

基于有源阻尼的并联有源滤波器输出 LCL 滤波器设计

王 盼^{1,2}, 刘 飞², 查晓明²

(1. 武汉电力职业技术学院, 湖北 武汉 430079; 2. 武汉大学 电气工程学院, 湖北 武汉 430072)

摘要: 提出一种基于并联型有源电力滤波器的输出 LCL 滤波器的设计方法。该方法在满足电流跟踪快速性、电流纹波最大允许值等基本条件下, 选取了总电感值; 并由基波无功损耗约束了电容量上限。在此基础上, 考虑到开关次谐波电流衰减率以及谐振频率的制约, 综合选取了构成总电感的 L_1 和 L_2 的值及电容量。为避免 LCL 滤波器发生谐振, 采用了电容电流反馈的有源阻尼法, 通过设计反馈系数, 有效抑制了低次谐波的振荡。最后基于采用重复学习控制策略的并联型有源电力滤波器, 通过 PSCAD 进行仿真验证。仿真结果表明了 LCL 滤波器的优越性以及所提设计方法的有效性。

关键词: 有源电力滤波器; LCL 滤波器; 有源阻尼; 谐振; 反馈; 仿真

中图分类号: TN 713

文献标识码: B

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.04.029

0 引言

近年来, 随着电力电子技术的快速发展, 大量非线性负载不断投入电力系统, 造成电能质量问题日益严重。有源电力滤波器 (APF)^[1] 作为一种消除谐波的有效设备, 目前已得到广泛使用。但 APF 一般采用高频 SPWM, 导致大量的开关次谐波流入电网, 这会对电网中其他敏感设备产生干扰, 故 APF 输出滤波器的选取及设计尤为重要。

为了滤除开关次谐波, 通常采用 L 型或 LC 型滤波器。传统的 L 型滤波器结构简单, 但在满足相同的高频滤波效果的情况下, 所需的电感值比 LCL 滤波器要大, 动态性能也变差。 LC 型滤波器则容易因电网阻抗的不确定性影响滤波效果^[2-3]。 LCL 滤波器则能够在较低的开关频率下, 获得比 L 和 LC 型滤波器更优异的性能, 尤其适用于大功率、开关频率较低的并网变换器设备, 但其设计比较复杂, 并且是一个谐振电路, 对系统的稳定性有较大影响, 通常需要引入无源或有源阻尼。无源阻尼算法简单, 但会引起系统损耗。

针对以上问题, 本文在详细设计 LCL 滤波器的基础上, 采用了引入电容电流反馈的有源阻尼控制策略, 等效地增加了 LCL 滤波器的阻尼作用, 从而有效地抑制了低频谐振尖峰, 避免了系统的不稳定^[2]。最后通过 PSCAD 仿真对比了采用 L 型、 LCL 滤波器的 APF 补偿效果, 仿真结果证明了本文所述的 LCL 滤波器设计方法是可行的, 且其应用于 APF 具有较好的滤波效果。

1 APF 输出滤波器设计要求

图 1 为并联型 APF 系统结构框图。它主要由电压型三相桥式逆变器和输出滤波器组成。本文所采用的控制策略为重复学习控制^[4-6]。

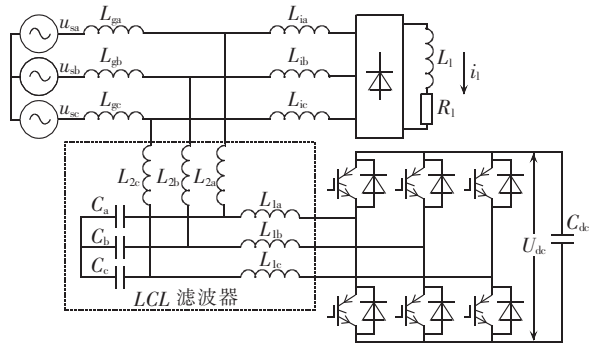


图 1 并联型有源滤波器系统结构框图

Fig.1 Block diagram of shunt APF

谐波补偿时, APF 首先将检测到的系统谐波电流 i_{sh} 形成补偿电流指令信号, 然后经控制策略及逆变器变换生成补偿电流, 再通过输出滤波器送入电网, 实现谐波补偿目的。考虑到并联型 APF 主要用于补偿 2~25 次低次谐波电流含量, 且补偿电流含有开关频率及其周边高次谐波分量, 故 APF 要求其输出滤波器对低频具有较宽的通频带, 而对高频具有很强的抑制作用, 且需满足 APF 的瞬态电流跟踪能力及最大纹波指标要求。

