

基于定转子电阻误差补偿的感应电动机自适应逆解耦控制研究

巫庆辉¹ 伦淑娴¹

摘要 对于具有多变量、非线性、强耦合、慢时变等特征的异步电动机调速系统, 实现定子磁链与电磁转矩的高精度动态解耦是提高系统性能的关键. 首先通过非线性状态反馈建立感应电动机的积分逆模型, 并在此基础上提出了一个基于定、转子电阻误差补偿的感应电动机自适应逆解耦控制方法, 将补偿后的积分逆模型串联到对象的输入端建立广义被控对象. 复杂的感应电动机调速系统被解耦成电磁转矩与定子磁链的两个独立回路, 利用线性系统理论分别对独立回路进行综合设计, 实现定子磁链和电磁转矩对各自给定值的渐近跟踪. 利用 Matlab 进行了仿真实验, 实验结果验证了建议方案的有效性和可行性.

关键词 解耦控制, 感应电动机, 逆系统, 变频调速, 反馈线性化

DOI 10.3724/SP.J.1004.2010.00297

Research on Adaptive Inverse Decoupling Control of Induction Motor Based on Stator and Rotor Resistance Error Compensation

WU Qing-Hui¹ LUN Shu-Xian¹

Abstract It is important to realize torque and stator flux dynamic decoupling control for an induction motor drive, which is a multi-input and multi-output, nonlinear and strong coupling system. First, an integer inverse model is realized by a nonlinear state feedback system, and the effect of its inverse system precision is analyzed. Second, a stator and rotor resistance variance estimator based on the model reference adaptive system (MRAS) is designed, and an adaptive inverse decoupling control method is proposed based on stator and rotor resistance error compensation. By cascading the inverse system with the induction motor drive system, the drive system is decoupled into two independent linear loops, so that synthesis and design of linear regulators can be done separately using linear system theory. The simulation results have verified the validity of the proposed scheme.

Key words Decoupling control, induction motor, inverse system, adjustable-frequency drives, feedback linearization

随着微电子技术和电力电子技术的高速发展, 交流调速已广泛应用于可变速驱动系统, 并具有取代直流调速的趋势^[1]. 近年来, 异步电动机的各种解耦控制方法得到广泛研究, 如基于转子磁链定向的矢量控制、基于定子磁链定向的直接转矩控制、基于微分几何的解耦控制理论^[2]、基于非线性自抗扰控制器解耦控制^[3]等. 矢量控制的解耦思想在保证转子磁链幅值为常数的情况下, 将感应电动机解耦成独立的转子磁链回路与转矩回路, 仅实现静态解耦而无法实现动态解耦^[4], 同时还具有如下的局限性: 1) 转子磁链定向困难; 2) 复杂坐标变换; 3) 对参数变化敏感; 4) 以电流作控制量, 适合于电流源

型逆变器供电系统, 对于电压源型逆变器供电系统, 需要电流控制环节. 直接转矩控制的解耦思想是依据定子磁链空间位置信息, 综合定子磁链、电磁转矩的滞环比较器逻辑信号来直接选择逆变器的开关状态. 直接转矩控制具有结构简单、快速性好、鲁棒性强等优点, 然而又带来转矩与磁链脉动大、电流畸变、无法结合先进控制理论等问题^[5-6]. 文献 [7] 应用微分几何理论和参考模型自适应理论, 对异步电动机实现了磁链与转速的动态解耦控制. 但是, 基于微分几何的解耦控制理论需要微分几何、李代数等一些纯数学知识, 难以推广应用^[8]. 文献 [9] 在矢量控制的基础上把自适应逆控制方法引入到异步电动机变频调速系统, 将参数摄动和外部干扰统一视为扰动, 通过反馈滤波器补偿予以消除, 防止由于电动机参数变化而破坏电磁转矩与转子磁链间的解耦关系. 文献 [10] 针对电压源逆变器供电的感应电动机, 为了提高系统的鲁棒性提出基于最小二乘法电机参数辨识的逆解耦控制方法. 文献 [11] 利用矩阵理论将传统的异步电动机模型等效变换为求和节点的所有分支都有电压分量的新型状态方程, 为异步电动机解耦控制的设计提供了巨大方便.

收稿日期 2008-11-19 录用日期 2009-04-20
Manuscript received November 19, 2008; accepted April 20, 2009

国家自然科学基金 (60974071), 中国博士后科学基金 (20070420071), 辽宁省自然科学基金 (20072199) 资助

Supported by National Natural Science Foundation of China (60974071), China Postdoctoral Science Foundation (20070420071), and Liaoning Provincial Natural Science Foundation of China (20072199)

1. 渤海大学信息科学与工程学院 锦州 121003

1. College of Information Science and Engineering, Bohai University, Jinzhou 121003

基于逆系统的解耦控制方法是利用非线性状态反馈来实现多变量、非线性、强耦合系统的解耦与线性化的,具有直观、简便和易于理解等特点^[12].然而电动机定子、转子电阻参数变化给逆系统方法的解析实现带来困难.本文通过非线性状态反馈建立感应电动机的积分逆模型,并分析非线性状态反馈的误差对其逆模型精度的影响.在此基础上提出了一个基于定、转子电阻误差补偿的感应电动机自适应逆解耦控制方法,将补偿后的积分逆模型串联到对象的输入端建立广义被控对象.复杂的感应电动机调速系统被解耦成电磁转矩与定子磁链的两个独立回路,利用线性系统理论分别对独立回路进行综合设计,实现定子磁链和电磁转矩对各自给定值的渐近跟踪.最后利用 Matlab 进行未补偿与补偿方案比较仿真实验,实验结果验证了建议方案的有效性.

