

Backstepping Control of Hybrid Shunt Active Power Filter

Guangsong Hou¹, Xingong Cheng², Ke Xu¹, Qinghua Zhang², Jingliang Zhang^{2#}, Wenyue Yin²

1. Heze Power Supply Company of State Grid, Heze 274000, China

2. School of Electrical Engineering, University of Jinan, Jinan 250022, China

#Email: 15866636514@163.com

Abstract

Based on back-stepping, a kind of control method is proposed which is applied to SHAPF. First, mathematic model of SHAPF is built in three phase static frame; and then this model is transformed into d-q frame and controller is designed in d-q frame. Control system is divided into current loop and voltage loop. In current loop, current control law is obtained by making the derivative of Lyapunov function negative. PI controller is utilized in voltage loop. DC voltage can stabilize on 80V which reduces the capacity of active power filter. Both simulation and experiment results verify the compensation effect of steady and dynamic state.

Keywords: Shunt hybrid Active Power Filter; Id-iq Frame; Backstepping Control; Lyapunov Function; DC Voltage

并联型混合有源电力滤波器 backstepping 控制*

侯广松², 程新功¹, 徐珂², 张庆华¹, 张静亮¹, 殷文月¹

1. 济南大学自动化与电气工程学院, 山东 济南 250022

2. 国网菏泽供电公司, 山东 菏泽 274000

摘要: 基于 backstepping 的方法提出了一种应用于并联型混合有源电力滤波器 (SHAPF) 的控制方法。首先在三相静止坐标系中建立 SHAPF 的数学模型, 然后变换到 d-q 坐标系下设计控制器。控制系统分为电流环和电压环分别进行控制, 电流环通过使得李雅普诺夫函数的导数始终为负求得电流控制律, 电压环采用 PI 控制器。直流侧电压能够稳定在 80V, 有效的降低了有源滤波器部分的容量。仿真和实验都验证了该算法有良好的稳态以及动态补偿效果。

关键词: 并联型混合有源电力滤波器; id-iq 坐标系; backstepping 控制; Lyapunov 函数; 直流侧电压

引言

随着电力电子技术的迅速发展, 电力电子装置越来越多的用于工业和人们的日常生活中, 它在给人们带来利益和方便的同时, 也给电网带来了越来越严重的谐波污染问题。而电力系统谐波含量是衡量电能质量的一项重要指标^[1], 所以针对如何解决这个日益突出的问题, 有源电力滤波器是谐波补偿中越来越被重视的一种电力设备。有源电力滤波器虽然克服了无源滤波器会产生谐振等一系列的问题, 但是有源电力滤波器的直流侧电压较高而且需要的容量比较大^[2]。有关学者结合到有源滤波器和无源滤波器两者的优点, 设计了并联混合有源电力滤波器, 不仅降低了直流侧电压而且还可作为中高压系统的滤波器使用, 因此具有重要的应用和理论研究价值^[3-5]。

SHAPF 能够稳定运行的关键是有一个良好的控制方法。文献[3]提出了一种滑模控制方法, 并且对开关频率进行了优化, 将其限制在较低的频带内。文献[6]将系统模型进行了一次求导之后把原来的模型转化成二阶系统, 然后在此基础上采用 PI 调节器进行控制。文献[7]针对三相四开关的混合滤波器, 在分析直流、基

* 基金资助: 山东省自然科学基金 (ZR2011EEM024)、国家自然科学基金 (11201179) 支持资助

波、谐波三个等价电路的基础上提出了 PWM 调制控制。文献[8]同样将此滤波器应用在 6.6KV 配电系统中，其控制方法同文献[7]一样同样采用调制的方法使得 APF 的效果如同在电源侧串连接入了一个相对谐波而言阻值较大的电阻。文献[9]同文献[2]一样基于李雅普诺夫函数提出了一种控制方法，但是混合滤波器由于无源滤波器中存在电容，电容两端的参考电压较难获得，而且这种控制器的设计方法较为复杂。文献[10]在采用调制控制的基础上进一步分析了直流侧电压的设计原理具有参考意义。

