

解耦变结构交流速度控制系统的研究

毛宗源 邱焕耀 姚青

(华南理工大学自动化系·广州, 510641) (广州大学维修工程系, 510050)

摘要: 本文提出了一种新型的 AC 速度控制系统——解耦变结构控制系统。它利用解耦原理简化感应电动机的数学模型, 然后采用变结构控制原理克服转子电阻随温度变化带来的不良影响, 保证了系统的动态和静态性能。文中推导出解耦变结构速度控制系统的数学模型、滑模控制器结构, 并给出仿真结果。

关键词: 解耦控制; 变结构控制; 转子电阻; 速度控制

1 引言

功率电子技术和微电子技术的发展为感应电动机速度控制的实现提供了有力的物质基础。继矢量控制这一研究成果之后, 人们又提出了解耦控制这一更完善的控制原理^[1,2]。解耦控制原理用于具有高阶模型和非线性强耦合的感应电动机控制, 使对象得到简化, 实现了转子磁通和转矩电流的独立控制, 控制规律简化且易实现。

在实际系统中, 解耦条件会因感应电动机参数变化而遭到破坏, 甚至会使系统性能变得极差。尤其转子电阻随温度的变化而变化对解耦控制系统性能的影响更大^[3]。鼠笼式电动机的转子电阻又不易直接测量, 故采用补偿控制也难以准确地消除其影响。本文对应用变结构理论来克服电机参数变化对解耦条件的影响进行研究, 提出了解耦变结构的控制模式, 利用滑模变结构具有在滑动模状态下对参数变化和外界干扰不敏感的优点, 从而保证了解耦条件的准确实现。仿真表明, 这种解耦变结构速度控制系统具有优越的动、静态性能, 且鲁棒性很强。

2 解耦速度控制系统的数学模型

2.1 感应电动机的解耦条件及解耦条件下的数学模型

忽略铁损、饱和效应和气隙谐波、对称鼠笼型感应电动机在二轴同步轴系中的方程为

$$\begin{bmatrix} e_{1\alpha} \\ e_{1\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + L_\sigma s & -L_\sigma \omega_s & \frac{M}{L_2} s & -\frac{M}{L_2} \omega_s \\ L_\sigma \omega_s & r_1 + L_\sigma s & -\frac{M}{L_2} \omega_s & \frac{M}{L_2} s \\ -\frac{r_2 M}{L_2} & 0 & \frac{r_2}{L_2} + s & -\omega_{sl} \\ 0 & -\frac{r_2 M}{L_2} & \omega_{sl} & \frac{r_2}{L_2} + s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ \lambda_{2\alpha} \\ \lambda_{2\beta} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

* 广东省科学基金资助项目。

本文于1990年12月29日收到, 1992年1月6日收到修改稿。

$$\begin{bmatrix} \lambda_{2\alpha} \\ \lambda_{2\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M & 0 & L_2 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中 r_1, r_2 为定子和转子绕组电阻; L_2, M 为转子电感和定子与转子之间互感; $e_{1\alpha}, e_{1\beta}$ 和 $i_{1\alpha}, i_{1\beta}$ 分别为定子电压和电流在 α, β 轴上的分量; $i_{2\alpha}, i_{2\beta}$ 和 $\lambda_{2\alpha}, \lambda_{2\beta}$ 分别为转子电流和磁通在 α, β 轴上的分量; ω_s, ω_r 为电源频率和转差频率; $L_\sigma = L_1 - M^2/L_2$, 而 L_1 为定子电感。

转矩方程

$$T_e = i_{2\beta} \lambda_{2\alpha} - i_{2\alpha} \lambda_{2\beta} = |\hat{\lambda}_2| |\hat{i}_2| \sin \xi \quad (3)$$

