

doi:10.6041/j.issn.1000-1298.2013.08.003

# 车用永磁同步电机位置传感器容错系统低速性能研究\*

吴志红<sup>1</sup> 王双全<sup>1</sup> 朱元<sup>2</sup>

(1. 同济大学汽车学院, 上海 201804; 2. 同济大学中德学院, 上海 200092)

**摘要:** 以脉振高频电压信号注入法无位置传感器控制技术为基础, 设计了永磁同步电机位置传感器容错控制系统。对高频电流信号和解调信号间存在相位延时的问题进行了分析, 指出该相位延时是逆变器延时、定子电阻延时和AD采样延时的共同作用。分析了互感和谐波电感对位置估计误差的影响, 提出相应的补偿方法。仿真和实验结果表明, 所设计的位置传感器容错控制系统跟踪精度高, 具有一定的抗扰动能力, 可以很好地进行零速和低速时的速度和位置估计。

**关键词:** 永磁同步电机 无位置传感器 相位延时 互感 估计误差

**中图分类号:** TM341 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-1298(2013)08-0013-08

## Position Sensor Fault-tolerant System Low-speed Performance of Permanent Magnet Synchronous Motor in Vehicle Application

Wu Zhihong<sup>1</sup> Wang Shuangquan<sup>1</sup> Zhu Yuan<sup>2</sup>

(1. School of Automotive Studies, Tongji University, Shanghai 201804, China

2. Chinese-German School for Postgraduate Studies, Tongji University, Shanghai 200092, China)

**Abstract:** Based on fluctuating high frequency voltage signal injection sensorless control method, position sensor fault-tolerant control system for permanent magnet synchronous motor (PMSM) was designed. The phase delay, which existed between high frequency current signal and demodulated signal, was analyzed. The phase delay was caused by the inverter, the stator resistance and AD sampling time. The effect of the mutual inductance and the harmonic inductance on position estimation error were analyzed. And a compensation method was proposed. Simulation and experiment results showed that the position sensor fault-tolerant control system had the advantage of high tracking accuracy and certain disturbance-rejecting ability. It had also a good speed and position estimation performance at zero and low speed.

**Key words:** Permanent magnet synchronous motor Sensorless Phase delay Mutual inductance Estimation error

### 引言

内置式永磁同步电机(Interior permanent magnet synchronous motor, IPMSM)抗去磁能力和弱磁能力强, 具有磁阻转矩, 已成为电动汽车中电机的主流选择之一<sup>[1~2]</sup>。为了实现高性能的闭环控制, IPMSM控制系统一般安装有位置传感器。但是车用IPMSM工作环境比较复杂、恶劣, 这大大降低了位

置传感器的可靠性, 一旦位置传感器发生故障整个系统无法运行。因此为了保障乘客的生命安全和道路通畅需要设计位置传感器容错控制系统。

位置传感器容错控制其实是使用无位置传感器控制技术进行方案设计, 但两者有所区别。主要差别在于位置传感器容错控制方案在系统设计时是带有位置传感器的, 因此在设计其无位置传感器方案时可以充分利用真实位置信号得到有用的信息。而

收稿日期: 2012-08-16 修回日期: 2012-09-05

\* 国家高技术研究发展计划(863计划)资助项目(2011AA11A290)

作者简介: 吴志红, 教授, 博士生导师, 主要从事混合动力汽车仿真与控制 and 车辆电子技术研究, E-mail: zhihong.wu@tongji.edu.cn

无位置传感器控制系统在系统设计和实现时可能都没有位置传感器,这在一定程度上增加了系统实现的难度。

目前适合零速和低速位置估计的方法比较单一,研究主要集中在高频信号注入法。美国威斯康星大学的 Lorenz 和 Corley 最早提出使用旋转电压高频信号注入法和旋转电流高频信号注入法进行位置估计<sup>[3~5]</sup>。随后韩国学者 Sul 提出了脉振高频电压信号注入法进行位置估计<sup>[6]</sup>。脉振高频电压信号注入法适用范围广、信号处理过程简单、产生的转矩脉动小,因此得到了广泛关注<sup>[7~9]</sup>。

本文基于脉振高频电压信号注入法设计零速和低速时的位置估计系统。在分析该方法工作原理的基础上,讨论其中高频电流信号和解调信号间存在相位延时的问题,并针对互感和谐波电感造成的位置估计误差进行分析和补偿。

## 1 脉振高频电压信号注入法位置估计原理分析

高频信号注入法的基本原理是通过在电机控制端注入一个高频电压(或电流)信号,利用电机内部固有的或者认为的不对称性使电机产生一个可检测的磁凸极,通过检测对应的高频电流(或电压)响应来获取转子的速度和位置信息。

转子磁场定向下以  $dq$  坐标系表示的电机模型为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p_n \omega_m L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p_n \omega_m L_d i_d + p_n \omega_m \psi_f \\ \omega_e = p_n \omega_m \end{cases} \quad (1)$$

式中  $u_d, u_q$ ——定子电压直、交轴分量  
 $i_d, i_q$ ——定子电流直、交轴分量  
 $L_d, L_q$ ——直、交轴电感,对面贴式永磁同步电动机有  $L_d = L_q = L_s$   
 $R_s$ ——定子电阻  $p_n$ ——电动机极对数  
 $\omega_m$ ——转子机械角速度  
 $\omega_e$ ——转子电角速度  
 $\psi_f$ ——转子永磁体产生的磁链

当注入的电压信号频率相对于电机基波频率足够高时,可以将电机模型等价成 R-L 模型,得到高频电压方程

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sh} + L_{dh}p & 0 \\ 0 & R_{sh} + L_{qh}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中  $u_{dh}, u_{qh}$ ——直、交轴高频电压分量  
 $i_{dh}, i_{qh}$ ——直、交轴高频电流分量

