

# 无传感器感应电机模糊自校正速度控制<sup>①</sup>

杨治平, 刘晓燕, 周彬

重庆电子工程职业学院 机电学院, 重庆 401331

**摘要:** 感应电机控制中, 采用物理速度传感器来检测电机速度不适合于高危场合和低转速状况下的电机控制. 文中给出了一种优化的解决方案. 不采用物理传感器来检测电机的输出速度, 而是基于 Lyapunov 稳定性理论和向量分析方法, 应用估计算法来计算定子电压和转子磁通, 然后在线采样相关数据来计算转子速度. 采用模糊控制来解决电机运行的随机扰动和速度变化过程的非线性问题, 结合自校正控制来完成对电机给定速度的跟踪. 仿真结果表明: 实施给出的控制方案, 使电机的输出速度具有优异的响应特性.

**关键词:** 感应电机; 速度传感器; 无传感器控制; 模糊控制; 自校正控制

**中图分类号:** TP273.1

**文献标志码:** A

在 高 危 场 合, 对 感 应 电 机 实 施 转 速 控 制, 不 适 合 采 用 物 理 速 度 传 感 器 来 检 测 电 机 的 输 出 速 度. 当 电 机 在 低 速 和 极 低 速 运 行 时, 采 用 物 理 速 度 传 感 器 而 导 致 检 测 误 差 较 大, 这 些 都 不 同 程 度 地 影 响 了 感 应 电 机 的 速 度 控 制. 如 何 有 效 地 控 制 感 应 电 机 的 速 度, 近 几 年 已 有 一 些 研 究 报 告<sup>[1-3]</sup>, 例 如 直 接 向 量 控 制<sup>[1]</sup>, 速 度 最 优 控 制<sup>[2]</sup> 和 磁 通 优 化 控 制<sup>[3]</sup> 等. 文 献<sup>[1-3]</sup> 都 是 对 电 机 控 制 的 单 参 数 优 化 校 正, 虽 然 某 项 控 制 指 标 能 达 到 一 定 要 求, 但 总 体 的 控 制 性 能 很 难 达 到 理 想 状 态. 鉴 于 上 述 方 案 的 不 足, 本 文 给 出 了 更 优 越 的 控 制 方 案 即 基 于 非 参 数 化 模 型 方 法 (模 糊 模 拟) 和 模 糊 控 制 方 案, 来 解 决 速 度 过 程 变 化 的 非 线 性 问 题, 由 于 采 用 “软” 估 计 算 法 来 计 算 电 机 的 输 出 速 度 而 降 低 了 系 统 的 快 速 性, 方 案 中 结 合 了 加 强 跟 踪 特 性 的 自 校 正 控 制 技 术, 最 后, 综 合 设 计 出 对 感 应 电 机 速 度 进 行 更 有 效 控 制 的 模 糊 自 校 正 控 制 器. 下 面 给 出 控 制 器 的 设 计.

## 1 转子速度估计

$d-q$  轴向的定子电压和电流方程给出如下<sup>[4]</sup>

$$\dot{\psi}_{dr} = \frac{L_r}{L_m} \left[ v_{ds} - R_s i_{ds} - \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{ds} \right] \quad (1)$$

$$\dot{\psi}_{qr} = \frac{L_r}{L_m} \left[ v_{qs} - R_s i_{qs} - \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qs} \right] \quad (2)$$

式中  $\psi$  是磁通,  $L$  是电感,  $v$  是定子电压,  $R$  是电阻,  $i$  是电流,  $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_r L_m)$  是电机的电气渗漏系数, 下标  $r$  和  $s$  分别表示与转子和定子有关的参量.

电机速度和定子电流以及转子磁通的关系为

$$i_{ds} = \frac{1}{L_m} [\psi_{dr} + \omega_r T_r \psi_{qr} + T_r \dot{\psi}_{dr}] \quad (3)$$

① 收稿日期: 2013-07-04

基金项目: 重庆市教委基金项目: 下肢外骨骼机器人运动智能控制系统研究(KJ112203).

