

一种内置式永磁同步电机复合转速估计方法

林瑞全¹, 黄 韬^{1,2}, 张 涛^{1,2}

(1. 福州大学 电气工程与自动化学院, 福建 福州 350108; 2. 福安电机工程研究院, 福建 福安 355000)

摘 要: 首先介绍了内置式永磁同步电动机 (interior permanent magnet synchronous motor, IPMSM) 无速度传感器直接转矩控制系统, 研究了旋转高频电压注入法 (rotating high frequency voltage injection, RHFVI) 及模型参考自适应法 (model reference adaptive system, MRAS) 在 IPMSM 转速估计中的应用, 并分别对它们进行仿真研究及物理实验, 结果表明, 旋转高频电压注入法算法复杂, 动态性能不够理想, 而 MRAS 法需要定子电压等测量数据, 在低速区效果不佳. 将两种方法结合起来, 电机启动到转速达到峰值的过程选用 RHFVI 法, 转速达到峰值后的一段时间内利用平滑切换的复合式转速估计方案, 并逐渐过渡到 MRAS 法. 实验结果表明, 复合式转速估计方法可以准确估计转速, 又可以满足其动态性能要求.

关键词: 内置式永磁同步电动机; 直接转矩控制; 旋转高频电压注入; 模型参考自适应; 无速度传感器

中图分类号: TM351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1007-2683(2012)04-0001-07

A Composite Speed Estimation Algorithm of IPMSM

LIN Rui-quan¹, HUANG Tao^{1,2}, ZHANG Tao^{1,2}

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China;

2. Fu'an Research Institute of Electrical Engineering, Fu'an 355000, China)

Abstract: First, the sensor-less direct torque control system of interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) is introduced, and then the application of Rotating High Frequency Voltage Injection (RHFVI) and Model Reference Adaptive System (MRAS) in IPMSM's speed estimation is studied. The simulation and physical experiments are done for both methods, and the results show that the method of RHFVI's dynamic performance is not very good because of the high complexity, while the method of MRAS's following capability is not good when the rotor's speed is low because the algorithm needs stator voltage. Based on this, a composite speed estimation algorithm is proposed by combining the above mentioned approaches when the reference speed is low; when the reference speed is high, the system selects MRAS to estimate IPMSM's speed. The results show that the proposed composite method can not only estimate IPMSM's speed but also meet the demands of dynamic performance.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor; direct torque control; rotating high frequency voltage injection; MRAS; sensor-less

收稿日期: 2011-10-26

基金项目: 福建省自然科学基金 (2012J01259)

作者简介: 林瑞全 (1971—), 男, 教授, 硕士生导师, E-mail: rqlin@fzu.edu.cn;

黄 韬 (1988—), 男, 硕士.

个参考值可由式(7)得出:

$$|\psi_s^*| = \sqrt{\psi_f^2 + L_q^2 [T_e^* / p\psi_f]^2} \quad (7)$$

其中: ψ_f 为永磁励磁磁链; L_q 为定子绕组 q 轴自感; T_e^* 为参考电磁转矩, 其值由比例积分控制器给出。

1.3 预期电压矢量计算

如图1所示, 预期电压矢量计算模块的输入为定子磁链模值误差 $\Delta\psi$ 及定子磁链参考空间相位角 ρ_{sref} ; 输出为期望电压矢量幅值 u_{sref} 及其空间相位角 θ_{uref} 。其中 ρ_{sref} 是由负载增量角 $\Delta\delta_{sf}$ 与定子磁链的空间相位角估计值 $\hat{\rho}_s$ 相加得到的。

预期电压矢量的计算公式:

$$u_{\alpha ref} = R_s i_{\alpha} + \frac{|\psi_s^*| \cos(\rho_{sref}) - |\hat{\psi}_s| \cos(\hat{\rho}_s)}{T_s} \quad (8)$$

$$u_{\beta ref} = R_s i_{\beta} + \frac{|\psi_s^*| \sin(\rho_{sref}) - |\hat{\psi}_s| \sin(\hat{\rho}_s)}{T_s} \quad (9)$$

其中 T_s 为采样周期, $u_{\alpha ref}$ 与 $u_{\beta ref}$ 分别为期望电压矢量在 α 轴与 β 轴的分量。

文[3-4]已详细描述了空间矢量脉宽调制技术, 依据它们所介绍的算法实现脉宽调制 (pulse width modulation, PWM) 波形的产生, 本文不再赘述其具体算法。

