

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2518948

## 考虑参数失配下 MMC 对数滑模观测技术研究\*

郝为瀚<sup>1,2</sup> 彭冠炎<sup>2</sup> 陈永稳<sup>2</sup> 詹宇泓<sup>3</sup> 李天皓<sup>3</sup>

(1. 华中科技大学强电磁技术全国重点实验室 武汉 430074; 2. 中国能源建设集团广东省电力设计研究院有限公司 广州 510663; 3. 上海理工大学机械工程学院电气工程系 上海 200093)

**摘要:** 基于模块化多电平变流器(MMC)的柔性直流输电系统通常采用传统滑模观测技术观测状态变量,在运行工况突变下导致系统状态重构精度与暂态响应速度显著下降。提出一种离散时间对数滑模观测(DTLSMO)技术,构造观测误差范数及期望幅值的动态边界层函数,实现观测器增益的自适应非线性映射,规避依赖经验试错的参数整定过程。建立参数失配下 MMC 离散化模型并分析其能观测性,设计基于有源阻尼特性的对数滑模趋近律并注入桥臂动态方程,利用二倍频环流注入算法以实现电容电压均衡控制与环流抑制的协同优化,证明了所提观测器的渐进稳定性与广义收敛性。在 MATLAB/Simulink 平台仿真分析直流电压 9.6 kV MMC 系统并搭建硬件样机实验验证,引入 ITAE 等评价指标对比分析 DTLSMO 与传统时间离散滑模观测器(DTSMO)、自适应观测器(AO)的动态性能差异,证明所提观测器在桥臂电感失配 20% 时观测精确度分别提升 0.935% 和 2.535%,在电容值不确定和直流电压突变下仍可展现其快速响应能力,鲁棒性良好。

**关键词:** 模块化多电平变流器;参数失配;有源阻尼;渐进稳定;广义收敛

**中图分类号:** TN98;TM46 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4017

Research on MMC logarithmic sliding mode observation technology  
considering parameter mismatchHao Weihan<sup>1,2</sup> Peng Guanyan<sup>2</sup> Chen Yongwen<sup>2</sup> Zhan Yuhong<sup>3</sup> Li Tianhao<sup>3</sup>

(1. State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Technology, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China; 2. China Energy Engineering Group Guangdong Electric Power Design Institute Co., Ltd., Guangzhou 510663, China; 3. Department of Electrical Engineering, School of Mechanical Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China)

**Abstract:** Flexible DC transmission systems based on modular multilevel converters (MMC) typically use traditional sliding mode observation techniques to observe state variables, which can significantly reduce the accuracy of system state reconstruction and transient response speed under sudden changes in operating conditions. A discrete-time logarithmic sliding mode observation technique (DTLSMO) is proposed, which constructs dynamic boundary layer functions of observation error norm and expected amplitude, achieves adaptive nonlinear mapping of observer gain, and avoids the parameter tuning process that relies on empirical trial and error. Establish a discretization model of MMC under parameter mismatch and analyze its observability. Design a logarithmic sliding mode approaching law based on active damping characteristics and inject it into the bridge arm dynamic equation. Use the second harmonic circulating current injection algorithm to achieve the coordinated optimization of capacitor voltage balance control and circulating current suppression. Prove the asymptotic stability and generalized convergence of the proposed observer. Analyze the DC voltage 9.6 kV MMC simulation system on MATLAB/Simulink platform and build a hardware prototype for experimental verification. Introduce evaluation indicators such as ITAE to compare and analyze the dynamic performance differences between DTLSMO and traditional time discrete sliding mode observer (DTSMO) and adaptive observer (AO). It is proved that the proposed observer improves the observation accuracy by 0.935% and 2.535% respectively when the bridge arm inductance is mismatched by 20%. It can still demonstrate its fast response ability under uncertain capacitor values and sudden changes in DC voltage, and has good robustness.

**Keywords:** modular multilevel converter; parameter mismatch; active damping; asymptotic stability; generalized convergence

## 0 引言

随着国际对气候变暖和低碳排放的关注日益增加,我

国能源结构转型势不可挡,电力系统因分布式电源渗透率的提升导致负荷侧双向功率流呈现激增态势<sup>[1-2]</sup>。一方面,分布式能源接入配电网比例日益增加,尖峰负荷特征愈发

收稿日期:2025-05-27

\* 基金项目:国家自然科学基金(51707121)项目资助

明显<sup>[3]</sup>;另一方面,传统配电变压器难以满足新型电力系统的灵活性需求<sup>[4]</sup>。模块化多电平变流器(modular multilevel converters, MMC)凭借其高效的能量转换效率和平滑的功率输出特性,在构建清洁低碳、安全高效的现代能源体系,促进可再生能源发电高效并网展现出巨大的潜力。

作为柔性直流输电系统与新能源并网系统的核心装备,监测 MMC 电容电压并实时校正偏差关系到电力系统功率传输效率与设备安全。国内外学者提出若干种子模块电容电压精准观测技术,一类是针对子模块电容电压开关管故障诊断<sup>[5-10]</sup>,如自适应截断平均数的聚类算法<sup>[6]</sup>、龙伯格观测器<sup>[8]</sup>、双重滑模观测器<sup>[9]</sup>,以上方法利用数学建模与 IGBT 驱动信号即可观测相关状态与定位故障,精准定位单个或多个故障 IGBT;另一类是针对额定电容电压的动态观测<sup>[11-14]</sup>,如变增益观测器<sup>[11]</sup>、扩展卡尔曼滤波器<sup>[12]</sup>、自适应观测器<sup>[14]</sup>,以上观测器节约硬件架构成本,减少传感器数量,不涉及误差边界估测、不可行域整定与复杂多维计算。

对数滑模观测器(discrete-time logarithmic sliding mode observer, DTLSMO)在远离滑模面时具有高增益特性以加速收敛,接近滑模面时增益自动衰减以抑制抖振,可动态优化收敛轨迹,实现全局快速收敛与局部平滑切换的协同。文献<sup>[15]</sup>针对对数观测器自身进行探讨,在具有有界扰动的积分系统中提出一种线性时变对数状态观测器,通过构造含时变增益矩阵的观测方程,实现对系统状态的渐进估计。当系统处于无噪声环境时,将扰动边界信息嵌入时变增益设计,构建含非线性增长项的 Lyapunov 函数,使得扰动能量在状态空间中以超越指数级的速率衰减,通过与线性高增益观测器和滑模高阶微分器的比较,表明了所提对数观测器的优良特性。文献<sup>[16]</sup>提出一种基于二阶外部系统模型的滑模观测器,通过引入对数滑模面设计,通过线性坐标变换和频率自适应调整,有效抑制传统滑模观测器在噪声环境下的抖振问题,将收敛速度提升 30% 以上,实现了单相电网电压参数的鲁棒估计,降低了对电网频率偏移的敏感性。该方法结合对数滑模的快速收敛性和自适应律调整,使系统在参数变化(质量波动 $\pm 15\%$ )时仍能保持稳定。在参数失配(如线路电阻随温度变化)场景下,自适应对数滑模观测器通过动态调整滑模增益,降低误报率<sup>[17]</sup>。尽管现有研究已揭示 DTLSMO 常用于提升系统动态响应和抗干扰能力的多维场景,但针对电力系统中多物理尺度(微秒级电网暂态-秒级电网动态)与参数时变(温漂-电容饱和和多维耦合)的交互作用下 MMC 观测系统<sup>[18]</sup>,其观测器设计仍缺乏基于泛函分析的统一表征框架,鲁棒性边界在该理论建构的形成显著缺口,而对数滑模通过软化趋近律减缓了传统滑模的“硬切换”,其非光滑动态切换特性使得系统收敛到全局最优状态。

