

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2018.09.012

同步磁阻电机的无速度传感器矢量控制技术研究*

刘思贝,李飞浪,姚文熙*,吕征宇

(浙江大学 电气工程学院,浙江 杭州 310027)

摘要:针对电机无速度传感器控制中,需要设计稳定、准确的观测器以实现系统全速范围内可控的问题,对同步磁阻电机的控制结构、控制器、考虑转速估算的磁链观测器等方面进行了研究,开展了一套基于转子位置定向的系统的控制方案的分析。根据同步磁阻电机的数学模型,建立了电压-电流型磁链观测器的小信号模型,分析了观测器的稳定性,给出了系统在低速反转模式下固有的不稳定特性;利用 Matlab/Simulink 搭建了系统仿真模型,并利用基于 dSPACE 的半实物仿真实验平台,对控制方案、低速反转模式进行了实验研究。研究表明:使用电压-电流模型观测器在正转区能实现无速度传感器矢量控制,证明了方案的可行性;当系统处于低速反转区时观测器不稳定,证明了小信号模型分析的正确性。

关键词:同步磁阻电机;矢量控制;磁链观测器

中图分类号:TH39;TM352

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2018)09-0964-06

Sensorless vector control for synchronous reluctance motor

LIU Si-bei, LI Fei-lang, YAO Wen-xi, LV Zheng-yu

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Aiming at the problems of designing a stable and accurate observer to achieve the full range of speed in motor sensorless control, the control structure, controller and the flux observer considering the speed estimation of synchronous reluctance motor (SynRM) were studied. After the analysis of control scheme of system under rotor position orientation, a small signal model of voltage-current model flux observer was established according to the mathematical model of the SynRM. The stability of the observer was analyzed, and the inherent instability characteristics was given when reversing at low speed. Matlab/Simulink simulation model was built, and the performance of the control scheme was carried out through the dSPACE experimental platform. The results indicate that the control scheme using voltage-current model observer is feasible at positive rotation region, and the theoretical analysis is proved by the instability of the voltage-current observer when the system is rotating reversely at low speed.

Key words: synchronous reluctance motor (SynRM); vector control; flux observer

0 引言

同步磁阻电机 (SynRM) 是一种完全使用磁阻转矩的同步电机,其定子结构与传统感应电机相同,而转子使用磁芯材料通过特殊工艺制作而成,如采用高导磁材料和非导磁绝缘材料的叠片沿轴向交替高密叠压而成,使得直交轴的磁阻存在明显差异,从而产生磁阻性质的电磁转矩。相比于感应电机, SynRM 没有转子绕组,功率密度和效率更高;相比于永磁同步电机,

SynRM 没有永磁体,成本较低,易于弱磁,更能适应高速运行^[1]。因此, SynRM 在传统的传动领域和电动汽车驱动等新型领域都有着良好的应用前景。

1971年由 BLASEHKE F 提出矢量控制,通过矢量变换方法将交流电机模拟成直流电机进行解耦控制^[2]。在 SynRM 中比较常见的方案有两种:一种是定子磁链定向的方案^[3],该方案的缺陷是 q 轴电流额外受 d 轴控制电压的影响,定向不准也会引起扰动;另一种是转子位置定向的方案^[4],该方案下电磁转矩表达

收稿日期:2017-12-13

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51677168)

作者简介:刘思贝(1993-),男,四川眉山人,硕士研究生,主要从事同步磁阻电机矢量控制方面的研究。E-mail:fengguohenshang@126.com

通信联系人:姚文熙,男,副教授,硕士生导师。E-mail:ywxi@zju.edu.cn

式更明确,电流控制转矩输出更直接。在无速度传感器控制中,磁链观测器的稳定性至关重要。文献[5]在离散域设计观测器,考虑了延迟的影响,但计算量偏大且只考虑高速情况利用反电动势进行估算;文献[6]使用了卡尔曼滤波器避免低速时观测不准,然而大量使用了电机电感参数,重要参数计算繁琐;文献[7]使用了锁相环的形式在低速区能获得更好的观测结果,不过需要高频小信号的注入,在其他工作区域可能引入高频噪声;文献[8]中的电压-电流模型实现简单、计算量小,使用了反馈避免纯积分环节,却缺少相应的稳定性分析。

