第 49 卷 第 1 期：258-270 高电压技术 Vol.49, No.1: 258-270
2023 年 1 月 31 日 High Voltage Engineering January 31, 2023
**DOI**: 10.13336/j.1003-6520.hve.20210897

# 基于 PSC-PWM 的 MMC-SAPF 中压配电网谐振阻尼技术

程从智[1]，徐　晨[2]，戴　珂[1]
（1. 华中科技大学电气与电子工程学院电力电子与能量管理教育部重点实验室，武汉 430074；
2. 上海大学机电工程及自动化学院，上海 200444）

**摘　要：**中压(medium voltage, MV)配电网中无功补偿电容器易与网侧电感形成并联谐振，放大公共耦合点(point of common coupling, PCC)电压。为了应对两电平并联型有源电力滤波器(shunt active power filter, SAPF)不适用于中压配电网场合，且只抑制谐波不能解决谐波与谐振同时存在的问题，提出了一种基于模块化多电平的并联型有源电力滤波器(modular multilevel converter based SAPF, MMC-SAPF)的谐振阻尼技术。首先分析了 MMC-SAPF 的工作原理，采用载波移相调制策略(phase shifted carrier PWM, PSC-PWM)以及电容电压平衡控制策略，以实现 MMC-SAPF 的高等效开关频率。然后分析了 MV 配电网的谐振机理，指出谐波抑制策略失效的原因，在此基础上，提出将 MMC-SAPF 控制为谐振频率处的虚拟电阻，提高系统阻尼比以治理谐振。搭建了一台 60 V/2 kVA 的实验样机，并构建 7 次谐振环境，实验结果验证了复合控制策略阻尼谐振的有效性。
**关键词：**中压配电网；谐振阻尼；模块化多电平；有源电力滤波器；载波移相调制；高等效开关频率

## Resonance Damping Technology for Medium Voltage Distribution System of MMC-SAPF Based on PSC-PWM

CHENG Congzhi[1], XU Chen[2], DAI Ke[1]
(1. Key Laboratory of Power Electronics and Energy Management for Ministry of Education of China, School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;
2. School of Mechatronic Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200444, China)

**Abstract:** The reactive power compensation capacitor in the medium voltage (MV) distribution system tends to generate parallel resonance with the grid-side inductance to amplify the point of common coupling (PCC) voltage. In order to deal with that two-level SAPF is not suitable for MV distribution system, and only suppressing harmonics cannot solve the problem of harmonics and resonance at the same time, the paper proposes a resonance damping technology based on modular multi-level converter based SAPF (MMC-SAPF). Firstly, the working principle of MMC-SAPF is analyzed, and the phase shifted carrier PWM (PSC-PWM) and capacitor voltage balance control strategies are adopted to ensure the high equivalent switching frequency of MMC-SAPF. Then the resonance mechanism of the MV distribution system is analyzed, and the reason for the failure of the harmonic suppression strategy is pointed out. On this basis, it is proposed to control the MMC-SAPF as a virtual resistance at the resonance frequency to increase the damping ratio of the system to control the resonance. A 60 V/2 kVA experimental prototype was built, and a 7-order resonance environment was constructed. The experimental results verified the effectiveness of the composite control strategy for damping resonance.
**Key words:** MV distribution system; resonance damping; MMC; APF; PSC-PWM; high equivalent switching frequency

## 0　引言

随着我国工业的不断发展，以电力电子变换器为代表的负载日益增多，与传统的非线性负载一起对中压配电网的电能质量和用电安全产生了严重的影响[1]。为提高系统功率因数，业界通常采用无源补偿方式，比如断路器投切电容器组[2]。相对于有源补偿，无源的优点是安装简单，经济效益好，但其缺点是电容器易与网侧等效电感形成并联谐振[3]。当负载包含谐振频率附近的电流时，会放大

**基金资助项目：**国家自然科学基金(51807073)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (51807073).

PCC 电压，进一步恶化系统的电能质量。比如 2012 年 9 月，某 110 kV 变电站 10 kV 农村电网系统下的电容器组，经常因为电容差压保护动作跳闸，且电容器因损坏而频繁更替。经现场测试，主变压器侧大量谐波注入到 10 kV 母线上，系统又具备 5 次谐波放大条件，被放大的谐波电流叠加基波电流流入电容支路后，导致电容器过热、绝缘老化而损坏。胜利油田渤南油区配电网[4]等也存在因补偿电容导致的谐波谐振问题。另外，当配电网电缆过长时，也会存在电缆对地等效电容与网侧阻抗形成并联谐振放大谐波电流现象[5-6]。因此，中压配电网谐振问题亟需解决。

目前，业界普遍采用电容器回路上串联电抗器，通过改变电感量来转移谐振频率以避免谐波放大。但其缺点是串联的电抗器不仅需要经过特殊设计，而且网侧电感变化时，很容易改变谐振频率，不能从根本上解决谐振问题。也有企业采用无源滤波器来滤除谐振处谐波电流，但是会引入新的谐振点[6]。有学者提出采用混合有源滤波器(hybrid active power filter, HAPF)来抑制谐波[7]，但是对于谐波引起的谐振，只能起到缓解作用。

中压配电网一般为 6~35 kV，由于开关器件耐压及耐流的限制，传统的两电平拓扑显然不能直接应用在该场合。多电平拓扑相比于多重化技术无需移相变压器，更加具有前景[8]。常见的多电平拓扑有二极管钳位型(neutral point clamped，NPC)、飞跨电容型(flying capacitor，FC)，但是这两种拓扑均需要大量的钳位器件，并且随着电平数增多，所需器件也急剧增加，很难见到超过五电平的装置[9-10]。级联 H 桥(cascaded H-bridge，CHB)实际上为一个单 Y 全桥级联结构，通过子模块(submodule, SM)的级联可以提高电压等级[11-12]。但其缺点是装置输出电流受限于开关管的电流耐量。而模块化多电平(modular multilevel converters, MMC)为双 Y 半桥并联结构，不仅可以通过 SM 的级联提高电压等级，也因为上、下桥臂各分得输出电流的一半，使得电流等级得到进一步提高[13-14]。相比之下，MMC 更适合于中高压、大容量的场合。国外学者提出 MMC 拓扑，主要是因为其正负直流母线提供了一个大的直流端口，因此在高压直流输电(high voltage DC transmission, HVDC)领域应用的非常广泛[15-16]。无公共直流储能环节的 MMC 依旧保持了自身拓扑的特点，成为了中压下并联型电能质量控制领域中一种极具前景的拓扑[17-19]。目前的研究主要集中在负序不平衡补偿[17]、无功补偿[18-19]上，对谐波抑制的研究不多[20]，而对配电网中谐振的阻尼也很少有相关描述。

本文将适用于中压场合的无公共直流储能环节的 MMC 拓扑与 SAPF 技术相结合，对中压配电网下的谐振治理进行了研究，提供了一种有效的谐振治理方案，进一步增强了 MMC-SAPF 的应用功能。分析了谐振机理，提出复合控制策略，在谐波抑制的基础上，增加谐振频率处阻尼电流指令，实现谐振治理的目的。针对 MMC-SAPF 跟踪谐波指令时需要保证高等效开关频率的技术难点，分析了适用于中压下的调制策略以及电容电压平衡控制策略。最后搭建了一台三相十二模块的样机，通过构建谐振环境，进行动态和稳态实验，结果表明 MMC-SAPF 具有较好的阻尼特性。

## 1　MMC-SAPF 的拓扑及控制

### 1.1　MMC-SAPF 的拓扑

无公共直流储能环节的 MMC-SAPF 拓扑如图 1 所示，为一个双 Y 半桥并联结构。$N$ 个子模块级联形成单个桥臂，上、下桥臂通过桥臂电感 $L_{\mathrm{F}}$、电阻 $R_{\mathrm{F}}$ 连接，并在电感中间引出，形成交流端口。子模块为一个半桥结构，通过开关管导通状态的切换，其交流侧输出电压为电容电压或 0。定义上、下桥臂级联电压为 $u_{j\mathrm{p}}$、$u_{j\mathrm{n}}$($j$=a,b,c)，上、下桥臂电流为 $i_{j\mathrm{p}}$、$i_{j\mathrm{n}}$($j$=a,b,c)，定义装置输出电流为 $i_{Cj}$($j$=a,b,c)，定义 PCC 电压为 $u_{\mathrm{T}j}$($j$=a,b,c)。

对上、下桥臂分别列写 KVL 方程，并相减可以得出

$$e_{\mathrm{dif}j}=u_{\mathrm{T}j}+\frac{L_{\mathrm{F}}}{2}\frac{\mathrm{d}i_{Cj}}{\mathrm{d}t}+\frac{R_{\mathrm{F}}}{2}i_{Cj} \tag{1}$$

式中 $e_{\mathrm{dif}j}=(u_{j\mathrm{n}}-u_{j\mathrm{p}})/2$，表示差模电压。式(1)描述了 MMC-SAPF 的外部特性，通过对差模电压的控制，就可以控制装置输出电流。等效电路如下图。