2 LCL 滤波器的设计

图 2 为 LCL 滤波器在高次谐波下的单相等效电路模型。

高次谐波下 LCL 滤波器^[7-8]的传递函数为:

$$G_{LCL}(s) = \frac{i_2}{U_1} = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) s} \quad (1)$$

由式 (1) 可知, 此 LCL 系统出现谐振时, 阻尼比

收稿日期: 2012-05-01; 修回日期: 2013-01-19
基金项目: 湖北省自然科学基金资助项目 (2011CDB263); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目 (207274591)
Project supported by the Natural Science Foundation of Hubei Province (2011CDB263) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities (207274591)

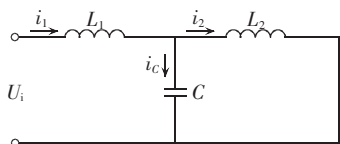


图 2 LCL 滤波器在高次谐波下的
单相等效电路模型

Fig.2 Single-phase equivalent circuit model
of LCL filter with high-order harmonics

$\xi_r=0$, 谐振频率 $\omega_r = \sqrt{\frac{L_1+L_2}{L_1 L_2 C}}$ 。

2.1 进线总电感 L_T 的设计

对于并联型 APF, 其补偿性能极大地受制于输出补偿电流对参考电流的跟踪能力。令 $L_T = L_1 + L_2$, 当直流母线电压和交流电压一定时, 输出总电感 L_T 就决定了补偿电流的跟踪速度^[2]。当电感减小时, 电流跟踪速度变快, APF 补偿误差变小, 动态响应速度也变快, 但电流变化也越剧烈, 极易造成系统振荡冲击, 工作不稳定; 反之电感越大, 电流纹波越小, 但从经济角度而言, 设备成本却显著增加。故在实际应用中, 通常在保证补偿性能的前提下, 尽量选择较小的电感值, 下面给出具体设计过程。

2.1.1 电流跟踪快速性

文献[2]详细分析了谐波电流过零点附近的一个开关周期中电流跟踪的瞬态过程, 计算出电感跟踪能力最强时的电感最大值, 但它无法保证 APF 最小跟踪能力也满足要求。文献[9]讨论了开关系数不同情况下取值的概率, 进而采用平均法计算出电感最大值, 故电感的估计比较粗糙。本文参考文献[10]中三相 APF 的主电路工作模式及相应开关系数的分析, 得出各相电流变化率与系统电压及直流侧电压之间的关系, 以 A 相为例, 表达式如下:

$$\frac{di_{ca}}{dt} = \frac{1}{L} (e_a - K_a U_{dc}) \quad (2)$$

若 $e_a = E_m \sin \omega t$, 则得:

$$\frac{di_{ca}}{dt} = \frac{1}{L} (E_m \sin \omega t - K_a U_{dc}) \quad (3)$$

且当 $e_a = E_m, K_a = \frac{1}{3}$ 或 $e_a = -E_m, K_a = -\frac{1}{3}$ 时, $\left| \frac{di_{ca}}{dt} \right|$

最小, 即:

$$\left| \frac{di_{ca}}{dt} \right|_{\min} = \frac{1}{L} \left(\frac{1}{3} U_{dc} - E_m \right) \quad (4)$$

要使补偿电流能跟随指令电流, 则补偿电流的斜率必须大于指令电流的斜率的最大值, 即:

$$\left| \frac{di_{ca}}{dt} \right|_{\min} = \frac{1}{L} \left(\frac{1}{3} U_{dc} - E_m \right) \geq \left| \frac{di_{ca}^*}{dt} \right|_{\max} \quad (5)$$

故电感的最大取值为:

$$L_{\max} = \frac{\frac{1}{3} U_{dc} - E_m}{\left| \frac{di_{ca}^*}{dt} \right|_{\max}} \quad (6)$$

对于不同的谐波源和不同的补偿要求, 指令电流 i_{ca}^* 是不同的, 但其最大电流变化率 $\left| \frac{di_{ca}^*}{dt} \right|_{\max}$ 与补偿指令电流的具体表达式密切相关。其经验公式^[10-11]为:

$$\left| \frac{di_{ca}^*}{dt} \right|_{\max} = (10 \sim 20) f |i_{ca}^*|_{\max} \quad (7)$$

$$|i_{ca}^*|_{\max} = \begin{cases} 2.3 I_{ca}^* & i_{ca}^* \text{ 只含谐波} \\ 1.7 I_{ca}^* & i_{ca}^* \text{ 含谐波和无功} \end{cases} \quad (8)$$