作者简介: 杨治平(1957-), 男, 辽宁辽阳人, 教授, 主要从事自适应控制与模糊控制方面的研究.

$$i_{qs} = \frac{1}{L_m} [\psi_{qr} + \omega_r T_r \psi_{dr} + T_r \dot{\psi}_{qr}] \quad (4)$$

其中  $\omega_r$  是转子的电气速度,  $T_r = L_r/R_r$  是转子的时间常数, 当式(3)和式(4)用于估计电机速度时, 分别得到定子电流  $i_{ds}$  和  $i_{qs}$  的估计值  $\hat{i}_{ds}$  和  $\hat{i}_{qs}$ , 也得到转子电气速度  $\omega_r$  的估计值  $\hat{\omega}_r$ . 这样, 相关的参考值和估计值之间的差值给出为

$$i_{ds} - \hat{i}_{ds} = \frac{T_r}{L_m} \psi_{qr} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (5)$$

$$i_{qs} - \hat{i}_{qs} = \frac{T_r}{L_m} \psi_{dr} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (6)$$

将式(5)乘以  $\psi_{qr}$ , 而式(6)乘以  $-\psi_{dr}$ , 再将得到的两式相加, 得到如下结果:

$$(i_{ds} - \hat{i}_{ds}) \psi_{qr} - (i_{qs} - \hat{i}_{qs}) \psi_{dr} = \frac{T_r}{L_m} (\omega_r - \hat{\omega}_r) (\psi_{qr}^2 + \psi_{dr}^2) \quad (7)$$

由式(7), 电机转子的速度误差获得如下:

$$e_{\omega_r} = \omega_r - \hat{\omega}_r = c [(i_{ds} - \hat{i}_{ds}) \psi_{qr} - (i_{qs} - \hat{i}_{qs}) \psi_{dr}] \quad (8)$$

其中

$$c = \frac{L_m}{T_r} \frac{1}{\psi_{dr}^2 + \psi_{qr}^2}$$

由式(8)可以看出, 电机速度可由定子电流和转子磁通的计算间接得出. 无速度传感器电机速度控制的可行性, 可由 Lyapunov 稳定性理论验证. 应用 Lyapunov 稳定性理论, 能够导出速度控制的自适应控制律:

$$\frac{d\hat{\omega}_r}{dt} = \alpha e_{\omega_r} \quad \alpha > 0 \quad (9)$$

其中  $\alpha$  是自适应增益. 为使自适应控制律中误差最终降为零, 选取 Lyapunov 函数为

$$V(t) = \frac{1}{2} e_{\omega_r}^2(t) \quad (10)$$

对上式的 Lyapunov 函数求导, 并结合式(8)得到

$$\dot{V}(t) = e_{\omega_r} \dot{e}_{\omega_r} = e_{\omega_r} (-\hat{\omega}_r) = -\alpha e_{\omega_r}^2 \quad (11)$$

由 Lyapunov 的直接判定法, 由于  $V(t)$  是严格正定的, 而  $\dot{V}(t)$  是负定的, 又有  $V(t)$  随  $e_{\omega_r}^2(t)$  趋于无穷而趋于无穷, 则有  $e_{\omega_r}(t) = 0$  在平衡点是渐进稳定的,  $e_{\omega_r}(t)$  随时间趋于无穷而趋于零. 将式(11)再代入选定的 Lyapunov 函数, 得到

$$\dot{V}(t) = -\alpha e_{\omega_r}^2 = -\frac{\alpha}{2} V(t) \quad (12)$$

对上述的微分方程求解得

$$V(t) = \frac{1}{2} e_{\omega_r}^2(t) = V(t_0) \exp\left(-\frac{\alpha}{2} t\right) \quad (13)$$

这就表明, 转子速度误差随时间趋于无穷而趋于零. 由上述分析可见, 转子速度  $\omega_r$  能够通过定子电压和电流以及转子磁通的估计来得到, 从而避免了使用物理速度传感器.