因此,针对模块化多电平变流器动态工况下子模块电

容电压的强非线性耦合特性及高精度观测需求,提出一种基于离散对数趋近律的滑模观测设计策略。建立计及参数失配(如电容容差、级联电感漂移)的 MMC 精细化动态模型,揭示系统内在的非线性动力学特性并分析其能观测性,系统揭示了开关函数非线性动力学特性对观测器收敛速率的约束机制,针对传统自适应观测器参数估计的收敛速度与稳态精度难以兼顾及离散滑模观测器存在固有滑模抖振与动态响应缓慢等问题,引入特定快速下降对数趋近策略,提升了动态响应能力并减轻了滑模抖振,为准确的状态估计提供了理论支持。通过仿真平台和硬件样机进行测试,证明该观测方法在复杂工况下表现出优越的电容电压动态特性和工业应用潜力。

## 1 MMC 数学模型

### 1.1 MMC 电路拓朴

三相 MMC 拓朴如图 1 所示,每相 MMC 均包含上下两个桥臂,每个桥臂由  $N$  个半桥子模块(half bridge submodule, HBSM)和桥臂电阻  $R_0$  和桥臂电感  $L_0$  级联而成,每个子模块由两个绝缘栅双极型晶体管  $S_1$ 、 $S_2$  与反并联二极管  $D_1$ 、 $D_2$ 、储能电容  $C_0$  组成,直流电容  $C_0$  提供稳定的直流电压。通过驱动开关信号将上下桥臂不同数量的子模块投入与切除,在输出终端获得近似正弦波的阶梯交流电压  $u_{a0}$ 、 $u_{b0}$  和  $u_{c0}$ 。

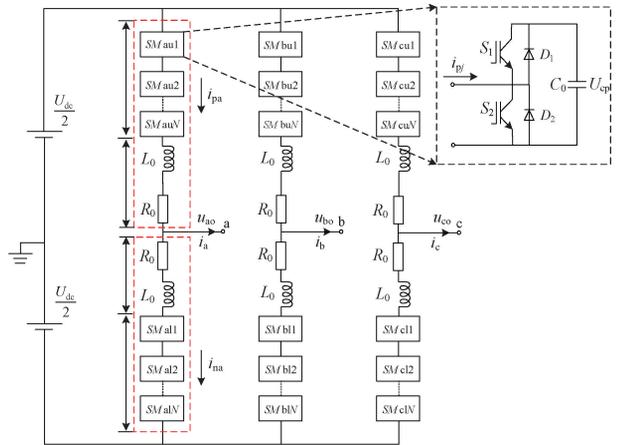


图 1 MMC 电路拓朴结构

Fig. 1 Topology of MMC circuit

子模块的正常工作模式有投入模式和切除模式。当  $S_1$  导通、 $S_2$  关断时,子模块处于投入模式,子模块电容电压  $U_{cp}$  等于额定电压  $u_{sm}$ ;当  $S_1$  关断、 $S_2$  导通,子模块处于切除模式。

实际工程中由于 MMC 子模块封装在开关柜中,工作时间过长会产生高湿度或者腐蚀性气体,电容器易出现漏电流增大、额定容量减少,介电常数过大等问题,电感内部存在磁滞损耗和涡流损耗等非电气特性因素导致参数发生变化。定义桥臂动态方程为:

$$\begin{cases} \frac{di_{pa}(t)}{dt} = \frac{1}{L_m} \left[ \frac{U_{dc}}{2} - S_u^T(t)U_{cp}(t) - R_0 i_{pa}(t) - u_{ao}(t) \right] + f_{1u}(t) \\ \frac{dU_{cp}(t)}{dt} = \frac{1}{C_m} [i_{pa}(t)S_u(t)] + f_{2u}(t) \\ \frac{di_{na}(t)}{dt} = \frac{1}{L_m} \left[ \frac{U_{dc}}{2} - S_l^T(t)U_{cn}(t) - R_0 i_{na}(t) + u_{ao}(t) \right] + f_{1u}(t) \\ \frac{dU_{cn}(t)}{dt} = \frac{1}{C_m} [i_{na}(t)S_l(t)] + f_{2u}(t) \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $U_{dc}$  为直流侧电压,  $i_{pa}(t)$ 、 $i_{na}(t)$  为 A 相上下桥臂电流,  $U_{cp}(t)$ 、 $U_{cn}(t)$  为上下桥臂每个子模块电容电压,  $S_u(t)$ 、 $S_l(t)$  为上下桥臂每个子模块电容电压开关信号,  $u_{ao}(t)$  为 A 相交流侧输出电压,  $L_0$  和  $R_0$  是桥臂电感和电阻,  $C_0$  是直流侧储能电容。进一步地,  $f_{1u}(t) = (\frac{1}{L_0} -$

$\frac{1}{L_m}) [\frac{U_{dc}}{2} - S_u^T(t)U_{cp}(t) - R_0 i_{pa}^{p/n}(t) \pm u_{ao}(t)]$ ,  $f_{2u}(t) = (\frac{1}{C_0} - \frac{1}{C_m}) [i_{pa}^{p/n}(t)S_u(t)]$ ; 考虑不确定项是抗噪和有边界的,  $|f_{1u}(t)| \leq f_{1m}(t)$ ,  $|f_{2u}(t)| \leq f_{2m}(t)$ 。

### 1.2 MMC 观测性证明

以桥臂电压作为构建模型的输出变量, 其偏微分导数是桥臂电流与投入的有效子模块电容上的电压均分得到的, 状态变量输出如下:

$$\begin{cases} \mathbf{x} = [U_{cp} \ U_{cn} \ i_{pa} \ i_{na}]^T \\ \mathbf{y} = [U_{cp} \ U_{cn}]^T \\ \mathbf{y} = \mathbf{ax} \cdot \mathbf{a} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2)$$

其中, 矩阵  $\mathbf{a}$  是固定值, 与 MMC 子模块数无关。

在构建状态观测器之前, 判定该非线性系统的观测性。

MMC 数学关系如下:

$$\begin{cases} \mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = [U_{cp} \ U_{cn} \ i_{pa} \ i_{na}]^T \\ \mathbf{y} = [y_1 \ y_2]^T = [U_{cp} \ U_{cn}]^T \\ \mathbf{f} = [\dot{x}_1 \ \dot{x}_2 \ \dot{x}_3 \ \dot{x}_4]^T = \left[ \frac{dU_{cp}}{dt} \ \frac{dU_{cn}}{dt} \ \frac{di_{pa}}{dt} \ \frac{di_{na}}{dt} \right]^T \end{cases} \quad (3)$$

为使得 MMC 数学模型可观测, 构建雅可比矩阵并使其满秩, 行列式大于 0, 如式(4)所示。

$$\mathbf{J}(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial O_{B1}}{\partial x_1} & \frac{\partial O_{B2}}{\partial x_2} & \frac{\partial O_{B3}}{\partial x_3} & \frac{\partial O_{B4}}{\partial x_4} \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中, 矢量函数  $\mathbf{O}_B$  被证明为  $\mathbf{O}_B = [y_1 \ y_2 \ L_d y_1 \ L_d y_2]^T$ , 如  $L_d i_{pa}$  为  $(\partial i_{pa} / \partial x) f$ , 对于  $i_{pa}$  的 Lyapunov 偏微分与  $f$  相关。

雅可比矩阵被定义为:

$$\mathbf{J}(x) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{\partial}{\partial x_1} L_d y_1 & \frac{\partial}{\partial x_2} L_d y_1 & \frac{\partial}{\partial x_3} L_d y_1 & \frac{\partial}{\partial x_4} L_d y_1 \\ \frac{\partial}{\partial x_1} L_d y_2 & \frac{\partial}{\partial x_2} L_d y_2 & \frac{\partial}{\partial x_3} L_d y_2 & \frac{\partial}{\partial x_4} L_d y_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

