

doi:10.6041/j.issn.1000-1298.2013.08.005

车用内置式永磁同步电机电感参数辨识方法*

武四辈¹ 吴志红¹ 朱元²

(1. 同济大学汽车学院, 上海 201804; 2. 同济大学中德学院, 上海 200092)

摘要: 设计了一种用于电感参数辨识的高频响应电流处理方法, 辨识出了电机的直、交轴电感参数, 并且分析推导了逆变器非线性因素对电感参数辨识精度的影响。通过对响应电流进行两个延时滤波和两个同步轴滤波分析, 剔除了基波和其他高频杂波, 精确地得到高频电流的正、负相序幅值, 辨识出了直、交轴电感参数。该在线参数辨识方法不仅在电机静止时能进行辨识, 而且在电机正常运行的各个负载和速度下也能辨识出电感。电机实验结果表明, 在不同负载和转速下的直、交轴电感辨识结果准确度较高, 有助于电机驱动系统性能的提高。

关键词: 电动汽车 磁场饱和 高频响应电流 电感辨识

中图分类号: U469.72; TM351 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-1298(2013)08-0027-06

Identification for Inductance Parameters of IPMSM in Vehicle

Wu Sibe¹ Wu Zhihong¹ Zhu Yuan²

(1. School of Automotive Studies, Tongji University, Shanghai 201804, China

2. Chinese-German School for Postgraduate Studies, Tongji University, Shanghai 200092, China)

Abstract: A method of high frequency current processing was proposed for inductance parameters identification. The d -axis and q -axis inductance parameters were identified. The effect of inverter's nonlinear factors on identification accuracy of inductance parameters was analyzed and deduced. The base current and other high frequency clutter current were excluding by applying two delay filters and two synchronous axis filters on response current. The positive and negative phase's amplitude were obtained. The d -axis and q -axis inductance were identified. The proposed method could identify inductance in the stationary state and operating state of the motor. The results showed that under the different loads and speeds of motor, the accuracy of inductance identification was high. It could give a help for improving the real driving control system.

Key words: Electric vehicle Magnetic saturation High frequency current Inductance identification

引言

电动汽车要求驱动用电机提供的转矩大且准确, 另外要求驱动电机外特性能够实现低速恒转矩、高速恒功率运行, 负载和转速范围较大、状态切换迅速, 内置式永磁同步电机 (Interior permanent magnet synchronous motor, IPMSM) 可以满足这些性能要求, 在电动汽车上得到广泛采用。但是 IPMSM 的磁场容易进入非线性区域^[1], 电感和永磁体磁通发生较

大的变化, 引起转矩精度下降、系统稳定性变差。所以, 需要对电感和永磁体磁通进行在线实时辨识, 以用于实时控制。各种在线辨识算法被用于实时估计非线性电感参数, 包括各种电机最小二乘法^[2]、遗传算法^[3]、模型参考自适应辨识 (MRAI)^[1,4]、卡尔曼滤波和神经网络^[5]等算法。准确地辨识和估计电机的电感参数相当困难, 因为电感与负载的状态密切相关, 而车用电机的负载变化快且频繁, 这就要求辨识算法不能太繁琐、收敛性和计算速度都要快;

收稿日期: 2012-09-05 修回日期: 2012-10-22

* 国家高技术研究发展计划 (863 计划) 资助项目 (2011AA11A290)

作者简介: 武四辈, 博士生, 主要从事混合动力汽车电机驱动性能研究, E-mail: wusibe99@163.com

通讯作者: 朱元, 副教授, 主要从事汽车电子研究, E-mail: yuan.zhu@tongji.edu.cn

另外用于在线辨识的算法一般都需要建立一个电机自适应模型,如果模型不准确,也严重影响参数辨识精度。

本文借鉴高频旋转电压注入法辨识电机磁极位置^[6-8]的思想,提出一种工程上可行且稳定性较好的在线电感参数辨识方法。

1 高频注入法电感辨识原理

高频注入法是通过在电机定子端加入一个三相平衡的小幅值高频电压,通过对高频响应信号的分析得到电机参数信息。本文使用高频旋转电压注入法对电机的电感参数进行辨识,如图1所示。