本文详述 SynRM 电机的建模和控制器的设计,分析基于转子位置定向的矢量控制方案,设计磁链观测器,进行仿真和实验,以验证控制方案的合理性以及观测器不稳定区间的正确性。

1 SynRM 工作原理

SynRM 的定子绕组与传统电机相同^[9],因此,静止坐标系下的定子电压方程可以表示为:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta} + p \boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$ 、 $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ —静止坐标系下的定子电压、电流矢量; $\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta}$ —定子磁链矢量; R_s —定子电阻。

SynRM 的磁链全部由定子电流产生,磁链方程如下:

$$\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta} = \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{i}_{\alpha\beta} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{L}_{\alpha\beta}$ —定子电感矩阵,包括自感和互感。

由于磁阻特性,电感值会随转子位置的变化而变化,磁链矢量与电流矢量并不是简单的线性关系,磁链矢量与电流矢量之间存在夹角,产生电磁转矩。SynRM 的转矩方程与运动方程如下:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p (\psi_{\alpha} i_{\beta} - \psi_{\beta} i_{\alpha}) \quad (3)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L \quad (4)$$

式中: n_p —电机极对数; T_e —电磁转矩; T_L —负载转矩; ω_r —电机机械角频率。

静止坐标系下,电机的电气变量是时变量,为了

分析方便,本研究采用旋转坐标系。该电机转子结构存在两个对称轴,两轴的磁阻差产生了磁阻转矩作为主要的驱动转矩。以磁导较大的轴,即转子位置轴,作为旋转坐标系的 d 轴,另一个为 q 轴。旋转坐标系下,电机模型方程(1~3)分别转变成如下方程:

$$\mathbf{u}_{sdq} = R_s \mathbf{i}_{sdq} + \omega_e \mathbf{j} \boldsymbol{\psi}_{sdq} + p \boldsymbol{\psi}_{sdq} \quad (5)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{sdq} = \mathbf{L}_{dq} \mathbf{i}_{sdq} \quad (6)$$

$$T_e = \frac{3}{2} n_p (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} \quad (7)$$

式中: $\mathbf{j}$ —单位旋转矩阵; ω_e —同步角频率; dq —该变量在旋转坐标系下的下标。

此时,在稳态情况下,各变量都将保持不变,电感值也不再随位置而变化;并且转矩与电流的关系比较简单,容易通过电流实现对转矩的控制。

SynRM 稳态运行状态下坐标系如图1所示。

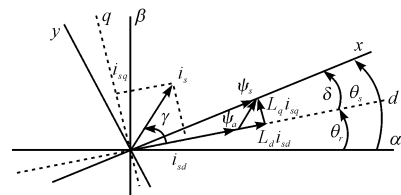


图1 SynRM 的矢量图

图1中, dq 旋转坐标系,其 d 轴与转子凸极轴线重合, q 轴沿旋转方向超前 d 轴 90° ; $\alpha\beta$ 静止坐标系,其 α 轴与 A 相相轴重合; xy 是与定子磁链 $\boldsymbol{\psi}_s$ 同步的旋转坐标系,其 x 轴沿定子磁链矢量的方向。 θ_r 和 θ_s 分别为转子位置角和定子磁链角, δ 和 γ 分别为转矩角和电流角。

其中, $\boldsymbol{\psi}_s$ 可根据磁链观测器得到。在静止坐标系下,定义一个矢量 $\boldsymbol{\psi}_a$ 如下^[10]:

$$\boldsymbol{\psi}_a = \boldsymbol{\psi}_s - L_q \mathbf{i}_s \quad (8)$$

矢量 $\boldsymbol{\psi}_a$ 的方向恰好与旋转坐标系 d 轴重合,根据式(8)可确定 d 轴方向,实现无速度传感器控制。

2 转子位置定向的矢量控制方案

基于以上分析,本文设计了转子位置定向的 SynRM 矢量控制方案,控制框图如图2所示。

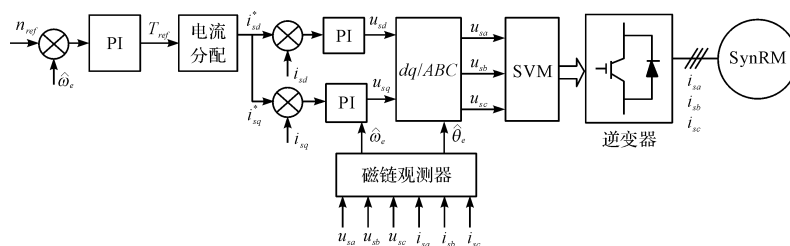


图2 SynRM 矢量控制框图

其基本原理是:通过转速控制获得转矩给定 T_{ref} , T_{ref} 经过电流分配转成 dq 轴电流给定,再采用电流控

制实现 SynRM 的矢量控制策略;利用定子电压和电流值观测电机的磁链值,计算转子位置和速度。

根据一定的原则分配 d 轴和 q 轴参考电流,常用的是最大转矩/电流比(MTPA)。式(7)可以重写如下:

$$T_e = \frac{3}{2}p(L_d - L_q)I_s \sin 2\gamma \quad (9)$$

式中: γ —电流矢量 i_s 与转子位置 d 轴的角度; I_s —电流矢量 i_s 幅值, $\gamma = 45^\circ$ 时,即为 MTPA 控制。

2.1 电流控制设计

SynRM 的电流控制通过三相 VSI 来实现,在旋转坐标系下, dq 轴的电流控制并不解耦,将式(6)代入式(5)可得电机定子电压与电流之间的关系:

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d p & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + L_q p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (10)$$

设计具有解耦功能电流控制环节如图 3 所示。

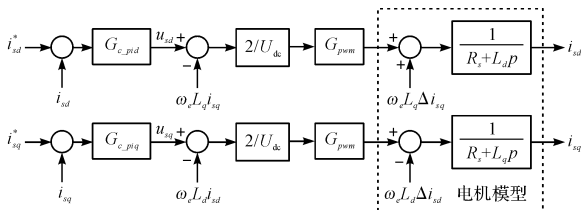


图 3 电流控制环节

以 d 轴为例,解耦之后的控制框图如图 4 所示。

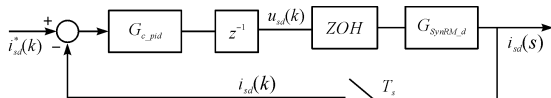


图 4 离散化 d 轴电流控制模型

图 4 中:ZOH 为零阶保持器,等效 PWM 调制环节, T_s 为控制系统采样频率,电机模型为一阶系统,即:

$$G_{\text{SynRM}_d}(s) = \frac{1}{R_s + L_d s} \quad (11)$$

采用的控制为 PI 调节,即:

$$G_{c_pid}(s) = k_{p_c} \frac{(s + z_{i_c})}{s} \quad (12)$$

用零极点对消原理设置电流环 PI 的参数:

$$z_{i_c} \approx \frac{R_s}{L_d} \quad (13)$$

$$k_{p_c} = L_d \omega_c \quad (14)$$

式中: ω_c —设置的电流环开环穿越频率。

图 4 中的零阶保持器可以采用半个采样周期的延迟环节来等效,结合控制引入的一个采样周期延时,系统共存在 $3/2$ 个采样周期的延时,由此对于 1 阶系统,可以计算电流环的相位裕度为:

$$PM_c \approx \frac{\pi}{2} - \frac{3T_s \omega_c}{2} \quad (15)$$

2.2 速度控制设计

根据文献[11],需设置一个最低的 i_{sd}^* ,且在额定

范围内 i_{sd}^* 变化相对于 i_{sq}^* 而言很小,可假设 i_{sd}^* 恒定以建模设计控制参数,速度控制环如图 5 所示。

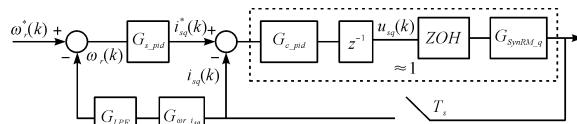


图 5 速度控制环

虚线框所示的电流环在相对低速的转速环内,可视为增益 1。

电流与转速的传递函数为:

$$G_{\omega_i_sq}(s) = \frac{3n_p(L_d - L_q)i_{sd}^*}{2Js} \quad (16)$$

采用的控制为 PI 调节,其形式为:

$$G_{s_pid}(s) = k_{p_s} \frac{(s + z_{i_s})}{s} \quad (17)$$

为了减小非线性因素对转速估算的影响,需要在回路加入滤波器 G_{LPF} 。通常设置 $\omega_{LPF} = 50 \pi \text{ rad/s}$,为了满足转速环开环穿越频率 $\omega_{c2} < \omega_{LPF}$,并且给系统留有足够的相位裕量,设置 $\omega_{c2} = \omega_{LPF}/5$ 。在这种情况下,需要积分系数 z_{i_s} 足够小,即:

$$z_{i_s} = \frac{\omega_{c2}}{5} \quad (18)$$

$$k_{p_s} \approx \frac{2J\omega_{c2}}{3n_p(L_d - L_q)i_{sd}^*} \quad (19)$$

3 同步磁阻电机磁链观测器设计

在无位置传感器矢量控制系统中,磁链观测至关重要,通过磁链值可以进一步得到电机转速、转子位置等信息,因此需要设计稳定的观测器。

3.1 基于电压电流模型的磁链观测器

首先分析一种基于电压电流模型的磁链观测器。可以认为在静止坐标系下,利用电压模型观测定子磁链 ψ_s , dq 坐标系下利用电流模型观测定子磁链 ψ_s^i 。其结构框图如图 6 所示。

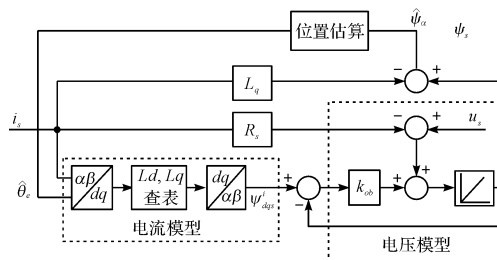


图 6 电压电流模型磁链观测器

为了进行小信号分析,统一到真实 dq 坐标系下,表述如下:

$$u_s = R_s i_s + b \psi_s + k_{ob}(\psi_s - \psi_s^i) \quad (20)$$

式中: k_{ob} —电压、电流模型切换转折频率; $b = j\omega_e + p$ 。

电流模型是建立在估算 dq 坐标系下,因此,需要考虑到估算与真实坐标系存在误差的情况,即考虑坐标变换,其表达式如下:

$$\psi_s^i = T(\theta)T^{-1}(\hat{\theta})\psi_s^{1,i} \quad (21)$$

$$\psi_s^{1,i} = L_{dq}i_s^1 = L_{dq}T(\hat{\theta})T^{-1}(\theta)i_s \quad (22)$$

式中:上标1—矢量建立在估算 dq 坐标系; θ —真实坐标系的角速度; $\hat{\theta}$ —估算坐标系的角速度。

$\hat{\theta}$ 可根据磁链计算得到:

$$\hat{\theta} = \arctan\left(\frac{\psi_{sq} - L_q i_{sq}}{\psi_{sd} - L_q i_{sd}}\right) \quad (23)$$

对式(20)取小信号可以得到:

$$\Delta u_s = R_s \Delta i_s + b \Delta \psi_s + k_{ob}(\Delta \psi_s - \Delta \psi_s^i) \quad (24)$$

对式(21,22)取小信号模型,需要考虑估算坐标系与实际坐标系之间的误差。小信号分析时,忽略稳态误差,则 $i_s^1 \approx i_s$ 可表示为:

$$\begin{aligned} \Delta \psi_s^i &= j\Delta\hat{\theta}L_{dq}i_s - L_{dq}j\Delta\hat{\theta}i_s + L_{dq}\Delta i_s = \\ &\Delta\hat{\theta}(L_d - L_q)\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}i_s + L_{dq}\Delta i_s \end{aligned} \quad (25)$$

其中,一些矩阵运算如下:

$$\begin{aligned} T(\hat{\theta})T^{-1}(\theta) &= \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta} & \sin\hat{\theta} \\ -\sin\hat{\theta} & \cos\hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} = \\ &\begin{bmatrix} 1 & (\hat{\theta} - \theta) \\ -(\hat{\theta} - \theta) & 1 \end{bmatrix} \Delta[T(\hat{\theta})T^{-1}(\theta)] = \begin{bmatrix} 0 & \Delta\hat{\theta} \\ -\Delta\hat{\theta} & 0 \end{bmatrix} = \\ &-j\Delta\hat{\theta}\Delta[T(\theta)T^{-1}(\hat{\theta})] = j\Delta\hat{\theta} \end{aligned}$$

