

DOI:10.13296/j.1001-1609.hva.2018.09.025

应用于级联H桥SAPF的通用SVPWM算法研究

汪玉凤¹, 段本涛¹, 田晋羽²

(1. 辽宁工程技术大学电气与控制工程学院, 辽宁 葫芦岛 125105; 2. 国网辽宁省电力有限公司锦州供电公司, 辽宁 锦州 121000)

摘要: 针对级联H桥逆变器电平数增加, 空间矢量脉宽调制(SVPWM)算法确定参考电压矢量位置复杂的问题, 提出一种将参考矢量分解成多电平基本矢量与两电平参考矢量的方法。选择出距参考矢量终点最近的两电平参考电压矢量所在的小六边形区域, 利用改进的两电平七段法合成两电平参考矢量, 最后将两电平开关序列与多电平基本矢量相结合得到多电平开关序列。改进的两电平SVPWM省略了扇区识别, 简化了作用时间的复杂运算。该方法应用到级联H桥并联有源电力滤波器(SAPF)中, 控制逻辑简单, 逆变器输出谐波含量低。仿真与实验验证了所提方法的有效性。

关键词: SAPF; 级联多电平; 空间矢量脉宽调制

General SVPWM Algorithm for Cascaded H-bridge SAPF

WANG Yufeng¹, DUAN Bentao¹, TIAN Jinyu²

(1. Faculty of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Liaoning Huludao 125105, China;
2. Jinzhou Power Supply Company of Liaoning Electric Power Co., Ltd., Liaoning Jinzhou 121000, China)

Abstract: With the level number of the cascaded H-bridge inverter increasing, it becomes complex for the space vector pulse width modulation (SVPWM) algorithm to determine the position of the reference voltage vector. Accordingly, this paper proposes a method for decomposing a reference vector into multilevel basic vector and two-level reference vector. The small hexagonal region, where the two-level reference voltage vector nearest the reference vector end locates, is selected, and the two-level reference vector is synthesized using the improved seven-segment two-level method. Then, the two-level switching sequence is combined with the multilevel basic vector to get multilevel switching sequence. The improved two-level SVPWM omits the sector identification to simplify the complex operation of the action time. Application of this method to the cascaded H-bridge shunt active power filter (SAPF) can achieve simple control logic and lower harmonic content in inverter output. The effectiveness of the proposed method is verified by simulation and experiment.

Key words: SAPF; cascaded multilevel; space vector pulse width modulation

0 引言

级联多电平逆变器具有输出电压谐波含量小、开关损耗低、效率高及电磁干扰小等特点^[1-2], 常用于高压大功率并联有源电力滤波器(SAPF)和无功补偿装置中, 以此改善电能质量^[3-4]。多电平逆变器的诸多PWM控制算法中, SVPWM算法能够使输出波形尽可能接近正弦, 电压利用率高, 响应速度快, 易于数字实现, 得到了广泛的应用^[5-6]。但多电平SVPWM算法电压空间矢量数量与输出电平数之间

