

小转动惯量 PMSM 电流环二自由度内模控制

蒋学程^{1,2}, 彭侠夫²

(1. 闽江学院 电子系, 福建 福州 350001; 2. 厦门大学 信息科学与技术学院, 福建 厦门 361005)

摘要: 为改进小转动惯量永磁同步电机电流动态响应性能, 建立考虑旋转反电动势和逆变器环节的永磁同步电机电流环三阶数学模型, 以该数学模型为基础, 设计小转动惯量永磁同步电机电流环二自由度内模控制器。并针对该电流控制系统的鲁棒性能与内模控制器参数、反馈滤波器参数都相关的问题, 引入新的反馈滤波器, 使两参数分别调节系统的动态跟踪性能和鲁棒性能。详细分析该内模控制方法下系统参数敏感度和负载对电流动态性能的影响。最后通过仿真和实验, 表明该方法有助于提高小转动惯量永磁同步电机电流动态响应性能, 且参数调整简单明确。

关键词: 转动惯量; 永磁同步电机; 动态性能; 内模控制; 鲁棒性

中图分类号: TP 273; TM 921

文献标志码: A

文章编号: 1007-449X(2011)08-0069-06

Two-degree-freedom internal model control for current loop of small rotational inertia PMSM

JIANG Xue-cheng^{1,2}, PENG Xia-fu²

(1. Department of Electronics, College of Minjiang, Fuzhou 350001, China;

2. College of Information Science and Technology, Xiamen University, Xiamen 361005, China)

Abstract: In order to improve the current dynamic response performance of small rotational inertia permanent magnet synchronous motor (PMSM), a three-order mathematic model of current loop considering rotating electromotive force and inverter was built. Based on that, a two-degree-freedom internal model control (2DOF-IMC) for current loop was proposed. With the problem, robustness of 2DOF-IMC system was dependent on two parameters of the feedback filter and internal controller, a new feedback filter was designed. Then current dynamic following performance and system robustness can be adjusted by corresponding parameter. In addition, the system sensitivity function and effect of load on current dynamic response performance were analyzed in detail. Finally by means of simulation and experiment, it is confirmed that this control strategy can improve the current dynamic response performance of small rotational inertia PMSM, and adjustment of its parameter is simple and definite.

Key words: rotational inertia; permanent magnet synchronous motors; dynamic performance; internal model control; robustness

0 引言

电流环是高性能伺服系统构成的根本, 其动态

响应特性直接影响整个系统的动态性能。目前在研究永磁同步电机电流环控制策略时, 一般通过假设在电流变化时反电动势近似不变, 将电流环降阶为

收稿日期: 2010-08-02

基金项目: 福建省自然科学基金(2010J05141)

作者简介: 蒋学程(1979—), 男, 博士研究生, 研究方向为永磁同步电机运动控制;

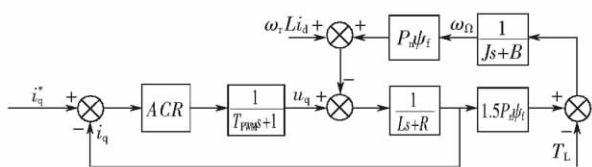
彭侠夫(1963—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为运载器运动综合控制。

一阶惯性环节^[1-2],但在电磁时间常数接近,甚至小于机械时间常数时,即小转动惯量永磁同步电机,该近似方法电流动态响应性能将明显恶化。文献[3-4]为补偿反电动势对电流动态响应性能的影响,将速度与磁链的乘积项作为前馈量补偿到电流环控制律中,但磁链为时变参数,且通过位置微分计算得到的速度存在滞后性和噪声,因此实际补偿效果不十分理想^[5]。内模控制(internal model control, IMC)是一种实用性很强的控制方法^[6-7],其特点适用于快响应的永磁同步电机控制系统^[8-10]。现有电流内模控制方面的研究主要集中在电流交叉解耦控制。文献[11-13]通过矩阵反对角线的积分项对永磁同步电机交直流电流交叉解耦,实现电流内模动态解耦控制,但对反电动势的处理也是将其作为前馈量补偿到控制律中。针对这些问题,以考虑旋转反电势和逆变器环节的永磁同步电机电流三阶系统为对象,设计了二自由度内模控制器,实现了小转动惯量永磁同步电机高性能电流环控制,并针对内模控制中跟随性能和鲁棒性能的参数调节相关性,引入新的反馈滤波器实现两者的独立调节。详细分析了该内模电流控制方法的鲁棒稳定性、负载干扰以及参数敏感度。最后通过仿真和实验验证。

