

基于滑动模控制的感应电动机增益自适应 锁相环速度控制

Sliding - Mode Controlled Induction Motor Drive Using Gain - Adaptive Phase - Locked Loop Speed Control

吴捷 薛峰 杨金明 (华南理工大学电力学院 510641)

陈清泉 (香港大学电机与电子工程学系)

Wu Jie Xue Feng Yang Jinming (South China University of Technology 510641 China)

Chen Qingquan (University of Hong Kong)

摘要 提出一种高性能感应电动机速度控制方案。首先采用滑动模控制理论对感应电机的转矩进行强鲁棒性控制,在此基础上设计了双模速度控制器,用锁相技术获得高稳态精度,并通过环路增益自适应方法提高锁相环系统的抗干扰能力。综合采用上述方法,可使系统获得优良的动态和稳态性能,并对电机参数和外部干扰具有强鲁棒性。仿真结果证明了控制方案的有效性。

关键词: 交流调速 锁相环 滑动模控制 自适应控制

Abstract This paper presents an excellent speed control scheme for induction motor drives. First, sliding mode control is employed to provide quick torque characteristics with robustness to motor parameter variations. Then, excellent steady - state speed regulation and fast transient response are obtained by dual - mode speed controller including phase - locked loop (PLL) technique and conventional closed - loop control. In addition, a loop - gain adaptation scheme is developed using MRAS theory to suppress the torque disturbance effect on motor speed. The proposed system combines the precise speed regulation of PLL technique and the robustness of sliding mode control, with the insensitivity of disturbance by loop - gain adaptation. Simulation results verified the validity of the proposed system.

Keywords: AC variable speed drive Phase - locked loop Sliding mode control Adaptive control

1 前言

随着电力电子技术、微电子技术和控制技术的发展,交流调速在工业控制中获得了极其广泛的应用,并逐渐取代直流调速。当今对交流调速系统的要求是稳态转速精度高、动态调速性能好、抗干扰能力强。

锁相技术在高精度电机速度控制方面具有独特的优势,当电机转速的反馈频率信号和参考频率信号同步时,转速的稳态精度可达 $0.1\% \sim 0.02\%$ ^[1],这是常规调速系统所不具备的。电机锁相控制起源于60年代初期,最初用于微型直流电动机。随着PLL在电机控制领域的应用逐渐广泛,电机的功率逐渐增大,并开始用于感应电动机的速度控制。但

国家自然科学基金资助项目。1999-05-06收到稿件。

吴捷 1937年生,华南理工大学电力学院教授,博士生导师,主要从事自适应自组织控制、电气传动、电力系统自动化等方面的研究工作。

薛峰 1973年生,现为华南理工大学电力学院控制理论与控制工程专业博士研究生,主要研究方向为电气传动、自适应控制、变结构控制和非线性控制。

Wu Jie was born in 1937. He is currently a professor in the Electric Power College, South China University of Technology. His research interests include adaptive and self-organization control, electric drive, power system.

由于鉴相器的线性鉴相范围小,使得早期的锁相控制系统动态响应慢,抗干扰能力差。

从 80 年代开始,电机锁相控制的研究重点是改善动态性能和抗干扰性能,其中采用双模速度控制是改善锁相控制动态性能和扩大调速范围的有效办法^[2-4],在大速度误差范围内采用常规速度反馈控制,一旦进入预先设置的误差带则转入锁相控制,避免了鉴相器的非线性工作区,既获得了良好的动态性能,又有高的稳态精度。为了在控制模式切换后,环路能够迅速入锁,误差带必需小于锁相系统的快捕带。由于电动机存在较大惯性,电机锁相系统的快捕带分析和通常的电子锁相环有很大区别,但是到目前为止还没有看到有关这方面的理论分析。即使采用了双模控制,存在外部干扰时系统仍可能失锁,为此文献 [5] 设计了扰动转矩观测器,通过观测扰动转矩进行补偿,提高了系统的抗干扰性能,但是观测器的设计必须用到电机的机械参数。

要对感应电动机进行高性能控制,必须设计高性能的转矩控制器,因此本文首先采用滑动模控制理论设计了感应电动机转矩控制器,以获得快速而

且鲁棒性强的转矩响应。在此基础上采用双模速度控制器,并分析了电机锁相控制系统的快捕带,为误差带的设置提供理论依据。此外,用模型参考自适应理论设计了环路增益自适应调节,在受到负载干扰时能使锁相环快速入锁,并提高系统的负载能力,自适应律不需电机参数。采用上述方法后,可使系统获得优良的动态和稳态性能,并对电机参数和外部干扰具有强鲁棒性。

