

永磁交流电机驱动系统控制器的自整定策略

陈琳¹, 马宏忠²

(1. 南京科技职业学院 电气与控制学院, 江苏 南京 210000;

2. 河海大学 能源与电气学院, 江苏 南京 210098)

摘要: 针对永磁交流电机驱动系统的控制器参数整定问题, 设计了一种永磁交流伺服驱动器的参数辨识和自整定方案。伺服电机驱动器通常包含电流、转速和位置控制回路, 首先, 确定电机的电气参数, 如电阻和电感等, 以实现电流闭环参数整定, 然后确定电机的转矩常数和机械参数来整定转速和位置闭环参数。利用永磁交流电机驱动试验平台对控制器自整定策略进行了测试, 实验结果表明, 该方案能在短时间内准确设置控制器参数, 并实现预期的系统动态性能。

关键词: 永磁交流电机; 控制器; 参数辨识; 自整定

中图分类号: TM34 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed20120

Self-tuning Strategy for Controller of the Permanent Magnet AC Motor Driving System

CHEN Lin¹, MA Hongzhong²

(1. College of Electrical and Control, Nanjing Polytechnic Institute, Nanjing 210000, Jiangsu, China;

2. College of Energy and Electricity, Hohai University, Nanjing 210098, Jiangsu, China)

Abstract: Aiming at problem of tuning controller parameter for permanent magnet AC motor driving system, a parameter identification and self-tuning scheme of permanent magnet AC servo drive was designed. Servo motor drives usually include current, speed and position control loops. Firstly, the electrical parameters of the motor was determined, such as resistance and inductances, to achieve current closed loop parameter tuning, then the motor's torque constant and mechanical parameters were determined to set the speed and position closed loop parameters. The self-tuning strategy of the controller was tested by the permanent magnet AC motor drive test platform. The experimental results show that the scheme can accurately set the controller parameters in a short time and achieve the expected system dynamic performance.

Key words: permanent magnet AC motor; controller; parameter identification; self-tuning

近年来, 高性能伺服系统在诸如电器、航空航天和电力传动等各个领域得到了广泛应用^[1-2]。为了保持伺服电机驱动器动态响应的一致, 通常需要调整控制器参数。控制器一般包含有电流、转速和位置控制回路, 为了减少调试时间和手动整定的误差, 控制器自整定策略得到了广泛研究^[3-8]。控制器自整定方案具体可分为离线方法和在线方法两类, 绝大部分方案中包含了电机电气和机械参数辨识过程。

目前较多的方案是基于控制器误差来调整控制器参数。文献[3]中设计了一套自适应学习

规律和转速控制器误差结合的方案来连续调节控制器增益, 文献[4]提出了一种由控制器误差计算预定增益修正值来调节控制器参数的方案, 文献[5]将模型参考自适应控制应用于控制器增益调节。尽管这些方法无需电机参数辨识, 但在控制器参数整定过程中涉及到复杂的控制规律, 执行时间较长。文献[6]使用基于模糊逻辑的控制器参数整定方案, 但需要稳定的初始设置以确保控制器的稳定运行。

与在线方案相比, 离线方案可在更短的时间内执行, 但对电机参数强依赖, 同时由于电机参

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(51577050)

作者简介: 陈琳(1985—)女, 硕士, 讲师, Email:2468505894@qq.com

数的在线具有时变性,故难以在控制性能上达到预期目标。文献[7]提出了基于最小二乘和信号注入辨识电机参数来调整电流和转速闭环增益的离线整定方法。尽管可在短时间内计算出电气参数,但所提出的方法需要稳定的初始调节来测量机械参数,同时系统运行后的参数在线时变没有考虑到。类似地,文献[8]针对感应电机驱动器设计了一种基于电机参数测量和Taguchi方法的自整定方案。但本文研究对象为永磁交流电机驱动系统,电机转矩常数处理不同,这使得上述方案不太适用。电机参数对于控制器的自整定至关重要。虽然已有许多电机参数辨识方案,但它们通常用于其他目的,例如用于永磁同步电机无速度传感器控制^[9],控制器的补偿观测器^[10],以及电机运行检测^[11]等。