满足三次方关系^[7], 难以扩展到更高的输出电平。随着电平数的增加, 多电平SVPWM算法确定参考电压矢量位置也变得复杂。

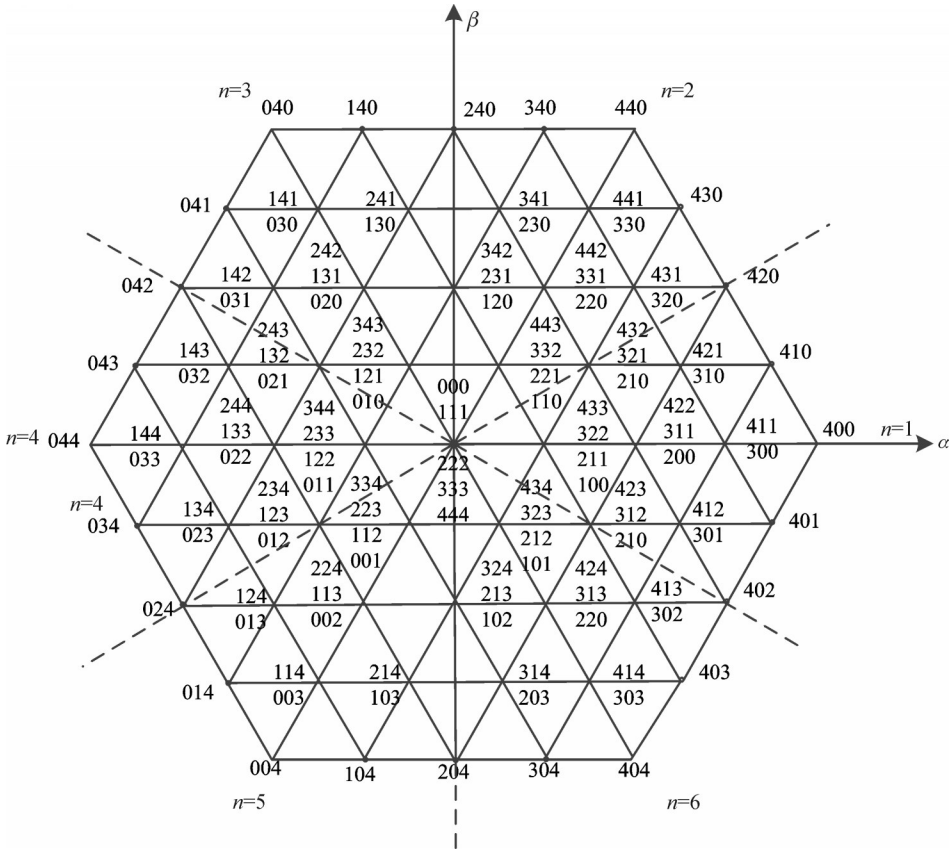
因此, 对多电平SVPWM算法的简化及应用到更高的输出电平成为研究热点^[8-10]。文[11]在45°坐标系下的简化空间矢量算法, 避免了复杂的计算, 简化了矢量扇区定位和作用时间, 但是没有对选取合成矢量和确定开关电压组合作简化研究; 文[12]提出利用参考矢量的幅值和相位确定参考矢量终点所在小六边形区域的简化SVPWM算法, 虽然效

果较好,但是需要确定幅值与相位两个量,略显复杂;文[13]提出了一种通用SVPWM算法,无需查表,作用时间易于计算,但是将空间矢量划分成奇偶矢量,开关状态的选择较为复杂;文[14]提出一种改进算法,但该算法矢量作用时间的计算仍需查表,计算量大。

文中针对级联H桥逆变器电平数增加,SVPWM算法确定参考电压矢量位置复杂的问题,提出将参考矢量分解成多电平基本矢量与两电平参考矢量。通过选择距参考电压矢量终点最近的两电平参考电压矢量所处的小六边形区域,多电平SVPWM转化为两电平SVPWM,将简化确定参考矢量位置的过程。同时在两电平参考电压矢量作用时间上另辟蹊径,基于 dq 坐标系,取消了扇区判断环节,将会解决扇区识别与作用时间计算复杂的问题。仿真与实验验证所提方法的可行性。

1 算法的提出

以级联H桥五电平为例,对所提算法进行阐述。五电平空间矢量图见图1,将其划分成6个扇区^[15]见表1。每个扇区包含 $16((N-1)^2)$, N 为电平数)个小三角形以及5个交错的小六边形,其中的4个小六边形可以覆盖整个扇区,见图2扇区1。这些小六边形可以等效成两电平的空间矢量图。在任意采样时刻,参考电压矢量的终点处于空间矢量图各扇区某个小三角形中。由于扇区中小六边形的相互交错,参考矢量所在的三角形可能处在相互交错的不同的小六边形中。因此,选择两电平参考矢量的标准是选择出这些小六边形的中心点距参考矢量终点最近的那个小六边形。



