

DOI:10.11918/202407049

SynRM 在线电感解耦辨识算法

赖芷璇, 王奇维

(哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 哈尔滨 150001)

摘要: 为分析同步磁阻电机(synchronous reluctance motor, SynRM)饱和及耦合特性并实现扰动小且误差低的 SynRM 电感辨识, 提出一种 SynRM 在线电感解耦辨识算法。首先, 描述了电机饱和及耦合特性对 SynRM 电压方程和磁链方程的影响, 分析了 SynRM 磁场饱和及耦合效应以解释电感的饱和及耦合特性, 同时引入耦合角设计 SynRM 的解耦模型, 并从解耦角度分析电机饱和及耦合特性; 其次, 设计基于虚拟轴系等效阻抗模型的耦合角及电感在线辨识策略; 最后, 将所提算法应用于 3 kW 的 SynRM 实验及测试平台, 通过不同工况下辨识及对比实验验证所提算法的有效性。实验结果表明: 所提算法可有效实现 SynRM 在线电感解耦辨识, 且耦合角及电感辨识结果误差在允许范围之内; 同时, 电感随着电流的增大而减小, 耦合角随着电流的增大而增大, 耦合角及电感辨识结果的变化趋势也验证了电机饱和及耦合特性分析的准确性。相比于其他电感辨识算法, 所提算法对芯片算力要求不高, 在简化电感运算的同时可实时跟随电机控制并输出准确的电感辨识值。

关键词: SynRM; 饱和及耦合特性; 模型解耦; 电感; 在线辨识

中图分类号: TM341

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2025)09-0001-10

Online inductance decoupling identification algorithm for SynRM

LAI Zhixuan, WANG Qiwei

(School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: To analyze the saturation and coupling characteristics of SynRM and realize inductance identification with small disturbance and low error, an online inductance decoupling identification algorithm for SynRM is proposed. The influence of magnetic saturation and coupling on the voltage and flux linkage equations is first described to interpret the saturation and coupling characteristics of the inductance, and a decoupling motor model is developed by introducing a coupling angle. This model enables the analysis of saturation and coupling effects from a decoupling perspective. Then, an online identification strategy based on a virtual-axis equivalent impedance model is designed to identify both the coupling angle and inductance in real time. The proposed method is validated on a 3 kW SynRM experimental platform under various operating conditions. Experimental results demonstrate that the proposed algorithm effectively realizes online inductance decoupling identification, with identification errors for both the coupling angle and inductance within acceptable limits. Moreover, the inductance decreases with the increase of current, and the coupling angle increases with the increase of current. The changing trends of coupling angle and inductance identification results also verify the accuracy of motor saturation and coupling characteristic analysis. Compared to other inductance identification algorithms, the proposed algorithm does not require high chip computing power. While simplifying inductance calculations, it can also follow motor control in real time and output accurate values.

Keywords: synchronous reluctance motor; saturation and coupling characteristics; model decoupling; inductance; online identification

同步磁阻电机(synchronous reluctance motor, SynRM)采用无永磁体的转子结构设计, 因具有高热稳定性、低成本等优点而被广泛应用于工业领域^[1-2]。但该特殊转子结构同时使得电机磁场存在显著的饱和及耦合现象, 电机电感参数在不同工况下会呈现出复杂的变化, 即电机电感参数呈现非线性

变化, 同时 dq 轴系电感矩阵互感不为零, 进而增加了基于 dq 轴系电机模型设计的电感辨识算法的难度^[3]。将电机磁场饱和及耦合现象对电机电感的影响归类为电机饱和及耦合特性, 因此, 为了分析电机饱和及耦合特性并实现 SynRM 的电感辨识, SynRM 在线电感解耦辨识研究具有重要意义。

收稿日期: 2024-07-16; 录用日期: 2024-10-13; 网络首发日期: 2025-05-06

网络首发地址: <https://link.cnki.net/urlid/23.1235.T.20250430.1622.002>

作者简介: 赖芷璇(2002—), 女, 硕士研究生; 王奇维(1993—), 男, 助理教授, 硕士生导师

通信作者: 王奇维, wqwhit@hit.edu.cn

目前,通过有限元分析方法能够从转子设计结构上分析 SynRM 磁场建立的过程,并通过最大转矩电流比的电流角阐述 SynRM 磁场交叉耦合现象,进而描述电机饱和及耦合特性^[4]。此外,电机饱和及耦合特性也可以通过 dq 轴电感变化特性进行分析,然而电感矩阵中互感不为零,使得磁链方程与电流之间无法实现完全解耦,因此,可以通过设计电感解耦模型来简化考虑电机饱和及耦合特性的电机模型^[5]。

参数辨识方法可以分为离线辨识和在线辨识^[6]。电机离线工况一般为空载或断开控制器静止工况,离线参数辨识主要有有限元分析、频域分析和时域分析。通过有限元分析可实现电机的离线参数辨识,但该方法计算量大且对计算要求高^[7]。而且由于离线辨识方法所获得的参数与在线工况的真实参数存在较大的误差,所以需要 SynRM 进行在线辨识^[8]。

在线参数辨识主要有递推最小二乘法、模型参考自适应算法、扩展卡尔曼滤波器、频域响应法等。通过递推最小二乘法可实现电机电感参数在线辨识仿真,并以实际数据与计算值之间最小误差平方和为目标实现参数最佳匹配,其具有收敛速度快、观测结果稳定等优点^[9]。同时,通过模型参考自适应算法可实现电机电感参数在线辨识相关仿真,并将系统的输出与参考模型的期望响应进行比较,从而将误差信号输入到自适应机制中进行校正,该方法辨识速度迅速,且电感辨识结果可靠有效^[10]。此外,扩展卡尔曼滤波器可应用于电机非线性系统中,其在卡尔曼滤波器的基础上对非线性方程进行线性化及离散化处理,亦可实现电机电感参数在线辨识,该算法迅速且准确^[11]。但算法结构复杂,对程序设计要求高,局限于仿真计算。频域响应法则通过信号注入的实验方法实现参数在线辨识,因此其为 SynRM 电感在线参数辨识最常用的方法^[12-13]。频

域响应法可通过在 d, q 轴分别注入高频电压方波信号,并考虑 SynRM 电感的动态特性来选用合适的外部信号联合计算而辨识出 SynRM 的 dq 轴电感,然而高频方波电压信号注入会带来 SynRM 的转矩波动,不利于参数在线辨识的稳定^[14]。频域响应法也可通过高频电压旋转注入建立电机高频模型而实现电机电感参数在线辨识,然而该方法未对电机饱和及耦合特性进行充分的解释^[15]。

针对上述问题,本文提出 SynRM 在线电感解耦辨识策略。分析 SynRM 基本数学模型中考虑电机饱和及耦合特性的电感模型,结合磁化曲线分析电感模型的变化,并引入耦合角设计电感解耦模型。建立虚拟轴系等效阻抗模型,实现电感解耦模型中电机饱和及耦合特性相关参数的辨识。通过辨识结果进一步解释电机饱和及耦合特性,并结合有限元数据进行对比实验来验证算法的有效性。

