

DOI:10.13296/j.1001-1609.hva.2019.03.037

模块化多电平换流器功率模块电容对换流器调制度的影响

任成林¹, 宋志顺², 周竞宇¹, 苟锐锋², 任军辉², 杨帆²

(1. 中国南方电网超高压输电公司, 广州 510620; 2. 西安西电电力系统有限公司, 西安 710065)

摘要: 目前, 国内外对模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)的运行特性的研究主要集中在换流器环流产生机理及其抑制、换流器输出电压及电流谐波特性等方面的分析, 未对换流器功率模块电容对换流器调制度的影响进行过多研究。文中从换流器的基本原理出发, 详细分析了功率模块电容对换流器调制度的影响, 分析表明换流器桥臂中的 n 次谐波电流会在功率模块电容上产生 $n-1$ 、 n 、 $n+1$ 次电流谐波, 进而在功率模块电容上产生 $n-1$ 、 n 、 $n+1$ 次电压波动, 并通过开关函数的耦合作用使换流器的输出电压中包含 $n-2$ 、 $n-1$ 、 n 、 $n+1$ 、 $n+2$ 次电压谐波, 换流器桥臂中的直流电流分量、基波电流分量及2次环流均会通过功率模块电容的影响在换流器的输出电压中产生基波电压分量。在PSCAD/EMTDC中搭建了云南异步联网鲁西柔性直流单元仿真模型, 通过对该模型进行仿真研究, 验证了文中推导及分析的正确性。

关键词: 模块化多电平; 功率模块电容; 谐波; 调制度

Influence of Power Submodule Capacitance of Modular Multilevel Converter on Modulation Index

REN Chenglin¹, SONG Zhishun², ZHOU Jingyu¹, GOU Ruifeng², REN Junhui², YANG Fan²

(1. CSG EHV Power Transmission Company, Guangzhou 510620, China; 2. Xi'an XD Power System Co., Ltd., Xi'an 710065, China)

Abstract: At present, the research on the operating characteristics of modular multilevel converter (MMC) is mainly focused on the mechanism of the converter circulating current and its suppression, the analysis of converter's output voltage and the harmonic characteristics of the current. There is not much study of the influence of the converter power module capacitance on the converter modulation index. Based on the basic principle of the converter, the influence of the power submodule capacitance on the converter modulation index is analyzed. The analysis shows that the n -th harmonic current in the arms of the converter will produce $n-1$ -th, n -th, and $n+1$ -th current harmonics on the power submodule capacitance, and then produce $n-1$ -th, n -th, and $n+1$ -th voltage fluctuation on the power submodule capacitance. The output voltage of the converter will include $n-2$ -th, $n-1$ -th, n -th, $n+1$ -th and $n+2$ -th voltage harmonics by the coupling function of the switching function. The DC current component, the fundamental current component and the secondary circulating current in the converter arms will generate the fundamental voltage component in the output voltage of the converter through the influence of the power module capacitance. A MMC-HVDC simulation of the Luxi back-to-back DC asynchronous interconnection project between Yunnan Power Grid and China Southern Power Grid is created based on PSCAD/EMTDC. The results of the simulation experiments demonstrate the correctness of the derivation and analysis.

Key words: modular multilevel converter (MMC); power submodule capacitance; harmonic; modulation index

0 引言

基于电压源换流器的直流输电采用全控型电力电子器件,具有不存在换相失败、有功、无功功率的快速解耦控制等优势,适用于大规模可再生能源并网、孤岛供电、交流系统异步互联、城市配电网增容、多端直流互联等领域^[1-7]。而其中模块化多电平换流器采用了子模块级联形式,避免大量开关器件直接串联,具有良好的电压输出特性,且不存在动态均压问题,非常适合高压直流输电场合。目前,国内外对模块化多电平换流器的运行特性开展了大量的研究^[8-18],其中对换流器功率模块电容的耦合作用对换流器输出电压的影响也进行了相关的研究^[19-20],但在其研究中,主要考虑换流器的交流电压谐波输出特性,未对功率模块电容耦合作用对基波输出电压的影响进行过多说明。目前,换流器的调制策略是换流器设计时的一个主要参考因素,充分了解换流器功率模块电容对换流器调制策略的影响,可对换流器单桥臂功率模块数及换流器的功率运行曲线的设计起到积极的支撑作用。

