

DOI: 10.7667/PSPC161723

基于 LCL 型逆变器的数字陷波器有源阻尼方法研究

卞文倩¹, 李飞², 赵晋斌¹

(1. 上海电力学院, 上海 200090; 2. 中国矿业大学, 江苏 徐州 221008)

摘要: 为了解决传统电容电流比例反馈有源阻尼方法控制结构复杂以及由系统延时所导致的谐振阻尼区域狭小等问题, 对基于陷波器的有源阻尼方法进行了研究。将系统的谐振阻尼区域从 $(0, f_s/6)$ 拓展到 $(0, f_s/2)$, 消除了延时所带来的影响。同时, 为了减小谐振频率波动对陷波器陷波效果的影响, 利用经典控制理论中有关偶极子的经验法则得到陷波器允许的谐振频率最大波动范围。并通过系统闭环传递函数的零极点图对系统稳定性进行分析, 设计出合理的阻尼比。Matlab/Simulink 仿真与实验结果验证了所设计的陷波器有源阻尼方法的有效性。

关键词: LCL 型逆变器; 系统延时; 有源阻尼; 陷波器

Research on digital notch filter active damping based on LCL-type inverter

BIAN Wenqian¹, LI Fei², ZHAO Jinbin¹

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

2. China University of Mining and Technology, Xuzhou 221008, China)

Abstract: To solve the problem of the traditional capacitor current proportional feedback active damping method, of which the control structure is complex and resonance damping region is narrow caused by system time delay, the damping method based on the notch filter is instituted and the system resonance region is expended from $(0, f_s/6)$ to $(0, f_s/2)$, which eliminates the influence of time delay. At the same time, to impair the influence of the resonance frequency fluctuation on the notch filter, the maximum resonance frequency fluctuation range is accumulated by empirical law of classical control theory about the dipoles. Then, the zero and pole map of the close-loop transfer function is used to analyze the system stability. Finally, a reasonable damping ratio is designed. The effectiveness of the designed notch filter active damping method is verified by Matlab/Simulink simulation and experiment.

This work is supported by Natural Science Foundation of Shanghai (No. 16ZR1413000) and Shanghai Engineering Research Center of Green Energy Grid-connected Technology (No. 13DZ2251900).

Key words: LCL-type inverter; system time delay; active damping; notch filter

0 引言

随着能源问题的日益严重, 光伏、风能等新能源发电技术受到了广泛的关注^[1-3]。PWM 逆变器具有功率因数可控、输出电流波形正弦化以及能量可双向流动的优点^[4-8], 在分布式发电系统中得到了广泛的应用, 然而 PWM 调制算法的使用会使其交流侧产生大量的开关频率次谐波^[9-10]。LCL 型滤波器可以在较低的电感值下实现很好的高频谐波滤除, 然而其存在的谐振使系统控制变得复杂。为此, 国

内外学者提出了多种阻尼方法, 主要集中于无源和有源阻尼两类。

无源阻尼主要通过滤波电容或电感上串并联电阻来实现谐振的抑制, 然而电阻的存在会给系统带来额外的功率损耗。有源阻尼常用反馈电容电流的方式来虚拟无源阻尼中的电阻, 实现无损耗的阻尼^[11-12]。然而, 受 A/D 采样、DSP 计算以及调制等的影响, 系统存在控制延时, 导致传统的电容电流比例反馈的阻尼效果减弱, 甚至影响系统的稳定性。

为了保障系统能够在控制延时存在的情况下稳定运行, 本文对采用陷波器有源阻尼的 LCL 型逆变器系统进行研究, 设计了陷波器参数。最后通过仿真与实验验证了所设计的陷波器有源阻尼的有效性。

基金项目: 上海自然科学基金项目(16ZR1413000); 上海绿色能源并网工程技术研究中心(13DZ2251900)

1 三相 LCL 型逆变器主电路拓扑

三相 LCL 型逆变器主电路拓扑如图 1 所示。其中, e_a 、 e_b 、 e_c 分别为三相电网电压, v_{pcca} 、 v_{pccb} 、 v_{pccc} 分别为三相公共连接点电压, U_{dc} 为直流侧电压, L_1 、 L_2 、 L_g 分别为逆变器侧滤波电感、电网侧滤波电感与电网等效电感, C 为滤波电容, i_{1a} 、 i_{1b} 、 i_{1c} 分别为三相逆变器侧电感电流, i_{2a} 、 i_{2b} 、 i_{2c} 分别为三相电网侧电感电流, i_{ca} 、 i_{cb} 、 i_{cc} 分别为三相滤波电容电流。