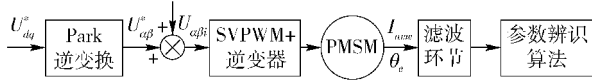


图1 高频注入辨识示意图

Fig.1 Schematic of high frequency injected

图1中, U_{dq}^* 为电机两相旋转坐标系的电压命令, $U_{\alpha\beta}^*$ 为电机两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 上的电压命令, $U_{\alpha\beta}^i$ 为电机两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 上注入的旋转高频电压信号, I_{uvw} 为电机三相电流响应信号, θ_e 为电机的电角度位置信号。

在电机两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下,注入的旋转高频电压信号为

$$U_{\alpha\beta}^i = V_i e^{j\omega_i t} \quad (1)$$

$$\omega_i = 2\pi f_i \quad (2)$$

式中 V_i ——注入高频电压的幅值

ω_i ——高频电压电角速度,rad/s

f_i ——注入的旋转高频电压频率

因为注入电压信号频率很高(相对于电机的旋转频率),所以,一方面电机的电抗主要表现为感抗,电机定子电阻的电抗影响可以忽略;另一方面电机旋转角度随时间的变化远小于高频响应随时间的变化,也可以忽略不计。于是,在只考虑高频信号的情况下有

$$U_{\alpha\beta}^i = \begin{bmatrix} L - \Delta L \cos(2\theta_e) & -\Delta L \sin(2\theta_e) \\ -\Delta L \sin(2\theta_e) & L + \Delta L \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (3)$$

高频响应电流信号和高频注入电压的关系为

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L - \Delta L \cos(2\theta_e) & -\Delta L \sin(2\theta_e) \\ -\Delta L \sin(2\theta_e) & L + \Delta L \cos(2\theta_e) \end{bmatrix}^{-1} \int U_{\alpha\beta}^i dt = \frac{V_i}{\omega_i} \begin{bmatrix} \frac{L}{L^2 - \Delta L^2} \cos\left(\omega_i t - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{\Delta L}{L^2 - \Delta L^2} \cos\left(2\theta_e - \omega_i t + \frac{\pi}{2}\right) \\ \frac{L}{L^2 - \Delta L^2} \sin\left(\omega_i t - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{\Delta L}{L^2 - \Delta L^2} \sin\left(2\theta_e - \omega_i t + \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$I_{\alpha\beta}^i = I_0 e^{j\left(\omega_i t - \frac{\pi}{2}\right)} + I_1 e^{j\left(2\theta_e - \omega_i t + \frac{\pi}{2}\right)} \quad (5)$$

$$\text{其中 } I_0 = \frac{V_i}{\omega_i} \frac{L}{L^2 - \Delta L^2} \quad I_1 = \frac{V_i}{\omega_i} \frac{\Delta L}{L^2 - \Delta L^2}$$

高频电流响应信号在转子坐标系 dq 下的各个轴分量表达式为

$$\begin{cases} i_{di} = (I_0 + I_1) \cos\left(\omega_i t - \theta_e - \frac{\pi}{2}\right) \\ i_{qi} = (I_0 - I_1) \sin\left(\omega_i t - \theta_e - \frac{\pi}{2}\right) \end{cases} \quad (6)$$

式(6)满足

$$\frac{i_{di}^2}{(I_0 + I_1)^2} + \frac{i_{qi}^2}{(I_0 - I_1)^2} = 1 \quad (7)$$

即高频响应电流在转子坐标系下的轨迹是以 $(I_0 + I_1)$ 为长轴,以 $(I_0 - I_1)$ 为短轴的椭圆,该椭圆长轴与 d 轴重合。电机转动时,该椭圆是以与电机转速相同的速度旋转^[9]。通过以上推导过程有

$$\begin{cases} I_0 + I_1 = \frac{V_i}{\omega_i} \frac{1}{L - \Delta L} = \frac{V_i}{\omega_i} \frac{1}{L_d} \\ I_0 - I_1 = \frac{V_i}{\omega_i} \frac{1}{L + \Delta L} = \frac{V_i}{\omega_i} \frac{1}{L_q} \end{cases} \quad (8)$$

