

永磁同步电机无位置传感器控制低速性能提升方法^①

吴 春^② 赵宇纬

(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)位置观测器在低速范围受逆变器非线性、定子电阻和电感参数扰动等因素影响而导致位置估计精度下降的问题,提出一种集成定子电阻自适应的降阶磁链观测器,同时通过离线测量的电感饱和特性制作电感随电流变化的曲线进行电感在线更新,提高低速范围位置估计精度。使用了三相端电压测量电路,采用测量电压代替给定电压,消除逆变器非线性因素对位置估计的影响。将所提策略在 150 W 的永磁同步电机实验平台上进行验证,实验结果表明所提策略无需准确电阻参数,在各种运行工况下位置估计精度高,可实现速度反转,增强了无位置传感器控制低速性能。

关键词 永磁同步电机(PMSM);无位置传感器控制;位置观测器;定子电阻估计

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)无位置传感器控制系统由于其鲁棒性强,占用空间小,成本低等优点已经在航天航空、工业和家用电器等领域被广泛应用^[1]。按照位置估计原理,无位置传感器控制方法主要分为两类,基于磁路不对称的信号注入方法和基于基波模型的观测器方法^[1]。基于磁路不对称的信号注入方法已在低速范围和静止工况下得到了广泛验证^[2-4]。然而,该方法位置估计精度取决于磁路不对称的强度,因此无法适用于磁路不对称较弱的表贴式永磁同步电机^[5]。基于基波模型的观测器方法利用电机反电动势^[6]或磁链^[7]信息,可适用所有类型永磁同步电机。

在传统的基于基波模型的观测器方法中,位置观测器使用来自电流控制器的给定电压。但是,脉冲宽度调制电压型逆变器(pulse width modulation voltage source inverter, PWM-VSI)的非线性因素,会导致实际相电压畸变和幅值降低,位置估计产生谐

波和精度降低^[8-9],且在低速范围时该现象更明显。因此,PWM-VSI的非线性因素需采用电流极性判断法或干扰观测器等方法进行补偿^[10-12]。然而,由于逆变器的特性会随温度变化及自身的强非线性,很难实现准确的补偿^[12]。为了获得高精度的相电压,专家学者们提出了一些电压直接测量方案^[13-16],然而由于电机端电压为高频脉冲宽度调制电压脉冲,现有的相电压测量方法大多需要高速模拟数字转换器和现场可编程门阵列等,或需要设计特殊的电压检测电路,成本高,不适用于低成本驱动器。

基于基波模型的观测器方法的另一个问题是估计位置的精度对电机参数较为敏感^[17]。在低速范围,定子电阻是观测器最为敏感的参数^[18-20],而电阻随绕组温度升高而增大。观测器中定子电阻偏差将会引入较大的位置估计误差,甚至导致系统不稳定,因此需要结合在线电阻辨识提高位置估计精度^[7,21]。文献[19]提出一种定子电阻辨识和位置估计相结合的观测器方法,通过定子电阻辨识提高了系统的鲁棒性。文献[22]利用得到的电感、电压以及电流在线使用递归最小二乘法估算定子电阻和

① 浙江省自然科学基金(LQ18E070005)和国家自然科学基金面上项目(61973274)资助。

② 男,1987年生,博士,讲师;研究方向:电机及电力电子控制技术;联系人,E-mail:wuchun@zjut.edu.cn
(收稿日期:2020-06-24)

永磁体磁链,并在磁链观测器中使用辨识的电机参数,得到改进的磁链估计。此外,由于磁场饱和效应,电感在不同电流下会发生很大变化,这会降低无位置传感器驱动器的性能。因此,在线电感辨识可进一步提高低速范围无位置传感器控制的准确性。文献[21]将高频正弦波信号添加到 q 轴给定电流来辨识 q 轴电感,通过电感自适应提高位置估计精度。文献[23]采用时变电感修正策略来提高位置估计精度。

为了增强基于基波模型观测器方法的永磁同步电机无位置传感器低速控制性能,本文采用一种相电压测量电路,将测量、补偿、重构后的相电压用于观测器,将定子电阻和估计 d 、 q 轴上磁链观测相结合,设计具有电阻自适应的降阶位置观测器。同时,通过离线测量的电感饱和特性制作电感随电流变化的曲线,集成到位置观测器中,进一步提高位置估计精度。该测量电路成本低、实现方便。所提策略在150 W的永磁同步电机驱动平台上进行了实验验证。

1 永磁同步电机模型

本文公式将采用矢量表示,例如,定子电流矢量为 $\mathbf{i}_s = [i_d, i_q]^T$,其中, i_d 、 i_q 分别是电流矢量的 d 、 q 轴分量;矩阵转置由上标T表示;单位矩阵和正交旋转矩阵分别定义为

