

感应电动机定子磁链与转矩的逆解耦及存在性

巫庆辉

(渤海大学 信息科学与工程学院, 辽宁 锦州 121000)

摘要: 对于具有多变量、非线性、强耦合特征的异步电动机调速系统, 实现定子磁链与电磁转矩的动态解耦控制是提高系统性能的关键. 本文从异步电动机的5阶模型及其固有的电磁特性出发, 证明了其系数矩阵的非奇异性, 进而结合逆系统理论证明定子磁链与电磁转矩的逆解耦在任何状态下都是存在的. 在此基础上设计了一种通过非线性状态反馈的逆解耦控制方案, 将复杂系统解耦成电磁转矩与定子磁链的两个独立线性回路, 然后利用线性系统理论分别对转矩与磁链调节器进行综合设计. 仿真实验结果验证逆解耦的存在性与解耦控制方案的有效性.

关键词: 解耦控制; 感应电动机; 逆系统; 变频调速; 反馈线性化

中图分类号: TP343

文献标识码: A

The inverse decoupling control for the stator flux and torque in induction motors and its existence

WU Qing-hui

(College of Information Science and Engineering, Bohai University, Jinzhou Liaoning 121000, China)

Abstract: For induction motor drives, characterized by MIMO, non-linearity and strong coupling, the key technique for improving its dynamic performance is to realize the dynamic decoupling between the stator flux and the electromagnetic torque. Based on a 5th-order model and the electromagnetic characteristics of an induction motor(IM), we prove that the coefficient matrix is nonsingular, confirming the existence of the inverse decoupling control of stator flux and torque in any conditions. An inverse decoupling controller is designed via non-linear state feedback, which decouples the complex system into two independent linear subsystems, the electromagnetic torque system and the stator flux system. These two subsystems are separately synthesized using linear system theory. Simulation results verify the existence of the inverse decoupling and validate the proposed decoupling control scheme.

Key words: decoupling control; induction motor; inverse system; frequency control; feedback linearization

1 引言(Introduction)

随着PWM调制技术、计算机技术及基于磁场定向的矢量控制技术发展, 感应电动机调速系统已经被广泛地应用到高性能变频调速领域^[1]. 近年来, 异步电动机的各种解耦控制方法得到广泛地研究, 如基于转子磁链定向的矢量控制^[2]、基于定子磁链定向的直接转矩控制^[3]、基于微分几何的解耦控制理论^[4]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^[5], 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与电磁转矩滞环比较器的逻辑信号直接选择逆变器的开关状态, 其控制策略具有结构简单、快速响应、鲁棒性强等优点^[6], 同时又带来转矩、磁链及电流脉动大, 很难结合先进控制理论等问题.

为了实现电磁转矩与转子磁链的动态解耦, 近些年, 一些学者将微分几何控制理论应用到高性能变频调速领域. 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的知识, 难以推广应用^[7]. 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. 目前, 在转子磁链与电磁转矩、转子磁链与转速

之间的动态解耦方面, 基于逆系统的解耦控制方法得到了深入地研究与应用^[8,9]. 文献^[10,11]在系数矩阵非奇异的条件下提出了基于逆系统理论的电磁转矩与定子磁链解耦控制方法, 并获得了很好的实验效果. 本文从异步电动机机理模型及其固有的电磁特性出发, 证明了其系数矩阵在全局工作范围内具有非奇异性, 再由逆系统理论证明其逆系统在全局工作范围内是存在的, 并建立异步电动机的一阶积分逆模型. 在此基础上, 实现了电磁转矩与定子磁链的动态解耦控制, 仿真实验结果验证了理论结果的正确性.

