

三相LCL并网逆变器新型主动阻尼控制

刘洋¹, 杨旭红¹, 蓝建宇²

(1. 上海电力学院 自动化工程学院, 上海 200090;

2. 上海空间电源研究所 上海 200245)

摘要: 针对传统三相LCL并网逆变器抑制谐振峰大都采用电容电流反馈的主动阻尼方法, 采用一种新型的谐振抑制器。首先, 在兼顾主动阻尼优势的基础上将谐振抑制器加入三相LCL逆变器中, 对LCL型逆变器存在的固有的谐振峰进行抑制。其次, 引入电网电压前馈以增强系统的抗干扰能力; 同时针对PI控制器无法实现无静差跟踪交流信号的缺点, 在三相旋转坐标系下对并网电流进行控制。最后, 通过仿真实验, 将传统主动阻尼控制与新型主动阻尼控制进行比较, 验证了该策略的可行性。

关键词: LCL并网逆变器; 谐振峰; 主动阻尼; 谐振抑制器

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd19623

New Active Damping Control for Three-phase LCL Grid-connected Inverter

LIU Yang¹, YANG Xuhong¹, LAN Jianyu²

(1. College of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China;

2. Shanghai Institute of Space Power-sources, Shanghai 200245, China)

Abstract: The active damping method of capacitor current feedback is adopted to suppress the resonance peak aiming at the traditional three-phase LCL grid-connected inverter. A new type of resonance suppressor was adopted. Firstly, the resonant suppressor was added to the three-phase LCL inverter based on the advantages of active damping, and the inherent resonance peak existing in the LCL type inverter was suppressed. Secondly, the grid voltage feedforward was introduced to enhance the anti-interference ability of the system. At the same time, the grid-connected current was controlled in the three-phase rotating coordinate system for that the PI controller can not realize the shortcoming of no static tracking AC signal. Finally, the traditional active damping control was compared with the new active damping control through simulation experiments, and the feasibility of the strategy was verified.

Key words: LCL grid-connected inverter; resonance peak; active damping; resonance suppressor

进入21世纪, 世界各国越来越关注能源危机与环境污染的治理。在面临能源枯竭和环境污染日益加剧的严峻形势下, 人们越来越重视风能和太阳能以及核能等新能源带来的无限可能。逆变器控制技术的研究成为了非常重要的内容^[1]。逆变器常采用的滤波器有L型、LC型和LCL型滤波器, 相比较于前两种滤波器, 其中LCL滤波器因其对高频谐波较高的衰减能力以及较小的体积被广泛应用, 但是LCL滤波器的3阶特性决定了

其谐振峰的存在, 并且在谐振频率处会产生 $-90^\circ \sim -270^\circ$ 的相位跳变, 极易造成系统的不稳定, 因此对于谐振峰的抑制成为了研究重点^[2]。

LCL滤波器的并网逆变器谐振抑制方法主要有主动阻尼法与被动阻尼法。被动阻尼法通过在电容上串联电阻来实现, 但是阻尼电阻会带来额外的功率损耗。主动阻尼法通过运用控制算法来增加阻尼, 不会产生附加损耗, 例如分裂电容法、重复控制法、电容电流反馈法等。其中

基金项目: 上海市电站自动化技术重点实验室开放课题(13DZ2273800);

上海市重点科技攻关计划(上海市科委地方院校能力建设项目)(14110500700)

作者简介: 刘洋(1995—), 男, 硕士研究生, Email: 15176367139@163.com

通讯作者: 杨旭红(1969—), 女, 博士, 教授, Email: yangxuhong.sh@163.com

电容电流反馈法是目前运用最广泛的主动阻尼法,仅需采集电容电流,便可实现对谐振峰的有效抑制^[3-4]。

文献[5]提出了一种应用于单相LC逆变器的谐振控制器,该方法能有效地抑制谐振峰,但参数计算选取略微复杂。文献[6]采用加权平均电流(WACC)的控制方法,将逆变器输出电流和入网电流的部分进行加法求和作为外环电流反馈,这种方法能够将系统模型降为一阶,简化了分析过程,抑制了谐振峰,实验结果有一定改善,但仍然存在大量谐波干扰。此外,文献[7]在传统WACC方法上引入电网电压校正前馈项以减轻稳态线电流的跟踪误差,由电网电压失真引起的低阶线电流谐波通过所提出的校正前馈控制能够很好地得到补偿。然而,由它设计的自适应控制器只能补偿特定次数的谐波,并且控制器的设计相对复杂。文献[8]考虑到WACC在弱电网下稳定性较差的情况,提出了具有附加电容电流反馈回路的改进WACC阻尼方法,但其参数选取过程中需同时考虑多方面因素,仍较为繁琐。

