

DOI: 10.7667/PSPC151260

## 适用于并网逆变器的新型 LCL 滤波器

金亮亮<sup>1</sup>, 周荔丹<sup>1</sup>, 姚钢<sup>1</sup>, 张嵩<sup>2</sup>, 冯文军<sup>2</sup>, 毛维俭<sup>3</sup>

(1. 电力传输与功率变换控制教育部重点实验室(上海交通大学), 上海 200240; 2. 国网上海市电力公司  
市区供电公司, 上海 200080; 3. 上海闸电燃气轮机发电有限公司, 上海 200122)

**摘要:** 针对 LCL 滤波器应用于并网逆变器过程中, 存在谐振问题和滤波电容在 5、7 次谐波的作用下过流损毁的现象, 首次提出了一种新型的 LCL 滤波器。在传统滤波支路中引入一个并联谐振和一个串联谐振, 并联谐振实现滤波电容的保护, 串联谐振实现开关频率谐波的滤除。首先推导了该方案下系统电压和滤波支路电流的传递函数, 接着分析了滤波电容参数变化对滤波支路谐振点的影响, 合理选取了本方案各元件的参数。最后对两种滤波结构进行仿真和实验, 证明了所提方案在具有相似滤波效果的条件下, 保护了滤波电容, 降低了无源阻尼的损耗。

**关键词:** LCL 滤波器; 无源阻尼; 并联谐振; 串联谐振; STATCOM

### A novel LCL filter adopted in grid-connected inverter

JIN Liangliang<sup>1</sup>, ZHOU Lidan<sup>1</sup>, YAO Gang<sup>1</sup>, ZHANG Song<sup>2</sup>, FENG Wenjun<sup>2</sup>, MAO Weijian<sup>3</sup>

(1. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion (Shanghai Jiao Tong University), Ministry of Education, Shanghai 200240, China; 2. State Grid Urban Power Supply Company, SMEPC, Shanghai 200080, China;  
3. Shanghai Zhadian Gas Turbine Power Generation Co., Ltd., Shanghai 200122, China)

**Abstract:** LCL-filter adopted in grid-connected inverter has its resonant issue meanwhile the capacitor is vulnerable under the impact of 5, 7 harmonic. To this end, a new LCL topology is proposed with two resonances introduced in its filter branch, i. e. a parallel one to get the capacitor protected and a serial one to decrease switching harmonics. The transfer function of filter branch current and grid voltage under the scheme is presented firstly, then the influence of filter capacitance parameters variation on tuning point of filter branch and the basic process of parameters selection are put forward. Comparison results considering novel LCL-filter and traditional LCL-filter are presented, which show that the novel topology can achieve almost the same damping effect as by traditional topology, meanwhile, getting the capacitor well protected and decreasing power loss caused by passive damping.

**Key words:** LCL-filter; passive damping; parallel resonance; series resonance; STATCOM

## 0 引言

基于 LCL 的并网逆变器(LCL grid connected inverter)在实际应用中存在两个问题: 1) 并网电流谐振<sup>[1-2]</sup>; 2) 滤波电容过流损毁。

前者是由于 LCL 为一个三阶系统, 自身存在一个无阻尼谐振点, 需采用阻尼措施维持系统稳定。阻尼措施主要分为有源阻尼和无源阻尼两大类<sup>[3-5]</sup>: 有源阻尼通过采样滤波电容电压或电流信号作为内环反馈来实现 LCL 谐振点的抑制<sup>[3-4]</sup>, 虽然不存在

损耗的问题, 但是增加了控制的复杂度和额外的传感器; 无源阻尼通过在滤波电容支路串联或并联阻尼电阻来实现谐振电流的抑制<sup>[5]</sup>, 控制策略简单可靠, 得到了更广泛的应用。

后者则是由于实际运行中, 电网背景谐波(主要是 5、7 次谐波)的存在, 使得流经滤波电容支路的 5、7 次谐波电流大量增长, 最终导致滤波电容过流损毁, 采取相应措施保护滤波电容很有必要。而目前国内外文献的研究内容主要针对对于减弱电网背景谐波对并网电流质量的影响<sup>[6-7]</sup>, 对滤波电容保护的

研究很少。

因此, 本文为了减少流经滤波电容的 5、7 次谐波, 提出了一种改进的 LCL 拓扑结构。该拓扑在传统 LCL 滤波支路上引入了一个并联谐振和一个串联谐振。并联谐振频率设置为 250 Hz, 使得滤波支路对 5、7 次谐波都有比较高的阻抗, 衰减流经滤波支路的 5、7 次谐波电流, 进而保护滤波电容; 串联谐振, 类似于 LLCL<sup>[8-9]</sup>结构的原理, 谐振频率设置为开关频率, 使得开关频率处的谐波流经滤波支路而不注入电网。最后本文以基于 LCL 的静止同步补偿器 (Static Synchronous Compensator, LCL-STATCOM) 为例进行仿真和实验研究, 验证了本文提出拓扑的有效性。