因此,准确地提取高频电流响应的正、负相序幅值即可辨识出直、交轴电感参数。

2 电机磁场饱和和参数变化规律

在IPMSM中, d 轴和 q 轴磁阻的不同导致了绕组电感的变化。通常 q 轴电感大于 d 轴电感,这是因为通过 d 轴磁路的磁通要穿过两个永磁体,而 q 轴磁通仅通过气隙和定、转子铁芯,不通过永磁体,由于永磁体的导磁率与空气相当,定、转子铁芯是磁场的良好导体,所以, d 轴磁路的阻抗大于 q 轴磁路的阻抗。在IPMSM电机中, q 轴励磁电感要明显高于 d 轴励磁电感^[10-12]。

当 q 轴电流较小时,磁路的运行点在 $B-H$ 的线性区域, q 轴磁路不饱和, q 轴电感为常数;随着 q 轴电流的增加,磁路运行点进入饱和区域, q 轴电感则随着 q 轴电流的增加而逐渐减小。由于 d 轴去磁电流的作用,一般可使 L_d 随弱磁电流 i_d 负向增大而增加;当电机进入很大去磁状态时,即 d 轴磁路运行点进入线性区, L_d 保持为常数,如图2所示。

3 高频旋转电压注入参数辨识系统设计

由第2节公式推导过程可知,使用高频注入法辨识电感的关键是准确地辨识出高频响应电流的正相序和负相序的幅值,为此需要对高频注入电压信号的频率和幅值进行适当选取。

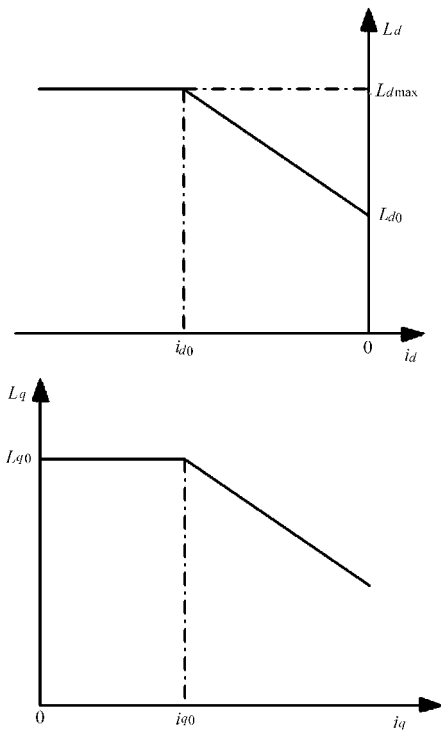


图 2 直轴、交轴电感随电流变化规律

Fig. 2 Change of L_d, L_q with i_d, i_q

3.1 高频注入信号的选取

高频注入信号的选取原则,一般在高频注入无传感器文献中均有介绍^[13-14],本文不再赘述。本文辨识系统选择的注入高频信号幅值为 5 V,频率为 500 Hz。

3.2 高频电流环节设计

电机响应电流信号中不仅有高频电流响应分量,而且还包括电流基波响应分量、电机本体谐波分量及逆变器谐波分量等。然而,对于电感参数辨识来说,高频电流响应分量是应该考虑的主要部分,因此,需要设计合适的滤波器来获取相应频率的高频响应电流分量。

图 3 为旋转高频电压注入参数辨识系统图,包括两个子系统:纯延时滤波环节和同步轴系滤波环节。纯延时滤波环节包括串联的两次延时滤波,延时时间均为高频注入信号的半个周期,经过两次纯延时滤波后,高频响应信号被放大了 4 倍,而基波及其他频谱上的谐波分量被大大衰减。经过该纯延时滤波环节后的输出信号通过 Park 变换将高频静止坐标系上的电流分量转换到与正相序频率一致的坐标系上,这时候正相序频率的高频分量便成为该坐标系上的直流分量,而其他频率的高频电流分量是周期变化的交流分量。然后通过低通滤波器得到正相序电流分量,通过高通滤波器得到滤除正相序以后的高频电流分量。然后再作一次 Park 坐标变换,将包括负相序电流分量在内的高频电流分量转换到与负相序同频率的坐标系上,将负相序电流转换为直流分量,其他频率的高频电流分量仍然为交流分量,这样通过低通滤波器将其他频率的高频电流分量滤除得到负相序高频电流分量。

