

# 基于投入窗口识别与分层算法的 MMC 子模块电容状态监测方法

潘建宇<sup>1</sup>, 林文琦<sup>1</sup>, 肖凯<sup>2</sup>, 邹延生<sup>2</sup>

(1. 输变电装备技术全国重点实验室(重庆大学电气工程学院), 重庆 400044;

2. 中国南方电网有限责任公司超高压输电公司电力研究院, 广州 510000)

**摘要:** 模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)广泛应用于海上风电汇集、中高压电驱动等领域, 其子模块的电容值监测对于保障 MMC 可靠运行至关重要。该文提出了一种基于投入窗口识别和分层算法的新型电容值监测方法, 无需安装额外的传感器或中断系统运行。首先, 阐述了基于电容电压和桥臂电流信息精准识别投入窗口和估算容值的原理; 其次, 分析了容值监测与投入时长的关系, 提出了一种显著降低容值估算误差和计算量的分层算法, 进而构建适用 MMC 所有子模块的容值监测方法; 最后, 通过仿真和硬件在环平台验证了所提方法具有易实现和高精度特点, 分层算法能有效降低估算误差, 整体误差<0.5%。此外, 该方法具有良好的动态跟踪性能, 能拓展至 MMC 中所有子模块。

**关键词:** 模块化多电平变换器; 子模块; 电容; 状态监测; 脉宽调制

## Capacitance Condition Monitoring of MMC Sub-module with Inserted Window Recognition Method and Time-slicing Algorithm

PAN Jianyu<sup>1</sup>, LIN Wenqi<sup>1</sup>, XIAO Kai<sup>2</sup>, ZOU Yansheng<sup>2</sup>

(1. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment Technology(School of Electrical Engineering, Chongqing University),

Chongqing 400044, China; 2. CSG EHV Electric Power Research Institute, Guangzhou 510000, China)

**Abstract:** Accurately monitoring the capacitance of all sub-modules is crucial to maintain the reliability of modular multilevel converters (MMCs). This paper proposes a novel capacitance monitoring method based on the inserted window recognition scheme without installing additional sensors and interrupting system operations. The principle of using the inserted window and internal voltage/current information to obtain the SM capacitance is introduced. Then, a selected time-slicing algorithm based on the inserted duration is proposed to enhance the monitoring precision and efficiency. A straightforward implementation method for the full MMC system is developed. Validated by extensive simulated and experimental results, the method demonstrates exceptional accuracy with errors below 0.5%. The method also shows strong robustness in dynamics and is not complicated for implementation for all SMs in an MMC.

**Key words:** modular multilevel converter; sub-module; capacitor; condition monitoring; pulse width modulation

## 0 引言

我国海上风电资源丰富, 同时具有运行效率高、输电距离短、占用土地少、适宜大规模开发等特点。在“双碳”背景下, 海上风电成为我国大力发展的可再生能源方向之一<sup>[1]</sup>。目前深、远海上风

电送出技术中, 模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)已成为高压大功率变换器中最受欢迎的拓扑结构之一。与其他多电平拓扑相比, MMC 具有模块化、高质量输出波形、高可靠性和低损耗等优势<sup>[2-5]</sup>。MMC 并联接入直流输电系统方案具有控制灵活、能实现黑启动等优势<sup>[6]</sup>, 在大规模可再生能源的汇集和输送过程中具有良好的应用前景。对于远距离海上风电场来说, 该技术已成为其接入陆上电网的最优选择之一<sup>[7]</sup>。

在 MMC 系统中, 子模块(sub-module, SM)电容器是确保其稳定运行的关键元件。然而, 电容器

基金资助项目: 重庆市技术创新与应用发展专项重大项目(CSTB2024TIAD-STX0024); 中国南方电网公司科技资助项目(0120002024030301SJ00100)。

Project supported by Chongqing Technological Innovation and Application Development Major Project(CSTB2024TIAD-STX0024), China Southern Power Grid Corporation Science and Technology Funding Project(0120002024030301SJ00100).

也是变换器中最易损坏的元件, 经统计电容故障占变换器故障的 30%<sup>[8-9]</sup>。若未能及时发现电容器老化, 会导致各种不良后果。当因电容老化导致容值下降时, 会导致电容电压波动增大和输出电压/电流波形失真, 严重时会导致功率半导体损坏甚至系统崩溃<sup>[10]</sup>。因此, 如何精确并及时监测 MMC 中电容器的容值变化成为热点研究内容。

移相载波(phase-shifted carrier-based, PSC-PWM)调制是 MMC 系统最常用的调制方式之一, 在 SM 数量较少的情况下具有高品质电压电流输出的优点, 广泛应用于新能源并网、中高压电驱动等领域。然而, 该调制方法下 MMC 控制对比最近电平逼近(nearest level modulation, NLM)调制法更为复杂, 开关频率更高, 监测容值更为困难。由于现存大部分 MMC 容值监测方法需要提取系统开关信号, 对于 PSC-PWM 调制的 MMC 系统, 实际工况中所提取开关信号的精确度与获取方法成为一大挑战。本文主要针对 PSC-PWM 调制下 MMC 容值监测方法展开研究。

最初, 有学者提出增加额外的 SM 电容电流传感器来计算容值, 例如隧道磁阻<sup>[11]</sup>和 Rogowski 线圈<sup>[12]</sup>等。尽管这些方法具有较高的监测精度, 但额外传感器会增加 SM 的体积和制造成本。此外, 文献[13]基于 MMC 的启动特性, 将 SM 简化为一个 RC 充电电路, 通过记录并分析充电波形来估算容值。然而, 这种方法属于离线分析, 仅在启动阶段有效。

为了在不增加额外传感器的情况下监测电容并保持 MMC 系统正常运行, 文献[14]提出利用电容电压和电流中固有的二次谐波振荡来估算容值。然而, 由于该方法需要采集系统的固有环流, 因此仅适用于无环流抑制的系统。

相比之下, 文献[15]结合递归最小二乘法和自适应滤波器来提高检测精度, 无需提取固有环流。此外, 还有研究将电容器电压/电流离散化来估算电容<sup>[16]</sup>。文献[17]通过分析电压上升沿和下降沿的变化, 实现了对老化电容器的实时监测。此外, 文献[18]不仅监测容值, 还监测其等效串联电阻(equivalent series resistance, ESR)的阻值, 在工频周期内对 SM 电压进行多相位点采样, 并加入卡尔曼滤波以提高精度。为了减少所需的电压传感器数量, 有学者提出了一种基于分组测量的电容自更新电压估计方法<sup>[19]</sup>。而在文献[20]中, 为了减轻计算负担,

建立了电容、ESR 和基频分量之间的数学关系, 从而对 SM 进行排序, 仅监测潜在的异常 SM。同样地, 也有学者通过状态监测算法找出潜在异常 SM, 分析开关信号的开关时间来估算每个潜在异常的 SM 中电容器的容值<sup>[21]</sup>。

上述方法均需通过控制器提取开关信号以获取电容器电流。文献[22]采用了一种不同的方法, 在电容器容值与电容器电压变化之间建立数学模型。该方法通过监测电压变化来估算电容, 因而无需依赖开关信号, 但该方法主要针对 NLM 调制系统。文献[23]则基于 PSC-PWM 调制方法, 采用傅里叶算法提取电容器电压和电流的基频分量来估计电容, 并引入滤波算法以提高精度。文献[24]利用瞬态电压的小波分解, 建立了电容器充电期间 ESR 与瞬态电压之间的关系, 并通过充电期间的瞬态电压来估算 ESR。此外, 文献[25]介绍了 SM 电容的闭环监测方法, 该方法实现了估计误差的渐近收敛, 可有效减少噪声干扰。但这 2 种方法较为复杂, 计算负担大。

此外, 一些研究还提出了一种基于参考 SM(reference SM, RSM)的电容容值进行监测的方法, 其中 RSM 电容容值已知。该方法选择电容最大的 SM 作为 RSM, 被监测的 SM 与 RSM 共享开关信号, 利用二者之间的电压差来估算未知容值<sup>[26]</sup>。在此基础上, 文献[27]通过直接将被监测 SM 和 RSM 中的电容电压从 0 V 充电到额定值来提高监测精度。然而, 由于 RSM 与被监测 SM 需要被强制旁路, 对 MMC 的运行工况和 RSM 电容值稳定性有特殊要求, 因此需要提前精准获取 RSM 的电容值。此外, 文献[28]采集超声信号谱图信息来评估电容器老化程度, 解决了传统方法会对系统回路造成影响、抗干扰能力弱且监测精度较低的问题, 为 MMC 的非电气参数状态监测和电容寿命评估提供了新的手段。