其中 f 为基波电流频率; I_{ca}^* 为指令电流有效值, 可根据具体的负载情况计算出补偿指令电流。

本文采用三相桥式不控整流电路加阻感负载作为谐波源, 可通过具体仿真得出其中 2~25 次谐波含量 (具体波形将在后文详细展示), 进而计算出谐波有效值, 即补偿指令有效值。本文经计算得 $I_{ca}^* = 5.886 \text{ A}$, 取经验公式 (7) 中参数为 20, 代入式 (6) 可得 $L_{\max} = 1.647 \text{ mH}$ 。也即:

$$L_T \leq 1.647 \text{ mH}$$

2.1.2 纹波电流最大允许值

当逆变器输出电压 U_i 的基波分量与系统电压 U_s 相等时, 电感上的基波电流为零, 这时 U_L 在电感两端产生的电流 Δi 称为纹波电流^[12], 它是影响波形质量的一个重要参数。在 APF 中, 要求输出的纹波电流在一定的范围内, 一般取为 15%~20% 的额定电流。本文取 20%, 即:

$$\Delta i_{\max} = 20\% I_s = 20\% \frac{P_N}{3 U_s} \quad (9)$$

其中, P_N 为额定输出功率, U_s 为系统相电压有效值, I_s 为额定输出电流。

文献[12]详细分析了采用双极性 PWM 时半个周期内调制比 m_a 与纹波电流 Δi_{pp} 的关系, 得出纹波电流最大允许值表达式如下:

$$\Delta i_{\max} = \frac{U_{dc} T_s}{8 L} \quad (10)$$

综合式 (9)、(10) 可得:

$$L_T \geq \frac{U_{dc}}{20\% \times 8 f_{sw} I_s} = 0.275 (\text{mH})$$

综上, 本文选取总电感 $L_T = 0.3 \text{ mH}$ 。

2.2 电容

电容支路的增加为开关次谐波提供了低阻通路, 极大减少了注入电网的高频谐波含量。理论上希望电容阻抗越小越好, 即增大电容量, 但电容的增加势必会减少电容支路对基波的阻抗, 进而使系统效率过度降低。通常要求滤波电容吸收的基波无功功率不能大于系统额定有功功率的 5%^[2,13]。故可得:

$$C \leq 5\% \times \frac{P_N}{3 \times 2 \pi f \times U_s^2} = 164.5 (\mu\text{F}) \quad (11)$$

2.3 电感 L_1 、 L_2 的选取

考虑到 APF 主要用于补偿低次谐波, 故其输出滤波器应对中低频具有较宽的通频带, 对高频具有

很强的抑制作用。即应使其截止频率在中频和开关频率之间折中选取,且其高频衰减率应满足性能要求。同时为防止谐振对低频谐波的放大,谐振频率也应尽量靠近开关频率的一半。详细分析如下。

2.3.1 谐振频率

由前述可知谐振角频率 $\omega_r = 2\pi f_r = \sqrt{\frac{L_1+L_2}{L_1L_2C}}$, 对于 APF 通常要求谐振频率位于 25 倍基频和一半开关频率之间^[2,13], 即:

$$25f_1 < f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1+L_2}{L_1L_2C}} < \frac{1}{2}f_{sw} \quad (12)$$

令 $r = \frac{L_2}{L_1}$, 则 $L_T = (1+r)L_1$, 故得:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1+L_2}{L_1L_2C}} = \frac{1}{2\pi} \frac{1+r}{\sqrt{rL_TC}} \quad (13)$$

当总电感 L_T 固定时, 谐振频率 f_r 、 r 及电容 C 之间的三维关系如图 3 所示。

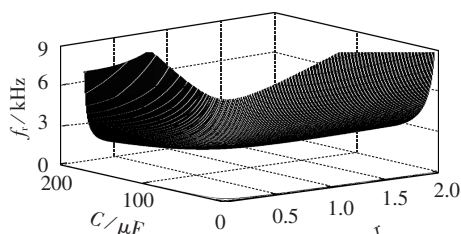
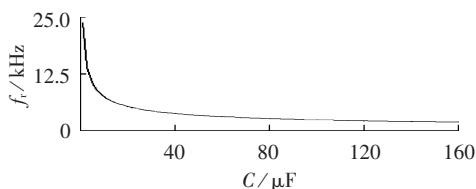