2 旋转高频电压注入法的转速估计

2.1 旋转高频电压注入法原理^[5]

基于旋转高频电压注入法的电机转子位置估计算法最早是由 Lorenz 及 Corley 提出的。该算法是通过在具有凸极特性的电机中注入特定频率的高频信号, 然后检测定子电流中的位置信号以确定转子位置。

静止坐标系下, IPMSM 的电压模型为:

$$u_s = R_s i_s + p\psi_s \quad (10)$$

其中: R_s 、 i_s 、 u_s 分别是定子电阻、电流及电压; p 为微分算子; ψ_s 为定子磁链矢量, 给电机绕组注入高频电压信号 u_h 后, 由于注入信号的频率远高于电机额定频率, 定子电阻远小于高频感抗, 式(10)中 R_s 可忽略。静止坐标系下的高频电压模型为

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha h} \\ u_{s\beta h} \end{bmatrix} = u_{sh} \begin{bmatrix} \cos\omega_h t \\ -\sin\omega_h t \end{bmatrix} \approx p \begin{bmatrix} \psi_{\alpha h} \\ \psi_{\beta h} \end{bmatrix} \quad (11)$$

在静止坐标系下, IPMSM 磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha} \\ \psi_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ave} + L_{diff} \cos(2\theta_e) & -L_{diff} \sin(2\theta_e) \\ -L_{diff} \sin(2\theta_e) & L_{ave} - L_{diff} \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \sin\theta_e \\ \psi_f \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中 L_{ave} 和 L_{diff} 分别为平均电感和半差电感, 定义为 $L_{ave} = (L_d + L_q) / 2$, $L_{diff} = (L_q - L_d) / 2$, θ_e 为转子凸极位置角。 L_d 和 L_q 分别为定子绕组自感在旋转坐标下的 dq 轴分量。

在高频信号的激励下, 转子位置的变化相对于电流变化是一个缓变过程, 将式(12)代入式(11)得

$$u_{sh} \begin{bmatrix} \cos\omega_h t \\ -\sin\omega_h t \end{bmatrix} \approx p \begin{bmatrix} L_{ave} + L_{diff} \cos(2\theta_e) & -L_{diff} \sin(2\theta_e) \\ -L_{diff} \sin(2\theta_e) & L_{ave} - L_{diff} \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} \quad (13)$$

推导式(13), 得

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{ip} \sin(\omega_h t) + I_{in} \sin(2\theta_e - \omega_h t) \\ I_{ip} \cos(\omega_h t) + I_{in} \cos(2\theta_e - \omega_h t) \end{bmatrix} \quad (14)$$

其中: $I_{ip} = \frac{|u_{sh}|}{\omega_h} \frac{L_{ave}}{L_{ave}^2 - L_{diff}^2}$; $I_{in} = \frac{|u_{sh}|}{\omega_h} \frac{L_{diff}}{L_{ave}^2 - L_{diff}^2}$ 。

写成指数形式:

$$i_{sh} = I_{ip} e^{j(\omega_h t - \pi/2)} + I_{in} e^{j(2\theta_e - \omega_h t - \pi/2)} \quad (15)$$

至此将电机的高频响应部分分成了正序分量和负序分量。

2.2 信号处理

由式(14)可知, 高频电流响应中, 只有负序分量 $I_{in} e^{j(2\theta_e - \omega_h t - \pi/2)}$ 才含有转子位置信息, 所以必须采用一定的措施将正序分量与负序分量分离。本文首先采用一个带通滤波器 (band-pass filter, BPF) 将基波滤除, 再通过一个同步轴系高通滤波器 (synchronous axis high-pass filter, SHF) 滤除正序分量, 同时注意到在经过带通滤波器及同步轴系高通滤波器会造成相位滞后, 必须在滤波后分别进行相位补偿。至此, 可得到高频电流响应的负序分量: $I_{in} e^{j(2\theta_e - \omega_h t - \pi/2)} = I_{in} [\cos(2\theta_e - \omega_h t) + j\sin(2\theta_e - \omega_h t)]$ 。

