

LCL 型有源电力滤波器电流双环控制策略及其参数设计

杨磊, 杨家强, 宿紫鹏

(浙江大学电气工程学院, 浙江省 杭州市 310027)

Current Dual Loop Control Method for LCL Active Power Filters and its Parameter Design

YANG Lei, YANG Jia-qiang, SU Zi-peng

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang Province, China)

ABSTRACT: In order to implement the stable control of active power filter(APF) with LCL filters, a current dual-loop control method is proposed on the basis of detecting source current and inverter-side current instantaneously. Without the additional current sensors, the damping for the resonant peak of LCL is implemented by introducing inverter-side current feedback. A first order high-pass filter is used in the feedback path, and its parameters are designed suitably to solve the low-frequency gain attenuation caused by using a proportional link. Meanwhile, in order to effectively inhibit load harmonic currents from injecting into source grid, the proportional resonant controller is adopted in the current controller, and its parameters are appropriately designed according to root locus and Bode diagram. Finally, the proposed method is proved to be valid by experiments on a 20KVA APF with LCL filter.

KEY WORDS: active power filter(APF); LCL filter; inverter-side current feedback; proportional resonant controller; parameter design; active damping

摘要: 为了实现 LCL 型有源电力滤波器(active power filter, APF)的稳定控制, 提出了一种同时检测电网电流和逆变侧电流的电流双环控制策略。在不额外增加电流传感器的情况下, 引入了逆变侧电流反馈, 来实现对 LCL 谐振尖峰的抑制。反馈通道上采用一阶高通环节, 通过进行合理的参数设计, 解决了比例反馈造成的 LCL 滤波器低频增益衰减的问题。同时, 为了有效地抑制负载电流的谐波分量注入到电网中, 电流控制器采用比例谐振控制器的形式, 并给出了根轨迹和伯德图相结合的控制参数设计方法。在一台 20KVA LCL 型 APF 上对所提出的电流双环控制策略及其参数设计方法进行了实验验证, 实验结果证明了上述方法的有效性。

关键词: 有源电力滤波器; LCL 滤波器; 逆变侧电流反馈;

基金项目: 国家重点基础研究发展计划项目(973 计划)(2013CB035604)。

The National Basic Research Program (973 Program)(2013CB035604)。

比例谐振控制器; 参数设计; 有源阻尼

1 引言

随着电力电子装置广泛应用于工业和民用场合, 非线性负载引起的谐波电流大量注入到电网中, 造成了严重的谐波污染问题。近年来, 有源电力滤波器(Active Power Filter, APF)凭借补偿精度高、动态响应快、应用灵活等优点, 得到了越来越广泛的重视^[1-2]。

并网输出滤波器是 APF 的重要组成部分, 用于滤除逆变器产生的高频开关纹波。与传统的 L 型滤波器相比, LCL 型滤波器能以较小的电感量实现较理想的开关纹波滤除效果, 因而具有体积小、成本低的优点, 适用于大功率的应用场合^[3]。然而, LCL 型滤波器属于高阶系统, 其频率特性中含有谐振尖峰, 极易产生谐振现象, 需要额外采取阻尼方式才能保证系统稳定。实际工程中, 通常选择滤波电容支路串联电阻的无源阻尼方法^[4], 该方法简单可靠, 但在大功率场合中功率损耗严重, 并会降低 LCL 滤波器的高频纹波衰减能力。为了避免额外的功率损耗, 学者们提出了有源阻尼方法, 通过模拟出虚拟电阻的形式, 来获得与实际电阻相同的阻尼效果。文献[5-6]给出了基于多变量反馈的有源阻尼方法, 对 LCL 的谐振尖峰实现了较好的抑制效果, 但该方法需要额外增加传感器数量, 使得系统更为复杂。文献[7-8]提出了基于观测器的方法, 不需要增加传感器即可实现有源阻尼, 但观测器对 LCL 的模型及参数具有较高的精度要求, 当电网阻抗或 LCL 滤波器参数波动时, 阻尼效果将明显衰减。文献[9]中, 作者基于逆变侧电流比例反馈实现了对 LCL 滤波器的谐振抑制, 但未考虑该阻尼方法导致的

