

# 基于无源性的异步机自适应控制<sup>1)</sup>

陈 峰 徐文立

(清华大学自动化系 北京 100084)

(E-mail: Chenfeng71@263.net)

**摘 要** 对近年来出现的一种异步机控制方法——基于无源性的控制(简称 PBC)进行了发展,从理论上取消了对定子电流反馈的要求,并针对转子电阻变化,增加了参数自调整的自适应控制和转子磁链闭环控制.该控制器保留了 PBC 方法的简单、无奇异点等优点,而且抑制了由于转子电阻变化引起的转速和磁链跟踪误差.

**关键词** 异步机,无源性,自适应,观测器.

## PASSIVITY-BASED ADAPTIVE CONTROL OF INDUCTION MOTOR

CHEN Feng XU Wenli

(Department of Automation, Tsinghua University, Beijing 100084)

**Abstract** A newly developed control method for induction motor, Passivity-Based Control (PBC), is improved by deleting the requirement of stator current feedback. In addition, a self-tuning adaptive control scheme and a closed-loop control of rotor flux are introduced. The entire control approach not only reserves the advantages of PBC such as simplicity and nonexistence of singularity, but also represses the speed and flux tracking error caused by rotor resistance variation.

**Key words** Induction motor, passivity, adaptive, observer.

## 1 引言

在异步机控制领域中已经取得了许多进展.除了众所周知的矢量控制和直接转矩控制外,其它主要的非线性控制方法有反馈线性化、变结构和近几年发展起来的基于无源性控制(简称 PBC)等方法. PBC 方法最早应用于机器人控制中,Ortega 等人<sup>[1~3]</sup>将无源性的概念引入到电机控制中来,该方法利用能量的观点分析异步机的性质,其关键在于从电机模型中分离出所谓的“无功功率”.无功功率出现在电机的动态方程中,但不影响系统的能量

1) 清华大学博士生基金资助课题.

平衡,因而不影响系统的稳定性,所以不必抵消,得到的控制器简单、鲁棒性好.另外,PBC方法没有奇异点,是全局稳定的控制方案.这些优点表明 PBC 有着很好的理论意义和应用价值.

本文发展了 PBC 方法,证明了无需定子电流反馈,异步机本身就具有严格无源性,从而得到了更为本质的结果.此外,现有文献中实现转速控制的 PBC 方法存在两个主要问题:1)没有考虑转子电阻变化的影响;2)转子磁链的控制是开环.为此,本文针对第一个问题,在控制方案中加入了转子电阻辨识环节;而对于第二个问题,文中采用了新的状态参考值的选取方法,将定子电流参考值视为转子磁链回路的控制量,找出其实现转子磁链闭环的控制律,然后利用 PBC 方法实现系统状态的跟踪控制.

## 2 异步机的无源性控制方法

根据文献[6]得到在同步旋转的两相坐标系(即 dq 坐标系)下的异步机模型(不失一般性,设电机为一对极)

$$D\dot{x} + C(\omega)x + Rx = u, \quad (1)$$

其中

$$D = \begin{bmatrix} L_s I_2 & MI_2 \\ MI_2 & L_r I_2 \end{bmatrix}, R = \begin{bmatrix} R_s I_2 & \\ & R_r I_2 \end{bmatrix}, I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$C(\omega) = \begin{bmatrix} \omega_1 L_s J_2 & \omega_1 M J_2 \\ \omega_s M J_2 & \omega_s L_r J_2 \end{bmatrix}, J_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$u = [u_{sd} \quad u_{sq} \quad 0 \quad 0]^T, x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad i_{rd} \quad i_{rq}]^T,$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = \tau - f\omega - \tau_c, \quad (2)$$

$$\tau = M(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) = M(x_2x_3 - x_1x_4). \quad (3)$$

以上方程中  $x$  为状态向量,其元素为定子和转子电流分别在 d 轴和 q 轴上的分量; $u$  为控制电压; $\omega$  为转速, $\omega_1$  为同步转速,而  $\omega_s = \omega_1 - \omega$ ;  $R_s, R_r$  分别为定子和转子回路电阻; $L_s, L_r$  分别为定子和转子回路自感, $M$  为定子和转子回路之间的互感; $\tau$  为电磁转矩, $\tau_c$  为负载转矩; $f$  为机械阻尼系数, $J$  为转子转动惯量.