进一步地, 雅可比矩阵被划分为 4 个  $2 \times 2$  矩阵并求取行列式:

$$\begin{cases} \mathbf{J}(x) = \begin{bmatrix} X & 0 \\ Y & Z \end{bmatrix} \\ |\mathbf{J}(x)| = \begin{vmatrix} X & 0 \\ Y & Z \end{vmatrix} = |X| \cdot |Z| \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} |\mathbf{J}(x)| &= \frac{\partial}{\partial x_3} L_d y_1 \cdot \frac{\partial}{\partial x_4} L_d y_2 - \frac{\partial}{\partial x_4} L_d y_1 \cdot \frac{\partial}{\partial x_3} L_d y_2 = \\ &= \frac{\partial}{\partial i_{pa}} \frac{dU_{cp}}{dt} \cdot \frac{\partial}{\partial i_{na}} \frac{dU_{cn}}{dt} - \frac{\partial}{\partial i_{na}} \frac{dU_{cp}}{dt} \cdot \frac{\partial}{\partial i_{pa}} \frac{dU_{cn}}{dt} = \\ &= \frac{\partial}{\partial i_{pa}} \frac{i_{pa}}{C_0/S_u(t)} \cdot \frac{\partial}{\partial i_{na}} \frac{i_{na}}{C_0/S_l(t)} - \frac{\partial}{\partial i_{na}} \frac{i_{pa}}{C_0/S_u(t)} \cdot \\ &= \frac{\partial}{\partial i_{pa}} \frac{i_{na}}{C_0/S_l(t)} = \frac{S_u(t)S_l(t)}{C_0^2} \end{aligned} \quad (7)$$

显然, 储能电容  $C_0$  为非负值, 由于  $S_u \neq 0$ ,  $S_l \neq 0$ , “0” 和 “1” 表示  $0_{N \times 1}$  和  $1_{N \times 1}$ 。由于 MMC 桥臂电流  $i_{pa}$ 、 $i_{na}$  与电容电压  $U_{cp}$ 、 $U_{cn}$  为特定值, 使得  $\mathbf{J}(x)$  的行列式大于 0, 因此上桥臂和下桥臂的状态变量是有界的, 所提状态观测器可观。

## 2 离散对数滑模观测器设计

### 2.1 对数滑模观测技术

对数滑模观测器通常能够将系统状态趋近到滑模面上, 一旦进入滑动模态就能迅速稳定。这是由于对数函数具有特定的快速下降特性, 在远离滑模面时提供较快的趋近速度, 接近滑模面时自动减小增益, 确保平稳过渡而不引发剧烈抖振。为使得观测误差快速收敛并抑制抖振, 利用 MMC 动力学系统提出一种新型非奇异滑模面:

$$\begin{cases} e = \hat{i}_{pa} - i_{pa} \\ s = |e|^a \ln(k|e| + 1) \text{sign}(e) \end{cases} \quad (8)$$

如图 2 所示,  $k$  取值对于对数滑模趋近律影响较大, 随着  $k$  增大, 滑模趋近律的广义速度趋势在原点附近更陡, 在接近滑模面时,  $k$  对于收敛速度的影响更小, 降低了滑模趋近律饱和风险。

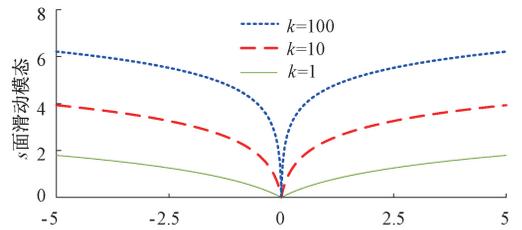


图 2 对数滑模原点附近滑动面函数轨迹

Fig. 2 Trajectory of sliding surface function near the origin of logarithmic sliding mode

利用式(8), 令  $s = \dot{s} = 0$ , 则有:

$$\dot{e}_1 = -a \ln(k|e| + 1) \text{sign}(e) \quad (9)$$

随时间变化的积分如下:

$$-\frac{de}{\alpha \ln(k|e|+1)\text{sign}(e)} = dt \quad (10)$$

积分后可得:

$$t = \int_{t_f}^{t_r} dt = \int_{|e(t_f)|}^{|e(t_r)|} \frac{de}{\alpha \ln(k|e|+1)\text{sign}(e)} = \frac{1}{\alpha k} [li[k|e(t_r)|+1] - li[k|e(t_f)|+1]] \quad (11)$$

系统输出达到原点满意邻域的时间计算为:

$$t = \frac{1}{\alpha} \frac{p}{p-q} [ |e(t_r)|^{1-\frac{q}{p}} - |e(t_f)|^{1-\frac{q}{p}} ] \quad (12)$$

其中,  $p > q > 0, 0 < q/p < 1$ 。通过优化调节参数  $\alpha$  和  $k$  的增益系数, 系统收敛至原点预定邻域的暂态时间显著缩减, 同时滑模面附近的抖振现象得到有效抑制。

基于对数函数的滑模控制策略能够在有限时间内实现跟踪误差的全局收敛, 在引入线性有源阻尼注入观测器后, 使系统呈现出更优的动态响应: 一方面可将状态收敛时间缩短约 30%~40%, 另一方面通过非线性阻尼的智能调节机制, 在滑动模态阶段仍能维持 0.05% 量级的高稳态精度。通过构造具有自平衡特性的滑模函数, 避免了复杂的微分方程求解, 克服了“微分爆炸”这一难题。

## 2.2 MMC 对数滑模观测器设计

以 A 相上桥臂为例, 设置 MMC 采样时间为  $\tau$  ( $\tau \sim 10^{-6}$  s), 利用前向欧拉法将其离散化:

$$i_{pa}(k+1) = i_{pa}(k) + \frac{\tau}{L_0} [ \frac{U_{dc}}{2} - S_u^T(k)U_{cp}(k) - R_0 i_u(k) - u_{ao}(k) ] \quad (13)$$

$$U_{cp}(k+1) = U_{cp}(k) + \frac{\tau}{C_0} [ i_{pa}(k)S_u(k) ] \quad (14)$$

MMC 上桥臂动态响应方程离散化为:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_u(k+1) = \mathbf{A}_u(k)\mathbf{x}_u(k) + \mathbf{B}_u(k) + \mathbf{f}_u(k) \\ \mathbf{y}_u(k+1) = \mathbf{C}_u(k)\mathbf{x}_u(k) \end{cases} \quad (15)$$

$$\text{其中, } \mathbf{x}_u = [i_{pa} \ U_{cp}]^T, \mathbf{A}_u(k) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{\tau R_0}{L_0} & \frac{\tau S_u^T(k)}{L_0} \\ \frac{\tau S_u(k)}{C_0} & I_{N \times N} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_u(k) = \frac{\tau}{L_0} \begin{bmatrix} \frac{U_{dc}}{2} - u_{ao}(t) \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{f}_u = \tau [ f_{1u} \ f_{2u} ]^T.$$

基于离散对数趋近律 MMC 上桥臂动态方程如下:

$$\hat{i}_{pa}(k+1) = \hat{i}_{pa}(k) + \frac{\tau}{L_0} [ \frac{U_{dc}}{2} - S_u^T(k)\hat{U}_{cp}(k) - R_0 i_u(k) - u_{ao}(k) ] + \lambda_{iu} \quad (16)$$

$$\hat{U}_{cp}(k+1) = \hat{U}_{cp}(k) + \frac{\tau}{C_0} [ i_{pa}(k)S_u(k) ] + \lambda_{vu} \quad (17)$$

