LCL型PWM整流器的稳定器设计

周迎春[1]，胡志军[1]，黄辉先[2]

（1. 湖南理工职业技术学院，湖南 湘潭 411104；2. 湘潭大学信息工程学院，湖南 湘潭 411105）

摘要：相比于传统L滤波器，LCL滤波器通过使用较小的电感元件，能够有效减少开关谐波及保证低电流总谐波失真。然而，由LCL滤波器引入的额外极点易引起系统谐振，从而导致系统不稳定。为处理以上矛盾，依据李雅普诺夫理论构建一个反馈稳定器，将其引入控制系统，并利用Matlab的Simulink工具箱对相应模型进行仿真。仿真结果表明，该稳定器引入PWM整流器后，系统谐振得到有效抑制，谐波含量明显减少，系统稳定性提高。

关键字：LCL滤波器；稳定器；PWM整流器

The design of stabilizer for LCL type PWM rectifier

ZHOU Yingchun[1], HU Zhijun[1], HUANG Huixian[2]

(1. Hunan Vocational Institute of Technology, Xiangtan 411104, China; 2. College of Information Engineering, Xiangtan University, Xiangtan 411105, China)

Abstract: Compared with the traditional L filter, the LCL filter can effectively reduce the harmonic and guarantee the low current total harmonic distortion by using smaller inductance components. However, the additional pole introduced by the LCL filter will cause system resonance and then lead to instability of the system. To deal with the above contradictions, a feedback stabilizer is constructed based on Lyapunov theory and introduced into the control system, and the corresponding model is simulated by using Simulink toolbox of Matlab. The results show that after the stabilizer is introduced to the PWM rectifier, the system resonance is effectively suppressed, the harmonic content is reduced, and the stability of the system is improved.

Key words: LCL filter; stabilizer; PWM rectifier

0 引言

随着与电网相连的电能变换设备越来越多，需要更加注意稳定性问题的重要性。其中，为了滤除开关谐波，PWM整流器通过无源滤波器环节连接至电网，众所周知，无源滤波器的连接降低了系统的稳定性。关于无源滤波器的选择，较好的解决方案是采用LCL滤波器，主要是因为其滤波效果优于L滤波器[1]。然而，由LCL滤波器引入的极点和零点在谐振频率点造成了一个高谐振峰，在谐振频率点的振荡将引起系统稳定性问题[2]。

对于谐振问题的处理，可分为如下两个方案：无源阻尼和有源阻尼[3-6]。前者通过使用无源元件和LCL滤波器元件串联或者并联实现。这种方案较为简单，但是其将导致额外的功率损耗。有源阻尼方法是基于变换器控制算法进行修改而来，因此，有源阻尼方法不产生额外的损耗。一类方法是陷波器校正法，其主要的思想是在谐振频率处产生一个相反的谐振峰。另一类方法是通

湖南省教育厅科学研究一般项目(17C0742)

过增加额外的信号反馈，从而一种基于电容电流反馈的有源阻尼方法被提出[7]。然而，对于电容电流反馈有源阻尼方法，要求高准确度测量，其成本自然增加。

为保证所采用控制方法的阻尼性能和鲁棒性，本文设计一种新颖的基于直接李雅普诺夫定理的稳定器，并将其引入系统控制策略，修正内环参考信号，从而有效抑制系统谐振，提高系统的稳定性。此方法的运用不会导致额外的功率损耗，却能有效保证系统稳定性，其优越性十分突出，引入LCL型PWM整流器系统参与控制环节非常必要。本文主要从以下几个方面进行介绍。首先，介绍研究对象及其控制策略；其次，设计基于直接李雅普诺夫稳定性理论的稳定器；然后对系统进行仿真，验证所提方法的有效性；最后，总结研究结果。

