

文章编号: 1674-2869(2014)05-0059-05

并联型有源电力滤波器输出滤波器的阻尼控制

胡中功¹, 吴彬¹, 邓晓虹¹, 罗自永²

1. 武汉工程大学电气信息学院, 湖北 武汉 430205; 2. 深圳市库马克新技术股份有限公司, 广东 深圳 518108

摘要: 为了减少电感的使用量, 针对三阶电感-电容-电感(LCL)系统容易出现谐振的问题, 提出了基于电容电流反馈的有源阻尼控制策略. 首先建立了有源滤波器输出 LCL 滤波的数学模型, 推导了 LCL 系统在高次谐波下的传递函数, 由根轨迹图分析出电容电流反馈系数的取值范围, 结合系统的幅值裕度, 从中优化得到合适的闭环参数, 最后在 MATLAB 中建立了电力系统模型, 仿真结果表明: 采用电容电流反馈的有源阻尼控制策略得到电流的总谐波失真含量是 3.72%, 优于采用阻尼电阻控制策略的 4.21%. 该策略可以很好地对系统的谐波进行补偿, 开关频率处纹波衰减率较为理想, 系统的稳态和动态性能均满足要求.

关键词: 谐振; 无源阻尼; 电容电流反馈

中图分类号: TM711

文献标识码: A

doi: 10.3969/j.issn.1674-2869.2014.05.013

0 引言

有源滤波器在开关频率处会产生较大的谐波电流. 为了尽量衰减开关谐波, 通常使用电抗器作为有源滤波器的输出滤波器, 经过长期实际应用, 其参数设计方法已经成熟. 在使用电抗器时, 为了减少开关次谐波同时不降低系统的动态性能, 需要增大电抗器的电感值. 由于电感具有滞后电流的作用, 增大电感必然会带来系统动态性能的降低, 同时成本也会增加, 补偿电流对谐波电流的跟踪精度也会下降^[1]. 电感-电容-电感(LCL)滤波器与电感(L)型滤波器相比, 在衰减高频段谐波时, 系统的动态性能有不少提升, 同时, 减少了电感量, 也缩小了产品的占地面积, 缩减了产品的硬件投资. 尤其在大功率场合, 滤波的优势更为明显. 因此成为近几年研究的热点之一.

加入 LCL 滤波器后, 系统由一阶变成三阶, 容易引起谐振. 脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation, 以下简称: PWM)整流器如同一个谐波源^[2], 开关频率附近的高次谐波会对 LCL 滤波器产生激励, 引起谐振, 导致系统不稳定, 输入电流谐波畸变率增大^[3]. 在滤波电容支路中加入电阻, 与电容串联可以避免谐振, 这种方式在实际中的运用较为成熟, 缺点是阻尼电阻的加入增加了额外的损耗, 特别是在大功率系统中, 系统效率会大受影响.

为了解决上述的问题, 在有源阻尼思想的反馈控制策略的基础上, 引入了并网侧以电感电流

检测作为外环、以电容电流反馈作为内环的双闭环控制方法. 同时, 笔者对电阻阻尼策略也进行了研究, 并用 MATLAB 仿真软件对比了采用电容电流反馈的有源阻尼控制策略和阻尼电阻控制策略的补偿效果, 仿真结果表明 LCL 有源阻尼方法是可行的, 且具有较好的效果.

1 有源电力滤波器输出 LCL 的数学模型

带 LCL 的有源滤波器系统结构如图 1 所示. 图 1 中, U_a 、 U_b 、 U_c 是电网电压, L_1 、 L_2 和 C_f 组成三阶 LCL 滤波系统, 非线性负载是系统谐波电流的来源. 为了简化起见, 图 1 中均未考虑寄生参数的影响. 由于并联型有源电力滤波器(Active Power Filter, 以下简称: APF)主要用于补偿 2 次至 25 次低次谐波电流含量, 且补偿电流含有开关频率及其整数倍次的谐波分量^[4], 故要求 LCL 滤波器对中低频具有较宽的通频带, 而对高频具有很强的抑制作用^[5].

