

## 基于 LCL 滤波器的逆变器并网有源阻尼控制策略

焦岳超<sup>1</sup> 刘幸丹<sup>1</sup> 巫付专<sup>1</sup> 焦健航<sup>1</sup> 江腾龙<sup>1</sup>

JIAO Yuechao LIU Xingdan WU Fuzhuan JIAO Jianhang JIANG Tenglong

## 摘要

目前 LCL 滤波器的逆变器广泛应用于并网过程中, 由于本身是三阶欠阻尼系统, 常常出现谐振尖峰, 进而导致系统不稳定。对此, 提出一种基于带通滤波器单反馈有源阻尼策略。首先, 选取合适的 LCL 滤波器参数实现并网条件。其次, 从幅值特性和相位裕度的角度出发, 采用极点配置法对带通滤波器进行参数设计并设置反馈并网高频电流。最后, 通过 MATLAB/Simlink 仿真验证带通滤波器有源阻尼方法的可行性和有效性。

## 关键词

LCL 型滤波器; 单相逆变器; 有源阻尼; 带通滤波器; 极点配置法

doi: 10.3969/j.issn.1672-9528.2024.03.036

## 0 引言

并网逆变器作为新能源发电系统与电网之间的接口装置, 在分布式能源系统中被大量使用。由于电力电子开关器件的导通和关断, 导致逆变器输出电流谐波增加<sup>[1]</sup>, 通常采用 LCL 型的滤波器进行滤波。与 L 型滤波器相比, LCL 型滤波器具有更好的谐波衰减能力, 同时还具有体积小、成本低的优势。但是作为三阶欠阻尼系统, 它表现出固有的谐振尖峰, 易发生谐振导致系统失稳, 严重影响了并网逆变器的稳定性<sup>[2]</sup>。

LCL 型滤波器抑制谐振尖峰的方法可分为无源阻尼法和有源阻尼法。无源阻尼法是通过在滤波电容或滤波电感的支路上串联或并联电阻增加系统的阻尼, 具有实现简单、不受开关频率影响的优点。文献[3]通过将 LCL 型滤波器设计成一个升压增益模块, 降低了逆变器侧输出电压的要求, 扩大了逆变器在低功率场合下的应用; 有源阻尼法主要通过加入控制策略达到增加系统阻尼的目的, 抑制谐振尖峰的同时不引入额外的功率损耗。其实现方法可分为状态变量反馈<sup>[4]</sup>、模型降阶<sup>[5]</sup>、基于滤波器补偿<sup>[6]</sup>、前向通道串联校正等。文献[7]考虑弱电网下电网电压的复杂背景谐波, 基于并网侧电流单反馈引入陷波器控制策略抑制特定谐波次数, 提高了 LCL 型滤波器的截止频率, 使系统更加稳定。模型降阶通过精确计算将系统降阶, 实现谐振控制, 但是模型降阶对计算要求较为苛刻<sup>[8]</sup>; 基于滤波器补偿通常由数字滤波器与电流调节器级联, 提供合适的相位补偿, 有效地提升系统鲁棒性, 但是减小了控制带宽, 影响系统的动态性能<sup>[9]</sup>。

基于上述 LCL 型滤波器谐振尖峰问题在逆变器并网过程

中出现的不稳定问题, 同时考虑到硬件成本以及控制系统在并网时的鲁棒性。首先, 选取合适 LCL 型滤波器参数, 设置 LCL 参数使并网电流的 THD (total harmonic distortion) 小于 5%。再分析并网电流单反馈有源阻尼机理, 从幅值特性和相位裕度的角度分析加入带通滤波器 (band-pass filter, BPF) 控制系统特征方程, 通过极点配置法对带通滤波器进行参数设计。最后, 仿真实验结果表明: 在合适的 LCL 参数基础上, 加入 BPF 的单相逆变器并网系统有效地降低了并网电流 THD 值, 提高了并网电流质量。

