

MMC 子模块电容电压波动及谐波研究

邹凯凯[✉], 李钢, 邹强, 董云龙, 卢宇
(南京南瑞继保电气有限公司, 江苏南京 211100)

摘要: [目的] 柔性直流的快速发展为 MMC (Modular Multi-Level Converter, 模块化多电平变流器) 拓扑确定了实践支撑。文章以半桥 MMC 换流器为例, 研究 MMC 稳态电容电压波动、谐波交互规律及桥臂开关函数的关系, 以对 MMC 系统设计、控制策略给予理论支持。[方法] 通过建立子模块电容电压、桥臂开关函数的解析表达式, 得到 MMC 换流器上下桥臂能量波动及电容电压波动的数学近似表达式, 进而研究了上下桥臂电流、交流阀侧、直流侧中各次谐波的分布规律及相间环流的正负序关系, 基于谐波公式得到二次环流的估算方法; 进一步, 采用变量对照法研究了桥臂开关函数、子模块电容电压随阀侧功率因数、子模块电容大小的变化关系; 最后基于实际工程参数搭建了详细的 PSCAD/EMTDC 模型, 开展了理论解析与离线仿真的一致性对比。[结果] 研究表明: MMC 相间环流只含偶数次谐波, 且其中 $6k+2$ 次环流呈负序、 $6k+4$ 次环流呈正序、 $6k$ 次环流呈零序特性, 同时稳态下 MMC 阀侧出口交流电压电流只含奇数次谐波, MMC 直流侧电压电流只含偶数次谐波, 且在功率因数角 $\varphi < 0$ 的某些范围内桥臂开关函数峰值会大于 1, 在低功率因数下子模块电容电压波动峰值大于高功率因数下的波动。[结论] 可由此开展换流器电容容值的选型设计及暂稳态策略研究, 并通过理论解析掌握 MMC 拓扑的运行本征特性。

关键词: MMC; 子模块电容电压波动; 桥臂开关函数; 谐波电压; 谐波电流

中图分类号: TM7; TM712

文献标志码: A

文章编号: 2095-8676(2023)05-0129-10

开放科学(资源服务)二维码:



Capacitor Voltage Ripple and Harmonics Analysis in MMC

ZOU Kaikai[✉], LI Gang, ZOU Qiang, DONG Yunlong, LU Yu
(Nanjing Nanrui Jibao Electric Co., Ltd., Nanjing 211100, Jiangsu, China)

Abstract: [Introduction] The rapid development of VSC-HVDC provides practical support for MMC (Modular Multi-Level Converter) topology. Takes a half bridge MMC converter as an example, the relationship between steady-state capacitor voltage fluctuation, harmonic interaction, and bridge arm switching function of MMC is studied in order to provide theoretical support for MMC system design and control strategy. [Method] By establishing analytical expressions for the sub module capacitor voltage and bridge arm switch function, the mathematical approximate expressions for the energy fluctuation and capacitor voltage fluctuation of the upper and lower bridge arms of the MMC converter were obtained. Furthermore, the distribution law of harmonics in the upper and lower bridge arms current, AC (Alternating Current) valve side, and DC (Direct Current) side, as well as the positive and negative sequence relationship of inter phase circulation were studied. Based on the harmonic formula, an estimation method for the secondary circulation was obtained; Furthermore, the variable comparison method was used to study the relationship between the switching function of the bridge arm and the voltage of the submodule capacitance with the valve side power factor and the size of the submodule capacitance. Finally, a detailed PSCAD/EMTDC model was built based on actual engineering parameters, and a consistency comparison between theoretical analysis and offline simulation was conducted. [Result] The research has shown that the inter phase circulating current of MMC only contains even harmonics, with $6k+2$ circulating currents exhibiting negative sequence, $6k+4$ circulating currents exhibiting positive sequence, and $6k$ circulating currents exhibiting zero sequence characteristics. At the same time, under steady-state conditions, the AC voltage and

收稿日期: 2023-03-20 修回日期: 2023-06-26

基金项目: 国家电网有限公司总部管理科技项目资助“新能源经柔性直流送出系统在多类型谐波扰动下的穿越能力及控制策略研究”(5100-202256371A-2-0-ZN)

current flow at the outlet of MMC valve side only contains odd harmonics, while the DC voltage and current flow at MMC DC side only contains even harmonics, and at the power factor angle $\varphi < 0$, the peak value of the bridge arm switch function will be greater than 1, and the peak voltage fluctuation of the module capacitor at low power factor is greater than that at high power factor. [Conclusion] Based on this, we can select and design capacitor for MMC inverters and carry out the transient stability strategies, also, master the operational characteristics of MMC topology through theoretical analysis.

Key words: MMC; capacitor voltage ripple; switching function; harmonic voltage; harmonic current

2095-8676 © 2023 Energy China GEDI. Publishing services by Energy Observer Magazine Co., Ltd. on behalf of Energy China GEDI.

This is an open access article under the CC BY-NC license (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/>).

0 引言

随着电力电子器件的发展, 直流输电进入到了第三代新型直流输电, 其基于全控型器件 IGBT (Insulated-Gate Bipolar Transistor, 绝缘栅双极晶体管)。采用全控型器件可以使换流器在四象限运行, 实现有功无功解耦控制, 因此特别适用于海上风电联网、无源网络供电、异步交流电网互联等。

传统的两电平或三电平电压源换流器 (Voltage Source Converter, VSC) 由于谐波含量大、容量低、电压等级低、器件串联动态均压并联均流等问题, 发展受到了制约。2001 年德国学者提出了模块化多电平换流器 MMC (Modular Multilevel Converter, 模块化多电平变流器) 概念^[1-3], 西门子公司于 2010 年将其用于实际工程。近年来, 基于 MMC 的工程越来越多, 据不完全统计, 目前已投运 30 项工程。国外工程集中在欧洲, 主要将其用于海上风电的送出和电网互联。近年来国内已有南汇、厦门、舟山、鲁西、渝鄂、张北柔性直流电网、乌东德混合直流、三峡如东海风柔性直流、白鹤滩混合直流等工程。

文献 [4-6] 给出了 MMC 的基本数学关系和静态特性; 文献 [7] 研究了采用 PWM (Pulse Width Modulation, 脉宽调制) 方式的谐波特性; 文献 [8-10] 对 MMC 的动态特性进行了建模研究; 文献 [11-13] 研究了 MMC 联接弱交流电网的稳定运行区间; 文献 [14-16] 开展了 MMC 孤岛送新能源场景下的控制研究; 文献 [17-18] 就 MMC 处于直流电压控制下的稳定性开展了研究分析; 文献 [19-21] 就 MMC 从电容电压控制出发开展的控制手段进行了研究。

