

文章编号: 1000-8152(2000)02-0225-06

225-230

感应电机调速系统的鲁棒最优控制*

王勋先 韩曾晋

(清华大学自动化系·北京, 100084) (清华大学计算机系·北京, 100084)

何克忠

TM/346.012

摘要: 提出了一种新的鲁棒最优控制器的设计方法, 该控制器包括一个鲁棒抗扰调节器和一个跟随型最优调节器, 使用 H_∞ 鲁棒控制理论设计抗扰调节器, 使用二次型最优控制理论设计跟随调节器, 给出了具体的设计方法, 并将其应用于感应电机调速系统中, 给出了仿真结果。

关键词: H_∞ 鲁棒控制; 非线性控制; 解耦控制; 最优控制
文献标识码: A

调速系统 感应电机

Robust-Optimum Control of Induction Motors' Speed Regulation System

WANG Xunxian and HAN Zengjin

(Department of Automation, Tsinghua University·Beijing, 100084, P. R. China.)

HE Kezhong

(Department of Computer Science and Technology, Tsinghua University·Beijing, 100084, P. R. China)

Abstract: A new kind of robust-optimum controller which involve a robust disturbance reject adjuster and a servo optimum adjuster is proposed. The disturbance reject adjuster is designed by H_∞ control theorem while the servo optimum adjuster is designed by optimal control theory. The controller is used in the speed regulation system of induction motors. The simulation result shows that the method is satisfied.

Abstract: H_∞ robust control; nonlinear control; decoupled control; optimal control

1 引言(Introduction)

对感应电机调速系统性能指标要求的不断提高,使得控制理论的许多最新成果不断地被应用到感应电机闭环系统的设计中,反馈线性化(Feedback linearization)设计方法^[1,2]、基于无源性(Passivity based)设计方法^[3]和逐步后推(Backstepping)设计方法^[4]是其中三种主要方法.这三种设计方法的特点是依赖于感应电机的数学模型,为了克服感应电机转子磁通、转子电阻和负载转矩不能准确测量这一问题,在上述三种方法中均使用了自适应机构,由此带来的问题是算法过于复杂,且严格依赖于数学模型. H_∞ 控制理论近年来得到了很大的发展,其理论不断完善,使用 H_∞ 理论设计出的调节器具有结构简单、鲁棒性好的特点.本文针对感应电机数学模型,首先分析了在转子磁通不能准确测量、转子电阻及负载转矩不能准确已知的情况下经反馈线性化方法得到的实际的感应电机线性化后模型的形式,然后使用 H_∞ 鲁棒控制理论和最优控制理论设计闭环系统,给出了一种新的 2-自由度控制器结构,同时

追求感应电机调速系统的抗扰性能指标和跟随性能指标,最后给出了仿真结果.

2 感应电机数学模型及其反馈线性化(The mathematical model of induction motors and its feedback linearization)

当电流内环采用高增益控制器时,可认为实际的定子电流即等于定子的给定电流,这样,感应电机在以 a, b 为轴的静止坐标系中的数学模型可写为^[1]:

状态方程:

$$\begin{cases} \dot{\omega} = \mu(\Psi_{ra}i_{sb} - \Psi_{rb}i_{sa}) - \frac{T_l}{J}, \\ \dot{\Psi}_{ra} = -\alpha\Psi_{ra} - n_p\omega\Psi_{rb} + \alpha Mi_{sa}, \\ \dot{\Psi}_{rb} = n_p\omega\Psi_{ra} - \alpha\Psi_{rb} + \alpha Mi_{sb}. \end{cases} \quad (1)$$

输出方程:

$$\begin{cases} y_1 = \omega, \\ y_2 = \Psi_{ra}^2 + \Psi_{rb}^2. \end{cases} \quad (2)$$

其中, ω 为转子角频率, i_{sa}, i_{sb} 为分解于 a, b 轴的定子电流分量,是系统的控制量; Ψ_{ra}, Ψ_{rb} 为分解

* 基金项目: 本课题受国家教委 211 工程基金资助。

收稿日期: 1998-04-13; 收修改稿日期: 1999-06-23.