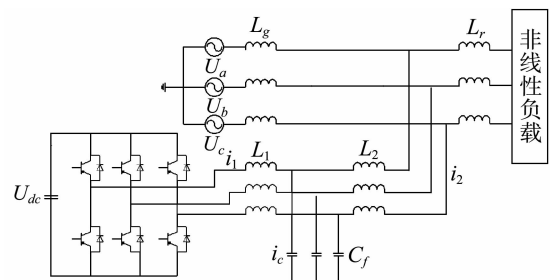


图 1 并联型有源滤波器系统结构

Fig. 1 System architecture of shunt active filter

收稿日期: 2014-04-20

作者简介: 胡中功(1965-), 男, 湖北仙桃人, 教授, 硕士. 研究方向: 人工智能控制和鲁棒控制.

假定电网三相是对称的,则每相滤波器的特性是一致的,其在高次谐波下的单项等效模型如图 2 所示.

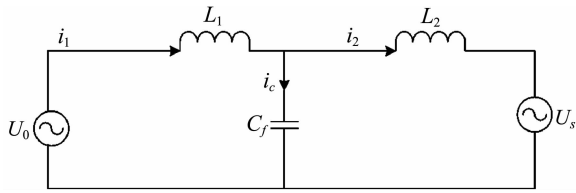


图 2 LCL 滤波器原理图

Fig. 2 Schematic of LCL filter

变流器输出 U_0 经过 LCL 滤波器转换为并网补偿电流 i_2 , 其传递函数 $H(s)$ 为:

$$H(s) = \frac{i_2}{U_0} = \frac{1}{L_1 L_2 C_f s^3 + (L_1 + L_2)s}. \quad (1)$$

令式(1)分母为 0 得到其谐振频率:

$$\omega = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}}. \quad (2)$$

LCL 滤波电感的选取要能精确地满足对谐波电流进行跟踪补偿的基本条件,考虑换相过程:

$$U_{ab} \sin \omega t = (L_{ga} + L_{gb} + L_{ra} + L_{rb}) \frac{\Delta i}{\Delta t} = 2(L_g + L_r) \frac{\Delta i}{\Delta t}, \quad (3)$$

式(3)中: L_{gx} 是 x 相电网的电感, L_{rx} 是 x 相负载进线电感.

补偿电流的变化率为:

$$U_{dc} = (L_1 + L_2) \frac{di}{dt}. \quad (4)$$

要实现精确补偿,电感值必须满足^[6]:

$$\frac{di}{dt} > \frac{\Delta i}{\Delta t}. \quad (5)$$

由式(3)、式(4)、式(5)可得:

$$L_1 + L_2 < \frac{2U_{dc}}{U_{ab}} (L_g + L_r) - L_g. \quad (6)$$

在没有阻尼电阻时,对传递函数 $H(s)$ 作幅频波特图,如图 3 所示.

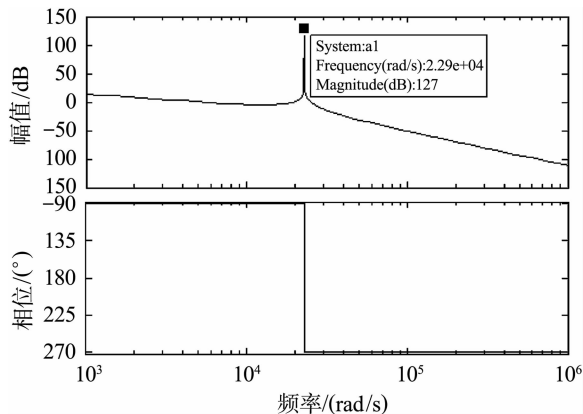


图 3 LCL 滤波器波特图

Fig. 3 LCL filter Bode plot

从图 3 可以看出: LCL 滤波器在 $10^5 \sim 10^6$ rad/s 频率段衰减率为线性,每 10 倍频程衰减 60 dB. 但在频率为 22 900 rad/s (3 646 Hz) 附近有幅值很大的尖峰,谐波电流在峰值处会被放大,增大了谐波的畸变率,严重影响了系统的稳定运行.

2 无源阻尼模型及阻尼电阻的设计

2.1 无源阻尼的数学模型

当系统中加入阻尼电阻时, LCL 滤波器拓扑结构如图 4 所示. 其传递函数为:

$$H(s) = \frac{i_2}{U_0} = \frac{1}{L_1 L_2 C_f s^3 + R(L_1 + L_2) C_f s^2 + (L_1 + L_2)s}, \quad (7)$$

与式(1)相比,式(7)多了一个 s^2 项,使得极点落在复平面的虚轴左半平面,系统稳定,不会引起震荡.

