

# 电动汽车用内置式永磁同步电动机精确转矩控制方法\*

朱元<sup>1</sup> 武四辈<sup>2</sup> 吴志红<sup>1</sup> 陆科<sup>1</sup>

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

**摘要:** 提出一种基于转矩观测器的电动汽车内置式永磁同步电动机精确转矩闭环控制方法。通过内置式永磁同步电动机数学模型的建立,分析了基于 Popov 超稳定理论的模型参考自适应参数辨识方法,为了提高系统的响应速度,提出和采用了极点配置法。研究了自适应模型控制参数对 MRAI 系统响应时间的影响,并进行了验证和理论分析。仿真和实验结果表明辨识出的永磁体磁通和定子电阻较为准确,转矩观测器可以根据辨识出的永磁体磁通对实际的转矩进行估算,以此和转矩命令值构成转矩闭环控制,从而在永磁体磁通发生变化时提高驱动系统的转矩控制精度,改善电动汽车驱动系统的性能。

**关键词:** 电动汽车 内置式永磁同步电动机 模型参考自适应辨识 极点配置 转矩闭环控制

**中图分类号:** U469.72; TM351 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-1298(2014)01-0008-06

## 引言

电动汽车要求驱动电动机在全部转矩范围内提供大而准确的转矩,能够实现低速恒转矩、高速恒功率运行,具有很高的功率密度和较宽的转矩范围,内置式永磁同步电动机(Interior permanent magnet synchronous motor, IPMSM)可以满足这些性能要求,因此在电动汽车上得到广泛采用<sup>[1]</sup>。

电动机的温度和磁场饱和等因素将导致永磁体的磁通密度变化。在混合动力汽车上,引起永磁体磁通密度变化的因素主要有:①受到发动机温度及周围环境温度变化容易引起电动机永磁体磁通密度变化。②磁场饱和造成永磁电动机电感参数变化,也造成永磁体磁通密度的下降。③弱磁运行容易引起永磁体退磁的不可逆,造成永磁体磁通密度下降。④永磁电动机本身具有一定的制造误差。⑤汽车的机械振动等因素也能引起永磁体的不可逆失磁。永磁体磁通的变化将导致电动机转矩控制精度下降,误差甚至能达到 20%,力矩控制的不足直接反映在相同的油门踏板角度时,整车的动力性严重下降。对于车用永磁同步电动机,在线估计其永磁体磁通对提升转矩控制精度,以及电动机安全高效运行都具有重要的意义<sup>[2]</sup>。

对车用电动机永磁体磁通和转矩,文献[3~4]提出了基于 Kalman 滤波器的负载转矩观测器,并且进行了仿真和台架试验,但是面装式电动机不适用

于电动汽车。文献[5]提出了基于无功功率的方法对永磁体磁通进行辨识,但是此方法误差较大。文献[6]研究了温度对永磁体磁通和转矩控制的影响,但是车用电动机无法直接测量电动机转子的温度。本文采用基于 Popov 超稳定理论的模型参考自适应方法对永磁体磁通进行辨识,这种方法与制造误差、环境变化、振动、磁场饱和等引起磁通变化的因素无关,在此基础上,可以估计出电动机的转矩值,从而和转矩命令形成一个闭环控制,实现电动机转矩的精确控制。

## 1 IPMSM 永磁体磁通参数在线辨识

由于在模型参考自适应辨识方法(MRAI)中,要用到电动机的输入和输出信号辨识出电动机的内部参数,因此就需要传感器检测到电动机的输入电压和输出电流、速度等<sup>[7-8]</sup>。但由于永磁同步电动机中没有安装电压传感器来实时检测相电压或线电压的变化,因此,该 MRAI 参数辨识方法所用到的输入电压  $u_d$ 、 $u_q$  分别是  $d$ 、 $q$  轴的命令电压。另外,由于在线辨识永磁体磁通的 MRAI 方法是在电动机正常运行状态下运行的,因此电动机很可能处于磁场饱和状态,导致直、交轴电感与初始设定的额定值有较大的差异,本文采用直接查询直、交轴电感表格<sup>[9]</sup>(由先期研究的高频电压注入法测得直、交轴电感参数随直、交轴电感电流变化的三维图)来得到各个电流状态下的电感值。接下来讨论基于