近年来, 对于 MMC 的研究主要集中于 MMC 与传统 LCC (Line-Commutated Converter, 换相换流器) 直流的混合特性、主动故障隔离及故障清除策略、接入弱电网时的稳定性分析、新能源经柔性直流送出

的稳定性分析、自适应强弱电网等方向。

其中对于柔性直流稳定性的分析成为重中之重, 当前的分析手段是针对柔性直流系统的稳态工作点建立小信号模型, 基于小信号模型得到柔性直流系统的阻抗特性, 再根据柔性直流及外部电网的阻抗特性进行稳定性分析^[22-24]。因此, 对 MMC 稳态建模是稳定性分析的基石。

此外, 高压大容量 MMC 换流器设备造价主要取决于 IGBT 器件及并联电容器的造价。当系统容量一定时, IGBT 器件选型较为固定, 并联电容器的大小选型的重要参考是子模块电容电压的波动。因此, 对 MMC 的稳态工作点的精细化建模特别是模块电容电压分析具有重要意义。已发表的相关文献侧重点在于 MMC 内部环流产生原因及环流抑制的相关策略, 文章则侧重电容能量变化规律, 从子模块电容能量变化角度出发给出一种精细化数学建模, 在推导出桥臂电容能量的波动公式前提下, 深入研究了桥臂电容电压随时间、功率因数角、子模块电容大小的波动规律, 根据电容电压的波动得到 MMC 谐波分布特性, 并得出二次谐波的估算公式; 在电容电压波动前提下, 研究了桥臂子模块投入个数和模块电容电压随时间、功率因数的关系; 最后对得到的规律进行了详细的仿真验证。

1 MMC-HVDC 拓扑及建模

1.1 典型半桥拓扑

典型的半桥 MMC 换流器拓扑如图 1 所示, 各相单元含上下两个桥臂, 各桥臂单元由 N 个 MMC 子模块及桥臂电抗 L 组成, 图中 R 为子模块等效内阻。子模块采用半桥结构, 内含两个具有反并联二极管的 IGBT 和电容组成, 实际工程中每个子模块还含一个保护晶闸管和快速开关。在直流侧通过钳位

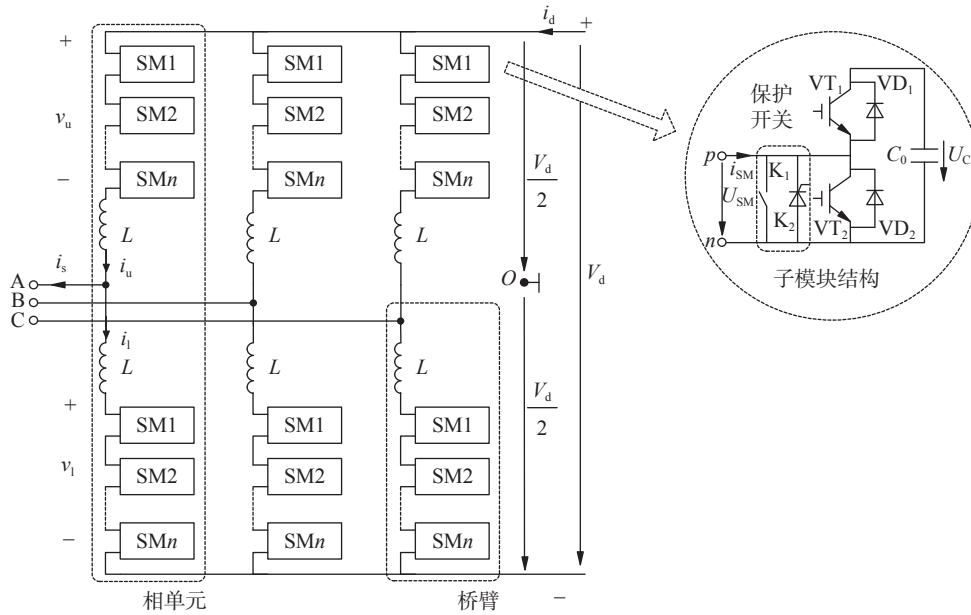


图 1 MMC 换流器拓扑图

Fig. 1 Topological structure of MMC

电容或钳位大电阻接地提供接地钳位点时^[25], 此时正负极母线上电压分别为 $V_d/2$ 及 $-V_d/2$ 。

1.2 数学模型

对相单元与交直流侧形成回路的利用基尔霍夫电压定律 (Kirchhoff's Voltage Law, KVL) 有:

$$\begin{cases} \frac{V_d}{2} - v_u - Ri_u - L \frac{di_u}{dt} = v_a \\ -\frac{V_d}{2} + v_l + Ri_l + L \frac{di_l}{dt} = v_a \end{cases} \quad (1)$$

式中:

L ——桥臂电抗值(H);

R ——子模块的等效内阻(Ω);

V_d ——直流电压(kV);

v_u, v_l ——上、下桥臂端间电压(kV);

i_u, i_l ——上、下桥臂电流(kA), 电流方向如图 1

所示;

v_a ——阀侧 A 相电压(kV)。

对式(1)进行数学变换得:

$$\begin{cases} \frac{L}{2} \frac{di_s}{dt} = \frac{-v_u + v_l}{2} - v_a - \frac{R}{2} i_s \\ L \frac{di_c}{dt} = -\frac{v_u + v_l}{2} + \frac{V_d}{2} - Ri_c \end{cases} \quad (2)$$

式中:

i_s —— 阀侧相电流(kA);

i_c —— 流过桥臂的直流电流分量(kA);

v_s —— 上下桥臂的差模电压(kV);

v_c —— 上下桥臂的共模电压(kV)。

式(2)中用到了如下关系^[26]:

$$\begin{cases} i_u = \frac{i_s}{2} + i_c \\ i_l = -\frac{i_s}{2} + i_c \end{cases} \quad (3)$$

根据每个子模块投入切除状态定义单个子模块 $j(j=1,2,\dots,N)$ 投入切除的开关状态数 $n_{u,l}^j$ (为 1 表示投入, 为 0 表示切除), 在单桥臂中所有子模块电压均衡时, 可得到单个桥臂总投入子模块等效电压为:

$$v_{cu,l} = \sum_{j=1}^N n_{u,l}^j v_{cu,l}^j = \frac{v_{cu,l}^\Sigma}{N} \sum_{j=1}^N n_{u,l}^j = n_{u,l} v_{cu,l}^\Sigma \quad (4)$$

