

# 基于离散反电动势估计的永磁同步电机 无速度传感器控制<sup>\*</sup>

刘淑琴<sup>1,2</sup>, 黄菊花<sup>1</sup>, 曹 铭<sup>1</sup>

(1. 南昌大学 机电学院, 江西 南昌 330031;

2. 江西师范大学 物理与通信电子学院, 江西 南昌 330022)

**摘 要:** 针对高速永磁同步电机(PMSM)的无速度传感器控制问题,提出了一种基于离散反电动势估计的PMSM无速度传感器控制策略。实施离散反电动势估计的设计有三点:首先,设计了离散dq电流观测器以消除反电动势估计中的电感交叉耦合效应;然后,设计了延迟补偿模型以补偿数模转换引起的电压误差,同时设计了较为精确的离散模型,以克服由数字实现导致的估计反电动势和实际反电动势之间的偏差;最后,开展了高速PMSM驱动试验,试验结果验证了所提出的高速PMSM无速度传感器控制方案的性能。

**关键词:** 永磁同步电机;反电动势估计;无速度传感器;驱动控制

中图分类号: TM 341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)07-0015-08

## Speed Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Discrete EMF Estimation<sup>\*</sup>

LIU Shuqin<sup>1,2</sup>, HUANG Juhua<sup>1</sup>, CAO Ming<sup>1</sup>

(1. School of Mechanical & Electrical Engineering, Nanchang University, Nanchang 330031, China;

2. College of Physics and Communication Electronics, Jiangxi Normal University, Nanchang 330022, China)

**Abstract:** Aiming at the problem of speed sensorless control of high speed permanent magnet synchronous motor (PMSM), a speed sensorless control strategy of PMSM based on discrete back electromotive force (EMF) estimation was presented. The discrete back EMF estimation was implemented with three design considerations. First, a discrete dq current observer was designed to eliminate the inductive cross-coupling effect in the back-EMF estimation. Then, a delay compensation model was designed to compensate for the voltage error caused by digital-to-analog conversion. A more accurate discrete model to overcome the deviation between the estimated back EMF and the actual back EMF caused by the digital implementation. Finally, the drive tests of high speed PMSM were carried out. The test results verified the performance of the proposed high speed sensorless speed control scheme of PMSM.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor; back electromotive force estimation; speed sensorless; drive control

## 0 引 言

高速永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)由于其具有高功率密

度的优点<sup>[1-3]</sup>,近来得到了广泛的研究和应用。在高速PMSM驱动系统中,基于转速传感器的控制策略是首选方案,但是安装高分辨率的转速传感器会增加设备成本,或增大转子的轴向长度,易

<sup>\*</sup> 基金项目: 江西省光电子与通信重点实验室基金项目(2014009)

作者简介: 刘淑琴(1980—)女,博士研究生,讲师,研究方向为电动汽车电池管理及电机驱动控制。

黄菊花(1964—),女,博士,教授,研究方向为电动汽车关键技术研究及材料加工成型。

曹 铭(1986—),男,博士研究生,助教,研究方向为电池管理系统和汽车电子。

导致较大的转子振动<sup>[4-5]</sup>,而无速度传感器控制方案可避免此类问题,可显著提高设备可靠性和降低设备成本,甚至延长高速轴承的生命周期<sup>[6]</sup>。无速度传感器控制通常通过反电动势(Electromotive Force, EMF)估计来获得转子位置信息,而 EMF 可以通过直接计算获取<sup>[7-9]</sup>或使用观测器<sup>[10-14]</sup>进行状态估计来获取。直接计算的原理是电流调节产生的  $d$  轴电压误差包含位置信息,可以通过锁相环来获取该信息<sup>[7-9]</sup>。基于观测器的 EMF 估计具有滤波属性,故较直接计算方法有更好的性能<sup>[10-14]</sup>。观测器的实现可以基于  $\alpha\beta$  静止坐标系<sup>[10-11]</sup>或者  $dq$  同步旋转坐标系<sup>[12-13]</sup>实现。值得注意的是,EMF 估计方法大多数是基于连续时间域电机模型<sup>[10-14]</sup>,而文献[15]提出了一种离散时间域观测器设计。对于高速 PMSM 驱动控制,受限于变频器的开关频率,采样频率  $f_{\text{sample}}$  与转子工作频率  $f_e$  之比通常较低,不利于系统动态性能。此时若不考虑数字控制器的离散化误差影响,则可能出现瞬态振荡和系统稳定性问题,即文献[10-14]所提方法可能对高速 PMSM 驱动控制的效果不甚明显。

在上述文献研究基础上,本文设计了一种基于离散 EMF 估计的 PMSM 无速度传感器高速驱动控制方案,转速控制约达到 1 万转的量级。控制方案中包含一个完全离散化的电流观测器用于 EMF 估计,并考虑两个实施问题:(1)在同步旋转  $dq$  坐标系中设计离散时间电流观测器,以期解决采样延迟引起的电感交叉耦合;(2)考虑增加一个延迟模型来补偿数模转换引起的电压指令误差,补偿后的电压指令和测量电流可用于离散时间域 EMF 的估计。最后,搭建了 PMSM 高速驱动试验平台,并设计了相关试验对新型控制策略的性能进行验证。

## 1 PMSM 的离散时间域数学模型

在  $\alpha\beta$  坐标系下的连续时间域 PMSM 数学模型<sup>[10]</sup>为

$$U_{\alpha\beta}(t) = R_s I_{\alpha\beta}(t) + L_s \frac{d}{dt} I_{\alpha\beta}(t) + E_{\alpha\beta}(t) \quad (1)$$