## 1 新型 LCL-STATCOM 模型和控制

### 1.1 新型 LCL-STATCOM 方案的提出

图 1 给出了经新型 LCL 滤波的 STATCOM 拓扑图。其中  $U_g$  为系统侧电压,  $I_1$  为机侧电流,  $I_2$  为并网补偿电流,  $I_{cf}$  为流经滤波电容支路的电流,  $U_{dc}$  为直流侧电压,  $U_1$  为 STATCOM 逆变器侧电压,  $C_{dc}$  为直流侧电容,  $L_1$ 、 $L_2$  为滤波电感,  $R_f$  为阻尼电阻,  $C_f$  为滤波电容, LOAD1 和 LOAD2 分别为对称负载和非线性负载。相比于传统结构的 LCL 滤波器, 新型 LCL 增加了谐振模块 1 和  $L_3$ , 其中  $L_4$  和  $C_4$  构成谐振模块 1,  $L_3$  和  $C_f$  构成谐振模块 2。

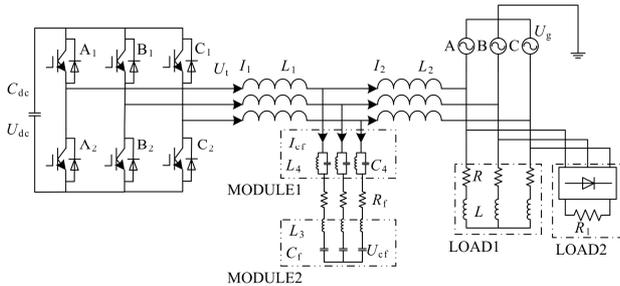


图 1 新型 LCL 型 STATCOM 拓扑结构

Fig. 1 Topology of STATCOM with novel LCL filter

由图 1 得到传统 LCL 滤波器和新型 LCL 滤波器的结构框图如图 2 所示, 其中  $U_1(s)$ 、 $U_c(s)$  和  $U_g(s)$  分别为逆变器输出侧电压  $U_1$ 、滤波支路电压  $U_c$  和电网电压  $U_g$  在复频域的拉普拉斯变换,  $I_1(s)$ 、 $I_2(s)$  和  $I_c(s)$  分别为逆变器输出侧电流  $I_1$ 、无功补偿电流  $I_2$  和滤波支路电流  $I_c$  在复频域上的拉普拉斯变换。

图 2 中, 除了滤波效果以外, 本文主要研究电网背景谐波对滤波支路电流的影响, 给出滤波支路电流  $I_c$  相对于网侧电压  $U_g$  的传递函数, 如式(1)和式(2), 给出并网电流  $I_2$  相对于逆变器侧电压  $U_1$  的

传递函数, 如式(3)和式(4)。

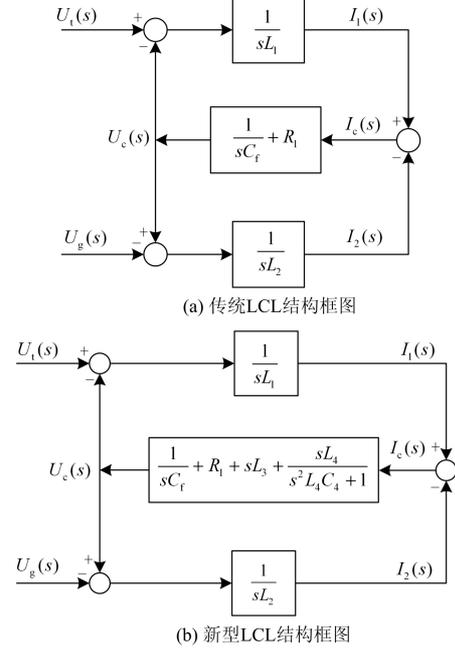


图 2 LCL 滤波器结构框图

Fig. 2 Block diagram of LCL filter

$$\frac{I_c(s)}{U_g(s)} = \frac{L_1 C_f s^2}{L_1 L_2 C_f s^3 + (L_1 + L_2) C_f R_f s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (1)$$

$$\frac{I_c(s)}{U_g(s)} = \frac{C_4 C_f L_4 L_1 s^4 + C_f L_1 s^2}{a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (2)$$

$$\frac{I_2(s)}{U_1(s)} = \frac{R_f C_f s + 1}{L_1 L_2 C_f s^3 + (L_1 + L_2) C_f R_f s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (3)$$

$$\frac{I_2(s)}{U_1(s)} = \frac{b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s^1 + b_0}{a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s^1 + a_0} \quad (4)$$

式(2)中:

$$\begin{cases} a_0 = 0 \\ a_1 = L_1 + L_2 \\ a_2 = (L_1 + L_2) C_f R_f \\ a_3 = L_1 L_2 C_f + L_1 L_3 C_f + L_1 L_4 C_f + \\ \quad L_1 L_4 C_4 + L_2 L_3 C_f + L_2 L_4 C_f + L_2 L_4 C_4 \\ a_4 = (L_1 L_4 C_f C_4 + L_2 L_4 C_f C_4) R_f \\ a_5 = L_1 L_2 L_4 C_f C_4 + L_1 L_3 L_4 C_f C_4 + L_2 L_3 L_4 C_f C_4 \end{cases}$$