LCL 低频增益衰减的问题,同时没有给出控制器及反馈环节参数的设计过程。

为了解决上述问题,本文提出了一种同时检测电网电流和逆变侧电流的双环控制策略。在不额外增加电流传感器的情况下,引入了逆变侧电流反馈,来实现对 LCL 谐振尖峰的抑制,同时反馈通道上采用一阶高通环节,解决了比例反馈导致的 LCL 低频增益衰减的问题,并给出了反馈环节的参数设计方法。其次,为了有效地抑制负载电流的谐波分量注入到电网中,本文采用比例谐振控制器进行电流调节,并给出了根轨迹和伯德图相结合的控制参数设计方法。最后,在一台 20KVA LCL 型 APF 上对所提出的电流双环控制策略及其参数设计方法进行了实验验证,证明了上述方法的有效性。

2 LCL 型 APF 的电流双环控制策略

图 1 给出了所提出的 APF 电流双环控制策略系统框图^[9],其中, L_1 为逆变侧电感, L_2 为网侧电感, C_f 为滤波电容,它们构成了 LCL 滤波器。 u_s 为电网电压, L_s 为电网阻抗。 U_{dc} 为 APF 直流母线电压, U_{dc}^* 为其控制参考值, I_{pu_udc} 为直流母线电压控制器输出。 i_s 和 i_{inv} 分别为检测到的电网电流和 APF 逆变侧电感电流。PLL 为锁相环(phase-locked loop, PLL),用于获得电网的相位信息。

在图 1 中,谐波电流控制器和基波电流控制器分别用于控制电网电流谐波分量和维持 APF 直流

母线电压稳定。对于谐波电流控制器而言,其控制目标是使得电网电流 i_s 中各次谐波分量为零,因此令电网电流谐波分量参考值 $i_{sh}^*=0$,直接反馈 i_s 实现对电网电流谐波分量的闭环控制。对于基波电流控制器而言,其控制目标是维持直流母线电压 U_{dc} 等于其控制参考值 U_{dc}^* 。首先, U_{dc} 与 U_{dc}^* 的误差信号经过直流电压控制器调制后输出 I_{pu_udc} ,该控制器输出与 PLL 检测到的电网相角信号相乘,从而可获得基波电流控制器的参考值,来实现对直流母线的稳定控制。此外,为实现对 LCL 谐振尖峰的有源阻尼,逆变侧电流 i_{inv} 被采样得到,经过传递函数 $G_f(s)$ 反馈到电流控制器输出中,构成阻尼内环。

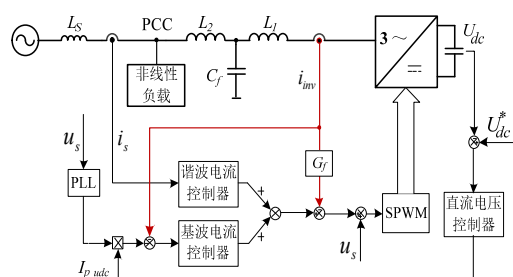


图 1 采用电流双环控制策略的 APF 系统框图

根据图 1 可得到 LCL 型 APF 电流双环控制策略的数学模型,如图 2 所示^[9]。图 2 中, $G_{ch}(s)$ 为谐波电流控制器, $G_{c1}(s)$ 为基波电流控制器, K_{PWM} 表示 PWM 调制环节。

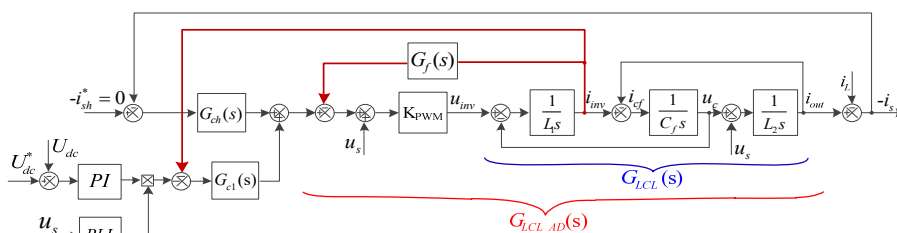


图 2 电流双环控制策略的数学模型

3 阻尼内环分析及反馈环节参数设计

根据图 2,忽略电网电压的扰动,且认为 $K_{PWM} \approx 1$,则引入逆变侧电流反馈后,LCL 的传递函数,即逆变器交流侧电压 u_{inv} 到 APF 网侧电感输出电流 i_{out} 的传递函数为:

$$G_{LCL_AD}(s) = \frac{i_{out}(s)}{u_{inv}(s)} = \frac{1}{L_1 L_2 C_f s^3 + G_f L_2 C_f s^2 + (L_1 + L_2)s + G_f} \quad (1)$$

当不引入逆变侧电流反馈时,即无阻尼的情况下,LCL 的传递函数由式(1)可简化为:

$$G_{LCL}(s) = \frac{i_{out}(s)}{u_{inv}(s)} = \frac{1}{L_1 L_2 C_f s^3 + (L_1 + L_2)s} = \frac{1}{L_1 L_2 C_f (s^2 + \omega_r^2)} \quad (2)$$

式中, ω_r 为 LCL 滤波器的谐振角频率。

考虑到阻尼内环对电流跟踪精度不做过高要求,因此可尝试采用比例反馈的控制方式,即令 $G_f(s)=K$, K 为比例系数。

根据式(1)和(2)可绘出无阻尼和引入逆变侧电流比例反馈 $K=2$ 时, LCL 的频率特性如图 3 所示。由图 3 可知,在无阻尼的情况下, LCL 滤波器存在谐振尖峰,其相位在谐振频率处发生 -180° 跳变,该谐振尖峰可能会导致 APF 的输出电流发生震荡,

甚至使系统不稳定;而引入逆变侧电流反馈后,LCL滤波器的谐振峰得到了抑制,其高频增益几乎未受到影响,但低频增益衰减明显,这会极大地增加电流控制器的负担,并且造成系统带宽的减小。

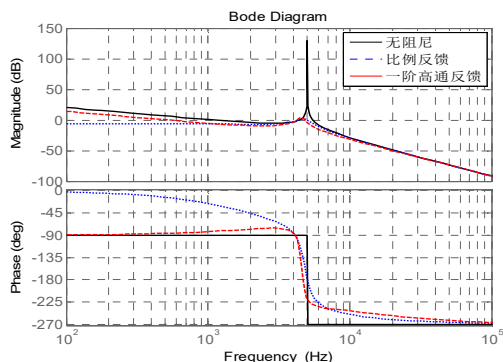


图3 LCL滤波器的频率特性

为了解决上述问题,本文采用一阶高通滤波环节代替比例环节,即令 $G_f(s)=Ks/(s+\omega_c)$, 此时式(3)可化为:

$$G_{LCL_AD}(s) = \frac{s+\omega_c}{L_1L_2C_f s^4 + L_2C_f(K+L_2\omega_c)s^3 + (L_1+L_2)s^2 + [(L_1+L_2)\omega_c + K]s} \quad (3)$$

式中, K 为一阶高通滤波环节的增益系数, $\omega_c=2\pi f_c$ 为截止角频率。由式(3)可知, K 和 f_c 决定了逆变侧电流反馈的阻尼效果和作用频段,因此需要对其进行合适的参数设计。

1) 截止频率 f_c 的设计。 f_c 表示一阶高通环节从最高增益衰减了 3dB 时对应的频率,其设计目标是使得逆变侧电流反馈有源阻尼仅在谐振频率在内的高频段起作用而不对 LCL 的低频段造成影响。

首先,需令 $f_c < f_{rl}$, f_{rl} 为谐振尖峰增益等于 0dB 时较低的交截频率,从而确保在 LCL 谐振尖峰涉及到的频率部分都存在着阻尼效果;其次, f_c 应尽可能地远离无阻尼时系统的截止频率 f_{cs} 。当 $f_c > 3f_{cs}$ 时,一阶高通环节在 $f=f_{cs}$ 频率处的增益相较于最高增益至少衰减了 10dB,从而可以避免阻尼方法对系统截止频率在内的低频段造成影响。综上可以得到,反馈环节截止频率的设计要求为 $3f_{cs} < f_c < f_{rl}$, 其中,无阻尼时 $f_{cs}=1.12\text{KHz}$, $f_{rl}=4.38\text{KHz}$, 因此,本文选择 $f_c=4\text{KHz}$ 。