## 2 感应电机的速度控制

### 2.1 电机的动态方程

感应电机的机械方程可描述如下:

$$J \dot{\omega}_m + B \omega_m + T_L = T_c \quad (14)$$

其中  $J$  和  $B$  分别是感应电机的惯性常数和摩擦系数,  $T_L$  是外部负荷,  $\omega_m$  是角频率下转子机械速度, 其与转子的电气速度  $\omega_r$  的关系是  $\omega_m = 2\omega_r/p$  ( $p$  是极对数),  $T_c$  是感应电机的驱动转矩, 定子电流与驱动转矩之间

的关系由下式给出:

$$T_c = K_T i_{qs}^e \quad (15)$$

其中  $K_T$  是转矩常数,将式(15)带入到式(14)中得到

$$\dot{\omega}_m = -a\omega_m - f + bi_{qs}^e \quad (16)$$

式中,  $a = B/J$ ,  $f = T_L/J$ ,  $b = K_T/J$ , 由于式(16)包含有系统的不确定性,它被修改为

$$\dot{\omega}_m = -(a + \Delta a)\omega_m - (f + \Delta f) + (b + \Delta b)i_{qs}^e \quad (17)$$

其中,增量  $\Delta a$ ,  $\Delta f$  和  $\Delta b$  分别表示  $a$ ,  $f$  和  $b$  的不确定量,这些参量影响电机的有效控制,必须采取有效的措施来消除这些不确定性,以保证电机的可靠运行.

## 2.2 电机速度的动态跟踪控制

定义速度跟踪误差如下:

$$e(t) = \omega_m(t) - \omega_m^*(t) \quad (18)$$

式中  $\omega_m^*(t)$  是给定的转子速度,对式(18)微分并结合前述推导的结果得到下列方程:

$$\dot{e}(t) = \dot{\omega}_m(t) - \dot{\omega}_m^*(t) = -ae(t) + u(t) + d(t) \quad (19)$$

其中  $u(t)$  是速度控制信号,  $d(t)$  是系统不确定量的总和.

$$u(t) = bi_{qs}^e(t) - a\omega_m^*(t) - f(t) - \omega_m^*(t) \quad (20)$$

不确定项已被收集到变量  $d(t)$  中,即

$$d(t) = -\Delta a\omega_m(t) - \Delta f(t) + \Delta bi_{qs}^e(t) \quad (21)$$

设计有效的控制作用  $u(t)$ , 以使速度误差随时间无穷而趋于零,是电机速度跟踪控制的关键,在下面将给出控制器的设计.

## 3 模糊自校正控制器设计

### 3.1 自校正控制律

由最小方差控制律,有

$$e(t+1) = F(Z^{-1})e(t) + G(Z^{-1})\Delta u(t) \quad (22)$$

式中  $F(Z^{-1})$ ,  $G(Z^{-1})$  为控制器的控制参数多项式:

$$F(Z^{-1}) = f_0 + f_1 Z^{-1} + \dots + f_n Z^{-n} \quad (23)$$

$$G(Z^{-1}) = g_0 + g_1 Z^{-1} + \dots + g_m Z^{-m} \quad (24)$$

而  $e(t+1)$  是包含输出信号预测量的广义误差. 式(22)也可写成向量的形式,即

$$e(t) = \varphi^T(t-1)\hat{\theta}(t-1) \quad (25)$$

其中向量

$$\varphi^T(t) = [e(t), \dots, e(t-n), \Delta u(t), \dots, \Delta u(t-m)] \quad (26)$$

而参数向量为

$$\hat{\theta}^T = (\hat{f}_0, \dots, \hat{f}_n, \hat{g}_0, \dots, \hat{g}_m) \quad (27)$$

求出参数向量,使得稳态下速度误差随时间趋于无穷而趋于零,是控制目标:即

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t+1) = \lim_{t \rightarrow \infty} [\omega_r^*(t) - \omega_r(t+d)] = 0 \quad (28)$$

自校正控制是通过辨识过程参数的变化来实施自校正控制,具有一定的响应跟踪特性. 单一的自校正控制不能实时的对速度过程的非线性进行辨识,这使得过程辨识和采样受控过程的模型误差较大,影响控制效果. 在图1所示的电机速度的自校正控制特性中,由于模型变化的非线性不能及时地被辨识,模型误差不能在线实时校正,变化较大的模型误差频繁扰动控制律,从而使控制过程抖动较大,这也影响了电机速度控制的过渡过程. 由图2所示的系统响应特性可以看出,由于控制的抖动作用,系统输出虽最终能达到设定值,但系统响应的超调量过大,而且过渡过程抖动较剧烈,电机的速度响应不能达到理想的状态.

