第 50 卷 第 12 期：5338-5345 高电压技术 Vol.50, No.12: 5338-5345
2024 年 12 月 31 日 High Voltage Engineering December 31, 2024
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20231663

基于多点采样的模块化多电平换流器子模块电容和等效串联电阻监测方法

刘俊杰[1]，祝令瑜[1]，孙启明[1]，汲胜昌[1]，张建军[2]，王　剑[3]
（1. 西安交通大学电工材料电气绝缘全国重点实验室，西安 710049;
2. 国网冀北电力有限公司唐山供电公司，唐山 063000; 3. 国家电网有限公司，北京 100031）

摘　要：模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)近年来得到了广泛的发展与应用。电容器是 MMC 中子模块(sub-module, SM)的重要组成部分与关键元件，承担直流支撑与储能工作。为保证 MMC 系统的安全可靠运行，有必要对子模块电容器状态监测方法展开研究。基于 MMC 系统运行特性，提出一种在工频周期内对子模块电压进行多相位点采样，并结合系统控制侧开关信号、调制比与交流侧电流电压幅值、相位等信息构建电压电流状态方程，以求解电容值与等效串联电阻(equivalent series resistance, ESR)值等状态特征参量的子模块电容器状态监测方法。随后搭建单相七电平 MMC 系统仿真平台与半实物仿真平台，对上述方法的可行性与准确性进行验证。仿真结果表明子模块电容器 *C* 值监测误差绝对值小于 0.03%，ESR 值监测误差绝对值小于 0.5%。实验结果表明 *C* 值监测误差绝对值小于 1.5%，ESR 值监测误差小于 10%，满足子模块电容器状态监测要求。

关键词：模块化多电平换流器；子模块；电容；等效串联电阻；状态监测

Condition Monitoring Method for Sub-module Capacitance and ESR in Modular Multilevel Converter Based on Multi-point Sampling of Capacitor Voltage

LIU Junjie[1], ZHU Lingyu[1], SUN Qiming[1], JI Shengchang[1], ZHANG Jianjun[2], WANG Jian[3]
(1. State Key Laboratory of Electrical Insulation and Power Equipment, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;
2. Tangshan Electric Power Supply Company, State Grid Jibei Power Co., Ltd., Tangshan 063000, China;
3. State Grid Corporation of China, Beijing 100031, China)

Abstract: Modular multilevel converter (MMC) has been widely developed and used in recent years. As an important part in sub-modules (SMs) of MMCs, capacitors play the role of DC support and energy storage. Thus, it is necessary to carry out the research on the sub-module capacitor condition monitoring to ensure the safe and reliable operation of MMC systems. In this paper, an online condition monitoring method was proposed.Firstly, by utilizing this method, multi-point sampling was performed on the voltage of sub-modules within the power frequency cycle, and then information including the IGBT switching signals, modulation ratio, AC side current and voltage, amplitude, and phase is combined to construct voltage and current state equations. Finally, the capacitance value and equivalent series resistance (ESR) value can be obtained by solving the equations. The accuracy and effectiveness of the proposed method are verified by the simulation of the single-phase seven-level MMC system and the hardware-in-the-loop experiment. The simulation results indicate that the maximum absolute errors for the C value and the ESR value are 0.03% and 0.5%. The experimental results show that the maximum absolute errors of C value and the ESR value are 1.5% and 10%, which meets the requirements of submodule capacitor status monitoring.

Key words: modular multilevel converter(MMC); sub-module(SM); capacitor; equivalent series resistance(ESR); condition monitoring(CM)

0　引言

模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)拓扑具有模块化程度高、开关频率低、谐波含量低、便于冗余配置等优势，适用于可再生能源接入、直流输电、中压电机驱动等领域[1-3]，近年得到了广泛的发展与应用[4-6]。子模块(sub-module, SM)是 MMC 的基础单元，包含电容器、绝缘栅双

基金资助项目：国家电网公司科技项目(5500-202214401A-2-0-ZN)。
Project supported by Science and Technology Project of SGCC (5500-202214401A-2-0-ZN).

极晶体管(insulate-gate bipolar transistor, IGBT)等功率器件。其中电容器占据了子模块一半以上的体积及质量和 1/3 左右的成本[7-8]，发挥着直流支撑与储能的作用，是组成 MMC 系统的重要部件。已有研究表明，电力电子系统中电容器失效率高达 30%[9-10]，MMC 系统中电容器元件数量众多，离线检修等难以开展，因此有必要针对子模块电容器运行状态监测方法开展相关研究。

电容器的状态监测技术(condition monitoring, CM)是指对表征电容器健康状态的电参量及非电参量数据进行采集、标定及处理后，进行失效预警和剩余寿命预测等对健康状态判断和评估的行为[11]。电参量的采集围绕电容器的等效模型展开，主要包括电容器的理想电容(C)、等效串联电阻(equivalent series resistance, ESR)、等效串联电感、等效并联电阻等物理量。在中低频应用场景中，通常将等效模型简化为 C 与 ESR 串联[12]。通过监测电参量的数值变化，可以监测、判定电容器的健康状态。例如，铝电解电容器的电容量下降至额定容量的 80%或 ESR 上升为初值两倍时，认为达到寿命终点[13]。

近年来，针对 MMC 系统子模块电容器的状态监测的研究，主要将 C 值作为状态参量。按照 C 值的获取方式，现有研究方法可以划分为间接求取与直接计算两类方法。第一类方法是利用 IGBT 开关频率[14-15]、参考子模块运行状态[16-17]等参量求取待测子模块的状态。第二类方法则是结合 MMC 系统结构特性，利用电容器的电压、电流对 C 值进行计算。Yun-Jae Jo 等学者向桥臂中注入二倍频电流并提取子模块二倍频电压估算 C 值[18]。H. WANG 等学者将相单元简化为电阻-电容电路，在系统预充电时求解 C 值[19]。但前者增加了系统损耗，后者只能用于系统启动时刻。另有研究进一步结合了不同调制算法下的系统特性。对于采用载波相移调制的 MMC 系统，有学者提出利用卡尔曼滤波[20]、子模块电压在工频周期内 4 个特定相位时刻的采样值[21]、子模块电压电流与三角函数积分[22]等方法求解 C 值。但对于采用最近电平逼近调制(nearest level modulation, NLM)的 MMC 系统，电容电流难以建立全周期时域表达式，上述方法不再适用。为此，有学者提出了利用 IGBT 开关状态和桥臂电流的乘积等效电容电流并结合子模块电压计算 C 值的方法[23-24]，在此基础上，罗丹等学者对电容电压进行 Haar 小波变换重构子模块开关序列，去除了计算过程中对 IGBT 开关信号的需求[25]。