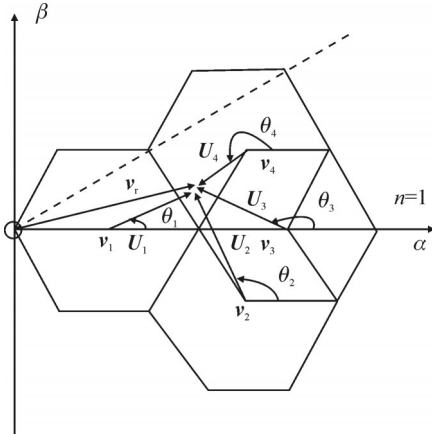


图2 扇区1选择小六边形

Fig. 2 Sector 1 select small hexagon

选择两电平参考矢量所在小六边形区域即可由4个新的空间矢量 U_k ($k=1,2,3,4$) 模值最小的来确定。

$$|U_k| = \min(|U_1|, |U_2|, |U_3|, |U_4|) \quad (2)$$

2 传统算法的改进

根据第1部分的论述,当选择出两电平参考矢量所在的小六边形区域后,用类似两电平 SVPWM 的方法合成新的空间矢量 U_k 、判断所处扇区以及计算作用时间。传统的两电平 SVPWM^[12]参考矢量合成作用时间的确定方法要确定扇区相角,并且要计算相位和参考相量,涉及大量的无理数和三角函数的计算,计算量大。这些操作严重增加了数字处理器的负担,计算错误可能会破坏有源电力滤波器。

为了解决这个问题,文中应用有效时间与电压调制来计算实际作用时间。基于 dq 坐标系空间电压矢量分区及合成图见图3。这里6个非零电压空间矢量可以表示为

$$U_k = \frac{2}{3} \cdot U_{dc} \cdot e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad k=1,2,\dots,6 \quad (3)$$

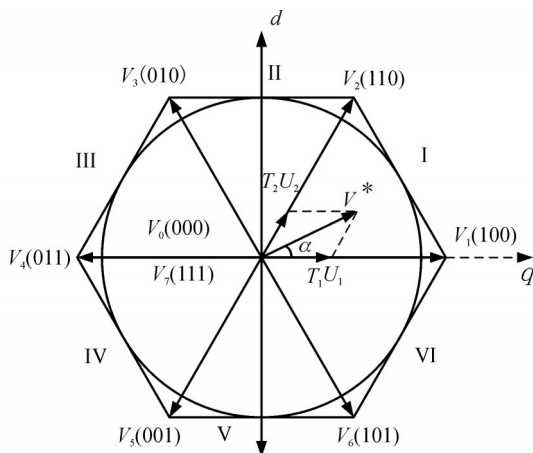


图3 基于dq坐标系空间电压矢量分区及合成图

Fig. 3 The partition and synthesis of space voltage vector based on dq coordinates

定义 $T_{\max} = [T_{sa}, T_{sb}, T_{sc}]$, $T_{\min} = [T_{sa}, T_{sb}, T_{sc}]$, 有效时间 $T_{\text{eff}} = T_1 + T_2$ 。

由文[16]可得式(4)、(5)为:

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_s}{U_{dc}} \left[\sin\left(\frac{\pi}{3}m\right) \cdot U_d - \cos\left(\frac{\pi}{3}m\right) \cdot U_q \right] \quad (4)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_s}{U_{dc}} \left\{ -\sin\left[\frac{\pi}{3}(m-1)\right] \cdot U_d + \cos\left[\frac{\pi}{3}(m-1)\right] \cdot U_q \right\} \quad (5)$$

m 为扇区号 ($m=1,2,\dots,6$), 又因为在 dq 坐标系下有

$$\begin{cases} U_{sa}^* = U_d^* \\ U_{sb}^* = -\frac{1}{2} \cdot U_d^* + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_q^* \\ U_{sc}^* = -\frac{1}{2} \cdot U_d^* - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_q^* \end{cases} \quad (6)$$