$L_{dh}, L_{qh}$ ——直、交轴高频电感

$R_{sh}$ ——高频电阻

$p$ ——微分算子,  $p = d/dt$

由于高频电阻压降相对于高频电感电压很小,因此分析时将其忽略,将式(2)简化为

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dh}p & 0 \\ 0 & L_{qh}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} \quad (3)$$

定义  $\Delta\theta = \theta - \hat{\theta}$ ,其中  $\theta$  为实际转子位置,  $\hat{\theta}$  为估计转子位置,  $\Delta\theta$  为转子位置的估计误差,则在估计  $\hat{d}, \hat{q}$  坐标系中,高频电压和电流信号的关系为

$$\begin{bmatrix} p\hat{i}_{dh} \\ p\hat{i}_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & -\sin\Delta\theta \\ \sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{dh}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{qh}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中  $\hat{u}_{dh}, \hat{u}_{qh}$ ——估计  $\hat{d}, \hat{q}$  轴坐标系下高频电压分量

$\hat{i}_{dh}, \hat{i}_{qh}$ ——估计  $\hat{d}, \hat{q}$  轴坐标系下高频电流分量

将式(4)化简为

$$\begin{bmatrix} p\hat{i}_{dh} \\ p\hat{i}_{qh} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{avg}^2 - L_{diff}^2} \begin{bmatrix} L_{avg} + L_{diff}\cos(2\Delta\theta) & L_{diff}\sin(2\Delta\theta) \\ L_{diff}\sin(2\Delta\theta) & L_{avg} - L_{diff}\cos(2\Delta\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中  $L_{avg} = \frac{L_{qh} + L_{dh}}{2}$   $L_{diff} = \frac{L_{qh} - L_{dh}}{2}$

脉振电压高频信号注入法通过在估计转子坐标系的  $\hat{d}$  轴注入脉振高频电压信号,其表达式为

$$\begin{cases} \hat{u}_{dh} = u_{dhf} \cos\omega_h t \\ \hat{u}_{qh} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

式中  $u_{dhf}$ ——注入高频电压的幅值

$\omega_h$ ——注入高频电压的角频率

由式(5)和式(6)产生的高频电流信号为

$$\begin{cases} \hat{i}_{dh} = \frac{u_{dhf} \sin\omega_h t}{\omega_h (L_{avg}^2 - L_{diff}^2)} (L_{avg} + L_{diff} \cos(2\Delta\theta)) \\ \hat{i}_{qh} = \frac{u_{dhf} \sin\omega_h t}{\omega_h (L_{avg}^2 - L_{diff}^2)} L_{diff} \sin(2\Delta\theta) \end{cases} \quad (7)$$

式(7)表明,在估计  $\hat{d}, \hat{q}$  轴坐标系中高频电流  $\hat{i}_{dh}, \hat{i}_{qh}$  都与转子位置的估计误差  $\Delta\theta$  有关。 $\hat{i}_{dh}$  不仅和半差电感  $L_{diff}$  有关,还与平均电感  $L_{avg}$  有关,即使转子位置的估计误差  $\Delta\theta$  为零,  $\hat{i}_{dh}$  也不为零。但  $\hat{q}$  轴的高频电流  $\hat{i}_{qh}$  仅与半差电感  $L_{diff}$  有关,如果转子位置的估计误差  $\Delta\theta$  为零,  $\hat{i}_{qh}$  就为零。因此,可以使

用  $\hat{i}_{qh}$  进行位置估计。

使用脉振高频电压信号注入法获取电机转子位置和转速信号的原理图如图1所示。

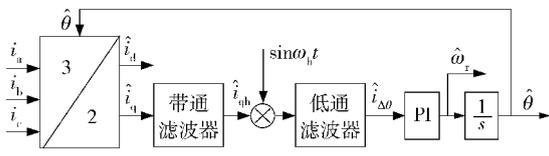


图1 转子位置和转速估计结构图

Fig. 1 Rotor position and speed estimation structure

通过坐标变换得到的电流  $\hat{i}_q$  不仅包含了基波成分,还含有丰富的谐波和噪声。因此为了得到高频信号  $\hat{i}_{qh}$  通常使用带通滤波器对  $\hat{i}_q$  进行滤波。文献[10]提出一种纯延时滤波算法,能够在注入较小幅值高频电压时通过滤波得到较大幅值的高频电流,同时不会对高频电流产生额外的相位滞后,取得了很好的滤波效果。本系统亦采用此纯延时滤波器进行滤波。

滤波后的高频信号  $\hat{i}_{qh}$  (不考虑幅值的放大)与解调信号  $\sin\omega_h t$  相乘后的结果为

$$\hat{i}_{qh} \sin\omega_h t = \frac{u_{dhf} L_{diff} \sin(2\Delta\theta)}{2\omega_h (L_{avg}^2 - L_{diff}^2)} (1 - \cos(2\omega_h t)) \quad (8)$$

式(8)表明,解调后会产生一项直流项和一项2次频率项,通过低通滤波器将2次频率项滤除,从而得到包含估计误差  $\Delta\theta$  的直流项为

$$i_{\Delta\theta} = \frac{u_{dhf} L_{diff}}{2\omega_h (L_{avg}^2 - L_{diff}^2)} \sin(2\Delta\theta) \quad (9)$$

式中  $i_{\Delta\theta}$ ——位置观测器输入信号

当估计误差  $\Delta\theta$  足够小时可以认为  $\sin(2\Delta\theta) \approx 2\Delta\theta$ ,将式(9)近似化为

$$i_{\Delta\theta} \approx \frac{u_{dhf} L_{diff}}{\omega_h (L_{avg}^2 - L_{diff}^2)} \Delta\theta \quad (10)$$