现有研究主要集中在计算子模块电容器 C 值的方法上，对反映电容器状态的另一参量 ESR 值的研究较少[26]。马柯等学者指出在子模块投切瞬间电压会因 ESR 分压而跳变，利用该特征可以求解 ESR 值[27]。但相较于电容分压，ESR 分压极小，利用跳变特征求解 ESR 值的方法对传感器精度要求极高。

鉴于此，本文结合 MMC 系统运行特性，提出了针对 NLM 调制的子模块电容器的 C 值和 ESR 值监测方法。该方法通过对子模块电压在工频周期内的多个相位点进行采样，结合控制侧及交流侧电流、功率因数角等信息，构建电压电流状态方程的方式来求解 C 值及 ESR 值。该方法具有以下优势：

1）该监测方法不会对系统运行造成影响，且不增加额外的硬件电路；

2）监测过程中，子模块电容器承受真实电压电流应力，监测结果同时包含电容器 C 值及 ESR 值，扩展了监视维度，能够实时反映电容器的健康状态。

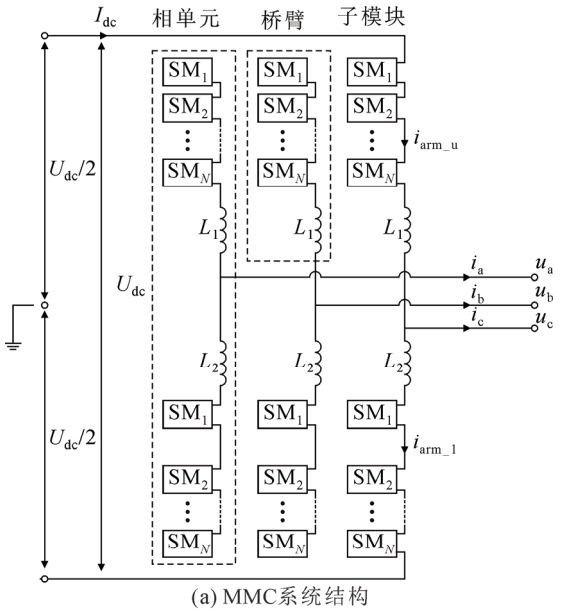
1 MMC 系统运行特性

MMC 系统由三相六桥臂构成，每个桥臂包含 N 个串联的子模块，分别命名为SMn (n=1, 2, 3, …, N)，结构图如图 1 所示。图 1(a)中，U_{dc}、I_{dc} 为 MMC 系统直流侧电压和电流；i_{arm_u}、i_{arm_l} 分别为上桥臂和下桥臂电流；i_j、u_j(j=a,b,c)表示交流侧电压和电流。

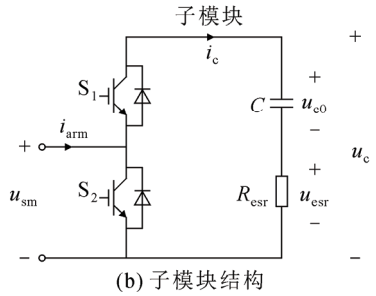
子模块采用半桥结构，由 2 个 IGBT 及其反并联二极管和 1 个直流支撑电容器构成，结构图如图 1(b)所示。其中，电容器等效为一个理想电容 C 和等效串联电阻 R_{esr} 的串联组合。u_{sm} 表示子模块电压，u_c 表示电容器电压，在忽略 IGBT 和二极管导通压降的情况下，可认为两者相等；u_{c0}、u_{esr} 表示理想电容和等效串联电阻上的电压；i_{arm} 表示桥臂中流经子模块的电流；i_c 表示子模块中流经电容器的电流。

S_1、S_2 为控制两个 IGBT 开关的信号，S_i=1/0 时分别表示 IGBT 开通或关断。当 S_1=1，S_2=0 时，子模块投入，桥臂电流方向正时，电容器充电，桥臂电流方向为负时则放电；当 S_1=0，S_2=1 时，子模块切除，电容处于旁路状态。

MMC 系统常见的调制方式包括载波相移调制、最近电平逼近调制等。NLM 是一种阶梯波调制方法，如图 2 所示，其基本原理是使用最接近的电平逼近正弦调制波，在输出电平数量较多的情况下，NLM 具有明显的优势[28]。



(a) MMC系统结构



(b) 子模块结构

图 1 MMC 系统及其子模块结构图

Fig.1 Structures of MMCs and sub-modules

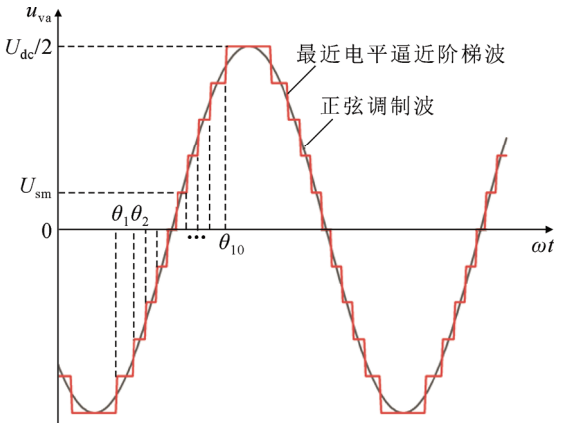


图 2 最近电平逼近调制方法基本原理

Fig.2 The basic principle of NLM

子模块电压平衡控制策略则基于投切时刻的子模块电压排序。当阶梯波电平变化为 n 时，根据子模块投入后的充、放电状态，投入电压最低或最高的 n 个子模块，以此保证各子模块电压的平衡。

本文采用基于电压排序的 NLM 对 MMC 系统进行调制。由于 MMC 系统具有对称性，本文以 a 相下桥臂为例展开说明。

当系统稳定运行时，交流侧电压电流为：

$$\begin{cases} u_a(t) = U_a \cos(\omega t + \varphi_v) \\ i_a(t) = I_a \cos(\omega t + \varphi_i) \end{cases} \tag{1}$$

