第36卷 第14期 计 算 机 工 程 2010年7月
Vol.36 No.14 Computer Engineering July 2010
·工程应用技术与实现· 文章编号：1000—3428(2010)14—0209—03 文献标识码：A 中图分类号：TP273

基于DSP前馈模糊PI的舵机控制算法

周小庆，李 平，韩 波
(浙江大学工业控制技术研究所，杭州 310027)

摘 要：针对负载转矩对舵机转速的影响，建立负载力矩的数学模型，提出带前馈模糊自整定比例积分参数的速度环控制算法，利用前馈控制器补偿负载变化对电机转速的影响。当直流无刷电机特性和力矩变化时，通过动态调整控制参数使系统具有良好的鲁棒性和控制精度。设计以数字信号处理器为核心的模糊控制器，采用高精度的绝对编码器作为位置环反馈。实验结果表明，该控制器具有较强鲁棒性，且响应速度快、超调小、控制精度高。

关键词：模糊PI控制；前馈控制；数字信号处理器；直流无刷电机

Servo Actuator Control Algorithm Based on Feedforward Fuzzy PI of DSP

ZHOU Xiao-qing, LI Ping, HAN Bo
(Institute of Industrial Process Control, Zhejiang University, Hangzhou 310027)

【Abstract】 Considering the load torque impact on the speed of servo actuator, this paper establishes the model of load torque and proposes a speed circle control algorithm with feedforward fuzzy self-turning Proportional Integral(PI) parameter. It uses feedforward controller to compensate the variational load influence on motor speed. Through dynamic adjustment of control parameter, the controller has good robustness and accuracy when BrushLess DC Motor(BLDCM) characteristics and load torque change. Fuzzy controller is developed by using Digital Signal Processor(DSP) and applying absolute encoder with high accuracy as the feedback of the position loop. Experimental results show that the controller has high robustness, rapid response, small overshoot and high accuracy.

【Key words】 fuzzy PI control; feedforward control; Digital Signal Processor(DSP); BrushLess DC Motor(BLDCM)

1 概述

舵机是控制无人机(Unmanned Aerial Vehicle, UAV)系统的伺服机构，作为控制无人机飞行姿态和轨迹控制的关键部件，其性能好坏直接影响飞行控制系统的性能和飞行安全。稀土永磁无刷直流电机具有寿命长、体积小、质量轻、转速高、输出力矩大等特点，因此，在对舵机的调速性能、控制精度、输出力矩、体积具有特殊要求的无人机领域，该电机越来越受重视。无刷直流电机是一个多变量、强耦合、非线性、时变的复杂系统。传统比例积分微分(Proportional Integral Differential, PID)[1]当系统负载或参数发生变化时，在超调、快速跟踪和控制精度方面很难达到高速无人机的控制要求。智能控制对模型依赖较小，目前的常用方法有神经元网络控制、变结构控制、模糊控制等。神经元网络控制具有控制精度高，能在线训练[2-3]的优点，但收敛速度慢，算法复杂且实时性较差。变结构控制[4]在切换点处存在扰动，易产生较大超调。单一的模糊控制[5]算法简单、实时性好，但在变量分级不够多的情况下，在平衡点附近有小的振荡。采用Fuzzy-PID[6]控制可以实现很好的控制效果，但对负载力矩缺乏合理有效的建模，当力矩大范围变化时，电机速度存在较大波动，严重影响了系统的稳定性和控制性能。可以通过分析舵面的受力得到较精确的舵面力矩模型，并利用前馈控制器补偿负载变化对速度环的影响。

基于上述考虑，本文控制系统采用串级控制，速度环采用基于前馈-模糊自整定比例积分(Proportional Integral, PI)的控制算法，在此基础上，笔者利用TMS320LF2812型DSP研制高速无人机的舵机控制器。

