

# 一种基于锁相环原理的参考模型自适应感应电机转速估计方法<sup>1)</sup>

巫庆辉 邵 诚

(大连理工大学先进控制研究所 大连 116024)  
(E-mail: qinghuiwu@tom.com)

**摘 要** 针对超低速及零定子频率运行条件下感应电动机转速的不可观测性导致基于电机模型的传统速度估计方案无法实现速度估计, 引入了高频信号注入法来获得转子磁链矢量位置角并得到转子磁链的参考模型, 并以转子磁链的电流模型作为调节模型, 在此基础上, 提出了基于锁相环原理的参考模型自适应速度估计方案. 仿真结果进一步验证了该方案的有效性.

**关键词** 无速度传感器, 感应电动机, 参考模型自适应系统, 锁相环, 高频信号注入法  
**中图分类号** TP13; TM301

## A Phase-Locked-Loop-Based Model Reference Adaptive System for Speed Estimation of Sensorless Induction Motor Drives

WU Qing-Hui SHAO Cheng

(Institute of Advanced Control Technology, Dalian University of Technology, Dalian 116024)  
(E-mail: qinghuiwu@tom.com)

**Abstract** Since speed is not observable from the terminals of IM at ultra-low speed and zero stator frequency, the classic speed estimation techniques based on motor model cannot estimate the rotor speed. The paper introduces a high frequency signal injection method (HFSIM) which takes the rotor flux position information as reference model and the current model of rotor flux as adjustable model. Then, a model reference adaptive system (MRAS) speed estimation scheme based on the principle of phase locked loop (PLL) is presented. The simulation results have verified its effectiveness.

**Key words** Speed sensorless, induction motor, model reference adaptive system, phase locked loop, high frequency injection method

## 1 引言

无速度传感器技术一经提出, 大部分的研究工作都是围绕着如何改善无速度传感器磁场定向控制的性能. 目前, 参考模型自适应系统被广泛地应用到速度辨识领域, 构成闭环的速度辨识方案, 并取得了较好的效果. 按照自适应机理的不同又分为两类: 一类是波波夫 (Popov) 超稳定意义下的自适应辨识方法, 如基于转子磁链的参考模型自适应方法、基于转子反电动势的参考模型自适应方法、基于无功功率的参考模型自适应方法等<sup>[1~3]</sup>; 一类是基于能量梯度下降的自适应方法, 如基于神经网络的参考模型自适应方法<sup>[4]</sup>. 自适应闭环速度辨识方案, 在一定的速度范围内, 估计误差达到了相当高的精度, 然而这些方

1) 国家科技攻关计划项目 (2001BA204B01) 资助

Supported by State Science and Technology Pursuing Project of P. R. China (2001BA204B01)

收稿日期 2005-5-26 收修改稿日期 2005-12-27

Received May 26, 2005; in revised form December 27, 2006

法没有脱离电机的基本模型,在低速运行时受电机参数的影响严重,尤其在零定子频率运行时,电动机转速的不可观测性往往导致基于模型的辨识方案无法实现速度估计<sup>[5]</sup>.鉴于此,不依赖于电动机模型而仅依赖于电动机本身特性的辨识方法应运而生,各种频率信号注入法得到了研究<sup>[6,7]</sup>.这些方法只能得到准确转子磁链的位置信息,为了得到转速信息,通常利用转差频率法进行速度估计,而转差频率依赖于电动机转子参数,鲁棒性差,尤其在低速运行时,往往不能获得较高精度的转速估计.

鉴于此,本文引入了高频信号注入法来获得转子磁链矢量位置角并得到转子磁链的参考模型,并以转子磁链的电流模型作为调节模型,在此基础上,提出了基于锁相环原理的参考模型自适应速度估计方案.仿真结果进一步证实其有效性.

## 2 基于高频信号注入法的转子磁链位置定向原理

为了获得转速估计系统的参考模型,本文引入了高频信号注入法.首先,介绍高频信号注入原理.

