第 31 卷第 5 期
2019 年 5 月

强 激 光 与 粒 子 束
HIGH POWER LASER AND PARTICLE BEAMS

Vol. 31, No. 5
May, 2019

中点箝位型逆变器在 EAST 低次谐波平台中的应用*

沈显顺[1,2]， 高 格[1,2]， 茆华风[1]， 李 俊[1]， 卢 晶[1]， 吴亚楠[1]

(1. 中国科学院 等离子体物理研究所，合肥 230031； 2. 中国科学技术大学 研究生院科学岛分院，合肥 230026)

摘 要： 针对 EAST 磁体电源等非线性负载产生低次谐波(75～125 Hz)难以治理的问题，提出注入式混合有源滤波的方案。基于 EAST 低次谐波实验平台，对注入式混合有源电力滤波装置的拓扑结构与滤波原理进行了研究；同时采用一种降低直流侧中点电位波动的三电平空间电压矢量调制算法，并给出基本矢量作用时间的求取方法；对该方案及算法进行了仿真与实验验证，仿真与实验结果具有很高的一致性，证明该方案能有效抑制 EAST 磁体电源运行中产生的低次谐波及其谐振放大。

关键词： EAST 电源； 低次谐波； 混合有源滤波； 中点电位波动； 三电平空间电压矢量

中图分类号： TM464 **文献标志码：** A **doi**:10.11884/HPLPB201931.180348

Application of neutral-point-clamped inverter in EAST low-order harmonic experiment platform

Shen Xianshun[1,2], Gao Ge[1,2], Mao Huafeng[1], Li Jun[1], Lu Jing[1], Wu Ya'nan[1]

(1. *Institute of Plasma Physics, Chinese Academy of Sciences, Hefei* 230031, *China*;
2. *Science Island Branch of Graduate School, University of Science and Technology of China, Hefei* 230026, *China*)

Abstract: Aiming at the problem that low-order harmonics (75-125 Hz) are difficult to control due to non-linear loads such as EAST magnet power supply, an injection hybrid active filtering scheme is proposed. Based on the EAST low-order harmonic experimental platform, the topology and filtering principle of the injected hybrid active power filter device are studied. At the same time, a three-level space voltage vector modulation algorithm for reducing the midpoint potential fluctuation of the DC side is adopted. The method of obtaining the basic vector action time is given. The simulation and experimental verification of the scheme and algorithm are carried out, and the simulation results are in good agreement with the experimental results, which proves that the scheme can effectively suppress the low-order harmonics and resonance amplification produced in the operation of EAST magnet power supply.

Key words: EAST power supply; low-order harmonic; hybrid active filter; midpoint potential fluctuation; three-level space voltage vector

PACS: 91.25.Ga; 42.65.Ky

在大型科研装置高参数运行，光伏、风电等新能源规模化接入以及柔性交直流输电技术的大范围应用的背景下，电力负荷谐波发射特性发生了巨大变化[1-3]，尤其是低次谐波发生量与日俱增、谐振危害日益凸显，迫使国内外一些大型装置多次对其谐波抑制和供电系统进行停运改造。而低次谐波靠近基频、易谐振、抑制难度和成本高，常规加装无源、有源滤波装置非但不能解决问题，还可能加剧谐振放大，甚至损毁负荷本身及其供电系统。因此研究具有抑制低频谐振功能的实验装置及其控制算法对大科学装置、新能源机组及电网的安全稳定运行具有重要的现实意义。

在我国大科学工程 EAST 装置中屡屡监测到 12 脉波变流器交流侧除特征和主要非特征谐波外，还包含频率在 75～125 Hz 之间的低次谐波(主要为 2 次谐波)。EAST 极向场电源系统 2 次谐波发生量高达 400 A，幅值变化大且不稳定，在电网和静止无功补偿装置(SVC)并联谐振的作用下网侧2次谐波被放大最高至720 A，

* **收稿日期：**201812-03； **修订日期：**2019-02-15
基金项目：国家自然科学基金项目(51707190)
作者简介：沈显顺(1988－)，男，博士研究生，从事无功补偿与谐波抑制研究；xsshen@ipp.ac.cn。
通信作者：吴亚楠(1986－)，男，博士，副研究员，从事大容量特种电源与电网兼容性研究；wyn@ipp.ac.cn。