收稿日期: 2013-01-21 修回日期: 2013-03-19

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

作者简介: 朱元,副教授,主要从事汽车电子研究, E-mail: yuan.zhu@tongji.edu.cn

MRAI 方法的内置式永磁体磁通在线辨识。

基于 Popov 超稳定性理论来推导 MRAI 的自适应律可以分为 4 个主要步骤<sup>[10-11]</sup>。

### 1.1 MRAI 数学模型的构建

在同步旋转的  $d-q$  坐标系中,以  $d-q$  轴电流  $i_d, i_q$  为状态变量的 IPMSM 的状态方程为

$$p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \omega_e \\ -\frac{L_d}{L_q} \omega_e & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_e \psi_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中  $p$ ——微分算子  $R$ ——定子电阻  
 $L_d$ ——直轴电感  $L_q$ ——交轴电感  
 $\omega_e$ ——电角速度  $\psi_f$ ——永磁体磁通

根据式(1)可令永磁同步电动机的参考模型为

$$p\mathbf{i} = \mathbf{A}\mathbf{i} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{C} \quad (2)$$

$$\text{其中 } \mathbf{i} = [i_d \quad i_q]^T \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \omega_e \\ -\frac{L_d}{L_q} \omega_e & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_e \psi_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad \mathbf{u} = [u_d \quad u_q]^T$$

因为  $\omega_e$  和  $L_d, L_q$  都为已知量,则利用式(2)构建全阶电流观测器,于是有

$$p\hat{\mathbf{i}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{i}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \hat{\mathbf{C}} + \mathbf{K}(\hat{\mathbf{i}} - \mathbf{i}) \quad (3)$$

$$\text{其中 } \hat{\mathbf{i}} = [\hat{i}_d \quad \hat{i}_q]^T \quad \hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} -\frac{\hat{R}}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \omega_e \\ -\frac{L_d}{L_q} \omega_e & -\frac{\hat{R}}{L_q} \end{bmatrix}$$

$$\hat{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_e \hat{\psi}_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad \mathbf{K} = \begin{bmatrix} -k_1 & k_2 \\ -k_3 & -k_4 \end{bmatrix}$$

$\hat{\mathbf{i}}, \hat{\mathbf{A}}, \hat{\mathbf{C}}, \mathbf{K}$  为观测器的增益矩阵,在矩阵  $\hat{\mathbf{A}}$  和  $\hat{\mathbf{C}}$  中含有待估计参数  $\hat{R}$  和  $\hat{\psi}_f$ 。

为得到误差  $\mathbf{e}$ ,将式(2)与式(3)相减,得到误差的状态方程为

$$p\mathbf{e} = (\mathbf{A} + \mathbf{K})\mathbf{e} + \Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{i}} + \Delta\mathbf{C} \quad (4)$$

式中,  $\mathbf{e} = \mathbf{i} - \hat{\mathbf{i}}$  为广义状态误差矢量,  $\Delta\mathbf{A} = \mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}}$ ,  $\Delta\mathbf{C} = \mathbf{C} - \hat{\mathbf{C}}$ ,令  $\mathbf{w} = -(\Delta\mathbf{A}\hat{\mathbf{i}} + \Delta\mathbf{C})$ ,式(4)可写为

$$p\mathbf{e} = (\mathbf{A} + \mathbf{K})\mathbf{e} - \mathbf{w} \quad (5)$$

根据式(5)可以将 IPMSM 的 MRAI 参数辨识系统等效转化为由一个线性前向通道和一个非线性反

馈通道组成<sup>[11]</sup>,图1所示为标准的非线性时变反馈系统图,图中  $\mathbf{v}$  为误差矩阵,即非线性反馈通道的输入向量。

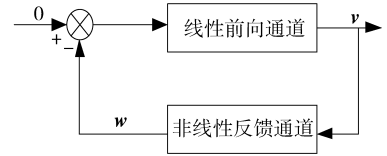


图1 标准非线性时变反馈系统

Fig.1 Standard nonlinear time-varying feedback system

馈通道构成的系统要满足渐进稳定的充要条件<sup>[10]</sup>。

### 1.2 线性前向通道严格正实条件的推导

图2为线性前向通道框图,增益矩阵  $\mathbf{K}$  是为了配置前向通道极点,提高辨识系统的动态性能而增设的,即尽快使误差矩阵  $(\mathbf{i} - \hat{\mathbf{i}})$  趋向于0。