为了导出严格无源的系统,文献中已有的 PBC 方法<sup>[1,2]</sup>都是通过加入适当定子电流反馈,使得电机模型(1)变化为如下形式

$$D\dot{x} + \bar{C}(\omega)x + \bar{R}(\omega)x = u + \bar{K}x = u^*, \quad (4)$$

其中

$$\bar{C}(\omega) = \omega_1 \begin{bmatrix} L_s J_2 & M J_2 \\ M J_2 & L_r J_2 \end{bmatrix}, \bar{R}(\omega) = \begin{bmatrix} (R_s + K_i)I_2 & 0 \\ -\omega M J_2 & R_r I_2 - \omega L_r J_2 \end{bmatrix},$$

$\bar{K} = \begin{bmatrix} K_i I_2 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ ,事实上, $\bar{K}x$  的物理意义就是定子电流反馈,而  $K_i$  为反馈系数.注意, $\bar{C}(\omega)$  为反对称矩阵,即  $\bar{C}(\omega) = -\bar{C}^T(\omega)$ ,所以  $x^T \bar{C}(\omega)x = 0$ ;而  $\bar{R}(\omega)$  为阻尼矩阵.可以证明<sup>[2]</sup>,若选取反馈系数  $K_i > \frac{\omega^2 M^2}{4R_r} - R_s$ ,则  $\forall x \neq 0, x^T \bar{R}(\omega)x > 0$ . 如果把  $u^*$  和  $x$  看作是

系统的输入和输出, 并设系统能量为  $V = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T D \mathbf{x}$ . 根据(4)式和  $\bar{C}(\omega)$  及  $\bar{R}(\omega)$  的性质, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \mathbf{x}^T D \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{x}^T \mathbf{u}^* - \mathbf{x}^T \bar{C}(\omega) \mathbf{x} - \mathbf{x}^T \bar{R}(\omega) \mathbf{x} = \\ &\mathbf{x}^T \mathbf{u}^* - \mathbf{x}^T \bar{R}(\omega) \mathbf{x}, \end{aligned}$$

从而得到如下的能量平衡方程

$$V(t) - V(0) = \int_0^t \mathbf{x}^T \mathbf{u}^* dt - S, \quad S = \int_0^t \mathbf{x}^T \bar{R}(\omega) \mathbf{x} dt > 0.$$

这样, (4)式表达的系統为严格无源系统<sup>[4]</sup>. 因而对应于(4)式的无外力作用系统

$$D \dot{\mathbf{x}} + \bar{C}(\omega) \mathbf{x} + \bar{R} \mathbf{x} = 0,$$

$\mathbf{x} = 0$  是其渐进稳定的平衡点<sup>[4]</sup>. 可以看出  $\bar{C}(\omega) \mathbf{x}$  一项对系统能量的平衡不起作用, 称为无功功率, 因而对状态  $\mathbf{x}$  的渐进稳定性没有影响.

上面的结果是在引入了定子电流反馈, 使异步机动态方程由(1)式变为(4)式后得到的. 事实上, 无需引入定子电流反馈, 由(1)式表达的异步机系统本身就是严格无源的. 对这一点的证明需要设计一个巧妙的能量函数, 我们设这个能量函数为  $V = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T W \mathbf{x}$  其中  $W = DR^{-1}D$ ,  $D, R$  的含义见(1)式. 容易证明,  $W$  为对称正定矩阵, 所以有  $V > 0, \forall \mathbf{x} \neq 0$ . 现在求函数  $V$  的导数, 利用(1)式得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= 2\mathbf{x}^T W \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{x}^T DR^{-1}D \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{x}^T DR^{-1} \mathbf{u} - \mathbf{x}^T DR^{-1}(C(\omega) + R) \mathbf{x} = \\ &\mathbf{x}^T DR^{-1} \mathbf{u} - \mathbf{x}^T DR^{-1}C(\omega) \mathbf{x} - \mathbf{x}^T D \mathbf{x} = \mathbf{x}^T DR^{-1} \mathbf{u} - \mathbf{x}^T N \mathbf{x} - \mathbf{x}^T D \mathbf{x}. \end{aligned}$$

