

# 转子时间常数在线校正的感应电机 转速观测\*

车海军, 李晓宁, 霍丽娇, 武炳林

(燕山大学 工业计算机控制工程河北省重点实验室, 河北 秦皇岛 066004)

**摘要:** 基于磁链的模型参考自适应算法中, 转子时间常数失准会影响电流模型精度。建立了消除耦合关系的可同时辨识转速和转子时间常数的模型。针对纯积分环节造成的电压模型磁链失准问题, 采用了包含两个神经元自适应滤波器的积分器代替传统积分器, 消除了直流漂移和积分初始条件的影响。仿真结果表明: 设计的模型参考自适应转速观测系统不受转子时间常数变化和直流漂移的影响, 系统动态性能良好。最后在 DSP 电机控制试验平台上进行试验, 验证了该方法的有效性和高性能。

**关键词:** 感应电机; 转速观测; 转子时间常数; 神经元自适应滤波器; 模型参考自适应

**中图分类号:** TM 346 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)01-0101-07

## Speed Measurement of Induction Motor Based on On-Line Correction of Rotor Time Constant\*

CHE Haijun, LI Xiaoning, HUO Lijiao, WU Binglin

(Key Lab of Industrial Computer Control Engineering of Hebei Province, Yanshan University,  
Qinhuangdao 066004, China)

**Abstract:** In view of the problem that the current model of the model reference adaptive asynchronous motor based on flux linkage was influenced by the rotor time constant and the voltage model contained the pure integral link, a model that could identify the rotational speed and the rotor time constant at the same time was established, which improved the accuracy of the current model. The integrator containing two neuron adaptive filters was used to replace the integrator of the traditional voltage model, which eliminated the influence of the DC drift and the initial integration conditions. The simulation results showed that the proposed model reference adaptive system was not affected by the change of the rotor time constant and the DC drift, and the dynamic performance of the system was good. Finally, experiments were carried out on the DSP motor control experimental platform to verify the effectiveness and high performance of this method.

**Key words:** induction motor; speed observation; rotor time constant; neuron adaptive filter; model reference adaptive

## 0 引言

异步电机矢量控制系统需要精准的反馈速度, 而速度编码器存在价格昂贵、维修不便、容易

被工业环境干扰等缺点<sup>[1-2]</sup>。异步电机的无速度传感器磁场定向控制提高了电机的机械鲁棒性, 降低了电机成本, 是当今无速度传感器控制策略广泛流行的原因。基于磁链的模型参考自适应系

\* 基金项目: 国家自然科学基金委员会与宝钢集团有限公司联合项目(U1260203); 河北省高等学校创新团队领军人才培养计划项目(LJRC013)

作者简介: 车海军(1974—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为多目标优化、交流电机智能控制。

李晓宁(1995—), 男, 硕士研究生, 研究方向为交流电机智能控制。

武炳林(1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为交流电机智能控制。

统(MRAS)速度辨识算法,因其动态转速观测性能准确、算法复杂度低,已成为无速度传感器控制领域的研究热点<sup>[3-11]</sup>。

基于磁链的模型参考自适应转速观测方法中,转子时间常数失准严重影响了电流模型估计的转子磁链精度。文献[12]指出当实际转子时间常数为估计值的2倍时,实际磁链值为估计磁链值的1.7倍,当实际转子时间常数为估计值的0.3倍时,实际磁链值为估计磁链值的0.6倍,导致速度观测的精度降低。文献[13]提出MRAS和最小二乘法结合的转子电阻辨识方法,转子电阻估计准确但是未考虑转速对其辨识效果的影响。文献[14]指出电压模型受纯积分的影响严重,磁链值甚至随时间变化会发散。文献[15]提出通过带通滤波器估计定子磁链,消除直流偏置的影响,给出了幅值和相位的误差补偿方法,但是不能完全消除积分饱和的问题。文献[16]研究发现低通滤波器取代纯积分器的方法引入了定子磁链的幅值和相位误差,降低了磁链观测精度与系统的动、静态性能。