## 1 LCL 型逆变器并网数学模型

## 1.1 系统拓扑结构

单相 LCL 型并网逆变器拓扑图及其控制结构如图 1 所示,  $U_{dc}$  为直流电压;  $u_{inv}$  为单相逆变器输出电压;  $U_g$  为电网电压;  $i_i$  为逆变器输出电流;  $i_c$  为流过电容电流;  $i_g$  为并网电流;  $R$  为电容串联电阻。忽略电感  $L_1$ 、 $L_2$  的电阻和滤波电容  $C$  的寄生电阻。在并网过程中, 控制回路通过锁相环 (phase locked loop, PLL) 获得与电网同步相位, 该相位结合正弦信号和给定电流  $I_{ref}$  一起构成并网电流  $i_g$ 。

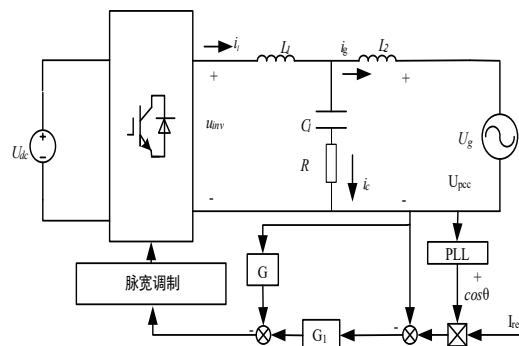


图 1 LCL 逆变器并网控制框图

## 1.2 LCL 参数设置

在设计 LCL 滤波器时, 必须考虑电流纹波、滤波器尺寸和开关纹波衰减等特性。LCL 型滤波器中的电感  $L$  可以抑制电流纹波, 通常电感值越大电流纹波越小, 电感值越小电流纹波越大。根据电流纹波一般取值范围为 20%~30% 的要求, 确定电感值  $L_1$  大小。设电流的纹波系数为  $\lambda$ , 可求得逆变器侧电感  $L_1$  的最小值为:

$$L_1 = \frac{U_{dc} T}{\lambda I} \quad (1)$$

$L_1$  的最大值取决于电感两端基波的压降, 降压系数为  $\lambda_u$ ,  $\lambda_u$  满足  $\lambda_u = \frac{u_u}{u_c}$  的关系,  $U_L$ 、 $U_c$  分别为逆变器侧电感基波压降,  $U_c$  为电容电压基波电压有效值, 逆变器侧电感  $L_1$  的最大值为:

$$L_1 = \frac{\lambda_u u_g}{\omega_g I_g} \quad (2)$$

确定滤波电容参数时, 考虑到电容值越大引入的无功功率就越大, 同时也会使流过开关管的电流增大, 从而导致开关管损耗增加。设滤波电容  $C$  引入的无功功率与逆变器输出的额定功率之比为  $\lambda_c$ ,  $\lambda_c$  一般取 5%, 则电容  $C$  最大值公式为:

$$C = \lambda_c \frac{P}{\omega_g U_g^2} \quad (3)$$

式中:  $\omega_g$  为电网额定角频率。

滤波器  $L_2$  的数值取决于网侧电感和逆变器侧电感纹波之间的衰减系数。系数越小, 滤波效果越好。综合考虑电路稳定性和现实条件经济性的问题, 期望衰减系数  $K_a$  一般取 20%, 同时  $L_2$  与  $L_1$  满足  $L_2 = r L_1$ , 其中  $r$  为  $L_1$ 、 $L_2$  之间的关系系数, 具体取值公式为:

$$r = \frac{1/K_a - 1}{1 - L_1 \times C \times (\omega_g)^2} \quad (4)$$

电容串联电阻  $R$  可以衰减开关频率处的部分波纹, 以避免谐振。一般选择该电阻的值为滤波器电容在谐振频率处阻抗的 1/3 处, 具体公式为:

$$R = \frac{1}{6\pi \times f_{res} \times C} \quad (5)$$

LCL 滤波器参数选取基于上述式 (1)~(5), 同时工程上为了满足 LCL 滤波器的电流谐波衰减性能, 要求 LCL 谐振频率满足:  $f_{res} < 0.5f_s$ 。