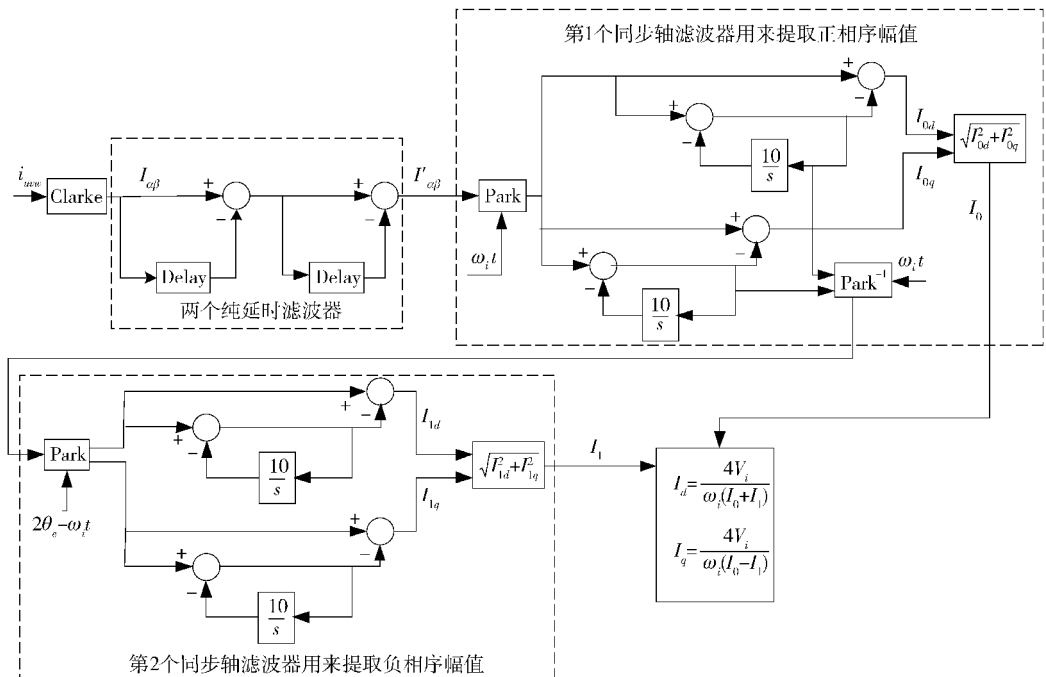


图 3 高频注入参数辨识系统图

Fig. 3 System diagram of high frequency injection for parameters identification

3.3 逆变器非线性因素对电感辨识的影响

电机驱动系统的逆变器具有非线性效应,会引

起电压波形中存在其他阶次的谐波。三相逆变器的结构、工作原理,以及死区非线性补偿方法,限于篇

幅本文不再赘述。此处主要研究逆变器的非线性特性对高频旋转电压注入法的电感参数辨识的影响。

逆变器非线性效应在电机两相静止坐标系上的电压畸变为

$$\begin{cases} \Delta u_\alpha = \frac{4T_{er}U_{dc}}{mT_s\pi} \sum_{m=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \sin(m\omega_e t) \\ \Delta u_\beta = -\frac{4T_{er}U_{dc}}{mT_s\pi} \sum_{m=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \cos(m\omega_e t) \end{cases} \quad (9)$$

