

分数阶PI^λ在MMHC储能变换器并网控制中的研究

王星¹, 谭培泉^{2,3}, 程志江¹, 马万庆², 田博¹

(1. 新疆大学 电气工程学院, 新疆 乌鲁木齐 830047;

2. 杭州模储科技有限公司 研发处, 浙江 杭州 311100;

3. 湖北省汉江雅口航运枢纽工程建设指挥部 机电管理处, 湖北 襄阳 441000)

摘要: 退役动力电池参数一致性差, 串并联后用于储能, 木桶效应明显且故障率高。为了解决上述问题, 提出了基于模块化多电平变换器(MMC)改进的模块化多电平H桥变换器(MMHC)分布式储能可解决上述问题。但MMHC储能变换器子模块众多, 阻容感网络复杂, 采用传统的并网模型对其进行研究并不能精确地描述其动态行为和静态行为, 基于其传统的并网模型设计的整数阶PI控制器亦不能达到快速动态响应和较好鲁棒性的要求。针对上述问题, 提出了从频域方面辨识出MMHC储能变换器的分数阶并网模型, 基于该分数阶并网模型以ITAE准则和ISE准则为性能指标, 采用模型匹配方法设计分数阶PI^λ控制器。通过仿真和实验比较分析, 分数阶模型可更好地反映复杂系统的行为, 设计的分数阶控制器具有快速的动态响应和更好的鲁棒性, 实现了MMHC储能变换器优越的并网运行。

关键词: 模块化多电平H桥变换器(MMHC)储能变换器; 分数阶并网模型; 动态响应; 分数阶PI^λ控制器; 鲁棒性

中图分类号: TM46 文献标识码: A DOI: 10.19457/j.1001-2095.dqcd22869

Research on Fractional Order PI^λ in Grid-connected Control of MMHC Energy Storage Converter

WANG Xing¹, TAN Peixiao^{2,3}, CHENG Zhijiang¹, MA Wanqing², TIAN Bo¹

(1. College of Electrical Engineering, Xinjiang University, Urumqi 830047, Xinjiang, China;

2. Research and Development Department, Hangzhou MOBIUS Tech, Hangzhou 311100, Zhejiang, China;

3. Mechanical and Electrical Management Division, Construction Headquarters of Yakou Navigation Hub Project on Hanjiang River in Hubei, Xiangyang 441000, Hubei, China)

Abstract: Retired power batteries have poor parameter consistency, when they are used for energy storage after series and parallel connections, the barrel effect is obvious and the failure rate is high. So the improved modular multilevel H-bridge converter (MMHC) distributed energy storage based on modular multilevel converter (MMC) was proposed. However, there are many sub-modules of MMHC energy storage converters, and the resistance-capacitance sensing network is complex. Using traditional grid-connected models to study them cannot accurately describe its dynamic and static behaviors. The integer-order PI controller designed based on its traditional grid-connected model cannot meet the requirements of fast dynamic response and better robustness. To solve the above problems, the fractional-order grid-connected model of the MMHC energy storage converter identified from the frequency domain was proposed in the controller. Based on the fractional-order grid-connected model, the ITAE criterion and ISE criterion were used as performance indicators, and the model matching method was used to design the fractional PI^λ controller. Through simulation and experimental comparison and analysis, the fractional-order model can better reflect the behavior of the complex system. The fractional-order controller designed has fast dynamic response and better robustness, and the superior grid-connected operation of the MMHC energy storage converter is realized.

Key words: modular multilevel H-bridge converter (MMHC) energy storage converter; fractional order grid connected model; dynamic response; fractional order PI^λ controller; robustness

基金项目: 国网浙江省电力科学研究院合作项目(5211DS200001)

作者简介: 王星(1991—), 男, 硕士研究生, Email: 2559115802@qq.com

模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)是一种在高压、大功率场合具有广阔应用前景的新型拓扑结构^[1]。MMC储能变换器由于其模块化的结构特征及各子模块之间独立协调控制的特点,使得其在退役动力电池的分布式储能方面的应用具有很大潜力。

目前,针对MMC储能变换器的研究,最为广泛的是采用机理建模的方法求解出MMC储能变换器整数阶模型,基于此整数阶模型采用PI控制器进行功率解耦控制^[2-3]。虽然这种控制策略成熟、简单易行,但是输出的电能质量差、并网运行动态性能差。故文献[4]从MMC的多输入多输出的非线性特性提出模型预测控制,实现了最优电平输出和降低了损耗。文献[5]提出滑模控制策略,提高了系统的自适应能力。文献[6]在韩京清教授提出的自抗扰控制策略的基础上进行了改进并应用于MMC控制,实现了系统较快的响应速度和较强的抗扰能力。针对MMC的控制策略的研究仍有探索的空间。

