

# 混合型有源滤波器直流侧电压的新型控制策略研究及实践

为进一步实时抑制来自电网用户的各次谐波电流和造成的电网谐振,研制了一套适合于在电网终端变电站运行的混合型有源滤波器,阐述了其检测与控制系统的的思想,介绍了其拓扑结构,分析了该装置从电网获取谐波有功功率来稳定有源部分直流侧电压的工作原理,提出了基于谐波矢量电压定向的相位获取法和线性鲁棒控制策略。仿真试验和现场运行结果均验证了所提方法和控制策略的正确性和有效性。从广西电网某110 kV变电站35 kV母线进行的工程应用和运行情况来看,控制效果明显。

何 翠<sup>1,2</sup>/1.纽卡斯尔大学 2.广西电力职业技术学院

随着电力电子技术的发展,越来越多的非线性负荷挂接到电网,导致电网电能质量急剧下降,其中谐波超标和无功功率不足等问题成为了电网安全稳定运行的重要威胁<sup>[1-2]</sup>。对电力系统的电能质量进行控制是一项迫切且现实的任务,混合型有源电力滤波器<sup>[3-4]</sup>作为先进的电能质量综合治理装置应运而生。

在电网部分终端变电站的母线上安装混合型有源滤波器集中治理电能质量,可从全局角度考虑,对注入支路和无源滤波器组参数进行优化设计<sup>[5]</sup>,且无源滤波器与有源滤波器混合使用可有效抑制电网阻抗与无源滤波器之间的谐振,提高电网可靠性。区别于企业内部无功电压治理设备的质量良莠不齐和各自不规律投切,在电网终端变电站集中治理无功和谐波问题也便于电网调度,减少重复建设,规范电网管理。

## 混合型有源滤波器的结构与工作原理

传统基波谐振注入式混合型有源滤

波器因其有源部分不承受电网的基波分量,适合于高压系统兼顾大容量无功补偿和动态谐波治理的场合。然而,传统注入结构采用基波谐振支路降低了有源部分承受的基波电压,有源滤波器难以从电网获得能量来维持直流侧电压稳定。

所研制的混合型有源滤波器的控制原理框图如图1所示。由电压型逆变器和输出滤波电抗器 $L_0$ 构成的有源滤波器与耦合变压器的二次侧相连,分压电抗 $L$ 并联在耦合变压器的一次侧,然后与7次单调谐注入支路串联,再与由5次滤波器和11次滤波器构成的无源滤波器组并联,如图1所示。

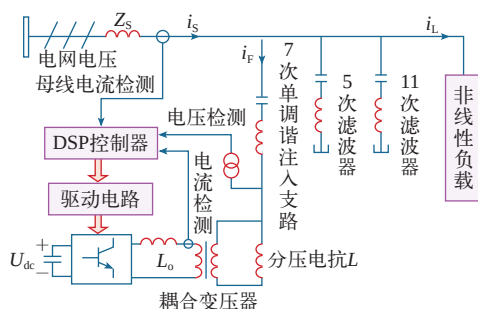


图1 混合型有源滤波器工作原理图

图1中,混合型有源滤波器装置中的无源滤波器组进行一定容量的无功补偿,并进行特定次数的谐波治理;7次单调谐注入支路主要为有源滤波器提供谐波通道,进行谐波的动态治理。7次单调谐注入支路的谐波阻抗远小于分压电抗 $L$ 的7次谐波阻抗,极大地提高了有源部分的谐波注入能力;而分压电抗 $L$ 的基波阻抗又远小于7次单调谐注入支路的基波阻抗,从而大大降低了有源部分交流侧承



何 翠/副教授

### 关键词/Keywords

混合型有源滤波器 ·  
谐波有功功率 ·  
控制策略 ·  
终端变电站 ·

受的电压,有效减小了有源滤波器的基波容量。此外,当有源滤波器过电流或发生故障时,借助于安装在 $L_0$ 处的保护断路器,有源部分可以迅速脱离整个滤波系统,而零偏谐的7次单调谐滤波支路和分压电抗 $L$ 组成的滤波系统还可以正常工作,不至于对电网造成大的冲击。

