

DOI:10.3876/j.issn.1000-1980.2018.04.014

H 桥级联型整流器电容电压平衡控制策略

杨 颢¹,张 犁²

(1. 南京铁道职业技术学院,江苏 南京 210031;2. 河海大学能源与电气学院,江苏 南京 211100)

摘要: 针对 H 桥级联型整流器(cascaded H-bridge rectifier, CHBR)的电容电压平衡问题,在建立 CHBR 数学模型的基础上,研究了一种基于 PI 控制的直流侧电容电压平衡控制策略,采用载波移相调制策略(carrier phase-shifted SPWM, CPS-SPWM),理论推导出调制比与有功功率之间的关系,得出该电容电压平衡控制的均压范围。搭建了三模块 CHBR 的仿真模型和试验样机,试验结果验证了该算法具有较好的均压能力。

关键词: H 桥级联型整流器;大容量整流器;整流器电容电压;载波移相调制;电压平衡控制;负载不平衡度

中图分类号:TM464 文献标志码:A 文章编号:1000-1980(2018)04-0371-06

Controlling scheme of capacitor voltage balancing for the cascaded H-bridge rectifier

YANG Yang¹, ZHANG Li²

(1. Nanjing Institue of Railway Technology, Nanjing 210031, China;
2. College of Energy and Electrical Engineering, Hohai University, Nanjing 211100, China)

Abstract: Cascaded H-bridge rectifier(CHBR) are usually used in the high-voltage situations such as APF (Active Power Filter) and PET (Power Electronic Transformer). Further, the capacitor voltage balancing is an important issue of this topology. Based on the mathematical model of CHBR, a novel PI-based capacitor voltage balancing method is proposed with the carrier phase-shifted SPWM technique. The relationship between the modulation index and the active power of cells is deduced by the mathematical analysis, and the voltage range of proposed capacitor voltage balance control is derived. A three-module CHBR simulation model, as well as an experimental prototype, is built. Experimental results indicate that the presented method has good performance on the capacitor voltage balance.

Key words: Cascaded H-bridge rectifier; large capacity rectifier; rectifier capacitor voltage; CPS-SPWM; voltage balance control; unbalanced load degree

近年来,H 桥级联型整流器(cascaded H-bridge rectifier,CHBR)因其控制简单、易于模块化等优点已经成功应用于大功率场合^[1-6]。通过级联多个功率模块,CHBR 可以产生更多的电平来合成输入电压,从而大幅度降低电压和电流谐波。CHBR 由多个功率模块组成,与传统整流器相比其可以承受更高的电压,而每个功率模块承受的电压较低。由于 CHBR 采用模块化设计,当某个模块发生故障时可快速进行替换,从而显著提高整个系统的可靠性。

由于 CHBR 的每个功率模块流过的电流相同,在对直流侧电容电压进行调节时完全依靠相同的电流来控制多个功率模块,因此无法有效保证每个功率模块的直流侧电容电压的平衡,所以 CHBR 的直流侧电容电压平衡问题一直是国内外学者研究的重点^[7-12]。文献[13]对多种基于 PI 调节的直流母线电压控制算法

基金项目: 国家自然科学基金(51677054)

作者简介: 杨颢(1988—),男,助教,硕士,主要从事电力电子与传动控制研究。E-mail:758001360@qq.com

引用本文: 杨颢,张犁. H 桥级联型整流器电容电压平衡控制策略[J]. 河海大学学报(自然科学版),2018,46(4):371-376.

YANG Yang, ZHANG Li. Controlling scheme of capacitor voltage balancing for the cascaded H-bridge rectifier[J]. Journal of Hohai University(Natural Sciences),2018,46(4):371-376.