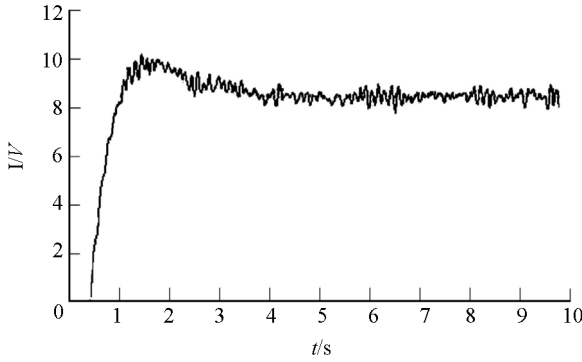


图 1 自校正控制器的控制特性

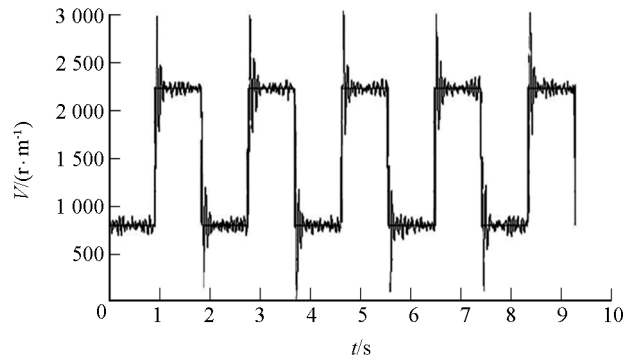


图 2 自校正控制的响应特性

### 3.2 模糊自校正控制算法

鉴于传统自校正控制的不足,针对电机控制速度过程的非线性特性,需采取更有效的针对性算法,以期达到理想的控制效果.借鉴文献[5—11]的理论架构、思维理念、控制策略和研究机理,在此给出模糊控制方案,来解决这一问题.

对于受到随机扰动的电机速度过程,它呈现出全局非线性特性,精确地测辩其系统模型是极其困难的.采用模糊拟合规则来模拟整体非线性特性,就使得模拟的速度过程更逼近实时的电机速度过程,这样,电机的速度控制就能更好地追踪真实的速度变化,模型误差得以最大限度地减小,同时,误差扰动对控制律的置入影响也减到最小,从而使电机速度控制过程的抖动大大减缓,最终使电机的速度响应能快速达到理想的期望值.

电机速度的非线性化特性,一般可用下式描述:

$$y(k) = f[y(k-1), \dots, y(k-1-n), \dots, u(k-1), \dots, u(k-1-m)] \quad (29)$$

式中  $y(*)$  表示系统的输出量,  $u(*)$  表示系统的输入量.应用 Takagi-Sugeno 模糊控制规则(T-S 规则),可拟合这一非线性过程.在此,首先构建基于 T-S 规则的模糊集合  $A$ ,根据速度过程的控制特点及定子电流与速度过程的因果关系,模糊集合  $A$  由下列模糊控制规则构成:

- 1) if ( $\omega_m^*(t)$  is low) then ( $i_{\varphi}^e$  is small)
- 2) if ( $\omega_m^*(t)$  is normal) then ( $i_{\varphi}^e$  is middle)
- 3) if ( $\omega_m^*(t)$  is high) then ( $i_{\varphi}^e$  is large)
- 4) if ( $\omega_m^*(t)$  is very high) then ( $i_{\varphi}^e$  is very large)
- 5) if ( $\omega_m^*(t)$  is very low) then ( $i_{\varphi}^e$  is very small)

规则中  $\omega_m^*(t)$  是电机的给定速度,而  $i_{\varphi}^e$  是定子电流,也即产生转子电磁转矩的驱动电流.由模糊集合  $A$  给出的规则,是要保证电机输出速度对给定速度的跟踪.由 T-S 规则对式(29)的非线性过程分段线性化,分段线性化过程描述如下:

$$\begin{aligned} R_1 \text{ if } (z \text{ is } A_1) & \quad \text{then } (y = f_1(z)) \\ R_2 \text{ if } (z \text{ is } A_2) & \quad \text{then } (y = f_2(z)) \\ \vdots & \quad \vdots \\ R_m \text{ if } (z \text{ is } A_m) & \quad \text{then } (y = f_m(z)) \end{aligned}$$

其中  $R_i$  为模糊规则数,  $z$  是模糊集合中的互质变量.如果采样周期设置得足够小,则采样瞬间的  $f_i$  可以看成线性特性,在每个采样周期内的控制律可构成线性控制器.