现存方法中提取开关信号的方法最为常见, 其开关信号由数字信号处理器(digital signal processor, DSP)和现场可编程门阵列(field programmable gate array, FPGA)的控制器直接获取, 通常使用 DSP 实现控制算法, 而 FPGA 根据从 DSP 接收到的调制波产生开关信号。现有的电容器监测方法需要精确的 SM 开关状态, 这意味着若要在 DSP 中实现电容监测算法, 则需要 DSP 接收 FPGA 中产生的精确 SM 开关状态, DSP 难以达到如此高的采样速度<sup>[16,26]</sup>; 其

次, 由于传输时延, 控制器生成信号与 SM 实际接收信号存在一定误差; 此外, 现有方法将提取回路嵌入控制器中, 因此对 MMC 控制系统有一定侵入性。现有其他研究无需直接提取开关信号, 但这些方法在 MMC 系统的侵入性、计算复杂度、适用范围、监测成本和计算精度等方面存在其他缺陷。

相比之下, 本文充分利用 MMC 的 SM 投切特性与电容电压特性的关系, 避免了传输时延, 完全独立于控制系统, 仅利用 SM 电压传感器采集的电压波形来精确识别投入窗口。基于识别的投入窗口并结合桥臂电流获得电容电流, 进而根据电容的电压/电流耦合关系估算电容。此外, 提出分层算法, 进一步提高检测精度并减小计算量; 并通过大量的仿真和实验验证了所提出方法的监测精度。相比于传统方法, 本文所提方法无需额外的电流传感器、RSM 或其他硬件, 从而大大简化了 MMC 的设计; 不要求 MMC 在充电或放电模式下运行, 进而避免了对正常运行的干扰; 由于该方法以投入窗口替代了从控制器中提取的开关信号, 因而无需复杂算法或滤波方法即可达到较高精度。该方法计算过程简单, 能够很好地应用于 SM 数量众多的 MMC 系统, 计算负担小, 具有良好的动态跟踪能力和扩展性。

## 1 MMC 拓扑与基本原理

图 1 展示了三相 MMC 的拓扑结构, 每相由上桥臂和下桥臂组成, 上桥臂和下桥臂分别由  $N$  个相同的 SM 和一个电感串联而成。 $j$  相的上桥臂和下桥臂电压分别为  $u_{pj}$  和  $u_{nj}$  (其中  $j=A, B, C$ );  $i_{pj}$  与  $i_{nj}$  分别表示流经上下桥臂电流,  $i_{zj}$  为 MMC 环流;  $R_{arm}$  和  $L_{arm}$  分别表示桥臂电阻和桥臂电感;  $R_f$  和  $L_f$  表示负载。连接至直流母线的直压电源  $U_{dc}$  经过主电路逆变为交流输出, 其中  $u_{oj}$  是  $j$  相的输出电压, 而  $i_{oj}$  则是相应的输出电流。根据 MMC 的工作原理, 电流和电压的关系式为:

$$i_{pj}(t) = i_{zj}(t) + \frac{1}{2}i_{oj}(t) \quad (1)$$

$$i_{nj}(t) = i_{zj}(t) - \frac{1}{2}i_{oj}(t) \quad (2)$$

$$i_{zj}(t) = \frac{i_{pj}(t) + i_{nj}(t)}{2} \quad (3)$$

$$i_{oj}(t) = i_{pj}(t) - i_{nj}(t) \quad (4)$$

$$u_{oj}(t) = \frac{U_{dc}}{2} - u_{pj}(t) - R_{arm}i_{pj}(t) - L_{arm} \frac{di_{pj}(t)}{dt} \quad (5)$$

此外, 图 1 还详细描述了 SM 结构, 包括 2 个开关(上开关管信号  $S_{up}$  和下开关管信号  $S_{low}$ )以及 1

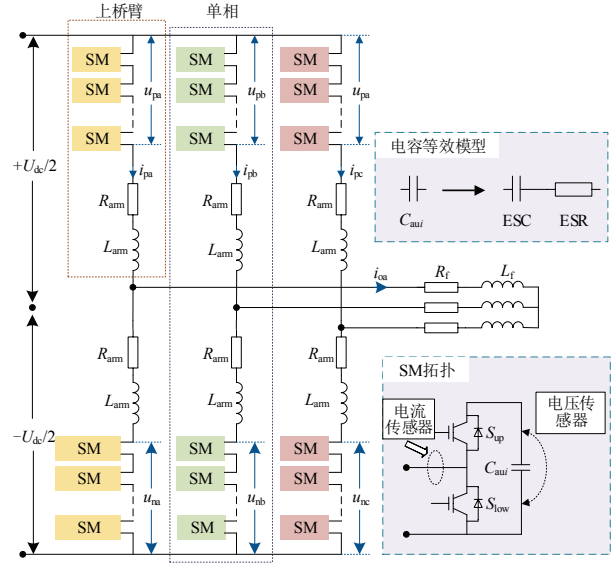


图 1 三相 MMC 与 SM 拓扑图

Fig. 1 Three-phase MMC inverter and SM topology

个电容。SM 在 2 种不同的模式下工作: 投入状态 (ON) 或切除状态 (OFF)。当  $S_{up}=1$  且  $S_{low}=0$  时, SM 处于投入状态, 从而增加输出电压, 桥臂电流将流经电容; 反之, 当  $S_{up}=0$  且  $S_{low}=1$  时, SM 则被旁路。

因此, 开关信号在决定 SM 的电容电压和电流方面起着关键作用, 控制器向每个 SM 输送开关信号, 从而控制 SM 的特定工作状态。 $S_{aui}$  表示第  $i$  个 SM 的开关信号;  $u_{SM}$  表示 SM 子模块的电压;  $u_{cap}$  表示电容电压;  $i_{aui}$  表示流经第  $i$  个 SM 的电流;  $i_{arm}$  表示流经桥臂的电流。上桥臂 (A 相) 中第  $i$  个 SM 电容器电压和 SM 电流的表达式为:

$$u_{SM} = \begin{cases} 0, & (S_{up} = 0, S_{low} = 1) \\ u_{cap}, & (S_{up} = 1, S_{low} = 0) \end{cases} \quad (6)$$

$$i_{aui} = S_{aui}i_{arm} = \begin{cases} i_{arm}, & (S_{aui} = 1, \text{ON}) \\ 0, & (S_{aui} = 0, \text{OFF}) \end{cases} \quad (7)$$

## 2 容值监测方法

### 2.1 基于投入窗口识别的容值监测方法

首先, 本文分析了 SM 电容器固有的电流-电压关系。电容器的等效模型由 1 个等效串联电容 (equivalent series capacitor, ESC) 和 ESR 串联组成, 如图 1 所示, 其关系可表示为:

$$\Delta u_{cap}(t) = u_{cap}(t) - u_{cap}(t_0) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_{cap}(t) dt + \delta_{ESR} (i_{cap}(t) - i_{cap}(t_0)) \quad (8)$$

式中:  $i_{cap}$  为电容器电流;  $t_0$  为初始时间;  $C$  为电容额定容值;  $\delta_{ESR}$  为该电容等效阻值。

考虑到 MMC 的特性和式(7), 式(8)可改写为:

$$\Delta u_{\text{cap}}(t) = u_{\text{cap}}(t) - u_{\text{cap}}(t_0) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t S_{\text{aur}} i_{\text{arm}}(t) dt + \delta_{\text{ESR}} S_{\text{aur}} (i_{\text{arm}}(t) - i_{\text{arm}}(t_0)) \quad (9)$$

将 SM 处于投入状态的一段连续时间称为投入窗口。由式(9)可得, 在投入窗口内, 电容电流可以用桥臂电流来替代, 而桥臂电流可从系统固有传感器、即从桥臂电流传感器中获取。

如图 2 所示, 当 SM 投入时, 电容电压会发生变化(升高或降低); 而当 SM 切除时, 电容电压则保持不变。一个投入窗口内的电容器电压变化  $\Delta u_{\text{cap}}$  可分为 2 部分: ESR 产生的电压差  $\Delta u_{\text{cap,r}}$  和 ESC 产生的电压差  $\Delta u_{\text{cap,c}}$ 。它们的关系式为:

$$\Delta u_{\text{cap}} = \Delta u_{\text{cap,r}} + \Delta u_{\text{cap,c}} \quad (10)$$

因此, 通过对电压波形进行采样, 可以根据相邻采样点之间是否存在电压差来判断此时该 SM 的工作状态。在实际应用中, 由于采样误差和干扰, 必须设定一个较小的电压差阈值  $u_{\text{thre}}$ , 如图 3 所示。该  $u_{\text{thre}}$  可根据电容电压的采样频率  $f_s$  进行调整,  $f_s$  较高时, 需要设定较小的  $u_{\text{thre}}$ , 以确保准确识别投入窗口; 否则, 投入窗口将无法被正确识别。

