

# 改进型混合级联多电平有源电力滤波器的研究

高东辉, 杜少武, 张长征

(合肥工业大学电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009)

**摘要:** 针对高压有源电力滤波器, 为了减小有功损耗且提高补偿性能, 提出一种改进型混合级联多电平拓扑结构, 等效为电压源与电流源相串联。电压源由混合级联 27 电平变换器构成, 其输出电压的基波分量与高压配电网电压相抵消, 从而为电流源的运行提供了很低的电压环境。电流源由 PWM 变换器构成, 其额定功率很小, IGBT 开关频率较高, 从而使得有源电力滤波器具有极好的补偿性能。有源电力滤波器的主要功率由开关频率 50/60 Hz 的方波变换器输出, 从而使得有源电力滤波器的总损耗很小。理论分析与仿真结果证明了该新型拓扑结构的有效性。

**关键词:** 有源电力滤波器; 高压; 损耗; 补偿性能; 混合级联多电平

## Research on an improved hybrid cascade multilevel active power filter

GAO Dong-hui, DU Shao-wu, ZHANG Chang-zheng

(School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

**Abstract:** In order to reduce the active power loss and improve the compensation performance of high-voltage active power filter, an improved hybrid cascade multi-level topology is proposed, which is equivalent to series between voltage source and current source. The voltage source is constituted by hybrid cascade 27-level converter. The fundamental component of the output voltage offsets the high voltage power grid's voltage, thus provides a low voltage situation for the current source. The current source is constituted by PWM converter, which has small rated power and high IGBT switching frequency, which makes the active power filter have excellent compensation performance. The main power of the APF is output by the square wave converter which has 50/60 Hz switching frequency, thus making the APF have small total loss. Theoretical analysis and simulation results show the effectiveness of the new topology.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51177037).

**Key words:** active power filter; high voltage; loss; compensation performance; hybrid cascade multi-level

中图分类号: TM714 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2014)01-0040-07

## 0 引言

随着工业化进程的不断推进, 高压配电网中大容量电力电子装置和非线性负荷日益增多, 高压配电网中电能质量问题日益凸显, 因而对高压大容量有源电力滤波器的需求也越来越迫切<sup>[1-8]</sup>。

目前国内外在高压配电网谐波抑制上主要采用无源滤波器, 具有无法避免的固有缺陷。有源电力滤波器(APF)在低压配电网中的应用日臻完善, 但在高压配电网中的应用还不成熟<sup>[9-12]</sup>, 如何利用 APF 解决高压配电网中的无功与谐波污染, 已经成为电

力电子领域的研究热点之一。

近年来国内外关于高压 APF 的研究主要集中在电路拓扑和控制算法上, 目前广泛应用的高压 APF 电路拓扑主要有: 基于变压器耦合的高压 APF、串联型混合 APF、并联型混合 APF 和基于多电平技术的高压大容量 APF。上述电路拓扑都具有明显的优点, 但在补偿性能、控制方法或系统损耗等方面或多或少都还有各自不能完全解决的问题<sup>[13-15]</sup>。

本文在已有的级联多电平高压 APF 拓扑结构基础之上, 提出了一种改进型混合级联多电平 APF 的新拓扑结构, 该结构除了具有现有的拓扑结构的优点之外, 还具有补偿性能好、有功损耗小、结构简洁、控制相对简单、成本低等优点。

基金项目: 国家自然科学基金项目 (51177037)

## 1 系统主电路结构

改进型混合级联多电平 APF 的系统主电路结构如图 1 所示。该拓扑结构可以等效分为电流源和电压源两部分, 电压源由混合级联多电平变换器构成, 电流源由 PWM 变换器构成。