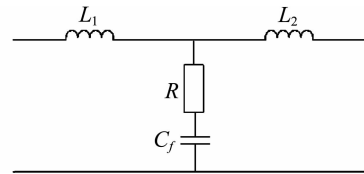
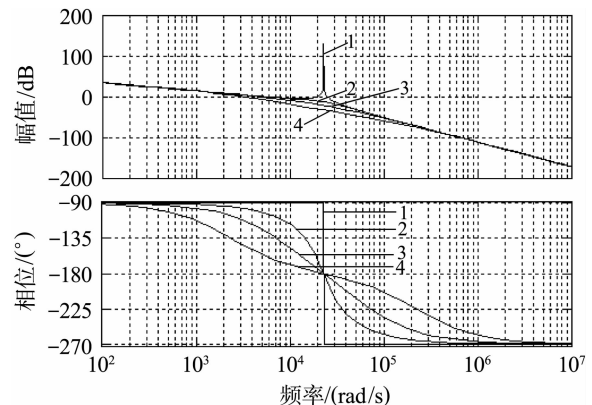


图 4 无源阻尼等效图

Fig. 4 Equivalent diagram of passive damping

2.2 阻尼电阻的设计

取 R 值为 0Ω 、 1Ω 、 3Ω 、 10Ω , 作 LCL 滤波器的开环传递函数的波特图,如图 5 所示.



注: 1- $R=0 \Omega$; 2- $R=1 \Omega$; 3- $R=3 \Omega$; 4- $R=10 \Omega$

图 5 R 为 0, 1, 3, 10 时

LCL 滤波器开环传递函数波特图

Fig. 5 LCL filter open loop transfer function

Bode plot when $R=0, 1, 3, 10 \Omega$

理论上,只要加入阻尼电阻,就能抑制尖峰. 阻尼电阻起到了衰减滤波器的谐振峰值的作用,由图 5 可知:如果 R 选择过小,抑制系统谐振的能

力不足;增大电阻 R ,虽然可以一定程度上减小系统的损耗,但是却带来了对高频段谐波衰减能力降低的弊端.一般 R 取值为谐振频率处电容阻抗的三分之一,即 $R = \frac{1}{3\omega_r C_f}$, $\omega_r = 3\ 646\ \text{Hz}$,计算出 R 值为 $2.18\ \Omega$,此时其传递函数波特图如图 6 所示.由图 6 可知,系统谐振得到了抑制,高频段谐波衰减能力也较强.

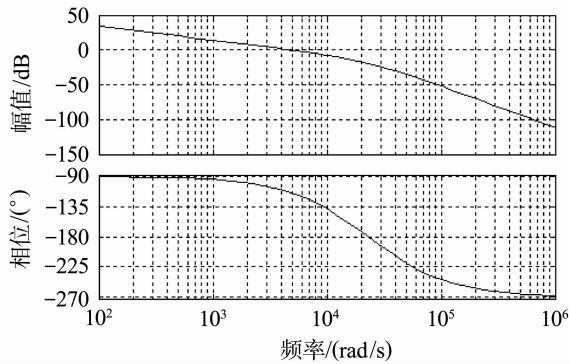


图 6 $R=2.18\ \Omega$ 时波特图

Fig. 6 Bode plots when $R=2.18\ \Omega$

3 有源阻尼控制策略设计

该有源阻尼方案采用双闭环控制策略.并网侧以电感电流控制器作为外环、以采样电容电流进行反馈控制作为内环,将有源滤波器实际输出电流与检测到的补偿谐波含量指令信号相比形成误差量,经比例-积分(Proportional Integral,以下简称:PI)控制器作为电容电流内环指令信号.其控制框图如图 7 所示.

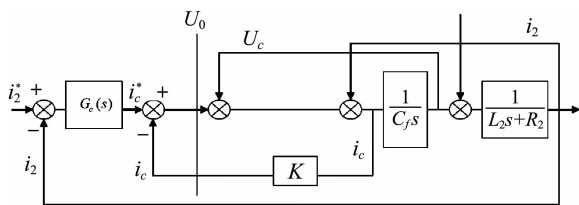


图 7 双环控制原理图

Fig. 7 Schematics of loop control

设 K 为电容电流的反馈系数,其传递函数为:

$$G(s) = \frac{i_2}{U_0} = \frac{1}{L_1 L_2 C_f s^3 + K L_2 C_f s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (8)$$

由式(8)可知:该控制方法的实质是引入内环反馈代替阻尼电阻.以 K 为参数绘制关于 K 的广义根轨迹,如图 8 所示.