本文提出了基于上述原理的投入窗口识别方法以监测 SM 电容, 该方法能够有效排除投入窗口内 SM 处于切除状态的时间段。其步骤如下文所述。

1) 识别投入窗口起始点。定义电容在 3 个相邻时刻  $t_{i-1}$ 、 $t_i$  和  $t_{i+1}$  的电压分别为  $u_{\text{cap}}(t_{i-1})$ 、 $u_{\text{cap}}(t_i)$  和  $u_{\text{cap}}(t_{i+1})$ 。由于电容器电压在不同的充电/放电状态下会上升或下降, 因此若三者之间的绝对值关系符合式(11), 则表明在  $(t_i, t_{i+1})$  这一时段中, SM 从切除状态转换到投入状态, 为了排除 SM 处于切除状态的时间段, 将设  $t_{i+1}$  为投入窗口起始点。

$$\begin{cases} |u_{\text{cap}}(t_{i-1}) - u_{\text{cap}}(t_i)| < u_{\text{thre}} \\ |u_{\text{cap}}(t_i) - u_{\text{cap}}(t_{i+1})| \geq u_{\text{thre}} \end{cases} \quad (11)$$

2) 持续采样。持续采样直到相邻采样点的电压差  $\Delta u_{\text{cap}}$  绝对值不超过设定的  $u_{\text{thre}}$ 。

3) 识别投入窗口截止点。定义 3 个相邻时刻  $t_{i+n+2}$ 、 $t_{i+n+3}$  和  $t_{i+n+4}$  (其中  $n=0, 1, 2, 3, \dots$ ) 的电容电压为  $u_{\text{cap}}(t_{i+n+2})$ 、 $u_{\text{cap}}(t_{i+n+3})$  和  $u_{\text{cap}}(t_{i+n+4})$ 。若三者之间的关系符合式(12), 则表明在  $(t_{i+n+2}, t_{i+n+3})$  这一时段中, SM 从投入状态转换到切除状态, 同样, 为了排除 SM 的切除时间段, 设  $t_{i+n+2}$  为终点。

$$\begin{cases} |u_{\text{cap}}(t_{i+n+2}) - u_{\text{cap}}(t_{i+n+3})| \geq u_{\text{thre}} \\ |u_{\text{cap}}(t_{i+n+3}) - u_{\text{cap}}(t_{i+n+4})| < u_{\text{thre}} \end{cases} \quad (12)$$

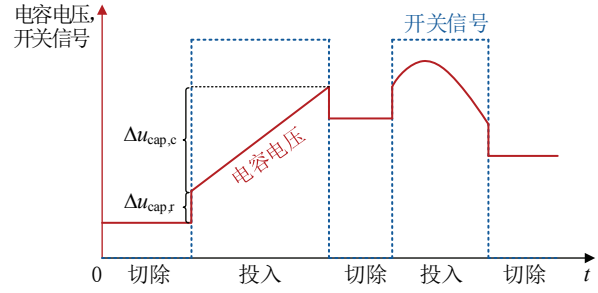


图 2 SM 电容器投入和切除时电压变化示意图

Fig.2 Capacitor voltage variation when the SM switches between the ON states and OFF states

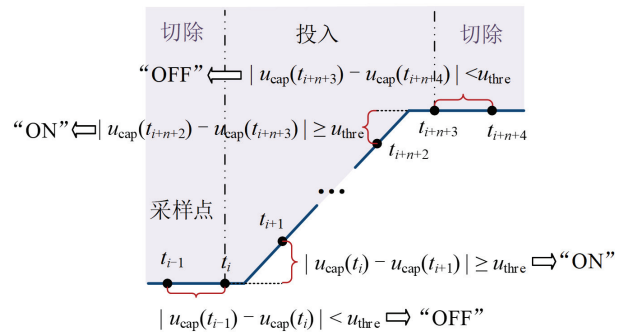


图 3 基于  $u_{\text{thre}}$  判断投入窗口

Fig.3 Recognition of inserted window with  $u_{\text{thre}}$

4) 选择  $(t_{i+1}, t_{i+n+2})$  为投入窗口。

5) 计算 SM 电容器  $C_i$ 。将电容器电压在  $t_{i+1}$  和  $t_{i+n+2}$  (其中  $n=0, 1, 2, 3, \dots$ ) 时间间隔内的第  $i$  个插入窗口设为  $\Delta u_{\text{cap},i}$ 。通过对  $t_{i+1}$  和  $t_{i+n+2}$  期间相应的桥臂电流  $i_{\text{arm}}$  进行积分, 计算出电容器的总电荷量  $Q_{\text{cap},i}$ , 从而得出 SM 电容器  $C_i$  在第  $i$  个插入窗口中的第  $i$  个实时电容值为:

$$\Delta u_{\text{cap},i} = u_{\text{cap}}(t_{i+1}) - u_{\text{cap}}(t_{i+n+2}) \quad (13)$$

$$Q_{\text{cap},i} = \int_{t_{i+1}}^{t_{i+n+2}} i_{\text{arm}} dt \quad (14)$$

$$C_i = Q_{\text{cap},i} / \Delta u_{\text{cap},i} \quad (15)$$

由于所采集桥臂电流信号为离散信号, 因此式(14)的实际计算式为:

$$Q_{\text{cap},i} = \sum_{a=1}^{n+1} \frac{i_{\text{arm}}(t_{i+a+1}) + i_{\text{arm}}(t_{i+a})}{2f_s} \quad (16)$$

## 2.2 基于投入时长的分层算法

图 4 为从电容电压波形中识别投入窗口的示意图。从电压传感器中可以提取电容电压, 放大后可以看出电压呈现阶梯式变化, 经过 2.1 节中的步骤, 可以识别出若干投入窗口。由图 4 可知各投入窗口的投入时长长短不一, 其中基准值为  $U_{\text{dc}}/n$ 。在实际

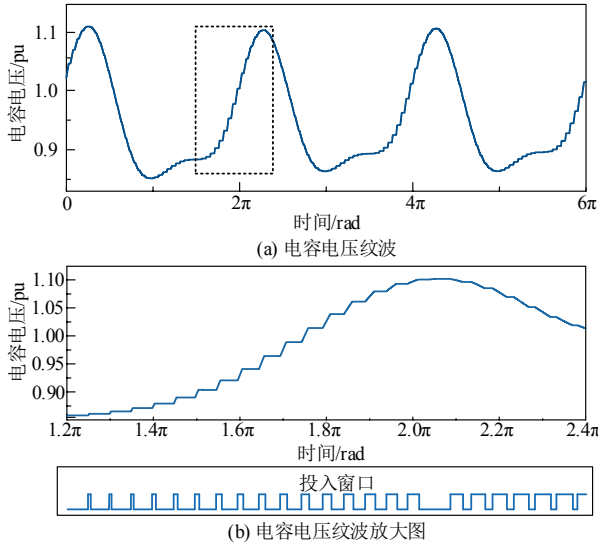


图 4 根据电容电压纹波识别投入窗口

Fig.4 Recognition of inserted windows based on capacitor voltage ripple

运行过程中, 投入窗口长度在几微秒至几百微秒不等。

由于每个监测周期投入窗口数量较多, 若计算所有投入窗口将产生计算量大、且同时把误差大的窗口计算在内的问题。因此, 本文进一步提出了一种基于投入时长的分层算法, 以提高精度并降低计算量。

图 5 展示了电容监测误差与投入窗口投入时长之间的关系。可知, 随着投入时间的延长, 误差会先逐渐减小、然后增大; 即投入窗口的持续时间过短或过长, 都会产生较大误差。

图 6 进一步分析了不同投入时长的误差分布, 总结了不同投入时长的误差分布与该时长范围内的投入窗口数量。从图 6 中可以看出, 同一时长段的计算误差范围相近, 而不同时长段的投入时长呈现较大区别。由图 6 中投入时长、误差范围与数量三者关系可得, 随着投入时长的延长, 误差总体呈现先下降后上升的趋势。其中投入时长 <math>10 \mu\text{s}</math> 的投入窗口数量最少, 但误差最大; 投入时长 >math>400 \mu\text{s}</math> 的投入窗口同样数量少但误差大; 相比之下, <math>100 \sim 200 \mu\text{s}</math> 的投入窗口个数最多, 其误差相对较小; 此外, 在 <math>150 \sim 200 \mu\text{s}</math> 的投入时长区间, 误差范围最小。

当投入时长过长时, 由于传感器的  $f_s$  较低, 2 个独立的投入状态可能会被错误地识别为 1 个窗口。这类投入窗口往往发生在 2 个开关信号间隔时间较短的情况下, 如图 7 所示。图 7 中采样点分别为  $t_1 \sim t_9$ , 第 1 个开关信号位于  $t_1 \sim t_5$  之间, 第 2 个开

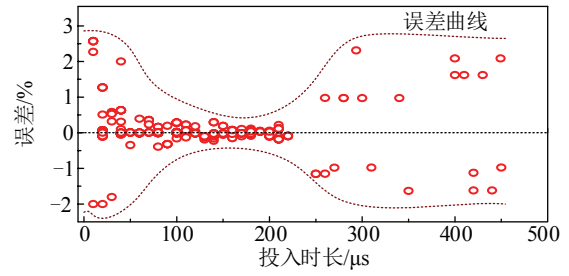


图 5 各投入窗口计算误差与其投入时长的关系

Fig.5 Relationship between calculated errors of inserted windows and inserted duration