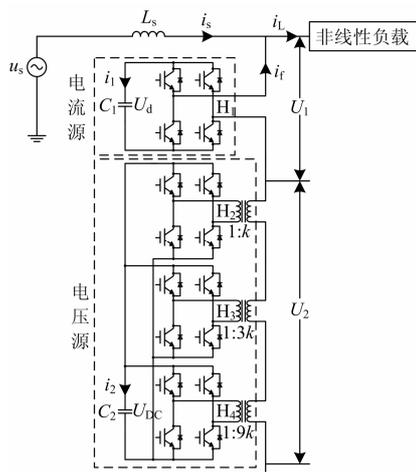


图 1 改进型混合级联多电平有源电力滤波器拓扑

Fig. 1 Topology of the improved hybrid cascade multilevel active power filter

为了使得 PWM 变换器运行在低压环境, 混合级联多电平变换器输出电压基波分量与高压配电网的电压相抵消, 因此高压大容量 APF 的主要功率由混合级联多电平变换器输出, 混合级联多电平变换器的开关器件工作在很低的开关频率。

为了在跟踪谐波指令电流时具有良好的动态响应, PWM 变换器的开关器件必须工作在很高的开关频率, PWM 变换器两端承受的电压很低, 容量很小, 直流侧母线电压很低, 因此功率变换中的有功损耗很小。

通过将混合级联多电平变换器与 PWM 变换器相结合, 取长补短, 可以使高压大容量 APF 的结构更加优化。

## 2 工作机理

### 2.1 电压源工作机理

混合级联多电平变换器采用 3 个 H 桥级联的结构, 每个 H 桥交流输出侧可以产生 3 个电平:  $+U_{DC}$ 、 $0$ 、 $-U_{DC}$ 。为了利用很少的 H 桥得到很多的电平数, H 桥交流输出侧连接的升压变压器的变比依次以倍数 3 递增, 3 个变压器变比依次为  $1:k$ ,  $1:3k$ ,  $1:9k$ 。三个 H 桥可以产生 27 个电平, 各电平的生成方法如表 1 所示。

表 1 混合级联多电平变换器 27 个电平的构成

Table 1 Composition of 27 levels in the hybrid cascade multilevel converter

multilevel converter				multilevel converter			
合成电平	电平 1	电平 3	电平 9	合成电平	电平 1	电平 3	电平 9
-13	-1	-1	-1	1	1	0	0
-12	0	-1	-1	2	-1	1	0
-11	1	-1	-1	3	0	1	0
-10	-1	0	-1	4	1	1	0
-9	0	0	-1	5	-1	-1	1
-8	1	0	-1	6	0	-1	1
-7	-1	1	-1	7	1	-1	1
-6	0	1	-1	8	-1	0	1
-5	1	1	-1	9	0	0	1
-4	-1	-1	0	10	1	0	1
-3	0	-1	0	11	-1	1	1
-2	1	-1	0	12	0	1	1
-1	-1	0	0	13	1	1	1
0	0	0	0				

利用生成的 27 个电平, 可以使得混合级联多电平变换器输出电压接近正弦波。将正弦波进行切分, 即可得每个 H 桥输出电压的波形, 如图 2 所示。根据每个 H 桥输出的电压波形, 可以得到各个开关器件驱动脉冲的逻辑时序。

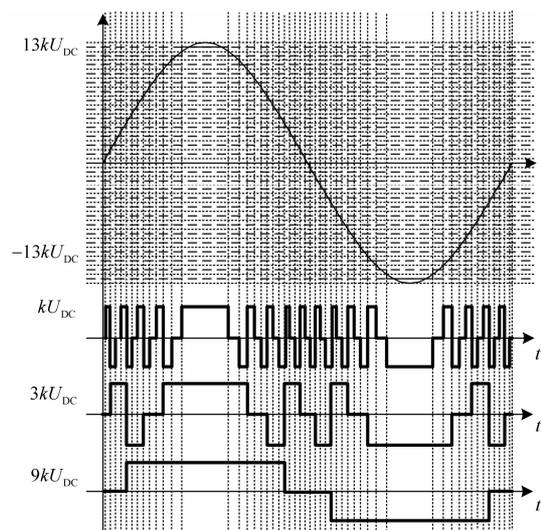


图 2 电压源输出波形以及各 H 桥输出波形

Fig. 2 Output waveforms of voltage source and H-bridges

由图 2 可知在一个周期中将开关周期分为 54 个状态, 一个周期内只需要计算出  $1/4$  个周期内 13 个开关时间即可, 其他的时间可由对称关系推出。则图中的开关时间  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{13}$  可由式(1)计算得