为了得到所需要的转子位置误差, 可采用外差处理的方式对高频电流响应的负序分量进行解调: 将上述得到的负序分量在静止坐标系 α 轴及 β 轴下的分量 $I_{in} \cos(2\theta_e - \omega_h t)$ 及 $I_{in} \sin(2\theta_e - \omega_h t)$ 分别乘上 $\sin(2\hat{\theta}_e - \omega_h t)$ 和 $-\cos(2\hat{\theta}_e - \omega_h t)$ 并相加, 则有

$$\begin{aligned} & I_{in} \cos(2\theta_e - \omega_h t) \sin(2\hat{\theta}_e - \omega_h t) - \\ & I_{in} \sin(2\theta_e - \omega_h t) \cos(2\hat{\theta}_e - \omega_h t) = \\ & -I_{in} (\sin(2\theta_e - \omega_h t) \cos(2\hat{\theta}_e - \omega_h t) - \\ & \cos(2\theta_e - \omega_h t) \sin(2\hat{\theta}_e - \omega_h t)) = \\ & I_{in} \sin 2(\hat{\theta}_e - \theta_e) \approx 2I_{in} (\hat{\theta}_e - \theta_e) \end{aligned} \quad (16)$$

当转子位置的误差值很小时, 可认为 $I_{in} \sin 2(\hat{\theta}_e - \theta_e) \approx 2I_{in} (\hat{\theta}_e - \theta_e)$, 将此误差信号经过龙贝格观测

器^[2],可得位置估计值,转速估计值由位置估计值微分得到.信号处理框图如图2所示.

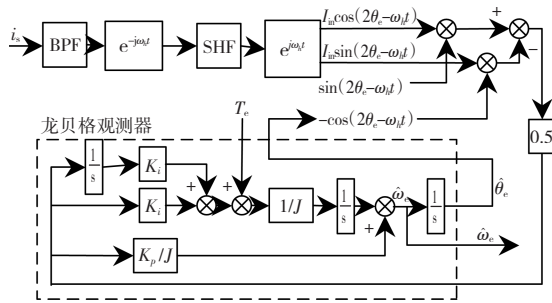


图2 信号处理框图

3 MRAS 的转速估计算法

上述高频电压信号注入的方法能够在大范围内估计 IPMSM 的转速信息,但其需要较多的坐标变换和数字滤波操作,算法复杂.模型参考自适应法因其算法较为简单、抗干扰性能较好、参数估计渐进收敛及拥有较高的稳态和动态精确度,在 PMSM 的中高速速度估计中得到广大学者和工程技术人员青睐^[3].

基于模型参考自适应的转速估计算法,将定子电流的数学模型作为状态观测器,利用 Popov 超稳定理论得出自适应律,组成一种速度自适应观测器,观测转速信号.其结构图如图3所示.

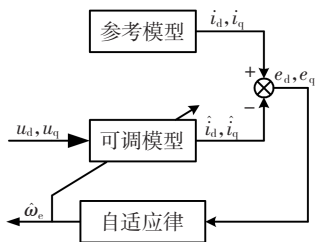


图3 基于 MRAS 的转速估计算法结构图

PMSM 在旋转坐标系下的定子电流模型为^[4]

$$\begin{bmatrix} di_d/dt \\ di_q/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_d & \omega_e L_q/L_d \\ -\omega_e L_d/L_q & -R_s/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d/L_d \\ u_q/L_q - \omega_e \psi_f/L_q \end{bmatrix} \quad (17)$$

由式(17)构造状态观测器

$$\begin{bmatrix} d\hat{i}_d/dt \\ d\hat{i}_q/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_d & \hat{\omega}_e L_q/L_d \\ -\hat{\omega}_e L_d/L_q & -R_s/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d/L_d \\ u_q/L_q - \hat{\omega}_e \psi_f/L_q \end{bmatrix} \quad (18)$$

由 Popov 超稳定理论,得转速自适应律为^[5]

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_e = & (K_i + K_p/p) [L_q/L_d] i_d \hat{i}_q - (L_d/L_q) i_q \hat{i}_d - \\ & (\psi_f/L_q) (i_q - \hat{i}_q) + \hat{i}_d \hat{i}_q (L_d/L_q - \\ & (L_q/L_d)) \end{aligned} \quad (19)$$

参考模型采用电机模型本身,经过 Clark 及 Park 变换获得的 i_d 和 i_q .