1 感应电动机的逆解耦控制及其补偿方法

1.1 感应电动机的逆解耦控制

为了实现感应电动机定子磁链的幅值控制与电磁转矩控制,取定子电流矢量、定子磁链矢量与电机转速为状态变量 $\mathbf{X} = [i_{sd} \ i_{sq} \ \psi_{sd} \ \psi_{sq} \ \omega_r]^T$,取定子电压矢量为控制变量 $\mathbf{u} = [u_{sd} \ u_{sq}]^T$,取电磁转矩与定子磁链模为输出变量 $\mathbf{Y} = [T \ \Phi]^T$,感应电动机调速系统在静止坐标系下的状态方程为

$$\dot{\mathbf{X}} = \begin{cases} k_1 x_1 - k_2 x_2 x_5 + k_3 x_3 + k_4 x_4 x_5 + k_8 u_1 \\ k_2 x_1 x_5 + k_1 x_2 - k_4 x_3 x_5 + k_3 x_4 + k_8 u_2 \\ k_5 x_1 + u_1 \\ k_5 x_2 + u_2 \\ k_6 (x_2 x_3 - x_1 x_4) - k_7 T_l \end{cases} \quad (1)$$

系统的输出方程为

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} T \\ \Phi \end{bmatrix} = \mathbf{h}(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} k_9 (x_2 x_3 - x_1 x_4) \\ \sqrt{x_3^2 + x_4^2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中, $k_1 = -(R_s + R_r L_s / L_r) / \sigma L_s$, $k_2 = n_p$, $k_3 = R_r / \sigma L_s L_r$, $k_4 = n_p / \sigma L_s$, $k_5 = -R_s$, $k_6 = 1.5 n_p / J$, $k_7 = 1 / J$, $k_8 = 1 / \sigma L_s$, $k_9 = 1.5 n_p$. 由系统的输出方程 (2) 可知,输出方程与控制量之间不具有显含关系,但是借助状态方程 (1) 具有隐含关系,分别对各输出量求导,直到得到输出方程显含控制变量为止,即

$$\mathbf{Y}^{(\alpha)} = \begin{bmatrix} y_1^{(1)} \\ y_2^{(1)} \end{bmatrix} = \mathbf{F}(\mathbf{X}) + \mathbf{A}\mathbf{u} \quad (3)$$

式中,

$$\mathbf{F}(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} k_1 T + k_2 k_9 x_5 (x_1 x_3 + x_2 x_4) - k_4 k_9 x_5 \phi^2 \\ \frac{(k_5 x_1 x_3 + k_5 x_2 x_4)}{\phi} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} k_9 (x_2 - k_8 x_4) & k_9 (k_8 x_3 - x_1) \\ \frac{x_3}{\phi} & \frac{x_4}{\phi} \end{bmatrix}$$

当矩阵 \mathbf{A} 非奇异时,由式 (3) 解得控制量的唯一解为

$$\mathbf{u} = \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{Y}^{(1)} - \mathbf{F}(\mathbf{X})) \quad (4)$$

令 $\mathbf{v} = \mathbf{Y}^{(1)}$,则感应电动机的 1-阶积分逆模型为

$$\mathbf{u} = \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{v} - \mathbf{F}(\mathbf{X})) \quad (5)$$

逆模型 (5) 与原系统串联构成的广义系统将原系统解耦线性化成两个积分型独立子系统.

1.2 逆模型补偿方法

式 (5) 中的非线性状态反馈函数 $\mathbf{F}(\mathbf{X})$ 与电机参数有关,在不考虑状态变量的观测误差情况下,影响逆解耦精度主要由电机参数准确度决定.然而感应电动机从起动到稳态运行,温升、集肤效应使得定子电阻、转子电阻参数值变化较大,甚至达到其标称值的两倍左右^[13].设对定、转子电阻参数完全补偿的非线性状态反馈函数具有如下形式

$$\mathbf{F}(\mathbf{X}) = \bar{\mathbf{F}}(\mathbf{X}) + \Delta\mathbf{F}(\mathbf{X}) \quad (6)$$

式中, $\bar{\mathbf{F}}(\mathbf{X})$ 为标称参数下的解析表达式, $\Delta\mathbf{F}(\mathbf{X})$ 为补偿量.考虑到定子电阻和转子电阻参数的变化 ($\Delta R_s \ \Delta R_r$),由式 (6) 得到补偿量 $\Delta\mathbf{F}(\mathbf{X})$ 为

$$\Delta\mathbf{F}(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} -k_8 (x_2 x_3 - x_1 x_4) \left(\frac{\Delta R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_s \Delta R_r}{L_r} \right) \\ -\frac{x_1 x_3 + x_2 x_4}{\sqrt{x_3^2 + x_4^2}} \Delta R_s \end{bmatrix} \quad (7)$$

由解析表达式 (7) 可知,只要检测或估计到定、转子电阻的变化量,逆解耦可以得到精确补偿.