假设电网谐波电压为 $U_{sh}$ ,电网阻抗为 $Z_{sh}$ ,并将负载看成谐波电流源 $i_{Lh}$ ,将有源滤波器控制为一个受控电流源 $i_{APF}$ 。则该混合型有源滤波器在谐波域的单相电气模型如图2所示,其中 $i_{sh}$ 、 $i_{Fh}$ 、 $i_{Ph}$ 和 $i_{ah}$ 分别为电网支路、单调谐注入支路、无源滤波支路和分压电抗支路的谐波电流, $Z_{Sh}$ 、 $Z_{Fh}$ 、 $Z_{Ph}$ 和 $Z_{ah}$ 分别为电网、单调谐注入支路、无源部分和分压电抗的谐波阻抗。

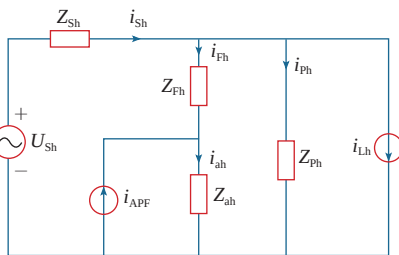


图2 混合型有源滤波器的单相谐波域等效电路图

根据基尔霍夫电流和电压定律,有

$$\begin{cases} U_{Sh} = i_{Sh} Z_{Sh} + i_{Ph} Z_{Ph} \\ U_{Sh} = i_{Sh} Z_{Sh} + i_{Fh} Z_{Fh} + i_{ah} Z_{ah} \\ i_{Sh} = i_{Fh} + i_{Ph} + i_{Lh} \\ i_{ah} = i_{Fh} + i_{APF} \end{cases} \quad (1)$$

将有源滤波器等效为受控电流源,以电网侧谐波电流作为控制目标,即

$$i_{APF} = K i_{Sh} \quad (2)$$

将式(2)代入式(1)并消去变量 $i_{Fh}$ 、 $i_{Ph}$ 和 $i_{ah}$ ,可得

$$i_{Sh} = \frac{(Z_{Fh} + Z_{ah}) Z_{Ph}}{(Z_{Sh} + K Z_{ah}) Z_{Ph} + (Z_{Fh} + Z_{ah})(Z_{Sh} + Z_{Ph})} i_{Lh} + \frac{Z_{Fh} + Z_{ah} + Z_{Ph}}{Z_{Fh} + (1+K) Z_{Ph} Z_{ah} + Z_{Sh}(Z_{Fh} + Z_{ah} + Z_{Ph})} U_{Sh} \quad (3)$$

由式(3)进行理论分析可知,增大 $K$ 值,对 $i_{Lh}$ 和 $U_{Sh}$ 均有较好的抑制作用,只要 $K$ 值足够大,就能控制电网侧谐波电流 $i_{Sh} = 0$ 。但实际运行过程中,有源滤波器的7次谐波输出能力却严重受到其

交流侧7次谐波电压的限制。这是因为7次单调谐注入支路调谐为350 Hz,在有源滤波器投入之前,电网中的7次谐波电流通过单调谐注入支路流入分压电抗 $L$ ,分压电抗 $L$ 两端承受着大量的7次谐波电压。

因此,为提高有源滤波器对7次谐波电流的抑制能力,提出一种使用谐波有功功率来维持有源滤波器直流侧电压稳定的新方法。此时,有源滤波器吸收电网中7次谐波有功功率来弥补需要的有功损耗,同时有源滤波器也为电网中的7次谐波电流提供了一个低阻抗通道。由于有源滤波器的分流作用,分压电抗 $L$ 中的7次谐波电流减小,有源滤波器交流侧承受的7次谐波电压下降。考虑到有源滤波器的损耗是一定的,当7次谐波电压减小时,有源滤波器吸收的7次谐波电流将变大,从而达到抑制电网中的7次谐波电流的目的。在保持有源滤波器直流侧电压稳定的基础上再给出无功或谐波(不包括7次)指令信号,就能使有源滤波器发出无功或谐波电流。

## 直流侧电压控制策略分析

### 1. 检测与控制系统的整体设计思想

混合型有源滤波器主要有两种方法给直流侧提供电压。第一种是用不可控整流电路给直流侧电容供电;第二种是通过适当的控制方法,使得直流侧电容直接从有源滤波器的交流侧获取能量,并保证电压稳定。第一种方法控制简单,但其对能量只能进行单相传递,并没有对直流侧电压形成有效控制。

