

基于双脉冲高频方波电压注入的永磁同步电机快速电感辨识方法^①吴 春^② 陈 科^③ 南余荣

(浙江工业大学信息工程学院 杭州 310023)

摘 要 针对永磁同步电机(PMSM)电感参数辨识方法收敛速度慢、算法鲁棒性差等问题,本文提出一种基于双脉冲高频方波电压注入策略的在线电感辨识方法。该方法首先建立永磁同步电机电感各向异性数学模型,然后在估计 d 和估计 q 轴上依次注入两对高频方波电压脉冲,计算估计 d 、 q 轴上电流增量,通过少量计算即可在线辨识 d 、 q 轴电感。同时还可以根据电流响应估计转子位置,并利用估计位置误差,进一步获得交叉饱和和电感。实验结果表明,所提方法可在 4 个脉冲宽度调制(PWM)周期内完成一次 d 、 q 轴电感和交叉饱和电感测量,收敛速度快、精度高、通用性强、计算量小、易于工程实现。

关键词 永磁同步电机(PMSM); 电感辨识; 高频方波电压注入; 磁场交叉饱和效应

0 引 言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)省去了转子绕组,采用高磁通密度的永磁体提供励磁磁通,具有功率因数高、效率高、电磁转矩/转动惯量比高、结构较简单等优点。近年来,永磁同步电机及其驱动系统广泛应用于工业自动化装置、航空航天、电动汽车及家用电器等各个领域^[1]。

采用矢量控制技术的永磁同步电机驱动系统需要准确的电气参数,如定子电阻、永磁体磁链、 d 轴和 q 轴电感等。文献[2]指出,电感参数的准确性直接影响电机系统的控制性能,如基于基波的模型的位置观测器、最大转矩电流比控制、模型预测控制等。然而,由于永磁同步电机的 d 、 q 轴磁路结构不对称和磁场饱和特性, d 、 q 轴电感通常不相同且随着磁场饱和程度增强而降低^[3-4]。因此,获得准确电感关于电流的分布特性,是实现永磁同步电机高性能控制的基础^[5]。理想的电感辨识算法不仅能够辨识空载情况下的 d 轴和 q 轴电感,同时能够快

速准确跟踪磁场饱和情况下的电感变化,且算法还应当收敛速度快、通用性强。

目前, d 、 q 轴电感辨识方法按照辨识方法不同,可以分为离线辨识和在线辨识两大类。文献[6]采用有限元分析法得到永磁同步电机的 d 、 q 轴电感,但这种方法需要准确的电机设计参数,无法适用于通用驱动器应用场合。文献[7]提出利用高精度阻抗测试仪,通过测定线电感(相-相之间的电感)曲线,并利用线电感和 d 、 q 轴电感之间的关系,可快速求得 d 、 q 轴电感。该方法虽然简单快速,但是需要均匀旋转转子,且只能测量空载情况下电感参数。文献[8]提出一种无需转动转子的电感测试方法,即通过阻抗测试仪测量三相线电感,并利用三相线电感之间的关系直接计算得到 d 轴和 q 轴电感,这种方法通用性强,然而同样只能测量空载情况下电感。上述方法均属于离线方法,其共同问题在于无法准确获得电感的饱和特性曲线。文献[9-12]基于 d 、 q 轴电压方程,分别采用最小二乘算法或模型参考自适应等方法对 d 、 q 轴电感参数进行在线辨识,能够实现磁场饱和情况下电感辨识,改善系统控制

① 国家自然科学基金面上项目(61973274),浙江省自然科学基金(LQ18E070005)和航空基金(201728U5001)资助项目。

② 男,1987年生,博士;研究方向:电机及电力电子控制技术;E-mail: wuchun@zjut.edu.cn。

③ 通信作者,E-mail: 15151972582@163.com。

(收稿日期:2020-06-27)

性能。但是,这两种是基于模型的电感辨识方法,辨识算法中需要使用电阻或永磁体磁链信息,同时受逆变器非线性因素影响,辨识算法的鲁棒性和辨识精度都会降低。文献[13]提出一种考虑逆变器非线性因素的多参数分步辨识方法,在 $i_d = 0$ 控制过程中,通过对 d 轴给定电压求平均的方式计算定子电感,虽然消去了逆变器非线性因素,但是无法辨识 q 轴电感及不适用于 $i_d \neq 0$ 控制场合。针对电感辨识算法受其他参数影响问题,文献[14]提出采用高频正弦电压信号注入方法,同时辨识 d 、 q 轴动态电感和交叉饱和增量电感,但求解过程较复杂,需要借助 Matlab。文献[15]和[16]利用两个不同时间尺度的仿射投影算法实现对 d 、 q 轴电感和电阻的分步辨识,但是电感和电阻辨识存在耦合且收敛较慢。其他电感辨识算法还包括遗传算法^[17]、神经网络算法^[18]等,然而这些智能算法的实现需要考虑计算复杂性、收敛性及训练时间等因素,因而其通用性受到限制。

针对上述电感辨识方法中存在的适用性不广、收敛速度慢、算法鲁棒性差等问题,本文提出一种双脉冲高频方波电压注入永磁同步电机 d 、 q 轴电感和交叉饱和电感在线辨识策略。首先建立永磁同步电机电感各向异性数学模型;并沿着估计 d 轴和估计 q 轴先后注入 2 对方波电压脉冲,计算 2 对电压脉冲下估计 d 、 q 轴上电流增量;然后利用对电流增量进行少量运算可辨识 d 、 q 轴电感。同时,所提策略还可以根据电流增量的简单加减组合,进而得到转子位置估计误差信息,从而实现位置估计,并根据位置估计误差可进一步获得交叉饱和电感。最后,将所提策略在 2 台永磁同步电机上进行了验证。

1 永磁同步电机电感各向异性数学模型

如图 1 所示,本文推导过程中涉及的参考坐标系有 $\alpha\beta$ 、 dq 、估计 $dq(\hat{d}\hat{q})$ 、和 DQ 坐标系,分别用上标 s 、 r 、 \hat{r} 、和 a 表示在该坐标系下的量。其中, DQ 坐标系表示电感各向异性坐标系, θ_a 为 D 轴与静止坐标系的 α 轴之间夹角。

考虑磁场交叉饱和效应,在同步旋转坐标系 dq

下永磁同步电机的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_d^r \\ u_q^r \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{dh} & L_{dqh} \\ L_{qdh} & L_{qh} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix} + \omega_e \psi_f \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中, u_d^r 、 u_q^r 、 i_d^r 、 i_q^r 分别为 d 、 q 轴电压、电流; L_d 、 L_q 为 d 、 q 轴绝对电感, R_s 为定子电阻; ω_e 为电气角速度; ψ_f 为永磁体磁链幅值; L_{dh} 、 L_{qh} 、 L_{dqh} 和 L_{qdh} 分别表示增量自感和增量互感。