2 控制系统结构

控制系统的基本结构如图 1 所示,包括转矩控制器和速度控制器两部分。转矩控制器包括滑动模控制和 PWM 逆变器,速度控制器有两种模式,常规的速度比例控制和锁相控制。当速度误差的绝对值大于误差带时,只有比例控制作用,使电机迅速加速或减速。当转速误差的绝对值小于误差带时,系统开始转向 PLL 控制,在稳态只有 PLL 控制作用,使系统获得高的稳态精度。增益自适应则是根据速度和相位误差的变化,动态调节 PLL 的环路增益,提高系统抗干扰能力。

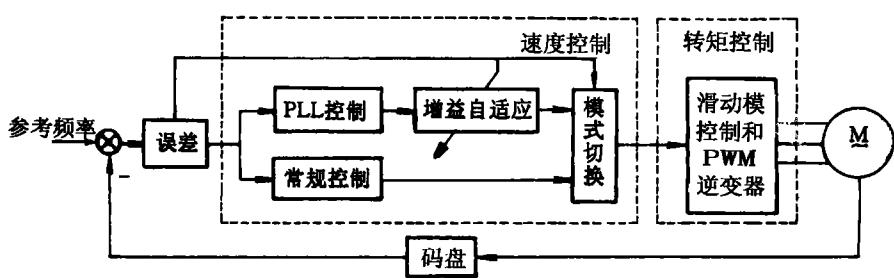


图 1 控制系统框图

Fig.1 Block diagram of the total control system

3 滑动模转矩控制

在同步旋转的 $d-q$ 坐标系中,若定义 d 轴方向与定子电流矢量方向一致,感应电动机的数学模型(本文称为 $\alpha-\beta$ 模型)可表示为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_s \\ \dot{\lambda}_{2\alpha} \\ \dot{\lambda}_{2\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + R_r M^2}{L_\sigma L_r^2} & \frac{R_r M}{L_\sigma L_r^2} & \frac{M\omega_r}{L_\sigma L_r} \\ R_r M/L_r & -R_r/L_r & \omega - \omega_r \\ -L_r L_\sigma/M & -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_{2\alpha} \\ \lambda_{2\beta} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} 1/L_\sigma & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & L_r/M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1\alpha} \\ u_{1\beta} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\omega = \frac{u_{1\beta} - M\omega_r \lambda_{2\alpha}/L_r + R_r M \lambda_{2\beta}/L_r^2}{L_\sigma i_s} \quad (2)$$

$$T = -n_p M i_s \lambda_{2\beta}/L_r \quad (3)$$

$$T - T_L = \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} + D\omega_r \quad (4)$$

式中 R_s, R_r ——定、转子电阻

L_s, L_r ——定、转子自感

M ——定、转子互感

L_σ ——漏感

$$L_\sigma = (L_s L_r - M^2)/L_r$$

i_s ——定子电流矢量

$\lambda_{2\alpha}, \lambda_{2\beta}$ ——转子磁链的 α 、 β 分量

$u_{1\alpha}, u_{1\beta}$ ——定子电压的 α 、 β 分量

T ——电磁转矩

T_L ——负载转矩

n_p ——电机极对数

ω ——同步速度

ω_r ——转子角速度

J ——转动惯量

D ——滑动摩擦系数

定义切换函数为

$$S = [s_1 \ s_2]^T = [i_s - i_s^{\text{ref}} \lambda_{2\beta} - \lambda_{2\beta}^{\text{ref}}]^T \quad (5)$$

式中,上标 ref 表示相应量的参考值。

选择切换超平面为

$$S = [s_1 \ s_2]^T = 0 \quad (6)$$

当滑动模运动发生时,意味着

$$i_s = i_s^{\text{ref}}, \lambda_{2\beta} = \lambda_{2\beta}^{\text{ref}} \quad (7)$$

将式(7)代入转矩表达式(3),电磁转矩满足 $T = T^{\text{ref}}$,电机的实际转矩将等于转矩参考值。文献[7]给出了由 T^{ref} 设计 i_s^{ref} 和 $\lambda_{2\beta}^{\text{ref}}$ 的方法。