2 舵机系统的工作原理

舵机系统主要由舵机控制器、直流无刷电机、谐波减速器、功率放大电路和反馈传感器等组成。舵机控制器接收飞控计算机给定的舵面偏转信号，产生PWM(Pulse Width Modulation)波，经功率放大电路驱动直流无刷电机，并通过减速器带动舵面偏转。因此，直流无刷电机的控制是整个舵机系统的核心，直流无刷电机的动态模型一般可以用式(1)~式(3)表示：

电机单相的电压平衡方程：

$$U = Ri + L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + E \tag{1}$$

电机的电磁转矩方程和运动方程：

$$T_e = \frac{p(e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c)}{\omega} \tag{2}$$

$$J\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t} = T_e - T_L - B\omega \tag{3}$$

其中，U 为转子相电压；R 为相间内阻；L 为相间电感；p 为电机磁极对数；J 为转子惯量；B 为转矩常数；ω 为电机转速；T_L 为电机负载转矩。

对式(1)~式(3)取拉普拉斯变换，可得直流无刷电机的动态模型如图1所示。

基金项目：国家“863”计划基金资助项目(2006AA10Z204)
作者简介：周小庆(1985－)，男，硕士研究生，主研方向：空中机器人建模、控制与导航；李 平，教授、博士生导师；韩 波，副研究员
收稿日期：2010-02-26 **E-mail：**xqzhou@iipc.zju.edu.cn

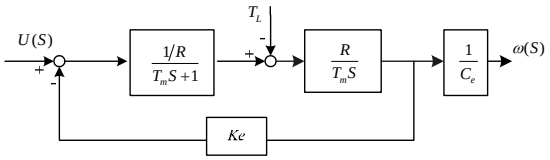


图 1　直流无刷电机的动态模型

根据式(1)~式(3)，电机转速的数学模型可以描述为

$$\omega(s)=\frac{K_1}{1+T_mS}U(s)-\frac{K_2}{1+T_mS}T_L(s) \tag{4}$$

其中，$K_1=1/K_e$，K_e 为反电动势常数；$K_2=R/K_eK_t$，K_t 为转矩系数；$T_m=K_2\times m\times D^2/375$，$m$ 为转子质量，D 为转子直径。由式(4)可知，电机的转速为定子相电压和电机负载转矩的非线性函数。

3　控制算法

3.1　控制系统的结构组成

舵机控制器采用串级控制，分为电流环、速度环和位置环。电流环需要具有快速跟踪能力，因此，采用积分分离的 PI 控制，没有引入微分控制，主要考虑不引起电流环振荡。速度环作为 3 个环的中间环节，具有乘上启下的作用，且由于舵机负载转矩产生的非线性主要作用于速度环，因此该环的非线性较大，采用传统的 PI 控制难以满足控制要求，本文采用了基于前馈-模糊自整定的 PI 控制，既保留了传统 PI 控制器的优点又克服了模糊控制稳态精度问题，从而提高了整个系统的控制性能。通过辨识可以得到系统的内环模型，在此基础上设计位置环的 PID 控制器。

3.2　前馈-模糊自整定 PI 控制

3.2.1　速度环前馈控制器

舵机的负载转矩为舵面的受力绕舵面轴转动产生的力矩。机翼的气动特性可以表示为在机翼平均气动弦上某参考点 O_i 处作用有升力 L_{oi}、阻力 Q_{O_i} 及绕该点的纵向力矩 $M_{ZF_{Oi}}$。参考点通常选为机翼焦点，低速情况下焦点大约位于离平均气动弦前缘 0.23 倍~0.28 倍弦长处。超音速时则位于接近平均气动弦的中点处。

机翼的升力大小为 $L_{O_i}=C_LS_WQ=C_LS_W(1/2\times\rho V^2)$，其中，$C_L$ 为升力系数；S_W 为机翼面积；机翼的阻力为 $Q_{O_i}=C_DS_WQ$。机翼的力矩为 $M_{ZF_{Oi}}=F_{O_i}\times D=f(\alpha,M_a)$，其中，$D$ 为 $\bar{C}_w$ 到舵面转轴的距离；$\bar{C}_w$ 为机翼平均气动弦长；α 为迎角；M_a 为飞行马赫数。升力系数 C_L、阻力系数 C_D 可以由风洞实验得到，可得机翼力矩的模型为 $M_{ZF_{Oi}}=f(\alpha,M_a)$，其受力如图 2 所示。