式中 $|\hat{\lambda}_2|, |\hat{i}_2|$ 为二次磁通和转子电流的幅值; ξ 为二次磁通向量与转子电流向量之间的夹角。

电机控制的关键是转矩控制, 只要保持 $\xi = \frac{\pi}{2}$ 及 $|\hat{\lambda}_2|$ 恒定, 则 T_e 就与 $|\hat{i}_2|$ 成正比。这时, 控制 $|\hat{i}_2|$ 就可以控制 T_e 。

如果把 $\hat{\lambda}_2$ 固定在转动的 α 轴上, 则只要 $\hat{\lambda}_2$ 的幅值不变就可以使 $\hat{\lambda}_2$ 和 $\hat{i}_2$ 解耦, 为此, 可以导出易于实现的等价的解耦条件^[2]

$$\begin{cases} i_{1\alpha} = \text{const.}, \\ \omega_r = \frac{r_2}{L_2} i_{1\beta}. \end{cases} \quad (4)$$

由式(4)看出, 控制 $i_{1\beta}$, 即控制了 ω_r , 亦就实现了速度控制。

为了实现定子侧的完全解耦, 还需增加以下控制, 即

$$\begin{cases} e_{1\alpha} = e_{1\alpha}^{\text{ref}} - L_\sigma \omega_r i_{1\beta}, \\ e_{1\beta} = e_{1\beta}^{\text{ref}} + L_1 \omega_r i_{1\alpha}. \end{cases} \quad (5)$$

式中 $e_{1\alpha}^{\text{ref}}, e_{1\beta}^{\text{ref}}$ 为定子电压在 α, β 轴上分量的参考值。

在解耦条件下, 感应电动机的数学模型如图 1(a) 所示。由图 1(a) 得

$$\begin{cases} T_e = \frac{M^2 i_{1\alpha} i_{1\beta}}{L_2}, \\ i_{1\alpha} = \frac{1}{r_1} e_{1\alpha} = \text{const.}, \\ i_{1\beta} = \frac{1}{L_\sigma s + r_1} e_{1\beta}. \end{cases} \quad (6)$$

电力传动的动力学方程为

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_l - D\omega_r). \quad (7)$$

式中 J 为转动惯量; T_l 为负载转矩; D 为摩擦系数。

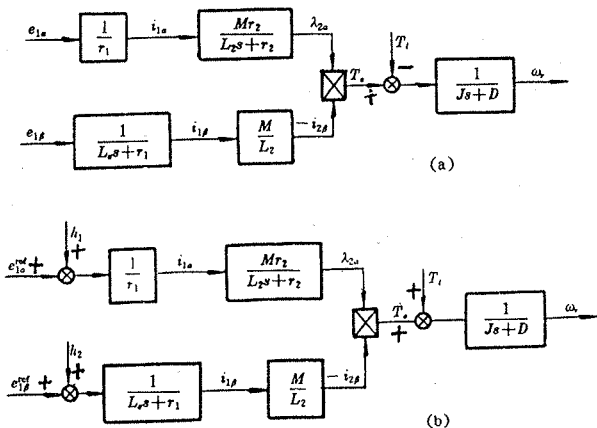


图 1 解耦条件下感应电动机数学模型

(a) 解耦条件下感应电动机的数学模型

(b) r_2 变化时解耦条件下感应电动机数学模型

2.2 τ_2 变化时解耦控制的数学模型

解耦条件式(4)中 τ_2 是个易变量,随温度变化而变化,会破坏解耦条件的实现,从而影响系统的性能.

