

永磁同步电机伺服系统PI参数整定

关欣,李叶松

(华中科技大学 自动化学院,湖北 武汉 430074)

摘要:在永磁同步电机伺服系统电流、转速控制中,通常采用的PI控制器与电流环、转速环的稳定性和动态性能紧密相关。通过分析伺服系统的限制条件和参数特性,论述了电流环、转速环控制指标的设定原则,并提出了合理有效的PI控制器参数整定方法,在满足系统稳定的前提下实现了良好的动态性能。实验结果验证了控制指标设定的合理性和整定方法的有效性。

关键词:永磁同步电机;PI控制器;参数整定;控制指标

中图分类号:TM341

文献标识码:A

Tuning Method for PI Parameters of Permanent Magnet Synchronous Motor Servo System

GUAN Xin, LI Yesong

(School of Automation, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, Hubei, China)

Abstract: PI controller is closely related to the stability and the dynamic performance of current loop and speed loop in the control of current and speed of permanent magnet synchronous motor (PMSM) servo system. Through analyzing the limitation and the structure parameters of servo system, how to set the appropriate performance indices for current loop and speed loop was discussed. Meantime, a reasonable and effective tuning method for PI controller was proposed, which guaranteed the stability and achieved good dynamic performance. Experimental results were given to verify the rationality of the control indices and the validity of the tuning method.

Key words: permanent magnet synchronous motor(PMSM);PI controller;parameters tuning;control performance indices

比例积分(PI)控制结构是目前永磁同步电机(PMSM)伺服系统电流和转速控制的主要方式,但是找到一种通用有效的PI参数整定方法仍是具有挑战性的研究课题^[1-2]。国内外学者对于PI参数整定进行了大量研究,主要有主导极点配置法^[3],Ziegler-Nichols整定法^[4-5],以及智能整定法^[6]等方法。

文中根据实际系统结构、物理参数和实际限制条件,介绍了PMSM伺服系统电流、转速控制指标的确定原则。然后根据控制指标和简化后的低阶模型,提出了简单易于理解的PI参数整定策略,并定性分析了PI参数对系统谐振及稳定性的影响。最后在所搭建的实验平台上,对控制指标的合理性和PI参数整定策略的有效性进行了

验证。按照多环控制系统设计先内后外的一般原则^[7],本文分电流和转速两部分进行论述。

1 电流控制与参数整定

1.1 电流环数学模型

PMSM伺服系统电流环主要由PI控制器、三相PWM逆变器、电机定子绕组和电流检测4部分组成。其对应传递函数为

$$\begin{cases} G_{c_PI}(s) = K_{cp} \frac{T_{ci}s + 1}{T_{ci}s} \\ G_{PWM}(s) = \frac{K_{PWM}}{T_{PWM}s + 1} \\ G_{RL}(s) = \frac{1}{L_s s + R_s} \\ G_{cm}(s) = K_{cf} \end{cases} \quad (1)$$

基金项目:国家科技重大专项(2012ZX04001-012)

作者简介:关欣(1990-),男,硕士研究生,Email:guanxin_hust@163.com

式中: $G_{c_PI}(s)$ 为PI控制器传递函数; K_{cp} , T_{ci} 分别为比例系数和积分时间常数; $G_{PWM}(s)$ 为逆变器环节等效传递函数; K_{PWM} 为等效放大系数; T_{PWM} 为等效时间常数; $G_{RL}(s)$ 为电机定子绕组传递函数; L_s , R_s 分别为 dq 旋转坐标系下 q 轴等效电感值和电阻值; $G_{cm}(s)$ 为电流检测环节传递函数,可近似等效为比例环节,比例系数为 K_{cf} 。