在确定了切换超平面后,需要设计一个合适的控制律,将系统的运动快速带到切换超平面的交线上,并沿着交线滑动。在电机运行过程中,考虑到温度变化和磁饱和引起的电机参数大范围变化,电机方程(1)和(2)改写为

$$\dot{X} = AX + BU + \Delta f(X, A, B, t) \quad (8)$$

$$\omega = \tilde{\omega} + \Delta\omega(X, A, B, t) \quad (9)$$

式中, $X = [i_s \ \lambda_{2\alpha} \ \lambda_{2\beta}]^T$, $U = [u_{1\alpha} \ u_{1\beta}]^T$, A 、 B 为式(1)中的系数矩阵,各元素中的电机参数为标称值, $\tilde{\omega}$ 表示由标称值得到的同步速, $\Delta f = [\Delta f_1 \ \Delta f_2 \ \Delta f_3]^T$ 和 $\Delta\omega$ 表示由于电机参数偏离标称值引起的扰动。

控制律的推导采用“趋近律”方法^[9],指数形式的趋近律为

$$\dot{s}_1 = -q_1 \text{sgn}(s_1) - k_1 s_1 \quad (10)$$

$$\dot{s}_2 = -q_2 \text{sgn}(s_2) - k_2 s_2 \quad (11)$$

式中, q_1, q_2, k_1, k_2 大于零。

将式(8)和式(9)代入式(10)和式(11),解出控制律 $u_{1\alpha}$ 和 $u_{1\beta}$

$$u_{1\alpha} = u_{1\alpha}^{\text{eq}} - L_\sigma [q_1 \text{sgn}(s_1) + k_1 s_1 + \Delta f_1] \quad (12)$$

$$u_{1\beta} = u_{1\beta}^{\text{eq}} + d_1 [q_2 \text{sgn}(s_2) + k_2 s_2 + \Delta f_3 - d_2 \Delta\omega] \quad (13)$$

式中 $u_{1\alpha}^{\text{eq}} = -(c_1 i_s + c_2 \lambda_{2\alpha} + c_3 \lambda_{2\beta})$

$$u_{1\beta}^{\text{eq}} = [1 + L_\sigma i_s / (c_3 \lambda_{2\alpha})] (c_3 \lambda_{2\alpha} - c_2 \lambda_{2\beta})$$

$$c_1 = -R_s - R_r M^2 / L_r^2$$

$$c_2 = MR_r / L_r^2$$

$$c_3 = M / L_r$$

$$d_1 = L_\sigma i_s / \lambda_{2\alpha}$$

$$d_2 = L_\sigma i_s / c_3 + \lambda_{2\alpha}$$

d_1 和 d_2 均大于零。

由于式(12)和式(13)中包括未知的扰动项 Δf_1 、 Δf_3 和 $\Delta\omega$,为了得到确定的控制律,先用假设已知的扰动 $\bar{\Delta f}_1$ 、 $\bar{\Delta f}_3$ 和 $\bar{\Delta\omega}$ 代入式(12)和式(13),然后将式(12)和式(13)代入电机方程式(8)得

$$\dot{i}_s = -[q_1 \text{sgn}(s_1) + k_1 s_1] + (\Delta f_1 - \bar{\Delta f}_1) \quad (14)$$

$$\dot{\lambda}_{2\beta} = -[q_2 \text{sgn}(s_2) + k_2 s_2] + (\Delta f_3 - \bar{\Delta f}_3) - d_2 (\Delta\omega - \bar{\Delta\omega}) \quad (15)$$

有理由假设 Δf_1 、 Δf_3 和 $\Delta\omega$ 均有界,即

$$\left. \begin{aligned} \Delta f_{11} < \Delta f_1 < \Delta f_{12} \\ \Delta f_{31} < \Delta f_3 < \Delta f_{32} \\ \Delta\omega_1 < \Delta\omega < \Delta\omega_2 \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

为了满足滑动模的到达条件 $\dot{s}s < 0$,可以这样确定式(12)和式(13)中的 $\bar{\Delta f}_1$ 、 $\bar{\Delta f}_3$ 和 $\bar{\Delta\omega}$

$$\bar{\Delta f}_1 = \frac{\Delta f_{12} + \Delta f_{11}}{2} + \frac{\Delta f_{12} - \Delta f_{11}}{2} \text{sgn}(s_1) \Rightarrow f_{1a} + f_{1b} \text{sgn}(s_1) \quad (17)$$

$$\bar{\Delta f}_3 = \frac{\Delta f_{32} + \Delta f_{31}}{2} + \frac{\Delta f_{32} - \Delta f_{31}}{2} \text{sgn}(s_3) \Rightarrow f_{3a} + f_{3b} \text{sgn}(s_3) \quad (18)$$

$$\bar{\Delta\omega} = \frac{\Delta\omega_2 + \Delta\omega_1}{2} - \frac{\Delta\omega_2 - \Delta\omega_1}{2} \text{sgn}(s_2) \Rightarrow \omega_a - \omega_b \text{sgn}(s_2) \quad (19)$$