式(4)中, 系数  $a_0 \sim a_5$  与式(2)相同。

$$\begin{cases} b_0 = 1 \\ b_1 = C_f R_f \\ b_2 = C_f L_3 + C_f L_4 + C_4 L_4 \\ b_3 = L_4 C_f C_4 R_f \\ b_4 = L_3 L_4 C_f C_4 \end{cases}$$

提出本文的拓扑结构目的在于实际应用中, IGBT 有开关死区、电网含有背景谐波、负载存在非线性等情况, 使得流经滤波支路的谐波(主要为 5、7 次谐波)大量增加, 而传统的 LCL 结构对滤波支路的 5、7 次谐波电流基本没有衰减, 易导致滤波电容过流损毁。在新型 LCL 中, 将谐振模块 1 调谐于 250 Hz 以有效地抑制流经滤波支路的 5 次谐波电流, 并衰减 7 次谐波电流; 同时谐振模块 2 和谐振模块 1 一起配合形成串联谐振, 调谐于开关频率, 为开关频率处的谐波提供一个低阻通道, 减少开关频率谐波注入电网<sup>[7-8]</sup>。

### 1.2 新型 LCL 结构参数的选取

按照文献[10-11]选取 LCL 参数, 满足系统对纹波和谐振频率的要求, 取  $L_1=800 \mu\text{H}$ ,  $L_2=100 \mu\text{H}$ 。LCL 中滤波电容  $C_f$  值的选取, 除了要满足电容无功容量小于 STATCOM 额定补偿容量的 5%<sup>[10-11]</sup>以外, 还需要和谐振模块 1 配合, 因为谐振模块 1 除了目标谐振点  $f_1=250 \text{ Hz}$  以外, 对应的还会引入一个低阻抗的串联谐振点  $f_2$ 。这个串联谐振点会影响系统的稳定以及谐振模块 1 对 5、7 次谐波的抑制作用。

进一步进行支路谐振分析, 由图 2(b)可知滤波支路阻抗的传递函数为

$$\frac{I_b(s)}{U_b(s)} = \frac{C_4 C_f L_4 s^3 + C_f s}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s^1 + a_0} \quad (5)$$

$$\text{式(5)中, } \begin{cases} a_0 = 1 \\ a_1 = C_f R_f \\ a_2 = C_f L_3 + C_f L_4 + C_4 L_4 \\ a_3 = L_4 C_f C_4 R_f \\ a_4 = L_3 L_4 C_f C_4 \end{cases}$$

为了更好地分析参数变化对传递函数伯德图的影响, 设阻尼电阻为 0。又因为滤波支路中谐振模块 1 设定的谐振频率  $f_1$  远小于 LCL 固有的谐振频率和开关频率(10 kHz), 所以进行滤波支路谐振点分析时可以忽略电感  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  的作用。此时滤波支路的两个谐振频率如式(6)和式(7)所示, 由式(8)可以得到目标谐振频率  $f_1$  和低阻抗串联谐振频率  $f_2$  的比例关系。

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_4 C_4}} \quad (6)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_4(C_4 + C_f)}} \quad (7)$$

$$\frac{f_1}{f_2} = \frac{\sqrt{L_4(C_4 + C_f)}}{\sqrt{L_4 C_4}} = \sqrt{\frac{C_4 + C_f}{C_4}} \quad (8)$$

经过以上分析, 忽略电感  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  的作用, 分别取不同的  $C_f$  和  $C_4$  值, 由式(5)得到滤波支路的伯德图, 如图 3 所示。

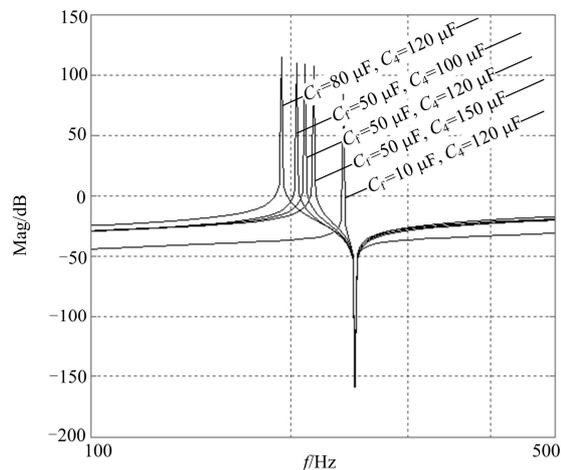


图 3 化简后滤波支路伯德图

Fig. 3 Bode diagram of the simplified filter branch

从图 3 可以看出, 保持  $C_f$  不变, 随着  $C_4$  的增大, 谐振点  $f_2$  向 250 Hz 移动, 但是如果  $C_4$  取的太小, 导致  $L_4$  增大, 成本上升。保持  $C_4$  不变, 随着  $C_f$  的增大谐振点  $f_2$  会远离 250 Hz, 但是文献[10-11]说明,  $C_f$  无功容量不能超过额定容量的 5%。而且谐振频率越低, 则稳定系统所需的无源阻尼电阻  $R_f$  也会增大, 损耗也会明显增加。如果  $C_f$  取的太小,  $C_4$  取的较大, 会导致两个谐振频率  $f_1$  和  $f_2$  非常的接近, 使得相应谐波得到放大, 得不到抑制 5 次谐波的效果。在满足电容无功容量和系统谐振频率的要求下, 本文折衷取电容  $C_f=50 \mu\text{F}$ ,  $C_4=120 \mu\text{F}$ 。