1 SynRM 特性分析与解耦模型设计

1.1 SynRM 基本数学模型分析

构建 SynRM 控制模型时会忽略实际电机物理模型的非理想因素,对电机结构进行一定的近似处理。理想电机模型的基本假设如下:

- 1) 定转子绕组所产生的气隙磁场为正弦分布。
- 2) 定子三相绕组对称分布。
- 3) 忽略磁路饱和以及交叉饱和的影响。

图 1 为 SynRM 结构示意图。其中,图 1(a) 为 SynRM 理想模型, ω_e 为转子角速度, θ_e 为转子电角度;图 1(b) 为 d, q 轴等效电路。SynRM 依据无永磁体结构设计,其磁链方程不含永磁体磁链,仅与电感和电流相关,如下所示:

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: ψ_d, ψ_q 分别为 d, q 轴磁链, L_d, L_q 分别为 d, q 轴自感, i_d, i_q 分别为 d, q 轴电流。

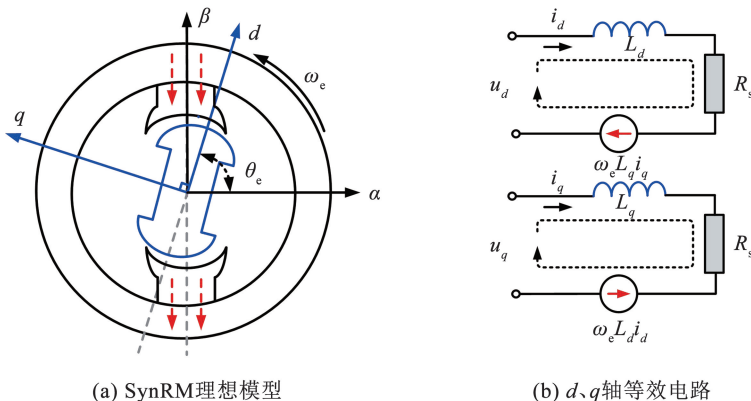


图 1 SynRM 结构示意图

Fig. 1 Schematic diagram of SynRM

dq 轴系电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: u_d, u_q 分别为 d, q 轴电压, R_s 为定子电阻, p 为微分算子。

但在 SynRM 非理想模型中, 由于无法忽略电机饱和及耦合特性, 电机电感矩阵存在互感, 使得磁链方程与电流之间无法实现完全解耦, 则 dq 轴系磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & L_{dq} \\ L_{qd} & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中 L_{dq}, L_{qd} 分别为 d, q 轴互感。

此时 dq 轴系电压方程应为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & L_{dq} \\ L_{qd} & L_q \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} -L_{qd} & -L_q \\ L_d & L_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

同时, dq 轴系自感与互感受 d, q 轴电流影响, 具体为

$$\begin{cases} L_d(i_d, i_q) = f_d(i_d, i_q) \\ L_q(i_d, i_q) = f_q(i_d, i_q) \\ L_{dq}(i_d, i_q) = f_{dq1}(i_d, i_q) + f_{dq2}(i_d, i_q) \end{cases} \quad (5)$$

式中: $f_d(\cdot), f_q(\cdot), f_{dq1}(\cdot)$ 和 $f_{dq2}(\cdot)$ 为未知的非线性函数。电机饱和及耦合特性具体体现在电机电感参数的非线性变化与电感矩阵中的互感上。

1.2 SynRM 饱和及耦合特性分析与解耦模型设计

SynRM 磁路满足最小磁阻原则, 磁通需沿着磁阻最小的磁路闭合, SynRM 磁路经过定转子轭部形成闭环, 且轭部材料为铁磁材料, dq 轴系电感满足电感定义:

$$L_{d,q} = N_{d,q}^2 \cdot \lambda_{d,q} = N_{d,q}^2 \frac{\mu_{d,q} A_{d,q}}{l_{d,q}} \quad (6)$$

式中: $N_{d,q}$ 为 dq 轴系磁路绕组匝数, $\lambda_{d,q}$ 为 dq 轴系磁路磁导, $A_{d,q}$ 为 dq 轴系磁路平均截面积, $l_{d,q}$ 为 dq 轴系磁路长度, $\mu_{d,q}$ 为 dq 轴系磁导率。

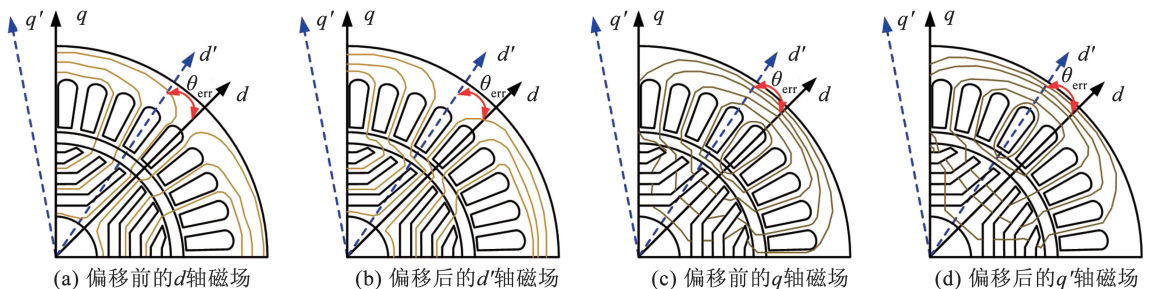


图3 偏移前后 d, q 轴磁场分布示意^[4]

Fig. 3 Schematic diagram of d -axis and q -axis magnetic field distribution^[4]

SynRM 转子主要由铁磁材料和气隙组成, 由于铁磁材料的磁导率 μ 远大于空气磁导率 μ_0 , 所以在相同位置下, 电感变化与铁磁材料的磁导率变化接近一致。图2为铁磁材料磁化曲线与磁导率曲线, 其中 $f_B(H)$ 为铁磁材料磁化曲线, B 为磁感应强度, H 为磁场强度, $f_\mu(H)$ 为磁导率曲线, a 点为膝点。SynRM 工作点一般设置在 a 点以后, 此时磁导率及磁场强度的变化均为非线性函数。

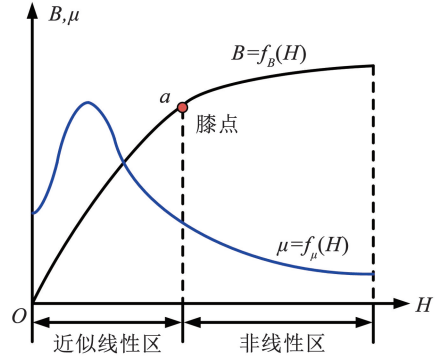


图2 铁磁材料磁化曲线与磁导率曲线示意

Fig. 2 Schematic diagram of magnetization curve and permeability curve of ferromagnetic materials