将式(17)~(19)代入式(12)和式(13),得到最终的控制律为

$$u_{1\alpha} = u_{1\alpha}^{\text{eq}} - [h_1 + g_1 \text{sgn}(s_1) + p_1 s_1] \quad (20)$$

$$u_{1\beta} = u_{1\beta}^{\text{eq}} + [h_2 + g_2 \text{sgn}(s_2) + p_2 s_2] \quad (21)$$

式中 $h_1 = L_\sigma f_{1a}$

$$g_1 = L_\sigma(f_{1b} + q_1)$$

$$p_1 = L_\sigma k_1$$

$$h_2 = d_1(f_{3a} - d_2\omega_a)$$

$$g_2 = d_1(f_{3b} + d_2\omega_b + q_2)$$

$$p_2 = d_1 k_2$$

在控制过程中,只要由于电机参数变化引起的扰动在事先估计范围内,到达条件 $\dot{s} < 0$ 仍然满足,保证滑动模在存在扰动的情况下仍然发生,这说明转矩控制的性能不随电机参数的变化而改变,具有很强的鲁棒性。此外,趋近律式(10)和式(11)明确规定了系统在趋近过程中的动态品质,使系统按照自由递阶的模式切换,适当选择 q_1 、 q_2 、 k_1 和 k_2 可以调节到达速度和减小抖动。

4 PLL 速度控制

当双模速度控制器运行于锁相控制方式时,系统的结构如图2所示。它包括鉴频鉴相器(PFD)、环路滤波器(LF)、增益自适应环节、转矩控制器、感应电动机和光电码盘,其中转矩控制器、感应电动机和光电码盘作为压控振荡器(VCO)。

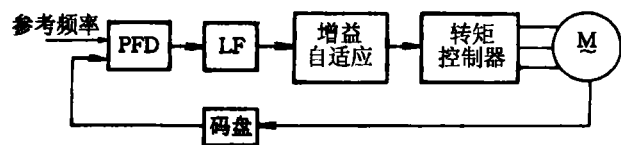


图2 电机锁相速度控制系统框图

Fig.2 Block diagram of PLL motor control system

4.1 稳定性分析

为了进行稳定性分析,首先建立图2的数学模型。由于在本系统中,PLL只工作在鉴相状态,PFD可用连续线性模型表示,其传递函数为

$$G_{PFD}(s) = k_d/s$$

式中 k_d ——PFD的鉴相增益^[6]

LF采用含零点的低通滤波器,其传递函数为

$$G_{LF}(s) = (1 + \tau_d s) / (1 + \tau_f s)$$

如果转矩控制器的响应足够快,在进行大惯性的速度控制时,可以略去控制器的动态过程,将其传递函数看作常数^[4],因此转矩控制器的传递函数可认为是 $G_T(s) = 1$,电机的机械部分则用一阶环节表示

$$G_m(s) = k_m / (1 + T_m s)$$

增益自适应环节用变化的 k_a 表示,光电码盘的分辨率为 N 。

系统开环增益为 $k = k_d k_a k_m N$,可用劳斯判据证明,当 $\tau_d > \tau_f$ 时,这样的系统对于 $k > 0$ 是稳定的。

4.2 快捕带

快捕带对应于PLL在相位捕捉过程中,相位误差不超过鉴相器线性跟踪范围就可以重新入锁的参考频率最大阶跃值。对于双模速度控制,只有当误差带小于快捕带时,PLL才会快速入锁,因此快捕带的分析将为误差带设置提供理论依据。

假设电机原来稳定运行,码盘反馈信号的频率为 $\omega_2 = \omega_0$, PFD的相位误差为 θ_{ess} 。现有一参考频率阶跃 $\omega_1 = \omega_0 + \Delta\omega$ (假设 $\Delta\omega > 0$), 则随后的相位误差为 $\theta_e(t) = \theta_{ess} + \Delta\omega t$ 。由于PFD的平均输出 $\bar{u}_d(t)$ 是相位误差的锯齿形函数,则 $\bar{u}_d(t)$ 也是时间 t 的锯齿形函数,峰值为 $2\pi k_d$, 频率为 $\Delta\omega$, 如图3a所示。该信号通过LF后输出信号增量的峰值为

$$\Delta u_f(t) = k_d |G_{LF}(\Delta\omega)| (2\pi - \theta_{ess}) \quad (22)$$

这是一个正值直流信号,将使电机转速上升,其增量的峰值为

$$\Delta\omega_r(t) = k_d k_a |G_{LF}(\Delta\omega)| \cdot |G_m(\Delta\omega)| (2\pi - \theta_{ess}) \quad (23)$$