目前对于并网逆变器的控制方法还有很多,其中包括比例积分控制(PI)、比例谐振控制(PR)、准比例谐振控制(QPR)、重复控制和无差拍控制等单一控制,还有一些复合型控制方法,如PCI+重复控制^[9]、PI+重复控制^[10]、模糊PR+PI控制^[11]等。这些控制方法的目的是消除交流稳态误差,降低并网电流的谐波失真率,实现单位功率因数并网的目标。

本文在传统基于电容电流反馈的主动阻尼控制方法的基础上加入一种新型的谐振抑制器,并应用于三相LCL并网逆变器,没有像WACC那样对系统进行降阶和解耦处理,并且通过基于主动阻尼的控制方法设计控制器来实现对LCL型逆变器谐振峰的抑制。将两种控制方法结合并与传统主动阻尼控制进行对比,最后通过仿真验证了该复合控制器能明显降低并网电流谐波畸变率,具有较高的快速性与准确性。

1 三相并网逆变器拓扑结构

三相并网逆变器主电路^[12]如图1所示。其中, U_{dc} 为直流电压, L_1 为逆变器侧的电感, L_2 为并网侧电感, C 为滤波电容。 L_1, L_2 和 C 构成LCL滤波器, i_{1k}, i_{2k}, i_{Ck} 分别为流经电感 L_1, L_2 和电容 C 的电流, u_{gk} 为三相电网电压(其中 $k=a, b, c$)。

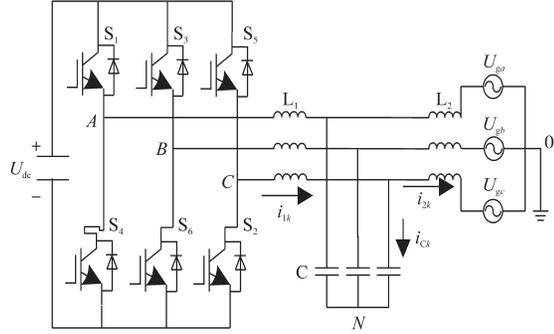


图1 三相LCL型并网逆变器主电路

Fig.1 Three-phase LCL type grid-connected inverter main circuit

LCL滤波器的滤波电路^[13]如图2所示。

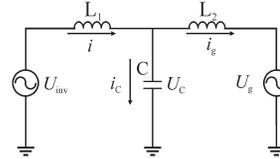


图2 LCL型滤波器电路结构图

Fig.2 Circuit structure of LCL type filter

图2中, U_{inv} 为逆变器侧输出电压; U_g 为电网电压; U_c 为电容电压。 i 和 i_g 分别为流经 L_1 和 L_2 的电流; i_c 为电容电流,假设 L_1, L_2 和 C 均为理想型器件,不考虑其寄生电阻,根据基尔霍夫电压电流定律可以得出列出如下方程组:

$$\begin{cases} U_{inv}(t) = L_1 \frac{di(t)}{dt} + U_c(t) \\ U_c(t) = L_2 \frac{di_g(t)}{dt} + U_g(t) \\ i(t) = C \frac{dU_c(t)}{dt} + i_g(t) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $i(t)$ 为逆变器侧电流; $i_g(t)$ 为并网电流; $U_c(t)$ 为电容电压; $U_g(t)$ 为并网电压; $U_{inv}(t)$ 为逆变器输出电压。

由式(1)可以得出输入电压至并网电流的传递函数:

$$i_g(s) = AU_{inv}(s) - BU_g(s) \quad (2)$$

其中

$$A = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) s}$$

$$B = \frac{L_1 C s^2 + 1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) s}$$

