入过程中电机轴保持绝对静止。采用这种锁轴装置可以有效地消除电机在静止参数辨识过程中的微小转动,从而显著地提高测量数据的准确性和可靠性,为SynRM离线参数辨识的精确性提供了重要的硬件保障。



图6 锁轴器示意图

Fig.6 Schematic diagram of shaft locking mechanism

基于上述设计理念,本文加工了实验用原理样机,如图7所示。该样机通过设计的机械结构有效抑制了电机的转动。在实际应用中,电机的位置偏差被有效控制在0.1电角度以内,这一微小的偏差水平充分证明了该锁轴装置的有效性和精确性。

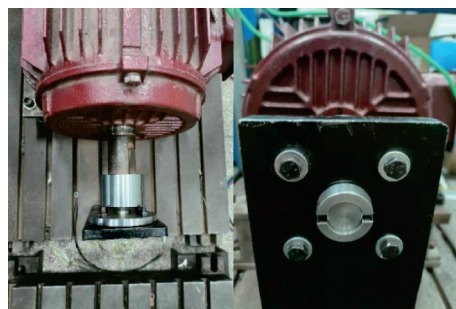


图7 SynRM离线辨识实验平台

Fig.7 Offline identification experimental platform for SynRM

## 3 基于神经网络的参数拟合方法

### 3.1 基于Keras的神经网络训练模型

在深度学习快速发展的背景下,各种深度学习框架应运而生,为研究人员提供了强大的工具。其中,Keras作为一个高级神经网络API,因其简洁、灵活和用户友好的特性而备受青睐<sup>[23]</sup>。考虑到Keras在模型构建、训练效率和社区支持等方面的

优势,本文选择Keras作为神经网络训练模型的开发框架。通过使用Keras,能够更加专注于模型设计和实验,而不必过多关注底层实现细节,从而提高研究效率。

本文所搭建的两层深度的神经网络训练结构如图8所示,其具体配置为:第1层包含50个节点,采用tanh作为激活函数;第2层包含10个节点,使用Sigmoid作为激活函数。网络的输入为各轴的电流和磁链。在训练过程中,选择均方根误差作为损失函数,并使用随机梯度下降算法进行优化。这种网络结构设计旨在有效捕捉输入变量之间的非线性关系,同时保持计算效率。第1层较多的节点数有助于提取复杂特征,而第2层节点数减少则有利于模型的泛化能力。选择均方根误差作为损失函数是考虑到其对较大误差的敏感性,有助于模型更好地拟合数据。随机梯度下降算法的应用则平衡了计算效率和优化效果。

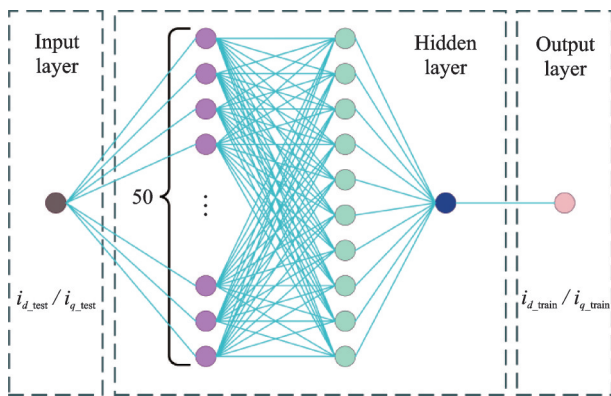


图8 神经网络结构示意图

Fig.8 Schematic diagram of neural network architecture

### 3.2 实验数据预处理

在得到 $d$ 、 $q$ 轴脉冲电压及响应电流后,选取3个周期,利用正向欧拉近似法来计算磁链,其计算过程可表示为<sup>[14]</sup>

$$\psi(k+1)=\psi(k)+T_s(u(k+1)-R_s i_{d,q}) \quad (13)$$

式中: $\psi$ 为磁链; $T_s$ 为采样周期; $u$ 为定子电压。

$d$ 、 $q$ 轴的磁链计算结果如图9、10所示。基于图9和图10的磁链计算结果可以观察到,由于SynRM的 $d$ 轴和 $q$ 轴磁路结构的固有差异,其磁路饱和特性呈现出显著的不对称性。具体表现如下: $d$ 轴磁路主要表现为自饱和效应。随着 $d$ 轴电流的增加,磁链曲线逐渐趋于平缓,呈现典型的饱和特征。值得注意的是, $q$ 轴电流的变化对 $d$ 轴磁链的影响相对有限,这表明 $q$ 轴对 $d$ 轴的交叉饱和效应较弱。相比之下, $q$ 轴磁路展现出更为复杂的饱和行为。随着 $d$ 轴电流的增大, $q$ 轴磁链呈现出急