针对上述问题,本文建立了可同时辨识转速和转子时间常数的MRAS转速观测器。以静止坐标系下的电压模型作为参考模型,以静止坐标系下的电流模型作为可调模型估计转速;以静止坐标系下的电压模型进一步计算得到磁链幅值作为参考模型,以旋转坐标系下的电流模型作为可调模型辨识转子时间常数。该方法消除了目前转速和转子时间常数同时辨识存在耦合性的问题。对于AD传感器采样得到的电压信号通常含有直流分量的问题,设计了神经网络积分器代替传统积分器,消除了直流偏置和积分初始条件对电压模型的影响。通过仿真和DSP电机控制试验箱,试验验证了所提模型和神经网络积分器的可行性。

### 1 MRAS 控制系统

MRAS控制系统包括3个部分:参考模型、可调模型和自适应机构。MRAS的原理是根据参考模型和可调模型的输出误差通过自适应结构不断调整可调模型的参数,使参考模型和可调模型的输出误差为零,观测器估计的转速近似于电机的实际转速,达到转速观测的目的<sup>[17]</sup>。

#### 1.1 基于磁链的MRAS转速观测

基于磁链的MRAS系统的参考模型由静止坐标系下的电压模型表示,可调模型由静止坐标系下的电流模型表示,2个模型的输出作为误差信号,通过自适应律产生合适的转子转速估计。理论上当2个模型的输出值相等时误差为零,此时2个模型完全等效,估计参数和实际参数相等,否则就通过自适应机构不断调整,一直到所允许的误差范围内。

经典转子磁通MRAS速度观测器的结构如图1所示。

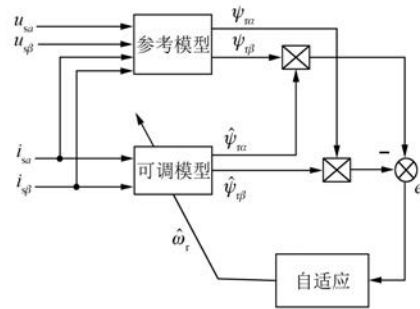


图1 MRAS转速观测原理图

两相静止坐标系下电压模型作为参考模型:

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left[ \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \sigma L_s i_{s\alpha} \right] \\ \psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left[ \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \sigma L_s i_{s\beta} \right] \\ \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \end{cases} \quad (1)$$

两相静止坐标系下电流模型作为可调模型:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{r\alpha} - \hat{\omega}_r \hat{\psi}_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} \\ \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{r\beta} + \hat{\omega}_r \hat{\psi}_{r\alpha} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} \\ T_r = L_r / R_r \end{cases} \quad (2)$$

式中:上标 $\hat{\quad}$ ——估计参数;

$u_{s\alpha}$ —— $\alpha$ 轴定子电压;

$i_{s\alpha}$ —— $\alpha$ 轴定子电流;

$u_{s\beta}$ —— $\beta$ 轴定子电压;

$i_{s\beta}$ —— $\beta$ 轴定子电流;

$R_s$ ——定子电阻;

$R_r$ ——转子电阻;

- $L_s$ ——定子电感;
- $L_r$ ——转子电感;
- $L_m$ ——定转子互感;
- $\psi_{r\alpha}$ —— $\alpha$  轴转子磁链;
- $\psi_{r\beta}$ —— $\beta$  轴转子磁链;
- $\hat{\omega}_r$ ——电机估计转速。

根据文献[12],定义参考模型和可调模型输出误差为  $e$ , 误差信号选为

$$e_1 = \hat{\psi}_{r\alpha}\psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta}\psi_{r\alpha} \quad (3)$$

转速估计式为

$$\hat{\omega}_r = (K_p + K_i/s)(\hat{\psi}_{r\alpha}\psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta}\psi_{r\alpha}) \quad (4)$$

### 1.2 MRAS 转子时间常数辨识

文献[18]提出转子电阻和转速同时估计存在耦合的现象。目前的多数方法都是以电流可调模型同时辨识电阻和转速,就增加了自适应律选取的难度,并且影响估计精度。

以旋转坐标系下的电流模型为可调模型,对静止坐标系下的电压模型加以改进得到转子电阻估计的参考模型,完全消除了转速对转子电阻的影响,提升了转子电阻的辨识效果,进而提升转速的辨识精度。