由式(9)可知逆变器的非线性效应不仅降低了各相电压的基波幅值,而且增加了奇数次谐波分量^[15]。

(1) 只有高频存在的情况下

在电机自由状态下,采用旋转高频电压注入法辨识电感时,如果仅仅注入高频电压,而没有基波电压的情况,式(9)中死区畸变的基波变化频率同注入的高频电压的频率一致,此种情况下, $\omega_e = \omega_i$ 。这样可以推导得到死区畸变引起的高频电流畸变

$$\begin{bmatrix} \Delta i_\alpha \\ \Delta i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L - \Delta L \cos(2\theta_e) & -\Delta L \sin(2\theta_e) \\ -\Delta L \sin(2\theta_e) & L + \Delta L \cos(2\theta_e) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \int \Delta u_\alpha dt \\ \int \Delta u_\beta dt \end{bmatrix} = \frac{1}{L^2 - \Delta L^2} \begin{bmatrix} L + \Delta L \cos(2\theta_e) & \Delta L \sin(2\theta_e) \\ \Delta L \sin(2\theta_e) & L - \Delta L \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \frac{4T_{er}U_{dc}}{\omega_i m^2 T_s \pi} \sum_{m=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \begin{bmatrix} -\cos(m\omega_i t) \\ -\sin(m\omega_i t) \end{bmatrix} = \frac{-4T_{er}U_{dc}L}{\omega_i m^2 T_s \pi (L^2 - \Delta L^2)} \sum_{m=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \begin{bmatrix} \cos(m\omega_i t) \\ \sin(m\omega_i t) \end{bmatrix} - \frac{4T_{er}U_{dc}\Delta L}{\omega_i m^2 T_s \pi (L^2 - \Delta L^2)} \sum_{m=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \begin{bmatrix} \cos(2\theta_e - m\omega_i t) \\ \sin(2\theta_e - m\omega_i t) \end{bmatrix} \quad (10)$$

由式(10)可知逆变器死区效应引起的高频电流畸变不仅包括基波,而且还包括5次、7次等奇数次谐波,奇数次谐波随着谐波次数的增大其幅值以平方的倍数减小,而且在参数辨识数据处理过程中高次的谐波可以通过同步轴滤波器滤除。

(2) 有基波存在时注入高频电压

有基波电压存在时,死区效应引起的电压和电流谐波的基波周期与基波电压的周期相同。但是如果此时电流的幅值较小,则造成电流在过零点附近摇摆,就会引起死区的电压畸变周期介于总电流的周期和注入的高频旋转电压的周期之间,因此同样会引起死区对辨识的误差较大。所以在电流幅值较大时,或者注入的高频旋转电压的幅值较小时,辨识的精度较高。

4 实验验证

在一台实际的车用IPMSM上进行了实验验证。所用控制芯片为英飞凌32位Tricore1797型单片机,驱动板为英飞凌HybirdPack2型汽车级功率器件。在电机实验台架上进行了电机各个负载状态下的电感辨识。母线电压为50V,开关频率和电流采样频率都为10kHz。

IPMSM被负载电机拖住锁死,直轴电流从-100~0A,间隔20A取一个实验点,交轴电流从0~100A,间隔20A取一个点,有36个电机负载状态的辨识过程。其中由于被测电机是在转子不转的情况下的辨识,所以图4a为提取出的正相序电流的谐波分析,可以看出提取的正相序的电流谐波畸变率