式中:

$v_{cu,l}^\Sigma$ —— 上/下桥臂所有子模块电压之和(kV);

N —— 上/下桥臂子模块个数;

$n_{u,l}$ —— 上/下桥臂的总开关函数, n_u 为上桥臂的总开关函数, n_l 为下桥臂的总开关函数。

1.3 子模块电容电压波动

考虑每个子模块电容电压波动后将其叠加得到桥臂上所有 MMC 子模块两端电压波动, 以上桥臂为例, 有:

$$C \frac{dv_{cu}^j}{dt} = n_u^j i_u \quad (5)$$

$$C \underbrace{\sum_{j=1}^N \frac{dv_{cu}^j}{dt}}_{dv_{cu}^\Sigma/dt} = \sum_{j=1}^N n_u^j i_u = i_u \underbrace{\sum_{j=1}^N n_u^j}_{Nn_u} \quad (6)$$

式中:

C ——MMC 子模块电容容值(F)。

替换下标 u 为表示下桥臂的 l , 公式依然成立。

将式(6)重写得到上下桥臂的总子模块电容电压波动方程如下:

$$\begin{cases} \frac{C}{N} \frac{dv_{cu}^\Sigma}{dt} = n_u \left(\frac{i_s}{2} + i_c \right) \\ \frac{C}{N} \frac{dv_{cl}^\Sigma}{dt} = n_l \left(-\frac{i_s}{2} + i_c \right) \end{cases} \quad (7)$$

将式(4)代入到 v_s 、 v_c 的公式中, 可得到桥臂的总开关函数为:

$$n_u = \frac{v_c - v_s}{v_{cu}^\Sigma} n_l = \frac{v_c + v_s}{v_{cl}^\Sigma} \quad (8)$$

结合式(7)和式(8), 可以得到上下桥臂电容能量的波动方程:

$$\begin{cases} v_{cu}^\Sigma \frac{C}{N} \frac{dv_{cu}^\Sigma}{dt} = \frac{C}{2N} \frac{d(v_{cu}^\Sigma)^2}{dt} = (v_c - v_s) \left(\frac{i_s}{2} + i_c \right) \\ v_{cl}^\Sigma \frac{C}{N} \frac{dv_{cl}^\Sigma}{dt} = \frac{C}{2N} \frac{d(v_{cl}^\Sigma)^2}{dt} = (v_c + v_s) \left(-\frac{i_s}{2} + i_c \right) \end{cases} \quad (9)$$

从式(9)进一步得到某相单元中上下桥臂总电容能量的波动及上下桥臂电容能量之差的波动方程为:

$$\begin{cases} W_\Sigma = W_u + W_l \\ W_\Delta = W_u - W_l \end{cases} \begin{cases} \frac{dW_\Sigma}{dt} = 2v_c i_c - v_s i_s \\ \frac{dW_\Delta}{dt} = v_c i_s - 2v_s i_c \end{cases} \quad (10)$$

表达式中 $v_c = V_d/2$; $v_s = V_s \cos(w_1 t)$; $i_s = I_s \cos(w_1 t - \varphi)$ 。

将上述关系代入式(10)中, 可得:

$$\begin{cases} \frac{dW_\Sigma}{dt} = V_d i_c - \frac{V_s I_s}{2} \cos \varphi - \frac{V_s I_s}{2} \cos(2w_1 t - \varphi) \\ \frac{dW_\Delta}{dt} = \frac{V_d I_s}{2} \cos(w_1 t - \varphi) - 2V_s i_c \cos(w_1 t) \end{cases} \quad (11)$$

从式(11)的第一个公式可以看出, 相单元的总能量变化主要由三部分构成: 第一部分为直流分量对应到单相中的有功功率; 第二部分为交流系统注入 MMC 换流器的有功功率; 第三部分为表示相间

交换的有功, 其以二倍频为主, 表示相间环流以二倍频为主。

将式(11)两边积分得:

$$\begin{cases} W_\Sigma = W_{\Sigma 0} - \frac{V_s I_s}{4w_1} \sin(2w_1 t - \varphi) \\ W_\Delta = W_{\Delta 0} + \frac{V_d I_s}{2w_1} \sin(w_1 t - \varphi) - \frac{2V_s i_c}{w_1} \sin(w_1 t) \end{cases} \quad (12)$$

式中:

ΔW_Σ ——相单元总能量的波动量(MJ);

ΔW_Δ ——上下桥臂能量差的波动量(MJ)。

由于能量储存于子模块电容中, 假设不考虑实际工程中的子模块冗余个数, 则有:

$$\begin{cases} W_{\Sigma 0} = 2N \times \frac{1}{2} C \left(\frac{V_d}{N} \right)^2 = \frac{CV_d^2}{N} \\ W_{\Delta 0} = 0 \end{cases} \quad (13)$$

将式(13)代入式(12)可得到上下桥臂总子模块电容能量为:

$$\begin{cases} W_u = \frac{W_\Sigma + W_\Delta}{2} = \frac{W_{\Sigma 0} + \Delta W_\Sigma + \Delta W_\Delta}{2} \\ W_l = \frac{W_\Sigma - W_\Delta}{2} = \frac{W_{\Sigma 0} + \Delta W_\Sigma - \Delta W_\Delta}{2} \end{cases} \quad (14)$$

根据桥臂能量与电容电压之间的关系, 结合式(12)~式(14)可最终得到上下桥臂 MMC 子模块电容电压的详细波动关系如下:

$$\begin{cases} v_{cu}^\Sigma = \sqrt{\frac{2N}{C} W_u} = V_d \sqrt{1 + \frac{N}{CV_d^2} (\Delta W_\Sigma + \Delta W_\Delta)} \approx V_d + \frac{N}{2CV_d} (\Delta W_\Sigma + \Delta W_\Delta) \\ v_{cl}^\Sigma = \sqrt{\frac{2N}{C} W_l} = V_d \sqrt{1 + \frac{N}{CV_d^2} (\Delta W_\Sigma - \Delta W_\Delta)} \approx V_d + \frac{N}{2CV_d} (\Delta W_\Sigma - \Delta W_\Delta) \end{cases} \quad (15)$$

式中:

Δv_{cu}^Σ 、 Δv_{cl}^Σ ——上、下桥臂子模块电容电压之和的波动量(kV)。

为定性初步分析基波分量与二倍频分量的规律, 在泰勒展开时忽略了更高频分量, 从式(15)可初步得到如下结论:

1) 桥臂电容电压和的波动与电容 C 成反比。

2) 上下桥臂的电容电压和的波动均含两部分, 一部分为 ΔW_{Σ} 二倍频分量, 一部分为 ΔW_{Δ} 基频分量。

3) 二倍频分量在上下桥臂总大小相等, 方向相同; 基波分量在上下桥臂上大小相等, 方向相反。

1.4 谐波特性分析

将式(15)泰勒展开后取其任一项有:

$$\begin{cases} (\Delta W_{\Sigma} + \Delta W_{\Delta})^n = \sum_{k=0}^n C_n^k \cdot \Delta W_{\Sigma}^k \cdot \Delta W_{\Delta}^{n-k} \\ (\Delta W_{\Sigma} - \Delta W_{\Delta})^n = \sum_{k=0}^n C_n^k \cdot \Delta W_{\Sigma}^k \cdot (-\Delta W_{\Delta})^{n-k} \end{cases} \quad (16)$$

对典型项 $C_n^k \cdot \Delta W_{\Sigma}^k \cdot \Delta W_{\Delta}^{n-k}$ 及 $C_n^k \cdot \Delta W_{\Sigma}^k \cdot (-\Delta W_{\Delta})^{n-k}$ 进行分析, 由于 ΔW_{Σ} 为二倍频分量, ΔW_{Δ} 为基波分量, 可以看出 ΔW_{Σ}^k 项仍为偶数倍频, 谐波电压的奇偶关系与 ΔW_{Δ}^{n-k} 或 $(-\Delta W_{\Delta})^{n-k}$ 中 $n-k$ 的奇偶性相同。因此, 可以得到上下桥臂的电容电压波动量的奇数次谐波呈谐波大小相等, 方向相反的关系; 偶数次谐波大小相等, 方向相同的关系。由于电容电压的波动会带来桥臂上的谐波电流, 因此, 我们可以得出桥臂电流上谐波电流分布规律:

$$v_{cu}^{\Sigma} = v_d \sqrt{1 + \frac{N}{Cv_d^2}(\Delta W_{\Sigma} + \Delta W_{\Delta})} = v_d + \frac{N}{2Cv_d}(\Delta W_{\Sigma} + \Delta W_{\Delta}) + \dots + \frac{\frac{1}{2} \times \left(\frac{1}{2} - 1\right) \times \left(\frac{1}{2} - 2\right) \times \dots \times \left(\frac{1}{2} - k + 1\right) v_d}{k!} \times \left[\frac{N}{Cv_d^2}(\Delta W_{\Sigma} + \Delta W_{\Delta}) \right]^k + \dots \quad (17)$$

$$v_{cl}^{\Sigma} = v_d \sqrt{1 + \frac{N}{Cv_d^2}(\Delta W_{\Sigma} - \Delta W_{\Delta})} = v_d + \frac{N}{2Cv_d}(\Delta W_{\Sigma} - \Delta W_{\Delta}) + \dots + \frac{\frac{1}{2} \times \left(\frac{1}{2} - 1\right) \times \left(\frac{1}{2} - 2\right) \times \dots \times \left(\frac{1}{2} - k + 1\right)}{k!} \times v_d \left[\frac{N}{Cv_d^2}(\Delta W_{\Sigma} - \Delta W_{\Delta}) \right]^k + \dots \quad (18)$$

得到二次谐波电流的估算大小为:

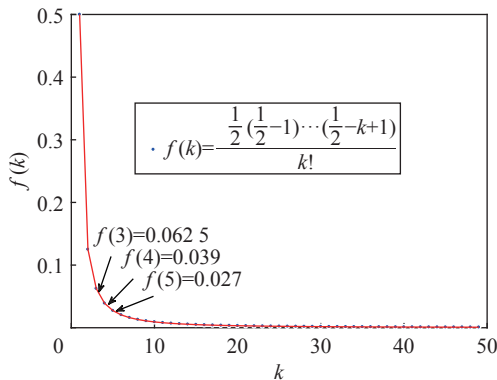


图2 泰勒展开式系数函数

Fig. 2 Coefficient function of Taylor Series

1) 上下桥臂的奇数次谐波大小相等, 方向相反。

2) 上下桥臂的偶数次谐波大小相等, 方向相同。

3) 相间环流为偶数次环流, 且以二倍频为主。

4) 第1)条等同于 MMC 阀侧出口交流电压电流只含奇数次谐波。

5) 第2)条等同于 MMC 直流侧电压电流只含偶数次谐波。

6) 根据 ΔW_{Σ} 和 ΔW_{Δ} 的计算公式, 可以得到相间环流只含偶数次谐波, 其中 $6k+2$ 次环流呈负序; $6k+4$ 次环流呈正序; $6k$ 次环流呈零序^[12]。

从式(17)、式(18)的电容电压波动泰勒展开式出发, 考虑取 $2w_1t$ 的相关部分后可以达到二次谐波电流的估算大小。由于高频分量在进行三角函数计算时也有可能产生二倍频分量, 这里忽略这些高频分量因中间计算过程带来的二倍频分量的大小, 忽略的原因在于随着展开的幂次数的增加, 其分量的幅值越来越小, 图2给出了泰勒展开式的系数函数随展开阶数的关系。

$$i_{2\text{harm}} = \frac{C}{N} \frac{d\Delta v_{cu}}{dt} = A \sin(2w_1t) + B \cos(2w_1t) = \sqrt{A^2 + B^2} \cos(2w_1t + \varphi') \quad (19)$$

$$A = -\frac{V_s I_s}{4V_d} \sin \varphi - \frac{NV_s^2 i_c^2}{2w_1 C V_d^3} - \frac{NV_d^2 I_s^2}{32w_1 C V_d^3} \cos(2\varphi) + \frac{NV_d i_c V_s I_s}{8w_1 C V_d^3} \cos \varphi \quad (20)$$

$$B = \frac{V_s I_s}{4V_d} \cos \varphi - \frac{NV_d^2 I_s^2}{32w_1 C V_d^3} \sin(2\varphi) + \frac{NV_d i_c V_s I_s}{8w_1 C V_d^3} \sin \varphi \quad (21)$$