当电机在不同负载状态下运行时, 磁导率 μ 会根据铁磁材料磁化曲线产生变化, 此时 μ 是与 i_d, i_q 有关的非线性函数, 即 $\mu = \mu(i_d, i_q)$ 。根据式(6)可知, dq 轴系电感与磁导率 μ 呈正相关, 则 dq 轴系电感的非线性变化与磁导率近似, dq 轴系电感表达式分别为 $L_d(i_d, i_q), L_q(i_d, i_q)$ 。根据 d, q 轴磁路可知, d 轴磁阻比 q 轴磁阻更小, 则当电流变化量一致时, q 轴自感比 d 轴自感饱和和速度更快。

由式(6)可知, 电感除了受磁导率的影响, 还受磁路特征的影响。结合磁场偏移理论对磁场偏移现象进行分析, 当最小磁路饱和时, 该磁路磁通无法继续增加, 此时磁路满足次最小原则, 最终形成磁场偏移, dq 磁路存在公共磁路区域^[4], 如图3所示, dq 和 $d'q'$ 轴系分别为偏移前后的磁场中心轴系, θ_{err} 为磁场偏移角。在公共磁路区域, 由于电机耦合特性, q 轴电枢反应产生的 q 轴磁场将影响 d 轴磁场, d 轴电枢反应产生的 d 轴磁场将影响 q 轴磁场分布, 从而产生互感。

综上所述,定义考虑电机饱和及耦合特性的 dq 轴系为真实 $d_r q_r$ 轴系,此时真实 $d_r q_r$ 轴系电感矩阵应为

$$\mathbf{L}_{in_d_r q_r} = \begin{bmatrix} L_{d_r} & L_{d_r q_r} \\ L_{q_r d_r} & L_{q_r} \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中: $\mathbf{L}_{in_d_r q_r}$ 为真实 $d_r q_r$ 轴系电感矩阵, L_{d_r} 、 L_{q_r} 分别为考虑电机饱和及耦合特性的真实 d_r 、 q_r 轴的自感, $L_{d_r q_r}$ 、 $L_{q_r d_r}$ 分别为考虑电机饱和及耦合特性的真实 d_r 、 q_r 轴的互感。

在真实 $d_r q_r$ 轴系下,由于电机饱和特性,电感呈现出非线性变化;由于电机耦合特性,电机互感不为零,磁链方程与电流之间无法实现解耦。由于坐标变换始终成立,将真实 $d_r q_r$ 轴系电感矩阵通过坐标变换转换至无互感 $d_g q_g$ 轴系下,此时电机互感为零,磁链方程与电流之间完成解耦。因此,无互感 $d_g q_g$ 轴系为设计 SynRM 解耦模型的基础。无互感 $d_g q_g$ 轴系电感矩阵为

$$\mathbf{L}_{in_d_g q_g} = \begin{bmatrix} L_{d_g} & 0 \\ 0 & L_{q_g} \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: $\mathbf{L}_{in_d_g q_g}$ 为无互感 $d_g q_g$ 轴系电感矩阵, L_{d_g} 、 L_{q_g} 分别为考虑电机饱和及耦合特性的无互感 d_g 、 q_g 轴的自感。无互感 $d_g q_g$ 轴系互感为零,其电感系数矩阵为电机解耦模型。

无互感 $d_g q_g$ 轴系与真实 $d_r q_r$ 轴系位置关系如图 4 所示,其夹角 δ 定义为耦合角,与磁场偏移角一致。此时真实 $d_r q_r$ 轴系与无互感 $d_g q_g$ 轴系满足以下位置关系:

$$\mathbf{C}_{d_r q_r \rightarrow d_g q_g} = \begin{bmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \quad (9)$$

则真实 $d_r q_r$ 轴系与无互感 $d_g q_g$ 轴系的电感系数关系式为

$$\begin{cases} L_{d_r} = L_{d_g} \cos^2 \delta + L_{q_g} \sin^2 \delta \\ L_{q_r} = L_{d_g} \sin^2 \delta + L_{q_g} \cos^2 \delta \\ L_{d_r q_r} = L_{q_r d_r} = ((L_{d_g} - L_{q_g}) \sin 2\delta) / 2 \end{cases} \quad (10)$$

最后, SynRM 的 δ 与真实 $d_r q_r$ 轴系电感的关系式为

$$\delta = \frac{1}{2} \arctan \frac{2L_{d_r q_r}}{L_{d_r} - L_{q_r}} \quad (11)$$

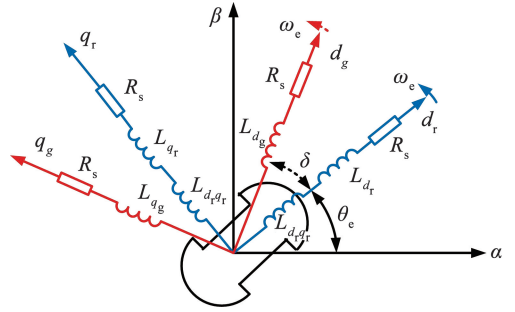


图 4 无互感 $d_g q_g$ 轴系与真实 $d_r q_r$ 轴系位置关系

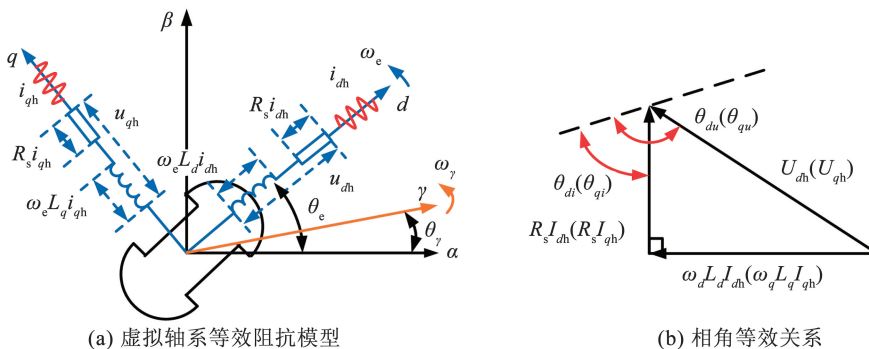
Fig. 4 Positional relation of non-mutual inductance $d_g q_g$ -axis system and real $d_r q_r$ -axis system

电机解耦模型基于考虑电机饱和及耦合特性的电机模型进行设计,由于电机饱和特性,电机解耦模型的电感也受 dq 轴系电流的影响。在电机解耦模型中,互感系数通过 δ 表示,通过两个 dq 轴系位置关系解释电机耦合特性。后续电感辨识在解耦模型的基础上进行,通过辨识无互感 $d_g q_g$ 轴系电感反映电机饱和特性,辨识 δ 反映电机耦合特性。