将电网电压作为干扰量,可得到滤波器输入电压到并网电流的传递函数:

$$G_{LCL}(s) = \frac{i_g(s)}{U_{inv}(s)} = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) s} \quad (3)$$

由式(3)可知LCL型滤波器为3阶系统,存在谐振特性,谐振频率为

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (4)$$

式中: f_r 为LCL型滤波器的谐振频率。

由于LCL型滤波器是一个3阶系统,因此在谐振频率处会产生谐振峰,同时会产生 -180° 相位跳变,这极易造成系统的不稳定。

2 传统主动阻尼控制

引入电容电流反馈的主动阻尼控制方法不会降低LCL滤波器的低频增益和高频谐波的衰减能力,并且不增加额外系统损耗,因此被广泛应用。传统电容式电流反馈法是以电容电流反馈作为内部回路,并网电流反馈作为外部回路的双闭环控制策略,该控制方法可以确保较高质量的入网电流和较高的功率因数。

图3为该控制策略下的控制框图,可以得到其开环传递函数:

$$G_0 = \frac{K_{pwm} G_p G_{PI}}{L_1 L_2 C s^3 + L_2 C K_{pwm} G_p s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (5)$$

其中 $G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$

式中: K_{pwm} 为逆变器的等效增益; G_{PI} 为外环电流调节器; G_p 为内环比例环节, $G_p=K$ 且 K 取1, K_p 为控制器比例增益; K_i 为控制器积分增益。

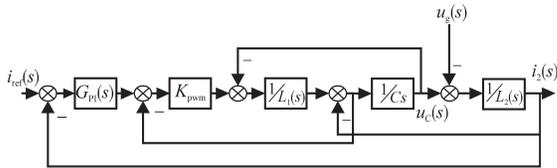


图3 电容电流和并网电流反馈控制框图
Fig.3 The feedback control block diagram of capacitor current and grid-connected current

由式(5)可知,采用电容电流反馈的主动阻尼法不仅不增加附加损耗,而且能有效抑制谐振尖峰,提高功率因数。

3 新型谐振抑制器

L型逆变器与LCL型逆变器相比有2个特点:1)L型滤波器在中低频处的特性与LCL型滤波器基本一致;2)L型滤波器为一阶系统,不存在谐振峰,因此可以利用上述2个特点对逆变器输出电流进行初步控制,得出谐振峰被抑制后的并网电流 i_2' ,此电流为中低频处的并网电流,由上述

分析可知该电流与实际并网电流 i_2 大体一致,关键在于实际并网电流 i_2 会由于系统参数等不确定因素的影响而与预测电流 i_2' 存在误差,因此需要对 i_2 进行修正,本次采用构建电流观测器^[14]的方法,尽可能减小实际电流 i_2 和预测电流 i_2' 在中低频处的误差,其中,观测器 $G_h = (K_{ph} + K_{ih}/s)$ 。加入观测器后系统结构如图4所示,其中 i_c 是 i_2 和 i_2' 的差值,它携带了大量高频谐波电流,需将该误差电流反馈至系统中用来抑制谐振,取反馈系数为 α 。同时引入电网电压前馈项,增强系统的抗干扰能力。

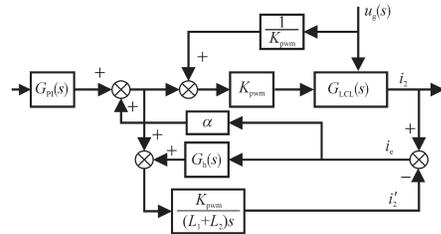


图4 基于电流误差反馈的控制框图
Fig.4 Control block diagram based on current error feedback

4 LCL 逆变器主动阻尼与谐振抑制器复合控制器设计

图5给出了完整的控制结构图,在主动阻尼控制的基础上加入上述控制器,考虑到观测器 G_h 的转折频率可能会影响系统的相位裕度,选取 $K_{ih} = 840$ 。同时为了达到较高的控制精度,将实际电流 i_2 和预测电流 i_2' 在基频($f=50$ Hz)处的幅值误差 E 以及相位误差 δ 分别控制在 0.3% 和 0.5% 以内。

