

# 模块化多电平换流器 $2N+1$ 电平调制方式研究

谭风雷

(国网江苏省电力公司检修分公司, 江苏 南京 211102)

**摘要:**文中研究了一种模块化多电平换流器  $2N+1$  电平调制方式。分析了  $N+1$  电平调制方式,在充分理解模块化多电平换流器工作原理的基础上,推导了  $2N+1$  电平调制方式的实现原理,并分奇、偶2种情况分别给出了具体的实现过程。仿真结果表明,相比于  $N+1$  电平调制方式, $2N+1$  电平调制方式可以实现  $2N+1$  电平输出,波形电平数多,谐波含量低,但需要以增加桥臂环流和电感压降为代价,最后验证了该方法的可行性和有效性。

**关键词:**模块化多电平换流器; $N+1$  电平; $2N+1$  电平;仿真

**中图分类号:** TM531

**文献标志码:** A

**文章编号:** 2096-3203(2017)02-0099-05

## 0 引言

随着多电平技术的快速发展,模块化多电平换流器凭借其拓扑结构带来的优点<sup>[1-4]</sup>,深受专家学者们的青睐。其优点主要有高度模块化设计,集成度高,扩展方便,易于冗余设计;三相桥臂与直流母线侧电容器并联,利于能量的双向流动;输出波形质量随着子模块数量的增加会不断提高且易于控制。为了保证模块化多电平换流器直流母线电压均匀分配到各个子模块上,传统的控制技术<sup>[5-8]</sup>一般采用  $N+1$  电平调制方式,该方式输出电压为  $N+1$  电平,桥臂环流小,电感压降小。文献[9]基于 H 桥级联多电平的调制原理,提出了  $2N+1$  电平调制方式,并通过仿真实验验证了该方法的可行性。该调制方法可以实现  $2N+1$  电平电压输出,提高了输出波形的质量,但带来了桥臂环流和电感压降较大的问题。实际上,目前针对模块化多电平换流器  $2N+1$  电平调制方法的研究不多,很少给出算法的具体实现过程,不够严谨,且不同文献关于  $2N+1$  电平的调制方法也不同。

基于上述分析,本文通过研究、对比大量相关参考文献,得到一种模块化多电平换流器  $2N+1$  电平调制方式,分奇、偶2种情况分别进行讨论,主要在于移相方式上不同。仿真实验验证了  $2N+1$  电平调制方式的正确性,并与  $N+1$  电平调制方式进行对比。该调制方式输出波形质量好,但桥臂环流和电感压降较大。

## 1 模块化多电平换流器拓扑结构

模块化多电平换流器拓扑结构如图1所示。其由6个桥臂构成,每个桥臂有  $N$  个子模块,假设直

流侧总压为  $U_{dc}$ ,桥臂电感为  $L_s$ 。介绍模块化多电平换流器工作原理的文献<sup>[10]</sup>较多,就不再赘述。

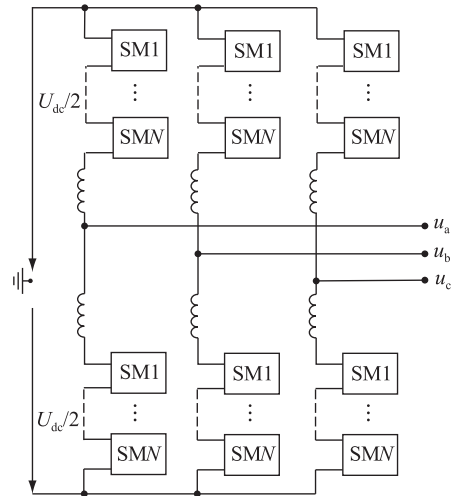


图1 模块化多电平换流器拓扑结构

Fig.1 Circuit configuration of MMC

## 2 $N+1$ 电平调制方式

根据参考文献[11]可知:模块化多电平换流器中为了保证能量的均压分配,上、下桥臂电压之和应为直流侧电容电压,极端情况下如果上桥臂电压为零,则下桥臂电压为直流母线侧电容电压  $U_{dc}$ ,该电压  $U_{dc}$  均压分配到  $N$  个子模块中,所以子模块电容电压为  $U_{dc}/N$ 。这样只需要上、下桥臂投入的子模块数量之和为  $N$ ,即可保证上、下桥臂电压之和为直流侧电容电压。这时通过改变上、下桥臂投入的子模块数量,即可改变输出电压。上、下桥臂投入的子模块数量之和为  $N$  存在  $N+1$  种情况,从而可以输出  $N+1$  种电平。