进行了研究,所以很难对 PI 调节器参数进行设计。文献[14]融合级联型整流器控制策略和均压策略,根据 PI 控制器对不平衡负载所在模块开关时间的调整,并依据试验结果得到该控制策略的均压范围。文献[15]在载波层叠调制基础上,通过 2 个模块输出电平叠加性质扩宽了模块间工作状态交换的范围。

为实现高功率因数、网侧电流正弦化和对直流侧电容电压快速调节的目的,笔者采用一种瞬时电流双闭环控制策略。同时,为了解决直流侧电容电压平衡问题,研究了一种基于 PI 控制的直流侧电容电压平衡控制策略。采用 CPS-SPWM 调制方法,理论推导出调制比与有功功率之间的关系,确定了该控制算法的均压范围。通过仿真和试验,验证表明该控制算法具有很好的均压能力。

1 数学模型

如图 1 为 H 桥级联型整流器主电路图,单个功率单元为单相两电平 PWM 整流器,H 桥级联型整流器就是将多个功率单元串联而成的。如图 1 所示, u_s 表示网侧输入交流电压源,网侧输入电流为 i_s ; L 为网侧滤波电感;各单元模块编号分别为 $1, 2, \dots, n$ (共级联 n 个模块);在每个单元模块中有 4 个 IGBT 功率开关模块,编号依次为 S_{n1}, S_{n2}, S_{n3} 和 S_{n4} ;每个模块直流侧电容分别表示为 $C_1, C_2, \dots, C_n$;用纯电阻来等效直流侧负载,表示为 $R_1, R_2, \dots, R_n$; $u_{ab1}, u_{ab2}, \dots, u_{abn}$ 分别表示每个模块交流侧输入电压; $u_{dc1}, u_{dc2}, \dots, u_{dcn}$ 分别表示每个功率模块直流侧电容电压的瞬态值;每个功率单元的电容电压稳态值分别表示为 $U_{dc1}, U_{dc2}, \dots, U_{dcn}$ 。CHBR 的数学表达式为

$$u_s - L \frac{di_s}{dt} = \sum_{i=1}^n Q_i u_{dc i} = u_{ab} \tag{1}$$

$$C_i \frac{du_{dc i}}{dt} = Q_i i_s - \frac{u_{dc i}}{R_i} \tag{2}$$

该拓扑的开关函数 Q_i 可以表示为

$$Q_i = K_{i1} K_{i4} - K_{i2} K_{i3} \tag{3}$$

其中
式中: $K_{i1} \sim K_{i4}$ ——拓扑第 i 个模块的 4 个 IGBT 功率模块的开关状态。

2 调制方式与控制方法

2.1 CPS-SPWM 调制方式

CPS-SPWM 调制技术可以实现在较低开关频率情况下达到较高等效开关频率的效果,而且其具有很好的谐波特性,因此广泛应用到级联型多电平变流器中^[16]。本文将 CPS-SPWM 调制技术引入 CHBR。CPS-SPWM 调制方法如图 2 所示。