式中：u_a、i_a 表示 a 相电压、电流幅值；$\omega=2\pi f$ 为系统角频率，其中 f=50 Hz；φ_v，φ_i 分别为电压、电流初始相位角，$\varphi_i=\varphi_v-\varphi$，$\varphi$ 为系统功率因数角。

如图 2 所示，正弦调制波为

$$v_{ref}(t) = m_v \frac{U_{dc}}{2} \cos(\omega t + \varphi_v + \pi) \tag{2}$$

式中：m_v 表示调制比。下桥臂需要投入的子模块数与投入相位如式(3)、式(4)所示[29-30]。

$$n_{arm_l}(t) = \frac{N}{2} + Q_z\left(\frac{v_{ref}}{U_{sm}}\right) \tag{3}$$

$$\theta_k = \begin{cases} -\pi - \varphi_v, & 1 \le k \le \dfrac{1+N(1-m_v)}{2} \\ -\arccos\dfrac{2k-(N+1)}{Nm_v} - \varphi_v, & \dfrac{1+N(1-m_v)}{2} \le k \le \dfrac{1+N(1+m_v)}{2} \\ -\varphi_v, & \dfrac{1+N(1+m_v)}{2} \le k \le N \end{cases} \tag{4}$$

式中：$Q_z(x)$表示取与 x 最接近的整数；$U_{sm}=U_{dc}/N$，为子模块平均电压；θ_k 表示第 k 个子模块投入相位。

2 子模块电容器状态监测原理

2.1 子模块电容器 C 值和 ESR 值计算原理

中低频应用场景下，电容器的等效电路模型为如图 1(b)所示的 C 和 R_{esr} 的串联组合，则 t 时刻电容器电压 u_c 解析式为：

$$u_c(t) = u_{c0} + u_{esr} = v_{c0} + \frac{1}{C}\int_0^t i_c(t)\mathrm{d}t + i_c(t)R_{esr} \tag{5}$$

式中：v_{c0} 表示初始时刻电容器电压。考虑到 MMC 系统运行特性，定义投切函数 s_{lk} 表示子模块的投切状态，即 s_{lk}=1 表示子模块投入，s_{lk}=0 表示子模块切除，s_{lk} 信息可直接从 MMC 系统控制侧获取，电容电流 i_c 表达式即为：

$$i_c(t) = s_{lk} i_{arm_l} \tag{6}$$

其中，a 相下桥臂电流 i_{arm_l} 解析式为：

$$i_{arm_l} = \underbrace{\frac{I_a}{4} m_v \cos\varphi}_{\text{直流分量}} - \underbrace{\frac{I_a}{2}\cos(\omega t + \varphi_v - \varphi)}_{\text{工频分量}} + \underbrace{I_{2\omega}\cos(2\omega t + \varphi_{I_{2\omega}})}_{\text{二倍频分量}} \tag{7}$$

式中：$\omega=2\pi f$，f=50 Hz；$I_{2\omega}$ 表示二倍频电流幅值；$\varphi_{I_{2\omega}}$ 表示二倍频电流初始相位。令子模块任意投运时刻 $t=(\theta_k+\beta)/\omega$，结合式(6)、式(7)，式(5)等效变

换为：

$$u_{\mathrm{c}}\left(\frac{\theta_k+\beta}{\omega}\right)=$$
$$v_{\mathrm{c}0}+\frac{1}{C}\int_0^{\frac{\theta_k+\beta}{\omega}} s_{\mathrm{lk}}i_{\mathrm{arm_l}}(t)\mathrm{d}t+s_{\mathrm{lk}}i_{\mathrm{arm_l}}\left(\frac{\theta_k+\beta}{\omega}\right)R_{\mathrm{esr}}=$$
$$v_{\mathrm{c}0}+\frac{1}{C}\int_{\frac{\theta_k}{\omega}}^{\frac{\theta_k+\beta}{\omega}} i_{\mathrm{arm_l}}(t)\mathrm{d}t+i_{\mathrm{arm_l}}\left(\frac{\theta_k+\beta}{\omega}\right)R_{\mathrm{esr}}= \tag{8}$$
$$v_{\mathrm{c}0}+\frac{1}{C}\left(\frac{I_{\mathrm{a}}m_{\mathrm{v}}\cos\varphi}{4\omega}\beta-\frac{I_{\mathrm{a}}}{2\omega}\left(\sin(\theta_k+\varphi_{\mathrm{i}}+\beta)-\sin(\theta_k+\varphi_{\mathrm{i}})\right)+\right.$$
$$\left.\frac{I_{2\omega}}{2\omega}\left(\sin(2\theta_k+2\beta+\varphi_{\mathrm{i}_{2\omega}})-\sin(2\theta_k+\varphi_{\mathrm{i}_{2\omega}})\right)\right)+i_{\mathrm{arm_l}}\left(\frac{\theta_k+\beta}{\omega}\right)R_{\mathrm{esr}}$$

选择采样时刻 $t_x=(\theta_k+\beta_x)/\omega(x=1,2,3,4)$，其中 t_x 满足 $t_3-t_1=T/4$，$t_4-t_2=T/4$ 且 $t_1<t_2\le t_3<t_4$，其中 $T=0.02$ s 为工频周期。定义 $\Delta u_{\mathrm{c}}=u_{\mathrm{c}}(t_2)-u_{\mathrm{c}}(t_1)+u_{\mathrm{c}}(t_4)-u_{\mathrm{c}}(t_3)$，代入式(8)即可得到：

$$\begin{aligned}\Delta u_{\mathrm{c}}&=(u_{\mathrm{c}}(t_2)-u_{\mathrm{c}}(t_1))+(u_{\mathrm{c}}(t_4)-u_{\mathrm{c}}(t_3))=\\&\frac{I_{\mathrm{a}}}{2\omega}\left(m_{\mathrm{v}}\cos\varphi\left(\beta_2-\beta_1\right)+\left(A+B\right)\right)\frac{1}{C}-\\&\frac{I_{\mathrm{a}}}{2}\left(A-B\right)R_{\mathrm{esr}}\end{aligned} \tag{9}$$

