DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.1.61 **中图分类号**：TM723 **文献标志码**：A

轻型化 MMC 子模块配置方法及其控制策略

余祖泳，张 振，王 毅，曹 赛
(新能源电力系统全国重点实验室(华北电力大学)，保定 071003)

摘要：针对远海风电柔直送出工程，模块化多电平换流器 MMC(modular multilevel converter)的质量和体积大、海上换流站的建造成本高的问题亟待解决，因此 MMC 的轻型化研究是目前的研究热点之一。首先提出 1 种优化配置型 MMC(optimized configuration MMC)，给出其配置方法，并在最近电平逼近调制的基础上设计均压策略。新型换流器通过引入 2 种电容容值相同，额定电压相差 K 倍的子模块，提高了交流侧输出电压的电平数。通过 MATLAB/Simulink 仿真结果和物理实验验证发现，换流器能够顺利完成电压变换工作，系统的稳态运行特性与常规 MMC 相近，且动态特性良好。在 2 种换流器交流电压电平数相同的前提下，相较于常规 MMC，所提 OC-MMC 能够间接减少子模块装配数量，降低换流站的质量、体积和投资成本，从而实现轻型化目标。

关键词：模块化多电平换流器；轻型化；优化配置；最近电平逼近调制

Submodule Configuration Method and Control Strategy for MMC Lightweight

YU Zuyong, ZHANG Zhen, WANG Yi, CAO Sai
(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources (North China Electric Power University), Baoding 071003, China)

Abstract: Aimed at an offshore wind power flexible DC transmission project, the problems of the large mass and volume of modular multilevel converters (MMCs) and the high construction cost of offshore converter stations need to be solved urgently. Therefore, the lightweight research of MMC is one of the research hotspots at present. First, an optimized configuration MMC (OC-MMC) is proposed, and its configuration method is given. In addition, a voltage balancing strategy is designed based on the nearest level modulation. The novel converter improves the number of output voltage levels on the AC side by introducing two submodules whose capacitance values are the same but the rated voltage values are proportional by a factor of K. Then, through the simulation results on a MATLAB/Simulink platform and experimental results, it is found that the novel converter can successfully complete the voltage conversion process. The steady-state operation characteristics of the system are similar to those of a conventional MMC, and the dynamic characteristics are good. On the premise that the numbers of AC voltage levels of the two converters are the same, the proposed OC-MMC can indirectly reduce the number of submodule assembly and reduce the mass, volume and construction cost of the converter stations compared with the conventional MMC, so as to achieve the goal of lightweight.

Keywords: Modular multilevel converter (MMC); lightweight; optimized configuration (OC); nearest level modulation

随着我国能源结构转型调整，以光伏发电和风能发电为代表的新能源得到了大力发展。模块化多电平换流器 MMC(modular multilevel converter)具备波形质量高、扩展性高和谐波含量低等优点[1-2]，已应用于张北±500 kV 四端、昆柳龙±800 kV 三端等多项柔性直流工程中，且运行效果良好[3-4]。虽

收稿日期：2023-04-04；**修回日期**：2023-06-08，2023-07-20；
录用日期：2023-08-21；**网络首发日期**：2023-10-24

然MMC子模块配置数量较多时可以显著提升阶梯波的逼近效果，但较多的功率开关器件和电容器使得 MMC 的建设运行成本及体积、质量增加。作为柔性直流输电工程的重要领域之一，远海风电柔直送出工程对于换流器的轻型化设计需求较高[5]，因此为迎合工程应用需求，针对 MMC 在拓扑结构及控制策略等方面进行轻型化设计是目前的研究热点之一[6-10]。子模块电容器是换流站建造成本与占地体积的主要来源，在成本方面平均占比 1/3 以上，在体积方面平均占比 1/2 以上[11]。因此，降低电容器需求容值或减少子模块数量是轻型化设计的主要思路，目前换流器的轻型化设计方向主要有 2 类：拓扑改造法和附加控制法[12]。

第一种拓扑改造法通过对MMC拓扑结构进行优化设计来减少功率器件数量或电容数量。文献[13]基于背靠背双交流输出 MMC，提出 1 种九桥臂 MMC，相较于传统 MMC 能够节省 25%的子模块数和 50%的桥臂电感数，但系统的运行范围受限；文献[14]提出 1 种桥臂交替导通换流器，同样能减少子模块数量，且无需配备桥臂电感，但仅能运行于调制比为 4/π 的特定条件下；文献[15]提出 1 种三相串联式 MMC，在承受相同直流电压的情况下，相较于传统 MMC，该变换器可以减少 1/3 的功率器件数量；文献[16]提出 1 种三相四桥臂 MMC，不仅能够降低成本，还能提高传感器故障条件下的运行可靠性；文献[17]通过引入公共桥臂和桥臂切换开关，提出 1 种桥臂复用型 MMC，可有效节省 25%的子模块装配数量，桥臂切换开关的投入使得功率器件数量依旧处于相对较高的水平，但电容数量显著降低。

第二种附加控制法通过控制策略抑制子模块电容电压纹波，以降低换流器对于电容容值的需求，达到降低成本减小体积的目的。文献[18]从抑制二倍频环流的角度出发，通过坐标变换将相间环流分解为直流分量，并设计 1 种附加控制器，有效减小电容电压波动幅度；文献[19]通过注入 3 次谐波来抑制桥臂电压基频波动分量，从而降低电容电压波动，并推导出注入 3 次谐波最优的幅值和相角；文献[20]提出 1 种基于能量平衡的 2 次环流控制方法来降低电容电压波动，该方法在参数整定上优于常规 PI 控制，且拥有良好的暂态特性，能够适应各种工况。

基于当前 MMC 轻型化研究热点及上述思路，本文提出 1 种优化配置型 MMC(optimized configuration MMC)，通过在桥臂中配置电容容值相同但额定电压不同的 2 种子模块，基于最近电平逼近调制 NLM(nearest level modulation)设计相应的均压排序算法[21]。然后，对比分析 OC-MMC 与常规 MMC 的器件成本和运行损耗。最后，通过仿真和物理实验验证 OC-MMC 的运行性能。