假设 τ_2 变化 $\Delta\tau_2$,由(4)式得 $\Delta\tau_2$ 引起 ω_α 的变化为 $\Delta\omega_\alpha = \frac{\Delta\tau_2 i_{1\beta}}{L_2 i_{1\alpha}}$,则逆变器输出频率 ω_α 亦随之变化了 $\Delta\omega_\alpha = \frac{\Delta\tau_2 i_{1\beta}}{L_2 i_{1\alpha}}$,而 ω_α 的变化又会引起控制量 $e_{1\alpha}, e_{1\beta}$ 的变化.根据(5)式有

$$\begin{cases} \Delta e_{1\alpha} = -L_\alpha(\Delta\omega_\alpha)i_{1\beta} = h_1, \\ \Delta e_{1\beta} = L_1(\Delta\omega_\alpha)i_{1\alpha} = h_2. \end{cases} \quad (8)$$

如果把(8)式中的 $\Delta e_{1\alpha}, \Delta e_{1\beta}$ 看成对 $e_{1\alpha}, e_{1\beta}$ 的干扰量,则 τ_2 变化时解耦控制的数学模型如图 1(b)所示.

3 解耦变结构的控制策略^[4,5,6]

3.1 解耦变结构控制系统的综合

解耦变结构系统的设计任务是根据系统要求的性能设计滑动模和控制规律,致使系统能沿着滑动模运动.本系统要求使 $\lambda_{2\alpha} = \text{const.}$, 且转速静差为 0.

设非线性控制系统由下述方程描述

$$\dot{X} = f(x, t) + B(x, t)u. \quad (9)$$

式中 $X, f \in R^n; B$ 为 $n \times m$ 矩阵; $u \in R^m$, 为具有下列形式的控制向量

$$u_i(x, t) = \begin{cases} u_i^+(x, t), & s_i(x) > 0, \\ u_i^-(x, t), & s_i(x) < 0. \end{cases} \quad (10)$$

式中 u_i 为 u 的第 i 个分量; $s_i(x)$ 为切换方程,其形式为

$$s_i(x) = \{X \in R^n; s_i(x) = 0\}, \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (11)$$

式中 $s_i(x) = 0$ 是 m 个切换超曲面 $s(x) = cx = 0$ 中的第 i 个超曲面.其系统的动态特性可以由 c 的选择来确定.

控制的目的是确定 $u_i^+(x, t), u_i^-(x, t)$ 和 $s_i(x)$ 使系统状态在流形 $S = [s_1, s_2, \dots, s_m]^T = 0$ 上运动,即产生滑动模,从而获得期望的特性.系统在第 i 个超曲面上产生滑动模的充分条件是

$$s_i \dot{s}_i < -\eta_i |s_i|, \quad \eta_i > 0. \quad (12)$$

在滑模状态下,系统响应仅与对象本身参数及切换超曲面选择有关,而与系统参数变化、外界干扰及控制量无关.控制量仅用于确保系统状态产生滑动模.因此,选择系统切换曲面为

$$\begin{cases} s_1 = \lambda_{2\alpha} - \lambda_{2\alpha}^{\text{ref}}, \\ s_2 = \omega_r - \omega_r^{\text{ref}}, \\ s_3 = i_{1\beta} - i_{1\beta}^{\text{ref}}. \end{cases} \quad (13)$$

s_1, s_3 相当于速度控制内环,即电流环. s_2 相当于外环,即速度环. $i_{1\beta}^{\text{ref}}$ 由外环确定,为保证滑动模在切换曲面 $s_i = 0$ 上存在,取控制量具有如下形式

$$e_{1\alpha}^{\text{ref}} = -c_1 p_1 (\lambda_{2\alpha} - \lambda_{2\alpha}^{\text{ref}}) - k_1 \text{sgn}(s_1), \quad (14)$$

$$i_{1\beta}^{\text{ref}} = -c_2 p_2 (\omega_r - \omega_r^{\text{ref}}) - k_2 \text{sgn}(s_2), \quad (15)$$

$$e_{1\beta}^{\text{ref}} = -c_3 p_3 (i_{1\beta} - i_{1\beta}^{\text{ref}}) - k_3 \text{sgn}(s_3). \quad (16)$$

$$\lambda_{2\alpha} - \lambda_{2\alpha}^{\text{ref}} = \varepsilon_1; \quad \omega_r - \omega_r^{\text{ref}} = \varepsilon_2; \quad i_{1\beta} - i_{1\beta}^{\text{ref}} = \varepsilon_3;$$

