

# 基于 MMC 拓扑的有源滤波器控制策略研究

代高富, 赵丹, 林鹏峰, 张春春

(西南交通大学电气工程学院, 四川 成都 610031)

**摘要:** 为提高大容量有源滤波器(APF)的耐压水平和等效开关频率, 提出了一种基于模块化多电平(MMC)的有源滤波器控制方法。该控制方法对 APF 输出的基波电流采用间接电流方式实现有功和无功的解耦控制, 采用基于正序基波提取器的预测谐波电流控制实现对谐波电流的补偿, 然后将间接电流方式和预测谐波电流控制方式产生的电压信号作为有 APF 输出电压的参考值。同时, 为克服传统载波相移脉宽调制方式均压控制环节 PI 控制器繁多的缺点, 对载波相移脉宽调制方式做了改进, 采用载波相移脉宽调制和电容电压排序均压控制相结合的调制方式。通过 Matlab/Simulink 对其进行了仿真验证, 该控制方法是正确可行的。

**关键词:** 模块化多电平变换器; 有源滤波器; 正序基波; 预测控制; 电压排序

## Study of control strategy for active power filter based on modular multilevel converter

DAI Gaofu, ZHAO Dan, LIN Pengfeng, ZHANG Chunchun

(College of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

**Abstract:** In order to improve withstand voltage level and equivalent switching frequency, the paper proposes a new control method of active power filter (APF) based on modular multilevel converter (MMC). The control method realizes the decoupling control of active and reactive power by indirect current loop, compensates harmonics current by predictive current loop based on the positive sequence fundamental extractor. The indirect current control along with the predictive current control will generate a combined voltage reference to APF output voltage. Meanwhile, in order to overcome the shortcomings of a large number of PI controller in carrier phase shifted pulse width modulation, the paper uses modulation of the carrier phase shifted PWM along with voltage balancing strategy based on sort of capacitors voltage. Simulation results in MATLAB/Simulink show that the method is correct and feasible.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51177137).

**Key words:** MMC; APF; positive sequence fundamental component; predictive control; sort of voltage

中图分类号: TM46 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2015)08-0074-07

## 0 引言

近年来电力电子技术发展迅速, 大量电力电子器件接入电网, 大量的谐波电流注入电网, 严重影响了电能质量<sup>[1-2]</sup>。目前, 解决谐波污染最有效的方法是接入有源滤波器<sup>[3-5]</sup>。对于电压等级较高的配电网, 由于开关器件的耐压水平和开关频率受到限制, 大容量的有源滤波器得到了广泛研究, 文献[6]提出了基于耦合变压器和电压型逆变器相结合的并联型有源滤波器, 但是因为其体积大, 开关损耗大等缺

点没有得到很好的发展, 为克服以上缺点, 多电平变流装置因为具有输出电压谐波小, 耐压水平高和开关损耗低等优点在有源滤波器中得到了广泛应用, 文献[7]提出了五电平二极管箝位的有源滤波器, 但需要辅助电容均压电路或者软件均压控制, 增加了系统的复杂性。文献[8]提出了基于 H 桥级联多电平的有源滤波器, 这种装置开关损耗小, 模块化结构更容易实现多电平, 但当三相输出电流不平衡时难以实现子模块电容电压的均衡, 因此在配电系统中的使用得到限制。近年来, 基于 MMC 的变换器因为其输出波形质量好、模块化程度高且易于扩展等特点在高压直流输电领域得到了广泛应用<sup>[9-14]</sup>,

基金项目: 国家自然科学基金(51177137)

但基于 MMC 拓扑的有源滤波器却鲜有文献研究, 文献[12]研究分析了基于 MMC 的有源滤波器, 其控制策略基于瞬时无功理论, 需要分频检测负载的各次谐波电流, 计算量大, 控制较为复杂。

