

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司
支持

刘冬,李浩东,何焯毅,罗伟维.
基于QFT的永磁同步电机伺服系
统PID控制器的设计.
电机与控制应用,2021,48(8):36.



SEARI
上電科

NCMS
上科电机

www.nems.com.cn

掌握电机行业制造核心技术,
辐射智能制造产业发展



· 业务范围 ·



异步电机装配线



永磁电机装配线



悬挂链电机喷漆线

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.nems.com.cn

地址: 上海市武宁路505号

手机: 18918357509

电话: 021-62574990-436

传真: 021-62163904

邮箱: wangcj@seari.com.cn

基于 QFT 的永磁同步电机伺服系统 PID 控制器的设计

刘 冬, 李浩东, 何焯毅, 罗伟维
(广东工业大学 自动化学院, 广东 广州 510006)

摘 要: 针对永磁同步电机(PMSM)伺服系统在运行过程中因转动惯量变化而带来负面影响的问题,提出了基于定量反馈理论(QFT)的PID控制器的设计方法。通过将转动惯量视为参数变化量,从而获得了被控对象的不确定性模型,然后设计性能指标,运用QFT,在Nichols图上合成了PID型控制器。仿真和试验结果表明,所提方法有效改善了PMSM伺服系统转动惯量变化带来的影响,提升了系统的鲁棒性。最后,通过与PI控制器的对比表明了其优越性。

关键词: 永磁同步电机(PMSM); 定量反馈理论(QFT); 惯量变化; PID

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)08-0036-08

doi: 10.12177/emca.2021.068

Design of PID Controller for PMSM Servo System Based on QFT

LIU Dong, LI Haodong, HE Zhuoyi, LUO Weiwei

(School of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

Abstract: During the operation, the change of moment of inertia has a negative influence on permanent magnet synchronous motor (PMSM) servo system. Therefore, the quantitative feedback theory (QFT) is used to design PID controller. The moment of inertia is regarded as the parameter variation, and the uncertainty model of the controlled plant is obtained. Then the expected performance index is set. The PID controller is synthesized on Nichols diagram by QFT. Simulation and experimental results show that the proposed method can effectively improve the influence of moment of inertia change of PMSM servo system and enhance the robustness of the system. Finally, the comparison with PI controller shows its superiority.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); quantitative feedback theory (QFT); inertia variation; PID

0 引 言

永磁同步电机(PMSM)因其体积小、结构简单、功率因素大、转动惯量小以及易控制等优点广泛应用于数控机床、航空航天、汽车以及机器人等领域^[1]。PMSM伺服系统在运行过程中,系统的转动惯量会因环境的改变而发生变化,进而影响

伺服系统的控制性能。因此,为了获得良好的控制性能,有必要提升系统的鲁棒性来抑制转动惯量变化给系统带来的不良影响。

当PMSM伺服系统在运行过程中负载转动惯量发生变动时,系统的动态响应会受到影响。当转动惯量增大时,系统加速度会减小,从而使系统的调节时间增大,甚至会出现不稳定现象;转动

收稿日期: 2021-03-30; 收到修改稿日期: 2021-07-01

作者简介: 刘 冬(1997—),男,硕士研究生,研究方向为伺服驱动控制。

李浩东(1996—),男,硕士研究生,研究方向为伺服驱动控制。

何焯毅(1996—),男,硕士研究生,研究方向为伺服驱动控制。

惯量减小时,系统加速度会增加,而使系统的超调增大,甚至可能会出现振荡现象^[1]。传统的 PI 控制器的参数整定使用的是转动惯量的初始值,并未考虑系统转动惯量发生变化的情况。当伺服系统的转动惯量发生变动时,其控制性能会受到一定的影响。因此,对于伺服系统转动惯量变化这一问题,有必要采取有效可靠的方法来抑制其带来的不良影响。