当 $m=1$ 时有效作用时间为:

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} T_s}{U_{dc}} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} U_{fd} - \frac{1}{2} U_{fd} \right] = \frac{T_s}{U_{dc}} \left[U_{fd} + \frac{1}{2} U_{fd} - \frac{\sqrt{3}}{2} U_{fd} \right] = \quad (7)$$

$$\frac{T_s}{U_{dc}} U_{sa}^* - \frac{T_s}{U_{dc}} U_{sb}^* = T_{sa} - T_{sb}$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} T_s}{U_{dc}} [0 U_{fd} + 1 U_{fd}] = \frac{T_s}{U_{dc}} \left[\left(-\frac{1}{2} U_{fd} - \frac{\sqrt{3}}{2} U_{fd} \right) - \left(-\frac{1}{2} U_{fd} + \frac{\sqrt{3}}{2} U_{fd} \right) \right] = \frac{T_s}{U_{dc}} U_{sb}^* - \frac{T_s}{U_{dc}} U_{sc}^* = T_{sb} - T_{sc} \quad (8)$$

同理当 $m=2$ 时,有

$$T_1 = \frac{T_s}{U_{dc}} \left[U_{fd} + \frac{1}{2} U_{fd} + \frac{\sqrt{3}}{2} U_{fq} \right] = \quad (9)$$

$$\frac{T_s}{U_{dc}} U_{sa}^* - \frac{T_s}{U_{dc}} U_{sc}^* = T_{sa} - T_{sc}$$

$$T_2 = \frac{T_s}{U_{dc}} \left[-U_{fd} - \frac{1}{2} U_{fd} + \frac{\sqrt{3}}{2} U_{fq} \right] = \quad (10)$$

$$\frac{T_s}{U_{dc}} U_{sb}^* - \frac{T_s}{U_{dc}} U_{sa}^* = T_{sb} - T_{sa}$$

当 $m=3,4,5,6$ 时,同理可求,由此可以得到

$$\begin{cases} T_{sa} = \frac{T_s}{U_{dc}} U_{sa}^* \\ T_{sb} = \frac{T_s}{U_{dc}} U_{sb}^* \\ T_{sc} = \frac{T_s}{U_{dc}} U_{sc}^* \end{cases} \quad (11)$$

为了容许零电压在一个采样周期内参与运算,引入偏移时间 T_{offset} 对 $T_{sa,b,c}$ 进行偏移,可以得到三桥臂实际作用时间为式(12)。其时间作用示意图见图4。

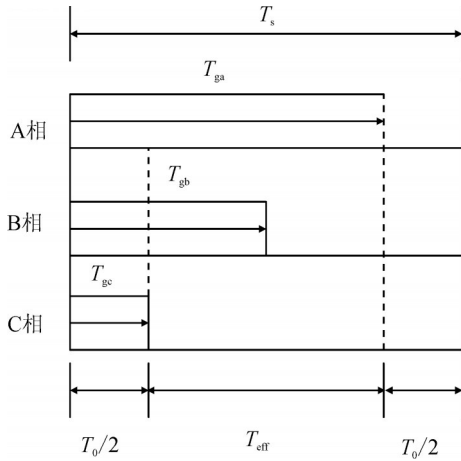


图4 三相桥臂实际作用时间示意图

Fig. 4 Schematic diagram of three arms action time

$$\begin{cases} T_{ga} = T_{sa} + T_{offset} \\ T_{gb} = T_{sb} + T_{offset} \\ T_{gc} = T_{sc} + T_{offset} \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} T_{eff} = T_{max} - T_{min} \\ T_0 = T_s - T_{eff} \end{cases}, \text{故有} \quad (13)$$