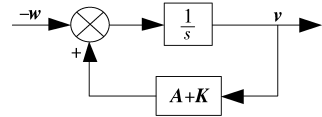


图2 线性前向通道示意图

Fig.2 Schematic of linear forward path

根据文献[10]中模型参考自适应理论,推导出满足前向通道严格正实的条件为

$$\begin{cases} k_1 > -\frac{R}{L_d} \\ k_4 > -\frac{R}{L_q} \\ k_1 = k_4 + \frac{R}{L_q} - \frac{\hat{R}}{L_d} \\ k_2 = k_3 + \left(\frac{L_d}{L_q} - \frac{L_q}{L_d}\right)\omega_e \end{cases} \quad (6)$$

### 1.3 参数辨识自适应律

在自适应调节过程中,为了使调节效果不致于随着状态广义误差  $\mathbf{e}$  趋向于0而消失,故采用比例积分形式来设计自适应律。借鉴文献[8]推导出可调参数  $\hat{R}, \hat{\psi}_f$  的自适应律辨识算法为

$$\hat{R} = -\int_0^t k_{IR} \left( \frac{\hat{i}_d e_d}{L_d} + \frac{\hat{i}_q e_q}{L_q} \right) d\tau - k_{PR} \left( \frac{\hat{i}_d e_d}{L_d} + \frac{\hat{i}_q e_q}{L_q} \right) + \hat{R}(0) \quad (7)$$

$$\hat{\psi}_f = -\int_0^t k_{I\psi} \left( \frac{e_q \omega_e}{L_q} \right) d\tau - k_{P\psi} \left( \frac{e_q \omega_e}{L_q} \right) + \hat{\psi}_f(0) \quad (8)$$

式中  $k_{PR}, k_{IR}$ ——估计参数  $\hat{R}$  的比例、积分系数  
 $k_{P\psi}, k_{I\psi}$ ——估计参数  $\hat{\psi}_f$  的比例、积分系数  
 $e_d, e_q$ ——直、交轴状态变量误差

基于 Popov 超稳定性理论的 MRAI 在线参数辨识方法的主要优点是稳定性好,且计算量较少,易于在

线实现;但是参数在线辨识的应用,不仅仅要求稳定性好,稳态辨识精度高,而且还要保证收敛的快速性。下面引入极点配置方法来提高 MRAI 系统响应的动态品质。

#### 1.4 前向通道极点配置方法

对于线性前向通道状态观测器,补偿项增益矩阵  $\mathbf{K}$  不仅保证了线性前向通道严格正实,还能够调节参考模型与可调模型输出之差收敛到零的速度,从而必然对自适应律的收敛速度产生影响,因此必须通过增益矩阵  $\mathbf{K}$  配置可调模型的极点分布,优化和调整 MRAI 系统的动态特性<sup>[12-13]</sup>。

在参考模型中,需要保证前向传递矩阵  $[\mathbf{sI} - \mathbf{A}]^{-1}$  严格正实。

$$\mathbf{sI} - \mathbf{A} = \begin{bmatrix} s + \frac{R}{L_d} & -\frac{L_q}{L_d}\omega_e \\ \frac{L_d}{L_q}\omega_e & s + \frac{R}{L_q} \end{bmatrix} = \left(s + \frac{R}{L_d}\right) \left(s + \frac{R}{L_q}\right) + \omega_e^2 = s^2 + \left(\frac{R}{L_d} + \frac{R}{L_q}\right)s + \frac{R^2}{L_d L_q} + \omega_e^2 \quad (9)$$