### 1.2　载波移相调制策略

最近电平调制(nearest level modulation，NLM)一般用于子模块较多的场景[21]。中压配电网所需子模块个数不多，因此一般不选择 NLM。多载波调制策略可分为载波层叠调制(level shift-PWM，LS-PWM)和载波移相调制(phase shift carrier-PWM，PSC-PWM)，应用场景不受限于子模块的个数[22]。其中，PSC-PWM 可获得比 LS-PWM 更高的等效开

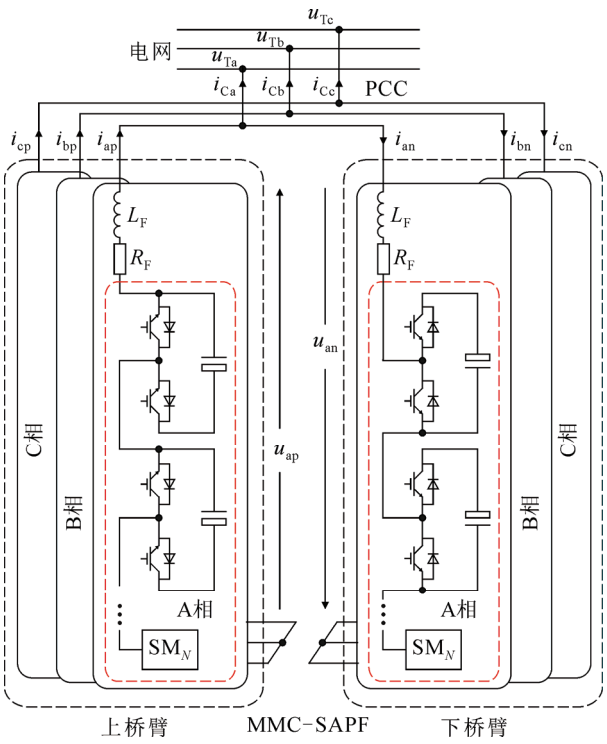



图 1 MMC-SAPF 的拓扑结构

Fig.1 Topology of MMC-SAPF

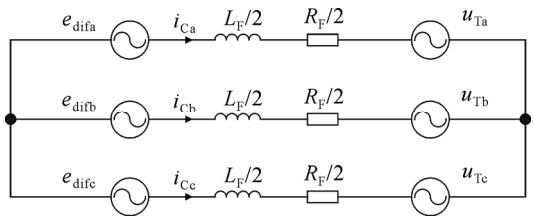


图 2 MMC-SAPF 的等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of MMC-SAPF

关频率，因此更适合用于中压配电网下的 MMC-SAPF 的调制。假设图 1 子模块直流侧电压为 $U_{\mathrm{ref}}$、下桥臂参考波为 $M\sin(\omega_{\mathrm{s}}t)$，其中 $M$ 为调制比，$\omega_{\mathrm{s}}$ 为角频率，SM 三角波频率为 $\omega_{\mathrm{c}}$，对子模块输出电压采用双重 Fourier 分析：

$$\begin{aligned}e(t)=&\frac{U_{\mathrm{ref}}}{2}+\frac{MU_{\mathrm{ref}}}{2}\sin(\omega_{\mathrm{s}}t)-\\&\frac{2U_{\mathrm{ref}}}{\pi}\sum_{m=1,3,\cdots}^{\infty}\frac{1}{m}\mathrm{J}_0\left(\frac{mM\pi}{2}\right)\sin\left(m\left(\omega_{\mathrm{c}}t-\frac{\pi}{2}\right)\right)-\\&\frac{2U_{\mathrm{ref}}}{\pi}\sum_{m=1,3,\cdots}^{\infty}\sum_{n=\pm2,\pm4,\cdots}^{+\infty}\left(\begin{array}{l}\frac{1}{m}\mathrm{J}_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right)\cdot\\\sin\left((m\omega_{\mathrm{c}}+n\omega_{\mathrm{s}})t-\frac{m\pi}{2}\right)\end{array}\right)+\\&\frac{2U_{\mathrm{ref}}}{\pi}\sum_{m=2,4,\cdots}^{\infty}\sum_{n=\pm1,\pm3,\cdots}^{+\infty}\left(\begin{array}{l}\frac{1}{m}\mathrm{J}_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right)\cdot\\\sin\left((m\omega_{\mathrm{c}}+n\omega_{\mathrm{s}})t-\frac{m\pi}{2}\right)\end{array}\right)\end{aligned}\tag{2}$$

$$\begin{aligned}E_{\mathrm{mf}}(t)=&\left(e_{\mathrm{n}}(t)-e_{\mathrm{p}}(t)\right)/2=\frac{kMU_{\mathrm{ref}}}{2}\sin(\omega_{\mathrm{s}}t)+\\&\frac{2kU_{\mathrm{ref}}}{\pi}\sum_{m=Nk}^{\infty}\left(\frac{1}{m}\mathrm{J}_0\left(\frac{mM\pi}{2}\right)\sin(m\omega_{\mathrm{c}}t)\right)+\\&\frac{2kU_{\mathrm{ref}}}{\pi}\sum_{m=Nk}^{\infty}\sum_{n=\pm2,\pm4,\cdots}^{\pm\infty}\left(\begin{array}{l}\frac{1}{m}\mathrm{J}_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right)\cdot\\\sin\left((m\omega_{\mathrm{c}}+n\omega_{\mathrm{s}})t\right)\end{array}\right)\end{aligned}\tag{3}$$

式(2)中，PSC-PWM 采用桥臂内 SM 依次错开 $2\pi/N$，上、下桥臂对应的 SM 错开 $\pi/N$，参考波反相。当 $N$ 为奇数时，等效输出电压 $E_{\mathrm{mf}}(t)$如式(3)。其中，$k$ 为正奇数，$e_{\mathrm{n}}(t)$为下桥臂级联电压，$e_{\mathrm{p}}(t)$为上桥臂级联电压，$\mathrm{J}_n$ 为 Bessel 函数。当 $N$ 为偶数时，等效输出电压为：

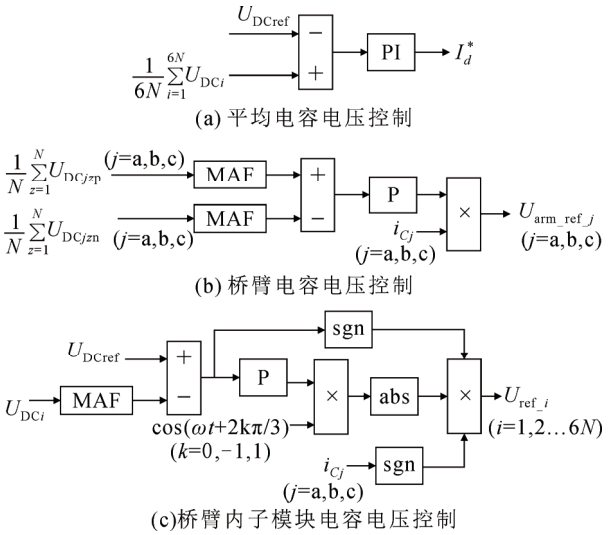
$$\begin{aligned}E_{\mathrm{mf}}(t)=&\left(e_{\mathrm{n}}(t)-e_{\mathrm{p}}(t)\right)/2=\frac{kMU_{\mathrm{ref}}}{2}\sin(\omega_{\mathrm{s}}t)+\\&\frac{2kU_{\mathrm{ref}}}{\pi}\sum_{m=2Nk}^{\infty}\sum_{n=\pm1,\pm3,\cdots}^{\pm\infty}\left(\begin{array}{l}\frac{1}{m}\mathrm{J}_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right)\cdot\\\sin\left((m\omega_{\mathrm{c}}+n\omega_{\mathrm{s}})t\right)\end{array}\right)\end{aligned}\tag{4}$$

式中：$k$ 为非零正整数。可见 $N$ 为奇数时，相电压等效开关频率为 $Nf_{\mathrm{c}}$；$N$ 为偶数时，为 $2Nf_{\mathrm{c}}$。同理可得出，保持桥臂内移相角度不变，上、下桥臂对应的 SM 错开 0°，此时 $N$ 为奇数时，等效开关频率为 $2Nf_{\mathrm{c}}$，$N$ 为偶数时，为 $Nf_{\mathrm{c}}$。

经 PSC-PWM 调制后，上下桥臂级联电压的低频谐波相互对消，等效开关频率提高到 $2Nf_{\mathrm{c}}$, 这也是有 $2N$ 个对管的 MMC-SAPF 所能提高的最高等效开关频率。在较低子模块开关频率下，实现较高的等效开关频率，解决了两电平 SAPF 中存在的容量与开关频率之间的矛盾。

### 1.3 电容电压平衡控制

由于 MMC-SAPF 含有大量的子模块直流侧悬浮电容，其电压的平衡是低频谐波对消，等效开关频率移相高频的本质原因，对装置的正常工作至关重要。当参考波指令包含谐波时，输出电压中载波的边带谐波会对基波产生影响，进而加剧电容电压的不平衡。因此，电容电压的平衡是 MMC 应用 SAPF 技术的难点。本文先通过控制装置与电网的有功电流交换实现第 1 级控制；通过控制有功功率的流动，实现上、下桥臂电压平衡，为第 2 级控制；最后通过对桥臂内子模块调制波叠加微调量实现子模块电压平衡，为第 3 级控制。控制框图见图 3，其中 $U_{\mathrm{DC}i}$、$U_{\mathrm{DC}jz\mathrm{p}}$、$U_{\mathrm{DC}jz\mathrm{n}}$ ($i$=1,2,⋯,6$N$) ($z$=1,2,⋯,$N$) ($j$=a,b,c)分别为第 $i$ 个子模块电容电压、$j$ 相上桥臂