为了给开关频率处的谐波提供一个低阻通道, 谐振模块 1 和谐振模块 2 配合形成串联谐振, 调谐于开关频率  $f_s$ (本文取 10 kHz), 按照以上得到的各参数值, 可以计算出  $L_3$  取 7.32  $\mu\text{H}$ 。

采用滤波支路串联电阻的方式, 可以简单有效地解决 LCL 滤波器的谐振问题, LCL 的谐振频率  $f_{\text{res}}$  如式(9)所示, 为了减少无源阻尼损耗, 按照传统的无源阻尼方式整定阻尼电阻如式(10)。

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} \quad (9)$$

$$R_f = \frac{1}{6\pi f_{\text{res}} C_f} \quad (10)$$

最终得到  $R_f=0.45 \Omega$ , 最终各参数的选择如表 1 所示。

按照表 1 的参数, 由式(1)~式(4)得到两种方案的滤波支路电流相对于网侧电压的伯德图和网侧电

流相对于逆变器侧电压的伯德图,如图4所示。图4(a)中, N1和N3为不带阻尼电阻时两种方案的伯德图, N2和N4为串联电阻以后两种方案的伯德图。图4(b)中, A1和A2分别为带阻尼以后新型LCL和传统LCL的滤波效果的伯德图。

表1 LCL各元件参数

Table 1 Parameters of LCL filter

元件	参数
$L_1$	800 $\mu\text{H}$
$L_2$	100 $\mu\text{H}$
$L_3$	7.32 $\mu\text{H}$
$L_4$	3.38 mH
$C_f$	50 $\mu\text{F}$
$C_4$	120 $\mu\text{F}$
$R_f$	0.45 $\Omega$

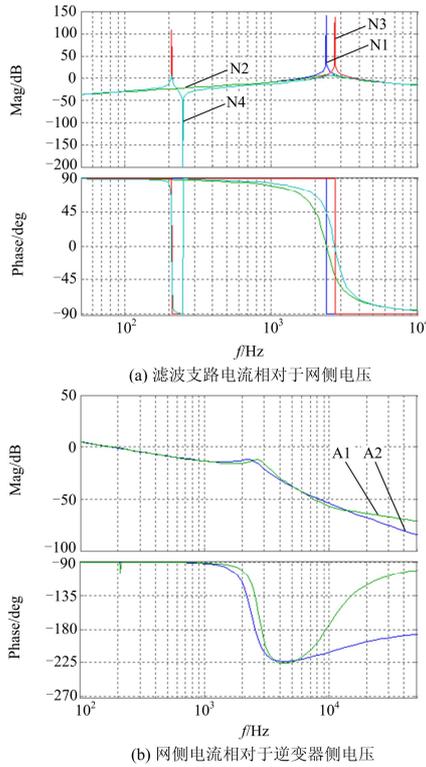


图4 两种方案的伯德图

Fig. 4 Bode diagram of two approaches

由N1和N2可以发现,传统拓扑结构串联电阻的方式可以有效地抑制系统的谐振点(2.39 kHz)。由N3可以看出,新型的LCL由于拓扑比较复杂谐振点有3个, LCL固有的谐振点有所抬高(2.73 kHz),在同样大小的阻尼电阻作用下,具有更好的谐振抑制效果;在250Hz附近有两个谐振点,对5次谐波有一个明显的反向峰值,很好地抑制了5次谐波流经滤波支路。由N3和N4可以看出,按照式(10)整定阻尼电阻以后,新型拓扑结构的谐振现象得到了

明显抑制,值得注意的是,串联电阻以后250 Hz处反向的谐振点依然存在,所以新拓扑依然能抑制流经滤波支路的5次谐波电流。

由N2和N4可以看出,新型拓扑结构和传统拓扑结构都很好地解决了谐振问题,而且由N4可以看出新型结构能抑制流经滤波支路的5次谐波电流,并衰减7次谐波电流,保护了滤波电容不受电网背景谐波的影响,由A1和A2可以看出,两种方案在低频段的滤波特性基本完全一致,所以新方案不会影响传统的控制策略,虽然A1在高频段的衰减效果不如传统方案A2,但是拥有更大的相角裕度。总的来说,新型LCL结构和传统方案的滤波效果相差无几,但是能更好地保护滤波电容,优势明显。

### 1.3 LCL-STATCOM 控制策略

由图4(b)可以看出,新型LCL和传统LCL结构在低频段的伯德图特性基本一致,而LCL滤波器和L滤波器,在低频段的伯德图特性基本一样,所以可以按照一般的经L并网的STATCOM进行控制器设计<sup>[12-13]</sup>。STATCOM主要是基于VSR拓扑结构的变换器,可以看作一台不带直流负载的PWM整流器,忽略各元件寄生电阻,按照VSR在d-q坐标系下的模型可得。

$$u_{id} = -(L_1 + L_2) \frac{di_d}{dt} + w_g (L_1 + L_2) i_q + U_{gd} \quad (11)$$

$$u_{iq} = -(L_1 + L_2) \frac{di_q}{dt} - w_g (L_1 + L_2) i_d + U_{gq} \quad (12)$$