本文设计了一种简单有效的永磁交流电机控制器自整定方案。首先,确定了电机电气参数用于电流控制回路参数设置;然后,确定转矩常数和机械参数以整定转速和位置闭环参数。与传统离线控制器自整定方案相比,所提出的方案更为实用和快速,因为是在线整定,故考虑了参数在线时变性,可在控制性能上准确达到预期。最后,对新方案进行了实验验证。

1 永磁交流电机数学模型

转子参考系中三相永磁交流电机的电压方程为

$$u_{qs}^r = (r_s + L_{qs}s)i_{qs}^r + \omega_r L_{ds}i_{ds}^r + \omega_r \Psi_m \quad (1)$$

$$u_{ds}^r = (r_s + L_{ds}s)i_{ds}^r - \omega_r L_{qs}i_{qs}^r \quad (2)$$

式中: $u_{qs}^r, u_{ds}^r, i_{qs}^r$ 和 i_{ds}^r 分别为 q 轴和 d 轴电压和电流; r_s 为电阻; L_{qs} 和 L_{ds} 分别为 q 轴和 d 轴电感; Ψ_m 为转子永磁磁链; ω_r 为转子电角速度; s 为拉普拉斯算子。

由式(2),电机反电动势常数可表示为 $K_e=(P/2)\Psi_m$,其中 P 为转子极数。电机转矩为

$$T_c = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} [\Psi_m i_{qs}^r + (L_{ds} - L_{qs})i_{qs}^r i_{ds}^r] \quad (3)$$

从式(3)可看出,电机电流可设定为遵循一定规律的轨迹,以实现每安培的最大转矩或其他类型的控制。但这不是本文研究的重点,故为了方便,将 d 轴电流设置为0,从而 T_c 与 q 轴电流成正比,故电机转矩常数为

$$K_t = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \Psi_m = \frac{3}{2} K_e \quad (4)$$

机械方程可表示如下:

$$T_c = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_L \quad (5)$$

式中: J 为转子和负载转动惯量的组合; B 为粘性摩擦系数; ω_m 为机械转速; T_L 为扰动负载转矩。

2 永磁交流电机驱动控制器

电机驱动控制器通常包含解耦的 q 轴和 d 轴电流控制闭环,以及转速控制闭环和位置控制闭环。图1为驱动器的控制系统示意图,其中电流闭环调节器采用线性PI控制器,位置闭环和转速闭环的组合由线性PID控制器调节。控制器的离散化使用梯形积分和简单差分方法。下面将描述特定控制器增益调谐方法。

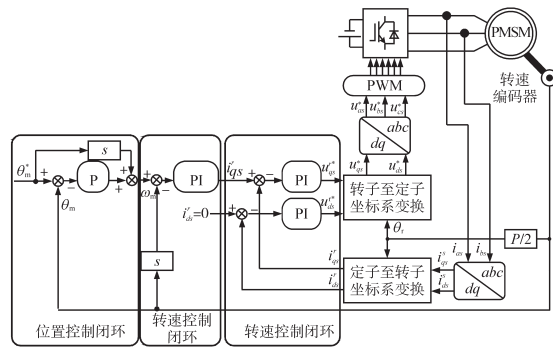


图1 永磁交流电机驱动控制器框图

Fig.1 Block diagram of permanent magnet AC motor drive controller

2.1 电流控制回路

图2为 q 轴和 d 轴电流闭环控制回路框图。

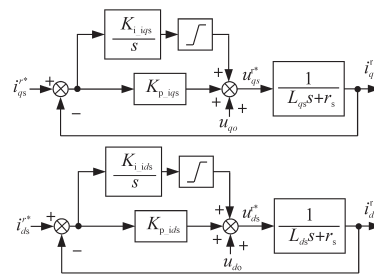


图2 电流控制回路框图

Fig.2 Block diagram of current control loop

如图2所示,电流控制回路采用PI控制器,积分器电压限制在约额定相电压的1/2。同时,使用估计的电气参数和转子速度来解耦交叉耦合电压和反电动势。解耦后电压 u_{qo} 和 u_{do} 可从式(1)和式(2)得到:

$$u_{qo} = \omega_r L_{ds}i_{ds}^r + \omega_r \Psi_m \quad (6)$$

$$u_{do} = -\omega_r L_{qs}i_{qs}^r \quad (7)$$

为了方便起见,电流控制器的增益设计为比例和积分增益之间的比率,以抵消 r_s-L 极点。例如,在 q 轴电流控制回路中,设置 $K_{p_iqs}/K_{i_iqs}=L_{qs}/r_s$,其中 K_{p_iqs} 和 K_{i_iqs} 分别为比例和积分增益。抵消 r_s-L 极点后, q 轴电流控制的闭环传递函数可简化为

$$\frac{i_{qs}^r(s)}{i_{qs}^*(s)} = \frac{K_{p_iqs}/L_{qs}}{s + K_{p_iqs}/L_{qs}} = \frac{\omega_{iq}}{s + \omega_{iq}} \quad (8)$$