由图 8 可知:要使系统稳定, K 的取值范围为 $0.446 \sim 5.81$. K 的选取与阻尼系数密切相关:

$$K = 2\xi \sqrt{\frac{L_1(L_1 + L_2)}{L_1 C_f}}, \quad (9)$$

式(9)中: ξ 为阻尼比,阻尼比越大,阻尼效果越强,但过大的阻尼比会使得系统的稳定裕度降低.经过反复仿真比较取阻尼比 $\xi=0.707$,由此求出反馈系数 $K=3.07$,代入式(7),可作反馈系数 $K=3.07$ 时的波特图,如图 9 所示,抑制谐振的效果良好.

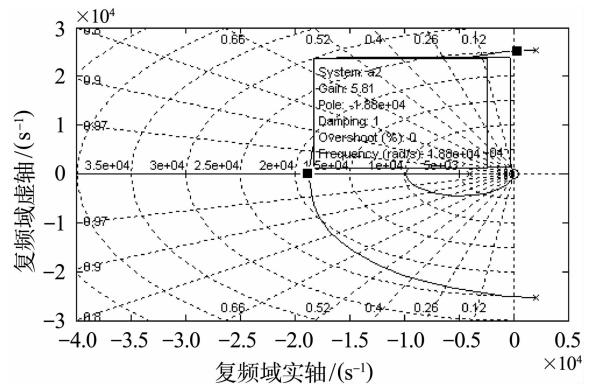


图 8 K 的广义根轨迹

Fig. 8 Generalized root locus of K

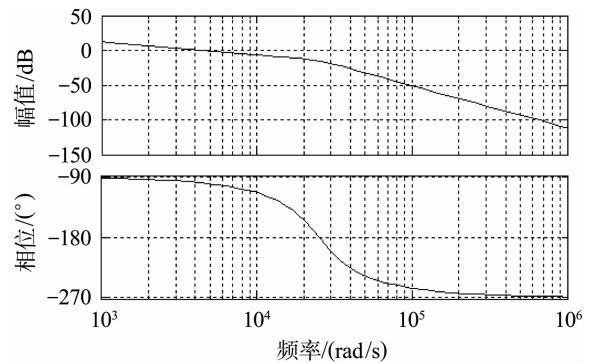


图 9 有源阻尼控制的波特曲线

Figure. 9 Potter curve active damping control

4 实验仿真对比

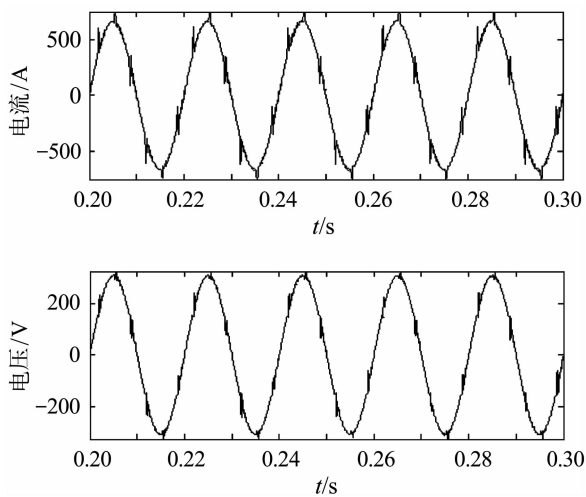
为进一步验证无源阻尼与有源阻尼理论的正确性,同时也为了对比两者之间的优劣,笔者以表 1 的数据为准用 MATLAB/Simulink 搭建系统模型.

表 1 LCL 滤波选取的参数
Table 1 Parameters of LCL filter

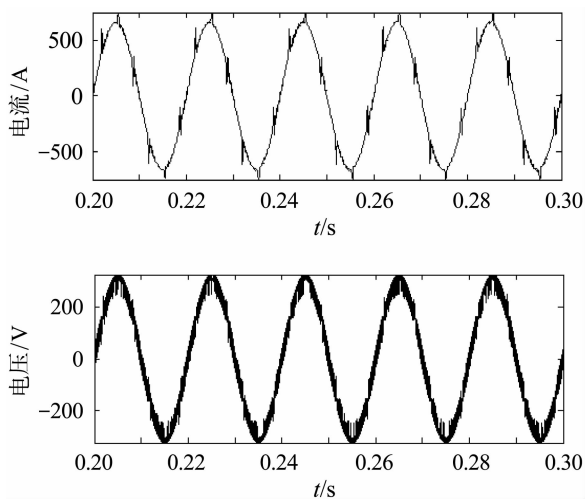
仿真参数	取值	仿真参数	取值
系统电压/V	380	L_1 /mH	0.13
系统频率/Hz	50	L_2 /mH	0.07
开关频率/Hz	150	C_f /μF	42
L_g /mH	0.02	L_r /mH	0.032