根据并行分布补偿原理(PDC),分段线性化后的线性控制器设计如图 3 所示:

对应模糊集合中每个模糊规则设计控制器,可构成模糊控制律.给出模糊控制器设计为:根据最小方差的目标要求和自校正控制的误差消除原理,对于不同的模糊子集(第  $i$  个子集),对应的控制器参数是  $F_i$  和  $G_i$ ,而  $e_i(t)$  和  $\Delta u_i(t)$  是每一个子集的误差信号和控制信号,对应的模糊控制律为:

If  $e_i(t)$  is  $A$  then

$$e_i(t+1) = F_i(Z^{-1})e_i(t) + G_i(Z^{-1})\Delta u_i(t) \quad (30)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} F_i(Z^{-1}) &= f_0^i + f_1^i Z^{-1} + \dots + f_n^i Z^{-n} \\ G_i(Z^{-1}) &= g_0^i + g_1^i Z^{-1} + \dots + g_m^i Z^{-m} \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

根据模糊控制规则, 参照式(27)的向量模型和文献[5]的控制参数向量构建原理, 对应每个模糊子集合( $R$  规则), 给出扩展的控制参数向量是:

$$\varphi^T = (f_0^1 \dots f_0^R, f_n^1 \dots f_n^R, g_0^1 \dots g_0^R, g_m^1 \dots g_m^R) \quad (32)$$

结合式(26), 应用递归最小二乘法求解, 可获得每个局部模型(子系统)的估计参数如下:

$$\hat{\varphi}_i^T = (f_0^i \dots f_n^i, g_0^i \dots g_m^i) \quad (33)$$

对每个局部模型的子系统, 再应用模糊规则, 结合自校正控制律, 得到模糊自校正控制律为:

If  $e_i(t)$  is  $A$  then

$$\hat{G}_i(Z^{-1})u_i(t) = F_i(Z^{-1})e_i(t) \quad (34)$$

对每个子集(子系统)解得  $\Delta u_i(t)$ ,  $\Delta u_i(t)$  则是每个子集的线性控制律. 由每个子集合的控制律求出的电机速度分段线性输出, 经过模糊拟合构成整体的非线性输出<sup>[9]</sup>. 算法中,  $g_0$  和  $f_0$  为初始参数, 应用中, 可根据系统的稳定性和响应特性要求先验确定.

### 4 仿真分析

感应电机模糊自校正控制系统结构如图 4 所示:

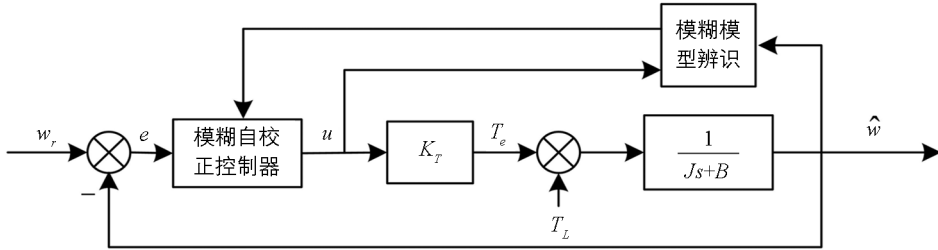


图 4 感应电机模糊自校正控制系统结构图

在图 4 的电机速度控制系统结构中,  $\frac{1}{Js+B}$  为电机的对象描述, 由于负荷转矩  $T_L$  (扰动) 的变化, 使得电机速度的驱动转矩  $T_c$  和负荷转矩  $T_L$  的误差  $\Delta T = T_c - T_L$ , 影响到电机速度响应, 速度的变化由模糊辨识器估计出变化值, 送给模糊自校正控制器, 控制器对扰动和电机给定速度  $w_r(k)$  与输出速度  $\hat{w}(k)$  的差值  $e = w_r(k) - \hat{w}(k)$  两者进行实时控制, 同时输出控制作用  $u(k)$ , 调节电机的输出速度以跟踪给定速度. 参考图 4 所示的控制系统结构, 作为仿真分析的参考模型, 仿真过程采取如下步骤:

- 1) 应用电流跟踪器和电机速度计算值, 分别在线采集控制数据  $u(k)$  和输出数据  $\hat{w}_r(k)$  (已设置合适的数据采样时间).
- 2) 按式(26) 和式(32) 形成参数向量.
- 3) 由 3.2 节所给的算法, 计算模糊自校正控制律  $\Delta u_i(k)$ .
- 4) 控制作用  $\Delta u_i(k)$ , 经过零阶保持器, 再经过量化后, 作为电机速度过程的采样控制信号, 将其施加于电机速度过程.
- 5) 对电机的速度过程实施在线控制, 得到电机的输出速度  $\hat{w}_r(k)$ .

由仿真结果, 得到图 5 的控制特性和图 6 的电机速度的响应特性. 比较图 1 的控制过程, 由于采用了模

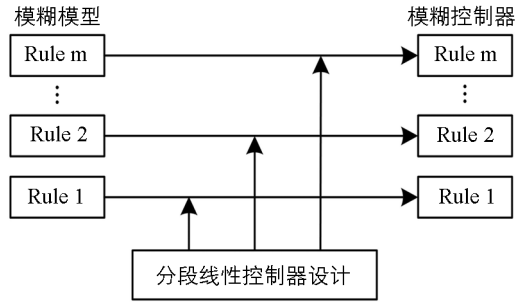


图 3 并行分布补偿(PDC)控制器设计

糊控制技术, 过程的模型误差得到及时的校正, 补充了单一自校正控制的不足, 从图 5 可以看到, 控制过程的抖动已大大减小, 控制作用已较平缓, 这种优化的控制效果, 使得电机的过渡过程更加稳定, 这形成了电机速度响应的超调量和过渡过程的平稳性都保持在期望的状态, 比较图 2 的系统控制的响应特性, 图 6 所示的系统的响应特性是比较理想的. 总之, 经过仿真过程和仿真结果的给出, 验证了本文推出的模糊自校正控制器是成功的.

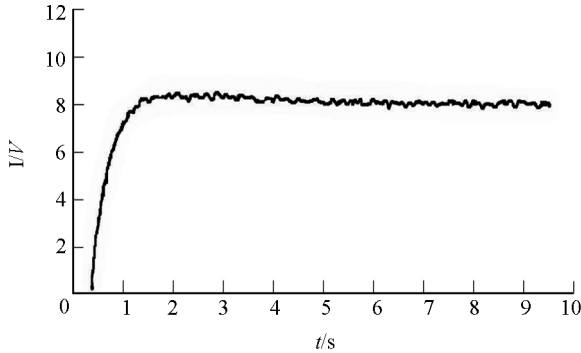


图 5 无传感器感应电机的控制特性

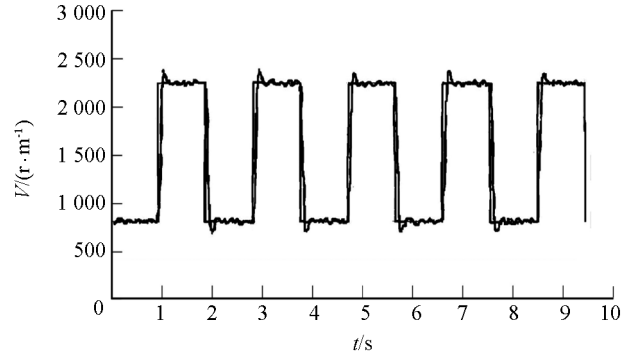


图 6 无传感器控制下感应电机的响应特性

## 5 结 论

综上所述, 给出的研究方案结合了模糊控制和自适应(自校正)类控制的优点. 模糊化方法的应用, 对建模不局限于参数化方法, 采用灵活有效的模糊子集合拟合技术, 有效地解决了电机过程的整体非线性问题, 这使得电机速度控制的模型误差得以降得更低, 从而也进一步地提高了控制精度. 电机的速度输出需要实时保持与给定速度的一致, 自适应类控制具有在线实时校正参数变化的作用, 同时也具有较强的模型参数变化的跟踪功能, 方案中采用自校正控制, 则达到了对电机速度实时跟踪的效果, 使得速度跟踪误差达到最小, 速度响应特性更优越.