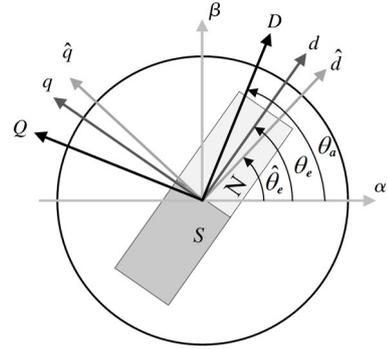


图 1 本文各坐标系位置关系

当电机低速运行时,可认为注入方波电压信号的频率远高于电机基频,电阻和反电动势的电压降可以忽略不计,那么永磁同步电机可以简化为纯电感负载模型:

$$\begin{bmatrix} u_{dh}^r \\ u_{qh}^r \end{bmatrix} = L_{dqh} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dh}^r \\ i_{qh}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dh} & L_{dqh} \\ L_{qdh} & L_{qh} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dh}^r \\ i_{qh}^r \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中, h 表示高频分量, L_{dqh} 为电感矩阵。

由式(2)可见,考虑磁场交叉饱和效应的高频电感矩阵在坐标系 dq 内为非对角矩阵。为了进一步简化分析,引入电感各向异性坐标系 DQ , 在该坐标系上电感矩阵为对角阵。基于能量转换定律, d 、 q 轴互感相等,即 $L_{dqh} = L_{qdh}$, 且存在一个角 θ_m , 通过旋转变换 $T(\theta_m)$, 可以将非对角 L_{dqh} 转换为一个对角电感矩阵 L_{DQ} :

$$L_{DQ} = T(\theta_m) L_{dqh} T^{-1}(\theta_m) = \begin{bmatrix} L_D & 0 \\ 0 & L_Q \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中, L_D 和 L_Q 分别为 D 轴和 Q 轴的增量电感; $\theta_m = \theta_e - \theta_a$, 在本文定义为交叉饱和角,是指电感各向异性坐标系 DQ 和同步旋转坐标系 dq 之间的夹角。

$$\theta_m = \frac{1}{2} \arctan \left(\frac{2L_{dqh}}{L_{qh} - L_{dh}} \right)$$

$$\mathbf{T}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (4)$$

根据磁场饱和程度不同,自感和互感会随之变化,因此交叉饱和角在不同负载运行工况下也是变化的。

在一个开关周期内 di/dt 可近似为 $\Delta i/\Delta t$, 采用后向欧拉离散方法, DQ 坐标系上永磁同步电机的电感负载等效数学模型可表示为

$$\begin{bmatrix} u_{dh}^a \\ u_{qh}^a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_D & 0 \\ 0 & L_Q \end{bmatrix} \frac{1}{\Delta T} \begin{bmatrix} \Delta i_{dh}^a \\ \Delta i_{qh}^a \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中, ΔT 为离散周期。电流变化为 $\Delta i_{dh}^a, \Delta i_{qh}^a$ 可以通过连续 2 个采样电流求差得到, 即可用 $\Delta i_{dqh}^a(n) = i_{dqh}^a(n) - i_{dqh}^a(n-1)$ 来计算 n 时刻的电流增量。常规高频信号注入法估计的位置可以理解为 D 轴所在位置。本文后续的推导将基于式(5) DQ 坐标系上的数学模型展开。

2 双脉冲高频方波电压注入电感辨识策略

本文所提双脉冲高频方波电压注入法电感辨识策略的基本原理是利用电压脉冲作用于电感负载, 其电流增量中包含电感信息。总体实施方法如下: 在永磁同步电机的 $\hat{d}\hat{q}$ 坐标系上先后注入 2 对高频方波电压脉冲, 通过注入双脉冲电压的形式, 获得 2 组独立的电流增量方程, 通过计算高频电流增量并对其进行解调, 计算出 d, q 轴电感值。同时, 考虑磁场饱和以及交叉饱和效应的影响, 可以辨识出不同运行工况下交直轴自感和互感。

2.1 双脉冲高频方波注入方式

为了兼顾大多数小型低成本驱动器(通常采用下桥臂串联采样电阻的方式采集相电流), 以及不改变标准七段式空间矢量脉冲宽度调制(space vector pulse width modulation, SVPWM), 本文所提双脉冲高频方波电压注入模式如图 2 所示。

在连续 4 个脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)周期内, 2 对高频方波电压依次注入 \hat{d}

轴和 \hat{q} 轴。其中, 在前 2 个 PWM 周期内, 第 1 对电压脉冲分别沿着 \hat{d} 轴和 $-\hat{d}$ 轴注入。类似地, 在后 2 个 PWM 周期内, 第 2 对电压脉冲信号沿着 \hat{q} 轴和 $-\hat{q}$ 轴注入, 可表示为

$$\mathbf{u}_{dqh}^{\hat{}} = \begin{bmatrix} u_{dh}^{\hat{}} \\ u_{qh}^{\hat{}} \end{bmatrix} = \begin{cases} \begin{bmatrix} (-1)^n U_{inj} \\ 0 \end{bmatrix} & n = 4k, 4k+1 \\ \begin{bmatrix} 0 \\ (-1)^n U_{inj} \end{bmatrix} & n = 4k+2, 4k+3 \end{cases} \quad (6)$$

式中, U_{inj} 表示注入高频方波电压幅值; n 为离散采样序列; k 表示第 k 次电流环, 电流环执行周期为 PWM 周期的 4 倍, 即 $T_{cur} = 4T_{PWM}$ 。

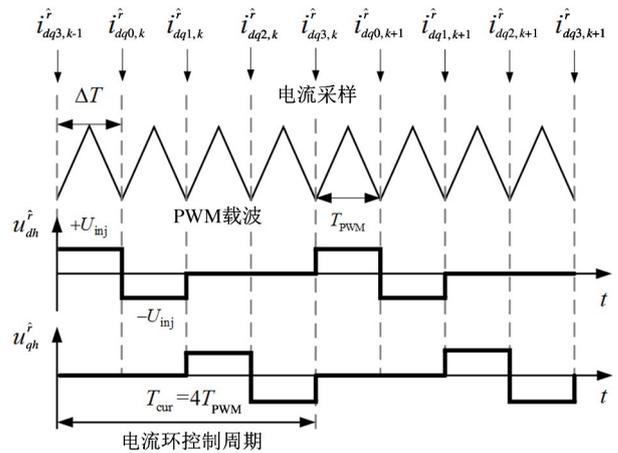


图 2 高频方波电压信号注入模式和电流采样时刻

2.2 估计 dq 坐标系上的高频电流响应

永磁同步电机在有位置传感器控制速度环模式下运行, 采用光电编码器实时获得转子位置并用于转速、电流双闭环矢量控制。而 $\hat{d}\hat{q}$ 坐标系的估计位置信息来源于所提双脉冲高频电压注入策略, 也就是说本文所提策略, 不仅可以辨识电感, 同时可以实时估计转子位置。首先对式(5)进行旋转变换, 得到 $\hat{d}\hat{q}$ 坐标系数学模型如下:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{i}_{dh}^{\hat{}} \\ \Delta \dot{i}_{qh}^{\hat{}} \end{bmatrix} = \mathbf{T}(\hat{\theta}_a) \begin{bmatrix} L_D & 0 \\ 0 & L_Q \end{bmatrix}^{-1} \mathbf{T}^{-1}(\hat{\theta}_a) \begin{bmatrix} u_{dh}^{\hat{}} \\ u_{qh}^{\hat{}} \end{bmatrix} \Delta T$$