1 优化配置型 MMC

1.1 拓扑结构

所提 OC-MMC 的拓扑结构如图 1 所示，每个相单元包含上桥臂和下桥臂，每个桥臂由 N_{I} 个Ⅰ型子模块、N_{II} 个Ⅱ型子模块和 1 个桥臂电感 L_0 串联构成。图中：i_{pj}、i_{nj} 分别为 j 相上、下桥臂电流；I_{dc} 为直流侧电流；U_{dc} 为直流侧电压；L_0 为桥臂电感；i_{vj} 为交流侧 j 相输出电流；u_{vj} 为交流侧 j 相输出电压；j=a, b, c。在忽略桥臂电感压降的前提下，桥臂电压可表示为

$$\begin{cases} u_{\mathrm{pj}} = U_{\mathrm{dc}}/2 - u_{\mathrm{vj}} \\ u_{\mathrm{nj}} = U_{\mathrm{dc}}/2 + u_{\mathrm{vj}} \end{cases} \tag{1}$$

式中，u_{pj} 和 u_{nj} 分别为 j 相上、下桥臂电压。

因此，对交流侧输出电压 u_{vj} 的调制可间接转为对桥臂电压 u_{pj} 和 u_{nj} 的调制。

1.2 2 种子模块的配置方法

OC-MMC 的核心思路是：将常规 MMC 的 1 个额定电压为 KU_{cn} 的大电容替换为 K 个额定电压为 U_{cn} 的小电容，电容容值保持不变。因此，在相同的直流电压等级下，常规 MMC 交流侧输出的电平数为 N+1，相邻阶梯电平的电压差值为 KU_{cn}，而 OC-MMC 能够将相邻阶梯电平的电压差值降低为 U_{cn}，交流侧输出的电平数提高到 KN+1。以 OC-MMC 交流侧输出的电平数为 KN+1 为例，每个桥

臂 2 种子模块的配置遵循以下原则。

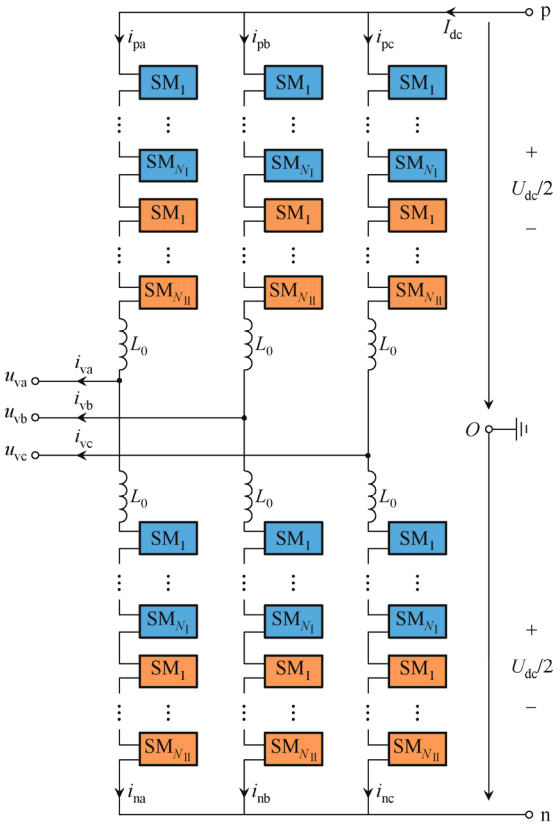


图 1　三相 OC-MMC 拓扑结构

Fig. 1 Topology of three-phase OC-MMC

取Ⅰ型子模块电容的容值为 C，额定电压为 KU_{cn}，Ⅱ型子模块电容的容值为 C，额定电压为 U_{cn}，且满足 $U_{cn}=U_{dc}/(KN)$。设某一时刻需要投入的Ⅰ型和Ⅱ型子模块数分别为 n_1、n_2，则桥臂电压为 $n_1(KU_{cn})+n_2U_{cn}$，由于相邻 2 个阶梯电平的电压差值为 U_{cn}，故等效投入的子模块数 N_{eq} 为

$$N_{eq}=Kn_1+n_2 \tag{2}$$

也即每投入 1 个Ⅰ型子模块等效于投入 K 个Ⅱ型子模块。正常运行下，每相等效投入的子模块数 $N_{eq}=KN$，令Ⅱ型子模块的数量 $N_{II}=rK$，则由式(2)可得Ⅰ型子模块的数量 $N_I=N-r$，其中 K 和 r 均为正整数，且 $K\geqslant 2$。

显然，r 越小，Ⅰ型和Ⅱ型子模块总数 N_I+N_{II} 越少。但是当Ⅱ型子模块的数量过少时，会导致开关频率上升，电容的充放电时间延长，电容电压波动率较大，相关验证已在第 3 节仿真中给出。由 1.3 节所提调制策略可知，当 $N_{pj}\%K=K-1$ 时(相关参数和符号说明已在 1.3 节给出)，首先需要投入 $K-1$ 个Ⅱ型子模块，其次至少需要额外的 K 个Ⅱ型子模块等效为 1 个Ⅰ型子模块参与排序。因此，Ⅱ型子模块数需满足

$$N_{II}\geqslant 2K-1 \tag{3}$$

当 $r=1$ 时，$N_{II}=K$，不满足式(3)，此时可适当提高Ⅱ型子模块数量，令 $N_{II}=2K-1$。综上所述，N_I 和 N_{II} 分别为

$$\begin{cases} N_I=N-1 \\ N_{II}=2K-1 \end{cases} \quad r=1$$
$$\begin{cases} N_I=N-r \\ N_{II}=rK \end{cases} \quad 2\leqslant r<N，\ r\text{为正整数} \tag{4}$$

由于 2 种子模块数量的配置情况并不会影响 OC-MMC 的输出特性，因此为了减少 2 种子模块总数，应尽可能减小 r 的取值。$r=1$ 和 $r=2$ 时，二者 2 种子模块总数相同，为 $N+2K-2$。由于Ⅰ型子模块电容的额定电压更大，成本更高，故一般选取 $r=2$，此时 N_I 更小。