2) 增益系数 K 的设计。 K 可根据阻尼内环的根轨迹来确定。由图 2 得到阻尼内环环路增益的表达式如下:

$$\begin{aligned} G_{inner_open_loop}(s) &= G_{u_{inv_i_{inv}}} \cdot G_f \\ &= \frac{L_2C_f s^2 + 1}{L_1L_2C_f s^3 + (L_1+L_2)s} \cdot \frac{Ks}{s+\omega_c} \\ &= \frac{K(L_2C_f s^3 + s)}{L_1L_2C_f s^4 + L_1L_2C_f\omega_c s^3 + (L_1+L_2)s^2 + (L_1+L_2)\omega_c s} \end{aligned} \quad (4)$$

式中, $G_{u_{inv_i_{inv}}}$ 是逆变器交流侧电压 u_{inv} 到 APF 逆变侧电流 i_{inv} 的传递函数。

根据式(4)绘出 K 变化时阻尼内环的根轨迹如图 4 所示,当 $K=4.13$ 时,阻尼内环的共轭极点离虚轴的距离最远,由自动控制理论可以知道,此时具有最优的阻尼效果。因此,本文选择 $K=4.13$ 。

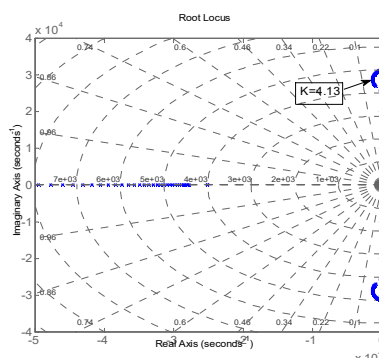


图4 阻尼内环根轨迹图

确定了增益系数 K 和截止频率 f_c 后,可根据式(3)绘出逆变侧电流采用一阶高通环节反馈时,LCL 的频率特性如图 3 所示。在图 3 中,当一阶高通环节代替比例环节后,LCL 滤波器的低频增益衰减得到了明显的改善,并且对谐振峰的阻尼效果几乎没有影响。

4 电流控制环分析及控制器参数设计

图 2 中,APF 的电流控制环由电网谐波电流环和基波电流环组成,分别用于补偿电网谐波电流和控制 APF 的直流母线电压。首先分析电网谐波电流环,将控制回路中的阻尼内环等效到其控制对象中,则电网谐波电流环可简化如图 5 所示^[9]。

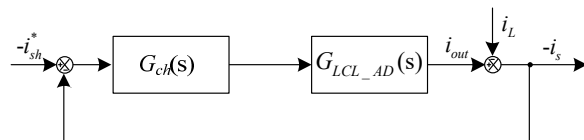


图5 电网谐波电流环的控制框图

图中, $-i_s$ 为流入电网的电流, $-i_{sh}^*$ 为电网电流谐波分量参考值, $G_{ch}(s)$ 为谐波电流控制器, i_{out} 为 APF 的输出电流, i_L 为负载电流。由该控制框图可以推得 $-i_s$ 的表达式如下:

$$-i_s(s) = \frac{-G_{LCL_AD}(s)G_{ch}(s) \cdot i_{sh}^*(s) - i_L(s)}{1+G_{LCL_AD}(s)G_{ch}(s)} \quad (5)$$

电网谐波电流环的控制目标是实现注入电网中的谐波电流分量为零，因此，令 $-i_{sh}^*=0$ ，此时式(5)可简化为：

$$i_s(s) = \frac{i_L(s)}{1+G_{LCL_AD}(s)G_{ch}(s)} \quad (6)$$

从式(6)可知，负载电流 i_L 对电网电流的补偿效果存在明显的干扰。考虑到实际的负载电流中含有丰富的谐波成分，因此控制回路必须在对应的谐波频率处具有很高的增益，才能有效地抑制谐波分量注入电网中。谐振控制器具有在指定频率处高增益的特点，能够对指定频率的谐波实现准确的调节，所以适用于上述情况。考虑到三相非线性负载电流中的谐波成分主要集中于 $6k \pm 1$ 次，对此本文在电流控制器中，采用了针对负载各特征次谐波的多谐振控制器组，可得到谐波电流控制器表达式如下：

$$G_{ch}(s) = K_p + \sum_{n=6k \pm 1} \frac{2K_m \omega_{cn} s}{s^2 + 2\omega_{cn} s + (n\omega_1)^2} \quad (7)$$