1 电流环内模控制

1.1 电流环模型

永磁同步电机通过坐标变换将三相电流变换成正交的励磁电流和转矩电流,本文讨论的永磁同步电机为面装式永磁同步电机,坐标变换约束条件为功率不变性。其转矩电流环数学模型如图1。



图中: R 为绕组电阻; L 为交直流电感; i_d 为励磁电流; i_q 为电磁转矩电流; J 为转动惯量; B 为粘滞系数; ω_r 为电角速度; ω_n 为机械角速度; ψ_f 为转子磁链; P_n 为极对数; T_{PWM} 为逆变器时间常数。

图1 转矩电流环模型

Fig. 1 Model of torque current loop

一般永磁同步电机系统采用 $i_d = 0$ 的矢量解耦控制方法,在 $i_d = 0$ 下,电机转矩电流为

$$i_q = \frac{u_q - \omega_r \psi_f}{R + Ls} \quad (1)$$

电机机械运动方程为

$$\omega_r = P_n \frac{1.5 P_n \psi_f i_q - T_L}{Js + B} \quad (2)$$

将转速用电机机械运动方程代入式(1),则

$$i_q = \frac{\frac{s}{R} + \frac{B}{RJ}}{(T_{PWM}s + 1)G_m(s)} u_q + \frac{P_n \psi_f / JR}{G_m(s)} T_L \quad (3)$$

式中:机械时间常数 $T_m = JR/1.5P_n^2 \psi_f^2$;电磁时间常数 $T_e = L/R$; $G_m(s) = T_e s^2 + (1 + T_e B/J)s + 1/T_m + B/J$ 。机械时间常数与转动惯量成正比,当为大转动惯量时,交轴电流传递函数可降阶处理,电流环近似等价一阶惯性环节,这时可设计传统的PI控制器对消大惯性极点,电流环开环传递函数为

$$G_s(s) = \frac{\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \left(\frac{s}{R} + \frac{B}{RJ}\right)}{(T_{PWM}s + 1)G_m(s)} \quad (4)$$

电流环性能由PI控制器比例、积分系数决定,忽略转动惯量影响。当为小转动惯量时,传递函数不能降阶处理,根据式(3)求得PI控制电流环对单位阶跃输入信号误差函数为

$$e_s = \frac{R(T_{PWM}s + 1)G_m(s)}{R(T_{PWM}s + 1)G_m(s)s + (s + B/J)(k_p s + k_i)} \quad (5)$$

以工程设计方法确定电流环PI控制器比例、积分系数,画出式(5)函数对1倍惯量、3倍惯量、10倍惯量的时域曲线,其参数见仿真部分,图中可看出在PI控制下,惯量越大,误差幅值和调整时间越短,即时间乘误差平方积分(ITSE)性能指标越小。因此在其他参数一定情况下,转动惯量越小即机械时间常数越小,PI控制ITSE性能指标就越大,对速度环输出电流信号的跟踪能力就越差,因此PI控制器对小转动惯量永磁同步电机电流环控制已不能胜任。

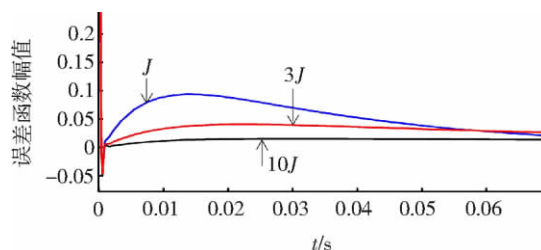


图2 不同转动惯量误差曲线

Fig. 2 Error curve as different rotational inertia

1.2 电流环内模控制

根据二自由度内模控制原理^[8],负载转矩可看成扰动项,在饱和未发生的情况下($u_{qmax}^- < u_q < u_{qmax}^+$),以式(3)对图1电流环结构等效变换,则电流环内模控制模型如图3。