$$= \frac{\Delta T}{L_D L_Q} \begin{bmatrix} L_\Sigma + L_\Delta \cos(2\hat{\theta}_a) & L_\Delta \sin(2\hat{\theta}_a) \\ L_\Delta \sin(2\hat{\theta}_a) & L_\Sigma - L_\Delta \cos(2\hat{\theta}_a) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dh}^{\hat{}} \\ u_{qh}^{\hat{}} \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中, $L_\Sigma = (L_D + L_Q)/2$, $L_\Delta = (L_Q - L_D)/2$, $\tilde{\theta}_a = \theta_a - \hat{\theta}_e$, 结合式(3)中 $\theta_m = \theta_e - \theta_a$, 可得:

$$\tilde{\theta}_a = \theta_a - \theta_e + \theta_e - \hat{\theta}_e = \tilde{\theta}_e - \theta_m \quad (8)$$

把式(6)中第1对注入在 \hat{d} 轴上的方波电压脉冲代入式(7), 并考虑式(8)中坐标系间位置关系, 可得高频电流响应信号为

$$\begin{bmatrix} \Delta \hat{i}_{dh}^r \\ \Delta \hat{i}_{qh}^r \end{bmatrix} = (-1)^n \frac{U_{inj} \Delta T}{L_D L_Q} \begin{bmatrix} L_\Sigma + L_\Delta \cos(2\tilde{\theta}_a) \\ L_\Delta \sin(2\tilde{\theta}_a) \end{bmatrix} \quad (9)$$

将 \hat{d} 和 \hat{q} 上连续采样的3个电流值相减可得前2个PWM周期内的电流增量:

$$\begin{cases} \Delta \hat{i}_{dh0}^r = \hat{i}_{d0,k}^r - \hat{i}_{d3,k-1}^r \\ \Delta \hat{i}_{qh0}^r = \hat{i}_{q0,k}^r - \hat{i}_{q3,k-1}^r \\ \Delta \hat{i}_{dh1}^r = \hat{i}_{d1,k}^r - \hat{i}_{d0,k}^r \\ \Delta \hat{i}_{qh1}^r = \hat{i}_{q1,k}^r - \hat{i}_{q0,k}^r \end{cases} \quad (10)$$

然后将第1和第2个PWM周期内的电流增量作差, 计算前2个PWM周期内电流增量差为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta \hat{i}_{dh01}^r \\ \Delta \hat{i}_{qh01}^r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \Delta \hat{i}_{dh0}^r - \Delta \hat{i}_{dh1}^r \\ \Delta \hat{i}_{qh0}^r - \Delta \hat{i}_{qh1}^r \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 2\hat{i}_{d0,k}^r - \hat{i}_{d3,k-1}^r - \hat{i}_{d1,k}^r \\ 2\hat{i}_{q0,k}^r - \hat{i}_{q3,k-1}^r - \hat{i}_{q1,k}^r \end{bmatrix} \\ &= \frac{2U_{inj} \Delta T}{L_D L_Q} \begin{bmatrix} L_\Sigma + L_\Delta \cos(2\tilde{\theta}_a) \\ L_\Delta \sin(2\tilde{\theta}_a) \end{bmatrix} \quad (11) \end{aligned}$$

考虑式(6)中第2对沿着 \hat{q} 轴注入的电压脉冲, 利用式(7)的推导结果可得:

$$\begin{bmatrix} \Delta \hat{i}_{dh}^r \\ \Delta \hat{i}_{qh}^r \end{bmatrix} = (-1)^n \frac{U_{inj} \Delta T}{L_D L_Q} \begin{bmatrix} L_\Delta \sin(2\tilde{\theta}_a) \\ L_\Sigma - L_\Delta \cos(2\tilde{\theta}_a) \end{bmatrix} \quad (12)$$

类似式(10)、式(11)中所示对采样电流的增量计算和求差, 可以计算第3和第4个PWM周期内的电流增量差为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta \hat{i}_{dh23}^r \\ \Delta \hat{i}_{qh23}^r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \Delta \hat{i}_{dh2}^r - \Delta \hat{i}_{dh3}^r \\ \Delta \hat{i}_{qh2}^r - \Delta \hat{i}_{qh3}^r \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 2\hat{i}_{d2,k}^r - \hat{i}_{d1,k}^r - \hat{i}_{d3,k}^r \\ 2\hat{i}_{q2,k}^r - \hat{i}_{q1,k}^r - \hat{i}_{q3,k}^r \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$= \frac{2U_{inj} \Delta T}{L_D L_Q} \begin{bmatrix} L_\Delta \sin(2\tilde{\theta}_a) \\ L_\Sigma - L_\Delta \cos(2\tilde{\theta}_a) \end{bmatrix} \quad (13)$$

到此为止, 得到双脉冲电压注入下的 $\hat{d}\hat{q}$ 轴电流增量差, 观察式(11)和式(13), 可以看出电流增量差幅值中, 包含 D 、 Q 轴电感信息和位置估计误差信息, 因此可以通过设计特殊的解调策略, 同时实现电感辨识和位置估计, 这是本文所提双脉冲策略的优点。

2.3 自感和互感辨识算法

利用双脉冲电压注入下的电流响应之间的独立性, 即式(11)和式(13), D 、 Q 轴电感辨识过程如下, 先计算2个中间变量 ΔI_{h1} 和 ΔI_{h2} :

$$\Delta I_{h1} \triangleq \frac{\Delta \hat{i}_{dh01}^r + \Delta \hat{i}_{qh23}^r}{4U_{inj} \Delta T} = \frac{L_D + L_Q}{2L_D L_Q} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \Delta I_{h2} &\triangleq \sqrt{\left(\frac{\Delta \hat{i}_{dh01}^r - \Delta \hat{i}_{qh23}^r}{4U_{inj} \Delta T}\right)^2 + \left(\frac{\Delta \hat{i}_{qh01}^r + \Delta \hat{i}_{dh23}^r}{4U_{inj} \Delta T}\right)^2} \\ &= \frac{L_Q - L_D}{2L_D L_Q} \quad (15) \end{aligned}$$

再根据式(13)和式(14), 可估计出电感值:

$$\hat{L}_D = \frac{1}{\Delta I_{h1} + \Delta I_{h2}} \quad (16)$$

$$\hat{L}_Q = \frac{1}{\Delta I_{h1} - \Delta I_{h2}} \quad (17)$$

式中, \hat{L}_D 和 \hat{L}_Q 分别为电感各向异性坐标系下的 D 轴和 Q 轴电感辨识值。

考虑式(3)中 L_{dqh} 和 L_{DQ} 的关系, 可得 dq 坐标系下电感矩阵为

$$\hat{L}_{dqh} = \begin{bmatrix} \hat{L}_{dh} & \hat{L}_{dqh} \\ \hat{L}_{dqh} & \hat{L}_{qh} \end{bmatrix} = \mathbf{T}^{-1}(\theta_m) \mathbf{L}_{DQ} \mathbf{T}(\theta_m) \quad (18)$$