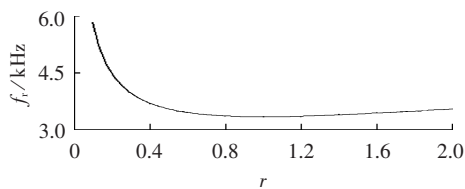
图 3 L_T 固定时, f_r 与 r 、 C 的三维关系图

Fig.3 3D relationship among f_r , r and C when L_T is fixed

为更方便观测, 图 4(a)、(b) 分别给出了电容 C 、 r 与谐振频率 f_r 之间的二维关系图。



(a) r 固定时, C 与 f_r 的关系图



(b) C 固定时, r 与 f_r 的关系图

图 4 r 、 C 与 f_r 的二维关系图

Fig.4 2D relationship among f_r , r and C

由图可知, 当 r 不变时, 谐振频率 f_r 随电容 C 的增大而减小; 当电容 C 不变时, 谐振频率 f_r 也基本上随着 r 的增大而减小。

2.3.2 开关次谐波衰减比

开关次谐波衰减比是 LCL 滤波器消除开关次谐波含量的一个重要参数, 通常要求其不大于 0.1^[13-14],

故表达式如下:

$$\frac{i_{1h}}{i_{2h}} = \frac{1}{|1 - \omega_{sw}^2 L_2 C|} = \frac{1+r}{|1+r-(2\pi f_{sw})^2 r L_T C|} \leq 0.1 \quad (14)$$

令 $\frac{i_{1h}}{i_{2h}} = d$, 则由式 (14) 可知, L_T 固定时, 开关次谐波衰减比 d 、电容 C 以及 r 之间的三维关系见图 5。

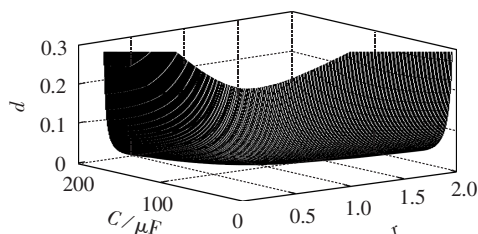
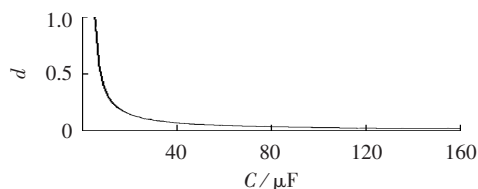


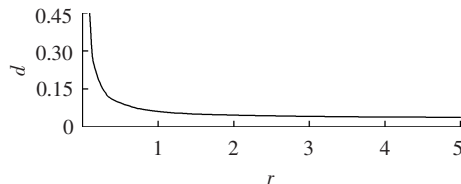
图 5 L_T 固定时, d 与 r 、 C 的三维关系图

Fig.5 3D relationship among d , r and C when L_T is fixed

为方便观测, 图 6(a)、(b) 分别给出了电容 C 、 r 与开关次谐波衰减比 d 之间的二维关系图。



(a) r 固定时, C 与 d 的关系图



(b) C 固定时, r 与 d 的关系图

图 6 r 、 C 与 d 的二维关系图

Fig.6 2D relationship among d , r and C

由图可知, 当电容 C 不变时, 开关次谐波衰减比 d 随着 r 的增大而减小; 当 r 不变时, 开关次谐波衰减比 d 也随电容 C 的增大而减小。

故综上分析可知, r 固定时, C 越大, 谐波衰减效果越好, 但谐振频率却越小; C 固定时, r 越大, 谐波衰减效果越好, 谐振频率却基本呈减小趋势。即要同时满足取值范围及各项要求, r 、 C 参数的确定还是存在一定难度。文献[13]采用联立的方法得出二次方程, 进而根据范围进行试凑。此方法理论完善, 但求解麻烦。本文直接利用 MATLAB 工具, 在图 3、5 三维关系图中增加平面 $f_r = 5 \text{ kHz}$ 、 $d = 0.1$ 确定满足范围, 寻找公共点, 并根据实际工艺, 选取了比较理想的参数值, 如图 7(a)、(b) 所示。

从图 7 可知当 $L_T = 0.3 \text{ mH}$ 、 $r = 0.5$ 、 $C = 30 \mu\text{F}$ 时, 谐振频率 $f_r = 3559 \text{ Hz}$, 开关次谐波衰减比 $d = 0.09222$, 均满足性能要求。