国内外学者对系统转动惯量变化所带来的影响的抑制提出了许多解决方法,主要有滑模控制^[2-3]、自适应控制^[4-7]、智能控制^[8]和鲁棒控制^[9-10]等。文献[2-3]均使用自适应滑模变结构的速度控制方法,通过模型参考自适应系统(MRAS)辨识出系统的转动惯量,然后将辨识后的值应用于滑模控制(SMC)中,增强了系统的鲁棒性,并抑制了惯量扰动的影响。但该方法实现较为复杂,且控制性能与辨识精度有关。在[4-5]中作者通过辨识方法在线辨识转动惯量,然后将辨识后的值给 PI 控制器,得到了可以依据转动惯量变化在线改变参数的自适应 PI 控制器,提升了系统的鲁棒性。文献[6]将模糊推理与积分反步控制结合,能够根据转速误差和变化率自调整增益,提高了系统对内部参数摄动的鲁棒性,但该结构复杂,不利于工程实际应用。文献[7]通过梯度下降法在线调整 PID 控制器的增益,能有效处理系统参数不确定性的问题,但其收敛的快慢对系统的性能有一定的影响。在文献[8]中作者提出了一种基于直接电压控制的自适应径向基函数(RBF)神经网络的控制策略,该方法无需电流控制回路,且对系统参数摄动具有较好的鲁棒性,但该方案的实现过程复杂。文献[9]中利用 H_∞ 控制理论设计鲁棒控制器,提升了系统的鲁棒性,但该方法设计复杂,需要一定的理论基础,不利于实际应用。文献[10]将定量反馈理论(QFT)与 H_∞ 控制理论结合,有效抑制了转动惯量的扰动,但该方法设计的控制器结构复杂,不适合工程应用。

以上文献实现过程较为复杂或者设计的控制器结构复杂,导致实际应用困难。本文在考虑实际应用的前提下,将系统转动惯量的变化考虑在内,运用 QFT,设计性能指标,在 Nichols 图上合成鲁棒控制器。最后通过仿真以及试验,论述了本

文所提方案的有效性和可行性。

1 QFT

1.1 简介

QFT 是由以色列教授 Horowitz 在 20 世纪 60 年代初提出的^[11]。起初由于其大量复杂的计算而未受到太多的关注,而后由于计算机和工具包的快速发展才得以广泛应用。

QFT 是一种频域的设计方法,将经典控制理论中的频域校正思想推广应用到了对不确定性系统的鲁棒控制率设计,将对象的不确定性用定量的形式在 Nichols 图上形成边界,进而设计控制器^[12]。

基于 QFT 的控制系统通常为二自由度控制系统,其控制结构如图 1 所示。

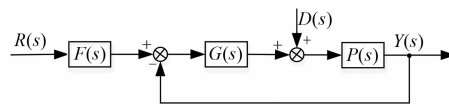


图 1 QFT 控制系统结构

其中, $R(s)$ 、 $Y(s)$ 和 $D(s)$ 分别为给定输入、输出和扰动输入信号, $F(s)$ 和 $G(s)$ 分别为预置滤波器和控制器, $P(s)$ 为被控对象。

1.2 QFT 鲁棒控制器设计步骤

1.2.1 建立标称模板

将控制对象的不确定性考虑在内建立不确定性模型,得控制对象的集合 $P(s)$, 选取能够表现出对象不确定性的频率集合 $\omega = \omega_i, (i = 1, 2, \dots, n)$, 然后将 $P(s)$ 绘制于 Nichols 图中即可得对象模板, 取参数变化量的标称值即得标称模板, 标称值的选取一般不做特殊要求。特定频率下标称模板的示例如图 2 所示。

图 2 中“○”围起来的区域体现出对象的不确定性, 该区域越大, 不确定性越大。“×”代表选取的标称值, 0.5 代表所选取的频率值。

1.2.2 设定性能指标

通过设定期望的性能指标可以获得期望的控制性能。常用的性能指标有鲁棒稳定裕度指标、抗扰动指标以及参考跟踪指标等。

鲁棒稳定裕度指标为

$$\left| \frac{G(j\omega)P(j\omega)}{1 + G(j\omega)P(j\omega)} \right| \leq \delta_1(\omega) = W_s \quad (1)$$