为了保证上、下桥臂投入的子模块数量之和为  $N$ ,当上桥臂投入一个子模块时,对应的下桥臂应该切除一个子模块,即上、下桥臂对应的子模块的驱

动信号相反。为保证驱动信号相反,只需将参考电压信号和三角载波信号同时取反即可。

总结模块化多电平换流器开关通断的特点,结合载波移相技术,文献[10]给出了基于载波移相技术的  $N+1$  电平调制方式。针对上桥臂,将参考电压信号取反后作为调制信号,将幅值、频率相同,相位相差  $360^\circ/N$ ,最大值为 1,最小值为 0 的三角波作为载波;针对下桥臂,将参考电压信号作为调制信号,将幅值、频率相同,相位相差  $360^\circ/N$ ,最大值为 1,最小值为 0 的三角波分别移相  $180^\circ$  后作为载波。

为了更加直观地体现  $N+1$  电平调制方式,以  $N=2$  和  $N=3$  为例,分别给出了上、下桥臂调制信号和载波信号,如表 1 和表 2 所示,其中  $U_{ref}$  为实际参考电压信号。

表 1 模块化多电平换流器  $N+1$  电平调制方式 ( $N=2$ )

Table 1 Modulation method for  $N+1$  levels of MMC ( $N=2$ )

信号类型	调制波	三角载波	
		模块	初始相位/ $(^\circ)$
上桥臂	$-U_{ref}N/U_{dc}$	SM1	0
		SM2	180
下桥臂	$U_{ref}N/U_{dc}$	SM3	180
		SM4	0

表 2 模块化多电平换流器  $N+1$  电平调制方式 ( $N=3$ )

Table 2 Modulation method for  $N+1$  levels of MMC ( $N=3$ )

信号类型	调制波	三角载波	
		模块	初始相位/ $(^\circ)$
上桥臂	$-U_{ref}N/U_{dc}$	SM1	0
		SM2	120
		SM3	240
		SM4	180
下桥臂	$U_{ref}N/U_{dc}$	SM5	300
		SM6	60

### 3 $2N+1$ 电平调制方式

H 桥级联型多电平换流器中采用  $180^\circ/N$  移相方式,  $N$  个子模块可以输出  $2N+1$  电平,对比于  $2N$  个子模块的模块化多电平换流器理论上依然可以输出  $2N+1$  电平,这样可以极大增加电平数,减少谐波含量,提高波形质量,同时在保证电平数相同时,可以有效减少子模块数量,进一步降低成本。

基于以上分析,文献[12]考虑将  $180^\circ/N$  移相方式应用到模块化多电平换流器中,并给出了详细的分析。为了使模块化多电平换流器输出  $2N+1$  电平,这时就无法保证上、下桥臂投入的子模块数量之和为  $N$ ,即:

$$n_p + n_n \neq N \quad (1)$$

式中:  $n_p$  为上桥臂需要投入的子模块数量;  $n_n$  为下桥臂需要投入的子模块数量。

当上、下桥臂投入的子模块数量之和不为  $N$  时,为了保证直流母线侧电容电压的稳定,这时桥臂电感上会承担较大压降,因此不能将其忽略<sup>[9]</sup>,则考虑电感压降后输出电压  $u_x$  ( $x=a,b,c$ ) 可以表示为:

$$u_x = \frac{U_{nx} - U_{px}}{2} - \frac{L_s}{2} \frac{di_x}{dt} \quad (2)$$

式中:  $U_{px}$  为  $x$  相上桥臂的电压;  $U_{nx}$  为  $x$  相下桥臂的电压。将  $n_p$  和  $n_n$  代入式(2)可得:

$$u_x = \frac{n_n - n_p}{2} \frac{U_{dc}}{N} - \frac{L_s}{2} \frac{di_x}{dt} \quad (3)$$

将  $n_p + n_n = N$  代入式(3)可得:

$$u_x = n_n \frac{U_{dc}}{N} - \frac{U_{dc}}{2} - \frac{L_s}{2} \frac{di_x}{dt} \quad (4)$$