### 2.1 高频正弦信号注入时 $d-q$ 轴的阻抗关系

高频电压信号注入时,感应电机会得到如下的高频电压方程关系式<sup>[7]</sup>:

$$\begin{cases} \tilde{v}_{sd} = \left( R_s + j\omega_h \sigma L_s + j\omega_h \frac{R_r L_m^2}{L_r (R_r + j\omega_h L_r)} \right) \tilde{i}_{sd} \\ \tilde{v}_{sq} = (R_s + j\omega_h \sigma L_s) \tilde{i}_{sq} \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $\sigma$  为漏感系数,  $\sigma = 1 - L_m^2 / L_r L_s$ ;  $R_s, R_r$  分别为定子与转子电阻;  $L_s, L_r, L_m$  分别为定子自感、转子自感及互感;  $\tilde{v}_{sd}, \tilde{v}_{sq}$  分别为注入感应电机高频定子电压矢量的  $d$  轴与  $q$  轴分量;  $\tilde{i}_{sd}, \tilde{i}_{sq}$  分别为高频定子电流空间矢量的  $d$  轴与  $q$  轴分量;  $\omega_h$  为高频定子电压的角频率.

高频信号作用下,感应电机的转子电阻  $R_r$  与  $\omega_h L_r$  相比小得很多,往往可以忽略.所以,  $R_r + j\omega_h L_r$  与  $j\omega_h L_r$  近似相等,式(2)可以得到高频信号作用下的感应电机  $d$  轴与  $q$  轴方向阻抗,如下:

$$\begin{cases} \tilde{Z}_d = R_s + j\omega_h \sigma L_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \\ \tilde{Z}_q = R_s + j\omega_h \sigma L_s \end{cases} \quad (2)$$

式中,  $\tilde{Z}_d, \tilde{Z}_q$  分别为高频信号作用下的感应电机  $d$  轴与  $q$  轴方向的阻抗.

由于高频信号的集肤效应,转子电阻是基频时几十倍.这样由于转子电阻对  $\tilde{Z}_d$  的贡献,导致转子磁链轴 ( $d$  轴) 方向的阻抗远大于其交轴 ( $q$  轴) 方向的阻抗.这样,转子磁链的作用导致了感应电机阻抗关系的分布沿转子磁链轴呈现椭圆形对称性分布,见图 1 所示.

### 2.2 转子磁链位置定向

转子磁链位置定向就是确定转子磁链空间矢量的角位置.先假定一个估计坐标系 ( $d_1 - q_1$  坐标系) 与实际坐标系 ( $d - q$  坐标系) 有个误差角度为  $\theta_{err}$  (也就是转子磁链估计误差角度),其中  $d_1$  轴与估计转子磁链位置重合,  $d$  轴与实际的转子磁链重合,见图 1 所示.

估计误差角度为  $\theta_{err}$ .再确定一个滞后于估计坐标系  $45^\circ$  的计算坐标系 ( $d^m - q^m$  坐标系).如果估计坐标系与实际坐标系有误差,即  $\theta_{err} \neq 0$ ,则沿着计算坐标系下的  $d^m$  轴与  $q^m$  轴两个方向的高频阻抗 ( $\tilde{Z}_{dm}, \tilde{Z}_{qm}$ ) 不对称.依据这个原理,引入控制环节来调节估计坐标系,直到计算坐标系下的  $d^m$  轴与  $q^m$  轴两个方向的高频阻抗对称为止,这样,估计的转子磁链角位置跟踪了实际的转子磁链角位置.

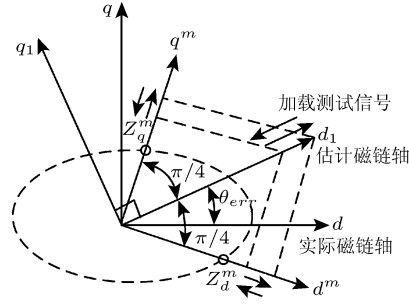


图 1 高频正弦信号注入转子磁链定向原理

Fig. 1 Principle of rotor flux orientation with high frequency injection method

在  $d^m - q^m$  计算坐标系下，高频定子电压与定子电流关系如下：

$$\begin{cases} \tilde{v}_{sdm} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{2L_r^2} \left( 1 + \cos \left( 2\theta_{err} - \frac{\pi}{2} \right) \right) + j\omega_h \sigma L_s \right) \tilde{i}_{sdm} \triangleq \tilde{Z}_{dm} \tilde{i}_{sdm} \\ \tilde{v}_{sqm} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{2L_r^2} \left( 1 + \cos \left( 2\theta_{err} + \frac{\pi}{2} \right) \right) + j\omega_h \sigma L_s \right) \tilde{i}_{sqm} \triangleq \tilde{Z}_{qm} \tilde{i}_{sqm} \end{cases} \quad (3)$$