2 子模块电容电压波动分析

式(22)、式(23)给出了上、下桥臂子模块电容电压的波动规律, 从式子可以知道在忽略高频谐波

的情况下桥臂电容电压和的波动与电容 C 成反比, 在直流电压、直流电流、阀侧相电压相电流幅值一定的情况下, 子模块电容电压的波动主要取决于阀

侧功率因数角 φ 和时间 t 。为深入研究, 本章节以我国首个海风柔性直流江苏如东工程参数为算列开展, 其主要参数如表 1 所示。

$$v_{cu}^{\Sigma} = v_d \sqrt{1 + \frac{N}{Cv_d^2}(\Delta W_{\Sigma} + \Delta W_{\Delta})} = v_d \sqrt{1 + \frac{N}{Cv_d^2} \left(-\frac{V_s I_s}{4w_1} \sin(2w_1 t - \varphi) + \frac{v_d I_s}{2w_1} \sin(w_1 t - \varphi) - \frac{2V_s i_c}{w_1} \sin(w_1 t) \right)} \quad (22)$$

$$v_{cl}^{\Sigma} = v_d \sqrt{1 + \frac{N}{Cv_d^2}(\Delta W_{\Sigma} - \Delta W_{\Delta})} = v_d \sqrt{1 + \frac{N}{Cv_d^2} \left(-\frac{V_s I_s}{4w_1} \sin(2w_1 t - \varphi) - \frac{v_d I_s}{2w_1} \sin(w_1 t - \varphi) + \frac{2V_s i_c}{w_1} \sin(w_1 t) \right)} \quad (23)$$

表 1 MMC 参数

Tab. 1 Parameters for MMC

| 参数名 | 值 |
|--------------|--------------------|
| 额定直流电压/kV | ±400 |
| 额定直流电流/kA | 1.375 |
| 额定有功/GW | 1.100 |
| 额定视在功率/MVA | 1230 |
| 子模块个数不考虑冗余/个 | 400 |
| 子模块电容容值/mF | 4, 6, 8, 9, 10, 12 |
| 桥臂电抗器/H | 0.133 |
| 阀侧相电压峰值/kV | 340 |
| 阀侧相电流峰值/kA | 2.411 |

2.1 电容电压随功率因数角的变化规律

根据式(22)、式(23), 假设阀侧电压与阀侧电流的相位差在 $[-\pi, \pi]$ 之间变动, 考虑 4 个工频周期下的波动, 得到如下三维关系图, 其中 x 轴坐标为时间 t (单位为 s), y 轴坐标为相角差 φ (单位为 rad), z 轴坐标为桥臂子模块电容电压的波动量 Δv_{cu}^{Σ} (单位为 kV), 根据前面式子, 得到上下桥臂所有投入的子模块电容电压的波动随时间及阀侧电压初始相位差的三维关系图, 如图 3 及图 4 所示。

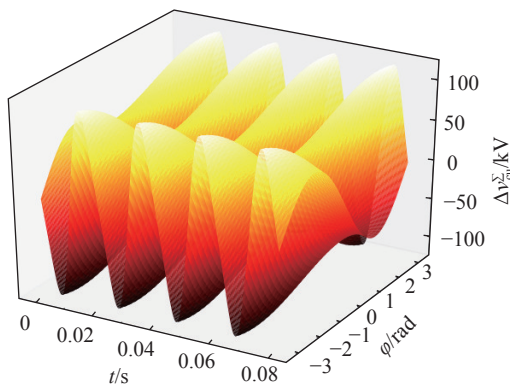


图 3 上桥臂子模块电容电压的波动

Fig. 3 Capacitor voltage ripple of upper bridge

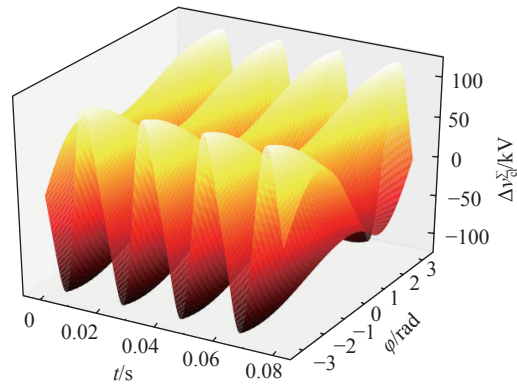


图 4 下桥臂子模块电容电压的波动

Fig. 4 Capacitor voltage ripple of lower bridge

从上图可知, 在 $\varphi=0$ 时, MMC 换流阀与交流侧没有无功交换, 此时桥臂子模块电容电压波动的峰值最小。在 φ 减小或增大的过程中, 波动量均在一定程度上增大。

根据式(8)同样可得到上下桥臂的总开关函数 n_u 、 n_l 随时间及功率因数角 φ 的曲线图。其中 x 轴坐标为时间 t (单位为 s), y 轴坐标为相角差 φ (单位为 rad), z 轴坐标为桥臂总子模块开关函数, 图 5 为上桥臂总开关函数图, 图 6 为下桥臂总开关函数图。

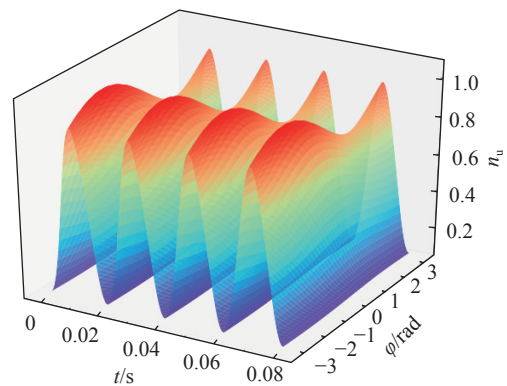


图 5 上桥臂总开关函数

Fig. 5 Switching function of upper bridge

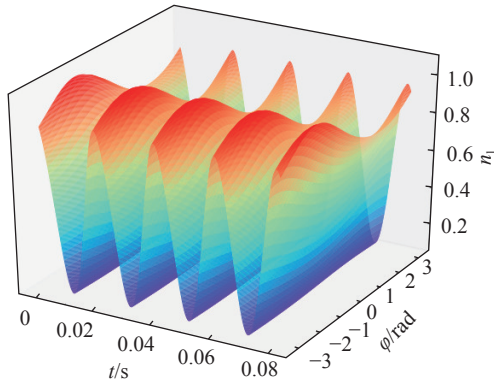


图 6 下桥臂总开关函数

Fig. 6 Switching function of lower bridge

从图 5 和图 6 可以明显看出, 功率因数角 φ 一定时桥臂总开关函数是时间 t 的三角工频周期函数, 在时间 t 一定时, 开关函数是功率因数角的周期函数, 且在 $\varphi < 0$ 的一定范围内, 开关函数的最大值大于 1, 这是由于 $\varphi < 0$ 时, 换流器向交流系统注入容性无功, 在 $[-90^\circ, 0]$ 范围内, φ 越小注入容性无功越大, 此时同等有功条件下需要投入的子模块个数越多。将式 (15) 代入式 (8) 以后, 可得到上下桥臂的开关函数的表达式, 这里仅列出下桥臂开关函数:

$$n_1 = \frac{V_d/2 + V_s \cos w_1 t}{V_d + \Delta v_{cl}^\Sigma} \quad (24)$$

$$\Delta v_{cl}^\Sigma = \frac{N}{2Cv_d} \left[-\frac{V_s I_s}{4w_1} \sin(2w_1 t - \varphi) - \frac{v_d I_s}{2w_1} \sin(w_1 t - \varphi) + \frac{2V_s i_c}{w_1} \sin(w_1 t) \right] \quad (25)$$

