

自适应模糊 PID 控制超声波电机研究

甘家梁,熊曾刚,刘桂涛,郭海如

(湖北工程学院 计算机与信息科学学院,湖北 孝感 432000)

摘要:考虑到超声波电机是一个高度非线性的时变系统,简单的 PID 控制器或模糊控制器难以达到预期的控制效果,提出采用自适应模糊逻辑控制 PID 控制器作为超声波电机的速度控制器,用以改善单个的 PID 控制系统和模糊控制系统的暂态响应,提升其强健性。应用模糊控制理论及法则,在线即时调整 PID 的增益值,以误差信号作为调整参数的依据,来降低速度的跟踪误差,满足系统的稳态和瞬态的性能要求。从仿真和实验结果可以得出,超声波电机的稳态和瞬态的性能得到了显著提升,表明自适应模糊 PID 控制策略在超声波电机的控制上,具有比传统控制器有更好的性能。

关键词:自适应控制;模糊控制;超声波电机;仿真

中图分类号:TM301.2 **文献标志码:**A **文章编号:**2095-4824(2020)06-0100-04

超声波电动机(Ultrasonic motors, USM)由于体积小,重量轻,噪声低,惯量低,响应速度非常快,具有高精度和纳米级分辨率及在断电状态下能自我锁定、不存在电磁辐射等优点,因此在许多高科技领域中得到了广泛的应用^[1-2]。由于 USM 工作特性是一个非线性时变系统,它不仅会受到驱动电源电压的大小、频率、相位差以及工作环境的影响,并且随着电机运转时间的增长,温度也会随之升高,这会影响电机转子与定子摩擦层参数的变化^[1-3],单个的 PID 控制器或模糊逻辑控制器(Fuzzy Logic Controller, FLC)控制 USM,难以达到生产过程中良好的控制效果,因此提出了自适应模糊逻辑 PID 控制器控制超声波电机。

设计的自适应模糊 PID 控制器,在 PID 控制系统中引入模糊逻辑控制法则,用于建立参数 K_P 、 K_I 和 K_D 之间的二元连续函数,根据速度输入的误差信号 e 、误差信号变化 e_c 和误差信号的变化率 de (误差信号的二阶导数)的隶属度函数,能够在线调节 K_P 、 K_I 和 K_D 参数,自动实现 PID 各个参数的最优调整,补偿 PID 增益不好的区域

来提高 PID 的控制性能,既可以发挥模糊控制良好的动态响应,快速达到稳定和超调量小的优势,又可以增强 FPID 控制器的能力,以便很好地捕获超声波电机驱动系统的非线性,以适应超声波电机在不同的运行条件下,提高控制系统处理具有高度非线性过程的能力,改善电机压电驱动机构中定子与转子之间接触的摩擦效应引起的温度变化、负载扰动等参数不确定性。这是实现模糊自适应 PID 控制器设计的关键。

在 Matlab 环境下,采用简化的超声波电机混合模型,对所提出的控制器的性能进行了仿真评估。达到了电机的动态性能的需要,效果明显优于单个的控制器。最后,自适应模糊 PID 控制器在实验条件下,应用于型号规格为 GTUSM-60-R-A 的 USM,效果符合要求。

1 模糊 PID 控制 USM 系统设计与仿真

1.1 构建超声波电机的仿真模型

为了更好地对超声波电机进行应用研究,首

收稿日期:2020-09-11

基金项目:国家自然科学基金(61370092);湖北省高等学校优秀中青年创新团队项目(T201410)

作者简介:甘家梁(1966-),男,湖北安陆人,湖北工程学院计算机与信息科学学院教授,硕士。

熊曾刚(1974-),男,湖北汉川人,湖北工程学院计算机与信息科学学院教授,博士。

先需要解决的问题是构建超声波电机的数学模型^[4-5]。其次,由于 USM 为阻容性负载,需要设计一个体积小且能满足控制系统性能要求的驱动器^[6]。根据文献[7-8],参照型号为 GTUSM-60-R-A 的行波型超声波电机出厂参数和其定子模型和旋转运动模型,获得一个行波型 USM 的等效模型,图 1 为简化的超声波电机混合模型。