式中， $\tilde{v}_{sdm}$ 、 $\tilde{v}_{sqm}$  分别为高频定子电压空间矢量在计算坐标系下的  $d^m$  与  $q^m$  轴两个方向分量； $\tilde{i}_{sdm}$ 、 $\tilde{i}_{sqm}$  分别为高频定子电流空间矢量在计算坐标系下的  $d^m$  与  $q^m$  轴两个方向分量； $\tilde{Z}_{dm}$ 、 $\tilde{Z}_{qm}$  分别为感应电机在计算坐标系下的  $d^m$  与  $q^m$  轴两个方向的阻抗。

由式 (3) 可以得到  $d^m$  轴与  $q^m$  轴两个方向的阻抗，表示为：

$$\begin{cases} \tilde{Z}_{dm} = R_s + \frac{R_r L_m^2}{2L_r^2} \left( 1 + \cos \left( 2\theta_{err} - \frac{\pi}{2} \right) \right) + j\omega_h \sigma L_s \\ \tilde{Z}_{qm} = R_s + \frac{R_r L_m^2}{2L_r^2} \left( 1 + \cos \left( 2\theta_{err} + \frac{\pi}{2} \right) \right) + j\omega_h \sigma L_s \end{cases} \quad (4)$$

首先，通过注入高频正弦的定子电压信号及检测到的高频定子电流信号，再经过空间矢量旋转坐标变换计算得到计算坐标系下的各个分量。其变换关系如下：

$$f_{dq} = C_{2/2} S_{3/2} f_{abc} \quad (5)$$

$$S_{3/2} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$C_{2/2} = \begin{bmatrix} \cos \left( \hat{\theta}_r - \frac{\pi}{4} \right) & \sin \left( \hat{\theta}_r - \frac{\pi}{4} \right) \\ -\sin \left( \hat{\theta}_r - \frac{\pi}{4} \right) & \cos \left( \hat{\theta}_r - \frac{\pi}{4} \right) \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中， $f_{dq}$  表示在计算坐标系下的  $d^m$  与  $q^m$  轴两个方向的电压或者电流分量； $f_{abc}$  表示三相电压或者三相电流； $\hat{\theta}_r$  为估计的转子磁链空间矢量角位置； $S_{3/2}$  表示三相 / 二相静止坐标变换； $C_{2/2}$  表示二相 / 二相旋转变换。

根据式 (7) 得到的计算坐标系下的各物理分量，再依据式 (5) 可以确定计算坐标系下的  $d^m$  轴与  $q^m$  轴两个方向的阻抗 ( $\tilde{Z}_{dm}$  与  $\tilde{Z}_{qm}$ )。

由式 (2) 可知，计算坐标系下的  $d^m$  轴与  $q^m$  轴两个方向的阻抗分别为复变量。阻抗的广义误差定义为阻抗的差积，表示如下：

$$e_Z = \tilde{Z}_{dm} \times \tilde{Z}_{qm} \quad (8)$$

式(4)代入式(8),得到:

$$e_Z = \omega_h \sigma L_s \frac{k_r}{\tau_r} \sin 2\theta_{err} \quad (9)$$

式中,  $\tau_r$  为转子时间常数,  $\tau_r = L_r/R_r$ ;  $k_r$  为转子的耦合系数,  $k_r = L_m/L_r$ .

当误差角  $\theta_{err}$  很小时, 阻抗的广义误差可以近似成如下线性关系:

$$e_Z = 2\omega_h \sigma L_s \frac{k_r}{\tau_r} \theta_{err} = 2\omega_h \sigma L_s \frac{k_r}{\tau_r} (\hat{\theta}_r - \theta_r) \quad (10)$$

因此, 当引入 PI 调节器可以很好地估计转子磁链角位置, 即转子磁链定向原理, 见图 2 所示.

