

异步电机无速度传感器矢量 控制系统速度辨识方法

纪志成 沈艳霞 范茂兴 霍迎涛

(无锡轻工大学信息与控制工程学院, 无锡 214036)

摘要 提出一种新型的异步电机转速辨识方案。根据异步电机的数学模型, 利用易于检测的电机定子电压和电流得到电机转速的模型参考自适应辨识算法。通过对无速度传感器矢量控制系统的仿真, 结果证明该方案具有较好的辨识精度。

关键词 矢量控制; 辨识; 模型参考自适应

分类号 TP15

0 前 言

异步电机无速度传感器矢量控制系统由于其固有的优点而越来越受到人们的重视, 成为国际上交流传动界研究的重要课题。转速和磁链的观测是构成无速度传感器矢量控制系统的关键环节。

近年来, 对于无速度传感器矢量控制系统, 人们提出了各种控制方法。传统方法采用转子磁链的磁场定向方法, 但是由于转子磁链难于确定, 从而使得对它的观测较困难, 于是就提出了(MRAS)的方法。本文即基于这种方法, 提出了几种辨识速度的方案, 并针对在参考模型中包含一个积分环节, 并受到定子电阻热敏变化的影响的缺点, 提出了一种新的估计转速的方法, 它不需要在参考模型和可调模型中进行任何积分, 并且对定子电阻的变化具有鲁棒性。经仿真证明, 该方法具有较高的辨识精度。

1 电机转速的辨识

1.1 电机模型

在 $\alpha\beta$ 定子坐标系下, 电机模型可由方程(1)和(2)描述:

$$p \Psi_2 = (L_2/L_m)(V_1 - R_1 i_1) - (L_2 L_\sigma/L_m) p i_1 \quad (1)$$

$$p \Psi_2 = ((-1/T_r)I + \omega J)\Psi_2 + (L_m/L_2) i_1 \quad (2)$$

式中: V_1 是 $\alpha\beta$ 坐标系下定子电压矢量; i_1 是 $\alpha\beta$ 坐标系下定子电流矢量; L_σ 为漏电感; L_m 为定、转子互感; R_1 为定子电阻; R_2 为转子电阻; ω 为转子电角度; Ψ_2 是 $\alpha\beta$ 坐标系下转子磁链观测值矢量; T_r 为转子时间常数; L_2 为转子电感。

1.2 常规的并联双模型转速辨识控制器

常规的并联双模型转速观测器如图1所示。

(1) 式作为电压模型, (2) 式作为电流模型。其中 $\epsilon = \Psi_{2\beta} \Psi_{2\alpha} - \Psi_{2\alpha} \Psi_{2\beta}$, 自适应机构为 PI 调节器。常规的并联模型观测器由于电压模型包含一个积分环节, 所以存在积分初始误差, 由于电压模型本身不具有初始误差收敛机制, 所以这种观测器较难实用化。为了避免上述问题, 通常用一个具有较高增益的低通滤波器来代替积分环节^[4], 从而不要求其

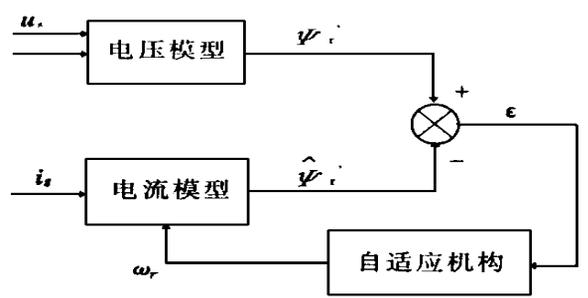


图1 并联双模型转速观测器

输出一定为转子磁链本身, 而可以通过引进状态变量过滤器来产生执行自适应规律所必须的辅助变量。实际上, 引进状态变量过滤器可以解释为可调系统状态矢量的扩大^[4]。图2为两种应用辅助变量的 MRAS 速度辨识结构图, 图中 T 为滤波器的时间常数。