1　系统描叙及控制策略

1.1　系统描述

由图1主电路拓扑结构图可见，PWM整流器通过LCL滤波器连接到电网。系统具体参数如下表所示。

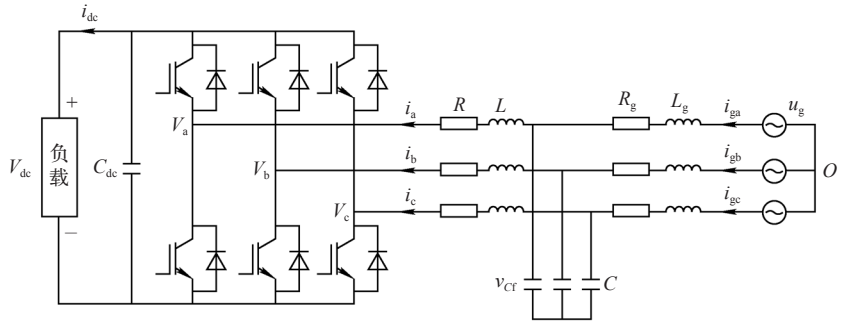

图1　主电路拓扑图

Fig. 1 The main circuit diagram

表　系统设计参数

Tab. Design parameters of system

LCL滤波器参数	直流侧电容 C_{dc}/F	开关频率 f_s/kHz	电网频率 f/Hz
L_g=2 mH R_g=0.5 Ω L=2 mH R=0.5 Ω	1 000	10	50

1.2　控制策略

整个系统的控制框图如图2所示。控制算法分成两个模块，分别是PWM整流器控制模块和稳定器模块。PWM整流器的控制策略采用基于电网电压定向控制的方式，其包括了功率外环和电流内环。稳定器提供稳定功率信号，并叠加到PWM整流器的参考输入功率上，以实现系统稳定控制。

在外环控制中，直流母线电容的能量储存公式：$Q_{dc}=(1/2)C_{dc}V_{dc}^2$，当给定直流电压$V_{dcref}$确定，则得给定能量参考值为$Q_{dcref}=(1/2)C_{dc}V_{dcref}^2$。从图2可知，选择PWM整流器的输出功率为外环的控制变量。

$$Q_{dc}=P-P_{dc} \tag{1}$$

其中，$P=v_{dC}i_d+v_{Cq}i_q$，$P_{dc}=V_{dc}i_{dc}$。

控制率由式（2）给出，为保证渐近收敛的能量误差等于零，则得

$$(Q_{dcref}-Q_{dc})+2\xi_e\omega_e(Q_{dcref}-Q_{dc})+\omega_e^2\int(Q_{dcref}-Q_{dc})=0 \tag{2}$$

式中，ω_e为能量控制器的截止频率；ξ_e为阻尼系数，设置为0.7～1。

结合式（1）、式（2），可得出控制变量P_{ref0}的表达式为

$$P_{ref0}=P_{dc}+2\xi_e\omega_e(Q_{dcref}-Q_{dc})+\omega_e^2\int(Q_{dcref}-Q_{dc}) \tag{3}$$