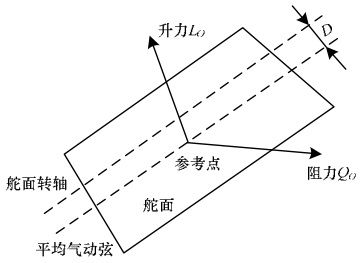


图 2　舵面受力

负载转矩变化是对舵机转速的最大干扰，根据得到负载转矩的数学模型，利用前馈控制器补偿负载转矩变化对舵机转速的影响。由于模型具有非线性，前馈控制器只能在某一工作点补偿大部分的转矩变化导致的干扰，因此还需要反馈校正。

3.2.2　速度环控制器参数模糊自整定

在无刷直流电机控制领域，速度环广泛采用 PI 控制，并且取得了较好的控制性能。PI 控制参数在开环阶跃响应模型的基础上应用 Ziegler-Nichols 参数整定公式在实验中进行调整，最终整定得到 k_{p0} 和 k_{i0}。控制周期为 T_s，整个控制器的输出为

$$u(k)=k_{p0}e(k)+k_{i0}\sum_{j=0}^{k}e(k)T_s+k_i\Delta T_L+u(k-1)$$

固定的 PI 控制参数在某一工作点附近可以工作得很好，但在负载和电机特性不断变化时不能保证控制性能，因此，需要转速控制系统在运行中动态调整控制参数以获得更好的控制性能。控制器参数的自整定还可以改善系统的动态响应特性，如减小超调和上升时间。因此，本系统采用模糊逻辑来动态调整速度环的 PI 控制器参数。PI 控制器参数的模糊自整定是在运行中通过不断检测控制偏差 e 和控制偏差变化率 ec 来对 2 个参数进行在线修改，以满足不同 e 和 ec 对控制参数的不同要求，使控制系统具有良好的动态和静态性能，舵机速度环控制框图如图 3 所示。

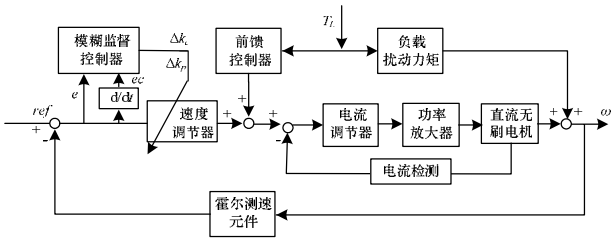


图 3　舵机速度环控制框图

模糊监督控制器由模糊器、模糊推理机、模糊规则表和解模糊器组成，其输入为控制系统偏差 e 和偏差变化率 ec，输出为比例系数增量 Δk_p 和积分系数增量 Δk_i。输入量和输出量的论域为[-6, 6]，相应的量化因子分别为 K_e、K_{ec}、K_{up}、K_{ui}。论域的实际范围一般不易得到，只能初步选择，并根据控制性能进一步调整。模糊器利用三角隶属度函数被将 e 和 ec 转化成模糊变量 NL、NM、NS、ZO、PS、PM、PL。模糊推理机利用由专家知识建立的表 1 和表 2 所示的模糊规则来确定如何将输入模糊集合映射到输出模糊集合。模糊规则是模糊监督控制器的核心，它是根据 e 和 ec 对输出特性的影响建立的并根据实验效果进行修改。

表 1　Δk_p 的模糊规则

e	ec						
	NL	NM	NS	ZO	PS	PM	PL
NL	PL	PL	PL	PL	PM	PS	ZO
NM	PL	PL	PM	PM	PS	ZO	ZO
NS	PL	PM	PM	PS	ZO	ZO	NS
ZO	PM	PS	PS	ZO	NS	NS	NM
PS	PS	ZO	ZO	NS	NM	NM	NL
PM	ZO	ZO	NS	NM	NM	NL	NL
PL	ZO	NS	NM	NL	NL	NL	NL