式中，A、B 的取值由式(10)确定：

$$\begin{cases}A=\sin(\omega t_2+\varphi_{\mathrm{i}})-\sin(\omega t_1+\varphi_{\mathrm{i}})\\B=\sin(\omega t_4+\varphi_{\mathrm{i}})-\sin(\omega t_3+\varphi_{\mathrm{i}})\end{cases} \tag{10}$$

式(9)中包含两个未知数，则在子模块投入阶段，选取 2 组共 8 个采样时刻 t_{jx} (j=1,2；x=1,2,3,4)，令 $I_{\mathrm{EC}j}$、$I_{\mathrm{ER}j}$ 为：

$$I_{\mathrm{EC}j}=\begin{cases}\frac{I_{\mathrm{a}}}{2\omega}\left(m_{\mathrm{v}}\cos\varphi\left(\omega t_{j2}-\omega t_{j1}\right)+\left(A_j+B_j\right)\right), & \text{上桥臂}\\\frac{I_{\mathrm{a}}}{2\omega}\left(m_{\mathrm{v}}\cos\varphi\left(\omega t_{j2}-\omega t_{j1}\right)-\left(A_j+B_j\right)\right), & \text{下桥臂}\end{cases} \tag{11}$$

$$I_{\mathrm{ER}j}=\begin{cases}-\frac{I_{\mathrm{a}}}{2}\left(A_j-B_j\right), & \text{上桥臂}\\\frac{I_{\mathrm{a}}}{2}\left(A_j-B_j\right), & \text{下桥臂}\end{cases} \tag{12}$$

$$\begin{cases}A_j=\sin(\omega t_{j2}+\varphi_{\mathrm{i}})-\sin(\omega t_{j1}+\varphi_{\mathrm{i}})\\B_j=\sin(\omega t_{j4}+\varphi_{\mathrm{i}})-\sin(\omega t_{j3}+\varphi_{\mathrm{i}})\end{cases} \tag{13}$$

则构建方程组如式(14)所示：

$$\begin{bmatrix}I_{\mathrm{EC1}} & I_{\mathrm{ER1}}\\I_{\mathrm{EC2}} & I_{\mathrm{ER2}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\frac{1}{C}\\R_{\mathrm{esr}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\Delta u_{\mathrm{c1}}\\\Delta u_{\mathrm{c2}}\end{bmatrix} \tag{14}$$

即子模块电容器 C 值与 ESR 值求解式为：

$$\begin{bmatrix}\frac{1}{C}\\R_{\mathrm{esr}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}I_{\mathrm{EC1}} & I_{\mathrm{ER1}}\\I_{\mathrm{EC2}} & I_{\mathrm{ER2}}\end{bmatrix}^{-1}\begin{bmatrix}\Delta u_{\mathrm{c1}}\\\Delta u_{\mathrm{c2}}\end{bmatrix} \tag{15}$$

2.2 卡尔曼滤波原理

在工程应用时，通常使用电压电流传感器对相关电参量进行采样及传输，采样过程中会由于传感器精度问题、现场噪声侵入等原因导致测量存在误差，引发 C 值及 ESR 值计算结果波动。

本文使用卡尔曼滤波的方法迭代求解式(15)，以减小计算值误差，卡尔曼滤波方程如下所示。

1）状态的一步预测方程

$$\hat{\boldsymbol{x}}_k^-=\boldsymbol{A}_{\mathrm{m}}\boldsymbol{x}_{k-1}+\boldsymbol{B}_{\mathrm{m}}\boldsymbol{u}_k \tag{16}$$

2）均方误差的一步预测

$$\boldsymbol{P}_k^-=\boldsymbol{A}_{\mathrm{m}}P_{k-1}\boldsymbol{A}_{\mathrm{m}}^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{Q} \tag{17}$$

3）滤波增益方程(权重)

$$\boldsymbol{K}_k=\frac{\boldsymbol{P}_k^-\boldsymbol{C}_{\mathrm{m}}^{\mathrm{T}}}{\boldsymbol{C}_{\mathrm{m}}\boldsymbol{P}_k^-\boldsymbol{C}_{\mathrm{m}}^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{R}} \tag{18}$$

4）滤波估计方程(k 时刻的最优值)

$$\hat{\boldsymbol{x}}_k=\hat{\boldsymbol{x}}_k^-+\boldsymbol{K}_k(\boldsymbol{y}_k-\boldsymbol{C}_{\mathrm{m}}\hat{\boldsymbol{x}}_k^-) \tag{19}$$

5）滤波均方误差更新矩阵(k 时刻的最优均方误差)

$$\boldsymbol{P}_k=(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{K}_k\boldsymbol{C}_{\mathrm{m}})\boldsymbol{P}_k^- \tag{20}$$

式中：$\boldsymbol{A}_{\mathrm{m}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{m}}$ 表示输入转移矩阵；$\boldsymbol{C}_{\mathrm{m}}$ 是测量矩阵；$\boldsymbol{Q}$、$\boldsymbol{R}$ 分别是过程噪声与测量噪声的相关矩阵；$\boldsymbol{y}$ 表示观测向量；$\boldsymbol{x}$ 是状态向量，即为目标向量；$\boldsymbol{K}$ 是卡尔曼增益矩阵；$\boldsymbol{P}$ 是均方误差相关矩阵；下标 k 为 k 时刻。

本文中，卡尔曼滤波的目的是趋近电容及 ESR 真值，卡尔曼方程中，$\boldsymbol{A}_{\mathrm{m}}$ 为单位矩阵，$\boldsymbol{B}_{\mathrm{m}}$ 为零矩阵，测量矩阵 $\boldsymbol{C}_{\mathrm{m}}$ 及观测向量 $\boldsymbol{y}$ 则由式(14)确定，即卡尔曼滤波计算如式(21)、式(22)所示。

$$\begin{bmatrix}\frac{1}{C}\\R_{\mathrm{esr}}\end{bmatrix}_k=\begin{bmatrix}\frac{1}{C}\\R_{\mathrm{esr}}\end{bmatrix}_{k-1}+\frac{\boldsymbol{P}_k^-\boldsymbol{M}^{\mathrm{T}}}{\boldsymbol{M}\boldsymbol{P}_k^-\boldsymbol{M}^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{R}}\cdot\left(\begin{bmatrix}\Delta u_{\mathrm{c1}}\\\Delta u_{\mathrm{c2}}\end{bmatrix}_k-\boldsymbol{M}\cdot\begin{bmatrix}\frac{1}{C}\\R_{\mathrm{esr}}\end{bmatrix}_{k-1}\right) \tag{21}$$

$$\boldsymbol{M}=\begin{bmatrix}I_{\mathrm{EC1}} & I_{\mathrm{ER1}}\\I_{\mathrm{EC2}} & I_{\mathrm{ER2}}\end{bmatrix} \tag{22}$$