文中通过对模块化多电平换流器的基本原理、调制策略、排序方法的分析说明,指出换流器桥臂中的 n 次谐波电流会在功率模块电容上产生 $n-1$ 、 n 、 $n+1$ 次电流谐波,进而在功率模块电容上产生 $n-1$ 、 n 、 $n+1$ 次电压波动,并通过开关函数的耦合作用使换流器的输出电压中包含 $n-2$ 、 $n-1$ 、 n 、 $n+1$ 、 $n+2$ 次电压谐波。换流器桥臂中的直流电流分量、基波电流分量及2次环流均会通过功率模块电容的影响在换流器的输出电压中产生基波电压分量。最后在PSCAD/EMTDC软件中建立柔性直流输电计算模型,验证所提分析方法的正确性。

1 基本结构及运行原理

三相MMC的拓扑结构图见图1,包括3个相单元,每个相单元包括1个上桥臂、1个下桥臂和2个桥臂电感 L_0 ,每个桥臂由 n_{sm} 个子模块(SM_{*n*})串联而成。每个子模块根据需要可以采用半桥结构、全桥结构和双钳位等多种拓扑。文中研究采用半桥子模块的MMC,半桥子模块放大图见图1,每个子模块单元相当于一个可控的电压源,由IGBT半桥和直流储能电容 C_0 组成。

系统正常工作时,子模块有两种工作模式:

1)当 T_1 导通, T_2 关断时,处于投入状态,子模块输出电压为储能电容电压;

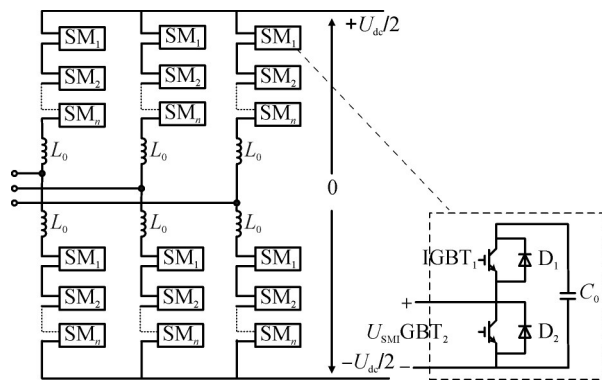


图1 MMC基本结构

Fig. 1 Schematic diagram of MMC

2)当 T_1 关断, T_2 导通时,处于切除状态,子模块输出电压为0。

MMC的正常运行需要满足一些前提条件,为保持直流电压的稳定,即 $U_{pj}+U_{nj}=U_{dc}$,在不考虑冗余的情况下,一般要求上、下桥臂的子模块对称互补投入,如果定义某一时刻 a 相上桥臂投入的子模块个数为 n_{pu} ,下桥臂投入的子模块个数为 n_{na} ,则在任意时刻应满足: $n_{pu}+n_{na}=n_{sm}$,其中, n_{sm} 为一相上桥臂或下桥臂的子模块总数。三相调制波相差 120° ,保证交流输出电压三相对称。

2 最近电平逼近调制策略

NLM的基本原理是通过合理安排上、下桥臂子模块的投入个数,在交流侧形成多电平组成的阶梯波来逼近期望实现的参考波。上、下桥臂投入子模块形成阶梯波输出示意图见图2。

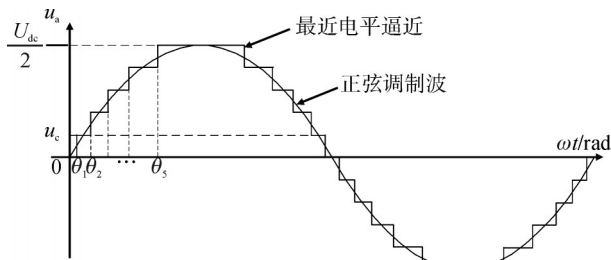


图2 最近电平逼近调制波形示意图

Fig. 2 Waveform of nearest voltage level modulation

图2中: u_c 为单个模块电压; θ_i 表示第 i 个电平阶跃开始投入时的电角度。

NLM方法是一种通过电平数目的叠加拟合正弦参考波的方法,电平数目越高,对正弦参考波拟合的越好。所以一般而言,NLM适用于电平数目较多的场合,这时输出的波形将会非常接近正弦波,因而各次谐波含量和总的谐波含量都将较小。当电平数较多时,可以不需要交流滤波器就能符合电网对谐波含量的要求。