2 基于虚拟轴系等效阻抗模型的耦合角及电感在线辨识策略

2.1 SynRM 虚拟轴系等效阻抗模型分析

虚拟 $\gamma\gamma'$ 轴系以 dq 轴系为基础,其与 dq 轴系方向相同且电角速度差为 $-2\pi \text{ rad/s}$ 。虚拟 $\gamma\gamma'$ 轴系又为异步旋转轴系,通过扫描 dq 轴系空间实现参数辨识,独立于 dq 轴系。图 5 为 SynRM 的 dq 轴系高频等效模型矢量图。其中,图 5(a) 为虚拟轴系等效阻抗模型,图 5(b) 为虚拟轴系等效阻抗模型中相角等效关系。 u_{dh} 、 u_{qh} 、 i_{dh} 、 i_{qh} 分别为 d 、 q 轴的电压、电流高频分量, U_{dh} 、 U_{qh} 、 I_{dh} 、 I_{qh} 分别为 d 、 q 轴的电压、电流高频分量幅值, θ_{di} 、 θ_{qi} 、 θ_{du} 、 θ_{qu} 分别为 d 、 q 轴高频正弦电流、电压信号的初始相位角, ω_d 、 ω_q 分别为 d 、 q 轴角速度, θ_γ 、 ω_γ 分别为虚拟 $\gamma\gamma'$ 轴系的电角度、角速度。



(a) 虚拟轴系等效阻抗模型

(b) 相角等效关系

图 5 SynRM 的 dq 轴系高频等效模型矢量图

Fig. 5 Vector diagram of high-frequency equivalent model for dq -axis system of SynRM

基于解耦模型及虚拟轴系等效阻抗模型对 SynRM 的 δ 及电感进行在线辨识, 在 dq 轴系注入高频信号时, dq 轴系电路高频等效模型可以表示为

$$\begin{cases} U_{dh} \sin(\omega_d t + \theta_{du}) = R_s I_{dh} \sin(\omega_d t + \theta_{di}) + \\ \quad \omega_d L_d I_{dh} \sin(\omega_d t + \theta_{di} + \pi/2) \\ U_{qh} \sin(\omega_q t + \theta_{qu}) = R_s I_{qh} \sin(\omega_q t + \theta_{qi}) + \\ \quad \omega_q L_q I_{qh} \sin(\omega_q t + \theta_{qi} + \pi/2) \end{cases} \quad (12)$$

式中 t 为电机运行时刻。

在虚拟轴系下注入高频电压信号之后, 虚拟 $\gamma\gamma'$ 轴系电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_{\gamma h} \\ u_{\gamma' h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{\gamma h} \cos(\omega_h t + \varphi_{uh}) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中: $u_{\gamma h}$ 、 $u_{\gamma' h}$ 分别为虚拟 γ 、 γ' 轴的电压高频分量, $U_{\gamma h}$ 为虚拟 γ 轴高频正弦电压信号注入幅值, ω_h 为注入信号频率, φ_{uh} 为注入信号相位。

利用坐标变换可得 dq 轴系电压高频分量为

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{\gamma h} \cos(\theta_e - \theta_\gamma) \cos(\omega_h t + \varphi_{uh}) \\ -U_{\gamma h} \sin(\theta_e - \theta_\gamma) \cos(\omega_h t + \varphi_{uh}) \end{bmatrix} \quad (14)$$

根据 dq 轴系阻抗模型可得 dq 轴系电流高频分量为

$$\begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{U_{\gamma h} \cos(\theta_e - \theta_\gamma)}{\omega_h L_d} \sin(\theta_{du} - \theta_{di}) \cos(\omega_h t + \varphi_{uh}) \\ -\frac{U_{\gamma h} \sin(\theta_e - \theta_\gamma)}{\omega_h L_q} \sin(\theta_{qu} - \theta_{qi}) \cos(\omega_h t + \varphi_{uh}) \end{bmatrix} \quad (15)$$

通过坐标变换可得虚拟 γ 轴电流高频分量为

$$i_{\gamma h} = \left(\frac{U_{\gamma h} \cos^2(\theta_e - \theta_\gamma)}{\omega_h L_d} + \frac{U_{\gamma h} \sin^2(\theta_e - \theta_\gamma)}{\omega_h L_q} \right) \cos(\omega_h t + \varphi_{uh}) \quad (16)$$

式中 $i_{\gamma h}$ 为虚拟 γ 轴的电流高频分量。

联立式 (13)、(16) 建立虚拟轴系等效阻抗模型, 该电流分量的相位信息反映了解耦模型中的 dq 轴位置信息, 幅值信息反映了解耦模型中的电感参数, 通过虚拟轴系等效阻抗模型可以辨识出解耦模型中的耦合角及电感。

2.2 耦合角及电感在线辨识策略

由 SynRM 虚拟轴系等效阻抗模型可得虚拟 γ 轴电流高频分量, 其包含了解耦模型中的 dq 轴位置信息与电感参数。图 6 为基于虚拟轴系等效阻抗模型的 SynRM 耦合角及电感在线辨识策略控制框图, 其中 ω_{e_ref} 为电角速度参考值, u_{ah} 和 u_{bh} 分别为旋转注入的高频电压信号两相静止 α 、 β 轴分量, u_α 和 u_β 分别为 α 、 β 轴电压分量, i_α 和 i_β 分别为 α 、 β 轴电流分量, i_{d_ref} 和 i_{q_ref} 分别为 d 、 q 轴电流参考值, i_{dt} 和 i_{qt} 分别为 d 、 q 轴电流反馈值, i_a 、 i_b 和 i_c 分别为三相静止 a 、 b 、 c 轴电流分量, $I_{\gamma h}$ 为虚拟 γ 轴电流高频分量的幅值, i_γ 、 u_γ 分别为虚拟 γ 轴的电流、电压分量, U_{dc} 为 SynRM 逆变器直流激励, f_{lpf} 和 f_{bpf} 分别为低通滤波器和带通滤波器的截止频率, PI 为比例-积分控制器, SVPWM 为空间矢量脉宽调制。

