

文章编号:1000-582X(2008)03-0259-04

PMSM 伺服系统的 PID 控制器设计及仿真

仇国庆¹, 罗宣林¹, 王平¹, 吴迪¹, 杨志龙²

(1. 重庆邮电大学 自动化学院, 重庆 400065; 2. 重庆科技学院 石油工程学院, 重庆 400042)

摘要:分析了基于矢量控制的永磁同步电机(PMSM)数学模型,确定了交流伺服系统的电流环、速度环、位置环三闭环控制方案。采用结构简单、适应范围广和鲁棒性强的 PID 控制器实现系统的整定,给出了各环节参数的具体整定步骤。用 Matlab 对三闭环控制系统进行仿真,提出多环控制系统设计的要点。结果表明,位置伺服系统无超调、响应快、稳定性良好。

关键词:矢量控制; PMSM PID 控制器; 仿真

中图分类号:TM383.42

文献标志码:A

Design and Simulation of PID Controller Based on PMSM Servo System

QIU Guo-qing¹, LUO Xuan-lin¹, WANG Ping¹, WU Di¹, YANG Zhi-Long²

(1. College of Automation, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, P. R. China;
2. Petroleum Engineering College, Chongqing University of Science and Technology, Chongqing 400042, P. R. China)

Abstract: As well as mathematical model of PMSM based on vector controlling, the scheme of Current-feedback, speed-feedback and position-feedback in AC servo system is described in this paper. To match high accuracy and fast response servo system, PID controllers are introduced. These controllers have characteristics of simple frame, wide adaptability and strong robustness. The tuning steps are obtained. The three loops are simulated in Matlab, and the methods on the design of many-loop controlling system are proposed. Simulation results show that the servo system displays high performance of zero overshoot, fast response and good stability.

Key words: vector control; PMSM PID controller; simulation

交流伺服系统由于控制精度高、恒转矩输出、响应快及转速高等特点,在自动控制系统中扮演着越来越重要的角色,交流伺服驱动取代传统的液压、直流和步进调速驱动已成为拖动系统的发展趋势。永磁同步电机具有结构简单、体积小、重量轻、损耗小、功率高等特点,在高精度、高性能要求的机器人、数控机床等中小功率伺服控制领域,逐渐成为交流伺服系统执行电机的主流;而交流异步伺服系统仍主要集中在性能要求不高、大功率伺服领域。

PMSM 伺服系统是一个典型的电流、速度和位

置三闭环控制系统,结构如图 1 所示。

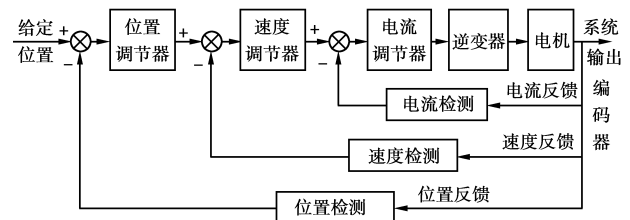


图 1 交流伺服控制系统结构图

笔者在分析基于矢量控制的 PMSM 伺服系统基础上,对电流环、速度环和位置环分别进行 PID 设计

收稿日期:2007-10-15

基金项目:国家科技支撑计划资助项目(2006BAF01A27)

作者简介:仇国庆(1963-),男,重庆邮电大学副教授,主要从事数控技术、汽车电子 ECU 测试技术、测控网络与自动化仪表等研究,(Tel)023-62460948;(E-mail)ctdiqq@163.com。

分析,给定合适的整定参数,以提高系统的稳定性、准确性和快速性。

1 数学建模

系统要获得高性能和高精度,主要是通过提高执行机构、测量装置的精度和性能,或者是选择先进的控制策略来达到。而使用优良的控制策略的前提就是要建立精确合理的数学模型,以便进行分析。