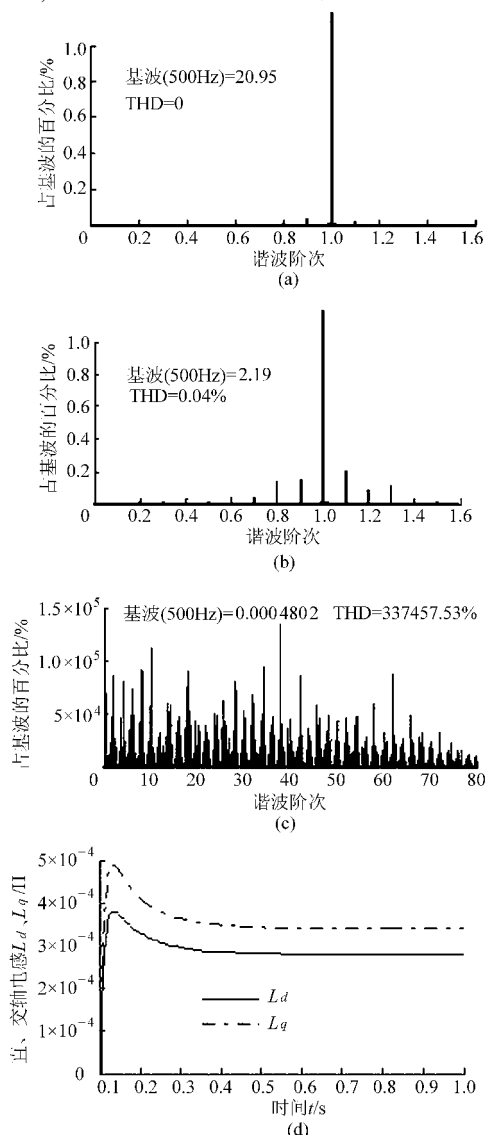


图4 负载状态下的电感辨识

Fig. 4 Inductance identification under load state

- (a) 正相序电流谐波 (b) 负相序电流谐波
(c) 杂波谐波分析 (d) 直、交轴辨识结果

很低, 电流波形很纯净。图 4b 为提取出的负相序电流的谐波分析, 谐波畸变率为 0.04%。图 4c 为提取正、负相序电流之后剩余杂波的谐波分析, 可以看出谐波主要是正、负相序之外的其他谐波, 包括开关频率整数倍旁瓣的谐波。图 4d 为辨识得到的直、交轴电感。图 5 和图 6 是 36 个负载状态下的直、交轴电感辨识结果。

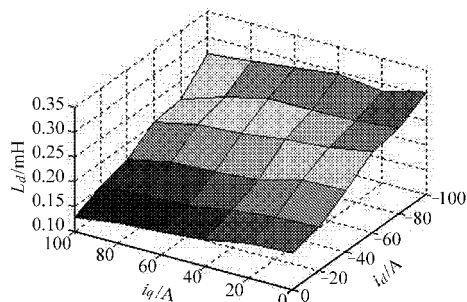


图 5 各负载状态下的直轴电感辨识结果
Fig. 5 Identification results of L_d

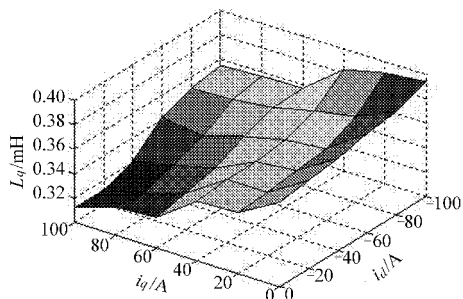


图 6 各负载状态下的交轴电感辨识结果
Fig. 6 Identification results of L_q

在电机转速为 200 r/min、 $i_d = -20$ A、 $i_q = 40$ A 情况下进行辨识, 其中注入的高频电压的情况同上。图 7 为有速度和负载的情况下辨识出来的直、交轴电感, $L_d = 0.178 2$ mH, $L_q = 0.361 7$ mH, 通过与图 5 和图 6 相应负载情况下的辨识结果相比, 误差在 1% 之内, 辨识结果几乎不受转速影响。

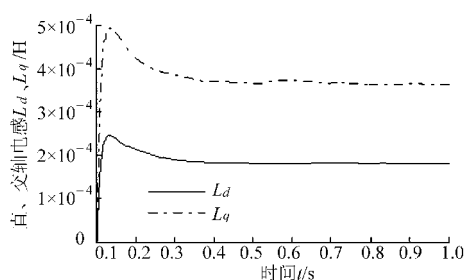


图 7 电机转速为 200 r/min, $i_d = -20$ A, $i_q = 40$ A 的辨识结果

Fig. 7 Identification results ($n = 200$ r/min, $i_d = -20$ A, $i_q = 40$ A)

台架上进行了实验测量。实验是在逆变器死区补偿好的情况下, 进行 $i_d = 0$ A 各个交轴电流 i_q 给定情况的电流闭环测试, 同时记录直轴电压命令值 u_d^* , 然后根据 $L_q = u_d^* / (\omega_e i_q)$ 计算得到 $i_d = 0$ A 时的交轴电感(表 1), 与辨识得到的 $i_d = 0$ A 时的交轴电感相比误差在 7% 以内, 从而说明高频辨识方法的正确性。