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

转子电角度用 θ_e 表示,其与电角速度关系表示如式(1)。

$$\frac{d\theta_e}{dt} = \omega_e \quad (1)$$

实际无位置传感器控制所使用电机模型应在估计转子参考坐标系上表示,用 $\hat{\theta}_e$ 表示估计 d 轴与 α 轴夹角,因此在估计 d 、 q 轴坐标系上,电感矩阵和永磁体磁链矢量分别为

$$\mathbf{L} = e^{-\hat{\theta}_e \mathbf{J}} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} e^{\hat{\theta}_e \mathbf{J}}, \boldsymbol{\psi}_f = e^{-\hat{\theta}_e \mathbf{J}} \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中, $\tilde{\theta}_e = \hat{\theta}_e - \theta_e$ 是转子位置的估计误差, L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感, ψ_f 是永磁体磁链幅值。估计项

用 $\hat{\cdot}$ 表示。

估计 d 、 q 轴坐标系上,电机电压方程为

$$\frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} = \mathbf{u}_s - R_s \mathbf{i}_s - \hat{\omega}_e \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_s \quad (3)$$

式中, $\boldsymbol{\psi}_s$ 是定子磁通矢量, \mathbf{u}_s 是定子电压矢量, R_s 是定子电阻, $\hat{\omega}_e = d\hat{\theta}_e/dt$ 是估计角速度。定子电流是定子磁链矢量和位置误差 $\tilde{\theta}_e$ 的非线性函数

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{L}^{-1}(\boldsymbol{\psi}_s - \boldsymbol{\psi}_f) \quad (4)$$

2 降阶自适应位置观测器

本文所提永磁同步电机无位置传感器控制系统结构框图如图1所示。通过降阶位置观测器来估计转子位置、速度和定子电阻;测量定子电流、三相端电压和直流母线电压,根据文献[24]提出的相电压测量电路,将补偿重构后的测量电压 $\mathbf{u}_{s,comp}$ 代替给定电压用于观测器;测量电感曲线用于实时更新观测器中 q 轴电感参数;电流给定 $\mathbf{i}_{s,ref}$ 用于控制电磁转矩和磁链,电流 \mathbf{i}_s^s 为三相电流矢量。

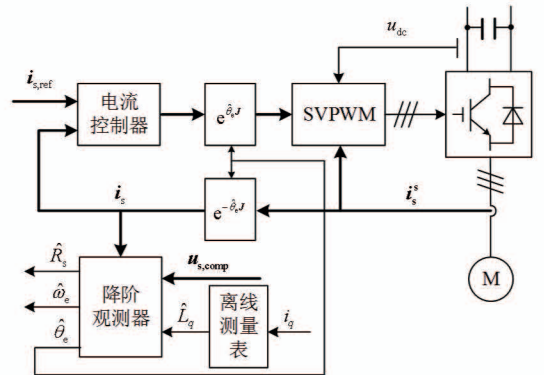


图1 永磁同步电机无位置传感器控制系统结构框图

由于转子位置估计误差未知,观测器所用电感矩阵和永磁体磁链矩阵分别为

$$\hat{\mathbf{L}} = \begin{bmatrix} \hat{L}_d & 0 \\ 0 & \hat{L}_q \end{bmatrix}, \hat{\boldsymbol{\psi}}_f = \begin{bmatrix} \hat{\psi}_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

2.1 全阶位置观测器

常规全阶位置观测器设计如下^[25]:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\boldsymbol{\psi}}_s}{dt} = \mathbf{u}_s - \hat{R}_s \mathbf{i}_s - \hat{\omega}_e \mathbf{J} \hat{\boldsymbol{\psi}}_s + \mathbf{K}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) \\ \hat{\mathbf{i}}_s = \hat{\mathbf{L}}^{-1}(\hat{\boldsymbol{\psi}}_s - \hat{\boldsymbol{\psi}}_f) \end{cases} \quad (6)$$

式中, $\hat{\psi}_s = [\hat{\psi}_d, \hat{\psi}_q]^T$, \mathbf{K} 为 2×2 观测器增益矩阵。转子位置估计方程为

$$\hat{\theta}_e = \int \hat{\omega}_e dt + \hat{\theta}_{e0} \quad (7)$$

式中, $\hat{\theta}_{e0}$ 为初始位置。估计速度自适应律为

$$\hat{\omega}_e = k_p(\hat{i}_q - i_q) + k_i \int (\hat{i}_q - i_q) dt \quad (8)$$