本文在文献[7,12]所做工作的基础上, 对控制策略做了改进, 无需分频检测谐波电流, 只需对 APF 输出的基波电流采用间接电流方式就可以实现有功和无功的解耦控制, 结合基于广义积分基波提取器的预测谐波电流控制实现对谐波电流的补偿。同时, 对载波相移脉宽调制方式做了改进, 采用载波相移脉宽调制和电容电压排序均压控制相结合的调制方式实现子模块电容电压的均衡。最后利用 Matlab/Simulink 对所提装置及其控制策略进行了仿真验证, 仿真结果表明该控制策略是正确可行的。

## 1 MMC 工作原理及其数学模型

### 1.1 MMC 拓扑结构

三相 MMC 换流器拓扑结构如图 1 所示。三相 MMC 换流器包括 6 个桥臂, 每个桥臂由  $N$  个子模块(SM, Sub-Module)和一个电抗器  $L_m$  串联组成。其中, 单个子模块 SM 的结构如图 2 所示。每个子模块由一个 IGBT 半 H 桥结构和一个电容器  $C$  并联构成。子模块共包含投入、切除和闭锁三种工作状态, 正常运行时, 子模块工作在投入和切除两种状态: ① 当 VT1 导通, VT2 关断时, SM 输出电压  $u_{sm} = u_c$ , 处于投入状态; ② 当 VT1 关断, VT2 导通时, SM 输出电压  $u_{sm} = 0$ , 处于切除状态。当 VT1、VT2 均关断时, 子模块处于闭锁状态, 一般发生在

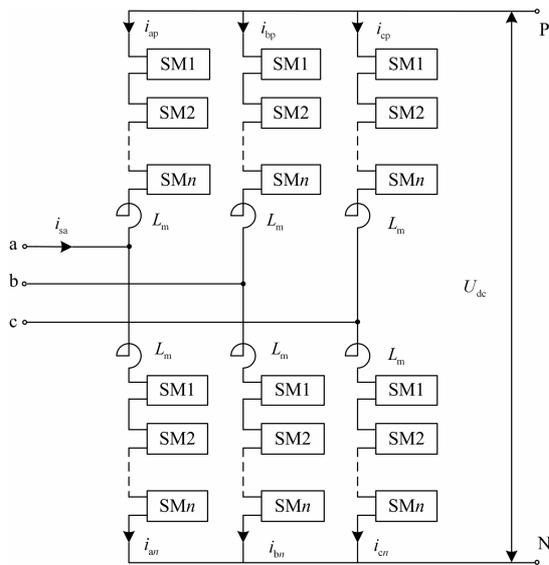


图 1 三相 MMC 换流器结构

Fig. 1 Structure of three-phase MMC

启动换流器时电容充电过程中或系统故障时。MMC 系统正常工作需满足每相处于投入状态的模块数相等且恒定不变, 从而保证直流电压的稳定。通过合适的控制策略调整上下桥臂投入子模块的个数, 可以输出期望的交流电压。

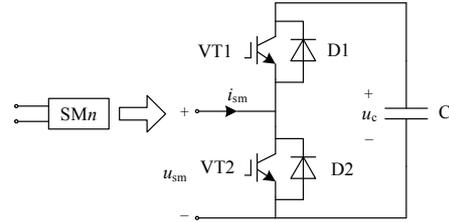


图 2 子模块结构

Fig. 2 Structure of a submodule

### 1.2 MMC 数学模型

由于 MMC 正常工作时每个桥臂上的子模块只在投入和切除两种工作状态下切换, 因此子模块输出电压可以用一个等效的电压源代替, 由于每相上下桥臂是等电位点, 则桥臂电抗器相当于并联, 因此可以得到如图 3 所示的 MMC 等效电路。图 3 中:  $v_{sj}$ 、 $i_{sj}$  ( $j = a, b, c$ ) 分别为 APF 接入交流系统的三相电压和三相电流;  $L_s$  为 APF 连接电抗器;  $L_m$  为桥臂电抗;  $v_{cj}$  ( $j = a, b, c$ ) 是 MMC 变流器的输出电压,  $v_{jk}$  ( $j = a, b, c; k = p, n$ ) 分别为每个桥臂的等效电压源。