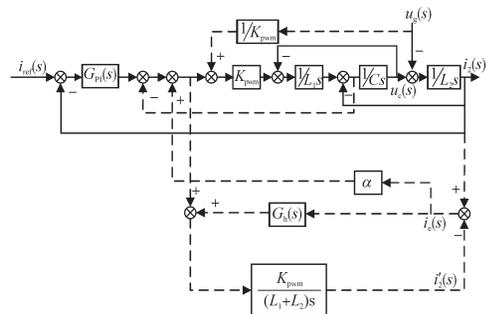


图5 新型复合控制框图
Fig.5 New composite control block diagram

根据图4可知 i_2, i_2' 及 i_c 之间满足下列关系式:

$$\begin{cases} I_2(s) = U_{inv}(s) K_{pwm} G_{LCL}(s) \\ I_2'(s) = [U_{inv}(s) + I_c(s) G_h(s)] K_{pwm} G_L(s) \\ I_c(s) = I_2(s) - I_2'(s) \end{cases} \quad (6)$$

其中 $G_L(s) = \frac{1}{(L_1 + L_2)s}$

式中: $I_2(s)$ 为实际并网电流的拉氏变换; $\hat{I}_2(s)$ 为估计电流的拉氏变换; $I_e(s)$ 为误差电流的拉氏变换; $U_{inv}(s)$ 为电流控制器输出的拉氏变换。 $G_L(s)$ 为L型滤波器的传递函数; $G_h(s)$ 为电流观测器的传递函数。

由式(6)可得到:

$$I_e(s) = \frac{U_{inv}(s)K_{pwm}[G_{LCL}(s) - G_L(s)]}{1 + K_{pwm}G_h(s)G_L(s)} \quad (7)$$

因此可得两电流在基频($f=50$ Hz)处能达到的最大幅值误差和最大相角误差可以表示为

$$\begin{cases} E = \frac{|I_e(2\pi f)|}{|I_2(2\pi f)|} \\ \delta = \arctan\left(\frac{|I_e(2\pi f)|}{|I_2(2\pi f)|}\right) \end{cases} \quad (8)$$

式中: E 为电流幅值误差; δ 为电流相位误差。

根据式(8)对 K_{ph} 的参数值进行初步计算。

根据图5所示的控制框图利用Mayson公式求得系统闭环传递函数 G_{close} 如下式:

$$G_{close} = \frac{a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s^1 + a_0}{b_6s^6 + b_5s^5 + b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s^1 + b_0} \quad (9)$$

其中

$$\begin{cases} a_3 = K_p K_{pwm} (L_1 + L_2) \\ a_2 = K_i K_{pwm} (L_1 + L_2) + K_p K_{ph} K_{pwm}^2 \\ a_1 = (K_p K_{ih} + K_{ph} K_i) K_{pwm}^2 \\ a_0 = K_i K_{ih} K_{pwm}^2 \\ b_6 = (L_1 + L_2) L_1 L_2 C \\ b_5 = L_2 C (L_1 + L_2) K_{pwm} + \alpha K_{pwm} L_1 L_2 C \\ b_4 = (L_1 + L_2)^2 + K_{ph} K_{pwm}^2 L_2 C \\ b_3 = (K_p + K_{ph})(L_1 + L_2) K_{pwm} + K_{ih} K_{pwm}^2 L_2 C \\ b_2 = (K_i + K_{ih})(L_1 + L_2) K_{pwm} + K_p K_{ph} K_{pwm}^2 + K_{ph} K_{pwm} L_1 L_2 C \\ b_1 = (K_p K_{ih} + K_{ph} K_i) K_{pwm} + K_{ih} K_{pwm} L_1 L_2 C \\ b_0 = K_i K_{ih} K_{pwm}^2 \end{cases}$$

式中: K_{ph} 、 K_{ih} 分别为电流观测器 $G_h(s)$ 的比例系数和积分系数; α 为误差电流的反馈系数。

根据Routh判据确定系统稳定时 α 的取值范围,综合考虑系稳定性与系统的稳定裕度^[14-16],初步计算 α 。

图6对比了加入谐振抑制器前后系统的开环伯德图,可知仅在传统主动阻尼控制下,系统谐振峰已被消除,此时幅值裕度和相位裕度分别为1.93 dB和1°,满足稳定性要求但稳定性差。复合