容易证明  $N$  为反对称阵, 所以  $\dot{V} = \mathbf{x}^T DR^{-1} \mathbf{u} - \mathbf{x}^T D \mathbf{x}$ , 而  $D$  是正定的对称矩阵, 我们有  $\mathbf{x}^T D \mathbf{x} > 0$ , 将此结果代入上面关于无源性的证明, 可知异步机无需任何反馈便为严格无源系统, 所以  $\mathbf{x} = 0$  是系统  $D \dot{\mathbf{x}} + C(\omega) \mathbf{x} + R \mathbf{x} = 0$  的渐进稳定的平衡点. 下面将按改进后的方法设计控制器.

### 3 采用 PBC 方法的控制器设计

#### 3.1 磁链和转矩控制器设计

首先设需要跟踪的转子磁链矢量为  $[\psi_{rd} \ 0]^T$  (磁链幅值  $\psi_{rd}$  为常量), 转矩为  $\tau_d$ ,  $k_\psi$  为转子磁链闭环反馈系数. 选取如下的系统状态参考值  $\mathbf{x}_d$ 、转差和电压控制律

$$\begin{bmatrix} x_{d1} \\ x_{d2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\psi_{rd}}{M} \\ -\frac{L_r \tau_d}{M \psi_{rd}} \end{bmatrix} - k_\psi \left( \boldsymbol{\psi}_r - \begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ 0 \end{bmatrix} \right), \quad (5)$$

$$x_{d3} = \frac{\psi_{rd} - M x_{d1}}{L_r}, \quad x_{d4} = -\frac{M x_{d2}}{L_r}, \quad (6)$$

$$\boldsymbol{\psi}_r = M \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + L_r \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}, \quad (7)$$

$$\mathbf{u} = D \dot{\mathbf{x}}_d + (C + R) \mathbf{x}_d, \quad (8)$$

$$\omega_s = \frac{R_r \tau_d}{\psi_{rd}^2}. \quad (9)$$

**命题1.** 如果选取如(5)和(6)式的状态参考值, 以及(8)和(9)式的电压和转差控制律, 可使系统状态  $x$  渐进趋向  $x_d$ , 并最终得到所需的磁链幅值  $\psi_{rd}$  和转矩  $\tau_d$ .

证明. 将转子磁链的关系式(7)与(1)式的3和4行联立, 得到转子磁链方程为

$$\frac{d\psi_r}{dt} - \omega_s J_2 \psi_r + \frac{R_r}{L_r} \psi_r = \frac{R_r M}{L_r} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}.$$

如果视定子电流  $x_1, x_2$  为控制量, 则利用一般 PBC 控制方法, 为得到所需的磁链幅

值  $\psi_{rd}$  和转矩  $\tau_d, x_1, x_2$ , 的参考值为  $\begin{bmatrix} x_{d1} \\ x_{d2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\psi_{rd}}{M} \\ -\frac{L_r \tau_d}{M \psi_{rd}} \end{bmatrix}$ ,  $\omega_s = \frac{R_r \tau_d}{\psi_{rd}^2}$  (见文献[4]). 而加入了转

子状态的闭环控制后, 得到(5)式. 另外根据转子磁链的关系式(7), 可以利用已得到的  $x_{d1}, x_{d2}$  求出  $x_{d3}, x_{d4}$ .