上桥臂观测误差被定义为:

$$e_{iu}(k) = i_{pa}(k) - \hat{i}_{pa}(k) \quad (18)$$

$$e_{vu}(k) = U_{cp}(k) - \hat{U}_{cp}(k) \quad (19)$$

对比式(17)、(18)与(20)、(21), 上桥臂动态观测误差为:

$$e_{iu}(k+1) = e_{iu}(k) - \frac{\tau}{L_0} S_u^T(k)e_{vu}(k) + \tau f_{1u}(k) - \lambda_{iu} \quad (20)$$

$$e_{vu}(k+1) = e_{vu}(k) - \lambda_{vu} + \tau f_{2u}(k) \quad (21)$$

为使得观测器尽可能接近 MMC 真实系统, 确保观测系统与真实系统一致, 保证误差在边界误差  $\delta = (\frac{\tau}{2L_0} S_u^T S_u |e_{iu}(0)| + \tau f_{1u})$  之内, 设置注入的离散对数趋近阻尼为:

$$\lambda_{iu} = \frac{\ln(1+|e_{iu}|)}{\ln(1+M)} |e_{iu}|^\alpha \text{sign}(e_{iu}) \quad (22)$$

$$\lambda_{vu} = -\frac{1}{L_0} S_u(k)(e_{iu} - \lambda_{iu}) \quad (23)$$

其中,  $\alpha \in (0, 1)$ ,  $M$  为桥臂电流误差最大值。

相似地, 下桥臂动态方程也具有可观性, 注入的有源阻尼设置为:

$$\lambda_{il} = \frac{\ln(1+|e_{il}|)}{\ln(1+M)} |e_{il}|^\alpha \text{sign}(e_{il}) \quad (24)$$

$$\lambda_{vl} = -\frac{1}{L_0} S_l(k)(e_{il} - \lambda_{il}) \quad (25)$$

考虑到  $i_{pn}$  和  $i_{nn} \in R_p$ , 所提观测方法可扩展到任意相,  $p \in (a, b, c)$ , 对数滑模观测控制框图具体如图 3 所示。

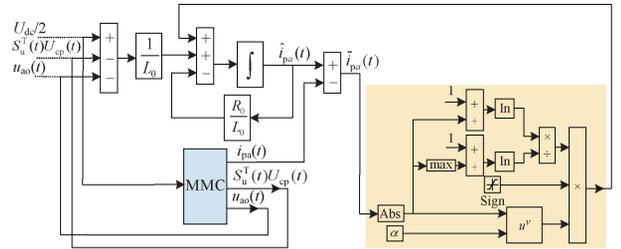


图 3 对数滑模观测技术控制框图

Fig. 3 Control block diagram of logarithmic sliding mode observation technology

如图 4 所示, 基于李雅普诺夫稳定性分析的实验结果表明: 当误差量  $e_{iu}$  持续增大时, 复合函数  $\ln(1+M) \times \lambda_{iu}$  在  $[0.05, 0.15]$  的稳态误差带内呈现渐进收敛特性。较大  $\alpha$  值可使收敛速率显著提高 (上升时间缩短约 32%), 而较小  $\alpha$  值通过动态限幅机制, 既能有效规避执行器饱和和风险, 又可显著削弱滑模控制中的高频抖振现象。非线性项  $\ln(1+M)$  构建了独特的增益约束机制, 确保系统状态始终被严格限制在  $(0, 1)$  的规范化区间内。

## 2.3 稳定性证明

假设  $\mathbf{z}(k, \mathbf{x}) = [x_1, x_2, x_3, \dots, x_{N-1}, x_N]^T$ , 选择一种特殊矩阵  $\mathbf{M}$ , 包含若干子集投影序列, 集合序列如  $\{1, 1, 1, \dots, 1, 0\}, \dots, \{1, 0, 1, \dots, 1, 1\}, \{0, 1, 1, \dots, 1, 1\}$ 。

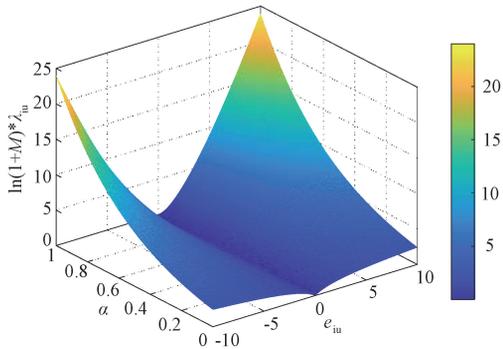


图 4  $\ln(1+M) * \lambda_{iu}$  轨迹  
Fig. 4  $\ln(1+M) * \lambda_{iu}$  trajectory

针对特定时刻的  $M_i, M_z$  值是唯一的,且  $M$  的维数与  $z$  的维数是一致的,  $Mz = [x_N \ x_{N-1} \ \dots \ x_2 \ x_1]$ 。从表 1 可以看出,对于投影阵列  $M, Mz$  是  $N$  维常数阵,因此  $z(k, x)$  是可观测的。

表 1 子模块电容电压开关模式及状态

Table 1 Submodule capacitor voltage switch mode and status

模式	$U_{cp1}$	$U_{cp2}$	...	$U_{cp(N-1)}$	$U_{cpN}$
$0:(0,0,0,\dots,0,0)$	$\equiv$	$\equiv$	...	$\equiv$	$\equiv$
$1:(0,0,0,\dots,0,1)$	$\equiv$	$\equiv$	...	$\equiv$	$\Delta$
$2:(0,0,0,\dots,1,0)$	$\equiv$	$\equiv$	...	$\Delta$	$\equiv$
$\vdots$	...	...	...	...	...
$2^{N-2}:(1,1,1,\dots,1,0)$	$\Delta$	$\Delta$	...	$\Delta$	$\equiv$

### 2.4 子模块电容电压均衡策略

利用开关状态整定实现的电容电压观测技术,在每一采样周期内考虑二倍频环流注入的电容电压基波和二倍频波动分量作为抑制目标,以实现全局优化,获取二倍频环流注入的幅值和相位生成参考信号,参考信号与二倍频环流本身的共模电压相抵消,生成期望的差模参考电压。

由于半桥 SM 电容电压在单一采样周期内没有明显变化,因此每个采样周期只对电容电压采样一次。若出现多个子模块具有相同电压值的情况,也默认遵循此规则,即在特定臂中使用分配的子模块编号标签顺序进行子模块首选选择。当前时刻若出现  $M$  个子模块具有相同的观测的电容电压,则需  $N_p$  个 SM 需要投入特定的桥臂,若桥臂电流方向为正,则选择标号较小的  $N_p$  个子模块进行投入;若桥臂电流方向为负,则选择标号较大的  $N_p$  个子模块投入。

### 2.5 MMC 无感系统整体控制

如图 5 所示 MMC 无感控制系统采用分层控制架构,其核心由功率-电流双闭环协同控制构成。该架构通过多时间尺度协调实现以下关键技术环节:1)基于对数滑模变结构理论设计有源阻尼项,构建桥臂电流状态观测模型;2)实时采集各子模块电容电压估计值及桥臂电流信号,通过二倍频环流抑制算法动态解耦功率波动分量;3)依据电压平衡策略在线计算最优投入子模块数,生成开关状态决

策变量;4)结合前馈预测机制预估下一采样周期的电气状态量,通过最近电平逼近调制(NLM)算法实现子模块开关信号的实时分配。分层控制策略在保证动态响应速度的同时,通过滑模观测器与预测算法的协同作用,有效平衡了系统稳态精度与开关损耗之间的矛盾。