式中：$\boldsymbol{P}$ 及 $\boldsymbol{R}$ 矩阵由仿真及实验相关参数确定。

3 仿真及实验验证

为验证所提监测方法有效性，分别进行了仿真与实验验证。模型采用单相七电平 MMC 拓扑，调制方法则运用基于电压排序的 NLM 调制策略。

3.1 仿真分析

在 SIMULINK 中搭建了单相七电平 MMC 仿真模型，模型参数见表 1。图 3 为仿真得到的下桥臂子

表 1 仿真模型参数

Table 1 Component parameters of the simulation model

模型参数	数值	模型参数	数值
直流侧电压/kV	0.4	桥臂电感/mH	7
子模块数量	6	桥臂电容/mF	10
子模块电容/mF	6	负载/Ω	2
子模块 ESR/Ω	0.015	仿真步长/s	1×10^{-5}

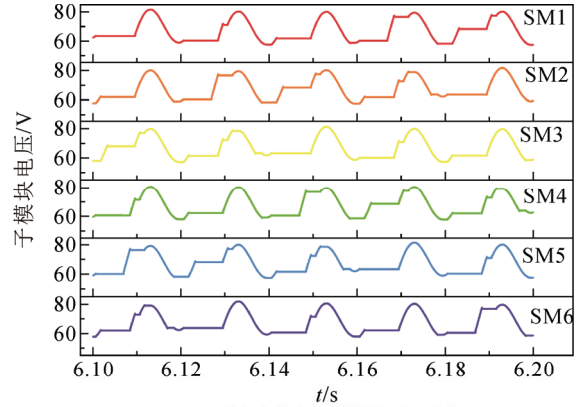
模块电压、桥臂电压、电流及交流侧电压、电流波形。

如图 3(a)所示，由于各子模块电容器等效模型为理想电容 C 与等效串联电阻 R_{esr} 的串联组合，投入过程中子模块电容器电压跟随桥臂电流进行变化。在电平数较少的情况下，由于子模块电压的波动幅值相较于电平较大，如图 3(b)所示，下桥臂电压波形与理想阶梯波存在差异，在各阶梯处产生了电压畸变。在满足 2.1 节采样条件的情况下，仍然适用于子模块电容器 C 值与 ESR 值计算算法。

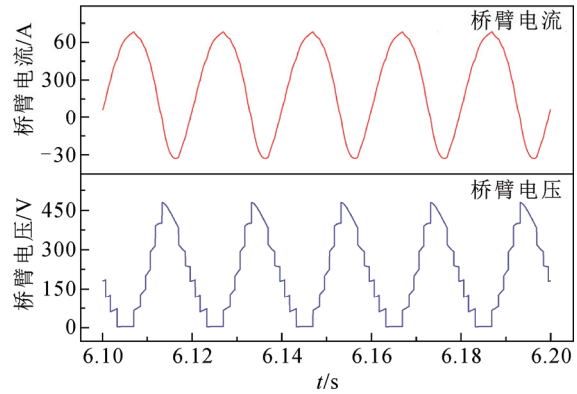
仿真过程中，电流电压采样频率 f=100 kHz。根据 2.1 节 C 值和 ESR 值计算原理，在子模块投入时段内，选取采样时刻 t_{jx}^{g} (j=1,2；x=1,2,3,4；g=1,2,3, … , G) 满足条件 $t_{j3}^{g}-t_{j1}^{g}=t_{j4}^{g}-t_{j2}^{g}=T/4$，$t_{j2}^{g}-t_{j1}^{g}=t_{j4}^{g}-t_{j3}^{g}=T_1$，$t_{2x}^{g}-t_{1x}^{g}=T_2$，$t_{jx}^{g+1}-t_{jx}^{g}=T_3$ 对子模块电压及交流测电流进行采样计算，则可获得 G 组 C 值和 ESR 值，并通过卡尔曼滤波求解真值。其中 T 为工频周期；$G=Q_z((T_c-T/4-T_2-T_1)/T_3)$，$T_c$ 为子模块投入时长。G 值的合理选取将有利于计算结果的快速收敛。在本文仿真分析中，选取 T_1=0.001 s，$T_2=T_3=5\times10^{-4}$ s。

在 C 值和 ESR 值的计算过程中，子模块电压、交流侧电压、电流等数据分别添加了幅值为对应测量值 1%的白噪声以模拟工程实际。

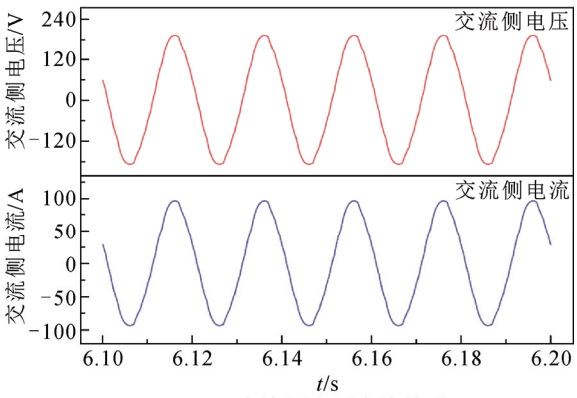
下桥臂子模块 SM1 的 C 值和 ESR 值监测结果如图 4 所示，其中图 4(a)、4(b)分别为滤波前后计算结果。监测值以每 1 000 个采样点取均值作为结果输出，收敛后计算终值与模型设定参考值偏差如表 2 所示。其中，子模块电容器 C 值监测误差绝对值小于 0.03%，子模块等效串联电阻 ESR 值监测误差绝对值小于 0.5%。