若忽略电机反电动势的影响,可得到电流环控制结构框图如图1所示。

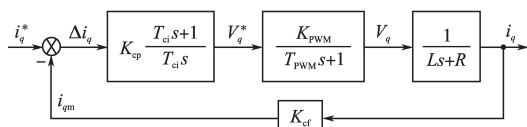


图1 PMSM 电流控制框图

Fig.1 Block diagram of PMSM current control

1.2 电流环控制性能指标分析

电流环位于伺服系统控制架构的最内环,一方面电流响应速度的快慢会对外环产生较大的影响,因此设计时需要尽可能提高电流的响应速度;另一方面电流环响应特性受逆变器和电机定子绕组物理参数的限制,因此需要根据相关条件求出电流响应速度的上界值,以保证控制指标的合理设定。由图1可知,当 V_q 达到最大时, i_q 具有最快的上升速度。由三相PWM逆变器特性可知, V_q 的最大值为逆变器直流侧电压 V_{dc} 的 $1/\sqrt{3}$ 倍。

忽略反电动势的作用, V_q 为最大电压时,电流阶跃响应为

$$i_q(t) = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}R_s} (1 - e^{-\frac{R_s}{L_s}t}) \quad (2)$$

计算电流变化 I_{ref} 所需的最短时间为

$$t_{c_min} = \frac{\sqrt{3}L_s I_{ref}}{V_{dc}} \quad (3)$$

由式(3)可知, t_{c_min} 不仅与物理参数有关,而且和转矩电流指令 I_{ref} 有关。在相同最大上升速度的前提下, I_{ref} 越大, t_{c_min} 也就越大,从而会影响到电流环PI参数的选取。因此电流环PI控制器实际上可以根据不同运行状态进行参数增益调整。针对固定增益情况,这里 I_{ref} 根据电机允许的额定相电流值 I_0 来计算 t_{c_min} 。由此可得电流环所能提供的最大带宽为

$$\omega_{c_max} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}L_s I_0} \quad (4)$$

1.3 电流环PI参数整定

由图1可得电流环前向通道传递函数为

$$G_c(s) = \frac{K_{cp} K_{PWM} (T_{ci}s + 1)}{T_{ci} R_s s (T_{PWM}s + 1) (\frac{L_s}{R_s}s + 1)} \quad (5)$$

令 $T_{ci} = L_s/R_s$ 进行零极点对消,可实现阶次的降低。化简后,电流闭环传递函数为

$$G_{c_B}(s) = \frac{\frac{1}{K_{cf}} \cdot \frac{K_{cf} K_{cp} K_{PWM}}{L_s T_{PWM}}}{s^2 + \frac{1}{T_{PWM}}s + \frac{K_{cf} K_{cp} K_{PWM}}{L_s T_{PWM}}} \quad (6)$$

对于如式(6)所示的典型I型系统,可以得到阻尼比 ζ 的表达式,以及 ζ 与上升时间 t_r 之间的关系,如下式:

$$\begin{cases} \zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_s}{K_{cf} K_{cp} K_{PWM} T_{PWM}}} \\ t_r = \frac{2\zeta T_{PWM}}{\sqrt{1-\zeta^2}} (\pi - \arccos \zeta) \end{cases} \quad (7)$$

由于 ζ 与 t_r 之间的公式较为复杂,可以用表格简化表示,如表1所示。

表1 ζ 与 t_r 之间的关系

Tab.1 The relationship between ζ and t_r				
ζ	1.0	0.9	0.8	0.707
t_r	∞	$11.1T_{PWM}$	$6.67T_{PWM}$	$4.71T_{PWM}$
ζ	0.65	0.6	0.55	0.5
t_r	$3.90T_{PWM}$	$3.32T_{PWM}$	$2.84T_{PWM}$	$2.42T_{PWM}$

表1中, T_{PWM} 可近似等效为PWM占空比更新周期的1.5倍。工程实践中,首先根据系统物理参数估算出电流最短上升时间;然后根据上述分析, t_r 需要大于 t_{c_min} ,在表1中选取满足这一前提的 t_r 作为控制目标;最后根据 t_r 对应的 ζ 的值,求出PI控制器的比例系数。综上所述,电流环PI参数整定方式如下式:

$$\begin{cases} K_{cp} = \frac{L_s}{4\zeta^2 K_{cf} K_{PWM} T_{PWM}} \\ T_{ci} = \frac{L_s}{R_s} \end{cases} \quad (8)$$