无速度传感器感应电机速度控制器的设计, 借鉴了近年来新出的控制方案和研究思维, 无论在算法的构建上, 还是技术路线的实现上, 都进一步得到优化. 这项研究的贡献适合于为电机类设备的速度控制所参考.

## 参考文献:

- [1] MENNA M, TOUHAMI O, IBTIOUEN R. Sensorless Direct Vector Control of an Induction Motor [J]. Control Engineering Practice, 2008, 16(1): 67-77.
- [2] LIU Yu-sheng. Smooth Speed Control of Motor Drives with Asymtotic Disturbance Compensation [J]. Control Engineering Practice, 2008, 16(5): 597-608.
- [3] QUADI H, GIRI F, ELFADILI A, et al. Induction Machine Speed Control with Flux Optimization [J]. Control Engineering Practice, 2010, 18(1): 55-66.
- [4] BARAMBONES O, GARRIDO A J. Adaptive Sensorless Robust of Acrives Based on Sliding Mode Control Theory [J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2007, 17(8): 862-879.
- [5] SALAH BOUHOUCHE, LAIB LAKSIR YAZID, SISSAOUI HOCINE. Evaluation Using Online Support-Vector-Machines and Fuzzy Reasoning. Application to Condition Monitoring of Speeds Rolling Process [J]. Control Engineering Practice, 2010, 18(10): 1060-1068.
- [6] 朱 俊, 王宇俊, 续 芳. 自调整模糊控制在移动机器人路径规划中的应用 [J]. 西南大学学报: 自然科学版, 2010, 32(5): 135-139.
- [7] CHEN S B, WU J, DU Q Y. Non-Linear Modelling and Compound Intelligent Control of Pulsed Gas Tungsten Arc Welding Dynamics [J]. Systems and Control Engineering, 2010, 225(1): 113-124.

- [8] CHANG W J, KU C C, KU F C. Observer-Feedback Fuzzy Control with Passivity Property for Discrete-Time Affine Takagi-Sugeno Fuzzy Models [J]. *Systems and Control Engineering*, 2010, 225(3): 387–401.
- [9] CHEN Cheng-wu. The Stability of Oceanic with T-S Fuzzy Models [J]. *Mathematics and Computers in Simulation*, 2009, 80(4): 402–426.
- [10] P George Moustris, G Spytos Tzafestas. Switching Fuzzy Tracking Control Robots Under Curvature Constraints [J]. *Control Engineering Practice*, 2011, 19(1): 45–53.
- [11] 焦晓雷. BLDCM 无位置传感器控制系统仿真及实验研究 [J]. *四川兵工学报*, 2013(6): 104–107.

## Sensorless Fuzzy Self-Tuning Speed Control for Induction Motors

YANG Zhi-ping, LIU Xiao-yan, ZHOU Bin

*Department of Mech-Electron, Chongqing College of Electronic Engineering, Chongqing 401331, China*

**Abstract:** In induction motor control, application of physical speed sensors to detect motor speed is not suitable for high risk situations and the control of a motor at low speed. In the present paper, an optimized control scheme is offered to resolve these problems. With the scheme, no physical sensor is used to measure the output speed of the motor. Instead, it gives an estimation of stator voltage and rotor flux based on Lyapunov stability theory and vector analysis and, then, rotor speed is calculated based on the on-line sampled data. Fuzzy control is used to solve the problems of random disturbance and the nonlinearity of the motor running process, and self-tuning control is combined to track the command speed of the motor. The results of a simulation experiment show that application of the fuzzy self-tuning control algorithm to control motor speed makes the output speed of the motor have excellent response characteristics.

**Key words:** induction motor; speed sensor; sensorless control; fuzzy control; self-tuning control

责任编辑 汤振金