所研制的混合型有源电力滤波器的有源部分因承受电网谐波电压,一方面将限制有源部分的谐波电流输出能力,影响谐波电流跟踪效果;另一方面,当有源部分发出补偿谐波电流与分压电抗所承受谐波电压频率相同时,将发生有功能量的交换,一旦能量从有源滤波器的交流侧倒灌进直流侧时,由于能量无法泄放,将导致直流侧电压的波动甚至飙升,严重威胁有源滤波器的可靠运行。因此提出了一种利用谐波有功功率来稳定其有源部分直流侧电压的方法,使有源滤波器从

其交流侧电网直接获取能量,实现对直流侧电压的闭环控制,提升直流侧电压闭环控制的动态性能。该策略由基于分压电抗两端谐波电压矢量定向的相位获取方法和线性鲁棒控制两部分组成。

## 2. 基于分压电抗 $L$ 两端谐波电压矢量定向的相位获取方法

同基波有功功率稳压时一样,有源滤波器从交流侧获取谐波有功功率来稳定直流侧电压时需要捕获一个和电网谐波电压同步的过零相位作为基准相位<sup>[6]</sup>。本文提出的基于分压电抗 $L$ 两端谐波电压矢量定向的相位获取方法,可快速获取分压电抗 $L$ 两端的谐波电压相位,避免使用传统换算方法带来的相位误差,且省去了硬件锁相环的使用,提高了有源滤波器的动态响应速度和对外界的抗扰动能力。

谐波电压矢量定向框图如图3所示, $U_A$ 、 $U_B$ 和 $U_C$ 分别为分压电抗 $L$ 两端A、B、C三相电压; $e_\alpha$ 、 $e_\beta$ 为 $\alpha-\beta$ 两相静止坐标系中的电压矢量; $\omega_0$ 为基波角频率;LPF为低通滤波器; $E_\alpha$ 、 $E_\beta$ 为 $\alpha-\beta$ 两相静止坐标系中分压电感两端的谐波电压矢量; $\theta$ 为 $n$ 次谐波电压相位,则有

$$C_n = C_n^{-1} = \begin{pmatrix} \sin n\omega_0 t & -\cos n\omega_0 t \\ -\cos n\omega_0 t & -\sin n\omega_0 t \end{pmatrix} \quad (4)$$

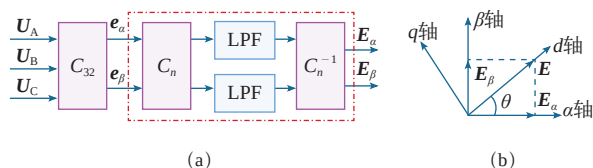


图3 基于谐波电压矢量定向的相位获取法

图3a中,三相电压 $U_A$ 、 $U_B$ 和 $U_C$ 通过 $C_{32}$ 变换,得到 $\alpha-\beta$ 两相静止坐标系中的电压矢量 $e_\alpha$ 、 $e_\beta$ 。再通过 $C_n$ 、LPF滤除 $e_\alpha$ 、 $e_\beta$ 电压矢量中 $n$ 次谐波电压以外的其他次数谐波分量和基波分量,然后再经过 $C_n$ 的逆变换 $C_n^{-1}$ 得到 $\alpha-\beta$ 两相静止坐标系中分压电感两端的谐波电压矢量 $E_\alpha$ 、 $E_\beta$ 。

图3b中,根据 $\alpha-\beta$ 两相静止坐标系中分压电感的基波电压矢量 $E_\alpha$ 、 $E_\beta$ ,可以得到合成电压矢量 $E$ 的相角 $\theta$ 。如果取 $n$ 次谐波电流 $d$ 轴与分压电感两端的 $n$ 次谐波电压矢量 $E$ 重合,这样可以通

过控制有源滤波器输出与电压矢量 $E$ 同相位或反相位的 $n$ 次谐波电流与电网交换谐波有功功率来维持直流侧电压的稳定,从而省去了硬件锁相环的使用,合成电压矢量的相角 $\theta$ 通过式(5)确定。

$$\sin \theta = \frac{E_\beta}{\sqrt{E_\alpha^2 + E_\beta^2}} \quad \cos \theta = \frac{E_\alpha}{\sqrt{E_\alpha^2 + E_\beta^2}} \quad (5)$$

