

文章编号: 1000-8152(2000)02-0198-06

198-203

感应电动机锁相及模糊滑动模控制*

吴捷 钱来 杨金明 TM346.012
(华南理工大学电力学院·广州, 510640)

摘要: 针对感应电动机调速系统综合运用了多种控制手段, 在内环采用滑动模控制以实现感应电动机转矩和磁链的解耦, 外环采用锁相环(PLL)控制使被控系统具有高稳态精度, 而在动态过程中则引入了模糊滑动模控制(FSMC), 保证了系统的快速性和鲁棒性。

关键词: 感应电动机; 锁相环(PLL); 模糊滑动模控制(FSMC); 滑模解耦
文献标识码: A

Phase-Locked Loop and Fuzzy Sliding Mode Control of Induction Motors

WU Jie, QIAN Lai and YANG Jinming

(Electric Power College, South China University of Technology, Guangzhou, 510640, P. R. China)

Abstract: Several control methods have been adopted in speed control systems of induction motors. Sliding mode control can decouple torque and flux in the inner loop. Phase-Locked Loop is applied in the outer loop to acquire high precision. And Fuzzy Sliding Mode Control is added during the dynamic stage. So the system's transient performance and robustness are ensured.

Key words: induction motor; Phase-Locked-Loop; Fuzzy Sliding Mode Control; sliding mode decoupling

1 引言(Introduction)

交流调速在工业控制中有着极其广泛的应用, 用它取代直流调速是当今乃至以后的发展趋势。然而感应电动机是一个复杂的、内部存在着多种耦合关系的多变量非线性系统, 因此系统需要解耦。现有文献[1]指出, 内环应用滑动模控制可以实现电机的解耦, 并具有良好的解耦特性。但在高精度的控制系统中, 一般的控制手段不足以满足稳态精度的要求, 为此, 我们考虑在外环应用锁相环(PLL)控制。锁相环控制在直流调速系统中已得到了广泛的应用, 它具有高稳态精度的优点, 但其严重的局限是瞬态响应差, 并受锁定和捕捉范围的限制, 而近些年来发展

起来的模糊控制技术具有快速响应、强鲁棒性的优点, 尤其适用于随机、非线性和不确定性系统的控制。为此, 我们考虑将模糊控制与 PLL 控制相结合, 以克服 PLL 单独控制所存在的缺点。在模糊控制器的设计中, 我们借鉴了滑动模控制的原理, 故称之为模糊滑动模控制(FSMC)。

控制系统的基本结构图见图 1。在新的控制方案中, 转速控制器设计为滑动模控制器, 而转速控制器设计为 PLL 和 FSMC 控制器。当转速误差大于一定的值时, 系统只有 FSMC 控制, 使得系统快速地向稳态, 而在系统接近稳态运行或处于稳态时, 模糊控制器已进入稳态, 模糊控制量不再变化, 对系统的稳态性能起作用的只有 PLL 控制。

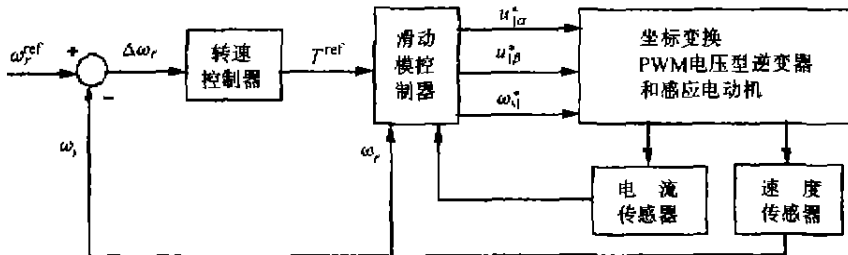


图 1 感应电动机控制结构图
Fig. 1 Block diagram of AC drive system

* 基金项目: 本项目受国家自然科学基金(69674025)及广东省自然科学基金(940025)资助。
收稿日期: 1997-12-11; 收修改稿日期: 1998-10-30

2 感应电机的数学模型及内环解耦(Mathematical model and decoupling control)

本文采用的感应电机的数学模型是在 α - β 坐标系中建立的. 该坐标系的 α 轴和感应电机定子电流向量方向一致且同步旋转, 其显著优点是可通过直接测量定子电流来精确确定坐标轴在静止坐标系中的位置.