式中:  $L_s$ 、 $R_s$ ——相电阻和电感;

$U_{\alpha\beta}(t)$ 、 $I_{\alpha\beta}(t)$ —— $\alpha\beta$  坐标系下的电压和电流;

$E_{\alpha\beta}(t)$ —— $\alpha\beta$  坐标系下的 EMF;

下标“ $\alpha\beta$ ”—— $\alpha\beta$  坐标系中的复矢量,  $F_{\alpha\beta} = f_\alpha + jf_\beta$ 。

$abc$  坐标系中变量和  $\alpha\beta$  坐标系中变量的关系如图 1 所示。输入  $U_{\alpha\beta}(t)$  与输出  $I_{\alpha\beta}(t)$  之间的连续时间域 PMSM 模型如图 2 所示。

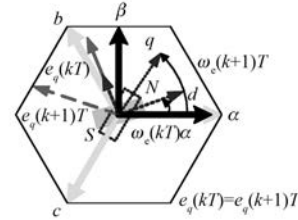


图 1  $abc$  坐标系和  $\alpha\beta$  坐标系下的矢量图

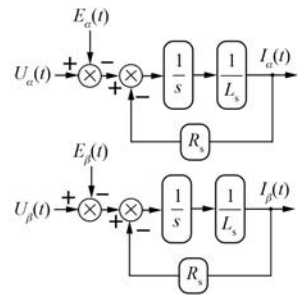


图 2  $\alpha\beta$  坐标系下的连续时间域电机模型

为了推导离散时间域 PMSM 模型,首先求解式(1)的微分方程,可得  $I_{\alpha\beta}(t)$  的动态响应如下:

$$I_{\alpha\beta}(t) = e^{-\frac{R_s}{L_s}(t-t_0)} I_{\alpha\beta}(t_0) + \frac{1}{L_s} \int_{t_0}^t e^{-\frac{R_s}{L_s}(t-\tau)} [U_{\alpha\beta}(\tau) - E_{\alpha\beta}(\tau)] d\tau \quad (2)$$

电压  $U_{\alpha\beta}(t)$  和电动势  $E_{\alpha\beta}(t)$  是随时间变化的非线性变量。为了简化式(2)中的非线性函数积分,  $U_{\alpha\beta}(t)$  和  $E_{\alpha\beta}(t)$  需作 2 个假设来推导出线性离散时间域电机模型。

首先,从采样点  $kT$  到采样点  $(k+1)T$ ,电机转速  $\omega_e = 2\pi f_e$  假设维持常数,其中  $k$  和  $T$  分别为采样序列和采样周期。在此假设下,EMF 在采样间隔保持不变,即连续  $dq$  轴电动势  $E_{dq}(t)$  等于采样电动势  $E_{dq}(kT)$ 。下标“ $dq$ ”代表了  $dq$  同步旋转坐标系中的  $dq$  分量,从而  $E_{\alpha\beta}(t)$  可以离散化为如下形式:

$$E_{\alpha\beta}(t) = e^{j\theta_e(t)} E_{dq}(t) = e^{j\theta_e(t)} E_{dq}(kT) = e^{j\theta_e(t)} [e^{-j\theta_e(kT)} E_{\alpha\beta}(kT)] = e^{j\omega_e(t-kT)} E_{\alpha\beta}(kT) \quad (3)$$

式中:  $\theta_e$ 、 $\omega_e$ ——转子位置角和转速。

应注意式(3)仅在采样点  $kT$  到  $(k+1)T$  的时间间隔才有效。

其次,由于输入电压  $U_{\alpha\beta}(t)$  是由变频器的 PWM 控制产生,故可以假设  $U_{\alpha\beta}(t)$  为  $kT$  时刻的值。因此,  $U_{\alpha\beta}(t)$  可简化为

$$U_{\alpha\beta}(t) = U_{\alpha\beta}(kT) \quad (4)$$

将式(3)和式(4)代入式(2),  $I_{\alpha\beta}(t)$  的动态响应如下:

$$\begin{aligned} I_{\alpha\beta}[(k+1)T] &= e^{-\frac{R_s}{L_s}T} I_{\alpha\beta}(kT) + \frac{1}{L_s} \int_{kT}^{(k+1)T} e^{-\frac{R_s}{L_s}[(k+1)T-\tau]} [U_{\alpha\beta}(kT) - e^{j\omega_e(t-kT)} E_{\alpha\beta}(kT)] d\tau = \\ &= e^{-\frac{R_s}{L_s}T} I_{\alpha\beta}(kT) + \frac{1 - e^{-\frac{R_s}{L_s}T}}{R_s} U_{\alpha\beta}(kT) - \frac{e^{-j\omega_e(kT)T} - e^{-\frac{R_s}{L_s}T}}{R_s + j\omega_e(kT)L_s} E_{\alpha\beta}(kT) \approx \\ &= e^{-\frac{R_s}{L_s}T} I_{\alpha\beta}(kT) + \frac{1 - e^{-\frac{R_s}{L_s}T}}{R_s} U_{\alpha\beta}(kT) - \frac{e^{j\omega_e T} - e^{-\frac{R_s}{L_s}T}}{R_s + j\omega_e L_s} E_{\alpha\beta}(kT) \end{aligned} \quad (6)$$