令

$$\begin{cases} p_1 = 1, & s_1 \varepsilon_1 > 0, \\ p_1 = -1, & s_1 \varepsilon_1 < 0; \end{cases} \begin{cases} p_2 = 1, & s_2 \varepsilon_2 > 0, \\ p_2 = -1, & s_2 \varepsilon_2 < 0; \end{cases} \begin{cases} p_3 = 1, & s_3 \varepsilon_3 > 0, \\ p_3 = -1, & s_3 \varepsilon_3 < 0. \end{cases}$$

3.1.1 $e_{1\alpha}^{\text{ref}}$ 的确定

$$s_1 = \lambda_{2\alpha} - \lambda_{2\alpha}^{\text{ref}},$$

$$\dot{s}_1 = \dot{\lambda}_{2\alpha} = -\frac{r_2}{L_2} \lambda_{2\alpha} + \frac{Mr_2}{L_2 r_1} (e_{1\alpha}^{\text{ref}} + h_1). \quad (17)$$

将(14), (17)式代入(12)式得

$$\dot{s}_1 s_1 = -s_1 \left[\left(\frac{r_2}{L_2} + \frac{Mr_2}{L_2 r_1} c_1 p_1 \right) \varepsilon_1 + \frac{r_2}{L_2} \lambda_{2\alpha}^{\text{ref}} - \frac{Mr_2}{L_2 r_1} h_1 + \frac{Mr_2}{L_2 r_1} k_1 \text{sgn}(s_1) \right] < -\eta_1 |s_1|. \quad (18)$$

若

$$\begin{cases} c_1 > -\frac{r_1}{M}, \\ k_1 > |h_1 - \frac{r_1}{M} \lambda_{2\alpha}^{\text{ref}}|, \end{cases} \quad (19)$$

则满足(18)式的 η_1 存在.

3.1.2 ω_r^{ref} 的确定

$$s_2 = \omega_r - \omega_r^{\text{ref}},$$

$$\dot{s}_2 = \dot{\omega}_r = \frac{1}{J} (-D\omega_r + k_g \dot{i}_{1\beta}^{\text{ref}} - T_l) = \frac{1}{J} (-D\omega_r^{\text{ref}} - D\varepsilon_2 + k_g \dot{i}_{1\beta}^{\text{ref}} - T_l). \quad (20)$$

将(15), (20)式代入(12)式得

$$\dot{s}_2 s_2 = \frac{1}{J} s_2 \{ -(D + k_g c_2 p_2) \varepsilon_2 - k_g k_2 \text{sgn}(s_2) - T_l - D\omega_r^{\text{ref}} \} < -\eta_2 |s_2|. \quad (21)$$

若

$$\begin{cases} c_2 > -\frac{D}{k_g}, \\ k_2 > |T_l + D\omega_r^{\text{ref}}| / k_g, \end{cases} \quad (22)$$

则满足(21)式的 η_2 存在.

3.1.3 $e_{1\beta}^{\text{ref}}$ 的确定

$$s_3 = i_{1\beta} - i_{1\beta}^{\text{ref}},$$

$$\dot{s}_3 = \dot{i}_{1\beta} = -\frac{r_1}{L_\sigma} i_{1\beta} + \frac{1}{L_\sigma} e_{1\beta}^{\text{ref}} + \frac{1}{L_\sigma} h_2. \quad (23)$$

所以

$$\dot{s}_3 s_3 = -s_3 \left[\left(\frac{r_1}{L_\sigma} + \frac{1}{L_\sigma} c_3 p_3 \right) \varepsilon_3 + \frac{r_1}{L_\sigma} i_{1\beta}^{\text{ref}} - \frac{1}{L_\sigma} h_2 + \frac{1}{L_\sigma} k_3 \text{sgn}(s_3) \right] < -\eta_3 |s_3|. \quad (24)$$

若

$$\begin{cases} c_3 > -r_1, \\ k_3 > |h_2 - r_1 i_{1\beta}^{\text{ref}}|, \end{cases} \quad (25)$$

则满足(24)式的 η_3 存在.