2 基于 MRAS 的定、转子电阻变化量估计

定、转子电阻的变化量无法用仪器设备检测到的,本文利用 Popov 超稳定理论设计了基于模型参考自适应系统 (Model reference adaptive system, MRAS) 的定、转子电阻变化量估计器.

2.1 感应电动机模型与其状态观测器

以定子电流与转子磁链为状态变量,在静止坐标系下,感应电动机模型为^[14]

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \boldsymbol{\psi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \boldsymbol{\psi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{u}_s \quad (8)$$

式中, \mathbf{i}_s 为定子电流, $\mathbf{i}_s = [i_{sd} \ i_{sq}]^T$; $\boldsymbol{\psi}_r$ 为转子磁链, $\boldsymbol{\psi}_r = [\psi_{rd} \ \psi_{rq}]^T$; L_s, L_r 分别为定、转子电感; L_m 为互感; σ 为漏感系数; $\sigma = 1 - L_m^2/L_s L_r$; $A_{11} = -[R_s/(\sigma L_s) + (1 - \sigma)R_r/(\sigma L_r)]I = a_{r11}I$; $A_{12} = [R_r I/L_r - \omega_r J]L_m/(\sigma L_s L_r) = a_{r12}I + a_{i12}J$; $A_{21} = (L_m R_r/L_r)I = a_{r21}I$; $A_{22} = -(R_r/L_r)I + \omega_r J$; $B_1 = 1/(\sigma L_s)I = b_1 I$; $I = [1 \ 0; \ 0 \ 1]$; $J = [0 \ -1; \ 1 \ 0]$. 自适应的伪降阶磁链观测器可以写成如下形式^[15]

$$\frac{d\hat{\mathbf{i}}_s}{dt} = \hat{A}_{11}\hat{\mathbf{i}}_s + \hat{A}_{12}\hat{\boldsymbol{\psi}}_r + \frac{1}{\sigma L_s} + G(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) \quad (9)$$

$$\frac{d\hat{\boldsymbol{\psi}}_r}{dt} = \hat{A}_{21}\hat{\mathbf{i}}_s + \hat{A}_{22}\hat{\boldsymbol{\psi}}_r \quad (10)$$

式中, $\hat{\cdot}$ 表示估计量, 系数矩阵 $\hat{A}_{11}, \hat{A}_{12}, \hat{A}_{22}$ 与定子电阻、转子电阻参数有关. 反馈增益矩阵 G 通过极点配置法进行设计.

2.2 MRAS 的等价反馈系统

式 (9) 与式 (10) 做差得到定子电流状态误差的模型

$$\frac{d\mathbf{e}_{is}}{dt} = (A_{11} + G)\mathbf{e}_{is} + A_{12}(\boldsymbol{\psi}_r - \hat{\boldsymbol{\psi}}_r) + \Delta A_1 \hat{\mathbf{i}}_s + \Delta A_2 \hat{\boldsymbol{\psi}}_r \quad (11)$$

式中, \mathbf{e}_{is} 为定子电流观测误差, $\mathbf{e}_{is} = \mathbf{i}_s - \hat{\mathbf{i}}_s$, $\Delta A_1, \Delta A_2$ 为模型匹配误差, 分别为

$$\Delta A_1 = A_{11} - \hat{A}_{11} = \left(\frac{-1}{\sigma L_s} \tilde{R}_s - \frac{1 - \sigma}{\sigma L_r} \tilde{R}_r \right) I \quad (12)$$

$$\Delta A_2 = A_{12} - \hat{A}_{12} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r^2} \tilde{R}_r I \quad (13)$$

式中, $\tilde{R}_s = R_s - \hat{R}_s$ 为定子电阻估计误差, $\tilde{R}_r = R_r - \hat{R}_r$ 为转子电阻估计误差. 通常情况下, 认为估计的转子磁链等于实际的转子磁链, 即 $\hat{\boldsymbol{\psi}}_r = \boldsymbol{\psi}_r$, 因此式 (11) 可简化为

$$\frac{d\mathbf{e}_{is}}{dt} = (A_{11} + G)\mathbf{e}_{is} + \Delta A_1 \hat{\mathbf{i}}_s + \Delta A_2 \hat{\boldsymbol{\psi}}_r$$

设 $\mathbf{V} = \mathbf{e}_{is}$, $\mathbf{W} = -\Delta A_1 \hat{\mathbf{i}}_s - \Delta A_2 \hat{\boldsymbol{\psi}}_r$, 则上式可以表示为

$$\frac{d\mathbf{V}}{dt} = (A_{11} + G)\mathbf{V} + (-\mathbf{W}) \quad (14)$$

式 (14) 由正向通道的线性部分及反馈通道的非线性时变部分组成, 从而得到参考模型自适应系统的等价反馈结构, 如图 1 所示.