现在证明系统状态  $x$  渐进趋向  $x_d$ . 设状态误差为  $e_x = x - x_d$ , 代入(4)式中得到状态误差方程

$$D\dot{e}_x + C(\omega)e_x + Re_x = u - D\dot{x}_d - C(\omega)x_d - Rx_d = \xi, \quad (10)$$

其中  $\xi = \begin{bmatrix} u_{sd} - L_s \dot{x}_{d1} - M \dot{x}_{d3} + \omega_1 L_s x_{d2} + \omega_1 M x_{d4} - R_s x_{d1} \\ u_{sq} - L_s \dot{x}_{d2} - M \dot{x}_{d4} - \omega_1 L_s x_{d1} - \omega_1 M x_{d3} - R_s x_{d2} \\ -M \dot{x}_{d1} - L_r \dot{x}_{d3} + \omega_s M x_{d2} + \omega_s L_r x_{d4} - R_r x_{d3} \\ -M \dot{x}_{d2} - L_r \dot{x}_{d4} - \omega_s M x_{d1} - \omega_s L_r x_{d3} - R_r x_{d4} \end{bmatrix}$ .

将(5), (6), (8), (9)式代入(10)式后得到  $\xi = 0$ .

根据上节中对异步机无源性的讨论, 对于系统  $D\dot{e}_x + C(\omega)e_x + Re_x = 0$ , 根据无源性的性质, 可得  $e_x(t) \rightarrow 0$ . 证毕.

### 3.2 转速控制器设计

**命题2.** 选取转矩给定  $\tau_d = J \frac{d\omega_d}{dt} + f\omega_d - Jk_w(\omega - \omega_d) + \tau_c$ , 可以使转速误差渐进趋近于零, 其中  $\omega_d$  为转速给定,  $k_w$  分别为转速比例控制器的系数.

因篇幅所限, 证明从略, 可参考文献[2, 3].

## 4 自适应的 PBC 控制器设计

**命题3.** 设  $\hat{R}_r$  为转子电阻的估计值, 表示为  $\hat{R}_r = \theta + R_r$ , 若选取参数辨识律,  $\dot{\theta} = -e_x^T DR^{-1}Qx$ ,  $Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & I_2 \end{bmatrix}$ , 则  $\hat{R}_r \rightarrow R_r, e_x \rightarrow 0$ .

证明. 考虑转子电阻变化后的异步机模型为

$$D\dot{x} + C(\omega)x + \hat{R}x = u + (\hat{R}_r - R_r)Qx,$$

在代入控制律  $u$  后得到关于状态误差的方程

$$D\dot{e}_x + C(\omega)e_x + \hat{R}e_x = (\hat{R}_r - R_r)Qx = \theta Qx. \quad (11)$$

选取李雅普诺夫函数  $W = \frac{1}{2}e_x^T DR^{-1}De_x + \frac{1}{2}\theta^2$ , 显然  $W > 0$ , 且其微分为

$$\frac{dW}{dt} = e_x^T DR^{-1}D\dot{e}_x + \theta\dot{\theta} = -e_x^T D\dot{e}_x + \theta(e_x^T DR^{-1}Qx + \dot{\theta}),$$

代入参数辨识律  $\dot{\theta} = -e_x^T D R^{-1} Q x$ , 则  $\frac{dW}{dt} = -e_x^T D e_x < 0$ , 根据李雅普诺夫稳定性定理,  $\theta \rightarrow 0, e_x \rightarrow 0$ . 证毕.