式中:  $n_n \in [0, N]$ 。由式(4)可知,输出电压  $u_x$  为  $N+1$  电平。为了使  $u_x$  为  $2N+1$  电平,假设  $n_p + n_n = N+1$ ,则式(4)为:

$$u_x = n_n \frac{U_{dc}}{N} - \frac{U_{dc}}{2} - \frac{L_s}{2} \frac{di_x}{dt} - \frac{U_{dc}}{2N} \quad (5)$$

此时  $n_n \in [1, N]$ 。由式(5)可知,输出电压  $u_x$  为  $N$  电平,与式(4)中的  $N+1$  电平输出电压  $u_x$  不同,进而实现了  $2N+1$  电平输出,同理可以假设  $n_p + n_n = N-1$ ,则式(4)为:

$$u_x = n_n \frac{U_{dc}}{N} - \frac{U_{dc}}{2} - \frac{L_s}{2} \frac{di_x}{dt} + \frac{U_{dc}}{2N} \quad (6)$$

上述分析表明,输出电压  $u_x$  同样可以达到  $2N+1$  电平。综上所述,模块化多电平换流器要想实现  $2N+1$  电平输出,上、下桥臂投入子模块数量之和不为定值,必须满足以下条件:

$$\begin{cases} n_p + n_n = N \\ n_p + n_n = N \pm 1 \end{cases} \quad (7)$$

当输出电压  $u_x$  为  $2N+1$  电平时,由于输出电流在上、下桥臂电感上的压降之和为 0,故只考虑环流作用在单个电感上的压降  $u_{zlx}$ ,可表示为:

$$u_{zlx} = L_s \frac{di_{zx}}{dt} = (n_p + n_n) \frac{U_{dc}}{2N} - \frac{U_{dc}}{2} \quad (8)$$

显然,当上、下桥臂投入的子模块数量之和为  $N$  时,  $u_{zlx}$  为 0,桥臂环流很小几乎可以忽略;但当上、下桥臂投入的子模块数量之和不为  $N$  时,  $u_{zlx}$  为  $|U_{dc}/2N|$ ,即子模块电容电压的一半,这时环流较大不能忽略。

前面分析了模块化多电平换流器实现  $2N+1$  电平输出的原理<sup>[13-16]</sup>,下面将详细给出具体的调制方式。实际上,要实现  $2N+1$  电平输出,子模块数量  $N$

的奇偶也是十分重要的,奇偶性不同,三角载波相位不同<sup>[9]</sup>。当子模块数量  $N$  为奇数时,将参考电压信号作为下桥臂的调制信号,该调制信号取反后作为上桥臂的调制信号,将幅值、频率相同,相位相差  $360^\circ/N$ ,最大值为 1,最小值为 0 的三角波作为上桥臂的载波,而下桥臂载波与上桥臂载波完全相同;当子模块数量  $N$  为偶数时,上、下桥臂调制信号与  $N$  为奇数时相同,将幅值、频率相同,相位相差  $360^\circ/N$ ,最大值为 1,最小值为 0 的三角波作为上桥臂的载波,将上桥臂载波分别移相  $180^\circ/N$  后作为下桥臂载波。以  $N=2$  和  $N=3$  为例进行具体说明, $2N+1$  电平调制方式如表 3、表 4 所示。

表 3 模块化多电平换流器  $2N+1$  电平调制方式 ( $N=2$ )Table 3 Modulation method for  $2N+1$  levels of MMC ( $N=2$ )

信号类型	调制波	三角载波	
		模块	初始相位/ $(^\circ)$
上桥臂	$-U_{ref}N/U_{dc}$	SM1	0
		SM2	180
下桥臂	$U_{ref}N/U_{dc}$	SM3	90
		SM4	270

表 4 模块化多电平换流器  $2N+1$  电平调制方式 ( $N=3$ )Table 4 Modulation method for  $2N+1$  levels of MMC ( $N=3$ )

信号类型	调制波	三角载波	
		模块	初始相位/ $(^\circ)$
上桥臂	$-U_{ref}N/U_{dc}$	SM1	0
		SM2	120
		SM3	240
		SM4	0
下桥臂	$U_{ref}N/U_{dc}$	SM5	120
		SM6	240

## 4 仿真研究

为了验证模块化多电平换流器  $N+1$  电平调制方式与  $2N+1$  电平调制方式的可行性和有效性,在 PSCAD 软件中搭建了仿真模型,该模型采用三相模块化多电平逆变器,主要参数如表 5 所示。