于 a, b 轴的转子磁通分量; n_p 为极对数, M 为互感, L_r 为转子电感, R_r 为转子电阻, J 为转动惯量, T_l 为负载转矩, $\mu = (n_p M / J L_r)$, $\alpha = R_r / L_r$, 以下将省略下标 s, r .

y_1, y_2 是系统的被控制量.

从感应电机数学模型可看出, 这是一个双输入双输出的非线性系统, 计算 \dot{y}_1, \dot{y}_2 得到

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{T_l}{J} \\ -2\alpha(\Psi_a^2 + \Psi_b^2) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\mu\Psi_b & \mu\Psi_a \\ 2\alpha M\Psi_a & 2\alpha M\Psi_b \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix}. \quad (3)$$

可见, 假设 $\Psi_a^2 + \Psi_b^2 \neq 0$, 且如果 i_a, i_b 按下式给定

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\mu\Psi_b & \mu\Psi_a \\ 2\alpha M\Psi_a & 2\alpha M\Psi_b \end{pmatrix}^{-1} \left\{ \begin{pmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} -\frac{T_l}{J} \\ -2\alpha(\Psi_a^2 + \Psi_b^2) \end{pmatrix} \right\}, \quad (4)$$

则有

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \end{pmatrix}. \quad (5)$$

经上述处理, 感应电机的非线性数学模型被转化成两个解耦的一阶线性系统.

得到(5)式的一个前提是感应电机的各状态变量可准确观测, 所有的参数准确已知. 实际上, 转子电阻随着电机温度的变化而变化, 是很难准确测量的; 负载转矩也很难精确已知; 除此之外, 转子磁通也是很难准确观测的. 设观测到的转子电阻为 R_{r0} , 负载转矩为 T_{l0} , 转子磁通为 Ψ_{a0}, Ψ_{b0} , 并设 $\alpha_0 = R_{r0} / L_r$, 则(4)式变为

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\mu\Psi_{b0} & \mu\Psi_{a0} \\ 2\alpha_0 M\Psi_{a0} & 2\alpha_0 M\Psi_{b0} \end{pmatrix}^{-1} \left\{ \begin{pmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} -\frac{T_{l0}}{J} \\ -2\alpha_0(\Psi_{a0}^2 + \Psi_{b0}^2) \end{pmatrix} \right\}. \quad (6)$$

代入(3)式中, 可得

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = A_1 \phi_1 + A_2 \phi_2 + A_3, \\ \dot{y}_2 = B_1 \phi_1 + B_2 \phi_2 + B_3. \end{cases} \quad (7)$$

其中

$$A_1 = \frac{\Psi_{a0}\Psi_a + \Psi_{b0}\Psi_b}{\Psi_{a0}^2 + \Psi_{b0}^2},$$

$$A_2 = \frac{\mu}{2\alpha_0 M} \frac{\Psi_a\Psi_{b0} - \Psi_{a0}\Psi_b}{\Psi_{a0}^2 + \Psi_{b0}^2},$$

$$A_3 = \frac{\Psi_{a0}\Psi_a + \Psi_{b0}\Psi_b}{\Psi_{a0}^2 + \Psi_{b0}^2} \frac{T_{l0}}{J} - \frac{T_l}{J} + \frac{\mu}{M} (\Psi_a\Psi_{b0} - \Psi_{a0}\Psi_b),$$

$$B_1 = \frac{2\alpha M}{\mu} \frac{\Psi_{a0}\Psi_b - \Psi_a\Psi_{b0}}{\Psi_{a0}^2 + \Psi_{b0}^2},$$

$$B_2 = \frac{\Psi_{a0}\Psi_a + \Psi_{b0}\Psi_b}{\Psi_{a0}^2 + \Psi_{b0}^2} \frac{\alpha}{\alpha_0},$$

$$B_3 = 2\alpha_0 (\Psi_{a0}\Psi_a + \Psi_{b0}\Psi_b) - 2\alpha_0 (\Psi_a^2 + \Psi_b^2) + \frac{2\alpha M}{\mu} \frac{\Psi_{a0}\Psi_b - \Psi_a\Psi_{b0}}{\Psi_{a0}^2 + \Psi_{b0}^2} \frac{T_{l0}}{J}.$$