## 5 转子状态观测器设计

无论是转子磁链反馈, 还是转子电阻的辨识, 都需要知道转子电流. 而转子电流的测量很困难, 须采用观测器. 为了使观测器本身不受转子电阻变化的影响, 本文采用了一种开环观测器<sup>[5]</sup>. 根据定子电压的关系

$$\frac{d\psi_{sd}}{dt} = u_{sd} - R_s x_1, \quad \frac{d\psi_{sq}}{dt} = u_{sq} - R_s x_2,$$

可以求出定子磁链矢量在 dq 轴上的分量

$$\psi_{sd} = \psi_{sd}(0) + \int_0^t (u_{sd} - R_s x_1) dt, \quad \psi_{sq} = \psi_{sq}(0) + \int_0^t (u_{sq} - R_s x_2) dt.$$

再根据定子磁链的关系式可求出转子电流

$$x_3 = \frac{\psi_{sd} - L_s x_1}{M}, \quad x_4 = \frac{\psi_{sq} - L_s x_2}{M}.$$

## 6 仿真实验

本节给出前面讨论的一般 PBC 控制器和加入了自适应控制的 PBC 控制器的仿真曲线. 所用的异步机参数如下<sup>[1]</sup>: 定子电阻  $R_s = 0.687 \Omega$ , 转子电阻  $R_r = 0.642 \Omega$ , 定子电感  $L_s = 84 \text{mH}$ , 转子电感  $L_r = 85.2 \text{mH}$ , 定转子互感  $M = 81.3 \text{mH}$ , 负载转矩  $\tau_c = 10 \text{N}\cdot\text{m}$ , 摩擦系数  $f = 0.01$ , 转子转动惯量  $J = 0.3 \text{kgm}^2$ , 给定转速  $\omega_d = 100 \text{rad/s}$ , 磁链幅值给定  $\psi_{rd} = 2 \text{wb}$ .