## 3. 直流侧电压线性鲁棒控制策略

线性鲁棒控制策略利用直流侧电压二次方与 $d$ 轴分量的比例关系,通过对直流侧电压二次方的比例控制实现能量快速交换;通过对直流侧电压的直接积分控制,可减小稳态误差,提高稳态控制准确度。

从能量交换的角度考虑,有源滤波器为维持其直流侧电压稳定从电网侧获取的谐波有功功率主要用于有源滤波器自身的功率损耗,主要包括直流侧电容两端的均压电阻损耗 $P_1$ (所研制的混合有源滤波器装置的直流侧电容为了增加其耐压值,用4个电容接成两串两并的形式,两端并联了两个电阻用于均压<sup>[7]</sup>)、IGBT的开关损耗、通态损耗 $P_2$ 以及输出滤波电抗 $L_0$ 的损耗 $P_3$ 。

谐波电压矢量定向后,将 $d$ 轴视为交流侧谐波电压合成矢量方向,即 $d$ 轴为分压电感两端的谐波电压合成矢量, $d$ 轴分量电流为 $i_d$ , $q$ 轴方向谐波电压分量为零。假设直流侧电容的均压电阻值为 $R_d$ ,直流侧电压为 $U_d$ ,输出滤波电抗 $L_0$ 的内阻为 $R_L$ ,则

$$P_1 = U_d \frac{U_d}{2R_d} = \frac{U_d^2}{2R_d} \quad (6)$$

$$P_3 = i_d^2 R_L \quad (7)$$

根据能量守恒原理,有源滤波器从电网获得的有功功率和所消耗的有功功率相等,则有

$$\frac{3}{2} e_d i_d = P_2 + \frac{U_d^2}{2R_d} + i_d^2 R_L \quad (8)$$

输出滤波电抗的内阻 $R_L$ 几乎为零,IGBT的开关损耗和通态损耗在稳态时几乎保持不变,从而得到 $U_d^2$ 的表达式为

$$U_d^2 = 3e_d i_d R_d - P_2 R_d - 2i_d^2 R_d R_L \approx k i_d + b \quad (9)$$

式中, $k=3e_d R_d$ , $b=P_2 R_d$ ,在有源滤波器交流侧谐波电压短时间不变的情况下,两者均为常数。因此, $U_d^2$ 与 $i_d$ 近似成线性关系,这样就可以把 $U_d^2$ 代替

传统的 $U_d$ 作为电压控制量，而且仅使用比例环节就能实现对直流侧电压外环的快速跟踪与控制。

电网中的谐波电流是经常变化的，当电网中谐波电流很小时，有源滤波器交流侧电压 $U_A$ 、 $U_B$ 和 $U_C$ 的谐波电压含量将会大大减小，因此在某些情况下仅依靠谐波有功功率来维持直流侧电压稳定是不够的，需要从基波有功功率进一步补充能量。因此，提出直流侧电压控制策略，如图4所示。由谐波电流指令获取方法和基波电流指令获取方法两部分构成。 $\theta_1$ 、 $\theta_2$ 分别为有源滤波器交流侧谐波和基波的基准相位角； $U_{dc}$ 为直流侧电压采样值； $U_{dc\text{ref}}$ 为直流侧电压设定值，它们的二次方差经过各自比例环节 $K_p$ 后分别得到各自的 $d$ 轴分量电流 $i_{d1}$ 和 $i_{d2}$ ，然后分别通过谐波域和基波域的 $dq-abc$ 变换，得到谐波电流指令 $i_{\text{ref}1}$ 和基波电流指令 $i_{\text{ref}2}$ ；当电网中谐波电流很小时，电流指令信号 $i_{\text{ref}}$ 为 $i_{\text{ref}1}$ 与 $i_{\text{ref}2}$ 之和，当电网谐波含量较大时， $i_{\text{ref}}$ 等于 $i_{\text{ref}1}$ 。