式中: ω_{iq} 为 q 轴电流控制器的截止频率,其值可以根据所需的响应进行设置。

通常,电流环的带宽应达到速度环带宽的10倍,故增益可以表述如下:

$$K_{p_iqs} = \omega_{iq} \cdot L_{qs} \quad (9)$$

$$K_{i_iqs} = \omega_{iq} \cdot r_s \quad (10)$$

同样的方法可确定 d 轴电流闭环增益。式(9)、式(10)中需要知道 r_s, L_{qs} 和 L_{ds} 来计算电流控制器增益。

2.2 转速控制回路

如图1所示,转速和位置控制回路级联。由于电流环带宽高于转速和位置控制回路带宽,故简化转速控制回路框图如图3所示。由于电流调节相对于转速闭环时间常数低至少1个量级,故简化是合理的,同时不会造成参数整定偏差。

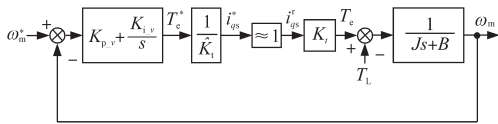


图3 转速控制回路框图

Fig.3 Block diagram of speed control loop

设 K_{p_v} 和 K_{i_v} 分别为转速闭环控制器的比例和积分增益。设置增益比为: $K_{p_v}/K_{i_v}=J/B$,从而转速闭环控制系统可表示为

$$\frac{\omega_m(s)}{\omega_m^*(s)} = \frac{K_{i_v}/B}{s + K_{i_v}/B} = \frac{\omega_v}{s + \omega_v} \quad (11)$$

式中: ω_v 为转速闭环控制系统的截止频率; B 为粘性摩擦系数。

转速控制回路的增益可表述如下:

$$K_{p_v} = \omega_v \cdot J \quad (12)$$

$$K_{i_v} = \omega_v \cdot B \quad (13)$$

因为 ω_v 是根据所需的带宽设置的,所以需要知道参数 J 和 B 来计算转速控制环增益。另外,如图3所示,转矩指令 T_c^* 和电流指令 i_{qs}^* 之间的转换需要知道转矩常数 K_t 。

2.3 位置控制回路

类似地,假设转速控制环的带宽远高于位置控制环的带宽,位置控制闭环可简化为如图4所示。由于时间常数差异大于1个量级,故简化是

合理的,同样不会造成参数整定偏差和伺服控制性能差异。

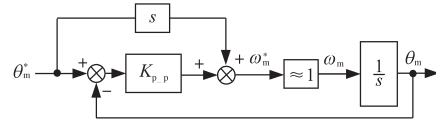


图4 位置控制回路框图

Fig.4 Block diagram of position control loop

在实际工程中,为了方便,前馈路径通常可以忽略,忽略后参数整定可能存在5%的偏差,但对伺服控制性能影响微小。位置闭环控制系统可表示为

$$\theta_m(s)/\theta_m^*(s) = K_{p_p}/s + K_{p_p} \quad (14)$$

式中: K_{p_p} 为位置控制闭环增益带宽,通常根据位置闭环控制系统的所需截止频率进行设置。

3 电气参数辨识

如第2节所述,控制回路参数的调整需要辨识电气参数、机械参数和转矩常数。

3.1 定子电阻(r_s)

为避免转子转动引起的误差,可施加 d 轴电压脉冲 U_r ,并测量稳态 d 轴电流 I_r 来对电阻参数辨识:

$$r_s = U_r/I_r \quad (15)$$

由于电压脉冲持续时间较短,且没有产生 q 轴电流,因此转子不会因为上述操作而抖动。将2个连续的 d 轴电压脉冲施加到电机上,以补偿由开关和二极管压降引起的误差,如图5所示,这些电压脉冲具有相同的极性但拥有不同幅值。