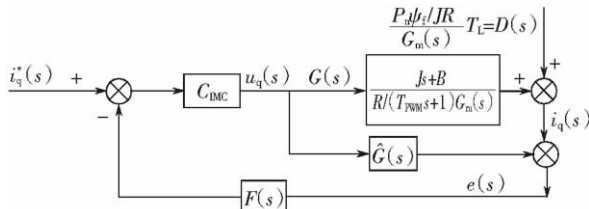


图 3 电流环内模控制模型

Fig. 3 Model of IMC control current loop

电流环理想估计模型表达式为

$$\hat{G}(s) = (s + \hat{B}/\hat{J}) (\hat{R}(T_{PWM}s + 1) \hat{G}_m(s))^{-1} \quad (6)$$

为保证内模控制器正则性, 滤波器取一型二阶滤波, 则

$$C_{IMC}(s) = \frac{\hat{G}^{-1}(s)}{(\alpha s + 1)^2} = \frac{(\hat{R}(T_{PWM}s + 1) \hat{G}_m(s))^{-1}}{(s + \hat{B}/\hat{J})(\alpha s + 1)^2} \quad (7)$$

其中: α 为内模控制器参数; \hat{G} 、 \hat{G}_m 、 \hat{R} 、 \hat{B} 、 \hat{J} 均为理想估计模型下相对应的系统参数和函数。系统误差函数和电流输出函数为

$$\left. \begin{aligned} e(s) &= (C_{IMC}(G - \hat{G})r(s) + D) / (1 + FC_{IMC}(G - \hat{G})) \\ i(s) &= \frac{i^*(s)}{(\alpha s + 1)^2} + \left(1 - \frac{F(s)}{(\alpha s + 1)^2}\right) e(s) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

在模型与对象失配时, 根据小增益定理, 要保证加性不确定系统鲁棒稳定性, 电流内模控制器必须满足^[14]

$$|F(s) C_{IMC}(s)| = \left| \frac{F(s) \hat{G}^{-1}(s)}{(\alpha s + 1)^2} \right| \leq \Delta G(s) \quad (9)$$

式中 $\Delta G(s)$ 为模型失配误差上限。综合式(8)、式(9), 电流输出函数第一项为电流跟踪性能, 由参数 α 调节, 第二项为系统鲁棒稳定性和抗干扰性, 由反馈滤波器 $F(s)$ 和 α 调节。

$F(s)$ 取单位反馈 $F_0(s) = 1$ 时, 参数 α 与系统的动态特性、鲁棒稳定性直接相关, 需在两者之间折衷。当取一型滤波器, 即 $F_1(s) = 1/(\beta s + 1)$, β 为反馈滤波器参数。一般先根据系统跟踪性能确定 α 值, 再根据鲁棒稳定性确定 β 值下限值, 两参数都影响内模控制鲁棒稳定性, 参数调整方针不明确。为实现 α 、 β 能独立调节电流跟踪性能和系统鲁棒性能, 设计新的反馈滤波器, 即

$$F_2(s) = \frac{(\alpha s + 1)^2}{(\beta s + 1)^2} \quad (10)$$

则

$$\left. \begin{aligned} i(s) &= \frac{i^*(s)}{(\alpha s + 1)^2} + \left(1 - \frac{1}{(\beta s + 1)^2}\right) e(s) \\ |\hat{G}^{-1}(s) / (\beta s + 1)^2| &\leq \Delta G(s) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

现推出 F_2 反馈下式(8)中电流输出函数第二项

$$e^*(s) = \frac{i^*(s) (\hat{G}^{-1}G - 1) f(\beta)}{(\alpha s + 1)^2 (f(\beta) + \hat{G}^{-1}G)} + \frac{P_n \psi_f T_L(s) f(\beta)}{JRG_m (f(\beta) + \hat{G}^{-1}G)} \quad (12)$$

式中: $f(\beta) = \beta^2 s^2 + \beta s$ 。通过式(9)、式(11)、式(12)可看出: 在模型失配下, 新反馈滤波器与单位反馈、一型滤波反馈一样, 对阶跃输入不存在稳态偏差, 且能克服负载转矩的常值干扰。系统鲁棒稳定性与快速性之间是矛盾的, 在相同参数情况下, F_1 反馈鲁棒稳定性强于 F_0 、 F_2 反馈, 但抗模型失配和干扰能力弱, 跟踪误差收敛速度最慢。