4 仿真与结果分析

为了比较上述基于旋转高频高压注入法及 MRAS 的速度估计算法在 IPMSM 直接转矩控制系统中估计转速能力,利用 simulink 设计三个仿真算例对 IPMSM 进行仿真研究,其中电机参数如表1所示.下述三个算例均设置采样时间为 10^{-6} s,电机负载转矩设置为恒定的 $5 \text{ N} \cdot \text{m}$,仿真时间 0.3 s.

表1 电机参数表

额定转矩 $T_{en}/(\text{N} \cdot \text{m})$	母线电压 V_{dc}/V	额定转速 $w_N/(\text{r/min})$	定子电阻 R_s/Ω	极对数 p
8	300	2 000	0.958 5	4
d 轴自感 L_d/mH	q 轴自感 L_q/mH	转动惯量 $J/(\text{g} \cdot \text{m}^2)$	转子磁链 Ψ_f/Wb	
5.25	7.88	0.632 9	0.182 7	

4.1 仿真及结果

4.1.1 仿真算例 1: 初始位置及初始转速估计仿真

一般在进行电机仿真的过程中,电机启动时初始位置为 0,而现实的电机启动中,电机位置并不一定为 0,为了仿真现实的电机运行情况并验证旋转高频电压注入法是否能够准确估计电机初始状态的转速及转子位置信号,在 simulink 中,可将电机的初始位置设置为 90° ,给定子电压注入 1 000 Hz 的高频电压信号,断开直接转矩控制的连接,加入上述高频信号处理模块,运行 simulink 程序,得到如图4及图5所示的初始速度和初始位置估计结果.

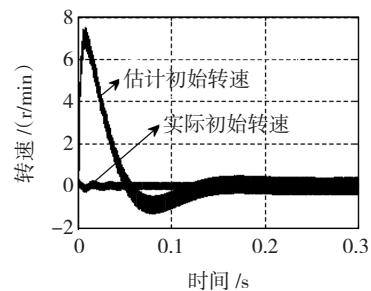


图4 初始速度估计结果

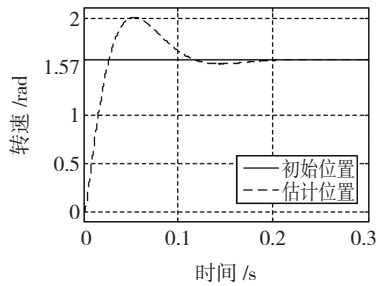


图5 初始位置估计结果

4.1.2 仿真算例2: 基于 MRAS 的转速估计仿真

在基于预期电压的直接转矩控制系统中,加入 MRAS 转速估计模块,文 [4] 已验证了 MRAS 转速估计算法在高速情况下具有较好的性能,本算例仅讨论电机运行在较低转速状态下的转速估计性能,故设置参考转速为 300 rpm; 运行 simulink 仿真模型,调节 MRAS 模块中的 PI 参数,得到如图 6 所示的转速跟随曲线及图 7 所示的转速误差曲线。

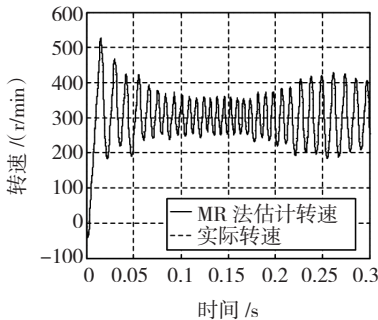


图6 MRAS 转速跟随曲线

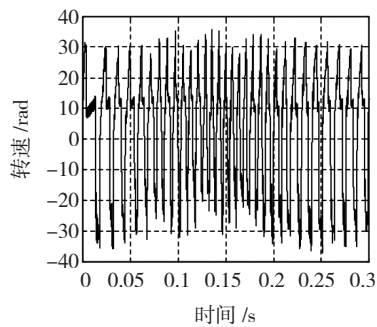


图7 MRAS 转速误差曲线

4.1.3 仿真算例3: 旋转高频电压注入法的转速估计仿真

在基于预期电压的直接转矩控制系统中,向电机定子端注入 1 000 Hz 的高频电压信号,并加入上述高频信号处理模块。设置参考转速为 300 rpm,运行 simulink 仿真模型,调节信号处理模块中的龙贝格观测器参数及电机 PI 调节器参数,得到如图 8 所示的转速跟随曲线及图 9 所示的转速误差曲线。