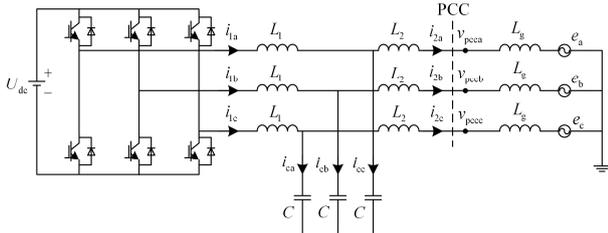


图 1 三相 LCL 型逆变器主电路拓扑

Fig. 1 Main circuit topology of three-phase LCL-type inverter

系统的主要参数如表 1 所示, 为便于分析, 本文假设逆变器直流侧电压恒定, 不考虑开关器件死区及损耗, 并忽略电感的寄生电阻。

表 1 系统主要参数

Table 1 Main system parameters

参数	数值
逆变器侧电感 L_1	1.5 mH
电网侧电感 L_2	1.2 mH
电网等效电感 L_g	0.1 mH
滤波电容 C	9.4 μ F, 14.1 μ F, 18.8 μ F, 23.5 μ F
采样频率 f_s	10 kHz
开关频率 f_{sw}	10 kHz
电网额定频率 f_0	50 Hz
直流侧电压 U_{dc}	700 V
电网电压有效值 U_g	220 V
比例增益 K_p	4
谐振增益 K_r	150
调节器截止频率 ω_i	18.8 rad/s

2 延时有电容电流比例反馈有源阻尼的影响

本文采用逆变器侧电感电流单环反馈控制, 调节器为 PR 调节器, 以实现 $\alpha\beta$ 静态坐标系中的无耦合控制。 α 轴与 β 轴的控制结构相似, 用其中一条控制环路表示, 可以得到其相应的系统控制框图如图 2 所示。

图中, K_d 为滤波电容电流反馈系数, $v_{inv}(s)$ 为逆变器侧电压, $i_c(s)$ 与 $i_1(s)$ 分别表示滤波电容电流与逆变器侧电感电流采样值, $i_{1ref}(z)$ 表示离散域的逆变器侧电流给定值。采用 SVPWM 调制, K_{PWM} 取 1。

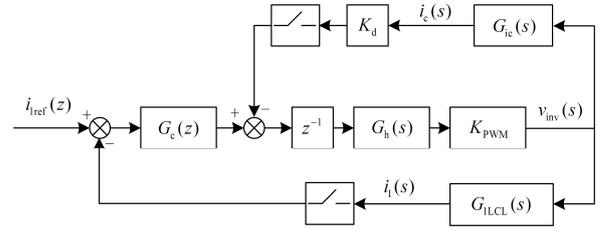


图 2 LCL 型逆变器离散域控制框图

Fig. 2 Control diagram of LCL-type inverter in discrete domain

电流调节器 $G_c(s)$ 、零阶保持器 $G_h(s)$ 、延时环节 $G_d(s)$ 、LCL 环节 $G_{1LCL}(s)$ 以及 $v_{inv}(s)$ 到 $i_c(s)$ 的传递函数可用式(1)~式(5)分别表示为

$$G_c(z) = K_p + \frac{2K_r\omega_1T_s(z^2 - 1)}{az^2 + 2bz + c} \quad (1)$$

$$a = 4 + 4\omega_1T_s + \omega_0^2T_s^2$$

$$b = \omega_0^2T_s^2 - 4$$

$$c = 4 - 4\omega_1T_s + \omega_0^2T_s^2$$

$$G_h(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \quad (2)$$

$$G_d(s) = e^{-1.5sT_s} \quad (3)$$

$$G_{1LCL}(s) = \frac{s^2 + \omega_r^2}{sL_1(s^2 + \omega_{res}^2)} \quad (4)$$

$$G_{ic}(s) = \frac{s}{L_1(s^2 + \omega_{res}^2)} \quad (5)$$

式中: ω_i 、 ω_0 分别为 PR 调节器截止频率与电网角频率; T_s 为系统采样周期(对应的采样频率用 f_s 表示)。由于系统的稳定性分析主要在高频段进行, 因此可将调节器 $G_c(s)$ 的传递函数简化为比例调节器^[13-14], ω_r 与 ω_{res} 的表达式如式(6)、式(7)所示。