假设电机参数为: $L_r = 0.0699, M = 0.068, R_r = 0.15, R_{r0} = 0.25, n_p = 1, J = 0.0586, T_l = 70, T_{l0} = 72$. 各量单位均为标准量纲. 并设电机在稳定运行过程中, 实际磁通及观测磁通均为恒定频率, 恒定幅值的正弦波, 且两者频率相同, 并有

$$\begin{aligned} \Psi_a &= \gamma \cos(\omega_0 t + \theta_1), & \Psi_{a0} &= \hat{\gamma} \cos(\omega_0 t + \theta_2), \\ \Psi_b &= \gamma \sin(\omega_0 t + \theta_1), & \Psi_{b0} &= \hat{\gamma} \sin(\omega_0 t + \theta_2), \\ \frac{|\gamma - \hat{\gamma}|}{\gamma} &\leq 10\%, & |\theta_1 - \theta_2| &\leq 15^\circ, \end{aligned}$$

则

$$\begin{aligned} A_1 &= (0.88, 1.11), & A_2 &= (-16.34, 16.34), \\ A_3 &= (-304, 343), & B_1 &= (0.52, 1.11), \\ B_2 &= (-0.0084, 0.0084), & B_3 &= (4.08, 7.60). \end{aligned} \quad (8)$$

需要指出的是, 当转子磁通准确已知, 转子电阻和负载转矩未知时, 由反馈线性化方法给出的两个子系统仍是解耦的, 形式如下

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \phi_1 + \frac{T_{l0} - T_l}{J} \\ \frac{\alpha}{\alpha_0} \phi_2 \end{pmatrix}. \quad (9)$$

由以上分析可看出, 磁通的准确观测对于系统的解耦是非常关键的, 磁通观测的不准确导致了转速和磁通两个子系统解耦失败, 使得两个子系统之间仍存在耦合影响, 从而影响了调速系统的性能. 为了减少这种影响, 本文使用 H_∞ 理论设计调节器抑制两个子系统之间的耦合作用, 同时考虑到调速系统对跟踪与抗扰两方面性能指标的要求, 设计鲁棒最优调节器构成闭环, 以下介绍该调节器的设计方法.

3 鲁棒调节器的设计 (Design of the robust controller)

3.1 H_∞ 控制理论 (H_∞ control theory)

从式(7)可以看出, 转子磁通、转子电阻和负载

转矩的误差使得感应电机线性化后的实际模型相对于理想模型发生了摄动,负载转矩的变化又使得系统受到外扰的影响,在闭环系统的设计中必须同时考虑以上两种情况。

设具有参数摄动及外扰的被控对象给定如下

$$\begin{cases} \dot{x} = (A + \Delta A)x + B_1\xi + (B_2 + \Delta B)u, \\ z = Cx + Du. \end{cases} \quad (10a)$$

其中, x 为状态变量, ξ 为扰动量, u 为输入量, z 为评价函数, A, B_1, B_2, C, D 是已知标称阵, $\Delta A, \Delta B$ 表示摄动阵, 并假设 $\Delta A, \Delta B$ 满足下列条件

$$[\Delta A, \Delta B] = E\Sigma[F_a, F_b]. \quad (10b)$$

其中, E, F_a, F_b 为已知定常阵, Σ 为未知矩阵且 $\Sigma \in \Omega$, 即 $\Sigma^T\Sigma \leq I, I$ 为单位阵。

对于给定的被控对象(10)要求设计状态反馈控制器

$$u = Kx, \quad (11)$$

使得闭环系统满足如下 H_∞ 鲁棒性能准则:

I) 对于任意的 $\Sigma \in \Omega$, 闭环系统内部稳定;