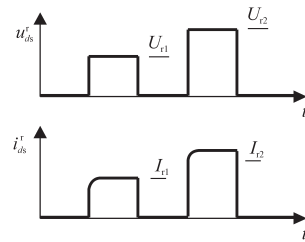


图5 电阻参数辨识示意图

Fig.5 Schematic diagram of resistance parameter identification

由图5可知,电阻值可计算如下:

$$\hat{r}_s = U_{r2} - U_{r1}/(I_{r2} - I_{r1}) \quad (16)$$

式中: U_{r1} 和 U_{r2} 为电压脉冲指令; \hat{r}_s 为测量值。式(16)中可看出,开关和二极管压降偏差可被消除。

3.2 定子电感(L_{ds}, L_{qs})

可以通过向 q 轴和 d 轴施加电压脉冲,然后测量峰值电流来执行电感参数识别。由于这些电压脉冲的持续时间相当短,通常量级小于100

μs ,故可忽略电阻压降和电机转动的影响,参数辨识的准确度高,不影响最终参数整定结果。由式(1)和式(2),电机电压可近似为

$$U_{qs}^r \approx L_{qs} \cdot s \cdot i_{qs}^r \quad (17)$$

$$u_{ds}^r \approx L_{qs} \cdot s \cdot i_{ds}^r \quad (18)$$

由于电流幅值和产生的转矩很小,如果转子转动过度,可能会出现较大的测量误差。为了限制转子转动, d 轴电压脉冲的持续时间设置为 q 轴电压脉冲持续时间的2倍。设 q 轴和 d 轴电压脉冲宽度分别为 h 和 $2h$,电感可近似如下:

$$\hat{L}_{qs} \approx \frac{u_{qs}^r}{\Delta i_{qs}^r} \Delta t = \frac{U_{L,q}}{I_{L,q}} h \quad (19)$$

$$\hat{L}_{ds} \approx \frac{u_{ds}^r}{\Delta i_{ds}^r} \Delta t = \frac{U_{L,d}}{I_{L,d}} 2h \quad (20)$$

式中: $U_{L,q}$ 和 $U_{L,d}$ 分别为注入 q 轴和 d 轴的电压脉冲的幅值; $I_{L,q}$ 和 $I_{L,d}$ 分别为测量得到的 q 轴和 d 轴电流峰值。

与电阻测量类似,为了减少由逆变器电路引起的误差,电压脉冲采用极性相同幅值不同的脉冲重复了2次。2次脉冲测试的电压和电流差值均用于电感计算,如下所示:

$$\hat{L}_{qs} \approx \frac{U_{L,q2} - U_{L,q1}}{I_{L,q2} - I_{L,q1}} h \quad (21)$$

$$\hat{L}_{ds} \approx \frac{U_{L,d2} - U_{L,d1}}{I_{L,d2} - I_{L,d1}} 2h \quad (22)$$

式中:下标“1”和“2”为测试号。

图6所示为电感参数辨识示意图。在识别电阻和电感参数后,可以使用式(10)来计算电流控制器增益。

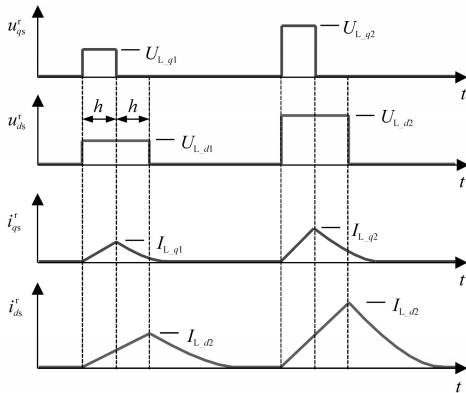


图6 电感参数辨识示意图

Fig.6 Schematic diagram of inductance parameter identification

3.3 前馈电压和转矩常数(u_{q0}, u_{d0}, K_t)

虽然电阻和电感参数辨识是静态的,但转子必须转动才能测量前馈电压、转矩常数和机械参数。图7为测量这些量的电流和转速波形示意图。

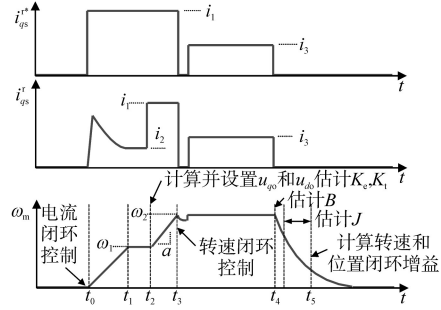


图7 前馈电压、转矩常数和机械参数测量示意图

Fig.7 Schematic diagram of feedforward voltage, torque constant and mechanical parameter measurement