1.3 参数敏感度与负载干扰分析

当参数小范围摄动时, 可通过参数敏感度函数分析、比较不同控制策略的鲁棒性能。参数敏感度函数定义为

$$\Delta Y(s) \approx \frac{\partial G_s(s)}{\partial \alpha_i} \Delta \alpha_i i(s) \Big|_{\alpha_i = \hat{\alpha}_i} \quad (13)$$

式中: $G_s(s)$ 为系统闭环传递函数; $\hat{\alpha}_i$ 为理想模型参数; α_i 为对象实际参数。假定粘滞系数 B 为零、参数 $k_m = 1.5 P_n^2 \psi_f^2 / J$ 变化, 其他参数与对象实际参数匹配, 且负载为零, 以式(13)分别计算永磁同步电机 PI、 F_2 反馈内模控制策略下的敏感度函数, 则

$$\left. \begin{aligned} \Delta Y_{PI}(s) &\approx \frac{-(k_p s + k_i)}{(\hat{L}s^2 + \hat{R}s + \hat{k}_m + k_p s + k_i)^2} \Delta k_m i(s) \\ \Delta Y_{F2}(s) &\approx \frac{-(\beta^2 s^2 + 2\beta s)}{(\beta s + 1)^2 (\alpha s + 1)^2 (\hat{L}s^2 + \hat{R}s + \hat{k}_m)} \Delta k_m i(s) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

从上式可看出, 内模控制下参数敏感度函数稳态值趋于零且参数 α 、 β 可调节敏感度函数动态过程, 而 PI 控制参数敏感度函数稳态值与积分系数、参数 k_m 相关。为直观比较两者参数敏感度, 取 $\alpha = \hat{L}/k_p$ 、 $k_i = \alpha/\hat{R}$, 两者敏感度函数幅频响应如图(4)所示, 其参数见仿真部分, 图中内模控制参数敏感度幅值明显低于 PI 控制, 而 β 越小, 参数敏感度函数幅值也越小。假定模型匹配, 将式(12)误差第二项展开得

$$e_{T_L}^*(s) = \frac{(\beta^2 s^2 + 2\beta s) P_n \psi_f T_L(s)}{(\beta s + 1)^2 (JLs^2 + (RJ + B)s + 1.5 P_n^2 \psi_f^2)} \quad (15)$$

从上式可看出, 电流环对抗负载扰动除了与系统本身的参数有关外, 参数 β 越小, 抗负载扰动的强度就越强。因此在保证系统鲁棒稳定性前提下, F_2 内模控制可通过参数 α 、 β 独立调节电流跟踪性能和鲁棒性能, 具有参数调整方针明确的特点。

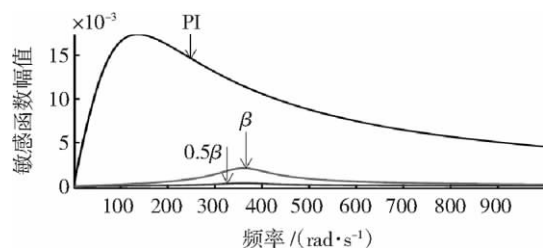


图4 参数敏感函数幅频曲线

Fig. 4 Amplitude-frequency curve of parameter sensitivity function

2 仿真与实验分析

2.1 仿真结果与分析

伺服实验系统永磁同步电机国产 60BL(3) - A 20 - 30H(ST), 额定功率 200 W, 电阻 12.4 Ω, 电感 31.9 mH, 转子磁链 0.0825 Wb, 极对数 4, 粘滞系数 $4.831 \times 10^{-5} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$, 转动惯量 $1.67 \times 10^{-5} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$. SVPWM 采样频率 12.5 kHz, 速度环输出限幅 1.2 A. 该永磁同步电机电磁时间常数 3.16 ms, 机械时间常数 1.26 ms, 电磁时间常数大于机械时间常数. 构建永磁同步电机闭环控制仿真系统.