出。

$$\alpha_i = \sin^{-1}\left(\frac{2n-1}{27}\right), n=1, 2, \dots, 13 \quad (1)$$

从图 2 中可以看出, H<sub>2</sub>、H<sub>3</sub>、H<sub>4</sub> 三个 H 桥单元在一个周期内输出电压频率不同, 若以电网频率为调制基波频率, 则三个单元一个周期内输出电压频率分别为: 850 Hz, 250 Hz, 50 Hz, 故混合级联多电平变换器中的开关器件工作的开关频率很低。

根据计算得出输出电压基波有效值和直流侧母线电压的关系为

$$U = \frac{27k}{2\sqrt{2}} U_{DC} \quad (2)$$

式(2)中,  $k$  为变压器的变比系数。由式(2)可以看出, 当  $k$  一定时, 输出基波电压有效值和直流母线电压成正比。当电网电压大幅波动时, 通过调节直流母线电压就可以使混合级联多电平变换器的输出基波电压随电网电压一起变化。

### 2.2 电流源工作机理

PWM 变换器与目前在 380 V 配电网中应用的常规的并联型 APF 基本相同。利用 PWM 变换器输出电流的有功分量控制电压源直流母线电压, PWM 变换器输出的谐波和无功电流分量以高压配电网的谐波和无功电流检测电路的输出为指令, 用于改善高压配电网的质量。

与常规的 APF 相比, 常规的 APF 交流侧电压为电网电压, 而该 PWM 变换器的交流侧电压为峰值为  $U_{DC}$  频率为 1350 Hz 的交流纹波。交流纹波为电网电压与 27 电平级联逆变器输出电压之差, 如图 3 所示。



图 3 电流源交流侧承受的电压波形

Fig. 3 Voltage waveform of the AC side for the current source

### 2.3 系统等效数学模型

改进型混合级联多电平 APF 的系统等效电路如图 4 所示。为了简便分析, 系统中电压源部分等效为电源  $U_2$  与电感  $L$  的串联结构, 其中  $L$  为三个变压器漏感之和, 系统中的电流源部分等效为电源  $U_1$ 。

则根据基尔霍夫定律和电路关系可得

$$L \dot{i}_r(t) = (2d(t)-1)U_d(t) - U_r(t) \quad (3)$$

其中:  $U_r(t) = U_s(t) - U_2(t)$ ;  $U_d(t)$  为 PWM 变换器直流侧电容电压;  $d(t)$  为占空比。

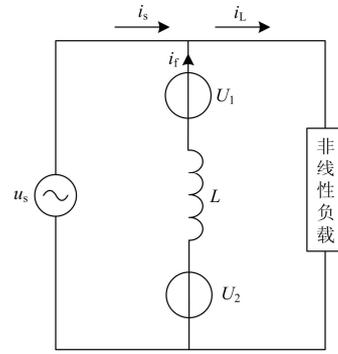


图 4 系统等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit of the system

## 3 控制策略分析

### 3.1 谐波和无功检测

本文中谐波和无功电流的检测计算使用的是应用相对成熟的基于鉴相器原理的谐波和无功电流检测方法。

设含有谐波的电网电流为

$$i_s(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t + \varphi_n) \quad (4)$$