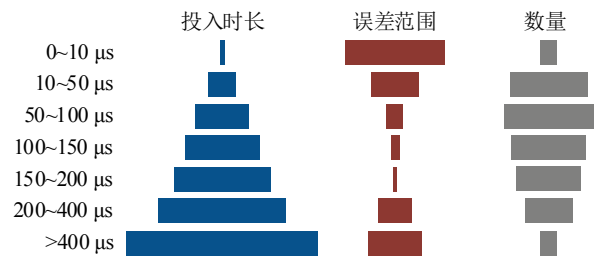


图 6 计算误差与投入时长的关系

Fig.6 Relationship between inserted durations and errors

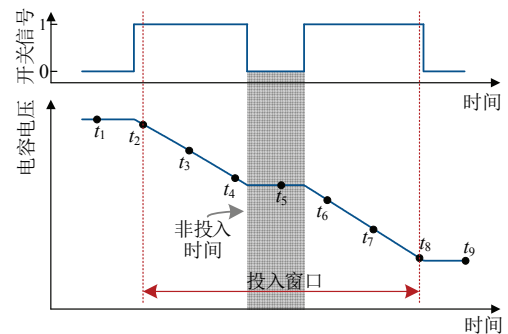


图 7 投入时长过长时产生的计算误差

Fig.7 Computational errors arising from excessive processing time

关信号位于  $t_5 \sim t_8$  之间。传感器的  $f_s$  较低, 采样点之间满足下式:

$$\begin{cases} |u_{\text{cap}}(t_4) - u_{\text{cap}}(t_5)| \geq u_{\text{thre}} \\ |u_{\text{cap}}(t_5) - u_{\text{cap}}(t_6)| \geq u_{\text{thre}} \end{cases} \quad (17)$$

基于 2.1 节中投入窗口识别原理, 算法会错误地将  $t_4 \sim t_6$  时间段判定为持续投入状态。然而, 由图 7 可知, 在投入窗口中包含了一段处于切除状态的时间, 这会导致计算误差显著增大。

本文在兼顾了计算误差和有效容值计算数量后, 选择  $50 \sim 200 \mu\text{s}$  作为优选投入时长范围。如图 6

所示, 虽然 100~200  $\mu\text{s}$  计算误差最小, 但识别到的有效投入窗口数量较低。在低  $f_s$  下, 处于 100~200  $\mu\text{s}$  时间范围内的投入窗口数量更少, 难以满足计算数量的需求。因此, 为涵盖更多的投入窗口与适用于更多工况, 本文扩大优选时长范围至 50~200  $\mu\text{s}$ , 从而既能剔除误差较大的投入窗口时长, 又能保留一定数量的投入窗口以计算平均容值, 进而在求取均值后具有更小的误差。

图 8 为基于投入窗口识别与分层算法的容值监测方法流程图。首先, 确定电容容值的监测周期为  $T_m$ 、电容电压和桥臂电流的  $f_s$ , 其中监测周期远大于于采样周期; 然后, 以  $f_s$  获取电容器电压值并识别投入窗口的起始点和截止点; 接着, 通过分层算法来提高精度和计算效率。通过选择合适时长的投入窗口, 根据第  $i$  个投入窗口的电压差  $\Delta u_{\text{cap},i}$  和电流积分  $Q_{\text{cap},i}$  计算出第  $i$  个投入窗口的计算容值  $C_i$ 。根据式(16)计算监测周期内各投入窗口的平均值, 并将其作为最终估算的容值均值  $C_{\text{fin}}$ 。最后, 该方法在此  $T_m$  结束。此外, 为了直观地显示精度, 在式(18)中引入  $C_{\text{fin}}$  的绝对误差, 用  $e_{\text{cap}}$  表示, 其计算式见式(19)。

$$C_{\text{fin}} = \sum_{i=1}^k C_i / k \quad (18)$$

$$e_{\text{cap}} = \frac{|C_{\text{fin}} - C|}{C} \times 100\% \quad (19)$$

式中:  $k$  为计算的投入窗口个数。

如图 8 所示, 本文基于 PSC-PWM 调制方式所提出的方法同样适用于 NLM、层叠载波等其他调制方式。这是由于该方法的基本原则为: 基于电容电压波动与 SM 投切关系以获得开关信号, 再根据 SM 投入时电容电流与桥臂电流的关联关系以获得电容电流, 最后根据电容电压-电流耦合关系得到电容容值。而在不同调制方式中, 这些基本原理保持不变。求平均值可以在进一步提高方法精度的同时保持较高的监测频率。需注意的是, 在分层算法中, 选择 50~200  $\mu\text{s}$  作为优选的投入时长并非固定不变, 应根据不同条件进行调整。调整优选投入时长的根本原因在于不同工况下系统中开关信号持续时间变化: 若系统开关信号时长普遍变短, 则单个投入窗口的时长相应变短, 此时若不缩短优选投入时长, 易出现将 2 个投入窗口合并为 1 个计算的情况(如图 7 所示), 进而导致计算误差增大; 反之, 当开关信号时长普遍变长时, 基于电容电压波动所识别的投

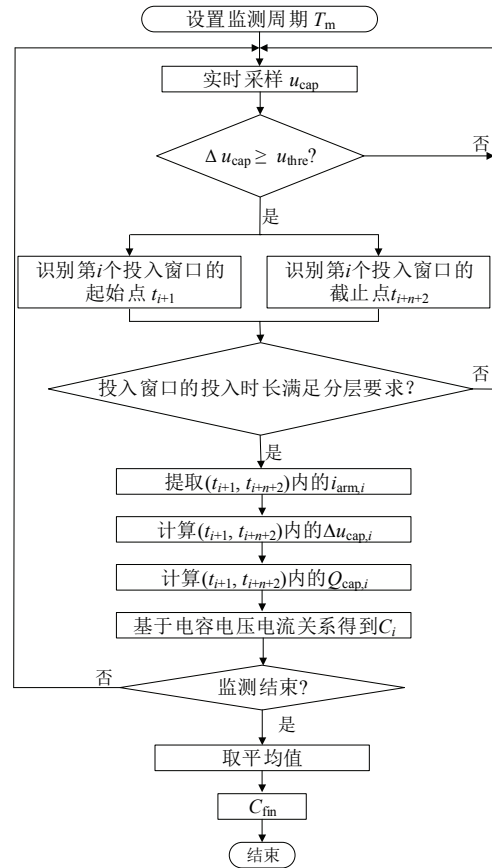


图 8 电容容值监测方法流程图

Fig.8 Flowchart of the SM capacitance monitoring method

入窗口时长也会随之增大, 若优选投入时长不随之增加, 则会剔除掉大量正确的投入窗口, 导致计算所需的投入窗口数量不足。

由于本文所选取的优选时长已留有较大调整裕度, 因此除非开关信号时长发生显著变化, 否则不需要进行大范围调整。例如, 当系统载波或调制波频率显著变化时, 优选的投入时长也应适当调整: 频率升高, 则优选的投入时长缩短; 反之增大。此外, 电容电压与桥臂电流的  $f_s$  同样会影响优选的投入时长。当  $f_s$  显著降低时, 相邻采样点间时间间隔变长, 识别到的投入窗口时间也增加, 需调整优选时长以防止正确的投入窗口被剔除。此外, 对于选择 NLM 调制方式的 MMC 系统, 由于其开关频率低, 因此应增大优选投入时长。

### 3 仿真结果

为了验证所提出的方法, 在 MATLAB/Simulink 中建立了一个三相七电平 7.2 kV/1.2 MVA 的 MMC 仿真模型, 其调制比  $m_a$  为 0.8 时的运行波形如图 9 所示。该模型采用 PSC-PWM 调制方法, 加入电容电压排序与环流抑制。表 1 为系统详细参数, 其中