图5为 F_2 反馈内模控制和 PI 控制的电流曲线和速度响应曲线, 内模控制器参数 $\alpha = 1.5T_s$, 反馈滤波器参数 $\beta = 1.8T_s$, 负载取 $0.2 \text{ N} \cdot \text{m}$. 图中 PI 控制方法在速度启动上升阶段, 由于反电动势影响电流无法跟踪给定电流, 存在较大的误差, 而内模控制在速度启动上升阶段, 能很快克服反电动势影响, 电流跟踪误差小. 内模电流控制策略的速度响应快于一般 PI 控制, 且调整时间短.

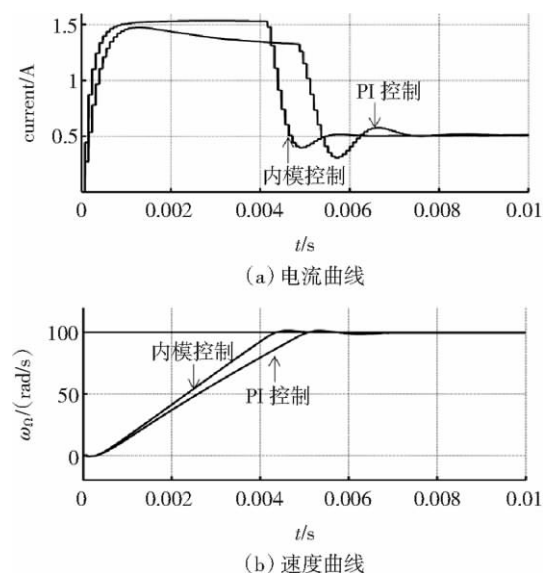


图5 不同控制方法下电流和速度曲线

Fig. 5 Curve of current and speed as different control strategy

为验证内模控制对参数摄动的鲁棒性能, 假设磁链在 0.03 s 衰减 50%. 图 6(a) 为内模控制、PI 控制对磁链摄动的电流响应曲线图, 从图中可看出: 内模控制对参数变化的鲁棒性能强于 PI 控制, 调整时间短. 图 6(b) 为不同反馈滤波器参数的电流响应曲线图 $\beta = 1.8T_s$ 的电流响应速度比 $\beta = 3T_s$ 的快, 但鲁棒稳定性差. 结论验证了系统鲁棒稳定性与快速性之间的矛盾性.

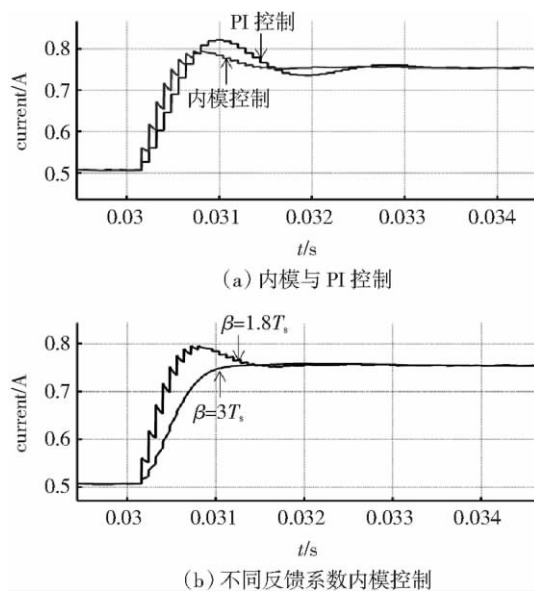


图6 磁链扰动时不同控制策略电流曲线

Fig. 6 Current curve of different control strategy as flux linkage disturbance

在采用内模控制方法时, 由于存在电流输出函数第二项的负载干扰项, 电流阶跃响应存在一定的超调, 超调量与系统本身参数、负载、参数 β 有关. 图(7)为在不同负载下的电流内模控制响应曲线, 从图中可看出超调量与负载成正比.