式中  $s$ ——拉式变换因子

$\mathbf{I}$ ——单位矩阵

同理,在自适应模型中,前向传递矩阵  $[\mathbf{sI} - (\mathbf{A} + \mathbf{K})]^{-1}$  也必须严格正实。

$$\mathbf{sI} - (\mathbf{A} + \mathbf{K}) = \begin{bmatrix} s + \left(\frac{R}{L_d} + k_1\right) & -\left(\frac{L_q}{L_d}\omega_e + k_2\right) \\ \frac{L_d}{L_q}\omega_e + k_3 & s + \left(\frac{R}{L_q} + k_4\right) \end{bmatrix} = s^2 + \left(\frac{R}{L_d} + k_1 + \frac{R}{L_q} + k_4\right)s + \left(\frac{R}{L_d} + k_1\right)\left(\frac{R}{L_q} + k_4\right) + \left(\frac{L_q}{L_d}\omega_e + k_2\right)\left(\frac{L_d}{L_q}\omega_e + k_3\right) \quad (10)$$

为了得到良好的系统响应和辨识收敛速度,可调模型的闭环观测器的极点实部位置配置在  $m$  ( $m \geq 1$ ) 倍的参考模型的极点实部位置,且两个极点分别在  $135^\circ$  和  $225^\circ$  两条射线上,所以有

$$\begin{cases} \frac{R}{L_d} + k_1 + \frac{R}{L_q} + k_4 = m \left(\frac{R}{L_d} + \frac{R}{L_q}\right) \\ \left(\frac{R}{L_d} + k_1\right)\left(\frac{R}{L_q} + k_4\right) + \left(\frac{L_q}{L_d}\omega_e + k_2\right)\left(\frac{L_d}{L_q}\omega_e + k_3\right) = \frac{1}{2} \left(\frac{R}{L_d} + k_1 + \frac{R}{L_q} + k_4\right)^2 \end{cases} \quad (11)$$

此时,结合线性前向通道严格正实的条件式(6),则有

$$\begin{cases} k_1 = \frac{m-2}{2} \frac{R}{L_d} + \frac{m}{2} \frac{R}{L_q} \\ k_2 = \sqrt{\frac{m^2}{2} \frac{R^2}{L_d L_q} + \frac{m^2+m}{4} \left(\frac{R^2}{L_d^2} + \frac{R^2}{L_q^2}\right)} - \frac{L_q}{L_d} \omega_e \\ k_3 = \sqrt{\frac{m^2}{2} \frac{R^2}{L_d L_q} + \frac{m^2+m}{4} \left(\frac{R^2}{L_d^2} + \frac{R^2}{L_q^2}\right)} - \frac{L_d}{L_q} \omega_e \\ k_4 = \frac{m-2}{2} \frac{R}{L_q} + \frac{m}{2} \frac{R}{L_d} \end{cases} \quad (12)$$

在电动机参数辨识系统中,如果参数  $m$  选择越大,则系统频带就越宽,降低了对噪声的抑制能力,系统波动越大,辨识参数达到稳定的时间也会增长,甚至可能导致系统不稳定;如果  $m$  选择过小,虽然传感器的噪声可以得到有效抑制,但这样自适应辨识系统的带宽下降使动态响应变慢<sup>[14]</sup>。所以综合考虑系统响应速度和整个系统的稳定性,建议  $m$  选择 2~4。

## 2 非线性参数辨识仿真

在参数的自适应辨识过程中,不同的自适应律控制参数对辨识系统有较大的影响,图3、图4是在3组不同自适应律控制参数下,分别对定子电阻和永磁体磁通的辨识结果。定子电阻真实值为  $0.02 \Omega$ ,永磁体磁通的真实值为  $0.084 \text{ Wb}$ ,假设  $0.1 \text{ s}$  后永