## 2 单反馈有源阻尼机理

LCL 滤波器在谐振频率  $\omega_0$  处存在谐振尖峰, 谐振尖峰处有较大的幅值跃变, 相位角度发生 180° 变化, 导致网侧电流谐波含量增加, 引起震荡, 继而引发系统的不稳定。通常在电路中电容串联电阻, 达到消除谐振尖峰的目的, 其传递

函数如式 (6), 伯德图如图 2 所示。

$$G(s) = \frac{SCR + 1}{L_1 L_2 C s^3 + s^2 CR (L_1 + L_2) + s(L_1 + L_2)} \quad (6)$$

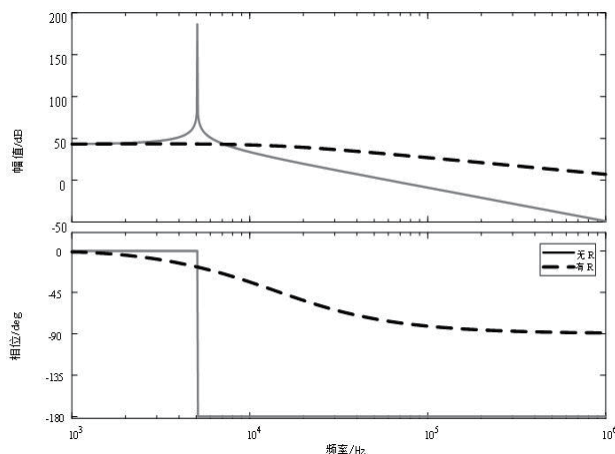


图 2 电容串联电阻伯德图

从 2 图中可以看出电容串联电阻  $R$  有效抑制了谐振尖峰, 但是会削弱 LCL 型滤波器高频谐波衰减能力。电路电容串联电阻采用的控制策略是电容电流反馈控制, 将电容电流反馈节点等效变换得到如图 3 所示的控制框图, 即并网电流反馈控制。文献 [10] 对 LCL 逆变器谐振尖峰附近的输出电流反馈控制, 并提出并网电流反馈有源阻尼 GCFAD (grid current feedback active damping, GCFAD) 方法来抑制谐振尖峰, 该方法无需额外的传感器, 却有效增加了系统阻尼系数, 减少了系统硬件成本, 提高了系统可靠性。

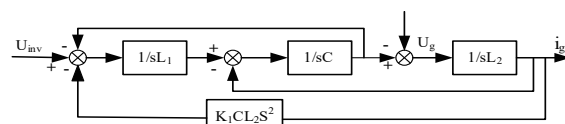


图 3 控制框图

根据电容电流反馈可得到其传递函数为:

$$G_1(s) = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + s(L_1 + L_2) + K_1 s} \quad (7)$$

由公式 (7) 可知, 电容电流反馈传递函数特征方程缺  $s^2$  项。根据劳斯判据, 某一行各项为零, 则说明在  $s$  平面内存在以原点为对称的特征根, 可判断该系统不稳定。通过添加  $s^2$  项, 可以实现谐振阻尼抑制, 劳斯判据表如表 1 所示。

表 1 劳斯判据表

|           | $a_0$       | $a_1$             |
|-----------|-------------|-------------------|
| $S^3$     | $L_1 L_2 C$ | $L_1 + L_2 + K_1$ |
| $S^{3-1}$ | 0           | 0                 |
| $S^{3-2}$ | 0           | —                 |

由电容电流反馈控制等效变换为并网电流反馈控制的传递函数为:

$$G_2(s) = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + K s^2 + s(L_1 + L_2)} \quad (8)$$