2 转速控制与参数整定

2.1 转速环数学模型

PMSM伺服系统转速闭环主要由PI控制器、电流环、电机和转速检测4部分组成。PI控制器传递函数为

$$G_{s_PI}(s) = K_{vp} \frac{T_{vi}s + 1}{T_{vi}s} \quad (9)$$

式中: K_{vp} , T_{vi} 分别为比例系数和积分时间常数。

由于位置信号量化误差的存在,检测环节传递函数通常包含低通滤波处理,然而考虑到

检测环节响应比转速调节快,可以将其近似等效为比例环节,以降低系统阶次便于分析,其比例系数为 K_{vf} 。此外电流调节速度快于转速,因此可以在式(6)的基础上将电流闭环传递函数简化为惯性环节,简化后的电流闭环传递函数如下式:

$$G_{v-cB}(s) = \frac{1}{K_{cf}} \cdot \frac{1}{T_c s + 1} \quad (10)$$

其中 $T_c = L_s / (K_{cf} K_{cp} K_{PWM})$

电机机械运动方程如下式所示:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = K_t i_q - T_L - B\omega_r \quad (11)$$

式中: J 为伺服系统负载惯量; K_t 为转矩常数; T_L 为负载转矩; B 为粘性摩擦系数; ω_r 为电机输出转速, rad/s。

若忽略摩擦项,可得伺服系统转速环控制框图如图2所示。

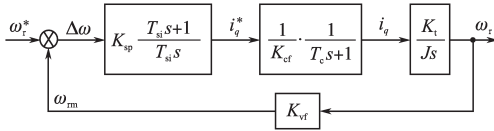


图2 PMSM转速控制框图

Fig.2 Block diagram of PMSM speed control

2.2 转速控制性能指标分析

当电机输出最大电磁转矩,且无摩擦转矩、负载转矩作用时,电机转速获得最大上升加速度,由此可得电机转速变化量 ω_{ref} 对应的最短上升时间如下式所示:

$$t_{v_min} = \frac{\omega_{ref} J}{K_{vf} K_t I_{max}} \quad (12)$$

和电流环类似,在相同最大加速度的前提下, t_{v_min} 和 ω_{ref} 有关。因此对于转速环PI控制器也可以使用参数变增益控制提高系统动态性能。针对固定增益的PI控制器,这里取 ω_{ref} 等于额定角速度 ω_0 ,同时由于转速响应速度不能快于电流响应,根据式(10),可近似求出电流环的带宽为 $1/T_c$,由此可得转速环的最大带宽如下式所示:

$$\omega_{s_max} = \min\left(\frac{1}{T_c}, \frac{1}{t_{v_min}}\right) \quad (13)$$

针对转速控制的全运行范围稳定性要求,需要使用相角裕度指标进行参数整定约束。与电流环不同,转速环的设计实现中需要考虑如负载扰动、机械振动、数字量化误差等因素。为了削弱这些影响,往往需要在转速环中加入如低通滤波器、陷波器等信号调理环节,这些环节在对特定频率的信号进行幅值衰减的同时,不可避免地

会导致系统相角的变化。考虑到这些因素的影响,工程上一般要实现至少 65° 的相角裕度。

2.3 转速环PI参数整定

根据图2,转速环开环传递函数为

$$G_v(s) = \frac{K_{vp} K_t (T_{vi} s + 1)}{T_{vi} K_{cf} J s^2 (T_c s + 1)} \quad (14)$$

从式(14)可以看出,转速环为高阶系统,不宜使用零极点对消方法进行化简。这里考虑从相频曲线出发,根据相角裕度指标,先确定转速环PI控制器的积分时间常数,再通过幅频曲线确定转速环的比例系数。转速环的幅频特性和相角裕度表达式如下式所示:

$$\begin{cases} A(\omega) = \frac{K_{vf} K_{vp} K_t}{T_{vi} K_{cf} J \omega^2} \cdot \sqrt{\frac{T_{vi}^2 \omega^2 + 1}{T_c^2 \omega^2 + 1}} \\ \gamma(\omega_c) = \arctan T_{vi} \omega_c - \arctan T_c \omega_c \end{cases} \quad (15)$$