本文基于 backstepping 设计了一种更为简单的控制方法，实现了解耦。首先在三相静止坐标系中建立 SHAPF 的数学模型，然后变换到 d-q 坐标系下设计控制器。考虑到直流侧电压比指令电流变化缓慢，控制系统分为电流环和电压外环分别进行控制，电流环通过使得李雅普诺夫函数的导数始终为负求得补偿电流控制律，电压外环采用 PI 控制器。无源滤波器采用调谐在 7 次谐波的电容电感组合，对基波以及较高次谐波呈现高阻抗，使得无源滤波器部分的电容器主要承担基波电压。因此直流侧电压能够稳定在设定值 80V，有效的降低了有源部分的功率，有源部分采用了小功率的有源滤波器。在仿真验证的基础上搭建了实验平台，同样验证了控制算法在二级阻感负载情况下的稳态以及动态变化的补偿有效性。

1 SHAPF 的拓扑结构及数学模型

图 1 中， $i_{lj}(j=a,b,c)$ 是非线性负荷电流， $i_{sj}(j=a,b,c)$ 为电源电流， $i_{cj}(j=a,b,c)$ 为三相 SHAPF 的补偿电流， $i^*_{cj}(j=a,b,c)$ 为三相 SHAPF 的指令电流， $u_i(i=1,2,3)$ 为 SHAPF 与系统的公共连接点电压。SHAPF 的补偿原理是通控制器使得谐波补偿电流稳定跟踪谐波指令电流，从而达到抑制电网谐波、提高电网功率因数的目的；同时使直流侧电容电压为 U_{dc} 仅有较小的波动。

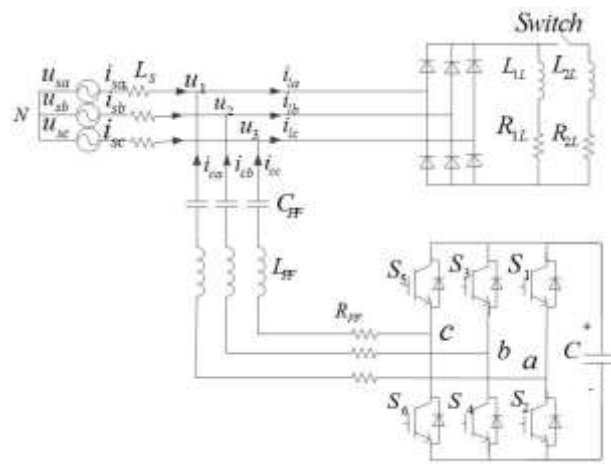


图 1 SHAPF 拓扑结构

根据基尔霍夫定律以及图 1 的拓扑写出在三相静止坐标系下的状态方程：

$$\begin{cases} u_{ao} + u_{oN} = L_{PF} \frac{di_{ca}}{dt} + r i_{ca} + u_1 + v_{CPF a} \\ u_{bo} + u_{oN} = L_{PF} \frac{di_{cb}}{dt} + r i_{cb} + u_2 + v_{CPF b} \\ u_{co} + u_{oN} = L_{PF} \frac{di_{cc}}{dt} + r i_{cc} + u_3 + v_{CPF c} \end{cases} \quad (1)$$

其中： r 为等值电阻， L 为滤波电感。

用 $P_j(j=a,b,c)$ 表示开关状态， S_k 表示上桥臂 IGBT 的开关状态 S'_k 表示下桥臂 IGBT 的开关状态，开关函数定义如下：

$$P_j = \begin{cases} 1 & S_k \text{ 闭合且 } S'_k \text{ 断开} \\ 0 & S'_k \text{ 闭合且 } S_k \text{ 断开} \end{cases} \quad (2)$$

定义电源中性点为 N ，本文在讨论有源滤波器时为方便分析，考虑到直流侧电压变化比输出电流变化缓慢，因此可假设直流侧两电容电压无脉动等于 U_{dc} 。

根据基尔霍夫定律可以求得如下关系：

$$\begin{aligned} u_{aN} &= \frac{U_{dc}}{3}(2P_a - P_b - P_c) \\ u_{bN} &= \frac{U_{dc}}{3}(-P_a + 2P_b - P_c) \\ u_{cN} &= \frac{U_{dc}}{3}(-P_a - P_b + 2P_c) \end{aligned} \quad (3)$$