对 MMC 而言直流电压控制不仅是控制总直流电压, 而且还必须进行各子模块直流电容电压的平衡控制, 实现方法如下: 首先, 监测各子模块电容电压值, 并将其输入控制器进行排序; 其次, 测量桥臂电流方向, 确定其对各子模块电容是充电还是放电; 第三, 在下次电平变动时刻, 如果桥臂电流对子模块电容充电, 则投入该桥臂中电容电压偏低的子模块; 如果桥臂电流方向导致子模块电容放电, 则投入该桥臂中电容电压偏高的子模块。

3 模块化多电平换流器调制制度

模块化多电平换流器的电压调制制度 M 的定义为

$$M = \frac{2U_c}{U_{dc}} \quad (1)$$

式(1)中: U_c 为换流器输出交流相电压峰值; U_{dc} 为换流器直流侧电压。

目前, 模块化多电平换流器的电压调制制度是在假设功率模块电容电压不变的情况下得到的, 未考虑到功率模块电容对换流器输出相电压的影响, 其计算的结果与实际得到的结果会有偏差。

假设换流器电压调制制度为 M , 则模块化多电平换流器上桥臂的开关函数为(以 A 相上桥臂为例)

$$\begin{aligned} U_{out} = U_{cn} \left[\frac{1}{2} - \frac{M}{2} \sin(\omega t + \delta) \right] = & -\frac{I_n}{4cn\omega} \cos(n\omega t + \delta_n) - \frac{MI_n}{8c(n+1)\omega} \sin[(n+1)\omega t + \delta + \delta_n] + \frac{MI_n}{8c(n-1)\omega} \sin[(n-1)\omega t + \\ & \delta_n - \delta] + \frac{I_n M}{4cn\omega} \cos(n\omega t + \delta_n) \cdot \sin(\omega t + \delta) + \frac{M^2 I_n}{8c(n+1)\omega} \sin[(n+1)\omega t + \delta + \delta_n] \cdot \sin(\omega t + \delta) - \frac{M^2 I_n}{8c(n-1)\omega} \sin[(n-1)\omega t + \\ & \delta_n - \delta] \cdot \sin(\omega t + \delta) = -\frac{I_n}{4cn\omega} \cos(n\omega t + \delta_n) - \frac{MI_n}{8c(n+1)\omega} \sin[(n+1)\omega t + \delta + \delta_n] + \frac{M^2 I_n}{8c(n-1)\omega} \sin[(n-1)\omega t + \delta_n - \delta] + \\ & \frac{I_n M}{8cn\omega} \sin[(n+1)\omega t + \delta_n + \delta] - \frac{I_n M}{8cn\omega} \sin[(n-1)\omega t + \delta_n - \delta] + \frac{M^2 I_n}{16c(n+1)\omega} \cos[(n+2)\omega t + \delta_n + 2\delta] - \frac{M^2 I_n}{16c(n+1)\omega} \cos \\ & (n\omega t + \delta_n) - \frac{M^2 I_n}{16c(n-1)\omega} \cos(n\omega t + \delta_n) + \frac{M^2 I_n}{8c(n+1)\omega} \cos[(n-2)\omega t + \delta_n - 2\delta] \end{aligned} \quad (5)$$

由式(5)可以得出, 桥臂中的 n 次谐波电流会最终使换流器的输出电压中包含 $n-2$ 次、 $n-1$ 次、 n 次、 $n+1$ 次及 $n+2$ 次电压谐波。对于各次谐波, 其中负序性质电压谐波在桥臂间产生环流, 零序性质的电压谐波如果无零序电流回路, 则只产生谐波电压, 不产生谐波电流。