估计误差  $\Delta\theta$  与误差电流  $i_{\Delta\theta}$  呈正比,因此可以采用比例-积分(PI)控制器通过控制  $i_{\Delta\theta} \approx 0$  对转速和位置进行观测。转子极性检测方法目前主要基于磁链饱和效应<sup>[11]</sup>,本文不再进行展开讨论。

## 2 相位延时分析

文献[12]指出,传动系统可以看成是一个具有延时效果的传输通道。因此在高频电流  $\hat{i}_{qh}$  和解调信号  $\sin(\omega_h t)$  间存在相位延时。如果用不考虑相位延时的解调信号  $\sin(\omega_h t)$  进行解调,会使得误差电流  $i_{\Delta\theta}$  幅值变小,从而影响估计精度。文献[12]同时给出一种使用锁相环在线估计相位延时的方法,但系统的采样频率会对估计精度产生影响。

脉振高频电压以命令值的形式注入到  $\hat{d}$  轴,通过 SVPWM 调制后经过逆变器和 IPMSM 才能产生

三相电流,三相电流经采样、坐标变换和纯延时滤波后得到高频电流信号。

### 2.1 逆变器引起的相位延时分析

逆变器的数学模型较为复杂,目前有许多学者对其进行分析和建模。在设计电机控制系统时,三相逆变器可以被认为是一个零阶保持器<sup>[13]</sup>,其传递函数为

$$H(s) = \frac{1 - e^{-sT_{PWM}}}{s} \quad (11)$$

式中  $T_{PWM}$ ——逆变器工作周期

$s$ ——拉普拉斯算子

令  $s = j\omega$ ,得零阶保持器的频率特性为

$$H(j\omega) = T_{PWM} \frac{2 \sin \frac{\omega T_{PWM}}{2}}{\omega T_{PWM}} e^{-\frac{j\omega T_{PWM}}{2}} \quad (12)$$

由此可见,逆变器的使用相当于给系统增加一个延时时间为  $\frac{T_{PWM}}{2}$  的延时环节,即电压信号被延时了半个控制周期。

### 2.2 定子电阻造成的相位延时分析

式(2)的分析中,由于高频电阻压降相对于高频电感电压来说很小,为了简化分析将其忽略。但是由式(2)将电机模型简化为 R-L 模型可以看出,此时等效的电机模型可以看成是一阶惯性环节,因此,有必要分析定子电阻造成的相位延时。

将式(6)转换到  $dq$  轴坐标系得

$$\begin{cases} u_{dh} = u_{dhf} \cos\omega_h t \cos(\hat{\theta} - \theta) \\ u_{qh} = u_{dhf} \cos\omega_h t \sin(\hat{\theta} - \theta) \end{cases} \quad (13)$$

解式(2)和式(13)可得

$$\begin{cases} \hat{i}_{dh} = \frac{u_{dhf} \cos(\hat{\theta} - \theta)}{R_{sh}^2 + L_{dh}^2 \omega_h^2} (R_{sh} \cos\omega_h t + L_{dh} \omega_h \sin\omega_h t) \\ \hat{i}_{qh} = \frac{u_{dhf} \sin(\hat{\theta} - \theta)}{R_{sh}^2 + L_{qh}^2 \omega_h^2} (R_{sh} \cos\omega_h t + L_{qh} \omega_h \sin\omega_h t) \end{cases} \quad (14)$$

将式(14)变换至估计的  $\hat{d}, \hat{q}$  坐标系下

$$\begin{cases} \hat{i}_{dh} = \sqrt{(I_{q1} + I_{d1})^2 + (I_{q2} + I_{d2})^2} \sin(\omega_h t + \theta_d) + \\ \sqrt{(I_{q1} - I_{d1})^2 + (I_{q2} - I_{d2})^2} \sin(\omega_h t + \theta_q) \cos(2\Delta\theta) \\ \hat{i}_{qh} = \sqrt{(I_{q1} - I_{d1})^2 + (I_{q2} - I_{d2})^2} \sin(\omega_h t + \theta_q) \sin(2\Delta\theta) \end{cases} \quad (15)$$

$$\text{其中 } I_{d1} = \frac{1}{2} \frac{L_{dh} u_{dhf} \omega_h}{R_{sh}^2 + L_{dh}^2 \omega_h^2} \quad I_{d2} = \frac{1}{2} \frac{R_{sh} u_{dhf}}{R_{sh}^2 + L_{dh}^2 \omega_h^2}$$

$$I_{q1} = \frac{1}{2} \frac{L_{qh} u_{dhf} \omega_h}{R_{sh}^2 + L_{qh}^2 \omega_h^2} \quad I_{q2} = \frac{1}{2} \frac{R_{sh} u_{dhf}}{R_{sh}^2 + L_{qh}^2 \omega_h^2}$$

$$\tan\theta_d = \frac{I_{d2} + I_{q2}}{I_{d1} + I_{q1}} \quad \tan\theta_q = \frac{I_{d2} - I_{q2}}{I_{d1} - I_{q1}}$$

定子电阻的存在不仅使得高频电流  $\hat{i}_{qh}$  的幅值

有所降低,也使得其滞后于注入的高频电压信号的相位有所改变。对于本系统  $\theta_d \approx 0.9^\circ$ 、 $\theta_q \approx 1.7^\circ$ 。