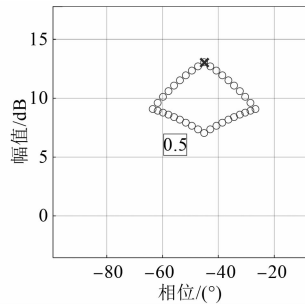


图2 Nichols 示例

式中: $\delta_1(\omega)$ 为期望的闭环传递函数上限。

通过设定其幅值 W_s 即可获得期望的幅值裕度 M_g 和相位裕度 M_p , 其关系式如下:

$$\begin{cases} M_g = 1 + \frac{1}{\delta_1(\omega)} \\ M_p = 180^\circ - 2\arccos\left[\frac{0.5}{\delta_1(\omega)}\right] \end{cases} \quad (2)$$

抗输入扰动指标为

$$\left| \frac{P(j\omega)}{1 + G(j\omega)P(j\omega)} \right| \leq \delta_2(\omega) \quad (3)$$

式中: $\delta_2(\omega)$ 为输入扰动传递函数的期望上限, 既可为常数, 亦可传递函数。

传递函数可取:

$$\delta_2(s) = \frac{K_2 s}{s^2 + 2\zeta_2 \omega_{n2} s + \omega_{n2}^2} \quad (4)$$

式中: ζ_2 和 ω_{n2} 分别为阻尼比和自然频率; K_2 为一次项系数, 与扰动幅值的抑制有关, 该值越大, 对扰动的抑制越弱, 反之则越强。

参考跟踪指标包含上边界 $\delta_{up}(\omega)$ 和下边界 $\delta_{lo}(\omega)$, 如下:

$$\delta_{lo}(\omega) \leq \left| \frac{F(j\omega)G(j\omega)P(j\omega)}{1 + G(j\omega)P(j\omega)} \right| \leq \delta_{up}(\omega) \quad (5)$$

其中, 上下边界常取标准的二阶系统传递函数, 并在上下边界分别加入远离虚轴的零点和极点, 以扩大在高频输出的设计范围, 上下边界限制分别如下:

$$\delta_{up}(s) = \frac{\left(\frac{s}{z} + 1\right) \omega_{n-p}^2}{s^2 + 2\zeta_p \omega_{n-p} s + \omega_{n-p}^2} \quad (6)$$

$$\delta_{lo}(s) = \frac{\omega_{n-l}^2}{\left(\frac{s}{p} + 1\right) (s^2 + 2\zeta_l \omega_{n-l} s + \omega_{n-l}^2)} \quad (7)$$

式中: z 和 p 分别为远离虚轴的零极点; ω_{n-p} 和 ω_{n-l} 分别为上下边界的自然频率; ζ_p 和 ζ_l 分别为上下边界的阻尼比, 且 $\zeta_p < 1, \zeta_l \geq 1$ 。

1.2.3 合成性能边界

求解不等式(1)、式(3)和式(5)可得 $G(s)$ 幅值的取值范围, 在 $-360^\circ \sim 0^\circ$ 之间按比例选取其相位值, 与 $P(s)$ 的幅值相乘、相位相加即可得开环传递函数 $L(s)$ 的幅值和相位, 将该幅值、相位与设定的频率集 ω_i 绘制于 Nichols 图上可得合成控制器所需的性能边界。