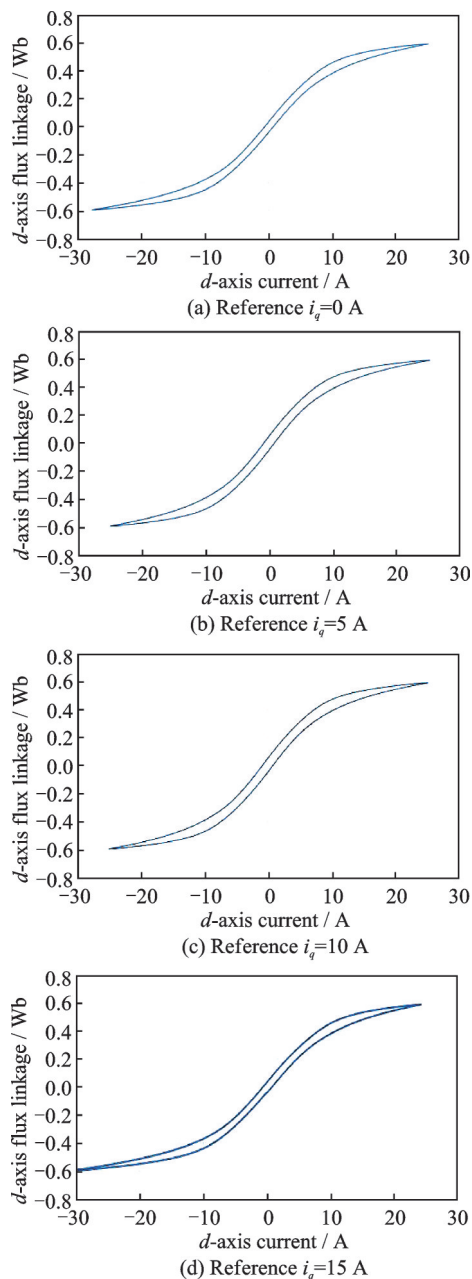


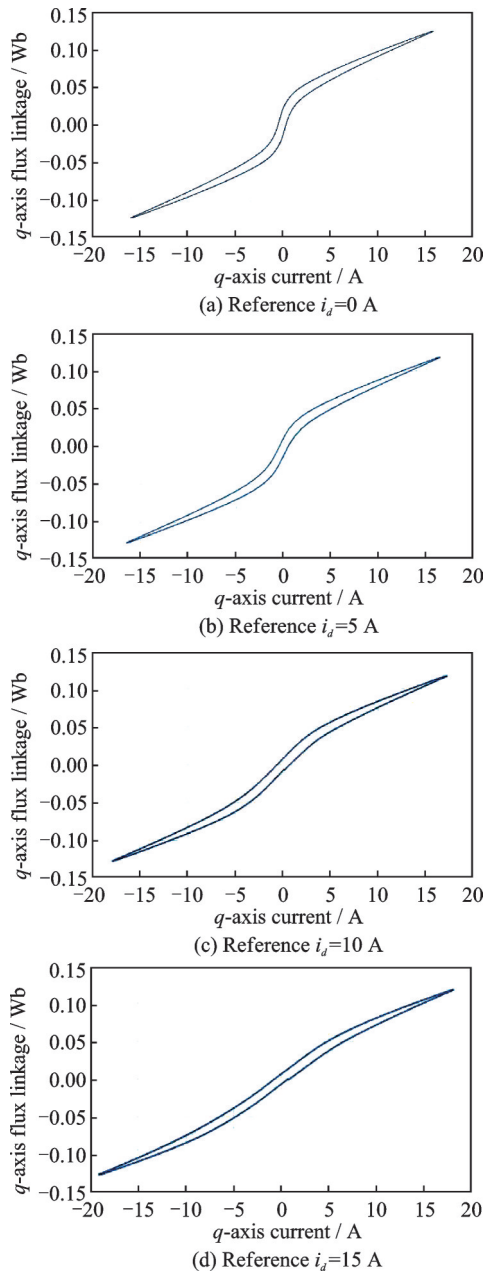
图9  $d$ 轴磁链计算结果

Fig.9 Calculation results of  $d$ -axis magnetic flux

剧的饱和趋势。这种现象清晰地揭示了 $d$ 轴电流对 $q$ 轴磁链的显著影响,即 $d$ 轴对 $q$ 轴的交叉饱和效应异常突出。

这种不对称的磁路饱和特性源于SynRM独特的转子结构设计,这一现象不仅影响电机的磁链分布,还对其整体性能特性产生深远影响,包括转矩输出、功率因数以及效率等关键指标。在进行SynRM的精确建模和高效控制时,充分考虑这种非线性的磁路饱和特性,尤其是显著的交叉饱和效应,对于提高模型精度和控制性能具有重要意义。此外,实验获取的磁链-电流数据往往受到剩磁的影响,表现为磁滞回线,且其几何中心通常不与坐标原点重合;传感器的采样偏差也包含在测量及计