图 10(a)、图 10(b)分别是用无源阻尼策略和有源阻尼双环控制方法后得到的补偿后的电网电流波形和电网电压波形,两者的波形都得到明显改善。

图 11 是对两者电流的快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform,以下简称:FFT)分析,无源阻尼策略得到电流的总谐波失真(Total Harmonic Distortion,以下简称:THD)含量是 4.21%,有源阻尼控制策略电流的 THD 是 3.72%。由图 11 可以看出,两者的 5、7、11、13 次谐波含量基本相同,但是采用有源阻尼控制策略的其他谐波含量要低于采用无源阻尼方案时的含量。



(a)有源阻尼控制补偿后电流和电网电压波形

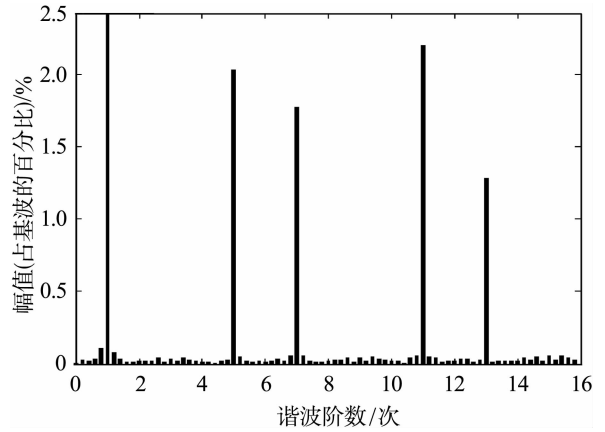


(b)无源阻尼控制补偿后电流和电网电压波形

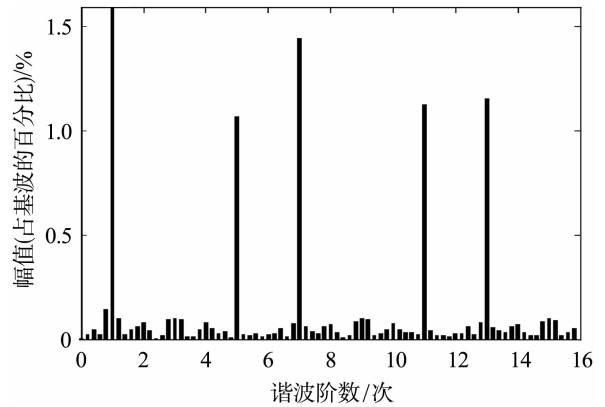
图 10 采用阻尼策略后电流和电压波形

Fig. 10 Current and voltage waveforms after using damping strategy

图 12 给出了滤波器从开始运行到达到稳定状态的动态过程,结果显示滤波器在启动时波形会有震荡,但能回复到正常状态。



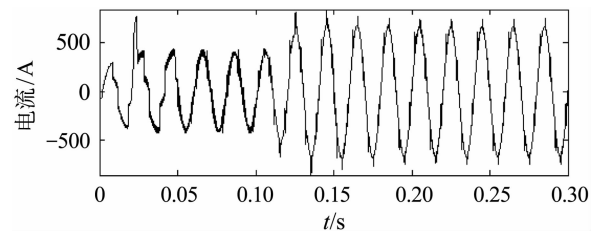
(a)有源阻尼补偿电流的 FFT 分析



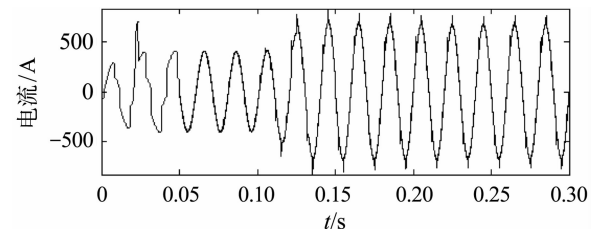
(b)阻尼电阻补偿电流的 FFT 分析

图 11 阻尼补偿后电流的 FFT 分析

Fig. 11 FFT analysis after damping compensation



(a)有源阻尼策略从开始到稳定的动态特性



(b)阻尼电阻策略从开始到稳定的动态特性

图 12 阻尼补偿后系统的动态特性

Fig. 12 Dynamic characteristics after using damping strategy

5 结 语

笔者对有源滤波器输出 LCL 滤波容易引起谐振的原理进行了分析,并分别采用加入阻尼电阻和引入电容电流反馈的闭环控制策略的方法进行了研究:

a. 阻尼策略可以很好的对系统的谐波进行补偿,开关频率处纹波衰减率较为理想,系统的稳态和动态性能均满足求。

b. 在不考虑损耗的情况下,阻尼电阻方法和有源阻尼控制方法得到的效果差距并不大,甚至在某些情况下阻尼电阻方法由于结构简单,受控制的非理想因素影响较小,这与目前工业上仍是大量采用无源阻尼的情况相符。

c. 考虑到无源阻尼的损耗问题,在大功率场合,有源阻尼的实际应用范围更广。

致 谢

深圳市库马克新技术股份有限公司提供了试验平台,在此表示衷心的感谢!

参考文献:

- [1] 郭希铮,游小杰,李欣然. LCL 滤波的三相电压型 PWM 整流器无传感器有源阻尼控制方法[J]. 电工技术学报,2011,26(增刊 1):91-96.
GUO Xi-zheng, YOU Xiao-jie, LI Xin-ran. A sensorless active damping control method for three-phase voltage PWM rectifier with LCL filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26 (S1):91-96. (in Chinese)
- [2] LANG Yong-qiang, XU Dian-guo, HADIANAMREI S R, et al. A novel design method of LCL type utility interface for three-phase voltage source rectifier [C]//36th IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 16-16, 2005, Recife, Brazil . IEEE Publishers, 2005:313-317.
- [3] 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):22-25,60.
ZHANG Xian-ping, LI Ya-xi, LIN Zi-xu, et al. Active damping control of voltage source PWM rectifier with LCL filter[J]. Electric Drive, 2007, 37(11):22-25, 60. (in Chinese)