1.2.4 控制器设计

通过给 $G(s)$ 调整增益、加入零极点等环节, 使得开环频率响应曲线在 Nichols 图中的 ω_i 处高于性能边界即可。

1.2.5 预置滤波器设计

与控制器的设计同理, 同样给 $F(s)$ 添加零极点等环节。若闭环传递函数的 Bode 图处于参考跟踪指标的 Bode 图之中, 则 $F(s)$ 设计合理。

2 PID 控制器的设计

2.1 性能边界生成

2.1.1 标称模板的建立

PMSM 伺服系统双闭环结构如图 3 所示。

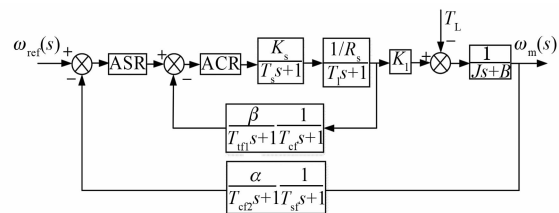


图3 PMSM 伺服系统双闭环结构图

其中, $\omega_{ref}(s)$ 和 $\omega_m(s)$ 分别为给定和输出转速, ASR 为转速控制器, ACR 为电流控制器 (本文为 PI 控制器), K_s 、 K_t 、 R_s 、 J 、 B 和 T_L 分别为功率变换器放大倍数、转矩系数、定子电阻、转动惯量、黏滞摩擦系数和负载转矩, T_s 、 T_t 、 T_{t1} 、 T_{t2} 、 T_{cf} 和 T_{sf} 分别为功率变换器延时时间、电磁时间常数、电流采样延时时间、测速延迟时间、电流滤波时间常数和速度滤波时间常数, α 和 β 分别为速度环反馈系数和电流环反馈系数。

将电流环等效为一阶惯性环节, 因此速度环的控制对象为

$$P(s) = \frac{\frac{\alpha}{\beta}}{T_{\Sigma n}s + 1} \frac{K_t}{Js + B} = \frac{0.1557}{7.548e^{-4}J + (1.736e^{-6} + J) + 2.3e^{-3}} \quad (8)$$

式中: $T_{\Sigma n}$ 为等效时间常数, $T_{\Sigma n} = T_{i2} + T_{st} + 1/K_1$; K_1 为电流环增益; 系统转动惯量取值为 $J \in [0.001, 0.01]$, 取转动惯量标称值为电机本体转动惯量 J_0 , 即 $J = J_0 = 0.00125$, 此时式(8)为标称模型。频率集 ω_i 选取为 $\omega_i = [0.1 \ 0.3 \ 0.6 \ 1 \ 4 \ 10 \ 20 \ 50 \ 100 \ 200 \ 500 \ 1000 \ 2000] \text{ rad/s}$ 。

将标称模型与 ω_i 绘制于 Nichols 即为标称模板, 如图 4 所示。

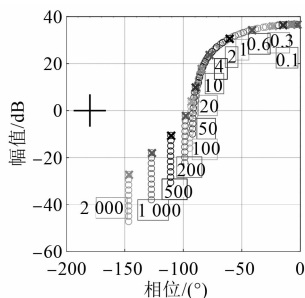


图4 被控对象模板

图 4 中“o”表示的为被控对象的取值, “x”表示的即为标称模板。

2.1.2 性能指标的选取及边界生成

鲁棒稳定裕度指标及边界。取 $W_s = 1.25$, 由式(2)可得此时 M_p 和 M_g 分别为: $M_p = 5.1055$, $M_g = 47.1564^\circ$ 。该性能指标在 Nichols 图上生成的边界如图 5 所示。

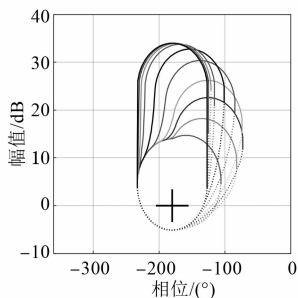


图5 鲁棒稳定裕度边界

抗输入扰动指标及边界。取峰值时间 $t_p \leq 0.005 \text{ s}$, 阻尼比 $\zeta_2 = 0.6$, 单位阶跃扰动输入信号

的输出幅值小于 0.15, 则由式(4)可得:

$$\delta_2(s) = \frac{70s}{s^2 + 278.19s + 53742.37} \quad (9)$$

该性能指标在 Nichols 图上生成的边界如图 6 所示。

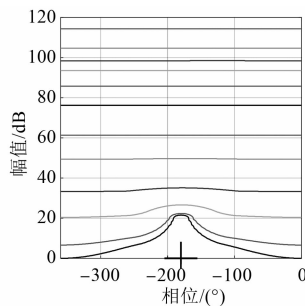


图6 输入扰动抑制边界

参考跟踪指标及边界。上边界, 超调量 $\sigma \leq 5\%$, 调节时间 $t_{s_u} \leq 0.018 \text{ s}$, 零点 $z = 345.745$, 则由式(6)可得:

$$\delta_{up}(s) = \frac{300s + 103723.411}{s^2 + 458.244s + 103723.411} \quad (10)$$