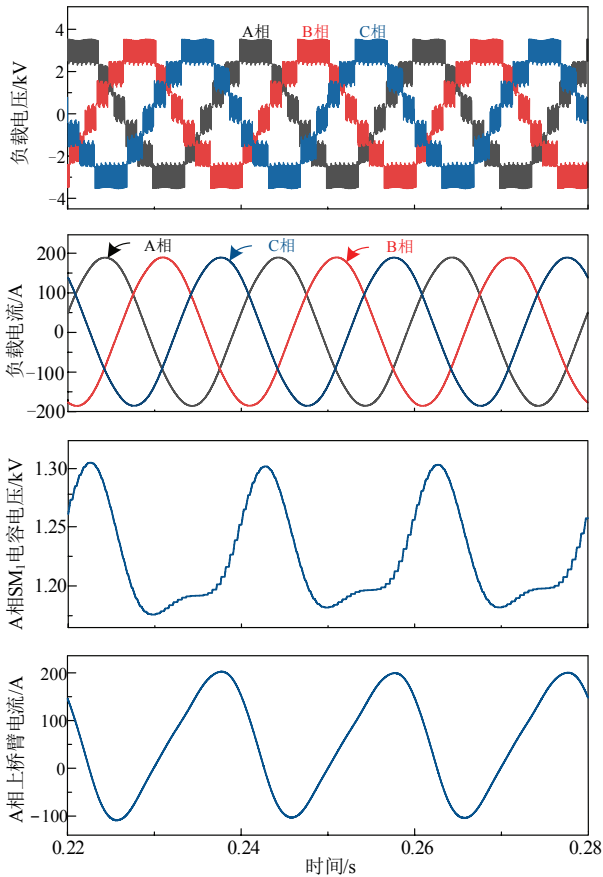


图9 三相 MMC 仿真结果波形

Fig.9 Simulation waveforms of three-phase MMC

电容电压的  $u_{thre}$  为 0.5 V,  $T_m$  设置为系统的基波周期 0.02 s, 电容电压和桥臂电流的  $f_s$  检验范围为 10~250 kHz。

图 10 为实际开关信号与  $f_s=100$  kHz 时所识别的投入窗口之间的比较结果, 图(a)中上图波形是直接由控制器提取的实际测量开关信号; 下图波形是基于所提出的方法而识别的投入窗口。识别出的投入窗口与控制器提取的开关信号基本相符; 然而, 放大后可以观察到它们之间存在细微偏差。

图 11 为未采用分层算法的容值监测结果, 其中  $f_s=100$  kHz,  $m_a=0.8$ 。图 11 中计算了在 10 个  $T_m$  期间的所有投入窗口的 ESC, 监测到的容值在 490~510  $\mu\text{F}$  之间, 误差范围为-2%~2.5%。该结果证明了基于投入窗口识别方法的可行性, 但误差相对较大。图 11(b)展示了  $e_{cap}$  在不同投入时长范围内的分布情况。当投入窗口的时长过短或过长时, 电容的误差较大。因此, 有必要引入分层算法来进一步提高监测精度。

图 12 为相同的工作条件下、加入分层算法后的容值计算结果及其误差。图 12(b)展示了每个  $T_m$

表 1 系统参数

Table 1 System parameters

参数	数值
直流母线电压/kV	7.2
每个桥臂 SM 数	6
输出频率/Hz	50
载波频率/kHz	2
SM 电容额定容值/ $\mu\text{F}$	500
桥臂电感/mH	1
桥臂电阻/ $\Omega$	0.1
负载电感/mH	5
负载电阻/ $\Omega$	15

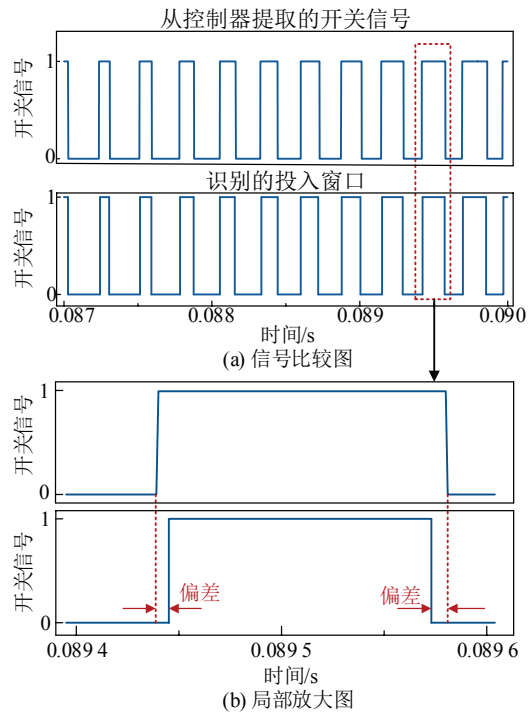


图 10 开关信号与识别投入窗口的比较

Fig.10 Comparison between switching signal and recognized inserted windows

的误差, 其中横线上方的数值代表计算容值, 柱形上方数值为计算误差。可以看出: (1)投入窗口的数量显著减少; (2)监测到的电容精度更高, 误差小于  $\pm 0.5\%$ ; (3)每个  $T_m$  的误差可进一步降低, 在  $\pm 0.2\%$  以内。因此, 采用分层算法不仅能显著提高监测精度, 还能在一定程度上减轻计算负担。

图 13 展示了不同的  $f_s$  和  $m_a$  对所提方法精度的影响, 左侧和右侧的柱状体分别表示不加入和加入分层算法时的  $e_{cap}$ 。结果证明了分层算法在所检验不同工况下均能提高精度。加入分层算法后, 当  $f_s$  在 10~250 kHz 范围内时,  $e_{cap}$  均可降至 0.5% 以下。

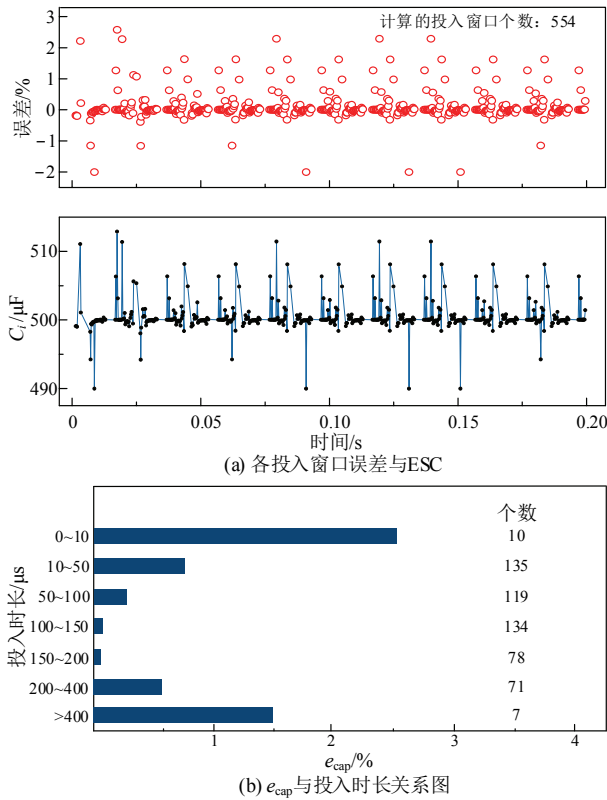


图 11 未加入分层算法的监测仿真结果

Fig.11 Monitoring simulation results without using time-slicing algorithm

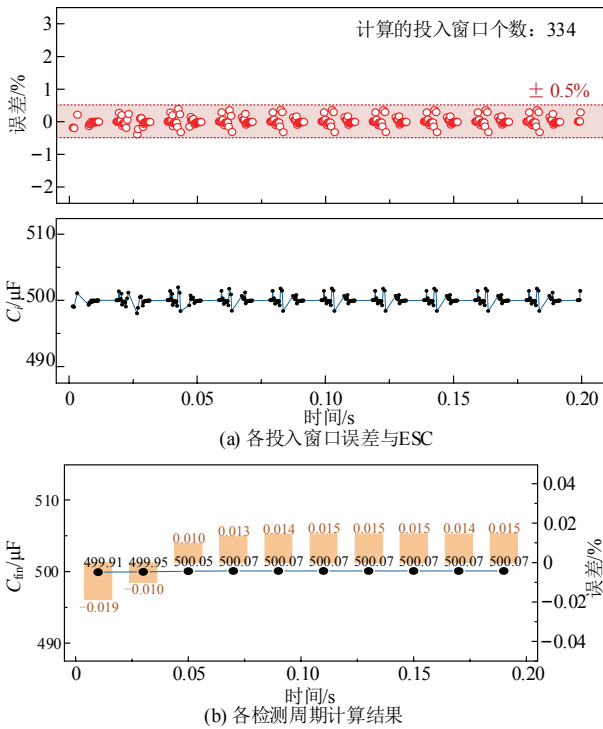


图 12 加入分层算法后的监测仿真结果

Fig.12 Monitoring simulation results after using time-slicing algorithm

为了验证该监测方法的动态性能,图 14 展示了在  $f_s=100\text{ kHz}$ 、 $m_a=0.8$  工况下的仿真结果。当  $t_0=0.4\text{ s}$  时,SM 电容从  $500\ \mu\text{F}$  突变为  $400\ \mu\text{F}$ ;紧接着在  $t_1=0.8\text{ s}$  时重新变回  $500\ \mu\text{F}$ 。在  $0.4\text{ s}$  时电容值突变后,基于所提方法的监测容值快速调整并稳定在  $399\sim 400\ \mu\text{F}$  之间,实现对电容值的动态跟踪。因此,图 14 表明所提出的方法具有良好的动态跟踪能力,响应时间 $<0.02\text{ s}$ 。