采用PI调节器分别对电压外环以及电流内环进行控制, STATCOM在运行时,会有开关损耗等一系列损耗,所以需要系统提供少量有功分量,参考电流的有功分量由电压外环经PI调节得到,无功分量由电网检测得到。控制框图如图5所示。

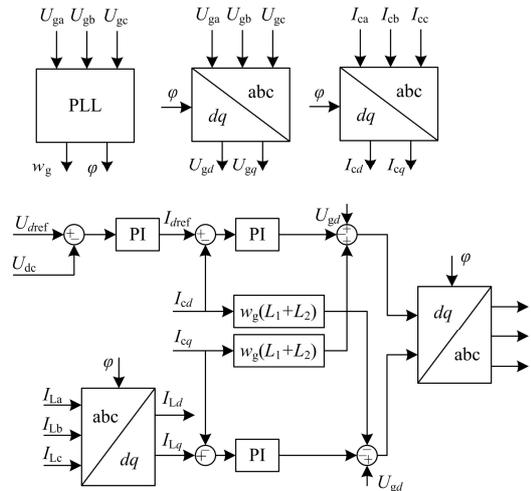


图5 STATCOM控制框图

Fig. 5 Control diagram of three-phase STATCOM

## 2 仿真验证

对经两种滤波结构并网的 STATCOM 仿真。图 1 为新型 LCL-STATCOM 系统仿真电路, 具体仿真参数如表 2 所示。LCL 滤波器参数按照表 1 设置, 传统 LCL 相比于新型 LCL 结构, 缺少了谐振模块 1 和串联电感  $L_3$ , 其余参数均和新型 LCL 结构一致。因为实际运行中, 滤波支路的 5、7 次谐波主要来自于非线性负载产生的谐波和电网背景谐波, 所以在只带负载谐波、只带电网背景谐波及负载谐波和电网背景谐波共同作用三种情况下, 对传统 LCL 滤波结构和新型 LCL 滤波结构进行仿真比较。通过一个不可控二极管整流器带电阻负载来模拟负载有谐波的情况。

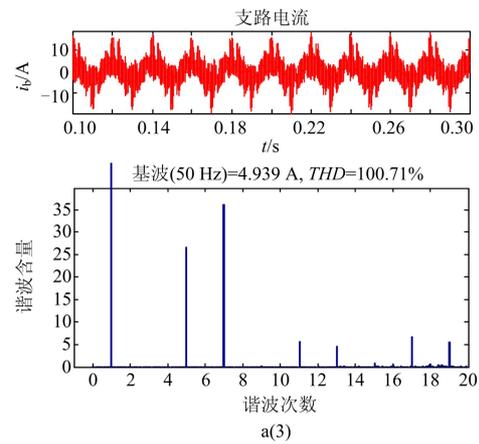
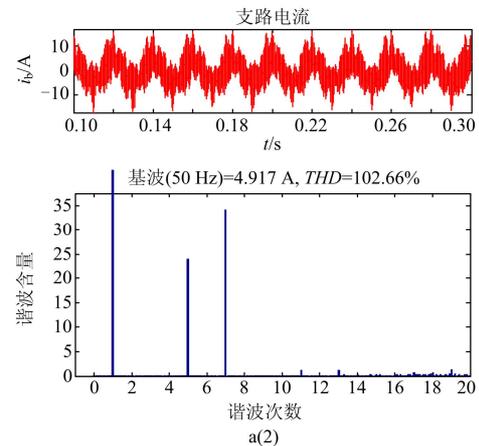
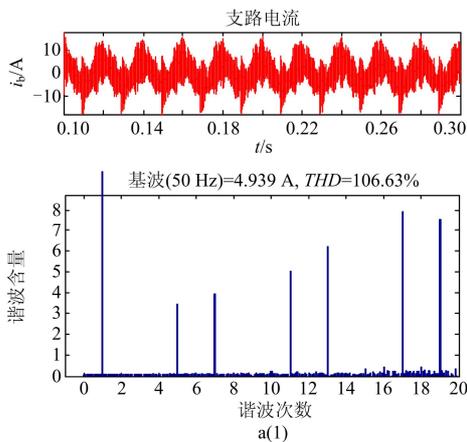
表 2 系统仿真参数

Table 2 Parameters of simulation

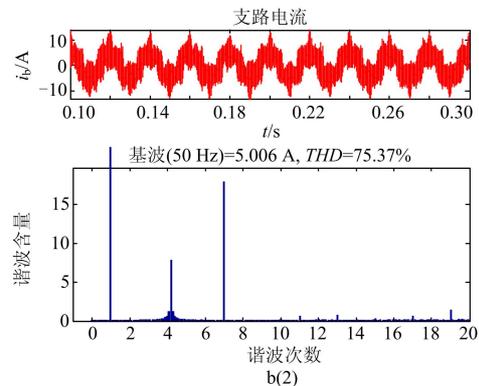
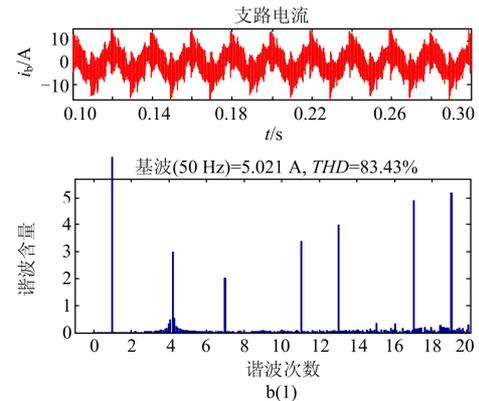
仿真参数	数值
网侧电压 $U_g$	380 V
5 次背景谐波	5%
7 次背景谐波	5%
直流侧电压 $U_{dc}$	700 V
负载电阻 $R$	1 $\Omega$
负载电感 $L$	1 mH
二极管整流负载 $R_1$	2 $\Omega$
开关死区时间 $t_s$	4 $\mu$ s