(a) 下桥臂待测子模块电压波形



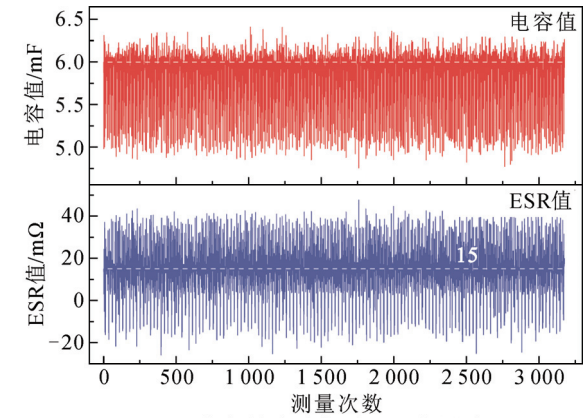
(b) 下桥臂电压电流波形



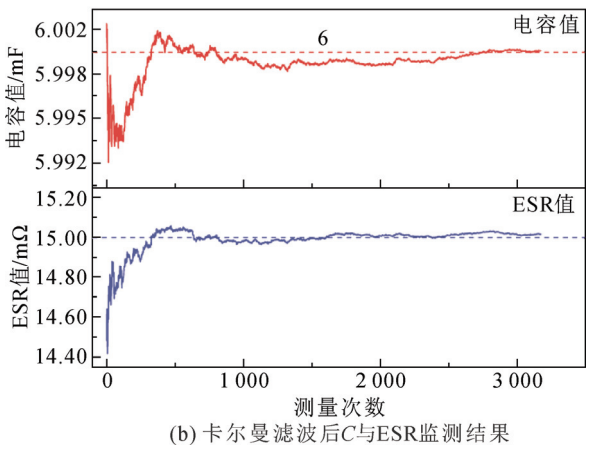
(c) 交流侧电压电流波形

图 3 单相七电平 MMC 模型仿真结果

Fig.3 Results of the single-phase seven-level MMC model



(a) 卡尔曼滤波前C与ESR监测结果



(b) 卡尔曼滤波后C与ESR监测结果

图 4 子模块 SM1 的 C 值和 ESR 值监测结果

Fig.4 CM results of C and ESR for SM1

表 2 子模块电容、ESR 仿真模型监测结果及误差

Table 2 CM results of *C* and ESR and the error based on the simulation model

子模块	*C*		ESR	
	监测值/mF	相对误差/%	监测值/mΩ	相对误差/%
SM1	5.999 6	−0.006 7	15.014	0.093 3
SM2	6.001 2	0.020 0	15.023	0.153 3
SM3	5.999 9	−0.001 7	14.993	−0.046 7
SM4	5.999 3	−0.011 7	14.986	−0.093 3
SM5	6.001 3	0.021 7	15.032	0.213 3
SM6	5.998 7	−0.021 7	14.931	−0.460 0

3.2 实验分析

为进一步对所提方法进行实验验证，搭建了基于 RTLAB 的单相七电平 MMC 半实物仿真实验平台。实验平台中各元件参数与仿真模型参数一致，其中子模块电容器采用铝电解电容，电压电流采样频率设置为 50 kHz。图 5 为下桥臂中各子模块电压及桥臂电流波形。

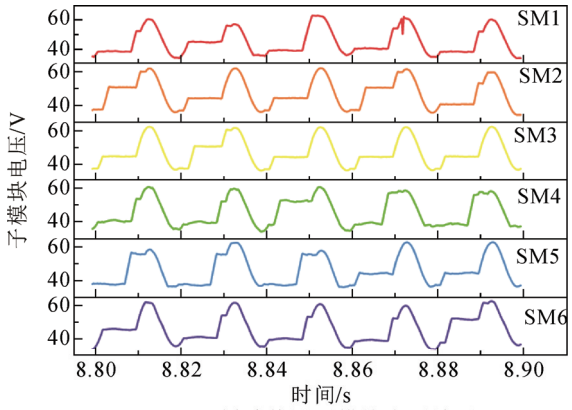
实验中，采用 HIOKI IM3536 阻抗分析仪对下桥臂各待测子模块电容器 *C* 值及 ESR 值在 50 Hz 频率下进行了测量，测量结果见表 3。

同仿真分析类似，为计算在子模块电容器 *C* 值和 ESR 值，在子模块投入时段内，选取采样时刻 t_{jx}^{g} (j=1,2；x=1,2,3,4；g=1, 2, 3, …, G)，采样时刻需满足条件 $t_{j3}^{g}-t_{j1}^{g}=t_{j4}^{g}-t_{j2}^{g}=T/4$，$t_{j2}^{g}-t_{j1}^{g}=t_{j4}^{g}-t_{j3}^{g}=T_1$，$t_{2x}^{g}-t_{1x}^{g}=T_2$，$t_{jx}^{g+1}-t_{jx}^{g}=T_3$ 则可对子模块电压及交流测电流进行采样计算，获得 G 组 *C* 值和 ESR 值，之后通过卡尔曼滤波求解真值。其中 T 为工频周期；$G=Q_Z((T_c-T/4-T_2-T_1)/T_3)$，$T_c$ 为子模块投入时长。在本文实验分析中，选取 T_1=0.001 s，$T_2=T_3=2\times10^{-4}$ s。

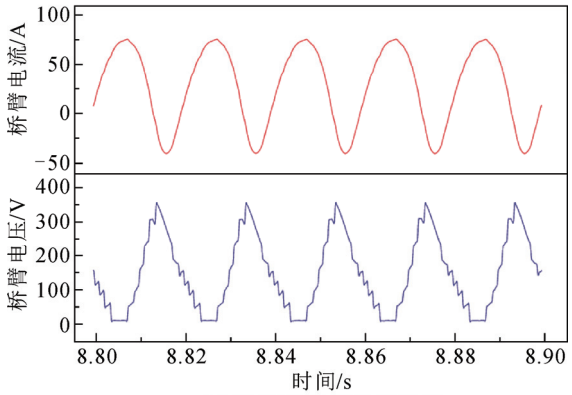
图 6 为下桥臂子模块 SM1 的 *C* 值和 ESR 滤波前及滤波后监测结果，监测值以每 1 000 个采样点取均值作为结果输出，计算终值与阻抗分析仪测量所得真值对比如表 4 所示。