### 4 实验结果

为进一步验证所提方法的有效性,本文搭建了一个单相七电平的 MMC 硬件在环(hardware-in-

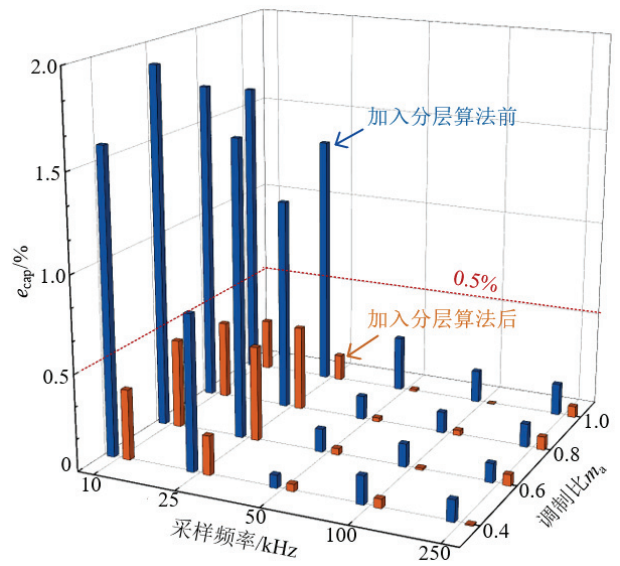


图 13 不同工况下加入分层算法前后  $e_{cap}$  比较图

Fig.13 Comparison of  $e_{cap}$  at different working conditions with and without using time-slicing algorithm

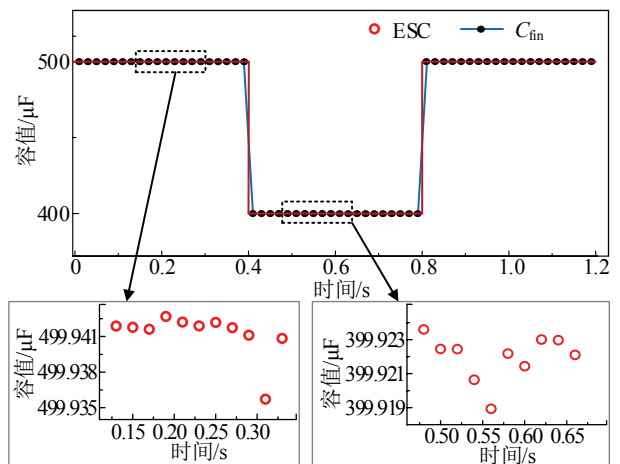


图 14 电容容值变化时的动态跟踪性测试

Fig.14 Dynamic tracking testing when capacitance changes

the-loop, HIL)实验平台, 如图 15 所示, 参数如表 1 所示。HIL 是一种常用的实验平台, 用于验证所提方法或算法[17,19,29-30]。控制方法基于实验室开发的 DSP+FPGA 多功能控制板。其中, DSP(Texas Instrument TMS320F28379D)用于生成调制波, 并对模拟信号进行模数转换和数据处理。FPGA 接收 DSP 的信号, 实现开关脉冲信号调制并产生开关信号。MMC 系统的主电路在 RT\_Box 实时仿真器中构建, 数据采集设备(DAQ Smacq USB-5311)以 10~250 kHz 的采样频率采集传感器信号。

图 16 展示了  $m_a=0.8$  时的运行波形, 该波形采集自实时仿真器, 经过缩放后观测所得。其中图 16(b)展示了放大后的电容电压, 可以观察到其电压呈阶梯形变化, 可见在 SM 投入期间, 其电压上升, 而切除期间电压基本不变。

图 17 为 0.2 s 内未加入分层算法的实验结果, 其中  $f_s=100$  kHz,  $m_a=0.8$ , 通过 DAQ 设备中提取的传感器数据(电容电压和桥臂电流)进行分析计算, 以获得 SM 电容容值。由于不可避免的采样不准确和干扰, 实验的监测电容误差高于仿真结果, 但其整体趋势与仿真情况基本相符。在图 17(b)中, 投入时长超过短或过长的投入窗口误差较大; 而时长在 100~200  $\mu$ s 之间时  $e_{cap}<0.5\%$ 。因此, 图 17 证明了所提方法在实际 MMC 系统中是可行的, 但精度仍有待提高。

图 18 显示了加入分层算法后的容值监测结果。图 18(a)展示了各投入窗口的误差和 ESC, 结果表明与加入分层算法前相比误差减少到  $\pm 2\%$  以内, 计算得到的 ESC 在 490~510  $\mu$ F 之间; 同时, 所需计算的投入窗口数减少。图 18(b)展示了每个  $T_m$  的误差, 其中横线上方的数值代表计算容值, 柱形上方数值为计算误差。经过求均值, 误差降到了 0.5% 以下。因此, 分层算法显著提高了监测精度, 并减少了需要计算的投入窗口个数。

图 19 分别总结了图 11 与图 12、图 17 与图 18 中分层前后所计算的投入窗口个数。由图 19 可得, 加入分层算法后, 所计算的投入窗口个数下降, 有效减小了计算量。

为了进一步量化分层算法对于本文所提方法计算量的减少程度。在  $m_a=0.8$  条件下, 选取了 10~250 kHz 之间的 5 个典型  $f_s$ , 分别统计了分层算法引入前后 10 个  $T_m$  内容值监测所需的投入窗口数量, 如表 2 所示。实验结果表明, 分层算法在不同

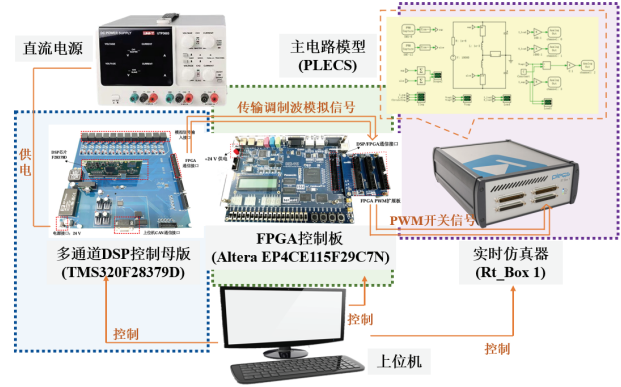


图 15 MMC 硬件在环实验平台

Fig.15 MMC HIL experimental platform

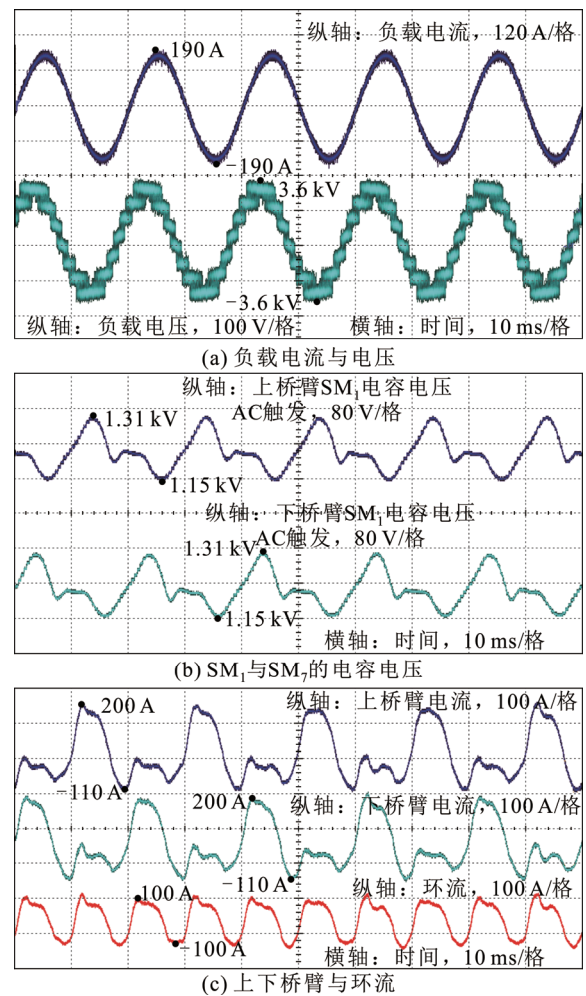


图 16 MMC 实验结果波形

Fig.16 Experiment waveforms of MMC

$f_s$  下均能显著减少计算量, 投入窗口数量的减少幅度介于 40%~65% 之间。考虑到实际监测过程中可能存在的偏差和不确定性, 保守估计分层算法至少能够降低 40% 的计算量。