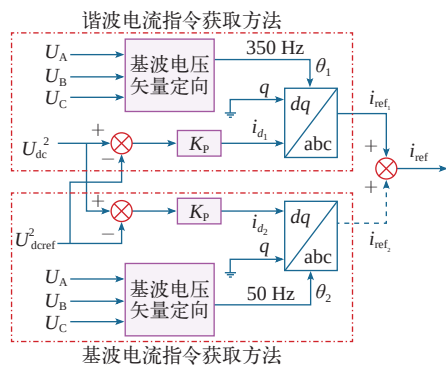


图4 直流侧电压线性鲁棒控制框图

仿真与应用情况分析

为了验证所提出的直流侧电压线性鲁棒控制策略的正确性与可行性，利用PSIM搭建仿真模型（如图1所示）。负载由带阻感负载的三相可控整流源模拟，IGBT开关模式都采用三角波调制方法获取，三角载波频率为15 kHz。表1给出了仿真参数。

表1 混合型有源滤波器装置参数

| 参数名称     | 数值      |
|----------|---------|
| 电网线电压有效值 | 36.8 kV |
| 电网基波频率   | 50 Hz   |

(续)

| 参数名称      | 数值                                                                  |
|-----------|---------------------------------------------------------------------|
| 电网等效阻抗    | $L_s = 5 \text{ mH}$ ; $R_s = 0.02 \text{ } \Omega$                 |
| 5次滤波器     | $L_5 = 48.585 \text{ mH}$ ; $C_5 = 8.656 \text{ } \mu\text{F}$      |
| 11次滤波器    | $L_{11} = 23.423 \text{ mH}$ ; $C_{11} = 3.69 \text{ } \mu\text{F}$ |
| 7次单调谐注入支路 | $L_7 = 73.66 \text{ mH}$ ; $C_7 = 2.81 \text{ } \mu\text{F}$        |
| 直流侧电容值    | 10 000 $\mu\text{F}$                                                |
| 直流侧目标电压值  | 700 V                                                               |
| 直流侧均压电阻值  | $R_d = 1\ 000 \text{ } \Omega$                                      |
| 输出滤波电抗    | $L_0 = 0.5 \text{ mH}$ ; $R_0 = 0.001 \text{ } \Omega$              |
| 分压电抗      | $L_R = 32 \text{ mH}$                                               |
| 耦合变压器电压比  | $N = 2 : 1$                                                         |

系统在0.4 s时投入混合型有源滤波器的有源部分，在0.8 s时投入大型负荷。图5a、b分别为使用谐波有功功率稳压时，所提出的控制策略与传统PI控制方法的对比图。可以看出，线性鲁棒控制策略具有更快的响应速度，而且直流侧电压进入稳态的时刻波动也比较小。在投入大型负荷时，电网电流突然增大，图5a直流侧电压会有10 V左右的波动，但依然能够稳定运行，而采用传统PI控制却会导致直流侧电压的飙升。图5c、d分别为耦合变压器二次侧电压的波形及其频谱。可以看出，有源滤波器交流侧承受的7次谐波电压比基波电压还大。图5e、f分别为混合型有源滤波器投运前后的电网电流，投入后电流总谐波畸变率（THD）由

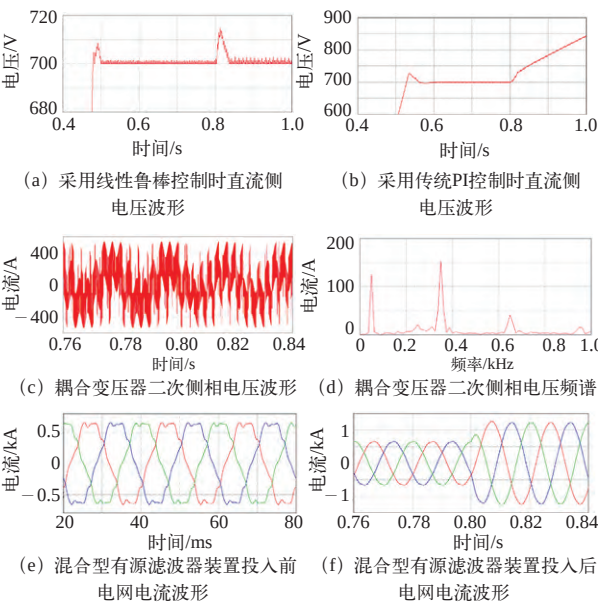


图5 混合型有源滤波器装置仿真波形

9.3%下降到2.2%，谐波抑制效果如表2所示。

表2 补偿前、后谐波电流幅值及总谐波畸变率

| 情形  | 谐波电流幅值/A |       |       |       |       |      |      | 总谐波畸变率(%) |
|-----|----------|-------|-------|-------|-------|------|------|-----------|
|     | 基波       | 5次    | 7次    | 11次   | 13次   | 17次  | 19次  |           |
| 投运前 | 666.2    | 48.24 | 30.57 | 17.38 | 10.96 | 4.29 | 3.85 | 9.3       |
| 投运后 | 650.8    | 8.08  | 5.32  | 2.17  | 2.06  | 0.97 | 0.84 | 2.2       |