图 10  $q$  轴磁链计算结果Fig.10 Calculation results of  $q$ -axis magnetic flux

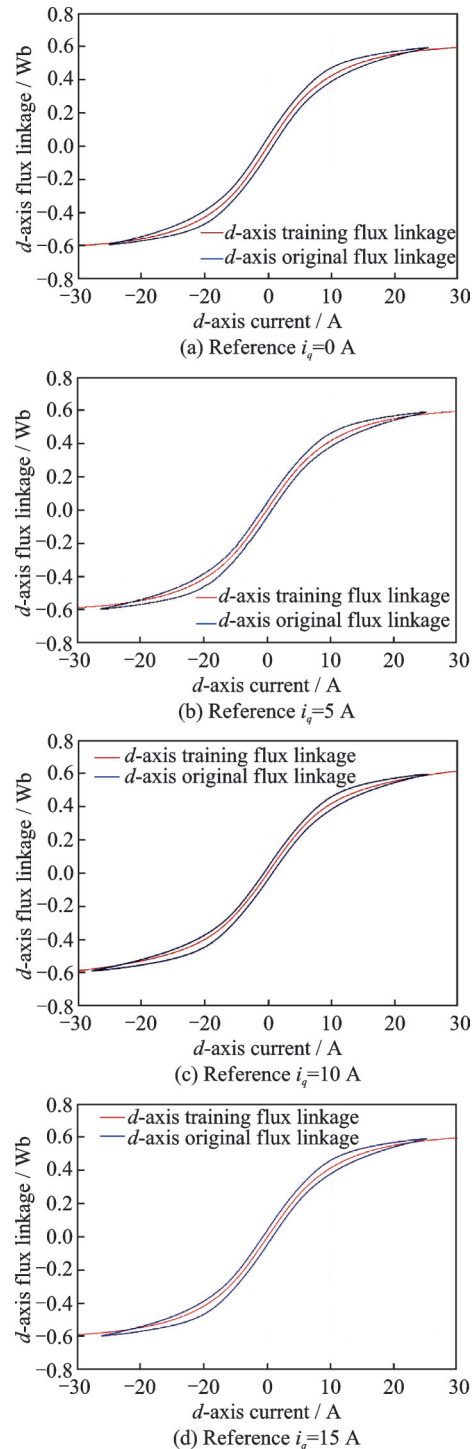
算的实验结果中。这使得直接利用这些数据进行建模变得困难。因此,本文基于实验结果,并考虑到上述非线性特性和数据预处理的必要性,提出了一种基于神经网络的方法来建立 SynRM 的精确模型。

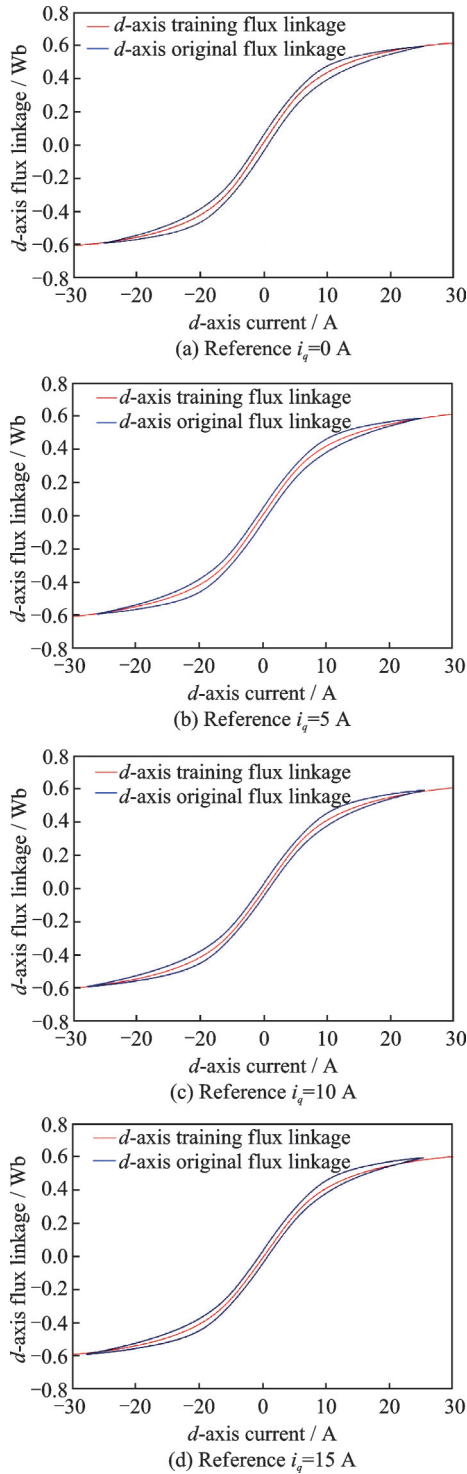
### 3.3 神经网络训练结果

上述得到的磁链-电流曲线呈现磁滞回线的形式,由于其不是一一对应的映射关系,难以直接应用于数学建模。因此对上述的磁链-电流数据在搭建的神经网络模型中进行训练,输入为基于脉冲电压和响应电流计算得到的磁链-电流;输出为经过训练后的磁链-电流,从而得到磁链-电流的映射关系。

#### 3.3.1 $d$ 轴神经网络训练结果

对  $d$  轴分别进行 500 次和 1 000 次训练,其结果如图 11 和图 12 所示。训练 500 次时,模型输出与输入数据之间的拟合度较低,未能充分反映磁链随电流变化的趋势。当训练次数增加至 1 000 次时,模型表现显著改善。其不仅能够准确拟合实验测量数据,还能合理预测未测量区间的变化趋势。当训练次数大于 1 000 次时,损失函数不再下降,因