式中: ω_c 为伺服系统转速环开环截止频率。

由式(15)可以得到:

$$\tan \gamma(\omega_c) = \frac{(T_{vi} - T_c) \omega_c}{1 + T_{vi} T_c \omega_c^2} \quad (16)$$

$$\omega_c = \sqrt{\frac{1}{T_{vi} T_c}} \quad (17)$$

当式(17)成立时,式(16)取得最大值,即相角裕度最大,如下式所示:

$$\gamma_{max} = \arctan \frac{T_{vi} - T_c}{2\sqrt{T_{vi} T_c}} \quad (18)$$

若使转速环所能达到的最大相角裕度 γ_{max} 和相角裕度指标 γ_0 相等,此时即为在满足系统相角裕度前提下,所能达到的最大开环截止频率 ω_s 。令 $\gamma_{max} = \gamma_0$,根据式(18),可求出 T_{vi} ;然后根据式(17)可求出对应的系统开环截止频率 ω_s 。

当 $\omega_s < \omega_{s_max}$,根据开环截止频率的定义 $A(\omega_s) = 1$,可求出转速环PI控制器比例系数 K_{vp} ,转速环PI控制器参数整定方程式为

$$\begin{cases} K_{vp} = \omega_s \cdot \frac{J K_{cf}}{K_t K_{vf}} \\ T_{vi} = T_c (\tan \gamma_0 + \sqrt{\tan^2 \gamma_0 + 1})^2 \end{cases} \quad (19)$$

当 $\omega_s \geq \omega_{s_max}$,说明整定结果超出了系统所能达到的最大带宽,此时取 $\omega_x = \omega_{s_max}$,根据开环截止频率的定义 $A(\omega_x) = 1$,可求出转速环PI控制器比例系数 K_{vp} ,同时根据式(17)求出积分时间常数 T_{vi} ,转速环PI控制器参数整定方程式为

$$\begin{cases} K_{vp} = \omega_x \cdot \frac{J K_{cf}}{K_t K_{vf}} \\ T_{vi} = \frac{1}{T_c \omega_x^2} \end{cases} \quad (20)$$

考虑数字实现时速度控制、测量环节所引起的量化、滞后及其信号处理会对参数整定结果造成影响,这里假设转速检测环节为一阶低通滤波器,滤波时间常数为 T_l ; 此时转速环开环传递函数如下式:

$$G_v'(s) = \frac{K^*(s + \frac{1}{T_{vi}})}{s^2(s + \frac{1}{T_c})(s + \frac{1}{T_l})} \quad (21)$$

式中: K^* 为根轨迹增益, $K^* = K_{vp} K_t T_{vi} / (T_{vi} K_{cf} \cdot J T_c T_l)$ 。

根轨迹曲线如图3所示。可以看出对应较大的 K^* , 系统响应加快, 阻尼减小, 阶跃响应曲线会出现衰减振荡、等幅振荡甚至系统不稳定。根轨迹与虚轴的交点对应根轨迹增益值如下式所示:

$$K_0^* = (\frac{1}{T_c} + \frac{1}{T_l})^2 (\frac{1}{T_l + T_c} - \frac{1}{T_{vi}}) \quad (22)$$

为了避免这种情况, 需要减小控制器参数, 或者在量化误差较小的条件下在控制器输出通道中采用多重陷波器结构改善极点配置特性, 以保证系统响应快速稳定。

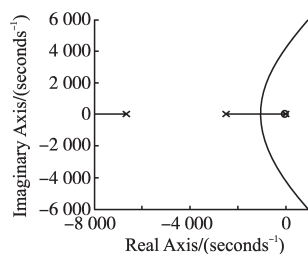


图3 转速开环传递函数的根轨迹图

Fig.3 Root locus of the speed open loop transfer function

3 实验结果与分析

3.1 系统结构和参数

伺服系统的结构框图如图4所示。图4中, i_q^*, i_d^* 分别为 q 轴电流、 d 轴电流的指令值, 实验中令 $i_d^* = 0$; i_q, i_d 分别为 q 轴电流、 d 轴电流的检测值; n^* 为转速环指令值; n 为转速检测值。电流环的控制周期为 $50 \mu s$, 逆变器 PWM 刷新周期为 $50 \mu s$,