- [4] 武健,何娜,徐殿国. 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, HE Na, XU Dian-guo. Application of repetitive control technique in shunt active power filter [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(18):66-72. (in Chinese)
- [5] 王盼,刘飞,查晓明. 并联型有源电力滤波器输出 LCL 滤波器的有源阻尼控制[J]. 研究与分析,2011,25(3):41-45.
WANG Pan, LIU Fei, CHA Xiao-ming. Active damping control of LCL filter based on shunt active power filter[J]. Shaanxi Electric Power, 2011, 25(3):41-45. (in Chinese)
- [6] 彭光强,刘振,彭欢,等. LCL 滤波器在并联型有源电力滤波器中的设计[J]. 通信电源技术,2011,28(5):1-4.
PENG Guang-qiang, LIU Zhen, PENG Huan, et al. Design and research on shunt active power filter with LCL filter[J]. Telecom Power Technologies, 2011, 28(5):1-4. (in Chinese)

Damping control of filter based on shunt active power filter

HU Zhong-gong¹, WU Bin¹, DENG Xiao-hong¹, LUO Zi-yong²

1. School of Electrical and Information Engineering, Wuhan Institute of Technology, Wuhan 430205, China;

2. Shenzhen Cumark New Technology CO., LTD., Shenzhen 518108, China

Abstract: To reduce the amount of inductance, a damping control strategy was proposed aimed at third-order resonance problems. Firstly, the mathematical model of active power filter was established, and the transfer function of LCL system was derived in the high-order harmonics. The value range of capacitor current feedback coefficient was obtained from the root locus, and the appropriate close-loop parameters were obtained combined with the system amplitude margin. Finally, power system model was established in MATLAB. The simulation results show that the content of total harmonic distortion of current is 3.72% using the control strategy of capacitor current feedback, which is 4.21% higher than that using the control strategy of damping resistor. The strategy proved to be a good system to compensate harmonics, and ripple rejection in switching frequency is good. Both steady-state and dynamic performance of the system can meet the requirements.

Key words: resonance; passive damping; capacitor current feedback

本文编辑:苗 变