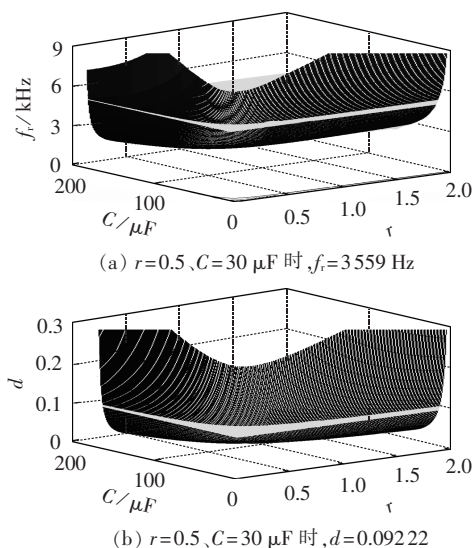


图 7 理想参数值的选取

Fig.7 Selection of ideal parameters

2.3.3 截止频率

根据前述分析可知,截止频率^[15]选取过高,可能对开关次谐波衰减不够,过低则可能对补偿的低次谐波造成影响。考虑到三阶系统,截止频率不易计算,本文直接通过 Bode 图读取所选参数的截止频率。

图 8 为参数 $L_r=0.3 \text{ mH}, r=0.5, C=30 \mu\text{F}$ 时对应的 LCL 输出滤波器 Bode 图。

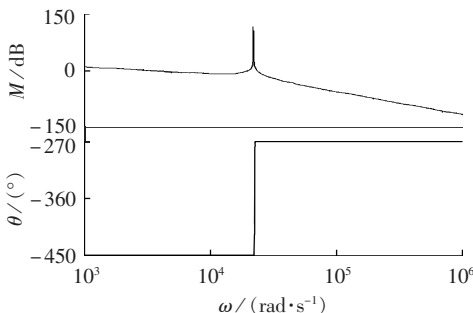


图 8 本文所选 LCL 输出滤波器 Bode 图

Fig.8 Bode plot of selected output LCL filter

在 MATLAB 中,利用指令可得出此时截止频率为 3414.5 Hz ,满足低频输出的要求。同时可看出图中出现谐振,谐振频率为 2240 rad/s ,即 3559 Hz 附近,且放大增益非常大,约为 127 dB ,故对系统稳定性有很大影响。

2.4 有源阻尼

对于 APF 输出 LCL 滤波器谐振电路,当开关频率较低时,其谐振频率取值也较低,难免会使低次谐波产生畸变,因此为改善其对系统稳定性的影响,通常需要引入阻尼作用^[2,16]。

传统的解决方法为加入无源阻尼电阻,虽简单,但对谐振的抑制效果有限且电阻的增加必然增加系统损耗。故本文采用了一种引入电容电流反馈的电流双环控制策略,其在保证谐振频率不变的情况

下,增加了阻尼作用,有效抑制了低次谐波的振荡。

图 9 为 APF 控制结构框图,图 10 为电容电流环控制原理图。图中 K_c 为电容电流的反馈控制系数。

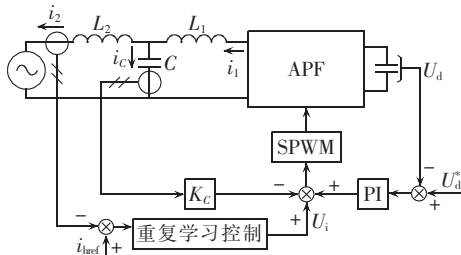


图 9 APF 控制结构框图

Fig.9 Block diagram of APF control

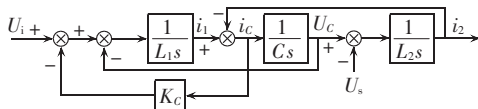


图 10 电容电流环控制原理图

Fig.10 Schematic diagram of capacitor current loop control

由图 10 可得,忽略电压扰动时,电容电流环传递函数为:

$$G_{pc}(s) = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + K_c L_2 C s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (15)$$