式中, k_p 和 k_i 为自适应增益。由式(6)、(7)和(8)组成的位置观测器是四阶的, 并且 \mathbf{K} 有 4 个参数待整定, 实现复杂。因此, 下面将设计降阶位置观测器。

2.2 降阶位置观测器

2.2.1 降阶位置观测器结构

降阶位置观测器的核心是将全阶位置观测器中待估计的 d 、 q 轴磁链和电流简化到只采用估计 d 轴磁链和电流, 而 q 轴磁链和电流直接采用测量的 q 轴电流来表示。降阶后, 定子磁链估计定义为

$$\hat{\psi}_s = \begin{bmatrix} \hat{\psi}_d \\ \hat{\psi}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{L}_d \hat{i}_d + \hat{\psi}_f \\ \hat{L}_q i_q \end{bmatrix} \quad (9)$$

由于没有使用 q 轴电流估计误差, 所以观测器增益降阶为

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \hat{L}_d k_1 & 0 \\ \hat{L}_d k_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

为了方便, 式中两个增益 k_1 和 k_2 与 \hat{L}_d 相乘。将式(1)和式(2)代入式(6), 降阶位置观测器将变为

$$\begin{cases} \frac{d \hat{\psi}_d}{dt} = u_d - \hat{R}_s i_d + \hat{\omega}_e \hat{L}_q i_q + k_1 \tilde{\psi}_d \\ \hat{\psi}_e = \frac{d \hat{\theta}_e}{dt} = \frac{u_q - \hat{R}_s i_q - \hat{L}_q \frac{di_q}{dt} + k_2 \tilde{\psi}_d}{\hat{\psi}_d} \end{cases} \quad (11)$$

式中, $\tilde{\psi}_d = \hat{\psi}_d - \hat{\psi}_f - \hat{L}_d i_d$ 。从式(11)中可以直接得到估计转子电角速度, 对其积分如式(7)可以得到转子位置。式(11)的离散化方程可以表示为

$$\begin{cases} \hat{\omega}_e^k = \frac{1}{\hat{\psi}_d^k} [u_q^k - \hat{R}_s i_q^k - \hat{L}_q (i_q^k - i_q^{k-1}) / T_s + k_2 \tilde{\psi}_d^k] \\ \hat{\psi}_d^{k+1} = \hat{\psi}_d^k + T_s [u_d^k - \hat{R}_s i_d^k + \hat{\omega}_e^k \hat{L}_q i_q^k + k_1 \tilde{\psi}_d^k] \end{cases} \quad (12)$$

式中, T_s 是采样时间, $\tilde{\psi}_d^k = \hat{\psi}_d^k - \hat{\psi}_f - \hat{L}_d i_d^k$, k 是代表

第 k 次采样时刻。

2.2.2 非线性动态估计误差

结合式(3)和式(6), 在定子磁链估计为式(9)和观测器增益为式(10)的情况下, 观测器的非线性动态估计误差表示为

$$\begin{cases} \frac{d \tilde{\psi}_s}{dt} = (\mathbf{K} \hat{\mathbf{L}}^{-1} - \hat{\omega}_e \mathbf{J}) \tilde{\psi}_s - \mathbf{K} \hat{\mathbf{L}}^{-1} \tilde{\psi}_f \\ \quad \quad \quad + \mathbf{K} (\mathbf{L}^{-1} \mathbf{L} - \mathbf{I}) \mathbf{i}_s - \tilde{\mathbf{R}}_s \mathbf{i}_s \\ \frac{d \tilde{\theta}_e}{dt} = \tilde{\omega}_e \end{cases} \quad (13)$$

式中, $\tilde{\psi}_s = \hat{\psi}_s - \psi_s$, $\tilde{\psi}_f = \hat{\psi}_f - \psi_f$, $\tilde{\mathbf{R}}_s = \hat{\mathbf{R}}_s - \mathbf{R}_s$ 和 $\tilde{\omega}_e = \hat{\omega}_e - \omega_e$ 。

2.2.3 观测器增益设计

式(11)中的增益 k_1 和 k_2 决定了观测器收敛速度, 同时也影响观测器的稳定性。当且仅当增益满足式(14)。

$$\begin{cases} k_1 = -\frac{b + \beta(c/\hat{\omega}_e - \hat{\omega}_e)}{\beta^2 + 1} \\ k_2 = \frac{\beta b - c/\hat{\omega}_e + \hat{\omega}_e}{\beta^2 + 1} \end{cases} \quad (14)$$