谐波含有率高达 80%，造成电源系统和 SVC 过流保护退出运行。

国外一些聚变装置也出现了低次谐波谐振放大问题。如韩国 KSTAR 装置因低次谐波造成跳闸停运，通过改善电网条件、增加有源滤波、改造无源滤波器可以加以解决，但无法有效抑制 2 次周边间谐波及其谐振[4]；日本 LHD 装置中低次谐波导致脉冲发电机组过流保护，经改变电网馈线、增加滤波支路、设立可变频率带通滤波器后，效果仍不理想[5]；德国 ASDEX-U 装置中低次谐波谐振放大、电网谐波超标，通过增加阻尼电阻器，一定程度减小谐振放大情况但仍然超标[6]。在工业界低次谐波更是造成过严重事故。Kings North，Russia-Finland DC，Kristiansand 和 Nelson River 等高压直流输电工程都曾出现过低次谐波不稳定引起的系统运行困难甚至关闭[7-9]。一些风电项目、冶金和钢铁行业中也曾因 2 次谐波及周边间谐波谐振，造成母线跳闸、机组停运等严重事故[10-11]。目前工业中大都采用增加滤波装置、破坏谐振条件等方式达到抑制低次谐波目的，虽然取得了一定的效果，但并不理想。而且很难直接应用于诸如 EAST 等非稳态大型科研负荷。本文针对 EAST 磁体电源等非线性负载产生低次谐波难以治理的问题，提出了注入式混合波波的方案。

1 NPC 三电平变流器拓扑结构

二极管箝位式三电平变流器又称中点箝位型(NPC)三电平逆变器，是由日本学者 Nabae A 等人最早提出的一种多电平逆变器[12]，其主电路拓扑结构如图 1 所示。根据 NPC 三电平逆变器主电路，以输出 A 相电压为例，分析二极管箝位型三电平逆变器的工作原理。分析时规定电流流出桥臂方向为正方向(图中箭头方向)，流入桥臂方向为负方向。

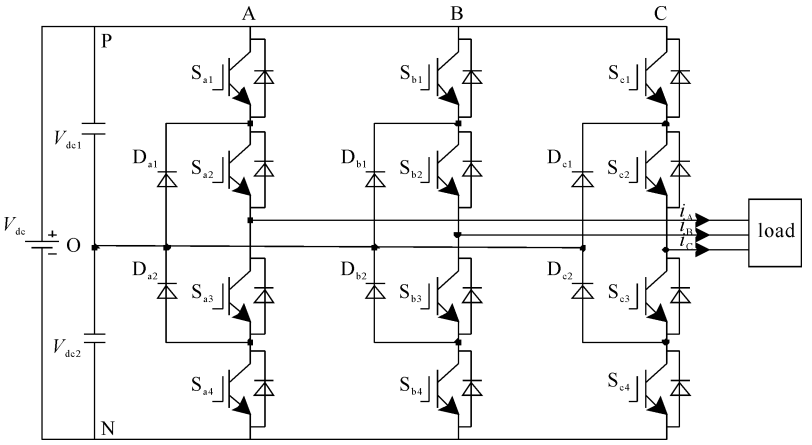


Fig. 1 Power stage of three-level NPC inverter

图 1 二极管箝位型三电平变流器主电路

当 S_{a1}，S_{a2} 开关管导通，S_{a3}，S_{a4} 开关管关断时，若电流为正方向，电流流过 S_{a1}，S_{a2}，忽略压降，输出端电压 $U=V_{dc}/2$，若电流流向为负方向，电流流过与开关管 S_{a1}，S_{a2} 并联的续流二极管，该相输出端电压仍为 $U=V_{dc}/2$，此时称 A 相状态为 P；当 S_{a2}，S_{a3} 开关管导通，S_{a1}，S_{a4} 开关管关断时，输出端电压 $U=0$，此时称 A 相状态为 O；当 S_{a3}，S_{a4} 开关管导通，S_{a1}，S_{a2} 开关管关断时，输出端电压 $U=-V_{dc}/2$，此时称 A 相状态为 N；同理 B，C 两相均可以实现 P，O，N 三种状态的输出。

三相输出状态可合成三电平空间电压矢量，经 Park 变换后，三电平逆变器三相电压合成的空间矢量为

$$\boldsymbol{U}_{\mathrm{ref}}=\frac{2}{3}\left(\boldsymbol{u}_{\mathrm{a}}+\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{3}}\boldsymbol{u}_{\mathrm{b}}+\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{4\pi}{3}}\boldsymbol{u}_{\mathrm{c}}\right) \tag{1}$$