由文献[12]可知:

$$\hat{R}_r = -p\hat{\psi}_r^T \psi_r / \hat{i}_r \hat{\psi}_r \quad (5)$$

由式(5)可看出转子电阻在稳定状态下不可估计,因为如果  $\psi_r$  是常数,此时  $p\hat{\psi}_r^T$  为零,并且由于此时  $\hat{i}_r$  和  $\hat{\psi}_r$  正交,该方程分母为零。给  $\alpha\beta$  轴电压模型合成计算得到的磁链幅值加入一个高频幅值小的正弦量,可调模型使用  $mt$  轴的电流模型计算磁链幅值。

由式(1)可得基于磁链幅值的 MRAS 的参考模型为

$$|\psi_r| = \sqrt{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2} \quad (6)$$

感应电机在  $mt$  轴的电流模型:

$$|\psi_r| = L_m i_{sm} / (T_r s + 1) \quad (7)$$

式中:  $i_{sm}$ —— $m$  轴电流。

$$|\hat{\psi}_r| = L_m i_{sm} / (\hat{T}_r s + 1) \quad (8)$$

根据 Popov 超稳定定律推导自适应律过程如下。

由式(6)和式(8)两边分别取倒数,再两式相减,可得辨识误差为

$$\frac{1}{|\psi_r|} - \frac{1}{|\hat{\psi}_r|} = (T_r - \hat{T}_r)s / L_m i_{sm} \quad (9)$$

将误差方程记作:

$$0 = A\varepsilon - w \quad (10)$$

其中:  $\varepsilon = \frac{1}{|\psi_r|} - \frac{1}{|\hat{\psi}_r|}$ ;  $w = \hat{T}_r - T_r$ ;  $A = -L_m i_{sm} / s$ 。

利用 Popov 超稳定定理设计自适应律如下:

$$\hat{T}_r = \int_0^t \varphi_1(\varepsilon, t, \tau) d\tau + \varphi_2(\varepsilon, t) \quad (11)$$

根据 Popov 超稳定定理,使上述系统稳定需要满足以下关系式:

$$\int_0^t \varepsilon^T w d\tau \geq -\gamma_0^2 \quad (12)$$

将  $w$  和  $\varepsilon$  代入式(12)得:

$$\int_0^t \left( \frac{1}{|\psi_r|} - \frac{1}{|\hat{\psi}_r|} \right) \left[ \int_0^\tau \varphi_1(\varepsilon, t, \tau) d\tau + \varphi_2(\varepsilon, t) - R_r \right] dt \geq -\gamma_0^2 \quad (13)$$

将式(13)分解为

$$\int_0^t \left( \frac{1}{|\psi_r|} - \frac{1}{|\hat{\psi}_r|} \right) \int_0^\tau \varphi_1(\varepsilon, t, \tau) d\tau dt \geq -\gamma_1^2 \quad (14)$$

$$\int_0^t \left( \frac{1}{|\psi_r|} - \frac{1}{|\hat{\psi}_r|} \right) [\varphi_2(\varepsilon, t) - R_r] dt \geq -\gamma_2^2 \quad (15)$$

假设函数  $f(t)$  存在对时间的一阶导数:

$$\dot{f}(t) = \frac{1}{|\psi_r|} - \frac{1}{|\hat{\psi}_r|} \quad (16)$$

$$\int_0^\tau \varphi_1(\varepsilon, t, \tau) d\tau = k_i f(t) \quad (17)$$

式(17)可变为

$$\int_0^{t_1} k_i f(t) \dot{f}(t) dt = \frac{k_i}{2} [f^2(t_1) - f^2(0)] \geq -\frac{k_i}{2} f^2(0) \quad (18)$$