图6为装置在现场投运时用Fluke所采集的电压、电流波形及频谱。从图6a可以看出，直流侧电压上升过程平稳，而且能够顺利稳定在电压设定值。图6b为耦合变压器二次侧电压波形，承受着大量7次谐波电压。图6c、d是在装置现场投运时

用Fluck434配上Fluck i5s电流钳测得的35 kV母线二次侧电流的波形及频谱。可以看到，补偿前电网电流THD为9.7%，补偿后THD下降到4.2%。

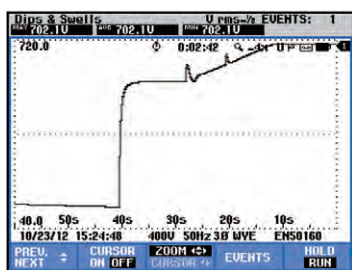
## 结束语

研制出一套适合于在电网终端变电站运行的混合型有源电力滤波器装置，并在广西电网某110 kV变电站35 kV母线成功进行工程应用，效果明显。针对该装置提出了一种利用谐波有功功率来稳定其有源部分直流侧电压的方法，详细分析了该方法的工作原理，提出了基于谐波矢量电压定向的相位获取法和直流侧电压线性鲁棒控制策略，仿真试验和现场运行结果均验证了所提方法及其控制策略的正确性和有效性。

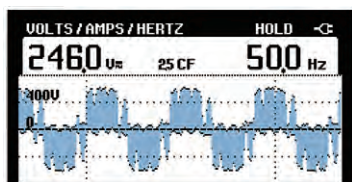
## 参考文献

- [1] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1998.
- [2] 肖湘宁. 电能质量分析与控制 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2004.
- [3] 罗安. 电网谐波治理和无功补偿技术及装备 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2006.
- [4] 帅智康, 罗安, 祝文姬, 等. 注入式混合有源电力滤波器的复合控制 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28 (15): 84-91.
- [5] 帅智康, 罗安, 范瑞祥, 等. 注入式混合有源电力滤波器的注入支路设计 [J]. 电力系统自动化, 2007, 31 (5): 57-60.
- [6] Luo An, Tang Ci, Shuai Zhikang, et al. A novel three-phase hybrid active power filter with a series resonance circuit tuned at the fundamental frequency [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56 (7): 2431-2440.
- [7] 周柯, 王凯, 刘路, 等. 一种改进型并联混合有源电力滤波器及其控制 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32 (30): 67-72.

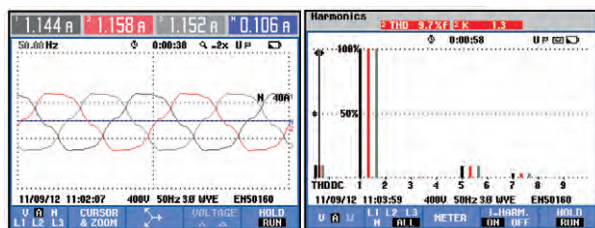
(收稿日期: 2014-05-05) EA



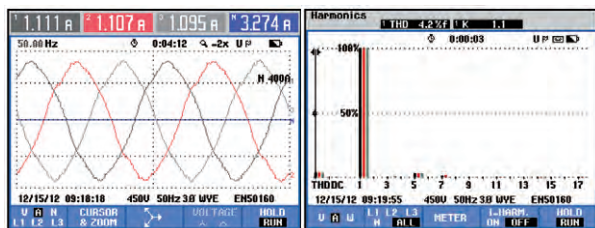
(a) 直流侧电压升压过程波形



(b) 耦合变压器二次侧电压波形



(c) 装置投入前电网电流波形及其频谱



(d) 装置投入后电网电流波形及其频谱

图6 混合型有源滤波器装置现场实测波形