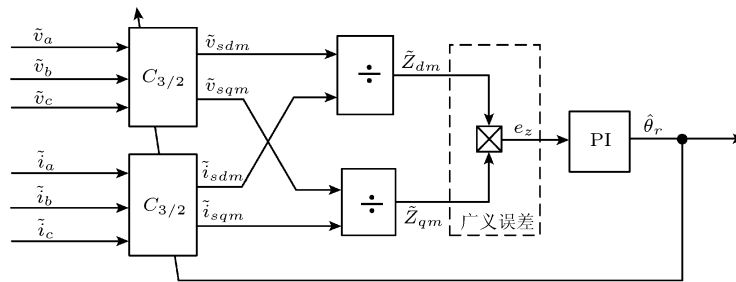


图 2 转子磁链位置定向框图

Fig. 2 Block diagram of rotor flux position orientation

图 2 所示的转子磁链位置定向通过 PI 调节器迫使计算坐标系下的  $q^m$  轴方向的阻抗逼近  $d^m$  轴方向的阻抗, 进而得到准确的转子磁链空间位置角度.

### 3 基于锁相环原理的参考模型自适应速度估计方案

本文综合了高频信号注入法与模型参考自适应方法各自的优点, 以高频注入法得到转子磁链位置作为参考模型, 以电流模型作为可调模型, 提出了基于锁相环原理的参考模型自适应方法速度辨识方案.

#### 3.1 参考模型自适应速度辨识的锁相环原理

基于转子磁链的传统参考模型自适应辨识系统中, 广义的误差信号  $e$  定义为实际转子磁链与估计转子磁链的矢量积. 通过矢量积知识, 我们可以得到如下关系:

$$e_\psi = \psi_r \times \hat{\psi}_r = \psi_{r\beta} \hat{\psi}_{r\alpha} - \psi_{r\alpha} \hat{\psi}_{r\beta} = |\psi_r| |\hat{\psi}_r| \sin \theta_\psi, \quad \theta_\psi = \theta_r - \hat{\theta}_r \quad (11)$$

式中,  $\theta_\psi$  为两个转子磁链矢量的夹角;  $\theta_r, \hat{\theta}_r$  分别为参考转子磁链角与估计转子磁链角;  $\times$  表示矢量积.

由式(11)可知, 速度辨识的目的就是利用广义误差信号通过调节模型使估计的转子磁链位置跟踪实际的转子磁链位置. 转子磁链是个空间矢量, 既有频率信息, 又具有相位信息, 从这个意义上说, 转子磁链跟踪过程实质上就是锁相过程. 因此, 基于转子磁链的参考模型自适应系统可以看作一个锁相环(PLL). 本文依据锁相环原理提出一种全新的参考模型自适应速度辨识方法.

### 3.2 参考模型自适应系统结构

在静止的  $\alpha - \beta$  坐标系下, 感应电机的转子磁链电流模型可以表示为:

$$F: \begin{cases} \dot{\hat{\psi}}_{r\alpha} = -\frac{1}{\tau_r} \hat{\psi}_{r\alpha} - \hat{\omega}_m \hat{\psi}_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha} \\ \dot{\hat{\psi}}_{r\beta} = \hat{\omega}_m \hat{\psi}_{r\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \hat{\psi}_{r\beta} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad (12)$$

由式 (12) 可以看出, 电流模型与转速具有显示关系, 可作为调节模型 (也就是估计模型). 转子磁链参考模型的矢量形式表示如下:

$$\psi_r = |\psi_r|(\cos \theta_{re} + j \sin \theta_{re}) \quad (13)$$

转子磁链参考模型表示如下:

$$G: \begin{cases} \psi_{r\alpha} = |\psi_r| \cos \theta_r \\ \psi_{r\beta} = |\psi_r| \sin \theta_r \end{cases} \quad (14)$$

模型参考自适应系统的速度辨识方案的结构如图 3 所示.

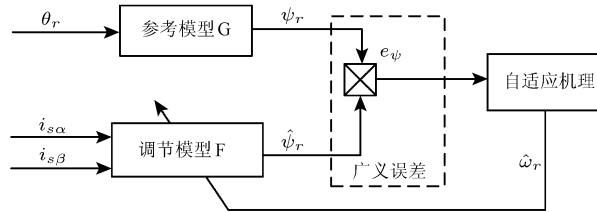


图 3 参考模型自适应系统框图  
Fig. 3 Block diagram of MRAS

转子磁链的参考模型通过高频信号注入法得到, 实践已经证明可以有效地确定感应电机的转子磁链实际位置. 因此, 只要调节模型输出的转子磁链快速跟踪参考模型输出的转子磁链, 就能保证自适应机构得到的估计转速收敛于实际转速.