阻尼控制下的幅值裕度以及相位裕度分别为36.3 dB和5.82°,整体稳定性增加。

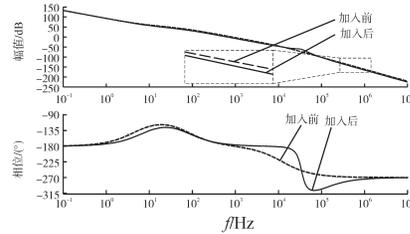


图6 系统开环伯德图对比

Fig.6 Comparison of system open-loop Bode diagrams

图7为 α 取值不同时系统开环幅频特性的变化情况,具体数值如表1所示。随着 α 增大,系统的幅相裕度都有不同程度的降低,因此在系统稳定的前提下需选择一个合适的反馈系数 α 。

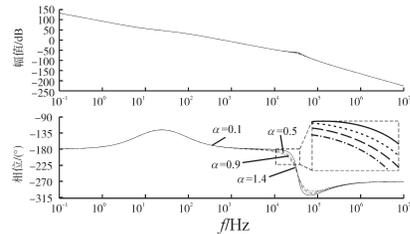


图7 不同 α 取值下的伯德图

Fig.7 Bode diagram under different α values

表1 开环稳定裕度

Tab.1 Open loop stability margin

| α 值 | 幅值裕量/dB | 相位裕量/(°) |
|------------|---------|----------|
| 0.1 | 42.7 | 5.87 |
| 0.5 | 32.2 | 5.76 |
| 0.9 | 27.1 | 5.64 |
| 1.4 | 23.3 | 5.5 |

5 仿真与分析

根据国家标准(GB/T 14549—1993),当电流谐波畸变率 $THD \leq 5\%$ 时,才满足并网的要求。为研究所提出的新型复合主动阻尼控制策略的可行性,在Matlab/Simulink中分别建立了基于电容电流反馈的传统主动阻尼控制模型和新型复合主动阻尼控制模型,并进行验证。结合参数设计的理论值分析,对其进行一定的微调,得到 $K_{ph}=10$, $K_{ih}=840$, $\alpha=0.3$ 。有功参考电流值 $I_{dref}=31.1$ A,无功电流 $I_{qref}=0$ 。仿真参数为:电网电压有效值 $U_g=220$ V,直流电压 $U_{dc}=700$ V,开关频率 $f_s=20$ kHz,电网频率 $f=50$ Hz,滤波电感 $L_1=9$ mH,滤波电感 $L_2=3$ mH,滤波电容 $C=12$ μ F。

图8为两种控制方式下并网电流频谱分析图,

可以看出,传统主动阻尼控制下的THD为2.34%,新型复合控制下的THD为1.67%。可见两种控制方法均已达到控制要求,但本文提出的新型复合主动阻尼控制策略谐波畸变率更小,稳态波形质量更好,减轻了谐波污染。

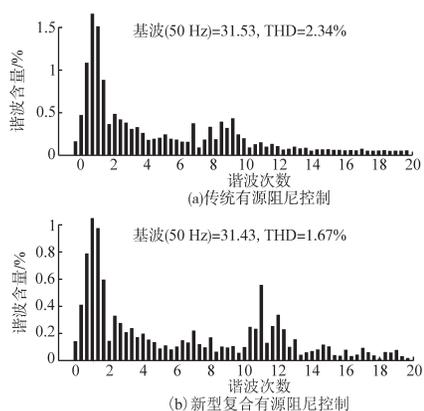


图8 两种控制方式下并网电流频谱分析图
Fig.8 Grid-connected current spectrum analysis diagrams under two control modes

图9为参考电流在0.05 s时由31.1 A突变为20 A后的三相并网电流波形。其中,图9a为传统主动阻尼控制下三相并网电流波形,在外部参考电流变化以后约0.02 s左右并网电流开始趋于稳定;图9b为新型复合主动阻尼控制下三相并网电流波形,在外部参考电流变化以后约0.01 s左右并网电流开始趋于稳定。可知新型复合主动阻尼控制下三相电流能更快速地跟踪外部参考指令。