### 2.3 AD 采样延时造成的相位延时分析

单片机进行电流采样时的模数转换过程不可避免的会引入延时,但因延时时间很短,所以一般将此延时忽略。但为了滤除噪声干扰,硬件中通常会存在 RC 滤波环节,因此要考虑其造成的相位延时。本系统 RC 滤波中  $R = 1 \text{ k}\Omega$ 、 $C = 1 \text{ nF}$ ,RC 滤波引入的相位滞后约为  $0.36^\circ$ 。

但是,AD 采样环节中最大的相位延时是计算过程造成的。在电机控制系统中,一般采取在控制周期的中点或起点进行电流采样。本系统采用起点采样。图 2 是本系统 AD 采样时刻示意图。

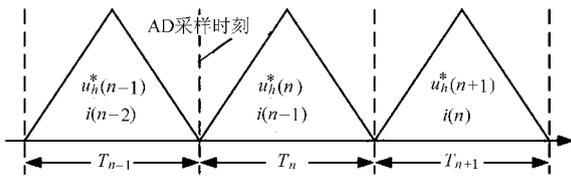


图 2 AD 采样时刻示意图

Fig. 2 AD sampling time diagram

图中,下标  $n$  表示当前周期; $n-1$  表示前一周期; $n+1$  表示后一周期。 $u_h^*(n)$  表示当前周期的高频电压命令。 $i(n)$  表示第  $n$  周期的电流采样值。

电机控制系统中, $T_n$  周期输出的电压控制命令(可视为一周内的均值,对应控制周期中点的电压),要在  $T_{n+1}$  周期内起作用。因此实际控制电压不可避免地产生一个控制周期的延时。本系统在控制周期的起点进行电流采样,本身滞后于中点对应的电流半个控制周期。因此,本系统控制周期中电流(采样值)滞后于电压命令 1.5 个控制周期。解调命令和电压命令同时产生,因此电流滞后于解调命令 1.5 个控制周期。

## 3 互感和谐波电感对位置估计误差的分析与补偿

在第 1 节建立电机数学模型时由于互感和谐波电感的值相对较小而将其忽略。但实验结果显示,互感和谐波电感的存在会造成脉振高频电压信号注入法位置估计误差。

### 3.1 理论分析

使用高频信号注入法时,包含互感和 6 次谐波电感(忽略更高次谐波电感)的电感矩阵方程为

$$L_h = \begin{bmatrix} L_{dh} + L_{d6} \cos(6\theta) & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qh} + L_{q6} \cos(6\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L'_{dh} & L'_{dq} \\ L'_{dq} & L'_{qh} \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中  $L_{d6}$ 、 $L_{q6}$ ——直轴和交轴 6 次谐波电感系数  
 $L_{dq}$ 、 $L_{qd}$ ——直轴和交轴互感, $L_{dq} = L_{qd}$   
 $L'_{dh}$ 、 $L'_{qh}$ ——等价的直轴和交轴自感  
 $L'_{dq}$ ——等价的互感

使用式(16)代替式(3)中的电感矩阵,可得注入脉振高频电压后产生的  $\hat{q}$  轴高频电流为

$$\hat{i}_{qh} = \frac{u_{dhf} (L'_{qh} - L'_{dh}) \sin(2\Delta\theta) - 2L'_{dq} \cos(2\Delta\theta)}{2\omega_h (L'_{dh}L'_{qh} - L'_{dq}{}^2)} \sin\omega_h t = \frac{u_{dhf} \sqrt{(2L'_{dq})^2 + (L'_{qh} - L'_{dh})^2} \sin(2\Delta\theta - \varphi_L)}{2\omega_h (L'_{dh}L'_{qh} - L'_{dq}{}^2)} \sin\omega_h t \quad (17)$$

式中  $\varphi_L$ ——互感和 6 次谐波电感引起的位置误差

$$\tan\varphi_L = \frac{2L'_{dq}}{L'_{qh} - L'_{dh}} \quad (18)$$

相应的误差电流  $i_{\Delta\theta}$  变为

$$i_{\Delta\theta} = \frac{u_{dhf} \sqrt{(2L'_{dq})^2 + (L'_{qh} - L'_{dh})^2}}{4\omega_h (L'_{dh}L'_{qh} - L'_{dq}{}^2)} \sin(2\Delta\theta - \varphi_L) \quad (19)$$

近似化的误差电流  $i_{\Delta\theta}$  为

$$i_{\Delta\theta} = \frac{u_{dhf} \sqrt{(2L'_{dq})^2 + (L'_{qh} - L'_{dh})^2}}{2\omega_h (L'_{dh}L'_{qh} - L'_{dq}{}^2)} \Delta\theta - \frac{u_{dhf} \sqrt{(2L'_{dq})^2 + (L'_{qh} - L'_{dh})^2}}{4\omega_h (L'_{dh}L'_{qh} - L'_{dq}{}^2)} \varphi_L = i_{\Delta\theta,B} \Delta\theta - i_{\Delta\theta,L} \quad (20)$$

由式(17)可以看出,高频谐波电感和互感并没有引起  $\hat{q}$  轴高频电流相位的改变。但与理想误差电流相比,式(20)指出  $i_{\Delta\theta,L}$  项的引入使得位置估计结果偏离真实值。脉振高频电压信号注入法的原理是控制  $i_{\Delta\theta} = 0$ ,因此稳态转子位置估计误差  $\Delta\theta$  为

$$\Delta\theta = \frac{i_{\Delta\theta,L}}{i_{\Delta\theta,B}} \quad (21)$$

文献[14]指出互感  $L_{dq} < 0$ ,对于 IPMSM 一般  $L'_{qh} > L'_{dh}$ ,因此稳态转子位置估计误差  $\Delta\theta < 0$ 。为了提高系统估计精度,需要对  $L'_{dq}$  引起的估计误差进行补偿。