为此本文建立MMC储能变换器精确的并网数学模型,基于此模型,设计了一个分数阶PI^{*}控制器控制MMC储能变换器并网运行,提高了动态响应能力和获得了较好的鲁棒性。该文采用文献[7]中改进的MMC拓扑结构(以下称:MMHC)展开研究。

1 MMHC 储能变换器拓扑结构

MMHC拓扑结构,如图1所示。它由3个桥臂构成,每个桥臂有 n 个子模块(sub module, SM)和一个H桥。并网滤波器采用三相电抗滤波器。与传统的MMC拓扑结构相比,在输出相同电平数时,其子模块数量减少一半,降低了系统的复杂性。 n 个子模块级联输出多电平半波正弦波形(100 Hz)。H桥对 n 个子模块级联输出多电平半波正弦波形进行逆变后输出完整的正弦波电压(50 Hz)。

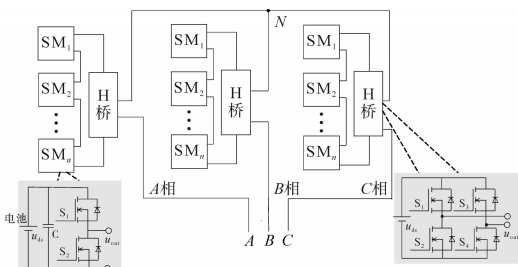


图1 MMHC 储能变换器拓扑结构

Fig.1 The topology of the MMHC energy storage converter

2 MMHC 储能变换器分数阶数学模型

对三相电网进行分析可得:

$$u_x(t) = e_x(t) + L \frac{di_x}{dt} + R \cdot i_x \quad (1)$$

其中

$$x=a,b,c$$

式中: $u_x(t)$ 为三相逆变器输出的电压; $e_x(t)$ 为电网电压; i_x 为逆变器输入电网的电流。

对式(1)进行dq变换后,数学模型如下:

$$\begin{cases} u_d = e_d + L \frac{di_d}{dt} + Ri_d - \omega_e Li_q \\ u_q = e_q + L \frac{di_q}{dt} + Ri_q + \omega_e Li_d \end{cases} \quad (2)$$

式中:下标“d”,“q”分别为相应变量的d,q轴变量; L 为并网滤波器电感; R 为并网滤波器电阻和导线电阻之和; ω_e 为电网角频率。

文献[8]中解耦控制如图2所示,其中, i_{dg} , i_{qg} 分别为d,q轴给定电流; G_c 为分数阶控制器。

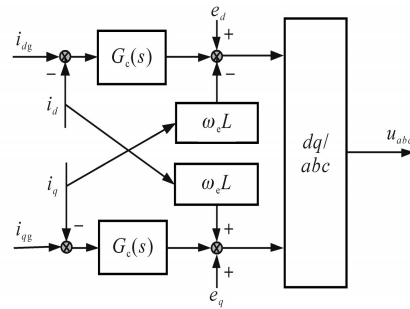


图2 解耦控制原理框图

Fig.2 Principle block diagram of decoupling control

图2所示的电流环简化控制框图如图3所示,其中, G_p 为储能变换器分数阶并网等效模型。

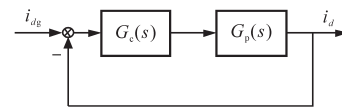


图3 电流环简化控制框图

Fig.3 Simplified control block diagram of current loop

G_p 主要由以下几部分组成:噪声污染对系统的干扰;系统的控制延时环节;由阻容感组成的电路网络。

1)文献[9]中考虑到了并网逆变器扰动,得出其噪声的传递函数为

$$\frac{z}{\delta} = \frac{3\omega_0 s^2 + 3\omega_0^2 s + \omega_0^3}{(s + \omega_0)^3} \quad (3)$$

式中: z 为直流母线电压; δ 为输出端的噪声; ω_0 为噪声频率。

2)文献[10-11]中考虑到了控制延时和被控对象,确定被控对象的传递函数如下:

$$G_{pi}(s) = \frac{K}{(1.5T_s s + 1)(Ls + R)} \quad (4)$$

式中: K 为比例因子通常可取为1; T_s 为采样周期。

3)由阻容感组成的电路网络较复杂,且并网逆变器并网时存在杂散电感、接地电容等难以估算的量。采用机理建模的方法很难推理出其数学模型。

综合式(3)、式(4),并考虑由阻容感组成的电路网络,确定 G_p 结构如下式所示:

$$G_p(s) = \frac{b_2 s^{m_2} + b_1 s^{m_1} + b_0}{a_3 s^{n_3} + a_2 s^{n_2} + a_1 s^{n_1} + a_0} \quad (5)$$