下边界, 阻尼比 $\zeta_1 = 1.05$, 调节时间 $t_{s_l} \leq 0.05 \text{ s}$, 极点 $p = 1000$, 则由式(7)可得:

$$\delta_{lo}(s) = \frac{10364.84}{0.001s^3 + 1.214s^2 + 223.885s + 10364.84} \quad (11)$$

该性能指标在 Nichols 图上生成的边界如图 7 所示。

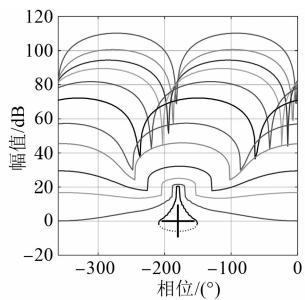


图7 参考跟踪边界

2.1.3 合成性能边界

本文性能边界以及控制器的合成借助 Garcia-Sanz 教授及其团队开发的 QFT 工具箱 (QFTCT)^[13]。控制器合成的性能边界为图 5~图 7 的交集, 边界合成结果如图 8 所示。

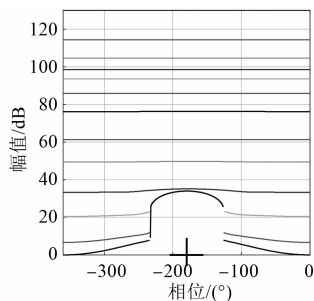


图8 边界合成

2.2 PID 控制器的合成

2.2.1 PID 控制器结构

PID 控制器的一般结构如下:

$$u(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d s}{1 + T_n s} \right) e(s) \quad (12)$$

式中: $e(s)$ 和 $u(s)$ 分别为输入误差信号和输出控制信号; K_p 、 K_i 和 K_d 分别为比例系数、积分系数以及微分系数; T_n 为滤波时间常数。

式(12)做等效变换,可得:

$$u(s) = \frac{K \left(\frac{s}{z_1} + 1 \right) \left(\frac{s}{z_2} + 1 \right)}{s \left(\frac{s}{p} + 1 \right)} e(s) \quad (13)$$

$$\text{其中: } \begin{cases} K_p = \frac{K(z_1 + z_2)}{z_1 z_2} - \frac{K}{p} \\ K_i = K \\ K_d = \frac{K}{z_1 z_2} + \frac{K}{p^2} - \frac{K(z_1 + z_2)}{z_1 z_2 p} \\ T_n = \frac{1}{p} \end{cases}$$

因此,由式(13)可知,在合成 PID 控制器时,只需要给控制器 $G(s)$ 调整增益 K 、添加零点 z_1 和 z_2 、极点 p 以及积分环节 $1/s$ 即可获得 PID 控制器。

2.2.2 PID 控制器合成步骤

未加入控制器 $G(s)$ (或 $G(s) = 1$) 的开环频率响应曲线 $L(s)$ 与性能边界的 Nichols 图如图 9 所示。

基于 QFT 的 PID 控制器的合成分为调整增益 K 、添加积分环节 $1/s$ 、零点 z_1 、零点 z_2 以及极点 p 5 个环节,其合成步骤如下。

(1) 给控制器添加积分环节 $1/s$ 。

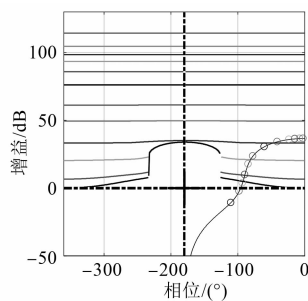


图9 开环频率响应曲线与性能边界 Nichols 图

(2) 调整控制器增益 K , 直到 $L(s)$ 在频率点 ω_i 处高于性能边界。

(3) 加入零点 z_1 。零点的加入会增加系统的相位, 可以让 $L(s)$ 向右边移动, 且零点较小时主要影响 $L(s)$ 的低中频, 较大时则影响高频。 z_1 取值较小, 先满足低中频要求。

(4) 加入零点 z_2 。 z_2 取值较大, 满足高频要求, 且 $L(s)$ 在高频处不应穿越稳定裕度边界。

(5) 加入极点 p , 给 PID 控制器增加滤波环节。极点会降低系统的相位, 使 $L(s)$ 向左边移动, p 取值通常较大。

PID 控制器的设计结果如下:

$$G(s) = \frac{900 \left(\frac{s}{75} + 1 \right) \left(\frac{s}{3600} + 1 \right)}{s \left(\frac{s}{10000} + 1 \right)} \approx 12.25 + \frac{900}{s} + \frac{0.0033s}{1 + 0.00001s} \quad (14)$$