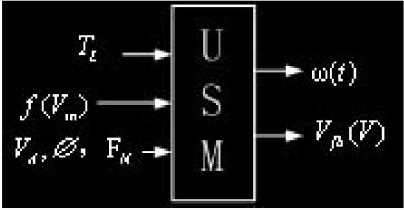


图 1 简化的超声波电机混合模型

在图 1 中,简化的 USM 输入输出混合模型共有 5 个输入端和 2 个输出端。其中有 2 个主要输入端口:负载转矩 T_L ($0 \sim 0.3 \text{ N} \cdot \text{m}$)和驱动信号 $f(v_m(t))$,其频率为 $40 \sim 42 \text{ KHz}$,其他输入端信号为常数:加在电机两端的电压为 $V_A = 100 \text{ V}$,相移 $\varnothing(\pi/2)$ 和法向力 F_N (160 N)的振幅。2 个输出端口是电动机速度 $\omega(t)$ 和一个与驱动行波信号 A 幅度成比例关系的反馈信号电压 $V_b(\text{V})$ 。

1.2 模糊 PID 控制 USM 系统设计

在 USM 的控制过程中,传统的模糊 PID 控制器仅使用误差 E 和误差变化 EC 作为输入来满足不同时刻的自调节 PID 参数要求,这样解决了多变量模糊控制规则的数量爆炸式增长问题,得到了更大的可控范围。然而,当 USM 控制系统的输出进入稳态近似阶段时,这种模糊 PID 控制的稳定性将下降,并且控制器将无法产生误差信号以消除这种不稳定性。此时,如果将误差的变化 ec 改为误差的加速度变化 de(误差的二阶导数)作为模糊 PID 控制输入,则使系统具有良好的稳定精度。但是,规则的增加肯定会增加控制算法的难度,并影响控制对象的响应速度。

鉴于上述分析,为了有效地利用模糊控制器解决传统 PID 控制器不能快速响应和稳定的问题,提出了一种基于新的模糊控制规则在线调整 PID 参数的控制器,控制原理如图 2 所示。其中, ω^* 是控制系统需要的参考速度, ω_b 是 USM 输出的反馈速度, G_0 和 G_1 分别是速度误差 e 及其微分 de 归一化因子, G_2 和 G_3 去归一化因子。提出的模糊逻辑推理系统包括三个主要处理过程,即

输入数据的量化过程,任务是根据需要对 G_0 和 G_1 进行调节,得到量化的论域;模糊逻辑控制过程,建立模糊规则库,确定模糊关系,进行推理和去模糊化;最后是对模糊控制增量进行归一化处理,通过因子 G_2 和 G_3 完成去归一化过程和控制变量 dV_m 的整合。

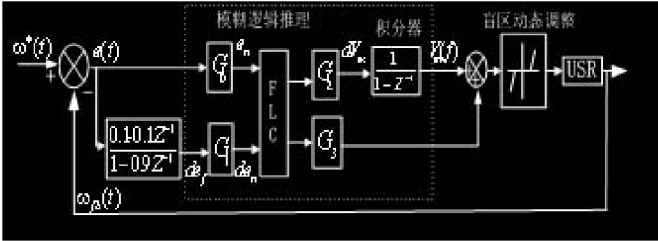


图 2 模糊 PID 控制系统框图

速度误差信号 $\omega(t) = \omega^*(t) - \omega_b(t)$ 。模糊 PID 控制器的输出变量为 $v_m(t)$,转换为驱动频率以应用于超声波电机驱动系统。

模糊 PID 结构设计完成后,针对输入输出模糊变量设计模糊归属函数。表 1 给出了组合输入语言变量论域,根据专家实验经验建立的模糊规则库和输入/输出隶属函数关系。