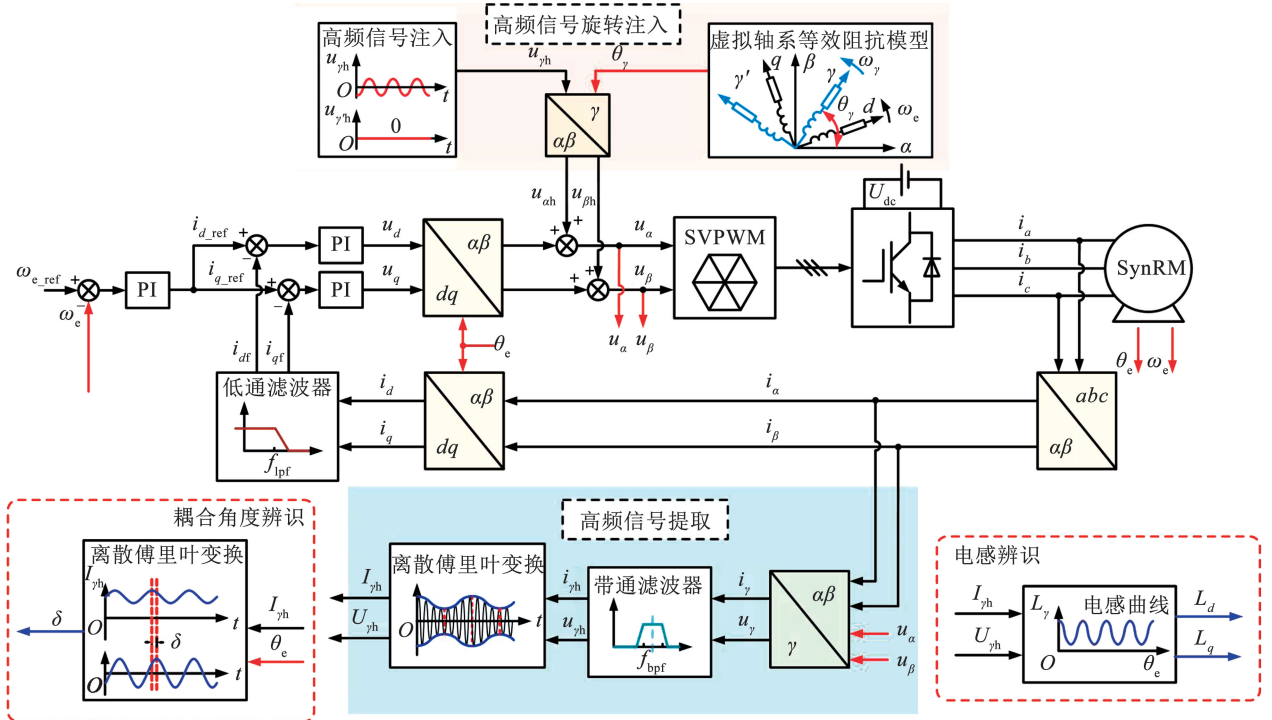


图 6 基于虚拟轴系等效阻抗模型的 SynRM 耦合角及电感在线辨识策略控制框图

Fig. 6 Control block diagram of inductance online identification strategy for SynRM based on virtual axis equivalent impedance model

在虚拟轴系下注入高频电压信号,提取 dq 轴系电流响应并转换至虚拟轴系后,通过带通滤波器、离散傅里叶变换算法可提取虚拟 γ 轴高频电流包络曲线(如图 7 所示),将虚拟 γ 轴高频电流的包络曲线与重构信号曲线进行相位作差可实现耦合角在线辨识。同时,代入电机高频模型电感计算式可实现电感在线辨识。

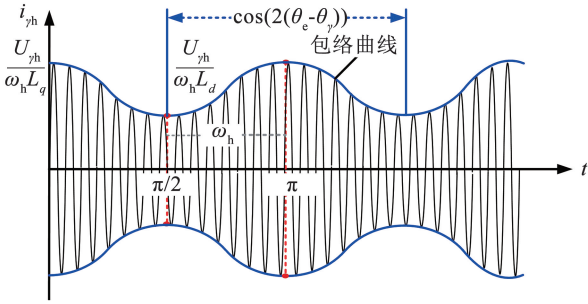


图 7 γ 轴高频电流信号包络曲线

Fig. 7 Envelope curve of high-frequency current signal of γ -axis
虚拟 γ 轴高频电流包络曲线为调幅曲线,可化简为

$$I_{\gamma h} = \frac{U_{\gamma h}}{\omega_h L_d L_q} [(L_q - L_d) \cos(2(\theta_e - \theta_\gamma)) + L_d] \quad (17)$$

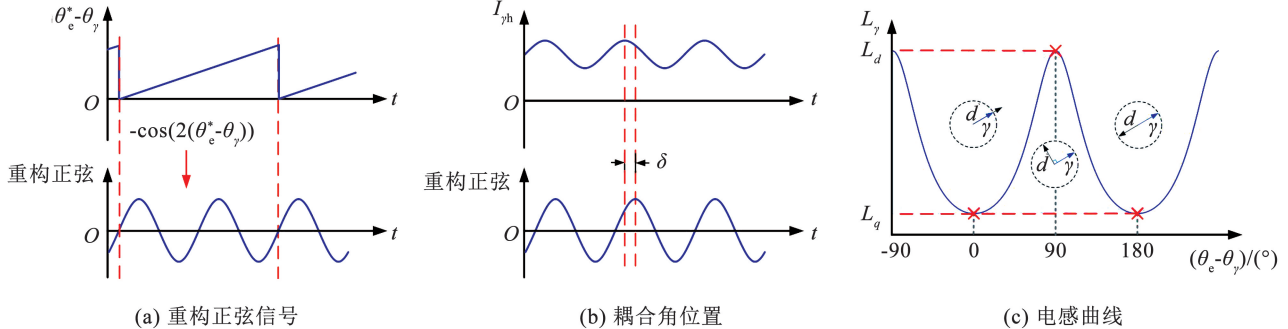


图 8 耦合角位置及电感曲线

Fig. 8 Coupling angle position and inductance curve

3 实验结果与分析

3.1 实验平台

SynRM 实验及测试平台如图 9 所示,具体参数见表 1。测试机为 3 kW 的 SynRM,负载电机为永磁同步电机,负载及测试电机驱动器采用 STM32F103 芯片进行数据提取。

3.2 耦合角及电感辨识结果及分析

首先将电机定位至初始 d 轴位置,再分别在 d 轴和 q 轴注入直流,测试 $i_d \neq 0, i_q = 0$ 及 $i_q \neq 0, i_d = 0$ 两种电机静止工况下电感及耦合角与电流的变化关系,结果如图 10 所示。结果表明,耦合角及电感对 q 轴电流的变化更加敏感。在 $i_d \neq 0, i_q = 0$ 的电机静止工况下, δ 随着 d 轴电流的增大而增大,

式(17)可简化为 $-\cos(2(\theta_e - \theta_\gamma))$,因此,将观测位置 θ_e^* 与虚拟 γ 轴位置 θ_γ 作差,即 $\theta_e^* - \theta_\gamma$,再通过正弦计算,可得与虚拟 γ 轴高频电流包络曲线波形一致的重构曲线,即 $-\cos(2(\theta_e^* - \theta_\gamma))$,如图 8(a)所示。观测位置 θ_e^* 为真实 $d_r q_r$ 轴系 d_r 轴位置,虚拟 γ 轴高频电流信号包络曲线最小值所处位置为无互感 $d_g q_g$ 轴系 d_g 轴位置,二者之差为 δ ,所以通过相位对比可辨识出 δ ,如图 8(b)所示。

若忽略电阻及逆变器非线性因素的影响,电感计算式为

$$L_\gamma = \frac{U_{\gamma h}}{\omega_h I_{\gamma h}} \quad (18)$$

式中: L_γ 为虚拟 γ 轴电感,表示 dq 轴系所处空间的电感变化,其极值分别对应解耦模型的电感。

求得高频电压分量、高频电流分量包络曲线后,代入式(18)进行幅值运算,得到虚拟 γ 轴的电感方程:

$$L_\gamma = \frac{L_d L_q}{L_q \cos^2(\theta_e - \theta_\gamma) + L_d \sin^2(\theta_e - \theta_\gamma)} \quad (19)$$

根据式(19)绘制 dq 轴系空间内的电感变化曲线,如图 8(c)所示。最大值所处的位置对应无互感 d_g 轴电感,最小值所处的位置对应无互感 q_g 轴增量电感,得到式(19)的电感曲线的极值即可辨识出解耦模型的电感。