II) 对于任意的 $\Sigma \in \Omega$, 由 ξ 到 z 的闭环传递函数 $T_{z\xi}(s)$ 满足

$$\|T_{z\xi}(s)\| < \gamma, \quad (12)$$

其中, γ 为大于 0 的常数。

对于上述系统, 下面定理给出了这种 K 存在的充分必要条件及求法。

定理 1 (模型摄动和外扰的鲁棒抑制问题)

设 $D^T[D - C] = [I \ 0]$ 成立, 对于给定的被控对象(10), 存在状态反馈控制器 K 和正定阵 Γ , 使得 H_∞ 鲁棒性能准则 I), II) 成立的充分必要条件是存在标量 $\lambda > 0$ 使得 Riccati 不等式

$$A^T\Gamma + \Gamma A + \Gamma\left(\frac{B_1B_1^T}{\gamma^2} + \lambda^2 EE^T\right)\Gamma + C^TC + \frac{1}{\lambda^2}F_a^TF_a - \left(\Gamma B_2 + \frac{1}{\lambda^2}F_b^TF_b\right)R^{-2}\left(B_2^T\Gamma + \frac{1}{\lambda^2}F_b^TF_a\right) < 0 \quad (13)$$

有正定解 Γ , 其中 $R^2 = I + \gamma^{-2}F_b^TF_b$. 如果式(13)有解 $\Gamma > 0$, 则使闭环系统满足 H_∞ 鲁棒性能准则 I), II) 的状态反馈控制器给定如下:

$$K = -R^{-2}\left(B_2^T\Gamma + \lambda^{-2}F_b^TF_a\right). \quad (14)$$

证 见[5]P187 ~ P188.

从以上定理可看出, 据此设计的控制器不仅可以保证系统在给定的干扰范围内闭环稳定, 而且可以有有效的抑制干扰. 这里需要注意的是, 扰动是指 ξ , 即由 ξ 引起的扰动上述定理给出了明确的抑制系数, 而对于状态项 x 和输入项 u 前面系数的摄动, 本

定理仅给出了使闭环系统在上述系数摄动范围内稳定的条件。

3.2 鲁棒抗扰调节器的设计 (Design of the robust disturbance reject adjuster)

由 § 2 的分析可知, 由于参数未知以及磁通观测的不准确, 使得经反馈线性化方法解耦的感应电机调速系统的两个子系统之间出现了耦合. 从式(7)可以看出, 这种耦合造成了 ϕ_1, ϕ_2 同时出现在两个方程式中, 如果针对如式(7)所示的二阶系统使用 § 3.1 中提出的鲁棒控制定理, 则对于两个子系统之间的耦合项得不到明确的抑制效果. 为了抑制来自另一子系统的干扰, 必须将这一耦合项看作外扰. 本文针对每个子系统, 将另一子系统对其之耦合项看成该子系统的扰动, 应用 H_∞ 的方法设计调节器 $k_{21}(s)$, 在保证闭环系统鲁棒稳定的前提下, 尽量减少 γ 以保证对扰动的抑制效果, 此处仅以转速子系统为例加以介绍。

首先将式(7)的第一式简化如下:

$$\dot{y} = A_1u + \rho\left(\frac{\xi_1}{\rho}\right), \quad (15a)$$

其中, $\xi_1 = A_2\phi_2 + A_3, u = \phi_1, \rho$ 为常数。

设评价函数为

$$z = Cy_1 + Du. \quad (15b)$$

此时有 $A = \Delta A = 0, B = \rho, B_2 = 1, \Delta B = A_1 - 1$, 取 $C = (q \ 0)^T, D = (0 \ 1)^T$, 则 $D^T(D - C) = (1 \ 0)$.