### 3.2 补偿方法

由于  $i_{\Delta\theta,L}$  受到互感和 6 次谐波电感的影响,对其进行精确补偿需知互感  $L_{dq}$  和 6 次谐波电感  $L_6$  的瞬时值。对于一台已经成型的电机产品, $L_{dq}$  和  $L_6$  的测量非常复杂。为了辨识得到需要补偿的信号  $i_{\Delta\theta,L}$ ,最为简单理想的办法是在系统无故障时,在真实的位置上施加系统要求的脉振电压高频信号,由于  $\Delta\theta = 0$ ,故  $i_{\Delta\theta} = -i_{\Delta\theta,L}$  成立,这样可做到不更改系统机构。考虑参数的非线性变化,只需标定在不同电流下的  $i_{\Delta\theta,L}$  曲线即可。对于 6 次谐波电感引起的

波动可由 PI 调节器自身进行抑制。除此之外逆变器电源等也会不同程度的引入误差,通过此方法可以一起补偿。

### 4 仿真分析

为了验证上述脉振高频电压信号注入法原理的正确性,利用 Matlab 进行仿真验证。仿真所用的电机模型参数见表 1。本系统采用离散系统进行仿真,注入的高频电压信号频率 1 kHz,幅值 20 V。系统控制频率 16 kHz。

表 1 永磁同步电机参数  
Tab. 1 Parameters of a PMSM

参数	数值
额定功率 $P_N/\text{kW}$	20
额定电流 $I_N/\text{A}$	63
额定电压 $U_N/\text{V}$	200
额定转速 $n/\text{r}\cdot\text{min}^{-1}$	1910
极对数 $p$	4
定子电阻 $R/\Omega$	0.011 3
直轴电感 $L_d/\text{mH}$	0.175
交轴电感 $L_q/\text{mH}$	0.284
转子磁链 $\psi_f/\text{Wb}$	0.084 2

图 3 是系统在 20 r/min 时转速和位置估计的稳态仿真波形。由图可以看出,此时转速的估计误差基本上控制在  $\pm 5 \text{ r/min}$  以内,位置估计误差在  $\pm 3^\circ$  以内。转速和位置的估计精度都比较高,因此系统稳定运行,测量转速亦无波动。

图 4 是在 503 r/min 转速和位置估计的稳态仿

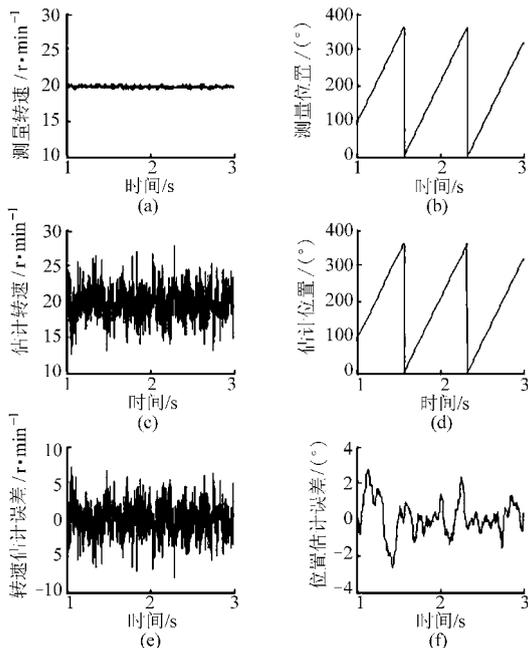


图 3 20 r/min 时系统估计性能仿真波形  
Fig. 3 Simulation waveforms at 20 r/min

真波形。由图可以看出,此时转速的估计误差基本上控制在  $\pm 10 \text{ r/min}$  以内,位置估计误差在  $\pm 4^\circ$  以内。较之低速时性能略有降低,不过跟踪性能依然满足要求。

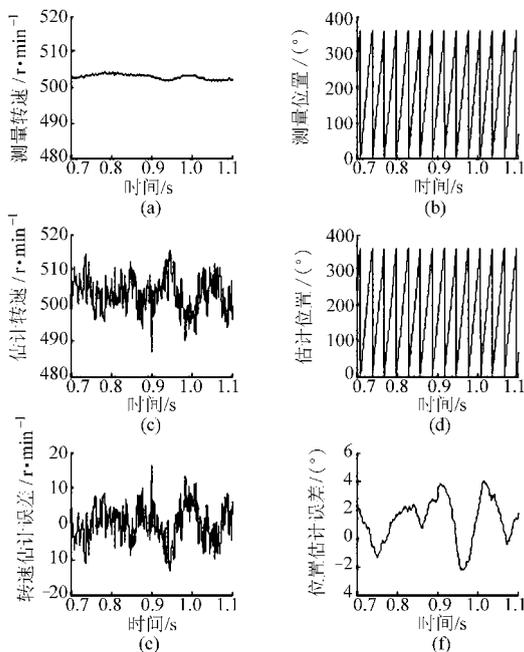


图 4 503 r/min 时系统估计性能仿真波形  
Fig. 4 Simulation waveforms at 503 r/min

根据脉振高频电压信号注入法的原理可知,只有产生位置估计误差  $\Delta\theta$  时,才会产生用于校正的电流信号  $i_{\Delta\theta}$ ,从而用于速度跟踪估计。但从式(9)可以看出,当位置估计误差  $\Delta\theta \geq 45^\circ$  时,系统有可能收敛到  $\theta + 180^\circ$ ,即系统容忍的最大位置估计误差为  $45^\circ$ 。图 5 为扭矩闭环下突加/突减负载时转速和位置估计的仿真波形。由图可以看出,在突加/突减负载时转速和位置的估计误差都会变大,但估计值仍然可以跟踪真实值,从而保证了系统的稳定运行。在转速稳定后,转速和位置的估计值会重新收敛至真实值。