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{(L_2 + L_g)C}} \quad (6)$$

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_g}{L_1(L_2 + L_g)C}} \quad (7)$$

由图 2 可以得到相应的开环传递函数为

$$T_D(z) = K \frac{\omega_r^2 T_s N(z) - (\omega_r^2 - \omega_{res}^2) W(z)}{(z-1)zN(z) + \frac{K_d}{\omega_{res} L_1} W(z)} \quad (8)$$

$$N(z) = z^2 - 2z \cos \omega_{res} T_s + 1$$

$$W(z) = (z-1)^2 \sin \omega_{res} T_s$$

$$K = \frac{K_p}{\omega_{res}^2 L_1}$$

由式(8), 并利用朱利判据对系统进行稳定性分

析,可以得到满足系统稳定的电容电流反馈系数的取值为

$$\begin{cases} K_d > 0 \\ K_d < K_{dmax} = \frac{(2 \cos \omega_{res} T_s - 1) \omega_{res} L_1}{\sin \omega_{res} T_s} \end{cases} \quad (9)$$

式(9)中, $K_{dmax} > 0$, 并考虑到 LCL 滤波器的谐振频率 f_{res} 小于奈奎斯特频率 $f_s/2$, 因而需满足 $0 < f_{res} < f_s/6$ 。而当 $f_{res} > f_s/6$ 时, 相当于在滤波电容上并联一个虚拟负阻抗, 会导致系统更加不稳定^[11]。

分别取 $K_d=0, 3$, 利用表 1 中的系统参数得到不同谐振频率下开环传递函数波特图如图 3 所示。

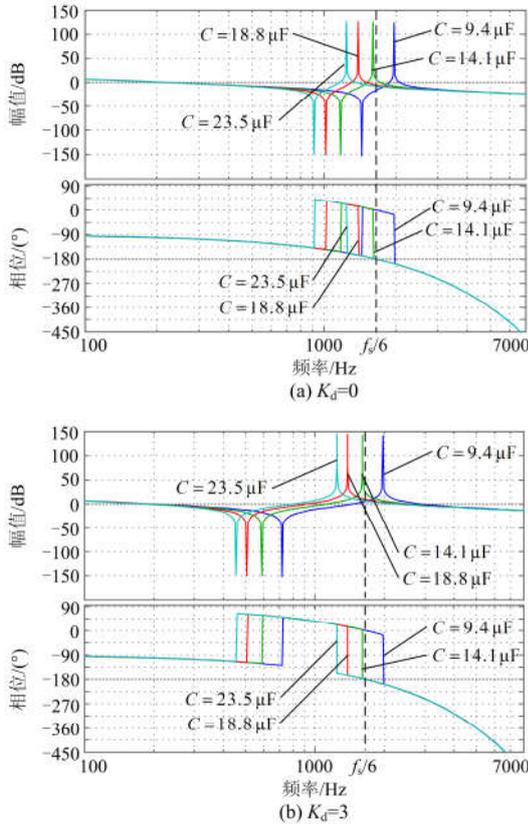


图 3 不同谐振频率下系统开环传递函数波特图

Fig. 3 Bode plots of the system open-loop transfer function with different resonance frequency

从图 3(a)中可以看出, 当系统的谐振频率 $f_{res} < f_s/6$ 时, 其开环传递函数的相频曲线不会在幅值大于 0 的频段穿越 -180° , 由奈奎斯特稳定性判据可知, 系统稳定。而对于 $f_{res} > f_s/6$ 的情况, 开环传递函数 $T_D(z)$ 会产生一对开环不稳定极点, 系统会发生谐振。而图 3(b)中, 电容电流比例反馈有源阻尼的加入, 对无阻尼系统的稳定性并没有改善, 保证系统稳定的谐振频率区间仍为 $(0, f_s/6)$, 这与式(9)中的约束条件一致。为了将稳定区间拓展到全频段, 即 $(0,$