图 20 展示了在不同工作条件下加入和不加入

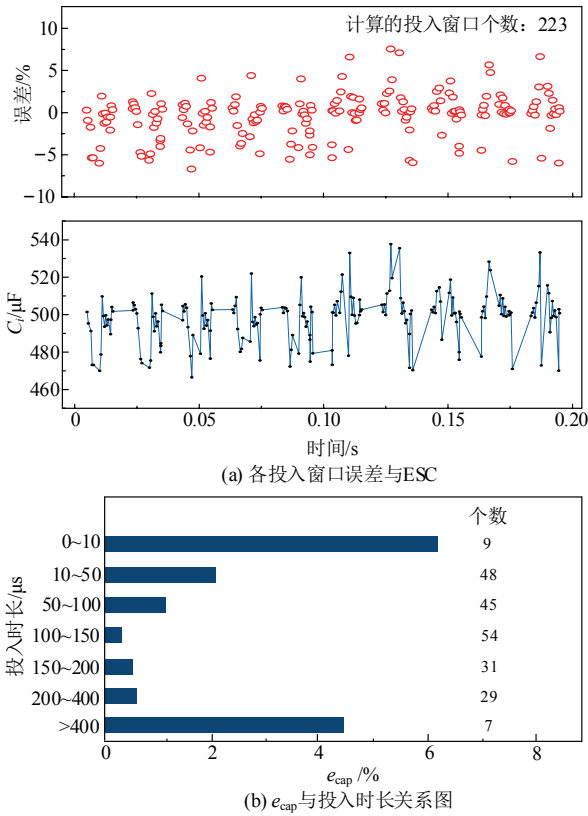


图 17 未加入分层算法的容值监测实验结果

Fig.17 Capacitance monitoring experimental results without using time-slicing algorithm

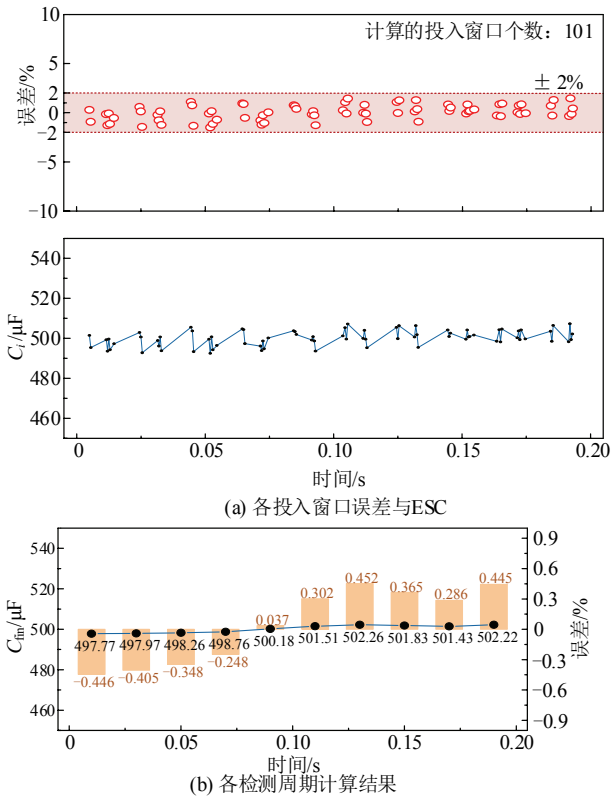


图 18 加入分层算法的容值监测实验结果

Fig.18 Capacitance monitoring experimental results after using time-slicing algorithm

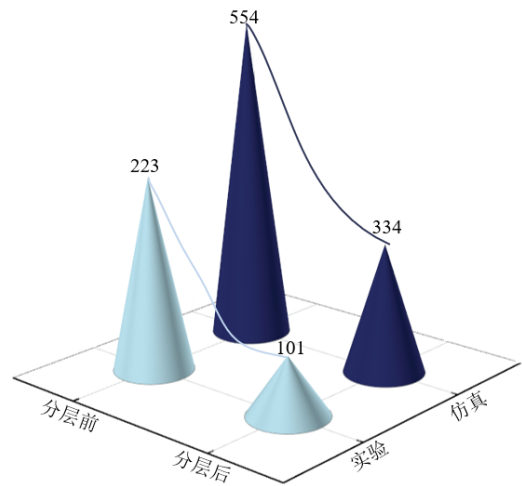


图 19 分层前后所计算的投入窗口个数

Fig.19 Count of calculated inserted windows with and without using time-slicing algorithm

表 2 分层前后所计算的投入窗口个数对比

Table 2 Comparison of count of calculated inserted windows with and without using time-slicing algorithm

$f_s$ /kHz	分层前计算个数	分层后计算个数	减少量/%
250	302	171	43
100	223	101	55
50	217	90	58
25	203	85	58
10	158	55	65

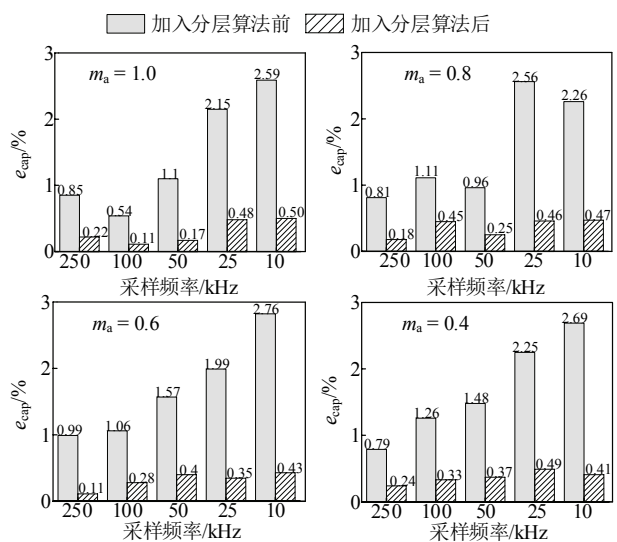


图 20 不同工况下加入分层算法前后容值监测结果

Fig.20 Capacitance monitoring results with and without time-slicing algorithm at different working conditions

分层算法的容值监测精度，其中  $f_s$  在 10~250 kHz 之间， $m_a$  在 0.4~1.0 之间。结果表明，与不加入分

层算法相比, 加入分层算法后, 精度大大提高; 当  $f_s$  降低至 10 kHz 时, 加入分层算法的容值监测误差依旧  $<0.5\%$ , 能保持较好的精度。

表 3 展示了所提出的容值监测方法及其分层算法在单个桥臂中 6 个 SM 上的扩展性能, 实验选取了不同  $f_s$  与调制比。结果表明, 每个 SM 的误差上限保持在  $0.03\% \sim 0.49\%$  之间, 且所有工况下的误差上限均  $<0.5\%$ , 具有较高的精度。

图 21 展示了在  $m_a=0.8, f_s=100$  kHz 运行条件下, 本文所提容值监测方法在上桥臂 6 个 SM 中连续运行的性能表现。图 12 中 2 s 内进行了 100 次容值监测, 其误差始终控制在  $\pm 0.5\%$  以内。结果表明, 该方法不仅能够连续运行过程中保持稳定的监测能力, 还表现出较高的精度。

表 4 分析比较了本文所提方法和其他现有方法, 可知本文所提方法不需要额外的传感器、特定的运行条件、或从控制器中获取 FPGA 开关信号, 具有低计算量和高精度的特点, 整体精度可达到与基于 RSM 方法相当, 即小于  $0.5\%$ 。

### 5 结论

本文提出了一种基于 PWM 调制的 MMC 系统的新型容值监测方法, 对系统工作条件或额外硬件设备无特殊要求。通过仿真和实验结果验证可得, 所提出的方法具有以下优势:

- 1) 所有 SM 电容的容值监测精度高, 误差  $<0.5\%$ , 无需复杂的参数估计算法。
- 2) 使用基于投入时长的分层算法, 电容容值监测精度提高  $2\% \sim 5\%$ ; 在低  $f_s$  (如  $10 \sim 50$  kHz) 下, 该方法同样适用。
- 3) 有快速良好的动态跟踪能力, 适用于所有 SM。

### 参考文献 References

[1] 杜 舒, 赵成勇, 冯谟可, 等. 用于全直流海上风电系统的单相混合型 MMC 直流变压器及其控制策略[J]. 高电压技术, 2023, 49(1): 51-60.  
DU Shu, ZHAO Chengyong, FENG Moke, et al. Single-phase hybrid MMC DC transformer and its control strategy for all-DC offshore wind power system[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(1): 51-60.

[2] 孙玉巍, 王 童, 付 超, 等. 适用于海上风电变频输电的模块化多电平矩阵变换器故障穿越控制策略[J]. 高电压技术, 2023, 49(1): 19-30.  
SUN Yuwei, WANG Tong, FU Chao, et al. Fault ride-through control strategy of modular multilevel matrix converter for fractional frequency transmission system[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(1): 19-30.