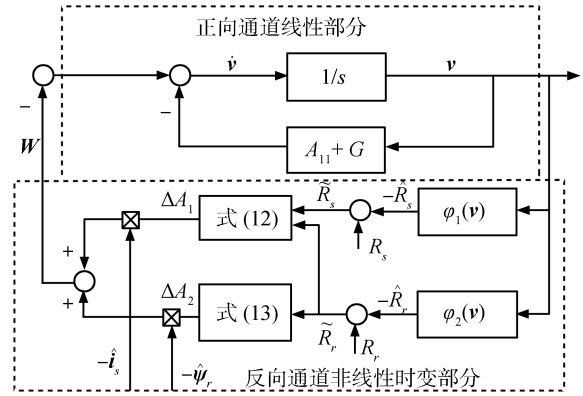


图 1 MRAS 的等价反馈结构框图

Fig. 1 Equivalent feedback structure scheme of MRAS

2.3 基于 Popov 超稳定理论自适应规律设计

由 Popov 超稳定理论可知, 针对能分离成如图 1 所示的两个方框 (前向方框和非线性时变反馈方框) 的一类反馈系统, 如果正向通道的传递函数矩阵是严格正实的, 并且非线性反馈模块的输入与输出满足 Popov 积分不等式, 则系统是渐近超稳定的.

由状态方程式 (14) 得到正向通道的传递函数矩阵为

$$H(s) = [sI - (A_{11} + G)]^{-1} \quad (15)$$

构造李亚普诺夫方程如下

$$(A_{11} + G)^T P + P(A_{11} + G) = -Q \quad (16)$$

设 Q 取单位矩阵, P 为正定矩阵, 只要合理设计反馈矩阵 G 满足上面的李亚普诺夫方程, 由文献 [16] 可知, 式 (15) 的传递函数矩阵一定是严格正实的.

为了保证系统的超稳定性, 只需考虑如下的 Popov 积分不等式

$$\int_0^{t_1} \mathbf{V}^T \mathbf{W} dt \geq -\gamma_0^2 \quad (17)$$

式中, γ_0^2 为有界的非负常数, 将上述不等式左边中的 \mathbf{V} 与 \mathbf{W} 代换, 得到

$$\int_0^{t_1} \mathbf{e}_{is}^T [-\Delta A_1 \hat{\mathbf{i}}_s - \Delta A_2 \hat{\boldsymbol{\psi}}_r] dt \geq -\gamma_0^2 \quad (18)$$

即

$$\int_0^{t_1} \mathbf{e}_{is}^T \left[\frac{1}{\sigma L_s} \hat{\mathbf{i}}_s \tilde{R}_s + \left(\frac{1 - \sigma}{\sigma L_r} \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r^2} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r \right) \tilde{R}_r \right] dt \geq -\gamma_0^2 \quad (19)$$

可以将上述不等式分解成两个不等式 I_1 和 I_2 , 分别定义如下

$$I_1: \int_0^{t_1} \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{e}_{is}^T \hat{\mathbf{i}}_s \tilde{R}_s dt \geq -\gamma_1^2 \quad (20)$$

$$I_2 : \int_0^{t_1} \mathbf{e}_{is}^T \left(\frac{1 - \sigma \hat{\gamma}_s}{\sigma L_r} \hat{\mathbf{i}}_s - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r^2} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r \right) \tilde{R}_r dt \geq -\gamma_2^2 \quad (21)$$

式中, γ_1^2 和 γ_2^2 均为有界的非负常数. 只要上面的两个不等式 I_1 和 I_2 成立, 则不等式 (17)~(19) 必然成立, 即满足 Popov 积分不等式.

为了保证自适应机构具有记忆能力, 定、转子电阻的自适应律采用比例 + 积分结构, 表示为

$$\varphi_i(\mathbf{V}, t) = \int_0^{t_1} \phi_{i1}(\mathbf{V}, t, \tau) d\tau + \phi_{i2}(\mathbf{V}, t), \quad i = 1, 2 \quad (22)$$

其中, $i = 1, 2$ 分别对应于定、转子电阻的自适应律. 参见文献 [17] 得到定、转子电阻的自适应律为:

$$\begin{aligned} \hat{R}_s &= \varphi_1(\mathbf{V}, t) = k_{11} \int_0^t (-\mathbf{e}_{is}^T \hat{\mathbf{i}}_s) d\tau + k_{12} \mathbf{e}_{is}^T \hat{\mathbf{i}}_s \\ k_{11} &> 0, \quad k_{12} > 0 \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \hat{R}_r &= \varphi_2(\mathbf{V}, t) = \\ &k_{21} \int_0^t \left[\mathbf{e}_{is}^T \left(\frac{L_m}{\sigma L_s L_r^2} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r \right) - \frac{1 - \sigma \hat{\gamma}_s}{\sigma L_r} \hat{\mathbf{i}}_s \right] d\tau + \\ &k_{22} \mathbf{e}_{is}^T \left(\frac{L_m}{\sigma L_s L_r^2} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r - \frac{1 - \sigma \hat{\gamma}_s}{\sigma L_r} \hat{\mathbf{i}}_s \right) \\ &k_{21} > 0, \quad k_{22} > 0 \end{aligned} \quad (24)$$

2.4 定、转子电阻参数摄动估计

综上所述, 定、转子电阻的参考模型自适应系统显示方式如图 2 所示.