### 3.3 速度估计的自适应律设计

为了保证估计的电机转速快速收敛于实际转速, 本文采用了 Popov 超稳定理论进行速度估计的自适应律设计.

一般情况下, 转速  $\omega_m$  是个变量, 因而磁链观测器模型是随转速变化的时变系统. 为了得到自适应机理, (12) 式中的  $\omega_m$  取为常数作为参考模型. 参考模型状态空间描述如下:

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi}_{r\alpha} \\ \dot{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/\tau_r & -\omega_m \\ \omega_m & -1/\tau_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{\tau_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (15)$$

并联的调节模型状态空间描述如下:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\psi}}_{r\alpha} \\ \dot{\hat{\psi}}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/\tau_r & -\hat{\omega}_m \\ \hat{\omega}_m & -1/\tau_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{\tau_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (16)$$

设  $v = \psi_r - \hat{\psi}_r$ , 由 (15) 式减去 (16) 式得到误差的状态空间描述如下:

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_\alpha \\ \dot{v}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/\tau_r & -\omega_m \\ \omega_m & -1/\tau_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \psi_{r\beta} \\ -\psi_{r\alpha} \end{bmatrix} (\omega_m - \hat{\omega}_m) \quad (17)$$

即可以表示为:  $\dot{v} = Av - W$ .

这里的转速估计  $\hat{\omega}_m$  是广义误差  $v$  的函数, 根据自适应规律的普遍结构,  $\hat{\omega}_m$  表示如下:

$$\hat{\omega}_m = \int_0^t \phi_1(v, t, \tau) d\tau + \phi_2(v, t) + \hat{\omega}_m(0) \quad (18)$$

另  $\hat{\omega}_m(0) = 0$ ;  $\phi_1(v)$  与  $\phi_2(v)$  为广义误差函数.

由式 (17) 与式 (18) 得到等价反馈系统结构框图, 如图 4 所示.

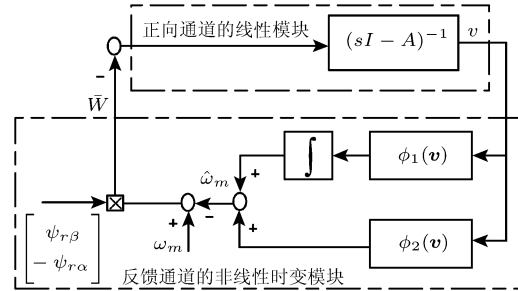


图 4 模型参考自适应系统的等价反馈系统  
Fig. 4 Equivalent feedback system of MRAS

由 Popov 超稳定理论可知, 保证参考模型自适应系统渐进稳定的条件: 正向通道的线性模块的传递函数矩阵是严格正实; 反馈通道的非线性模块满足 Popov 积分不等式.

首先, 如果存在一个对称的正定矩阵  $P$  和一个对称正定矩阵  $Q$  使得下面的 Lyapunov 矩阵方程成立:

$$PA + A^T P = -Q$$

则正向通道的传递函数矩阵  $H(s) = (sI - A)^{-1}$  是严格正实的, 这里不进行重复的证明.

其次, 反馈通道的非线性模块必须满足 Popov 积分不等式, 即

$$\int_0^{t_1} v^T W dt \geq -\gamma_0^2, \quad t_1 \geq 0 \quad (19)$$

式中,  $\gamma_0^2$  为任意正常数.

为了利用 Popov 积分不等式来求解反馈通道的速度估计的自适应律, 把式 (17) 与式 (18) 代入不等式 (19), 得到如下关系:

$$\int_0^{t_1} (v_\alpha \psi_{r\beta} - v_\beta \psi_{r\alpha}) (\omega_m - \int_0^t \phi_1 d\tau - \phi_2) dt \geq -\gamma_0^2 \quad (20)$$

不等式 (20) 可以分解如下的两个不等式  $I_1$  和  $I_2$

$$I_1 \triangleq \int_0^{t_1} (v_\alpha \psi_{r\beta} - v_\beta \psi_{r\alpha}) (-\phi_2) dt \geq -\gamma_1^2 \quad (21)$$

$$I_2 \triangleq \int_0^{t_1} (v_\alpha \psi_{r\beta} - v_\beta \psi_{r\alpha}) (\omega_m - \int_0^t \phi_1 d\tau) dt \geq -\gamma_2^2 \quad (22)$$

显然, 只要上面的两个不等式  $I_1$  与  $I_2$  成立, 则不等式 (20) 也必然成立.