图 10 为 PID 控制器合成结果。

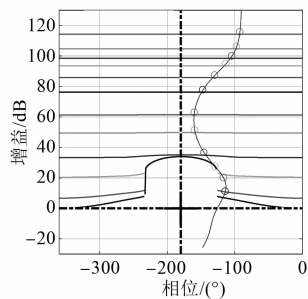


图10 PID 控制器合成结果

2.3 预置滤波器的设计

通过给预置滤波器添加零极点等环节, 系统闭环传递函数的 Bode 图处于参考跟踪指标的 Bode 图之中, 如图 11 所示。

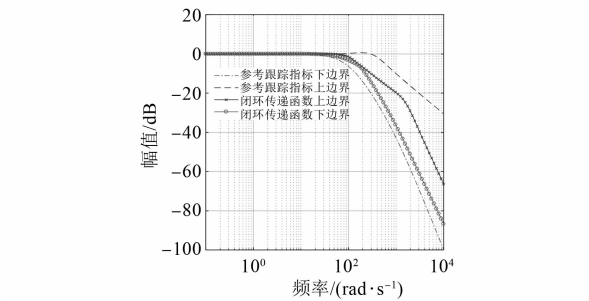


图 11 参考跟踪指标与闭环传递函数 Bode 图

$F(s)$ 的设计结果如下:

$$F(s) = \frac{1}{\frac{s}{90} + 1} \tag{15}$$

3 仿 真

基于 MATLAB/Simulink 的仿真平台搭建 PMSM 伺服系统仿真模型,采用 $i_d = 0$ 的控制策略,电流环采用 PI 控制器,电机参数如表 1 所示。

表 1 PMSM 参数

参数名称	参数值
定子电阻 R_s/Ω	0.443
定子电感 L/H	0.001 487 5
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.163
极对数 n_p	4
额定电压 U_N/V	220
额定转速 $n_N/(r \cdot \min^{-1})$	2 500
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.001 25
黏滞摩擦系数 $B_m/(N \cdot m \cdot s)$	0.002 3

给定转速 0.24pu (600 r/min),速度控制器采用 QFT 控制器,系统转动惯量 J 分别取 1 倍标称转动惯量 J_0 、3 倍标称转动惯量 $3J_0$ 和 5 倍标称转动惯量 $5J_0$ 时转速波形如图 12 所示。

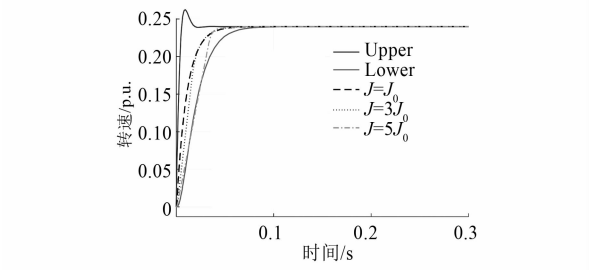


图 12 不同转动惯量下的转速波形

由图 12 可知,系统转动惯量取 1~5 倍的标称惯量时,系统的输出均处于上边界和下边界之间。因此,该控制器设计合理。

当 $J = 5J_0$ 时,将 QFT 速度控制器与速度 PI 控制器对比,分别采用两者速度控制器的转速波形如图 13 所示,其他惯量下的转速波形比较如表 2 所示。

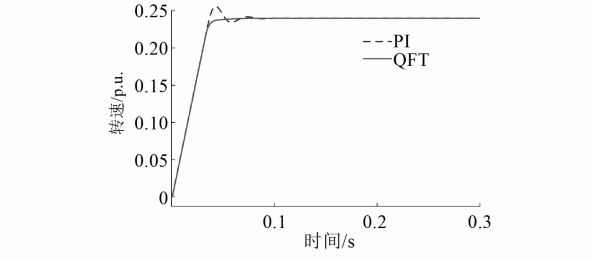


图 13 $J = 5J_0$ 时转速比较

表 2 不同转动惯量下转速波形比

控制器	转动惯量	上升时间/ms	超调量/%	调节时间/ms
PI	J_0	8.3	4.0	14
	$3J_0$	23.0	6.0	55
	$5J_0$	37.0	6.6	81
QFT	J_0	22.6	0	54
	$3J_0$	22.1	0	54
	$5J_0$	28.8	0	54