图 9 SynRM 实验及测试平台

Fig. 9 Experimental and testing platform of SynRM

d 、 q 轴电感均小范围减小; 在 $i_q \neq 0$ 、 $i_d = 0$ 的电机静止工况下, δ 随着 q 轴电流迅速增大并在 7° 左右饱和, d 轴电感小幅度减小, 变化幅度为 15%, q 轴电感在 q 轴电流不为 0 时迅速减小至饱和, 变化幅度为 80%。

表 1 SynRM 参数

Tab. 1 Parameters of SynRM

额定功率/ kW	额定电流/ A	额定电压/ V	额定转速/ ($r \cdot \text{min}^{-1}$)	极数
3	7.6	360	3 000	4

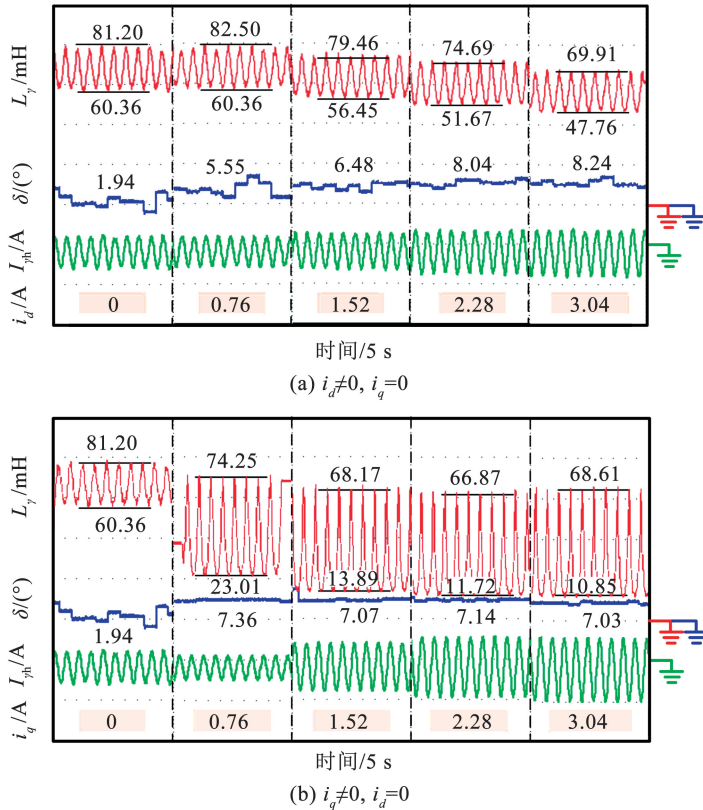


图 10 耦合角及电感辨识实验波形

Fig. 10 Coupling angle and inductance identification experimental waveform

SynRM 一般采用 $i_d = i_q$ 控制。图 11 为在 $i_d = i_q$ 控制下耦合角与电感的在线辨识结果及其拟合曲线, 其中凸极比 k_{dq} 为 d 、 q 轴电感比值, 即 $k_{dq} =$

L_d/L_q 。由图 11 可知, L_q 相较于 L_d 更易进入饱和。 L_d 、 L_q 均随着电流的增大而减小, 变化幅度分别为 28%、60%。

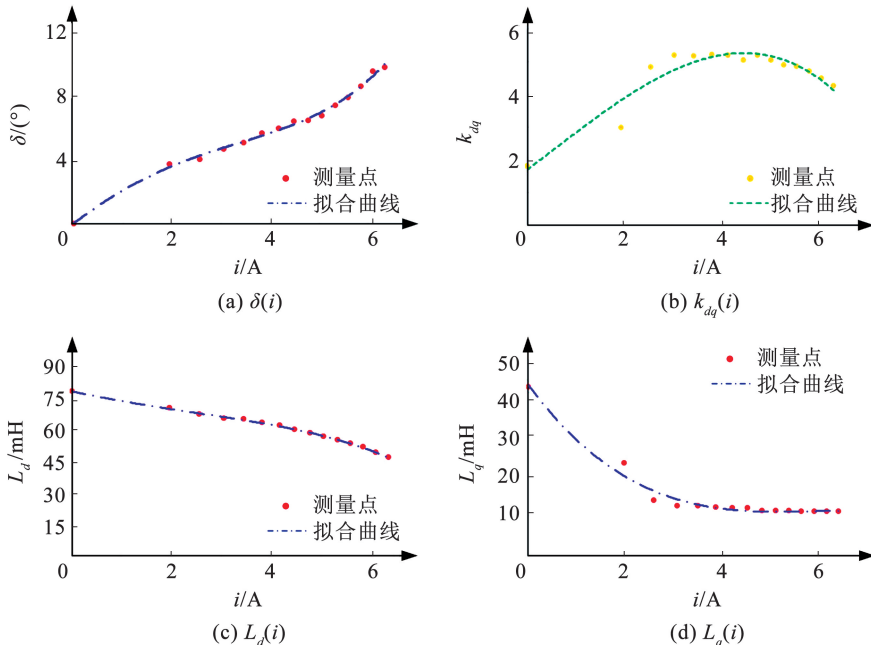


图 11 $i_d = i_q$ 控制下耦合角、凸极比、dq 轴系电感与电流关系曲线

Fig. 11 Coupling angle, saliency ratio, dq-axis system inductance and current relationship curve under $i_d = i_q$ control

此时,通过辨识算法可实现不同电流比控制下耦合角和 dq 轴系电感的在线辨识。图 12 为 SynRM 耦合角和 dq 轴系电感的在线辨识结果。

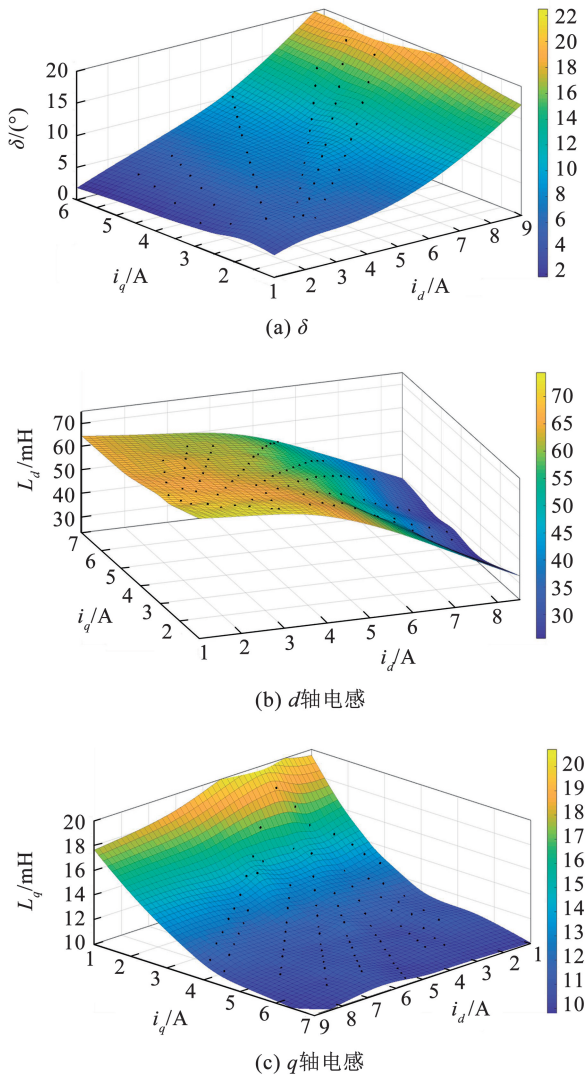


图 12 SynRM 耦合角及 dq 轴系电感在线辨识结果

Fig. 12 Online identification results for coupling angle and dq -axis system inductance of SynRM