将单相电网电流  $i_s(t)$  与电网电压同步信号  $\sqrt{2}\cos\omega t$  相乘可得

$$i_s(t) \cdot \sqrt{2} \cos \omega t = \frac{I_p}{\sqrt{2}} (1 + \cos 2\omega t) + \frac{I_q}{\sqrt{2}} \sin 2\omega t + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{I_n}{\sqrt{2}} \{ \cos[(n+1)\omega t + \varphi_n] + \cos[(n-1)\omega t + \varphi_n] \} \quad (5)$$

分析式(5),  $I_p/\sqrt{2}$  为直流分量, 采用截止频率低于两倍电流基波频率的低通滤波器即可得到  $I_p/\sqrt{2}$ , 再与  $\sqrt{2}\cos\omega t$  相乘进而可以求出瞬时基波有功电流为  $i_p(t) = I_p \cos\omega t$ 。则谐波和无功电流之和可以表示为

$$i_{q+h}(t) = i_s(t) - i_p(t) \quad (6)$$

由上分析可得单相无功和谐波电流检测算法的框图如图 5 所示。

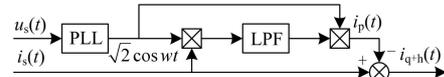


图 5 单相无功和谐波电流检测算法框图

Fig. 5 Schematic of the detecting harmonic currents in single-phase circuit

图 5 中, LPF 为截止频率为 25 Hz 的二阶巴特沃斯低通滤波器, PLL 为锁相环, 用来产生与单相电网电压信号同相位的余弦信号  $\sqrt{2}\cos\omega t$ 。

### 3.2 控制策略分析

本系统采用基于电压环和电流环的双闭环控制策略, 系统的总体控制框图如图 6 所示。

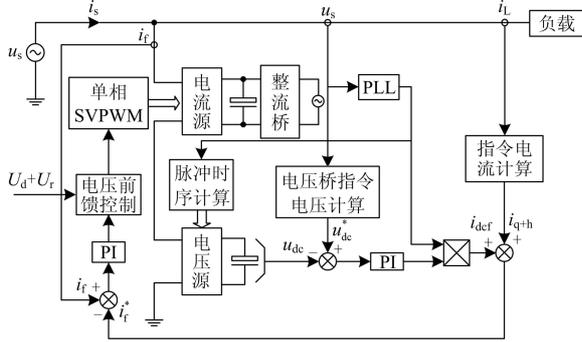


图 6 系统总体控制框图

Fig. 6 System control block diagram

电流内环 PWM 调制方式采用基于单相空间矢量调制 PWM 调制方式, 混合级联多电平变换器的直流侧电压通过电压外环控制以保持稳定。

#### 3.2.1 电流环控制

由分析可以得出, 当式(3)的左侧等于零, 可得占空比的稳态分量如式(7)所示。

$$D = \frac{U_d(t) + U_r(t)}{2U_d} \quad (7)$$

而占空比的动态分量  $d(t)$  包含稳态分量  $D$  和调整分量  $d_0(t)$ , 调整分量设定为滤波器电流和参考电流误差值得到

$$d_0(t) = G_i(t)(i_f^*(t) - i_f(t)) \quad (8)$$

则根据式(3)、式(7)、式(8), 可得电流内环的控制框图如图 7 所示。

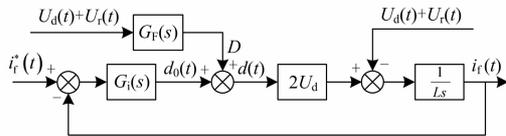


图 7 电流内环控制框图

Fig. 7 Control block diagram of the inner current loop

其中指令电流是由电压外环经 PI 调节器产生的电流信号和负载电流经谐波和无功检测算法得到的电流相加得到的。为了减少电流源直流侧电压  $U_d$  以及电源电压  $U_r$  的影响, 在控制中引入了前馈控制器  $G_F(s)$ , 表达式为  $G_F(s) = 1/(2U_d)$ 。图中  $G_i(s)$  为电流内环 PI 调节器, 其表达式为

$$G_i(s) = \frac{K_{ip}s + K_{il}}{s} \quad (9)$$

考虑到稳态时前馈电压作用在电流环上的输出

为零, 分析可得电流内环的闭环传递函数为

$$G_{ic}(s) = \frac{2U_d(K_{ip}s + K_{il})}{Ls^2 + 2U_dK_{ip}s + 2U_dK_{il}} \quad (10)$$