$t=0$ 时刻, 有桥臂最大的开关函数为:

$$n_{1|\max} = \frac{V_d/2 + V_s}{V_d + \frac{NI_s}{4w_1 C} \left(\frac{V_s}{2V_d} + 1 \right) \sin \varphi} \quad (26)$$

在开关函数最大值为 1 的情况下, 此时得出:

$$\sin \varphi = \frac{4w_1 C}{NI_s} \times \frac{V_s - \frac{V_d}{2}}{\frac{V_s}{2V_d} + 1} \quad (27)$$

由于阀侧相电压最大值小于直流电压的一半, 可以看出在开关函数的最大值为 1 时, 功率因数角 $\varphi \in [-\pi/2, 0]$, 这与图中结论一致。

为进一步分析开关函数与模块电容电压随功率因数角的变换关系, 给出了不同功率因数角下的开关函数及桥臂子模块电容电压波动的关系图(图 7)。从图中及式 (24) 可得到如下结论:

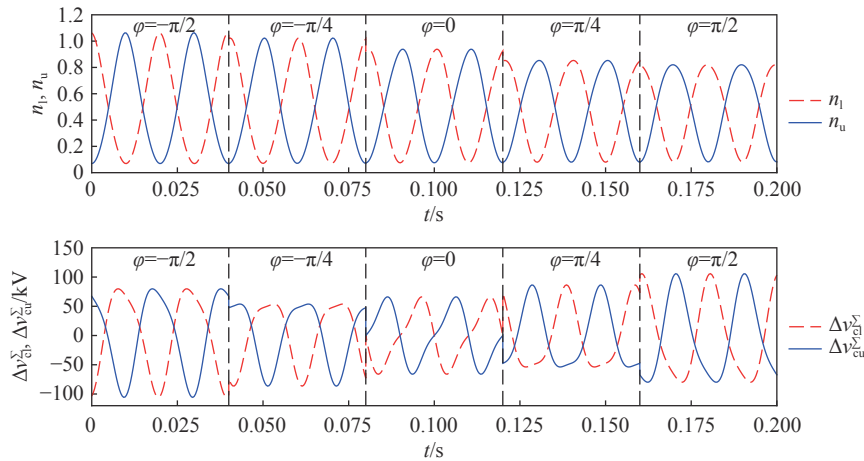


图 7 不同功率因数角下桥臂开关函数及模块电压波动

Fig. 7 Switching function and capacitor voltage ripple for different phi

- 1) 桥臂开关函数的最大值在 $\varphi \in [-\pi/2, \pi/2]$ 范围内单调递减, 且在 $[-\pi/2, 0]$ 内某点 φ_0 处其最大值为 1。
- 2) 在额定视在功率一定的情况下, 桥臂开关函数的最大值在 $\varphi < 0$ 的某些范围内会呈现大于 1 的情况, 此时功率因数较小, 理论交换无功较大, $\varphi = -90^\circ$ 时换流器工作在 STATCOM 工况下, 实际工程中采

用限幅环节对开关函数进行限幅。

- 3) 子模块电容电压纹波存在明显的二倍频和基波分量。

- 4) 在低功率因数 $\varphi = \pm 90^\circ$ 下, 子模块电容电压纹波比高功率因数下的纹波更大, 且在低功率因数下子模块电容电压波动呈现正负半周期不对称现象。

2.2 电容电压随子模块电容容值的变化规律

考虑 $\varphi=0$ 时, 子模块电容电压及桥臂开关函数随电容容值的变化关系。图 8 给出了表 1 参数下的桥臂开关函数及电容电压波动随时间和电容容值的变化。

从图 8 中可知, 在 $\varphi=0$ 时, 桥臂开关函数的最大值不随电容电压的变化而变化, 进一步从式(20)中可知, 在 $\varphi \neq 0$ 时, 开关函数的最大值一定程度上随电容容值的变大而变小。子模块电容电压的波动量随着电容容值的变大而减少。

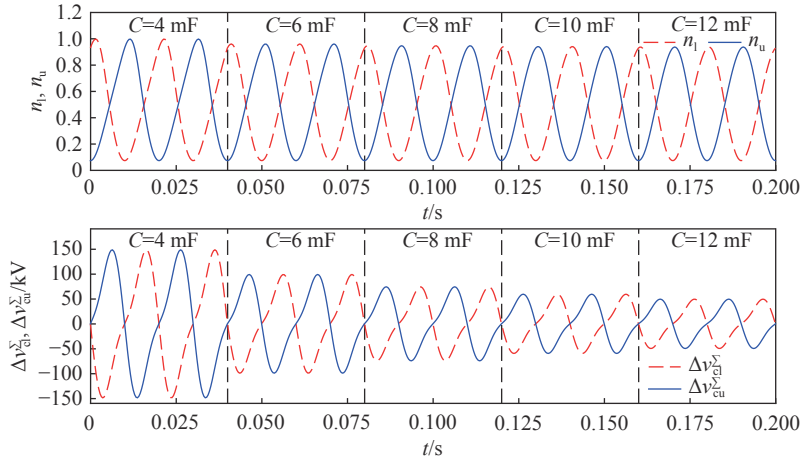


图 8 不同子模块电容容值下桥臂开关函数及模块电压波动
Fig. 8 Switching function and capacitor voltage ripple for different C

3 仿真实验

为验证上述结论, 在 PSCAD/EMTDC 仿真软件中搭建了上述表 1 参数下的仿真模型。

为验证子模块电容电压波动随子模块电容容值的变化, 图 9 给出了计算与仿真的对比关系图, 其横坐标为子模块电容容值, 纵坐标为电容电压的波动幅值相对基准值的占比, 可看出子模块电容电压波动幅值随容值的变大而减小, 理论计算值与仿真值较为吻合。