式中：$\boldsymbol{U}_{\mathrm{ref}}$ 为合成的空间电压矢量，也称参考电压矢量；$\boldsymbol{u}_{\mathrm{a}}$，$\boldsymbol{u}_{\mathrm{b}}$，$\boldsymbol{u}_{\mathrm{c}}$ 为三相输出电压。

三电平逆变器由开关管不同的开断组合，每相只输出 $V_{dc}/2$，0，$-V_{dc}/2$ 三种电压，通过式(1)变换在 $\alpha\beta$ 坐标系下可输出 $3^3=27$ 种基本电压矢量，如图 2 所示，除去

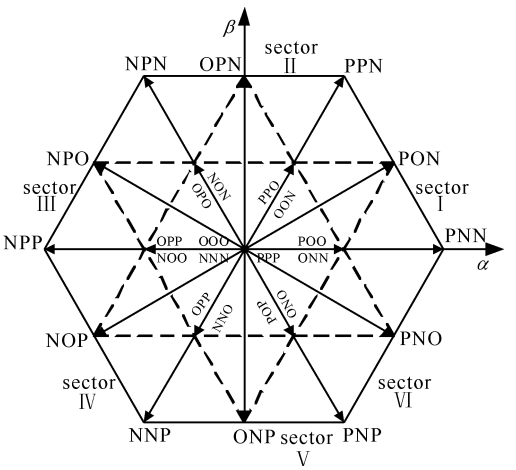


Fig. 2 Space voltage vector with their switching states for three-level inverter

图 2 三电平逆变器空间状态矢量图

重复冗余的 8 种基本矢量外还有余下的 19 种基本矢量。这 19 种基本矢量可分为三类：一般将幅值为 $2V_{dc}/3$ 的矢量定义为大矢量，如 PNN，PPN；幅值为$\sqrt{3}V_{dc}/3$ 的矢量定义为中矢量，如 PON，OPN；幅值为 $V_{dc}/3$ 的矢量定义为小矢量，如 POO，ONN。由图 2 可以看出，从大矢量 PNN 开始沿逆时针方向，6 个大矢量将空间矢量图依次分为扇区Ⅰ～Ⅵ。

2 实验平台装置结构原理

EAST 低次谐波实验平台拓扑结构如图 3 所示，APF 为 NPC 三电平电压型有源逆变器，通过耦合变压器与基波串联谐振电路并联构成串联谐振注入式混合有源电力滤波器。注入支路 2nd 由电容 C_1，C_2 和电感 L 组成，其中电感 L 和电容 C_2 构成基波谐振电路，使得有源电力滤波器 APF 不承受基波电压，仅承受谐波电压。因为没有能量的流入，APF 直流侧能量必须靠外界的 PWM 整流电路来提供，以维持 APF 的正常运行。注入支路 2nd，3rd 滤波支路及 5th 滤波支路，除具有滤除谐波的功能外还具有一定容量的无功补偿能力。

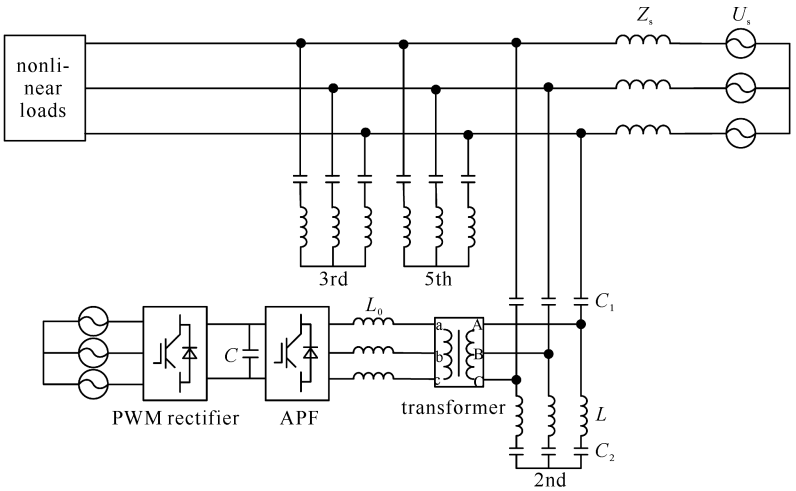


Fig. 3 System topology

图 3 系统结构

EAST 低次谐波实验平台单相等效电路如图 4 所示，U_s 为系统电源电压；I_{sh}为电网电流谐波分量；非线性负载等效为谐波电流源 I_{Lh}；APF 等效为受控电流源 $K(I_{ch}-I_{Lh})$，其中 K 为控制系数，I_{ch}为注入支路电流谐波分量。Z_S，Z_C，Z_a，Z_f 分别为电网阻抗，注入支路 C_1 阻抗，注入支路基波谐振电路阻抗，3rd，5th 无源滤波支路总阻抗。