对于一个非因果系统,下一步不可能在离散时间域中获得。因此,应基于当前采样点  $kT$  和前一个采样点  $(k-1)T$  来修正上述差分方程为如下形式:

$$\begin{aligned} I_{\alpha\beta}(kT) &= e^{-\frac{R_s}{L_s}T} I_{\alpha\beta}[(k-1)T] + \\ &+ \frac{1 - e^{-\frac{R_s}{L_s}T}}{R_s} U_{\alpha\beta}[(k-1)T] - \\ &- \frac{e^{j\omega_e T} - e^{-\frac{R_s}{L_s}T}}{R_s + j\omega_e L_s} E_{\alpha\beta}[(k-1)T] \end{aligned} \quad (7)$$

式(7)给出了  $\alpha\beta$  坐标系下的离散时间域 PMSM 模型,输入为  $U_{\alpha\beta}(kT)$  和  $E_{\alpha\beta}(kT)$ ,输出为  $I_{\alpha\beta}(kT)$ 。图 3 所示为对应离散 PMSM 模型的框图。

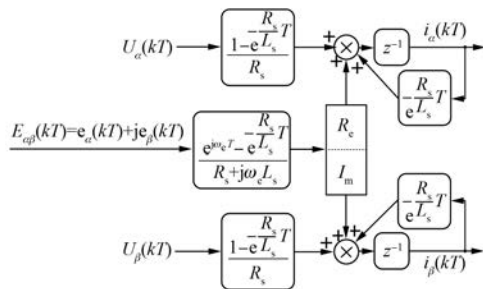


图 3  $\alpha\beta$  坐标系下的离散时间域电机模型

对比图 2 和图 3 可看出,离散时间域电机模型中存在一个交叉耦合。对高速驱动控制而言,

$$\begin{aligned} I_{\alpha\beta}(t) &= e^{-\frac{R_s}{L_s}(t-t_0)} I_{\alpha\beta}(t_0) + \\ &+ \frac{1}{L_s} \int_{t_0}^t e^{-\frac{R_s}{L_s}(t-\tau)} [U_{\alpha\beta}(kT) - e^{j\omega_e(t-kT)} E_{\alpha\beta}(kT)] d\tau \end{aligned} \quad (5)$$

为了转换到离散时间域,式(5)的连续时间变量  $t_0$  和  $t$  可用变量  $kT$  和  $(k+1)T$  代替。通过求解积分方程,可得到  $\alpha\beta$  坐标系下的离散时间差分方程为

将  $\alpha\beta$  坐标下的交流分量同步旋转变换到  $dq$  坐标系下可以有效提高估计带宽。因此,进一步推导在  $dq$  坐标系下的离散时间域电机模型如下:

$$\begin{aligned} I_{dq}(kT) &= I_{\alpha\beta}(kT) e^{-j\theta_e(kT)} = \\ &= e^{-\frac{R_s}{L_s}T} I_{\alpha\beta}[(k-1)T] e^{-j\theta_e(kT)} + \\ &+ \frac{1 - e^{-\frac{R_s}{L_s}T}}{R_s} U_{\alpha\beta}[(k-1)T] e^{-j\theta_e(kT)} - \\ &- \frac{e^{j\omega_e T} - e^{-\frac{R_s}{L_s}T}}{R_s + j\omega_e L_s} E_{\alpha\beta}[(k-1)T] e^{-j\theta_e(kT)} \end{aligned} \quad (8)$$

对于式(8)等号右边转子位置的当前步长值  $\theta_e(kT)$  可由上一个步长的  $\theta_e(k-1)T$  和转子转速  $\omega_e$  表示,具体如下:

$$\theta_e(kT) = \theta_e[(k-1)T] + \omega_e T \quad (9)$$

根据式(9),式(8)等号右边第一项分量  $I_{\alpha\beta}[(k-1)T] e^{-j\theta_e(kT)}$  可简化为

$$\begin{aligned} I_{\alpha\beta}[(k-1)T] e^{-j\theta_e(kT)} &= I_{\alpha\beta}[(k-1)T] \times \\ &\times \{e^{-j\theta_e[(k-1)T]} \times e^{-j\omega_e T}\} = I_{dq}[(k-1)T] e^{-j\omega_e T} \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \text{类似地,式(8)等号右边第 2、3 项可写为} \\ U_{\alpha\beta}[(k-1)T] e^{-j\theta_e(kT)} &= U_{dq}[(k-1)T] e^{-j\omega_e T} \end{aligned} \quad (11)$$

$$E_{\alpha\beta}[(k-1)T] e^{-j\theta_e(kT)} = E_{dq}[(k-1)T] e^{-j\omega_e T} \quad (12)$$

将式(10)~式(12)代入式(8),可得  $dq$  同步

旋转坐标系中的离散时间域电机模型为

$$I_{dq}(kT) = e^{-\frac{R_s}{L_s}T - j\omega_e T} I_{dq}[(k-1)T] + \frac{e^{-j\omega_e T} - e^{-\frac{R_s}{L_s}T - j\omega_e T}}{R_s} \times \left\{ U_{dq}[(k-1)T] - \frac{R_s}{R_s + j\omega_e L_s} \times \frac{e^{j\omega_e T} - e^{-\frac{R_s}{L_s}T}}{1 - e^{-\frac{R_s}{L_s}T}} E_{dq}[(k-1)T] \right\} \quad (13)$$