1.3 调制策略

OC-MMC 在正常运行中，为了维持直流侧电压的稳定，要求每个相单元等效投入子模块数之和为 KN，即

$$N_{pj}+N_{nj}=KN \tag{5}$$

式中，N_{pj} 和 N_{nj} 分别为 j 相上、下桥臂等效投入子模块数。

实际工程中 MMC 子模块数量较多，为了减少控制器的计算量，降低开关频率，通常采用 NLM 调制策略，如图 2 所示。NLM 的原理是采用阶梯波逼近正弦参考波，通过排序算法来轮换子模块工作状态，均衡子模块之间的电容电压，改善 MMC 交流输出特性。在 NLM 下，根据式(1)，N_{pj} 和 N_{nj} 可分别表示为

$$\begin{cases} N_{pj}=\text{round}\left(\dfrac{u_{pj}^*}{U_{cn}}\right)=\dfrac{KN}{2}-\text{round}\left(\dfrac{u_{vj}^*}{U_{cn}}\right) \\ N_{nj}=\text{round}\left(\dfrac{u_{nj}^*}{U_{cn}}\right)=\dfrac{KN}{2}+\text{round}\left(\dfrac{u_{vj}^*}{U_{cn}}\right) \end{cases} \tag{6}$$

式中：u_{pj}^* 和 u_{nj}^* 分别为 j 相上、下桥臂参考电压；u_{vj}^* 为交流侧 j 相输出参考电压，可由控制器输出得到；round( )表示进行取整运算。

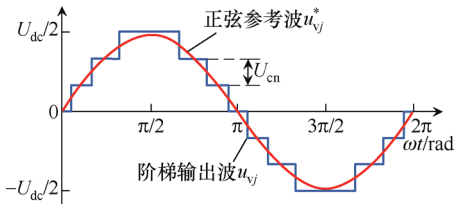


图 2 NLM 调制策略

Fig. 2 Modulation strategy of NLM

根据式(6)计算得到 N_{pj} 和 N_{nj} 后，联立式(2)可以确定 2 种子模块对应的投切数量，然后经过排序算法实现同时均衡 2 种子模块的电容电压。本文所提均压策略基于以下核心思想：当 K 个Ⅱ型子模块的开关导通状态一致时，可视为 1 个整体，其等效额定电压为 KU_{cn}，因此可将其等效为 1 个Ⅰ型子模块参与排序。

由于 2 种子模块的数量会随着 r 的改变而改变，因此本节仅讨论 r=2 时的均压方法，r 为其他值时原理与之类似，不再赘述。以上桥臂为例，OC-MMC 的电容电压均衡策略如图 3 所示。图中，i_{pj} 为 j 相上桥臂电流，%为求模运算符，N_{pj}%K 表示 K 被 N_{pj} 除后所得的余数，由于 N_{pj}%K 的结果为从 0 开始，每隔 1 个单位，直到 K−1，故用“……”表示省略的中间情况。i_{pj}>0 时，子模块电容处于充电状态，2 种子模块投切状态遵循以下原则。

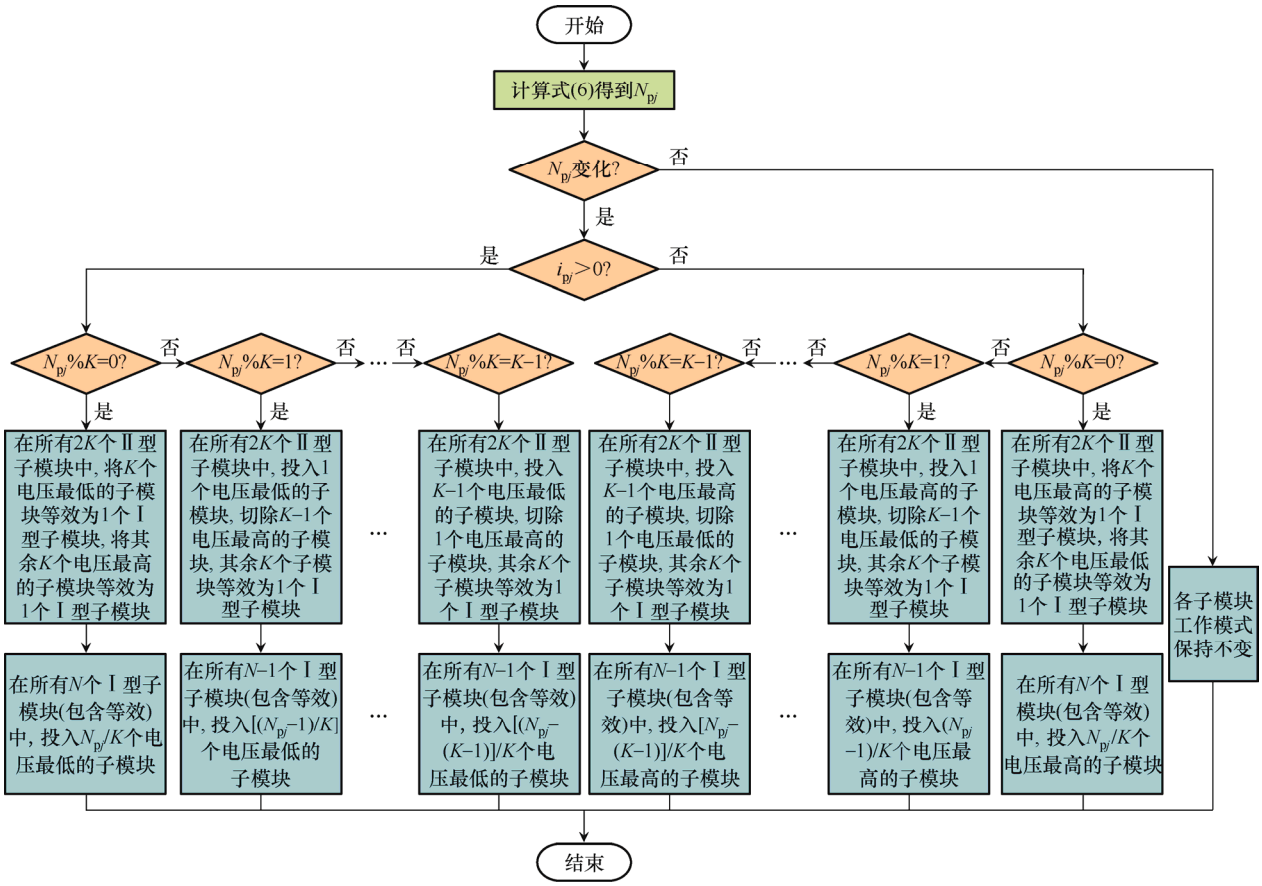


图 3 OC-MMC 的电容电压均衡策略

Fig. 3 Capacitor voltage balancing strategy for OC-MMC

当 N_{pj}%K=0 时，在所有 2K 个Ⅱ型子模块中，分别将电压最高的 K 个Ⅱ型子模块和电压最低的 K 个Ⅱ型子模块的投切状态保持一致，等效为 2 个Ⅰ型子模块参与排序。然后，在所有 N 个Ⅰ型子模块中(包含等效)，投入 N_{pj}/K 个电压最低的Ⅰ型子模块。