当谐波电流源 I_{Lh}单独作用时，即 $U_S=0$ 等效为短路，根据图 4 中各参数及电流流向可得

$$\frac{I_{sh}}{I_{Lh}}=\frac{Z_a+Z_c}{Z_a+Z_c+\dfrac{Z_sZ_f}{Z_s+Z_f}+KZ_a}\frac{Z_f}{Z_s+Z_f} \tag{2}$$

令 $Z=\dfrac{Z_a(Z_s+Z_f)}{Z_a+Z_c+Z_f}$，式(2)可改写为

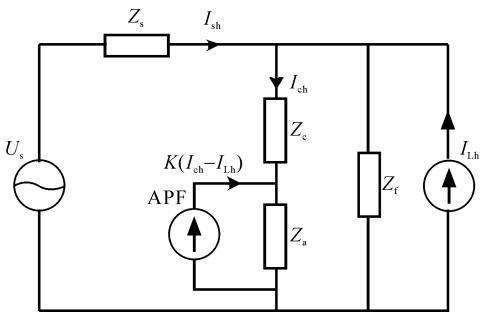


Fig. 4 Single phase equivalent circuit of system

图 4 系统单相等效电路

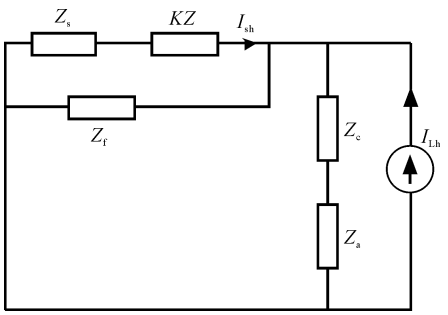


Fig. 5 Transformed equivalent circuit

图 5 变换后等效电路

$$\frac{I_{sh}}{I_{Lh}}=\frac{\dfrac{Z_f(Z_a+Z_c)}{Z_a+Z_c+Z_f}}{Z_s+KZ+\dfrac{Z_f(Z_a+Z_c)}{Z_a+Z_c+Z_f}} \tag{3}$$

根据式(3),图 4 单相等效电路可等效为图 5 所示单相等效电路。

结合图 4、图 5 可以得出,APF 的存在相当于在电网中串联了一个可控的谐波阻抗 KZ,通过改变 K 值大小来调节谐波阻抗的阻值,当 K 足够大时,迫使低次谐波电流流入无源滤波支路,电网中的低次谐波电流将趋于零,从而达到了抑制低次谐波电流流入电网的目的。

3 实验平台控制算法

EAST 低次谐波实验平台有源部分为 NPC 三电平逆变器,与两电平逆变器相比,三电平逆变器功率更高,输出谐波含量更少,相同电压等级下,逆变器桥臂开关器件电压应力更低[13-16]。但是,三电平逆变器所含开关器件更多、控制更为复杂,且直流侧中点电压平衡问题是三电平逆变器的特点,文献[17]详细分析了三电平逆变器原理及中点电压不平衡的原因,主要是中矢量对中点电压影响不可控造成的。本文采用基于虚拟中矢量三电平空间电压矢量调制算法(SVPWM),能有效降低直流侧中点电压波动,减少逆变器谐波输出含量。

图 6 为减少中矢量权重的三电平 SVPWM 状态空间分布图,其中大矢量、正小矢量、负小矢量以及零矢量与传统 SVPWM 算法相同,文献[18]有详细介绍。由图 2、图 6 可知,中矢量比传统 SVPWM 算法所定义的中矢量短,如图中 PON,OPN 等,使得合成目标参考矢量时,中矢量权重减少,可降低直流侧中点电压的波动。