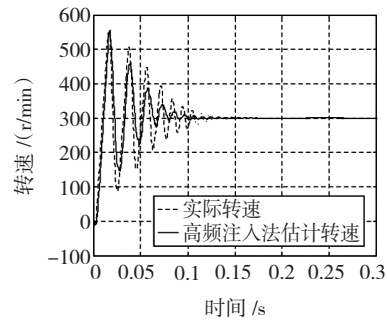


图8 RHFVI 转速跟随曲线

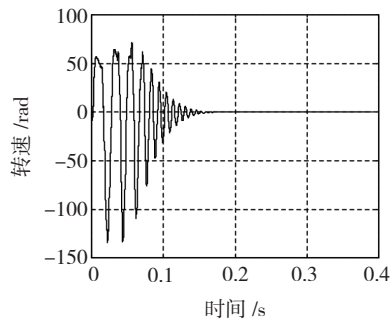


图9 RHFVI 转速误差曲线

4.2 算例分析

由算例 1 可知,基于旋转高频电压注入法的速度估计算法能够准确估计出电机的初始位置,因此该算法可作为控制 IPMSM 起动时的初始位置辨识算法,在工程实际中可不用强制将电机位置牵移到零位置进行起动。

由算例 2 可知,当电机处于低速运行的状态下,由于基于 MRAS 的速度估计算法无法非常准确地估计出 IPMSM 的实际转速信号,导致转速响应具有较大的震荡无法收敛于参考转速。但由于该算法计算量并不是很大,其动态估计性能相对较好。

由算例 3 可知,基于旋转高频电压注入法的速度估计值随着电机的运行能够收敛于 IPMSM 的实际转速; 对比误差曲线与转速跟随曲线,明显看出该算法的动态响应不佳,这是由于算法计算量较大控制周期较长造成的。

4.3 复合式转速估计方案

考虑是否可将基于旋转高频电压注入法(以下简称方法 1)与 MRAS 法(以下简称方法 2)相结合,让该算法不仅能够较好地估计 IPMSM 低速响应而且具有较好的动态跟随性能。加权的复合方法可实现两种速度不同速度估计算法的平滑切换,根据两种算法的适用范围,在低速范围内(本系统中,一般指参考转速小于 450 rpm 时)确定速度估计模块切换方案: 设峰值时间为 t_p , 当运行时间小于 t_p 采用方

法1;当运行时间在 t_p 到2.5倍的 t_p 之间时,两种方法同时工作(复合方法如式(19)及(20)所示);当草考转速大于450 rpm或运行时间大于2.5倍的 t_p 时,采用方法2进行速度估计.

$$\hat{\omega}_e = u_1 \hat{\omega}_{e1} + u_2 \hat{\omega}_{e2} \quad (19)$$

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= \lfloor 1.5t_p - (t - t_p) \rfloor / 1.5t_p \\ u_2 &= 1 - u_1 \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

式中: $\hat{\omega}_e$ 为估计转速; $\hat{\omega}_{e1}$ 及 $\hat{\omega}_{e2}$ 分别为利用方法1及方法2得出的转速估计值; u_1 、 u_2 分别为两种方法的权值; t 为电机运行的时间.图10及图11为利用该复合转速估计算法得到的结果图.

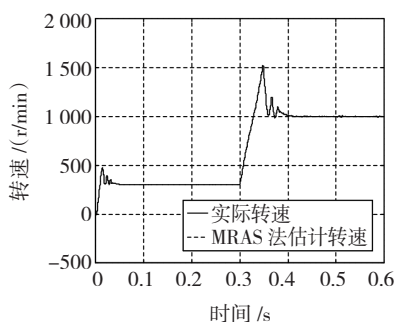


图10 改进算法转速跟随曲线

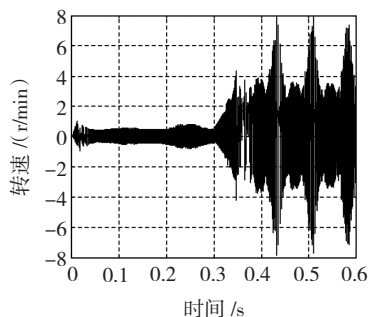


图11 改进算法转速误差曲线

由图10及图11可知,MRAS估计算法可在高速的情况下较好地估计电机转速信号,而在低速的情况下上述复合估计算法亦能较好地实现转速的估计.