(a) 平均电容电压控制

(b) 桥臂电容电压控制

(c)桥臂内子模块电容电压控制

图 3　电容电压平衡控制框图

Fig.3　Diagram of capacitor voltage balancing control

第 $z$ 个子模块电容电压、$j$ 相下桥臂第 $z$ 个子模块电容电压；$I_d^*$ 为 $d$ 轴电流参考；$U_{\text{arm_ref}_j}$ 为 $j$ 相桥臂电容电压参考微调量；$U_{\text{ref}_i}$ 为第 $i$ 个子模块电容电压参考微调量。

## 2　中压配电网的谐振阻尼

### 2.1　中压配电网谐振机理分析

中压配电网系统简化结构如图 4，可分为 3 个部分：电网、补偿装置、负载。网侧电压定义为 $u_S$，网侧阻抗等效为电感 $L_S$ 与电阻 $R_S$ 串连，网侧电流定义为 $i_S$。补偿装置有两个，分别为无功补偿电容 $C$ 以及靠近负载的谐波抑制装置 MMC-SAPF，均并联接入。定义 $i_{CAP}$ 为流入电容 $C$ 的电流，$i_C$ 为 MMC-SAPF 从 PCC 流入的电流，MMC-SAPF 可视作受控电流源。负载有两种，分别为非线性负载和线性负载，$i_L$ 为负载电流。非线性负载可以用不控整流桥表示，其直流侧串联的电感、电阻分别为 $L_{dc}$、$R_{dc}$，可视作一个谐波电流源。可见，无功补偿电容器 $C$ 与网侧阻抗极易产生并联谐振，线性负载与网侧阻抗相比，在并联时阻抗很大，可以忽略，此时系统并联谐振频率 $f_{res}$ 如式(5)

$$f_{res}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_S C}} \tag{5}$$

由于网侧电阻 $R_S$ 很小，式(5)为忽略 $R_S$ 的 $f_{res}$ 表达式。

由图 5 可见，当处于谐振频率附近时，并联等效阻抗会变大，此时非线性负载中位于该频率附近的谐波电流会放大 PCC 电压。网侧电感与电容存在

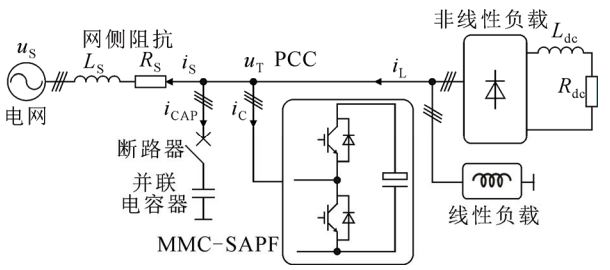



图 4　中压配电系统简化结构图

Fig.4　Simplified structure of medium voltage power distribution system

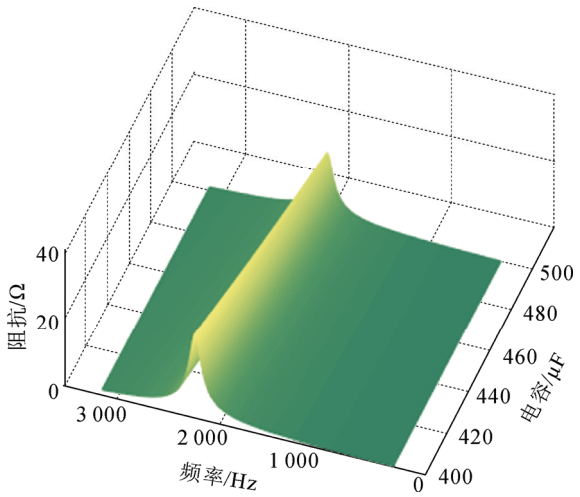


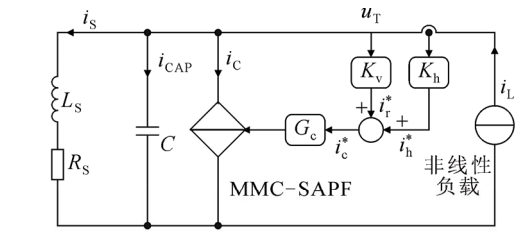

图 5　并联等效阻抗随频率以及电容变化示意图

Fig.5　Schematic diagram of parallel equivalent impedance changes with frequency and capacitance

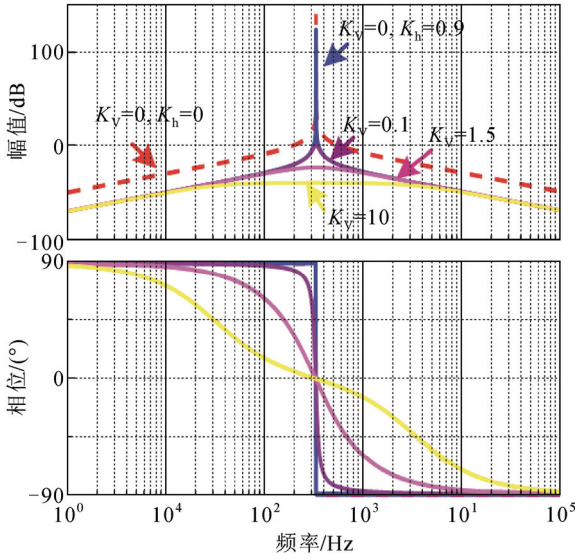
环流，网侧电流为环流和负载电流的矢量叠加，也会被放大。即使采用补偿装置抑制负载谐波电流，但由于总不能实现完全补偿，剩余的电流进入谐振支路，依然会放大 PCC 电压。若此时系统中并联一个相对等效阻抗很小的虚拟电阻，剩余的电流则会因为并联分流而基本上流入虚拟电阻中，不会放大 PCC 电压。因此可对谐波抑制策略进行改进。

### 2.2　基于 MMC-SAPF 的谐波抑制和谐振阻尼复合控制

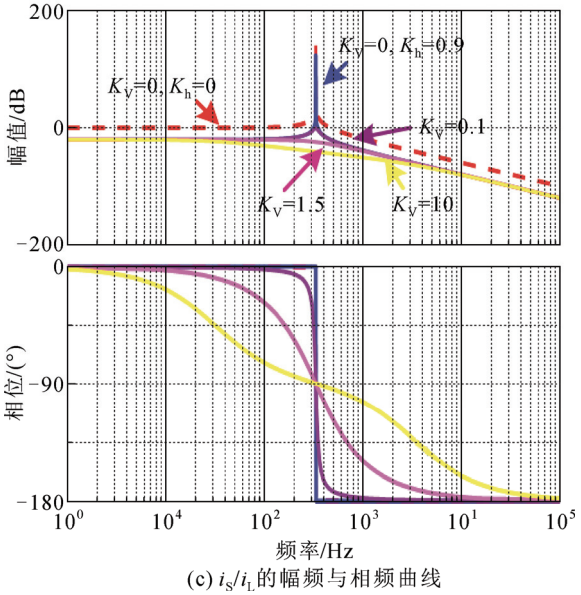
不考虑电网自身的背景谐波，中压配电网系统的等效电路如图 6(a)，非线性负载为系统唯一的谐波源。MMC-SAPF 作为受控电流源，输出电流 $i_C$ 包含两部分，分别为谐振阻尼电流 $i_r$ 和谐波抑制电流 $i_h$。$u_T$ 为 PCC 电压；$K_v$ 为谐振阻尼增益；$K_h$ 为谐波抑制增益；$G_c$ 为闭环传函增益。分析电路，可以得到 PCC 电压 $u_T$




(a) 中压配电网系统等效电路




(b) $u_T/i_L$的幅频与相频曲线




(c) $i_S/i_L$的幅频与相频曲线

图 6 中压配电系统等效电路及传递函数对应的 Bode 图

Fig.6 The equivalent circuit of the MV distribution system and the corresponding Bode diagram of its transfer function

$$u_T = (i_L - i_C)\frac{L_S s + R_S}{L_S C s^2 + R_S C s + 1} \tag{6}$$

MMC-SAPF 输出电流是谐振阻尼电流($i_r$)与谐波抑制电流($i_h$)的矢量和。$i_r$ 由 $K_v$ 与 $u_T$ 相乘得到，$i_h$ 由 $K_h$ 与 $i_L$ 相乘得到。$i_C$ 可表示如下

$$i_C = G_c i_C^* = G_c(i_r^* + i_h^*) = G_c(K_v u_T + K_h i_L) \tag{7}$$

由式(6)与式(7)可以得到负载电流对 PCC 电压以及网侧电流的影响，如下式:

$$\begin{cases} \dfrac{u_T}{i_L} = \dfrac{(1 - G_c K_h)(L_S s + R_S)}{L_S C s^2 + (R_S C + G_c K_v L_S)s + 1 + G_c K_v R_S} \\ \dfrac{i_S}{i_L} = \dfrac{1 - G_c K_h}{L_S C s^2 + (R_S C + G_c K_v L_S)s + 1 + G_c K_v R_S} \end{cases} \tag{8}$$