式中, 设计参数 $b > 0$ 和 $c > 0$, β 如式(15), 对于表贴式永磁同步电机, 式(15)简化为 $\beta = 0$ 。由式(3)和式(11)组成的闭环系统在每个工作点都是稳定的, 具体证明见文献[19]。

$$\beta = \frac{(\hat{L}_d - \hat{L}_q) i_q}{\hat{\psi}_f + (\hat{L}_d - \hat{L}_q) i_d} \quad (15)$$

观测器增益的设计问题简化为两个正参数 b 和 c 的选择, 这两个参数实际是线性化闭环系统特征多项式的系数。因此, 利用式(14)可以任意配置闭环系统的极点。

2.2.4 定子电阻自适应

在低速时, 反电动势项较小, 电压主要降落在电阻上。因此, 定子电阻对位置估计影响大。由于电机长时间运行发热会使电阻增大, 因此需要在观测器中增加定子电阻自适应律, 以提高低速时位置估计精度。定子电阻自适应律^[19]为

$$\frac{d \hat{R}_s}{dt} = k_R (\hat{\psi}_d - \hat{\psi}_f - \hat{L}_d i_d) \quad (16)$$

式中, k_R 是自适应增益。

式(11)、(16)观测器的稳定性条件^[19]为

$$\begin{cases} k_R(i_q + \beta i_d)\hat{\omega}_e > 0 \\ k_R[(i_d - \beta i_q)b - (i_q + \beta i_d)\hat{\omega}_e] + bc > 0 \end{cases} \quad (17)$$

式中, b 和 c 是式(14)中设计的正参数。

基于式(17),增益 k_R 选择取决于系统工作状态。此外, k_R 的幅值也须根据式(17)确定。 k_R 可以如下选取:

$$k_R = \begin{cases} \min\{k'_R, L\} & x > 0 \text{ 且 } L > 0 \\ \max\{-k'_R, L\} & x < 0 \text{ 且 } L < 0 \\ k'_R \text{ sign}(x) & \text{其他} \end{cases} \quad (18)$$

式中, $x = (i_q + \beta i_d)\hat{\omega}_e$, k'_R 是一个正数。 k_R 的符号选择取决于 x 。极限值 L 为^[19]

$$L = -r \frac{bc}{(i_d - \beta i_q)b - (i_q + \beta i_d)\hat{\omega}_e} \quad (19)$$

式中,参数 $0 < r < 1$ 影响系统的稳定裕度,选择 $r = 1$ 则系统处于临界稳定状态。

实际应用中,由于信噪比低,空载或者转速较高时可以不加入定子电阻自适应律,即定子电阻保持之前辨识值。因此,式(18)中的参数 k'_R 可以选择为

$$k'_R = \begin{cases} k''_R \left(1 - \frac{|\hat{\omega}_e|}{\omega_\Delta}\right) i_s & i_s > i_{\Delta} \text{ 且 } |\hat{\omega}_e| < \omega_\Delta \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (20)$$

式中, k''_R 、 ω_Δ 和 i_Δ 为正常数, i_s 为定子电流矢量的幅值。

2.2.5 电感修正策略

通常情况下,位置观测器电感参数通常设定为常值,但是电感会随着定子电流的大小而改变。这是因为定子电流大小会影响电机的磁场饱和程度,而磁场饱和程度又会影响电感的大小,因此需要建立电感关于定子电流的模型。本文通过离线测量不同电流下的 q 轴电感的大小^[26],拟合出 q 轴电感/电流曲线,如图2所示。

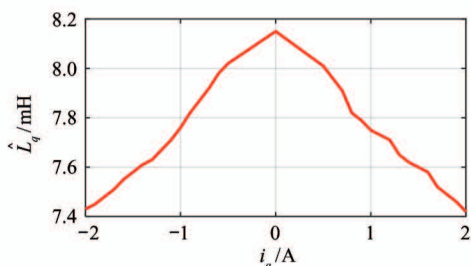


图2 q 轴电感/电流曲线

由图2可以拟合出 q 轴电感的近似表达式,采用简单的线性函数表示为

$$\hat{L}_q = 8.1535 - 0.37176 |i_q| \quad (\text{mH}) \quad 2 \leq i_q \leq 2 \quad (21)$$

3 实验结果与分析

实验使用一套 150 W 永磁同步电机驱动平台,如图3所示。实验用永磁同步电机参数如表1所示,其中定子电阻、 d 、 q 轴电感均采用高精度 LCR 表测量多次后取平均值获得;永磁体磁链采用电机对拖,通过测量线线反电动势计算得到。另一台永磁同步电机与三相不控整流、功率电阻等构成加载设备。驱动器控制芯片选用 TI 公司 TMS320F28335,采用 6000 线增量式光电编码器检测位置和速度,仅用于与估计位置和速度进行比较。