模块化多电平换流器的桥臂电流中主要包含直流电流分量、基波分量与 2 次环流分量。由式(5)可推导得出, 桥臂中的直流电流分量、基波电流分量、2 次环流分量均会通过功率模块电容的影响在换流器的输出电压中产生基波电压分量, 而对于 3 次谐波电流, 在工程设计中一般考虑变压器阀侧

$$S = \frac{1}{2} - \frac{M}{2} \sin(\omega t + \delta) \quad (2)$$

式(2)中: δ 为换流器输出电压与电网电压的相角差; M 为换流器的电压调制制度。

为推导出功率模块电容对换流器输出电压的影响, 假设换流器中存在 n 次谐波电流, 其值为 $I_n \sin(\omega t + \delta_n)$, 则电流通过开关函数会引入至功率模块电容, 流经功率模块电容的电流 I_{cn} 为

$$I_{cn} = \frac{I_n}{2} \sin(n\omega t + \delta_n) - \frac{M}{2} \{ \cos[(n+1)\omega t + \delta + \delta_n] - \cos[(n-1)\omega t + \delta_n - \delta] \} \quad (3)$$

由式(3)可知, 换流器桥臂中的 n 次谐波电流会在功率模块电容上产生 $n-1$ 、 n 、 $n+1$ 次电流谐波。

$$\begin{aligned} U_{cn} = \int \frac{I_{cn}}{C} dt = & -\frac{I_n}{2cn\omega} \cos(n\omega t + \delta_n) - \frac{MI_n}{4c(n+1)} \sin[(n+1)\omega t + \delta + \delta_n] + \\ & \frac{MI_n}{4c(n+1)} \sin[(n-1)\omega t + \delta_n - \delta] \end{aligned} \quad (4)$$

由式(4)可知, 换流器桥臂中的 n 次谐波电流会导致功率模块电容 $n-1$ 、 n 、 $n+1$ 次的电容电压波动。

此时换流器在 n 次谐波电流影响后产生的电压波动通过开关函数耦合至换流器的输出电压为

绕组选用 Δ 接法阻断零序回路或者选用 Y 型高阻接地来增加零序回路阻抗, 因此文中暂不考虑 3 次谐波的影响。

则最终得到的换流器实际输出交流电压基波峰值为

$$U_{out} = \frac{M}{2} U_{dc} \sin(\omega t + \delta) + U_0 \sin(\omega t + \delta_0) + U_1 \sin(\omega t + \delta_1) + U_2 \sin(\omega t + \delta_2) \quad (6)$$

式(6)中: U_0 为功率模块电容受直流电流影响产生的基波电压幅值; δ_0 为对应的初始相角; U_1 为功率模块电容受基波交流电流影响产生的基波电压幅值; δ_1 为对应的初始相角; U_2 为功率模块电容受 2 次环流影响产生的基波电压幅值; δ_2 为对应的初始相角。

由式(6)可得:当换流器参考电压的调制度为 M 时,换流器实际输出的交流电压基波幅值与相位与参考电压均会有所偏差;而根据换流器工作原理计算所得的电压调制度应为换流器实际输出电压基波电压的调制度,因此,在确定换流器工作状态后,换流器的参考电压的调制度应根据其工作状态进行修正。

目前,柔直工程中一般考虑加入环流抑制算法,环流抑制算法会在换流器的参考电压中引入一个2倍频的电压量,此时换流器的开关函数为

$$S = \frac{1}{2} - \frac{M}{2} \sin(\omega t + \delta) - U_2 \sin(2\omega t + \delta_2) \quad (7)$$

通过环流抑制算法的引入使换流器中的环流降低到指定水平,采用与式(3)~(5)同样的分析可知,投入环流抑制后的换流器,其谐波特性与未投入环流抑制前有所不同,在此不过多说明。但因换流器引入环流抑制后消除了2次环流对换流器基波输出电压的影响,其换流器的输出基波参考电压幅值与相位均会与环流抑制投入前有所不同。

4 仿真实验

文中以云南电网与南方电网背靠背直流异步联网工程鲁西柔性直流单元为例进行仿真说明。鲁西柔性直流输电系统额定直流电压 ± 350 kV,额定输送容量1 000 MW。依照鲁西异步联网工程柔直部分的系统参数,在PSCAD4.5平台上搭建鲁西背靠背柔直系统仿真模型,具体参数见表10

表1 鲁西柔性直流输电工程系统参数

Table 1 Parameters of Luxi VSC-HVDC project

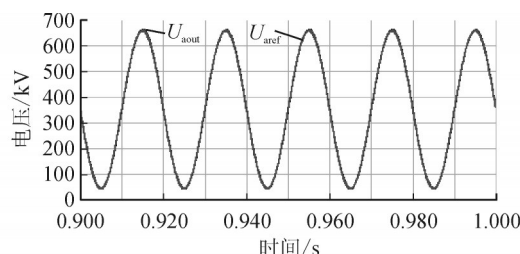
参数	数值
额定直流电压/kV	± 350
额定容量/MW	1 000
交流网侧电压/kV	525
交流阀侧电压/kV	375
模块数	438
电容值/mF	12
桥臂电抗值/mH	105