……

当 N_{pj}%K=K−1 时，由于Ⅰ型子模块仅能提供

K 的整数倍电平，因此至少需要投入 K−1 个Ⅱ型子模块。在所有 2K 个Ⅱ型子模块中，投入 K−1 个电压最低的Ⅱ型子模块，切除 1 个电压最高的Ⅱ型子模块，剩余 K 个Ⅱ型子模块的投切状态保持一致，等效为 1 个Ⅰ型子模块参与排序。然后，在所有 N−1 个Ⅰ型子模块中(包含等效)，投入[N_{pj}−(K−1)]/K 个电压最低的Ⅰ型子模块。

i_{pj}<0 时，子模块电容处于放电状态，均压原理已在图 3 中给出，不再赘述。

2　经济性分析

2.1　器件成本

以 K=2、r=2 为例，2 种换流器均采用半桥子模块，每个相单元的器件装配数量对比见表 1。其中单个 IGBT 单元的耐压为 U_{cn}=U_{dc}/(KN)。Ⅰ型子模块电容额定电压为 KU_{cn}，需采用 K 个 IGBT 单元串联来承受耐压。

表 1　每个相单元的器件数量对比

Tab. 1 Comparison of number of devices in each phase unit

换流器	Ⅰ型子模块电容/个	Ⅱ型子模块电容/个	IGBT 单元/个	交流电压电平数/阶
常规 MMC	2N	0	8N	N+1
OC-MMC	2N−4	8	8N	2N+1

由表 1 可知，与常规 MMC 相比，OC-MMC 每相用 8 个Ⅱ型子模块电容取代 4 个Ⅰ型子模块电容，提高了交流电压电平数，IGBT 单元数量保持不变。实际工程中通常采用薄膜电容器，以 KEMET 的型号为 C44U-M 的铝薄膜电容器为例，2 种子模块电容对比见表 2，相关数据可在 KEMET 官网和贸泽电子官网查询。由表 2 可知，Ⅰ型子模块电容与Ⅱ型子模块电容的体积比值为 3.12，质量比值为 1.51，单价比值为 1.48。实际工程中子模块数较多，Ⅱ型子模块电容数量占比较低，故 OC-MMC 总的器件成本和质量、体积与常规 MMC 接近。当 2 种换流器交流侧输出电压的电平数相同时，OC-MMC 能够间接减少子模块数量，降低换流站的投资成本和质量、体积，有利于实现轻型化目标。

表 2　2 种子模块电容对比

Tab. 2 Comparison of capacitance between two submodules

子模块电容	容值/μF	额定电压/V	直径/mm	长度/mm	质量/kg	单价/元
Ⅰ型	1 050	1 800	136	347	12.1	1 492.5
Ⅱ型	1 100	900	116	153	8.0	1 007.2

2.2　运行损耗

换流阀的运行损耗主要包含二极管和 IGBT 的通态损耗和开关损耗。本节采用文献[22]的计算方法，2 种换流器均采用半桥子模块，系统参数与第 3 节仿真验证保持一致，传输功率为 2.7 MW。运行损耗对比见表 3。OC-MMC 的通态损耗与常规 MMC 接近，但Ⅰ型子模块的开关损耗较大，因此总运行损耗略高于常规 MMC。

表 3　运行损耗对比

Tab. 3 Comparison of operating loss

%

换流器		通态损耗	开关损耗	运行损耗
OC-MMC	Ⅰ型子模块	0.464 4	0.032 0	0.496 4
	Ⅱ型子模块	0.128 0	0.004 9	0.132 9
	合计	0.592 4	0.036 9	0.629 3
常规 MMC 合计 (N=10)		0.587 8	0.018 6	0.606 4

3　仿真验证

为了验证所提 OC-MMC 的运行性能及其均压策略和参数设计的正确性，本文利用 MATLAB/Simulink 平台分别搭建如图 4 所示的换流器仿真模型，图中：L_{ac} 为交流侧感性负载；R_{ac} 为交流侧阻性负载。系统参数见表 4，采用 NLM 策略。取 K=2、N=10、r=2，则常规 MMC 每个桥臂配备 10 个Ⅰ型

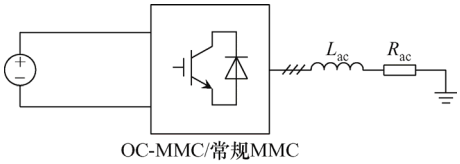


图 4　换流器仿真模型

Fig. 4 Simulation model of converters

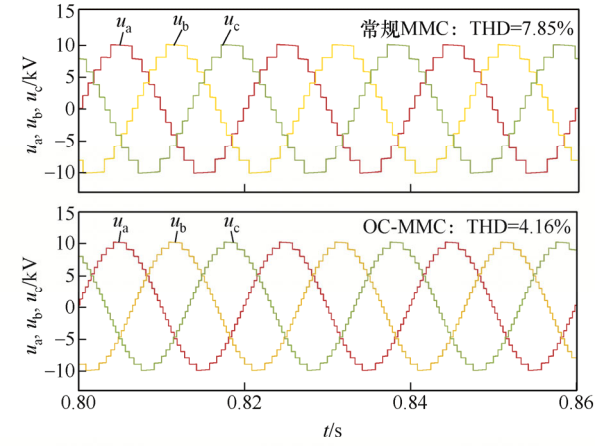
表 4 仿真模型参数

Tab. 4 Parameters of simulation model

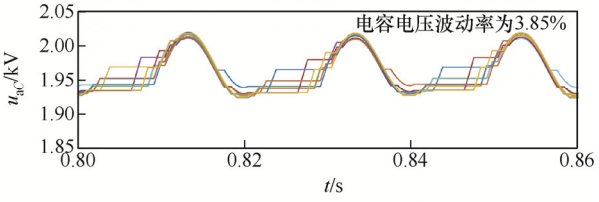
参数	数值
直流侧电压/kV	20
交流侧负载阻抗/Ω	50
负载阻抗功率因数	0.9
常规 MMC 和 OC-MMC 的桥臂电感/mH	20
Ⅰ型子模块电容/mF	3
Ⅰ型子模块电容额定电压/kV	2
Ⅱ型子模块电容/mF	3
Ⅱ型子模块电容额定电压/kV	1