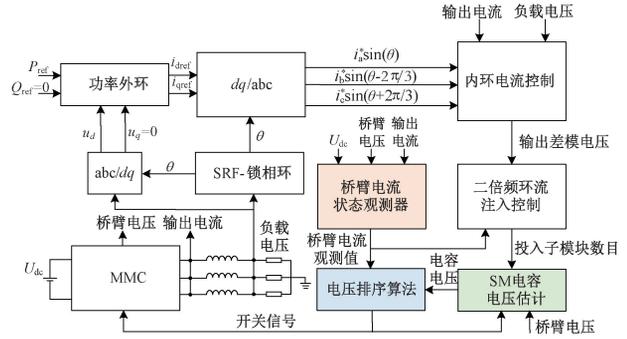


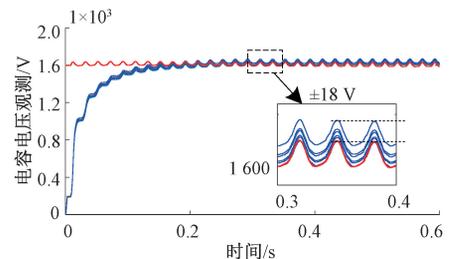
图 5 MMC 系统无感控制整体原理图

Fig. 5 Overall schematic diagram of sensorless control for MMC system

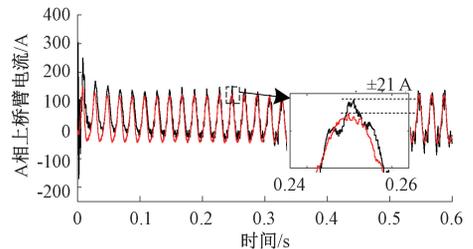
## 3 仿真分析和实验验证

### 3.1 稳态仿真分析

采用 MATLAB/Simulink 搭建三相 7 电平 MMC 逆变系统,仿真中设直流电压为 9.6 kV,模拟高压直流输电场景,每相桥臂包含 6 个子模块,生成 7 电平输出,设置桥臂电感为 5 mH,限制电流变化率,抑制环流和开关瞬态冲击,2.2 mF 子模块电容维持子模块电压稳定,影响系统动态响应和能量缓冲能力。设置 MMC 变流器采样步长为 1 μs,开关频率  $f_{sw}$  为 20 kHz,高频开关降低输出谐波,配合观测器步长  $f_{obs}$  以保证仿真精度。MMC 电容电压及桥臂电流观测如图 6 所示。MMC 仿真和硬件参数如表 2 所示。



(a) MMC 电容电压真实值与观测值  
(a) Actual and observed values of MMC capacitor voltage



(b) A 相上桥臂电流真实值与观测值  
(b) Actual and observed values of arm current on phase A

图 6 A 相上桥臂电容电压观测

Fig. 6 Observation of bridge arm capacitor voltage on phase A

表 2 MMC 仿真和硬件参数

Table 2 MMC simulation and hardware parameters

参数	仿真数值	硬件数值
直流电压 $U_{dc}$	9.6 kV	240 V
桥臂模块数 $N$	6	3
桥臂电感 $L_0/mH$	5	4.25
桥臂电阻 $R_0/\Omega$	0.01	0.01
子模块电容 $C_0/mF$	2.2	2.2
负载电阻 $R_a/\Omega$	20	16
负载电感 $L_a/mH$	10	10
观测器步长 $f_{obs}/\mu s$	10	8
开关频率 $f_{sw}/kHz$	20	2

如图 7 所示,取  $U_{dc}$  的最大值和电感值 20% 作为不确定性,可得所提观测技术  $\tau f_{1m}$  的值约为 50,是真实电压的 2.125%, ( $U_{dc}$  为 9.6 kV,  $N=6$ , 单子模块电压为 1 600 V)。与离散滑模观测器 (discrete time sliding mode observer, DTSMO)、自适应观测器 (adaptive observer, AO) 对比,设置电感值降低 20% 模拟电感升温老化,对数滑模观测技术的电压误差是真实电压的 2.125%,最大误差是 34 V,离散

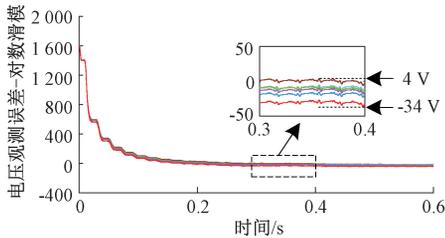
滑模观测器的电压误差是真实电压的 3.06%,最大误差是 49 V,自适应观测器电压误差是真实电压的 4.75%,最大误差是 76 V。

利用积分绝对误差 (ITAE), 积分时间绝对误差 (ITSE), 积分时间平方误差 (IAE) 对 3 种观测技术特性量化分析,如表 3 所示。

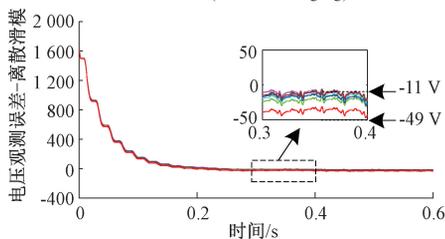
表 3 三种观测技术表现特性比较

Table 3 Comparison of performance characteristics of three observation techniques

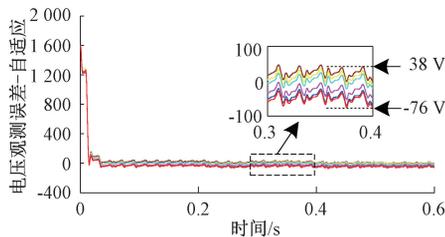
表现特性		对数滑模	离散滑模	自适应
		观测	观测	观测
ITAE (Integral Time Absolute Error)	SM1	105.2	289.2	487.4
	SM2	172.9	209.1	229.6
	SM3	142.6	336.5	511.7
	SM4	86.2	310.4	149.2
	SM5	99.3	116.4	98.5
	SM6	133.9	199.7	192.1
ITSE (Integral Time Square Error)	SM1	992.7	2 354.7	5 032.0
	SM2	1 452.5	2 664.1	4 923.6
	SM3	1 352.1	2 763.9	4 276.9
	SM4	2 042.5	1 587.2	3 754.5
	SM5	1 899.5	2 688.3	4 524.1
	SM6	1 394.1	1 947.2	3 841.3
IAE (Integral Absolute Error)	SM1	64.8	129.2	346.7
	SM2	88.5	108.7	247.5
	SM3	79.9	171.8	137.2
	SM4	108.9	138.6	193.2
	SM5	93.8	104.2	258.2
	SM6	84.3	116.3	172.4



(a) 对数滑模电容电压观测误差 (电感老化)  
(a) Logarithmic sliding mode capacitor voltage observation error (inductance aging)



(b) 离散滑模电容电压观测误差 (电感老化)  
(b) Discrete sliding mode capacitor voltage observation error (inductance aging)



(c) 自适应电容电压观测误差 (电感老化)  
(c) Adaptive capacitor voltage observation error (inductance aging)

图 7 三种观测技术电压观测误差

Fig. 7 Voltage observation errors of three observation techniques

由上表可知,自适应观测器与离散滑模观测器的均方根 ITSE 指标 (RMSITSE) 是所提对数滑模观测器的 2~3 倍,同样, AO 和 DTSMO 的均方根 ITAE (RMSITAE)、均方根 IAE (RMSIAE) 分别是 DTLSMO 的 (1.4, 3.1) 和 (1.3, 2.5) 倍。对数滑模观测技术电压观测抖动较小,抖振水平表现出滑动变量在零附近的最大误差,抖振越弱,误差越小,鲁棒性良好,整体表现特性优于离散滑模观测器与自适应观测器。

由于自适应观测器注入的阻尼包含参数较多,针对  $\lambda_{j1}, \lambda_{j2}, \lambda_{i1}, \lambda_{i2}, \rho_i$  的值,需要整定模拟多次且阻尼项本身依赖于电压误差边界值  $e_{vn}$  (该估计值在观测前是未知的);滑模观测器仅需要整定两个参数 ( $\alpha, \beta$ ), 当明晰两参数的范围,无需猜测  $\alpha$  和  $\beta$  的值即可确定良好数值 ( $0 < \alpha < 1$  与  $\beta > 0$ )。DTSMO 使用不可行假设域来定义收敛性,即假定下一时刻子模块电压值  $u_{cu}(k+1)$  与当前时刻子模块电压值  $u_{cu}(k)$  默认保持不变,但这可能并不适用于所有的采样

周期,它还依赖于初始电流观测误差  $e_{i0}$ ,若  $e_{i0}$  很低,结果可能不令人满意。DTLSMO 仅考虑一个参数  $\alpha$ ,就观测器设计的鲁棒性和简单性以及改进的性能而言,所提的 DTLSMO 成为更好的选择。

实际 MMC 系统中单桥臂半桥臂子模块数目越少,为保证优质的电能质量,需要开关频率越高。当单桥臂子模块数目更多时,开关频率通常会保持在较低的数值。因此为研究不同开关频率影响,模拟单桥臂 6 个子模块时开关频率为 10 kHz,单桥臂 12 个子模块时开关频率为 2 kHz,在稳态运行时,观察到电压估计的最大误差分别为 32 V 和 35 V,这也证明了该观测器的良好观测特性。