式中:  $K=K_1 \times C \times L_2$ 。如表 1 所示, 考虑到劳斯判据稳定条件, 在设计参数时, 须满足  $K>0$ 。实验中, 设定  $K$  为 0.1、1、5、10 时, 并网逆变器反馈系统传递函数的幅值和相位发生变化如图 4 所示, 图中  $G$  表示典型 LCL 型滤波器的频率特性曲线。

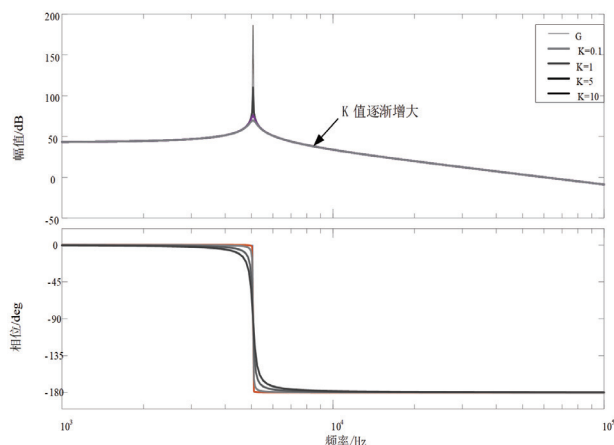


图 4 伯德图

从图 4 中可以看出, 随着  $K$  值的增加, 谐振尖峰的幅值显著降低, LCL 型滤波器的谐振尖峰得到了有效抑制, 相较于电容串联电阻, 高频信号得到了很好的抑制; 同时相位角度变化趋于平缓, 使系统具有很好的稳态和动态性能, 显著地提高了系统的鲁棒性。但是, 增加  $K$  值的同时会导致系统相位裕度减小, 不满足稳定性需求。根据劳斯判据,  $K>0$  的下限范围容易确定, 但  $K$  的上限值难以估算。为了解决  $K$  值的上限问题, 引入滤波器反馈传递函数, 达到增加系统阻尼目的同时降低了因 LCL 型滤波器谐振尖峰引起的并网逆变器不稳定性问题。通常, 带通滤波器的反馈传递函数为:

$$H_2(s) = \frac{K_3 s}{(s + \omega_1)(s + \omega_2)} \quad (9)$$

式中:  $K_3$  为单电流反馈系数;  $\omega_1$ 、 $\omega_2$  为单电流反馈函数的截止角频率, 其控制框图如图 5 所示。

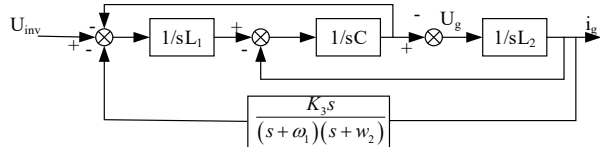


图 5 控制框图

根据控制框图 5, 加入反馈传递函数  $H_1(s)$  和  $H_2(s)$  系统开环传递函数所含  $s$  的项相同,  $G_4(s)$  是系统加入反馈传递函数  $H_2(s)$  的开环传递函数为:

$$G_4(s) = \frac{1}{1 + G(s)H(s)} = \frac{1}{[L_1 L_2 C s^3 + s(L_1 + L_2)][(s + \omega_1)(s + \omega_2)] + K_3 s} \quad (10)$$

图 6 为两个系统反馈传递函数的幅频特性曲线图, 其中  $H_1(s)$  为一阶带通滤波器的传递函数频率特性曲线。从图中可以看出在低频信号区,  $H_1(s)$  和  $H_2(s)$  增益区间都比较小, 且两种反馈方式没有明显的区别, 这说明反馈传递函数对基波影响较小; 在高频信号区, 无论幅值和相位, 与  $H_1(s)$  相比, 反馈函数  $H_2(s)$  增益幅度变化更为明显, 这说明  $H_2(s)$  对高次谐波抑制效果较好。