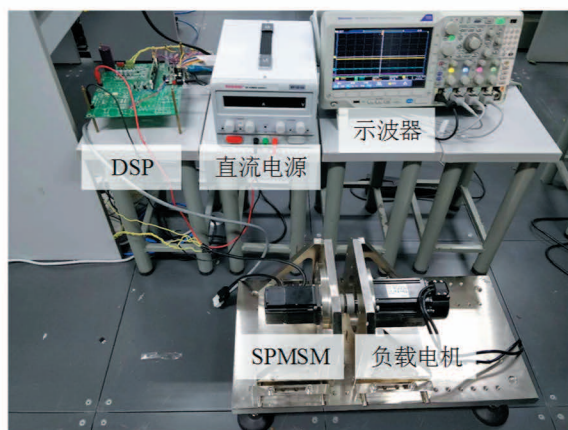


图3 实验平台

表1 实验电机参数

参数	数值
母线电压/V	100
额定相电流/A	1.5
额定功率/W	150
额定转速/r/min	2000
定子电阻/ Ω	2.1
d 轴电感/mH	7.61
q 轴电感/mH	8.15
永磁体磁链/mWb	55
极对数	4
PWM 频率/kHz	20

系统控制框图如图4所示。图中, u_{aN} 、 u_{bN} 、 u_{cN} 分别为测量得到的三相端电压, $u_{\alpha\text{meas}}$ 、 $u_{\beta\text{meas}}$ 为 α 、 β 轴坐标系上的测量电压, $u_{\alpha\text{comp}}$ 、 $u_{\beta\text{comp}}$ 为 α 、 β 轴补偿后的测量电压, $u_{d\text{comp}}$ 、 $u_{q\text{comp}}$ 为经过 Park 变化后 d 、 q 轴补偿后的测量电压。系统采用矢量控制, 电流环和速度环均采用 PI 控制器, 其带宽分别设置为 200 Hz 和 15 Hz。定子电阻自适应参数 $r = 0.2$, $k''_R = 0.25$, $i_\Delta = 0.5\text{ A}$, $\omega_\Delta = 300\text{ r/min}$ 。

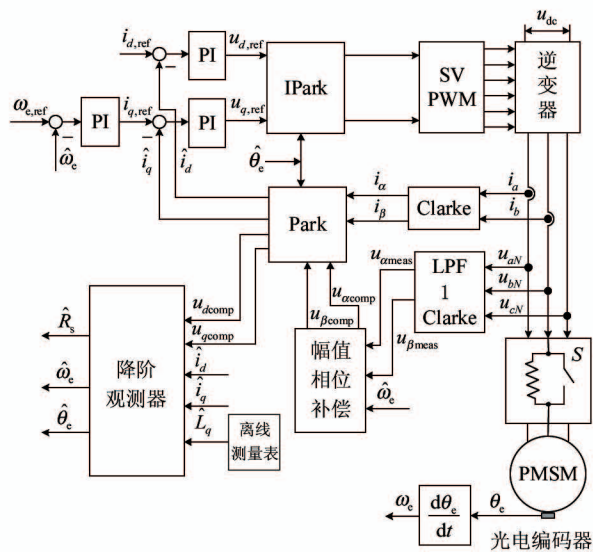
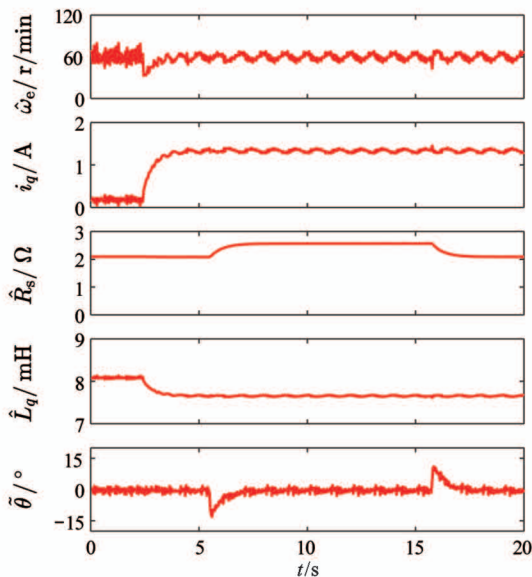