在 α - β 坐标系中, 感应电动机的动态特性可用下面非线性方程来描述:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_s \\ \dot{\lambda}_{2\alpha} \\ \dot{\lambda}_{2\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_\sigma} \left(R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) & \frac{R_r M}{L_\sigma L_r^2} & \frac{M}{L_\sigma L_r} \omega_r \\ \frac{R_r M}{L_r} & -\frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_{2\alpha} \\ \lambda_{2\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \lambda_{2\beta} \\ 0 & -\lambda_{2\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1\alpha} \\ \omega_{sl} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

且有

$$\begin{aligned} u_{1\beta} &= L_\sigma \omega_{sl} + \frac{M}{L_r} \omega_r \lambda_{2\alpha} - \frac{R_r M}{L_r^2} \lambda_{2\beta}, \\ L_\sigma &= \frac{L_s L_r - M^2}{L}. \end{aligned} \quad (2)$$

其中 $\omega_{sl} = \omega - \omega_r$ 是滑差频率, i_s 是定子电流, 二次磁链的两个分量定义为:

$$\lambda_{2\alpha} = M i_s + L_r i_{2\alpha}, \quad \lambda_{2\beta} = L_r i_{2\beta}. \quad (3)$$

方程(1)代表感应电动机在状态空间 $[i_s, \lambda_{2\alpha}, \lambda_{2\beta}]^T$ 中的数学模型.

这样 α - β 坐标系中的转矩方程为:

$$T = -\frac{3}{2} n_p \frac{M}{L_r} i_s \lambda_{2\beta} = -\frac{3}{2} n_p M i_s \lambda_{2\beta}. \quad (4)$$

由方程(4)可知转矩控制实际上是通过控制 i_s 和 $\lambda_{2\beta}$ 来实现. 定义切换函数为:

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

其中上标“ref”代表相应量的参考值. 并选择(6)作为切换超平面:

$$s(x) = [s_1 \quad s_2]^T = 0. \quad (6)$$

当滑动模运动发生时, 意味着满足以下式子:

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

由转矩表达式(4)可得当进入滑动模后它满足:

$$T = T^{\text{ref}}. \quad (8)$$

一个合适的控制律能将系统的运动带入到切换

超平面 $s_1 = 0$ 和 $s_2 = 0$ 的交线上并保持它沿着交线滑动. 文献[1]证明了滑模存在的充分条件是在 α - β 参考坐标系中的滑差频率 ω_{sl} 和 $u_{1\alpha}$ (电动机的控制输入)在两个切换面上以如下方式切换:

$$\text{if } s_1 > 0, \quad u_{1\alpha} < -(c_1 i_s + c_2 \lambda_{2\alpha} + c_3 \omega_r \lambda_{2\beta}) - m_\alpha, \quad (9)$$

$$\text{if } s_1 < 0, \quad u_{1\alpha} > -(c_1 i_s + c_2 \lambda_{2\alpha} + c_3 \omega_r \lambda_{2\beta}) + m_\alpha, \quad (10)$$

$$\text{if } \lambda_{2\alpha} s_2 > 0, \quad \omega_{sl} > -\frac{R_r \lambda_{2\beta}}{L_r \lambda_{2\alpha}} + m_\omega, \quad (11)$$

$$\text{if } \lambda_{2\alpha} s_2 < 0, \quad \omega_{sl} < -\frac{R_r \lambda_{2\beta}}{L_r \lambda_{2\alpha}} - m_\omega, \quad (12)$$

其中 m_α, m_ω 是任意小正数,

$$c_1 = -R_s - \frac{R_r M^2}{L_r^2}, \quad c_2 = \frac{M R_r}{L_r^2}, \quad c_3 = \frac{M}{L_r}.$$

为了简化和易于实现转矩控制, 一个合理的要求是当电机工作时保持转子磁链恒定为其额定值 λ_r^{ref} , 这个要求可通过控制定子电流 i_s 来实现:

$$i_s = \frac{(\lambda_r^{\text{ref}})^2}{M \lambda_{2\alpha}}. \quad (13)$$

如果 i_s^{ref} 已确定, 则 $\lambda_{2\beta}^{\text{ref}}$ 能被确定为:

$$\lambda_{2\beta}^{\text{ref}} = -\frac{2}{3} \frac{L_r}{n_p} \frac{T^{\text{ref}}}{M i_s^{\text{ref}}}. \quad (14)$$

因此对 i_s 和 $\lambda_{2\beta}$ 的解耦控制允许转子磁链和转矩分别通过 i_s^{ref} 和 $\lambda_{2\beta}^{\text{ref}}$ 来控制.