### 2.1 三种情况的仿真波形

在只带负载谐波、只带电网背景谐波及负载谐波和电网背景谐波共同作用三种情况下, 分别对两种结构进行仿真。传统 LCL 滤波结构和新型 LCL 滤波结构滤波支路的仿真电流及其 FFT 分析如图 6 所示, a(1~3)和 b(1~3)分别代表三种情况下, 传统 LCL 结构和新型 LCL 结构的波形图。将三种情况下系统的阻尼损耗和 5 次谐波附近谐波含量比较多的频率列表如表 3 所示。



(a) 传统 LCL 拓扑结构



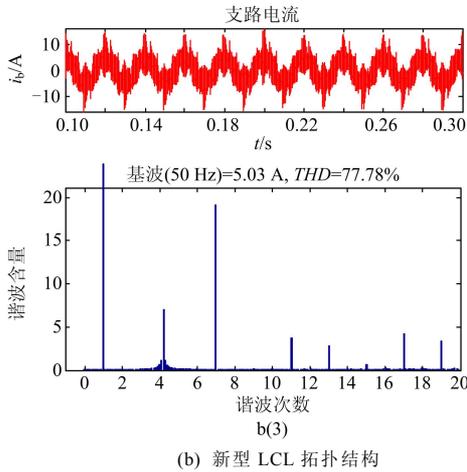


图 6 三种情况下滤波支路的 FFT

Fig. 6 FFT analysis of filter branch under three cases

通过对表 3 和图 6 流经滤波支路的电流的比较，可以发现，相比于(b)，在(a)中，电流含更多的 5、7 次谐波成分；在(b)中，210Hz 周围谐波有少量增

表 3 三种情况下特定频率谐波畸变率

Table 3 Certain harmonic current FFT analysis of filter branch under three cases

谐波/Hz	LCL-R			New-LCL		
	负载谐波	背景谐波	负载背景谐波	负载谐波	背景谐波	负载背景谐波
210	0.09%	0.01%	0.06%	2.97%	7.72%	6.98%
215	0.09%	0.02%	0.07%	0.49%	1.16%	1.10%
250	3.43%	23.92%	26.42%	0.04%	0.17%	0.15%
350	3.94%	34.16%	36.27%	1.99%	18.04%	18.98%
电阻损耗/W	17.5	16.5	17.2	14.2	13.5	14

## 2.2 并网电流仿真

为进一步了解两种滤波结构对并网电流的影响，对并网电流进行仿真。因为实际应用中，流经滤波支路的 5、7 次谐波主要来源于电网背景谐波，所以本文仅针对在电网背景谐波单独作用的情况下，对两种拓扑结构并网电流进行仿真，如图 7 所示。

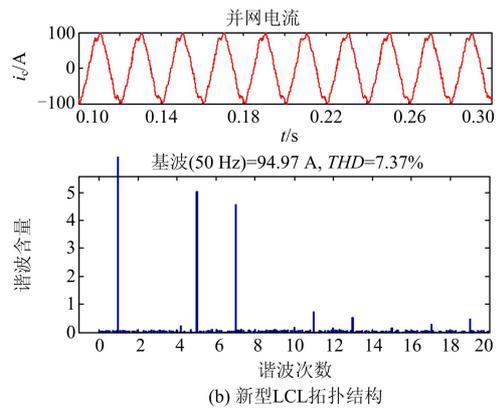
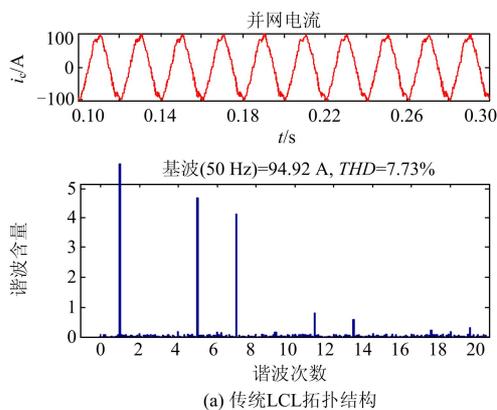