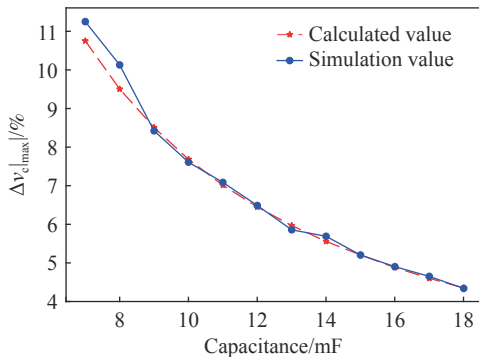


图 9 电容电压波动幅值随电容的变化关系
Fig. 9 Capacitor voltage ripple for different capacitance

为验证子模块电容电压波动实时曲线及桥臂开关函数的实时曲线, 在仿真模型中任取一个 PQ 功

率点(1100 MW, 123 Mvar)下对两者进行了对比。从图 10 对比中可看出在任取的功率点下, 上下桥臂开关函数理论计算值与仿真值吻合度较高。图 11 给出了上下桥臂子模块电容电压实时波动的对比, 可看出计算与仿真总体较为吻合, 在模块电容电压波动过零点处的一致主要是由于计算中未考虑二次以上的高倍频谐波波动导致。

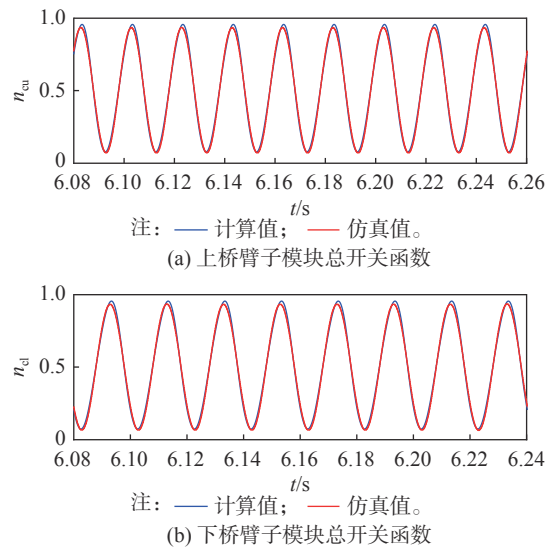


图 10 实时桥臂开关函数计算与仿真对比
Fig. 10 Switching function comparison between calculation and simulation

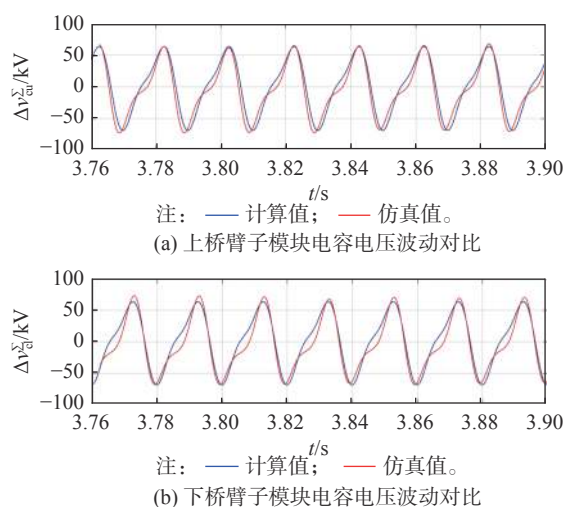


图 11 模块总电容电压实时波动对比

Fig. 11 Capacitor voltage ripple comparison between calculation and simulation

4 结论

文章从能量角度出发得到了桥臂电容电压、桥臂开关的理论计算值,在此基础上研究了桥臂谐波的特性,并深入研究了子模块电容电压的波动和桥臂开关函数的情况,主要得出的结论与仿真结果一致,为实际工程中 MMC 换流器设计提供了参考。

但是,文章对换流器建模尚未结合换流器自身控制系统,后续可开展结合控制系统的换流器阻抗建模研究及换流器自身调制环节、控制链路等 MMC 稳定性影响因子分析;另一方面,通过注入倍频环流或先进控制方式可降低模块电容电压的波动,以优化系统参数的选型,这也是后续待研究之一。

参考文献:

- [1] RODRIGUEZ J, LAI J S, PENG F Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications [J]. *IEEE transactions on industrial electronics*, 2002, 49(4): 724-738. DOI: 10.1109/TIE.2002.801052.
- [2] LESNICAR A, MARQUARDT R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range [C]// 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings, Bologna, Italy, June 23-26, 2003. New York: IEEE, 2003: 6. DOI: 10.1109/PTC.2003.1304403.
- [3] LESNICAR A, MARQUARDT R. A new modular voltage source inverter topology [C]//Proceedings of 10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Toulouse, France, September 2-4, 2003. Oxfordshire, UK: Taylor & Francis, 2015.
- [4] NORRGA S, ÅNGQUIST L, ILVES K, et al. Decoupled steady-state model of the modular multilevel converter with half-bridge cells [C]//6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, Bristol, UK, March 27-29, 2012. Hertfordshire, UK: IET, 2012: 1-6. DOI: 10.1049/cp.2012.0232.
- [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. DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.2011.24.005.
- [6] WANG S S, ZHOU X X, TANG G F, et al. Modeling of modular multi-level voltage source converter [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2011, 31(24): 1-8. DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.2011.24.005.
- [7] SONG Q, LIU W H, LI X Q, et al. A steady-state analysis method for a modular multilevel converter [J]. *IEEE transactions on power electronics*, 2013, 28(8): 3702-3713. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2227818.
- [8] ILVES K, ANTONOPOULOS A, NORRGA S, et al. Steady-state analysis of interaction between harmonic components of arm and line quantities of modular multilevel converters [J]. *IEEE transactions on power electronics*, 2012, 27(1): 57-68. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2159809.
- [9] SAEEDIFARD M, IRAVANI R. Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back HVDC system [J]. *IEEE transactions on power delivery*, 2010, 25(4): 2903-2912. DOI: 10.1109/TPWRD.2010.2050787.
- [10] HARNEFORS L, ANTONOPOULOS A, NORRGA S, et al. Dynamic analysis of modular multilevel converters [J]. *IEEE transactions on industrial electronics*, 2013, 60(7): 2526-2537. DOI: 10.1109/TIE.2012.2194974.
- [11] HARNEFORS L, ANTONOPOULOS A, ILVES K, et al. Global asymptotic stability of current-controlled modular multilevel converters [J]. *IEEE transactions on power electronics*, 2015, 30(1): 249-258. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2298560.
- [12] 刘昇, 徐政. 联于弱交流系统的VSC-HVDC稳定运行区域研究 [J]. *中国电机工程学报*, 2016, 36(1): 133-144. DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.2016.01.014.
- [13] LIU S, XU Z. Study on stable operating region of VSC-HVDC connected to weak AC systems [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2016, 36(1): 133-144. DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.2016.01.014.
- [14] KRIGE E. Harmonic interaction between weak AC systems and VSC-based HVDC schemes [D]. Stellenbosch: Stellenbosch University, 2012.
- [15] ZHANG L D, HARNEFORS L, NEE H P. Modeling and control of VSC-HVDC links connected to island systems [J]. *IEEE transactions on power systems*, 2011, 26(2): 783-793. DOI: 10.1109/TPWRS.2010.2070085.
- [16] GIVAKI K, XU L. Stability analysis of large wind farms connected to weak AC networks incorporating PLL dynamics [C]// International Conference on Renewable Power Generation,