可见，中压配电网为一个二阶系统。假设电流闭环截止频率足够高，$G_c$ 可以看作 1。网侧等效电阻 $R_S$ 很小，可以忽略，进一步可以得到系统的阻尼比 $\zeta$ 为

$$\zeta = \frac{K_v}{2}\sqrt{\frac{L_S}{C}} \tag{9}$$

由式(9)可见，增加 $K_v$ 可以使得阻尼比 $\zeta$ 得到进一步的提高，当 $\zeta \geq 0.707$ 时，闭环传函幅频特性的谐振峰可以被抑制。由表 1 可以得到此时 $K_v \geq 1.347$。

取不同的 $K_v$，$K_h$，可以得到式(8)所对应的 Bode 图如图 6(b)和图 6(c)，可见：

1）$K_v$=0 以及 $K_h$ =0 表示 MMC-SAPF 未投入时的工况。可以看到幅频特性在谐振频率 330 Hz 附近具有很大的增益，这是由于 $\zeta$ 很小的原因。

2）$K_v$=0 以及 $K_h$=0.9 表示 MMC-SAPF 只进行谐波抑制。可见幅频特性曲线虽然向下进行了平移，但是谐振峰仍然存在，此时负载电流依旧会引起并联谐振。表明仅进行谐波抑制只能对谐振电压起到一定的作用，不能完全的消除谐振。

3）$K_v$ 不取 0 以及 $K_h$=0.9 表示 MMC-SAPF 同时进行谐波抑制和谐振阻尼。可见对 $K_v$ 进行合理取值，可以完全的抑制谐振峰。谐振阻尼指令本质是将装置等效为谐振频率处的虚拟电阻。

## 3 MMC-SAPF 总体控制策略

MMC-SAPF 整体控制框图见图 7(a)，在 *dq* 坐标系下采用 PI 加重复控制器(RC)实现对包含交流成分的电流指令值进行跟踪。PI 控制器能够提高系统的动态响应，RC 可以提高系统稳态精度，其中，$U_{Td}$、$U_{Tq}$ 为前馈电压的 *d*、*q* 轴分量。图 3(a)中的电容电压控制构成了电压外环，实现装置的有功平衡。

MMC-SAPF 电流指令值由谐波抑制指令 $i_h^*$ 以及谐振阻尼指令 $i_r^*$ 组成。$i_h^*$ 见图 7(b)，采用递归离散傅里叶算法(RDFT)进行指定次谐波提取，再将各次谐波指令值叠加。RDFT 所消耗的运算资源比较少，同时提取速度更快，其原理如下：

任何一个周期信号均可以表示成式(10)

$$x(n)=\sum_{k=1}^{M}A_k(n)\cos(2\pi\frac{kn}{N})+\sum_{k=1}^{M}B_k(n)\sin(2\pi\frac{kn}{N}) \quad (10)$$

其系数由 DFT 求出

$$\begin{cases}A_k(n)=\dfrac{2}{N}\displaystyle\sum_{i=n-N+1}^{n}\left(x(i)\cos\left(2\pi\frac{ki}{N}\right)\right)\\ B_k(n)=\dfrac{2}{N}\displaystyle\sum_{i=n-N+1}^{n}\left(x(i)\sin\left(2\pi\frac{ki}{N}\right)\right)\end{cases} \quad (11)$$

可见，当提取某一次谐波时，DFT 需要利用 $N$ 个采样值，花费 $N$ 次乘法运算。通过改写式(10)可以得到 RDFT 表达式，见下式

$$\begin{cases}A_k(n)=A_k(n-1)+\\ \qquad\dfrac{2}{N}(x(n)-x(n-N))\cos\left(2\pi\dfrac{kn}{N}\right)\\ B_k(n)=B_k(n-1)+\\ \qquad\dfrac{2}{N}(x(n)-x(n-N))\sin\left(2\pi\dfrac{kn}{N}\right)\end{cases} \quad (12)$$

可见，得到 IDFT 的系数时，只需要上一个采样周期的系数以及一个基波周期之前的采样值，同时只需要进行 1 次乘法，运算量节省了$(N-1)/N$。

$i_r^*$ 的产生过程见图 7(c)，采用自适应增益对谐振频率处的电压进行阻尼。假设谐振频率已知，首先经 RDFT 算法分别提取出谐波次 PCC 电压 $u_{Th}$ 和基波电压 $u_{T1}$，然后得到电压幅值，并经过 MAF 得到一个基波周期的平均值 $U_{Th}$ 和 $U_{T1}$。将指令值 $H_h^*$ 与该谐波次电压含有率 $H_h$ 作差，经过 PI 输出以及限幅后得到 $K_v$。将 $K_v$ 与 $u_{Th}$ 相乘即能得出 $i_r^*$。$K_v$ 的表达式如下

$$K_v=\left(H_h^*-H_h\right)\left(K_p+K_i/s\right) \quad (13)$$

最后，将双闭环输出的主调制波与电容电压平衡控制策略输出的调制波叠加，并经 PSC-PWM 调制得到各子模块开关管的驱动信号。

## 4　仿真与实验验证

为了验证基于 MMC-SAPF 的谐振阻尼技术的正确性，文中进行了仿真与实验验证。基于 Matlab/Simulink 的仿真参数见表 1。每个桥臂由两个子模块组成，子模块开关频率为 1 kHz，则等效开关频率为 4 kHz。

同时，根据仿真参数搭建了一台 60 V/2 kVA 的三相十二子模块实验样机，见图 8(a)。MMC-SAPF 采用多 DSP 的主/从式控制结构，主 DSP 完成电压电流双环控制和桥臂电压控制，子 DSP 完成子模块电压控制，同时受控于上位机，实现 PSC-PWM，产生开关管触发信号。如图 8(d)所示，在 PCC 处并联电容 $C$，同时连上非线性负载，如图 8(c)三相不控整流桥，构建 7 次谐振环境。

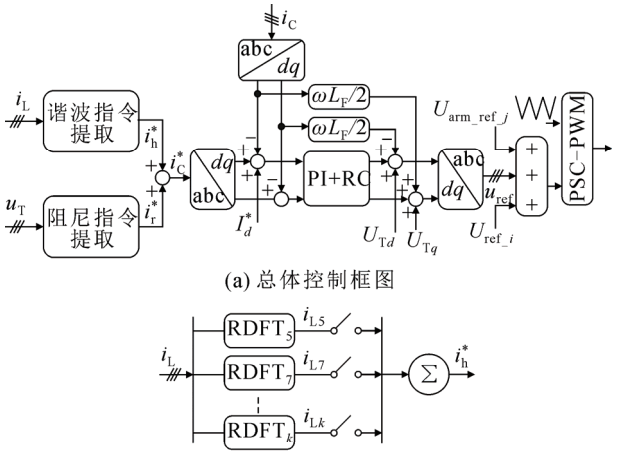



图 7　MMC-SAPF 复合控制示意图

Fig.7　Compound control diagram of MMC-SAPF

表 1　仿真与实验参数

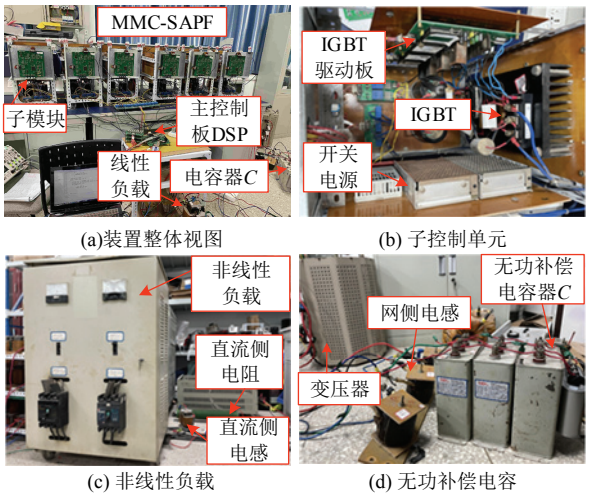
Table 1　Simulation and experimental system parameters

| 组成部分 | 参数 | 数值 |
|---|---|---|
| MMC-SAPF | 桥臂电感 $L_F$/mH | 5 |
| | 子模块直流侧电容 $C$/μF | 4700 |
| | 子模块直流侧电压 $U_{DCref}$/V | 70 |
| | 桥臂子模块个数 $N$ | 2 |
| | 子模块载波频率 $f_c$/kHz | 1 |
| | 等效开关频率 $f_{sw}$/kHz | 4 |
| | 采样频率 $f_{sa}$/kHz | 4 |
| 三相不控整流桥负载 | 直流侧电阻 $R_{DC}$/Ω | 3 |
| | 直流侧电感 $L_{DC}$/mH | 0.5 |
| 线性负载 | 电感 $L_1$/mH | 6 |
| 电网 | PCC 线电压有效值 $u_S$/V | 60.6 |
| | 电网基波频率 $f_S$/Hz | 50 |
| | 网侧电感 $L_S$/mH | 0.5 |
| | 无功补偿电容 $C$/μF | 454 |