满足 Popov 不等式:

$$\int_0^t \left( \frac{1}{|\psi_r|} - \frac{1}{|\hat{\psi}_r|} \right) \varphi_2(\varepsilon, t) dt \geq -\gamma_3^2 \quad (19)$$

$$\varphi_2(\varepsilon, t) = k_p \left( \frac{1}{|\psi_r|} - \frac{1}{|\hat{\psi}_r|} \right) \quad (20)$$

由上述推导可知 MRAS 转子时间常数估计式为

$$\hat{T}_r = (K_p + K_i/s) \left( \frac{1}{|\psi_r|} - \frac{1}{|\hat{\psi}_r|} \right) \quad (21)$$

辨识转子时间常数的 MRAS 系统结构图如图 2 所示。

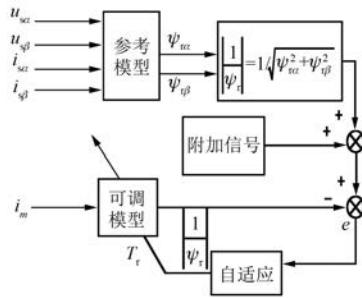


图 2 转子时间常数辨识

将图 1 与图 2 组合,都采用静止坐标系下的电压模型做参考模型,得到的带转子时间常数辨识的 MRAS 转速观测系统的结构图如图 3 所示。

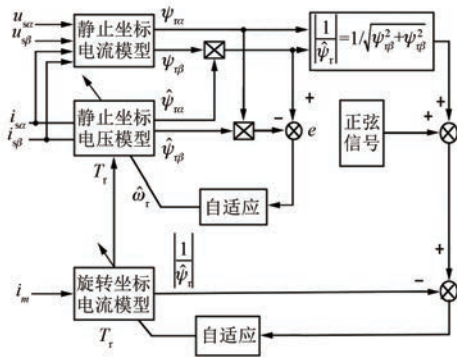


图 3 带转子时间常数辨识的 MRAS 转速观测系统

## 2 电压参考模型积分器

MRAS 系统的参考模型采用静止坐标系下的电压模型,电压模型存在纯积分环节,而逐次逼近型积分 AD 转换器作为电压传感器,测得的电压信号又通常存在直流分量,导致电压模型的输出不收敛。低通滤波器代替积分器的方法和传统积分器的方法都无法解决直流漂移的问题。这将影响转子磁通估计的准确性,进而导致速度观测模型的失准甚至无法收敛,因此有必要滤除电压模型输入信号的直流分量<sup>[19-20]</sup>。

本文采用了单神经元方法构造的自适应滤波器,不仅结构简单,计算量小,而且满足高性能感应电机驱动的硬件计算要求。其系统结构如图 4 所示。

神经网络滤波器的系统输入信号源为  $s$ , 噪

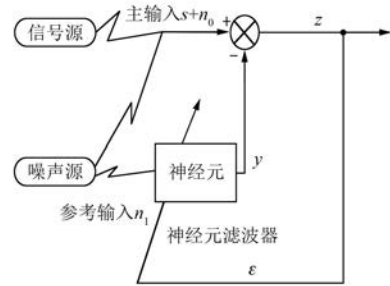


图 4 神经元自适应滤波器

声源对信号源的影响值为  $n_0$ ,  $n_0$  和  $n_1$  存在线性关系,系统输出为

$$z = \varepsilon = s + n_0 - y \quad (22)$$

滤波器的目的是消除噪声源的影响,使得经过滤波器的输出  $z$  等于信号源  $s$ 。用最小二乘法来设计线性神经元,系统输出的均方如下:

$$E(\varepsilon^2) = E[(s + n_0 - y)^2] = E[s^2 + 2s(n_0 - y) + (n_0 - y)^2] \quad (23)$$

由于  $s$  信号为正弦信号,故对  $E(\varepsilon^2)$  无影响。当  $n_0 - y = 0$  时,  $E(\varepsilon^2)$  取得最小值,此时神经元输出为

$$z = s + n_0 - y = s \quad (24)$$

$$E(\varepsilon^2) = E(s^2) \quad (25)$$

$$y = n_0 = wn_1 \quad (26)$$

由上述推论可知,当  $E(\varepsilon^2)$  为最小值时,可去除噪声源  $n_0$ , 此时的神经网络输出信号  $z$  等于信号源  $s$ 。