传统 SVPWM 控制算法实现步骤为:(1)判断参考矢量所在区域;(2)确定三个基本矢量;(3)求出三个基本矢量作用时间;(4)设计三个基本矢量调制顺序,输出触发脉冲。其中(1),(2),(4)步骤与传统 SVPWM 算法相同,有成熟的实现方法;对于步骤(3),本文提出一种与传统三电平 SVPWM 不同的基本矢量作用时间求取方法。以参考矢量位于扇区Ⅰ其中一个小三角形内为例,图 7 中 $\boldsymbol{U}_{ref}$ 为参考矢量,经变换后得到新的参考矢量 $\boldsymbol{U}_r$,$\boldsymbol{U}_r$ 可分解为矢量 $\boldsymbol{V}_a$,$\boldsymbol{V}_b$ 。下式中 T_3,T_4,T_5,T_s 分别为矢量 $\boldsymbol{V}_3$,$\boldsymbol{V}_4$,$\boldsymbol{V}_5$ 作用时间及采样周期。

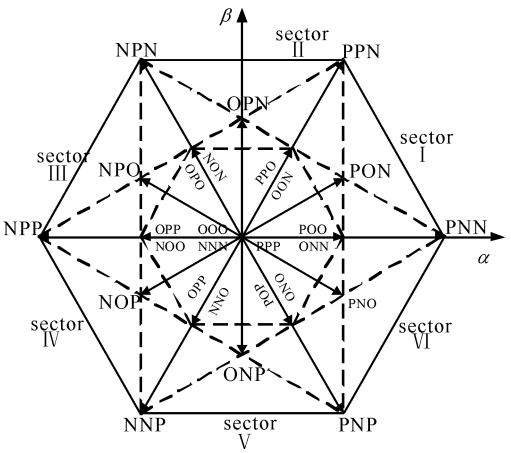


Fig. 6 Space voltage vector for three-level inverter

图 6 三电平状态空间矢量图

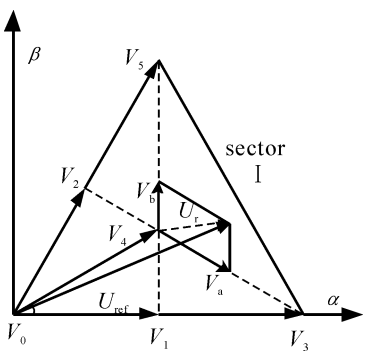


Fig. 7 Vector synthesization for desired vector in the first sector

图 7 扇区Ⅰ中的参考矢量合成

根据伏秒平衡原理得

$$\frac{V_a}{V_3}=\frac{T_3}{T_s} \tag{4}$$

式中:$V_3=\dfrac{2\sqrt{3}}{9}V_{dc}$,其中 V_{dc} 为逆变器直流侧电压。

由几何关系易得

$$V_a=\frac{2}{\sqrt{3}}U_{ref}\cos\theta-\frac{2}{3\sqrt{3}}V_{dc} \tag{5}$$

将式(5)代入式(4),求得

$$T_3=T_s\left(3\frac{U_{ref}}{V_{dc}}\cos\theta-1\right) \tag{6}$$

类似得到 $T_5=T_s\left(3\frac{U_{ref}}{V_{dc}}\sin\left(\frac{\pi}{6}+\theta\right)-1\right)$。由于 $T_3+T_4+T_5=T_s$，则 $T_4=3T_s\left(1-\sqrt{3}\frac{U_{ref}}{V_{dc}}\sin\left(\frac{\pi}{3}+\theta\right)\right)$。同理可得到其他小三角形内的矢量作用时间，其他大扇区内的基本矢量作用时间可变换到扇区Ⅰ内求取。

4 实验平台仿真分析

根据 EAST 低次谐波实验平台拓扑结构结合 MATLAB/Simulink 仿真软件搭建实验平台仿真模型。低次谐波实验平台有源部分控制算法采用上述方法，系统主要仿真参数见表 1。

表 1 实验平台系统参数

Table 1 Experimental platform system parameters

	L/mH	C/μF
2nd	30.00	152.0/340.0
3rd	8.14	142.4
5th	5.40	73.8

有源电力滤波器出口电感 $L_0=0.1$ mH；耦合变压器采用 Yyn0 联结，容量 300 kV·A，电压比为 2100∶690。

EAST 低次谐波实验平台系统中含有 3rd，5th 滤波支路以及注入支路等并联滤波电路，这些无源滤波电路可以达到滤除特定谐波的目的，但是也会由于谐振原因，对某些次数的谐波产生放大作用，当放大倍数过高时，非线性负载产生很小的谐波电流也会在电路中被谐振放大至很高，危及电路中其他电气设备，严重时会造成设备损害。图 8 是根据设计参数绘制出系统谐振放大倍数曲线，由于三条无源滤波支路的存在，所以有三个并联谐振峰值点。