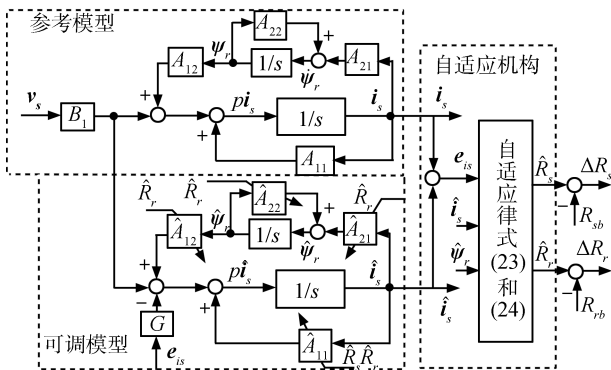


图 2 定、转子电阻的参考模型自适应系统

Fig. 2 MRAS of stator and rotor resistances

定、转子电阻自适应律的设计满足 Popov 超稳理论, 整个参考模型自适应系统是稳定的, 由自适应律估计的定、转子电阻会逐渐收敛于其实际值. 因

此, 定、转子电阻摄动量的估计值可表示为

$$\begin{cases} \Delta R_s = R_s - R_{sb} \approx \hat{R}_s - R_{sb} \\ \Delta R_r = R_r - R_{rb} \approx \hat{R}_r - R_{rb} \end{cases} \quad (25)$$

式中, R_{sb} 、 R_{rb} 分别为定、转子电阻的标称值.

3 自适应逆复合控制系统

3.1 复合控制系统总体框图

基于定、转子电阻误差补偿的自适应逆系统与被控对象复合成一个伪线性子系统. 为了获得优良的静、动态特性与抗干扰能力, 在此基础上, 设计了复合控制器, 如图 3 所示, 包括基于定、转子电阻误差补偿的解耦控制器与附加 PID 控制器两部分.

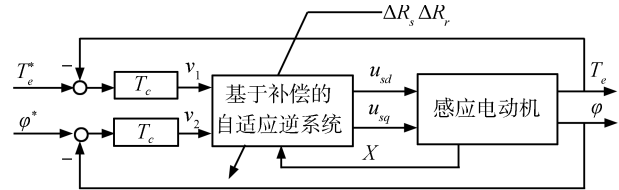


图 3 复合控制系统总体框图

Fig. 3 Global diagram of combination control system

3.2 PID 控制器

将构造的逆系统与感应电动机组合构成伪线性复合系统 (转矩子系统与磁链子系统), 理论上可将伪线性复合系统的输入输出关系简单地表示成如下的线性积分解耦型传递函数:

$$G(s) = \text{diag}\{G_{11}(s), G_{22}(s)\} = \text{diag}\left\{\frac{1}{s}, \frac{1}{s}\right\} \quad (26)$$

即转矩子系统与磁链子系统的动态特性表面上均表现为一阶积分型线性系统. 由于逆系统不可能提供额外的能量, 由逆系统与感应电动机复合而成的伪线性系统的物理特性主要取决于被控原系统的固有物理特性^[18]. 通过对感应电动机状态方程与输出方程 (式 (1) 和式 (2)) 进行仿真验证, 转矩子系统表现为时间常数为 4.5 ms 的一阶惯性环节; 磁链子系统表现为时间常数为 422 ms 的一阶惯性环节. 转矩与磁链系统为了获得优良的静、动态特性与抗干扰能力, 根据各回路的固有特性, 转矩控制器 (Torque control, TC) 与磁链控制器 (Flux control, FC) 传递函数分别设计为

$$\begin{cases} T_c : & W_{T_c}(s) = 50 \left(1 + \frac{1}{0.04s} \right) \\ F_c : & W_{F_c}(s) = 10 \left(1 + \frac{1}{0.2s} \right) \end{cases} \quad (27)$$

4 仿真与实验

按照图 3 所示的控制结构对一个标准 4-pole 的笼型感应电动机进行了仿真实验. 电动机参数为: $R_s = 0.435 \Omega$, $R_r = 0.816 \Omega$, $L_{ls} = 4.0 \times 10^{-3} \text{ H}$, $L_{lr} = 2.0 \times 10^{-3} \text{ H}$, $L_m = 69.31 \times 10^{-3} \text{ H}$, $J = 0.089 \text{ Kg} \cdot \text{m}$.

为了验证基于定、转子电阻误差补偿自适应逆解耦控制的有效性, 本文利用 Matlab 软件对定、转子电阻变化量估计器进行仿真, 同时针对定子、转子电阻参数变化进行逆系统补偿与未补偿的对比研究. 电机系统是刚性问题, Matlab 的解法器选择 ode15s.

模拟定、转子电阻变化规律如下

$$\begin{cases} R_s = 1.5 - (1.5 - 0.435) \times \exp\left(-\frac{t}{3}\right) \\ R_r = 2.4 - (2.4 - 0.816) \times \exp\left(-\frac{t}{3}\right) \end{cases} \quad (28)$$

4.1 定、转子电阻变化量估计器仿真

定、转子电阻变化量估计器仿真结果如图 4 和图 5 所示, 其中左图为电阻变化量估计器渐近跟踪给定值的过程曲线, 右图为估计器估计误差. 仿真结果说明基于 MRAS 设计的定、转子电阻变化量估计器能较好地跟踪其变化值, 进而提高逆模型的精度.