为使  $E(\varepsilon^2)$  最小,设置神经元自适应滤波的学习方法如下:当  $y_{k+1}$  不断逼近  $y_k$  时,  $\varepsilon_k$  趋近于最小值:

$$y_{k+1} = y_k + 2t_1\varepsilon_k = y_k + 2t_1(d_k - y_k) \quad (28)$$

式中:  $k$ ——当前采样时刻;

$d_k$ ——神经元滤波器的输入;

$t_1$ ——学习率,本文设置为 0.004。

在纯积分器前后分别加入上述的神经元滤波器构成一个神经元积分器。滤波器 1 用来消除待处理信号的直流分量;滤波器 2 用来消除积分器输出的积分漂移,造成该漂移的主要原因是初始条件以及神经元滤波器 1 自适应时产生的滤波误差。两个滤波器基本可以消除电压信号的直流分量带来的影响。神经网络积分器结构图如图 5 所示。

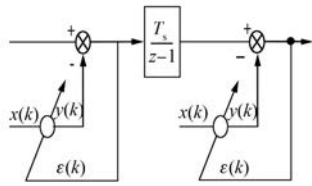


图5 神经网络积分器

当给电压信号加入大小为 0.5 V 的直流分量时,MRAS 电压模型中分别采用传统积分器和改进的神经元积分器的磁通估计效果对比如图 6 和图 7 所示。

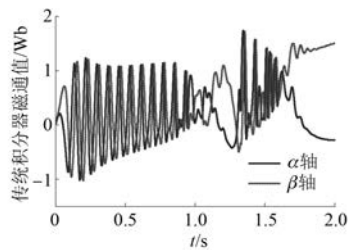


图6 传统积分磁通值

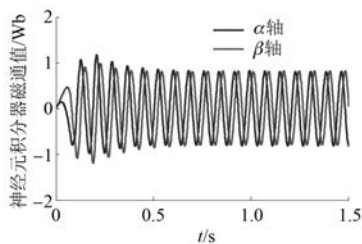


图7 神经元积分器磁通值

### 3 仿真结果

本文使用 MATLAB 搭建仿真模型验证了所提理论的正确性。然后使用改进的磁链 MRAS 模型替代原有的速度传感器完成转速闭环控制。仿真参数与试验电机参数一致,如表 1 所示。

表 1 感应电机参数

参数名称	参数值
$R_s/\Omega$	4.37
$R_r/\Omega$	3.56
$L_s/mH$	0.319
$L_r/mH$	0.319
$L_m/mH$	0.297
极对数 $p$	4
额定转速 $n_N/(r \cdot \min^{-1})$	1 400
额定频率 $f_N/Hz$	50
额定功率 $P/W$	370

仿真时给电压模型加入幅值为 0.5 V 的初始直流分量,空载运行。电机初始给定速度为 80 rad/s,电机在有误差干扰的情况下迅速准确地上升到设定转速;1 s 时给定新转速上升至 100 rad/s,转速能较快地上升到新的设定转速;2 s 时刻给电机突加负载,转速波动后又迅速稳定。仿真结果如图 8 和图 9 所示。仿真表明所设计的转速观测器能满足电机控制需要。

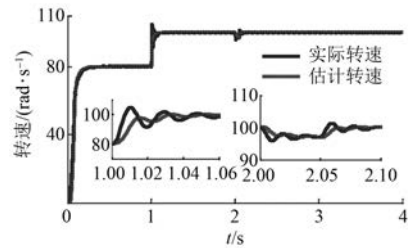


图8 整体仿真图

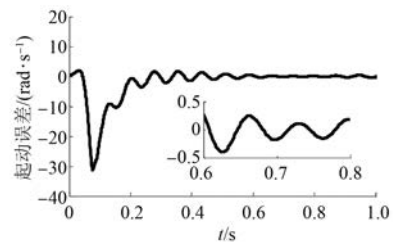


图9 起动误差

辨识转子时间常数(本文方法)与不消除转速与转子时间常数耦合(传统方法)的辨识效果对比如表 2 所示。

表 2 转子时间常数

实际参数	传统方法	本文方法
0.089	0.071	0.083
0.094	0.096	0.095
0.127	0.103	0.119
0.156	0.149	0.153