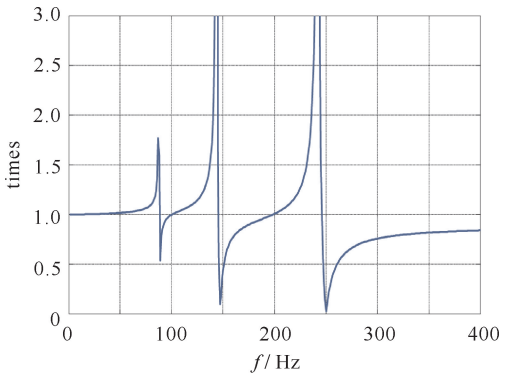
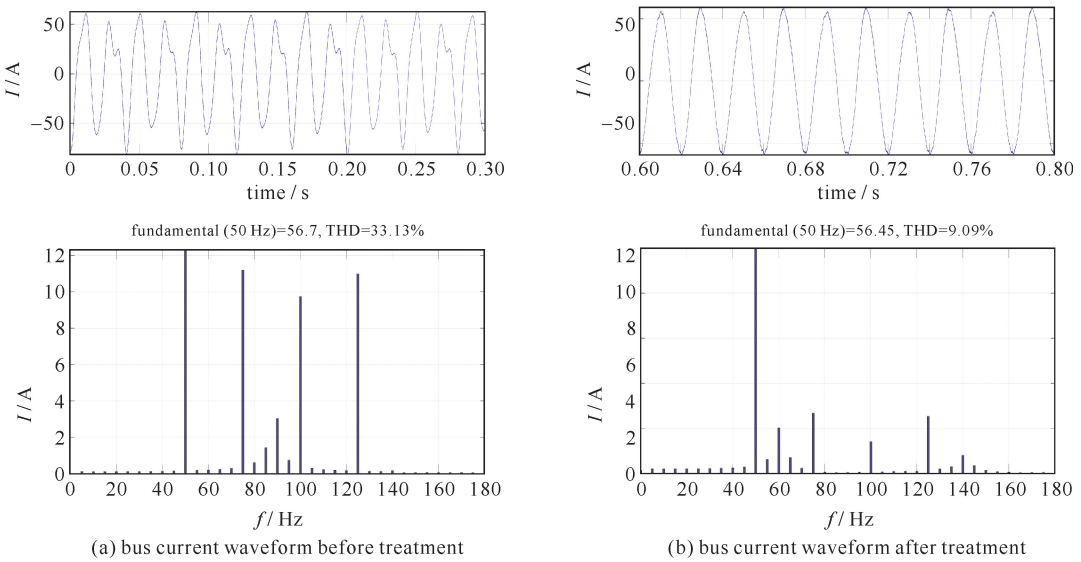


Fig. 8 Resonance magnification curve

图 8 谐振放大倍数曲线

实验平台中谐波源容量有限，对 75～125 Hz 频段内谐波无法做到全频段同时发出，特取 75 Hz，100 Hz 以及 125 Hz 谐波电流进行仿真分析。将谐波源预设发出 75 Hz 谐波电流值 10 A，100 Hz 谐波电流值 10 A，125 Hz 谐波电流值 10 A。结合图 8 可知，谐波源发出 75 Hz，125 Hz 谐波电流在母线中被谐振放大，75 Hz，125 Hz 谐波电流同时被放大到 11 A 左右，如图 9(a)所示。

APF 投入后谐波含量降低，母线波形接近正弦，达到谐波抑制的目的，同时也验证了该装置具有谐波谐振抑制能力，如图 9(b)所示。



(a) bus current waveform before treatment (b) bus current waveform after treatment