式中， K_p 为控制器的比例系数； K_m 为各次谐振控制器的增益系数， ω_{cn} 为各次谐振控制器的谐振项带宽； ω_1 为基波角频率； n 为谐波次数， $n=6k \pm 1$ ，本文最高补偿到25次谐波，因此 $k \in [1, 2, 3, 4]$ 。

为了达到较好的负载谐波电流补偿效果，需要选择合适的控制器参数。本文采用根轨迹和伯德图相结合的方法来进行上述参数的设计。

1) ω_{cn} 的设计步骤。为了获得较好的频率选择性，并保证对电网频率波动的适应能力，可根据电网基波频率的波动范围来确定各次谐振控制单元的带宽。考虑到电网基频正常的波动范围为 ± 0.2 Hz，则 n 次谐波的频率波动范围为 $\pm 0.2 n$ Hz，因此， n 次谐波的谐振控制单元带宽可选取为：

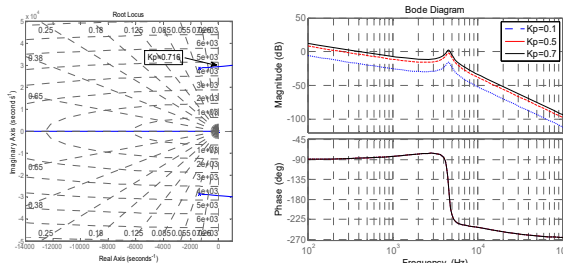
$$\omega_{cn} = (M \cdot 0.2 \cdot n) \cdot 2\pi \quad (8)$$

式中 M 为裕度系数。考虑到系统实际执行过程中可能存在的频率偏差，对于5,7,11,13次谐波，本文选取 $M=1.5$ 。当谐振控制器的谐振频率较高时，即对于17,19,23,25次谐波，选取 $M=1$ ，从而避免 ω_{cn} 过大引起较大的相位滞后，影响系统的稳定性。

2) K_p 的设计。对比例系数 K_p 进行设计时，忽略各次谐振控制单元的影响，则电网谐波电流环的开环传递函数表示如下：

$$G_{open_loop}(s) = K_p \cdot G_{LCL_AD} = \frac{K_p(s+\omega_c)}{L_1 L_2 C_f s^4 + L_2 C_f (K + L_1 \omega_c) s^3 + (L_1 + L_2) s^2 + [(L_1 + L_2) \omega_c + K] s} \quad (9)$$

图6(a)给出了 K_p 变化时电网谐波电流环的根轨迹，由此可以得到，使得电网电流环稳定时， K_p 的取值范围为0-0.716。



(a)电流环根轨迹图 (b)电流环开环 Bode 图

图6 电网谐波电流环比例系数 K_p 设计

图6(b)给出了 K_p 取稳定范围内不同值时电网电流环的开环伯德图。由于 K_p 值较小，则谐振控制器将对控制系统带宽起决定作用。为了保证系统具有较大的稳定裕度，本文选择 $K_p=0.1$ 。

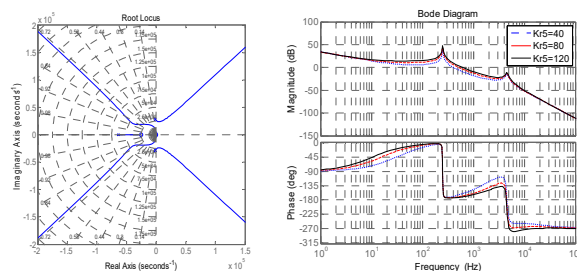
2) K_m 的设计步骤。在设计各次谐振控制器的增益系数时，按照谐振频率由低到高的顺序依次进行。以5次谐振控制器为例，忽略其他次谐振控制器的影响，此时谐波电流控制器仅由比例系数 K_p 和5次谐振控制单元组成，对应的电网电流环特征方程表达如下：

$$1 + \left(K_p + \frac{2K_{r5} \omega_{c5} s}{s^2 + 2\omega_{c5} s + (5\omega_1)^2} \right) \cdot G_{LCL_AD} = 0 \quad (10)$$