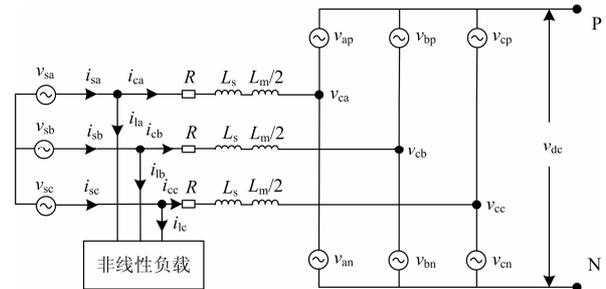


图 3 MMC 等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of MMC

由图 3, 根据 KVL 可以得到基于 MMC 的有源滤波器在三相坐标系下的数学模型。

$$\begin{cases} v_{sa} - L \frac{di_{sa}}{dt} - Ri_{sa} = v_{ca} \\ v_{sb} - L \frac{di_{sb}}{dt} - Ri_{sb} = v_{cb} \\ v_{sc} - L \frac{di_{sc}}{dt} - Ri_{sc} = u_{cc} \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中,  $L = L_s + L_m / 2$ , 由式(1)中的数学模型可以实现对 MMC 系统的控制。

## 2 并联型有源滤波器控制策略

为提高大容量有源滤波器开关器件的耐压水平和减小开关损耗, 本文将 MMC 换流器应用于有源滤波器, 其控制策略如图 4 所示。

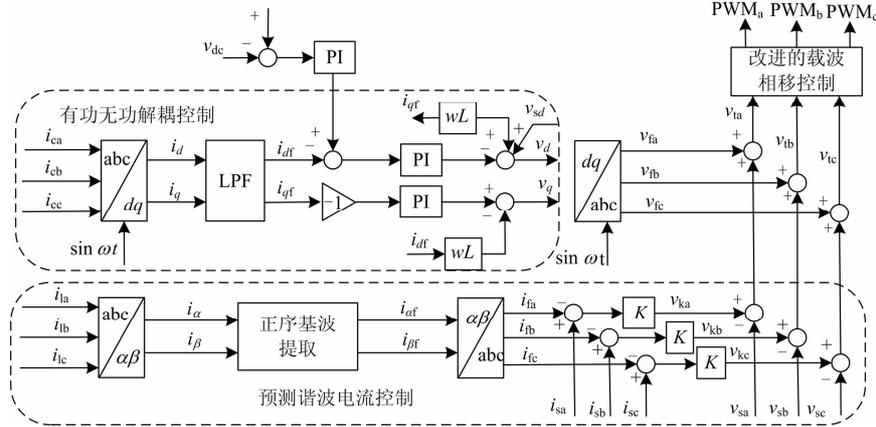


图 4 并联型有源滤波器控制策略

Fig. 4 Control strategy of shunt active power filter

有功和无功的解耦控制主要思路是, 首先, 对测得的 APF 输出电流  $i_{cj}$  ( $j = a, b, c$ ) 进行  $dq$  变换, 得到  $i_d$ 、 $i_q$  电流分量, 然后通过低通滤波器(LPF)滤除  $i_d$ 、 $i_q$  中的交流成分, 得到与基波电流相对应的直流分量  $i_{df}$  和  $i_{qf}$ 。在 1.2 节已对基于 MMC 的有源滤波器建立了如式(1)所示的数学模型, 现对式(1)进行  $dq$  变换, 得到在  $dq$  坐标系下的数学模型

$$\begin{cases} v_d = L \frac{di_{df}}{dt} - \omega L i_{qf} + R i_{df} + v_{sd} \\ v_q = L \frac{di_{qf}}{dt} + \omega L i_{df} + R i_{qf} + v_{sq} \end{cases} \quad (2)$$