电动机机械运动方程的一阶模型如式(15)所示, 采用滑模解耦后的感应电动机的动态数学模型也可近似用它表示^[2].

$$\frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} = T - T_L - D\omega_r, \quad (15)$$

式中 D 为滑动摩擦系数.

3 感应电动机的锁相环控制(PLL control of induction motors)

在自动调速系统中, 当我们需要在电动机的转速控制中获得高稳态精度时, 采用有差调节系统是不可能实现的, 而在引入积分环节后(PI控制)构成一阶或二阶无差系统. 由于测速误差及系统作用的死区等因素也很难实现高精度的稳态控制.

锁相环是一个伺服系统, 用以控制其输出信号的相位, 使得输出相位和参考相位之间的相位误差固定在某个值上, 最终达到输入和输出信号的频率相等. 因而, 采用锁相环控制则可实现高精度的速度调节.

集成锁相环的出现, 使得锁相技术的应用变得

十分方便和经济,因此它被有效地应用于电机的转速调节中.图2为单独的锁相环控制的基本原理图. PD是相位检测器,当环路接近锁定时,它的输出是近似线性的,其传递函数可表示为 $G_p(s) = \frac{K_d}{S}$. LPF是一个低通滤波器,连同放大器用 $F(s)$ 来表示. VCO在本系统中为解耦后的感应电动机,其传递函数可近似表示为 $G_v(s) = \frac{T_1}{T_2 S + 1}$,其中 $T_1 = \frac{1}{D}$, $T_2 = \frac{J}{D \cdot n_p}$. 频率反馈装置选用光码盘,其传递函数为 N . 这样,接近锁定时系统的线性模型如图3所示.



图2 锁相环控制的基本原理图
Fig. 2 Block diagram of phase-locked loop

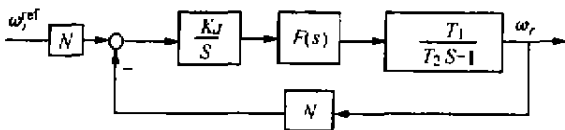


图3 锁相环控制系统的线性模型
Fig. 3 The linear model of phase-locked loop

系统的闭环传递函数为

$$G(s) = \frac{G_p(s)F(s)G_v(s)}{1 + NG_p(s)F(s)G_v(s)} \quad (16)$$

若令 LPF 的传函为 $F(s) = K_L \frac{\tau_2 s + 1}{\tau_1 s}$, 则根据劳斯判据,系统稳定的条件为:

$$\tau_2 > T_2. \quad (17)$$

值得指出的是,上式的导出是建立在系统接近锁定的前提之下的,文[3]对 PD 处于非线性区域的稳定性也进行了讨论,但由于篇幅所限,并且本系统的设计中,非线性区域内锁相环将不参与作用,因而

对此不再讨论.

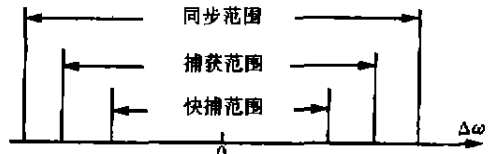


图4 锁相系统的快捕、捕获及同步范围
Fig. 4 The lock-in range, capture range and hold-in range of PLL

图4为锁相系统的快捕、捕获及同步范围示意图.快捕及捕获范围定义为:

令 $\Delta\omega = \omega_r^{ref} - \omega_r$, 如果系统的输入与输出频率挨得足够近,只需经过短暂的相位调整就能够进入锁定,而且在相位锁定之前,没有跳周现象的存在,那么,这个 $\Delta\omega$ 允许的最大范围 $\Delta\omega_L$ 就称为快捕范围.

同理,如果系统经过相位调整就能够进入锁定,但在相位锁定之前,存在跳周现象,那么,这个 $\Delta\omega$ 允许的最大范围 $\Delta\omega_p$ 就称为捕获范围.