对式(23)取小信号,其误差近似为:

$$\Delta\hat{\theta} = \arctan\left(\frac{\Delta\psi_{sq} - L_q \Delta i_{sq}}{\Delta\psi_{sd} - L_q \Delta i_{sd}}\right) \approx \frac{\Delta\psi_{sq} - L_q \Delta i_{sq}}{\Delta\psi_{sd} - L_q \Delta i_{sd}} \quad (26)$$

结合式(24 ~ 26),可以得到如下状态方程:

$$p \begin{bmatrix} \Delta\psi_{sd} \\ \Delta\psi_{sq} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \Delta\psi_{sd} \\ \Delta\psi_{sq} \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \end{bmatrix} + C \begin{bmatrix} \Delta u_{sd} \\ \Delta u_{sq} \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$\text{其中:特征矩阵 } A = \begin{bmatrix} -k_{ob} & \omega_e + k_{ob} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \\ -\omega_e & 0 \end{bmatrix}。$$

因此,特征方程为:

$$s^2 + k_{ob}s + \omega_e^2 + k \frac{i_{sq}}{i_{sd}}\omega_e = 0 \quad (28)$$

可见,观测器的稳定性需满足:

$$\begin{aligned} \omega_e &> 0 & \omega_e &< 0 \\ \omega_e &> -k_{ob} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} & \text{或} & \omega_e < -k_{ob} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \end{aligned} \quad (29)$$

当电机输出驱动转矩时, $k_{ob}(i_{sq}/i_{sd}) > 0$ 。因此在角频率范围: $-k_{ob}(i_{sq}/i_{sd}) < \omega_e < 0$ 内,观测器不能稳定,以至于系统可能运转不正确。

当观测器稳定时,可对式(23)进行微分运算,估

算系统角频率,进而得到系统的转速。

3.2 考虑速度估算的全阶观测器

通过电机的状态方程,可以构建经典的 Luenberger 观测器。定向的关键是式中所对应的磁链,文献[12]提出一种直接观测该磁链的方案。该方案避免了使用饱和程度较大的 L_d ,只使用 L_q ,可认为 L_q 在一定范围内恒定,静止坐标系下有:

$$u_s = (R_s + pL_q)i_s + p\psi_a \quad (30)$$

式中: ψ_a 方向与 d 轴重合,从式知其大小:

$$|\psi_a| = (L_d - L_q)i_{sd} \quad (31)$$

由于 i_{sd} 可由电流环迅速调节,可忽略 ψ_a 的幅值变化。利用系统可测量的电流值作为反馈,整理可以得到静止坐标系下的全阶观测器:

$$p\hat{x} = A\hat{x} + Bu_s + G_s(i_s - \hat{i}_s) \quad (32)$$

$$\hat{x} = [\hat{i}_s \quad \hat{\psi}_a]^T \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_q}I & -\frac{\omega_e}{L_q}J \\ 0 & \omega_e J \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q}I \\ 0 \end{bmatrix}, \text{反馈矩阵 } G = \begin{bmatrix} g_1I + g_2J \\ g_3I + g_4J \end{bmatrix}。$$

如果反馈矩阵 G 为零,系统存在一对共轭闭环极点 $\gamma_{1,2} = \pm j\omega_e$ 和实轴上极点 $\gamma_{3,4} = \pm R_s/L_q$,那么系统处于临界稳定的状态,应当合理配置反馈矩阵 G 。

当利用角度微分估算系统角频率时,系统的阶数将由四阶 A 上升到五阶 A' 。假设反馈矩阵不变,将式(32)统一到 dq 旋转坐标系下,建立小信号模型:

$$p\Delta\hat{x}' = A'\Delta\hat{x}' + B'\Delta u_s \quad (33)$$

其中: $\Delta\hat{x}' = [\Delta\hat{i}_{sd} \quad \Delta\hat{i}_{sq} \quad \Delta\hat{\psi}_{ad} \quad \Delta\hat{\psi}_{aq} \quad \Delta\hat{\omega}_e]^T$ 。