2 系统模型(System model)

定转子电压、电流与磁链的三相物理量通过Park变换成直角坐标系下的分量. 在任意旋转坐标系(坐标系统转角频率为 ω_e)下, 电压、电流及磁链分别用矢量表示, 则定子、转子回路的电压方程、磁链方程及电磁转矩表达式如下^[12]:

$$\begin{cases} \vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_s + j\omega_e \vec{\Psi}_s, \\ 0 = R_r \vec{i}_r + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_r + j(\omega_e - n_p \omega_r) \vec{\Psi}_r, \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \vec{\Psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r, \\ \vec{\Psi}_r = L_m \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r, \end{cases} \quad (2)$$

$$T_e = 1.5n_p(\vec{i}_s \times \vec{\Psi}_s). \quad (3)$$

式中: $\vec{u}_s$ 为定子电压矢量; $\vec{i}_s, \vec{i}_r$ 分别为定、转子电流矢量; R_s, R_r 分别为定、转子电阻; n_p 为极对数; ω_r 为电机转速, 单位 $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$; $\vec{\Psi}_s, \vec{\Psi}_r$ 分别为定、转子磁链矢量; L_s, L_r 分别为定、转子的自感; L_m 为互感; $\times$ 表示矢量叉积.

在静止坐标系下根据基本方程式(1)建立感应电动机调速系统的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{i}_{sd} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r L_s}{L_r} \right) i_{sd} - n_p \omega_r i_{sq} + \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} \psi_{sd} + \frac{n_p}{\sigma L_s} \omega_r \psi_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd}, \\ \dot{i}_{sq} = n_p \omega_r i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r L_s}{L_r} \right) i_{sq} - \frac{n_p}{\sigma L_s} \omega_r \psi_{sd} + \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} \psi_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq}, \\ \dot{\psi}_{sd} = -R_s i_{sd} + u_{sd}, \\ \dot{\psi}_{sq} = -R_s i_{sq} + u_{sq}, \\ \dot{\omega}_r = \frac{1.5n_p}{J} (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{T_l}{J}. \end{cases} \quad (4)$$

以电磁转矩、定子磁链模为输出变量的系统输出方程

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} T \\ \phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.5n_p(\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \\ \sqrt{\psi_{sd}^2 + \psi_{sq}^2} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

令 $\mathbf{x} = [i_{sd} \ i_{sq} \ \psi_{sd} \ \psi_{sq} \ \omega_r]^T$, $\mathbf{u} = [u_{sd} \ u_{sq}]^T$, 调速系统的状态空间描述为

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{cases} k_1 x_1 - k_2 x_2 x_5 + k_3 x_3 + k_4 x_4 x_5 + k_9 u_1, \\ k_5 x_1 + u_1, \\ k_5 x_2 + u_2, \\ k_6(x_2 x_3 - x_1 x_4) - k_7 x_5 - k_8 T_l, \end{cases} \quad (6)$$

$$\mathbf{Y} = h(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} k_{10}(x_2 x_3 - x_1 x_4) \\ \sqrt{x_3^2 + x_4^2} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

式中:

$$\begin{aligned} k_1 &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r L_s}{L_r} \right), \quad k_2 = n_p, \\ k_3 &= \frac{R_r}{\sigma L_s L_r}, \quad k_4 = \frac{n_p}{\sigma L_s}, \quad k_5 = -R_s, \quad k_6 = \frac{1.5n_p}{J}, \\ k_7 &= \frac{B}{J}, \quad k_8 = \frac{1}{J}, \quad k_9 = \frac{1}{\sigma L_s}, \quad k_{10} = 1.5n_p. \end{aligned}$$

3 逆系统的存在性(Existence of inverse system)

由系统的输出方程(5)或者(7)可知, 输出量与控制量之间不是显示关系, 但是借助状态方程(4)或(6)具有隐含关系. 为了得到输出量与控制量的显示关系, 各输出量分别对时间求导, 直到得到显示关系为止, 即

$$\mathbf{Y}^{(\alpha)} = \begin{bmatrix} y_1^{(1)} \\ y_2^{(1)} \end{bmatrix} = \mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{Y}) + \mathbf{A}\mathbf{u}. \quad (8)$$

式中:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{Y}) &= \begin{bmatrix} k_1 y_1 + k_2 k_{10} x_5 (x_1 x_3 + x_2 x_4) - k_4 k_{10} x_5 y_2^2 \\ (k_5 x_1 x_3 + k_5 x_2 x_4) / y_2 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} k_{10}(x_2 - k_9 x_4) & k_{10}(k_9 x_3 - x_1) \\ x_3 / \phi & x_4 / \phi \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