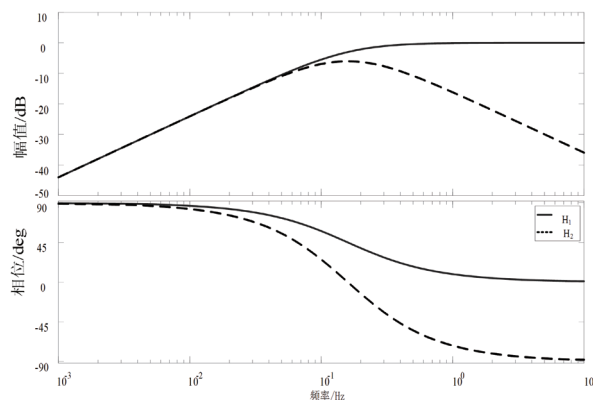


图 6 幅频特性曲线

如图 7 所示, 与  $H_1(s)$  相比,  $H_2(s)$  在中心角频率处 (即  $f=10^3$  Hz) 幅值增益为 1, 对应相位值为  $0^\circ$ , 而电容电流反馈传递函数系统幅频特性曲线要求其相位增益区间为  $180^\circ$ , 当在  $H_2(s)$  反馈函数加入一个负号, 即  $H_2^*$ , 则相位将由  $0^\circ$  变为  $180^\circ$ , 两个传递函数幅值大小没有改变, 相位发生  $180^\circ$  跃变。反馈函数  $H$  正负号的变化能改变相位大小, 对幅值则没有影响。为了实现并网, 在谐振频率处相位接近  $180^\circ$ , 将反馈传递函数  $H_2^*$  变为负反馈传递函数  $H_{2^*}$ , 含有负反馈函数  $H^*$  的系统开环传递函数。

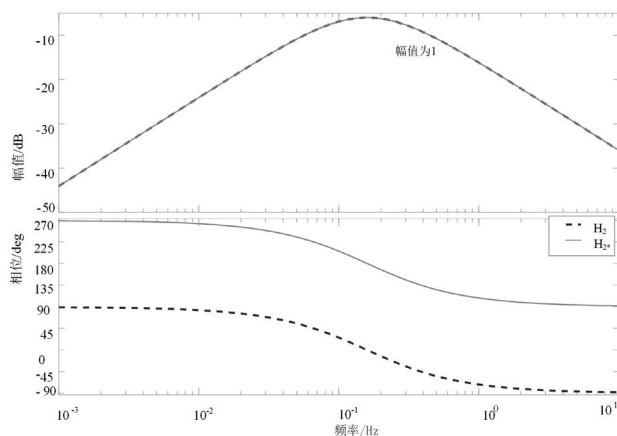


图 7 正负伯德图对比

### 3 带通滤波器参数设置

由逆变器并网机理分析可得到系统开环传递函数, 系统

开环传递函数特征方程  $G_5(s)$  如式 (11) 所示。系统开环传递函数  $G_5(s)$  包含 5 个极点, 其中 1 个在原点, 4 个为自由支配的极点, 根据特征方程列出劳斯判据表, 如表 2 所示。

$$G_5(s) = L_1 L_2 C s^5 + (\omega_1 + \omega_2) L_1 L_2 C s^4 + (L_1 + L_2 + L_1 L_2 C \omega_1 \omega_2) s^3 + (\omega_1 + \omega_2) (L_1 + L_2) s^2 + \omega_1 \omega_2 (L_1 + L_2) s - K_3 s \quad (11)$$

表 2 劳斯判据

|           | $a_0$                             | $a_1$                                     | $a_2$                                 |
|-----------|-----------------------------------|-------------------------------------------|---------------------------------------|
| $S^5$     | $L_1 L_2 C$                       | $L_1 + L_2 + L_1 L_2 C \omega_1 \omega_2$ | $\omega_1 \omega_2 (L_1 + L_2) - K_3$ |
| $S^{5-1}$ | $(\omega_1 + \omega_2) L_1 L_2 C$ | $(\omega_1 + \omega_2) (L_1 + L_2)$       | 0                                     |
| $S^{5-2}$ | $L_1 L_2 C \omega_1 \omega_2$     | $\omega_1 \omega_2 (L_1 + L_2) - K_3$     | —                                     |