### 3.2 暂态仿真分析

为展现所提观测技术的暂态稳定性,在保持调制系数不变的情况下,直流电压在 0.5 s 内从 10 kV 提高至 12 kV。由于 MMC 采用  $2N+1$  电平调制,线电压总共有 13 个电平,负载电流近似正弦。如图 8 所示,将提出的对数滑模观测器作用于上下桥臂, $\alpha$  值取 0.4,真实电压不存在发散,0.2 s 时观测电压无限趋近于真实电压,将观测的每个子模块电压代替原电容传感器的测量电压,传递至子模块均衡控制算法。

为验证 DTLSMO 观测器对系统参数摄动的固有鲁棒特性,针对 MMC 子模块的实际电容参数,在观测器中分别设置了  $\pm 20\%$  的偏差值进行对比分析——该偏差范围是基

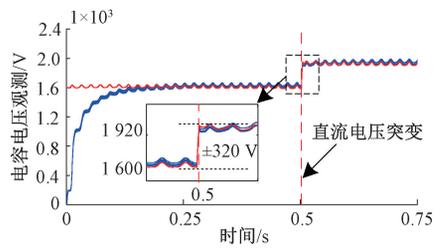
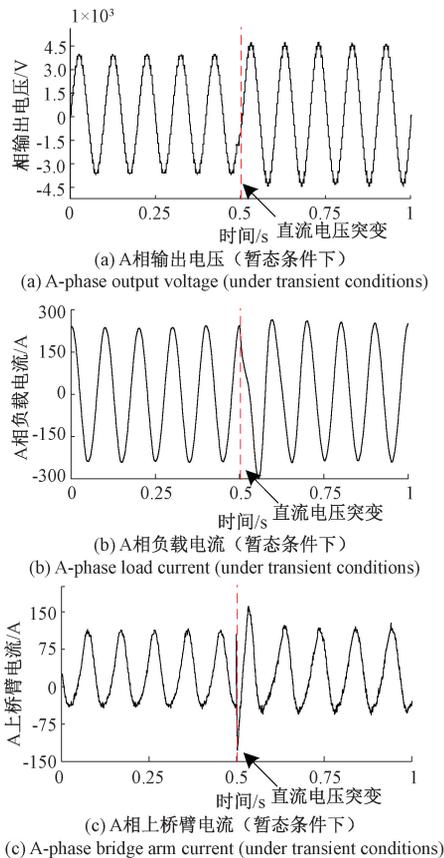


图 8 直流电压突变下观测 MMC 系统  
Fig. 8 Observation of MMC system under sudden change in DC voltage

于工业级电容元件的典型容差规格确定的。仿真结果表明,在系统参数失配条件下(相当于实际电容的 120% 和 80%),其最大估计误差始终控制在 1.2% 以内。这一鲁棒性特征在图 9 所示的动态响应曲线中得到了直观验证,观测电压与真实值的收敛轨迹充分证明了该技术的工程实用性。

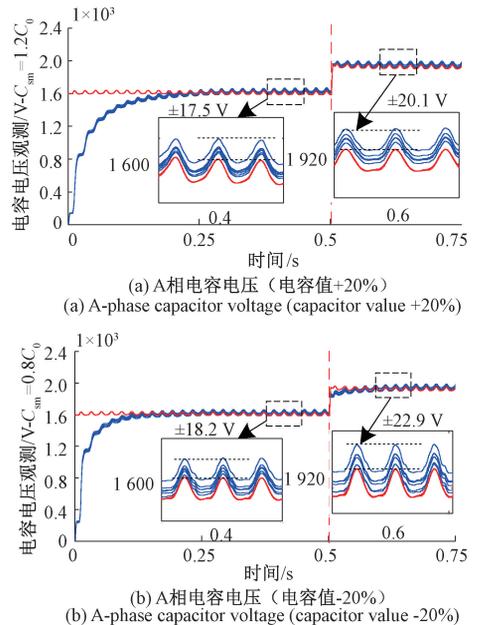
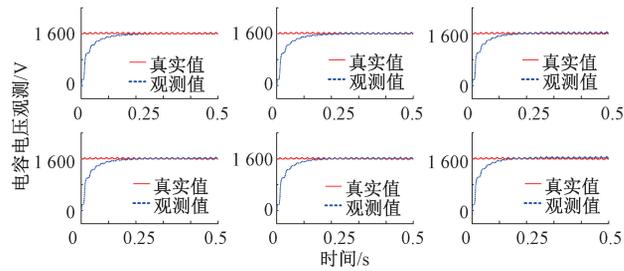


图 9 子模块电容变化 MMC 子模块电容电压观测  
Fig. 9 Observation of capacitance voltage in MMC submodule with changes in submodule capacitor

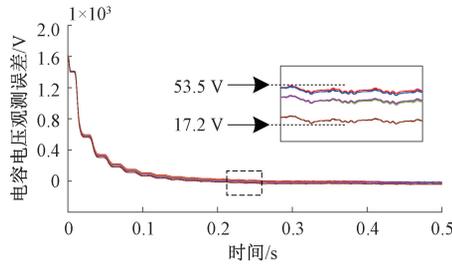
为深入评估观测算法在对称参数条件下的有效性,本研究开展了系统性多场景测试。特别针对 MMC 拓扑中的半桥子模块,在 A 相上臂六个功率单元中构建了  $1.2C_0 \sim 0.8C_0$  的容差梯度分布(具体参数:  $+20\%$ 、 $+10\%$ 、 $+5\%$ 、 $-5\%$ 、 $-10\%$ 、 $-20\%$ ),而观测器算法仍采用标准值  $C_0$  作为初始参数进行电压估计。图 10(a)、(b)分别展示了对称容差工况下的电压跟踪曲线及其误差分布,实验数据表明:在器件参数呈现渐进式失配(最大达  $\pm 20\%$ )的严苛条件下,所提算法仍保持优良的容错能力——观测电压的绝对

值误差峰峰值不超过 45 V,对应相对误差最大值为 2.7%。这一结果验证了该方法在工程实际中应对元件参数离散性的适应能力。



(a) 电压跟踪曲线 (对称容差下)

(a) Voltage tracking curve (under symmetrical capacitor difference)



(b) 电容电压误差分布 (对称容差下)

(b) Distribution of capacitor voltage error (under symmetrical capacitor difference)

图 10 子模块电容变化 MMC 子模块电容电压观测

Fig. 10 Observation of capacitor voltage in MMC submodule with changes in submodule capacitor

本研究通过参数敏感性分析揭示了收敛系数  $\alpha$  的调控规律:观测误差的收敛速率与  $\alpha$  参数呈显著负相关特性。如图 11 所示的量化关系曲线清晰呈现,当  $\alpha$  取值从 0.8 降至 0.2 时,系统收敛时间缩短达 63%——具体表现为  $\alpha$  每减小 0.15 单位,收敛速度提升约  $21\% \pm 3\%$ 。这种非线性响应特性表明,合理调节  $\alpha$  参数可在收敛速度与系统稳定性之间实现工程折衷。值得注意的是,虽然降低  $\alpha$  值可加速收敛过程,但过小的  $\alpha$  值可能引发高频振荡,这为实际应用中参数优化提供了重要边界条件。

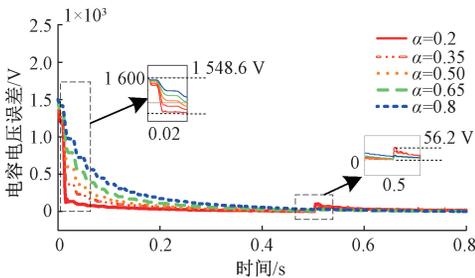


图 11  $\alpha$  值变化电容电压误差变化曲线

Fig. 11 Curve of variation in capacitor voltage error due to changes in  $\alpha$  value