分别用 d_{nk} 表示开关函数的组合，则式(1)变为：

$$\begin{cases} d_{na}U_{dc} = L_{PF} \frac{di_{ca}}{dt} + r_{ca}i_{ca} + u_1 + v_{CPF a} \\ d_{nb}U_{dc} = L_{PF} \frac{di_{cb}}{dt} + r_{cb}i_{cb} + u_2 + v_{CPF b} \\ d_{nc}U_{dc} = L_{PF} \frac{di_{cc}}{dt} + r_{cc}i_{cc} + u_3 + v_{CPF c} \end{cases} \quad (4)$$

用下面的坐标变化将三相静止坐标系下的状态方程变换到旋转坐标系中，其中 $\theta = \omega t$ 。

$$C_{abc-dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (5)$$

经过上述变换在 d - q 坐标系下的状态方程为：

$$\begin{aligned} d_{nd}U_{dc} &= L_{PF} \frac{di_d}{dt} + R_{PF}i_d - L_{PF}\omega i_q + v_{CPF d} + u_d \\ d_{nq}U_{dc} &= L_{PF} \frac{di_q}{dt} + R_{PF}i_q + L_{PF}\omega i_d + v_{CPF q} + u_q \end{aligned} \quad (6)$$

2 控制器设计

混合滤波器的控制目标为补偿电流稳定跟踪谐波指令电流同时直流侧电压稳定在设定值上。考虑到直流侧电压波动相对谐波电流变化缓慢，因此分为电流内环和电压外环分别控制。混合滤波器的状态方程的形式为：

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R_{PF}}{L_{PF}}i_d + \omega i_q - \frac{v_{CPF d}}{L_{PF}} - \frac{u_d}{L_{PF}} + \frac{d_{nd}}{L_{PF}}U_{dc} \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R_{PF}}{L_{PF}}i_q - \omega i_d - \frac{v_{CPF q}}{L_{PF}} - \frac{u_q}{L_{PF}} + \frac{d_{nq}}{L_{PF}}U_{dc} \end{aligned} \quad (7)$$

定义误差电流为：

$$\begin{aligned} x_1 &= i_d^* - i_d \\ x_2 &= i_q^* - i_q \end{aligned} \quad (8)$$

根据 Lyapunov 稳定性定理，当系统满足以下条件时是渐进稳定的：

- $V(0)=0$;
- 对于任意 $x \neq 0$, $V(x) > 0$;
- 对于任意 $x \neq 0$, $\dot{V}(x) < 0$;
- 当 $\|x\|$ 趋于 ∞ 时, $V(x)$ 趋于 ∞ 。

定义李雅普诺夫方程为：

$$V = \frac{1}{2}x_1^2 + \frac{1}{2}x_2^2 \quad (9)$$

其导数为:

$$\dot{V} = x_1 \dot{x}_1 + x_2 \dot{x}_2 \quad (10)$$

因此要使得 Lyapunov 的导数导数为负, 则如下关系式成立即可:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= i_d^* - i_d \\ &= i_d^* + \frac{R_{PF}}{L_{PF}} i_d - \omega i_q + \frac{v_{CPFd}}{L_{PF}} + \frac{u_d}{L_{PF}} - \frac{d_{nd}}{L_{PF}} U_{dc} \\ &= -k_1 x_1 \\ \dot{x}_2 &= i_q^* - i_q \\ &= i_q^* + \frac{R_{PF}}{L_{PF}} i_d + \omega i_d + \frac{v_{CPFq}}{L_{PF}} + \frac{u_q}{L_{PF}} - \frac{d_{nq}}{L_{PF}} U_{dc} \\ &= -k_2 x_2 \end{aligned} \quad (11)$$