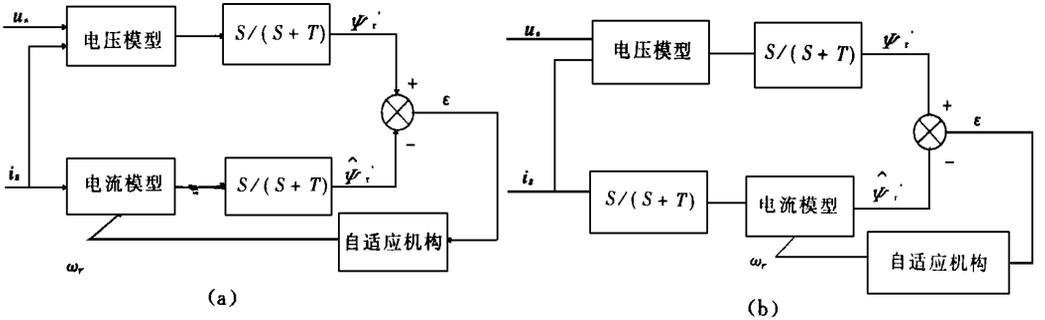


图2 应用辅助变量的 MRAS 速度辨识结构图

按图2(a) 及(b) 所构成的 MRAS, 虽然可以避免初始误差, 但在低速时却导致辨识系统的不稳定^[1,4], 因而限制了无速度传感器矢量控制系统的应用。

1.3 改进的转速辨识器

利用辅助变量的思想对 MRAS 进一步改进^[4], 在静止 $\alpha\beta$ 坐标系下有方程(3)和(4):

$$u_s = R_s i_s + \sigma L_s \frac{di_s}{dt} + e_m \tag{3}$$

$$\frac{di_m}{dt} = \omega J i_m - \frac{1}{T_r} I i_m + \frac{1}{T_r} i_s \tag{4}$$

式中 i_m 是励磁电流矢量, e_m 是反电动势矢量。由式(3)和(4)可得:

$$e_m = u_s - \left(R_s i_s + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_s \right) \tag{5}$$

$$e_m = L'_m \left(\left(\omega J - \frac{1}{T_r} I \right) i_m + i_s \frac{1}{T_r} \right) \tag{6}$$

其中 $L'_m = L^2 / L_{rm}$, L_m 和 L_r 分别为互感、转子自感,

$$U_s = [U_{d1} \quad U_{q1}]^T, \quad i_s = [i_{d1} \quad i_{q1}]^T, \quad i_m = [i_{md1} \quad i_{mq1}]^T.$$

如果用反电动势矢量 e_m 代替转子磁链矢量即可得到一种改进的 MRAS 方案。图3为相应的转速辨识结构图。图中式(5)不含 ω , 故作为参考模型, 式(4)和(6)为可调模型。 <http://www.cnki.net>

由于电机的机电时间常数比电气时间常数大得多, 故假设 ω 为常数是合理的。对式(6)两边同时取导数, 可得反电动势的微分方程(7)

$$\frac{de_m}{dt} = (\omega J - \frac{1}{T_r} I) e_m + \frac{L'_m di_s}{T_r dt} \quad (7)$$

与之相应的状态观测器如下:

$$\frac{d e_m}{dt} = (\omega_r J - \frac{1}{T_r} I) e_m + \frac{L'_m di_s}{T_r dt} \quad (8)$$

由式(8) - (7), 令 $\epsilon = e_m - \hat{e}_m$, 可得误差方程:

$$\frac{d\epsilon}{dt} = (\omega J - \frac{1}{T_r} I) \epsilon_r - (\omega_r - \omega) J e_m = A \epsilon - W \quad (9)$$

式中: $A = -\frac{1}{T_r} I + \omega J$, $W = (\omega - \omega_r) J e_m$.