由表 2 可以得出  $K_3$  取值范围即  $K_3 < \omega_1 \omega_2 (L_1 + L_2)$ , 结合前面所述,  $K$  的取值范围应该是  $0 < K < \omega_1 \omega_2 (L_1 + L_2)$ 。为了使系统具有良好的稳定性和动态性能, 同时考虑到系统阻尼以及在高频谐波抑制能力, 根据式 (11) 重新配置带通滤波参数, 所选配置方式有两种方式  $G(s)$ 、 $G^*(s)$ , 其计算公式为:

$$G(s) = L_1 L_2 C s (s^2 + 2\xi_1 \omega_0 s + \omega_0^2) (s^2 + 2\xi_2 \omega_n s + \omega_n^2) \quad (12)$$

$$G^*(s) = L_1 L_2 C s (s^2 + 2\xi_0 \omega_0 s + \omega_0^2) (s + a\xi \omega_n) (s + b\xi \omega_n^*) \quad (13)$$

式 (12) 与式 (13) 相比, 共轭极点可以确保系统在基频区保持高增益<sup>[11]</sup>, 选择式 (13) 进行参数设置, 将 4 个自由极点配置为共轭极点。在选取  $\omega_n$  的时候不仅需要考虑系统在基频区高增益, 同时保留一定的裕量, 本文依据文献 [12] 来选取  $\omega_n$  值, 需  $\omega_n$  要满足  $k\omega_{res} \leq \omega_n \leq \omega_{sw}/3$  的关系, 其中  $\omega_{sw}$  为开关频率角频率, 根据文献 [13] 中  $k > 1$  才能确保系统充足带宽; 式 (12) 中  $\xi_1$  与  $\xi_2$  的取值范围关系到系统的动态反应特性和阻尼效果。将上述条件代入式 (12), 根据同系数相同原理, 确定  $\omega_1$ 、 $\omega_2$  和  $K_3$  的取值范围, 得出闭环系统开环传递函数伯德图, 其中 PI 控制器控制, 如图 8 所示  $GM=23\text{ dB}$ 、 $PM=20^\circ$ , 说明本文有源阻尼策略能有效抑制 LCL 型滤波器谐振尖峰, 抑制并网电流高次谐波, 有效提高了系统稳定性。