### 4.1　电容电压平衡控制

对于 MMC-SAPF 的谐波抑制和谐振阻尼控制，特别需要时刻保持所有子模块电容电压平衡，以保证高等效开关频率，实现较高次谐波指令的控制。

MMC-SAPF 运行过程中，A 相 4 个子模块电容电压的变化过程如图 9 所示。图 9(a)为仿真结果，初始时，子模块电容电压均为 42 V，不控整流阶段已经完成，其余阶段同实验过程一致。图 9(b)为实验结果，$t_1$ 时刻，投入装置，开始不控整流，子模块电容电压被充电到 42 V 左右；$t_2$ 时刻，给装置一个斜坡有功电流指令，进行高频整流，子模块电容电压最后在 70 V 附近达到稳定；$t_3$ 时刻，装置进行谐波电流抑制；$t_4$ 时刻，装置同时进行谐波抑制和谐振阻尼。可见，在整个仿真和物理实验过程中，子模块电容电压一直保持平衡，验证了文中所提电压平衡控制策略的有效性。




(a)装置整体视图 (b) 子控制单元

(c) 非线性负载 (d) 无功补偿电容

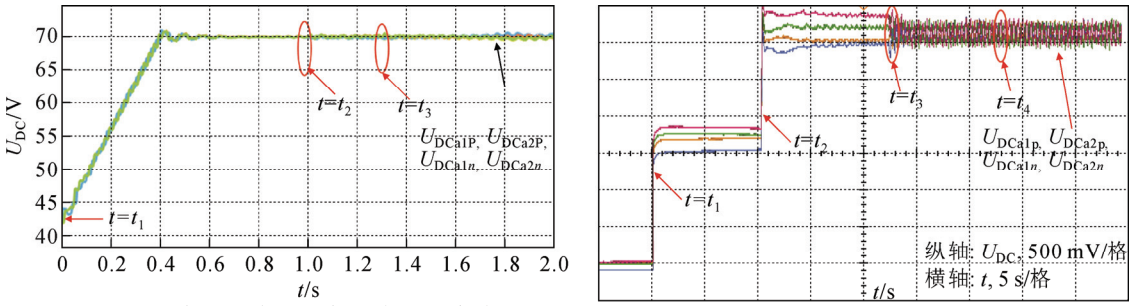
图 8 MMC-SAPF 实验样机

Fig.8 Experimental prototype of MMC-SAPF

图 10 为高频整流阶段，A 相上、下桥臂电压及等效输出相电压波形。可见，桥臂电压为三电平，输出相电压为五电平，验证了 PSC-PWM 的有效性。在电容电压平衡的基础上，输出相电压为五电平，其等效开关频率被提高到 4 kHz。

### 4.2 稳态实验

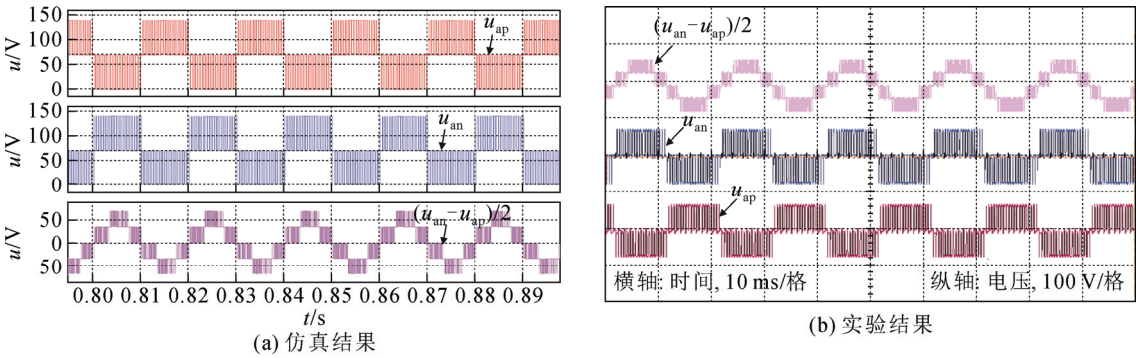
附录图 A1 为 MMC-SAPF 在不同工作模式下的稳态实验仿真结果，图 11—图 13 为相对应的实验结果。MMC-SAPF 未投入，即处于工作模式 I 时，PCC 电压与网侧电流如附录图 A1(a)以及图 11 所示，波形畸变很大，仿真结果 THD 分别为 20.1%，43.58%；实验结果 THD 分别为 16.9%，29.7%。




(a) A相4个SM电容电压变化过程-仿真结果 (b) A相4个SM电容电压变化过程-实验结果

图 9 不同模式切换下 MMC-SAPF 的电容电压变化过程

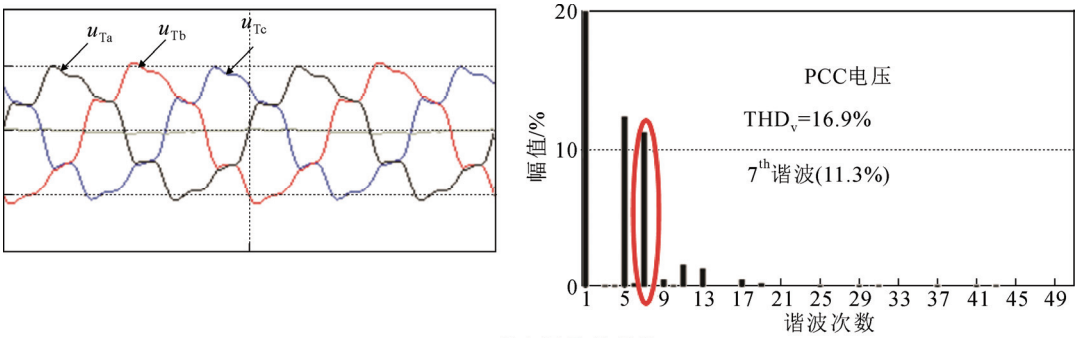
Fig.9 The change process of MMC-SAPF capacitor voltage under different mode switching



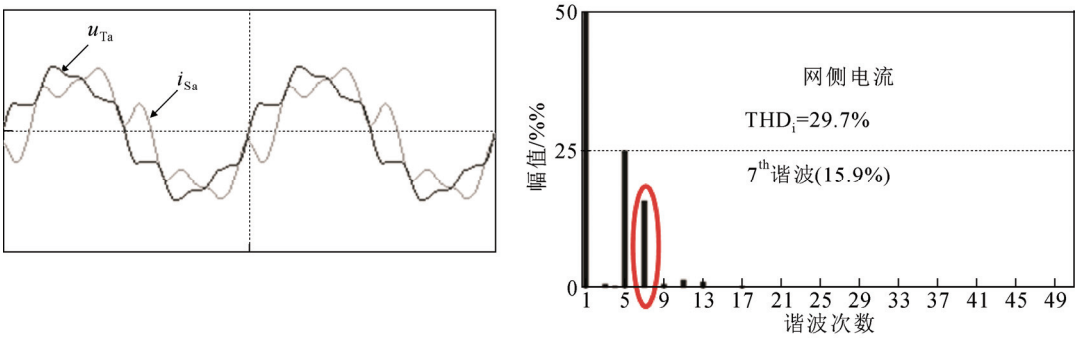

(a) 仿真结果 (b) 实验结果

图 10 高频整流时 A 相桥臂电压与等效输出相电压

Fig.10 Arm voltages and equivalent output voltage of phase A during high-frequency rectification




(a) PCC相电压及其频谱




(b) 网侧电流及其频谱

图 11　MMC-SAPF 工作于模式 I 下 $u_T$ 与 $i_S$ 的波形及频谱

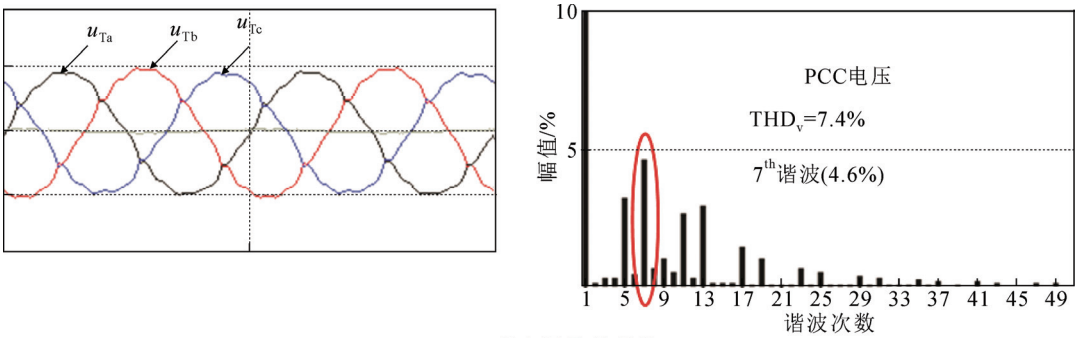
Fig.11　Waveform and frequency spectrum of $u_T$ and $i_S$ of MMC-SAPF working in mode I