又设 $l = \sup |A_1 - 1|$ (实际系统中 l 可根据式(7)的系数的波动范围定出), 以及

$$\Sigma = \frac{A_1 - 1}{\sup |A_1 - 1|}, \quad E = l,$$

则

$$F_a = 0, F_b = 1, R^2 = (1 + \lambda^{-2}),$$

q 为加权系数, 并可验证定理 1 的前提条件满足, 由 Riccati 不等式(13)可得

$$\left(\frac{\rho^2}{\gamma^2} + \lambda^2 l^2 - \frac{\lambda^2}{1 + \lambda^2}\right)\Gamma^2 + q^2 < 0. \quad (16)$$

使上式成立的必要条件为

$$\bar{h} = \frac{\lambda^2}{1 + \lambda^2} - \frac{\rho^2}{\lambda^2} = \lambda^2 l^2 > 0, \quad (17)$$

此时有

$$\Gamma^2 > \frac{q^2}{h}, \quad (18)$$

由式(14)得

$$k_{21} = -\frac{\lambda^2}{1 + \lambda^2}\Gamma. \quad (19)$$

由以上分析可见,如果存在 $\lambda = \lambda_1$ 及 $\Gamma = \Gamma_1$,使式(13)(即式16)成立,则当 $\lambda = \lambda_1, \Gamma = \Gamma_1$ 时,式(16)也成立. 设 $\Delta = \frac{\lambda_1^2}{1 + \lambda_1^2} \Gamma_1$,则由式(19)又可看出,当 $|k_{21}| > \Delta$ 时,式(16)也成立,即较大的 k_{21} 有利于抑制两个子系统间的耦合影响. 所以在实际系统中,如果式(7)的系数易定,则可计算得出 k_{21} ;如果式(7)的系数波动范围无法定出, k_{21} 可通过整定得出. 这里还要指出的是,式(15a)中 ρ 的设置是为了使得(13)式有解.

4 感应电机调速系统的鲁棒最优控制(Robust-optimum control in induction motors' speed regulation system)

4.1 鲁棒最优控制器(Robust-optimum controller)

在上节中,使用鲁棒抗扰调节理论使得感应电机调速系统两个子系统间的耦合影响和外扰得到了一定的抑制,但并没有考虑到闭环系统的跟随性能,而好的跟随性能是对感应电机调速系统的一个基本要求. 为了得到好的跟随性能,在上一节的基础上,本节给出一种新型的2-自由度调节器,现介绍如下.

文献[6]中给出了一种具有如图1所示的2-自由度调节器.

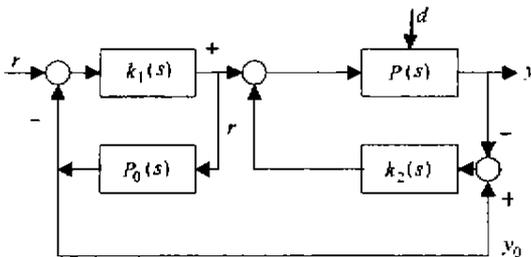


图1 一种2-自由度控制器的结构

Fig. 1 The diagram of one kind of two degree of freedom adjuster

其中, $P(s)$ 为实际系统的传递函数, $P_0(s)$ 为理想(标称)系统的传递函数, d 为外部扰动, k_1, k_2 为调节器. 当 $P(s) = P_0(s)$ 时,有 $y = y_0$; 当 $P(s) \neq P_0(s)$ 时,一般来说 y 与 y_0 也是不相同的,偏差 $y_0 - y$ 通过调节器 k_2 作用于实际系统的输入,调节其输出值,当 $y = y_0$ 时上述作用停止.

在图1所示调节器的基础上,结合上一节给出的抗扰调节器给出如图2所示结构的2-自由度调速系统. 该控制器由三个调节器组成,其中 $k_{21}(s)$ 为抗扰调节器,依据 §3.1 节中定理设计,其作用是抑制模型摄动和外扰的影响. $k_1(s)$ 为跟随调节器,针对标称系统按最优调节理论设计,其作用是满足系统的跟随性能指标. 偏差 $y - y_0$ 由 $k_{22}(s)$ 补偿. 由于

要求稳态时 $y = y_0$,所以该路设计有积分器. 需要注意的是,图2中 $P'_0(s)$ 为 $P(s)$ 的标称传函与 $k_{21}(s)$ 构成的闭环. 另外要注意的是,在设计 $k_1(s)$ 时,应保证在被控对象 $P(s)$ 等于其标称传函时, $y = y_0$ 成立.