表 1 组合输入变量论域,模糊规则库和(输入/输出)隶属函数

e		NB $^{\circ}$	NM $^{\circ}$	NS $^{\circ}$	ZR $^{\circ}$	PS $^{\circ}$	PM $^{\circ}$	PB $^{\circ}$
de								
NB $^{\circ}$		0 $^{\circ}$	0 $^{\circ}$	0 $^{\circ}$	0 $^{\circ}$	1 $^{\circ}$	2 $^{\circ}$	3 $^{\circ}$
NM $^{\circ}$		0 $^{\circ}$	0 $^{\circ}$	0 $^{\circ}$	1 $^{\circ}$	2 $^{\circ}$	3 $^{\circ}$	4 $^{\circ}$
NS $^{\circ}$		0 $^{\circ}$	0 $^{\circ}$	1 $^{\circ}$	2 $^{\circ}$	3 $^{\circ}$	4 $^{\circ}$	5 $^{\circ}$
ZR $^{\circ}$		0 $^{\circ}$	1 $^{\circ}$	2 $^{\circ}$	3 $^{\circ}$	4 $^{\circ}$	5 $^{\circ}$	6 $^{\circ}$
PS $^{\circ}$		1 $^{\circ}$	2 $^{\circ}$	3 $^{\circ}$	4 $^{\circ}$	5 $^{\circ}$	6 $^{\circ}$	6 $^{\circ}$
PM $^{\circ}$		2 $^{\circ}$	3 $^{\circ}$	4 $^{\circ}$	5 $^{\circ}$	6 $^{\circ}$	6 $^{\circ}$	6 $^{\circ}$
PB $^{\circ}$		3 $^{\circ}$	4 $^{\circ}$	5 $^{\circ}$	6 $^{\circ}$	6 $^{\circ}$	6 $^{\circ}$	6 $^{\circ}$

应用 Mamdani 推理,模糊控制语言变量的一条模糊规则 R 表示如下:

$$R^{(j)} : \text{If } \{e \text{ is ZR and } de \text{ is NS}\} \text{ then } \{dV_m \text{ is NS}\} \quad (1)$$

式中: e 为语言输入变量速度误差, de 为速度误差变化值,在这个特定的规则中分别使用语言变量值 ZR 和 NS 与之对应。最后,模糊控制的输出由重心方法确定。

模糊 PID 控制输出 $v_m(t)$ 和模糊 PID 增益的等效控制表达式由方程式(2)给出:

$$\begin{cases} V_m(t) = G_3 dV_m + G_2 \int dV_m dt \\ K_P = G_3 G_0 P + G_2 G_1 D \\ K_I = G_2 G_0 P \\ K_D = G_3 G_1 D \end{cases} \quad (2)$$

式中: G_0 , G_1 , G_2 和 G_3 前面已经定义, $dV_m = PK_P e + DK_d \frac{de}{dt}$, D 和 P 是模糊变量的量化级别, 分别与 e 与 de 相对应, 根据表 1, D 和 P 的基本域分别为 $[-1, 0.34]$ 和 $[0.34, 1]$ 。

1.3 仿真与分析

为了验证所提出的行波型超声波电机的控制方案, 应用图 1 的 USM 混合模型。用仿真软件 Matlab 进行了该控制方案的仿真对比实验。把归一化增益参数设置为 $G_0 = 0.5$, $G_1 = 0.01$, 去归一化因子设置为 $G_2 = 250$ 和 $G_3 = 100$, 转矩 $T_1 = 0.3 \text{ N} \cdot \text{m}$, 采样时间 $= 77 \mu\text{s}$, 未知的扰动由 Matlab 函数库中的 `randn` 函数模拟给出, 仿真结果如图 3 所示。

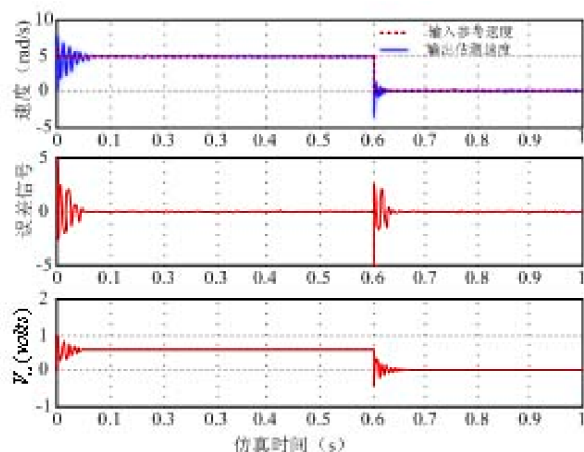


图 3 USM 动态仿真图

由图 3 的仿真结果可知, 当输入的参考速度为 5 rad/s 时, 输出的响应速度, 在到达稳态值时, 出现了明显的振荡, 振荡幅度在 $2.5 \sim 7.5 \text{ rad/s}$ 之间, 超调量 $\delta = 50\%$, 即超调量明显较大; 速度的响应到达稳态值的时间为 $t_s = 0.05 \text{ s}$, 比较长, 动态响应效果并不是很好。