其中, $k_1 > 0$, $k_2 > 0$, 则控制器为:

$$\begin{aligned} d_{nd} &= \frac{L_{PF} i_d^* + R_{PF} i_d - L_{PF} \omega i_q + v_{CPFd} + u_d + L_{PF} k_1 x_1}{U_{dc}} \\ d_{nq} &= \frac{L_{PF} i_q^* + R_{PF} i_d + L_{PF} \omega i_d + v_{CPFq} + u_q + L_{PF} k_2 x_2}{U_{dc}} \end{aligned} \quad (12)$$

由于直流侧电容通过控制器可以自己调节直流侧电压值不需要外接直流电源, 直流侧电压控制采用 PI 控制器。直流侧电压设定值与实际值的偏差经过 PI 调节器后应加到 q 轴无功分量上。六开关混合滤波器的总体控制框图如图 2 所示。

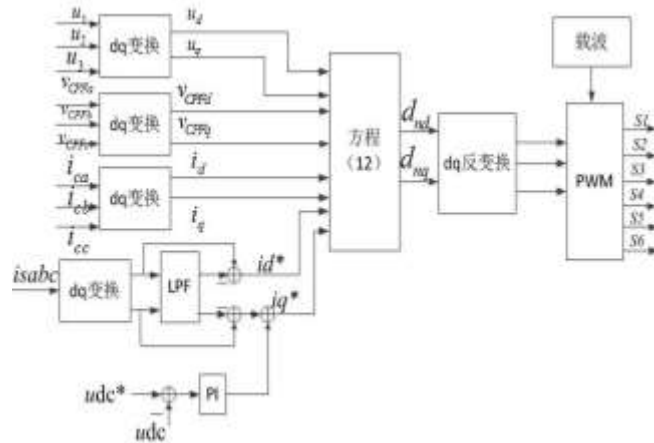


图 2 SHAPF 控制框图

3 无源滤波器部分阻抗特征分析

三相四开关混合滤波器的拓扑的构成之一是调谐在 7 次的无源滤波器。式(13)为 LC 滤波器的谐振频率表达式, 在谐振频率附近有很好的滤波特性。从(13)可得选择调谐在 7 次而没有选择 5 次主要是在电感值一定时需要的电容体积更小。而且相对 11、13 次谐波的阻抗而言调谐在 7 次时更小。

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{PF}C_{PF}}} \quad (13)$$

LC 滤波器的特征阻抗决定了在谐振频率之外的谐波滤波性能, 为了获得较好的滤波性能特征阻抗应该越小越好。从特征阻抗的表达式(14)可以看出 C_{PF} 应该尽可能的大, 电感 L_{PF} 尽量的小。

$$Z = \sqrt{\frac{L_{PF}}{C_{PF}}} \quad (14)$$

为了获得较好的滤波特性, 仿真以及实验中选择 $C_{PF}=110\mu F$, $L_{PF}=2mH$, 无源滤波器的阻抗特征波特图

如图 3 所示，在主要次谐波处有较低的阻抗在基波以及开关频率处有较高的阻抗。

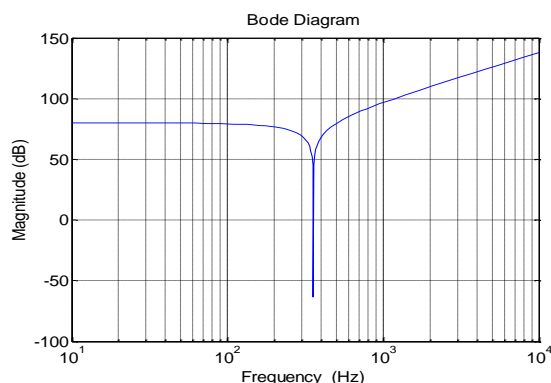


图 3 特征阻抗 bode 图

4 无源滤波器部分阻抗特征分析

为验证所提切换控制策略的正确性，文中仿真采用电力系统仿真软件 MATLAB/Simulink 进行仿真分析。三相电源电压为 380V，频率为 50Hz，系统阻抗很小；为验证动态响应性能，非线性负载为二级三相不可控整流桥带阻感负载：第一级为 $R=26\Omega$ ， $L=10\text{mH}$ ，第二级为 $R=30\Omega$ ， $L=10\text{mH}$ ；滤波器直流侧电容值 $C=6.8\text{mF}$ ，直流侧电压设定为 80V；无源滤波器输出阻抗参数为 $R=0.05\Omega$ ， $L_{PF}=2\text{mH}$ ， $C_{FP}=110\mu\text{F}$ 。谐波电流的检测采用 dq 法，然后按照上文提出的控制方法仿真。