从式(13)可知,  $I_{dq}[(k-1)T]$ 、 $U_{dq}[(k-1)T]$  和  $E_{dq}[(k-1)T]$  中出现的相位超前项  $e^{-j\omega_e T}$ , 也是离散时间域电机模型中的电感交叉耦合项。图 4(a) 所示为离散时间域电机模型框图, 包含离散电压  $U_{dq}(kT)$  输入, 离散电流输出  $I_{dq}(kT)$ , 连续  $E_{dq}(t)$  则作为干扰输入。

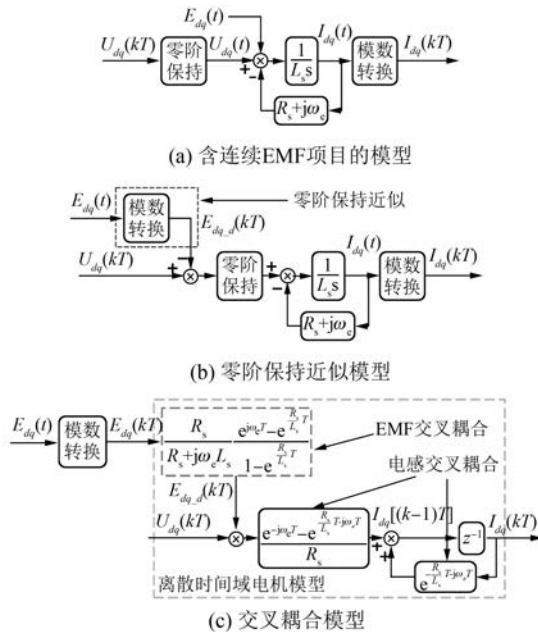


图 4  $dq$  坐标系下的离散时间域电机模型

图 4(a) 中增加零阶保持器以将离散  $U_{dq}(kT)$  转换为连续量  $U_{dq}(t)$ , 则可以得到图 4(b) 所示的零阶保持近似模型, 近似为基于假设采样频率  $f_{\text{sample}}$  远高于转子工作频率  $f_e$  时对 EMF 电压进行估计, 此时有:

$$E_{dq}(t) \approx E_{dq}(kT), \quad t = kT \quad (14)$$

式(13)可以进一步近似简化为

$$I_{dq}(kT) \approx e^{-\frac{R_s}{L_s}T - j\omega_e T} I_{dq}[(k-1)T] +$$

$$\frac{e^{-j\omega_e T} - e^{-\frac{R_s}{L_s}T - j\omega_e T}}{R_s} \times \{ U_{dq}[(k-1)T] - \frac{E_{dq,d}[(k-1)T]}{R_s} \} \quad (15)$$

但是, 采样频率  $f_{\text{sample}}$  远高于转子工作频率  $f_e$  的假设不一定成立, 尤其是在高速驱动控制中, 故基于图 4(a) 中的模型进一步推导出图 4(c) 中的模型。与式(15)不同, 离散时间域 EMF 的表达式如下:

$$E_{dq,d}(kT) = \left[ \frac{R_s}{R_s + j\omega_e L_s} \frac{e^{j\omega_e T} - e^{-\frac{R_s}{L_s}T}}{1 - e^{-\frac{R_s}{L_s}T}} \right] E_{dq}(kT) \quad (16)$$

当  $\omega_e$  近似为零时,  $E_{dq,d}(kT)$  近似为  $E_{dq}(kT)$ 。然而, 随着转速增加,  $E_{dq,d}(kT)$  和  $E_{dq}(kT)$  之间的偏差也会增加, 因此对于高速无速度传感器驱动控制, 仍需基于式(13)进行控制。

## 2 高速时的 EMF 估计算法

由于在  $dq$  坐标系中估计的 EMF 是直流分量, 故更适合于高速驱动控制, 但将  $\alpha\beta$  分量转换为  $dq$  分量则容易出现电感交叉耦合项。此外, 如图 4(a) 所示,  $U_{dq}(kT)$  的零阶保持延迟也将影响到  $E_{dq}(kT)$  的估计精度。为了克服这些问题, 设计了图 5 所示的新型 EMF 估计算法。图 5 中包含一个基于式(13)设计的  $dq$  电流观测器, 观测器输入为离散  $dq$  电流  $I_{dq}(kT)$  和离散  $dq$  电压补偿指令  $U_{dq}(kT)$ 。在稳态下, 由于 EMF 的扰动输入  $E_{dq}(kT)$  不包含在观测器模型中, 所以电压输出等于负的估计电动势  $-\hat{E}_{dq}(kT)$ , 其中上标“ $\hat{\cdot}$ ”代表估计量。图 5 所示的 EMF 估计算法包含 3 个细节设计, 以实现 PMSM 无速度传感器高速驱动控制, 具体分析如下。

### 2.1 电感交叉耦合解耦

如图 4(c) 所示, 电感交叉耦合在离散时间域电机模型中引入了相位超前项  $e^{-j\omega_e T}$ ,  $e^{j\omega_e T}$  的影响随着  $\omega_e$  的增加而增加。在电机高速控制中, 该交叉耦合应该进行解耦处理。图 5 中包含所设计的电流观测器, 基于  $I_{dq}(kT)$  和对应的估计值  $\hat{I}_{dq}(kT)$  之间进行闭环调节可得到  $\hat{E}_{dq,d}(kT)$ , 即离散 EMF 估计值为

$$\hat{E}_{dq,d}(z) = -K \frac{(e^{j\omega_e T} - e^{-\frac{R_s}{L_s}T} z^{-1}) T}{1 - z^{-1}} [I_{dq}(z) - \hat{I}_{dq}(z)] \quad (17)$$