为确保系统单位功率因数，本文无功功率参考信号Q_{ref0}设置为零。

然后，计算电流内环dq轴参考电流信号为

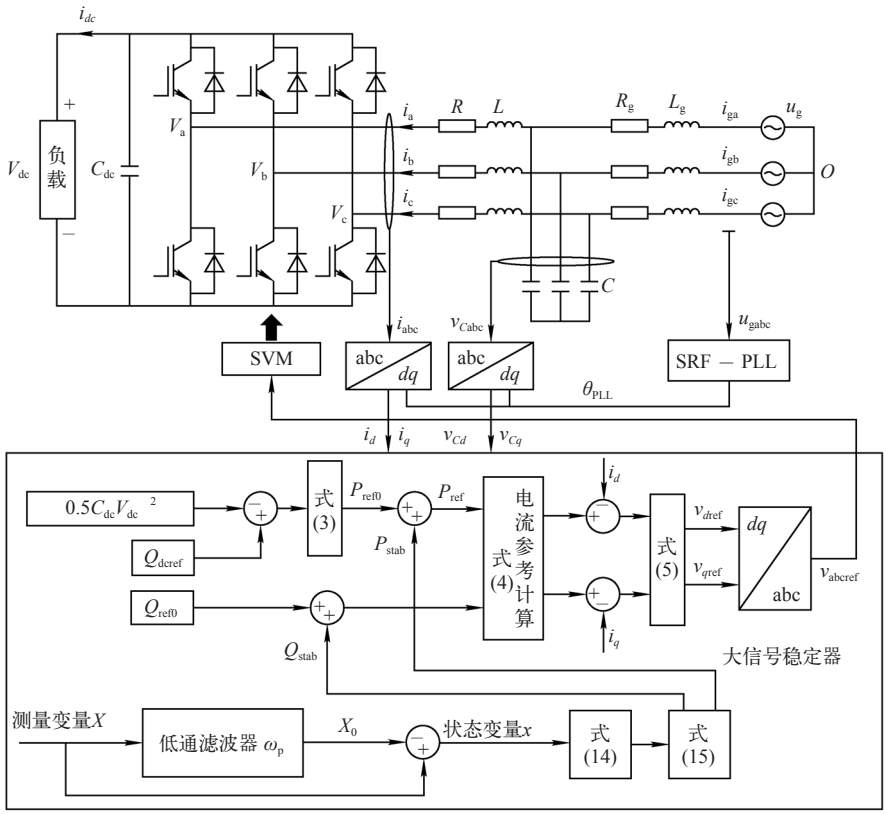

图2 控制策略框图

Fig. 2 Block diagram of cotrol strategy

$$\begin{cases} i_{dref}=\dfrac{v_{Cd}P_{ref}+v_{Cq}Q_{ref}}{v_{Cd}^2+v_{Cq}^2} \\ i_{qref}=\dfrac{v_{Cq}P_{ref}+v_{Cd}Q_{ref}}{v_{Cd}^2+v_{Cq}^2} \end{cases} \tag{4}$$

对于交流侧电流的控制，使用PI控制器。控制方程表示为

$$\begin{bmatrix} v_{dref} \\ v_{qref} \end{bmatrix}=k_p\begin{bmatrix} i_d-i_{dref} \\ i_q-i_{qref} \end{bmatrix}+k_I\begin{bmatrix} \int(i_d-i_{dref})\mathrm{d}t \\ \int(i_q-i_{qref})\mathrm{d}t \end{bmatrix}-\begin{bmatrix} \dfrac{-R}{L} & \omega \\ -\omega & \dfrac{-R}{L} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} v_{Cd} \\ v_{Cq} \end{bmatrix} \tag{5}$$

从式（5）可得到交流侧电压控制量，经空间矢量调制之后，控制三相桥臂开关管的通断，从而实现稳定直流电压的输出。

2 稳定器设计

这一部分详细说明基于李雅普诺夫稳定性理论的稳定器设计。由现代控制理论可知，李雅普诺夫方法是研究动态系统稳定性最有效的工具。

稳定器的主要思路是产生无功和有功稳定功率，修改内环参考信号，以保证系统稳定，由图2可知其大体实现思路。

设计稳定器有两个步骤：第一，建立系统的状态空间模型；第二，构造线性状态的反馈信号，用于稳定系统。

2.1 建模

设计的第一步是系统建模，对系统进行如下定义，即

$$\dot{x}=Ax+Bue \tag{6}$$

状态变量x作如下定义$x=X-X_0$。其中，X_0为X经过一个窄带低通滤波器获得，且低通滤波器的截止频率远远低于LCL滤波器的谐振频率，即$\omega_p=\omega_{res}$。因此，本文设置$\omega_p=\omega_{res}/100$。

系统的空间状态模型包含LCL滤波器相关参

数和电流内环相关变量，其基本模型结构参考控制方程得出。因此，系统由以下八个状态变量组成：dq轴网侧电流、dq轴电容电压、dq轴交流侧电流及与内环积分项相关的状态变量。系统方程为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\delta i_{gd}=\dfrac{-R_g}{L_g}\delta i_{gd}+\omega\delta i_{gq}-\dfrac{1}{L_g}\delta v_{Cd}+\dfrac{1}{L_g}\delta e_d\\ \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\delta i_{gq}=\dfrac{-R_g}{L_g}\delta i_{gq}+\omega\delta i_{gd}-\dfrac{1}{L_g}\delta v_{Cq}+\dfrac{1}{L_g}\delta e_q\\ \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\delta v_{Cd}=\dfrac{1}{C}\left(\delta i_{gd}-\delta i_d\right)+\omega\delta v_{Cq}\\ \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\delta v_{Cq}=\dfrac{1}{C}\left(\delta i_{gq}-\delta i_q\right)-\omega\delta v_{Cd}\\ \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\delta i_d=-\dfrac{k_P}{L}\left(\delta i_d-\delta i_{d\mathrm{reF}}\right)-\dfrac{k_I}{L}\delta i_d\\ \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\delta i_q=-\dfrac{k_P}{L}\left(\delta i_q-\delta i_{q\mathrm{reF}}\right)-\dfrac{k_I}{L}\delta i_q\\ \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\delta\sigma_d=\left(\delta i_d-\delta i_{d\mathrm{reF}}\right)\\ \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\delta\sigma_q=\left(\delta i_q-\delta i_{q\mathrm{reF}}\right)\end{cases}\tag{7}$$

$$\begin{cases}x=[\delta i_{gd},\delta i_{gq},\delta v_{Cd},\delta v_{Cq},\delta i_d,\delta i_q,\delta\sigma_d,\delta\sigma_q]^{\mathrm{T}}\\ u=[u_d,u_q]^{\mathrm{T}}=[\delta i_{d\mathrm{ref}},\delta i_{q\mathrm{ref}}]^{\mathrm{T}}\end{cases}\tag{8}$$