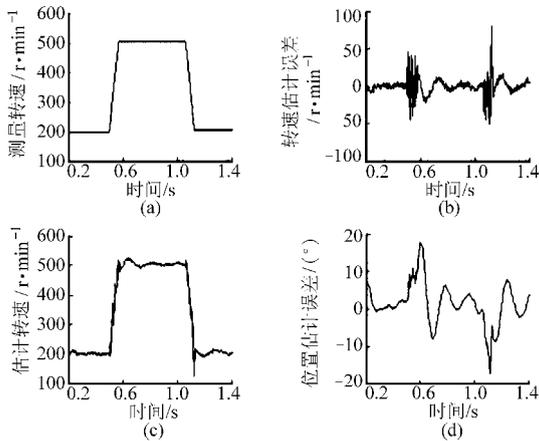


图 5 转速突变时系统估计性能仿真波形  
Fig. 5 Speed mutation simulation waveforms

## 5 实验结果

为了验证脉振电压高频注入法的实用性进行了台架验证。测试电动机参数同仿真模型参数。台架试验中注入的脉振高频信号频率仍然为 1 kHz, 控制频率保持 16 kHz。数据采集和上位机控制软件均使用 Vector 公司的 CAN 总线分析工具 CANalyzer。

为了验证相位延时问题分析的正确性, 通过 CAN 总线得到程序中使用的  $\hat{u}_{dh}$  和  $\hat{i}_{dh}$  (估计误差较小时,  $\hat{i}_{qh}$  很小不利于分析, 故使用  $\hat{i}_{dh}$  分析; 解调信号  $\sin\omega_h t$  和  $\hat{u}_{dh}$  同时产生, 故使用  $\hat{u}_{dh}$  分析)。图 6 是  $\hat{u}_{dh}$  与经过一次纯延时滤波后的  $\hat{i}_{dh}$  的波形。如之前所述, 纯延时滤波并不会引入相位延时。由图可见,  $\hat{u}_{dh}$  和  $\hat{i}_{dh}$  信号间并非理论上的  $90^\circ$  相位差。将数据点以拟合的方式得到  $\hat{i}_{dh}$  和解调信号  $\sin\omega_h t$  间相位误差约  $45.6^\circ$ 。使用之前理论分析的结果约  $46.3^\circ$ , 两者较为接近, 满足工程应用的精度要求。

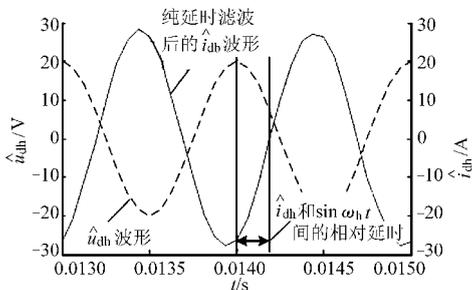


图 6  $\hat{u}_{dh}$  和  $\hat{i}_{dh}$  波形

Fig. 6  $\hat{u}_{dh}$  and  $\hat{i}_{dh}$  waveforms

图 7 是电机在极低速时的控制波形。由图 7a 可知, 此时电机转速约 20 r/min, 但转速波动较大。估计转速亦有较大波动, 由图 7e 可以看出, 此时估计的转速误差已经超过了  $\pm 10$  r/min。文献[15]认为, 这种转速脉动是由电机本身存在的极间磁场分布不对称引起的。但此时的位置估计精度并不会对正常的矢量控制系统造成太大影响。由图 7f 可见, 此时的位置估计已经达到了  $\pm 10^\circ$ , 但由于转速很低, 矢量控制系统对位置信号的要求没有高速时那么严格, 因此系统仍然可以稳定可靠地运行。

图 8 是电机运行在 533 r/min 时转速和位置的估计波形。由图 8c 可知, 此时脉振注入法估计出的电机转速也约为 533 r/min, 但脉振注入法的速度由 PI 环节估计得到, 较为平滑。图 8b 是转速的估计误差波形, 精度  $\pm 5$  r/min, 该系统转速估计精度较高。估计的转子位置由估计的转速积分得到, 图 8d 是转子位置的估计误差波形, 此时估计的转子位置超前真实转子位置约  $6^\circ$ 。这一现象也与 3.1 节的分析结果相一致。该系统转速和位置估计性能较好, 系统运行稳定。