电流控制器增益在 $t=t_0$ 时设置,然后施加恒定的 q 轴电流指令 i_1 ,并将 i_{ds}^r 设置为0。受电流控制器中的积分器限制,当转速稳定在 ω_1 时, i_{qs}^r 设先增加后减小至 i_2 。其中 ω_1 约是额定转速的1/2,因为积分器电压限制在额定相电压的1/2。在 i_{qs}^r 达到稳定后,永磁磁链可估计为

$$\hat{K}_e = \frac{P}{2} \hat{\Psi}_m = \frac{u_{qs}^{r*} - i_{qs}^r (\hat{L}_{qs} \cdot s + \hat{r}_s)}{\omega_m} \quad (23)$$

$$\hat{K}_t = 3\hat{\Psi}_e/2$$

式中: \hat{K}_e 为电机反电动势常数估计值; u_{qs}^{r*} 为 q 轴电压指令; K_t 为转矩常数; \hat{K}_t 为转矩常数估计值。

此外,可使用式(6)和式(7)计算去耦电压 u_{q0} 和 u_{d0} 。在 $t=t_2$,在电流控制器中输入 u_{q0} 和 u_{d0} 。由于考虑了去耦电压,电流跟踪误差降低到接近于0,并且电机逐渐加速。

4 机械参数辨识

在 $t=t_3$ 时刻,当电机转速达到预设转速 ω_2 时,电流指令在短时间内设定为0,以结束加速,然后关闭转速控制环,并将指令设定为 ω_2 。基于式(13),以及估计转矩常数 \hat{K}_t 和初始转动惯量 \hat{J}_0 设定转速控制回路增益,粘性摩擦系数 B 在计算中设置为0。初始转动惯量 \hat{J}_0 计算如下:

$$\hat{J}_0 = \hat{K}_t i_1 / a \quad (24)$$

式中: a 为 t_2 至 t_3 的加速度。

初始转动惯量是近似值,因为在忽略了粘性摩擦系数 B 的影响的同时,电流测量值也存在误差。然而,它仍然可以促进调节转速控制器使转速达到稳态。实验结果表明,如果任意设定速度闭环增益,电机可能会振荡一段时间。因此,参数自整定过程会消耗更多时间。

在 $[t_3, t_4]$ 期间,计算 i_{qs}^r 平均值并表示为 i_3 。如图7所示,在 $t=t_4$ 时电机达到稳态。故 B 可计算为

$$\hat{B} = \hat{K}_t \cdot i_3 / \omega_2 \quad (25)$$

在完成参数 B 估计后,所有控制器均关闭,并将电机减速到0。该时间段的电机转速可表示为

$$\omega_m = \omega_2 \cdot e^{-\frac{\hat{B}}{J}t} \quad (26)$$

因此,可以通过曲线拟合在 $[t_4, t_5]$ 期间使用转速波形计算电机转动惯量。使用曲线拟合计算的转动惯量更为精确,因为它对测量噪声不太敏感。在完成参数 J 和 B 辨识后,可计算转速和位置控制增益。

图8给出了控制器增益自整定过程的流程图。

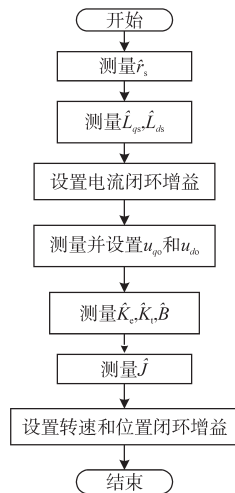


图8 控制器增益自整定过程流程图

Fig.8 Flow chart of controller gain tuning process

5 实验验证

为验证永磁交流电机驱动系统的控制器自整定策略的效果,基于1台额定功率为400 W,4对极永磁交流电机搭建了测试平台,并开展了相关实验,如图9所示。

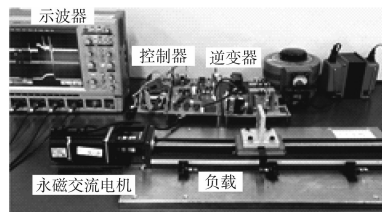


图9 实验系统

Fig.9 Experimental system

驱动控制器使用DSP实现。控制器采样频率设置为18 kHz,转速和位置控制闭环的采样频率设置为2.2 kHz。电机主要参数列于表1。电阻和电感测量的电压脉冲幅度分别为3.1 V,4.8 V,25 V和50 V,前2个脉冲宽度为62.5 ms,后2个脉冲宽度参数 $h=55 \mu s$ 。电流环、转速环和位置环