Fig. 9 Bus current waveforms

图 9 母线电流波形

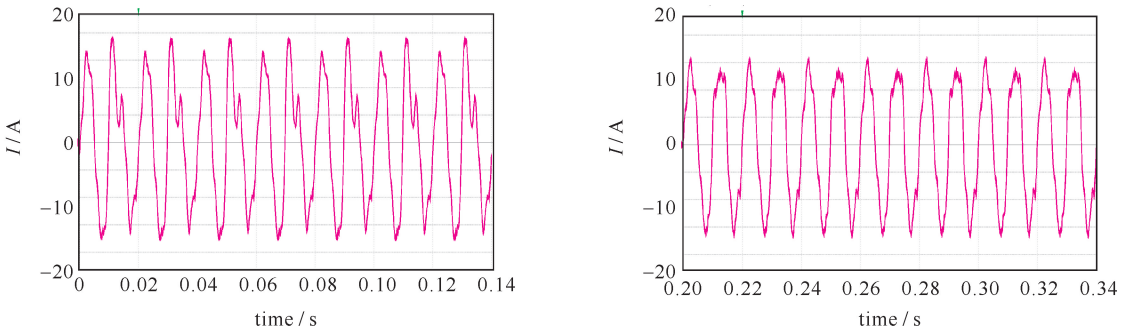
5 实验验证

为了模拟母线电流中含有混合谐波电流的工况，同时考虑谐波源容量，设置谐波源发出 75 Hz，100 Hz，125 Hz 谐波电流有效值为 12 A，谐波源实际发出电流如表 2 所示，均略小于设定值，此时母线中谐波电流有效值在 75 Hz，100 Hz，125 Hz 时分别为 12.5 A，10.6 A 和 10.9 A，75 Hz 与 125 Hz 谐波电流被放大，与理论分析相符。有源电力滤波器投入后母线谐波电流显著减小，75 Hz 谐波电流从 11.2 A 降至 1.9 A，100 Hz，125 Hz 谐波电流分别下降到 3.1 A 和 5.6 A，未运行 APF 时母线电流畸变严重，APF 投入后虽然母线中仍含有谐波电流，但母线电流畸变率降低，电流波形接近于正弦，如图 10 所示，实验相关波形及数据是采用 HIOKI PW3198 式电能质量分析仪测量得到。

表 2 混合谐波抑制实验电流值

Table 2 Experimental current value of mixed harmonic suppression

	harmonic current generated by harmonic source /A			harmonic current at bus line /A		
	75 Hz	100 Hz	125 Hz	75 Hz	100 Hz	125 Hz
without APF	11.2	10.8	10.5	12.5	10.6	10.9
with APF	11.2	10.8	10.5	1.9	3.1	5.6



(a) before treatment (b) after treatment

Fig. 10 Bus current waveform before and after treatment

图 10 治理前后母线电流波形

根据以上实验结果可知，该方案对低频谐波电流具有很好的滤除性能，同时也验证了低次谐波实验平台能很好地抑制谐波电流谐振放大，为今后 EAST 10 kV 母线低次谐波的治理提供了有益参考和工程经验的累积。

6 结 论

本文针对 EAST 极向场电源等特殊负载，以及单独的有源无源设备难以治理低次谐波的问题，提出了将 NPC 逆变器应用于低次谐波治理的方案。基于 SVPWM 算法的三电平中点箝位式逆变器作用于 EAST 低次谐波实验平台时，母线电流波形明显改善，2 次谐波含量显著降低，通过仿真及实验结果验证了 NPC 逆变器在 EAST 低次谐波实验平台应用中的有效性及可行性，为 EAST 以及工业中低次谐波相关问题的最终解决提供了有益参考。

参考文献：

[1] Xu G S, Li J G, Wan B N, et al. EAST superconducting tokamak[J]. Plasma Science and Technology, 2013, 19(1): 9-13.

[2] 吴亚楠. Tokamak 电源及无功补偿系统与电网的兼容性分析与研究[D]. 合肥：中科院合肥物质科学研究院，2014.（Wu Ya'nan. Compatibility analysis and research on Tokamak power and reactive power compensation system with the grid. Hefei: Hefei Institute of Physics Science, Chinese Academy of Sciences, 2014）

[3] Ferro A, Framarin J J, Novello L, et al. Review of the RFX-Mod AC/DC conversion system and possible improvements for new plasma scenarios[J]. IEEE Trans Plasma Science, 2014, 42(3): 645-650.

[4] Ahn H S, Lee D K, Choi J H, et al. Operation of KSTAR PF superconducting magnet power supplies under MG power system[J]. IEEE Trans Applied Superconductivity, 2016, 26(4): 1-4.

[5] Yamada S, Nakanishi Y, Kojima H, et al. Elimination of variable harmonics on motor generator circuit for experimental fusion facility[J]. Fusion Engineering and Design, 2005, 75/79: 93-97.