角频率的小信号可以由角度的微分得到:

$$p\Delta\hat{\omega}_e = p^2\Delta\hat{\theta} = p\left(p\frac{\Delta\hat{\psi}_{aq}}{\hat{\psi}_{ad}}\right) \quad (34)$$

$$A' = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_q} + g_1\right) & g_2 + \omega_e & 0 & \frac{\omega_e}{L_q} & i_{sq} \\ -(g_2 + \omega_e) & -\left(\frac{R_s}{L_q} + g_1\right) & -\frac{\omega_e}{L_q} & 0 & -\left(i_{sd} + \frac{\psi_{ad}}{L_q}\right) \\ -g_3 & g_4 & 0 & 0 & 0 \\ -g_4 & -g_3 & 0 & 0 & 0 \\ A_{51} & A_{52} & A_{53} & A_{54} & A_{55} \end{bmatrix} \quad (35)$$

其中: $A_{5i} = -\frac{1}{\psi_{ad}}(g_4A_{1i} + g_3A_{2i}) (i = 1, 2 \dots 5)$ 。

首先配置 G 矩阵各项系数,使 A 系统的闭环极点在实轴 -100 、 -50 处。显然 A' 形式过于复杂,其元素还包含稳态工作点的电流 i_{sd} 、 i_{sq} 角频率 ω_e 值。

利用 Matlab 求解 A' 系统空载时不同工作点的闭环极点。小信号极点变化趋势图如图 7 所示。

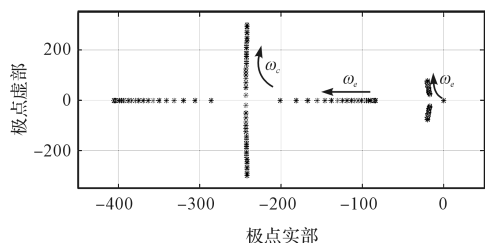


图 7 A' 系统小信号极点变化趋势图

原 A 系统极点重新分布,靠近虚轴的极点的实部略微偏离 A 设计的 -50 处,低频时系统响应慢,随频率升高极点实部变小,系统响应变快,整体稳定。根据式(34)及 A_{si} 参数,系统采用角度微分进行速度估算, $\Delta\hat{\omega}_e$ 只是对 $\Delta\hat{\psi}_{aq}$ 线性运算,引入一个原点处的极点,不影响系统的稳定性。

本研究建议使用自适应 MARS 模型构造更稳定的估算系统,但全阶观测器计算量大,也不建议使用电流观测值进行系统控制,需酌情考虑应用场合。

4 仿真验证

为了验证上述控制方案,本研究建立了基于 Matlab 的仿真模型。模型中采用的磁链观测器形式如上所述电压电流模型,使用的基本参数如表 1 所示。

表 1 仿真模型参数

参数	符号	值
额定功率/kW	P_n	2.2
额定电压/V	U_n	380
额定电流/A	I_n	5.2
额定转速/(r · min ⁻¹)	ω_r	1 500
额定负载/(N · m)	T_n	14
极对数	n_p	2
定子电阻/Ω	R_s	1.75
d 轴电感初值/mH	L_d	300
q 轴电感初值/mH	L_q	98
模型切换系数	k_{ob}	24

仿真时,设定直流侧母线电压 $U_{dc} = 540$ V,逆变器开关频率、电流采样频率均为 6 kHz。电流环穿越频率 $\omega_c = 600 \pi$ rad/s,转速环穿越频率 $\omega_{\Omega} = 10 \pi$ rad/s。