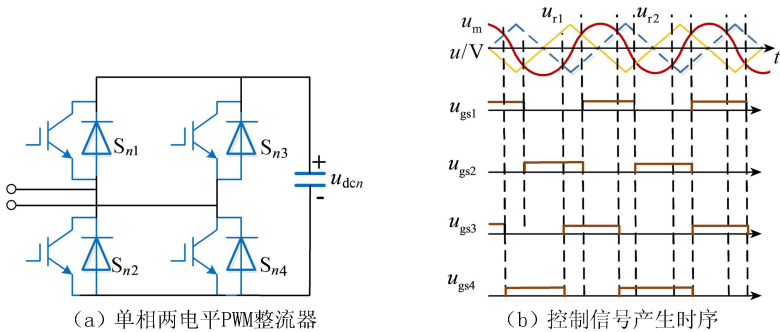


图 2 单相两电平整流器控制信号产生图
Fig. 2 Control signals of full bridge module

图 2(a)为单相两电平 PWM 整流器。图 2(b)中调制波为 u_m ,三角载波 u_{r1} 的频率为 f_c 与频率为 f_m 的调

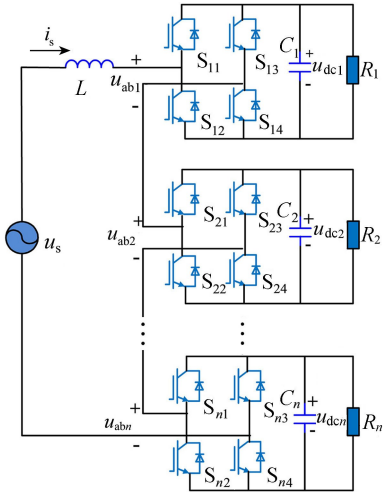


图 1 CHBR 电路拓扑图
Fig. 1 Topological structure of cascaded H-bridge rectifier

制波的交点作为 S_{n1} 、 S_{n2} 的开关点 (u_{gs1} 、 u_{gs2})， S_{n1} 、 S_{n2} 的门极信号互补。另外一个三角载波 u_{r2} 与 u_{r1} 的相位相反而幅值相等。如图 2(b) 所示， S_{n3} 和 S_{n4} 的开关点 (u_{gs3} 、 u_{gs4}) 为 u_{r2} 与调制波的交点。

采样相同调制波的 n 个功率模块，每个模块的三角载波依次相差 $T_c/(2N)$ (T_c 为调制波的周期， N 为功率模块的数量)，记为 $u_{r1}(1)$ ， $u_{r1}(2)$ ， $u_{r1}(3)$ ， $\dots$ ， $u_{r1}(N)$ ，调制波与 2 个三角波相交后产生的 PWM 信号的叠加就是每个功率单元的输出。在半周期移相方式中，总共有 n 个三角载波 u_{r1} 和 n 个三角波 u_{r2} 均匀分布在整個调制波周期内，因此 n 个单元模块组成的级联型 H 桥整流器可以看作 $2n$ 模块的移相 SPWM 组合整流器，其可以输出 $(2n+1)$ 个电平的 PWM 信号。

2.2 总体控制算法

为了实现 H 桥级联型整流器的高功率因数、网侧电流正弦化以及输出电压快速调节的目的，本文采用瞬时电流控制策略。由于同一个输入电流用来调节 n 个单元 H 桥整流器，因此可以将直流母线电压看作一个总输出电压 $u_{dc, \text{sum}}$ 。控制算法分为电压外环控制和电流内环控制，电流内环控制用来改善系统动态响应和高功率因数，电压外环的主要作用是保证直流母线总电压 $u_{dc, \text{sum}}$ 始终与参考电压一致。

如图 3 所示，将各功率单元电容电压采样值 u_{dc1} ， u_{dc2} ， $\dots$ ， u_{dcn} 用加法器求和，从而可以得到直流母线电压总和 $u_{dc, \text{sum}}$ ，用其与直流侧电压参考值 $u_{dc, \text{sum}}^*$ 比较后，将得到的误差值送入电压外环 PI 控制环节得到电流调节量 I_{ref} 。

$$I_{\text{ref}} = K_{\text{vp}}(u_{dc, \text{sum}}^* - u_{dc, \text{sum}}) + K_{\text{vi}} \int (u_{dc, \text{sum}}^* - u_{dc, \text{sum}}) dt$$

(4)

网侧瞬时参考电流值 i_s^* 可表示为

$$i_s^* = I_{\text{ref}} \sin \omega t$$

(5)

式中： K_{vp} ——电压外环比例参数； K_{vi} ——电压外环积分参数。

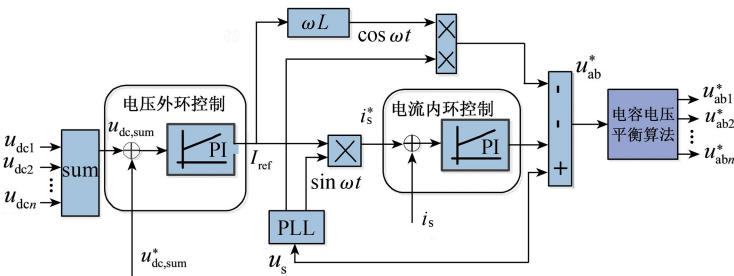


图 3 总体控制框图

Fig. 3 Overall control of cascade H-bridge rectifier

电流内环设计有比例控制器，将参考电流瞬时值 i_s^* 与电流瞬时值 i_s 进行比较后产生电压调整值，从而由式(6)得 H 桥级联型整流器的网侧电压参考值 u_{ab}^* ，最终将生成的参考电压 u_{ab}^* 送入电容电压平衡算法模块作为控制依据。

$$u_{ab}^* = u_s - \omega L I_{\text{ref}} \cos \omega t - K_{\text{ip}}(I_{\text{ref}} \sin \omega t - i_s)$$