$f_s/2)$, 需要采用其他适当的有源阻尼措施。

3 基于陷波器的有源阻尼控制

陷波器有源阻尼的系统控制结构图如图 4 所示, 陷波器模块放置于 PWM 调制器与 PR 调节器之间, 利用其陷波特性和实现系统的有源阻尼。

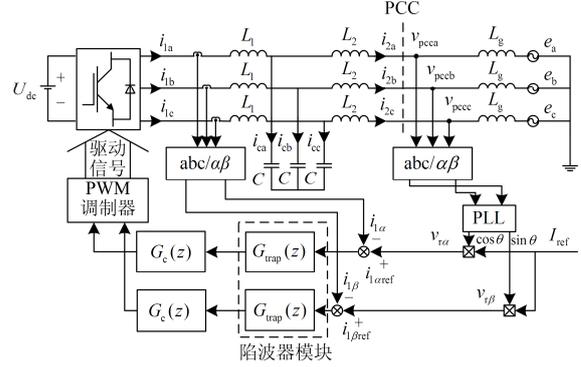


图 4 陷波器有源阻尼的系统控制结构图

Fig. 4 Control block diagram of the system with notch filter active damping

陷波器在连续域中的传递函数可表示为

$$G_{trap}(s) = \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (10)$$

式中: ω_n 为陷波器的中心角频率, 实际中将其设置为 LCL 滤波器的谐振角频率 ω_{res} ; ζ 为阻尼比, 其参数设计的大小会影响陷波器的抗扰动能力。为了便于分析, 采用改进双线性变换法对式(10)进行离散化, 变换后的陷波器传递函数如式(11)所示。

$$\begin{cases} G_{trap}(z) = \frac{(A+B)z^2 + 4Fz + (A+B)}{2(Az^2 + 2Fz + B)} \\ A = g^2 + 2\zeta\omega_n g + \omega_n^2 \\ B = g^2 - 2\zeta\omega_n g + \omega_n^2 \\ F = \omega_n^2 - g^2 \end{cases} \quad (11)$$

式中, $g = \omega_n / \tan(\omega_n T_s / 2)$, 相应的系统开环传递函数可表示为式(12)。

$$T_{Dtrap}(z) = T_D(z)G_{trap}(z)(K_d = 0) \quad (12)$$

结合式(8)、式(11)与式(12)不难发现, 陷波器的作用是为系统引入一对零点, 与原来导致系统不稳定的极点分别构成偶极子, 同时引入一对始终在 z 平面单位圆内的极点, 使原来不稳定的系统能够稳定运行。由式(12)可画出加入陷波器有源阻尼前后系统开环传递函数的波特图, 如图 5 所示。可以看到, 陷波器仅仅将原来的正谐振峰抵消, 使系统开环传递函数相频曲线穿越 -180° 附近频段所对应的幅值曲线一直小于 0 dB, 保障了系统的稳定性。同

时, 对于系统原有的高低频特性并无影响。

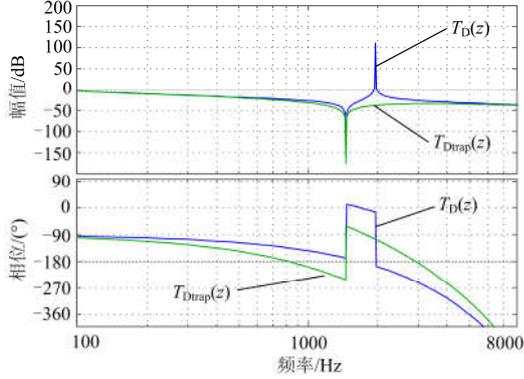


图 5 加入陷波器有源阻尼前后系统开环传递函数波特图

Fig. 5 Bode plots of the system open-loop transfer function with and without notch filter active damping

实际上由于磁芯饱和和元件老化等因素的影响, LCL 滤波器参数会发生变化, 相应的谐振频率也会产生波动。因而对于陷波器有源阻尼, 需要合理设计阻尼比 ζ , 以提高陷波器的抗扰动能力。

陷波器引入的零点与导致系统不稳定的极点可表示为

$$z_{\text{trap}} = \cos(\omega_n T_s) \pm j \sin(\omega_n T_s) \quad (13)$$

$$p_{\text{TD}} = \cos(\omega_{\text{res}} T_s) \pm j \sin(\omega_{\text{res}} T_s) \quad (14)$$