1.1 交流伺服电机

PMSM 采用三相交流供电,具有多变量、强耦合及非线性等特点,控制较为复杂。将多相绕组等效为空间上互差 90°电度角的两相绕组,即直轴绕组和交轴绕组,转子直轴 d 、交轴 q 对称,在忽略磁饱和,不计磁滞和涡流损耗影响,空间磁场呈正弦分布的条件下,当 $L_d = L_q = L$,阻尼系数 $B = 0$ 时,得 $d-q$ 坐标系上永磁同步电机的状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & p_n \omega_r & 0 \\ -p_n \omega_r & -R/L & -p_n \psi_f/L \\ 0 & \frac{3}{2} p_n \psi_f/J & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d/L \\ u_q/L \\ -T_L/L \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: i_d, i_q 分别为 $d-q$ 坐标系上 d, q 轴的定子电流分量; u_d, u_q 分别为 $d-q$ 坐标系上 d, q 轴的定子电压分量; R, L 分别为定子电阻和电感; ω_r 为转子角速度; ψ_f 为永久磁铁对应的转子磁链, T_L 为负载转矩; J 为系统的机械惯量; p_n 为极对数。

为了获得线性状态方程,根据矢量控制原理^[1-3],令 $i_d = 0$,此时式(1)变为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_q \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & -p_n \psi_f/L \\ \frac{3}{2} p_n \psi_f/J & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_q/L \\ -T_L/J \end{bmatrix} \quad (2)$$

1.2 电流反馈环节

霍尔电流传感器的带宽可达 100 Hz,响应时间

小于 1 μs ,线性度小于 0.1%,完全能满足高性能交流伺服系统的反馈环节精度高和响应快的要求,因此,霍尔电流传感器在高性能交流伺服系统的电流反馈环节得到了大量使用。可将它看作一比例环节 K_c ,当电流信号经霍尔电流传感器后变成电压信号,为了消除不希望的高频成分,一般采用一阶低通滤波器,这样,电流反馈环节的传递函数为

$$G_f(s) = \frac{K_c}{RCs + 1} = \frac{K_c}{\tau_i s + 1} \quad (3)$$

式中 τ_i 为 RC 低通滤波器的时间常数。

1.3 逆变器

基于 PMSM 的交流伺服系统常用交-直-交电压逆变器和 PWM 控制方式。在忽略死区的影响下,三相 PWM 逆变器相当于一个放大环节,用 K_{PWM} 表示。第 k 电流采样周期根据参考电压矢量计算得到 PWM 控制信号,在第 $k+1$ 采样周期的整个周期内,仅有平均电压矢量才能与参考电压矢量相对应,这就是 PWM 的等效控制原理。若所采用的 PWM 控制是对称的,则平均电压矢量可近似地看作滞后给定参考电压矢量半个采样周期的电压矢量。因此,若忽略驱动电路的时延和功率开关器件本身的通断时间,三相 PWM 逆变器的滞后时间为 $\tau_{PWM} = T/2$ (T 为载波信号周期,即采样周期),逆变器的传递函数为

$$G_{PWM}(s) = K_{PWM} e^{-\tau_{PWM} s} \approx \frac{K_{PWM}}{\tau_{PWM} s + 1} \quad (4)$$