根据式(2), 可以实现 APF 有功和无功的解耦控制, 同时为了保持 MMC 直流侧电容电压稳定, 将实时测得的 MMC 直流侧电容电压值与参考电压值做差通过 PI 控制器耦合到  $i_d$  通道。最后, 对式(2)进行  $dq$  反变换, 得到有源滤波器输出的基波电压参考值  $v_{ij}$  ( $j = a, b, c$ )。

### 2.2 基于正序基波提取器的预测谐波电流控制

#### 2.2.1 正序基波提取器

文献[13]介绍了一种基于广义积分器提取正序基波分量的方法, 该方法可以在滤除负序和谐波, 本文将运用到有源滤波器负载电流的基波提取环节, 通过正序基波提取器分离出负载电流的基波成分  $i_{ij}(t)$  ( $j = a, b, c$ ), 然后根据式(3)可以检测到畸变

### 2.1 有功和无功的解耦控制

由于有源滤波器需要向电网吸收有功来补偿系统损耗, 所以需要建立电力系统网侧和有源滤波器直流侧电容的有功平衡控制, 其控制方法如图 4 所示。

的谐波电流  $i_{ij}(t)$ 。

$$i_{ij}(t) = i_{sj}(t) - i_{fj}(t) \quad (3)$$

正序基波提取器的基本原理主要是利用广义积分器的选频特性, 使基波电流在基频  $\omega_1$  下发生谐振, 从而提取出基波电流, 其推导过程文献[13]已详细分析, 限于篇幅, 本文不再赘述。正序基波器的原理框图如图 5 所示。

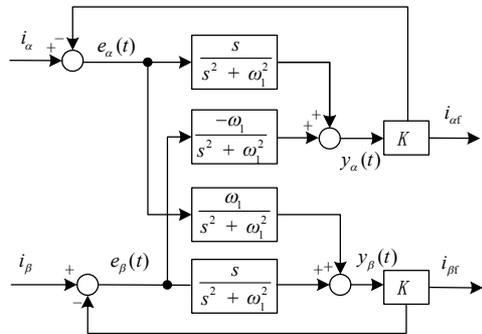


图 5 正序基波提取

Fig. 5 Extraction of positive sequence fundamental component

图 5 中  $K$  是比例系数,  $K$  值影响正序基波提取器的反应速度,  $K$  越大, 速度越快, 反之, 速度越慢。和文献[7]采用的基于  $dq$  变换的方法相比, 省掉了  $dq$  变换, 谐波检测不受锁相环相位信息的影响, 避免了锁相环受电网电压畸变的影响。同时无需低通滤波器, 系统动态响应得到改善。

### 2.2.2 预测谐波电流控制

根据式(1)建立的 MMC 数学模型, 可以得到谐波电流  $i_{hj}(t)$  对应的输出电压为

$$v_{hj}(t) = v_{sj}(t) - L_j \frac{di_{hj}(t)}{dt} - R_j i_{hj}(t) \quad (4)$$

式(4)中,  $v_{sj}(t)$ 、 $L_j$  分别为  $j$  相的电网电压值和连接电抗值。

在数字控制系统中,  $i_{hj}(t)$  的微分等于下一个采样点  $i_{hj}(k+1)$  与当前时刻采样点  $i_{hj}(k)$  的差值, 现对式(4)进行离散化, 可得

$$v_{hj}(k+1) = v_{sj}(k) - L_j \frac{i_{hj}(k+1) - i_{hj}(k)}{T_s} - R_j i_{hj}(k) \quad (5)$$

式(5)中,  $T_s$  为一个采样周期。

由于 APF 输出的下一时刻补偿电流值  $i_{hj}(k+1)$  不能直接测得, 但数字控制系统采样频率很高, 可以根据当前时刻的采样值来预测下一时刻的采样值, 由 KCL 知道

$$i_{hj}(k+1) = i_{sj}(k) - i_{lj}(k) \quad (6)$$

为了补偿谐波电流, APF 输出的补偿电流应该和非线性负载产生的谐波电流大小相等, 方向相反, 由此可得

$$i_{lj}(k) = i_{sj}(k) - i_{hj}(k) \quad (7)$$

式(7)中,  $i_{lj}(k)$  为负载电流的有功分量。

将式(6)和式(7)代入式(4)得到 APF 下一采样时刻应该输出的谐波电压参考值

$$v_{hj}(k+1) = v_{sj}(k) - L_j \frac{i_{sj}(k) - i_{lj}(k)}{T_s} - R_j i_{hj}(k) \quad (8)$$