则电流环的特征方程为

$$Ls^2 + 2U_dK_{ip}s + 2U_dK_{il} = 0 \quad (11)$$

取电流环自然频率为开关频率的  $1/m$ , 可得

$$\omega_i = \frac{2\pi f_c}{m} = \sqrt{\frac{2U_dK_{il}}{L}} \quad (12)$$

式中,  $f_c$  为开关频率, 从而求得

$$K_{il} = \frac{2\pi^2 f_c^2 L}{m^2 U_d} \quad (13)$$

又电流环的阻尼率满足

$$2\zeta_i \omega_i = \frac{2U_d K_{ip}}{L} \quad (14)$$

取电流环临界阻尼, 即  $\zeta_i = 1$ , 则有

$$K_{ip} = \frac{2\pi f_c L}{m U_d} \quad (15)$$

#### 3.2.2 电压环控制

由系统的结构和分析可得电压外环的控制框图如图 8 所示。

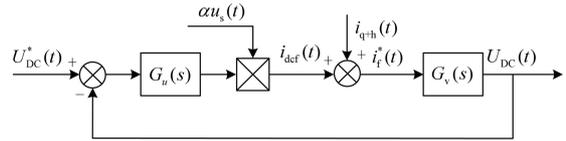


图 8 电压外环控制框图

Fig. 8 Control block diagram of the outer voltage loop

图中  $\alpha u_s(t)$  为利用电网电压产生的电网电流有功分量的正弦因子, 在计算过程中可近似为 1,  $i_{q+h}(t)$  为检测到的谐波和无功电流。  $G_u(s)$  为电压外环的 PI 调节器, 其表达式为

$$G_u(s) = \frac{K_{up}s + K_{ul}}{s} \quad (16)$$

$G_v(s)$  为电压源直流侧电压与滤波器电流之间的传递函数, 由系统结构可得  $G_v(s)$  表达式为

$$G_v(s) = \frac{13}{9C_2s} \quad (17)$$

分析可得对电压外环有

$$U_{DC}(s) = \frac{13(K_{up}s + K_{ul})U_{DC}^*(s)}{9C_2s^2 + 13K_{up}s + 13K_{ul}} + \frac{13I_{q+h}(s)}{9C_2s^2 + 13K_{up}s + 13K_{ul}} \quad (18)$$

则电压环的特征方程为

$$9C_2s^2 + 13K_{up}s + 13K_{ul} = 0 \quad (19)$$

取电压环的自然频率为工频的  $1/n$ , 得到

$$\omega_u = \frac{2\pi f_u}{n} = \sqrt{\frac{13K_{ul}}{9C_2}} \quad (20)$$

式中,  $f_u$  为电网工频。从而求得

$$K_{ul} = \frac{36\pi^2 f_u^2 C_2}{13n^2} \quad (21)$$

又电压环的阻尼率满足

$$2\zeta_u \omega_u = \frac{13K_{up}}{9C_2} \quad (22)$$

取电压环临界阻尼, 即  $\zeta_u = 1$ , 则有

$$K_{up} = \frac{36\pi f_u C_2}{13n} \quad (23)$$

## 4 仿真研究

本文以三相 10 kV 电网中的一相为研究对象, 根据图 1 的结构, 建立相应的 Matlab 仿真模型。设单相电网频率为 50 Hz, 其有效值为 5 773 V, 幅值为 8 165 V。取变压器变比系数  $k=1$ , 则根据式(2)可得, 电压源部分直流母线电压  $U_{DC}=605$  V。电流源的 IGBT 开关频率  $f_c=15$  kHz, 负载结构如图 9 所示, 谐波源由整流桥加阻感负载构成, 其中  $L_1=100$  mH,  $L_2=800$  mH,  $R=50 \Omega$ 。