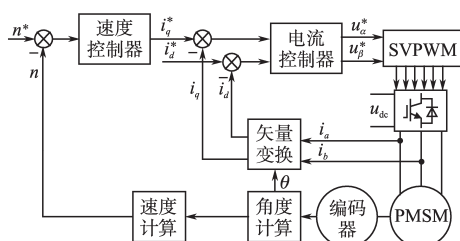


图4 PMSM 伺服系统结构框图

Fig.4 Block diagram of PMSM servo system

转速环的控制周期为 $100 \mu s$ 。采用增量式编码器进行位置测量, 编码器的分辨率为 $24\,000 \text{ p/r}$, 电机参数为: 定子相电阻 1.5Ω , 定子相电感 4.6 mH , 转矩常数 $0.68 \text{ N}\cdot\text{m/A}$, 电压常数 $45 \text{ V/1\,000(r}\cdot\text{min}^{-1})$, 转动惯量 $3.23 \times 10^{-4} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$, 极对数 4, 额定电流 6.3 A , 额定转速 $3\,000 \text{ r/min}$, 逆变器直流侧电压 240 V 。

3.2 仿真实验

根据电机参数, 可以求出 $t_{c_min} = 0.29 \text{ ms}$ 。由 PWM 的刷新时间和电流环的控制周期可知 $T_{PWM} = 75 \mu s$ 。根据表 1, ζ 取值范围为大于等于 0.65, 考虑保留一定的时间裕量, 选取 $\zeta = 0.707$, 电流环 PI 控制器的比例系数 $K_p = 5.557$, 积分时间常数 $T_{ci} = 0.003 \text{ s}$ 。同时选取 $\zeta = 0.5$, 可以得到 $K_p = 11.11$, $T_{ci} = 0.003 \text{ s}$ 。对电流环仿真模型输入阶跃指令信号, 电流指令设定为 8.9 A (电机参数中额定电流的 $\sqrt{2}$ 倍), 分别采用以上 2 组控制参数进行仿真比较, 如图 5 所示。

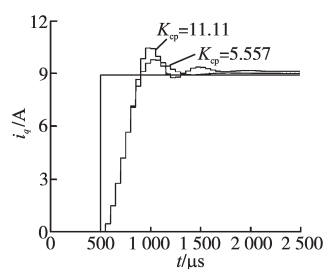


图5 电流阶跃响应比较

Fig.5 The comparison of current loop step response

从图5中可以看出, 比例系数虽然增大了 2 倍, 但是由于系统最短上升时间的限制, 增大比例系数仅加重了控制器的积分饱和程度, 对于电流环的响应时间并没有明显影响。同时比例系数过大导致了响应波动增大, 对电流的控制性能造成了不良影响。根据表 1, 当 $\zeta = 0.707$, 即 $K_p = 5.557$, $T_{ci} = 0.003 \text{ s}$ 时, 电流曲线的上升时间约为 $353 \mu s$, 电流环离散模型的仿真结果为 8 拍 ($400 \mu s$), 与理论推导结果相近。

根据电流环的设计结果和上文分析, 可以得到电流环等效时间常数为 $150 \mu s$ 。设定转速环相角裕度为 80° 。根据转速环 PI 控制器整定方法, 首先根据式 (18), 求出积分时间常数 $T_{vi} = 0.02 \text{ s}$; 然后根据式 (17), 可得开环截止频率目标值为 577 rad/s ; 最后根据开环截止频率定义, 求出 PI 控制器比例系数 $K_{vp} = 0.009\,167$ 。电机转速响应曲线如图 6 所示, 电机转速上升时间约为 25 ms 。