3.2 解耦变结构控制策略

将(14), (15), (16)式写成下列形式

$$e_{1\alpha}^{\text{ref}} = -c_1 p_1 \varepsilon_1 - k_1 \text{sgn}(s_1), \quad (26)$$

$$e_{1\beta}^{ref} = -c_3 p_3 e_3 - k_3 \operatorname{sgn}(s_3), \quad (27)$$

$$i_{1\beta}^{ref} = -c_2 p_2 e_2 - k_2 \operatorname{sgn}(s_2). \quad (28)$$

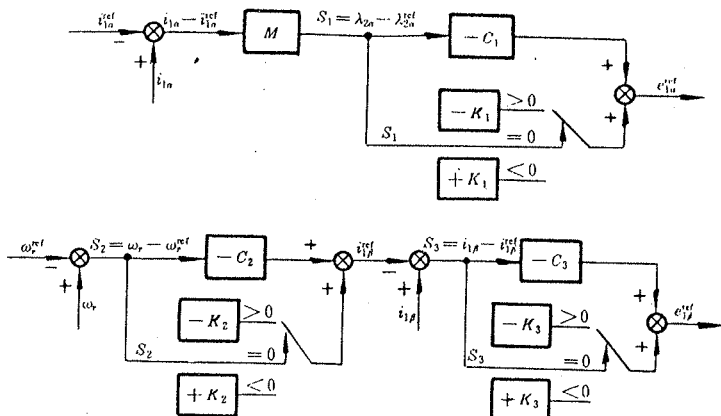


图 2(a) 解耦变结构的系统框图

由于 e_1, e_2, e_3 分别为二次磁通的 α 轴分量的偏差、转速的偏差和定子电流 β 轴分量的偏差, 因而式 (26), (27), (28) 反映出反馈控制的特点. $c_1, c_2, c_3, p_1, p_2, p_3$ 的选择按 3.1 节选. 由此可见, 设计滑动模不需要精确的系统参数值, 而只要知道参数的变化范围则可. 当干扰量 h_1, h_2, T_l 有界时, 可容易地确定 e_1, e_2, e_3 的增益, 使系统对参数变化和干扰不敏感.

当此系统状态进入滑动模后, $s_1 = 0$, 保证了转子磁通 $\lambda_{2\alpha} = \lambda_{2\alpha}^{ref}$, 即保持磁通不变, 实现了解耦条件. $s_2 = 0$, 使转矩电流分量 $i_{1\beta} = i_{1\beta}^{ref}$, 实现电流的快速跟踪和完全解耦的附加条件. $s_3 = 0$, 保证了转速 $\omega_r = \omega_r^{ref}$, 使系统转速无静态误差.

图 2(a), (b) 分别为解耦变结构系统框图 and 控制器原理框图. 控制器由 8098 单片微型计算机实现. 控制算法流程图示于图 3.

4 系统仿真及其与 PI 调节器比较

利用现有的 PWM 变频调速系统的有关数据, 在 80286 计算机上进行了仿真研究. 所用电机的有关参数如下:

$$\tau_1 = 0.49\Omega; \tau_2 = 0.45\Omega; L_1 = 0.0388\text{H}; L_2 = 0.0354\text{H}; M = 0.0354\text{H}; J = 0.024\text{Nms}^2/$$