表 2　Δk_i 的模糊规则

e	ec						
	NL	NM	NS	ZO	PS	PM	NL
NL	NL	NL	NL	NL	NM	NS	ZO
NM	NL	NL	NM	NM	NS	ZO	ZO
NS	NL	NM	NM	NS	ZO	ZO	PS
ZO	NM	NS	NS	ZO	PS	PS	PM
PS	NS	ZO	ZO	PS	PM	PM	PL
PM	ZO	ZO	PS	PM	PM	PL	PL
PL	ZO	PS	PM	PL	PL	PL	PL

解模糊器将输出模糊集合转化成真值变量，本文选择

$$C^i=\frac{2}{3}sign(i)i^2,i=-3,-2,-1,0,1,2,3$$

为隶属度函数，$sign(i)$ 为隶属函数中心点的符号，其分布情况如图 4 所示。靠近中心点的隶属函数较密，如果系统偏差较小，则模糊控制器推理出的语言值较小，反模糊化后输出的控制量较小，控制作用较弱。同理，如果系统偏差较大，则控制作用较强，以达到快速控制系统的目的。

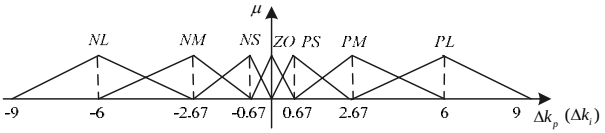


图 4　Δk_p 和 Δk_i 的隶属度函数

采用重心法(Center Of Gravity, COG)作为本系统的解模糊判决方法，即 $u=\frac{\int x\mu_N(x)\mathrm{d}x}{\int \mu_N(x)\mathrm{d}x}$，该方法较合理、控制精度较高。最终的 PI 控制器参数为

$$\begin{cases}k_p=k_{p0}+\Delta k_p\\ k_i=k_{i0}+\Delta k_i\end{cases}\tag{5}$$

4　控制器实现与实验结果

4.1　系统实现

以 TMS320LF2812 数字信号处理器为核心的三相直流无刷电机的控制系统结构如图 5 所示，系统采用 PWM 控制策略。DSP 中的 GPIO 口转换绝对编码器的信号，得到舵面转动的角度信号，并通过与给定位置值的比较得到位置误差值。捕获单元采样得到霍尔元件的电机速度和转子位置信号。位置误差值和电机速度输入带前馈的模糊控制器，得到控制量，通过 DSP 的全比较单元输出 PWM 脉冲信号，经过驱动器，实现对电机的控制。

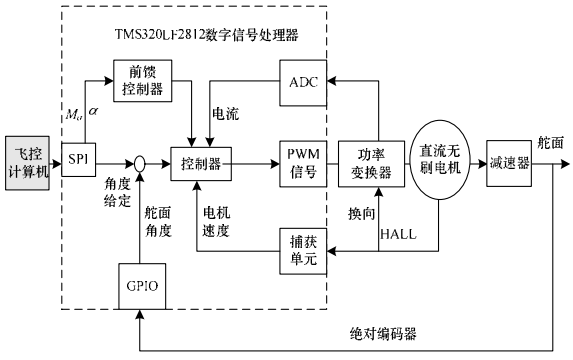


图 5　舵机控制系统结构

TMS320LF2812 是一个专门用于数字控制的 DSP 控制器，运行速度为 150 MIPS，具有丰富的中断逻辑：2 个事件管理器(EVA、EVB)；16 通道的 ADC，转换时间为 80 ns；用于串行通信的 SCI 和 SPI 接口。它可以实现位置检测、速度检测、电流检测以及 PWM 信号的产生等功能，因此，硬件电路得到极大简化。实现舵机控制系统的软件采用 C 语言，在 TI 公司的 DSP 系统开发环境 CCS2000 下编制，电流检测、转子位置及电机速度、舵面角度测量等采用中断方式来实现。舵面的参考角度值由飞控计算机通过 SPI 串行通信输入舵机控制器的 DSP。由于 DSP 系统具有较强的计算和存取能力，因此在设计模糊控制器时可以采用重心法解模糊。位置环和速度环的控制频率为 14 kHz，电流环的控制频率为 40 kHz，与单片机系统相比，极大提高了动态性能和控制精度。