首先考虑不等式  $I_1$ , 如果不等式左边的被积函数为正, 取  $\gamma_1^2 = 0$  时, 不等式  $I_1$  就得到满足. 因此,  $\phi_2(\mathbf{v}, t)$  可以取为:

$$\phi_2(\mathbf{v}, t) = k_2(v_\beta \psi_{r\alpha} - v_\alpha \psi_{r\beta}), \quad k_2 > 0 \quad (23)$$

再考虑不等式  $I_2$ , 这个不等式的解法可以通过下面著名关系式得到:

$$\int_0^{t_1} \dot{f}(t)f(t)dt = \frac{1}{2}[f^2(t_1) - f^2(0)] \geq -\frac{1}{2}f^2(0) \quad (24)$$

如果令

$$\begin{cases} \dot{f}(t) = k_1(v_\alpha \psi_{r\beta} - v_\beta \psi_{r\alpha}), & k_1 > 0 \\ f(t) = \omega_m - \int_0^{t_1} \phi_1 d\tau \end{cases} \quad (25)$$

则根据不等式 (24) 可以判定不等式 (22) 成立.

由式 (25) 可以得到广义误差函数  $\phi_1(\mathbf{v}, t)$  如下:

$$\phi_1(\mathbf{v}, t) = -\dot{f}(t) = k_1(v_\beta \psi_{r\alpha} - v_\alpha \psi_{r\beta}) \quad (26)$$

把  $v_\alpha = \psi_{r\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha}$ ,  $v_\beta = \psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta}$  分别代入式 (23) 与式 (26), 得到广义误差函数如下:

$$\begin{cases} \phi_1 = k_1(\psi_{r\beta} \hat{\psi}_{r\alpha} - \psi_{r\alpha} \hat{\psi}_{r\beta}) \\ \phi_2 = k_2(\psi_{r\beta} \hat{\psi}_{r\alpha} - \psi_{r\alpha} \hat{\psi}_{r\beta}) \end{cases} \quad (27)$$

将式 (14) 代入式 (27) 得到:

$$\begin{cases} \phi_1 = \frac{k_1}{|\psi_r|}(\sin \theta_{re} \hat{\psi}_{r\alpha} - \cos \theta_{re} \hat{\psi}_{r\beta}) = k'_1(\sin \theta_{re} \hat{\psi}_{r\alpha} - \cos \theta_{re} \hat{\psi}_{r\beta}) \\ \phi_2 = \frac{k_2}{|\psi_r|}(\sin \theta_{re} \hat{\psi}_{r\alpha} - \cos \theta_{re} \hat{\psi}_{r\beta}) = k'_2(\sin \theta_{re} \hat{\psi}_{r\alpha} - \cos \theta_{re} \hat{\psi}_{r\beta}) \end{cases} \quad (28)$$

把式 (28) 代入式 (18) 就可以得到基于 Popov 超稳定理论的转速估计自适应律:

$$\hat{\omega}_m = k'_1 \int_0^t (\sin \theta_{re} \hat{\psi}_{r\alpha} - \cos \theta_{re} \hat{\psi}_{r\beta}) dt + k'_2 (\sin \theta_{re} \hat{\psi}_{r\alpha} - \cos \theta_{re} \hat{\psi}_{r\beta}) \quad (29)$$

式中,  $k'_1$  为 PI 调节器的积分系数,  $k'_1 = k_1/|\psi_r|$ ;  $k'_2$  为比例系数,  $k'_2 = k_2/|\psi_r|$ .

由于转子磁链的时间常数较大, 转子磁链幅值动态过程变化较缓慢, 因此, PI 调节器的比例与积分系数基本上保持恒定值就可以得到很好的动态估计性能.

## 4 仿真结果与分析

为了验证本方案速度估计的有效性, 本文建立了一套仿真实验方案, 见图 5 所示. 在 Matlab/Simulink 环境下进行仿真, 电机选用了 SLunit 笼型 2 极对数的感应电机, 其参数见表 1.