图 11  $d$  轴磁链神经网络训练结果(500 次训练)Fig.11 Neural network training results of  $d$ -axis flux linkage(500 iterations)

图 12  $d$  轴磁链神经网络训练结果(1 000 次训练)Fig.12 Neural network training results of  $d$ -axis flux linkage(1 000 iterations)

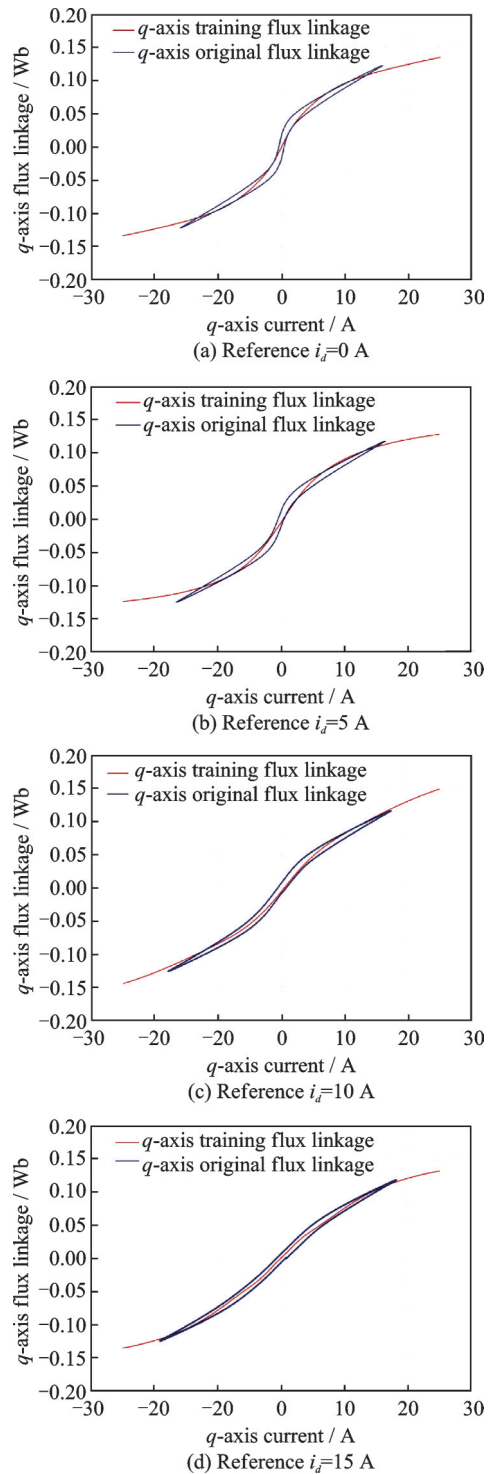
此选择 1 000 次训练次数足以满足建模所需要的精度需求。

### 3.3.2 $q$ 轴神经网络训练结果

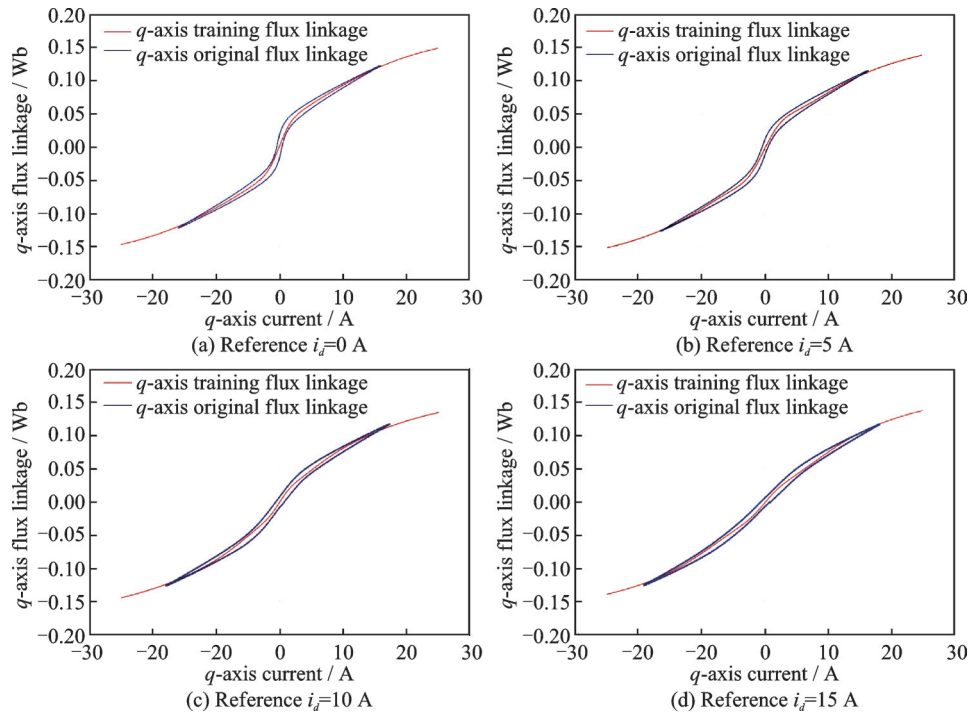
$q$  轴与  $d$  轴相同,同样进行了 500 次及 1 000 次的神经网络训练,训练结果如图 13 和图 14 所示。