假设电感上电压为  $v_{kj}(k)$ , 则

$$v_{kj}(k) = L_j \frac{i_{sj}(k) - i_{lj}(k)}{T_s} = K[i_{sj}(k) - i_{lj}(k)] \quad (9)$$

式(9)中,  $K = L_j / T_s$ 。

由此可得

$$v_{hj}(k+1) = v_{sj}(k) - v_{kj}(k) - R_j i_{hj}(k) \quad (10)$$

为了补偿负载电流的谐波分量, APF 需要输出与  $v_{hj}(k+1)$  相反的电压分量, 因此得到如式(11)所示的 MMC 逆变器总的输出电压参考信号

$$v_{ij}(k+1) = v_{ij}(k+1) - v_{hj}(k+1) \approx v_{ij}(k) - v_{sj}(k) + v_{kj}(k) + R_j i_{ij}(k) \quad (11)$$

由于线路电阻  $R_j$  非常小, 其大小可以忽略。由上述理论分析得到如图 4 所示的预测谐波电流控制策略。

### 2.2.3 改进的载波相移调制

基于载波相移脉宽调制(PSC-PWM)的方式在 MMC 变流器应用较多, 对于  $N+1$  电平的 MMC 变流器, 每个桥臂有  $N$  个子模块, 需要采用  $N$  组三角载波, 每组三角波相位依次互差  $360^\circ / N$ , 参考电压信号  $U_{ref}$  与  $N$  组三角载波比较得到一个桥臂子模块的触发脉冲。但直接应用这种方式调制无法实现各子模块电容电压的均衡, 为此, 文献[14]提出了在调制波中叠加用来平衡电容电压的修正量, 从而使子模块电容电压达到均衡, 但这种方式需要对每个子模块都要有一个 PI 控制器, 增加了控制复杂度。本文将基于子模块电容电压排序的均压控制方法和载波相移的调制方式相结合, 得到了如图 6 所示的调制算法。

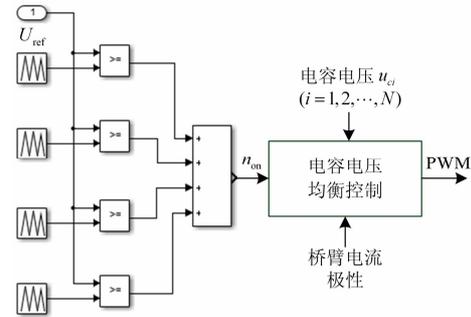


图 6 改进的载波相移调制

Fig. 6 Improved PSC-PWM

参考电压信号  $U_{ref}$  经过载波相移调制后, 统计每个桥臂上总的子模块投入个数  $n_{on}$ , 然后对每个桥臂各子模块的电容电压进行排序。当桥臂电流为充电方向时, 优先选择电容电压低的  $n_{on}$  子模块投入, 使其电压上升; 当桥臂电流为放电方向时, 优先选择电容电压高的  $n_{on}$  子模块投入, 使其电压下降。从而使得同一桥臂各子模块电容电压均衡。

## 3 仿真分析

为了验证本文所提控制策略的正确性, 本文利用 Matlab/Simulink 搭建了基于 MMC 拓扑结构的五电平 APF 仿真电路, 其仿真参数如表 1 所示。