同样可推得其他环节的传递函数,通过 PMSM 的解耦状态方程式(2),建立永磁同步电机的控制框图,如图 2 所示。

在图 2 中, τ_v, τ_i 分别为速度环和电流环的滤波器时间常数, α 为光电编码器检测放大系数,反电动势当作电流环的一个干扰输入处理。

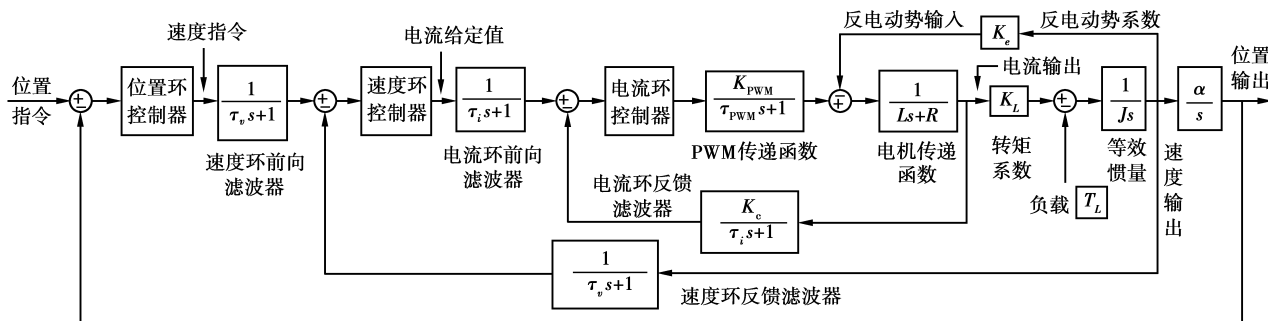


图 2 PMSM 的系统控制模型

2 PID 控制器的设计

PID 控制器具有结构简单、适应范围广、鲁棒性强等特点,在工业过程控制中使用较普遍^[4]。在 PID 控制系统中,系统一旦出现了偏差,比例环节立

即产生调节作用以减少偏差,比例系数越大,系统响应越快,但是过大的比例系数会加剧系统的振荡,甚至造成不稳定;增大积分环节时间参数具有减小振荡、消除稳态误差的作用,使系统更加稳定,但系统静差的消除将减慢;微分环节反映系统偏差信号的

变化率,增大微分时间常数有利于加快系统响应,减小超调量,增强系统的稳定性,但系统的抗干扰能力变坏,此外,微分环节反应的是变化率,当输入没有变化时,微分作用输出为零,它不能单独使用^[5-7]。

2.1 电流环 PI 调节器

由图2可知,未加调节器的电流环开环传递函数为

$$G_{10}(s) = \frac{K_c}{\tau_i s + 1} \times \frac{K_{P_{PWM}}}{\tau_{P_{PWM}} s + 1} \times \frac{1}{Ls + R} = \frac{K_c K_{P_{PWM}}}{(\tau_{P_{PWM}} + \tau_i)s + 1} \times \frac{1/R}{(L/R)s + 1},$$

按控制器工程设计方法,电流环控制器设计为PI调节器将电流环整定为I型系统,其传递函数为

$$G_{1c}(s) = K_{II} \frac{T_{II} s + 1}{T_{II} s},$$

式中: K_{II} 为电流环控制器比例增益; T_{II} 为电流环积分时间常数。为了抵消大惯性环节对系统的延迟作用,提高电流环的响应速度,令 $T_{II} = L/R$,则加控制器后的电流环开环传递函数为

$$G_i(s) = \frac{K_c K_I K_{P_{PWM}}}{RT_{II} s [(\tau_{P_{PWM}} + \tau_i)s + 1]}。$$

令

$$\frac{RT_{II}}{4K_c K_I K_{P_{PWM}} (\tau_{P_{PWM}} + \tau_i)} = \xi^2 (\xi \text{ 为阻尼系数}), \text{ 得}$$

$$K_I = \frac{RT_{II}}{4\xi^2 K_c K_{P_{PWM}} (\tau_{P_{PWM}} + \tau_i)}, \text{ 此时电流环的增益}$$

$$K = \frac{1}{4\xi^2 (\tau_{P_{PWM}} + \tau_i)}。$$

2.2 速度环 PI 调节器

在设计整定速度环时,电流环简化成一个惯性环节。由图2可知,未加PI调节器的速度环开环传递函数为

$$G_{v0}(s) = \frac{K_v K_L}{K_c J s (\tau_v s + 1) (\tau_s + 1)}, \tau = \frac{1}{K}。$$

为了实现速度无静差,可将速度环整定为II型系统,因此速度环也采用PI调节器,其传递函数为

$$G_{vc}(s) = K_{vp} \frac{T_v s + 1}{T_v s},$$

式中: K_{vp} 为本环节的比例增益; T_v 为本环节的积分时间常数。此时速度环开环传递函数为

$$G_v(s) = \frac{K_v K_L K_{vp}}{K_c J T_v} \times \frac{T_v s + 1}{s^2 [(\tau_v + 1/K)s + 1]}。$$

一般情况下,中频宽 $h = 5:6$ 时,II型系统具有较好的跟随性能和抗干扰性能,根据闭环幅频特性峰值最小原则^[8],得

$$T_v = h(\tau_v + 1/K), K_{vp} = \frac{K_c J h (h + 1)}{2h^2 K_v K_L (\tau_v + 1/K)}。$$