系统负载切换和转速切换仿真结果如图 8 所示。

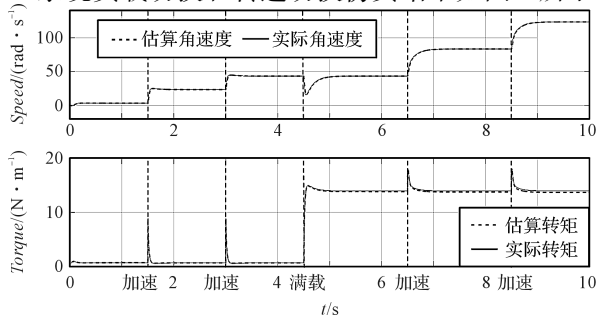


图 8 加速、加载仿真波形

系统首先以 3 rad/s 角速度、0.7 N · m 负载启动,经历两次 20 rad/s 阶跃加速后满载 14 N · m,再以 40 rad/s 阶跃加速两次,电机最终达到约 123 rad/s 机械角速度。每幅图中都包含了实际值和观测值,其重合度较高,可见系统具有良好的观测、控制性能。

系统低速反转模式的仿真结果如图 9 所示。

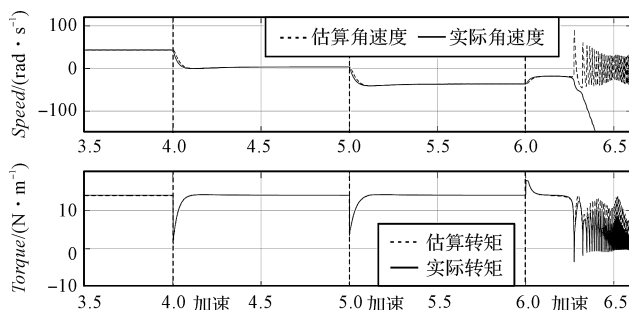


图 9 低速反转不稳定仿真

在满载 14 N · m 稳定运行一段时间后,本研究设置给定角速度为 40 rad/s, 0, -40 rad/s 和 -20 rad/s。仿真发现当速度设置为 -20 rad/s 时,系统离开式所述的稳定区域,仿真结果发散,系统不能稳定,由此验证了前文对于观测器稳定性的分析。

5 实验及结果分析

搭建矢量控制的电机实验平台,系统观测器仍然选用电压电流模型。实验平台如图 10 所示。

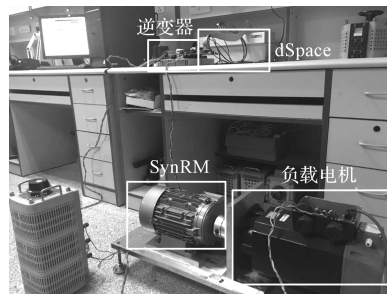


图 10 实验平台

实验平台包含逆变器、dSpace1103 PPC board 和 SynRM 负载电机。实验采样、控制周期 $T_s = 1/6\,000$ s。实验电机的参数与表 1 基本一致。

系统半载加速实验的结果如图 11 所示。

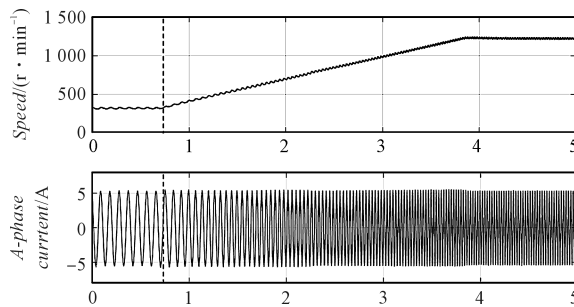


图 11 半载加速实验结果

电机负载 $7 \text{ N} \cdot \text{m}$, 以转速 300 r/min 稳定运行后, 系统参考转速给到 1200 r/min 时, 电机经加速后最终达到稳态。由于设置了斜坡给定, 限制最大加速度, 电机的加速过程也是斜坡形式, 电机最终能稳定运行在给定转速, 且系统动态响应过程良好, 实现了无速度传感器的矢量控制方案。

系统低速反转不稳定的实验结果如图 12 所示。

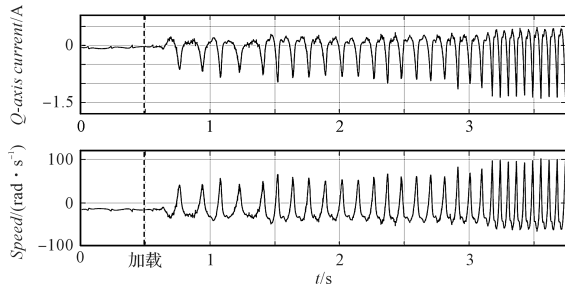


图 12 低速反转不稳定实验结果

初始时刻, 系统空载时可低速反转运行; 加载时刻, 输出电流增大, 系统离开式(29)的稳定区域, 磁链估算器不稳定, 直接影响转速环、 q 轴电流, 使其发生振荡。为了防止系统跑飞, 只设定轻载 $2 \text{ N} \cdot \text{m}$ 运行并限制最大反转转速, 因此系统发散速度相对较慢, 在 3 s 之后, 其振荡幅度接近恒定。而图 9 中仿真为满载的情况, 其发散速度会快一些, 且振荡幅度偏大。