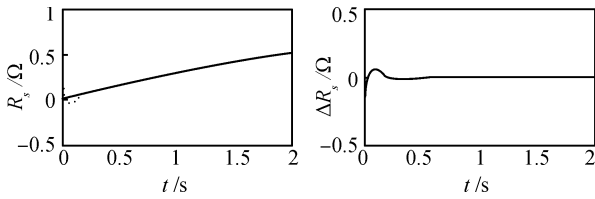


图 4 定子电阻变化量估计器

Fig. 4 Estimators of stator resistance variation

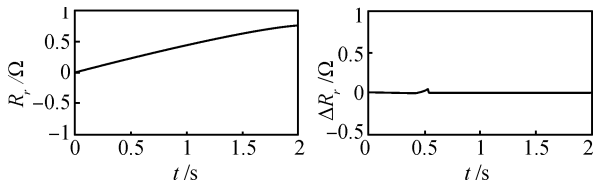


图 5 转子电阻变化量估计器

Fig. 5 Estimators of rotor resistance variation

5 未补偿的解耦控制系统仿真结果

5.1 验证电磁转矩对定子磁链的动态耦合影响

电磁转矩与定子磁链幅值在初始时刻分别设定为 $10 \text{ N}\cdot\text{m}$ 和 0.4 Wb , 在时刻 3 s 电磁转矩给定值突变为 $20 \text{ N}\cdot\text{m}$, 而定子磁链给定值保持不变, 逆系统未采用补偿 (即式 (6) 中的 $\Delta \mathbf{F}(\mathbf{X}) = \mathbf{0}$), 电磁转矩

与定子磁链响应曲线如图 6 所示.

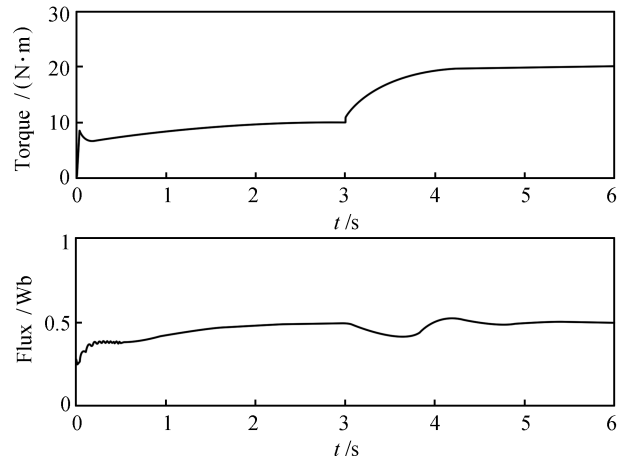


图 6 电磁转矩对定子磁链的动态耦合影响

Fig. 6 Dynamic coupling effects of torque on stator flux

仿真结果表明系统仍存在耦合关系, 尤其 3 s 后电磁转矩变化对定子磁链的动态耦合影响较大.

5.2 验证定子磁链对电磁转矩的动态耦合影响

电磁转矩与定子磁链幅值在初始时刻分别设定为 $10 \text{ N}\cdot\text{m}$ 和 0.4 Wb , 在时刻 3 s 定子磁链幅值给定值突变为 1 Wb , 而电磁转矩给定值保持不变, 逆系统未采用补偿, 电磁转矩与定子磁链响应曲线如图 7 所示.

仿真实验结果表明定子磁链变化对电磁转矩的动态耦合影响较小.

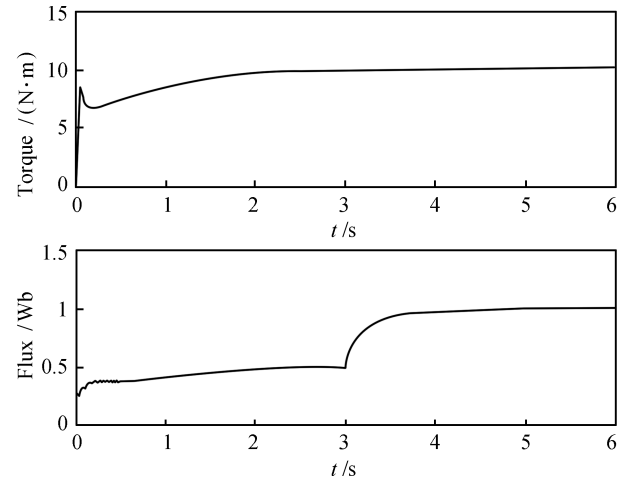


图 7 定子磁链对电磁转矩的动态耦合影响

Fig. 7 Dynamic coupling effects of stator flux on torque

5.3 基于定、转子电阻误差补偿的解耦控制的仿真结果

电磁转矩与定子磁链幅值在初始时刻分别设定

为 $10\text{ N}\cdot\text{m}$ 和 0.5 Wb , 在时刻 1.5 s 电磁转矩给定值突变为 $20\text{ N}\cdot\text{m}$, 而定子磁链给定值保持不变, 逆系统采用补偿方案, 电磁转矩与定子磁链响应曲线如图 8 所示。