式中: m_2, m_1, n_3, n_2, n_1 为阶次参数; $a_3, a_2, a_1, a_0, b_2, b_1, b_0$ 为系数参数。

分数阶系统的辨识可以从时域和频域两个方面进行辨识。时域辨识需要大量的数据,频域辨识无需大量的数据。在频域辨识中常用到的方法有参数辨识和智能优化算法,在该文中对MMHC储能变换器使用频域辨识中的智能优化算法对其数学模型进行辨识。

为获得输入、输出频域特性的数据,图3所示的控制框图中控制器 G_c 仅为比例控制的作用,即 $G_c = K_p = 1$,其中, K_p 为比例系数。输入信号 i_{dg} 如下式所示,进行开环测试:

$$i_{dg} = 100 \sin(2\pi f t) \quad (6)$$

式中: f 为频率,取值范围为[0.01, 1 000] Hz,且 f 的取值按对数均匀的取200个频率点。

采样频率为10 kHz输出实测数据 i_d 的频域特性如图4所示,其中 Ma , ph 分别为幅值和相角。

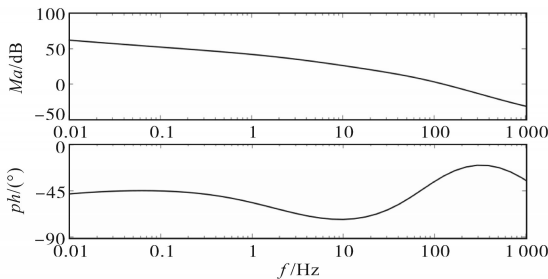


图4 实测数据 i_d 的频域特性

Fig.4 The frequency domain characteristics of measured data i_d

参考文献[12-13]中的分数阶系统辨识方法,性能指标函数如下式所示:

$$J = \sum_{i=0}^{200} \|\hat{G}_p(j\omega_i) - G_p(j\omega_i)\|^2 \quad (7)$$

式中: ω_i 为粒子 i 的角频率; $G_p(j\omega_i)$ 为粒子 i 的实测

频域数据; $\hat{G}_p(j\omega_i)$ 为粒子 i 的预估频域数据。

参考文献[14-15]中的粒子群优化算法,阶次参数为 $A=\{m_2, m_1, n_3, n_2, n_1\}$,系数参数为 $B=\{a_3, a_2, a_1, a_0, b_2, b_1, b_0\}$ 。种群大小为50,维数为6;终止条件为种群最大迭代次数300次。在算法进化过程中, $t+1$ 时刻粒子 i 的第 d 维位置更新为

$$\begin{cases} X_{id}(t+1) = N(\mu_{id}, \delta_{id}^2) \\ \mu_{id} = \frac{P_{id}(t) + P_{gd}(t)}{2} \\ \delta_{id} = |P_{id}(t) - P_{gd}(t)| \end{cases} \quad (8)$$

式中: $N(\mu, \delta^2)$ 表示均值为 μ 、标准差为 δ 的高斯分布;下标“ id ”为粒子 i 第 d 维变量;下标“ gd ”为第 d 维给定变量。

求得MMHC储能变换器的分数阶数学模型如下式所示:

$$G_p(s) = \frac{143.3s^{1.23} - 43403.6s^{0.62} - 2465.4}{s^{2.32} - 18.2s^{1.71} + 312.1s^{0.75} - 267.3} \quad (9)$$

3 分数阶PI^λ控制器设计

分数阶PI^λ控制器的数学模型如下式所示:

$$G_c(s) = K_p + K_i/s^\lambda \quad (10)$$

式中: K_p 为比例系数; K_i 为积分系数; λ 为积分的阶次。

图3所示开环传递函数如下式所示:

$$\begin{aligned} G_{ope}(s) &= G_c(s)G_p(s) \\ &= (K_p + \frac{K_i}{s^\lambda}) \left(\frac{143.3s^{1.23} - 43403.6s^{0.62} - 2465.4}{s^{2.32} - 18.2s^{1.71} + 312.1s^{0.75} - 267.3} \right) \end{aligned} \quad (11)$$