(6)

式中： K_{ip} ——电流内环比例参数。

2.3 电压平衡算法

H 桥级联型整流器的目的是保证各直流侧输出电压相等，然而当各模块负载不相等或者各整流器特性不同时是十分困难的。本文研究了一种基于 PI 控制的电容电压平衡算法来避免出现模块间电压波动，如图 4 所示。

由图 4 可知，电压平衡算法通过将每个功率模块的输出电压 u_{dc1} 与参考电压 u_{dc1}^* 进行比较，两者产生的误差输入到 PI 控制器中产生补偿电流。每一个输出 PI 控制器将网侧电压乘以一个同步正弦信号从而得到网侧电流误差。每个模块的调制信号 u_{abi}^* 都是由对应的网侧电流误差 e_i 和总调制信号 u_{ab}^* 之和产生的。因此，当某个功率模块的输出电压 u_{dc1} 发生变化时，必然改变其调制波的大小，从而改变分配到该模块的有功功率的大小。当某模块输出电压偏低时，就会相应增加分配到该模块的有功功率；反之亦然。该电压平衡算法通过

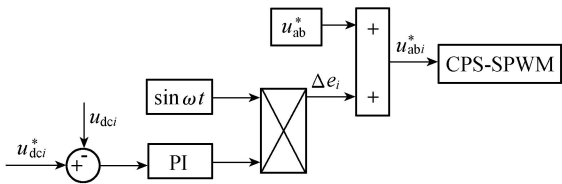


图 4 电容电压平衡控制框图

Fig. 4 Capacitor voltage balance control

根据功率模块瞬时输出电压而改变有功功率,这样也就可以实现系统各模块的电容电压的平衡。根据定义,每个模块的调制比可以由每个模块的输入电压峰值和输出电压之间的关系来表示,如式(7)所示(m_i 代表第*i*个模块的调制比)。

$$\sqrt{2}U_{abi}=m_iU_{dci}$$

(7)

因为输入电感影响很小,可以忽略,所以电网电压的有效值可以表示为

$$U_s \approx U_{ab} = \frac{nMU_{dc, sum}}{\sqrt{2}}$$

(8)

可以将*n*个功率单元的H桥级联型整流器的调制比表示为*M*。因此, m_i 和*M*之间的关系可以推导出:

$$nMU_{dc, sum} = \sum_{i=1}^n m_i U_{dci}$$

(9)

当负载改变时,假设模块1为最小负载导纳值 Y_1 ,其余模块的负载导纳值都相同,即

$$Y_1 < Y_2 = Y_3 = \cdots = Y_n$$

(10)

在施加电压平衡算法的情况下,CHBR中的每个功率模块上的功率都会动态变化,从而可以实现电容电压的平衡。然而在超调情况下调制器会进入非线性区,这样会造成明显的低频谐波分量。因此,平衡算法只有在每个模块的调制比在0~1之间时才能够正常工作。因此,从第2个模块到第*n*各模块的调制比都可以用第一个模块的调制比来表示:

$$\begin{cases} 0 < m_1 < 1 \\ 0 < m_2 = m_3 = \cdots = m_n = \frac{nM - m_1}{n - 1} \end{cases}$$

(11)

将负载不平衡度用 Δy 表示,其大小为不平衡模块导纳与各模块导纳的平均值之比^[17]。设定 Y_1 是最小负载导纳值,则负载不平衡度可表示为

$$\Delta y = \frac{nY_1}{\sum_{i=1}^n Y_i}$$

(12)

当负载平衡时,负载不平衡度等于1。当模块1的负载被去除,不平衡度等于0。假设电路中无功率损耗,那么分配到功率模块1的有功功率可以表示为

$$P_1 = m_1 U_{dc, sum} I_s = U_{dc, sum}^2 Y_1$$

(13)

假设在能量传递过程中不损耗有功功率,总输入功率可以表示为

$$P = nMU_{dc, sum} I_s = U_{dc, sum}^2 \sum_{i=1}^n Y_i$$

(14)