如表 4 所示，待测子模块电容器 *C* 值监测值误差绝对值小于 1.5%，ESR 值检测值误差绝对值小于 10%。

在 MMC 系统中，正常运行时桥臂电流除直流分量、基波分量、二次谐波分量外，仍包含部分 3 次谐波及 IGBT 开关过程中引入的高次谐波，利用系统交流侧信息对桥臂电流进行等效计算时，不可避免会引入部分系统误差，同时测量过程中传感器



(a) 下桥臂待测子模块电压波形



(b) 下桥臂电压电流波形

图 5 单相七电平 MMC 半实物仿真模型实验结果

Fig.5 Experimental results of single-phase seven-level MMC hardware-in-the-loop simulation model

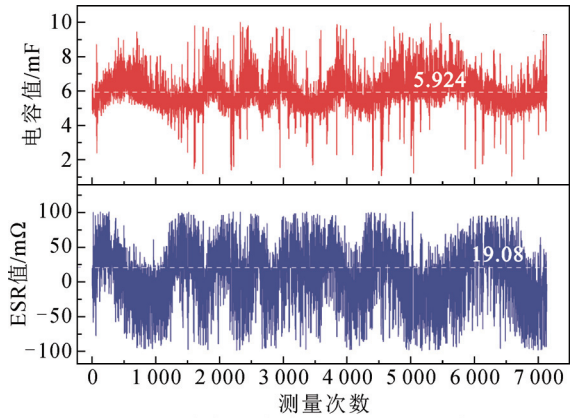
表 3 子模块 *C* 值及 ESR 值测量结果

Table 3 Measurement results of *C* and ESR value for sub-modules

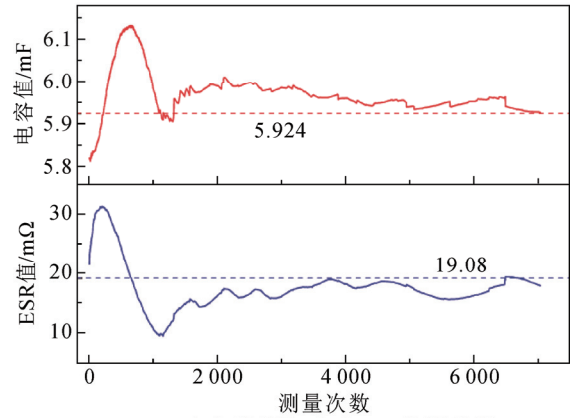
子模块	*C*/mF	ESR/mΩ
SM1	5.924	19.08
SM2	5.908	17.78
SM3	6.025	16.90
SM4	6.016	15.21
SM5	5.859	19.69
SM6	5.781	20.13

测量带来的随机误差也会造成计算结果与参考值出现偏差。

在实际工程应用中，对于铝电解电容器，当 *C* 值衰减 20%或 ESR 扩大至 200%及以上时，认为设备到达寿命终点。因此本文计算所得的子模块电容器 *C* 值及 ESR 值误差范围在工程运用中均可接受，实验验证了本文所提监测方法的有效性。



(a) 卡尔曼滤波前C与ESR监测结果



(b) 卡尔曼滤波后C与ESR监测结果

图 6 子模块 SM1 的 C 值和 ESR 值监测结果

Fig.6 CM results of C and ESR for SM1

表 4 子模块电容、ESR 实验监测结果及误差

Table 4 CM results of C and ESR and the error based on the experiments

子模块	C		ESR	
	监测值/mF	相对误差/%	监测值/mΩ	相对误差/%
SM1	5.945	0.35	18.08	–5.24
SM2	5.969	1.03	16.09	–9.51
SM3	6.098	1.21	15.51	–8.22
SM4	5.935	–1.35	16.50	8.48
SM5	5.816	–0.73	17.81	–9.55
SM6	5.719	–1.07	22.03	9.44

4 结论与展望

1）该方法可以同时计算 MMC 换流器子模块电容器 C 值和 ESR 值，拓宽了监测维度，能够更好反映电容器状态。

2）该方法可以在不增加额外硬件电路及不影响系统运行的情况下，实现电容器 C 值和 ESR 值在线监测与实时运算。

3）仿真结果表明子模块电容器 C 值监测误差绝对值小于 0.03%，ESR 值监测误差绝对值小于 0.5%；实验结果表明 C 值监测误差绝对值小于 1.5%，ESR 值监测误差小于 10%，基本满足子模块电容器状态监测要求。

在下一步研究中，将结合 MMC 系统子模块现场实际工作情况，进一步考虑消除传感器精度、电磁干扰等误差来源，提高子模块 C 值及 ESR 值监测的计算精度；同时考虑到实际换流站工程中子模块的数量规模，也需要进一步结合边缘计算等软硬件手段，根据实际监测需求，对电流电压采样频次、监测算法规模以及算法计算速度等条件进行优化控制，以达到对子模块电容器健康状态评估的目的。

参考文献 References

[1] MALINOWSKI M, GOPAKUMAR K, RODRIGUEZ J, et al. A survey on cascaded multilevel inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2197-2206.

[2] 赖锦木，尹项根，王要强，等. 基于桥臂电流控制的 MMC 改进电容电压均衡控制策略研究[J]. 高电压技术，2022，48(8)：3132-3145.
LAI Jinmu, YIN Xianggen, WANG Yaoqiang, et al. Improved capacitor voltage balancing control strategy for modular multilevel converter with arm current control[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(8): 3132-3145.

[3] 杨贺雅，邢纹硕，向 鑫，等. 基于多元高斯分布异常检测模型的 MMC 子模块开路故障诊断方法[J]. 电工技术学报，2023，38(10)：2744-2756.
YANG Heya, XING Wenshuo, XIANG Xin, et al. A sub-module open-circuit fault detection and location strategy for modular multilevel converters based on multivariate Gaussian distribution[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(10): 2744-2756.

[4] 武 鸿，王 跃，刘 熠，等. 基于广义电容电压不平衡度的 MMC 子模块开路故障诊断策略[J]. 电工技术学报，2023，38(14)：3909-3922.
WU Hong, WANG Yue, LIU Yi, et al. Open circuit fault diagnosis strategy of MMC sub-module based on generalized capacitor voltage unbalance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(14): 3909-3922.