式中, \hat{L}_{dh} 、 \hat{L}_{qh} 、 \hat{L}_{dqh} 为 d 、 q 轴自感和互感辨识值。上文电压脉冲注入和电感辨识过程都是建立在 $\hat{d}\hat{q}$ 坐标系上, 下面将讨论如何采用本文所提出的电压注入策略实现位置估计。

3 双脉冲方波电压注入转子位置估计方法

利用双脉冲方波电压信号注入得到的电流增量差解调, 还可进行转子位置估计。同时, 利用实际位

置(位置传感器获得)和估计位置之差,可近似为由交叉饱和效应而导致的位置估计误差。

考虑式(8)中位置关系,式(11)、式(13)电流增量差中包含转子位置估计误差信息,即将 Δi_{q01}^r 和 Δi_{m23}^r 相加可得到关于位置估计误差 $\tilde{\theta}_a$ 的函数为

$$f(\tilde{\theta}_a) = K_a \sin(2\tilde{\theta}_a) = K_a \sin(2\tilde{\theta}_e - 2\theta_m) \quad (19)$$

式中, $K_a = (4U_{inj}\Delta T \cdot L_\Delta)/(L_D L_Q)$ 表示误差信号幅值。在这里需要指出, $\tilde{\theta}_a$ 是基于电感各向异性坐标系下的位置估计误差,即采用双脉冲高频方波电压注入策略的位置估计方法将跟踪 DQ 参考坐标系的位置。

将 $f(\tilde{\theta}_a)$ 送至锁相环输入端,如图 3 所示,可以实现转子位置估计。由于直接对估计位置微分得到的估计速度噪声较大,可加入适当截止频率的低通滤波器(LPF)。虽然本方法需要 4 个 PWM 周期估计一次位置,但是位置误差信号幅值 K_a 是常规 \hat{d} 注入法^[19]的 2 倍,有效提高了位置估计的信噪比。

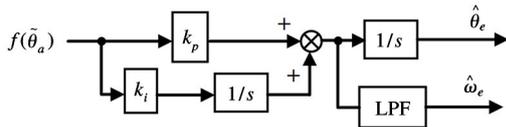


图 3 锁相环

至此,实现了双脉冲高频方波电压注入转子位置估计。然而,磁场交叉饱和和效应会给永磁同步电机无位置传感器控制系统带来转子位置估计误差。根据式(19),真实的转子位置估计误差 $\tilde{\theta}_e$ 将无法收敛至 0,而是收敛至交叉饱和角 θ_m ,即位置估计误差近似等于交叉饱和角。因此可以根据位置传感器所得位置和估计位置求差,实时求得交叉饱和角。由于不同负载工况下,磁路饱和程度不一样,因此需要研究不同磁场饱和情况的交叉饱和角的变化规律,具体步骤如下:在有位置传感器控制模式下,通过施加不同负载以及改变 d 轴电流参考,使系统能运行在 dq 电流平面不同位置。并采用位置传感器测得实际转子位置与上述转子位置估计方法得到的估计位置做差,即 $\hat{\theta}_m = \theta_e - \hat{\theta}_e$,该误差角近似为交叉饱和角 θ_m 。图 4 为实验测量得到 $\hat{\theta}_m$ 在 dq 轴电流平面分布的特性,图中曲面通过测量点进行多项式

拟合方式获得。由图 4 可知,由交叉饱和效应引起的位置估计误差绝对值会随着 d 轴或 q 轴的电流增加而增大。使用测量得到的 $\hat{\theta}_m$,结合式(18),可得到实时辨识增量电感 L_{dh} 、 L_{qh} 、 L_{dqh} 。

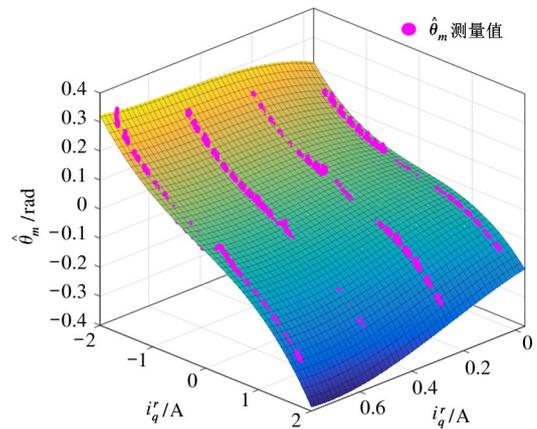


图 4 $\hat{\theta}_m$ 在 dq 轴电流平面上的实测和拟合曲面

永磁同步电机双脉冲高频方波电压注入电感辨识策略实现原理框图如图 5 所示。系统在有位置传感器速度、电流双闭环模式下运行,采用位置传感器得到的位置完成系统矢量控制。在此基础上,本文所提策略在 $\hat{d}\hat{q}$ 坐标系上先后分别注入 2 对方波脉冲,计算电流增量差,利用式(16)、式(17)可在 4 个 PWM 周期内计算得到电感各向异性坐标系内电感值 \hat{L}_D 和 \hat{L}_Q 。同时,再计算实际位置 θ_e 和估计位置 $\hat{\theta}_e$ 之角度差,再以此角度差作为变换角,利用式(18)进行旋转变换,可辨识得到交直轴增量自感和互感 \hat{L}_{dh} 、 \hat{L}_{qh} 、 \hat{L}_{dqh} 。

4 实验结果分析

为验证本文提出电感辨识策略的有效性,搭建采用 TI 公司电机控制开发套件的电机驱动平台,如图 6 所示。

该套件控制芯片采用数字信号处理器 DSP28335,逆变电路采用三菱公司智能功率模块 PS21765。实验平台采用磁滞测功机作为加载设备,可提供 0~5 N 阻抗性负值。电源由 300 V 直流电压源提供。PWM 开关频率为 20 kHz,死区时间设