当谐振频率发生波动时, 相应的谐振角频率 ω_{res} 不再等于陷波器中心角频率 ω_n , 可用 $\hat{\omega}_{\text{res}}$ 表示。

$$\hat{\omega}_{\text{res}} = (1+h)\omega_{\text{res}} = (1+h)\omega_n \quad (15)$$

式中, h 为波动比, 且 $-1 \leq h \leq 1$ 。经典控制理论中有关偶极子的经验法则^[15]指出, 零极点之间的距离比其本身的模值小一个数量级时才可构成偶极子。因此, 为实现零极点对消, 应满足

$$|z_{\text{trap}} - p_{\text{TD}}| \leq 0.1 \min(|z_{\text{trap}}|, |p_{\text{TD}}|) \quad (16)$$

则可得到 h 的范围为 $-1000/\omega_{\text{res}} \leq h \leq 1000/\omega_{\text{res}}$, 考虑极限情况, 取谐振角频率 $\hat{\omega}_{\text{res}}$ 为 $(1 \sim 1000/\omega_{\text{res}})\omega_{\text{res}}$, 由式(12)得出的不同阻尼比时系统闭环传递函数的零极点图如图 6 所示。

图 6 中, 阻尼比 ζ 从 0.1 逐渐增加到 1, 看到其中一组极点先逐渐靠近单位圆圆心, 又逐渐远离, 为保证系统具有最佳的稳定性, 选取 $\zeta=0.5$ 。

4 仿真及实验结果

按照图 1 中的主电路拓扑搭建 Simulink 仿真与实验平台, 仿真与实验均采用表 1 中的数据, 且阻尼比 ζ 取 0.5。

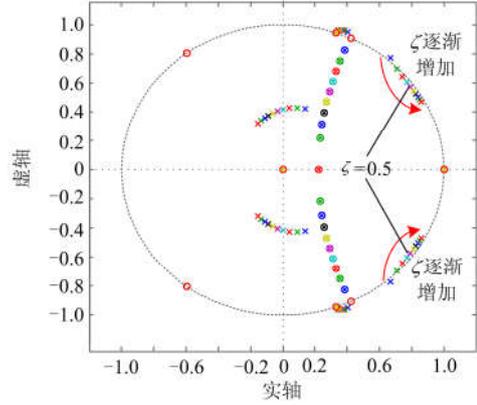
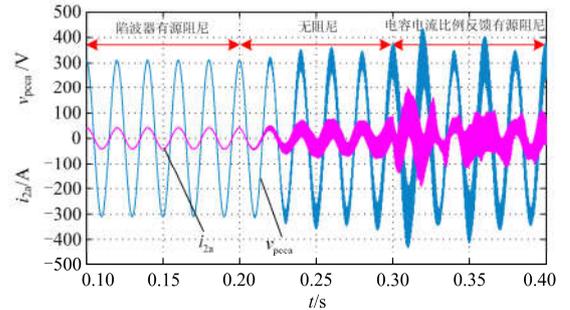


图 6 不同阻尼比时系统闭环传递函数的零极点图

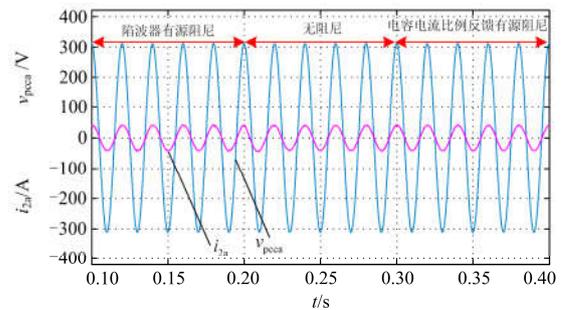
Fig. 6 Zero and pole map of the system close-loop transfer function with different damping ratios

图 7(a)为滤波电容取 $9.4 \mu\text{F}$, 相应的谐振频率为 2119 Hz 时, 电网侧电压与电流的仿真波形。为便于观察, 电流在进入示波器前放大 10 倍, 此时谐振频率 f_{res} 为 $(f_s/6, f_s/2)$ 。在 0.2 s 前采用陷波器有源阻尼, 0.2~0.3 s 系统无阻尼运行, 0.3 s 后采用电容电流比例反馈进行有源阻尼。可得出, 加入陷波器有源阻尼后, 系统可以稳定运行, 而当系统无阻尼或加入电容电流比例反馈运行时, 系统变得不稳定。