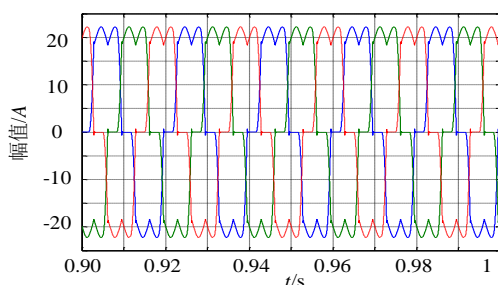


图 4 非线性负载电流 i_{La}

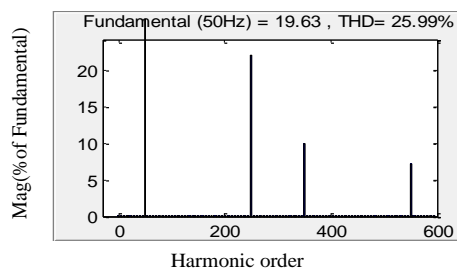


图 5 负载谐波电流分析

图 4、5 分别给出了非线性负载补与其谐波含量的 FFT 分析结果，负载的谐波含量为 25.99%。补偿后电网电流如图 6 所示。从图中可以看出，经过 APF 补偿后，电网电流已经近似补偿成标准的正弦波形。然后同样 FFT 谐波含量分析如图 7 所示，这时电网的谐波含量降为 2.21%。从图 8 中可以看出无功功率也得到了有效补偿。