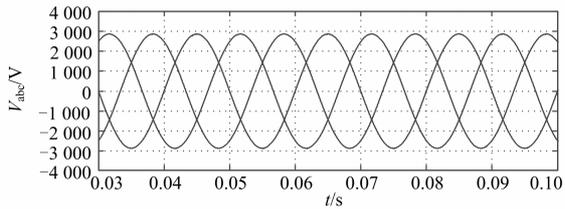
谐波源用三相二极管整流桥阻感性负载来模拟, 电阻值为  $10 \Omega$ , 电感值为  $2 \text{ mH}$ 。负载电流的波形如图 7(b)所示。经本文所提 APF 装置补偿谐波电流后, 电网电流的波形如图 7(c)所示, 电网电流总的谐波畸变率  $THD = 2.07\%$ , 可见, APF 装置对谐波的补偿效果较好。图 7(d)是 APF 装置输出的补偿电流波形。图 7(e)和图 7(f)分别是 APF 输出的交流电压和直流侧电压波形。MMC 子模块的个数越多, APF 输出的交流电压会越来越接近正弦。图 7(g)是

表 1 仿真参数

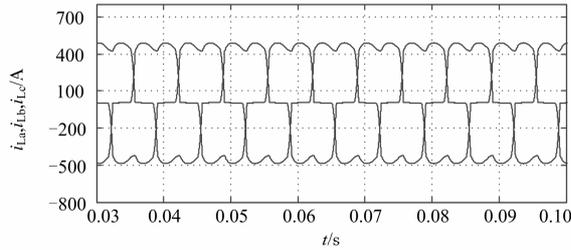
Table 1 Parameters of simulation

变量名称	数值
网侧电压	3.5 kV
直流侧电压	9 kV
单相子模块数	8
子模块电容	3 mF
桥臂电感	3 mH
连接电抗器	0.5 mH
三角载波频率	1 kHz
等效开关频率	8 kHz

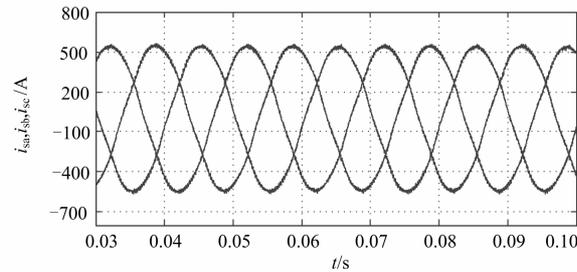
A 相上桥臂 4 个子模块的电压，子模块电容电压波动相对参考值 2 250 V 不超过 3%，且变化趋势相同，电容电压排序法均压效果较好。