确定一组参数 K_p, K_i 和 λ ,使系统性能最优。

首先对系统的控制性能提出要求如表1所示。

表1 控制性能指标要求

Tab.1 Control performance index requirements

截止 频率/Hz	相角裕度/ (°)	幅值 裕度/dB	超调量/ %	调节 时间/s
≥200	≥45	≥10	≤2	≤3×10 ⁻³

根据表1所示的性能指标,确定一理想的Bode图如图5所示。

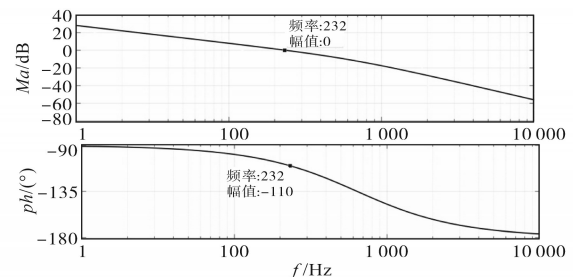


图5 理想Bode图

Fig.5 Ideal Bode graph

根据图5理想Bode图求得开环传递函数如下式所示:

$$G_{\text{ref}}(s) = \frac{2500^2}{s^2 + 4000s} \quad (12)$$

式(12)所示的闭环系统的单位阶跃响应如图6所示,其中, A_m 为单位阶跃响应的幅值。

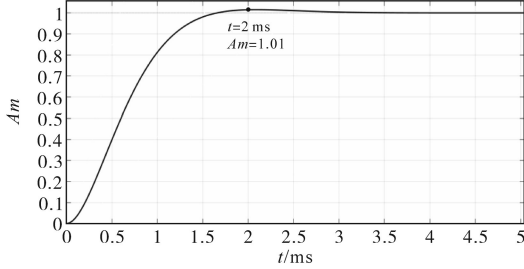


图6 单位阶跃响应曲线

Fig.6 The unit step response curve

由图5、图6可知,式(12)所示的开环传递函数满足表1的性能要求。

下面采用模型匹配的方法求出分数阶PI^λ控制器。

式(12)所示系统的单位阶跃的解析解如下式所示:

$$y_{\text{ref}}(t) = 1 - e^{-2000t} \times \left[\cos(1500t) + \frac{4\sin(1500t)}{3} \right] \quad (13)$$

采用薛定宇改进的INVLAP_new()函数求得式(11)所示系统一段时间内单位阶跃响应的数值解为

$$y(t_0 \sim t_n) = \text{INVLAP_new}(\Phi_{\text{sys}} \cdot \frac{1}{s}, t_0, t_n) \quad (14)$$

式中: Φ_{sys} 为系统的闭环传递函数; t_0, t_n 分别为选取的某时间段内起始、结束时刻。

在考虑寻优性能指标建立目标函数时,本文采用ISE和ITAE相结合的方法,之所以采用这两种方法相结合的原因是系统的响应时间是ms级的,若只用ITAE性能指标,系统响应初期,由于时间很小,则 $\text{MIN} J = \int_0^\infty t |y(t) - y_{\text{ref}}(t)| dt$ 会被时间 t 主导,采用优化算法求得的结果只会考虑时间无限小时的最优结果,降低了 $|y(t) - y_{\text{ref}}(t)|$ 对目标函数的权重。若只用ISE性能指标,采用优化算法求得的结果,会使系统的响应速度变慢。基于上述考虑本文确定ITAE和ISE相结合的性能指标,最终目标函数如下式所示:

$$J = \int_0^{t_1} [y(t) - y_{\text{ref}}(t)]^2 dt + \int_{t_1}^{t_n} t |y(t) - y_{\text{ref}}(t)| dt \\ = \int_{t_1}^{t_n} \left\{ \left[1 - e^{-2000t} \cdot [\cos(1500t) + 4\sin(1500t)/3] \right] - \left[\text{INVLAP_new}(\Phi_{\text{sys}}(s)/s, t_0, t_1) \right] \right\}^2 dt + \\ \int_{t_1}^{t_n} \left\{ \left[1 - e^{-2000t} \cdot [\cos(1500t) + 4\sin(1500t)/3] \right] - \left[\text{INVLAP_new}(\Phi_{\text{sys}}(s)/s, t_1, t_n) \right] \right\} dt \quad (15)$$

约束条件为: $0 < K_p < 1000, 0 < K_i < 1000, 0 < \lambda < 3$ 。此时, K_p, K_i 和 λ 为决策变量。