图 7 只有背景谐波时并网电流 FFT

Fig. 7 FFT analysis of inverter current under background harmonics

长，这是因为谐振模块 1 引入的低阻抗串联谐振点  $f_2$  的作用，若增加阻尼电阻可以有效地降低 210 Hz 处的谐波含量，将阻尼电阻增加到  $1.45 \Omega$  可以有效地抑制 210 Hz 处的谐波，但是阻尼损耗会明显增加(以电网背景谐波作用下为例，阻尼损耗从 13.5 W 增加到 39 W)。因为实际运行中，一般很少会有 210 Hz 的谐波，所以本拓扑为了降低损耗，没有加大阻尼电阻。由图 6(a)，可以看出一旦电网有了一定的背景谐波(往往是 5、7 次谐波)，滤波支路的 5、7 次谐波是成倍地上涨，此时，电容损毁的情况变得尤为常见。而由图 6(b)可以看出，本文提出的拓扑结构，在大幅衰减流经滤波支路的 5 次谐波电流的同时，对 7 次谐波电流也有部分衰减。

由图 6 和表 3 可以看出，三种情况下，新拓扑的支路电流畸变率明显低于传统拓扑结构，可以有效地降低无源阻尼的损耗，提高系统效率；抑制了流经滤波支路的 5 次谐波电流，并衰减了 7 次谐波电流，很好地保护了滤波电容。

因为本文提出的拓扑结构相比于传统拓扑结构，提高了系统固有的谐振频率(由 2.39 kHz 升高到 2.73 kHz)，在同样大小的阻尼电阻作用下，具有更好的谐振抑制效果；所以图 7 中，新拓扑在抑制 5、

7 次谐波流经滤波支路的同时, 并网电流畸变率略小于传统拓扑结构, 体现了本文提出的拓扑结构的优越性。

### 3 实验验证

为验证理论分析的正确性, 在电网有背景谐波的情况下, 搭建了基于 LCL 滤波的 STATCOM 实验平台, 用 FLUKE 公司的 F-435 作为波形录制设备。因为实际应用中, 各元件存在寄生电阻、接触电阻, 这些电阻足以充当系统的阻尼电阻, 所以实验中不再接阻尼电阻。同时为了防止传统结构滤波电容在实验中发生损毁的情况, 电网背景谐波给定量也要比仿真量小一点。受限于实验条件, 对部分参数进行修改, 改动后的参数如表 4 所示。

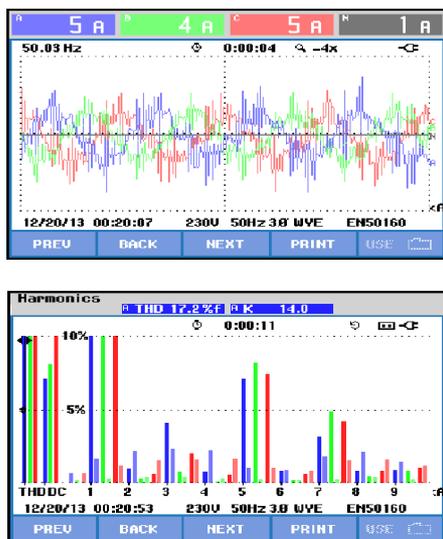
表 4 系统实验参数

Table 4 Parameters of experiment

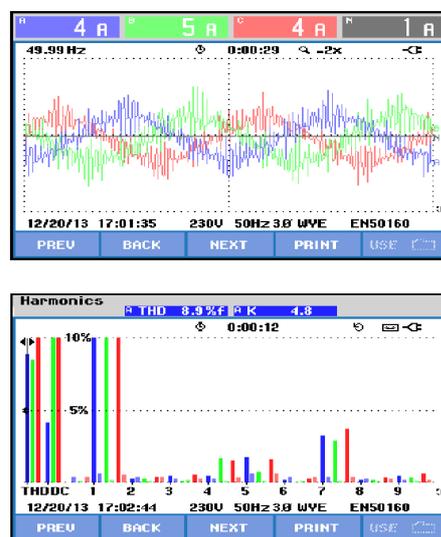
实验参数	数值
网侧电压 $U_g$	400 V
5 次背景谐波	2%
7 次背景谐波	1%
阻尼电阻 $R_f$	0

图 8 为在电网背景谐波作用下, 流经滤波支路的实验波形及其谐波分析。因为滤波支路主要的谐波成分为开关频率处的谐波, F-435 在频谱分析时, 只能分析到 2.5 kHz, 所以实验中滤波支路电流的畸变率要明显低于仿真电流畸变率。

为更具体地对比两种拓扑结构流经滤波支路的 5、7 次谐波含量, 将图 8 中 5、7 次谐波列表如表 5 所示。



(a) 传统 LCL 结构



(b) 新型 LCL 结构

图 8 电网谐波作用下滤波支路电流及谐波分析

Fig. 8 Harmonic analysis of branch current under background harmonics

表 5 电网背景谐波作用下特定频率谐波畸变率

Table 5 Certain harmonic current FFT analysis of filter branch under background harmonics

谐波/Hz	LCL-R			New_LCL		
	A	B	C	A	B	C
250	7.1%	8.2%	7.4%	1.6%	0.7%	1.6%
350	3.5%	4.9%	4.3%	3.5%	3.0%	3.8%

由图 8(a)、(b)和表 5 可以看出, 新型拓扑结构的确有效地抑制了流经滤波支路的 5 次谐波; 因为实验中部分元件参数有所偏差, 导致并联谐振模块的谐振频率往低频段有所漂移, 使得从图 8 中可以看出新型拓扑结构对 2、3、4 次谐波也有明显的衰减。最终导致 7 次谐波衰减量不是很明显, 但是也有部分衰减。综上所述, 选取合理的参数以后, 是可以达到本文理论分析的效果的; 实验情况符合理论分析结果, 说明本文提出的拓扑结构是有效可行的。