则码盘的反馈信号增量的峰值为

$$\Delta\omega_2 = N \Delta\omega_r \quad (24)$$

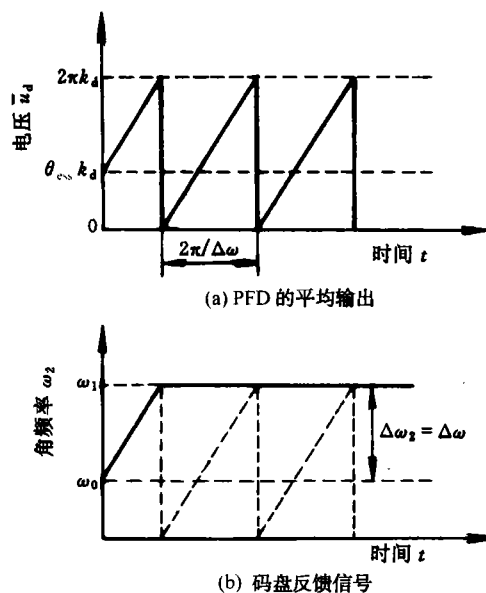


图3 快捕带示意图

Fig.3 Determination of the lock range

如果 $\Delta\omega_2$ 小于 $\Delta\omega$, PLL 不会立刻入锁。如果适当选择的 $\Delta\omega$, 使得 $\Delta\omega_2$ 值恰好等于 $\Delta\omega$, 如图 3b 所示, 则 PLL 将会在一个相位跟踪周期内入锁, 这个 $\Delta\omega$ 是 PLL 在相位跟踪过程中相位误差不超过 2π 的最大参考频率阶跃值, 对应于快捕带 $\Delta\omega_L$

$$\Delta\omega_L = Nk_d k_a |F(\Delta\omega_L)| |M(\Delta\omega_L)| (2\pi - \theta_{\text{ess}}) \quad (25)$$

式(25)对于 $\Delta\omega_L$ 是一个非线性方程, 由于感应电机的时间常数较大, $(\Delta\omega_L T_m)^2 \gg 1$ 成立, 式(25)可简化为

$$(\Delta\omega_L)^2 = k |F(\Delta\omega_L)| (2\pi - \theta_{\text{ess}}) / T_m \quad (26)$$

若满足下面的条件, 式(26)可进一步简化为

$$\Delta\omega_L \approx \begin{cases} \sqrt{k\tau_d(2\pi - \theta_{\text{ess}})/T_m\tau_f}, & \text{若 } (\Delta\omega_L\tau_d)^2 > (\Delta\omega_L\tau_f)^2 \gg 1 \\ \sqrt{\frac{k(2\pi - \theta_{\text{ess}})}{T_m}}, & \text{若 } (\Delta\omega_L\tau_f)^2 < (\Delta\omega_L\tau_d)^2 \ll 1 \end{cases} \quad (27)$$

由于电子锁相环的 VCO 不存在惯性, 而电机锁相控制系统的 VCO 存在一个离原点较近的极点 $-1/T_m$, 使得两者的快捕带分析有很大区别, 电机的机械惯性越大, 快捕带越窄。必须指出, 式(26)中的 $\Delta\omega_L$ 是相对于参考频率而言的, 它是电机转速误差的 N 倍。

5 环路增益自适应

环路增益直接影响 PLL 系统的稳态精度和带负载能力, 增益较大系统抗干扰的能力强, 但稳态精度低降, 反之亦然。如果在 PLL 的工作过程中, 能够根据相位误差和速度误差的大小自动改变环路增益, 就能够自动适应稳态精度和抗负载干扰的情况。