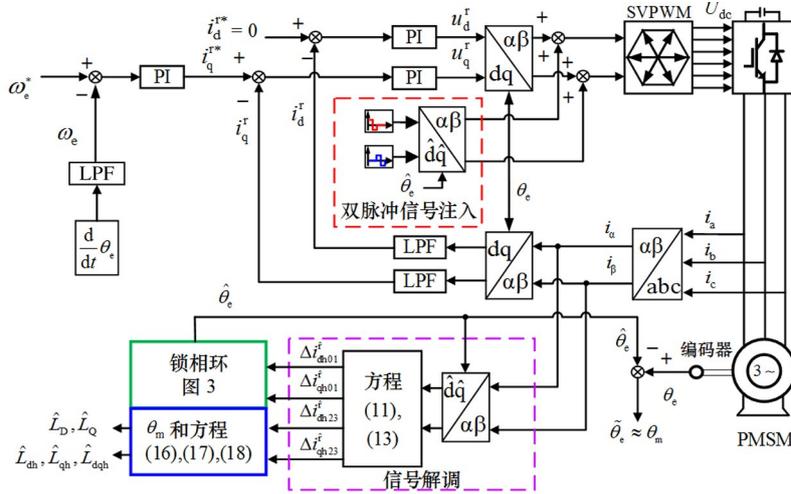


图 5 基于双脉冲高频方波电压注入的永磁同步电机电感辨识原理框图



图 6 永磁同步电机驱动平台

置为 $1.5 \mu\text{s}$ 。采用 2500 线的光电编码器检测转子实际位置,实现速度和电流双闭环矢量控制。实验用永磁同步电机参数如表 1 所示。

表 1 永磁同步电机 1 实验参数

参数	数值
额定电压/V	300
额定功率/W	200
额定电流/A	1.27
额定负载/(N·m)	0.64
额定转速/(r/min)	3000
相电阻/ Ω	4.75
d 轴电感/mH	13.5
q 轴电感/mH	18.5
永磁体磁链/Wb	0.054

4.1 电机静止工况下电感辨识实验结果

图 7 为注入不同方波电压幅值时,静止工况下的电感辨识结果。图中横坐标表示注入电压幅值标幺值,基值为 173.2 V 。 L_d^* 、 L_q^* 为直接采用阻抗分析仪测量得到的空载下 d 、 q 轴电感值。由图 7 可以看出,当注入电压幅值较小时,电感辨识结果比实际值大,而随着注入电压逐渐变大,电感 \hat{L}_d 、 \hat{L}_q 的辨识结果趋于稳定,并且当注入电压幅值达到 0.2 pu 时,辨识电感与测量值非常接近。在注入电压幅值较小时,辨识电感明显偏大,这主要是由于逆变器死区和功率器件管压降等因素导致实际输出电压偏小,从而导致辨识结果偏大。随着注入电压幅值增加,逆变器非线性因素对辨识结果影响越来越小,理论上辨识结果会略微偏大,从表 2 中可以看出,但实际精度可以满足工程应用需求。综合考虑电感辨识精度

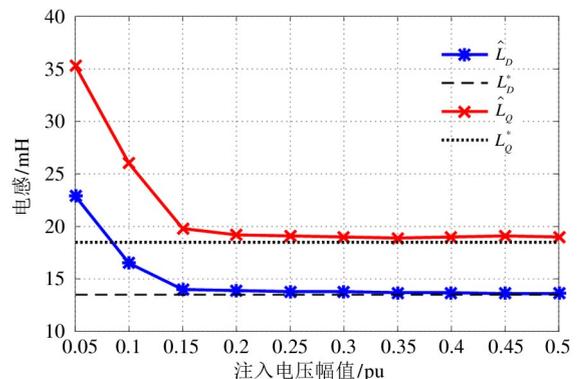


图 7 不同注入电压幅值电感 \hat{L}_d 和 \hat{L}_q 辨识结果

和 高 频 噪 声、损 耗,本 文 注 入 方 波 方 波 电 压 幅 值 为 0.25 pu,即 43.3 V。

图 8 和 图 9 为 空 载 情 况 下,所 提 电 感 辨 识 策 略 在 不 同 电 感 初 值 情 况 下 的 收 敛 过 程 的 实 验 结 果。所 提 方 法 辨 识 的 电 感 分 别 未 经 滤 波 直 接 输 出 和 通 过 截 止 频 率 为 150 Hz 的 LPF 滤 波 后 输 出。图 8(a) 为 电 机 1 设 置 D 、 Q 电 感 初 值 为 50% 电 感 测 量 值,当 在 0.01 s 时,使 能 电 感 辨 识 算 法。从 图 中 可 以 看 出,未 滤 波 的 情 况 下,在 4 个 PWM 周 期,即 经 过 0.2 ms 可 辨 识 出 电 感 值。为 获 得 更 平 滑 的 电 感 值,经 LPF 滤 波 后,在 5 ms 时 间 后 可 收 敛 至 测 量 电 感 值。图 8(b) 为 D 、 Q 轴 电 感 初 值 都 为 200% 电 感 测 量 值 的 实 验 结 果,同 样 能 看 到 电 感 在 0.2 ms 内 准 确 辨 识 出 电 感 值。

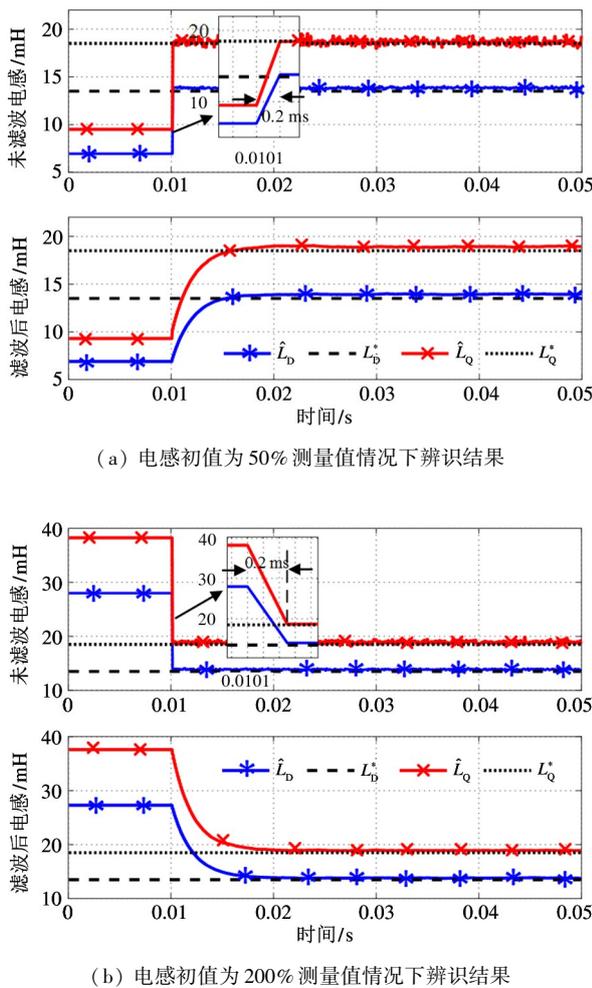


图 8 电机 1 不同电感初值下 \hat{L}_D 和 \hat{L}_Q 辨识结果

为 测 试 本 方 法 的 通 用 性,图 9 为 另 一 台 永 磁 同 步 电 机 (简 称 为 电 机 2) 电 感 参 数 辨 识 结 果,分 别 设 定 电 感 初 值 为 测 量 值 的 50% 和 200%。实 验 结 果 表 明,所 提 方 法 均 可 在 4 个 PWM 周 期 快 速 准 确 地 辨 识 出 电 感,通 过 LPF 滤 波 后 电 感 辨 识 结 果 噪 声 降 低。