表 5 仿真模型中主要参数

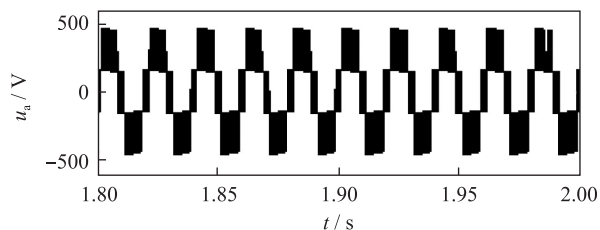
Table 5 Circuit parameters

参数类型	参数数值
直流母线电源/V	900
桥臂电感/mH	2.5
子模块电容/mF	6
电阻负载/ $\Omega$	5
电感负载/mH	5
开关频率/kHz	2
调制比	0.8

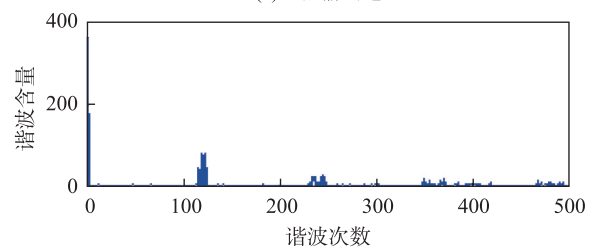
当  $N$  为奇数时,以  $N=3$  为例进行分析说明,仿真结果如图 2、图 3 所示。比较图 2(a)、图 2(b)与图 3(a)、图 3(b)可知, $N+1$  电平调制方式输出波形为四电平,其基波含量为 361.6 V,谐波含量(THD)为 50.00%,高次谐波主要集中在 6 kHz 及其倍数次,而  $2N+1$  电平调制方式输出波形为五电平,其基波含量为 359.7 V,THD 为 23.90%,高次谐波主要集中在 12 kHz 及其倍数次,显然  $2N+1$  电平调制方式电平多,输出波形谐波含量低,质量高,但基波含量相对偏低,控制效果远优于  $N+1$  电平调制方式。

比较图 2(c)、图 2(d)与图 3(c)、图 3(d)可知, $N+1$  电平调制方式输出环流的直流含量为 12.61 A,二次谐波含量为 3.10 A,几乎没有高次以及开关次谐波,而  $2N+1$  电平调制方式输出环流的直流含量为 12.70 A,二次谐波含量为 3.32 A,基本与  $N+1$  电平调制方式相同,但其存在 3 倍的开关次谐波且含量为 1.08 A,因此  $2N+1$  电平调制方式尽管可以实现  $2N+1$  电平输出,但是需要以增加环流为代价。

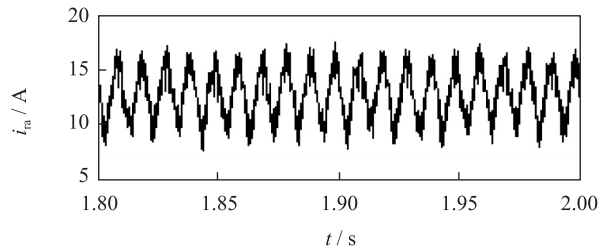
比较图 2(e)、图 2(f)与图 3(e)、图 3(f)可知, $N+1$  电平调制方式的桥臂电感压降(忽略基波电压分量)中主要含有 6 kHz 谐波 17.34 V 以及 12 kHz 谐波 5.40 V,与理论结果不同,但考虑到忽略了开关过程,仿真结果与理论结果存在一定差异也是正常的。而  $2N+1$  电平调制方式的桥臂电感压降中主要含 6 kHz 谐波 84.35 V 以及 18 kHz 谐波 18.88 V,由式(8)可知,桥臂电感压降幅值最大值应为  $150\text{ V}(U_{dc}/2N)$ ,但由于采用  $2N+1$  电平调制方式,桥臂电感压降幅值应该在 0 与 150 V 之间以 3 倍开关频率 6 kHz 变化,所以桥臂电感压降等效幅值应该小于 150 V,而 84.35 V 满足要求,进而也验证了式(8)的正确性。当  $N$  为偶数时,其分析过程与  $N$  为奇数时完全一样。