由式(13)和式(14)得

$$m_1 = \frac{nY_1}{\sum_{i=1}^n Y_i} M = \Delta y M$$

(15)

3 仿真与试验

3.1 仿真

在MATLAB/SIMULINK中搭建3个功率单元的CHBR仿真模型,仿真取值 $U_s=75\text{ V}/50\text{ Hz}$,网侧电感 $L=1\text{ mH}$,电容值均为 $2\,200\text{ }\mu\text{F}$,开关频率 $f_T=1.5\text{ kHz}$,单模块直流输出电压参考值为 50 V 。功率模块1、2、3的负载电阻分别取 $20\text{ }\Omega$ 、 $15\text{ }\Omega$ 、 $10\text{ }\Omega$,在未施加直电容电压平衡环节时的仿真结果如图5(a)所示;在同样情况下,施加电容电压平衡环节后,仿真结果如图5(b)所示。

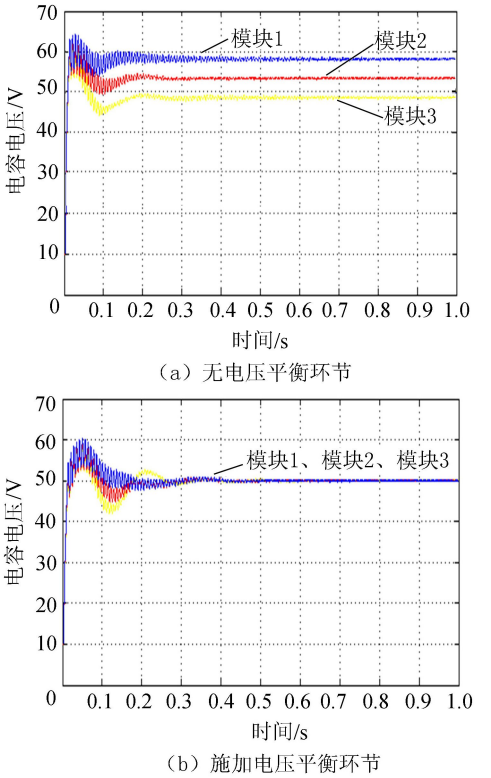


图5 各模块输出电压波形
Fig.5 Waveforms of output voltages

比较图 5(a) 和图 5(b) 可知:在未施加电压平衡环节的情况下,3 个功率模块的输出电压在稳定后差值较大。在施加电压平衡环节的情况下,稳定后 3 个功率模块的直流侧输出电压基本相等,都稳定在 50 V 左右。仿真结果表明,本文研究的电压平衡算法实现了快速均压。

3.2 试验

采用 DSP 单元实现整流器闭环控制、均压控制和软件保护,采用 FPGA 单元实现调制信号,搭建一个 250 W、单模块直流输出 50 V 的小功率三模块 H 桥级联型整流器系统,试验参数与仿真参数相同。

3 个模块的负载分别为 R_1 、 R_2 和 R_3 ,试验开始时 3 个模块负载都取 $20\ \Omega$ 。图 6 所示为 3 个模块 CHBR 的每个模块的输入电压和 CHBR 输入电压波形图,如图 7 所示为各模块的输出电压和网侧电流,每个模块的输出电压值都稳定在 50 V 左右。