图4为等价的非线性时变反馈系统。

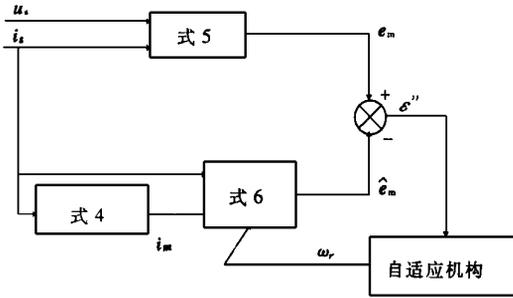


图3 改进的 MRAS 速度辨识结构图

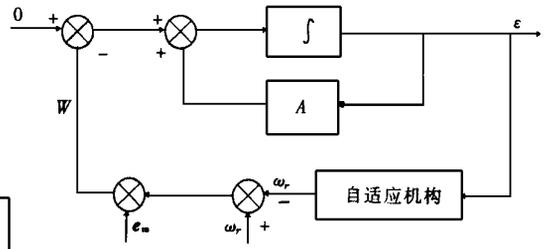


图4 等价的非线性时变反馈系统结构图

容易证明线性定常前向通道传递函数阵 $H(s) = (sI - A)^{-1}$ 严格正实, 对于非线性时变

方块需满足 Popov 积分不等式

$$\int_0^t \epsilon^T W dt - \gamma_0^2, t \geq 0 \quad (10)$$

$$\text{令 } \omega_r = \left(K_p + \frac{K_I}{P} \right) (e_m J \epsilon) \quad (11)$$

式中 p 为微分算子。将式(11)代入式(10)中, 可得:

$$\int_0^t \epsilon^T W dt = \int_0^t \epsilon^T \left\{ (\omega_r - \omega) J e_m \right\} dt = \int_0^t (\epsilon^T J e_m) \left[\omega - \left(K_p + \frac{K_I}{P} \right) (e_m J \epsilon) \right] dt \quad (12)$$

$$\text{由不等式 } \int_0^t \frac{d}{dt} f(t) \cdot f(t) dt - \frac{1}{2} f^2(0) \quad (13)$$

$$\text{可得 } \int_0^t \epsilon^T W dt = \int_0^t (\epsilon^T J e_m) \left[\omega - \left(K_p + \frac{K_I}{P} \right) (e_m J \epsilon) \right] dt - \gamma_0^2 \quad (14)$$

故此模型参考自适应系统是渐近稳定的。易得

$$\omega_r = \left(K_p + \frac{K_I}{P} \right) (e_m J e_m) \quad (15)$$

图5中示出的 α_m 和 α_m 是 e_m 和 e_m 分别与 i_s 的夹角。

1.4 新型的转速辨识器

在上述改进的 MRAS 方案中, 由于参考模型中不含纯积分环节, 因而, 系统在低速时有较好的性能。然而, 定子电阻阻值随温升而变化, 这将直接影响系统的性能和模型参考自适应速度辨识器的稳定性, 所以, 如何使系统对定子电阻阻值变化具有低灵敏度便成为进一步

改进辨识结构的要求。首先,定义一个新的状态变量 q_m ,与反电动势相应的物理含义为无功功率,其方向示于图5。

$q_m = i_s J e_m$ 。用 q_m 代替 e_m 可得到方程(16)和(17)

$$q_m = i_s J \left[u_s - \sigma L_s \frac{d i_s}{dt} \right] \tag{16}$$

$$q_m = L'_m \left[-\omega i_s I i_m - i_m J i_s \frac{1}{T_r} \right] \tag{17}$$

其中 $p i_m = \omega J i_m - (i_m - i_s) / T_r$ (18)

分别用式(16)和式(17)作为参考模型和可调模型,即得到进一步改进的模型参考自适应系统,图6为转速辨识结构图,显然改进的系统既可以消除参考模型中的纯积分,又可以对定子电阻具有完全的鲁棒性,这样即可通过检测到的电压、电流信号完成对速度的辨识。