当 $\Delta\omega$ 处于快捕范围之内时,鉴相器可近似地看成是一个线性环节.

根据文[8]可知快捕范围可近似地估算为:

$$\Delta\omega_L \approx \pm K_d F(\infty) T_1 / T_2 = \pm K_d \cdot K_L \cdot \tau_2 \cdot T_1 / (T_2 \cdot \tau_1). \quad (18)$$

4 感应电动机的锁相及模糊滑动模控制 (PLL and fuzzy sliding mode control of induction motors)

由于鉴相器的非线性特性,锁相系统的频率捕获阶段是缓慢的、并且有可能不稳定或发生误锁定.因此,还应辅以转速自动控制,随时使转速进入快捕范围之内.由于模糊控制技术具有快速响应、强鲁棒性的优点,尤其适用于随机、非线性和不确定性系统的控制,而本系统内环解耦后的简化模型是不精确的,因而我们考虑把模糊控制与锁相控制相结合用于感应电机的控制.系统的结构图如图5所示.

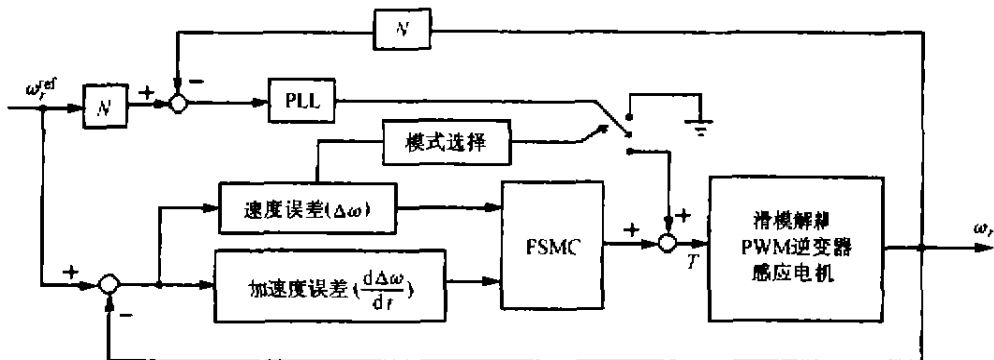


图5 锁相及模糊滑动模控制
Fig. 5 The block diagram of PLL and Fuzzy sliding mode control

当 $\Delta\omega > \delta$ 时 ($0 < \delta < \Delta\omega$), 系统只有模糊控制, 这样就避免了鉴相器的非线性区域, 而且使系统在模糊控制的作用下快速地进入快捕范围. 当 $\Delta\omega \leq \delta$ 时, PLL 参与作用, 系统进入相位捕获阶段, 进而达到相位锁定, 这样输出转速能精确地跟踪输入转速.

内环的输入为

$$\text{当 } \Delta\omega > \delta \text{ 时, } T = T^{fuz}, \quad (19)$$

$$\text{当 } \Delta\omega \leq \delta \text{ 时, } T = T_{LPF} + T^{fuz}. \quad (20)$$

其中, T^{fuz} 是模糊控制器的输出, T_{LPF} 是低通滤波器经放大器后的输出.

我们借鉴了滑模控制的原理设计了模糊控制器, 从滑动模控制中我们知道, 如果适当地选择了开关面 s , 在控制律(19),(20)的作用下, 如下条件能够满足:

$$\dot{s}s < 0. \quad (21)$$

那么, 系统将是稳定的, 系统的状态朝滑模发生的方向运行. 模糊量 T^{fuz} 的确定原则就是使系统在控制(19),(20)的作用下, 使得(21)式能够成立. 下面讨论模糊量 T^{fuz} 的确定原则. 为简单起见, 分析时系统内环采用式(15)所示的简化模型(但仿真时仍采用原模型).