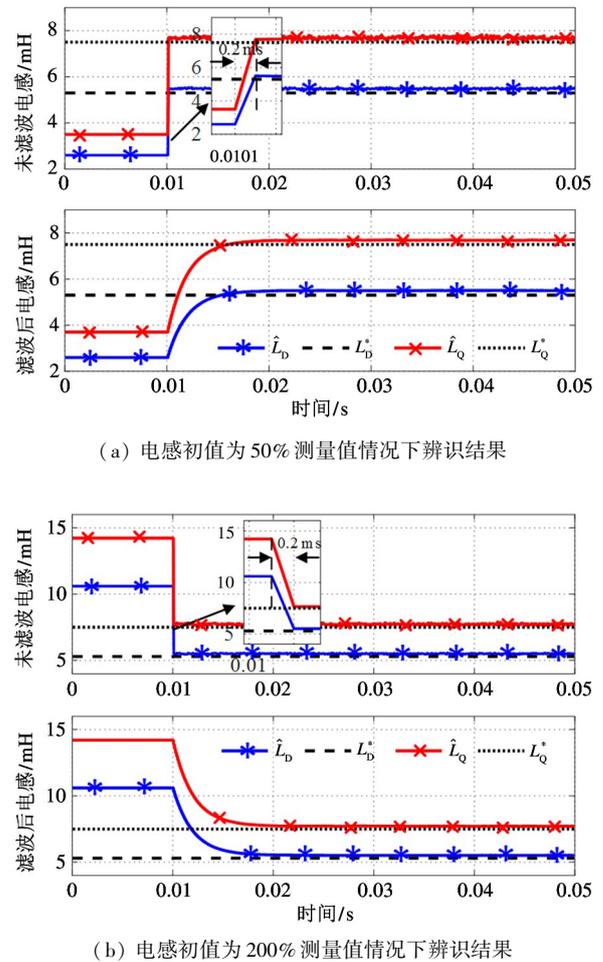


图 9 电机 2 不同电感初值下 \hat{L}_D 和 \hat{L}_Q 辨识结果

表 2 给 出 了 2 台 不 同 电 机 电 感 辨 识 结 果 和 辨 识 误 差。可 以 看 出,所 提 电 感 辨 识 策 略 的 辨 识 误 差 均 在 5% 之 内,有 效 验 证 了 本 文 所 提 方 法 能 够 高 精 度 地 辨 识 空 载 情 况 下 的 D 、 Q 轴 电 感。本 文 后 续 实 验 在 电 机 1 上 进 行。

由 于 电 机 处 于 静 止 工 况,且 无 基 波 电 流,可 认 为 辨 识 的 D 、 Q 轴 增 量 电 感 即 为 d 、 q 轴 增 量 电 感。因 为 此 时 磁 场 交 叉 饱 和 效 应 弱,交 叉 饱 和 角 可 认 为 是 0。

表 2 不同电机电感辨识结果和辨识误差汇总

电机 1	d 轴电感	q 轴电感
测量值/mH	13.5	18.5
辨识值/mH	14.1	19.3
误差/ %	4.5	4.3

电机 2	d 轴电感	q 轴电感
测量值/mH	5.3	7.4
辨识值/mH	5.5	7.7
误差/ %	3.7	4.1

4.2 电机运行工况下电感辨识实验结果

本文验证了基于双脉冲高频方波电压注入的转子位置估计和电感在线辨识方法在电机运行工况下的有效性,图 10 为电机在初始以 150 r/min 运行,在 0.4 s 速度阶跃到 300 r/min 的转子位置估计和转速以及电感辨识实验结果。矢量控制系统在有位置传感器速度、电流双闭环模式下运行。图 10 中 \hat{n} 表示估计转速, n 表示实际转速,从图中可以看出,估计位置和速度可准确跟踪真实转子位置和实际转速,这证实了双脉冲高频方波电压注入转子位置估计策略的有效性,同时电感也可以在实时运行过程中进行在线辨识。

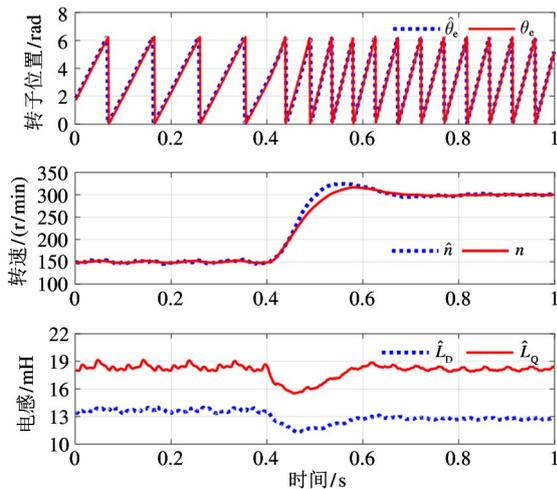
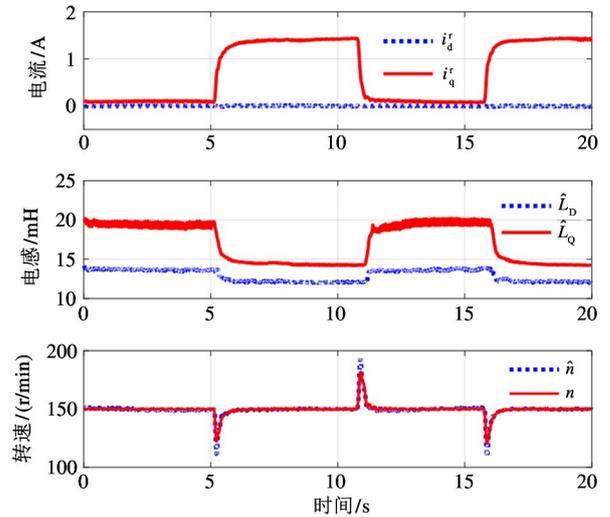


图 10 电机运行工况下转子位置和转速实验结果

图 11 给出了电机在突加突卸额定负载情况下电感辨识的动态收敛过程实验结果。电机开始运行在空载工况,在 5 s 左右时突加额定负载, q 轴电流立即增大,受磁场饱和及交叉饱和效应的影响, \hat{L}_D 、

\hat{L}_Q 均减小。从图 11 可以看出, \hat{L}_Q 的减小幅度比 \hat{L}_D 的减小量幅度更大,这是因为 q 轴电流的突增, q 轴上磁路饱和增加更加明显,导致 \hat{L}_Q 受磁场饱和影响较大;而 d 轴磁链路径同样受磁场交叉饱和效应的影响,电导率略有下降,因此 \hat{L}_D 有小幅下降。当在 11 s 时卸去负载, q 轴电流减小, D 、 Q 轴电感都快速收敛至空载测量值。实验结果验证了所提方法可以在磁场饱和情况下,实现快速准确的电感在线辨识。从图 11 还可以看出,实际和估计转速在突加突卸额定负载工况下速度超调量均小于 40 r/min,满足实际工程应用。