仿真模型中,整流侧(云南侧)采用有功功率与无功功率控制,逆变侧(广西侧)采用直流电压与无功功率控制,换流器采用基于DQ解耦的双闭环控制策略,换流器的调制方法及功率模块电容电压的排序方法采用上文所述方法,在此不再重述。

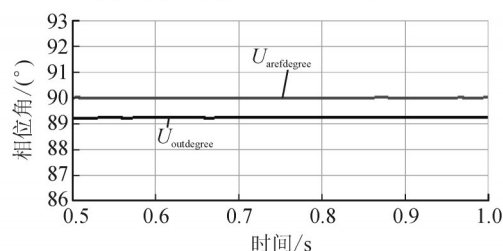
为验证换流器桥臂中的电流通过开关函数对基波输出电压的影响,分别对鲁西异步联网工程广

西侧在不同运行工况下进行了仿真:换流器初始传输功率为0 MW,1 s时功率阶跃至1 000 MW,2 s时投入环流抑制功能。

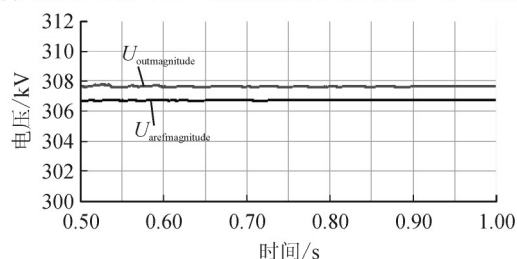
为简化说明,对广西侧换流器A相的输出参考电压与模型中测量得到的A相上桥臂输出电压进行了对比说明,见图3-5。



(a) 桥臂参考输出电压与实际输出电压



(b) 桥臂参考输出电压基波初始相角与实际输出电压基波初始相角



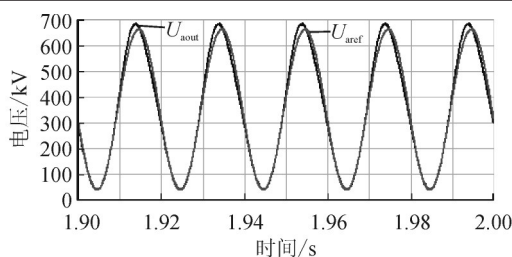
(c) 桥臂输出参考电压基波幅值与实际输出电压基波幅值

图3 云南侧有功功率0 MW,无功功率0 Mvar;广西侧直流电压700 kV,无功功率0 Mvar仿真对比

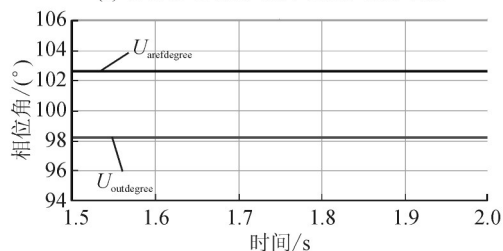
Fig. 3 Comparison of simulated results for $P/Q=0$ (Yunnan station); $U_{dc}=700$ kV, $Q=0$ Mvar (Guangxi station)

当换流器传输功率设为0时,换流器桥臂中电流基本为0,通过开关函数引入换流器功率模块电容的电流也基本为0,此时通过换流器功率模块电容耦合作用产生的基波电压分量可忽略不计,换流器的基波输出参考电压幅值与相位应与换流器桥臂两端输出基波电压幅值与相位相同;由图3可以看出,参考电压与实际输出电压基本一致,细微的偏差可考虑是由于换流器损耗所带来的偏差,仿真结果与理论分析结果一致。

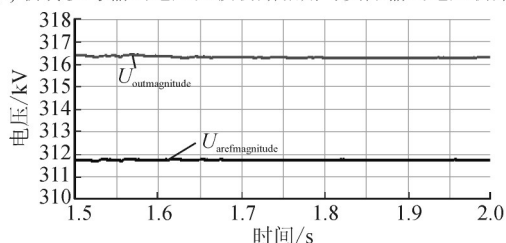
当换流器传输功率设为1 000 MW时,换流器桥臂电流主要包含直流电流分量,基波分量与2次环流分量,通过上文分析,这些主要的电流分量均会通过换流器功率模块电容耦合作用产生相应的基