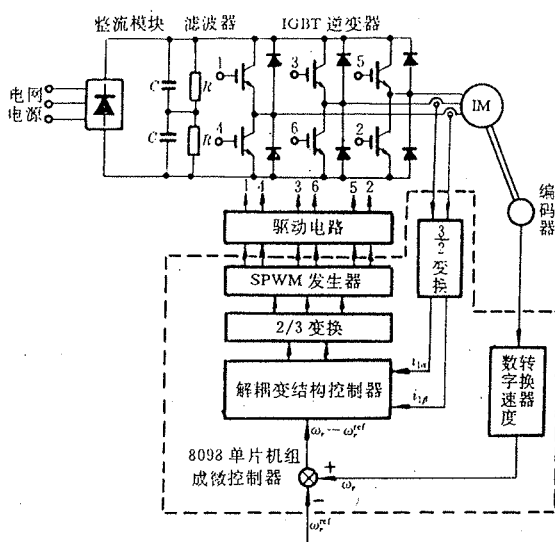


图 2(b) 控制器原理框图

rad, 摩擦系数 $D=0.0011\text{Nms/rad}$; $i_{1a}=6.83\text{A}$; $i_{1\beta}=11.54\text{A}$;
1kW; 100V; 60Hz; 4 极; 8.4A; 1450rpm.

1) 电机参数为标称值, 轻载启动、制动时的转速、励磁电流、转矩电流随时间变化曲线见图 4(a).

曲线表明: 励磁电流能在极短时间内达到给定值, 当 $i_{1a}=6.83\text{A}$ 时, i_{1a} 的上升时间约 0.06 秒, 并能在 0.096 秒达到稳定, 以后则即使 ω_r 变化, i_{1a} 也不变, 即励磁不变.

启动时转速能在 0.13 秒达到稳定值, 转速上升时间为 0.081 秒, 转速的静态误差为零.

2) 电机转子电阻 r_2 升高 1.5 倍标称值, 电机启动及有干扰时系统的转速、励磁电流、转矩电流曲线见图 4(b). (图中虚线所对时间为有突加 20% 负载时的状态).

曲线表明: 当 r_2 为 1.5 倍标称值时, i_{1a} 除了有约 1.3% 的超调外, 上升时间、稳定时间都与标称值时相同. 转速、转矩电流几乎不变 (即与 r_2 变化前比较).

3) PI 调节时, r_2 为标称值的 1.5 倍, 启动、制动时转速、励磁电流、转矩电流与时间的关系曲线见图 4(c).

曲线表明: 当 r_2 变化时, 系统原有的较好性能变差, ω_r 超调量约 12%, 静差约 4.6%. 且励磁电流 i_{1a} 超调 9%, 静差达到 3%. 转矩电流在启动时分别为 10.6A 和 -10.4A, 制动瞬间出现过峰值.

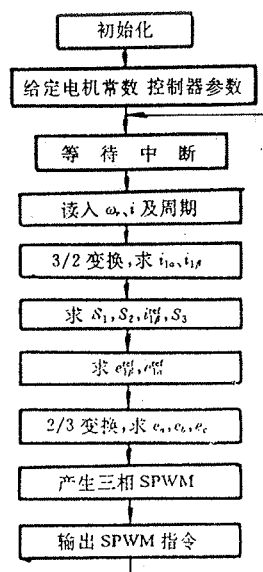


图 3 控制算法流程图

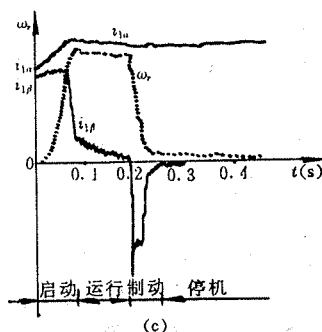
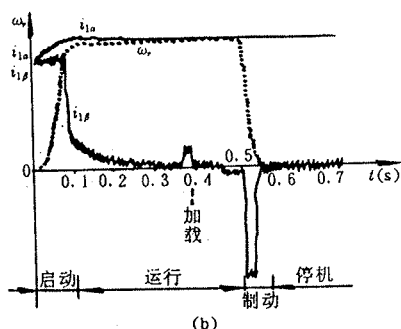
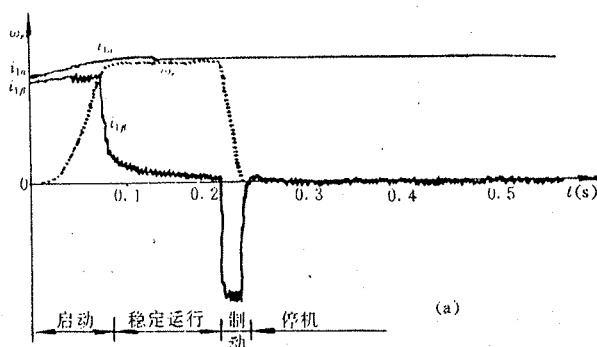