 图 11 负载阶跃情况下 \hat{L}_D 和 \hat{L}_Q 辨识结果

4.3 电感分布特性测定实验结果

图 12 为不同 d 、 q 轴电流情况下的 Q 轴电感分布特性。在不同 d 轴定值电流情况下,通过加负载,使 q 轴电流在 $-2 \sim 2$ A 之间变化,记录 Q 轴电感辨识结果。当电流绝对值较小时, \hat{L}_Q 在测量值附近,即 19 mH 左右。而随着 q 轴电流的绝对值增大, \hat{L}_Q 逐渐减小,直至 14.3 mH,这是因为 q 轴电流逐渐增大, q 轴磁场饱和程度增强导致。同时,可以看出在不同 d 轴电流值作用下,受交叉饱和效应影响, \hat{L}_Q 也有所不同,即 d 轴电流为正且增大时, \hat{L}_Q 将减小,因为此时 d 轴磁路饱和程度加强;当 d 轴电流为负且绝对值增大时, \hat{L}_Q 将有略微增加,这是由于 d 轴

磁路处于去磁状态,磁场饱和程度下降。

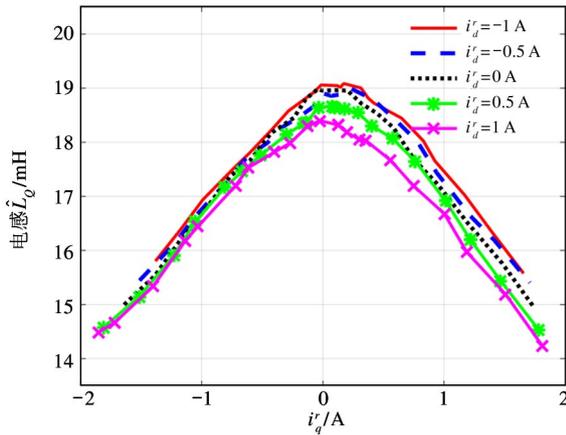


图 12 Q 轴电感随 d 、 q 轴电流变化分布特性

图 13 为不同 d 、 q 轴电流情况下, D 轴电感分布特性。在不同负载(q 轴电流)情况下, d 轴电流在 $-1 \sim 1$ A 变化过程中, 记录下 D 轴电感辨识结果。在 d 轴电流为负且绝对值增加时, d 轴电感缓慢增大, 但变化不明显; 而当电流为正并逐渐增大时, \hat{L}_D 下降明显。这是因为在 d 轴电流作用下, d 轴磁路将处于增磁状态, 且随着 d 轴电流增大, D 轴电感将下降; 而在负 d 轴电流时, d 轴磁路处于去磁状态, 但是由于当去磁到磁路线性区时, 电感将基本不变。从图 11 还可以看出, 当 q 轴电流绝对值增加时, \hat{L}_D 将下降, 这是由于 q 轴上不存在永磁体磁链, q 轴电流增加都会导致磁路饱和程度增强, 从而由于交叉饱和效应影响, 导致 \hat{L}_D 略微下降。

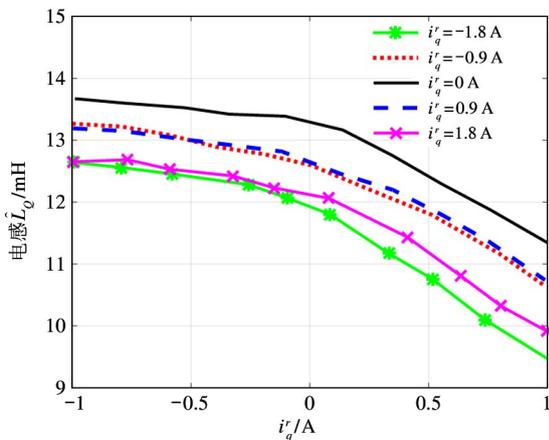
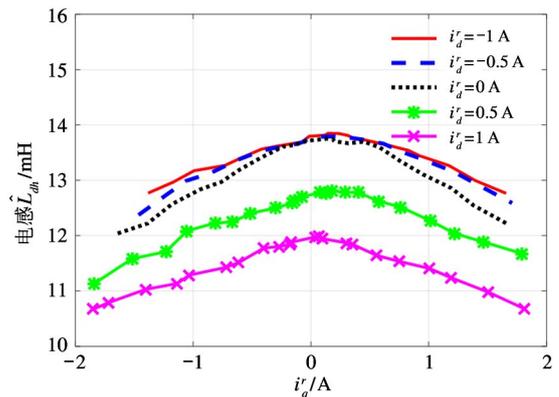
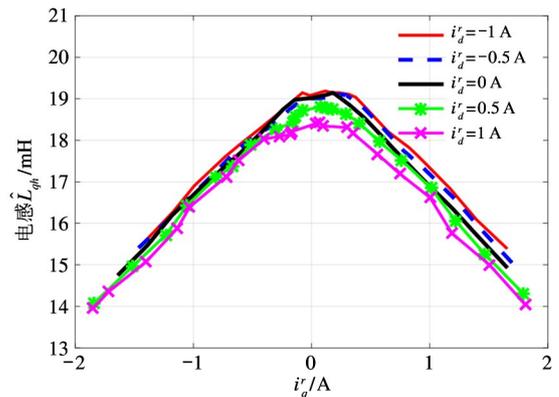


图 13 D 轴电感随 d 、 q 轴电流分布特性

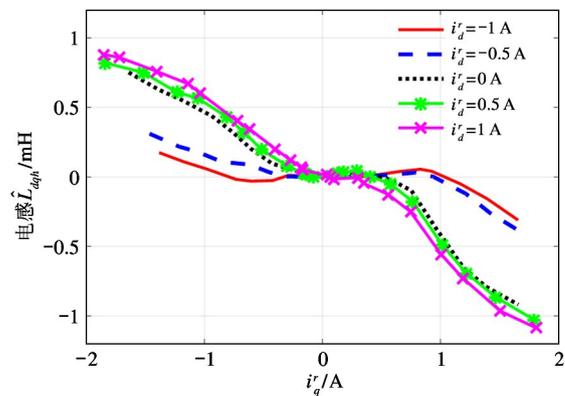
再根据式(18)中 L_{dqh} 和 L_{DQ} 的关系以及实时获得的交叉饱和角, 可以得到自感和互感的分布特性。图 14 为不同 d 轴电流下, 随着负载加大, q 轴电流增大, d 、 q 轴增量自感和互感辨识实验结果。从图 14(a)、14(b)可以看出, 自感 \hat{L}_{dh} 和 \hat{L}_{qh} 会随着电流增大, 因磁场饱和程度增强而降低。在空载或轻



(a) d 轴电感 \hat{L}_{dh} 辨识结果



(b) q 轴电感 \hat{L}_{qh} 辨识结果



(c) 互感 \hat{L}_{dqh} 辨识结果

图 14 自感和互感随 d 、 q 轴电流分布特性

载情况下,交叉饱和效应不明显,互感 \hat{L}_{dq} 非常小,但随着电流增大而逐渐增加,如图 14(c) 所示。由此可知, d 、 q 轴增量自感和互感依赖于 d 轴和 q 轴电流,这说明所提方法很好地考虑了磁场饱和及交叉饱和效应。