$$T_{min} + T_{offset} = \frac{T_0}{2}$$

$$T_{offset} = \frac{T_0}{2} - T_{min}$$

通过以上分析得到了一种新的获得参考矢量合成时间的方法。该方法是通过在 $dq0$ 坐标系下的三相参考电压的调制作用而获得有效作用时间。

根据七段法得到两电平开关序列。如图2所示, U_k 位于扇区1中, 用以合成该两电平参考矢量所需要的基本矢量作用顺序为111-011-001-000-001-011-111。该开关序列与小六边形对应的五电平基本矢量310相加, 得到五电平开关序列421-321-311-310-311-321-421。

3 仿真与实验

为验证所提方法的可行性, 搭建了基于级联H桥五电平SAPF的仿真模型, 仿真参数见表2。

表2 仿真参数

Table 2 Simulation parameters

参数	数值
电网电压	380 V, 50 Hz
阻感负载	10 Ω , 5 mH, 1 000 W
直流侧电容	450 V, 2 200 μ F
直流侧单电容电压/V	235
系统采样频率/kHz	9.6
IGBT额定电压/V	1 700
IGBT额定电流/A	100
IGBT开关频率/kHz	9.6
滤波电抗器/mH	1

以A相为例, 仿真结果见图5。

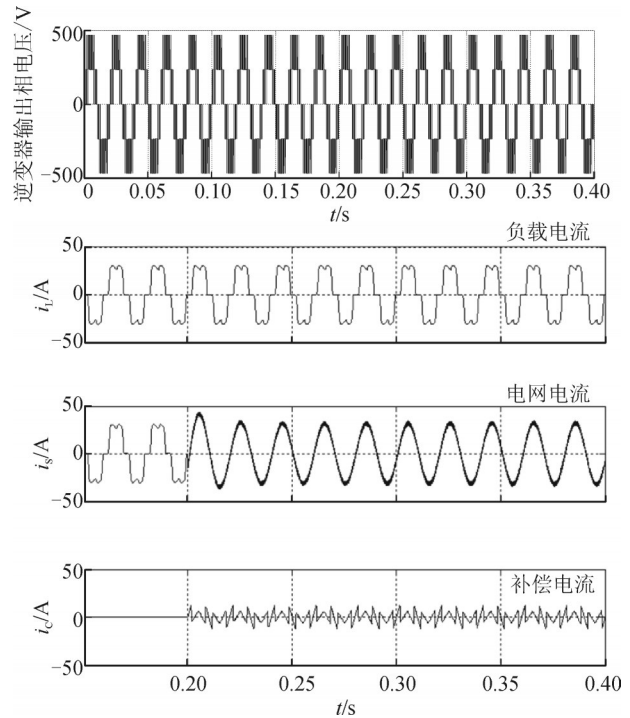


图5 A相电压、负载电流、电网电流和补偿电流仿真波形图

Fig. 5 Simulated waveforms of A phase voltage, load, grid and compensation current

在仿真的基础上, 搭建了级联H桥五电平实验样机, 实验参数与表3相同, 采用TMS320LF2812型DSP和EP4CE15F17C8型FPGA来实现, HIOKI PW3198电能质量仪测其电流畸变率。

以A相为例, 实验波形见图6-9。图6为传统算法与所提算法逆变器相电压输出波形比较, 由图6可以看出, 所提算法明显比传统算法输出波形质量好。电能质量仪测得补偿前后的电流畸变率分别为23.35%、3.9%, 谐波补偿效果显著。