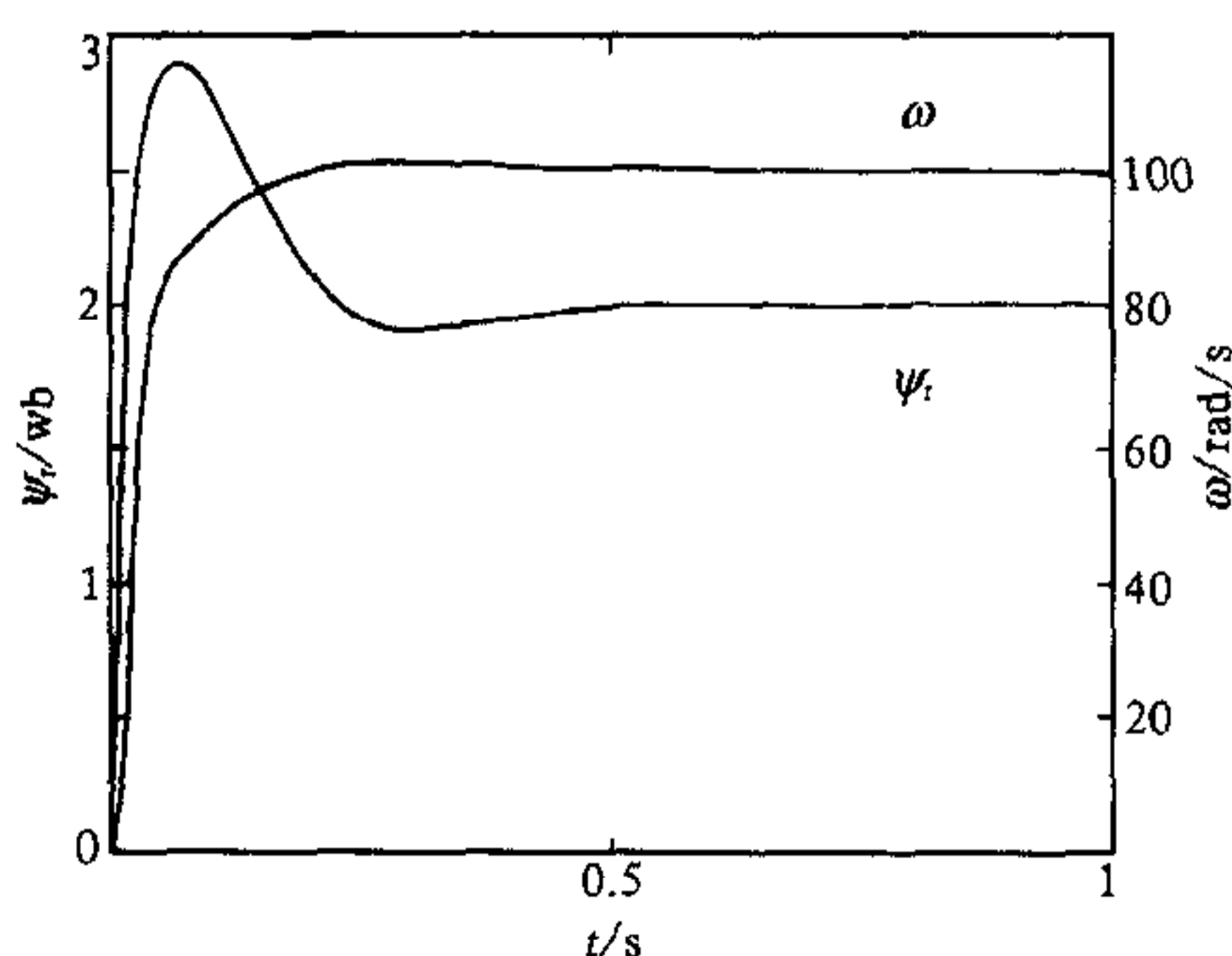


图1 PBC 控制的磁链和转速曲线.

图1为转子电阻不变时, 异步机起动时的磁链和转速曲线. 转子电流闭环控制系数  $k_\psi$  和转速控制器参数  $k_\omega$  是根据仿真结果经过调整得到的. 在实际仿真中  $k_\psi = 100, k_\omega = 200$ . 图2为假设转子电阻在电机起动后0.5秒, 突然变为原来的一倍后的转速和磁链曲线. 图3为同样情况下加入了自适应控制器后的转速和磁链曲线.

从仿真结果看, 在转子电阻不变时, PBC 控制器效果很好. 但在转子电阻变化较大时, 磁链和转速的跟踪误差变得无法接受. 可见 PBC 控制器对转子电阻变化是很敏感的. 但在加入自适应控制后, 转子电阻变化引起的转速和磁链误差基本上被克服.