本文依据文献[16-17]中的鲸鱼寻优算法,对上述目标函数进行寻优。

最终确定的参数为: $K_p=4.3, K_i=135, \lambda=0.83$, 则分数阶PI^λ为

$$G_c(s) = 4.3 + 135/s^{0.83} \quad (16)$$

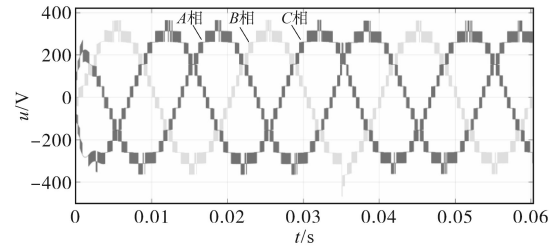
采用上述方法设计的整数阶PI为

$$G_{c_int}(s) = 6.4 + 32/s \quad (17)$$

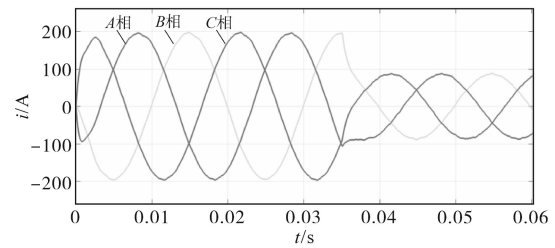
4 仿真实验

在Simulink中搭建仿真模型。系统参数设置如下:额定功率100 kW,各相子模块数量10块,杂散电感1 μH,开关频率2 kHz,滤波电感1.2 mH,交流侧电压220 V。

将上述的分数阶PI^λ控制器控制MMHC储能变换器并网运行。给定的电流 $i_{dg}=-210$ A,规定变换器给电池充电为正,电池通过变换器给电网放电为负,为考验系统的性能,在0.035 s时,给定电流 $i_{dg}=-100$ A,其仿真结果如图7~图9所示。采用PI^λ控制器仿真的结果参数如表2所示。