由式(10)可知，由于 K_p 的存在，无法直接利用电网电流环的根轨迹来确定 K_{r5} 的稳定范围，因此需要对式(10)进行变换，变换后特征方程表达如下：

$$1 + \frac{K_{r5} \cdot 2\omega_{c5} s}{s^2 + 2\omega_{c5} s + (5\omega_1)^2} \cdot \frac{G_{LCL_AD}}{1 + K_p \cdot G_{LCL_AD}} = 0 \quad (11)$$

在式(11)中， K_{r5} 作为比例系数存在，因此根据该式可以绘出系统的根轨迹如图7(a)，进而确定了 K_{r5} 的稳定取值范围为0-913。



(a)特征方程式(11)的根轨迹图 (b)电流环开环 Bode 图

图 7 电网谐波电流环比例系数 K_{r5} 设计

为了保证电网电流满足 IEEE 谐波电流限制标准, 电流控制器的增益应使得电网电流环满足各次谐波的稳态误差要求。在本文中, 对于 5 次谐波电流, 其稳态幅值误差需低于 1%, 则在 5 次谐波频率处的开环增益应大于 40dB。图 7(b)给出了 K_{r5} 取稳定范围内不同值时电网电流环的开环伯德图, 进而可以确定满足 5 次谐波电流稳态误差要求的 K_{r5} 数值 $K_{r5}=80$ 。

在对其他次谐振控制器的增益系数进行设计时, 可将已设计好的电流控制器作为新的 K_p 项, 代入到式(11)中, 然后按照 5 次谐振控制器的设计步骤选择合适的增益系数。

根据上述的设计方法, 本文采用的谐波电流控制器参数如表 1 所示。

表 1 电网谐波电流环的控制参数

控制器	参数选择
比例系数 K_p	$K_p = 0.1$
谐波控制单元 $\sum_{n=6k\pm 1} \frac{2K_m \omega_{cn} s}{s^2 + 2\omega_{cn} s + (n\omega)^2}$	$K_{r5} = 80 \quad \omega_{c5} = 3\pi$
	$K_{r7} = 80 \quad \omega_{c7} = 4.2\pi$
	$K_{r11} = 80 \quad \omega_{c11} = 6.6\pi$
	$K_{r13} = 80 \quad \omega_{c13} = 7.8\pi$
	$K_{r17} = 40 \quad \omega_{c17} = 6.8\pi$
	$K_{r19} = 40 \quad \omega_{c19} = 7.6\pi$
	$K_{r23} = 40 \quad \omega_{c23} = 9.2\pi$
	$K_{r25} = 40 \quad \omega_{c25} = 10\pi$

对于基波电流环, 本文采用基波电流控制器与谐波电流控制器并联的结构。基波电流控制器仍采用比例谐振控制器的形式, 谐振频率设定为基波角频率 ω_1 , 其他参数大小同样按照上述的设计方法来确定。最终, 设计得到的基波电流控制器参数为: $K_{p1}=0.4, K_{r1}=40, \omega_{c1}=4\pi$ 。在基波电流环中, 直流母线电压控制器的输出作为基波电流环的参考值, 不受负载电流变化的影响。本文中直流母线电压控制器采用 PI 控制器的形式, 控制器参数为: $K_p=0.4, K_i=0.002$ 。

5 实验验证与分析

表 2 LCL 型 APF 系统参数

参数	数值	参数	数值
电源相电压 U_s	220V	直流母线电压 U_{dc}	780V
逆变侧电感 L_1	100 μ H	网侧电感 L_2	50 μ H
滤波电容 C_f	30 μ F	阻尼电阻 R_d	0.1 Ω
开关频率 f_{sw}	15kHz	采样频率 f_s	15kHz
不控整流器		不控整流器	
直流侧电感	1mH	直流侧电阻	20 Ω