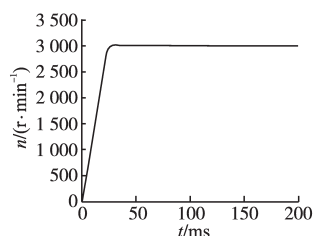


图6 转速阶跃响应波形

Fig.6 Curve of speed step response

根据PMSM转速环仿真模型,电机转速环前向通道的频域特性如图7所示。转速环开环截止频率为570 rad/s,相角裕度为80°。仿真结果验证了理论推导的正确性。

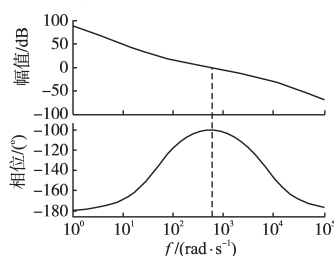


图7 转速环波特图

Fig.7 Bode diagrams of speed close loop

3.3 物理实验

PMSM伺服系统实验平台的控制部分主要由意法半导体公司的STM32F417ARM微处理器和Altera公司的EP4CE22FPGA组成。其中ARM处理器主要负责伺服系统的位置信号采集、速度环控制等功能;FPGA主要负责伺服系统电流信号采集、电流环矢量控制算法运算等功能。根据仿真试验的计算结果,电流环PI控制器比例系数设置为5 690(定标为Q10格式),积分时间常数设置为3 ms;转速环PI控制器比例系数设置为10(定标为Q10格式),积分时间常数设置为20 ms。

本文通过对转速环输入阶跃转速指令,使得转速环在短时间内饱和,PI控制器的最大输出值作为电流环指令,以此来观测电流环的响应速度。令转速环PI控制器的最大输出值分别对应8.9 A(额定电流的 $\sqrt{2}$ 倍),5.3 A,1.8 A。电流响应曲线如图8所示。

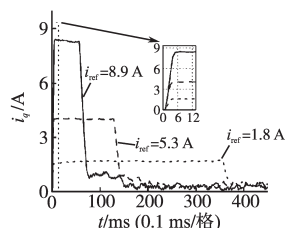


图8 电流响应曲线

Fig.8 Curves of current response

由于反电动势的存在,实际电流最大值略低于电流指令值。转速环PI控制器的最大输出值设置为8.9 A时,电流曲线的上升时间约为400 μ s。

对转速环输入阶跃指令信号,转速指令分别设为3 000 r/min(额定转速值),1 800 r/min,600 r/min。实验结果如图9所示。图9中转速指令设定为3 000 r/min时,转速上升时间接近30 ms。

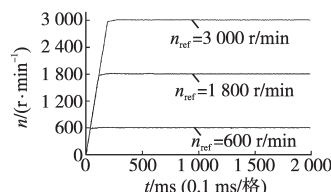


图9 转速阶跃响应曲线

Fig.9 Curves of speed step response

从以上电流环、转速环响应曲线可以看出,电流、转速控制具有良好的动态性能,且实验结果与仿真结果相近。证明了分析的正确性和整定参数的有效性。

4 结论

本文提出的PMSM伺服系统电流环、转速环整定方法,综合考虑了控制设计手段和实际物理系统的限制,能够简单、有效地进行伺服系统控制参数的设计,设计出的结果能够很好地满足稳定性和动态性能要求,便于工程实现与应用。

参考文献

- [1] Li Keyu. PID Tuning for Optimal Closed-loop Performance with Specified Gain and Phase Margins [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2013, 21(3): 1024-1030.
- [2] Popadic B, Dumnic B, Milicevic D, et al. Tuning Methods for PI Controller-comparison on a Highly Modular Drive [C]//4th International Youth Conference on Energy. Hungary, 2013.
- [3] Tang Wei, Huang Junmei, Wu Jie, et al. A PID Tuning Method Based on Dominant Poles and Phase Margin [C]//Proceedings of the 29th Chinese Control Conference. Beijing, 2010.
- [4] 王亚刚,许晓鸣,邵惠鹤. 基于Ziegler-Nichols频率响应方法的自适应PID控制[J]. 控制工程, 2012, 19(4): 607-609.
- [5] 孔繁锦,李啸鹏,吴杰康,等. 基于尼克尔斯PID设计方法的负荷频率控制[J]. 电机工程学报, 2012, 32(22): 79-85.
- [6] Mohan B M, Sinha A. Analytical Structure and Stability Analysis of a Fuzzy PID Controller [J]. Applied Soft Computing, 2008, 8(1): 749-758.
- [7] 林瑶瑶,仲崇权. 伺服驱动器转速控制技术[J]. 电气传动, 2014, 44(3): 21-26.

收稿日期: 2015-07-10

修改稿日期: 2016-01-02