5 物理实验验证

5.1 物理实验平台的搭建

5.1.1 硬件平台的搭建

系统物理实验所用IPMSM为所购买的内置式永磁同步电机,其具体参数如表1所示.直接转矩控制系统硬件平台主要由驱动电路(包括逆变电路)、信号检测电路、中央处理部分及实验电机组成.硬件

平台总体框图如图12所示.

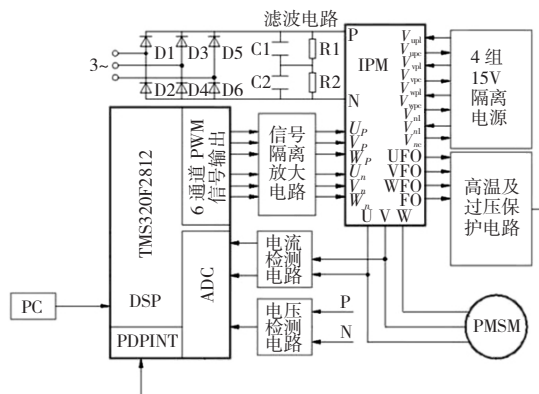


图12 硬件平台总体框图

三相交流电通过三相整流电路及滤波电路后输入智能功率模块(intelligent power module, IPM), IPM由4组隔离的15V电源功能(隔离电压达到1000V),同时IPM可产生高温及过压信号,该信号可通过调理电路输入数字信号处理器(digital signal processor, DSP)(采用TI公司的TMS320F2812)的PDPINT口以起到保护IPM的作用;IPM由DSP输出的6通道PWM信号控制,产生输送给IPMSM的三相电(A、B、C),平台可采集A、B相电流及母线电压数值输入到DSP模/数转换器(analog-to-digital converter, ADC)中,形成反馈电路.

5.1.2 软件设计

系统的软件总体构架如图13所示.

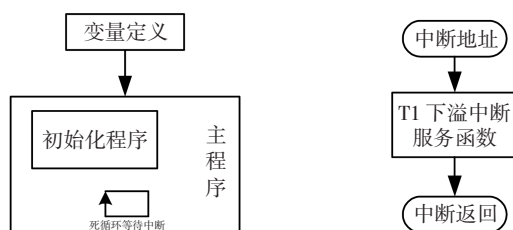


图13 IPMSM直接转矩控制系统的软件总体构架图

系统的软件部分主要由变量定义、初始化程序、主程序及一个T1下溢中断程序组成.主程序主要功能是初始化系统参数、初始化PIE中断控制器、初始化PIE中断向量表、调用其他初始化程序、开相应中断及死循环等待中断;初始化程序主要包括PWM初始化、ADC初始化,它们主要定义了各个引脚的功能、完成各种中断使能,并按照需要写相应的控制寄存器;T1下溢中断完成PMSM无速度传感器直接转矩控制策略的实现,是软件部分的核心,它的程序流程图如图14所示.

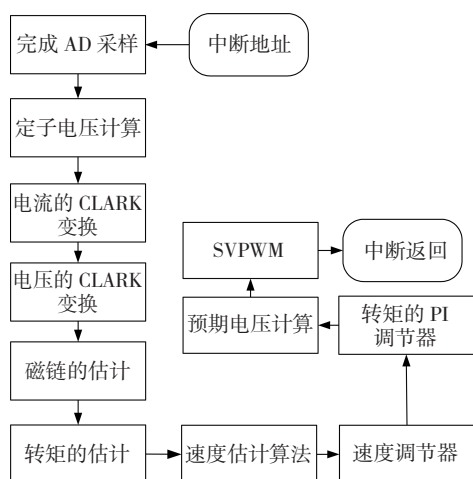


图 14 T1 下溢中断服务程序流程图

5.2 物理实验结果

实验过程中,设置参考转速为 2 000 rpm,速度估计算法分别采用 MRAS 法、旋转高频电压注入法及本文的复合式转速估计方法,其实验结果如图 15 至图 17(由 CCS 绘图得到)所示。