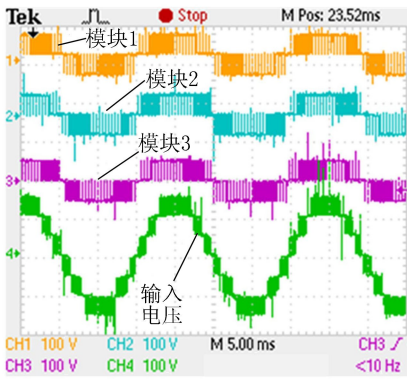


图 6 各模块输入电压和 CHBR 电压波形

Fig. 6 Input voltages of three-module and CHBR

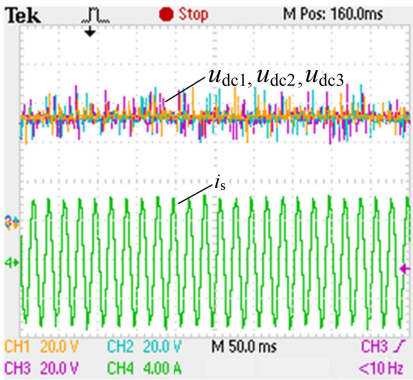


图 7 各模块输出电压和输入电流波形

Fig. 7 Waveforms of output voltages and grid current

为了验证直流侧电容电压平衡算法的正确性,保持模块 2 和模块 3 负载不变,改变模块 1 负载, $R_1 = 50\ \Omega$, $m = 0.8$ 。如图 8 所示,随着负载变化,模块 1 的直流侧电压升高,随着电容电压平衡控制算法的作用,3 个模块的直流侧电压逐渐稳定在 42 V,在负载变化期间网侧电流只改变了幅值。由此说明直流侧电压平衡控制算法完成了均压,保证了系统正常稳定地运行。

为了进一步验证均压控制算法对系统稳定性的作用,在负载平衡情况下工作到 300 ms 时切除模块 3 的负载。如图 9 所示,直流侧输出电压在模块 3 负载切除后升高,但在均压算法的作用下很快恢复稳定,最终稳定在 50 V 左右。在这个过程中,3 个单元模块的直流侧输出电压基本保持相同,未发生电压漂移。

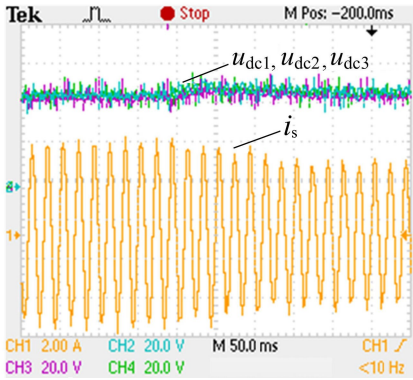


图 8 负载突变时输出电压和输入电流波形

Fig. 8 Waveforms of output voltages and grid current with load variation

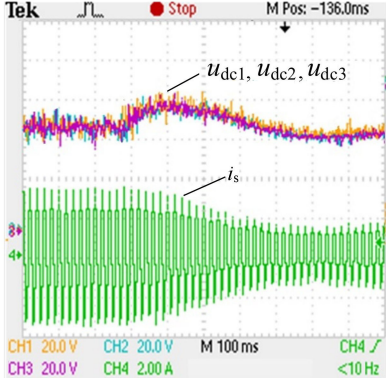


图 9 模块 3 负载切除后直流电压和网侧电流波形

Fig. 9 Waveforms of output voltages and grid current at module 3 without load condition

4 结 语

针对 H 桥级联型整流器电容电压不平衡问题,首先分析了 CHBR 的数学模型和 CPS-SPWM 调制方法,对 CHBR 总体控制采用基于瞬时电流双闭环控制,在此基础上研究一种基于 PI 调节的电容电压平衡算法,采用 CPS-SPWM 调制方式,理论推导出有功功率与调制比之间的关系,得出该均压调制策略的均压范围。

最后,搭建三功率模块的实验样机,分别在模块1负载 $R_1=50\Omega$ 、 $m=0.8$ 和模块3切除2种情况下,3个功率模块直流侧输出电压基本保持相同,未出现电压漂移,验证了该控制算法具有较好的均压能力。

参考文献:

[1] 杨晓峰,林智钦,郑琼林,等. 模块组合多电平变换器的研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(6): 1-15. (YANG Xiaofeng, LIN Zhiqin, ZHENG Qionglin, et al. A review of modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(6): 1-15. (in Chinese))

[2] 王立乔, 齐飞. 级联型多电平变流器新型载波移相 SPWM 研究[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(3): 28-34. (WANG Liqiao, QI Fei. Novel carrier phase-shifted SPWM for cascade multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(3): 28-34. (in Chinese))

[3] 李建林, 张仲超, 许洪华. 基于级联 H 桥五电平变流器 SAPF 的应用研究[J]. 电工技术学报, 2006, 21(2): 79-82. (LI Jianlin, ZHANG Zhongchao, XU Honghua. Research on SAPF based on cascade H bridge five-level converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(2): 79-82. (in Chinese))