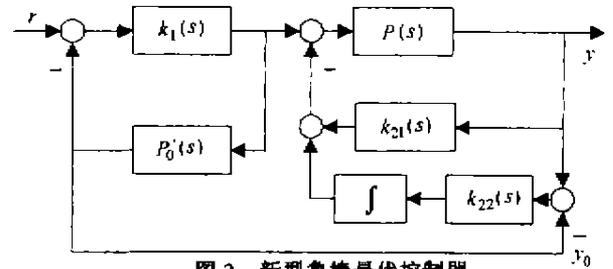


图2 新型鲁棒最优控制器

Fig. 2 The diagram of the new robust-optimum adjuster

最优调节器的设计由以下定理给出.

定理2 (非零给定点二次型最优调节问题)

设被控系统由式(15)给出

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu, & (x(t_0) \text{ 已知}), \\ y = Cx. \end{cases} \quad (20)$$

设系统输出给定点为 y_0 , 二次型性能指标为

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (y^T Q y + u^T R u) dt, \quad (21)$$

则满足以上性能指标及非零给定点的最优调节器为

$$u = -k_1 x + W_c^{-1}(0) y_0. \quad (22)$$

其中

$$k_1(s) = R^{-1} B^T P. \quad (23)$$

P 是 Riccati 代数方程

$$PA + A^T P - PBR^{-1} B^T P + C^T Q C = 0 \quad (24)$$

的解.

$$W_c(s) = C(SI - A + Bk_1)^{-1} B. \quad (25)$$

调节器 $k_{22}(s)$ 的参数由系统整定得到. 它的作用是消除标称系统与实际系统输出之间的误差.

4.2 鲁棒最优控制器应用于感应电机调速系统 (The application of the robust-optimum controller in induction motors)

此时标称系统传函为

$$P'_0(s) = \frac{1}{s + k_{21}}. \quad (26)$$

写成状态方程形式为

$$\begin{cases} \dot{x} = -k_{21} x + u, \\ y = x, \end{cases} \quad (27)$$

则

$$A = -K_{21}, \quad B = 1, \quad C = 1,$$

由 Riccati 方程(25)可得

$$P = -k_{21} R + \sqrt{k_{21}^2 R^2 + Q}, \quad (28a)$$

$$k_1 = -k_{21} + \sqrt{k_{21}^2 + QR^{-2}} \quad (28h)$$

以及

$$W_r(s) = (s + k_1 + k_{21})^{-1} \quad (29)$$

使用以上方法构成的感应电机闭环调速系统如图3所示. 其中下标 s 表示转速子系统的控制器, 下标 f 表示磁通子系统的控制器.

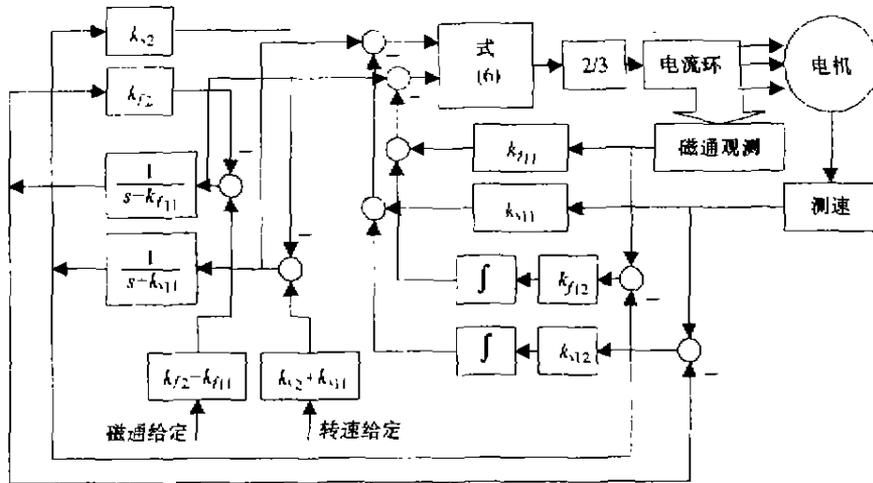


图3 使用鲁棒最优控制器构成的感应电机闭环调速系统

Fig. 3 The closed-loop system of induction motors constructed with robust optimum adjuster