本文采用模型参考自适应的方法调节环路增益。由于调节增益的目的是在负载扰动的情况下, 相位误差仍然保持在线性范围内, 因此 PFD 的线性模型依然适用。增益自适应环节框图如图 4 所示, 由于直接对鉴相器的输出微分将会带来噪声, 因此实际控制时用速度误差代替相位误差的微分, 可调系统用微分方程表示为

$$T_a^* + \tau_f \dot{T}_a^* = k_a \theta_e + k_d \tau_d \omega_e \quad (28)$$

式中 k_a ——被调节的参数

参考模型设计为

$$T_b^* + \tau_f \dot{T}_b^* = k_b \phi_e + k_d \tau_d \omega_e \quad (29)$$

式中 ϕ_e ——期望的稳态相位误差, 是与负载大小无关的正数

k_b ——参考模型的增益, 在控制过程中不断更新

这样设计参考模型的目的在于: 如果负载转矩发生变化, 电磁转矩也要相应变化以维持电机稳定运行, 通常的锁相控制是增益保持不变, 用相位误差的变化改变转矩给定, 而参考模型式(29)则规定相位误差不变, 通过增益 k_b 的变化改变转矩给定 (电磁转矩)。虽然 k_b 在控制过程中不断更新, 但在每个控制周期是固定的, 在推导自适应律时和 ϕ_e 一样看作是常数。

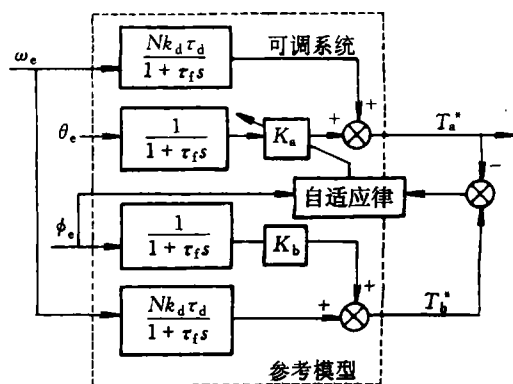


图4 增益自适应环节框图

Fig.4 Block diagram of the MRAS

采用李雅普诺夫理论推导自适应律。定义可调系统和参考模型的输出误差为

$$e = T_b^* - T_a^* \quad (30)$$

将式(28)和式(29)相减可得误差的微分方程为

$$\dot{e} = -e/\tau_f + (k_b \phi_e - k_a \theta_e) / \tau_f \quad (31)$$

选择李亚普诺夫函数为

$$V = \frac{1}{2} \{ e^2 + [\phi_e (k_a - k_b)]^2 / \xi \} \quad (32)$$

V 对时间的导数为

$$\begin{aligned} \dot{V} = & e\dot{e} + (k_a - k_b) \dot{k}_a \phi_e^2 / \xi = -e^2 / \tau_f + e k_a \\ & (\phi_e - \theta_e) / \tau_f + (k_a - k_b) (\dot{k}_a \phi_e^2 / \xi - e \phi_e / \tau_f) \end{aligned} \quad (33)$$

若取

$$\dot{k}_a = \xi e / (\phi_e \tau_f) \quad (34)$$

将式(34)代入式(33)

$$\dot{V} = -e^2 / \tau_f + \phi_e k_a \dot{k}_a (\phi_e - \theta_e) / \xi \quad (35)$$

在控制过程中, 如果 $\theta_e > \phi_e$, 说明可调系统的相位误差过大, 自适应调节的结果是增大 k_a

(即 $k_a > 0$)，以减小这个过大的相位误差；反之，当 $\theta_e < \phi_e$ 时， $k_a < 0$ ，这说明在参数调整过程中， k_a 和 $\phi_e - \theta_e$ 的符号总是相反的，即 $\dot{V} < 0$ 。根据李亚普诺夫稳定性理论^[10]，式 (31) 的误差系统是稳定的。

在实际控制中，每个周期都要更新 k_b ，从而能够在保持 ϕ_e 不变的情况下产生变化的 T_b^* 。 k_b 更新的依据是参考模型的输出 T_b^* 应该等于可调系统当前的输出 T_a^* 。这意味着在控制过程中，参考模型的增益 k_b 和可调系统的增益 k_a 都在不断更新，但 k_b 的变化要超前 k_a 一个周期。所以在实际控制时，计算系统误差式 (31) 并不要求解参考模型，而是直接由式 (36) 计算

$$e = T_a^* - T_{a0}^*$$

(36)

式中 T_a^* 、 T_{a0}^* ——可调系统在当前周期和前一个周期的输出

自适应律式 (34) 改写为

$$k_a = k_{a0} + \xi (T_a^* - T_{a0}^*) \tau_s / (\phi_e \tau_f)$$

(37)