当仅进行 5、7、11 次谐波抑制时，即装置工作于模式 II 时，PCC 电压与网侧电流的波形及频谱仿真结果如附录图 A1(b)，实验结果如图 12。可见，波形有了一定程度的改善，$u_T$ 以及 $i_S$ 的 THD 在仿真中分别降到了 7.14%，13.47%，实验中降到了 7.4%，9.1%，但是依然不能满足相关标准。很容易发现，PCC 电压与网侧电流的 7 次谐波成分相对其他次含量很高，实验中分别为 4.6%、6.5%。这是由于并联系统的谐振频率就位于 7 次谐波附近，谐波抑制后剩余的 7 次电流流入系统，产生谐振放大现象。

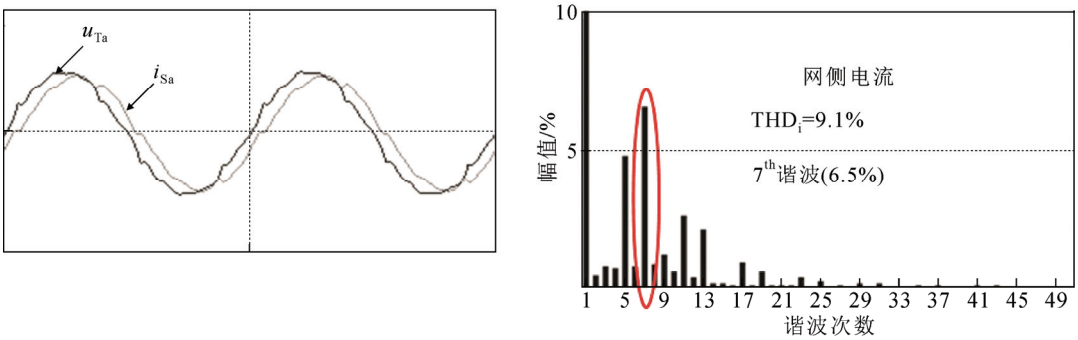
在谐波抑制的基础上加上 7 次谐振阻尼指令后，即处于工作模式 III 时，$u_T$ 与 $i_S$ 的波形及频谱仿真结果如附录图 A1(c)，实验结果如图 13 所示。可以看到，复合控制使得 $u_T$ 与 $i_S$ 的波形更加接近正弦。从频谱可以看到，仿真中 $u_T$ 以及 $i_S$ 的 THD 分别降到了 2.76%，3.61%，实验中 $u_T$ 的 THD 从 7.4% 降到了 5%，$i_S$ 的 THD 从 9.1%降到了 4.9%。同时观察到实验中 $u_T$ 以及 $i_S$ 的 7 次谐波含量分别从 4.6%、6.5%降到了 1.6%、2.7%，符合 IEEE Std. 519-2014 的标准。可见，此时 $u_T$ 以及 $i_S$ 的 7 次谐波成分均被抑制了下来，证明所提控制方法具有谐振阻尼的作用。

### 4.3　动态实验

附录图 A2 为 MMC-SAPF 在不同模式下切换的动态实验仿真结果，图 14 为对应的实验结果。附录图 A2 中，$t_1$ 时刻投入电容电压均衡控制，$t_2$ 时刻与 $t_3$ 时刻，装置分别工作于模式 II 与模式 III，可见线电压 $u_{Tab}$、$i_{Sa}$ 的波形在模式 III 期间更加接近正弦。图 14(a)为整体实验过程缩放图，从上到下依次为 A 相线电压 $u_{Tab}$、A 相负载电流 $i_{La}$、A 相网侧电流 $i_{Sa}$、A 相输出电流 $i_{Ca}$。$t_1$ 时刻，装置投入并进行不控整流和高频整流；$t_2$ 时刻，装置工作于模式 II，只进行 5、7、11 次谐波抑制；$t_3$ 时刻，装置工作于模式 III，在模式 II 的基础上，加入 7 次谐振阻尼控制。可见，整个动态过程，模式之间的切换，装置均保持稳定。图 14(b)为装置在高频整流过程中加入谐波抑制指令的动态过程。高频整流阶段只吸收较少有功以补偿有功损耗，$u_{Tab}$、$i_{Sa}$ 的波形有很大的畸变。进入到模式 II 后，可见 $u_{Tab}$、$i_{Sa}$ 有了一定程度的改善，说明只进行谐波抑制对谐振的治理只能起到缓解作用。图 14(c)为装置从模式 II 切换到模式 III 的动态过程，可见此时 $u_{Tab}$、$i_{Sa}$ 的波形已经很接近正弦，系统中的谐振得到了阻尼。图 14(d)与图 14(e)分别为装置工作于模式 II 与模式 III 期间的波形展开图，两图对比可见 $u_{Tab}$、$i_{Sa}$ 的波形在模式 III 期间



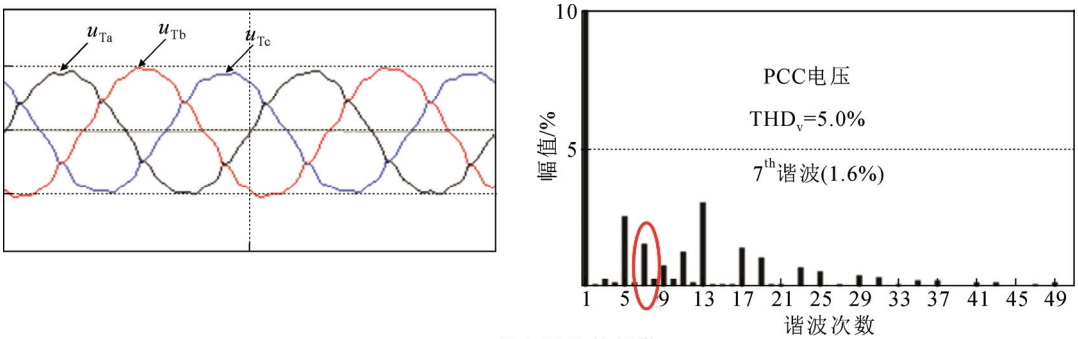

(a) PCC相电压及其频谱



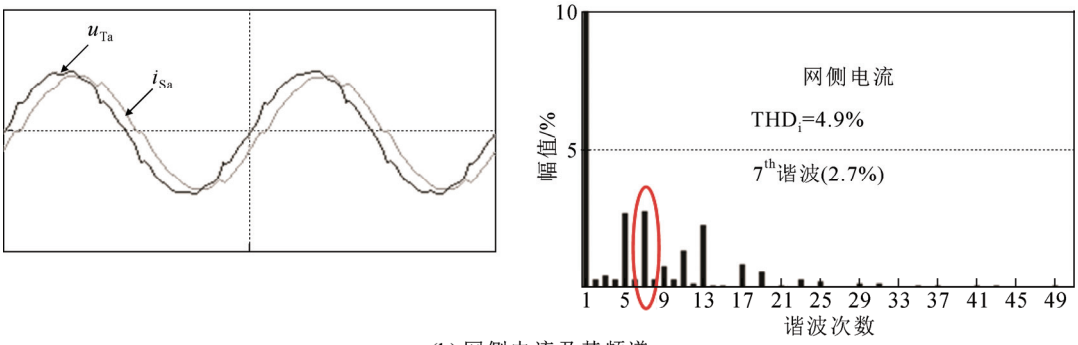

(b) 网侧电流及其频谱

图 12 MMC-SAPF 工作于模式 II 下 $u_T$ 与 $i_S$ 的波形及频谱

Fig.12 Waveform and frequency spectrum of $u_T$ and $i_S$ of MMC-SAPF working in mode II




(a) PCC相电压及其频谱




(b) 网侧电流及其频谱

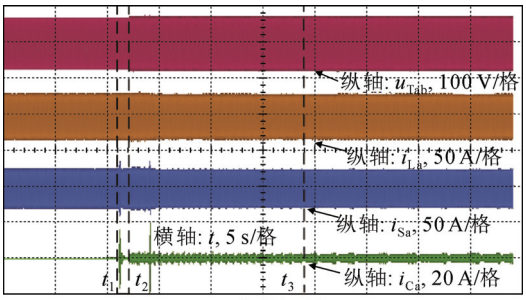
图 13 MMC-SAPF 工作于模式 III 下 $u_T$ 与 $i_S$ 的波形及频谱

Fig.13 Waveform and frequency spectrum of $u_T$ and $i_S$ of MMC-SAPF working in mode III

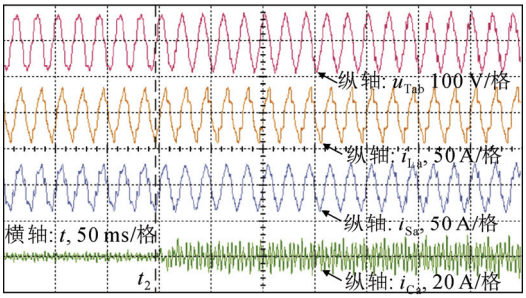
更加平滑，验证了复合控制的有效性。

通过以上仿真与实验结果，验证了复合控制策略阻尼谐振的有效性。由于装置采用主/从式的控制架构，各控制器资源开销不随模块数增加而加剧，便于拓展模块，实现了控制架构上的模块化。通过提高子模块电容电压以及子模块数量，可以应用于实际中压场景中。