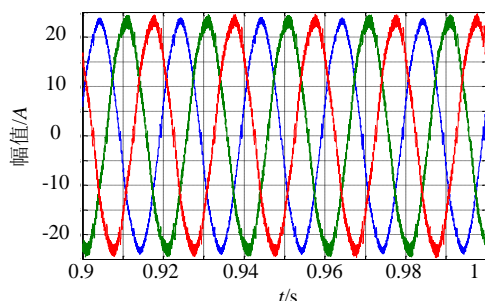


图 6 补偿后电源电流

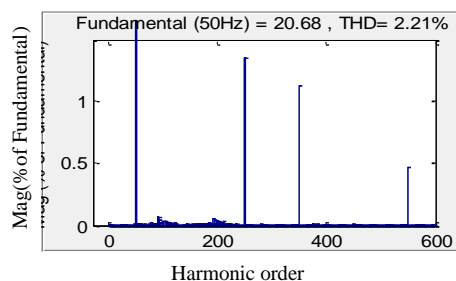


图 7 补偿后谐波电流分析

直流侧电容电压控制的比例系数 $k=1$ ，从直流侧电容电压的波形图 9 可以看出直流侧电压稳定在 80V 仅有较小的波动。

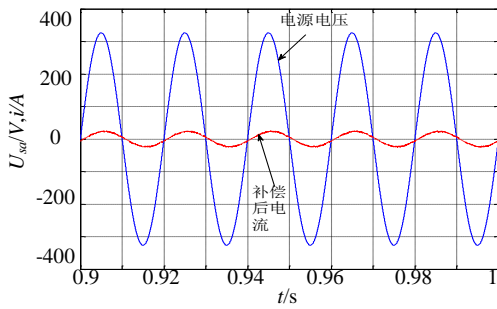


图 8 补偿后电流与电源电压相位关系

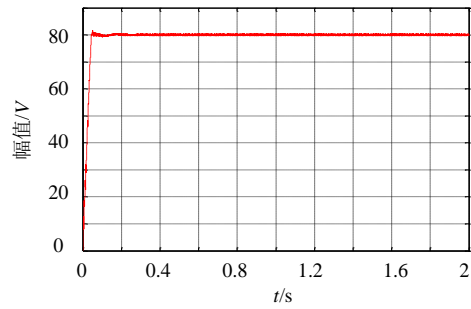
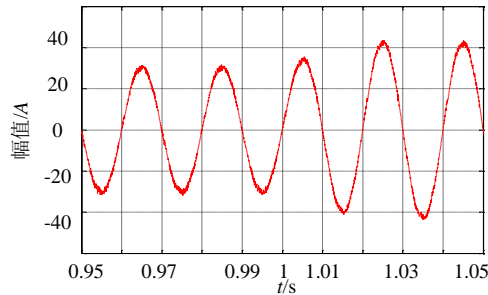
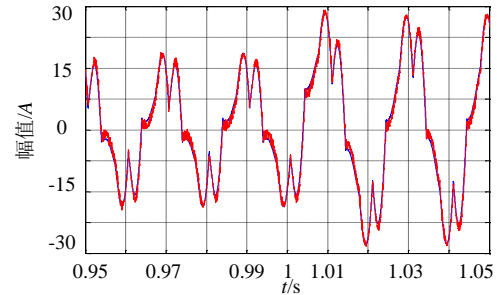


图 9 直流侧输出电压 U_{DC}

为验证所提出的控制策略的动态性能，在仿真中 1s 时接入了第二级负载。从图 10(a)中可以看出，补偿后的电源侧电流经过一个电压源周期后又恢复稳定，具有良好的动态响应性能。而且从图 10(b)中可以看出，补偿电流在过渡过程中仍然能够很好的跟踪指令电流。



(a)A 相补偿后的电网电流



(b)A 相指令电流及跟踪电流

图 10A 相电流动态波形

5 实验结果

为进一步验证所提控制算法的正确性，采用与仿真相同的电路参数搭建了实验平台，图 11-12 给出了实验样机 SHAPF 主电路和控制器。IGBT 采用三菱 CM300dx，DSP 采用德州仪器 TMS320F28335 以及 FPGA 采用 altera 公司的 EP3C10E144C8N；FPGA 的主要作用是保护硬件电路，检测过电流、过温等故障，控制 A/D 以及 D/A 对数据的读取、转换，同时确保控制的脉冲信号的正确性。负载不控整流桥直流侧采用的阻感负载为：第一级为 $R=30\Omega$ ， $L=10\text{mH}$ ，第二级为 $R=35\Omega$ ， $L=10\text{mH}$ 。