将图 12 的在线辨识结果代入式(10),得到考虑电机饱和及耦合特性的自感及互感量,最终实现了 SynRM 在线电感解耦辨识。

3.3 耦合角及电感辨识结果对比分析

为了验证耦合角及电感辨识结果的有效性并计算辨识精度,从 SynRM 有限元分析磁场模型出发,基于现有 SynRM 结构、尺寸与材料等信息,构建已知 SynRM 有限元磁场模型,进而求取耦合角及电感有限元曲面,以有限元曲面为参考计算在线辨识值的误差百分比。已知 SynRM 有限元磁场模型为

$i_d(\psi_d, \psi_q)$ 及 $i_q(\psi_d, \psi_q)$, 且磁场与电感关系式^[16-17]为

$$\begin{cases} L_d = \partial\psi_d / \partial i_d(\psi_d, \psi_q) \\ L_q = \partial\psi_q / \partial i_q(\psi_d, \psi_q) \\ L_{dq} = L_{qd} = \partial\psi_q / \partial i_d(\psi_d, \psi_q) = \partial\psi_d / \partial i_q(\psi_d, \psi_q) \end{cases} \quad (20)$$

将式(20)的结果代入式(10)和(11),得到解耦模型的耦合角及电感有限元分析结果,以该有限元分析结果为参考,计算图 12 中电机不同工况下在线辨识值与对应工况下有限元分析结果的误差百分比,结果如图 13 所示。图 13(a)、13(c)和 13(e)分别为解耦模型的 δ 与 dq 轴系电感在线辨识值对比,其中拟合曲面为有限元曲面,标注点为图 12 拟合曲面中的在线辨识值。将在线辨识结果与有限元曲面结果进行对比可以求取辨识误差百分比,如图 13(b)、13(d)和 13(f)所示,其中 δ_{err} 、 L_{d_err} 和 L_{q_err} 分别为 δ 和 dq 轴系电感辨识误差百分比。由图 13 可知,在大多数工况下,三者误差百分比满足小于 10% 的要求,但少数辨识点的误差百分比依然在 20% ~ 30% 之间。

由图 13 得出,耦合角及电感在线辨识值的误差百分比基本小于 10%。在 $i_d = i_q$ 电机控制实际工况下,耦合角辨识误差百分比小于 10%,电感辨识误差百分比小于 7.5%。当工况点远离 $i_d = i_q$ 控制曲线时,误差逐渐增加,部分工况点的辨识误差百分比在 20% ~ 30% 之间,这与电机不稳定控制状态有关。当 i_d 远大于 i_q 或者 i_q 远大于 i_d 的工况下,电机不稳定控制状态所产生的干扰会影响在线辨识结果。但是由于电机控制一般不会远离 $i_d = i_q$ 控制曲线,所以,在电机正常运行时,辨识误差百分比小于 10%,证明了所提电感辨识算法的有效性。

在 SynRM 其他电感在线参数辨识方法中,递推最小二乘法、模型参考自适应算法和扩展卡尔曼滤波器等数值计算方法可以快速计算精确的电感值,但复杂的计算方法依赖于芯片强大的算力,对芯片要求高^[9-11]。而实验所采用的芯片尚不能支持此类计算方法,本文提出的 SynRM 在线电感解耦辨识算法应用高频旋转注入的方法激发电机凸极性,通过电机凸极性简化了电感运算,对芯片算力要求不高。且根据图 13 中的误差百分比可知,在电机工作稳定时,此算法可以实时跟随电机控制并输出准确的辨识值。