表 3 不同 SM 监测  $e_{cap}$  结果

Table 3 Result of  $e_{cap}$  of different SMs

$f_s$ /kHz	$m_a$	$e_{cap}/\%$				
		SM <sub>2</sub>	SM <sub>3</sub>	SM <sub>4</sub>	SM <sub>5</sub>	SM <sub>6</sub>
250	1.0	0.31	0.23	0.16	0.12	0.14
	0.8	0.28	0.15	0.04	0.11	0.20
	0.6	0.06	0.24	0.13	0.42	0.25
	0.4	0.18	0.19	0.26	0.09	0.17
50	1.0	0.05	0.13	0.11	0.30	0.09
	0.8	0.18	0.11	0.41	0.19	0.21
	0.6	0.14	0.13	0.38	0.23	0.29
	0.4	0.07	0.17	0.16	0.26	0.03
10	1.0	0.29	0.14	0.41	0.23	0.37
	0.8	0.38	0.45	0.36	0.49	0.50
	0.6	0.46	0.30	0.34	0.45	0.44
	0.4	0.46	0.41	0.42	0.29	0.44

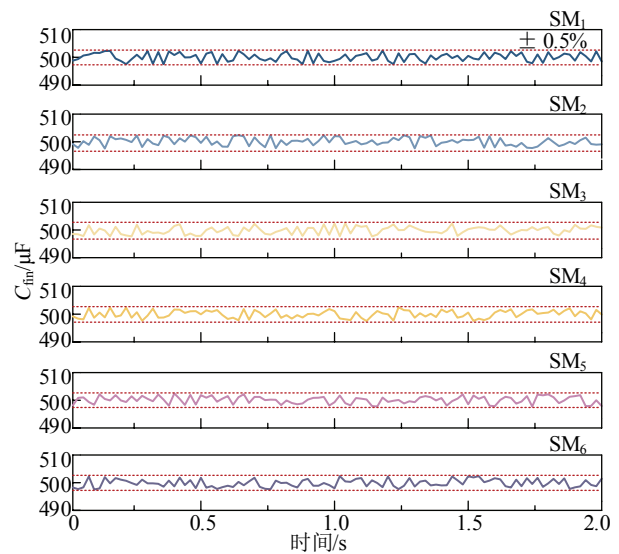


图 21 不同 SM 中连续容值监测结果

Fig.21 Continuous monitoring results in different SMs

表 4 不同 MMC 容值监测方法比较

Table 4 Comparison of different capacitance monitoring methods of MMC

方法	文献	是否需要 额外传 感器	是否需要 特殊运行 状态	是否需要 精确开关 信号	计算 精度/ 负担 %
加入电流传 感器的方法	[11-12]	电流 传感器	否	否	低 $<0.85$
离线方法	[13]	否	启动阶段	否	低 $<1$
提取开关信 号的方法	[14]	否	无环流抑制	是	中 2.5
	[15,17-20]	否	否	是	中 1~5
	[16]	否	否	是	中 $<0.7$
基于 RSM 的 方法	[21-22]	否	否	是	高 0.7
	[26-27]	否	旁路 SM	否	中 $0.3 \sim 0.5$
基于非电参 数方法	[28]	否	否	否	中 $<1$
	[16,23]	否	PWM, NLM	否	高 $<2$
其他方法	[24-25]	否	否	否	高 1~3.5
本文所提 方法		否	否	否	低 $<0.5$

- [3] 秦 堃, 王 略, 邓栎彦, 等. 自同步电压源永磁直驱风电机组的直流电压同步机制及其统一控制结构[J]. 高电压技术, 2023, 49(1): 31-41.  
QIN Yao, WANG Han, DENG Zhenyan, et al. Synchronization mechanism and unified control structure for PMSG-based WTGs by using the DC-link voltage to realize self-synchronous voltage source control[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(1): 31-41.
- [4] PEREZ M A, CEBALLOS S, KONSTANTINOU G, et al. Modular multilevel converters: recent achievements and challenges[J]. IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, 2021, 2: 224-239.
- [5] LIU H, CHEN J N, JIANG D, et al. Uniform distribution spread-spectrum modulation strategy for MMC to reduce conducted EMI and switching loss[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2022, 8(4): 39-51.
- [6] 肖晃庆, 甘慧辰. 基于桥臂并联混合型换流器的海上风电直流送出系统[J]. 高电压技术, 2025, 51(7): 3594-3605.  
XIAO Huangqing, GAN Huichen. Offshore wind power DC transmission system based on arm parallel hybrid converter[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(7): 3594-3605.
- [7] 王霄鹤, 杨林刚, 林 斌, 等. 海上风电柔直系统送端电网故障过电压机理分析及抑制策略[J]. 高电压技术, 2021, 47(8): 2688-2697.  
WANG Xiaohu, YANG Lingang, LIN Bin, et al. Mechanism and restraining strategy of the sending-end grid overvoltage in offshore wind farm-flexible HVDC transmission system under grid faults[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(8): 2688-2697.
- [8] MORADZADEH A, MOHAMMADI-IVATLOO B, POURHOSSEIN K, et al. Data mining applications to fault diagnosis in power electronic systems: a systematic review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 6026-6050.
- [9] 李志元, 王镜然, 徐 哲, 等. 直流电压作用下金属化膜电容器的自愈特性及寿命预测[J]. 高电压技术, 2023, 49(7): 2929-2937.  
LI Zhiyuan, WANG Jingran, XU Zhe, et al. Self-healing characteristics and life prediction of metallized film capacitor under DC voltage[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(7): 2929-2937.
- [10] ROJAS F, JEREZ C, HACKL C M, et al. Faults in modular multilevel cascade converters—part I: reliability, failure mechanisms, and fault impact analysis[J]. IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, 2022, 3: 628-649.
- [11] SHAO S, YU N P, XU X P, et al. Tunnel magnetoresistance-based short-circuit and over-current protection for IGBT module[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 10930-10944.
- [12] MOCEVIC S, WANG J, BURGOS R, et al. Comparison between desaturation sensing and Rogowski coil current sensing for shortcircuit protection of 1.2 kV, 300 A SiC MOSFET module[C]//2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). San Antonio, USA: IEEE, 2018: 2666-2672.
- [13] 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.
- [14] RONANKI D, WILLIAMSON S S. Failure prediction of submodule capacitors in modular multilevel converter by monitoring the intrinsic capacitor voltage fluctuations[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(4): 2585-2594.
- [15] ASOODAR M, NAHALPARVARI M, DANIELSSON C, et al. Online health monitoring of DC-link capacitors in modular multilevel converters for FACTS and HVDC applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(12): 13489-13503.
- [16] POLANCO I, DUJIC D. Condition health monitoring of modular multilevel converter submodule capacitors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 3544-3554.
- [17] JIA H F, DENG Z Z, QU J P, et al. Voltage fluctuation based monitoring scheme of submodule capacitors in modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2023, 38(3): 1938-1948.
- [18] 刘俊杰, 祝令瑜, 孙启明, 等. 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[J]. 高电压技术, 2024, 50(12): 5338-5345.  
LIU Junjie, ZHU Lingyu, SUN Qiming, et al. Condition monitoring method for sub-module capacitance and ESR in modular multilevel converter based on multi-point sampling of capacitor voltage[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(12): 5338-5345.
- [19] WANG Z, PENG L. Grouping capacitor voltage estimation and fault diagnosis with capacitance self-updating in modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 1532-1543.
- [20] 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.
- [21] GENG Z, HAN M X, XIE W Q, et al. A hierarchic capacitor condition monitoring strategy for high-voltage modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2022, 37(6): 5310-5324.
- [22] 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.
- [23] 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.
- [24] XIA H J, ZHANG Y, CHEN M Y, et al. Capacitor condition monitoring for modular multilevel converter based on charging transient voltage analysis[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(3): 3847-3856.
- [25] XIAO Q, WANG H, JIN Y, et al. Submodule capacitance monitoring approach for the MMC with asymptotically converged error[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(5): 4330-4339.
- [26] DENG F J, WANG Q S, LIU D, et al. Reference submodule based capacitor monitoring strategy for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 34(5): 4711-4721.
- [27] 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.
- [28] 许馨愉, 汲胜昌, 郑琳子, 等. 基于超声信号的金膜电容器老化状态评估方法[J]. 电工技术学报, 2025, 40(5): 1652-1661.  
XU Xinyu, JI Shengchang, ZHENG Linzi, et al. Aging state evaluation method of metallized film capacitors based on ultrasonic signals[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(5): 1652-1661.
- [29] ZHENG L Z, JI S C, YAN X Y, et al. Discharge monitoring and aging assessment method for metallized film capacitor based on acoustic signal[J]. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2025, 32(1): 11-19.
- [30] JIA Z, LUO Y J, WANG Q G, et al. An improved submodule capacitor condition monitoring method for modular multilevel converters considering switching states[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2024, 12(6): 2071-2080.



PAN Jianyu  
Ph.D., Professor  
Corresponding author

潘建宇(通信作者)

1989—, 男, 博士, 教授, 博导

主要从事电力变换与控制、中高压电机驱动、SiC器件应用、高压放电防护与监测的研究

E-mail: panjianyu@cqu.edu.cn