设开关面取为

$$s = \omega_r^{ref} - \omega_r. \quad (22)$$

那么其微分为:

当 $\Delta\omega > \delta$ 时, $T = T^{fuz}$,

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \dot{\omega}_r^{ref} - \dot{\omega}_r = \dot{\omega}_r^{ref} - \frac{n_p}{J}(T - T_L - D\omega_r) = \\ & \dot{\omega}_r^{ref} + \frac{n_p}{J}(T_L + D\omega_r) - \frac{n_p T^{fuz}}{J}, \end{aligned} \quad (23)$$

当 $\Delta\omega \leq \delta$ 时, $T = T_{LPF} + T^{fuz}$,

$$\dot{s} = \dot{\omega}_r^{ref} + \frac{n_p}{J}(T_L + D\omega_r - T_{LPF} - \frac{n_p T^{fuz}}{J}). \quad (24)$$

因而

$$s \cdot \dot{s} = s \cdot [\dot{\omega}_r^{ref} + \frac{n_p}{J}(T_L + D\omega_r)] - \frac{n_p T^{fuz}}{J} \cdot s \quad (25)$$

或

$$s \cdot \dot{s} = s \cdot [\dot{\omega}_r^{ref} + \frac{n_p}{J}(T_L + D\omega_r - T_{LPF})] - \frac{n_p T^{fuz}}{J} \cdot s \quad (26)$$

由于 $\frac{n_p}{J} > 0$, 式(23),(24)中, T^{fuz} 增大时 \dot{s} 减小, 而 T^{fuz} 减小时则 \dot{s} 增大. 因而在(25),(26)式中有:

- 1) 如果 $s > 0$, 那么增大 T^{fuz} 导致 $\dot{s}s$ 减小;
- 2) 如果 $s < 0$, 那么减小 T^{fuz} 导致 $\dot{s}s$ 减小.

上述结果的最终目的是使 $\dot{s}s < 0$.

基于以上两点定性的分析, 我们能够确定模糊量 T^{fuz} , 以使 $\dot{s}s < 0$ 能够成立.

设 FS, \hat{FS} 是 s 和 \dot{s} 的模糊变量. 它们是模糊控制器的输入, ΔT 是 T^{fuz} 的改变量的模糊变量, 且是模糊控制器的输出. 各变量的实际值应乘以相应的增益系数.

每一个模糊变量被分成为: 1° PB——正大; 2° PM——正中; 3° PS——正小; 4° ZE——零; 5° NS——负小; 6° NM——负中; 7° NB——负大. 为简单起见, 其隶属函数如图6所示. 控制规则表如表1所示.

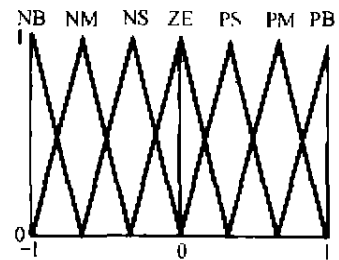


图6 三角形隶属函数

Fig. 6 Triangular membership function

表1 FSMC 控制规则表

Table 1 FSMC control rules

	FS						
FS	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE

每一条规则都有各自的含义, 举例来说, 如果 FS 是 PB 并且 \hat{FS} 是 PB , 那么 ΔT 是 PB .

这条控制规则表明了, 如果 FS 和 \hat{FS} 都是正大, 这就意味着 $s\dot{s}$ 为正大, 应该增大 T^{fuz} 以使 $s\dot{s}$ 快速下降.

又如, 如果 FS 是 ZE 并且 \hat{FS} 是 ZE , 那么 ΔT 是 ZE .

这条控制规则表明了, 如果 FS 和 \hat{FS} 都是零, 这就意味着系统接近稳态, 控制量的改变量应很小, 因而 ΔT 为零.

由图6和控制规则表1及重心清晰化方法^[4], 根据模糊规则利用模糊关系经过离线计算得到如表2所示的查表. 从表中可以看出, 当系统趋近于稳态时, 模糊控制器的输出很小, 甚至为零, 此时, 模糊

控制器已进入稳态,对系统的稳态性能起作用的将只有 PLL 控制.