的截止频率分别设定为600 Hz,30 Hz和6 Hz。

表1 主要电机参数

Tab.1 Main parameters of the motor			
参数	实际值	估计值	误差
r_s	2.7 Ω	2.89 Ω	6.3%
L_{qs}	5.5 mH	4.99 mH	9.2%
L_{ds}	4.67 mH	5.25 mH	11%
J	0.000 328 $kg \cdot m^2$	0.000 344 $kg \cdot m^2$	5%
B	0.002 33 $N \cdot m / rad / s$	0.002 45 $N \cdot m / rad / s$	5.1%
K_t	0.486 $N \cdot m / A$	0.478 $N \cdot m / A$	1.5%

图10显示了控制器参数自整定过程中的 q 轴和 d 轴电流波形、转速波形,设定的目标转速为1 500 r/min。图11和图12所示为图10中的细节波形,分别是 r_s, L_{qs} 和 L_{ds} 的测量波形、以及 K_t, J 和 B 的测量波形。图11中2个较大的方波脉冲是电阻测量脉冲,2个较小的脉冲是电感测量脉冲,从图11可看出,电阻和电感参数测量耗时约为0.3 s。图12的上半部分显示了电机驱动控制器的工作模式。如前所述,在恒定电流控制期间,控制器中计算得到了 u_{q0} 和 u_{d0} ,并估计了 K_t 。在电动机达到目标转速后开始计算初始转动惯量 J_0 ,然后使用 K_t 和 J_0 来整定转速控制器,并将其激活。在转速控制周期结束时,计算出了参数 B 的值。然后关闭电机驱动控制器以最终测量转动惯量 J 。在控制器关闭后不久,电机转速即达到稳态。在完成 J 测量后,将驱动器设置为制动模式。然后整定位置和转速控制回路增益,至此,电机驱动系统准备好进行伺服操作。

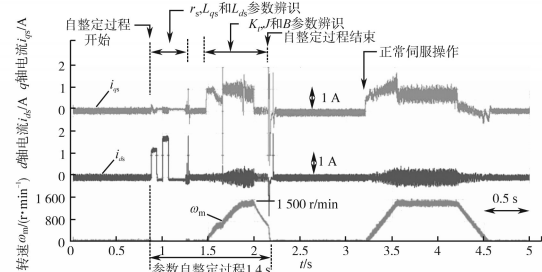


图10 控制器自整定过程中的电流和转速波形

Fig.10 Current and speed waveforms during controller auto-tuning

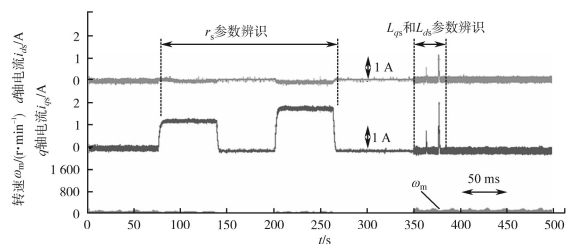


图11 电阻和电感参数辨识过程中的电流和转速波形

Fig.11 Current and speed waveforms during resistance and inductance parameter identification

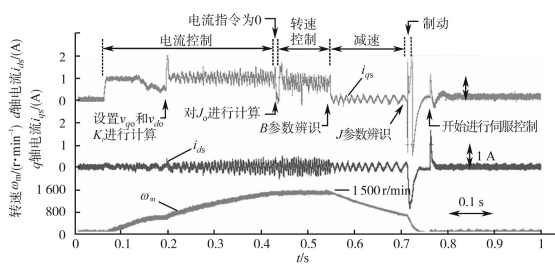


图12 前馈电压、转矩常数和机械参数辨识过程中的电流和转速波形

Fig.12 Current and speed waveforms during feedforward voltage, torque constant and mechanical parameter identification