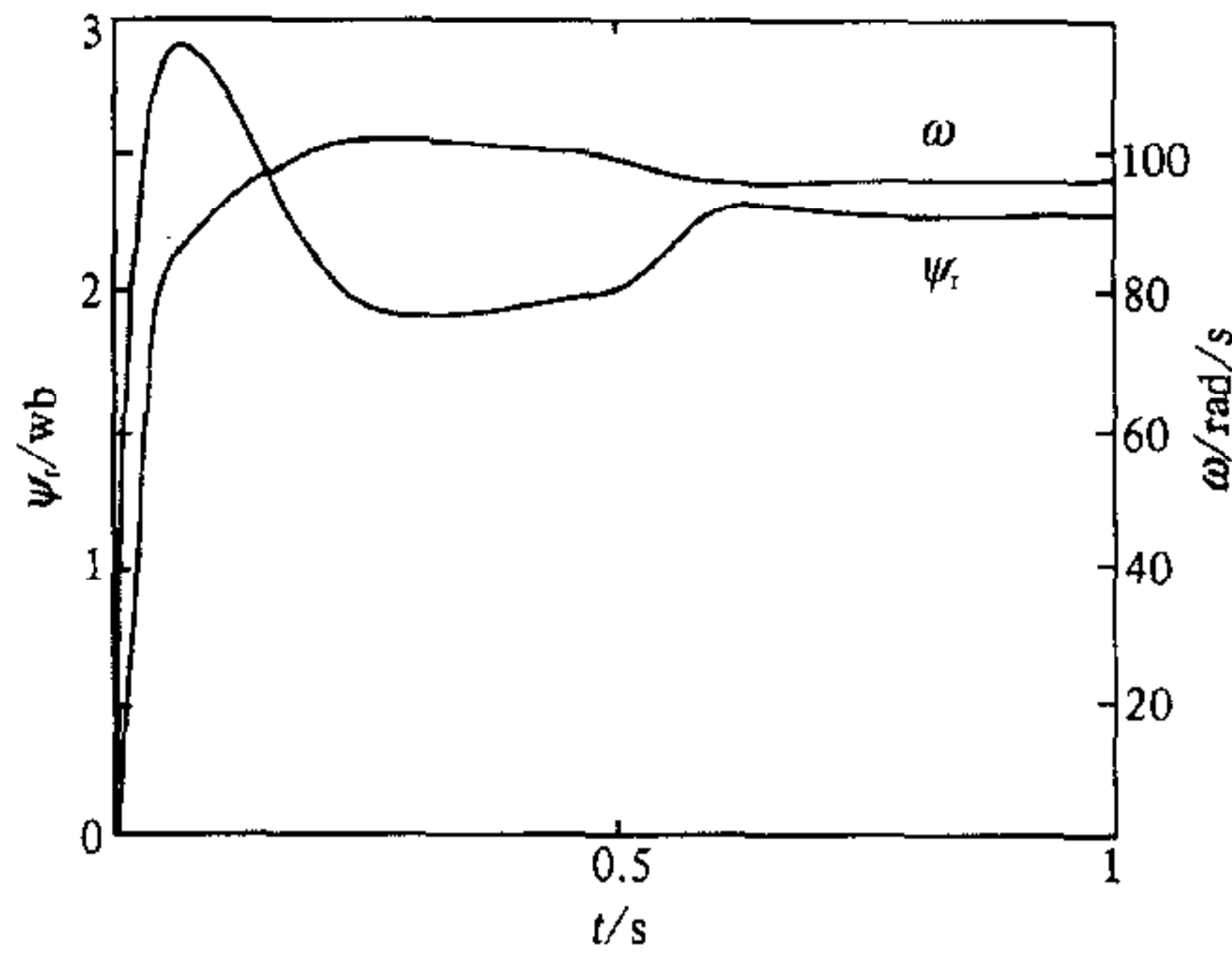


图2 转子电阻变化后的磁链和转速曲线.