(a)电压波形



(b)电流波形

图7 分数阶PI^λ控制输出电压电流波形

Fig.7 Output voltage and current waveforms of fractional order PI^λ

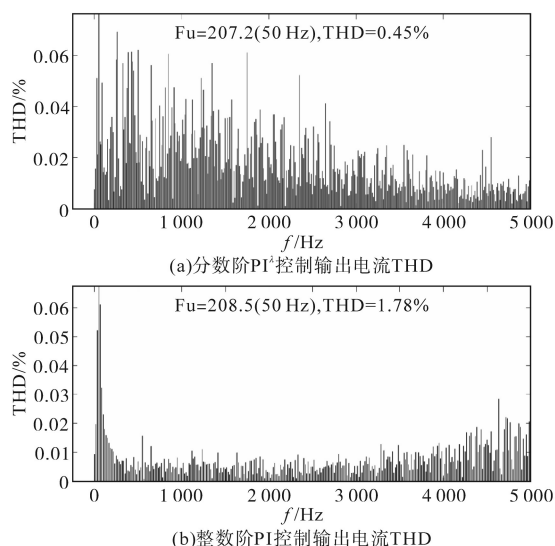


图8 并网电流THD

Fig.8 THD of grid connected current

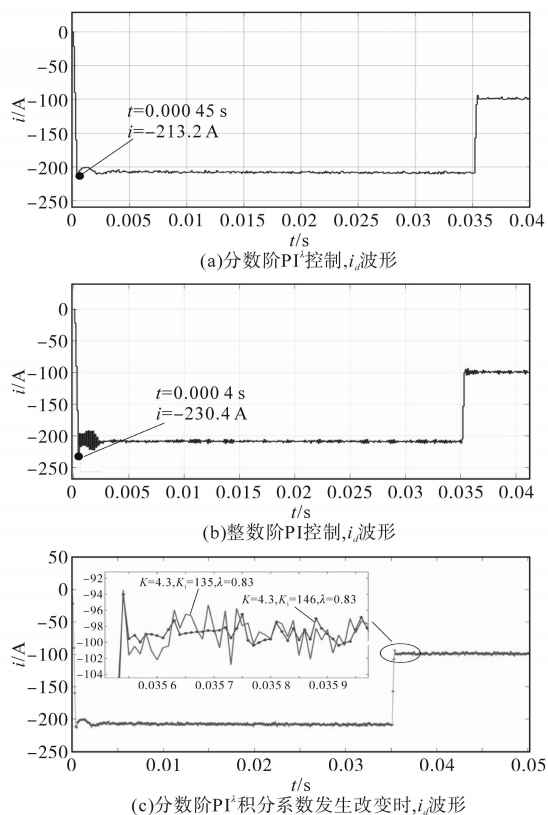

 图9 i_d 波形

 Fig.9 i_d waveforms

表2 仿真结果的参数

Tab.2 Parameters of simulation results

控制器	电流THD/%	超调量/%	调节时间/ms	峰值时间/ms
PI ^λ	0.45	1.4	0.5	0.45
PI	1.78	4.7	3.2	0.4

由图7可以看出,控制MMHC储能变换器输出的电压电流波形正弦性较好。由图8可看出,

分数阶PI^λ控制器控制逆变器输出的电流,其THD仅为0.45%,远小于整数阶PI控制器的电流THD。从图9a和图9b及表2可看出,分数阶PI^λ比整数阶PI控制器具有更小的响应时间和调节时间。图9c中,分数阶PI^λ控制器的积分系数发生较小改变时,对系统的控制效果没有影响,说明分数阶PI^λ控制器具有较强鲁棒性。

5 实验验证

按照本文的设计思路及Tustin离散化方法实现控制器数字化,搭建100 kW的实验平台如图10所示,该实验平台由电池包和多电平储能变换器组成。采用分数阶PI^λ控制器控制该储能变换器工作。



图10 实验平台

Fig.10 Experimental platform

实验平台参数设置如下:额定功率100 kW,每一相子模块数量10块,开关频率2 kHz,并网相电压220 V,滤波电感1.2 mH,采样率10 kHz。实验结果如图11、图12所示。

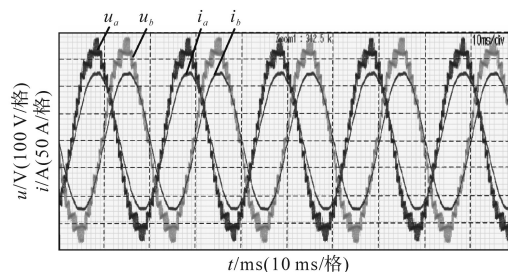


图11 70 kW放电,电压电流波形

Fig.11 The voltage and current waveforms under 70 kW discharge

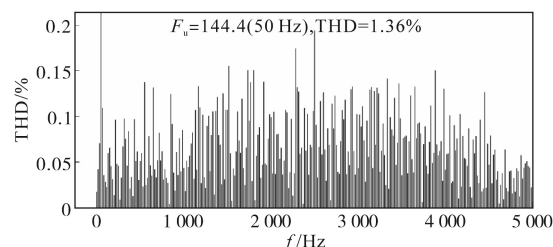


图12 70 kW放电,A相电流THD

Fig.12 The THD of A-phase current under 70 kW discharge

采用电脑上位机软件对 i_{dg} 进行采集如图13所示,在 $t=1$ s时,储能变换器的功率由70 kW变化为50 kW,实验结果数据如表3所示。

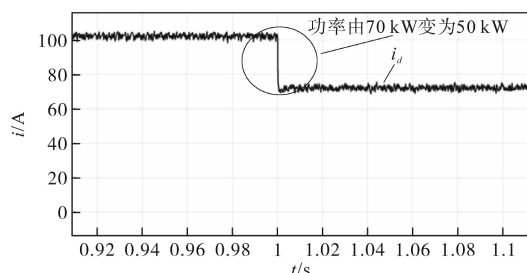


图13 功率由70 kW变为50 kW放电, i_{dg} 波形

Fig.13 The waveform of i_{dg} under 70 kW to 50 kW discharge

表3 实验结果数据

Tab.3 Experimental data

功率/kW	电流THD/%	超调量/%
70	1.77	<1

由图11~图13及表3可以看出,分数阶PI^λ控制MMHC储能变换器并网运行时,输出的电压电流具有较好的正弦性,THD仅为1.36%,在功率发生变化时可快速跟随给定信号,具有良好的动态性能。

6 结论

分数阶数学模型较整数阶数学模型,更能反映复杂系统的内在、外在性能。通过建立MMHC储能变换器的分数阶并网数学模型,并基于此模型设计一分数阶PI^λ控制器。仿真与实验结果表明设计的分数阶PI^λ相比整数阶PI,具有更好的动态性能和较好的鲁棒性。

参考文献

[1] 张晓,周康,吴凡.基于分数阶PI^λ的MMC并网控制策略[J].电测与仪表,2020,57(18):1-7.
Zhang Xiao, Zhou Kang, Wu Fan. MMC grid-connected control strategy based on fractional PI^λ[J]. Electrical Measurement and Instrumentation, 2020, 57(18): 1-7.