### 4 结论

本文的主要内容如下:

1) 首次提出了一种适用于并网逆变器的新型 LCL 滤波器, 并以 STATCOM 为例进行说明。该拓扑结构通过并联谐振实现了衰减 5、7 次谐波流经滤波支路的目的, 设置为开关频率的串联谐振, 有效地过滤了开关频率处的谐波。

2) 推导得出了新型拓扑结构滤波支路电流和系统电压的关系, 得到了对应的伯德图。

3) 合理地选择了滤波器的元件参数, 通过仿真和实验验证了本文提出的拓扑结构的有效性和相关理论的正确性。

本文提出的拓扑结构相比于传统的拓扑结构, 在衰减了 5、7 次谐波流进滤波支路的同时, 保护了滤波电容; 减少了阻尼电阻的损耗, 提高了系统的效率。

### 参考文献

- [1] 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.  
CHEN Xin, WEI Zheng, HU Xuefeng, et al. Research on LCL filter in three-phase grid-connected inverter and novel active damping control strategy[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(6): 71-79.
- [2] 彭咏龙, 朱劲波, 李亚斌. 基于电感电压反馈和输入整形技术的 LC 滤波器混合阻尼控制[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(2): 103-107.  
PENG Yonglong, ZHU Jinbo, LI Yabin. Hybrid damping control based on the LC filter inductor voltage feedback and input shaping techniques[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(2): 103-107.
- [3] 李建泉, 吴小云, 何星瑶, 等. 集中补偿型 LCL-APF 的有源阻尼控制方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(5): 101-106.  
LI Jianquan, WU Xiaoyun, HE Xingyao, et al. Research on the active power damping control of LCL-APF based on concentrated compensation[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(5): 101-106.
- [4] BAO Chenlei, RUAN Xinbo, WANG Xuehua, et al. Step-by-step controller design for LCL-type grid-connected inverter with capacitor-current-feedback active-damping[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1239-1253.
- [5] PENA-ALZOLA R, LISERRE M, BLAABJERG F, et al. Analysis of the passive damping losses in LCL-filter-based grid converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2642-2646.
- [6] 吴云亚, 谢少军, 阚加荣, 等. 逆变器侧电流反馈的 LCL 并网逆变器电网电压前馈控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(6): 54-60.  
WU Yunya, XIE Shaojun, KAN Jiarong, et al. A full grid voltage feed-forward control strategy with inverter-side current feedback for LCL grid-connected inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(6): 54-60.
- [7] 李芬, 邹旭东, 邹云屏, 等. 并网 LCL 滤波的 PWM 整流器输入阻抗分析[J]. 电工技术学报, 2010, 25(1): 97-103.  
LI Fen, ZOU Xudong, ZOU Yunping, et al. Input impedance analysis of LCL-filter PWM rectifier connected to grid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(1): 97-103.
- [8] WU W M, HE Y B, BLAABJERG F. An LLCL power filter for single-phase grid-tied inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(2): 782-789.
- [9] WU W M, HE Y B, TANG T H. A New design method for the passive damped LCL and LLCL filter-based single-phase grid-tied inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(10): 4339-4350.
- [10] 郭珂, 曾意, 刘强, 等. LCL 滤波器在具有有源滤波功能的光伏并网系统中的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(3): 73-79.  
GUO Ke, ZENG Yi, LIU Qiang, et al. Application of LCL-filter in photovoltaic grid-connected system with active power filter function[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(3): 73-79.
- [11] LISERRE M, BLAABJERG F, DELL' AQUILA A. Step-by-step design procedure for a grid-connected three-phase PWM voltage source converter[J]. International Journal of Electronics, 2004, 91(8): 445-460.
- [12] 姚致清, 张茜, 刘喜梅. 基于 PSCAD/EMTDC 的三相光伏并网发电系统仿真研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(17): 76-81.  
YAO Zhiqing, ZHANG Qian, LIU Ximei. Research on simulation of a three-phase grid-connected photovoltaic generation system based on PSCAD/ EMTDC[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(17): 76-81.
- [13] 赵晋斌, 张元吉, 屈克庆, 等. 单相 LCL 并网逆变器控制策略综述[J]. 电工技术学报, 2013, 28(10): 134-142.  
ZHAO Jinbin, ZHANG Yuanji, QU Keqing, et al. Overview of control strategy for single-phase grid-connected inverter with LCL filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(10): 134-142.

收稿日期: 2015-07-21; 修回日期: 2015-08-04

作者简介:

金亮亮(1990-), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源并网逆变器; E-mail: 461109452@qq.com

周荔丹(1973-), 女, 博士, 副研究员, 研究方向为电力电子在电力系统中的应用; E-mail: zhoulidan@sjtu.edu.cn

姚钢(1977-), 男, 通信作者, 博士, 副研究员, 研究方向为电力电子在电力系统中的应用。E-mail: yaogangth@sjtu.edu.cn

(编辑 魏小丽)