MRAS 中不带转子时间常数估计和带转子时间常数估计进行速度估计的效果分别如图 10 和图 11 所示。

图 12 和图 13 分别给出了转速改变时和稳态时的转速误差。由误差分析可知,本设计系统在稳态时的效果很好,稳态误差小于 0.2%。转速发生波动时,估计速度的跟踪速度很快,能满足实际

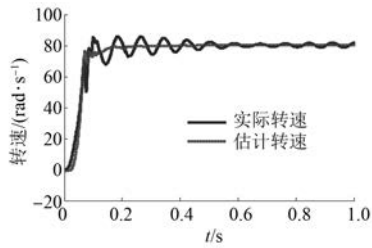


图 10 转子时间常数失真

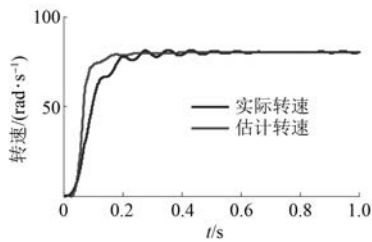


图 11 转子时间常数准确

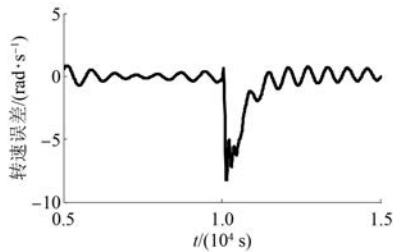


图 12 转速改变误差

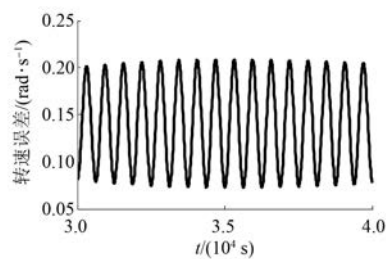


图 13 稳态误差

应用的要求。

### 4 试验结果

使用 CCS3.3 软件编译调试算法,在 DSP 电机控制试验平台上实现了改进的无速度传感器矢量控制的运行。试验采用功率 370 W 的异步电机为控制对象,采用 220 W 的直流发电机作为拖

动负载,试验条件和电机参数与仿真一致。

图 14 所示为 DSP 电机试验平台。试验初始给定转速为 540 r/min,图 15 和图 16 分别为电机转速增加和负载发生变化两种情况下的电机实际转速和辨识转速对比。



图 14 DSP 电机试验平台

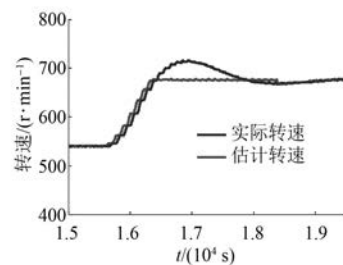


图 15 转速增加时转速对比

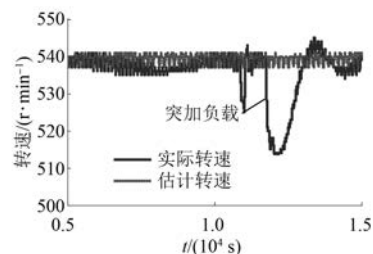


图 16 负载变化时转速对比

### 5 结 语

在电机速度观测中,得到准确的转子时间常数和消除电压传感器带来的直流分量的影响非常重要。本文改进了基于磁链的 MRAS 无速度传感器;提出了一种不受转速影响的转子时间常数辨识方法,用神经网络积分器替代了传统的积分器,较好地消除了直流分量的影响。仿真和试验结果都证明了该方法的可行性。电机起动时和转速增加幅度较大时,估计转速与实际转速的误差较大,需要进行进一步的研究。