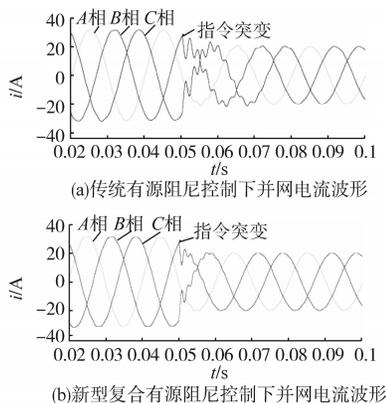


图9 两种控制方式下三相并网电流波形
Fig.9 Three-phase grid-connected current waveforms in two control modes

6 结论

1)分析了LCL并网逆变器存在谐振的原因,在原有控制方法上加入新型控制器,进一步提高了并网电流质量。2)仿真结果表明,采用新型复

合主动阻尼控制的逆变器系统,在稳态时交流侧电流THD与传统主动阻尼控制相比,交流侧电流THD显著降低,并网电流的稳态精度大大提高。同时,新的主动阻尼控制策略使三相并网逆变器系统克服了传统主动阻尼控制响应速度慢的缺点,使系统具备优良的动态特性,实现快速响应。3)由于条件有限,仅在仿真平台上进行了模拟仿真,未能在实际的实验平台中进行进一步验证。

参考文献

- [1] 李浩然,杨旭红,冯成臣.带LCL滤波器的并网逆变器双环控制参数设计研究[J].华北电力大学学报,2015,42(6):72-77.
- [2] 王碧芳,李尚盛,瞿李峰,等.LCL并网逆变器改进加权电流控制方法及其鲁棒性分析[J].电测与仪表,2018,55(4):78-86.
- [3] 熊洁,高儒,方辉.基于LCL滤波器的并网逆变器控制策略研究[J].电源技术,2017,41(1):134-137.
- [4] 陈新,韦微,胡雪峰,等.三相并网逆变器LCL滤波器的研究及新型有源阻尼控制[J].电工技术学报,2014,29(6):71-79.
- [5] 王福,姚钢,殷志柱,等.单相逆变器有源阻尼控制参数设计[J].电力电子技术,2017,51(6):43-47.
- [6] 刘会超,施火泉,徐鹏.基于加权平均电流控制的三相并网逆变器[J].江南大学学报,2015,14(6):787-791.
- [7] He J W, Li Y W, Xu D H, *et al.* Deadbeat Weighted Average Current Control with Corrective Feed-forward Compensation for Microgrid Converters with Nonstandard LCL Filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017,32(4):2661-2674.
- [8] Han Y, Li Z P, Yang P, *et al.* Analysis and Design of Improved Weighted Average Current Control Strategy for LCL-type Grid-connected Inverters[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017,32(3):941-952.
- [9] 郭凯,杨旭红.基于比例复数积分+重复控制的三相LC并网逆变器控制策略研究[J].电机与控制应用,2017,44(9):60-66.
- [10] 陈金辉,王永生,徐相波,等.一种基于光伏并网逆变器的复合控制策略[J].电气传动,2018,48(3):29-32.
- [11] 李浩然,杨旭红,王亚楠.基于模糊PR和PI控制的三相逆变器并网研究[J].电气传动,2016,46(1):55-59.
- [12] 张学广,马彦,李瑞,等.两相静止坐标系下并网逆变器的重复控制策略[J].电工技术学报,2016,31(9):85-91.
- [13] 刘重洋,高志军,刘刚,等.基于双PI+重复控制的光伏逆变器谐波抑制策略[J].全球能源互联网,2018,1(3):397-402.
- [14] 万晓风,聂晓艺,廖志鹏,等.基于误差信号反馈的单相LCL型逆变器谐振抑制方法[J].电机与控制学报,2018,22(5):102-109.
- [15] 杨旭红,何超杰.基于单周期控制的LCL并网逆变器控制策略研究[J].电机与控制应用,2016,43(5):7-11.
- [16] 鲍陈磊,阮新波,王学华,等.基于PI调节器和电容电流反馈有源阻尼的LCL型并网逆变器闭环参数设计[J].中国电机工程学报,2012,32(25):133-142.

收稿日期:2018-10-19

修改稿日期:2019-01-09