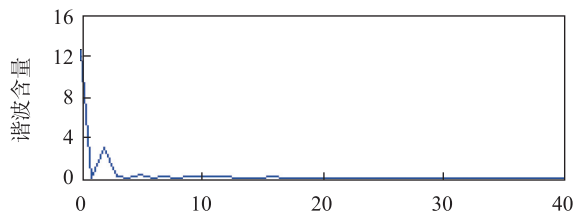
(a) a相输出电压



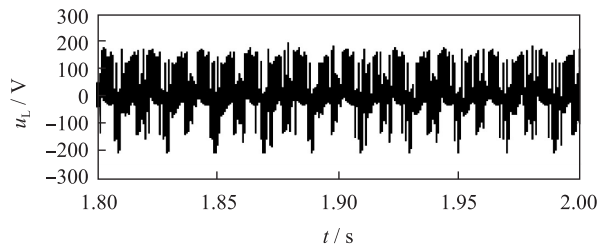
(b) a相输出电压谐波



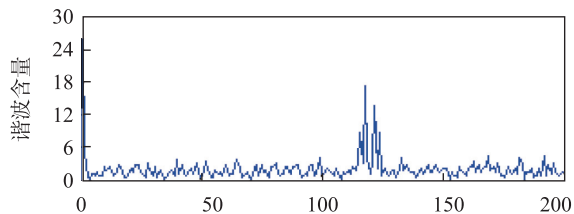
(a) a相输出电压



(b) a相输出电压谐波



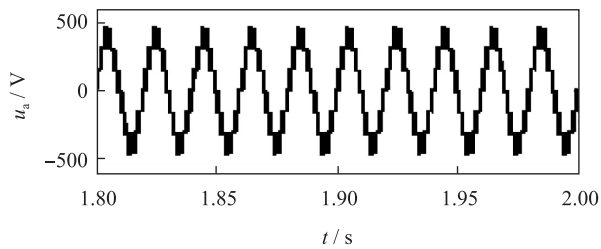
(c) a相环流



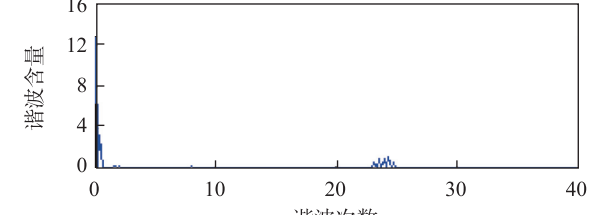
(d) a相环流谐波

图2 N+1电平调制方式仿真波形

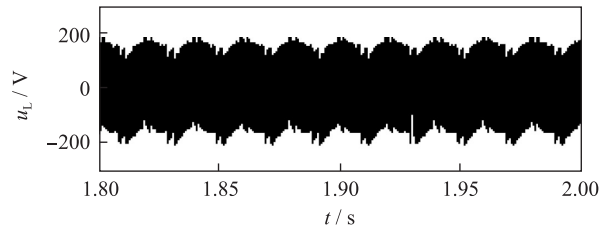
Fig.2 Simulation waveforms of Modulation method for N+1



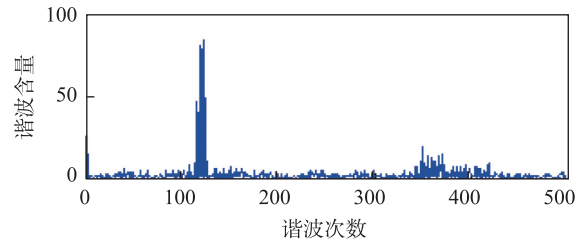
(c) a相环流



(d) a相环流谐波



(e) a相上桥臂电感压降



(f) a相上桥臂电感压降谐波

图3 2N+1电平调制方式仿真波形

Fig.3 Simulation waveforms of Modulation method for 2N+1

综上所述, $N+1$  电平调制方式输出电压为  $N+1$  电平,高次谐波主要集中在  $Nf_k$  及其倍数次,其环流主要含有直流分量和二次谐波分量,而桥臂电感压降较小且主要集中在  $Nf_k$  及其倍数次。与其对应的  $2N+1$  电平调制方式输出电压为  $2N+1$  电平,高次谐波主要集中在  $2Nf_k$  及其倍数次,其环流不仅含有直流分量和二次谐波分量,且存在较大的  $Nf_k$  谐波分量,而桥臂电感压降较大,一般略小于  $U_{dc}/2N$ ,且主要集中在  $Nf_k$  及其倍数次。相对于  $N+1$  电平调制方式, $2N+1$  电平调制方式输出波形质量高,但其需要以增加环流和桥臂电感压降为代价。