[4] 徐榕, 于泳, 杨荣峰, 等. H 桥级联 STATCOM 直流侧电容电压平衡控制方法[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(5): 15-22. (XU Rong, YU Yong, YANG Rongfeng, et al. DC capacitor voltage balance control of H-bridge cascaded STATCOM[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(5): 15-22. (in Chinese))

[5] 季振东, 孙毅超, 李东野, 等. 星形和三角形连接的链式 H 桥 STATCOM 不平衡补偿分析[J]. 高电压技术, 2015, 41(7): 2435-2444. (JI Zhendong, SUN Yichao, LI Dongye, et al. Comparative analysis for unbalance compensation of cascaded H-bridge STATCOMs between star and delta configuration[J]. High Voltage Engineering, 2015, 41(7): 2435-2444. (in Chinese))

[6] ALINAGHI M, HOSSEIN I. Optimal selective harmonic elimination for cascaded H-bridge-based multilevel rectifiers[J]. IET Power Electron, 2014, 7: 350-356.

[7] 罗雨, 饶宏, 许树楷. 级联多电平换流器的高效仿真模型[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(15): 2346-2352. (LUO Yu, RAO Hong, XU Shukai. Efficient modeling for cascading multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(15): 2346-2352. (in Chinese))

[8] 薛畅, 申科, 纪延超, 等. 模块化多电平换流器的电容电压平衡方法[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(7): 27-31. (XUE Chang, SHEN Ke, JI Yanchao, et al. Capacitor voltage balancing of modular multilevel converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(7): 27-31. (in Chinese))

[9] 刘秋降, 吴命利, 吴丽然. 级联 H 桥变流器电容电压均衡约束条件[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(15): 113-119. (LIU Qiujang, WU Mingli, WU Liran. Constraints for balancing capacitor voltage of cascaded H-bridge converters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(15): 113-119. (in Chinese))

[10] 王顺亮, 宋文胜, 冯晓云. 基于电压补偿分量注入的单相级联 H 桥整流器载波调制与电容电压平衡方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(12): 3117-3123. (WANG Shunliang, SONG Wensheng, FENG Xiaoyun. Carrierbased modulation and capacitor voltage balance control method with voltage offset injection of single phase cascaded H-bridge rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(12): 3117-3123. (in Chinese)).

[11] SEPAHVAN H, LIAO J, FERDOWSI M, et al. Capacitor voltage regulation in single-dc-Source cascaded H-bridge multilevel converters using phase-shift modulation[J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2013, 60(9): 3619-3626.

[12] HE Xiaoqiong, LIN Xiaolan, PENG Xu, et al. Control strategy of single-phase three level neutral point clamped cascaded rectifier[J]. Energies, 2017, 10(5): 592-608.

[13] DELL' AQUILA A, LISERRE M, MONOPOLI V G, et al. Overview of PI-based solutions for the control of dc buses of a single-phase h-bridge multilevel active rectifier[J]. IEEE Transaction Industrial Applications, 2008, 44(3): 857-866.

[14] VAZQUES S, LEON J, CARRASCO JM, et al. Analysis of the power balance in the cells of a multilevel cascaded H-bridge converter[J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2010, 57(7): 2287-2296.

[15] ZHAO Tiefu, WANG Gangyao, BHATTACHARYA S, et al. Voltage and power balance control for cascaded H-bridge converter-based solid-state transformer[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2012, 28(4): 1523-1532.

[16] 李建林, 赵栋利, 赵斌, 等. 载波移相 SPWM 级联 H 型变流器及其在有源电力滤波器中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(10): 109-113. (LI Jianlin, ZHAO Dongli, ZHAO Bin, et al. Cascade H-bridge converter with carrier phase shifted SPWM technique and its application in active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(10): 109-113. (in Chinese))

[17] PENG Xu, HE Xiaoqiong, HAN Pengcheng, et al. Opposite vector based phase shift carrier space vector pulse width modulation for extending the voltage balance region in single-phase 3LNPC cascaded rectifier[J]. IEEE Transaction Power Electronics, 2017, 32(9): 7381-7393.