引理 1 对于漏感系数较小的感应电动机来说, 保证定子磁链的模为恒值条件下, 式(8)中系数矩阵 $\mathbf{A}$ 的行列式在全局工作范围内趋近于一个常数, 即

$$\det \mathbf{A} \approx -\frac{1.5n_p L_r \phi}{L_s L_r - L_m^2}. \quad (9)$$

证 由式(8)中的矩阵 $\mathbf{A}$ 的行列式得到

$$\det \mathbf{A} = \frac{k_{10}}{\phi} [(x_2 x_4 + x_1 x_3) - k_9 (x_3^2 + x_4^2)]. \quad (10)$$

上式中的各个状态变量及参数分别用电机的物理量与参数表示, 同时考虑到 $x_2x_4 + x_1x_3$ 为定子电流与定子磁链矢量的内积, $x_3^2 + x_4^2$ 为定子磁链模的平方, 则矩阵 $\mathbf{A}$ 的行列式变为

$$\begin{aligned} \det \mathbf{A} &= \frac{1.5n_p}{\phi} [\vec{i}_s \odot \vec{\Psi}_s - \frac{1}{\sigma L_s} \phi^2] = \\ &= \frac{1.5n_p}{\phi} [\vec{i}_s \odot \vec{\Psi}_s - \frac{1}{\sigma L_s} \vec{\Psi}_s \odot \vec{\Psi}_s = \\ &= \frac{1.5n_p}{\phi} [(\vec{i}_s - \frac{1}{\sigma L_s} \vec{\Psi}_s) \odot \vec{\Psi}_s. \end{aligned} \quad (11)$$

式中 $\odot$ 表示矢量的内积.

将漏感系数 $\sigma = 1 - (L_m^2/L_s L_r)$ 带入式(11)得到

$$\begin{aligned} \det \mathbf{A} &= \frac{1.5n_p [(L_s L_r - L_m^2) \vec{i}_s - L_r \vec{\Psi}_s] \odot \vec{\Psi}_s}{\phi (L_s L_r - L_m^2)} = \\ &= \frac{1.5n_p}{\phi (L_s L_r - L_m^2)} [\sigma L_r L_s \vec{i}_s - L_r \vec{\Psi}_s] \odot \vec{\Psi}_s = \\ &= \frac{1.5n_p L_r}{\phi (L_s L_r - L_m^2)} [\sigma L_s \vec{i}_s - \vec{\Psi}_s] \odot \vec{\Psi}_s. \end{aligned} \quad (12)$$

由于感应电动机的漏感系数 σ 很小, 这样导致 $\sigma L_s \vec{i}_s \ll \vec{\Psi}_s$. 把 $\sigma L_s \vec{i}_s$ 部分忽略, 式(12)的 $\mathbf{A}$ 行列式近似为

$$\begin{aligned} \det \mathbf{A} &\approx -\frac{1.5n_p L_r}{\phi (L_s L_r - L_m^2)} \vec{\Psi}_s \odot \vec{\Psi}_s = \\ &= -\frac{1.5n_p L_r \phi}{L_s L_r - L_m^2}. \end{aligned}$$

证毕.

由于感应电动机的绕组铁心是磁性材料制成, 运行前本身就会有剩磁; 电机起动初始期间, 电磁转矩小于负载转矩, 电机转速为零, 这个过程电源给电机励磁, 也就是运行前先建立磁场. 因此, 在起动或者运行过程中, 感应电动机的定子磁链模 ϕ 都是大于零. 由上面的定理可知, 式(8)中的系数矩阵 $\mathbf{A}$ 的行列式不等于零, 即

$$\det \mathbf{A} \approx -\frac{1.5n_p L_r \phi}{L_s L_r - L_m^2} \neq 0.$$

系数矩阵 $\mathbf{A}$ 非奇异, 所以式(8)中的控制量 $\mathbf{u}$ 在全局工作范围内具有唯一解.