图 7(b)为滤波电容取 $18.8 \mu\text{F}$, 相应的谐振频率为 1527 Hz 时, 电网侧电压与电流的仿真波形。同



(a) $f_{\text{res}}=2119 \text{ Hz}$



(b) $f_{\text{res}}=1527 \text{ Hz}$

图 7 采用不同阻尼方法时电网侧电压与电流的仿真波形
Fig. 7 Simulation waveforms of the grid voltage and current with different damping methods

样, 电流放大了 10 倍, 此时谐振频率 f_{res} 为 $(0, f_s/6)$, 阻尼方法切换时刻与图 7(a) 相同。可以看到, 两种阻尼方法均可以保证系统稳定运行。

图 8 为图 7(a) 对应的实验波形, 阻尼切换顺序与仿真一致, 可以看到, 陷波器有源阻尼可以在无阻尼与电容电流比例反馈有源阻尼难以稳定的谐振频率条件下保障系统的稳定运行。由于为系统引入虚拟负阻抗, 电容电流比例反馈在 $(f_s/6, f_s/2)$ 的谐振频率范围内, 使得系统更加不稳定。图 9 为滤波电容取 $18.8 \mu\text{F}$, 相应的谐振频率为 1527 Hz 时, 采用陷波器有源阻尼电网侧电压与电流的实验波形。此时谐振频率 f_{res} 为 $(0, f_s/6)$, 可以看到, 采用陷波器有源阻尼同样能保证系统稳定运行, 且当内环电流指令从 3 A 变为 5 A 时, 并网电流能够很快响应, 整个动态过程几乎没有电流波动, 平滑性较好。

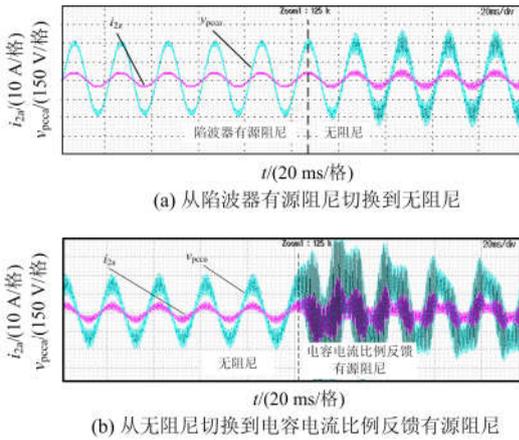


图 8 采用不同阻尼方法时电网侧电压与电流的实验波形 ($f_{res}=2119 \text{ Hz}$)

Fig. 8 Experiment waveforms of the grid voltage and current with different damping methods ($f_{res}=2119 \text{ Hz}$)

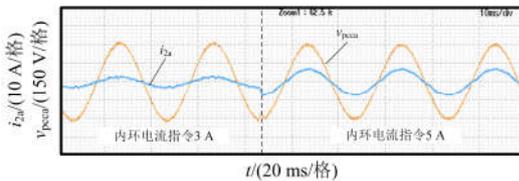


图 9 采用陷波器有源阻尼且内环电流指令发生改变时电网侧电压与电流的实验波形 ($f_{res}=1527 \text{ Hz}$)

Fig. 9 Experiment waveforms of the grid voltage and current with notch filter damping methods when the inner loop current command is changed ($f_{res}=1527 \text{ Hz}$)

5 结论

本文在离散域研究了 LCL 型并网逆变器的阻尼方法, 并进行了仿真与实验验证, 得到如下结论:

1) 对于传统的电容电流比例反馈有源阻尼, 由于实际中延时的存在, 阻尼效果会与其所虚拟的滤波电容串电阻不同, 在阻尼参数选定后, 系统只能在 $(0, f_s/6)$ 的谐振频率范围内稳定运行;

2) 基于陷波器的有源阻尼方法能够将 LCL 滤波器引起的谐振尖峰直接抵消, 而不会对系统频率特性产生影响, 可以在 $(0, f_s/2)$ 的整个奈奎斯特频率段实现有效阻尼;