5 仿真结果(Simulation results)

为了展示本文提出的鲁棒最优控制器的优点, 以下同时给出使用如图4所示的普通PI调节器构成闭环系统的仿真结果, 仿真系统中采用(30)所示磁通观测器(T 为采样周期).

$$\begin{cases} \Psi_{a0}(k) = (-Ta_0 + 1)\Psi_{a0}(k-1) - \\ \quad T\omega\Psi_{b0}(k-1) + Ma_0Ti_a(k-1), \\ \Psi_{b0}(k) = (-Ta_0 + 1)\Psi_{b0}(k-1) - \\ \quad T\omega\Psi_{a0}(k-1) + Ma_0Ti_b(k-1). \end{cases} \quad (30)$$

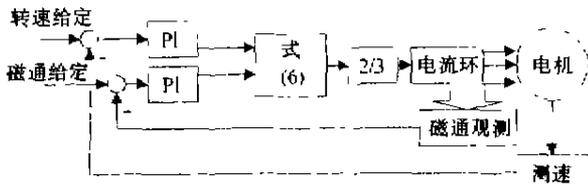
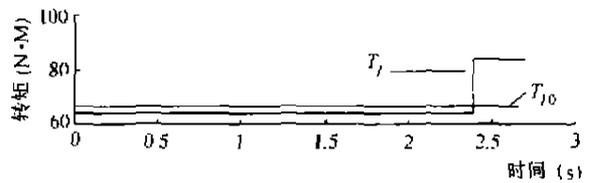


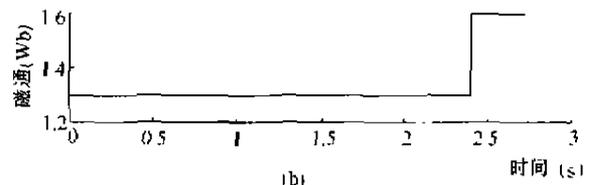
图4 使用普通PI调节器构成的感应电机闭环调速系统

Fig. 4 The closed-loop system of induction motors constructed only with PI adjuster

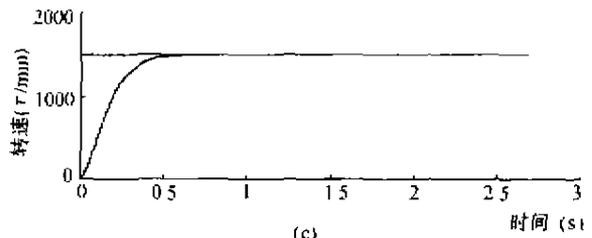
图5,图6为仿真结果,磁通子系统均采用鲁棒最优控制器方案,其中 $k_{f2} = 100, k_{f11} = 50, k_{f12} = 500$. 转速子系统中, $k_{s11} = 100, k_{s12} = 100, q = 20, R = 0.2$, 在 $t = 2.4$ 秒时同时改变负载转矩($T_l = 64 \text{ N}\cdot\text{M} \rightarrow 84 \text{ N}\cdot\text{M}$)和给定磁通($1.3 \text{ Wb} \rightarrow 1.6 \text{ Wb}$). 从图5,6可看出,使用本文提出的鲁棒最优控制器的跟随性和抗扰性均优于使用PI调节器的闭环响应.