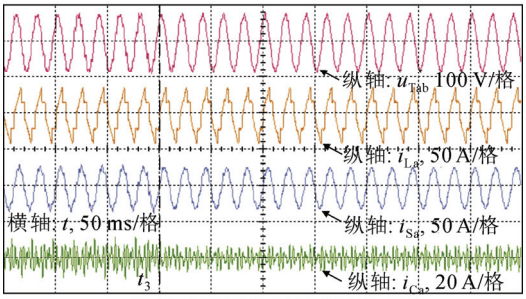
在实际应用中，装置的安装容量取决于所需补



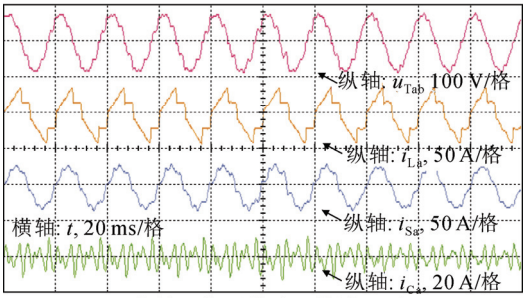

(a) 整体视图



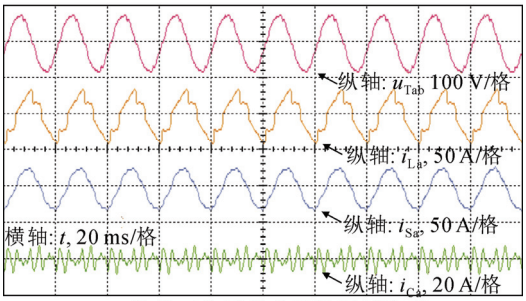

(b) 从高频整流切换到模式 II 的动态




(c) 从模式 II 切换到模式III的动态




(d) 装置工作于模式 II 的波形展开




(e) 装置工作于模式III的展开波形

图 14　MMC-SAPF 工作于不同模式下的动态实验

Fig.14　Dynamic experiment of MMC-SAPF working in different modes

偿的容量。虽然 MMC 拓扑本身具有大容量的优势，但是可以通过选择性的补偿谐波电流来减小装置所需的容量，以减小成本。在接入中压配电网时，应并联式接入，并且考虑到主要谐波源为非线性负载产生的谐波电流，而 MMC-SAPF 要兼顾谐波电流补偿和谐振阻尼，因此应安装在靠近非线性负载的位置。装置对过电压的耐受能力是安全工作的重要前提，由于 PCC 电压是由所有投入的子模块直流侧电容共同分担，因此子模块电容的耐压决定了整个装置对暂态过电压的耐受能力，在电容选型上，需要重点考虑。

另外，由于 STATCOM、APF 以及分布式发电的并网逆变器，其拓扑相同均为两电平结构。当配电网出现谐振问题时，在所有器件参数均满足要求的前提下，可以利用系统中已存在的这些电力电子装置，参考本文所提基于 MMC-SAPF 的谐振阻尼技术，拓展其谐振阻尼功能，以改善谐振问题，并且避免在配电网上部署太多的装置。

## 5　结论

文中对中压配电网的谐振机理进行了分析，并针对谐波与谐振同时存在的问题，提出一种基于 MMC-SAPF 的谐振治理方案。针对两电平 SAPF 的容量与开关频率相互限制的特点，提出基于 PSC-PWM 的 MMC-SAPF，既可以提高等效开关频率，又可以提高容量。通过搭建实验样机，构建 7 次谐振环境进行验证，可得如下结论：

1）当谐波与谐振同时存在时，装置进行指定次谐波抑制只能起到部分缓解作用。实验中，$u_T$ 以及 $i_S$ 的 THD 分别从 16.9%，29.7%降到了 7.4%，9.1%，其各自 7 次谐波含量分别从 11.3%、15.9%降到了 4.6%、6.5%，可见单纯的谐波抑制，无法解决由并联谐振引起的谐波污染问题。

2）当装置同时进行谐波抑制和谐振阻尼复合控制时，谐振频率处的虚拟电阻提高了系统阻尼比，可以阻尼谐振。实验中，模式 III 下的 $u_T$ 以及 $i_S$ 的 THD 进一步降到了 5.0%，4.9%，其各自 7 次谐波含量也进一步降到了 1.6%、2.7%，满足相关标准。

3）MMC 拓扑应用 SAPF 技术的难点在于跟踪谐波指令时需要保证装置高等效开关频率。调制采用 PSC-PWM 可理论上实现高等效开关频率，但前提在于电容电压的平衡。实验中 A 相 4 个子模块电容电压的变化验证了所提电压平衡控制策略的有效性。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

## 参考文献 References


[1] ZOBAA A F, ALEEM S H E A. A new approach for harmonic distortion minimization in power systems supplying nonlinear loads[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2014, 10(2): 1401-1412.

[2] 许 明. 中压系统无功补偿装置元件参数的选择[J]. 电网技术，2006，30(增刊 1)：177-180.
XU Ming. The selection of element parameters in reactive compensation device of middle-voltage system[J]. Power System Technology, 2006, 30(Supplement1): 177-180.

[3] XU C, DAI K, CHEN X W, et al. Parallel resonance detection and selective compensation control for SAPF with square-wave current active injection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(10): 8066-8078.

[4] 孙 东，姚玉洁，刘玉林，等. 配电网谐波谐振改进模态分析方法的研究[J]. 电力电容器与无功补偿，2017，38(2)：105-110.
SUN Dong, YAO Yujie, LIU Yulin, et al. Study on improved mode analysis method of harmonic resonance in distribution grid[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2017, 38(2): 105-110.

[5] 唐振东，杨洪耕，马晓阳，等. 偏远地区风电场的并网谐振现象分析[J]. 电网技术，2016，40(5)：1415-1421.
TANG Zhendong, YANG Honggeng, MA Xiaoyang, et al. Analysis on grid-connected resonance of wind farm in remote areas[J]. Power System Technology, 2016, 40(5): 1415-1421.

[6] 王栩生，王耿芳. 中压变频装置高次谐波并联谐振问题研究及解决[J]. 电气传动，2015，45(1)：3-5，13.
WANG Xusheng, WANG Gengfang. Research of high harmonics parallel resonance for medium voltage frequency converters[J]. Electric Drive, 2015, 45(1): 3-5, 13.

[7] 宋建成，王 雪，吝伶艳，等. 基于无变压器型混合有源滤波器的快速重复控制策略的研究[J]. 高电压技术，2019，45(7)：2037-2045.
SONG Jiancheng, WANG Xue, LIN Lingyan, et al. Study of fast repetitive control strategy based on transformerless hybrid active power filter[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(7): 2037-2045.

[8] 李永东，徐杰彦，杨涵棣，等. 多电平变换器拓扑结构综述及展望[J]. 电机与控制学报，2020，24(9)：1-12.
LI Yongdong, XU Jieyan, YANG Handi, et al. Overview and prospect of multilevel converter topology[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(9): 1-12.

[9] 汤旻安，许希元，王茜茜，等. 基于 SAADR-PI 的 NPC 三电平容错光伏并网逆变器 FCS-MPC 策略[J]. 高电压技术，2020，46(10)：3541-3551.
TANG Min'an, XU Xiyuan, WANG Qianqian, et al. FCS-MPC strategy for NPC three-level fault-tolerant PV grid-connected inverters based on SAADR-PI control[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(10): 3541-3551.

[10] 王付胜，窦 盛，付 航，等. 一种 ANPC-5L 逆变器飞跨电容电压与中点电位优化解耦控制算法[J]. 中国电机工程学报，2019，39(4)：1150-1161.
WANG Fusheng, DOU Sheng, FU Hang, et al. An optimized decoupling control algorithm between flying capacitor voltage and neutral-point potential in ANPC-5L inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(4): 1150-1161.

[11] WANG H Y, LIU S. Harmonic interaction analysis of delta-connected cascaded H-Bridge-based shunt active power filter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(3): 2445-2460.

[12] ZHAO H, WANG S, MOEINI A. Critical parameter design for a cascaded H-bridge with selective harmonic elimination/compensation based on harmonic envelope analysis for single-phase systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(4): 2914-2925.

[13] PEREZ M A, BERNET S, RODRIGUEZ J, et al. Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 4-17.

[14] 李洪亮，姜建国，周中正，等. 基于 MMC 的中压大功率直流配电方案及其控制方法[J]. 电力系统自动化，2019，43(2)：83-88，191.
LI Hongliang, JIANG Jianguo, ZHOU Zhongzheng, et al. Scheme and control method of MMC based medium-voltage and high-power DC distribution system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(2): 83-88, 191.

[15] 常立国，苟锐锋，杨晓平，等. 适用于 MMC-HVDC 的优化均压策略[J]. 高电压技术，2020，46(5)：1720-1729.
CHANG Liguo, GOU Ruifeng, YANG Xiaoping, et al. Optimized voltage balancing strategy for MMC-HVDC[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(5): 1720-1729.

[16] 杨明发，谢志德. MMC-HVDC 混合旁路直流故障保护及重合闸控制策略[J]. 高电压技术，2019，45(2)：564-570.
YANG Mingfa, XIE Zhide. DC fault protection based on hybrid bypass and system recovery strategy in MMC-HVDC[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(2): 564-570.

[17] XU C, DAI K, CHEN X W, et al. Unbalanced PCC voltage regulation with positive- and negative-sequence compensation tactics for MMC-DSTATCOM[J]. IET Power Electronics, 2016, 9(15): 2846-2858.