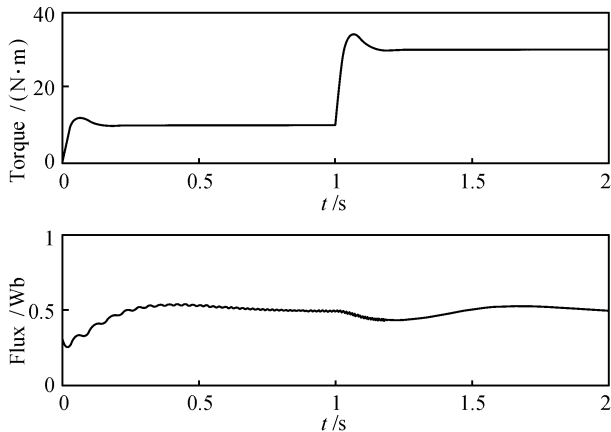


图 8 基于补偿的电磁转矩对定子磁链的耦合影响

Fig. 8 Dynamic coupling effects of torque on stator flux based on compensation

仿真实验结果表明, 建议的方案实现了电磁转矩与定子磁链间动态解耦。

5.4 基于定、转子电阻误差补偿的解耦控制的实验结果

在 EL-DSPMCK-II 型 DSP 电机控制实验开发平台上对本文提出的感应电动机自适应逆解耦控制进行了实验验证。电机空载起动, 电机运行平稳后突加负载扰动, 电磁转矩与定子磁链模的实验曲线如图 9 所示。从实验结果可以看出, 电磁转矩的变化(负载扰动的变化)基本上对定子磁链模没有影响, 建议方案实现了定子磁链模与电磁转矩的解耦。

6 结论

本文通过非线性状态反馈建立感应电动机的 α -阶积分逆模型, 并分析非线性状态反馈的误差对其逆模型精度的影响。在此基础上提出了一个基于定、转子电阻误差补偿的感应电动机自适应逆解耦控制方法, 将补偿后的 α -阶积分逆模型串联到对象的输入端建立广义被控对象。复杂的感应电动机调速系统被解耦成电磁转矩与定子磁链的两个独立回路, 利用线性系统理论分别对独立回路进行综合设计, 实现定子磁链和电磁转矩对各自给定值的渐近跟踪。仿真与实验结果表明, 该方法取得了令人满意的效果。

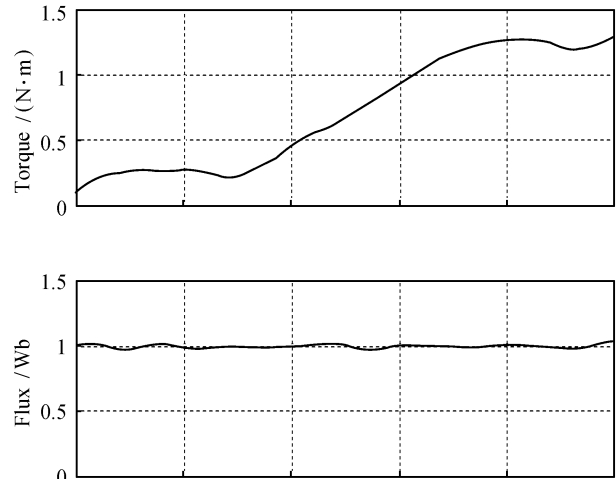


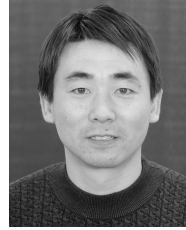
图 9 建议方案的定子磁链与电磁转矩解耦实验

Fig. 9 Experiment of decoupling control between stator flux and torque

References

- Chen Shuo, Tsuji M, Yamada E. On-line identification of stator resistance for sensorless vector control system of induction motors. *Proceedings of the CSEE*, 2003, **23**(2): 88-92
(陈硕, Tsuji M, Yamada E. 感应电机无速度传感器矢量控制系统的定子电阻在线辨识. 中国电机工程学报, 2003, **23**(2): 88-92)
- Chen Chong, Wang Yan. Nonlinear decoupling control of induction motors. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 1996, **11**(6): 7-12
(陈冲, 王炎. 感应电动机的非线性解耦控制. 电工技术学报, 1996, **11**(6): 7-12)
- Feng Guang, Huang Li-Pei, Zhu Dong-Qi. High performance control of induction motor based on auto-disturbance rejection controller. *Proceedings of the CSEE*, 2001, **21**(10): 55-58
(冯光, 黄立培, 朱东起. 采用自抗扰控制器的高性能异步电动机调速系统. 中国电机工程学报, 2001, **21**(10): 55-58)
- Sun Fei-Yue, Zhang Chun-Long. Comparative study of two decoupling control methods of induction motor. *Small and Special Electrical Machines*, 2006, **34**(11): 27-32
(孙飞月, 张春龙. 异步电动机两种不同解耦控制策略的比较. 微特电机, 2006, **34**(11): 27-32)
- Hu Hu, Li Yong-Dong. A predictive direct torque control strategies of induction motor based on area voltage vector table. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2004, **19**(2): 25-46
(胡虎, 李永东. 基于区域电压矢量表的交流异步电动机直接转矩预测控制策略研究. 电工技术学报, 2004, **19**(2): 25-46)
- Cheng Shan-Mei, Fu Zhong-Qi. Research of direct torque control system based on adaptive speed identification. *Power Electronics*, 2007, **41**(9): 24-25
(程善美, 付中奇. 基于自适应转速辨识的直接转矩控制系统研究. 电力电子技术, 2007, **41**(9): 24-25)
- Sun Dong-Sheng. Self-adaptive decoupling control for induction motor based on linearization feedback. *Electric Machines and Control Application*, 2006, **33**(3): 7-11
(孙东升. 基于线性化反馈的异步电动机自适应解耦控制. 电机与控制应用, 2006, **33**(3): 7-11)