式中 τ_s ——采样周期

该自适应律与电机参数无关且易于实现。

6 仿真结果

图 5 为感应电动机滑动模转矩控制器的动态响应，其中虚线为转矩参考值。电机参数为 $R_s = 6.1\Omega$ ， $R_r = 3.2\Omega$ ， $L_s = L_r = 0.472H$ ， $M = 0.45H$ ， $n_p = 2$ ， $J = 0.033N \cdot m \cdot s^2 / rad$ ， $D = 0.0011N \cdot m \cdot s / rad$ 。趋近律式 (10) 和式 (11) 参数取为 $q_1 = 5$ ， $k_1 = 30$ ， $q_2 = 5i_s / |\lambda_{2a}|$ ， $k_2 = 2q_2$

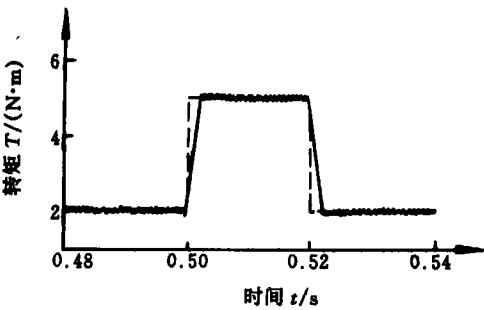


图 5 滑动模转矩控制器的动态响应
Fig.5 Simulation result of torque response

PLL 的环路参数为 $k_d = 4.9/2\pi V / rad$ ， $k_a = 1N \cdot m / V$ ， $\tau_d = 0.1s$ ， $\tau_f = 0.02s$ ， $\tau_m = 15s$ ， $N = 64$ 。当 θ_{ess} 取值在 $0 \sim \pi$ 时，根据式 (27) 计算得到的相对

于电机转速的快捕带在 $40 \sim 56 r/min$ 之间。图 6 为电机 $0 \rightarrow 600 r/min$ 调速时的控制模式切换过程，图 6 (a) 和 (b) 分别是将误差带设置为 $30 r/min$ (小于快捕带) 和 $78 r/min$ (大于快捕带) 时的相位误差和电机转速，其中图 6 (a) 在一个相位捕捉周期内入锁，而图 6 (b) 则经过多个相位捕捉周期后才入锁，电机转速出现较大超调。图中的虚线表示控制模式的切换。

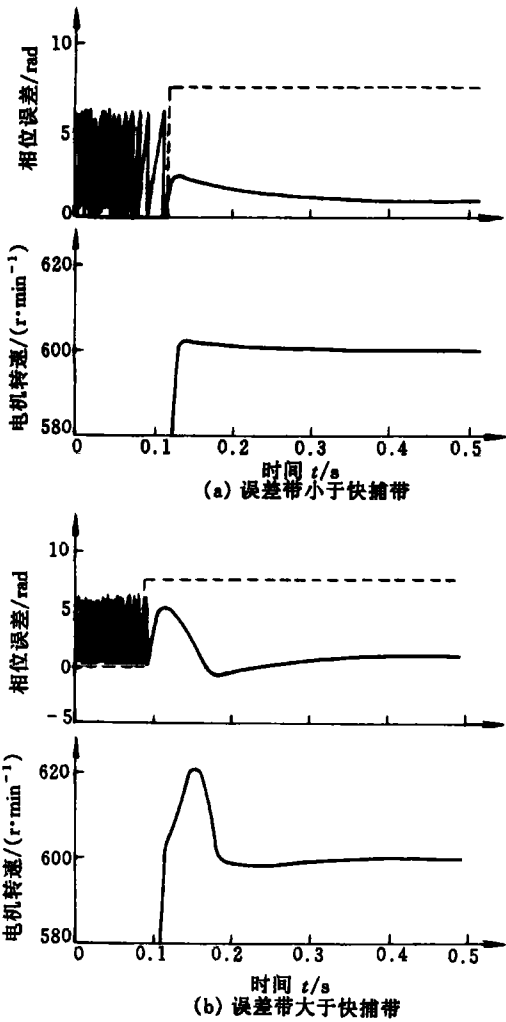


图 6 环路入锁过程
Fig.6 Lock-in process

系统受到小转矩干扰时转速恢复性能的比较如图 7 所示，其中虚线是增益固定 ($k_a = 1$) 的情况，实线是采用增益自适应方案的情况，其他条件相同，后者具有较好的转速恢复性能。