2.3 位置环 P 调节器

为了达到高精度加工的目的,位置环绝不允许出现超调量^[9],故位置环采用P调节器,传递函数为 $G_{pc}(s) = K_{pc}$ 。将速度环等效为一阶惯性环节

$$G_1(s) = \frac{K_M}{T_s + 1}, \text{ 由图2可得位置环增益 } K_p = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot K_{pc} \cdot \frac{K_M}{T_s + 1} \cdot \frac{\alpha}{s} = \alpha K_{pc} K_M, \text{ 当输入为单位斜坡信号}$$

时,系统的稳态误差为 $e_{pv} = \frac{1}{\alpha K_{pc} K_M}$ 。可见, K_{pc} 越大,

e_{pv} 越小;但 K_{pc} 过大,易导致系统振荡。为了达到响应快又不至于 e_{pv} 过大,可以采用稳定边界法^[10]来确定校正环节参数,其步骤为:逐步增大 K_{pc} ,直到出现等幅振荡,记下此时的系统比例系数 K_1 ,根据经验

$$\text{公式,得 } K_{pc} = \frac{K_1}{2\alpha K_M}。$$

3 仿真与结论

根据工程应用情况,设电机参数为:额定转速3000 r/min,额定电流2.13 A,标称功率1.1 kW,额定转矩3.5 N·m,电枢电阻 $R = 0.14 \Omega$,交轴饱和电感 $L = 3.73 \text{ mH}$,转动惯量 $J = 3.12 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}$,转矩系数 $K_L = 1.21$,SPWM系数 $K_{P_{PWM}} = 4.43$, $\tau_{P_{PWM}} = 100 \mu\text{s}$,电流环、速度环和位置环检测系数均为1,即 $K_c = \alpha = 1$,滤波器时间常数 $\tau_i = \tau_v = 0.01 \text{ s}$ 。

1)根据2.1节计算出电流环校正环节的参数: $T_{II} = 0.0267 \text{ s}$, $K_I = 0.0038$, $K = 4.54$ 。在Matlab/Simulink中搭建图2所示的仿真图,得整定后电流环的调节时间 $t_s = 0.0681 \text{ s}$ (误差带宽度为 $\pm 5\%$),超调量 $\sigma = 4\%$,稳态误差为0。从获得的性能指标看,基本能满足系统对该环节跟随性和快速性的性能要求。

2)根据2.2节求出速度环校正环节参数: $T_v = 0.0715 \text{ s}$, $K_{vp} = 0.1443$,仿真结果如图3、4所示。从图3看出,未整定前系统虽然也稳定,但超调量过大($\sigma = 47\%$),满足不了数控机床对电流环的控制要求;整定后系统的超调量明显降低,调节时间 $t_s = 0.15 \text{ s}$,快速性得到了保证。从伯德图上可以看出,校正后系统的相角裕度增大,系统的动态性能得到了极大的改善。

3)根据2.3节所述,选择位置环P控制器的参数 $K_{pc} = 5.1298$ 可以保证系统快速和无超调,仿真结果如图5所示。若 K_{pc} 选取过大,将造成系统振荡,产生超调量, K_{pc} 选取过小,则系统反应变慢。