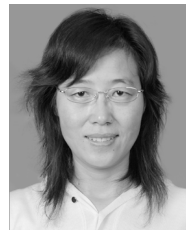
- 8 Cao Jian-Rong, Yu Lie, Wei Ze-Guo, Wang Mian-Hua. Inverse system-based decoupling control of induction motor. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 1999, **14**(1): 7–11
(曹建荣, 虞烈, 魏泽国, 王勉华. 基于逆系统理论的感应电动机解耦控制的研究. 电工技术学报, 1999, **14**(1): 7–11)
- 9 Qu Yong-Yin, Bai Jing, Zhou Zhen-Xiong, Wang Zhong-Li, Shao Shi-Huang. Adaptive inverse control variable frequency speed regulation of asynchronous motor. *Control and Decision*, 2007, **22**(7): 821–824
(曲永印, 白晶, 周振雄, 王忠礼, 邵世煌. 自适应逆控制的异步电机变频调速系统研究. 控制与决策, 2007, **22**(7): 821–824)
- 10 Yang Li-Yong, Li Zheng-Xi, Li Hua-De, Wang Jiu-He. Adaptive inverse control of induction motor drive system. *Control Theory and Applications*, 2007, **24**(1): 95–98
(杨立永, 李正熙, 李华德, 王久和. 感应电动机调速系统的自适应逆控制. 控制理论与应用, 2007, **24**(1): 95–98)
- 11 Kawabata Y, Kawakami T, Sasakura Y, Ejiogu E C, Kawabata T. New design method of decoupling control system for vector controlled induction motor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, **19**(1): 1–9
- 12 Li Qing, Yang Li-Yong, Li Zheng-Xi, Li Hua-De. Stator flux and torque decoupling control of induction motor using inverse system method. *Proceedings of the CSEE*, 2006, **26**(6): 146–150
(李擎, 杨立永, 李正熙, 李华德. 异步电动机定子磁链与电磁转矩的逆系统解耦控制方法. 中国电机工程学报, 2006, **26**(6): 146–150)
- 13 Wu Qing-Hui. Research on Speed-Sensorless Direct Torque Control of 3-Phase Induction Motor Drives [Ph. D. dissertation], Dalian University of Technology, China, 2006
(巫庆辉. 三相感应电机无速度传感器直接转矩控制技术研究 [博士学位论文], 大连理工大学, 中国, 2006)
- 14 Kojabadi M H, Chang L, Doraiswami R. A novel adaptive observer for very fast estimation of stator resistance in sensorless induction motor drives. In: Proceedings of IEEE Annual Power Electronics Specialist Conference. Acapulco, Mexico: IEEE, 2003. 1455–1459
- 15 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: Proceedings of IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference. Washington D. C., USA: IEEE, 2002. 301–308
- 16 Landau Y D. *Adaptive Control — The Model Reference Approach*. New York: Marcel Dekker, 1979
- 17 Wu Qing-Hui, Shao Cheng. Adaptive estimate method of stator resistance in a stator flux oriented direct torque control system for induction motor. *Chinese Journal of Mechanical Engineering*, 2006, **42**(6): 24–29
(巫庆辉, 邵诚. 感应电动机定子磁场定向直接转矩控制中定子电阻自适应估计方法. 机械工程学报, 2006, **42**(6): 24–29)
- 18 Dai Xian-Zhong. *Neural Inverse Control Method for Multi-variable Nonlinear System*. Beijing: Science Press, 2005
(戴先中. 多变量非线性系统的神经网络逆控制方法. 北京: 科学出版社, 2005)



巫庆辉 渤海大学信息科学与工程学院讲师。2006 年获得大连理工大学控制理论与控制工程专业博士学位。主要研究方向为自适应逆解耦控制、智能滑模变结构控制理论及其在高性能交流伺服控制中的应用、复杂工业生产过程建模与先进控制。本文通信作者。

E-mail: qinghuiwu@tom.com

(WU Qing-Hui Lecturer at the College of Information Science and Engineering, Bohai University. He received his Ph. D. degree in control theory and control engineering from Dalian University of Technology in 2006. His research interest covers adaptive inverse decoupling control, intelligent sliding-mode variable structure control theory and its application in the high performance AC servo control field, and modeling and advanced control of complex industrial process. Corresponding author of this paper.)



伦淑娴 渤海大学信息科学与工程学院教授。2005 年获得东北大学控制理论与控制工程专业博士学位。主要研究方向为复杂系统建模、智能控制、鲁棒滤波、网络控制系统。

E-mail: jzlunzi@163.com

(LUN Shu-Xian Professor at the College of Information Science and Engineering, Bohai University. She received her Ph. D. degree in control theory and control engineering from Northeastern University in 2005. Her research interest covers modeling of complex systems, intelligent control, robust filter, and network control systems.)