子模块，OC-MMC 每个桥臂配备 8 个Ⅰ型子模块和 4 个Ⅱ型子模块。

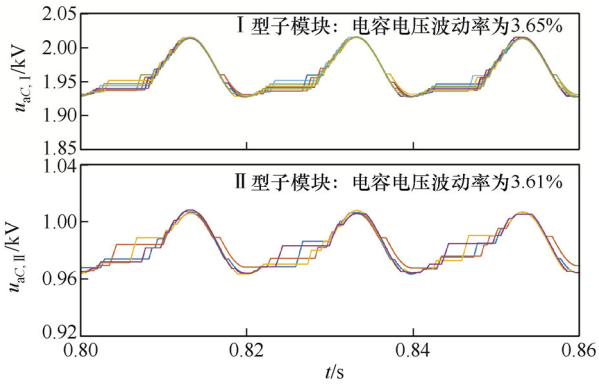
常规 MMC 和 OC-MMC 的稳态特性仿真结果对比如图 5 所示。由图 5(a)可见，OC-MMC 与常规 MMC 的交流侧输出电压的电平数分别为 21 阶和 11 阶，OC-MMC 能够顺利完成电压变换工作。由图 5(b)和(c)可见，OC-MMC 的电容电压均能够稳定在额定值附近，且Ⅰ型和Ⅱ型子模块的电容电压波动率分别为 3.65%和 3.61%，与常规 MMC 的电容电压波动率 3.85%接近。当Ⅱ型子模块的数量不满足式(3)时，也即 N_{I}=9、N_{II}=2 时，子模块的电容电压波动率显著提高，且不再周期性波动，如



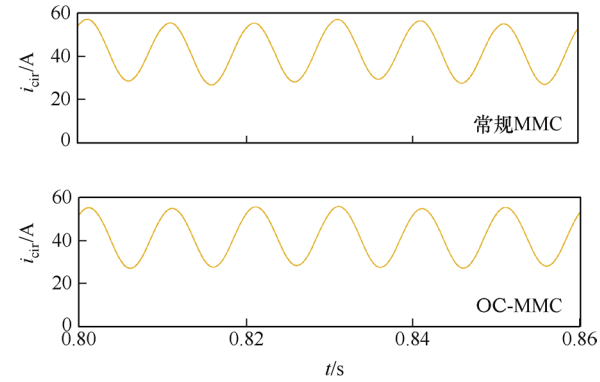
(a) 交流侧输出电压



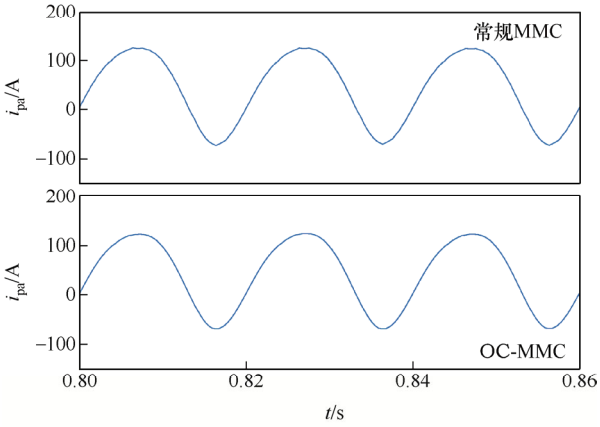
(b) 常规MMC的A相上桥臂电容电压



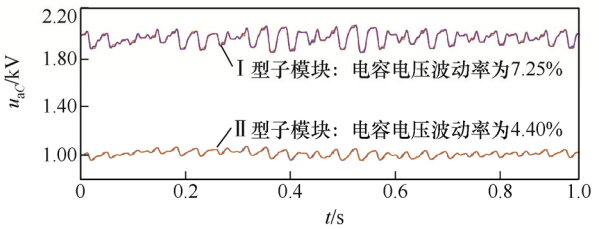
(c) OC-MMC的A相上桥臂电容电压



(d) 循环电流



(e) A相上桥臂电流



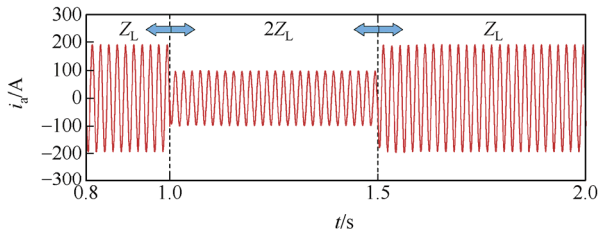
(f) OC-MMC的A相上桥臂电容电压(N_{I}=9, N_{II}=2)

图 5 常规 MMC 和 OC-MMC 的稳态特性仿真结果

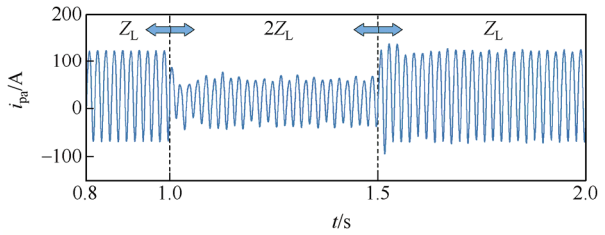
Fig. 5 Simulation results of steady-state characteristics of conventional MMC and OC-MMC

图5(f)所示。由图5(d)和(e)可见，OC-MMC 与常规 MMC 的桥臂电流和相间循环电流非常接近，因此 OC-MMC 未对功率开关器件的电流应力和子模块电容容值提出更高的要求。