图 4 仿真曲线

5 小 结

本系统的优点: 1) 通过解耦控制, 简化了感应电动机的数学模型; 2) 利用变结构控制, 使系统对参数变化不敏感, 且进一步简化控制; 3) 提高了系统的静态和动态性能; 4) 解耦变结构控制实现恒励磁、速度无静差、转矩快速跟踪控制; 5) 鲁棒性极好。

必须指出, 本文系理论探索、设计及系统仿真研究的结果。物理试验正在进行, 但可以乐观地看出, 结果与本文结果非常相近。

参 考 文 献

- [1] Oknishi, K. and Miyachi, K.. Principles of Constant Magnitude Regulation of Secondary Flux Based on Slip Frequency Control in Induction Motor Drive. Presented at the Int. Conf. on Electrical Machines, Budapest, 1982
- [2] Oknishi, K., Suzaki, H. and Miyachi, K.. Decoupling Control of Secondary Flux and Secondary Current in Induction Motor Drive with Controlled Voltage Source and Its Comparison with Volt/Herz Control. IEEE IAS, 1982, 28B
- [3] 吴捷, 朱广林. 感应电动机解耦及转子电阻变化的影响. 华南理工大学学报, 1989, 17(2): 32-34
- [4] Itkis, U.. Control Systems of Variable Structure. Copyright by Keter Publishing House Jeruealem Ltd., 1976
- [5] Mao Zongyuan and Yao Jing. The Study of a Decoupling-Variable Structure Controller of AC Position Servo System. The Proceedings of Asian Conference on Robotice and Its Application, Hong Kong, 1991, 61-68
- [6] 毛宗源, 姚菁. AC 位置伺服系统解耦变结构控制的研究. 仪器仪表学报, 1991, 12(4): 350-358

The Study of the AC Speed Control System with Decoupling-Variable Structure Control

MAO Zongyuan and QUI Huanyao

(Department of Automation, South China University of Technology • Guangzhou, 510641, PRC)

YAO Jing

(Guangzhou University • Guangzhou, 510050, PRC)

Abstract: A new AC speed control system-decoupling variable structure control system is proposed in this paper. The decoupling control theory is applied to the induction motor in order to simplify the mathematical model of the induction motor, and the variable structure control theory may surmount the defective result of the variation of the rotor resistor with temperature. A dynamic and static performance can be guaranteed. In this paper, the mathematical model of decoupling variable structure control system, structure of sliding mode controller and simulation results are given.

Key words: decoupling control; variable structure control; rotor resistor; speed control

本文作者简介

毛宗源 1936 年生. 教授. 1962 年毕业于大连工学院(现大连理工大学)造船系, 毕业后分配到华南理工大学工作, 一直从事工业自动化方面的教学与科研工作, 主要研究兴趣是模糊控制, 变结构控制, 计算机工业控制。

邱焕耀 1967 年生. 1992 年在华南理工大学取得工学硕士学位. 现在广州市黄埔区对外经济委员会从事计算机网络研究开发工作. 主要研究兴趣是变结构控制。

姚菁 女. 1966 年生. 1989 年在华南理工大学获得工学硕士学位. 现在广州大学维修工程部任教. 主要研究兴趣为交流电动机控制理论。