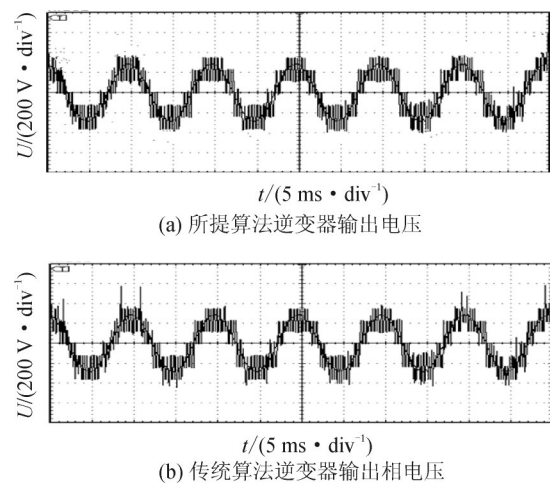


图6 逆变器输出相电压波形

Fig. 6 Inverter output phase voltage waveform

4 结语

文中提出的多电平SVPWM控制方法适用于任

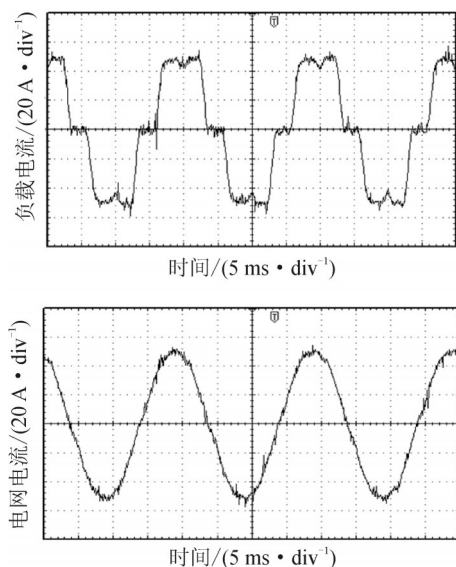


图7 A相负载补偿前后电流波形图

Fig. 7 The load current waveforms of A phase before and after compensation

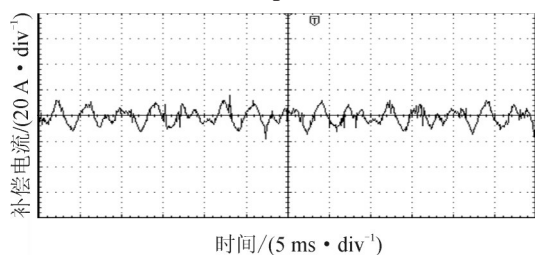


图8 补偿电流波形图

Fig. 8 Waveforms of compensation current

意电平的逆变器。对传统两电平SVPWM的改进,解决了传统算法生成补偿信号扇区识别与作用时间计算复杂的问题,易于DSP数字实现。应用于级联H桥多电平SAPF具有控制逻辑简单,逆变器输出谐波含量低的优点。仿真与实验结果显示谐波补偿效果较好,符合现行标准,对工程应用具有一定的借鉴意义。

参考文献:

- [1] 刘凤君. 多电平逆变技术及其应用[M]. 北京:机械工业出版社,2007.
LIU Fengjun. Multilevel inverter technology and its application[M]. Beijing: China Machine Press, 2007.
- [2] 郑博文,武守远,戴朝波,等. 模块化多电平换流器分桥臂电流控制策略[J]. 电网技术,2013,37(6):1726-1731.
ZHENG Bowen, WU Shouyuan, DAI Chaobo, et al. An individual bridge-arm current control strategy for modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2013, 37(6): 1726-1731.
- [3] 王文,罗安,黎燕,等. 一种新型有源电力滤波器的SVPWM算法[J]. 中国电机工程学报,2012,32(18):52-58.