当系统受到大负载扰动时，对于增益固定的 PLL 系统，如果鉴相器不能提供足够大的转矩给定值，PLL 将会失锁。例如系统在 $k_a = 1$ 时，对于 2

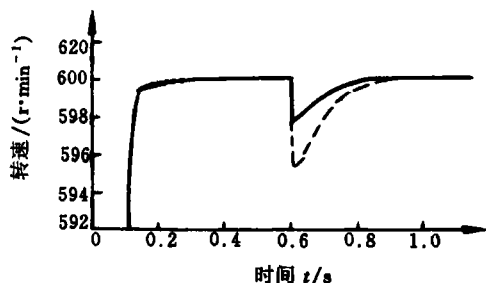


图7 受小负载扰动时转速恢复性能比较

Fig.7 Transient motor speed under relatively small disturbance

→6N·m的负载突变环路不能入锁。而采用增益自适应方案时,当负载转矩发生2→6N·m(1s)突变时,系统能够随着负载的增大自动提高增益,将相位误差限制在 $[-2\pi, 2\pi]$,环路在线性相位跟踪过程中迅速入锁;当负载转矩发生6→2N·m(2s)突变时,增益自动减小,系统又恢复到原来的稳态精度,电机转速和环路增益变化如图8所示。

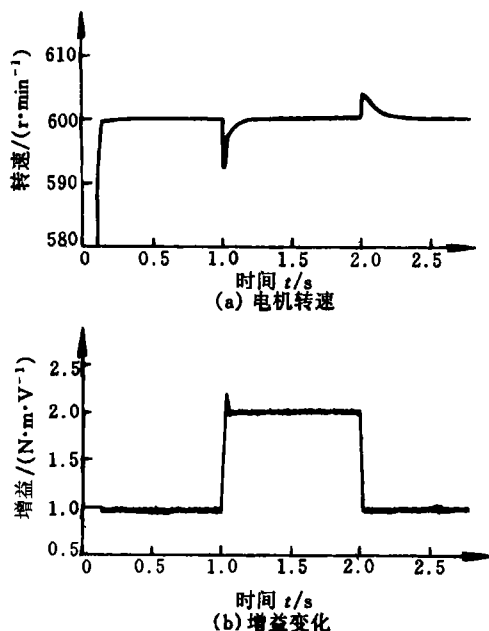


图8 采用增益自适应方案的PLL系统受到大扰动的情况

Fig.8 Control system under large disturbance

7 结论

本文提出一种高性能的感应电动机速度控制方案。首先用趋近律的方法设计了滑动模转矩控制器,在此基础上设计了双模速度控制器,大速度误差时采用常规的速度比例控制,稳态用锁相控制获得高的稳态精度。对于PLL控制,从理论上讨论了电机锁相系统的快捕带,为决定双模控制的切换误

差带提供了依据。此外,采用模型参考自适应理论动态调节锁相环环路增益,以提高系统的带负载能力,并加快受到负载转矩干扰时电机转速的恢复过程,兼顾了稳态精度和抗负载扰动能力。自适应率与电机参数无关且易于实现。

采用上述方法后,可以使系统获得高的稳态精度,快速的动态响应,并对电机参数和外部干扰具有强鲁棒性,仿真结果表明了该系统的有效性。

参考文献

- 1 Moore A W. Phase - locked loops for motor - speed control. IEEE Spectrum, 1973 (4): 61 ~ 67
- 2 Harashima F, Naitoh H, Taoka H. A microprocessor - based PLL speed control system converter - fed synchronous motor. IEEE Trans. Ind. Electron. Contr. Instrum., 1980, 27 (8): 196 ~ 201
- 3 Prasad E S, Dubey G K, Prabhu S S. High - performance DC motor drive with phase - locked loop regulation. IEEE Trans. Ind. Appl., 1985, 21 (1): 192 ~ 201
- 4 Lai Maofu, Nakano M, Hsieh Guan chyun. Application of fuzzy logic in the phase - locked loop speed control of induction motor drive. IEEE Trans. Ind. Electron., 1996, 43 (12): 630 ~ 639
- 5 Takano A. Quick - response torque - controlled induction motor drives using phase - locked loop speed control with disturbance compensation. IEEE Trans. Ind. Electron., 1996, 43 (12): 640 ~ 646
- 6 Best R E. Phase - locked loops, 3rd ed. McGraw - Hill, 1997.
- 7 Chan C C, Wang H Q. New scheme of sliding mode control for high performance induction motor drives. IEE Proc. Electr. Power Appl., 1996, 143 (3)
- 8 吴捷等. 感应电动机拖动装置的滑动模控制. 华南理工大学学报, 1996, 24 (1) (电机工程专辑)
- 9 Gao Weibing, Hung James C. Variable structure control of nonlinear systems; a new approach. IEEE Trans. Ind. Electron., 1993, 40 (2)
- 10 Astrom K J, Wittenmark B. Adaptive control. Addison wesley, 1989.