从图 13 和表 2 可知,在加载不同的转动惯量时,基于 QFT 设计的 PID 速度控制器相比 PI 速度控制器具有更小的上升时间和调节时间,且无超调,拥有更好的鲁棒性能。

4 试 验

试验采用 GSK 公司的 130SJT-M075D (A4I) 型 PMSM (电机参数同表 1)、GR2050T 型驱动器以及 TI 公司的 TMS320F28377S 型 DSP 处理器搭建 PMSM 伺服系统的试验平台。PMSM 伺服系统平台与惯量台如图 14 所示。

电流环采用 PI 控制器,速度控制器使用 QFT 控制器,采样频率为 16 K,给定转速为 0.24pu,分别给系统从零加到 4 个惯量盘(一个惯量盘等于一倍的电机本体惯量)时,系统电流和转速波形分别如图 15(a)和图 15(b)所示。

图中 J_L 为所加的惯量盘的大小, J_0 为一个惯

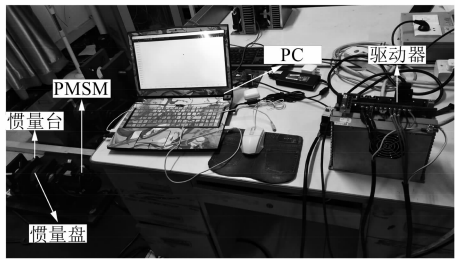


图 14 PMSM 试验平台

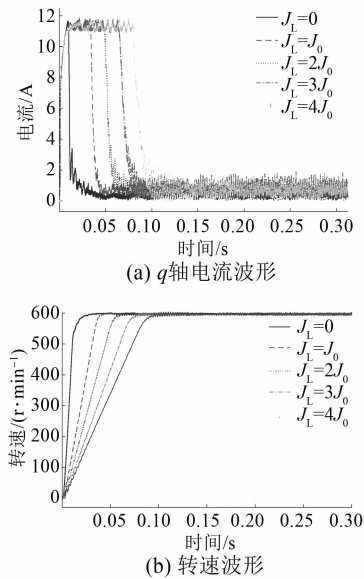


图 15 不同转动惯量下的波形比较

量盘的大小。由图 15 可知,当系统从零增加四个惯量盘时,系统的转速均未产生超调, q 轴电流和转速波形的稳态均没有大的波动。可以看出该控制器具有较强的鲁棒性,能够有效抑制转动惯量的扰动。

同样的条件下将 QFT 速度控制器与 PI 速度控制器进行比较,其中系统未加惯量盘的转速波形比较如图 16 所示,加入不同个数惯量盘时的数据情况如表 3 所示。

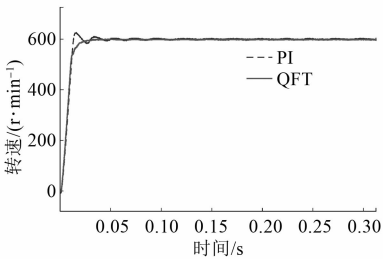


图 16 未加惯量盘时转速波形比较

表 3 不同控制器下的转速波形数据比较

控制器	J_L	上升时间/ms	超调量/%	调节时间/ms
PI	0	13.2	4.17	30.0
	J_0	37.3	7.33	53.2
	$2J_0$	56.0	6.67	75.0
	$3J_0$	68.5	6.67	90.5
	$4J_0$	90.0	5.83	114.0
QFT	0	9.9	0	28.0
	J_0	28.0	0	41.0
	$2J_0$	42.0	0	59.0
	$3J_0$	55.4	0	77.0
	$4J_0$	68.0	0	94.0