故可绘出关于 K_c 的广义根轨迹,如图 11 所示。

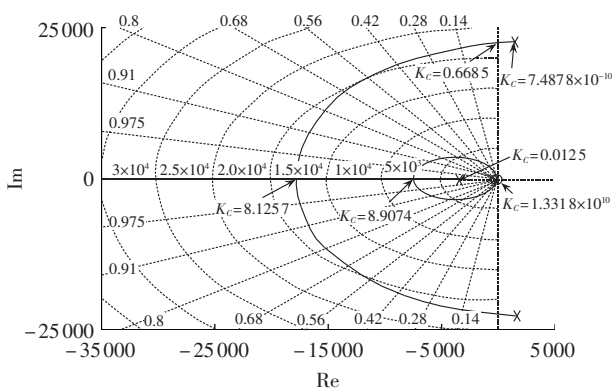


图 11 K_c 广义根轨迹

Fig.11 Generalized root locus of K_c

由上图可知 K_c 的稳定范围为 $0.6685 \sim 8.1257$ 。

若取阻尼系数 $\xi = \frac{K_c}{2} \frac{\sqrt{L_2 C}}{\sqrt{L_1(L_1 + L_2)}} = 0.707$ 时,可求出最佳反馈控制系数 $K_c = 6.3236$ 。

3 仿真效果图

本文所用到的 APF 系统仿真参数如下:系统电压 220 V ,系统频率 50 Hz , $U_{dc} = 1000 \text{ V}$, $K_c = 6.3236$, $L_1 = 0.2 \text{ mH}$, $L_2 = 0.1 \text{ mH}$, $C = 30 \mu\text{F}$, $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$ 。

为验证所设计的 LCL 滤波器的有效性,本文采用 PSCAD/EMTDC 工具,对三相并联型 APF 进行了仿真,主要研究采用 LCL 滤波器的 APF 补偿效果及开关次谐波含量。仿真系统中负载为带阻感负载的

三相桥式不控整流器,负载侧输出电感为 0.05 mH。系统电流开始 1 s 内含有谐波,并在 1 s 时投入 APF 进行谐波补偿,得到的仿真波形如下。

图 12 为 A 相负载电流波形及基波、2~25 次谐波含量分布图。

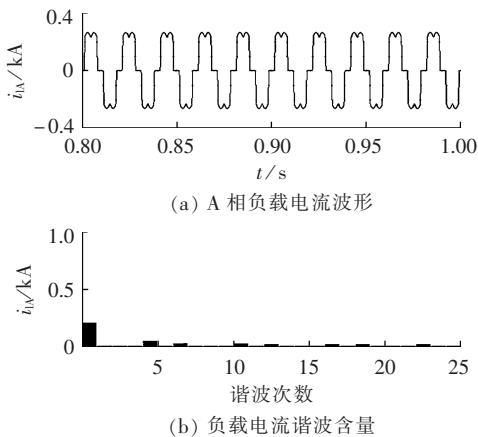


图 12 A 相负载电流波形及谐波含量
Fig.12 Load current waveform of phase A and harmonic contents

图 13(a)、(b)、(c)分别为采用 LCL 滤波器的 APF 补偿效果图、局部放大图及低次谐波含量。

从图 13 中各图对比分析可知,补偿前系统电流(即负载电流)低次谐波含量很高,以 5 次谐波为例,约为 0.044 kA;而经 LCL 滤波器下的 APF 补偿后降为 0.000 935 359 kA。显然,低次谐波含量已大幅减少,且开关次谐波含量也仅为 0.000 026 873 8 kA。

为了证明 LCL 滤波器的优越性,本文对采用 L 型滤波器的 APF 也进行了仿真。图 14(a)、(b)、(c)

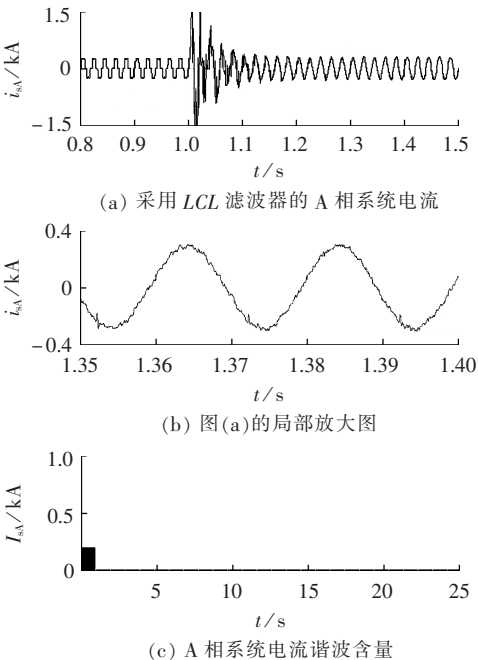


图 13 采用 LCL 滤波器的仿真结果
Fig.13 Simulative results with LCL filter

分别为采用 L 型滤波器的 APF 补偿效果图、局部放大图及低次谐波含量。

如图 14 所示,经 L 型滤波器的 APF 补偿后系统电流 5 次谐波含量降为 0.001 793 6 kA,开关次谐波含量为 0.000 397 901 kA。故相对 L 型滤波器而言,采用 LCL 滤波器的 APF 开关次谐波含量明显要少,补偿效果也更好。