表 1 $i_d = 0$ 各负载状态下的交轴电感
Tab. 1 L_q in different load states ($i_d = 0$) mH

项目	i_q/A					
	0	20	40	60	80	100
辨识值	0.369	0.351	0.349	0.325	0.323	0.312
实际值	0.358	0.358	0.338	0.334	0.336	0.334
误差/%	3.04	-2.26	3.15	-2.76	-3.79	-6.65

5 结束语

提出并实现了一种基于高频旋转电压注入的 IPMSM 电感在线辨识方法; 对逆变器非线性因素对电感参数辨识精度的影响进行了推导和分析; 并对一款车用电机进行了各个负载状态下的在线电感辨识, 准确度较高, 辨识出的电感有助于改进转矩 MTPA 控制策略、解耦以及驱动系统控制参数的计算。

参 考 文 献

- 王成元, 夏加宽, 杨俊友, 等. 电机现代控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- 陈振锋, 钟彦儒, 李洁. 基于 RLS 的嵌入式永磁同步电机参数辨识技术[J]. 西安理工大学学报, 2009, 25(3): 309 ~ 313.
Chen Zhenfeng, Zhong Yanru, Li Jie. Parameter estimation technique for vector controlled interior permanent magnet synchronous motor drive based on RLS [J]. Journal of Xi'an University of Technology, 2009, 25(3): 309 ~ 313. (in Chinese)
- 吴茂林, 黄声华. 永磁同步电机非线性参数辨识[J]. 电工技术学报, 2009, 24(8): 65 ~ 68.
Wu Maolin, Huang Shenghua. Nonlinear parameters identification of PMSM [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(8): 65 ~ 68. (in Chinese)
- 安群涛, 孙力, 赵克. 一种永磁同步电机参数的自适应在线辨识方法[J]. 电工技术学报, 2008, 23(6): 31 ~ 36.
An Quntao, Sun Li, Zhao Ke. An adaptive on-line identification method for the parameters of permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(6): 31 ~ 36. (in Chinese)
- 王松, 刘明光, 石双双, 等. 基于卡尔曼滤波和神经网络的 PMSM 参数辨识[J]. 北京交通大学学报, 2010, 34(2): 124 ~ 127.
Wang Song, Liu Mingguang, Shi Shuangshuang, et al. Identification of PMSM based on EKF and Kalman neural network [J]. Journal of Beijing Jiaotong University, 2010, 34(2): 124 ~ 127. (in Chinese)