2 自适应模糊控制系统设计

2.1 自适应模糊控制系统设计

为了改善模糊 PID 控制器控制 USM 的瞬态响应, 对图 2 进行了改造, 设计了一个自适应模糊 PID 控制器, 增加了一些在线调整元素, 如图 4 所示。一些控制增益因子可以通过自适应技术, 在

实际速度的作用下进行自调整, 以便改善动态响应。

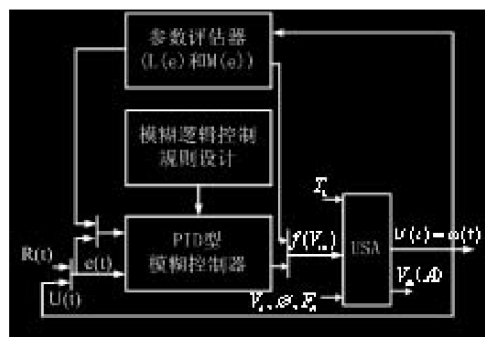


图 4 自适应 FPID 控制系统图

由图 4 可知, 改造的自适应控制系统由一个实时速度 $\omega(t)$ 的反馈输入端和两个控制因子的输出端的参数评估模块组成。

自适应调整算法由方程(3)给出。

$$\begin{cases} V_m(f) = (G_3 G_0 P + L(e) M(e) D) e \\ + L(e) G_0 P \int e \cdot dt + G_3 M(e) D \left(\frac{de}{dt} \right) \\ L(e) = G_{2a} (\text{abs}(e(t)) + L(e_{\min})) \\ M(e) = G_{1c} ((1 - \text{abs}(e(t))) + M(e_{\max})) \end{cases} \quad (3)$$

式中: $G_{2a} = G_2 a$, $G_{1c} = G_1 c$, 增益 a , c , $L(e_{\min})$ 和 $M(e_{\max})$ 是相对于稳态和瞬态状态调整的常数。 $L(e)$ 和 $M(e)$ 可以用误差 $[e_{\min}, e_{\max}]$ 粗略调整, 以获得具有良好的扩展调谐区域。

为了消除稳态误差, 需要调整模糊控制的过程变量与控制输出变量, 得到调整后的输出隶属度函数如图 5 所示。

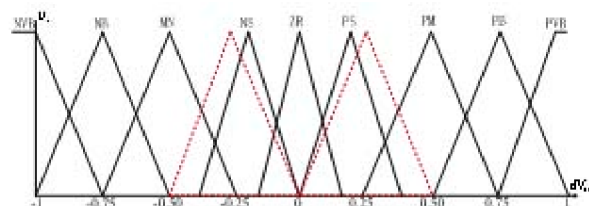


图 5 输出隶属度函数

也就是说, 通过调整隶属函数和扩展比例因子的自整定区域, 可以提高系统的稳定性, 改善控制系统的动态响应。

2.2 仿真和实验结果

为了验证所提出的自适应模糊 PID 控制器控制行波型 USM 的控制方案, 在 Matlab/simulink 环境下, 构建了简化的 USM 混合模型仿真系统, 获得的仿真结果如图 6 所示。与图 3 相比, 图 6 具有良好的阻尼响应, 响应时间小于 25 ms , 输出的响应速度跟踪效果良好, 显示出动态响应得到显著的改善。