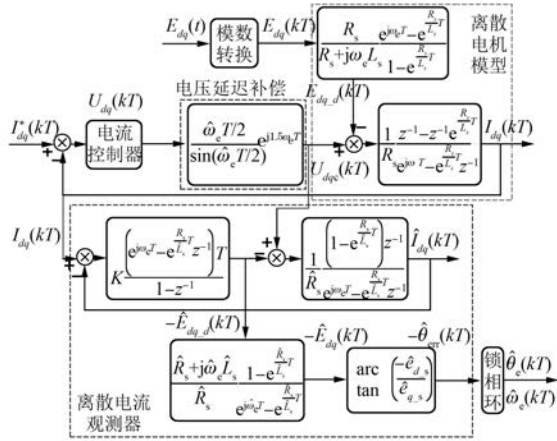


图5 离散时间域 EMF 估计算法框图

式中:  $\hat{R}_s$ 、 $\hat{L}_s$ ——估计电阻和电感;

$\hat{\omega}_s$ ——估计转子转速。

估计电阻和电感值可以通过离线测量得到,  $K$  是控制器固定增益。  $K$  的取值可影响到  $\hat{E}_{dq,d}(kT)$  的估计性能, 后续将在图 6 中进行分析。 电流观测器的输入  $\hat{I}_{dq}(kT)$  可以根据图 4(c) 中的模型来进行估计。

$$\hat{I}_{dq}(z) = \frac{1}{\hat{R}_s} \frac{z^{-1} - e^{-\frac{\hat{R}_s}{L_s} T} z^{-1}}{e^{j\hat{\omega}_s T} - e^{-\frac{\hat{R}_s}{L_s} T} z^{-1}} [U_{dq}(z) - \hat{E}_{dq,d}(z)] \quad (18)$$

将式(17)代入式(18), 可得  $I_{dq}(z)$  和  $I_{dq}(z)/U_{dq}(z)$  之间的传递函数, 即观测器的传递函数为

$$\hat{I}_{dq}(z) = \frac{\hat{G}_{RL} K T z^{-1}}{1 - z^{-1} + \hat{G}_{RL} K T z^{-1}} I_{dq}(z) + \frac{\hat{G}_{RL}}{e^{j\hat{\omega}_s T} - e^{-\frac{\hat{R}_s}{L_s} T} z^{-1}} \frac{z^{-1} - z^{-2}}{1 - z^{-1} + \hat{G}_{RL} K T z^{-1}} U_{dq}(z) \quad (19)$$

式(19)的恒定增益  $\hat{G}_{RL}$  的定义如下:

$$\hat{G}_{RL} = \frac{1 - e^{-\frac{\hat{R}_s}{L_s} T}}{\hat{R}_s} \quad (20)$$

另外, 通过将式(19)代入式(17), 可以导出  $\hat{E}_{dq,d}(kT)$  的动态响应如下:

$$\hat{E}_{dq,d}(z) = \frac{\hat{G}_{RL} K T z^{-1}}{1 - z^{-1} + \hat{G}_{RL} K T z^{-1}} E_{dq,d}(z) -$$

$$\left[ \frac{K T e^{j\hat{\omega}_s T} - K T e^{-\frac{\hat{R}_s}{L_s} T} z^{-1}}{1 - z^{-1} + \hat{G}_{RL} K T z^{-1}} - \frac{\hat{G}_{RL} e^{j\hat{\omega}_s T} - e^{-\frac{\hat{R}_s}{L_s} T} z^{-1}}{e^{j\hat{\omega}_s T} - e^{-\frac{\hat{R}_s}{L_s} T} z^{-1}} \frac{K T z^{-1}}{1 - z^{-1} + \hat{G}_{RL} K T z^{-1}} \right] I_{dq}(z) \quad (21)$$

恒定增益  $G_{RL}$  由式(22)给出:

$$G_{RL} = \frac{1 - e^{-\frac{R_s}{L_s} T}}{R_s} \quad (22)$$

若电阻电感参数测量准确, 即  $\hat{R}_s = R_s$  和  $\hat{L}_s = L_s$  成立, 则式(21)可简化为

$$\hat{E}_{dq,d}(z) = \frac{\hat{G}_{RL} K T z^{-1}}{1 - z^{-1} + \hat{G}_{RL} K T z^{-1}} E_{dq,d}(z) - \frac{K T e^{j\hat{\omega}_s T} - e^{-\frac{\hat{R}_s}{L_s} T} z^{-1} - z^{-1}}{1 - z^{-1} + \hat{G}_{RL} K T z^{-1}} I_{dq}(z) \quad (23)$$

从式(23)可以看出,  $\hat{E}_{dq,d}(kT)$  包含  $E_{dq,d}(kT)$  和低通滤波器的乘积项, 以及测量电流  $I_{dq}(kT)$  和高通滤波器的乘积项。 值得注意的是, 一旦转速达到稳态,  $E_{dq,d}(kT)$  和  $I_{dq}(kT)$  都是直流分量, 此时  $I_{dq}(kT)$  的影响可以忽略, 从而有如下近似关系:

$$\hat{E}_{dq,d}(z) = \frac{\hat{G}_{RL} K T z^{-1}}{1 - z^{-1} + \hat{G}_{RL} K T z^{-1}} E_{dq,d}(z) \quad (24)$$