## 【参考文献】

- [ 1 ] BLASCHKE F. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines [ J ]. *Power Electronics*, 2004(2) : 39.
- [ 2 ] KUMAR R, DAS S, SYAM P, et al. Review on model reference adaptive system for sensorless vector control of induction motor drives [ J ]. *IET Electric Power Applications*, 2015, 9(7) : 496.
- [ 3 ] 陶涛, 唐明军, 花良浩, 等. 基于滑模观测器的无轴承永磁同步电机无速度传感器矢量控制 [ J ]. *电机与控制应用*, 2016, 43(10) : 9.
- [ 4 ] 樊扬, 瞿文龙, 陆海峰, 等. 基于转子磁链  $q$  轴分量的异步电机间接矢量控制转差频率校正 [ J ]. *中国电机工程学报*, 2009, 29(9) : 62.
- [ 5 ] 张春朋, 林飞, 宋文超, 等. 基于定子电流矢量定向的异步电机转子磁链估计器及其应用研究 [ J ]. *中国电机工程学报*, 2003, 23(8) : 155.
- [ 6 ] PENG F Z, FUKAO T. Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors [ C ] // *Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting*, 1993 : 4715305.
- [ 7 ] JIDIN A B, IDRIS N R B N, YATIM A H B M, et al. A wide-speed high torque capability utilizing overmodulation strategy in DTC of induction machines with constant switching frequency controller [ J ]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(5) : 2566.
- [ 8 ] KABOLI S, ZOLGHADRI M R, VAHDATI-KHAJEH E. A fast flux search controller for DTC-based induction motor drives [ J ]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007, 54(5) : 2407.
- [ 9 ] KUMSWAN Y, PERMRUDEEPREECHACHARN S, TOLIYAT H A. Modified direct torque control method for induction motor drives based on amplitude and angle control of stator flux [ J ]. *Electric Power Systems Research*, 2008, 78(10) : 1712.
- [ 10 ] ZHANG X H, SUN Z X, WANG D M. Optimal efficiency control of direct torque controller induction motor for electric vehicles [ J ]. *Transaction of China Electrotechnical Society*, 2013, 28(4) : 255.
- [ 11 ] RING S J, REN Y, SHI K, et al. Rotor flux-MRAS based speed sensorless non-linear adaptive control of induction motor drive for electric vehicles [ C ] // *IEEE Power Engineering Conference*, 2015.
- [ 12 ] CARDENAS R, PENA R, PROBOSTE J, et al. MRAS observer for sensorless control of standalone doubly fed induction generators [ J ]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2006, 20(4) : 710.
- [ 13 ] 赵海森, 杜中兰, 刘晓芳, 等. 基于递推最小二乘法与模型参考自适应法的鼠笼式异步电机转子电阻在线辨识方法 [ J ]. *中国电机工程学报*, 2014, 34(30) : 5386.
- [ 14 ] XU X, NOVOTNY D W. Selection of the flux reference for induction machine drives in the field weakening region [ J ]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2002, 28(6) : 1353.
- [ 15 ] 李红, 罗裕, 韩邦成, 等. 带通滤波器法电压积分型定子磁链观测器 [ J ]. *电机与控制学报*, 2013, 17(9) : 8.
- [ 16 ] 郑征, 薛秀梅. 基于低通滤波器的定子磁链观测器改进研究 [ J ]. *电机与控制应用*, 2011, 38(10) : 42.
- [ 17 ] 王高林, 杨荣峰, 张家皖, 等. 一种感应电机转子时间常数 MRAS 的在线辨识方法 [ J ]. *电工技术学报*, 2012, 27(4) : 48.
- [ 18 ] KWON T S, SHIN M H, HYUN D S. Speed sensorless stator flux-oriented control of induction motor in the field weakening region using Luenberger observer [ J ]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2005, 20(4) : 864.
- [ 19 ] 徐飞, 史黎明, 李耀华. 异步电机在线参数观测及损耗控制策略 [ J ]. *中国电机工程学报*, 2013, 33(6) : 112.
- [ 20 ] CIRRINCIONE M, PUCCI M, CIRRINCIONE G, et al. A new adaptive integration methodology for estimating flux in induction machine drives [ J ]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, 19(1) : 25.

收稿日期: 2018-08-06