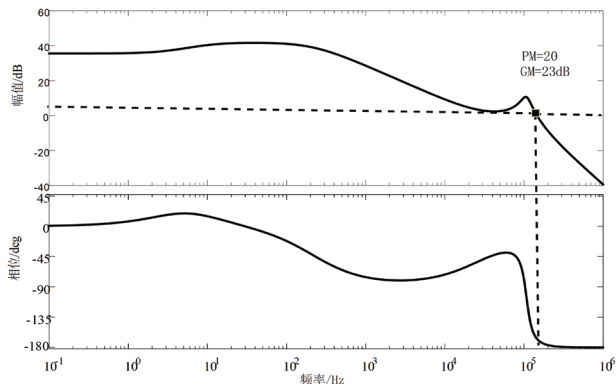


图 8 系统伯德图

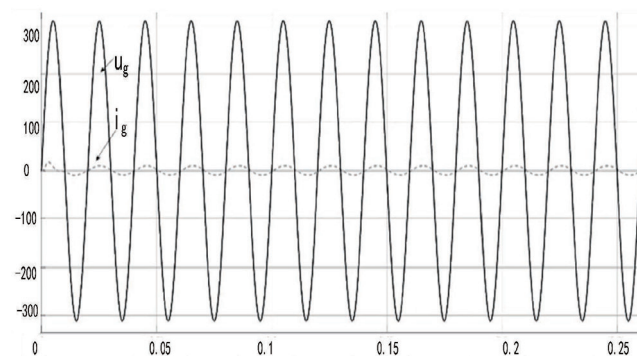
## 4 仿真实证

在 MATLAB/Simlink 中, 搭建一台 LCL 型 3 kW 单相逆变器并网系统并进行仿真。仿真参数设置如表 3 所示。

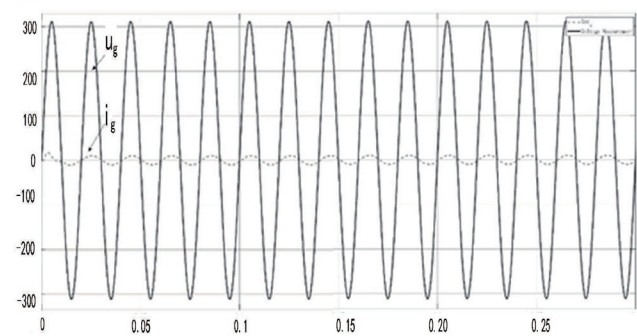
表 3 单相逆变器并网系统参数设置

| 参数                      | 数值               |
|-------------------------|------------------|
| 额定功率 $P/\text{kW}$      | 3 kW             |
| 直流电压 $U_{dc}/\text{V}$  | 400 V            |
| 电网电压 $/\text{V}$        | 311 V            |
| 逆变侧滤波电感 $L_1/\text{mH}$ | 7 mH             |
| 滤波电容 $C/\mu\text{F}$    | 10 $\mu\text{F}$ |
| 电阻 $R/\Omega$           | 10 $\Omega$      |
| 网侧滤波电感 $L_2/\text{mH}$  | 0.1 mH           |
| 开关频率 $f_s/\text{kHz}$   | 18 kHz           |

图 9 所示为未加入与加入有源阻尼算法后并网电流波形仿真结果对比。从图 9 (a)、(b) 中可以看出, 电流紧跟电网电压相位, 未加有源阻尼算法时, 高次谐波抑制能力较差; 在加入有源阻尼策略后, 并网电流质量得到提高。



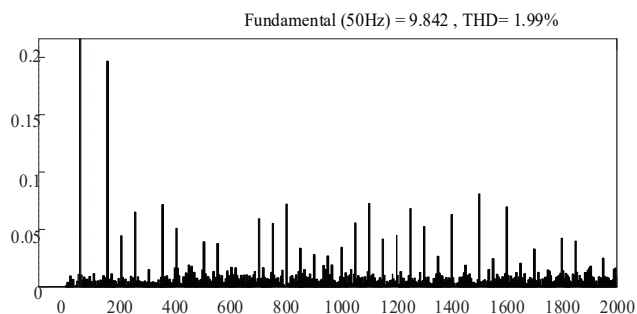
(a) 未加入策略



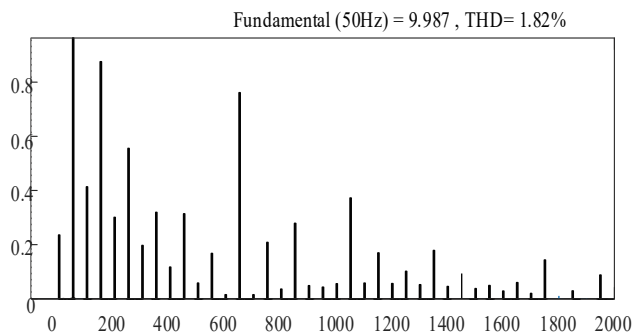
(b) 加入控制策略

图 9 电压电流波形图

在加入有源阻尼算法后, 并网电流 THD 值由原来 1.99% 降低到 1.82%, 其 THD 分析如图 10 所示。此结果说明采用有源阻尼算法后, 基于 LCL 型的单相并网逆变器的并网电流质量得到改善。