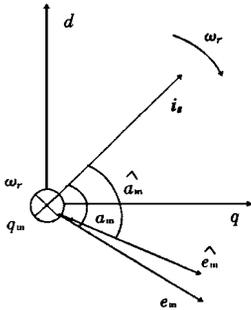


图5 静止参考坐标系

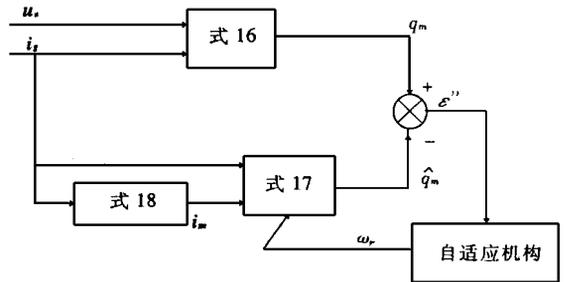


图6 改进的转速辨识结构图

对式(17)两边同时求导数可得

$$\frac{d q_m}{dt} = \omega J q_m - \frac{1}{T_r} I q_m \tag{19}$$

相应的状态观测器为

$$\frac{d q_m}{dt} = \omega_r J q_m - \frac{1}{T_r} I q_m \tag{20}$$

令 $\omega_r = \left[K_p + \frac{K_I}{P} \right] (q_m J \epsilon'')$, 其中 $\epsilon'' = |q_m - \hat{q}_m| = |i_s J (e_m - \hat{e}_m)|$ 。

在这种思想的指导下,作者提出了一种更为简单的转速辨识方法。

$$U_1 = R i_1 + \sigma L_1 \frac{d i_1}{dt} + e_m \tag{22}$$

$$e_m = L_m \left[(-1/T_r) I i_m + \omega J i_m + (1/T_r) i_1 \right] \tag{23}$$

将式(22)代入式(21)可得:

$$U_1 = R i_1 + \sigma L_1 \frac{d i_1}{dt} + L_m \left[(-1/T_r) I i_m + \omega J i_m + (1/T_r) i_1 \right] \tag{24}$$

定义 $q = U_1' \times i_1$, 可得: $q = U_1' \times i_1 = u_{1q} i_{1d} - u_{1d} i_{1q}$ 。

$$q = U_1' \times i_1 = \left[R i_1 + \sigma L_1 \frac{d i_1}{dt} + L_m \left((-1/T_r) I i_m + \omega J i_m + (1/T_r) i_1 \right) \right] \times i_1 =$$

$$\left[L_\sigma \frac{d i_{1d}}{dt} - L_m \omega i_{mq} - (L_m/T_r) i_{md} \cdot L_\sigma \frac{d i_{1q}}{dt} + L_m \omega i_{md} - (L_m/T_r) i_{mq} \right] J i_1 =$$

$$\begin{aligned} & (L\sigma \frac{di_{1q}}{dt} + L_m\omega_{imd} - (L_m/T_r)i_{mq})i_{1d} - (L\sigma \frac{di_{1d}}{dt} - L_m\omega_{imq} - (L_m/T_r)i_{md})i_{1q} = \\ & u_{1q}i_{1d} - u_{1d}i_{1q} \end{aligned} \tag{26}$$

即 $u_{1q} = L\sigma \frac{di_{1q}}{dt} + L_m\omega_{imd} - (L_m/T_r)i_{md}$
 $u_{1d} = L\sigma \frac{di_{1d}}{dt} - L_m\omega_{imq} - (L_m/T_r)i_{md}$

进而可以得到新型速度辨识器, 以所测定子电压 u_1 作为参考模型, 用式(26)和(18)构成可调模型, 其相应的转速辨识结构图如图7所示。

显然, 用这种新型的转速辨识器, 既可以消除参考模型中的纯积分, 克服积分积累问题, 又可以对定子电阻具有完全的鲁棒性。用这种方法, 就可以通过可检测得到的定子电压、电流信号完成对速度的辨识。

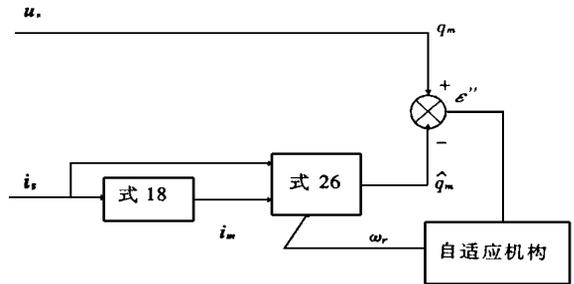


图7 改进的新型速度辨识器

2 仿真结果

应用 MATLAB 软件对此新型的转速辨识器进行仿真。下图为分别10 Hz、25 Hz、50 Hz和100 Hz 时的仿真结果。从图8可知此转速辨识器具有较高的辨识精度, 从而证明利用改进的转速辨识器构成的转速闭环控制系统是可靠的。