6 结束语

(1) 本文根据同步磁阻电机数学模型, 详述了其基于转子位置定向的矢量控制方案, 给出了一套双环控制器参数设计标准流程; 为实现无速度传感器控制, 设计了磁链观测器, 着重分析了电压电流模型磁链观测器的稳定性, 数学推导出了固有的不稳定区间;

(2) 利用 Matlab/Simulink 建立了系统仿真模型, 仿真实现了无速度传感器矢量控制, 并且表明了不稳定区间的存在性; 搭建了基于 dSPACE 半实物仿真的实验平台, 实现了上述控制方案, 在正转区电机系统可实现调速、调功率; 在反转区观测器存在不稳定区间, 影响系统正常工作。

实验结果表明: 在低速反转区使用电压-电流模型存在缺陷, 证明了理论分析的正确性。

参考文献 (References):

[1] INOUE Y, MORIMOTO S, SANADA M. A novel control scheme for maximum power operation of synchronous reluctance motors including maximum torque per flux control[J].

IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 47(1):115-121.

- [2] 程启明, 程尹曼, 王映斐, 等. 交流电机控制策略的发展综述[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(9):145-154.
- [3] ÁLVARO O, CAVALEIRO D, BRANCO R, et al. An encoderless high-performance synchronous reluctance motor drive[C]. IEEE International Conference on Industrial Technology, New York:IEEE, 2015.
- [4] PELLEGRINO G, BOJOI R I, GUGLIELMI P. Unified direct-flux vector control for AC motor drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(5):2093-2102.
- [5] TUOVINEN T, AWAN H A A, SAARAKKALA S E, et al. Discrete-time observer design for sensorless synchronous motor drives[C]. Energy Conversion Congress and Exposition, New York:IEEE, 2015.
- [6] CARO R, SILVA C A, PÉREZ R, et al. Sensorless control of a SynRM for the whole speed range based on a nonlinear observability analysis[C]. IEEE International Conference on Industrial Technology, New York:IEEE, 2017.
- [7] AGARLITA S C, BOLDEA I, BLAABJERG F. High-frequency-injection-assisted "active-flux"-based sensorless vector control of reluctance synchronous motors, with experiments from zero speed[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 48(6):1931-1939.
- [8] CONCARI L, TOSCANI A, BARATER D, et al. Comparison of flux observers for sensorless control of permanent magnet assisted SynRel motors[C]. Industrial Electronics Society, Conference of the IEEE, New York:IEEE, 2016.
- [9] 朱建华. ALA 转子电机的动态稳定性研究[D]. 武汉:华中科技大学电气与电子工程学院, 2005.
- [10] AGARLITA S C, FATU M, TUTELEA L N, et al. I-f starting and active flux based sensorless vector control of reluctance synchronous motors, with experiments[C]. International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, New York:IEEE, 2010.
- [11] YOUSEFI T A, PESCEOTTO P, PELLEGRINO G, et al. Combined active flux and high frequency injection methods for sensorless direct flux vector control of synchronous reluctance machines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(3):2447-2457.
- [12] SHINKE A, HASEGAWA M, MATSUI K. Torque estimation for synchronous reluctance motors using robust flux observer to magnetic saturation[C]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, New York:IEEE, 2009.

[编辑:张 豪]

本文引用格式:

刘思贝, 李飞浪, 姚文熙, 等. 同步磁阻电机的无速度传感器矢量控制技术研究[J]. 机电工程, 2018, 35(9):964-969.

LIU Si-bei, LI Fei-lang, YAO Wen-xi, et al. Sensorless vector control for synchronous reluctance motor[J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2018, 35(9):964-969.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>