- Beijing, China, October 17-18, 2015. Hertfordshire, UK: IET, 2016: 1-6. DOI: [10.1049/cp.2015.0440](https://doi.org/10.1049/cp.2015.0440).
- [15] ZHANG L D, HARNEFORS L, NEE H P. Interconnection of two very weak AC systems by VSC-HVDC links using power-synchronization control [J]. *IEEE transactions on power systems*, 2011, 26(1): 344-355. DOI: [10.1109/TPWRS.2010.2047875](https://doi.org/10.1109/TPWRS.2010.2047875).
- [16] ADIB A, MIRAFZAL B, WANG X F, et al. On stability of voltage source inverters in weak grids [J]. *IEEE access*, 2018, 6: 4427-4439. DOI: [10.1109/ACCESS.2017.2788818](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2788818).
- [17] HUANG Y H, YUAN X M, HU J B, et al. Modeling of VSC connected to weak grid for stability analysis of DC-link voltage control [J]. *IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics*, 2015, 3(4): 1193-1204. DOI: [10.1109/JESTPE.2015.2423494](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2015.2423494).
- [18] HUANG Y H, YUAN X M, HU J B, et al. DC-bus voltage control stability affected by AC-bus voltage control in VSCs connected to weak AC grids [J]. *IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics*, 2016, 4(2): 445-458. DOI: [10.1109/JESTPE.2015.2480859](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2015.2480859).
- [19] 黄守道, 彭也伦, 廖武. 模块化多电平型变流器电容电压波动及其抑制策略研究 [J]. *电工技术学报*, 2015, 30(7): 62-71. DOI: [10.3969/j.issn.1000-6753.2015.07.008](https://doi.org/10.3969/j.issn.1000-6753.2015.07.008).
- [20] HUANG S D, PENG Y L, LIAO W. Study of capacitor voltage fluctuation and its suppression for modular multilevel converter [J]. *Transactions of China electrotechnical society*, 2015, 30(7): 62-71. DOI: [10.3969/j.issn.1000-6753.2015.07.008](https://doi.org/10.3969/j.issn.1000-6753.2015.07.008).
- [21] ANGQUIST L, ANTONOPOULOS A, SIEMASZKO D, et al. Open-loop control of modular multilevel converters using estimation of stored energy [J]. *IEEE transactions on industry applications*, 2011, 47(6): 2516-2524. DOI: [10.1109/TIA.2011.2168593](https://doi.org/10.1109/TIA.2011.2168593).
- [22] 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. DOI: [10.13334/j.0258-8013.pcsee.2012.24.002](https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.2012.24.002).
ZHOU Y B, JIANG D Z, GUO J, et al. Analysis of sub-module capacitor voltage ripples and circulating currents in modular multilevel converters [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2012, 32(24): 8-14. DOI: [10.13334/j.0258-8013.pcsee.2012.24.002](https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.2012.24.002).
- [23] YANG L G, XU Z H, FENG L, et al. Analysis on harmonic resonance of offshore wind farm transmitted by MMC-HVDC system [C]//2019 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia, Chengdu, China, May 21-24, 2019. New York, USA: IEEE, 2019: 2296-2301. DOI: [10.1109/ISGT-Asia.2019.8881373](https://doi.org/10.1109/ISGT-Asia.2019.8881373).
- [24] ZOU C Y, RAO H, XU S K, et al. Analysis of resonance between a VSC-HVDC converter and the AC grid [J]. *IEEE transactions on power electronics*, 2018, 33(12): 10157-10168. DOI: [10.1109/TPEL.2018.2809705](https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2809705).
- [25] ILVES K, ANTONOPOULOS A, HARNEFORS L, et al. Capacitor voltage ripple shaping in modular multilevel converters allowing for operating region extension [C]//IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, Australia, November 7-10, 2011. New York, USA: IEEE, 2011: 4403-4408. DOI: [10.1109/IECON.2011.6120033](https://doi.org/10.1109/IECON.2011.6120033).
- [26] WANG H T, TANG G F, HE Z Y, et al. Efficient grounding for modular multilevel HVDC converters (MMC) on the AC side [J]. *IEEE transactions on power delivery*, 2014, 29(3): 1262-1272. DOI: [10.1109/TPWRD.2014.2311796](https://doi.org/10.1109/TPWRD.2014.2311796).

作者简介:



邹凯凯

邹凯凯 (第一作者, 通信作者)

1991-, 男, 工程师, 华北电力大学电气工程及其自动化硕士, 主要研究方向为直流输电仿真建模、控制保护策略开发 (e-mail) zoukk@nrec.com。

李钢

1983-, 男, 高级工程师, 电力系统及其自动化, 主要从事柔性直流控制保护策略开发相关工作 (e-mail) lig@nrec.com。

邹强

1981-, 男, 高级工程师, 电力系统及其自动化, 主要从事柔性直流控制保护策略开发相关工作 (e-mail) zouq@nrec.com。

董云龙

1977-, 男, 教授级高级工程师, 电力系统及其自动化, 主要从事电力电子设备及控制保护研究相关工作 (e-mail) dongyl@nrec.com。

卢宇

1979-, 男, 教授级高级工程师, 电力系统及其自动化, 主要从事电力电子设备及控制保护研究相关工作 (e-mail) luy@nrec.com。

(编辑 叶筠英)