首先, 感应电机以额定转速起动, 即定子频率为 60Hz, 其估计转速与实际转速比较及估计速度的相对误差仿真结果见图 6 所示. 由仿真结果可以看出, 估计的电机转速很好地跟踪实际转速, 相对误差在稳态时在 0.1% 以内.

表 1 感应电机参数

Table 1 Parameters of induction motor

$P_n(\text{VA})$	$V_n(\text{V})$	$F_n(\text{Hz})$	$R_s(\Omega)$	$L_s(\text{H})$	$R_r(\Omega)$	$L_r(\text{H})$	$L_m(\text{H})$	$J(\text{Kg}\cdot\text{m}^2)$
3*746	220	60	0.435	0.002	0.816	0.002	0.06931	0.089

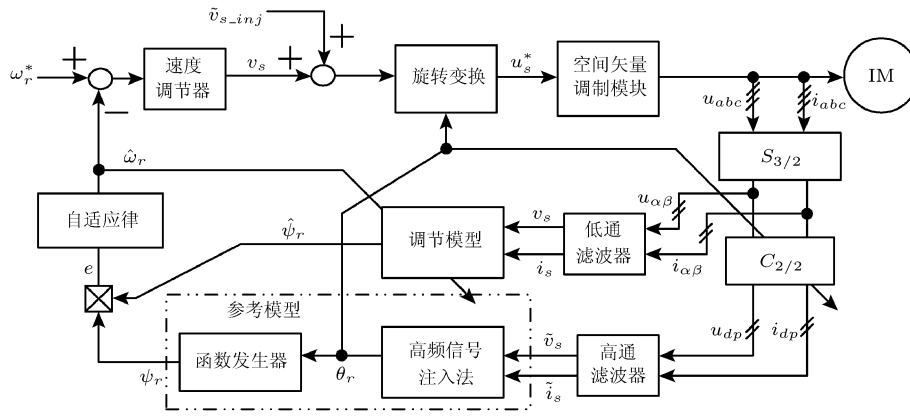


图 5 基于锁相环原理的模型参考自适应系统速度估计仿真结构框图  
Fig. 5 Speed estimation simulation scheme of MRAS based on PHL

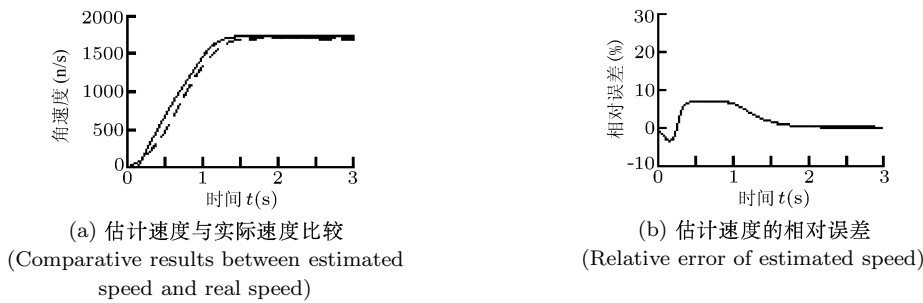


图 6 额定转速起动时的仿真曲线

Fig. 6 Simulation curves during starting-up process under rated speed

其次，电动机以较低的转速起动，速度给定值设定为 30，即定子频率 (1Hz) 起动，估计速度与实际速度比较及估计速度的相对误差仿真结果见图 7 所示。由仿真结果可以看出，估计的速度很快地收敛到实际的转速，稳态时相对误差在 1.5% 以内。

再次，电机以定子频率 50Hz 稳定运行，在 1s 时刻撤掉基频电压 (也就是电流调节器产生的给定电压)，这时只有高频的测试信号注入系统，电动机处于发电制动运行，最后由负载拖动电机反向运行，其仿真结果见图 8 所示。由仿真结果可以看出，估计的转速很好地跟踪实际转速的变化。动态过程的速度估计的相对误差在 5% 以内。