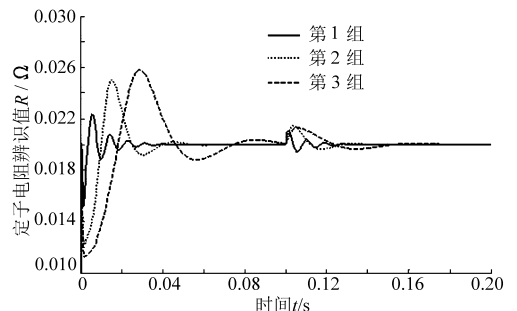


图3 不同自适应律控制参数的电阻辨识结果

Fig. 3 Resistance identification of different adaptive parameters

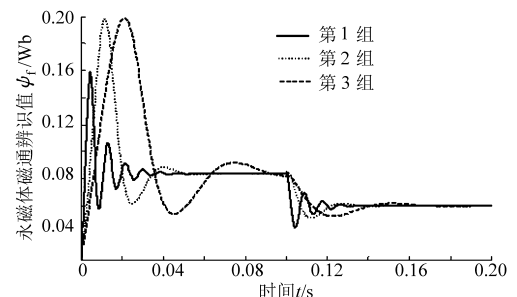


图4 不同自适应律控制参数的永磁体磁通辨识结果

Fig. 4 Permanent magnet flux identification of different adaptive parameters



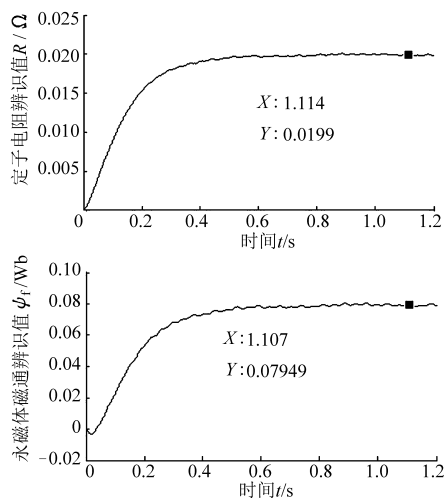


图7  $T_c^* = 80 \text{ N}\cdot\text{m}$  时 MRAI 的实验辨识结果

Fig. 7 MRAI's identification results when  $T_c^* = 80 \text{ N}\cdot\text{m}$

转矩传感器检测到的实际转矩为  $39.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ , 误差由  $8.75\%$  降为  $1.25\%$ , 提高了驱动系统的转矩精度。

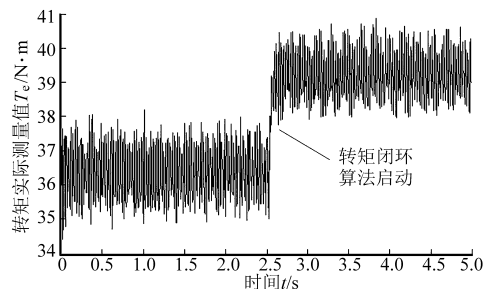


图8 转矩闭环控制实验结果

Fig. 8 Experiment result of closed-loop torque control

## 5 结束语

推导和分析了基于 Popov 超稳定理论的 IPMSM 电动机模型参考自适应辨识方法, 对 IPMSM 的永磁体磁通值进行了实时辨识, 并采用极点配置法提高了系统的响应速度, 提出并实现了一种基于永磁体磁通辨识的转矩闭环控制策略。实验结果表明该转矩闭环控制方法可以提高车用 IPMSM 电动机的转矩控制精度。