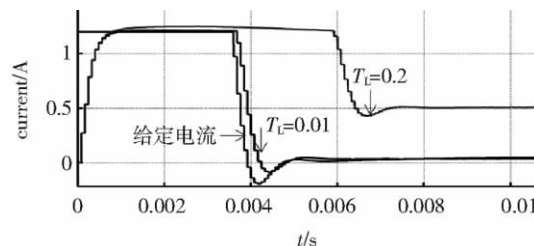


图7 不同负载时电流响应曲线

Fig. 7 Current curve as different load disturbance

2.2 实验与分析

该电机运动控制实验平台以 TMS320LF2812 为核心, 光电编码器 2 500 脉冲, 电机参数如上, 上位机通过 LC1768 与电机控制板完成 TCP/IP 实时数据通信. 参考电角速度 150 rad/s, 负载 $0.1 \text{ N} \cdot \text{m}$.

图(8)、图(9)为电机启动时不同控制策略的电流曲线图和速度曲线图,由于反电动势影响,PI控制的电流无法跟踪给定电流,幅值小于速度环输出给定电流饱和值,因此电机启动响应慢于IMC控制。通过式(15)分析可知,负载在启动时会对电流跟踪性能产生干扰,因此IMC控制在启动时电流存在超调现象,而克服该问题需对电流环进行负载在线补偿,是进一步提升内模控制电流环性能的研究方向。

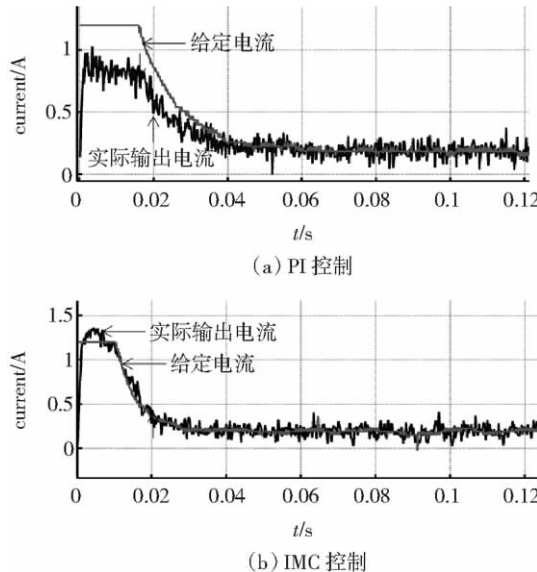


图 8 不同控制方法的电流跟踪曲线

Fig. 8 Current tracing curve of different control strategy

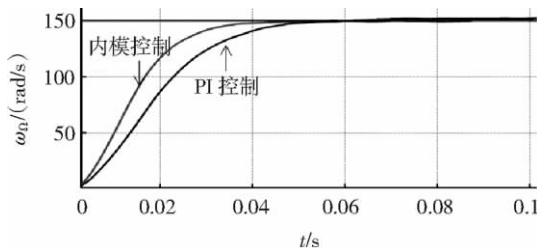


图 9 不同电流控制方法下速度跟踪曲线

Fig. 9 Speed tracing curve of different current control strategy

3 结 语

为了克服小转动惯量 PMSM 旋转反电动势对电流控制系统动态响应性能的影响,以电流环三阶数学模型为对象,设计了二自由度内模控制器。并通过对参数敏感度函数分析、仿真和实验,验证了该方法相比传统的 PI 控制,特别在速度变化大的情况下,能很好克服旋转电动势的影响,有助于提高小转动惯量永磁同步电机电流跟踪性能。

参 考 文 献:

[1] 陈荣,邓智泉,严仰光. 永磁同步伺服系统电流环的设计[J].

南京航空航天大学学报, 2004, 36(2): 220-225.

CHEN Rong, DENG Zhiqian, YAN Yangguang. Design of current control loop for permanent magnet synchronous servo system [J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2004, 36(2): 220-225.

[2] 万山明,吴芳,黄声华. 永磁同步电机的数字化电流控制环分析[J]. 华中科技大学学报, 2007, 35(5): 48-51.

WAN Shanming, WU Fang, HUANG Shenghua. Analysis of digital current control loop for a PMSM [J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology, 2007, 35(5): 48-51.

[3] MORIMOTO S, SANADA M, TAKEDA Y. Wide speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high performance current regulator [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(4): 920-926.

[4] 徐建英,刘贺平. 永磁同步电动机参考模型逆线二次型最优电流控制调速系统[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(15): 21-27.