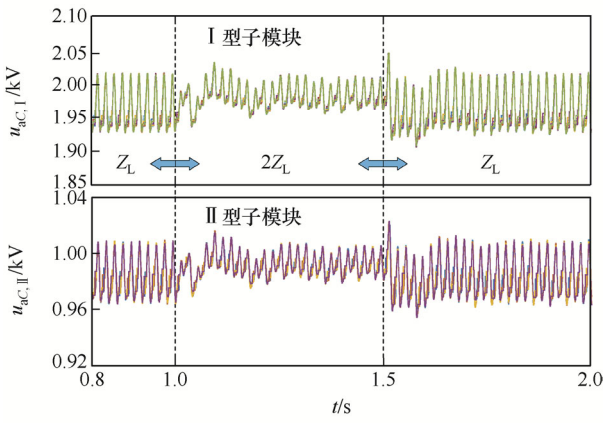
为了验证系统的动态响应特性，图 6 给出了 OC-MMC 在负载突变下的仿真结果。交流侧负载在 1.0 s 时刻突变为上一时刻的 2 倍，在 1.5 s 时刻突变为上一时刻的 1/2。由图 6(a)和(b)可见，在负载突变瞬间，交流侧电流和桥臂电流均能平滑输出，且在全过渡过程中未出现明显波动现象。由图 6(c)可见，2 种子模块电容电压均能迅速过渡到新的稳定运行状态，且波动幅度始终维持在 5%以内。在 1.0 s 时刻负载增大，由于交流侧输出电压



(a) A相交流侧输出电流



(b) A相上桥臂电流



(c) A相上桥臂2种子模块电容电压

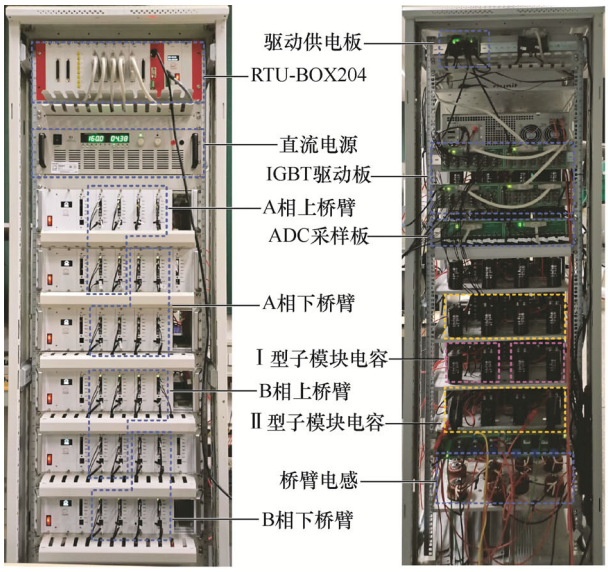
图 6　OC-MMC 的动态响应仿真结果

Fig. 6 Simulation results of dynamic response of OC-MMC

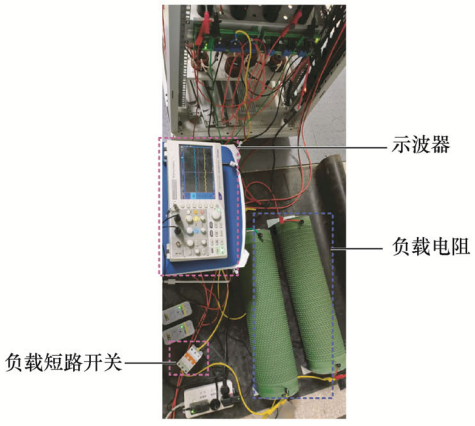
始终保持不变，则传输功率减小，电容电压波动幅度减小。在 1.5 s 时刻负载减小，传输功率增大，电容电压波动幅度增大。综上所述，若系统运行状态发生改变，OC-MMC 能够成功过渡到新的稳定运行状态，且动态性能良好。

4　实验验证

本节搭建了基于两相 OC-MMC 的实验平台，如图 7 所示。该样机有 4 个桥臂，取 K=2、N=4、r=2，则每个桥臂包含 2 个Ⅰ型子模块和 4 个Ⅱ型子模块，A 相和 B 相的交流侧出口经由负载电阻串联，主要器件参数见表 5。



(a) 样机正面　　(b) 样机背面



(c) 交流侧负载

图 7　两相 OC-MMC 实验平台

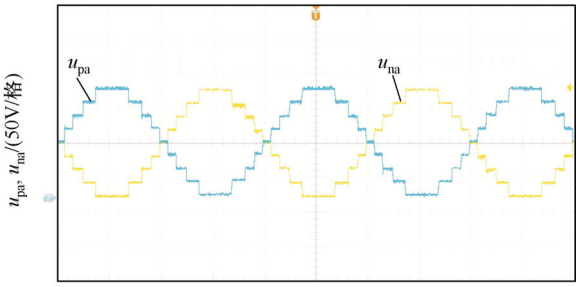
Fig. 7 Experimental platform of two-phase OC-MMC

表 5 样机的主要器件参数

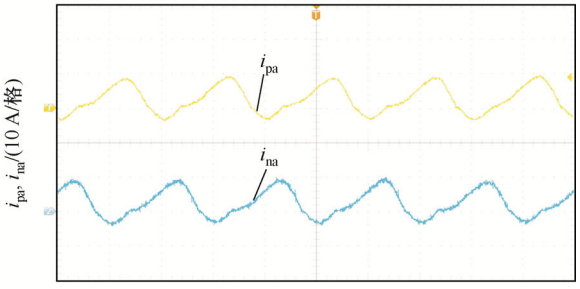
Tab. 5 Main device parameters of prototype

参数	数值
直流侧电压/V	160
交流侧负载电阻/Ω	10
桥臂电感/mH	2.4
Ⅰ型子模块电容/mF	3.9
Ⅰ型子模块电容额定电压/V	40
Ⅱ型子模块电容/mF	3.9
Ⅱ型子模块电容额定电压/V	20

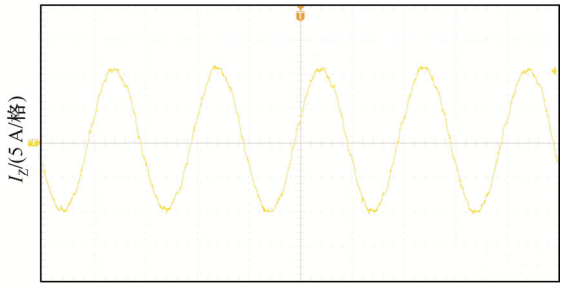
样机的稳态特性实验结果如图 8 所示。由图 8(a)可知，桥臂电压为九电平的阶梯波，幅值为 160 V，与理论分析相符。由图 8(b)和(c)可见，桥臂电流和交流侧电流较为平滑，上、下桥臂电流