## 参 考 文 献

- 1 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)
- 2 肖曦, 张猛, 李永东. 永磁同步电机永磁体状况在线监测[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(24): 43~47.  
Xiao Xi, Zhang Meng, Li Yongdong. On-line estimation of permanent-magnet flux linkage ripple for PMSM[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(24): 43~47. (in Chinese)
- 3 郑泽东, 李永东, Fadel Maurice, 等. 基于扩展 Kalman 滤波器的 PMSM 高性能控制系统[J]. 电工技术学报, 2007, 22(10): 18~29.  
Zheng Zedong, Li Yongdong, Fadel Maurice, et al. High performance PMSM control system based on extended Kalman filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(10): 18~29. (in Chinese)
- 4 郑泽东, 李永东, 肖曦, 等. 永磁同步电机负载转矩观测器[J]. 电工技术学报, 2010, 25(2): 30~36.  
Zheng Zedong, Li Yongdong, Xiao Xi, et al. Load torque observer of permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(2): 30~36. (in Chinese)
- 5 Wu Sibe, Wu Zhihong, Zhu Yuan. Precise torque control method of hybrid electric vehicle considering variation of flux[C]//IEIT Proceedings, 2011, 1: 298~302.
- 6 Kim Y, Sul S. Torque control strategy of an IPMSM considering the flux variation of the permanent magnet [C]//2007 IEEE Industry Applications Conference-42nd IAS Annual Meeting, New Orleans, LA, USA, 2007: 1301~1307.
- 7 Elbuluk M, Liu T, Husain I. Neural network-based model reference adaptive systems for high performance motor drives and motion controls [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(3): 879~886.
- 8 Boileau T, Nahid-Mobarakeh B, Meibody-Tabar F. On-line identification of PMSM parameters: Model-reference vs EKF [C]. 2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS'08, Edmonton, AB, Canada, 2008.
- 9 武四辈, 吴志红, 朱元. 车用内置式永磁同步电机电感参数辨识方法[J]. 农业机械学报, 2013, 44(8): 27~32.  
Wu Sibe, Wu Zhihong, Zhu Yuan. Identification for inductance parameters of IPMSM in vehicle[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2013, 44(8): 27~32. (in Chinese)
- 10 王成元, 夏加宽, 杨俊友, 等. 电机现代控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- 11 安群涛, 孙力, 赵克. 一种永磁同步电动机参数的自适应在线辨识方法[J]. 电工技术学报, 2008, 23(6): 31~36.  
An Quntao, Sun Li, Zhao Ke. An adaptive on-line identification method for the parameters of permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(6): 31~36. (in Chinese)
- 12 郭其一, 周桂法, 尚敬, 等. 异步电动机速度辨识中极点配置和参数辨识[J]. 同济大学学报: 自然科学版, 2010, 38(11): 1664~1668.  
Guo Qiyi, Zhou Guifa, Shang Jing, et al. Parameters tuning and poles designation for sensorless induction motor drive[J]. Journal of Tongji University: Natural Science, 2010, 38(11): 1664~1668. (in Chinese)
- 13 宋文祥, 姚钢, 周文生, 等. 异步电机全阶状态观测器极点配置方法[J]. 电机与控制应用, 2008, 35(9): 6~10.

- Song Wenxiang, Yao Gang, Zhou Wensheng, et al. Pole arrangement method of full-order state observer for asynchronous motor [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2008,35(9):6~10. (in Chinese)
- 14 胡寿松. 自动控制原理[M]. 北京:科学出版社,2007.
- 15 周华伟, 温旭辉, 赵峰, 等. 一种新颖的电压源逆变器自适应死区补偿策略[J]. *中国电机工程学报*, 2011,31(24):26~32. Zhou Huawei, Wen Xuhui, Zhao Feng, et al. A novel adaptive dead-time compensation strategy for VSI [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2011,31(24):26~32. (in Chinese)
- 16 杨立永, 陈智刚, 陈为奇, 等. 逆变器输出电压模型及新型死区补偿方法[J]. *电工技术学报*, 2012,27(1):182~187. Yang Liyong, Chen Zhigang, Chen Weiqi, et al. Output voltage model of VSI-inverter and a novel dead-time compensation method[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2012,27(1):182~187. (in Chinese)

## Precise Torque Control Method of IPMSM in Vehicle

Zhu Yuan<sup>1</sup> Wu Sibe<sup>2</sup> Wu Zhihong<sup>1</sup> Lu Ke<sup>1</sup>

(1. *Sino-German College, Tongji University, Shanghai 201804, China*

2. *College of Automotive Studies, Tongji University, Shanghai 201804, China*)

**Abstract:** A precise torque closed-loop control method based on torque estimator for interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) was presented to improve the torque precision. MRAI (Model Reference Adaptive Identification) method of the IPMSM, which is based on the theory of Popov stability, was derived and analyzed. In order to improve the response speed of the system, the method of pole placement is was proposed and adopted. The effect of the adaptive model's control parameters on MRAI's system response speed was researched. The validation and theoretical analysis were carried out in this study. The simulation and experimental results show that the permanent magnet flux and the stator resistance could be identified accurately; the actual torque can be estimated by torque observer according to the result of parameter identification. So base on this and the torque command, the torque closed-loop control system was built the torque command. Therefore, the torque control precision of the driving system could be improved even the permanent magnet flux is changed, at the same time, the driving performance of EV is fulfilled and guaranteed.

**Key words:** Electric vehicles IPMSM MRAI Pole placement Torque closed-loop control