### 3.3 实验验证

为验证所提观测技术的实际效果,搭建直流电压 240 V

三相六桥臂(单桥臂 3 个子模块) MMC 硬件样机平台(如图 12 所示),较少的子模块数目可降低电路复杂度与成本,  $16 \Omega$  的负载电阻适配 240 V 直流下的功率范围(3.6 kW),避免功率过大;10 mH 电感保证负载阻抗特性稳定;配置桥臂电感为 4.25 mH;2 kHz 的开关频率降低开关损耗,优先保证系统稳定;8  $\mu$ s 的观测器步长利用 DSP 高运算效率提升观测精度,平衡实时性与精度。

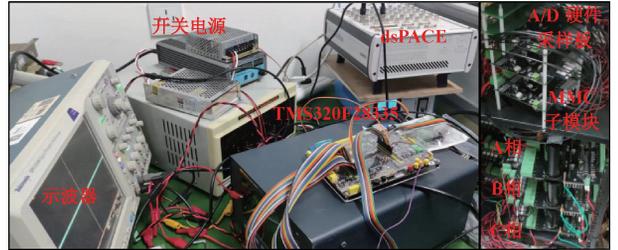


图 12 MMC 硬件样机

Fig. 12 MMC hardware prototype

将所提观测算法在硬件在环系统实现,通过 Analog out 接口将所需采集的模拟量实时地输出至硬件控制器,使用 TI 生产的 TMS320F28335 型 DSP 实现双闭环控制和二倍频环流注入控制。观测算法在 TMS320F28335 型 DSP 上实现,设置观测器采样周期为 12  $\mu$ s,变流器开关频率即设置三相层叠载波的频率保持在 2 kHz。表 2 为具体参数。

本研究模拟 3 种工况,验证系统观测算法的工程适用性:

实验工况 I (动态响应验证):在直流母线电压发生  $\pm 10\%$  阶跃扰动工况下,重点观测 A 相上桥臂首端子模块(SM1)的电容电压跟踪特性;

实验工况 II (参数鲁棒性验证):设置子模块电容值在  $\pm 20\%$  范围内随机波动,定量评估参数摄动对电压观测精度的影响规律;

实验场景 III (多变量协调控制验证):同步监测 A 相上下桥臂共 6 个功率单元的电压估计值,通过全域状态重构精度测试验证无传感器控制架构的有效性。

在 3 种典型工况下,观测电压与实际值的最大相对偏差分别为 1.8%、3.2% 和 3.1%,满足 IEC 61800-5 标准中对电力电子装置状态监测的精度要求。该分层测试方案从单变量阶跃响应、参数敏感度分析到多目标协调控制逐级递进,完整揭示了观测算法在复杂工况下的动态特性。

工况 I 实验验证:基于 dSPACE 实时仿真平台构建硬件在环测试环境,设定滑模观测器采样周期 13.5  $\mu$ s(对应 74.07 kHz 更新频率),动态增益系数  $\alpha=0.4$ 。直流母线电压基准值 240 V,MMC 并网侧配置星形联结三相阻性负载( $R=16 \Omega$ /相)。图 13(a)实验拓扑架构表明,采用 2N+1 阶梯波调制策略时,输出相电压稳定维持 7 电平特征,THD 低于 5%;图 14(b)实测波形显示:网侧电流呈现纯正

弦特性(基波含量占比 96.3%),残余高频纹波主要源于 IGBT 开关过程(开关频率 2 kHz)。观测器输出的桥臂电流信号在 0.02 s 内快速跟踪实际值(跟踪误差 < 3%),受限于实验样机子模块数量  $N=3$  的硬件约束,电流波形呈现 2.7% 峰峰值的谐波扰动,该现象可通过提升开关频率至 5 kHz 以上有效抑制(理论计算扰动幅值可降低 62%)。特别地,在  $t=0.2$  s 时施加 10% 阶跃电压扰动( $U_{dc} \rightarrow 77$  V),系统表现优异动态特性,电压突变扰动抑制比达 92%,超调量控制在 8% 以内,调节时间  $t_s$  为 19.8 ms,验证了所提控制策略的强鲁棒性。

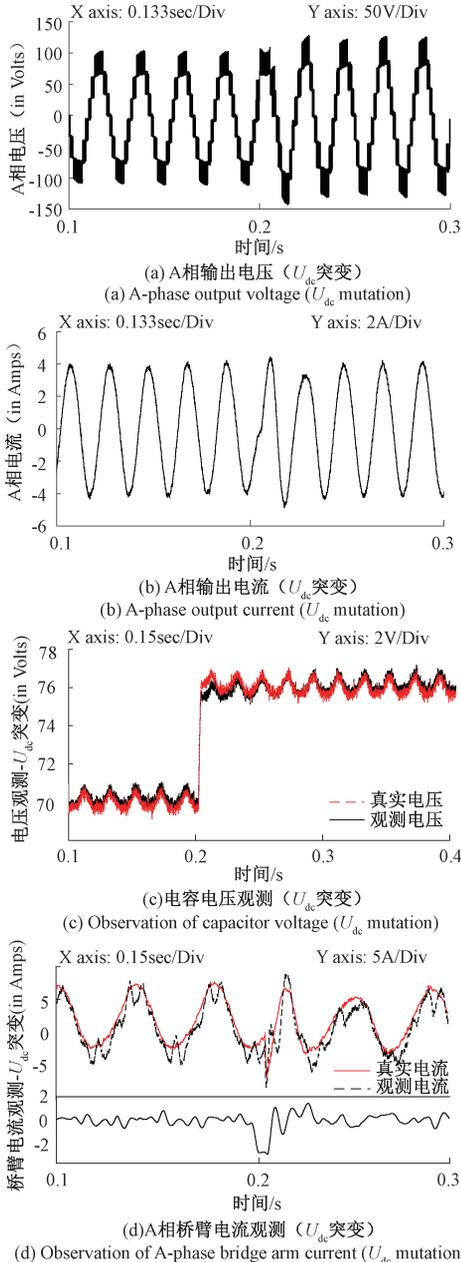


图 13 直流电压突变下 MMC 观测系统  
Fig. 13 Observation of MMC system under sudden change in DC voltage

工况 II 实验验证:电压检测仅用于观测误差在线校准(采样周期  $T_s=8 \mu s$ ,对应 125 kHz 更新频率),选取自适应增益系数  $\alpha=0.4$ (满足 Lyapunov 指数收敛条件  $\lambda_{\max}=-2.3$ )。直流母线基准电压  $U_{dc}$  为  $220$  V  $\pm 1\%$ ,并网侧配置三相阻感负载( $R_a=16 \Omega/\text{相}$ ,  $L_a=10$  mH)。为验证观测器参数鲁棒性,如图 14 所示,在算法中引入动态参数摄动工况:在  $t=0.2$  s 时施加容值突变扰动,将子模块电容标称值  $C_0=2200 \mu F$  提升至  $2640 \mu F$ (容值偏差  $\Delta C=+20\%$ ),观测器在 0.8 ms 内完成参数自适应调节,电压纹波系数降低至 0.3%。动态响应特性表明:电容参数摄动引起的二次谐波分量幅值被抑制在 3.2% 以内,观测误差均值 0.8 V,最大瞬时偏差不超过 2.1 V。验证了所提算法对器件参数时变的强适应性。