图 11 APF 主电路



图 12 控制器

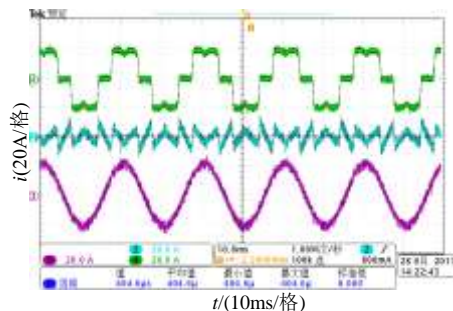


图 13 稳态电流波形图



图 14 实验波形谐波分析

图 13 为三相四开关 APF 指令电流、电源侧以及负载侧电流的稳态补偿实验波形，图 14 为其谐波含量分析图可以看出谐波电流得到了有效的抑制。

图 15 给出了负载突然变化时电源电流的动态试验波形图，在一个电压源周期的过渡过程后又能稳定补偿谐波电流。

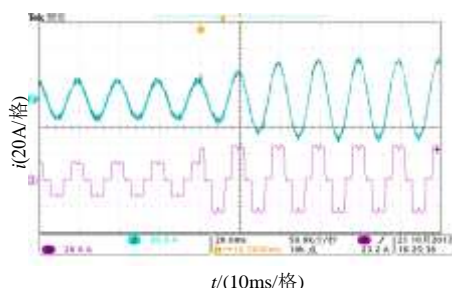


图 15 动态电流波形图

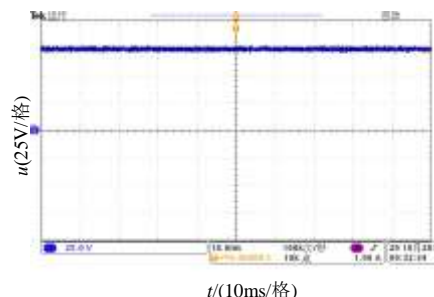


图 16 直流侧电压稳态实验波形

图 16 为直流侧电容电压的实验波形，直流侧电容电压能够稳定在 80V 仅有较小的波动。

6 结论

混合有源电力滤波器结合了无源滤波器和有源滤波器二者的优点，具有很好的应用价值。本文在详细分析了混合滤波器数学模型的特点的基础上，基于 backstepping 的控制方法设计了混合滤波器的控制器。无源滤波器部分主要承担基波电压，有源滤波器主要产生补偿谐波，有效的降低了直流侧电压以及有源滤波器的容量。最后在仿真验证的基础上，搭建了实验平台验证了稳态以及动态负载情况下所提控制策略的有效性。

致谢

作者感谢审稿专家提出宝贵意见。

REFERENCES

- [1] Wang zhaoan, Yang jun, Liu jinjun. Harmonic elimination and reactive power compensation [M]. Beijing: publisher of Machinery industry, 1998
- [2] WEI Yandi, ZHANG Yong, CHENG Xingong. Control strategy for three-phase APF based on Lyapunov function [J]. Electric Power Automation Equipment. 2012, 32(1): 107-111
- [3] GUO Weifeng, WU Jian, XU Dianguo, WANG Ligu. Hybrid Shunt Active Power Filter Based on Novel Sliding Mode Control [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(27): 29-35
- [4] XU Yinghai, XIAO Xiangning, YANG Yihan. Research on Low Cost Hybrid Active Filter[J]. Proceedings of the CSEE, 1999, 19(12): 5-9
- [5] WU Jian, HE Na, XU Dianguo. Design and Application of Transformerless Shunt Hybrid Active Power Filter [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 28(12): 88-94
- [6] Salem R, Abdelhamid H, Nassa M, Kama A. A New Control Technique for Three-Phase Shunt Hybrid Power Filter[J]. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 2009, 56(8): 2904-2915
- [7] Wu J C, Jou H L, Feng Y T, et al. Novel Circuit Topology for Three-Phase Active Power Filter[J]. IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, 2007, 22(1): 444-449
- [8] Rubén Inzunza, Hirofumi Akagi. A 6.6-kV Transformerless Shunt Hybrid Active Filter for Installation on a Power Distribution System[J]. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 2005, 20(4): 893-900
- [9] Salem Rahmani, Abdelhamid Hamadi, Kamal Al-Haddad. A Lyapunov-Function-Based Control for a Three-Phase Shunt Hybrid Active Filter[J]. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 2011, 59(3): 1418-1428

- [10] Wiroj Tangtheerajaronwong, Takaaki Hatada, Keiji Wada, Hirofumi Akagi. Design and Performance of a Transformerless Shunt Hybrid Filter Integrated Into a Three-Phase Diode Rectifier[J]. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 2007, 22(5): 1882-1889

【作者简介】



¹ 侯广松，男，汉，学士，高级工程师，主要从事电力系统运行分析。
Email: hezehougong@sina.com

³ 徐珂（1973-），女，汉，学士，高级工程师，电力系统经营管理。Email: hz_xuke@163.com.

⁴ 张庆华（1987-），男，汉，硕士，主要从事电力电子控制系统基础理论研究。Email: zhangqh123@yahoo.cn

⁵ 张静亮（1984-），男，汉，硕士，主要从事电力系统自动化。Email: 15866636514@163.com

² 程新功（1973-），男，博士，教授，主要研究方向：电力电子在电力系统中的应用、非线性系统理论。
Email: cse_cxg@ujn.edu.cn

⁶ 殷文月（1982-），男，汉，硕士，主要从事电力电子控制系统研究。Email: yshen2005@163.com