为简化上述模型，假定电网电压不被负载影响，则电网电压e_d、e_q应为恒值。因此，变量δe_d、δe_q十分小，在本文中作忽略处理。

为了进行系统稳定性分析，式（7）必须描叙成式（6）的形式。线性部分，重新构造矩阵A和矩阵B。交流侧电流的非线性部分为

$$\begin{bmatrix}\delta i_{d\mathrm{ref}}\\ \delta i_{q\mathrm{ref}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\dfrac{\left(P_{\mathrm{ref}0}+\delta P_{\mathrm{ref}}\right)\left(v_{Cd0}+\delta v_{Cd}\right)+\left(Q_{\mathrm{ref}0}+\delta Q_{\mathrm{ref}}\right)\left(v_{Cq0}+\delta v_{Cq}\right)}{\left(v_{Cd0}+\delta v_{Cd}\right)^2+\left(v_{Cq0}+\delta v_{Cq}\right)^2}\\ \dfrac{\left(P_{\mathrm{ref}0}+\delta P_{\mathrm{ref}}\right)\left(v_{Cd0}+\delta v_{Cd}\right)+\left(Q_{\mathrm{ref}0}+\delta Q_{\mathrm{ref}}\right)\left(v_{Cq0}+\delta v_{Cq}\right)}{\left(v_{Cd0}+\delta v_{Cd}\right)^2+\left(v_{Cq0}+\delta v_{Cq}\right)^2}\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}i_{d\mathrm{ref}0}\\ i_{q\mathrm{ref}0}\end{bmatrix}\tag{9}$$

在下节中，应用李雅普诺夫理论计算稳定反馈输入u，并对P_{stab}、Q_{stab}进行求解。

2.2 稳定反馈

为了稳定系统，提出下面的稳定反馈输入信号，即

$$u=-(BD)^{\mathrm{T}}Px\tag{10}$$

式中，D为对角正定矩阵；P为由式（11）给出的李雅普诺夫方程的结果。其中，P、Q均为对称正定矩阵。

$$A^{\mathrm{T}}P+PA+Q=0\tag{11}$$

通过参照式（10），系统模型（如式（6）所示）能够进行如下表述，即

$$\dot{x}=[A-B(BD)^{\mathrm{T}}P]x\tag{12}$$

如果李雅普诺夫方程有解，那么很容易证明系统是稳定的。为求解李雅普诺夫方程，文中使用Matlab中的lyap函数进行计算。

注意到，矩阵D为对角加权因子矩阵，其作用为分配i_d、i_q之间的稳定关系，具体形式在式（13）中给出，即

$$D=\begin{bmatrix}\delta_d & 0\\ 0 & \delta_q\end{bmatrix}\tag{13}$$

然后，由式（10）可知，可以得出稳定反馈u

$$u=\begin{bmatrix}0 & 0 & -10^{-4} & -10^{-4} & 0.024\,4 & 0.024\,4 & 0 & 0\\ 0 & 0 & -10^{-4} & -10^{-4} & 0.024\,4 & 0.024\,4 & 0 & 0\end{bmatrix}x\tag{14}$$

从式（14）中获得u后，接下来，计算得到稳定功率为

$$\begin{bmatrix}P_{\mathrm{stab}}\\ Q_{\mathrm{stab}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-P_{\mathrm{ref}0}+((i_{d\mathrm{ref}0}+u_d)v_{Cd}+(i_{q\mathrm{ref}0}+u_q)v_{Cq})\\ -Q_{\mathrm{ref}0}-((i_{q\mathrm{ref}0}+u_q)v_{Cd}-(i_{d\mathrm{ref}0}+u_d)v_{Cq})\end{bmatrix}\tag{15}$$

3 仿真分析

为了验证第二节所提稳定器的有效性，使用Matlab的Simulink工具箱进行仿真。系统参数见上表。PWM整流器的直流母线电压控制为600 V，负载为电阻，输出功率设置为3.3 kW。