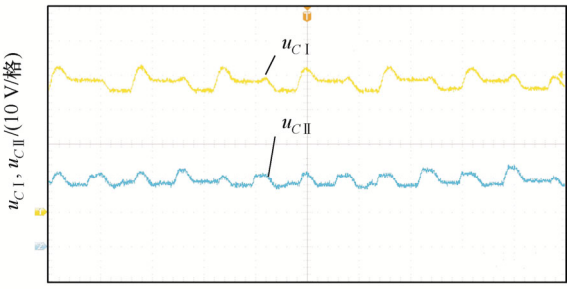
(a) A相上桥臂电压和下桥臂电压



(b) A相上桥臂电流和下桥臂电流



(c) 交流侧负载电流



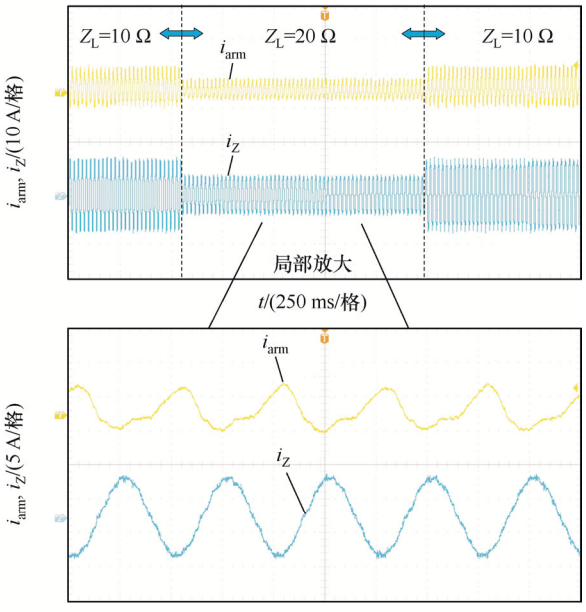
(d) 2种子模块电容电压

图 8 OC-MMC 的稳态特性实验结果

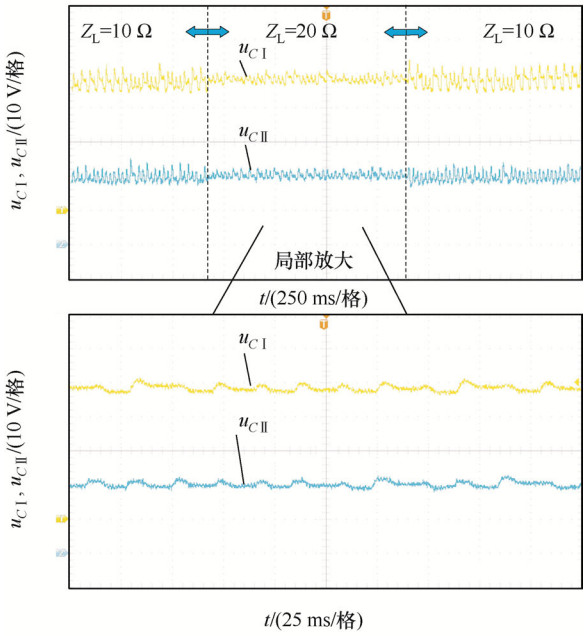
Fig. 8 Experimental results of steady-state characteristics of OC-MMC

仅在相位上相差 1/2 个周期，交流侧电流为标准的正弦波。由图 8(d)可见，Ⅰ型和Ⅱ型子模块的电容电压分别在 40 V 和 20 V 上下波动，系统运行稳定。

样机在负载突变下的动态响应实验结果如图 9 所示。由图 9(a)可见，负载增大，桥臂电流和交流侧电流迅速减小至新的稳定运行状态。由图9(b)可见，负载增大，电容电压的波动幅度减小，且始终稳定在额定值附近。系统的过渡过程迅速，动态性能良好，实验结果与仿真结果一致。



(a) 桥臂电流与交流侧负载电流



(b) 2种子模块电容电压

图 9　OC-MMC 的动态响应实验结果

Fig. 9 Experimental results of dynamic response of OC-MMC

5　结论

本文首先通过引入 2 种不同的子模块，提出 1 种新型换流器 OC-MMC，介绍其拓扑结构，提出 2 种子模块配置方法，在 NLM 的基础上，设计均压策略。最后通过仿真和物理实验验证换流器的运行性能，得到以下结论。

OC-MMC能够提高交流输出电压的电平数,基于所提调制策略，OC-MMC 能顺利完成电压变换工作，系统的稳态运行特性与常规 MMC 相近，且动态特性良好。当保持交流电压电平数相同时，与常规 MMC 相比，OC-MMC 能够减少子模块装配数量，降低换流站的投资成本和质量、体积，有效实现轻型化目标。

参考文献：

[1] 韩啸, 李睿. 一种 MMC 子模块电容电压波动最小化容值优化方法[J]. 电源学报, 2021, 19(3): 40-51.
Han Xiao, Li Rui. Capacitance optimization method for minimizing submodule capacitor voltage fluctuation of modular multilevel converter [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(3): 40-51. (in Chinese)

[2] 王立权, 宋吉江, 鲁尧, 等. 一种模块化多电平换流器交流侧预充电可控充电策略[J]. 电源学报, 2022, 20(5): 135-141.
Wang Liquan, Song Jijiang, Lu Yao, et al. Controllable charging strategy for AC-side pre-charging of modular multilevel converter [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(5): 135-141. (in Chinese)

[3] 汤广福, 王高勇, 贺之渊, 等. 张北 500 kV 直流电网关键技术与设备研究[J]. 高电压技术, 2018, 44(7): 2097-2106.
Tang Guangfu, Wang Gaoyong, He Zhiyuan, et al. Research on key technology and equipment for Zhangbei 500 kV DC grid [J]. High Voltage Engineering, 2018, 44(7): 2097-2106. (in Chinese)