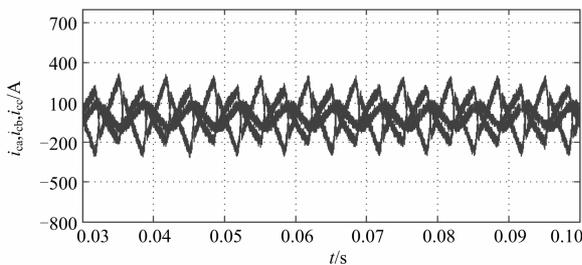
(a) 三相电网电压



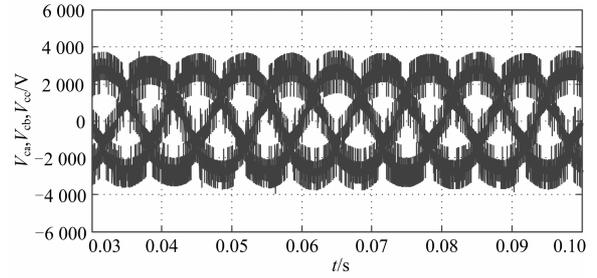
(b) 非线性负载电流



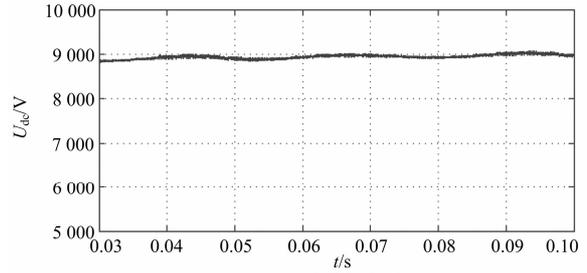
(c) 补偿后的电网电流



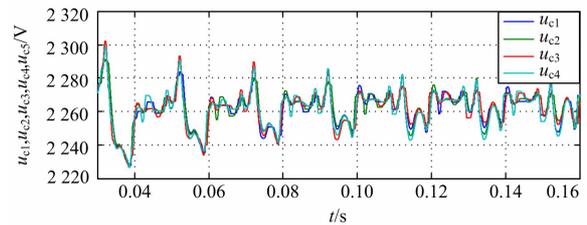
(d) APF输出的补偿电流



(e) APF输出电压



(f) 直流侧电压

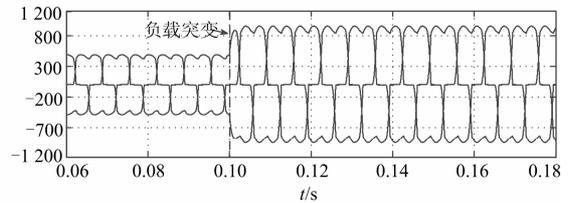


(g) 子模块电压

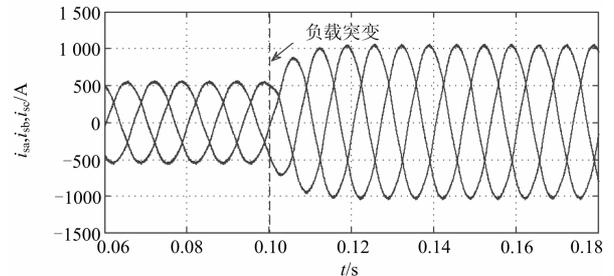
图 7 谐波补偿仿真结果

Fig.7 Simulation results of harmonics compensation

为了验证系统对负载突变的动态性能，设置负载在 0.1 s 时突变，在电阻上并联一个 10 Ω 的电阻。图 8(a)和图 8(b)分别是三相谐波负载电流波形和电网三相电流动态响应图，0.1 s 突变后，电网电流经过约一个工频周期后恢复平衡，电网电流得到了很



(a) 谐波负载电流



(b) 电网三相电流

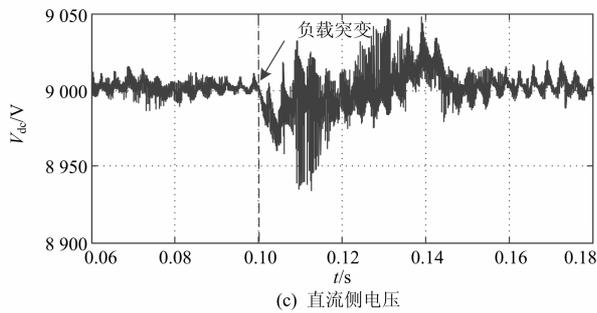


图 8 负载突变时系统的动态响应

Fig. 8 System dynamic response when load mutation

好的补偿, 图 8(c)是 MMC 直流侧电压, 负载突变后, 电压有些许低落, 但很快恢复到了参考值 9 000 V。可见, 补偿装置的动态特性较好。

#### 4 结论

本文首先分析了 MMC 的拓扑结构和数学模型, 搭建了基于 MMC 拓扑的 APF 电路系统并对所提控制策略进行了仿真验证, 得到了如下结论:

1) 采用间接电流方式实现了 APF 输出基波电流的有功和无功的解耦控制, 并结合预测谐波电流控制实现了对谐波电流的补偿。

2) 预测电流控制中, 利用基于广义积分的正序基波提取器来提取负载基波电流, 与基于  $dq$  变换的方法相比, 省掉了  $dq$  变换和低通滤波器, 控制方法得到简化。