### 5 结语

在充分理解模块化多电平换流器拓扑结构的基础上,详细给出了  $N+1$  电平调制方式的实现过程。推导了  $2N+1$  电平调制方式的实现原理,并分

奇、偶 2 种情况,分别给出了各自具体的实现过程。利用 PSCAD 仿真模型验证了 2 种调制方式的正确性,得出以下结论:2N+1 电平调制方式相对 N+1 电平调制方式而言,其输出波形质量高,但需要以增加环流和桥臂电感压降为代价。

#### 参考文献:

- [1] 王宝安,谭风雷,商 姣. 模块化多电平换流器模块冗余优化配置方法[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(1): 13-19.  
WANG Baoan, TAN Fenglei, SHAO Jiao. Optimal configuration of modular redundancy for MMC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(1): 13-19.
- [2] 胡兆庆,董云龙,田 杰,等. 基于模块化多电平换流器结构的柔性直流控制策略[J]. 江苏电机工程, 2013, 32(1): 5-9.  
HU Zhaoqing, DONG Yunlong, TIAN Jie, et al. Control strategy research of VSC-HVDC based on modular multilevel converter[J]. Jiangsu Electrical Engineering, 2013, 32(1): 5-9.
- [3] 季振东,赵剑锋. 模块化多电平技术在电力系统中的应用前景分析[J]. 江苏电机工程, 2015, 34(6): 41-45.  
JI Zhendong, ZHAO Jianfeng. Prospect analysis of modular multilevel technology in power system[J]. Jiangsu Electrical Engineering, 2015, 34(6): 41-45.
- [4] 林子杰,刘建坤,陈 静,等. 基于粒子群算法的 MMC-UPFC 参数优化[J]. 江苏电机工程, 2015, 34(6): 23-27.  
LIN Zijie, LIU Jiankun, CHEN Jing, et al. A PSO algorithm based approach for optimizing MMC-UPFC control system parameters[J]. Jiangsu Electrical Engineering, 2015, 34(6): 23-27.
- [5] 王姗姗,周孝信,汤广福,等. 模块化多电平电压源换流器的数学模型[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(24): 1-8.  
WANG Shanshan, ZHOU Xiaoxin, TANG Guangfu, et al. Modeling of modular multi-level voltage source converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(24): 1-8.
- [6] 周月宾,江道灼,郭 捷,等. 模块化多电平换流器子模块电容电压波动与内部环流分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24): 8-14.  
ZHOU Yuebin, JIANG Daozhuo, GUO Jie, et al. Capacitive voltage fluctuation and internal circulation analysis of modular multilevel converter sub-module[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(24): 8-14.
- [7] HAGIWARA M, AKAGI H. Control and experiment of pulse width-modulated modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(7): 1737-1746.
- [8] SHE X, HUANG A, NI X, et al. AC circulating currents suppression in modular multilevel converter[C]. IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. Montreal, QC, IEEE, 2012: 191-196.
- [9] 王思蕴. 模块化多电平变流器控制方法的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2013.  
WANG Siyun. Research on control method of modular multilevel converter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2013.
- [10] 商 姣. 基于模块化的高压变频装置研究[D]. 南京: 东南大学, 2013.  
SHANG Jiao. The study on high-voltage inverter based on modular multilevel converter[D]. Nanjing: Southeast University, 2013.
- [11] 王 靓,任洪强,陈国宇,等. 基于 MMC 的三相四线制电能质量补偿装置[J]. 江苏电机工程, 2016, 35(1): 57-61.  
WANG Liang, REN Hongqiang, CHEN Guoyu, et al. A compensation device of power quality in three-phase four-wire system based on modular multi-level inverter[J]. Jiangsu Electrical Engineering, 2016, 35(1): 57-61.
- [12] 谭风雷. 基于 MMC 的电机拖动系统控制策略研究[D]. 南京: 东南大学, 2015.  
TAN Fenglei. Research on the control strategy of motor drive system based on modular multilevel converter[D]. Nanjing: Southeast University, 2015.
- [13] 饶 宏,李建国,宋 强,等. 模块化多电平换流器直流输电系统损耗的计算方法及其损耗特性分析[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(6): 101-106.  
RAO Hong, LI Jianguo, SONG Qiang, et al. Loss calculation method and characteristics analysis for MMC-HVDC system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(6): 101-106.
- [14] 蔡新红,赵成勇. 模块化多电平换流器型高压直流输电系统控制保护体系框架[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(9): 157-163.  
CAI Xinhong, ZHAO Chengyong. Framework of control and protection system for MMC-HVDC transmission system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(9): 157-163.
- [15] 张振华,江道灼. 基于模块化多电平变流器的 STATCOM 研究[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(2): 62-66.  
ZHANG Zhenhua, JIANG Daozhuo. STATCOM based on modularized multilevel converters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(2): 62-66.
- [16] 李 强,贺之渊,汤广福,等. 新型模块化多电平换流器空间矢量脉宽调制的通用算法[J]. 电网技术, 2011, 35(5): 59-64.  
LI Qiang, HE Zhiyuan, TANG Guangfu, et al. A generalized algorithm of space-vector PWM for a new type of modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2011, 35(5): 59-64.