为了验证所提出的电流双环控制策略及其参数设计方法的有效性, 本文搭建了一台 20KVA 三相三线制 LCL 型 APF 平台。非线性负载由三相不控整流桥接阻感性负载组成。实验装置的主要参数如表 2 所示, 实验中所采用的电流控制器参数与上文的设计结果相同。

图 8 为 APF 投入前电网汇流点 (PCC) 处的电流波形及其对应的频谱。由于非线性负载的存在, 汇流点处电流波形畸变严重, 其电流总谐波畸变率 THD 为 24.6%。

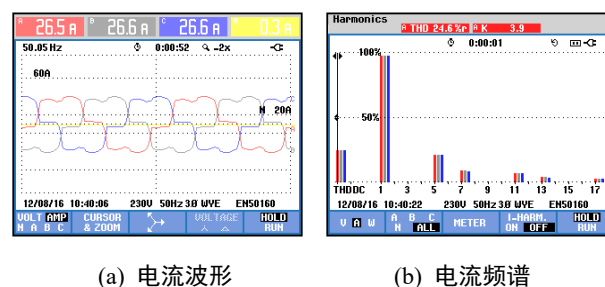


图 8 APF 未投入时电网汇流点电流波形及其频谱

图 9 为基于所设计的电流控制器并采用无源阻尼时 APF 的稳态补偿结果。无源阻尼采用 LCL 滤波电容串联阻尼电阻 R_d 的形式。补偿后电网汇流点 PCC 处电流的 THD 降低到 4.8%。

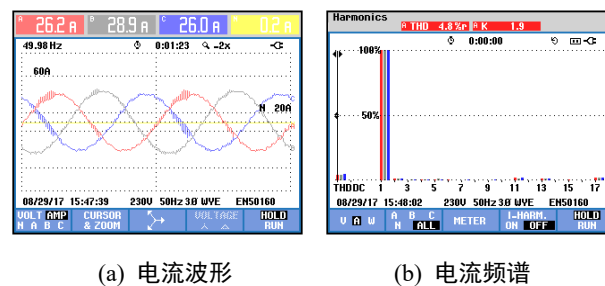
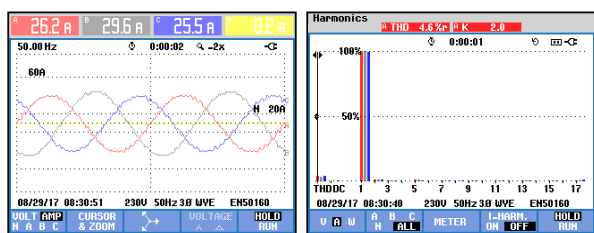


图 9 采用无源阻尼时的稳态补偿结果

图 10 为基于所设计的电流控制器并采用电流双环控制策略(有源阻尼)时 APF 的稳态补偿结果, 补偿后电网汇流点 PCC 处电流的 THD 降低到 4.6%。



(a) 电流波形 (b) 电流频谱

图 10 采用电流双环控制方法时的稳态补偿结果

由图 9-图 10 可知, 所设计的电流控制器可以准确地跟踪电网电流信号, 从而有效地对其谐波分量进行控制; 此外, 采用逆变侧电流一阶高通反馈有源阻尼能够实现补偿电流的稳定输出。

图 11 为采用无源阻尼时 APF 的动态补偿结果, 由上往下依次为电网电流 i_s 、APF 输出的补偿电流 i_{out} 和负载电流 i_L 。

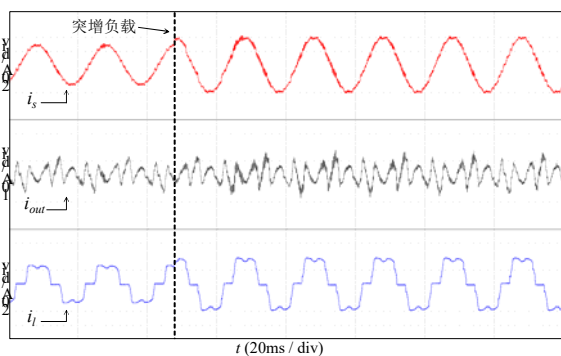


图 11 采用无源阻尼时的动态补偿结果

图 12 为采用电流双环控制方法 (有源阻尼) 时 APF 的动态补偿结果, 由上往下依次为电网电流 i_s 、APF 输出的补偿电流 i_{out} 和负载电流 i_L 。