[4] 李婧靓, 黄伟煌, 刘涛, 等. 特高压多端混合直流输电系统的控制策略研究[J]. 南方电网技术, 2018, 12(2): 47-55.
Li Jingjing, Huang Weihuang, Liu Tao, et al. Research on control strategy of multi-terminal hybrid UHVDC transmission system [J]. Southern Power System Technology, 2018, 12(2): 47-55. (in Chinese)

[5] 李峰, 彭穗, 王彦峰, 等. 海上风电直流送出用混合型直流耗能装置及调制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(6): 218-226.
Li Feng, Peng Sui, Wang Yanfeng, et al. Hybrid DC energy-consuming device for offshore wind power DC transmission system and its modulation strategy [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(6): 218-226. (in Chinese)

[6] 郭小凡, 李秉宇, 董增波, 等. 集成 MMC 与部分功率变换的氢燃料电池供电系统轻量化研究[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 161-173.
Guo Xiaofan, Li Bingyu, Dong Zengbo, et al. Research on lightweight of hydrogen fuel cell power supply system based on MMC and partial power conversion [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 161-173. (in Chinese)

[7] 侯玉超, 郭祺, 涂春鸣, 等. 面向输出性能优化的高低频混合型模块化多电平变换器及其调控策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(14): 4467-4479.
Hou Yuchao, Guo Qi, Tu Chunming, et al. A high and low

frequency hybrid modular multilevel converter for output performance optimization and its control strategy [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(14): 4467-4479. (in Chinese)

[8] 张熙, 姚江, 钟启濠, 等. 新型串联式混合桥臂 MMC 分析研究[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 88-95.
Zhang Xi, Yao Jiang, Zhong Qihao, et al. Analysis of novel series-connected hybrid-leg MMC [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 88-95. (in Chinese)

[9] 张哲任, 唐英杰, 傅春翔. 面向海上平台轻型化的跟网型中频远海风电场直流送出方案[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(21): 139-148.
Zhang Zheren, Tang Yingjie, Fu Chunxiang. HVDC transmission scheme of grid-following medium-frequency distant offshore wind farm for offshore platform miniaturization [J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(21): 139-148. (in Chinese)

[10] Li Rui, Yu Lujie, Xu Lie, et al. Coordinated control of parallel DR-HVDC and MMC-HVDC systems for offshore wind energy transmission [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(3): 2572-2582.

[11] 董鹏, 蔡旭, 吕敬. 大幅减小子模块电容容值的 MMC 优化方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(18): 5369-5380.
Dong Peng, Cai Xu, Lü Jing. Optimized method of MMC for greatly reducing the capacitance of the submodules [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(18): 5369-5380. (in Chinese)

[12] 许建中, 李钰, 陆锋, 等. 降低 MMC 子模块电容电压纹波幅值的方法综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(2): 571-584, 654.
Xu Jianzhong, Li Yu, Lu Feng, et al. A review of suppression methods for sub-module capacitor voltage ripple amplitudes in modular multilevel converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(2): 571-584, 654. (in Chinese)

[13] Fu Jian, Zhang Bo, Qiu Dongyuan. A novel nine-arm modular multilevel converter [C]// IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Dallas, TX, USA, 2015: 4528-4533.

[14] Merlin M M C, Green T C, Mitcheson P D, et al. The alternate arm converter: A new hybrid multilevel converter with DC-fault blocking capability [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(1): 310-317.

[15] Hao Quanrui, Ooi B T, Gao Feng, et al. Three-phase series-connected modular multilevel converter for HVDC application [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(1): 50-58.

[16] Liu Xing, Qiu Lin, Fang Youtong, et al. Finite-level-state model predictive control for sensorless three-phase four-arm modular multilevel converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 4462-4466.

[17] 王琛, 陶建业, 王毅, 等. 桥臂复用型模块化多电平换流器的拓扑及控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(9): 3373-3385.
Wang Chen, Tao Jianye, Wang Yi, et al. Research on topology and control of arm multiplexing modular multilevel converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(9): 3373-3385. (in Chinese)

[18] 屠卿瑞, 徐政, 管敏渊, 等. 模块化多电平换流器环流抑制控制器设计[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(18): 57-61, 83.
Tu Qingrui, Xu Zheng, Guan Minyuan, et al. Design of circulating current suppressing controllers for modular multilevel converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(18): 57-61, 83. (in Chinese)

[19] Li Rui, Fletcher J E, Williams B W. Influence of third harmonic injection on modular multilevel converter-based high-voltage direct current transmission systems [J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2016, 10(11): 2764-2770.

[20] 李凯, 赵争鸣, 袁立强, 等. 基于能量平衡的降低模块化多电平变换器子模块电容电压波动控制策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(14): 17-26.
Li Kai, Zhao Zhengming, Yuan Liqiang, et al. Control strategy based on the energy balance for reducing submodule capacitor voltage fluctuation of modular multilevel converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(14): 17-26. (in Chinese)

[21] 武鸿, 王跃, 薛英林, 等. 适用多功率的最近电平调制下 MMC 子模块开路故障诊断策略[J]. 电工技术学报,

2024, 39(1): 233-245.

Wu Hong, Wang Yue, Xue Yinglin, et al. A diagnosis strategy for open-circuit submodule faults in MMCs under nearst level modulation suitable for different powers [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(1): 233-245. (in Chinese)

[22] 罗永捷, 宋勇辉, 熊小伏, 等. 高压大容量 MMC 换流阀损耗精确计算[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(23): 7730-7742.

Luo Yongjie, Song Yonghui, Xiong Xiaofu, et al. Accurate loss calculation method for Bulk-power MMCs [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(23): 7730-7742. (in Chinese)



余祖泳

作者简介：

余祖泳(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：柔性直流输电技术。E-mail：1371256284@qq.com。

张振(1997—)，男，博士研究生。研究方向：柔性直流输电技术。E-mail：zhangzhen99ncepu@163.com。

王毅(1977—)，男，通信作者，博士后，教授。研究方向：柔性直流输电技术，电力电子技术在电力系统中的应用。E-mail：yi.wang@ncepu.edu.cn。

曹赛(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：柔性直流输电技术。E-mail：caosai_ncepu@163.com。

(责任编辑：耿越)



公益广告来源：中国文明网