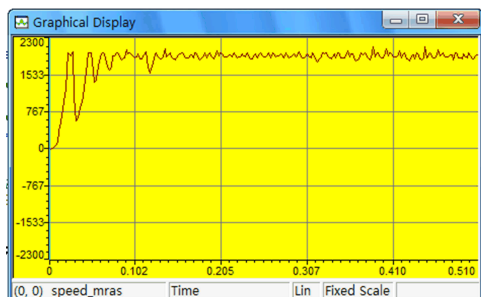


图 15 采用 MRAS 法的转速响应

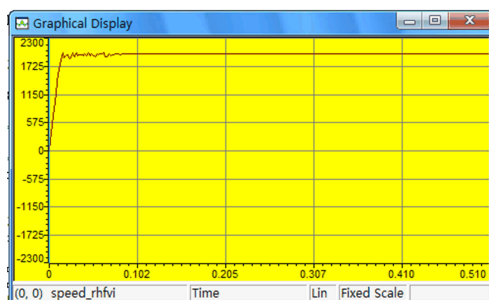


图 16 采用 RHFVI 的转速响应

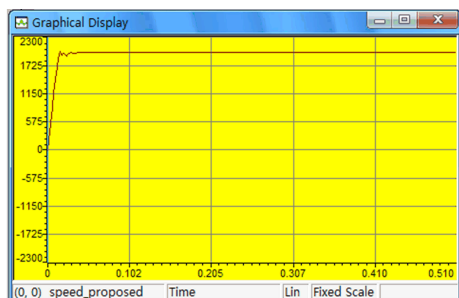


图 17 采用复合转速估计算法的转速响应

由图 15 可知,在 IPMSM 直接转矩控制中,采用 MRAS 法作为速度估计算法,其转速响应具有较大的震荡无法收敛于参考转速。由图 16 及图 17 可知,采用旋转高频电压注入法及本文所提出的复合式转速估计算法作为速度估计算法,其转速响应都能够在一定的时间后达到稳定状态,但采用旋转高频电压注入法,调节时间较长。本实验证明了所提出的复合式转速估计算法的有效性。

6 结 语

本文提出了 IPMSM 无速度传感器直接转矩控制系统复合式转速估计算法,它结合了旋转高频电压注入法及 MRAS 法在电机运行的不同时刻对电机转速进行估计,该算法不仅具有 IPMSM 初始位置检测功能,而且无论在高速还是低速都能够准确估计出电机转速,且转速动态跟随性能良好。同时,考虑机床、纺织机械等装置中的调速永磁电机有很大一部分时间运行在高速状态下,该复合式的 IPMSM 转速估计算法可在该领域进一步推广和应用。

参 考 文 献:

- [1] 王成元,夏加宽,孙宜标,等. 现代电机控制技术 [M]. 机械工业出版社,2009:10-11.
- [2] 陈荣. 永磁同步电机控制系统 [M]. 北京:中国水利水电出版社,2009:35-36.
- [3] 陈振,刘向东,戴亚平,等. 采用预期电压矢量调制的 PMSM 直接转矩控制 [J]. 电机与控制学报,2009,13(1):40-46.
- [4] 黄肇,袁旭龙,王晓芳. 基于 MRAS 和 SVPWM 永磁同步电动机无位置传感器控制 [J]. 微特电机,2011,1:54-57,66.
- [5] 廖军,张兴,杨淑英,等. 改进高频信号注入法的 IPMSM 转子位置检测研究 [J]. 合肥工业大学学报:自然科学版,2010,33(8):1161-1165.
- [6] 王高林,杨荣峰,于泳,等. 内置式永磁同步电机无位置传感器控制 [J]. 中国电机工程学报,2010,30(30):93-98.
- [7] 侯利民,张化光,刘秀翀,等. PMSM 无速度传感器最优转矩控制系统的研究 [J]. 仪器仪表学报,2009,30(4):706-710.
- [8] KOJABADI H. Madadi, GHRIPI M. MRAS-based Adaptive Speed Estimator in PMSM Drives [C] //Advanced Motion Control, 2006 9th IEEE International Workshop on:569-572.
- [9] GAHZANFAR Shahgholian, MOHAMMAD Hosain Rezaei, Afshin Eteasmi, et al. Simulation of Speed Sensor less Control of PMSM Based on DTC Method with MRAS [C] //IPEC, 2010 Conference Proceeding:40-45.
- [10] 林瑞全,黄韬,王春迎. 一种新型 GPC 算法及其在 PMSM 直接转矩控制中的实现 [J]. 哈尔滨理工大学学报,2011,16(5):65-71.

(编辑:付长纓)