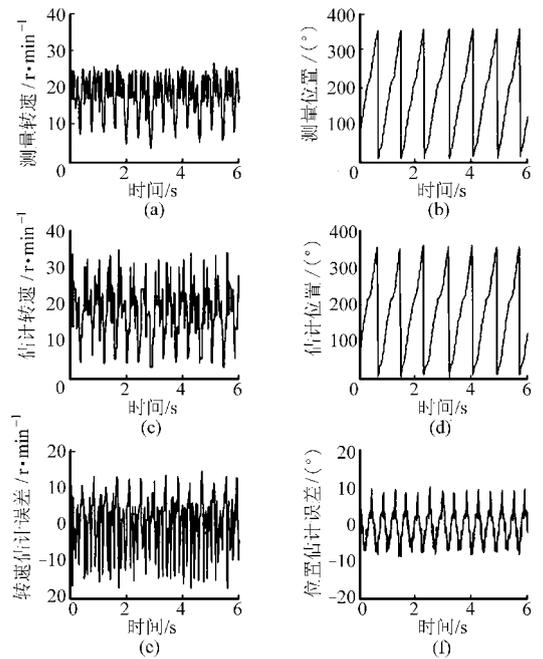


图 7 20 r/min 时系统估计性能实验波形

Fig. 7 Experiment waveforms at 20 r/min

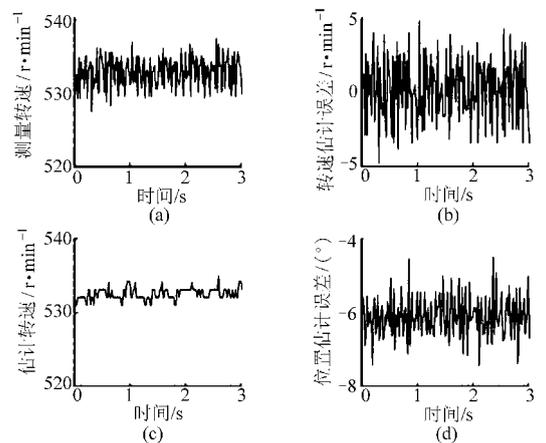


图 8 533 r/min 时系统估计性能实验波形

Fig. 8 Experiment waveforms at 533 r/min

图 9 是扭矩突变时的实验波形。图 9a 表明, 在扭矩命令发生突变时,  $q$  轴电流会产生相应的突变。同时, 系统真实扭矩会发生突变, 导致转速急剧变化。但由图 9b 和图 9c 可知, 估计的转速还是很好地跟随了真实的转速。图 9d 是扭矩突变实验的位置估计误差, 由图可知在扭矩突变的瞬间位置估计误差最大可达约  $40^\circ$ 。但是当转速稳定后位置估计误差会重新收敛至零附近。扭矩突变实验表明, 系统有一定的抗扰动能力, 在负载发生突变的时候亦可以实现系统稳定控制。

使用 3.2 节的方法对需要补偿的信号  $i_{\Delta\theta, L}$  进行辨识, 辨识出的  $i_{\Delta\theta, L}$  与  $i_q$  的关系曲线如图 10 所示。

图 11 是对互感和谐波电感引起的位置估计误差修正过后的实验曲线。为了对比实验结果, 电机转速同样在 530 r/min 左右。由图 11d 可以看出, 此

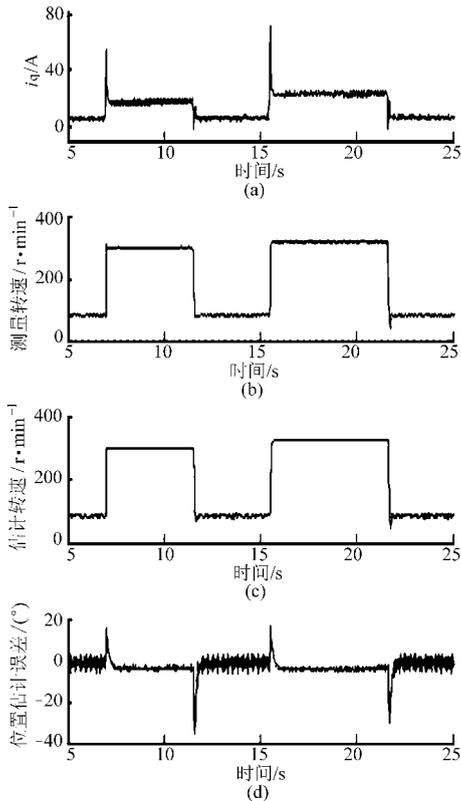


图 9 扭矩突变实验波形

Fig. 9 Torque mutation experiment waveforms

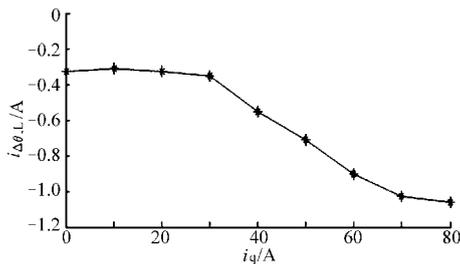


图 10  $i_{\Delta\theta,L}$  辨识结果

Fig. 10  $i_{\Delta\theta,L}$  identification result

时转子位置的估计误差在  $\pm 2^\circ$  以内,估计精度较高。对比图 11 和图 8 可以看出,使用本节提出的理论和方法进行补偿后,位置估计误差的负偏置基本被消除,从而提高了位置信号的估计精度。

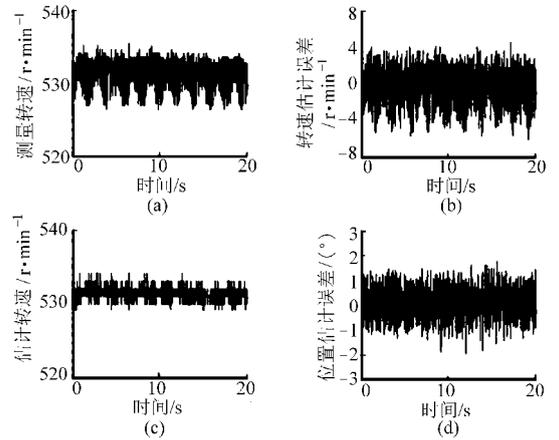


图 11 530 r/min 时对  $i_{\Delta\theta,L}$  补偿后的实验波形

Fig. 11 Experiment waveforms at 530 r/min with  $i_{\Delta\theta,L}$  compensation

## 6 结束语

在阐述脉振高频电压信号注入法位置估计原理的基础上,分析了高频电流信号和解调信号间存在相位延时的问题。指出该相位延时主要由逆变器、定子电阻和 AD 采样延时共同作用产生,其大小基本不会发生变化,无需在线估计。针对互感和谐波电感造成的位置估计偏差进行了理论分析,并进一步提出通过离线标定的方法对该位置误差项进行补偿。仿真和实验证明了所设计脉振高频电压信号注入法具有良好的转速和位置稳态估计精度和跟踪精度,对转速突变具有一定的抗扰动能力,适用于零速和低速时转速和位置估计。