图4 系统控制框图

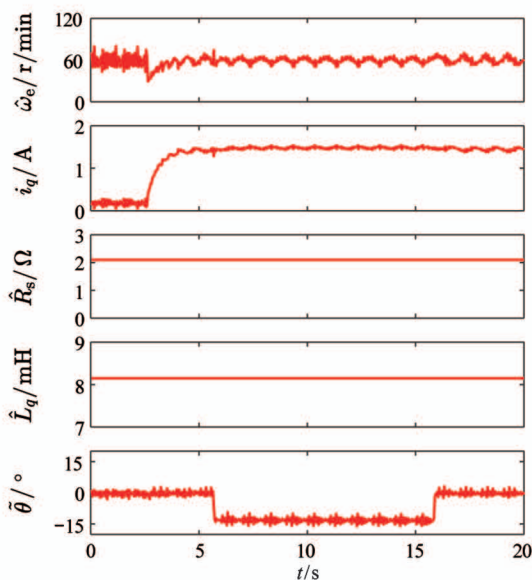
实验用永磁同步电机的定子电阻在室温下约为 $2.1\ \Omega$ 。在逆变器和永磁同步电机三相之间各增加一个 $0.5\ \Omega$ 的功率电阻, 通过与电阻并联的开关 S 手动进行切换。除了特殊说明外, 开关 S 默认闭合。下面所有实验都在无位置传感器控制下进行。

定子电阻阶跃变化实验结果如图5所示, 从上至下依次为估计速度、 q 轴电流、估计定子电阻、 q 轴电感和位置估计误差。如图5(a)所示, 开始时, 三相开关 S 处于闭合状态(相当于外接的 $0.5\ \Omega$ 三相电阻被短路), 电机转速稳定在 60 r/min 。在 2.5 s 时, 系统突加额定负载, 此时 q 轴电感随负载发生变化, 更新位置观测器中使用的 q 轴电感。在 5.5 s 时断开开关 S , 外接电阻接入系统, 相当于定子电阻增加了 $0.5\ \Omega$, 在 15.5 s 时再次闭合开关 S , 使定子电阻变为初始状态。从图5(a)中可以看出, 定子电阻估计很好地跟踪上了实际电阻的变化, 各种工况稳态下, 位置估计误差在 0 附近。而图5(b)中, 电机

运行工况一致, 但未使用定子电感和 q 轴电感自适应方法, 当定子电阻发生改变时, 位置估计误差稳态大约为 15° 电角度。由该实验对比可知, 在 2.5 s 处突加额定负载, 位置误差变化并不大, 但在 5.5 s 时接入外接电阻后, 位置误差明显增大, 由此说明低速时位置估计精度主要取决于电阻的精度, 同时也验证了所提策略中电阻自适应律和电感更新方法可提高观测器位置估计精度。下面所有实验都在加入电阻、电感自适应情况下完成。



(a) 加入电阻、电感自适应



(b) 不加入电阻、电感自适应

图5 定子电阻阶跃变化实验图

图6为电机在中低速范围空载工况下加减速的实验结果图,从上至下依次为估计速度、 q 轴电流、位置估计误差。速度给定在1 s左右从150 r/min增加到900 r/min,2.5 s处再阶跃降到-900 r/min,4 s再增加到-150 r/min。从图6中可以看到,在电机不断加减速过程中,速度跟踪快速平稳,估计位置误差一直非常小,且可实现稳定的速度过零反转,验证了该方法在中低速范围可实现稳定的速度跟踪,位置估计精度高。

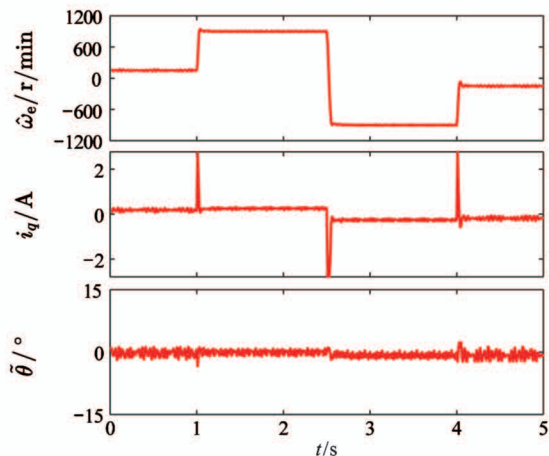


图6 空载情况下电机加减速实验图

图7为电机转速稳定在75 r/min时突加/突卸负载实验图。电机在6.5 s时突加额定负载,在13.5 s时突卸负载。根据图7可知,所提出的观测器在负载瞬间变化时也能很好地进行位置估计,位置误差很小,说明本策略在低速时加载性能优异。