基于神经网络训练 1 000 次所获得的  $d$  轴和  $q$

轴磁链-电流映射关系,能够根据 SynRM 在不同运行状态下的特定  $d$  轴和  $q$  轴电流,准确确定唯一的磁链参数  $\psi_d$  和  $\psi_q$ 。由此,可以在仿真模型中通过二维查表法构建能够反映磁路饱和效应引起的参数变化的 SynRM 数学模型。此外,该模型还可广泛应用于需要考虑参数变化的高性能控制算法中,从而显著提升 SynRM 的控制精度与系统性能。

图 13  $q$  轴磁链神经网络训练结果(500 次训练)Fig.13 Neural network training results of  $q$ -axis flux linkage (500 iterations)



图14  $q$ 轴磁链神经网络训练结果(1 000次训练)Fig.14 Neural network training results of  $q$ -axis flux linkage(1 000 iterations)

## 4 基于数学拟合的SynRM建模方法

### 4.1 基于数学拟合的建模参数整定

尽管通过上述方法得到了SynRM电流与磁链之间的对应关系,但由于缺乏精确的数学模型,该关系只能通过查表法进行应用,限制了其在实际控制过程中的灵活性和通用性。基于上述获得的SynRM特性关系,目前的应用主要依赖于查表法。然而,查表法在实际应用中存在一些局限性,特别是在当控制器的存储空间受到限制时,查表法可能无法满足存储需求,另外是在考虑动态电感变化的情况下,频繁的微分计算将大大降低系统的运行效率。因此,迫切需要建立电流-电感关系的数学表达式以实现电感值的实时计算。这一数学表达式的建立将有助于优化控制器的性能,提高系统的响应速度,从而在高性能控制算法中实现更加精准和高效的控制。

MATLAB数值拟合工具箱是MathWorks公司推出的数据分析与建模工具,集成了多种拟合算法和直观的图形界面,能够灵活处理一维和多维数据,其内置了多项式、指数、对数、幂函数、傅里叶级数和高斯函数等常用模型,并允许用户自定义拟合函数。本文基于该数值拟合工具箱,自定义的磁链拟合表达式为

$$\psi = A \arctan(Bi) + Ci \quad (14)$$

式中: $A \arctan(Bi)$ 项描述了磁链从线性区域向饱

和区过渡的过程,同时体现了线性区的斜率特性。其中,参数 $A$ 决定了饱和区的幅值大小, $B$ 控制线性区的斜率,而 $C$ 则表征饱和区的斜率。这种表达式的优势在于其参数具有明确的物理含义,从而便于在实际应用中进行参数整定。基于神经网络训练得到的磁链进行参数整定的结果如表3、表4所示,绘制得到的曲线如图15和图16所示。

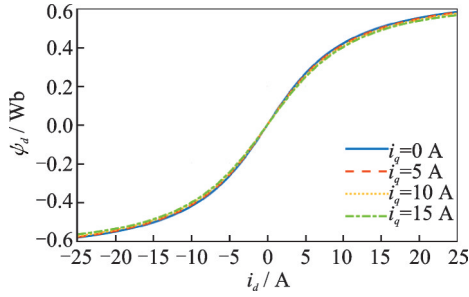
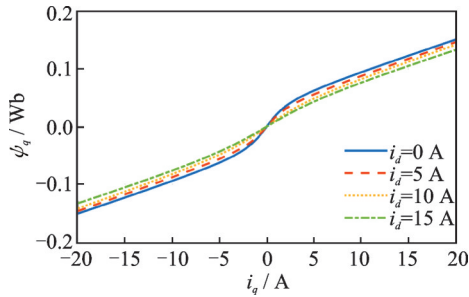
表3  $d$ 轴参数整定结果Table 3 Tuning results of  $d$ -axis parameters

$i_d/A$	$A$	$B$	$C$
0	0.473 9	0.127 1	-0.000 633 0
5	0.479 0	0.121 6	-0.000 727 6
10	0.483 4	0.117 9	-0.000 990 0
15	0.505 1	0.111 1	-0.002 035 0

表4  $q$ 轴参数整定结果Table 4 Tuning results of  $q$ -axis parameters

$i_d/A$	$A$	$B$	$C$
0	0.028 50	0.578 7	0.005 429
5	0.021 94	0.600 7	0.005 692
10	0.020 48	0.309 7	0.005 653
15	0.020 92	0.211 5	0.005 255

图15和图16分别展示了 $d$ 轴和 $q$ 轴磁链的数值拟合结果。经过数值拟合处理后, $d$ 轴和 $q$ 轴磁链均表现出良好的中心对称性,并且通过坐标原点,成功消除了静态辨识过程中由于传感器误差等因素引起的不对称性。从图15可以看出, $d$ 轴磁链

图15  $d$ 轴磁链数值拟合结果Fig.15 Numerical fitting results of  $d$ -axis flux linkage图16  $q$ 轴磁链数值拟合结果Fig.16 Numerical fitting results of  $q$ -axis flux linkage