#### 作者简介:



谭风雷

谭风雷(1989—),男,重庆万州人,硕士,从事特高压电网变电运行维护的工作。

(下转第 132 页)

- [18] 金鑫锋. 变电站备用投动作条件分析及改进[D]. 北京: 华北电力大学, 2015.

JIN Xinfeng. Analysis and improvement of the backup power switchover unit's starting in the substation. Beijing: North China Electric Power University, 2015.

作者简介:



王 辉

王 辉(1986—), 男, 江苏阜宁人, 工程师, 从事电网调度运行工作;

王传能(1987—), 男, 江苏响水人, 工程师, 从事电网调度运行工作;

张永丰(1974—), 男, 江苏盐城人, 高级工程师, 从事电网调度运行工作。

## Analysis of 110 kV Automatic Bus Transfer Equipment Action

WANG Hui, WANG Chuanneng, ZHANG Yongfeng

(State Grid Yancheng Power Supply Company, Yancheng 224005, China)

**Abstract:** This paper introduces the mode and tripping condition of 110 kV automatic bus transfer equipment in detail, and puts emphasis on analysis of automatic bus transfer equipment in charging/discharging condition and action process. It also elaborates the cause of malfunctions of automatic bus transfer equipment and the serious consequences of the improper action to power grid and equipment, with putting forward the corresponding solutions and measures, and provides a reference for dispatching operators to deal with similar situations in future work.

**Key words:** automatic bus transfer equipment; malfunctions; overcurrent blocking

(编辑 徐林菊)

(上接第 103 页)

## Research on $2N+1$ Level Modulation Method of Modular Multilevel Converter

TAN Fenglei

(State Grid Jiangsu Electric Power Maintenance Branch Company, Nanjing 211102, China)

**Abstract:** A  $2N+1$  level modulation method of modular multilevel converter (MMC) is studied in this paper. The  $N+1$  level modulation is analyzed. The realization principle of  $2N+1$  level modulation method is deduced on the basis of fully understanding the working principle of MMC, and the specific implementation process is given according to the situation of odd and even. Simulation results show that comparing with the  $N+1$  level modulation mode,  $2N+1$  level modulation mode can achieve  $2N+1$  level output with more waveform levels and low harmonic content, but the cost is the increase of bridge arm circulation and inductance drop. The feasibility and validity of the  $2N+1$  level modulation method are verified.

**Key words:** modular multilevel converter;  $N+1$  level;  $2N+1$  level; simulation

(编辑 刘晓燕)

(上接第 120 页)

## Research on DSSC Cost Allocation Using Electrical Dissecting Informating in Paths between Sources and Flows in Power Grid

ZHANG Renanqi<sup>1</sup>, ZHANG Feng<sup>2</sup>

(1. School of Business, Hubei University, Wuhan 430000, China;

2. State Grid Xinjiang Electric Power Company, Urumqi 830000, China)

**Abstract:** As a new type of D-FACTS equipment, DSSC can be utilized to eliminate the transmission network congestion. In order to study the cost allocation of DSSC after installed, a cost allocation method based on electrical dissection method is proposed. Responsibility factors of generators and loads are determined quantitatively by the results of electrical dissection, and the cost of the DSSC is distributed to each generator and load according to the congestion responsibility factor respectively. Finally, the simulation results based on the IEEE 39-bus system show that the proposed method can recover the DSSC equipment cost from the generator and load effectively and fairly.

**Key words:** distributed static series compensator; electrical dissection; cost allocation

(编辑 刘晓燕)