从以上实验结果可以看出,利用所提出的双脉冲电压注入策略电感辨识方法,可以快速、准确辨识出 D 、 Q 轴电感,可适用于空载离线辨识,也可适用于加载在线辨识。同时利用测量得到的交叉饱和角还可以得到 d 、 q 轴自感和互感值。

至于绝对电感的辨识,可以基于本文辨识的增量自感和互感结果,然后采用文献[14]提出的多项式方法或者文献[20]提出的积分法计算绝对电感。

对于凸机率低的永磁同步电机,采用本文提出的方法无法准确估计转子位置,即无法获得交叉饱和角,因此无法辨识 d 、 q 轴互感。但是 D 、 Q 轴电感辨识则不受影响,这是因为本文所提双脉冲电感辨识方法基于估计 dq 坐标系,这从电感辨识过程式(14)和式(15)可以看出,该辨识过程利用 2 对电压脉冲产生电流响应的独立性,消除了电流增量差中的关于位置估计误差的正余弦项,因此位置估计误差不会影响电感辨识结果。

5 结 论

本文提出一种双脉冲高频方波电压注入永磁同步电机快速电感辨识方法。该方法基于永磁同步电机电感各向异性坐标系下的数学模型,在估计 d 轴、估计 q 轴依次注入 2 对高频方波电压,通过计算电流增量及电流增量差,可在 4 个 PWM 周期内,也即一个电流环控制周期内,在线辨识出电感值,同时实现转子位置估计。实验测试了 2 台永磁同步电机,结果表明,所提方法可以准确辨识出空载和加载情况下 D 、 Q 轴电感,可以绘制出不同电流情况下 d 、 q 轴电感和互感的分布特性,辨识精度高、收敛速度快、计算量小、易于工程实现,具有较好的实用价值。

参考文献

[1] AHMED O S, PAOLO P, ALI A H 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

- [2] 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, 15(18): 94-99
- [3] ZHU Z, LI Y, HOWE D, et al. Compensation for rotor position estimation error due to cross-coupling magnetic saturation in signal injection based sensorless control of PM brushless AC motors [C] // *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, Antalya, Turkey, 2007: 208-213
- [4] BUI M X, RAHMAN M F, GUAN D, et al. A new and fast method for on-line estimation of d and q axes inductances of interior permanent magnet synchronous machines using measurements of current derivatives and inverter DC-bus voltage [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 66(10): 7488-7497
- [5] 李峰,夏超英. 考虑磁路饱和的 IPMSM 电感辨识算法及变参数 MTPA 控制策略 [J]. *电工技术学报*, 2017, 32(11): 136-144
- [6] SONG S, LIU W G, PEITSCH D, et al. Detailed design of a high speed switched reluctance starter/generator for more/all electric aircraft [J]. *Chinese Journal of Aeronautics*, 2010, 23(2): 216-226
- [7] 孟高军,余海涛,黄磊,等. 一种基于线电感变化特征的永磁同步电机转子初始位置检测新方法 [J]. *电工技术学报*, 2015, 30(20): 7-15
- [8] 刘金海,陈为,胡金高. 永磁同步电机 dq 电感参数新实验获取法 [J]. *电工技术学报*, 2014, 29(7): 97-103
- [9] 石建飞,戈宝军,吕艳玲. 永磁同步电机在线参数辨识方法研究 [J]. *电机与控制学报*, 2018, 22(161): 21-28
- [10] HAO L, WANG Y, YONG Y, et al. Online identification for permanent magnet synchronous motor based on recursive fixed memory least square method under steady state [C] // *The 36th Chinese Control Conference*, Dalian, China, 2017: 4824-4829
- [11] ZHANG Y, YIN Z, SUN X, et al. On-line identification methods of parameters for permanent magnet synchronous motors based on cascade MRAS [C] // *The 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia*,

- Seoul, Korea, 2015: 345-350
- [12] NAHID-MOBARAKEH B, MEIBODY-TABAR F, SARGOS F M. Mechanical sensorless control of PMSM with online estimation of stator resistance[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2004, 40(2): 457-471
- [13] 史婷娜, 刘华, 陈炜, 等. 考虑逆变器非线性因素的表贴式永磁同步电机参数辨识[J]. *电工技术学报*, 2017, 7(9): 77-83
- [14] XU W, LORENZ R D. High-frequency injection-based stator flux linkage and torque estimation for DB-DTFC implementation on IPMSMs considering cross-saturation effects[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2014, 50(6): 3805-3815
- [15] 张立伟, 余超, 李志军, 等. 无位置传感器内置式永磁同步电机参数的在线辨识方法[J]. *北京交通大学学报*, 2018, 42(5): 81-89
- [16] RAFAQ M S, MWASILU F, KIM J, et al. Online parameter identification for model-based sensorless control of interior permanent magnet synchronous machine [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(6): 4631-4643
- [17] AVDEEV A, OSIPOV O. PMSM identification using genetic algorithm[C]//The 26th International Workshop on Electric Drives: Improvement in Efficiency of Electric Drives (IWED), Moscow, Russia, 2019: 1-4
- [18] 谷鑫, 胡升, 史婷娜. 基于神经网络的永磁同步电机多参数解耦在线辨识[J]. *电工技术学报*, 2015, 30(6): 120-127
- [19] KIM S, HA J I, SUL S K. PWM switching frequency signal injection sensorless method in IPMSM [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2012, 48(5): 1576-1587
- [20] KUEHL S, KENNEL R M. Measuring magnetic characteristics of synchronous machines by applying position estimation techniques [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2014, 50(6): 3816-3824

A fast inductance identification method of permanent magnet synchronous motors based on dual-pulse high-frequency square-wave voltage injection

WU Chun, CHEN Ke, NAN Yurong

(College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310023)

Abstract

Aiming at the problems of the conventional inductances identification methods of permanent magnet synchronous motors (PMSM), such as slow convergence speed, weak robustness, this paper proposes a novel method for the online inductances identification using a dual-pulse high-frequency square-wave voltage injection strategy. The method first establishes a mathematical model of the PMSMs in an inductance anisotropy coordinate, sequentially injects two square-wave voltage pulses along the estimated d - and q -axis, then calculates the current differences on the estimated dq axes. And the d - and q -axis inductances can be identified online with a small amount of calculations. At the same time, the rotor position is also estimated based on the current responses, and the position estimation error can be used to further obtain the cross-saturated inductances. The experimental results show that the proposed method can identify the d - and q -axis incremental inductances and cross-saturation incremental inductances during only four pulse width modulation (PWM) cycles, and has merits such as the fast convergence speed, high accuracy, strong commonality, small calculation amount, and convenient implementation.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM), inductance identification, high-frequency square-wave voltage injection, magnetic cross-saturation effect