在不同  $i_q$  下变化较小,其饱和特性主要受到  $i_d$  的影响,表明  $d$  轴的自饱和效应占主导地位,而与  $q$  轴的交叉饱和作用较弱。相较之下,图16显示  $q$  轴磁链不仅受  $i_q$  的显著影响,且不同的  $i_d$  也会导致曲线发生明显变化,这表明在  $q$  轴中,自饱和与交叉饱和效应均较为显著。

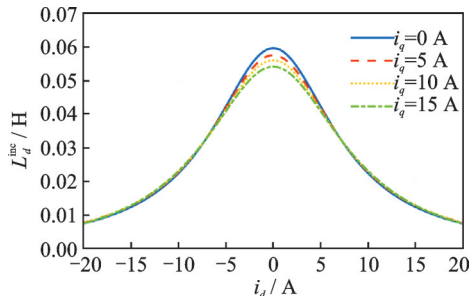
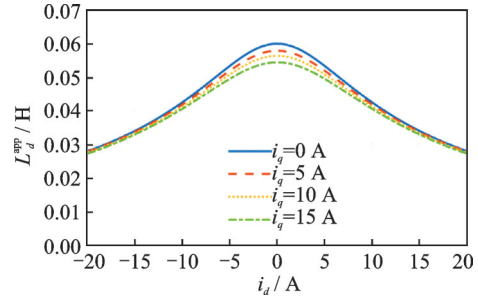
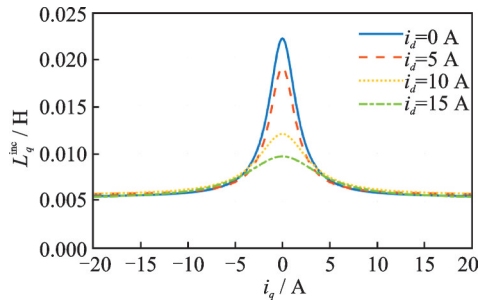
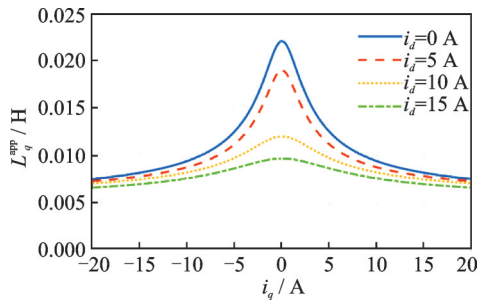
在拟和得到电流-磁链表达式中的参数后,根据电感与磁链的关系,分别得到增量电感和视在电感表达式如下

$$L^{\text{inc}} = \frac{\partial \psi}{\partial i} = \frac{AB}{1+B^2 i^2} + C \quad (15)$$

$$L^{\text{app}} = \frac{\psi}{i} = \frac{A \arctan(Bi)}{i} + C \quad (16)$$

通过式(15)和式(16)计算得到  $d$  轴的增量电感及视在电感如图17及图18所示,  $q$  轴的增量电感及视在电感如图19及图20所示。

图17~20分别展示了  $d$  轴和  $q$  轴增量电感及

图17  $d$ 轴增量电感数值拟合结果Fig.17 Numerical fitting results of  $d$ -axis incremental inductance图18  $d$ 轴视在电感数值拟合结果Fig.18 Numerical fitting results of  $d$ -axis apparent inductance图19  $q$ 轴增量电感数值拟合结果Fig.19 Numerical fitting results of  $q$ -axis incremental inductance图20  $q$ 轴视在电感数值拟合结果Fig.20 Numerical fitting results of  $q$ -axis apparent inductance

视在电感的数值拟合结果。通过拟合处理,所有结果均表现出良好的平滑性和对称性。且由于具有明确的数学表达式,不仅有效减少了数据的复杂度,也显著降低了在实际应用中的存储需求,从而提升了系统的资源利用效率。此外,拟合后的数学模型为后续高性能控制策略的设计与实现奠定了坚实的基础,特别是在高精度场景中,能够显著提升系统的鲁棒性和运行稳定性,从而为进一步优化电机性能提供了可能。

#### 4.2 有限元仿真结果对比验证

为了验证所建立的考虑磁路饱和的SynRM数学模型的准确性,本文将其与有限元仿真结果进行了对比分析,所使用的SynRM参数如表5所示。

通过建立的有限元模型,针对SynRM的  $d$  轴

表 5 SynRM 铭牌参数

Table 5 Nameplate parameters of SynRM

参数	数值	参数	数值
额定功率/kW	7.5	额定扭矩/(N·m)	23.88
额定电压/V	340	额定频率/Hz	100
额定转速/(r·min <sup>-1</sup> )	3 000	极对数	2

和  $q$  轴电感进行了有限元仿真分析。在仿真过程中,直轴电流 ( $i_d$ ) 和交轴电流 ( $i_q$ ) 的范围为 0~25 A,步长为 5 A,电机转速设定为 3 000 r/min。仿真结果显示的  $d$  轴和  $q$  轴电感分别如图 21 和图 22 所示。