由图 16 和表 3 可知,与 PI 控制器相比,使用 QFT 速度控制器时系统的上升时间、超调量和调节时间在不同的 J_L 下均要优异,且均未产生超调。由此可知使用 QFT 速度控制器比使用 PI 速度控制器的鲁棒性强,对负载转动惯量的扰动具有更好的抑制效果。

将所得结果与文献[14]相比较而言,本文所提方法设计的控制器不仅结构简单、确定,设计目标明确,且具有较强的鲁棒性,更适合工程应用。

5 结 语

本文提出了一种基于 QFT 的 PID 控制器设计方法,设计过程不涉及较深的理论,实现过程简单,不仅适用于实际应用,而且能有效改善系统的鲁棒性。最后,在不同的负载转动惯量下进行了仿真和试验,验证了本文所提方法对转动惯量扰动抑制的合理性。此外,还将该方法与传统的 PI 控制器进行对比,结果表明所提方法的鲁棒性更为优异,对转动惯量扰动的抑制更加明显。

【参考文献】

[1] 荀倩,王培良,李祖欣,等. 基于递推最小二乘法的永磁伺服系统参数辨识[J]. 电工技术学报,2016,31(17): 161.

[2] 宋哲,杨军,梅雪松,等. 永磁同步电机抗惯量扰动自适应速度控制[J]. 西安交通大学学报,2020,54(12): 14.

[3] 侯利民,徐越,何佩宇,等. 辨识转动惯量扰动观测器的 PMSM 滑模控制[J]. 电机与控制学报,2020,24(9): 165.

- [4] CHEN Y, YANG M, LONG J, et al. A moderate online servo controller parameter self-tuning method via variable-period inertia identification [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34 (12): 12165.
- [5] NIU L, XU D, YANG M, et al. On-line inertia identification algorithm for PI parameters optimization in speed loop [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 849.
- [6] 王伟然, 吴嘉欣, 张懿, 等. 永磁同步电机模糊自适应自适应积分反步控制 [J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 724.
- [7] JUNG J, LEU V Q, DO T D, et al. Adaptive PID speed control design for permanent magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 900.
- [8] CHAOU H, KHAYAMY M, OKOYE O. Adaptive RBF network based direct voltage control for interior PMSM based vehicles [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(7): 5740.
- [9] 侯利民, 申鹤松, 阎馨, 等. 永磁同步电机调速系统 H_∞ 鲁棒控制 [J]. 电工技术学报, 2019, 34 (7): 1478.
- [10] WU B, HSU P. Robust controller design for CNC servo motors against the variation of external loading via the H_∞ /QFT approach [C]//2015 IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM), 2015.
- [11] HOROWITZ I. Fundamental theory of automatic linear feedback control systems [J]. IRE Transactions on Automatic Control, 1959, 4(3): 5.
- [12] 赵长安, 贺风华. 多变量鲁棒控制系统 [M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2011.
- [13] GARCIA-SANZ M. Robust control engineering: practical QFT solutions [M]. Los Angeles: CRC Press, 2017.
- [14] 张达方, 唐猛. 基于 QFT 的变负载特性下的电机速度控制器设计 [J]. 机械设计与制造, 2013 (6): 158.

(上接第 15 页)

- [15] LUO A, TANG C, SHUAI Z, et al. Fuzzy-PI-based direct-output-voltage control strategy for the STATCOM used in utility distribution systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56 (7): 2401.

(上接第 35 页)

- [16] MAHMOUDI H, ALEENEJAD M, AHMADI R. Modulated model predictive control for a Z-source based permanent magnet synchronous motor drive system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(10): 8307.
- [17] 张永昌, 杨海涛, 魏香龙. 基于快速矢量选择的永磁同步电机模型预测控制 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(6): 66.
- [18] 王晓刚, 肖立业. Z 源逆变器直流链电压滑模控制研究 [J]. 电机与控制学报, 2015, 19(2): 1.

欢迎订阅 2022 年《电机与控制应用》

2021 年在邮局漏订的读者, 可联系编辑部补订, 具体请咨询编辑部

地址: 上海市武宁路 505 号《电机与控制应用》编辑部

邮编: 200063

电话: 021-62574990-462

邮箱: eec@seari.com.cn

国内邮发代号: 4-199

每册定价: 15.00 元

全年定价: 180.00 元