实验过程中,参数自整定由控制器主体,即TI公司的DSP芯片TMS320F28335完成,主频为150 MHz,即单指令周期为6.7 ns。实测数据曲线主要是电压和电流量,由示波器泰克4054读取。其中 r_s, L_{qs} 和 L_{ds} 的辨识由注入4个电压脉冲中第1个电压脉冲起始到最后1个脉冲结束为该状态的时间判定, K_t, J 和 B 的测量有电机转动开始到电机制动停止结束。从第1个电压脉冲开始到电机制动停机的整个过程即控制器参数自整定过程所耗费的时间,从示波器上读取为1.4 s。

为了验证参数整定后控制器性能,对 q 轴电流、转速和位置控制闭环频率响应进行测试,结果如图13所示。从图13a中可以看出,当截止频率设置为600 Hz时,频率响应到达预期。图13b显示转速闭环频率响应约有60 Hz的带宽,这和预设一致。对于图13c中的位置闭环频率响应曲线,-3 dB对应频率点为6 Hz,这符合设计带宽。图14为 q 轴电流控制回路的阶跃响应曲线,从图14中可看出,上升时间为600 μ s。考虑到电流幅值限制,可在最大加速度下测试转速控制,其响应如图15所示,加速期间的 q 轴电流约为3 A。图16给出了应用正弦位置指令时的位置闭环控制响应,当正弦位置指令频率为6 Hz时,电机位置值衰减到参考值的0.707倍。图17中波形示出了当电机以1000 r/min转速运行时,施加额定负载转矩的响应,从图17中可看出,扰动施加后约0.3 s内电机在驱动系统控制下恢复到原始转速。此外,表1中汇总了使用所提出的参数辨识方案计算得到的参数与直接测量的对比。其中参数辨识进行了5次并取平均值。直接测量值和自动辨识参数值间的百分比误差显示在表1中最右一栏,大部分参数误差都在10%以内,其中,电感辨识误差稍大。

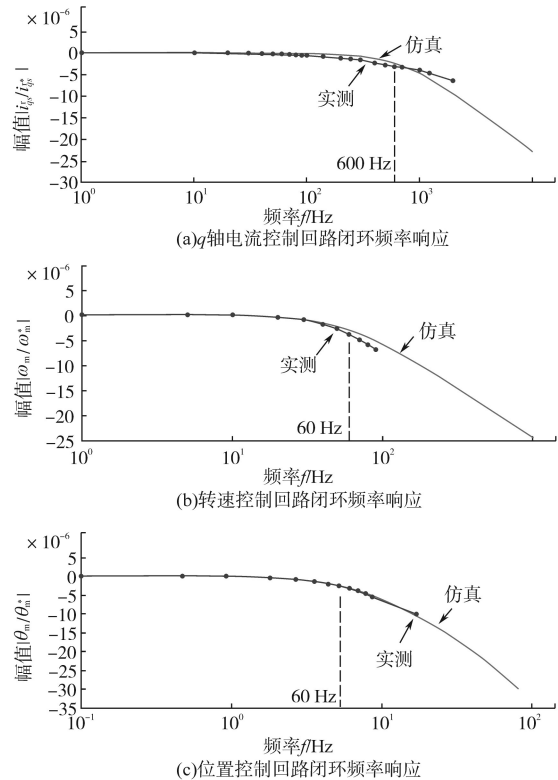


图13 q 轴电流、转速和位置控制回路的闭环频率响应

Fig.13 Closed loop frequency response of q -axis current, speed and position control loop