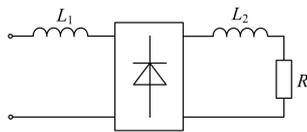


图 9 负载结构图

Fig. 9 Load structure diagram

### 4.1 电压波形及系统功率分析

图 10 给出了并网之前电压源的电压波形以及电流源承受的电压波形。由图 10 可以看出, 电压源输出的 27 电平电压波形与电网电压波形基本一致, 对其进行傅里叶分析可得, 电压源输出 27 电平波形畸变率为 3.05%, 畸变率很小。

可以看出, 当单相电网电压幅值为 8 165 V 时, PWM 变换器承受的电压很低, 其幅值约为 300 V, 额定功率很小, IGBT 开关频率较高, 从而使得有源电力滤波器具有极好的补偿性能。

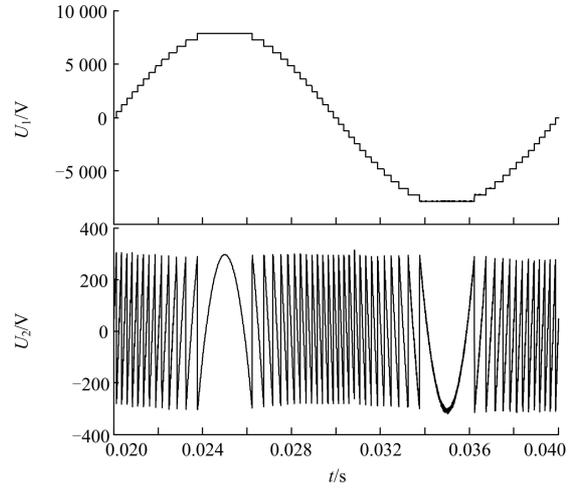


图 10 电压源和电流源交流侧电压波形

Fig. 10 AC side waveforms of voltage source and current source

表 2 给出了 4 个 H 桥网侧输出电压主要谐波的幅值含量分布表。由表 2 可以看出, 系统的电压主要由  $H_4$  桥承受, PWM 变换器承受的电压极小。从表中电压幅值关系分析可得,  $H_4$  桥承受整个系统 80% 以上的功率, 而 PWM 变换器承受整个系统不到 1% 的功率, 故整个系统的主要功率由开关频率为 50 Hz 的方波变换器输出, 而 PWM 变换器的额定功率极小。

表 2 4 个 H 桥网侧输出电压主要谐波含量

Table 2 Harmonic content of AC side's output voltages for 4 H-bridges

V				
谐波次数	H <sub>1</sub> 桥	H <sub>2</sub> 桥	H <sub>3</sub> 桥	H <sub>4</sub> 桥
基波	66.55	257.03	1 312.2	6 531.4
3	55.93	233.03	917.33	1 206.3
5	58.50	180.81	59.04	180.28
7	51.30	90.71	859.25	717.24
9	44.21	26.27	749.14	767.08
11	33.36	126.33	426.26	519.23
13	23.01	124.61	253.56	151.96
15	6.44	13.24	156.36	176.03
17	4.48	157.62	510.77	357.63
19	17.14	56.06	319.54	358.46
21	20.50	190.47	3.70	214.67
23	18.60	16.86	44.02	8.59