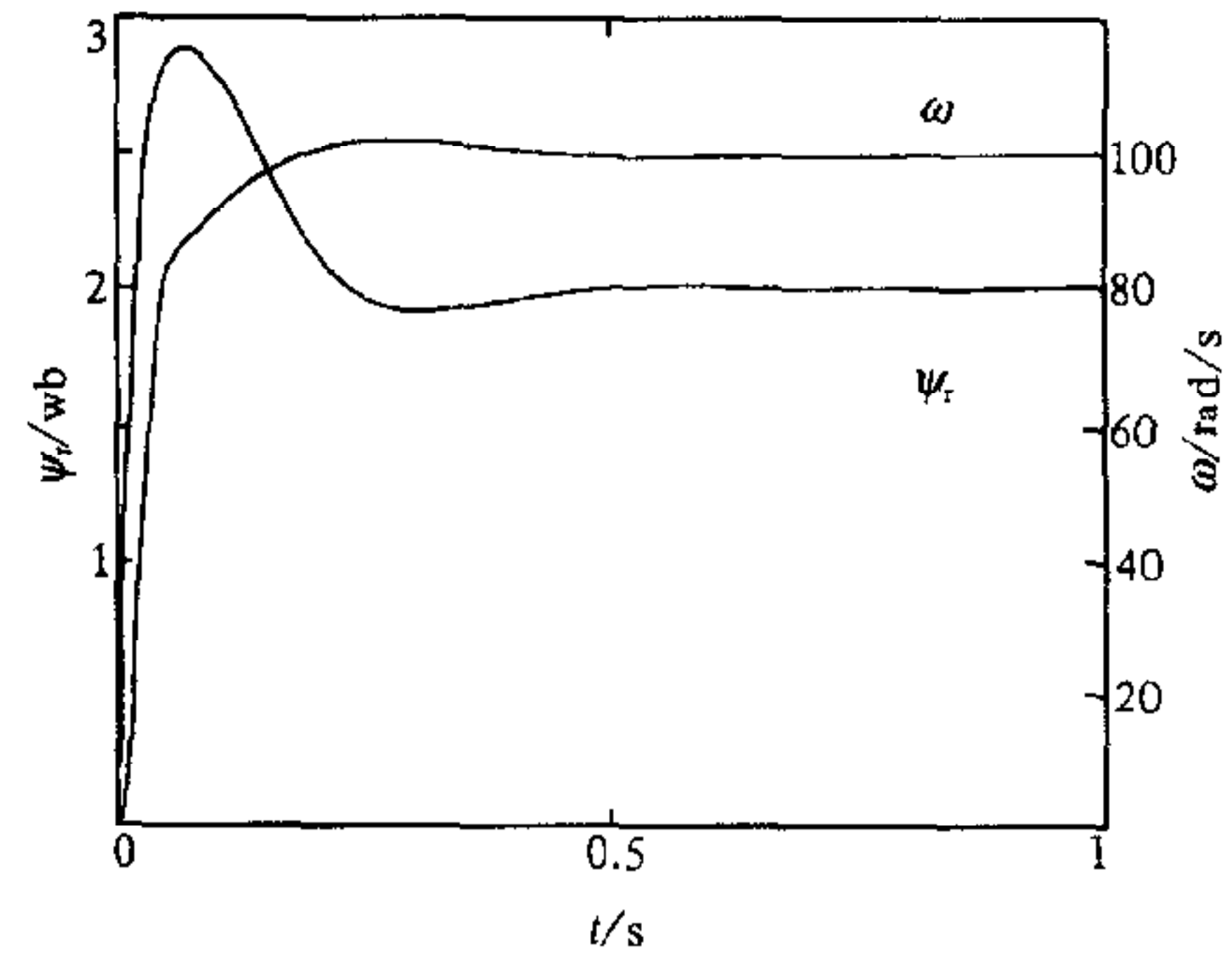


图3 加入了自适应控制后的磁链和转速曲线.

## 7 结束语

本文对 PBC 方法进行了发展,从理论上去掉了对定子电流反馈的要求.在实现转子磁链闭环控制的基础上,增加了转子电阻的辨识环节.仿真表明,尽管 PBC 方法受转子电阻变化的影响较大.但在加入了本文提出的自适应控制器后,基本消除了转速和磁链的跟踪误差.

## 参 考 文 献

- 1 Ortega R, Per J Nicklasson, Espinosa G. On speed control of induction motors. *Automatica*, 1996, **32**(3): 455~460
- 2 Espinosa G, Ortega R. State observers are unnecessary for induction motor control. *Syst. Contr. Lett.*, 1994, **23**(5): 315~323
- 3 Levent U G, Simaan M A. A passivity-based method for induction motor control. *IEEE Trans. on industrial electronics*, 1997, **44**(5): 688~695
- 4 Byrnes C I, Isidori A, Willems J C. Passivity, feedback equivalence and the global stabilization of minimum phase nonlinear systems. *IEEE Trans. Autom. Control.*, 1991, **36**(11): 228~240
- 5 Kwan C M, Lewis, Yeung S K. Adaptive control of induction motors without flux measurement. *Automatica*, 1996, **32**(6): 903~908
- 6 陈伯时. 电力拖动控制系统, 北京:机械工业出版社, 1993

**陈 峰** 1971年生. 分别于1994年和1996年在俄罗斯圣彼得堡国立技术大学获学士学位和硕士学位. 现为清华大学自动化系博士研究生. 当前研究方向为电机非线性控制.

**徐文立** 1947年生. 1970年毕业于清华大学电机工程系, 1980年于清华大学自动化系获硕士学位, 1990年于美国科罗拉多大学电力与计算机工程系获博士学位. 现为清华大学教授、博士生导师. 主要研究领域为自动控制、计算机视觉等.