系统相对阶的代数和小于原系统的阶次($n = 5$), 即

$$\sum_{i=1}^2 \alpha_i = 2 < 5.$$

系数矩阵非奇异, 且相对阶的代数和小于原系统的阶次, 由逆系统理论^[13]可知, 以定子电流、定子磁链为状态变量, 以电磁转矩、定子磁链模作为输出量的感应电动机系统的逆系统是存在的. 由式(8)解

得控制量的唯一解为

$$\mathbf{u} = \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{Y}^{(1)} - \mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{Y})). \quad (13)$$

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

$$\mathbf{w} = \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{v} - \mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{Y})). \quad (14)$$

4 感应电机的解耦控制(Decoupling control of IM)

将逆模型与感应电动机级联构成广义复合系统. 广义系统的输出与输入具有如下关系:

$$\dot{\mathbf{Y}} = \mathbf{v}, \text{ 即 } \begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}. \quad (15)$$

通过引入逆模型, 将非线性、强耦合的感应电动机解耦线性化为电磁转矩与定子磁链的独立伪线性子系统.

转矩线性子系统

$$\dot{y}_1 = \dot{T}_e = v_1. \quad (16)$$

磁链线性子系统

$$\dot{y}_2 = \dot{\phi} = v_2. \quad (17)$$

5 伪线性系统综合(Synthesis of pseudo-linear system)

对于式(16)(17)所描述的伪线性化系统, 可以应用线性系统理论进行综合设计. 基于线性系统理论综合设计的原理框图如图1所示, TA为转矩调节器, FA为磁链调节器.

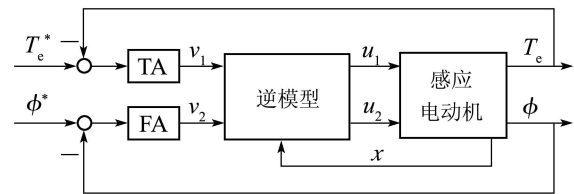


图1 基于线性系统理论综合设计的原理框图

Fig. 1 Basic scheme of synthesis based on linear-system theory

由于转矩子系统与磁链子系统均为一阶积分型线性系统, TA和FA均选为PI调节器, 其传递函数分别为

$$\text{TA: } W_{\text{TA}}(s) = 50(1 + \frac{1}{0.45s}), \quad (18)$$

$$\text{FA: } W_{\text{FA}}(s) = 10(1 + \frac{1}{0.25s}). \quad (19)$$

6 仿真结果(Simulation results)

为了验证逆解耦的存在性及上述解耦控制方

案的有效性,本文利用MATLAB仿真软件进行了仿真比较研究,电动机参数如下: $R_s = 1.1 \Omega$, $R_r = 1.05 \Omega$, $L_s = 0.12 \text{ H}$, $L_r = 0.12 \text{ H}$, $L_m = 0.115 \text{ H}$, $n_p = 2$. 为了进行比较,首先对未采用逆解耦的电磁转矩与定子磁链进行控制,转矩与定子磁链的调节器同样分别采用式(18)(19)所示的PI调节器. 然后进行本文建议的解耦控制方案仿真实验. 为了充分验证定子磁链与电磁转矩的逆解耦在任何状态下都是存在的,仿真实验过程中定子磁链给定值、电磁转矩给定值及定子磁链的初始状态进行多次调整,所得的结论是相同的. 由于篇幅的限制,本文选择了某些状态下的仿真结果. 感应电动机具有剩磁,初始磁链模大于零,本文实验过程定子磁链的 d, q 轴分量初始值分别设定为: 0 Wb , 0.01 Wb .

6.1 定子磁链与电磁转矩的耦合影响实验(Experiment of coupling effect between stator flux and torque)

在没有采用解耦控制的情况下,分别用PI调节器控制转矩与定子磁链回路,初始时刻电磁转矩与定子磁链模突加的给定信号分别设定为 $10 \text{ N}\cdot\text{m}$, 0.5 Wb ,仿真结果如图2所示.

仿真结果看出,由于电磁转矩与定子磁链的相互耦合影响,导致电磁转矩出现高频振荡,同时转矩与磁链模逐渐发散,控制系统不稳定. 虽然实际系统电压幅值的限制使系统不会发散,但是这种未经解耦的控制方式无法实现转矩与磁链模的准确控制.