(a) 桥臂参考输出电压与实际输出电压



(b) 桥臂参考输出电压基波初始相角与实际输出电压基波初始相角



(c) 桥臂输出参考电压基波幅值与实际输出电压基波幅值

图4 云南侧有功功率1000 MW,无功功率0 Mvar;广西侧直流电压700 kV,无功功率0 Mvar仿真对比
Fig. 4 Comparison of simulated results for $P=1\ 000$ MW, $Q=0$ Mvar(Yunnan station); $U_{dc}=700$ kV, $Q=0$ Mvar(Guangxi station)

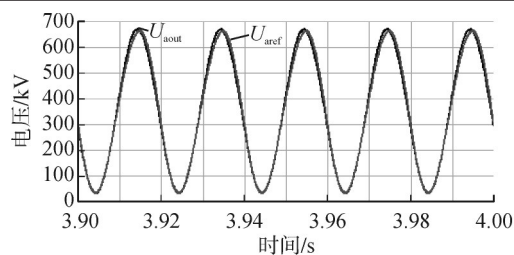
波电压分量,换流器的基波输出参考电压幅值与相位应与换流器桥臂两端输出基波电压幅值与相位不同;由图4可以看出,参考电压与实际输出电压的基波电压幅值与相位均存在一定的差异,仿真结果与理论分析结果一致。从图4中可以看出实际输出电压基波幅值比参考输出电压高约4.5 kV。

当换流器传输功率设为1 000 MW时,投入环流抑制功能,由于环流抑制功能的投入,消除了2次环流对换流器基波输出电压的影响,在换流器功率不变(换流器基波输出电压不变)时,从而间接影响了换流器的交流输出基波参考电压。由图5可以看出,在环流抑制功能投入前后,换流器的输出参考电压的幅值与相位均发生了相应的变化,仿真结果与理论分析结果一致。

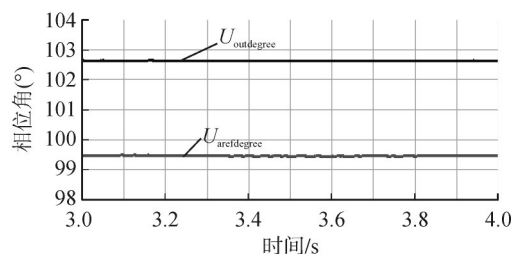
5 结论

文中通过对换流器工作原理及其运行特性分析得出:

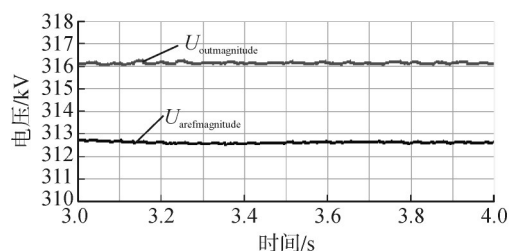
1)换流器桥臂中的 n 次谐波电流会在功率模块



(a) 桥臂参考输出电压与实际输出电压



(b) 桥臂参考输出电压基波初始相角与实际输出电压基波初始相角



(c) 桥臂输出参考电压基波幅值与实际输出电压基波幅值

图5 云南侧有功功率1 000 MW,无功功率0 Mvar;广西侧直流电压700 kV,无功功率0 Mvar;广西侧投入环流抑制功能仿真对比
Fig. 5 Comparison of simulated results for $P=1\ 000$ MW, $Q=0$ Mvar(Yunnan station); $U_{dc}=700$ kV, $Q=0$ Mvar(Guangxi station); Simulation comparison of circulating current suppressing function input of Guangxi side

Fig. 5 Comparison of simulated results for $P=1\ 000$ MW, $Q=0$ Mvar(Yunnan station); $U_{dc}=700$ kV, $Q=0$ Mvar(Guangxi station); Simulation comparison of circulating current suppressing function input of Guangxi side