[5] 余 雪，刘开培，周怿源，等. 基于投切状态矩阵的 MMC 系统电容电压均衡策略[J]. 高电压技术，2023，49(3)：1314-1325.
YU Xue, LIU Kaipei, ZHOU Yiyuan, et al. Capacitor voltage equalization strategy of MMC system based on switching state matrix[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(3): 1314-1325.

[6] 刘文君，严嘉浩，王要强，等. 环形 MMC 桥臂电流应力分析[J]. 高电压技术，2023，49(8)：3507-3516.
LIU Wenjun, YAN Jiahao, WANG Yaoqiang, et al. Bridge arm current stress analysis of circular MMC[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(8): 3507-3516.

[7] 张永锐，滕甲训，付欢帅，等. MMC 中压电机驱动系统全转速范围电容轻量化研究[J]. 中国电机工程学报，2022，43(11)：4377-4388.
ZHANG Yongrui, TENG Jiaxun, FU Huanshuai, et al. Research on capacitor lightweight in full speed range of MMC medium voltage motor drive system[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 43(11):

4377-4388.

[8] 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.
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.

[9] WANG H, LISERRE M, BLAABJERG F. Toward reliable power electronics: challenges, design tools, and opportunities[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2013, 7(2): 17-26.

[10] YANG S Y, XIANG D W, BRYANT A, et al. Condition monitoring for device reliability in power electronic converters: a review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(11): 2734-2752.

[11] ZHAO Z Y, DAVARI P, LU W G, et al. An overview of condition monitoring techniques for capacitors in DC-link applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 3692-3716.

[12] WANG H, BLAABJERG F. Reliability of capacitors for DC-link applications in power electronic converters—an overview[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(5): 3569-3578.

[13] SOLIMAN H, WANG H, BLAABJERG F. A review of the condition monitoring of capacitors in power electronic converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(6): 4976-4989.

[14] HU J Y, QIU G Q, WANG W Y, et al. An on-line capacitor condition monitoring method based on switching frequencies for modular multilevel converters[C] // Proceedings of the 2021 4th International Conference on Energy, Electrical and Power Engineering. Chongqing, China: IEEE, 2021: 183-187.

[15] GENG Z, HAN M X, ZHOU G Y. Switching signals based condition monitoring for submodule capacitors in modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2021, 68(6): 2017-2021.

[16] DENG F J, WANG Q S, LIU D, et al. Reference submodule based capacitor monitoring strategy for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4711-4721.

[17] WANG Z X, ZHANG Y, WANG H, et al. A reference submodule based capacitor condition monitoring method for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 6691-6696.

[18] JO Y J, NGUYEN T H, LEE D C. Condition monitoring of submodule capacitors in modular multilevel converters[C] // Proceedings of the 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Pittsburgh, USA: IEEE, 2014: 2121-2126.

[19] WANG Z X, ZHANG Y, WANG H, et al. Capacitor condition monitoring based on the DC-side start-up of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 5589-5593.

[20] ABUSHAFA O, GADOUE S, DAHIDAH M, et al. A new scheme for monitoring submodule capacitance in modular multilevel converter[C]//Proceedings of the 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives. Glasgow, UK: IEEE, 2016: 1-6.

[21] 辛熙锴，马 柯，蔡 旭. 工频周期四点电压采样的 MMC 子模块电容值在线监测方法[J]. 中国电机工程学报，2021，41(11)：3896-3903.
XIN Xikai, MA Ke, CAI Xu. Online monitoring for sub-module capacitance in modular multilevel converter with four sampling points of capacitor voltage[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(11): 3896-3903.

[22] LIU C K, DENG F J, YU Q, et al. Submodule capacitance monitoring strategy for phase-shifted carrier pulsewidth-modulation-based modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(9): 8753-8767.

[23] 潘 亮，陈世瑛，张 健，等. 柔性直流输电用子模块电容器电容值在线获取方法[J]. 西安交通大学学报，2019，53(6)：161-168.
PAN Liang, CHEN Shiying, ZHANG Jian, et al. Online monitoring method of capacitance value of sub-module for flexible high voltage direct current using adaptive filter[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2019, 53(6): 161-168.

[24] WANG K, JIN L, LI G D, et al. Online capacitance estimation of submodule capacitors for modular multilevel converter with nearest level modulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 6678-6681.

[25] 罗 丹，陈民铀，赖 伟，等. 基于 Haar 小波变换重构开关序列的 MMC 子模块电容值在线监测方法[J]. 电工技术学报，2022，37(20)：5278-5289.
LUO Dan, CHEN Minyou, LAI Wei, et al. Online monitoring method for sub-module capacitance in modular multilevel converter based on Haar wavelet transform reconstruction switch sequence[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(20): 5278-5289.

[26] DENG F J, HENG Q, LIU C K, et al. Capacitor ESR and *C* monitoring in modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 4063-4075.

[27] 辛熙锴，马 柯. 一种 MMC 子模块电容 ESR 在线监测方法[J]. 电力电子技术，2021，55(7)：22-25.
XIN Xikai, MA Ke. An online ESR monitoring method for submodule capacitors in MMC[J]. Power Electronics, 2021, 55(7): 22-25.

[28] 管敏渊，徐 政，屠卿瑞，等. 模块化多电平换流器型直流输电的调制策略[J]. 电力系统自动化，2010，34(2)：48-52.
GUAN Minyuan, XU Zheng, TU Qingrui, et al. Nearest level modulation for modular multilevel converters in HVDC transmission[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(2): 48-52.

[29] PENG H, XIE R, WANG K, et al. A capacitor voltage balancing method with fundamental sorting frequency for modular multilevel converters under staircase modulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(11): 7809-7822.

[30] 徐 政. 柔性直流输电系统[M]. 2 版. 北京：机械工业出版社，2017：19-45.
XU Zheng. Flexible DC transmission system[M]. 2nd ed. Beijing, China: China Machine Press, 2017: 19-45.



刘俊杰
1998—，男，硕士
主要从事柔性直流输电用金属化膜电容器在线监测研究工作
E-mail: Liujunjie0402@stu.xjtu.edu.cn

LIU Junjie



祝令瑜(通信作者)
1988—，男，博士，教授，博导
主要从事电力设备振动与噪声、电力设备状态监测及故障诊断研究
E-mail: Zhuly1026@xjtu.edu.cn

ZHU Lingyu
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期 2023-09-18 修回日期 2024-02-20 编辑 曹昭君