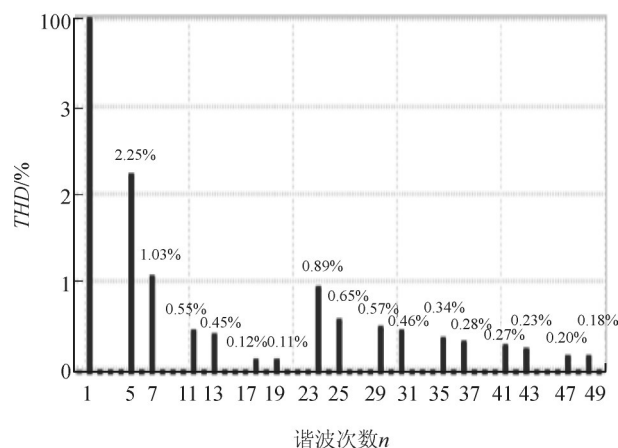
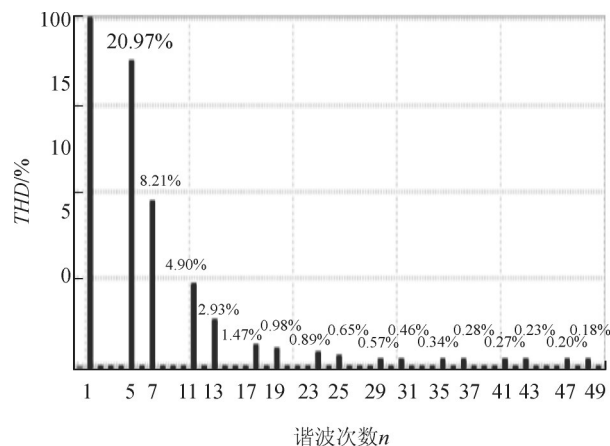


图9 补偿前后电网电流谐波含量

Fig. 9 Harmonic content of grid current before and after compensation

WANG Wen, LUO An, LI Yan, et al. A novel algorithm of SVPWM applied to active power filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(18):52-58.

- [4] 何至源,郑宏,易倩颖,等. 载波移相SVPWM在级联STATCOM中的运用研究[J]. 电力电子技术,2014,48(3):22-27.
HE Zhiyuan, ZHENG Hong, YI Qianying, et al. Research on application of carrier phase-shifted SVPWM in cascaded STATCOM[J]. Power Electronics, 2014, 48(3):22-27.
- [5] 谭国俊,刘战,叶宗彬,等. 基于线电压坐标系的ANPC-5L逆变器SVPWM算法的研究[J]. 中国电机工程学报,2013,33(30):26-33.
TAN Guojun, LIU Zhan, YE Zongbin, et al. SVPWM Algorithm based on line voltage coordinate transformation for ANPC-5L inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(30):26-33.
- [6] 杜少武,宋凌茜,黄海宏. 一种应用于多电平变换器的新型SVPWM调制算法[J]. 电源技术,2015,39(2):346-349.
DU Shaowu, SONG Linglin, HUANG Haihong. A new type of modulation of SVPWM for multilevel converter[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2015, 39(2):346-349.
- [7] DENG Y, TEO K H, RONALD G, et al. A fast and general-