加载情况下速度反转实验如图8所示,实验中保持加载电阻不变。一个随转速变化的负载在2.5 s时加入。电机的转速给定先从300 r/min逐渐下降至-300 r/min,然后再从-300 r/min逐渐上升至300 r/min。由实验可知,电机实际转速能够很好跟踪给定转速,由于转速降低,加载负载转矩也同时减小, q 轴电流和 q 轴电感也随之相应变化。在这个过程中,电机在零频率附近时,转子估计位置会偏离实际位置,误差大约在5°电角度以内。随着转速增大,位置估计误差又回到0附近,整个过程系统运行稳定,从而说明本文所提策略在低速时具有较高的位置估计精度,可满足速度过零稳定运行。但是,如果电机长时间在零频率附近运行,则需要非常

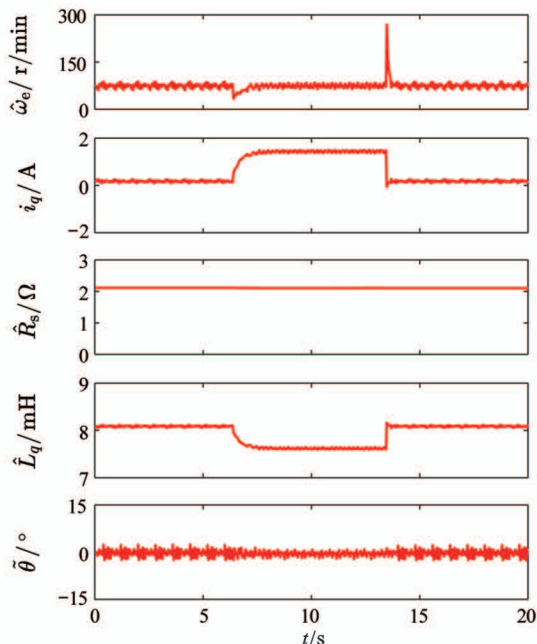


图7 电机突加/突卸额定负载实验图

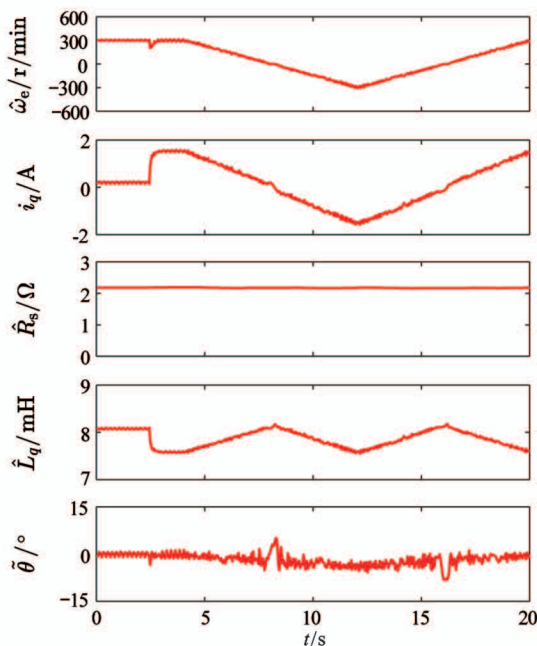


图8 加载情况下速度反转实验图

精确的定子电阻信息,因此,定子电阻自适应律就显得十分重要。

4 结论

本文提出了一种采用测量电压,具有定子电阻、电感自适应的永磁同步电机降阶位置观测器。使用了三相端电压测量电路,并利用测量电压代替给定

电压,消除逆变器非线性因素对位置估计的影响。设计降阶位置观测器和增益选取准则,分析其稳定性。通过离线电感测量,建立 q 轴电感关于电流的模型,并用于观测器中电感参数实时更新。最后,将所提出的位置观测器在150 W 永磁同步电机实验平台上进行验证。实验结果表明,所提策略可有效提高低速范围的位置、速度估计精度,实现了定子电阻准确辨识和电感的快速跟踪,在低速情况下实现了可靠加载、调速以及速度反转,增强了无位置传感器控制低速运行能力。

参考文献

[1] Sul S, Kwon Y, Lee Y. Sensorless control of IPMSM for last 10 years and next 5 years[J]. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 2017, 1(2): 91-99

[2] Schroedl M. Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the “INFORM” method[C] //1996 IEEE Industry Applications Conference of 31st Industry Applications Society Annual Meeting, San Diego, USA, 1996: 270-277

[3] Linke M, Kennel R, Holtz J. Sensorless speed and position control of synchronous machines using alternating carrier injection[C] // IEEE International Electric Machines and Drives Conference, Madison, USA, 2003: 1211-1217

[4] Kim S, Ha J, Sul S. PWM switching frequency signal injection sensorless method in IPMSM[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2012, 48(5): 1576-1587