表 2 查表

Table 2 Lookup table of the fuzzy logic controller

ΔT	FS															
	0															
-1	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-0.1	-1.0	-0.86	-0.71	-0.57	-0.43	-0.29	-0.14	0.00
	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-0.96	-0.92	-0.86	-0.69	-0.59	-0.39	-0.30	-0.11	0.00	0.14	
	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-0.96	-0.85	-0.71	-0.59	-0.48	-0.30	-0.19	0.00	0.11	0.29	
	-1.0	-1.0	-1.0	-0.94	-0.94	-0.81	-0.70	-0.57	-0.39	-0.30	-0.09	0.00	0.19	0.30	0.43	
	-1.0	-1.0	-1.0	-0.94	-0.85	-0.70	-0.61	-0.43	-0.30	-0.19	0.00	0.09	0.30	0.39	0.57	
	1.0	-0.96	-0.96	-0.81	-0.70	-0.52	-0.41	-0.29	-0.11	0.00	0.19	0.30	0.48	0.59	0.71	
	-1.0	-0.92	-0.85	-0.70	-0.61	-0.41	-0.31	-0.14	0.00	0.11	0.30	0.39	0.59	0.69	0.86	
0	-1.0	-0.86	-0.71	-0.57	-0.43	-0.29	-0.14	0.00	0.14	0.29	0.43	0.57	0.71	0.86	1.00	
	-0.86	-0.69	-0.59	-0.39	-0.30	-0.11	0.00	0.14	0.31	0.41	0.61	0.70	0.85	0.92	1.00	
	-0.71	-0.59	-0.48	-0.30	-0.19	0.00	0.11	0.29	0.41	0.52	0.70	0.81	0.96	0.96	1.00	
	-0.57	-0.39	-0.30	-0.09	0.00	0.19	0.30	0.43	0.61	0.70	0.85	0.94	1.00	1.00	1.00	
	-0.43	-0.30	-0.19	-0.00	0.09	0.30	0.39	0.57	0.70	0.81	0.94	0.94	1.00	1.00	1.00	
	-0.29	-0.11	0.00	0.19	0.30	0.48	0.59	0.71	0.85	0.96	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	
	-0.14	0.00	0.11	0.30	0.39	0.59	0.69	0.86	0.92	0.96	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	
1	0.00	0.14	0.29	0.43	0.57	0.71	0.86	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	

5 仿真结果(Simulation)

系统内环的解耦性能在此不再进行研究,应用上一节提出的控制律和系统外环设计方案,在本节中我们用 MATLAB 语言对整个系统进行了计算机仿真,得到了一系列数字仿真结果,并把它与外环只

用 PI 控制的系统进行了比较,仿真结果证实了感应电动机拖动装置中采用 PLL 和 FSMC 的优秀性能.

从图 7 中可以看出,与 PI 控制相比较,PLL & FSMC 控制系统的超调量减小、调节时间缩短,动态性能得到改善,而一旦进入稳态运行后,由于有 PLL

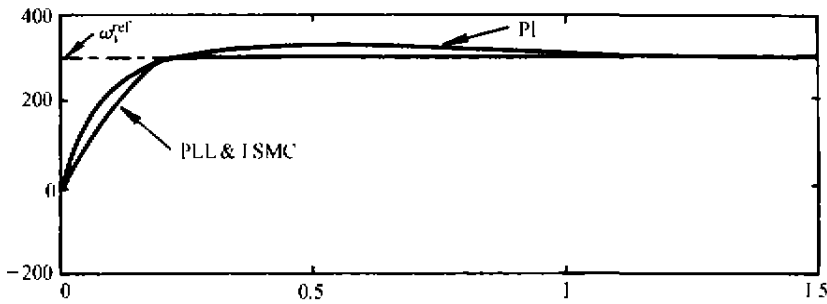


图 7 PI, PLL & FSMC 的阶跃响应(无干扰)

Fig. 7 The step response of PLL & FSMC (without disturb)