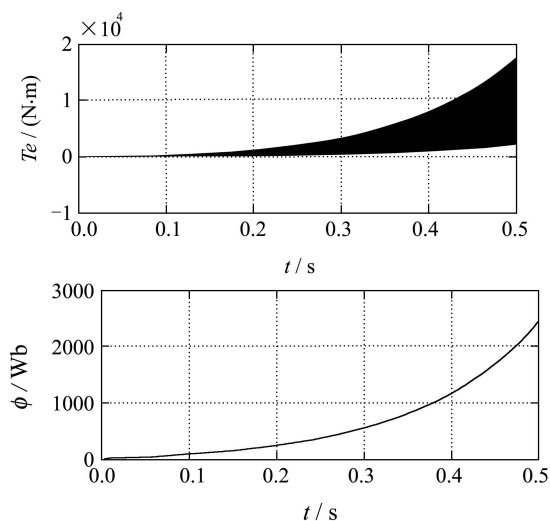


图2 定子磁链与电磁转矩的耦合影响

Fig. 2 Coupling effect between stator flux and torque

6.2 定子磁链对电磁转矩的解耦实验(Experiment of stator flux decoupled from torque)

初始时刻电磁转矩与定子磁链模突加的给定信号分别为 $10 \text{ N}\cdot\text{m}$, 0.5 Wb ,在 $t = 1.5 \text{ s}$ 时电磁转矩的

给定值变为 $20 \text{ N}\cdot\text{m}$,响应曲线如图2所示. 仿真结果可以看出,当电磁转矩发生变化时而定子磁链的模基本保持不变,实现了定子磁链对电磁转矩的解耦.

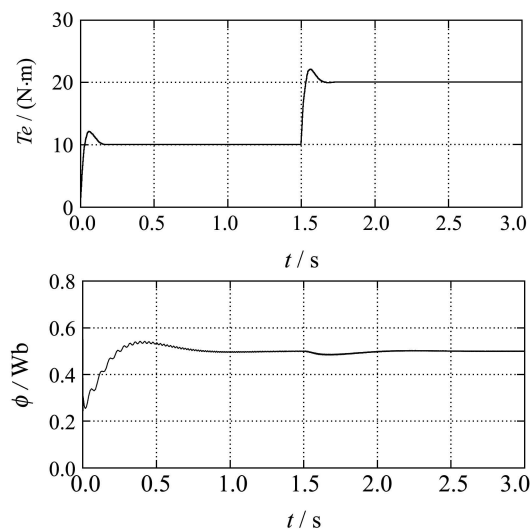


图3 定子磁链对电磁转矩的解耦

Fig. 3 Stator flux decoupled from torque

6.3 电磁转矩对定子磁链的解耦实验(Experiment of torque decoupled from stator flux)

初始时刻电磁转矩与定子磁链模突加的给定信号分别为 $10 \text{ N}\cdot\text{m}$, 1 Wb ,其阶跃响应曲线如图4所示. 电磁转矩与定子磁链进入稳态后,在 $t = 1.5 \text{ s}$ 时定子磁链的给定值变为 0.5 Wb . 仿真结果可以看出,当定子磁链发生变化时而定子磁链基本保持不变. 这验证了电磁转矩对定子磁链实现了动态解耦.

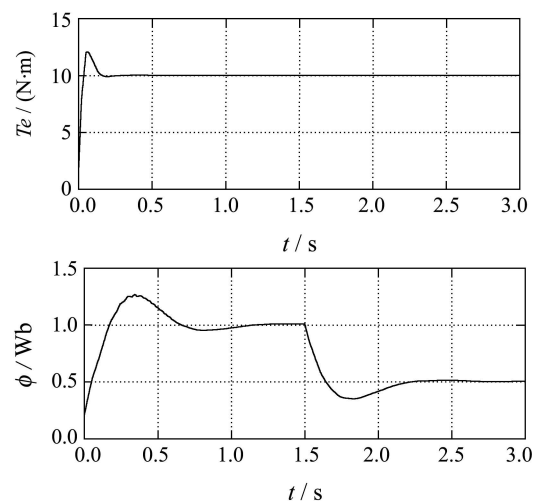


图4 电磁转矩对定子磁链的解耦

Fig. 4 Torque decoupled from Stator flux

7 结论(Conclusions)

针对以定子电流与定子磁链为状态变量、以电磁转矩与定子磁链模为输出量的感应电动机5阶模

型, 结合电机固有的电磁特性, 证明了系数矩阵在任何状态下都是非奇异的. 同时, 结合逆系统理论证明了逆解耦的存在性. 在此基础上, 提出了一种基于逆系统理论的感应电动机解耦控制方法. 仿真实验结果验证理论分析的正确性及建议的解耦控制方案的有效性.