[18] FARIAS J V M, CUPERTINO A F, DE NAZARETH FERREIRA V, et al. Reliability-oriented design of modular multilevel converters for medium-voltage STATCOM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(8): 6206-6214.

[19] 徐 晨，戴 珂，方武平，等. MMC-DSTATCOM 控制系统设计与实现[J]. 高电压技术，2015，41(10)：3434-3440.
XU Chen, DAI Ke, FANG Wuping, et al. Design and implementation of MMC-DSTATCOM control system[J]. High Voltage Engineering, 2015, 41(10): 3434-3440.

[20] KONTOS E, TSOLARIDIS G, TEODORESCU R, et al. High order voltage and current harmonic mitigation using the modular multilevel converter STATCOM[J]. IEEE Access, 2017, 5: 16684-16692.

[21] 张雪垠，徐永海，李卫国，等. 中压模块化多电平换流器降低开关频率的锯齿载波最近电平-脉宽调制方法[J]. 电工技术学报，2020，35(8)：1716-1727.
ZHANG Xueyin, XU Yonghai, LI Weiguo, et al. A reduced-switching frequency NL-PWM method based on sawtooth carrier for medium voltage modular multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(8): 1716-1727.

[22] 王晓鹏，杨晓峰，范文宝，等. 模块组合多电平变换器的脉冲调制方案对比[J]. 电工技术学报，2011，26(5)：28-33.
WANG Xiaopeng, YANG Xiaofeng, FAN Wenbao, et al. A comparative study of multi-pulse modulation schemes for modular multilevel converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 28-33.





**程从智**
1995—，男，硕士生
主要从事电能质量控制技术方面的研究工作
E-mail: ccz5308@126.com

CHENG Congzhi

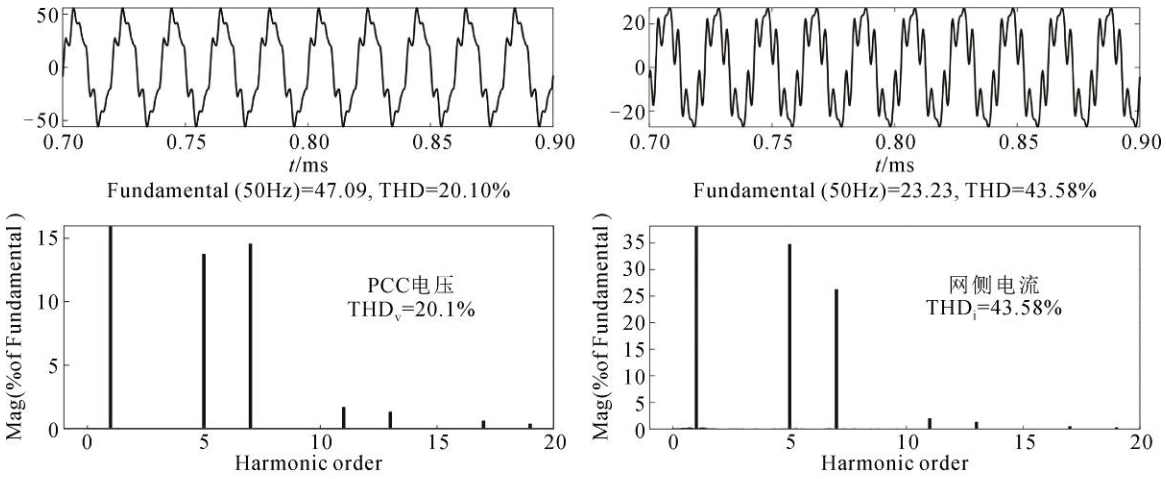


**戴 珂**(通信作者)
1969—，男，博士，副教授
主要从事现代电力电子技术、电能质量控制技术等方面的研究工作
E-mail: daike@hust.edu.cn

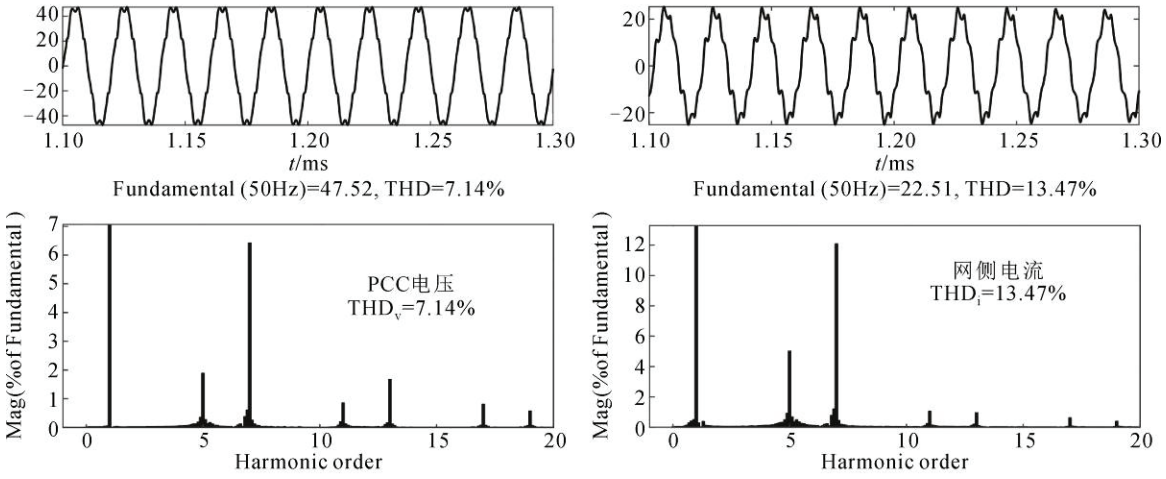
DAI Ke
Ph.D.
Associate professor
Corresponding author


收稿日期 2021-06-07 在线出版日期 2022-02-24 编辑 陈 蔓

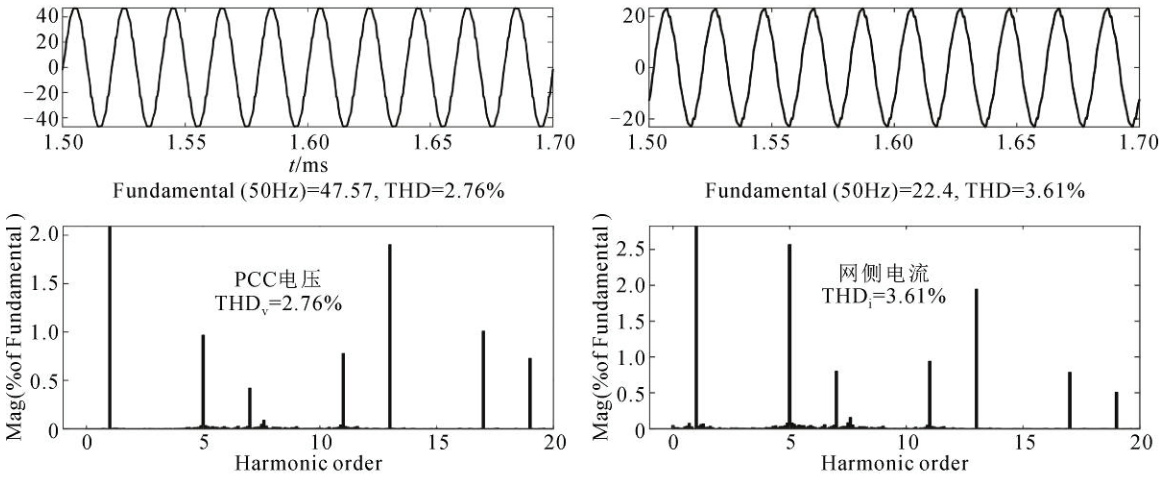
## 附录 A




(a)MMC-STAP工作于模型Ⅰ下$u_T$和$i_s$的波形和频谱



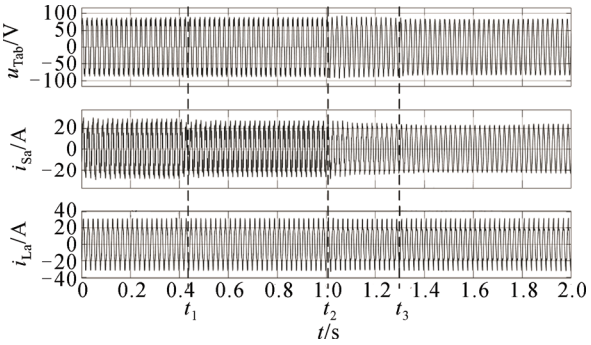

(b)MMC-STAP工作于模型Ⅱ下$u_T$和$i_s$的波形和频谱




(c)MMC-STAP工作于模型Ⅲ下$u_T$和$i_s$的波形和频谱

图 A1　MMC-SAPF 工作于不同模式下 $u_T$ 与 $i_S$ 的波形及频谱仿真结果

Fig.A1　Waveform and frequency spectrum simulation results of $u_T$ and $i_S$ of MMC-SAPF working in different mode




图中 $v$ 改为 $u$。

图 A2　MMC-SAPF 工作于不同模式下的动态实验仿真结果

Fig.A2　Dynamic simulation results of MMC-SAPF working in different modes