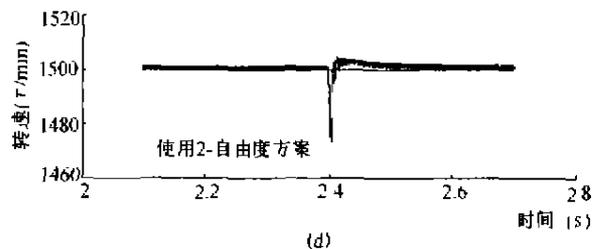
(a)



(b)



(c)



(d)

图5 使用鲁棒最优控制器时的响应曲线
Fig. 5 The response curve when using robust-optimum adjuster

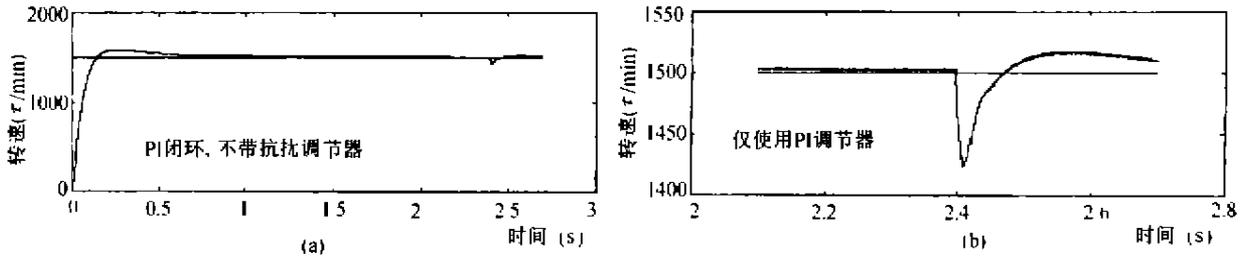


图6 使用普通PI调节器时的响应曲线

Fig. 6 The response curve when only using PI adjuster

6 结论(Conclusion)

本文提出的感应电机的鲁棒最优控制方法经仿真验证是行之有效的,它为进一步提高感应电机的控制精度提供了一种思路,使用这种控制器设计的闭环系统较之非线性自适应型控制器具有计算量小、鲁棒性强的特点,是一种实用的方法。

参考文献(References)

- [1] Marono R, Peresada M and Tomei P. Output feedback control of current-fed induction motors with unknown rotor resistance[J]. IEEE Trans. Contr. Syst. Tech., 1996, 4(4):336-347
- [2] Marono R, Peresada M and Tomei P. Adaptive input-output linearizing control of induction motors[J]. IEEE Trans. Automat. Contr., 1993, 38(2):208-221
- [3] Loria A, Kelly R, Orteega R and Santibenes V. On global output feedback regulation of euler-lagrange systems with bounded inputs [J]. IEEE Trans. Automat. Contr., 1997, 42(8):1138-1143
- [4] Kwan C M, Lewis F L and Yeung K S. Adaptive control of induc-

tion motors without flux measurement[J]. Automatica, 1996, 32(6): 903-908

- [5] 申铁龙, H. 控制理论与应用[M]. 北京:清华大学出版社, 1996
- [6] Vilanova R and Serra J. Realization of two-degree-of freedom compensator [J]. IEE Proc -Control Theory Appl., 1997, 144(6):589-595
- [7] 解学书, 钟宜生, H. 控制理论[M]. 北京:清华大学出版社, 1993
- [8] Isidori A. Nonlinear Control Systems[M]. Berlin: Springer, 1989

本文作者简介

王勋先 1964年生, 1985年在北京轻工业学院自动化系轻工自动化专业获学士学位, 1988年在山东工业大学自动化系工业自动化专业获硕士学位, 1988至1995年在山东工业大学自动化系工业自动化教研组任教, 1995年入清华大学自动化系控制理论及应用专业攻读博士学位至今, 研究方向为电力传动系统的控制及应用。

韩曾晋 1932年生, 1953年清华大学电机系毕业, 现为清华大学自动化系教授, 博士生导师, 主要研究领域为自适应控制, 智能控制, 混合动态系统, 电力传动系统。

何克忠 1937年生, 1959年清华大学自动控制系毕业, 现为清华大学计算机系教授, 主要研究领域为计算机控制系统, 智能控制系统, 移动机器人系统等。