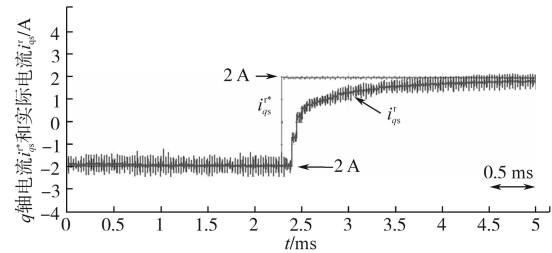


图14 q 轴电流控制回路的阶跃响应曲线

Fig.14 Step response curve of q -axis current control loop

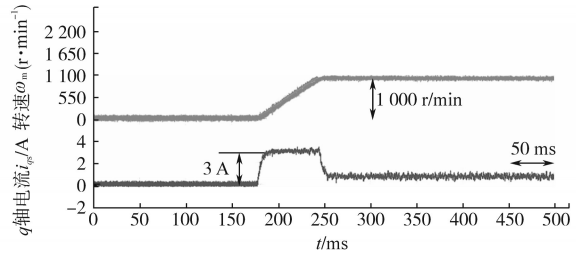


图15 转速控制回路的响应曲线

Fig.15 Response curve of speed control loop

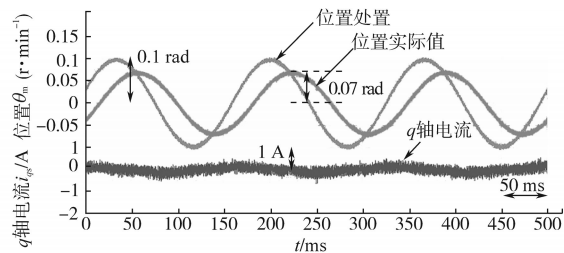


图16 位置控制回路的阶跃响应曲线

Fig.16 Step response curve of position control loop

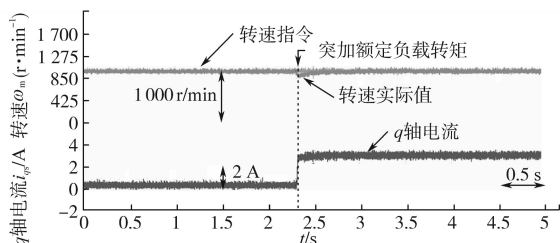


图17 突加额定负载转矩时的响应

Fig.17 Response when rated load torque is suddenly added

6 结论

本文设计了一种交流永磁电机伺服驱动系统的控制器自整定方案。方案首先对电机参数进行了辨识,采用了注入电压脉冲信号的方法,即根据要识别的参数,控制器向电机驱动器发出适当的信号以进行测量。然后,利用识别的参数自动调整各个控制回路增益。实验结果验证了该方案能够较为准确地估计参数,并且可在1.4 s内完成控制器整定。整定后的控制器具有预先设计的动态性能,即各个控制闭环的频率响应与期望性能一致。

参考文献

- [1] 刘春强,骆光照,涂文聪,等.基于自抗扰控制的双环伺服系统[J].中国电机工程学报,2017,37(23):7032-7039.
- [2] 刘康,舒志兵,曹海笑.交叉耦合算法在龙门进给系统中的应用分析[J].电气传动,2017,47(6):56-59.

- [3] 王爽,冯坚栋,丁雪,等.基于最优开环截止频率学习的永磁伺服系统PI控制器参数整定方法[J].电工技术学报,2017,32(21):44-54.
- [4] 刘景林,公超,韩泽秀,等.永磁同步电机闭环控制系统数字PI参数整定[J].电机与控制学报,2018,22(4):26-32.
- [5] Calvini M, Carpita M, Formentini A, *et al.* PSO-based Self-Commissioning of Electrical Motor Drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2): 768-776.
- [6] 荆建立,王艳春,朱永庆.无刷直流电机模糊参数自适应PID控制[J].控制工程,2018,25(5):915-919.
- [7] Tadokoro D, Morimoto S, Inoue Y, *et al.* Method for Auto-Tuning of Current and Speed Controller in IPMSM Drive System Based on Parameter Identification[C]// Power Electronics Conference. IEEE, 2014.
- [8] Hamida M A, De Leon J, Glumineau A, *et al.* An Adaptive Interconnected Observer for Sensorless Control of PM Synchronous Motors with Online Parameter Identification[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 739-748.
- [9] 黄松,田娜,纪志成.一种新的自适应变异粒子群优化算法在PMSM参数辨识中的应用[J].电工电能新技术,2016,35(6):67-73.
- [10] 刘春强,刘伊伦,孔凡一,等.基于时变参数扰动观测器补偿的永磁同步电机非光滑速度调节器[J].电工技术学报,2019,34(4):664-672.
- [11] Liu K, Zhu Z Q, Stone D A. Parameter Estimation for Condition Monitoring of PMSM Stator Winding and Rotor Permanent Magnets[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(12):5902-5913.

收稿日期:2019-04-05

修改稿日期:2019-05-17