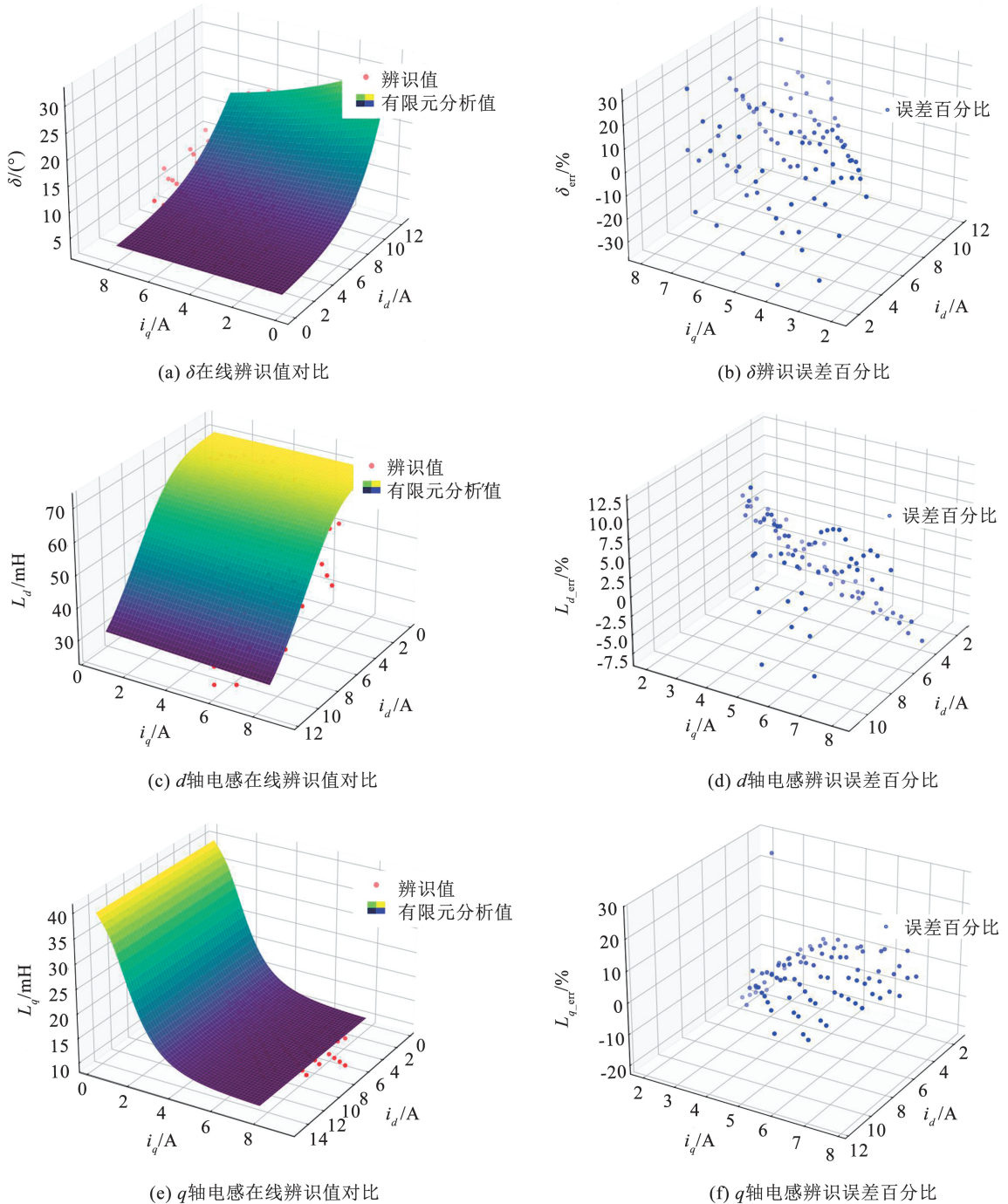


图 13 在线辨识值对比及误差百分比

Fig. 13 Online identification values of comparison and error percentage

4 结 论

1) 研究了考虑饱和及耦合特性前后的 SynRM 基本数学模型,以电感矩阵解耦为目标设计了电机解耦模型,基于电机解耦模型的耦合角和电感对电机饱和及耦合特性进行了解释,其中,电机饱和及耦合特性分别体现在电感与耦合角的非线性变化上。

2) 提出了基于虚拟轴系等效阻抗模型的耦合角及电感在线辨识方法,在虚拟轴系下,采用高频电

压信号旋转注入的方法并通过滤波环节提取了相应的电压及电流的高频响应,对电压及电流的高频响应进行相位及幅值运算,实现了电机耦合角和电感的辨识。

3) 在额定功率为 3 kW 的 SynRM 实验及测试平台实现了 SynRM 在线电感解耦辨识算法的相关验证。通过电机不同工况的辨识及对比实验,获得了在不同工况下电机的耦合角及电感参数辨识结果。在 $i_d = i_q$ 电机控制工况下,耦合角辨识误差百分比

小于 10% ,电感辨识误差百分比小于 7.5% ,辨识精度满足实验要求。

参考文献

- [1] MURATALIYEV M, DEGANI M, DI NARDO M, et al. Synchronous reluctance machines: a comprehensive review and technology comparison [J]. *Proceedings of the IEEE*, 2022, 110(3): 382. DOI:10.1109/JPROC.2022.3145662
- [2] 郑萍, 王明峻, 乔光远, 等. 可调磁通电机系统及其关键技术的发展[J]. *哈尔滨工业大学学报*, 2020, 52(6): 207
ZHENG Ping, WANG Mingjun, QIAO Guangyuan, et al. Development of variable-flux machine system and its key technologies [J]. *Journal of Harbin Institute of Technology*, 2020, 52(6): 207. DOI:10.11918/202004093
- [3] IBRAHIM M N, SERGEANT P, RASHAD E M. Relevance of including saturation and position dependence in the inductances for accurate dynamic modeling and control of SynRMs [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2017, 53(1): 151. DOI: 10.1109/TIA.2016.2614954
- [4] PANWAR R, RAGAVAN K. Analytical design procedure of synchronous reluctance motor and its validation through FEA [C]//19th IEEE India Council International Conference, INDICON 2022. Kochi: IEEE, 2022. DOI: 10.1109/INDICON56171.2022.10039943
- [5] NASUI-ZAH I, NICORICI A M, MARTIS C. Saturation and cross-saturation in synchronous reluctance machines [C]//10th International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering, EPE 2018. Iasi: IEEE, 2018: 347. DOI:10.1109/ICEPE.2018.8559766
- [6] LI Chengrui, WANG Gaolin, ZHANG Guoqiang, et al. Review of parameter identification and sensorless control methods for synchronous reluctance machines [J]. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, 2020, 6(2): 7. DOI:10.23919/CJEE.2020.000007
- [7] 路瑶, 张瑞峰, 杨高兴, 等. 基于参数辨识的 PMASynRM 控制策略[J]. *微电机*, 2021, 54(10): 84
LU Yao, ZHANG Ruifeng, YANG Gaoxing, et al. The control strategy of PMASynRM based on parameter identification [J]. *Micromotors*, 2021, 54(10): 84. DOI: 10.15934/j.cnki.micromotors.2021.10.016
- [8] WANG Qiwei, WANG Gaolin, ZHAO Nannan, et al. An impedance model-based multiparameter identification method of PMSM for both offline and online conditions [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(1): 727. DOI:10.1109/TPEL.2020.3000896
- [9] 秦铭珠, 李玉玲. 具有参数自适应功能的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. *电工技术*, 2022(15): 67
QIN Mingzhu, LI Yuling. Sensor less control of permanent magnet synchronous motor with online parameter adaptive function [J]. *Electric Engineering*, 2022(15): 67. DOI:10.19768/j.cnki.dgjs.2022.15.018
- [10] BHATTACHARYYA R, BASAK S, CHAKRABORTY C. An adaptive inductance estimation technique for vector-controlled synchronous reluctance motor drive [C]//30th IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2021. Kyoto: IEEE, 2021: 978. DOI:10.1109/ISIE45552.2021.9576235
- [11] 陶楷文, 储剑波. 基于电机参数在线修正的高速永磁同步电机无位置传感器算法研究[J]. *电机与控制应用*, 2022, 49(1): 1
TAO Kaiwen, CHU Jianbo. Sensorless algorithm of high-speed permanent magnet synchronous motor based on online motor parameters correction [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2022, 49(1): 1. DOI:10.12177/emca.2021.158
- [12] ZHANG Jindong, PENG Fei, HUANG Yunkai, et al. Online inductance identification using PWM current ripple for position sensorless drive of high-speed surface-mounted permanent magnet synchronous machines [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(12): 12426. DOI: 10.1109/TIE.2021.3130327
- [13] NIAZI P, TOLIYAT H A. Online parameter estimation of permanent-magnet assisted synchronous reluctance motor [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2007, 43(2): 609. DOI: 10.1109/TIA.2006.890021
- [14] HUANG Yuhao, YANG Kai, XU Zhijie, et al. SynRM sensorless torque estimation based on filter free high frequency voltage injection [C]//25th International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2022. Chiang Mai: IEEE, 2022. DOI: 10.1109/ICEMS56177.2022.9983212
- [15] XIONG Xin, WANG Qiwei, LIU Shaobo, et al. Online multi-parameter identification of PMSM based on high frequency equivalent impedance model [C]//25th International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2022. Chiang Mai: IEEE, 2022. DOI:10.1109/ICEMS56177.2022.9983459
- [16] 项润华. 基于有效磁链观测的 SynRM 无传感器控制策略 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2022
XIANG Runhua. Active flux observer based sensorless SynRM drives strategy [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2022. DOI:10.27061/d.cnki.ghgdu.2022.000729
- [17] 李成睿. 基于高频信号注入的 SynRM 无位置传感器低速运行控制 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2020
LI Chengrui. High frequency signal injection based synchronous reluctance motor position sensorless low speed drive control [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2020. DOI:10.27061/d.cnki.ghgdu.2020.004869