- 6 王丽梅. 基于高频信号注入的永磁同步电动机无位置传感器控制[D]. 沈阳:沈阳工业大学,2005.
Wang Limei. Position sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on high-frequency signal injection[D]. Shenyang: Shenyang University of Technology,2005. (in Chinese)
- 7 贾洪平,贺益康. 基于高频注入法的永磁同步电动机转子初始位置检测研究[J]. 中国电机工程学报,2007,27(15):15~20.
Jia Hongping, He Yikang. Study on inspection of the initial rotor position of a PMSM based on high-frequency signal injection[J]. Proceedings of the CSEE,2007,27(15):15~20. (in Chinese)
- 8 张立红. 基于高频注入法的永磁同步电机无传感器控制系统研究[D]. 天津:天津大学,2008.
Zhang Lihong. Investigation of sensorless control system for permanent magnet synchronous motor based on high frequency signal injection method[D]. Tianjin:Tianjin University,2008. (in Chinese)
- 9 曾祥云. 永磁同步电机无位置传感器控制技术研究[D]. 上海:同济大学,2009.
Zeng Xiangyun. Research on sensorless control method of PMSM[D]. Shanghai:Tongji University,2009. (in Chinese)
- 10 程树康,于艳君,柴凤,等. 内置式永磁同步电机电感参数的研究[J]. 中国电机工程学报,2009,29(18):94~99.
Cheng Shukang, Yu Yanjun, Chai Feng, et al. Analysis of the inductances of interior permanent magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE,2009,29(18):94~99. (in Chinese)
- 11 任雷,崔芮华,王宗培,等. 永磁同步电机绕组电感的饱和效应[J]. 电工技术学报,2000,15(1):21~25.
Ren Lei, Cui Ruihua, Wang Zongpei, et al. Saturation effect of PMSM windings inductance [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2000,15(1):21~25. (in Chinese)
- 12 吴志红,武四辈,朱元,等. 车用内置式永磁电动机转矩多参数统一控制方法[J]. 农业机械学报,2012,43(6):30~34.
Wu Zhihong, Wu Sibe, Zhu Yuan, et al. Torque control method of multi-parameter integrated for IPMSM in vehicle[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery,2012,43(6):30~34. (in Chinese)
- 13 Seung-Hee Chai, Byeong-Hwa Lee, Jung-Pyo Hong, et al. Design of IPMSM having high power density for position sensorless operation with high-frequency signal injection and the method of calculating inductance profile [C] // 2011 International Conference on Electrical Machines and Systems, Beijing, China,2011.
- 14 Ide K, Iura H, Inazumi M. Hybrid sensorless control of IPMSM combining high frequency injection method and back EMF method [C]//IECON 2010-36th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, Glendale, AZ, USA,2010:2 236~2 241.
- 15 王少杰,罗安. 谐波域死区效应分析及补充方法的研究[J]. 电工技术学报,2009,24(8):111~119.
Wang Shaojie, Luo An. Study of dead-time effect and its compensation strategies [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2009,24(8):111~119. (in Chinese)

~~~~~

(上接第12页)

- 6 张雷,邬义杰,刘孝亮,等. 嵌入式超磁致伸缩构件多场耦合优化[J]. 农业机械学报,2012,43(5):190~196.  
Zhang Lei, Wu Yijie, Liu Xiaoliang, et al. Multi-field coupling model of embedded giant magnetostrictive components optimization [J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2012, 43(5): 190~196. (in Chinese)
- 7 Kwun H, Bartels K A. Magnetostrictive sensor technology and its applications[J]. Ultrasonics, 1998, 36(1~5): 171~178.
- 8 刘慧芳,贾振元,王福吉,等. 超磁致伸缩力传感器及其实验研究[J]. 大连理工大学学报,2011,51(6):832~836.  
Liu Huifang, Jia Zhenyuan, Wang Fuji, et al. Giant magnetostrictive force sensor and its experimental study [J]. Journal of Dalian University of Technology, 2011, 51(6): 832~836. (in Chinese)
- 9 Roman Romes. Electrohydraulic control device for use in agricultural machines: US, 4-427-075[P]. 1984-01-24.
- 10 刘九卿. 销轴式称重传感器及其应用[J]. 衡器,2008,37(2):6~8.  
Liu Jiuqing. Shaft pin type load cell and its application [J]. Weighing Instrument, 2008,37(2): 6~8. (in Chinese)
- 11 姜建山,陈伟民,黄尚廉,等. 基于逆磁致伸缩的索力传感器磁路分析与参数设计[J]. 仪器仪表学报,2009,30(4):739~743.  
Jiang Jianshan, Chen Weimin, Huang Shanglian, et al. Magnetic circuit and parameters of cable tension sensor based on magneto-elastic effect [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2009, 30(4): 739~743. (in Chinese)
- 12 王军,王伟. 差动变压器式压力传感器的磁路设计[J]. 传感器技术,2001,20(11):30~32.  
Wang Jun, Wang Wei. Design of magnetic circuit in the differential transformer type pressure sensor [J]. Journal of Transducer Technology, 2001, 20(11): 30~32. (in Chinese)
- 13 王社良,熊二刚. 钢结构磁性无损检测理论与应用研究[J]. 中国科技论文在线,2008,3(7):492~496.  
Wang Sheliang, Xiong Ergang. A theoretical research on magnetic nondestructive testing of steel structures [J]. Sciencepaper Online, 2008, 3(7): 492~496. (in Chinese)
- 14 高孝裕,周勇,陈吉安,等. 不同磁芯材料在微电感中的应用[J]. 半导体技术,2005,30(10):58~61.  
Gao Xiaoyu, Zhou Yong, Chen Ji'an, et al. Application of different magnetic core materials in microinductor [J]. Semiconductor Technology, 2005, 30(10): 58~61. (in Chinese)
- 15 赵韩,田杰. 磁力机械学[M]. 北京:高等教育出版社,2009.