参考文献(References):

- [1] 林澜, 慕小武, 王杰, 等. 感应电动机直接转矩控制的稳定性分析[J]. 控制理论与应用, 2007, 24(2): 223 – 228.
(LIN Lan, MU Xiaowu, WANG Jie, et al. Stability analysis for direct torque control of induction motors[J]. *Control Theory & Applications*, 2007, 24(2): 223 – 228.)
- [2] YOSHITAKA K, TOMOYUKI K, YOSHIKI S, et al. New design method of decoupling control system for vector controlled induction motor[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, 19(Suppl): 1 – 9.
- [3] 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[J]. 电力电子技术, 2007, 41(9): 24 – 25.
(CHENG Shanmei, FU Zhongqi. Research of direct torque control system based on adaptive speed identification[J]. *Power Electronics*, 2007, 41(9): 24 – 25.)
- [4] 孙东升. 基于线性化反馈的异步电动机自适应解耦控制[J]. 电机与控制应用, 2006, 33(3): 6 – 11.
(SUN Dongsheng. Self-adaptive decoupling control for induction motor based on linearization feedback[J]. *Electric Machines & Control Application*, 2006, 33(3): 6 – 11.)
- [5] 孙飞月, 张春龙. 异步电动机两种不同解耦控制策略的比较[J]. 微特电机, 2006, 11: 27 – 32.
(SUN Feiyue, ZHANG Chunlong. Comparative study of two decoupling control methods of induction motor[J]. *Small & Special Machines*, 2006, 11: 27 – 32.)
- [6] LASCU C, BOLDEA I, BLAABJERG F. Variable-structure direct torque control—a class of fast and robust controllers for induction machine drives[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004, 51(4): 785 – 792.
- [7] 曹建荣, 虞烈, 魏泽国, 等. 基于逆系统理论的感应电动机解耦控制的研究[J]. 电工技术学报, 1999, 14(1): 7 – 11.
(CAO Jianrong, YU Lie, WEI Zeguo, et al. Inverse system based decoupling control of induction motor[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 1999, 14(1): 7 – 11.)
- [8] BOTON C, HORGÁ V, ALBU M, et al. Decoupling control of an induction motor drive supplied by a voltage source inverter[C] // *International Symposium on Signals, Circuits and Systems*. [S.l.]: [s.n.], 2007, 2: 1 – 4.
- [9] WANG H, XU W, SHEN T, et al. Stator flux and torque decoupling control for induction motors with resistance adaptation[J]. *IEE Proceedings: Control Theory and Applications*, 2005, 152(4): 363 – 370.
- [10] 李擎, 杨立永, 李正熙, 等. 异步电动机定子磁链与电磁转矩的逆系统解耦控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(6): 146 – 150.
(LI Qin, YANG Liyong, LI Zhengxi, et al. Stator flux and torque decoupling control of induction motor using inverse system method[J]. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2006, 26(6): 146 – 150.)
- [11] 杨立永, 李正熙, 李华德, 等. 感应电动机调速系统的自适应逆控制[J]. 控制理论与应用, 2007, 24(1): 95 – 98.
(YANG Liyong, LI Zhengxi, LI Huade, et al. Adaptive inverse control of induction motor drive system[J]. *Control Theory & Applications*, 2007, 24(1): 95 – 98.)
- [12] RODRIGUEZ J, PONTT J, SILVA C, et al. A novel direct torque control scheme for induction machines with space vector modulation[C] // *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Aachen, German: [s.n.], 2004: 1392 – 1397.
- [13] 戴先中. 多变量非线性系统的神经网络逆控制方法[M]. 北京: 科学出版社, 2005.

作者简介:

巫庆辉 (1974—), 男, 博士, 研究方向为非线性系统控制理论、电机智能控制等, E-mail: qinghuiwu@tom.com.