[5] Bianchi N, Bolognani S, Faggion A, et al. Analysis and experimental tests of the sensorless capability of a fractional-slot inset PM motor[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2015, 51(1): 224-231

[6] Chen Z Q, Tomita M, Doki S, et al. An extended electromagnetic force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2003, 50(2): 288-295

[7] Boldea I, Paicu M C, Andreescu G, et al. “Active Flux” DTFC-SVM sensorless control of IPMSM [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2009, 24(2): 314-322

[8] 李红梅, 王萍. 面装式永磁同步电机驱动系统无位置传感器控制[J]. *电工技术学报*, 2016, 31(S1): 85-

91

[9] 杨淑英, 刘世园, 李浩源, 等. 永磁同步电机无位置传感器控制谐波抑制策略研究 [J]. *中国电机工程学报*, 2019, 39(20): 6075-6084

[10] Urasaki N, Senjyu T, Uezato K, et al. Adaptive dead-time compensation strategy for permanent magnet synchronous motor drive[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2007, 22(2): 271-280

[11] Bojoi I R, Armando E, Pellegrino G, et al. Self-commissioning of inverter nonlinear effects in AC drives [C] // 2012 IEEE International Energy Conference and Exhibition, Florence, Italy, 2012: 213-218

[12] Wang Y, Xie W, Wang X, et al. A precise voltage distortion compensation strategy for voltage source inverters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(1): 59-66

[13] Son Y C, Bae B H, Sul S K. Sensorless operation of permanent magnet motor using direct voltage sensing circuit [C] //Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference, Pittsburgh, USA, 2002: 1674-1678

[14] Wang Y, Xu Y, Niimura N, et al. Using volt-second sensing to directly improve torque accuracy and self-sensing at low speeds[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2017, 53(5): 4472-4482

[15] Schubert M, Doncker R W D. Instantaneous phase voltage sensing in PWM voltage-source inverters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(8): 6926-6935

[16] Chen G, Yang S. Phase voltage measurement for permanent magnet machine sensorless drive using controller capture modulator [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(1): 49-58

[17] Bolognani S, Ortombina L, Tinazzi F, et al. Model sensitivity of fundamental-frequency-based position estimators for sensorless pm and reluctance synchronous motor drives [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(1): 77-85

[18] Foo G H B, Rahman M F. Direct torque control of an IPM-synchronous motor drive at very low speed using a sliding-mode stator flux observer[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, 25(4): 933-942

[19] Hinkkanen M, Tuovinen T, Harnefors L, et al. A com-

- bined position and stator-resistance observer for salient PMSM drives: design and stability analysis [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(2): 601-609
- [20] Wang T, Huang J, Ye M, et al. An EMF observer for PMSM sensorless drives adaptive to stator resistance and rotor flux linkage[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2019, 7(3): 1899-1913
- [21] Hasegawa M, Matsui K. Position sensorless control for interior permanent magnet synchronous motor using adaptive flux observer with inductance identification[J]. *IET Electric Power Applications*, 2009, 3(3): 209-217
- [22] 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
- [23] 吴春, 齐蓉, 李兵强, 等. 考虑饱和效应的永磁同步电机全程无位置传感器控制[J]. *电工技术学报*, 2017, 32(2): 171-179
- [24] Wu C, Zhao Y W, Sun M X. Enhancing low-speed sensorless control of PMSM using phase voltage measurements and online multiple parameter identification [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(10): 10700-10710
- [25] Piippo A, Hinkkanen M, Luomi J. Analysis of an adaptive observer for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, 55(2): 570-576
- [26] Stumberger B, Stumberger G, Dolinar D, et al. Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, 39(5): 1264-1271

Improvement methods for low-speed range sensorless control performance of PMSMs

Wu Chun, Zhao Yuwei

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

Abstract

This paper concerns mainly on the problem of the estimation accuracy of position observers for a permanent magnet synchronous motor (PMSM) sensorless controlling which is affected by factors such as inverter nonlinearities, stator resistance and inductance etc. in low-speed range. A reduced-order flux observer with stator-resistance adaptation is proposed. At the same time, the curve of inductance versus current is made by offline measurements to further improve the accuracy of the position estimation. Moreover, a three-phase terminal voltage measurement circuit is designed. Then the position observer uses the measured phase voltages directly instead of command voltages to eliminate the influence of the nonlinear factors of the inverter. The proposed strategy is tested using a 150 W PMSM drive. Experimental results show that the proposed strategy does not require accurate stator-resistance and the high position estimation accuracy under various operating conditions, and can also achieve speed reversal. Hence, the proposed method can enhance the performance of the PMSM sensorless controlling in low-speed range.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM), sensorless control, position observer, stator-resistance estimation