(a) 未加入控制策略



(b) 加入控制策略

图 10 THD 值图

## 5 结论

建立 LCL 型滤波器单相逆变器并网模型, 提出一种并网电流单反馈有源阻尼策略, 目的是消除 LCL 谐振尖峰, 改善并网电流质量。首先, 选取合适的 LCL 滤波器参数, 分析对比电容电流反馈有源阻尼和并网电流反馈有源阻尼幅频特性曲线, 根据劳斯判据得出  $K$  的上限取值范围以及  $K$  的取值影响 LCL 型滤波器的幅频特性曲线; 其次, 通过分析带通滤波器开环传递函数的频率特性, 通过极点配置法设计有源阻尼带通滤波器  $K$  和  $\omega$  参数值, 达到抑制 LCL 型滤波器谐振尖峰的效果, 消除并网电流高次谐波; 最后, 通过仿真分析, 对比加入有源阻尼和未加有源阻尼的电流电压波形。

## 参考文献:

- [1] 金国彬, 苑忠奇, 李国庆, 等. 基于无源性的并网逆变器扩展阻尼区域方法研究 [J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(19): 25-35.
- [2] 边志维, 何远彬, 吴圆圆, 等. 一种提高 LCL 型并网逆变器无源性及抗扰性的网侧电流控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(6): 2175-2186.
- [3] 周林, 解宝, 郑晨, 等. 单相并网 LCL 型逆变器的改进设计方案 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(18): 211-219.
- [4] 雷鹏娟, 赵清林, 韩彦龙, 等. 采用 LCL 滤波器并网逆

变器状态反馈有源阻尼控制研究 [J]. 太阳能学报, 2019, 40(8): 2354-2359.

- [5] 杨家强, 杨磊, 曾争, 等. 基于降阶广义积分器的 LCL 型有源电力滤波器电流控制方法研究 [J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(7): 2057-2068.
- [6] 薛睿南, 李国进, 陈延明. 自适应陷波滤波器的并网逆变器相位超前补偿方法 [J]. 哈尔滨工业大学学报, 2023, 55(7): 124-132.
- [7] 张立彬, 金裕嘉, 潘国兵, 等. LCL 型并网逆变器组合滤波前馈控制策略研究 [J]. 太阳能学报, 2021, 42(12): 388-394.
- [8] 林盛超, 熊健, 贺诗明, 等. 基于并网电流反馈的新型有源阻尼方法 [J]. 电网技术, 2021, 45(3): 926-939.
- [9] 赫玉莹, 王学华, 刘福鑫. LCL 型并网逆变器分裂电流单环控制及其强鲁棒性权值设计 [J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(10): 3536-3546+3678.
- [10] 汪英, 周乐明. LCL 型并网逆变器的 GCFAD 优化设计方法 [J]. 电力系统及其自动化学报, 2017, 29(10): 130-137.
- [11] 孙灵喜, 黄海宏, 韦友龙, 等. 基于负低-高通滤波器的并网电流反馈新型有源阻尼方法 [J]. 电机与控制学报, 2023, 27(2): 27-34.
- [12] 李明明, 肖华锋. 负带通滤波器反馈进网电流有源阻尼方法的实现技术研究 [J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(10): 3729-3738.
- [13] 周乐明, 罗安, 陈燕东, 等. LCL 型并网逆变器的鲁棒并网电流反馈有源阻尼控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(10): 2742-2752.
- [14] 牛晨晖, 肖华平, 李明明, 等. 一种等效微分环节反馈滤波电容电压实现有源阻尼的方法 [J]. 电力自动化设备, 2023, 43(6): 204-210.
- [15] 阮新波. LCL 型并网逆变器的控制技术 [M]. 北京: 科学出版社, 2015.
- [16] 巫付专, 沈虹, 焦岳超. 电能变换与控制 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2022.

## 【作者简介】

焦岳超 (1981—), 男, 河南郑州人, 副教授, 研究方向: 电能质量调节与控制。

刘幸丹 (1996—), 女, 河南郑州人, 硕士, 研究方向: 电能质量调节与控制。

(收稿日期: 2023-12-13)