3) 对载波相移脉宽调制方式做了改进, 采用载波相移脉宽调制和电容电压排序均压控制相结合的调制方式实现子模块电容电压的均衡。

#### 参考文献

- [1] 王刘旺, 黄建才, 孙建新, 等. 基于加汉宁窗的 FFT 高精度谐波检测改进算法[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(24): 29-30.  
WANG Liuwang, HUANG Jiancai, SUN Jianxin, et al. An improved precise algorithm for harmonic analysis based on Hanning-windowed FFT[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(24): 29-30.
- [2] 黄薇, 周荔丹, 郑益慧, 等. 基于神经网络 PI 重复控制器的三相并联有源电力滤波器[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(3): 80-81.  
HUANG Wei, ZHOU Lidan, ZHENG Yihui, et al. Neural network PI repetitive controller for three-phase three-wire shunt active power filter[J]. Power System

Protection and Control, 2012, 40(3): 80-81.

- [3] 童力, 邹旭东, 张允, 等. 基于内模原理的自适应电流检测系统研究[J]. 电工技术学报, 2011, 26(9): 209-210.  
TONG Li, ZOU Xudong, ZHANG Yun, et al. An improved adaptive current detection system based on internal model theory[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(9): 209-210.
- [4] 周林, 夏雪, 万蕴杰, 等. 基于小波变换的谐波测量方法综述[J]. 电工技术学报, 2006, 21(9): 68-70.  
ZHOU Lin, XIA Xue, WAN Yunjie, et al. Harmonic detection based on wavelet transform[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(9): 68-70.
- [5] 吕晓琴, 张秀峰, 章春军. 无锁相环单相电路谐波及无功电流综合检测新方法[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(6): 45-47.  
LÜ Xiaqin, ZHANG Xiufeng, ZHANG Chunjun. New detecting method of harmonics and reactive currents in single circuit without phase lock loop[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(6): 45-47.
- [6] KIM S, ENJETI P N. A new hybrid active power filter (APF) topology[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(1): 50-52.
- [7] ZHU Haifeng, SHU Zeliang, GAO Fenghua, et al. Five-level diode-clamped active power filter using voltage space vector-based indirect current and predictive harmonic control[J]. IET Power Electronics, 2013, 7(3): 713-723.
- [8] MAHARJAN L, INOUE S, AKAGI H. A transformerless energy storage system based on a cascade multilevel PWM converter with star configuration[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(5): 1621-1630.
- [9] 管敏渊, 徐政, 屠卿瑞, 等. 模块化多电平换流器型直流输电的调制策略[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(2): 48-52.  
GUAN Minyuan, XU Zheng, TU Qingrui, et al. Nearest level modulation for modular multilevel converters in HVDC transmission[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(2): 48-52.
- [10] 赵岩, 胡学浩, 汤广福, 等. 模块化多电平变流器 HVDC 输电系统控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(25): 35-42.

- ZHAO Yan, HU Xuehao, TANG Guangfu, et al. Control strategy of modular multilevel converters based HVDC transmission[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(25): 35-42.
- [11] 管敏渊, 徐政. 向无源网络供电的 MMC 型直流输电系统建模与控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(2): 255-263.
- GUAN Minyuan, XU Zheng. Modeling and control of modular multilevel converter based VSC-HVDC system connected to passive networks[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(2): 255-263.
- [12] 武健, 刘瑜超, 徐殿国. 基于模块化多电平变换器的并联有源滤波器控制策略研究[J]. 电工技术学报, 2013, 28(12): 53-57.
- WU Jian, LIU Yuchao, XU Dianguo. Control strategy of shunt active power filter based on module multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(12): 53-57.
- [13] YUAN Xiaoming, MERK W, STEMMLER H, et al. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(2): 523-532.
- [14] HAGIWARA M, AKAGI H. Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24 (7): 1737-1746.
- 
- 收稿日期: 2014-06-16; 修回日期: 2014-07-10
- 作者简介:
- 代高富(1990-), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子变换技术; E-mail: 449588364@qq.com
- 赵丹(1989-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为电机运行与控制; E-mail: 625462571@qq.com
- 林鹏峰(1991-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为微电网运行与控制。
- (编辑 姜新丽)