基于式(24)的信号流程图如图 6 所示。 从图 6 中可以看出, 采用零极点消除法, 在观测器式(17)的分子上加上相同的  $e^{j\hat{\omega}_s T}$ , 可以消除式(18)中延迟引起的电感交叉耦合。 在无交叉耦合影响下, 式(24)中的 EMF 估计计算式是一个带宽与频率  $f_e$  无关的一阶离散系统。 由图 6 可知, 通过选择观测器增益  $K$  可设计估计带宽。

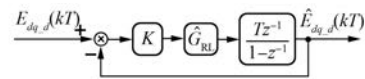


图6 EMF 估计值和实际值之间的信号流程

## 2.2 电压延迟补偿

由于使用数字控制器, 电压指令  $U_{dq}(kT)$  与实际输出电压  $U_{dq}(t)$  之间的偏差随着  $f_{PWM}/f_e$  的减小而增加。 如图 5 所示, 可采用电压延迟模型来获得补偿电压指令  $U_{dq,c}(kT)$ 。 然后将补偿后的电压用于 EMF 估计。

$$U_{dq}(kT) = \frac{\hat{\omega}_e T/2}{\sin(\hat{\omega}_e T/2)} E_{dq,d}(z) \tag{25}$$

2.3 实现 EMF 估计的离散模型

如图 4(b) 所示, 基于式 (17) 估计的 EMF 电压是离散化 EMF 电压零阶保持后的近似值。考虑到 EMF 的交叉耦合效应, 在较低  $f_{PWM}/f_e$  比值下, 估计得到的  $\hat{E}_{dq,d}(kT)$  与  $\hat{E}_{dq}(kT)$  差别较大。根据式 (16) 中的离散时间域 EMF 表达式,  $\hat{E}_{dq}(kT)$  用估计参数  $\hat{\omega}_e$ 、 $\hat{R}_s$  和  $\hat{L}_s$  可得:

$$\hat{E}_{dq}(kT) = \left[ \frac{\hat{R}_{RL} + j\hat{\omega}_e \hat{L}_s}{\hat{R}_s} \frac{1 - e^{-\frac{\hat{R}_s}{L_s} T}}{e^{j\hat{\omega}_e T} - e^{-\frac{\hat{R}_s}{L_s} T}} \right] \hat{E}_{dq,d}(kT) \tag{26}$$

随着转子转速的增加, 与  $\hat{E}_{dq}(kT)$  之间的误差越来越大。对于 PMSM 无速度传感器高速驱动控制, 由  $\hat{E}_{dq,d}(kT)$  修正得到的  $\hat{E}_{dq}(kT)$  才适合于位置估计和转速反馈。由于式 (26) 中的离散化模型精度受电阻估计参数  $\hat{R}_s$  的影响较大, 故需要进行灵敏度分析。分析结果如图 7 所示, 其中纵坐标为 EMF 值实际和估计值的比值, 横坐标为  $f_e/f_{PWM}$  的比值, 分别计算了  $\hat{R}_s = 0.5R_s$ 、 $R_s$ 、 $2R_s$  时的变化趋势。从图 7 中可以看出, 由于不准确的  $R_s$  估计导致的 EMF 误差是与速度相关的函数, 尤其高速时误差更大。

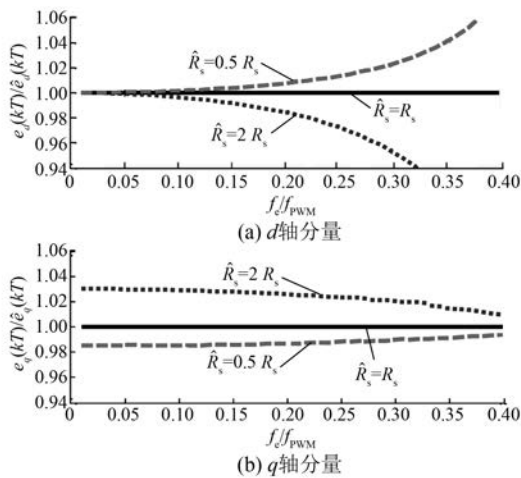


图 7 电阻估计误差的灵敏度分析

在得到  $\hat{E}_{dq}(kT)$  后, 可以通过锁相环或反正切函数来估计位置和转速。对于锁相环方法, 有:

$$\begin{aligned} \hat{e}_d(kT) &= -\hat{\omega}_e \hat{\lambda}_{pm} \sin[\theta_{err}(kT)] \approx \\ &= -\hat{\omega}_e \hat{\lambda}_{pm} \theta_{err}(kT) \end{aligned} \tag{27}$$

式中:  $\theta_{err}(kT)$ ——位置误差。

式 (27) 中, 假设  $\theta_{err}(kT)$  近似为零, 则可将正弦函数线性化, 但是在高速控制时, 在较低  $f_{PWM}/f_e$  比值下, 近似假设并不成立, 故  $\theta_{err}(kT)$  的计算式需改为

$$\begin{aligned} \theta_{err}(kT) &= \arctan \left[ \frac{\hat{e}_d(kT)}{\hat{e}_q(kT)} \right] = \\ &= \arctan^{-1} \left\{ \frac{\hat{\omega}_e \hat{\lambda}_{pm} \sin[\theta_{err}(kT)]}{\hat{\omega}_e \hat{\lambda}_{pm} \cos[\theta_{err}(kT)]} \right\} \end{aligned} \tag{28}$$

3 试验验证

为了验证新型 PMSM 无速度传感器高速驱动控制策略的效果, 在所搭建的 PMSM 控制试验平台上实施控制算法, 并获取了试验结果。试验平台如图 8 所示, 试验用 PMSM 的参数如表 1 所示。试验系统直流电压为 48 V, 变频器开关频率设置为 10 kHz, 负载采用机械测功机实现, 算法载体采用的是 TI 公司的 32 位微控制器 TMS320F28035。