4.2　实验结果

系统中的电机为直流无刷电机，减速器采用具有零空回的谐波减速器。电机主要参数为：额定工作电压为 24 V，功率 90 W，额定转矩为 47 MN·m，定子每相感抗为 0.106 mH，相阻抗为 510　mΩ，转矩常数为 0.68 krpm/V，转矩常数为 14 MN·m/A，转子惯量为 5.54　gcm^2，额定转速为 14 700 rpm；减速器的减速比为 250: 1，额定转矩为 6 N·m。

为了验证设计的舵机系统的性能，先在舵机测试平台上进行实验，干扰由负载力矩输入改变产生，由于是地面实验，因此飞行的马赫数设为平飞时的常态 0.57 Ma，通过改变舵面角度来模拟力矩的变化。设定的转速为 3 000 rpm，在 3.75 s 和 6.25 s 处负载力矩分别增加和减小 1 N·m，转速波形如图 6 所示，其中，采样频率为 400 Hz。图 7 是输入位置指令为正弦信号时的位置跟踪曲线。从图 6、图 7 可以看出，采用基于数字信号处理器的前馈模糊 PI 的控制算法保证了舵机位置跟踪的快速性和较高的控制精度。

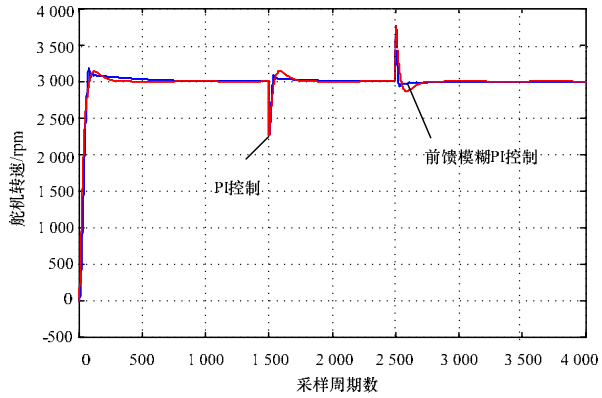


图 6　有扰动时的速度跟踪曲线

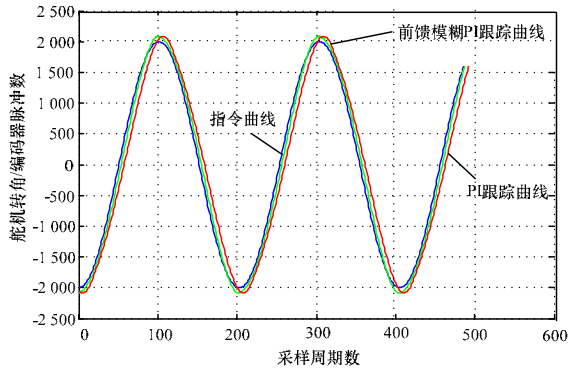


图 7　位置跟踪曲线

5　结束语

给出基于前馈-模糊 PI 控制的算法，利用该算法实现基于 DSP 的舵机控制器设计，实验结果表明，得到的舵机系统具有较高精度、较好的实时性和动特性。

以 DSP 为核心，基于直流无刷电机和谐波减速器的舵机系统的输出额定力矩能达到 6 N·m，且具有很小的体积。该舵机系统能用于实时多目标控制、大扭矩、高精度、具有空间约束的场合，具有较大实用价值。

(下转第 214 页)