### 4.2 系统补偿特性

#### 4.2.1 稳态补偿特性

在仿真时将电网电压经比例环节缩小为原来的

0.005 倍得到  $u_s'$  作为相位参考。该系统的稳态补偿特性波形图如图 11 所示。

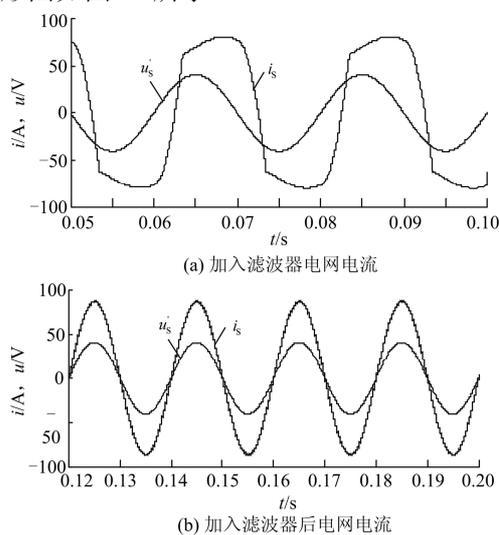


图 11 稳态补偿特性

Fig. 11 Steady state compensation characteristics

由图 11 可以看出在 APF 投入电网之前电网电流畸变较大, 经分析可知其畸变率为 21.88%, 当 APF 投入电网之后, 电网电流波形为正弦波, 经分析可知其畸变率为 0.98%。

补偿前后电网电流主要谐波含量如表 3 所示, 由此表可以看出该系统具有良好的稳态补偿特性。

表 3 电网电流谐波含量

Table 3 Harmonic percentages of grid current

谐波次数	%		谐波次数	%	
	滤波前	滤波后		滤波前	滤波后
基波	100	100	13	0.83	0.04
3	20.2	0.20	15	0.64	0.03
5	7.27	0.32	17	0.54	0.05
7	2.69	0.13	19	0.40	0.07
9	1.81	0.13	21	0.32	0.05
11	1.33	0.10	23	0.29	0.03

#### 4.2.2 动态补偿特性

图 12 给出了系统的动态补偿特性的波形图。

其中图 12(a)为系统负载突增时动态响应过程, 图 12(b)为系统负载突减时动态响应过程。由图 12(a)可以看出, 在 0.2 s 时将负载突然增大, 约经过 0.02 s, 补偿过后的电网电流达到稳态; 由图 12(b)可以看出, 在 0.3 s 时将负载突然减小, 同样约经过 0.02 s, 补偿过后的电网电流达到稳态。由以上分析可知该系统具有良好的动态补偿特性。

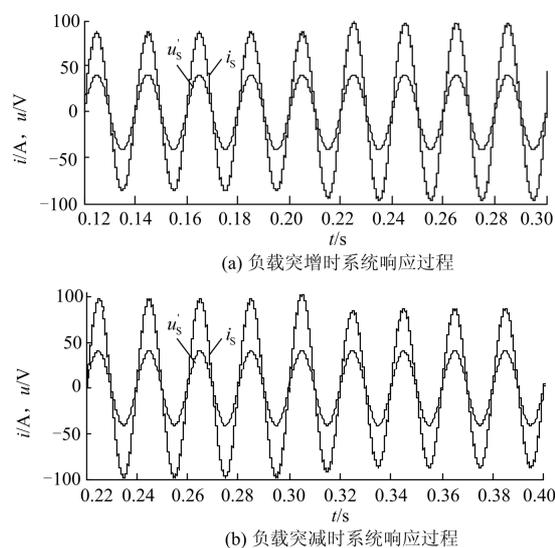


图 12 暂态补偿特性

Fig. 12 Transient compensation characteristics

## 5 结语

本文提出了一种改进型混合级联多电平 APF, 对其电路拓扑、工作机理和控制策略等进行了分析。分析表明, 与传统级联型 APF 相比, 该拓扑结构的有功损耗更小, 补偿性能更好, 控制方式更为简单, 更加易于实现, 能够很好地应用于高压大功率场合。仿真结果表明该拓扑结构滤波和无功补偿效果以及动态响应效果都较为理想, 证明了该新型拓扑结构的有效性。