电容上产生 $n-1$ 、 n 、 $n+1$ 次电流谐波,并进而在功率模块电容上产生 $n-1$ 、 n 、 $n+1$ 次电压波动。

2)换流器桥臂中的 n 次谐波电流通过功率模块电容及开关函数的耦合作用最终使换流器的输出电压中包含 $n-2$ 、 $n-1$ 、 n 、 $n+1$ 、 $n+2$ 次电压谐波。

3)换流器桥臂中主要包含的直流电流分量、基波电流分量、2次环流分量均会通过功率模块电容及开关函数的耦合作用使换流器产生相应的基波电压分量。

4)换流器在投入环流抑制后,因消除了2次环流引起的基波电压分量,换流器的调制度在环流抑制投入后会发生相应的变化。

换流器的调制度是换流器设计时的一个重要因素,通过对模块化多电平换流器功率模块电容对换流器调制度影响的研究,可对换流器的调制度进行修正,如文中仿真,换流器的输出调制电压比换

流器实际输出电压低,这有助于在换流阀设计时降低单桥臂功率模块数,降低换流器成本的同时为换流器的结构设计提供便利,同时,也可对换流器的功率运行曲线进行校正。

下一步将对模块化多电平换流器功率模块电容对换流器输出电压的影响做更深入的研究,同时对换流器的输出谐波特性及其影响因素进行进一步的研究。

参考文献:

- [1] MARQUARDT R, LESNICAR A, HILDINGER J. Modulares stromrichter-konzept für netzkupplungsanwendung bei hohen spannungen[C]//ETG Fachtagung, Bad Nauheim, Germany: Fachtagung des VDE, 2002: 1-7.
- [2] 徐 政, 屠卿瑞, 管敏渊, 等. 柔性直流输电系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012: 1-25.
XU Zheng, TU Qingrui, GUAN Minyuan, et al. Voltage source converter based HVDC power transmission systems [M]. Beijing: China Machine Press, 2012: 1-25.
- [3] 汤广福, 贺之渊, 庞 辉. 柔性直流输电工程技术研究、应用及发展[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(15): 3-14.
TANG Guangfu, HE Zhiyuan, PANG Hui. Research, application and development of VSC-HVDC engineering technology[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(15): 3-14.
- [4] 徐 政, 薛英林, 张哲任. 大容量架空线柔性直流输电关键技术及前景展望[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29): 1-12.
XU Zheng, XUE Yinglin, ZHANG Zheren. SC-HVDC technology suitable for bulk power overhead line transmission[J]. Proceedings of CSEE, 2014, 34(29): 1-12.
- [5] LESNICAR A, MARQUARDT R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range[C]//IEEE Power Tech. Conference Proceedings, Bologna, Italy: IEEE, 2003: 1165-1170.
- [6] 胡航海, 李敬如, 杨卫红, 等. 柔性直流输电技术的发展与展望[J]. 电力建设, 2011, 32(5): 62-66.
HU Hanghai, LI Jingru, YANG Weihong, et al. The Development and prospect of HVDC flexible technology[J]. Electric Power Construction, 2011, 32(5): 62-66.
- [7] 徐 政, 屠卿瑞, 裘 鹏. 从2010国际大电网会议看直流输电技术的发展方向[J]. 高电压技术, 2010, 36(12): 3070-3077.
XU Zheng, TU Qingrui, QIU Peng. New trends in HVDC technology viewed through CIGRE 2010[J]. High Voltage Engineering, 2010, 36(12): 3070-3077.
- [8] 杨晓峰, 郑琼林, 薛 尧, 等. 模块化多电平换流器的拓扑和工业应用综述[J]. 电网技术, 2016, 40(1): 1-10.
YANG Xiaofeng, ZHENG Qionglin, XUE Yao, et al. Review on topology and industry applications of modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2016, 40(1): 1-10.
- [9] FRANQUELO L G, RODRIGUEZ J, LEON J I, et al. The age of multi-level converters arrives[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2008, 2(2): 28-39.
- [10] 赵 岩, 胡学浩, 汤广福, 等. 模块化多电平变流器 HVDC 输电系统控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(25): 35-42.
ZHAO Yan, HU Xuehao, TANG Guangfu, et al. Control strategy of modular multilevel converters based HVDC transmission[J]. Proceedings of CSEE, 2011, 31(25): 35-42.
- [11] AKAGI H. Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (MMCC)[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3119-3130.
- [12] 胡鹏飞, 江道灼, 周月宾, 等. 模块化多电平换流器子模块故障冗余容错控制策略[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(15): 66-70.
HU Pengfei, JIANG Daozhuo, ZHOU Yuebin, et al. Redundancy fault-tolerated control strategy for sub-module faults of modular multilevel converters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(15): 66-70.
- [13] GONG Wenming, HU Shuju, SHAN M, et al. Robust current control design of a three phase voltage source converter[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2014, 2(1): 16-22.
- [14] 刘 普, 王 跃, 雷万钧, 等. 模块化多电平变流器桥臂电感参数设计[J]. 电网技术, 2015, 39(6): 1665-1671.
LIU Pu, WANG Yue, LEI Wanjun, et al. Parameter designing of arm reactor for modular multilevel converter [J]. Power System Technology, 2015, 39(6): 1665-1671.
- [15] 杨文博, 宋 强, 刘文华, 等. 降低模块化多电平换流器子模块电容值的控制方法[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(16): 86-94.
YANG Wenbo, SONG Qing, LIU Wenhua, et al. A control strategy for reducing submodule capacitance value of modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(16): 86-94.
- [16] 王姗姗, 周孝信, 汤广福, 等. 模块化多电平换流器 HVDC 直流双极短路子模块过电流分析[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(1): 1-7.
WANG Shanshan, ZHOU Xiaoxin, TANG Guangfu, et al. Analysis of submodule overcurrent caused by DC pole-to-pole fault in modular multilevel converter HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(1): 1-7.
- [17] 刘 栋, 汤广福, 贺之渊, 等. 模块化多电平柔性直流输电数字-模拟混合实时仿真技术[J]. 电力自动化设备, (下转第 252 页)