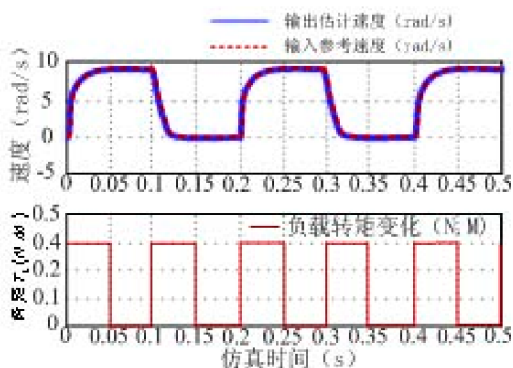


图6 自适应 FPID 控制器在不同的工作条件下的仿真效果

为了进一步对所提出的控制方案进行验证,使用 Shinsei USR 60TWUSM,其参数如下:驱动电压为 100 V,驱动频率为 40 KHz,额定输出功率为 4 W,额定转矩为 $0.32 \text{ N} \cdot \text{m}$,额定转速为 10 rad/s 。设计了基于计算机的自适应模糊逻辑 PID 控制系统,并制造了超声波电动机驱动系统。在不同负载条件下,负载转矩在 0 和 $0.3 \text{ N} \cdot \text{m}$ 之间,测量了电动机的正转和反转速度的动态性能。实验结果如图 7 所示,示波器的速度刻度调节到 20 rad/s ,输入的参考速度设定为 $-8 \sim +8 \text{ rad/s}$ 。图 7A 是模糊 PID 控制器控制 USM 的观测结果,可以看出,测量速度明显滞后于输入的参考速度值,并有速度振荡存在;图 7B 是应用自适应模糊 PID 控制器控制 USM 的观测结果,可以看出速度跟踪效果得到显著改善,并且匹配较好;图 7C 为精细调整自适应控制系统中增益因子 G_2 的响应情况,可以看到跟踪可以完全匹配,意味着调整增益因子 G_2 ,可以处理具有极端非线性和参数不确定性的系统。通过实验验证了所设计的控制器对环境的适应性强,并且鲁棒的平衡性能良好。

3 结论

本文采用模糊自适应 PID 控制方法,通过模糊推理在线调整控制变量的输出,以弥补 PID 增益不佳的区域,减少了 USM 系统的响应时间,同时减少了超调量,最终改善了稳态表现。本文详

细描述了 USM 上的自适应模糊 PID 控制器实现过程。所提出的控制器的控制方案,其显著特性是不需要受控设备的精确模型,并且设计过程简化。基于 Matlab 的仿真和实际控制效果表明,该控制器不仅鲁棒性良好,且与传统控制器相比,还具有良好的动态和稳态特性。

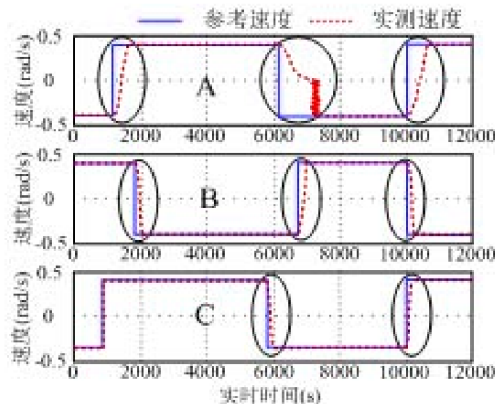


图7 示波器观测的自适应模糊 PID 控制 USM 速度响应图

[参 考 文 献]

- [1] 史敬灼. 超声波电机运动控制理论与技术[M]. 北京: 科学出版社, 2011.
- [2] 史敬灼, 王晓阳. 超声波电机转速的解析逆控制[J]. 微电机, 2014, 47(1): 53-56.
- [3] 史敬灼, 尹振东. 超声波电机非线性正割迭代学习位置控制[J]. 微电机, 2017, 50(7): 45-48.
- [4] 张彩霞, 史敬灼. 超声波电机非线性自适应位置控制[J]. 微电机, 2016, 49(10): 25-29.
- [5] 赵娟萍, 史敬灼. 基于 BFO 算法的超声波电机非线性 Hammerstein 辨识建模[J]. 微电机, 2015, 48(11): 13-17.
- [6] 张帆, 罗辞勇. 基于模糊 PI 的超声波电动机频率追踪控制[J]. 微特电机, 2013, 41(9): 60-63.
- [7] 史敬灼, 沈晓茜, 司彦娜. 基于 Lyapunov 稳定性的超声波电机模型参考自适应转速控制[J]. 微电机, 2014, 47(2): 37-39.
- [8] 潘鹏, 徐志科, 金浩, 等. 基于 H 混合灵敏度方法的超声波电机调速控制[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2015(5): 881-885.

(责任编辑:熊文涛)