3) 本文根据经典控制理论中有关偶极子的经验法则, 并利用闭环系统零极点图设计得到的阻尼比能够增强陷波器的抗扰动能力, 提高系统对于谐振频率变化的鲁棒性。

参考文献

- [1] 张嵩, 谷鸣, 李莹. 电力电子技术在可再生能源发电系统中的应用[J]. 国网技术学院学报, 2014, 17(5): 71-74.
ZHANG Song, GU Ming, LI Ying. Application of power electronic technology in renewable energy power generation system[J]. Journal of State Grid Technology College, 2014, 17(5): 71-74.
- [2] 曾正, 赵荣祥, 汤胜清, 等. 可再生能源分散接入用先进并网逆变器研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(24): 1-12.
ZENG Zheng, ZHAO Rongxiang, TANG Shengqing, et al. An overview on advanced grid-connected inverters used for decentralized renewable energy resources[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(24): 1-12.
- [3] GUO Wenming, MU Longhua. Control principles of micro-source inverters used in microgrid[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1: 7pp.
DOI 10.1186/s41601-016-0019-8
- [4] 胡雪峰, 韦徵, 陈轶涵, 等. LCL 滤波并网逆变器的控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(27): 142-148.
HU Xuefeng, WEI Zheng, CHEN Yihan, et al. A control strategy for grid-connected inverters with LCL filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(27): 142-148.
- [5] 殷进军. LCL 滤波并网逆变器的数字单环控制技术[D]. 武汉: 华中科技大学, 2012.
YIN Jinjun. Study on digital single-loop control scheme of grid-connected inverters with LCL filter[D]. Wuhan: Huazhong University of Science & Technology, 2012.
- [6] 金亮亮, 周荔丹, 姚钢, 等. 适用于并网逆变器的新型 LCL 滤波器[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(11): 1-8.
JIN Liangliang, ZHOU Lidan, YAO Gang, et al. A novel

- LCL filter adopted in grid-connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(11): 1-8.
- [7] 易映萍, 罗海, 胡四全. 小功率光伏并网逆变器控制策略的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(4): 64-68.
- YI Yingping, LUO Hai, HU Siqian. Study on control scheme based on low-power photovoltaic grid-connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(4): 64-68.
- [8] 刘文军, 周龙, 陈剑, 等. LCL 并网逆变器的电流双闭环控制[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(17): 1-5.
- LIU Wenjun, ZHOU Long, CHEN Jian, et al. Control method for grid-connected inverter with LCL filter by employing dual current closed-loops[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(17): 1-5.
- [9] 许津铭, 谢少军, 张斌锋. 分布式发电系统中 LCL 滤波并网逆变器电流控制研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(16): 4153-4166.
- XU Jinming, XIE Shaojun, ZHANG Binpeng. Overview of current control techniques for grid-connected inverters with LCL filters in distributed power generation systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(16): 4153-4166.
- [10] WANG J, YAN J D, JIANG L, et al. Delay-dependent stability of single-loop controlled grid-connected inverters with LCL filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 743-757.
- [11] WANG X, BLAABJERG F, LOH P C. Virtual RC damping of LCL-filtered voltage source converters with extended selective harmonic compensation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 4726-4737.
- [12] HE J, LI Y W. Generalized closed-loop control schemes with embedded virtual impedances for voltage source converters with LC or LCL filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(4): 1850-1861.
- [13] LISERRE M, TEODORESCU R, BLAABJERG F. Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(1): 263-272.
- [14] ZOU C, LIU B, DUAN S, et al. Influence of delay on system stability and delay optimization of grid-connected inverters with LCL filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2014, 10(3): 1775-1784.
- [15] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 北京: 科学出版社, 2007.

收稿日期: 2016-10-17; 修回日期: 2017-02-01

作者简介:

卞文倩(1991—), 女, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为电力电子技术及其应用; E-mail: wenqian_bian@163.com

李飞(1982—), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子技术及其应用; E-mail: lifei_cumt@126.com

赵晋斌(1972—), 男, 博士, 教授, 研究方向为电力电子电路、装置与系统, 电力电子电路的智能化及模块化控制技术, 现代电力电子技术在电力系统中的应用, 新能源发电技术。E-mail: zhaojinbin@shiep.edu.cn

(编辑 姜新丽)