图3为整流器控制策略中有无应用稳定器下有功功率和无功功率的波形图。通过对比可知，稳定器的作用显著，波形从振荡状态迅速转变为稳定状态，有效抑制了系统振荡。

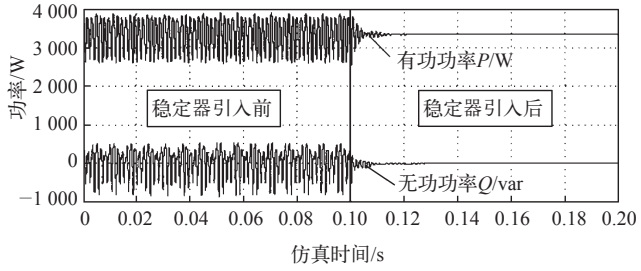

图3 稳定器应用前后的无功及有功功率仿真结果曲线

Fig. 3 Simulation results of reactive power and active power before and after application of stabilizer

图4～图6分别为LCL滤波器电容电压波形、交流侧电流波形和网侧电流波形，图中均进行了加入稳定器方法前后的波形对比。对比发现，当稳定器工作后，波形振荡消除，波形变平滑，谐波含量小，波形质量提升。

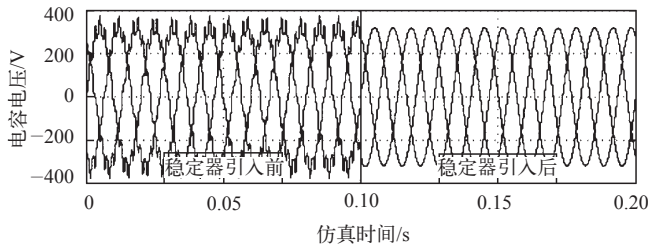

图4 LCL滤波器电容电压波形

Fig. 4 Capacitor voltage waveform of LCL filter

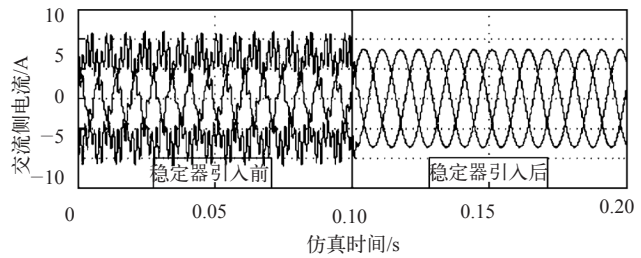

图5 交流侧电流波形

Fig. 5 Current waveform of converter side

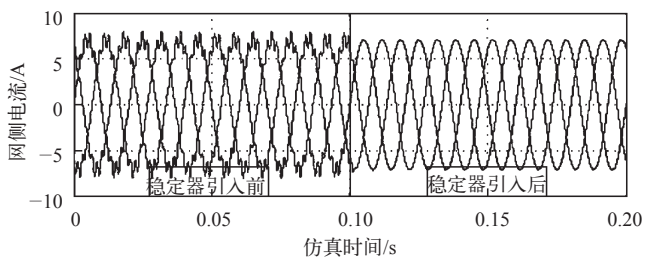

图6 网侧电流波形

Fig. 6 Current waveform of network side

为定量分析稳定器工作的效果，特对稳定器作用前后的网侧电流波形进行傅里叶分析，对比两者谐波含量。通过图7中两图的对比，并从总谐波畸变率的数据可知，稳定器引入前的网侧电流谐波含量为7.18%，而稳定器引入后的网侧电流谐波含量为0.97%。如此可知稳定器的效果明显，能够有效地改善波形质量，其总谐波畸变率完全满足国家标准的要求。