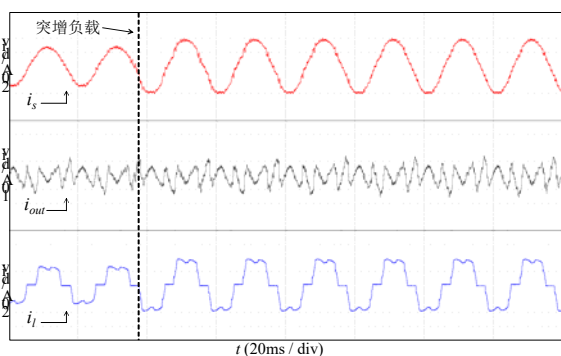


图 12 采用电流双环控制方法时的动态补偿结果

由图 11-图 12 可知, 采用无源阻尼时, 由于阻尼电阻阻值较小, 系统处于欠阻尼状态, 因此 APF 输出的补偿电流中存在较高的谐振分量 (如图 11), 从而使得电网汇流点 PCC 处的电网电流 i_s 波形较差; 而采用电流双环控制方法时, 补偿电流中的谐

振分量得到了有效抑制 (如图 12), 其电网汇流点 PCC 处的电网电流 i_s 波形明显更优。

6 结论

本文提出了一种同时检测电网电流和逆变侧电流的双环控制策略, 给出了相应控制环节的参数设计方法, 并通过实验验证了上述控制策略和方法的有效性, 可得到结论如下:

1) 基于逆变侧电流一阶高通反馈的有源阻尼能够有效地抑制 LCL 滤波器的谐振尖峰, 并且对 LCL 的低频增益影响较小;

2) 比例谐振控制器能够用于实现谐波电流的精确跟踪, 采用根轨迹和伯德图相结合的参数设计方法可以简单地设计出合理的控制器参数。

参考文献

- [1] 陈国柱, 吕征宁, 钱照明. 有源电力滤波器的一般原理及应用[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(9): 17-21.
- [2] Akagi H. Active Harmonic Filter[J]. Proceedings of the IEEE, 2005, 93(12): 2128-2141.
- [3] Liserre M, Blaabjerg F, Hansen S. Design and Control of an LCL-filter-based Three-phase Active Rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2005, 41(5): 1281-1291.
- [4] Pe X F, A-Alzola R, Liserre M, et al. Analysis of the Passive Damping Losses in LCL-Filter-Based Grid Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2642-2646.
- [5] 许津铭, 谢少军, 肖华锋. LCL 滤波器有源阻尼控制机制研究[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(9): 27-33.
- [6] Loh P C, Holmes D G. Analysis of Multiloop Control Strategies for LC/CL/LCL-filtered Voltage-source and Current-source Inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2005, 41(2): 644-654.
- [7] Lee K, Jahns T M, Lipo T A, et al. Observer-Based Control Methods for Combined Source-Voltage Harmonics and Unbalance Disturbances in PWM Voltage-Source Converter[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 2009, 45(6): 2010-2021.
- [8] 李宾, 姚文熙, 杭丽君, 等. 基于状态观测器的 LCL 滤波器并网逆变器状态反馈最优化设计[J]. 电工技术学报, 2014, 29(6): 80-90.
- [9] 杨磊, 杨家强, 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]. 电机工程学报, 2017, 37(7): 2057-2067.

作者简介: 杨磊(1993), 男, 博士研究生, 研究方向为电能质量控制, yanglei_ee@163.com;

杨家强(1970), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电能质

量、电机及其控制、飞轮储能等, yjq1998@163.com;

控制, a_purple@zju.edu.cn。

宿紫鹏(1993), 男, 硕士研究生, 研究方向为电能质量