XU Jianying, LIU Heping. A variable speed system of permanent magnet synchronous motor with optimal current control by the MR-ILQ design method [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(5): 21-30.

[5] 杨明,牛里,王宏佳,等. 微小转动惯量永磁同步电机电流环动态特性的研究[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(6): 844-849.

YANG Ming, NIU Li, WANG Hongjia, et al. Research on dynamic response of the current loop for PMSM with small inertia [J]. Electric Machines and Control, 2009, 13(6): 844-849.

[6] 赵曜. 内模控制发展综述[J]. 信息与控制, 2000, 29(6): 526-531.

ZHAO Yao. A survey of development of internal model control [J]. Information and Control, 2000, 29(6): 526-531.

[7] 周涌,陈庆伟,胡维礼. 内模控制研究的新发展[J]. 控制理论与应用, 2004, 21(3): 475-482.

ZHOU Yong, CHEN Qingwei, HU Weili. New developments of research on internal model control [J]. Control Theory & Applications, 2004, 21(3): 475-482.

[8] 张井岗,刘志运,裴润. 交流伺服系统的二自由度内模控制[J]. 电工技术学报, 2002, 17(4): 45-48.

ZHANG Jinggang, Liu Zhiyuan, Pei Run. Two-degree-of-freedom internal model control for AC servo system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2002, 17(4): 45-48.

[9] 张敏,张井岗,赵志诚,等. 交流调速系统的单神经元自适应内模控制[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(6): 844-849.

ZHANG Min, ZHANG Jinggang, ZHAO Zhicheng, et al. Single neuron adaptive internal model control for AC variable speed system [J]. Electric Machines and Control, 2009, 13(2): 227-231.

[10] 葛宝明,郑琼林,蒋静坪,等. 基于离散时间趋近率控制与内模控制的磁同步电动机传动系统[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 107-111.

GE Baoming, ZHENG Qionglin, JIANG Jingping, et al. PM synchronous motor drives based on discrete time reaching law and internal model controls [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(11): 107-111.

- [11] LIU Jun , HUANG Mengzhi , WANG Yang. Research on vector-control system of PMSM based on internal model control of current loop [C] // Second International Workshop on Computer Science and Engineering October 28 - 30 2009 , Qingdao , China. IEEE , 2009: 297 - 301.
- [12] LENNART Harnefors , HANS Peter Nee , SHARMA C. Model-based current control of AC machines using the internal model control method [J]. IEEE Transactions on Industry Applications , 1998 , 34(1) : 133 - 140.
- [13] 朱希荣 , 周渊深 , 符晓. 同步电动机三自由度内模动态解耦控制 [J]. 电机与控制学报 2010 , 14(1) : 61 - 65.
- ZHU Xirong , ZHOU Yuanshen , FU Xiao. Three-degree-freedom internal model dynamic decoupling control of synchronous motor [J]. Electric Machines and Control , 2010 , 14(1) : 61 - 65.
- [14] 李华 , 侯岩松. 内模控制反馈滤波器的 H_{∞} 优化设计 [J]. 电机与控制学报 2000 , 29(6) : 526 - 531.
- LI Hua , HOU Yansong. Design of internal model control feedback filter by H_{∞} optimization [J]. Electric Machines and Control , 2000 , 29(6) : 526 - 531.

(编辑: 刘素菊)

(上接第 68 页)

- CUI Jiang , WANG Youren , LIU Quan. The technique of power electronic circuit fault diagnosis based on higher-order spectrum analysis and support vector machines [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering , 2007 , 27(10) : 62 - 66.
- [11] MULLER K , SMOLA A , RATSCH G , et al. Predicting time series with support vector machines [C] // Proceedings of International Conference on Artificial Neural Networks , October 8 - 10 , 1997 , Berlin , Germany. Springer , 1997: 999 - 1004.
- [12] 王彩琳 , 孙丞. 功率 MOSFET 的高温特性及其安全工作区分析 [J]. 电力电子技术 , 2008 , 42(12) : 49 - 51.
- WANG Cailin , SUN Cheng. Analysis of high characteristics and SOA of power MOSFET [J]. Power Electronics , 2008 , 42(12) : 49 - 51.

(编辑: 刘素菊)