- generator circuit[J]. Power System Technology, 2016, 40(12):3966-3972.
- [19] 杨 贤,饶章权,柯春俊,等. 广东电网输变电设备带电检测技术应用现状及提升策略[J]. 南方电网技术, 2015, 9(3):68-74.
- YANG Xian, RAO Zhangquan, KE Chunjun, et al. Application status and promotion strategy of live detection technologies of transmission and distribution equipment in Guangdong power grid[J]. Southern Power System Technology, 2015, 9(3):68-74.
- [20] 郭文笔,段肖力,朱 仁,等. 红外热像与DGA联合诊断电压互感器局放缺陷[J]. 湖南电力, 2016, 36(2):57-59.
- GUO Wenbi, DUAN Xiaoli, ZHU Ren, et al. Partial discharge diagnosis of voltage transformer combining infrared thermography and oil chromatographic analysis[J]. Hunan Electric Power, 2016, 36(2):57-59.
- [21] 赵世华,刘 赟,叶会生,等. 一起GIS中电磁式电压互感器缺陷分析[J]. 电力学报, 2017, 32(1):35-48.
- ZHAO Shihua, LIU Yun, YE Huisheng, et al. A defect analysis for electromagnetic voltage transformer in GIS[J]. Journal of Electric Power, 2017, 32(1):35-48.
- 范伟男(1988—),男,工程师,硕士,主要从事高压试验、新试验技术研究与应用推广等方面的工作。

(上接第244页)

- 2013, 33(2):68-73.
- LIU Dong, TANG Guangfu, HE Zhiyuan, et al. Hybrid real-timesimulation technology for MMC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(2):68-73.
- [18] 管敏渊,徐 政. 模块化多电平换流器型直流输电的建模与控制[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(19):64-68.
- GUAN Minyuan, XU Zheng. Modeling and control of modular multilevel converter in HVDC transmission[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(19):64-68.
- [19] 谭喜堂,张红梅,朱琴跃,等. MMC模块电容电压波动分析与均衡控制研究[J]. 电力电子技术, 2016, 50(1):1-4.
- TAN Xitang, ZHANG Hongmei, ZHU Qinyue, et al. Research on sub-module capacitor voltage ripples and voltage balancing control strategy in modular multilevel converter[J]. Power Electronics, 2016, 50(1):1-4.
- [20] YANG Xiaofeng, LI Jianghong, WANG Xiaopeng, et al. Harmonic analysis of the DC capacitor voltage in modular multilevel converter based statcom[C]//6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). [S.l.]:IEEE, 2011:2575-2579.
- 任成林(1971—),男,高级工程师,主要从事高压直流输电相关工作。