## 参考文献

- [1] 吴竞昌, 孙树勤, 宋文南, 等. 电力系统谐波[M]. 北京: 水利电力出版社, 1988.
- [2] 叶小军, 曾江, 王克英, 等. 并联有源电力滤波器双滞环电流控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(9): 60-64.  
YE Xiao-jun, ZENG Jiang, WANG Ke-ying, et al. Double hysteresis current control strategy for shunt active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(9): 60-64.
- [3] 孙运全, 尹强, 盛吉, 等. 载波带频率变 PWM(VFCB-PWM)在级联有源电力滤波器中的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(10): 39-42, 113.  
SUN Yun-quan, YIN Qiang, SHENG Ji, et al. Variable-frequency carrier bands PWM (VFCB-PWM) and its applications in shunt APF[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(10): 39-42, 113.

- [4] 于晶荣, 滕召胜, 章兢. 有源电力滤波器预测电流控制及稳定性分析[J]. 电工技术学报, 2009, 24(7): 164-170.  
YU Jing-rong, TENG Zhao-sheng, ZHANG Jing. Predictive current control and stability analysis of active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(7): 164-170.
- [5] 罗安, 付青, 王丽娜, 等. 变电站谐波抑制与无功补偿的大功率混合型电力滤波器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(9): 115-123.  
LUO An, FU Qing, WANG Li-na, et al. High-capacity hybrid power filter for harmonic suppression and reactive power compensation in the power substation[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(9): 115-123.
- [6] 丁士启, 帅智康, 罗安. 一种新型注入式混合有源电力滤波器[J]. 电工技术学报, 2012, 27(1): 202-209.  
DING Shi-qi, SHUAI Zhi-kang, LUO An. A novel injection type hybrid active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(1): 202-209.
- [7] Henning P H, Fuchs H D, Le Roux A D, et al. A 1.5 MW seven-cell series-stacked converter as an active power filter and regeneration converter for a DC traction substation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(5): 2230-2236.
- [8] 周龙华, 王飞, 李湘峰. 电气化铁道用多电平电能质量调节器及其控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(1): 104-110.  
ZHOU Long-hua, WANG Fei, LI Xiang-feng. Study on multi-level power quality compensator for electrified railway[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(1): 104-110.
- [9] Akagi H. New trends in active power filters for power conditioning[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(6): 1312-1322.
- [10] 王少杰, 罗安, 马伏军. 混合有源电力滤波器新型控制策略及稳定性分析[J]. 电工技术学报, 2011, 26(6): 144-152.  
WANG Shao-jie, LUO An, MA Fu-jun. New control strategy and stability of hybrid active power filters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(6): 144-152.
- [11] Peng F Z. Application issues of active power filter[J]. IEEE Industry Applications Magazine, 1998, 4(5): 21-30.
- [12] 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.
- [13] Akagi H, Fujita H, Wada K. A shunt active filter based on voltage detection for harmonic termination of a radial power distribution line[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1999, 35(3): 638-645.
- [14] Akagi H. Active harmonic filters[J]. Proceedings of the IEEE, 2005, 93(12): 2128-2141.
- [15] XIE Bing-ruo, CHEN Qiao-fu, WU Wang-bing, et al. Research on a new three phase series hybrid active power filter[C] // ICEMS, 2008: 1185-1189.

收稿日期: 2013-04-11; 修回日期: 2013-06-03

作者简介:

高东辉(1990-), 男, 硕士研究生, 研究方向为特种电源技术; E-mail: gdh0824@126.com

杜少武(1965-2013), 男, 博士, 教授, 硕士生导师, 研究方向为特种电源技术、新能源发电控制技术;

张长征(1978-), 男, 博士, 副研究员, 主要从事电力电子技术、电能质量和新能源发电系统方面的研究。