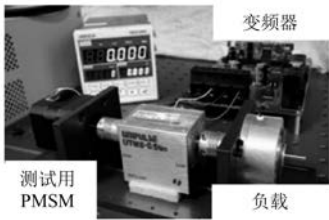


图 8 PMSM 试验平台

表 1 试验用 PMSM 参数

| 参数名称                           | 参数值    |
|--------------------------------|--------|
| 额定功率 $P_N/W$                   | 125    |
| 额定转矩 $T_N/(N \cdot m)$         | 0.1    |
| 额定转速 $n_N/(r \cdot \min^{-1})$ | 12 000 |
| 额定电流 $I_N/A$                   | 1.3    |
| 定子电感 $\mu H$                   | 130    |
| 定子电阻 $\Omega$                  | 0.1    |
| 直流电压 $U_{DC}/V$                | 48     |
| 极对数 $p$                        | 4      |

3.1 电感交叉耦合解耦试验验证

如图 9 所示为电机高速运行时, 即转速为 15 000 r/min 时 ( $f_{PWM}/f_e = 10$ ), 突加 100% 阶跃负载所得到的电流估计值和 EMF 观测值。图 9(a)

所示为采用连续时间域模型时的试验结果,图 9(b)所示为采用离散时间域模型时的试验结果。从图 9(a)中可以看出,采用连续时间域模型时,施加阶跃负载后,在估计的电流和 EMF 信号中引起相当大的振荡,虽然这种振荡在稳态下可衰减到零,但导致了动态性能差,而电感交叉耦合是引起这种振荡的主要原因,对比从图 9(b)中波形可以看出,应用离散时间域解耦后的模型进行计算,则可以有效避免振荡。

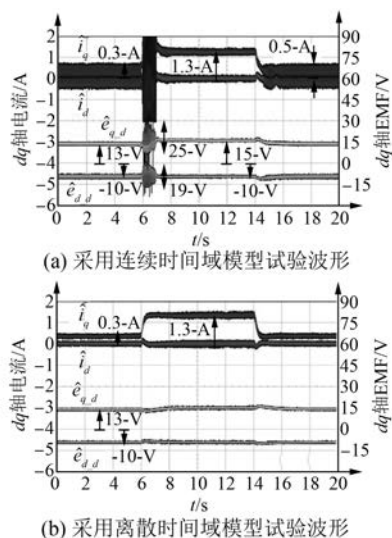


图 9 电感交叉耦合解耦试验验证

### 3.2 电压延迟补偿试验验证

为了验证电压延迟补偿对高速 PMSM 驱动控制的效果,进行了第二组试验。图 10 所示为试验波形,包含  $q$  轴估计电流、估计转速和实测  $dq$  轴电

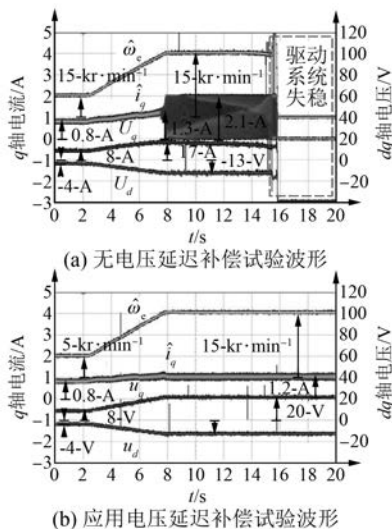


图 10 电压延迟补偿试验验证

压波形。试验中电机转矩恒定为 100% 额定转矩,然后电机转速从 5 000 r/min 加速到 15 000 r/min。图 10(a)所示为无电压延迟补偿时的试验结果,图 10(b)所示为采用电压延迟补偿时的试验结果。从图 10(a)中可以看出,无电压延迟补偿时,电机加速期间观察到  $q$  轴电流幅值在持续增加直至发生振荡,此时转速为 15 000 r/min,振荡幅值为 2.1 A,振荡后  $q$  轴电压持续下降直至系统失稳。对比图 10(b)中波形可以看出,应用电压延迟补偿后,有效避免了振荡和失稳,PMSM 可以驱动在 15 000 r/min 稳定运行。

### 3.3 EMF 估计试验验证

第三组试验将对离散化电动势  $\hat{E}_{dq,d}(kT)$  和采样电动势  $\hat{E}_{dq}(kT)$  之间的差异进行试验分析。图 11 所示为试验结果,其中试验变量为转子频率与开关频率之比,即  $f_c/f_{PWM} = 10$ 。 $\hat{e}_{d,d}(kT)$  与  $\hat{e}_d(kT)$  的对比波形如图 11(a)所示, $\hat{e}_{q,d}(kT)$  与  $\hat{e}_q(kT)$  的对比波形如图 11(b)所示。从图 11 中的试验结果可以看出,随着转速的增加, $\hat{E}_{dq,d}(kT)$  与  $\hat{E}_{dq}(kT)$  之间的偏差将由式(16)中提到的离散化效应而增加。试验结果验证了基于式(26)中的离散化模型,EMF 估计误差减小,精度得到了提高。