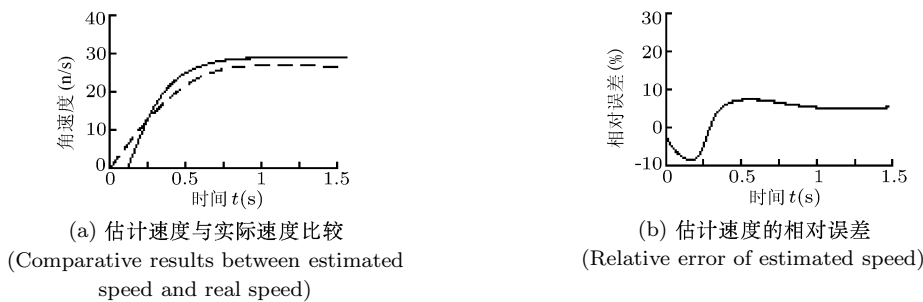
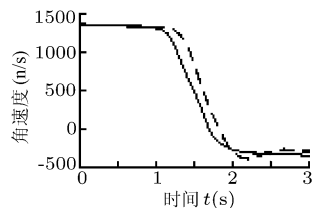


图 7 较低的转速起动过程仿真曲线

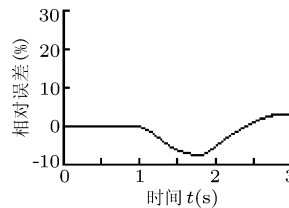
Fig. 7 Simulation curves during starting-up process under low speed





(a) 估计速度与实际速度比较

(Comparative results between estimated speed and real speed)



(b) 估计速度的相对误差

(Relative error of estimated speed)

图 8 在 0.1s 时刻, 撤掉基频电压, 电动机制动到反向起动的仿真曲线

Fig. 8 Simulation curves during motoring, braking and backward starting-up process

## 5 结论

本文综合了高频信号注入法与参考模型自适应技术的优点, 提出了基于锁相环原理的感应电动机速度估计方案. 本方案具有如下特点: 参考模型只与电机本身结构有关, 不受电机参数变化的影响, 具有很强的鲁棒性; 摒弃了传统的转差频率速度估计方法; 基于 Popov 超稳定理论的速度自适应律保证了全局稳定性, 并大大提高了收敛速度, 改善系统的自适应能力. 仿真结果也验证了本方案具有足够高的估计精度与估计能力. 同时, 本方案对于需要速度信息的无速度传感器感应电机直接转矩控制或者矢量控制等高性能电机控制策略, 具有一定的理论意义及实际意义.

## References

- 1 Elloumi M, Ben-Brahim L, Al-Hamadi M A. Survey of speed sensorless controls for IM drives. *Industrial Electronics Society*, 1998, **2**(2): 1018~1023
- 2 Madadi Kojabadi H, Chang L. Model reference adaptive system pseudoreduced-order flux observer for very low speed and zero speed estimation in sensorless induction motor drives. In: Power Electronics Specialists Conference, USA: Philadelphia, 2002. **1**: 301~305
- 3 Liu G H, Dai X Z. A new method of adaptive estimation of speed and rotor's flux for induction motors. *Electric Drive*, 2001, **31**(5): 6~18
- 4 Wang P, Li B, Huang R X, Li G D. Study of speed-sensorless direct torque control system based on neural-network. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2003, **18**(2): 5~8
- 5 Holtz J. Sensorless control of induction motor drives. *Proceedings of the IEEE*, 2002, **90**(8): 1359~1394
- 6 Ide K, Jung-Ik H, Sawamura M, Iura H, Yamamoto Y. High frequency injection method improved by flux observer for sensorless control of an induction motor. In: Power Conversion Conference, Japan: Osaka, 2002. **2**: 516~521
- 7 Jung-Ik H, Seung-Ki S. Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection. *IEEE Transactions on Induction Applications*, 1999, **35**(1): 45~51

**巫庆辉** 大连理工大学先进控制技术研究所博士研究生. 研究领域为智能运动控制.

(**WU Qing-Hui** Ph.D. candidate in Institute of Advanced Control Technology at Dalian University of Technology. His research interest includes intelligent control of AC induction motor.)

**邵 诚** 大连理工大学先进控制技术研究所所长, 教授, 博士生导师. 研究领域为复杂系统的建模与控制、自适应控制、鲁棒控制等.

(**SHAO Cheng** Professor and director of Institute of Advanced Control Technology at Dalian University of Technology. His research interests include modeling and control of complex system, adaptive control, and robustness control.)