## 参 考 文 献

- 李耀华,马建,刘晶郁,等. 电动汽车用永磁同步电机直接转矩控制电压矢量选择策略[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(4):43~49.  
Li Yaohua, Ma Jian, Liu Jingyu, et al. Voltage vector selection strategy of the DTC for PMSM used in electrical vehicle[J]. Electric Machines and Control, 2012, 16(4):43~49. (in Chinese)
- 宋舒,龚建国,林薇,等. 纯电动汽车用永磁同步电机空间矢量控制系统建模与仿真[J]. 武汉理工大学学报, 2012, 34(4):118~122.  
Song Shu, Gong Jianguo, Lin Wei, et al. Modeling and simulation of space vector control system for pure electric vehicle driven by permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Wuhan University of Technology, 2012, 34(4):118~122. (in Chinese)
- Jansen P L, Lorenz R D. Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(2):240~247.
- Corley M J, Lorenz R D. Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(4):784~789.
- Jansen P L, Corley M J, Lorenz R D. Flux, position, and velocity estimation in AC machines at zero and low speed via tracking of high frequency saliencies[J]. EPE Journal, 1999, 9(1~2):45~50.
- Jang J H, Sul S K, Ha J I, et al. Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(4):1 031~1 039.
- 刘毅,贺益康,秦峰,等. 基于转子凸极跟踪的无位置传感器永磁同步电机矢量控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2005,

- 25(17):121~126.
- Liu Yi, He Yikang, Qin Feng, et al. Investigation of rotor saliency-tracking based sensorless vector control drive for PMSM[J]. Proceedings of the CSEE, 2005,25(17):121~126. (in Chinese)
- 8 Nakashima S, Inagaki Y, Miki I. Sensorless initial rotor position estimation of surface permanent-magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000,36(6):1598~1603.
- 9 Jang J H, Ha J I, Ohto M, et al. Analysis of permanent-magnet machine for sensorless control based on high-frequency signal injection[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004,40(6):1595~1604.
- 10 张立红. 基于高频注入法的永磁同步电机无传感器控制系统研究[D]. 天津:天津大学,2008.  
Zhang Lihong. Investigation of sensorless control system for permanent magnet synchronous motor based on high frequency signal injection method[D]. Tianjin:Tianjin University, 2008. (in Chinese)
- 11 Jeong Y, Lorenz R D, Jahns T M, et al. Initial rotor position estimation of an interior permanent magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods[C]//IEMDC'03. IEEE International Electric Machines and Drives Conference,2003,2:1218~1223.
- 12 Parasiliti F, Petrella R, Tursini M. Sensorless speed control of salient rotor PM synchronous motor based on high frequency signal injection and Kalman filter[C]//Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics,2002,2:623~628.
- 13 韦克康,周明磊,郑琼林,等. 基于复矢量的异步电机电流环数字控制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(6):89~94.  
Wei Kekang, Zhou Minglei, Zheng Qionglin, et al. Discrete-time current controller for induction motors based on complex vector [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(6):89~94. (in Chinese)
- 14 刘家曦. 无传感器内嵌式永磁同步电机转子磁极位置检测技术研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2010.  
Liu Jiaxi. Research on IPMSM sensorless rotor position estimation [D]. Harbin:Harbin Institute of Technology, 2010. (in Chinese)
- 15 秦峰. 基于电力电子系统集成概念的 PMSM 无传感器控制研究[D]. 杭州:浙江大学,2006.  
Qin Feng. Investigation of sensorless control for PMSM based on the concept of power electronic system integration [D]. Hangzhou:Zhejiang University, 2006. (in Chinese)
- 16 吴志红,武四辈,朱元,等. 车用内置式永磁电动机转矩多参数统一控制方法[J]. 农业机械学报,2012,43(6):30~34.  
Wu Zhihong, Wu Sibe, Zhu Yuan, et al. Torque control method of multi-parameter integrated for IPMSM in vehicle [J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2012,43(6):30~34. (in Chinese)
- 17 吴志红,王双全,朱元,等. 车用永磁同步电动机电流环偏差解耦控制系统[J]. 农业机械学报,2011,42(12):18~24.  
Wu Zhihong, Wang Shuangquan, Zhu Yuan, et al. Current loop deviation decoupling control system of permanent magnet synchronous motor in vehicle application[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2011,42(12):18~24. (in Chinese)

~~~~~

(上接第 37 页)

- 11 何洪文,余晓江,孙逢春,等. 电动汽车电机驱动系统动力特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(6):136~140.  
He Hongwen, Yu Xiaojiang, Sun Fengchun, et al. Study on power performance of traction motor system for electric vehicle[J]. Proceedings of the CSEE, 2006,26(6):136~140. (in Chinese)
- 12 Wongun Kim, Kyongsu Yi, Jongseok Lee. Drive control algorithm for an independent in-wheel motor drive vehicle [J]. Journal of Mechanical Science and Technology, 2011, 25(6):1573~1581.
- 13 Moselev P T. The advanced lead—acid battery consortium—a worldwide cooperation brings rapid progress[J]. Journal of Power Sources,1999,80(1~2):1~6.
- 14 Han J, Kim D, Sunwoo M. State-of-charge estimation of lead-acid batteries using an adaptive extended Kalman filter [J]. Journal of Power Source, 2009, 188(2):606~612.
- 15 Wipke B, Cuddy M R, Burch S D. ADVISOR 2.1: a user friendly advanced powertrain simulation using a combined backward/forward approach[J]. Vehicular Technology, 1999,48(6):1751~1761.