[2] 张建坡,田新成,尹秀艳.模块化多电平换流器直流输电控制策略[J].电力自动化设备,2015,35(11):103-108.
Zhang Jianpo, Tian Xincheng, Yin Xiuyan. Modular multilevel converter DC transmission control strategy[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(11): 103-108.

[3] 李楠.储能型模块化多电平变换器控制方法研究[D].青岛:山东大学,2018.
Li Nan. Research on control method of energy storage modular multilevel converter[D]. Qingdao: Shandong University, 2018.

[4] 何志兴,罗安,熊桥坡,等.模块化多电平变换器模型预测控制[J].中国电机工程学报,2016,36(5):1366-1375.

He Zhixing, Luo An, Xiong Qiaopo, *et al.* Model predictive control of modular multilevel converters[J]. Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2016, 36(5): 1366-1375.

[5] 宋平岗,罗善江,杨姚,等.MMC变流器新型滑模控制器设计[J].华东交通大学学报,2015,32(4):85-89,116.
Song Pinggang, Luo Shanjiang, Yang Yao, *et al.* Design of a new sliding mode controller for MMC converter[J]. Journal of East China Jiaotong University, 2015, 32(4): 85-89, 116.

[6] 张芳,张光耀,李传栋.MMC-HVDC的二阶线性自抗扰控制策略[J].电力自动化设备,2017,37(11):92-98.
Zhang Fang, Zhang Guangyao, Li Chuandong. The second-order linear active disturbance rejection control strategy of MMC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(11): 92-98.

[7] Zheng Zedong, Wang Kui. A hybrid cascaded multilevel converter for battery energy management applied in electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3537-3546.

[8] 程志江,谢永流,李永东,等.风力发电系统网侧逆变器双闭环控制策略研究[J].电测与仪表,2016,53(9):40-46.
Cheng Zhijiang, Xie Yongliu, Li Yongdong, *et al.* Research on dual closed-loop control strategy of grid-side inverter in wind power generation system[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2016, 53(9): 40-46.

[9] 周雪松,张波,马幼捷.基于滤波函数的风电并网逆变器改进线性自抗扰控制[J].电测与仪表,2020,23(12):1-9.
Zhou Xuesong, Zhang Bo, Ma Youjie. Improved linear active disturbance rejection control of wind power grid-connected inverter based on filter function[J]. Electrical Measurement and Instrumentation, 2020, 23(12): 1-9.

[10] 范宝奇,罗晓曙,廖志贤,等.神经网络准PR光伏并网逆变器控制技术[J].电力系统及其自动化学报,2016,28(3):30-34.
Fan Baoqi, Luo Xiaoshu, Liao Zhixian, *et al.* Neural network quasi-PR photovoltaic grid-connected inverter control technology[J]. Journal of Electric Power System and Automation, 2016, 28(3): 30-34.

[11] 郑俊观,马天琪,王硕禾.基于准PR控制器的光伏并网系统电流控制策略研究及分析[J].黑龙江电力,2018,40(2):137-143.
Zheng Junguan, Ma Tianqi, Wang Shuohe. Research and analysis of current control strategy of photovoltaic grid-connected system based on quasi-PR controller[J]. Heilongjiang Electric Power, 2018, 40(2): 137-143.

[12] 李旺,张国庆,王永.分数阶系统频域辨识算法[J].控制理论与应用,2010,27(8):1118-1122.
Li Wang, Zhang Guoqing, Wang Yong. Frequency domain identification algorithm for fractional order systems[J]. Control Theory and Applications, 2010, 27(8): 1118-1122.

[13] 彭程,王永.分数阶系统的一种频域辨识算法[J].东南大学

(下转第67页)