[6] Miri A M, Sihler C. Damping of resonances at energization of transformers serving large pulse-type loads[J]. IEEE Trans Industry Applica-

tions，2004，40(6)：1694-1699.

[7] Lu J，Fu P，Li J，et al. A new hybrid filter based on differential current control method for low-order harmonic suppression in Tokamak power system[J]. International Journal of Energy Research，2017(5)；82-90.

[8] Hu Yixiang，Qiu Aici，Wang Liangping，et al. Dynamic model for the Z accelerator vacuum section based on transmission line code[J]. Plasma Science and Technology，2011，13(5)：631-636.

[9] 王晖，李莹，李文峰，等. 并网逆变器复合电流环引起次/超同步振荡机理研究[J]. 电网技术，2017，41(4)：1061-1067.（Wang Hui，Li Ying，Li Wenfeng，et al. Mechanism research of subsynchronous and supersynchronous oscillations caused by compound current loop of grid-connected inverter. Power System Technology，2017，1(4)：1061-1067）

[10] 匡洪海，张曙云，曾丽琼，等. STATCOM-PSS 控制对风电并网系统稳定性和电能质量的改善[J]. 电源学报，2014，13(3)：100-106，133.（Kuang Honghai，Zhang Shuyun，Zeng Liqiong，et al. Stability and power quality improvement of wind power integrated system using STATCOM-PSS control. Journal of Power Supply，2015，13(3)：100-106，133）

[11] 石山，刘树，梅红明，等. STATCOM 在电弧炉电能质量治理上的应用[J]. 电力电容器与无功补偿，2015，36(6)：63-68.（Shi Shan，Liu Shu，Mei Hongming，et al. Application of STATCOM in power quality control of electric arc furnace. Power Capacitor&Reactive Power Compensation，2015，36(6)：63-68）

[12] Gupta A K，Khambadkone A M . A general space vector PWM algorithm for a multilevel inverter including operation in overmodulation range，with a detailed modulation analysis for a 3-level NPC inverter[C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference. 2005：2527-2533.

[13] 蒋正荣，黄波，李正熙. 三电平有源电力滤波器中点电位平衡控制[J]. 电力电子技术，2015，49(1)：88-89.（Jiang Zhengrong，Huang Bo，Li Zhengxi. A neutral-point potential balancing algorithm for three-level APF. Power Electronics，2015，49(1)：88-89）

[14] Martinez B L C，马柯，李睿，等. 三电平和两电平逆变器效率分析与比较[J]. 电力电子技术，2009，43(7)：1-2，22.（Martinez B L C，Ma Ke，Li Rui，et al. Efficiency analysis and comparison of three-level and two-level inverters. Power Electronics，2009，43(7)：1-2，22）

[15] 吴可丽，夏长亮，张云，等. 二极管钳位型三电平逆变器共模电压抑制[J]. 电工技术学报，2015，30(24)：110-117，170.（Wu Keli，Xia Changliang，Zhang Yun，et al. Common-mode voltage suppression for neutral-point-clamped three-level inverter. Transactions of China Electrotechnical Society，2015 ，30(24)：110-117，170）

[16] 孙敦虎，刘进军，刘增. 两级三电平与两级两电平光伏变流器效率分析与比较[J]. 电源学报，2013，11(1)：20-24，29.（Sun Dunhu，Liu Jinjun，Liu Zeng. Efficiency analysis and comparison between the three-level and two-level PV converter. Journal of Power Supply，2013，11(1)：20-24，29）

[17] 桂石翁，吴芳，万山明，等. 变虚拟空间矢量的三电平 NPC 变换器中点电位平衡控制策略[J]. 中国电机工程学报，2015，35(19)：5013-5021.（Gui Shiweng，Wu Fang，Wan Shanming，et al. A strategy for considering neutral-point potential balance for three-level NPC inverters with the varied virtual space vector. Proceedings of the CSEE，2015，35(19)：5013-5021）

[18] 綦慧，卢昭禹. Ⅰ型 NPC 式三电平变流器的 SVPWM 算法研究[J]. 电力电子技术，2016，50(9)：1-3.（Qi Hui，Lu Zhaoyu. Research on SVPWM algorithm for Ⅰ-type three-level neutral point clamped converter. Power Electronics，2016，50(9)：1-3）