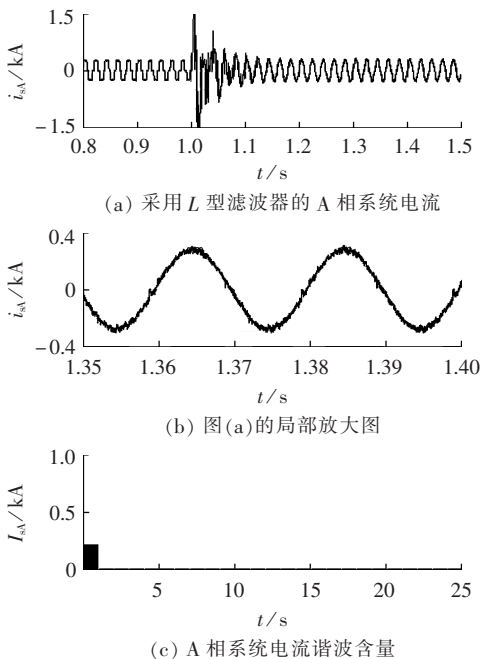


图 14 采用 L 型滤波器的仿真结果
Fig.14 Simulative results with L filter

综上可知,本文所论述的基于有源阻尼的并联型 APF 输出 LCL 滤波器的设计方法是可行且有效的,并且相对 L 型滤波器,具有明显优越性。

4 结论

本文首先简单分析了 L、LC 及 LCL 3 种滤波器的性能优劣,进而针对并联 APF 的输出 LCL 滤波器进行了详细的分析设计。在满足电流跟踪快速性、纹波电流最大允许值等基本条件下,确定了总电感值。在此基础上,考虑到开关次谐波衰减比、谐振频率及电容基波无功损耗的制约,利用 MATLAB 综合选取了构成总电感的 L_1 、 L_2 的值及电容量。同时为避免 LCL 滤波器发生谐振,引入电容电流反馈的有源阻尼方法,通过设计反馈系数 K_c ,有效抑制了低次谐波的振荡。最后基于采用重复学习控制策略的并联 APF,通过 PSCAD 进行仿真验证。仿真结果充分证明本文所设计的 LCL 滤波器是可行且有效的,并且相对于 L 型滤波器,LCL 滤波器具有更大的优越性。

参考文献:

[1] 查晓明,孙建军,陈允平. 并联型有源电力滤波器的重复学习 Boost

- 变换控制策略[J]. 电工技术学报, 2005, 20(2): 56-62.
- ZHA Xiaoming, SUN Jianjun, CHEN Yunping. An integrated learning Boost converter control strategy for PWM-VSI based active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(2): 56-62.
- [2] 武健, 徐殿国, 何娜. 并联有源滤波器输出 LCL 滤波器研究[J]. 电力自动化设备, 2007, 27(1): 17-20.
- WU Jian, XU Dianguo, HE Na. Research on LCL filter applied shunt active power filter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2007, 27(1): 17-20.
- [3] 武健, 徐殿国, 何娜. 三相并联有源滤波器输出滤波器设计方法研究[J]. 电力电子技术, 2004, 38(6): 16-19.
- WU Jian, XU Dianguo, HE Na. Study on output filter in parallel active power filter[J]. Power Electronics, 2004, 38(6): 16-19.
- [4] CHEN Baifeng, GONG Jinwu, XIONG Lan, et al. Analysis and realization of a novel repetitive controller in active power filter system[J]. International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'2009. Taipei, China: IEEE, 2009: 944-949.
- [5] 洪磊, 陈晓, 陈国柱. 基于重复控制的并联型混合有源滤波器高性能控制策略[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(10): 94-98.
- HONG Lei, CHEN Xiao, CHEN Guozhu. High-performance control strategy based on repetitive control for SHAPF[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(10): 94-98.
- [6] 武健, 徐殿国, 何娜. 重复控制在并联有源滤波器中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(18): 66-72.
- WU Jian, XU Dianguo, HE Na. Application of repetitive control technique in shunt active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(18): 66-72.
- [7] JALILI K, BERNET S. Design of LCL filters of active-front-end two-level voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(5): 1674-1689.
- [8] LISERRE M, BLAABJERG F, HANSEN S. Design and control of an LCL -filter-based three-phase active rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(5): 1281-1290.
- [9] 陶骏, 刘正之. 有源电力滤波器的主电路参数设计[J]. 电源技术应用, 2001, 3(3): 61-64.
- TAO Jun, LIU Zhengzhi. Design of parameters in main circuit of active power filter[J]. Power Supply Technologies and Applications, 2001, 3(3): 61-64.
- [10] 王聪, 李世明. 有源电力滤波器设计[J]. 电源技术应用, 2006, 9(7): 21-25.
- WANG Cong, LI Shiming. Design for active power filter[J]. Power Supply Technologies and Applications, 2006, 9(7): 21-25.
- [11] 杜太行, 胡相彬, 赵川, 等. 有源电力滤波器补偿电流控制及主电路参数设计[J]. 低压电器, 2010(6): 51-56.
- DU Taihang, HU Xiangbin, ZHAO Chuan, et al. Compensating current control and main circuit parameter design of active power filter[J]. Low Voltage Apparatus, 2010(6): 51-56.
- [12] 刘飞. 三相并网光伏发电系统的运行控制策略[D]. 武汉: 华中科技大学, 2009.
- LIU Fei. Research on operation control of three-phase grid connected photovoltaic power system[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2009.
- [13] 张宪平, 李亚西, 潘磊, 等. 三相电压型整流器的 LCL 型滤波器分析与设计[J]. 电力电子, 2007, 26(5): 65-68.
- ZHANG Xianping, LI Yaxi, PAN Lei, et al. Analysis and design of LCL type filter for three-phase voltage source rectifier[J]. Power Electronics, 2007, 26(5): 65-68.
- [14] 刘飞, 段善旭, 查晓明. 基于 LCL 滤波器的并网逆变器双环控制设计[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(增刊): 234-240.
- LIU Fei, DUAN Shanxu, ZHA Xiaoming. Design of two loop controller in grid-connected inverter with LCL filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(Supplement): 234-240.
- [15] 钱志俊, 仇志凌, 陈国柱. 有源电能质量控制器的 LCL 滤波器设计与研究[J]. 电力电子技术, 2007, 41(3): 6-9.
- QIAN Zhijun, QIU Zhiling, CHEN Guozhu. LCL filter research and design in active power quality controller[J]. Power Electronics, 2007, 41(3): 6-9.
- [16] 张宪平, 李亚西, 林资旭, 等. LCL 滤波的电压型 PWM 整流器的有源阻尼控制[J]. 电气传动, 2007, 37(11): 23-26.
- ZHANG Xianping, LI Yaxi, LIN Zixu, et al. Active damping control of voltage source PWM rectifier with LCL filter[J]. Electric Drive, 2007, 37(11): 23-26.

作者简介:

王盼(1987-), 女, 河南济源人, 讲师, 研究方向为电力电子技术在智能电网中的应用(E-mail: wangpan6712063@163.com);

刘飞(1977-), 男, 湖北武汉人, 副教授, 博士后, 主要研究方向为电力系统的谐波抑制与无功补偿、光伏发电;

查晓明(1967-), 男, 湖北武汉人, 教授, 主要研究方向为电力电子及其控制技术、电能质量问题分析与调节以及实时信号检测与处理系统等。

Design of output LCL filter based on shunt APF with active damping

WANG Pan^{1,2}, LIU Fei², ZHA Xiaoming²

(1. Wuhan Electric Power Technical College, Wuhan 430079, China;

2. School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: A design of output LCL filter based on shunt APF with active damping is proposed. It selects the total inductance with the consideration of current tracking rapidity, allowable maximum current ripple, etc. and sets the upper limit of capacitance by the loss of fundamental reactive power, based on which, the L_1 and L_2 of total inductance and the capacitance are selected with the consideration of switching harmonic current decay rate and the constraint of resonant frequency. The active damping method based on capacitor current feedback is applied to avoid the LCL filter resonance and the feedback factor is designed to effectively suppress the suborder harmonic vibration. The shunt APF with repetitive learning control strategy is simulated with PSCAD and results show its superiority and effectiveness.

Key words: active filters; LCL filter; active damping; resonance; feedback; computer simulation