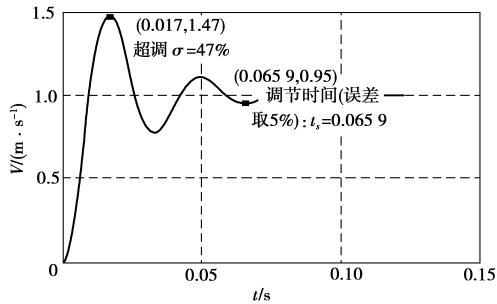


图 3 整定前的速度环阶跃响应曲线

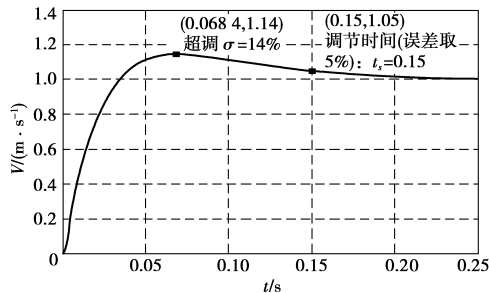


图 4 加了 PI 校正环节后的速度环阶跃响应曲线

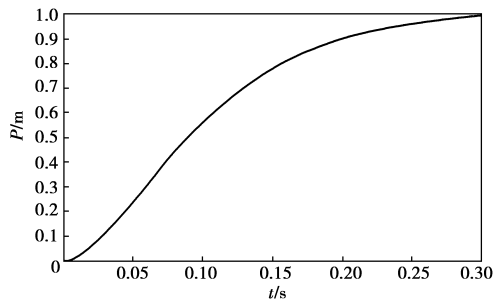


图 5 加了 P 控制器后的位置环阶跃响应曲线

在三环控制系统中,内环的性能对外环的性能具有重要的影响。若速度环增益比位置环增益低,位置环输出的速度指令无法跟上位置回路,随着位置环误差的累计,速度指令的增加,电机速度就会超过,而位置回路会尝试减少速度指令输出量。但是速度回路响应较慢,电机将赶不上速度指令,这样,速度指令就会产生振动,发生这种情形,应减小位置环增益或增加速度环增益。因此,在工程设计上,控制器的设计由内环开始,逐步向外扩展,坚持外环的响应比内环慢的原则,虽然这样做会降低系统的快速性,但可以保证每个控制环本身都是稳定的,有利于系统的组成和调试工作。由仿真结果看出,笔者设计的 PID 控制器基本能满足这一原则,证明了在不考虑数控机床的机械部分摩擦或其他扰动的情况下,该控制模型及 PID 参数的整定是可行的。

参考文献:

[1] 尔桂花, 窦日轩. 运动控制系统[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.

- [2] 陈先锋, 舒志兵, 赵英凯. 基于矢量控制的 PMSM 位置伺服系统电流滞环控制仿真分析[J]. 电气传动, 2006, 36(6): 19-30.
CHEN XIAN-FENG, SHU ZHI-BING, ZHAO YING-KAI. Simulation analysis on hysteresis-band current-control of PMSM position servo system based on vector control[J]. Electric Drive, 2006, 36(6): 19-30.
- [3] NAOMITUS URASAKI, TOMONOBU SENJYU, KATSUMI UEZATO. An accurate modeling for permanent magnet synchronous motor drives[J]. IEEE Trans, on Industry Applications, 2000, 35(3): 387-392.
- [4] 于海生. 微型计算机控制技术[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.
- [5] 何玉林, 李成武, 杜静, 等. 大功率风电机组新型传动系的建模与仿真[J]. 重庆大学学报: 自然科学版, 2007, 30(9): 1-4.
HE YU-LIN, LI CHENG-WU, DU JING, et al. Modeling and simulation of a novel drive train for wind turbine with large capacity[J]. Journal of Chongqing University: Natural Science Edition, 2007, 30(9): 1-4.
- [6] 文广, 章甫, 赵丁选, 等. 新型力反馈双向伺服系统干扰观测器 PID 控制算法的研究[J]. 重庆邮电学院学报: 自然科学版, 2006, 18(2): 235-238.
WEN GUANG, ZHANG FU, ZHAO DING-XUAN, et al. Research of disturbance observer PID control algorithm based on novel force feedback bilateral servo system[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications: Natural Science Edition, 2006, 18(2): 235-238.
- [7] 唐贤伦, 仇国庆, 李银国, 等. 基于 MATLAB 的 PID 算法在串级控制系统中的应用[J]. 重庆大学学报: 自然科学版, 2005, 28(9): 61-63.
TANG XIAN-LUN, QIU GUO-QING, LI YIN-GUO, et al. Implementation of PID algorithm based on MATLAB in cascade control system[J]. Journal of Chongqing University: Natural Science Edition, 2005, 28(9): 61-63.
- [8] 周渊深. 交直流调速系统与 Matlab 仿真[M]. 北京: 中国电力出版社, 2003.
- [9] 施丽婷, 黄筱调, 杨勇. 数控交流伺服系统三环整定及应用[J]. 南京工业大学学报, 2006, 28(4): 36-40.
SHI LI-TING, HUANG XIAO-DIAO, YANG YONG. Parameter tuning and application of the three loops in a NC servo system[J]. Journal of Nanjing University of Technology, 2006, 28(4): 36-40.
- [10] 欧阳黎明. MATLAB 控制系统设计[M]. 北京: 国防工业出版社, 2001.

(编辑 张 葶)