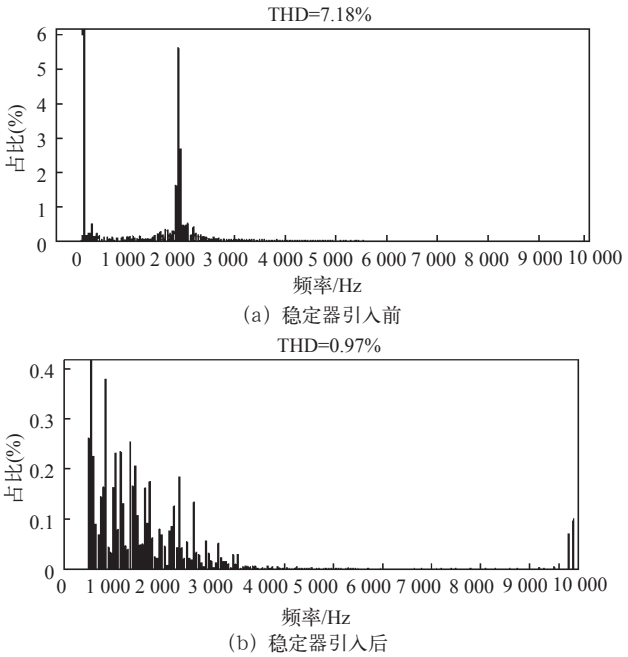

图7 FFT分析结果波形图

Fig. 7 FFT analysis result waveform diagram

4 结束语

为解决LCL型PWM整流器的稳定性问题，基于李雅普诺夫理论，通过详细的理论分析和适当的工具构建反馈信号稳定器，将反馈稳定信号引入到系统控制策略中，以保持控制器的阻尼性能和鲁棒性，从而提高系统的稳定性。提供的仿真结果表明，使用稳定器之后，各点电压及电流波形正常，没有出现振荡现象，并可将电流谐波含量降低近7%，系统稳定性得到了保证，从而证明了所设计稳定器的有效性。

参考文献

[1] WU W，SUN Y，LIN Z，et al．A new LCL-filter with in-series parallel resonant circuit for single-phase grid-tied inverter[J]．IEEE Transactions on Industrial

Electronics，2014，61(9)：4640-4644.

[2] 王海松，王晗，张建文，等．LCL型并网逆变器的分裂电容无源阻尼控制[J]．电网技术，2014，38(4)：895-902.
WANG Haisong，WANG Han，ZHANG Jianwen，et al．Split capacitor passive damping control of LCL type grid-connected inverter [J]．Power Grid Technology，2014，38 (4)：895-902.

[3] 郑昕昕，肖岚，王长宝，等．三相变流器LCL滤波器参数优化新方法[J]．中国电机工程学报，2013，33(12)：55-63.
ZHENG Xinxin，XIAO Lan，WANG Changbao，et al．New method for parameter optimization of three-phase converter LCL filter [J]．Chinese Journal of Electrical Engineering，2013，33 (12)：55-63.

[4] HANIF M，KHADKIKAR V，XIAO W，et al．Two degrees of freedom active damping technique for LCL filter-based grid connected PV systems[J]．IEEE Transactions on Industrial Electronics，2014，61(6)：2795-2803.

[5] WANG X，BLAABJERG F，LOH P C．Grid-current-feedback active damping for LCL resonance in grid-connected voltage-source converters[J]．IEEE Transactions on Power Electronics，2015，31(1)：213-223.

[6] MALINOWSKI M，KAZMIERKOWSKI M P，SZCZYGIEL W，et al．Simple sensorless active damping solution for three-phase PWM rectifier with LCL filter[C]．31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society，2005.

[7] 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.
BAO Chenlei，RUAN Xinbo，WANG Xuehua，et al．Closed-loop parameter design of LCL grid-connected inverters based on PI regulator and capacitor current feedback active damping [J]．China Journal of Electrical Engineering，2012，32 (25)：133-142.

[8] 吴文昌，杨秀，张美霞．基于LCL滤波器光伏并网发电系统控制策略综述[J]．电器与能效管理技术，2016(1)：49-54.
WU Wenchang，YANG Xiu，ZHANG Meixia．Overview of control strategies of photovoltaic grid-connected power generation system based on LCL filter [J]．Electrical and Energy Management Technology，2016 (1)：49-54.

[9] 郭利辉，张元敏，李永辉，等．三相电压型PWM变流器交流侧LCL滤波器的有源阻尼策略研究[J]．电力系统保护与控制，2017，45(4)：132-138.
GUO Lihui，ZHANG Yuanmin，LI Yonghui，et al．Study on active damping strategy of LCL filter on AC side of three-phase voltage source PWM converter [J]．Power System Protection and Control，2017，45 (4)：132-138.

[10] 肖雄，张勇军，王京，等．基于全响应功率补偿的电压型PWM整流器直接功率控制[J]．电工技术学报，2015，30(4)：113-120.
XIAO xiong，ZHANG Yongjun，WANG Jing，et al．Direct power control of voltage-type PWM rectifiers based on full response power compensation [J]．Transactions of China Electrotechnical Society，2015，30 (4)：113-120.

[11] 高国燊，余文烜，彭康拥，等．自动控制原理[M]．广州：华南理工大学出版社，2009.

[12] 张兴，张崇巍．PWM整流器及其控制[M]．北京：机械工业出版社，2012.

作者简介

周迎春

周迎春（1972－），女，副教授，主要研究方向为电力电子技术及新能源。

(收稿日期：2019－01－03)EA