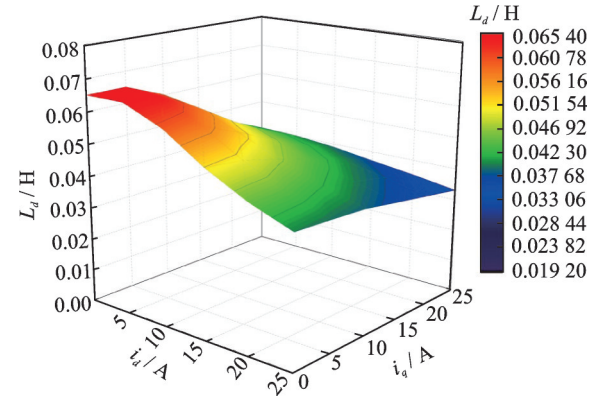


图 21  $d$  轴电感有限元仿真结果

Fig.21 Finite element simulation results of  $d$ -axis inductance

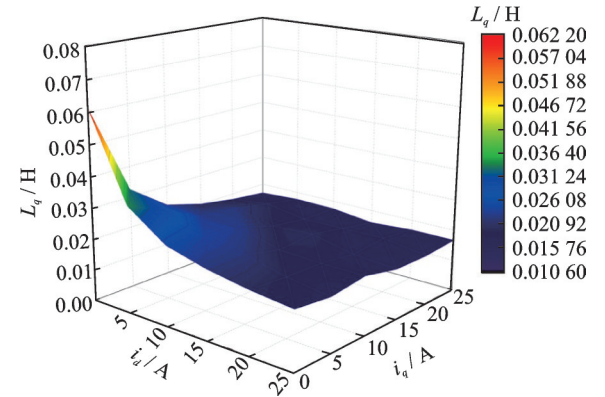


图 22  $q$  轴电感有限元仿真结果

Fig.22 Finite element simulation results of  $q$ -axis inductance

通过对考虑磁路饱和的 SynRM 数学模型与有限元仿真结果的对比分析可以看出:

首先,在未出现磁饱和的情况下,两种方法所得到的峰值结果非常接近,这表明所建立的数学模型在正常工作条件下具有良好的准确性和可靠性。这一现象反映了模型能够有效捕捉电机在低电流状态下的磁路特性。

其次,当电机工作在饱和区间时,虽然两种方法的数值有所变化,但整体趋势依然保持一致。在饱和状态下,电机的磁路特性发生变化,导致电感

值的变化减小,这也在有限元仿真中得到了体现。在磁路达到深度饱和状态时,两种方法所得到的数值结果非常接近,这表明所建立的数学模型在深度饱和的工作条件下也具备较高的精度和可信度。

通过对比饱和状态下的数值可以发现,所提数学模型在考虑电机的非线性特性方面表现出色。这一结果印证了所提出模型的准确性,表明其在实际应用中的可行性和适用性。综上所述,考虑磁路饱和的 SynRM 数学模型与有限元仿真结果之间的良好吻合,不仅验证了本文所建立的考虑磁路饱和的 SynRM 数学模型的有效性,也为进一步深入理解 SynRM 的性能特性以及改善电机控制策略提供了参考。

5 结 论

本文针对 SynRM 在运行过程中由于磁路自饱和及交叉饱和引起的参数非线性变化问题,提出了一种有效的交叉饱和特性参数辨识方法以及改进的数学模型建模方法:

(1)交叉饱和特性参数辨识方法。基于离线静止辨识技术,通过设计电机锁轴装置,从而显著减小脉冲注入过程的电机抖动带来的干扰,成功获取了电机在不同饱和状态下的特性数据。这一方法为后续的参数拟合和模型建立提供了可靠的数据基础。

(2)结合神经网络的数值优化技术。采用神经网络的数值优化技术对获取的数据进行拟合,精确识别了 SynRM 在不同工作状态下的交叉饱和和参数,解决了由于磁化特性引起的磁链-电流曲线呈磁滞回线形状且无明确标准进行数据选择的问题。这一创新的算法结合方式有效提高了参数辨识的精度与效率。

(3)建立考虑交叉饱和效应的改进数学模型。基于神经网络训练的结果,建立了基于数学拟合的 SynRM 模型。在控制器存储容量受限及考虑更加精确和复杂的电机参数计算的应用场景下,本文建立的考虑交叉饱和效应的改进数学模型能够更准确地描述 SynRM 在各种工作条件下的性能。这一模型显著提高了对电机运行状态的预测能力,具有更强的适应性和实用性。