- synchronous generator and its application in microgrid [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34 (16): 2591-2603.
- [7] Aouini R, Marinescu B, Kilani K B, *et al.* Synchronverter-based emulation and control of HVDC transmission[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2016, 31(1):278-286.
- [8] 喻宙, 苏白娜, 徐世周. 逆变器VSG小信号建模与参数设计[J]. 电气传动, 2020, 50(8): 79-86.
Yu Zhou, Su Baina, Xu Shizhou. Small signal modeling and parameter design of inverter VSG[J]. Electric Drive, 2020, 50 (8): 79-86.
- [9] 杨赞, 梅飞, 张宸宇, 等. 虚拟同步发电机转动惯量和阻尼系数协同自适应控制策略[J]. 电力自动化设备, 2019, 39 (3): 125-131.
Yang Yun, Mei Fei, Zhang Chenyu, *et al.* Cooperative adaptive control strategy of inertia and damping coefficient of virtual synchronous generator[J]. Electric power automation equipment, 2019, 39 (3): 125-131.
- [10] 姚为正, 杨美娟, 张海龙, 等. VSC-HVDC受端换流器参与电网调频的VSG控制及其改进算法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(2): 525-533.
Yao Weizheng, Yang Meijuan, Zhang Hailong, *et al.* VSG control of VSC-HVDC receiving converter participating in grid frequency modulation and its improved algorithm[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(2): 525-533.
- [11] 张宇华, 赵晓轲, 方艺翔. 独立微网中虚拟同步发电机的频率自恢复控制策略[J]. 电网技术, 2019, 43(6): 2125-2131.
Zhang Yuhua, Zhao Xiaoke, Fang Yixiang. Frequency self recovery control strategy of VSG in independent microgrid[J]. Power System Technology, 2019, 43(6): 2125-2131.
- [12] 王炜宇, 李勇, 曹一家, 等. 基于虚拟调速器的多端直流虚拟同步机控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(12): 3461-3470, 5.
Wang Weiyu, Li Yong, Cao Yijia, *et al.* Control strategy of multi terminal DC virtual synchronous machine based on virtual governor[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(12): 3461-3470, 5.
- [13] 宋冰倩, 陆锋, 赵成勇, 等. 计及直流电网潮流优化的新型虚拟同步控制策略[J]. 华北电力大学学报(自然科学版), 2019, 46(5): 16-24.
Song Bingqian, Lu Feng, Zhao Chengyong *et al.* New virtual synchronous control strategy considering DC power flow optimization[J]. Journal of North China Electric Power University (Natural Science Edition), 2019, 46(5): 16-24.
- [14] 王伟, 徐燕芬. 适用于功率突变的MTDC系统改进下垂控制[J]. 电气传动, 2020, 50(8): 59-64.
Wang Wei, Xu Yanfen. Improved droop control of MTDC system for power mutation[J]. Electric Drive, 2020, 50 (8): 59-64.
- [15] Wu H, Ruan X, Yang D, *et al.* Small-signal modeling and parameters design for virtual synchronous generators[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(7): 1.
- [16] 吴恒, 阮新波, 杨东升, 等. 虚拟同步发电机功率环的建模与参数设计[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(24): 6508-6518.
Wu Heng, Ruan Xinbo, Yang Dongsheng, *et al.* Modeling and parameter design of virtual synchronous generator power ring[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(24): 6508-6518.

收稿日期:2021-01-18

修改稿日期:2021-03-29

(上接第22页)

- 学报(自然科学版), 2008, 38(S2): 23-26.
Peng Cheng, Wang Yong. A frequency domain identification algorithm for fractional order systems[J]. Journal of Southeast University (Natural Science Edition), 2008, 38(S2): 23-26.
- [14] 刘学. 基于智能优化算法的分数阶时滞混沌系统辨识研究[D]. 秦皇岛:燕山大学, 2015.
Liu Xue. Research on identification of fractional time-delay chaotic system based on intelligent optimization algorithm[D]. Qinhuangdao: Yanshan University, 2015.
- [15] 孟丽. 粒子群算法及其在分数阶系统辨识中的应用研究[D]. 北京:华北电力大学, 2016.
Meng Li. Particle swarm algorithm and its application in fractional-order system identification[D]. Beijing: North China Electric Power University, 2016.
- [16] 何庆, 魏康园, 徐钦帅. 求解函数优化问题的改进鲸鱼优化算法[J]. 微电子学与计算机, 2019, 36(4): 72-77, 83.
He Qing, Wei Kangyuan, Xu Qinshuai. Improved whale optimization algorithm for solving function optimization problems[J]. Microelectronics and Computers, 2019, 36(4): 72-77, 83.
- [17] 孔芝, 杨青峰, 赵杰, 等. 基于自适应调整权重和搜索策略的鲸鱼优化算法[J]. 东北大学学报(自然科学版), 2020, 41 (1): 35-43.
Kong Zhi, Yang Qingfeng, Zhao Jie, *et al.* Whale optimization algorithm based on adaptive weight adjustment and search strategy[J]. Journal of Northeastern University (Natural Science Edition), 2020, 41(1): 35-43.

收稿日期:2020-12-23

修改稿日期:2021-02-07