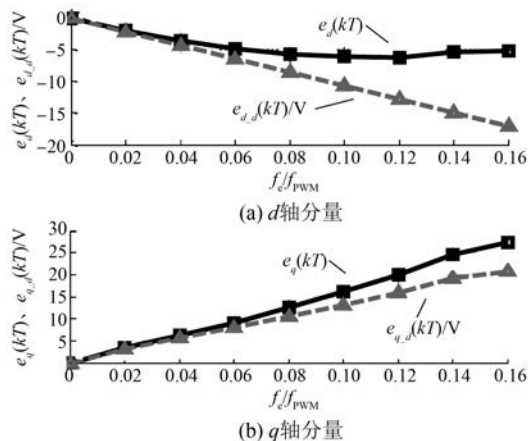


图 11 EMF 估计试验验证

## 4 结 语

本文提出了一种高速 PMSM 无速度传感器控制方案,控制器基于离散时间域 EMF 估计实现。本文的主要结论与进一步研究方案如下:

(1) 试验结果表明,离散 EMF 估计能在电机

高速运行时,在较低比值 $f_{\text{PWM}}/f_e$ 下实现很好的电机转速和位置反馈。

(2) 试验波形显示,通过离散电流观测器设计、电感交叉耦合解耦设计和电压延迟补偿设计,使得 EMF 的估计误差最小化,避免了电机高速运行时的电流振荡和失稳。

(3) 与基于连续模型的 PMSM 无速度传感器控制策略的对比试验验证了新型控制方案具有较优的高速控制性能。

(4) 进一步需要研究的内容是电机高速运行下的高精度锁相环结构设计。

### 【参考文献】

- [1] 张洪帅,王平,韩邦成.基于模糊 PI 模型参考自适应的高速永磁同步电机转子位置检测[J].中国电机工程学报,2014,34(12): 1889-1896.
- [2] 孙鹤旭,刘杰,董砚,等.基于带载能力最大化的 PMSM 单电流调节器弱磁控制[J].微特电机,2017,45(8): 5-8.
- [3] 杨立永,谢晓峰,刘硕.基于新型无差拍电流控制的高速 PMSM 控制技术研究[J].电气传动,2017,47(4): 16-21.
- [4] 张伯泽,阮毅.基于高频旋转电压注入的永磁同步电机无位置传感器矢量控制[J].电机与控制应用,2016,43(7): 12-15.
- [5] 刘刚,肖烨然,宋欣达.永磁同步电机用线性霍尔位置检测的误差补偿[J].电机与控制学报,2014,18(8): 36-42.
- [6] 苑婷,李志新,李长娟,等.考虑铁损的超高速永磁

同步电机无传感器控制[J].电力电子技术,2017,51(3): 74-77.

- [7] 李永东,朱昊.永磁同步电机无速度传感器控制综述[J].电气传动,2009,39(9): 3-10.
- [8] 刘计龙,肖飞,沈洋,等.永磁同步电机无位置传感器控制技术研究综述[J].电工技术学报,2017,32(16): 76-88.
- [9] HARNEFORS L, NEE H P. A general algorithm for speed and position estimation of AC motors[J].IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 47(1): 77-83.
- [10] 张洪帅,王平,韩邦成,等.基于模糊滑模观测器的磁悬浮高速永磁同步电机转子位置检测方法[J].电工技术学报,2014,29(7): 147-153.
- [11] 毛永乐,杨家强,赵寿华,等.带负载转矩估算的非线性观测器内嵌式永磁同步电机无位置传感器控制策略[J].中国电机工程学报,2016,36(8): 2252-2259.
- [12] 刘彦呈,任俊杰,王宁,等.永磁同步电机旋转坐标系滑模观测器设计研究[J].电机与控制学报,2015,19(7): 36-44.
- [13] 张刚,陈波.PMSM 滑模观测器无位置传感器控制研究[J].微特电机,2016,44(2): 54-57.
- [14] 陆骏,杨建国,马胤琛.永磁同步电机滑模变结构转速直接观测器[J].电力电子技术,2017,51(2): 81-84.
- [15] AWAN H A A, TUOVINEN T, SAARAKKALA E S, et al. Discrete-time observer design for sensorless synchronous motor drives[J].IEEE Transactions on Industrial Application, 2016, 52(2): 3968-3979.

收稿日期: 2018 -02 -06

(上接第 14 页)

- [19] 鲁文其,黄文新,胡育文.永磁同步电动机新型滑模观测器无传感器控制[J].控制理论与应用,2009,26(4): 429-432.
- [20] 丁文,梁得亮,罗战强.两级滤波滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J].电机与控制学报,2012,16(11): 1-10.
- [21] 史宏宇,冯勇,张袅娜.感应电动机全局高阶滑模观测器[J].吉林大学学报(工学版),2013,23(3): 688-694.
- [22] 李艳玲.永磁同步电机滑模无传感器矢量控制[J].控制工程,2016,23(11): 1763-1767.
- [23] PATAKOR F A, SULAIMAN M, IBRAHIM Z. Performance of sliding mode control for three phase induction motor[C] // Science and Social Research

(CSSR), 2010 International Conference on, IEEE, 2010: 554-559.

- [24] 樊英,周晓飞,张向阳,等.基于新型趋近律和混合速度控制器的 IPMSM 调速系统滑模变结构控制[J].电工技术学报,2017,32(5): 9-18.
- [25] 邓立为,宋申民.基于分数阶滑模的挠性航天器姿态鲁棒跟踪控制[J].航空学报,2013,34(8): 1915-1923.
- [26] XUE D, ZHAO C, CHEN Y Q. A modified approximation method of fractional order system[C] // Mechatronics and Automation, Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on, IEEE, 2006: 1043-1048.

收稿日期: 2018 -02 -06