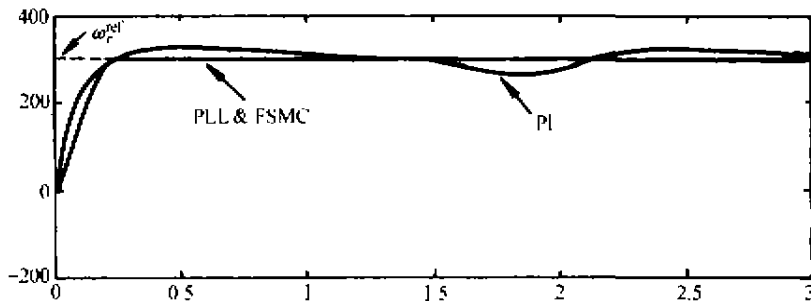


图 8 PI, PLL & FSMC 受到大转矩干扰的响应

Fig. 8 The response of PLL & FSMC under large torque disturb

参与作用,其精度显然比 PI 控制系统要高。

图 8 为 $t = 1.5s$ 时系统受到大转矩干扰的情况,从图中可以看出,当受到外界扰动时,PLL &

FSMC 控制系统转速受到的影响很小(仿真图中几乎未受影响),而只有 PI 控制的系统抗扰动能力明显不如前者。

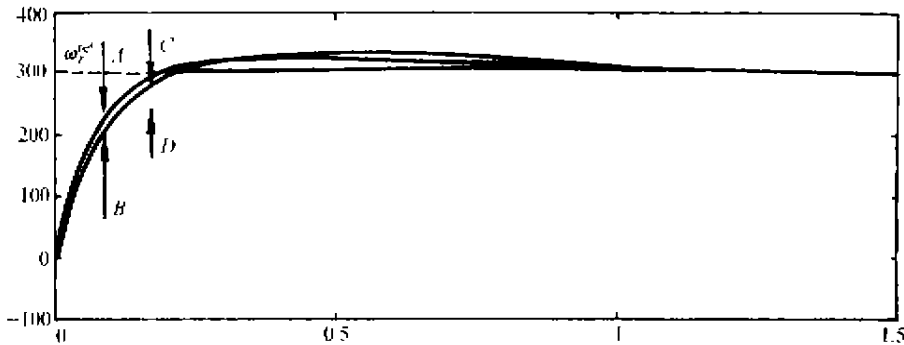


图 9 PI, PLL & FSMC 参数偏离额定值时的转速响应

Fig. 9 The motor speed response of PLL & FSMC under no rating parameters

图 9 中的曲线 B 与曲线 D 为电机参数偏离额定值时 PI 和 PLL & FSMC 系统的转速响应,而曲线 A 和 C 则是参数为额定值时相应的转速响应,从图中可以看出,当参数偏离额定值时,PI 控制的响应曲线变化较大,而 PLL 和 FSMC 控制系统的响应曲线变化很小,这也说明了 PLL 和 FSMC 控制系统对参数的变化具有更强的鲁棒性能。

6 结论(Conclusion)

内环采用滑动模解耦,外环采用 PLL 及 FSMC 的速度控制系统,不但保存了 PLL 控制在稳态运行时的优点,而且具有比 PI 更快的动态响应。另外在仿真中对转矩引入干扰并有意使电动机参数偏离额定值,也验证了 PLL 及 FSMC 控制系统具有更强的鲁棒性。此外,尽管在动态过程借鉴了滑模控制的原理,但在稳态时只有 PLL 的控制特性,因此,没有颤振现象。

参考文献(References)

- [1] 吴捷,赵干等.感应电动机拖动装置的滑动模控制[J].华南理工大学学报(电机工程专辑),1996,24(1):1-14
- [2] 姜智峰,吴捷,钱来.感应电机调速系统的新颖滑动模解耦与自

校正控制[J],1999,19(1):1-5

- [3] 吴捷,钱来等.直流电机锁相伺服系统几个特殊问题的研究[C]中国控制会议论文集,黄山,1614-1622
- [4] Sugeno M. An introductory survey of fuzzy control [J]. Information Science 1985, 36(1-2):59-83
- [5] Huang Guang-chyan and Lin Shih-chang. A stability approach to fuzzy control design for nonlinear systems [J]. Fussy Sets and Systems, 1992, 48(3):279-287
- [6] Nandni Pradeep K and Sen P C. Control laws for sliding mode speed control of variable speed drives [J]. Int. J Control, 1992, 56(5): 1167-1186
- [7] Hsieh Guan-chyun and Hung James C. Phase-locked loop techniques—a survey [J]. IEEE Transaction Industrial Electronics, 1996, 43(6):609-615
- [8] 钱来.基于滑动模解耦的感应电动机校正锁相环及模糊控制[D].广州:华南理工大学,1998

本文作者简介

吴捷 1937年生,教授,博士生导师,1961年毕业于哈尔滨工业大学,现华南理工大学电力学院院长,主要研究方向为电力系统自动化,自适应控制等。

钱来 1970年生,博士生,现就读于华南理工大学电力学院,主要研究方向:变结构控制,自适应控制等

杨金明 1962年生,博士生,现就读于华南理工大学电力学院,主要研究方向:非线性控制,交流传动。