- ized space vector modulation scheme for multilevel inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(10):5204-5217.
- [8] 吴瑕杰,熊成林,侯 聂,等. 一种适用于任意电平数三相级联H桥变换器的简化多电平SVPWM算法[J]. 中国电机工程学报,2015,35(0):1-9.
WU Xiajie, XIONG Chenglin, HOU Nie, et al. A simplified multilevel space vector pulse-width modulation algorithm for three-phase cascaded H-bridge converters with any level[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(0):1-9.
- [9] 杨晓冬,王崇林,史丽萍,等. 级联型逆变器的统一SVPWM方法[J]. 电工技术学报,2014,29(6):145-152.
YANG Xiaodong, WANG Chonglin, SHI Linping, et al. Generalized space vector PWM method for cascaded multilevel inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(6):145-152.
- [10] 朱玉琼,戴 鹏,朱方田,等. 一种新型5电平SVPWM控制方法[J]. 电气传动,2013,43(3):49-53.
ZHU Yuqiong, DAI Peng, ZHU Fangtian, et al. New five-level SVPWM control method[J]. Electric Drive, 2013, 43(3):49-53.
- [11] 朱思国,欧阳红林,晏建玲,等. 45°坐标系下级联逆变器简化空间矢量调制及性能优化研究[J]. 电工技术学报,2012,27(2):68-76.
ZHU Siguo, OUYANG Honglin, YAN Jianling, et al. Research on simplified space vector modulation and performance optimization for cascaded inverter in 45° coordinate system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(2):68-76.
- [12] 夏长亮,谭智涵,张 云. 多电平逆变器简化空间矢量调制算法[J]. 电工技术学报,2013,28(8):218-223.
XIA Changliang, TAN Zhihan, ZHANG Yun. A simplified space vector pulse width modulation algorithm for multi-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(8):218-223.
- [13] 卢 峥,胡瑞华,许自然. 一种通用的H桥级联多电平逆变器SVPWM控制[J]. 电力电子技术,2012,46(8):53-56.
LU Zheng, HU Ruihua, XU Ziran. A generalized SVPWM control of cascaded H-bridgemulti-level inverter[J]. Power Electronics, 2012, 46(8):53-56.
- [14] 吴丽华,高慧芝,刘 政,等. 一种改进型的SVPWM算法研究[J]. 电机与控制学报,2013,17(4):57-63.
WU Lihua, GAO Huizhi, LIU Zheng, et al. Study on an improved SVPWM algorithm[J]. Electric Machines, 2013, 17(4):57-63.
- [15] RABINOVICI R, BAIMEI D, TOMASIK J, et al. Series space vector modulation for multi-level cascaded H-bridge inverters[J]. IET Power Electron, 2010, 3(6):843-857.
- [16] CHUNG D W, KIM J S, SUL S K. Unified voltage modulation technique for real-time three-phase power conversion[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(2):374-380.

汪玉凤(1962—),女,教授,博士生导师,研究方向为电能质量调节与控制、电力系统调度自动化、矿山自动化与信息化等。

段本涛(1989—),男,硕士研究生,研究方向为电力系统谐波抑制与无功补偿。

田晋羽(1989—),男,助理工程师,研究方向智能配电网。

(上接第159页)

- [18] 张 建,杨美娟,吴金龙,等. 柔性直流输电MMC换流阀运行试验装置及试验方法:201310090549.X[P]. 2013-03-20.
ZHANG Jian, YANG Meijuan, WU Jinlong, et al. Test device and method of operational test for VSC-HVDCMMC valve:201310090549.X[P]. 2013-03-20.
- [19] 胡治龙,许 钊,刘 朴,等. 一种柔性直流输电电压源换流器阀运行试验方法:201510799178.1[P]. 2015-11-18.
HU Zhilong, XU Fan, LIU Pu, et al. A test method of the operational test for VSC valve of VSC-HVDC:201510799178.1[P]. 2015-11-18.
- [20] 胡治龙,许 钊,刘 朴,等. 一种柔性直流输电电压源换流器阀运行试验装置:201510796223.8[P]. 2015-11-18.
HU Zhilong, XU Fan, LIU Pu, et al. A test device of the operational test for VSC valve of VSC-HVDC:201510796223.8[P]. 2015-11-18.

刘 壮(1983—),男,本科,工程师,主要从事高压电器检测技术研究工作。

胡治龙(1979—),男,高级工程师,从事电力电子产品试验技术研究及产品检测工作。

同聪维(1984—),女,硕士,工程师,从事电力电子产品试验技术研究及产品检测工作。

张 腾(1985—),男,硕士,工程师,从事电力电子产品试验技术研究及产品检测工作。

王 奔(1986—),男,硕士,工程师,从事电力电子产品试验技术研究及产品检测工作。

黄熹东(1984—),男,工程师,从事电力电子产品试验技术研究及产品检测工作。

徐子萌(1987—),男,硕士,工程师,从事电力电子产品试验技术研究及产品检测工作。