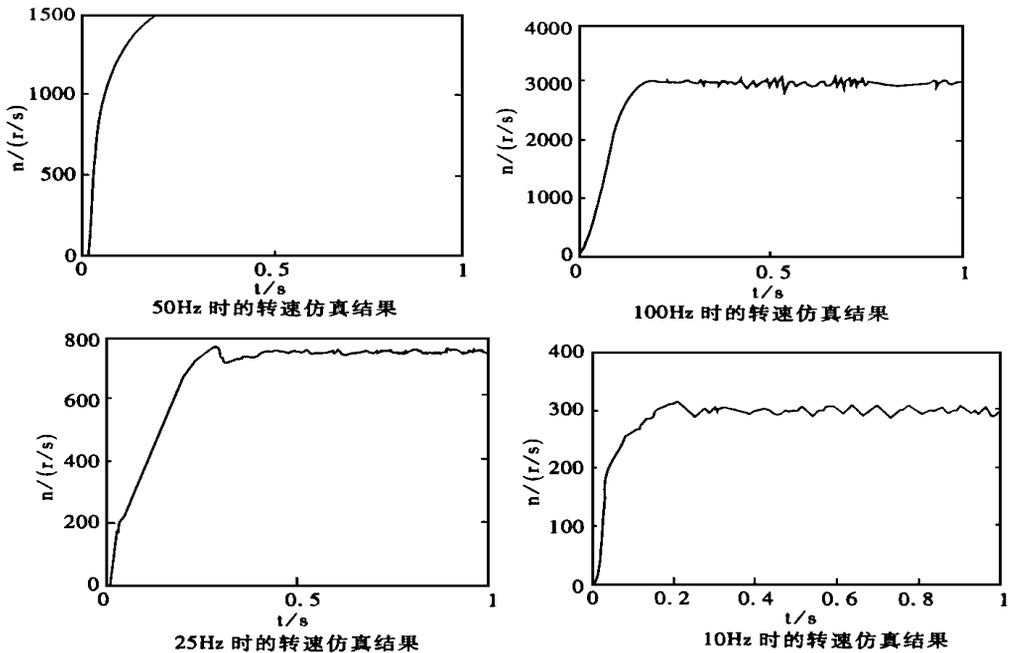


图8 仿真结果

3 结 语

新的速度辨识方法,不但解决了常规并联双模型转速辨识器存在的积分初始误差问题,而且对定子电阻的变化具有完全的鲁棒性,具有较高的辨识精度。在此基础上构成的无速度传感器的矢量控制系统,经仿真证明有较好的性能,具有一定的实用价值。

参 考 文 献

- 1 竺伟,陈伯时. 基于串联双模型观测器的异步电机无速度传感器矢量控制系统. 电气传动, 1997, (3): 9~11
- 2 Peng Fangzheng. Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motor. IEEE Trans Ind Appl, 1994, 30(5): 1234~1240
- 3 Colin Schauder. Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers. IEEE Trans Ind Appl, 1992, 28(5): 1054~1061
- 4 霍迎涛. 基于MRAS转速辨识的无速度传感器异步电动机矢量控制系统. [硕士学位论文]. 无锡: 无锡轻工大学, 1996.

Study on the Speed Identification of the Speed-sensorless Vector Control System of Induction Motors

Ji Zhicheng Shen Yanxia Fan Maoxing Huo Yingtao

(Information and Control Engineering School, Wuxi University of Light Industry, Wuxi 214036)

Abstract A novel approach to estimate induction motor speed is presented in this paper. According to the reduced order model of induction motor, a model reference adaptive speed identification algorithm is obtained from measured motor stator voltages and currents. Computer simulation results show that better performance of proposed model in terms of accuracy can be achieved with the approach.

Key words vector control; identification; model reference adaptive

(责任编辑:秦和平)