(4)模型验证与应用。通过与有限元仿真结果的对比分析,验证了所提出模型的准确性和有效性,为 SynRM 的高精度建模与优化控制提供了参考。

综上所述,本文为 SynRM 设计优化和控制策略提供了新的思路 and 工具,后续研究将进一步探索该方法在不同类型电机中的应用潜力。



## 参考文献:

- [1] DIANOV A, TINAZZI F, CALLIGARO S, et al. Review and classification of MTPA control algorithms for synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 3990-4007.
- [2] 董砚,颜冬,荆锴,等. 磁障渐变同步磁阻电机低转矩脉动转子优化设计[J]. 电工技术学报, 2017, 32(19): 21-31.  
DONG Yan, YAN Dong, JING Kai, et al. Rotor optimal design of the gradient flux-barrier for torque ripple reduction in synchronous reluctance motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(19): 21-31.
- [3] ACCETTA A, CIRRINCIONE M, PUCCI M, et al. Space-vector state dynamic model of the SynRM considering self, cross-saturation and iron losses and related identification technique[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(3): 3320-3331.
- [4] LI W, YANG K, LUO C, et al. Hexagon trajectory flux weakening control for permanent magnet assisted SynRM[C]//Proceedings of the 2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). [S.l.]: IEEE, 2023: 3022-3026.
- [5] LEE W, KIM J, JANG P, et al. On-line MTPA control method for synchronous reluctance motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(1): 356-364.
- [6] LI C, WANG G, ZHANG G, et al. Saliency-based sensorless control for SynRM drives with suppression of position estimation error[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(8): 5839-5849.
- [7] 王建渊,王海啸,尹忠刚,等. 基于一阶线性自抗扰控制器的同步磁阻电机无速度传感器控制研究[J]. 电工技术学报, 2024, 39(14): 4405-4421.  
WANG Jianyuan, WANG Haixiao, YIN Zhong-gang, et al. Sensorless control of synchronous reluctance motor based on first order linear active disturbance rejection controller[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(14): 4405-4421.
- [8] 邹继斌,李炳均,张文韬,等. 双三相同步磁阻电机单相开路故障下的容错控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(14): 5736-5747.  
ZOU Jibin, LI Bingjun, ZHANG Wentao, et al. Fault-tolerant control strategy for dual three-phase synchronous reluctance motor under one-phase open-circuit fault[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(14): 5736-5747.
- [9] 仇一鸣,康琦,汪镭,等. 同步磁阻电机  $dq$  轴交叉耦合饱和和电感模型参数寻优方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(4): 85-92.  
QIU Yiming, KANG Qi, WANG Lei, et al. A parameter optimization method for  $dq$  axis inductance model of synchronous reluctance motors considering cross-coupling magnetic saturation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(4): 85-92.
- [10] HINKKANEN M, PESCEETO P, MOLSA E, et al. Sensorless self-commissioning of synchronous reluctance motors at standstill without rotor locking[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 53(3): 2120-2129.
- [11] BEDETTI N, CALLIGARO S, PETRELLA R. Stand-still self-identification of flux characteristics for synchronous reluctance machines using novel saturation approximating function and multiple linear regression[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(4): 3083-3092.
- [12] BAO C, CHEN H, YANG C, et al. Synchronous reluctance motor flux linkage saturation modeling based on stationary identification and neural networks[C]//Proceedings of the IECON 2022—48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. [S.l.]: IEEE, 2022.
- [13] ODHANO S A, PESCEETO P, AWAN H A A, et al. Parameter identification and self-commissioning in AC motor drives: A technology status review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(4): 3603-3614.
- [14] DANG D Q, RAFAQ M S, CHOI H H, et al. On-line parameter estimation technique for adaptive control applications of interior PM synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 63(3): 1438-1449.
- [15] CARRARO M, TINAZZI F, ZIGLIOTTO M. Estimation of the direct-axis inductance in PM synchronous motor drives at standstill[C]//Proceedings of the 2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). [S.l.]: IEEE, 2013.
- [16] 杨淑英,刘威,李浩源,等. 基于旋转注入的同步磁阻电机电感辨识方案[J]. 电工技术学报, 2019, 34(S1): 97-104.  
YANG Shuying, LIU Wei, LI Haoyuan, et al. Inductance identification scheme of synchronous reluctance motor based on rotary injection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S1): 97-104.
- [17] MORALES-CAPORAL R, PACAS M. Encoderless predictive direct torque control for synchronous reluctance machines at very low and zero speed[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(12): 4408-4416.
- [18] SENJYU T, KINJO K, URASAKI N, et al. High efficiency control of synchronous reluctance motors us-

- ing extended Kalman filter[C]//Proceedings of the 2002 IEEE International Conference on Industrial Technology. [S.l.]: IEEE, 2002.
- [19] MURATALIYEV M, DEGANO M, GALEA M. A novel sizing approach for synchronous reluctance machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(3): 2083-2095.
- [20] 周立求, 朱建华, 辜承林. 轴向叠片各向异性转子同步磁阻电机直接转矩控制的研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(4): 154-158.
- ZHOU Liqiu, ZHU Jianhua, GU Chenglin. Research on direct torque control of ALA rotor synchronous reluctance machine[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(4): 154-158.
- [21] NARDO M D, CALZO G L, GALEA M, et al. Design optimization of a high-speed synchronous reluctance machine[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 54(1): 233-243.
- [22] 郭伟, 王跃, 冯宇鹏, 等. 异步电机定子磁场定向弱磁区域最大转矩控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(8): 2052-2058.
- GUO Wei, WANG Yue, FENG Yupeng, et al. Research on the maximum torque control strategy in the field weakening region for stator flux oriented control of an induction motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(8): 2052-2058.
- [23] KAPOOR A, GULLI A, PAL S, et al. Deep learning with tensor flow and Keras: Build and deploy supervised, unsupervised, deep, and reinforcement learning models[M]. [S.l.]: Packt Publishing, 2022.

(编辑: 孙静)