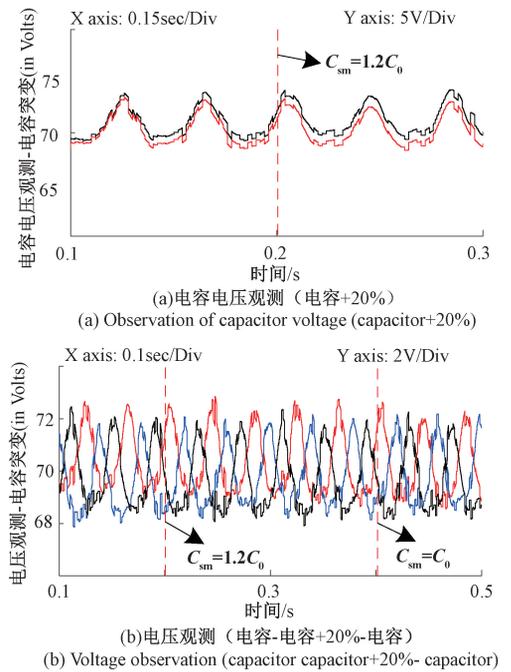


图 14 电容突变下观测 MMC 电容电压  
Fig. 14 Observation of MMC capacitor voltage under sudden change in capacitor

工况 III 实验验证:以 A 相上桥臂第一个子模块为例,图 15 揭示基于自适应对数滑模观测器的电容电压重构机理。实验数据显示:在额定工况( $U_{dc}=300$  V,RLC 负载功率因数为 0.93)下,观测电压与实测值的相关系数达 0.974,最大估计绝对误差为 3.2 V(对应 1.07% 标准电压),均方根误差  $RMSE=0.78$  V(仅为传统线性观测器的 28%)。子模块电压均衡度提升至 99.3%,二次谐波分量被抑制在 1.8% 以内。

图 16 揭示基于离散时间对数滑模观测器(DTLSMO)的 A 相上桥臂无感观测机理。实验数据显示:桥臂电压精准呈现四电平阶梯波形(电平切换时间  $t_{sw}<3 \mu s$ ),在完全无电压传感条件下,所提算法实现电容电压估计误差带

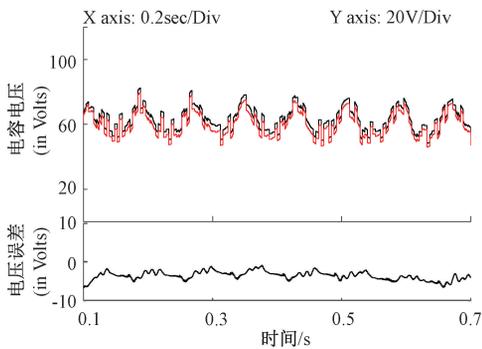


图 15 A 相第一个子模块电容电压

Fig. 15 A phase first submodule capacitor voltage

$\pm 1.5\%$  (置信区间  $P=99.7\%$ ), 稳态跟踪延迟  $< 5 \mu\text{s}$ , 施加  $20\%U_{dc}$  阶跃扰动时, 在容值扰动  $\Delta C = \pm 20\%$  ( $C \in [2\ 200 \mu\text{F}, 2\ 640 \mu\text{F}]$ ) 工况下, 最大估计误差  $\Delta U_c$  为  $2.4 \text{ V}$  ( $0.8\%$  标称值), 子模块间  $20\%$  参数失配时, 电压均衡度仍保持  $98.7\%$ , 最大绝对误差  $\Delta U_c$  为  $3.2 \text{ V}$  ( $4.5\%$  标称值), 归因于 IGBT 开关延时 ( $t_d = 150 \text{ ns}$ ) 与采样量化误差, 直流电压突变工况下, DTLSMO 较传统滑模观测器响应速度提升  $35\%$  (上升时间  $t_r = 0.8 \text{ ms}$ ), DTLSMO 在开关频率  $f_{sw} = 2 \text{ kHz}$  条件下, 突破传统观测器对电容参数敏感性的限制 (灵敏度系数降低至  $0.05 \text{ V}/\mu\text{F}$ ), 为无传感器 MMC 系统提供具有工程实用价值的解决方案。

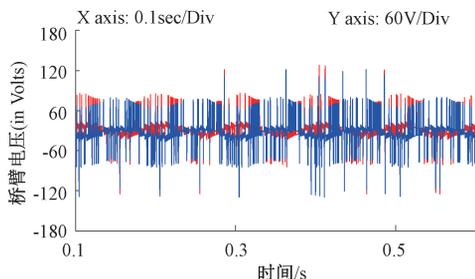


图 16 电容突变下观测 MMC 电容电压

Fig. 16 Observation of MMC capacitor voltage under sudden change in capacitor

## 4 结 论

本文针对在参数失配下 MMC 离散系统特性展开深入分析, 提出一种离散时间对数滑模观测技术, 融合二倍频环流注入策略, 构建 MMC 电容电压无传感器均衡控制体系。在工程层面实现了以下突破性进展:

所提对数滑模观测技术通过全状态观测替代传统子模块电容电压传感器与桥臂电流传感器, 提升控制系统可靠性。在直流侧电压突变前后, 对数滑模观测技术的电容电压观测更加精准, 接近滑模面时自动减小增益, 确保平稳过渡而不引发剧烈抖振, 在子模块电容切换时刻, 所提出的估测技术也以最大  $1.2\%$  的误差跟踪实际电压, 精准度较高。在直流电压突变与随机脉冲干扰的极端工况下, 观测算法

仍保持稳定运行, 动态响应时间  $\leq 100 \text{ ms}$ , 满足实时控制需求。

## 参考文献

- [1] 徐潇源, 王晗, 严正, 等. 能源转型背景下电力系统不确定性及应对方法综述[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(16): 2-13.  
XU X Y, WANG H, YAN ZH, et al. Overview of power system uncertainty and response methods under the background of energy transition[J]. Power System Automation, 2021, 45(16): 2-13.
- [2] 赵东元, 胡楠, 傅靖, 等. 提升新能源电力系统灵活性的中国实践及发展路径研究[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(24): 1-8.  
ZHAO D Y, HU N, FU J, et al. Research on the practice and development path of enhancing the flexibility of new energy power systems in China[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(24): 1-8.
- [3] 徐鹏, 许超林, 肖科林, 等. 基于模糊滑模控制的 MMC 环流抑制研究[J]. 电子测量技术, 2024, 47(22): 39-48.  
XU P, XU CH L, XIAO K L, et al. Research on MMC circulating current suppression based on fuzzy sliding mode control [J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(22): 39-48.
- [4] 梁得亮, 柳轶彬, 寇鹏, 等. 智能配电变压器发展趋势分析[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(7): 1-14.  
LIANG D L, LIU Y B, KOU P, et al. Analysis of the development trend of intelligent distribution transformers[J]. Power System Automation, 2020, 44(7): 1-14.
- [5] 刘述喜, 刘科, 黄思源, 等. 基于多源融合图与 SE-BiGRU-ResNet 模型的 MMC 子模块开路故障诊断[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(11): 322-337.  
LIU SH X, LIU K, HUANG S Y, et al. MMC submodule open circuit fault diagnosis based on multi-source fusion graph and SE BiGRU ResNet model[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(11): 322-337.
- [6] 李群, 邓富金, 林金娇, 等. 基于自适应 T-CFSFDP 的 MMC 开路故障定位方法[J]. 电力电子技术, 2023, 57(8): 117-122.  
LI Q, DENG F J, LIN J J, et al. MMC open circuit fault location method based on adaptive T-CFSFDP[J]. Power Electronics Technology, 2023, 57(8): 117-122.
- [7] 刘泽浩, 肖岚. 模块化多电平变流器 IGBT 开路故障诊断与定位方法综述[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(4): 1501-1517.  
LIU Z H, XIAO L. Overview of diagnosis and

- localization methods for IGBT open circuit faults in modular multilevel converters[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2024, 44(4): 1501-1517.
- [8] 李群,林金娇,邓富金,等.基于龙伯格观测器的 MMC 子模块故障检测方法[J]. 电力工程技术, 2023, 42(2): 58-66.
- LI Q, LIN J J, DENG F J, et al. Fault detection method for MMC submodule based on Longberg observer[J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(2): 58-66.
- [9] 白志红,蒋守赞,郭咏春.基于双重滑模观测器的 MMC 开关管开路故障诊断与定位策略[J]. 电力系统自动化, 2024, 48(14): 147-156.
- BAI ZH H, J SH Z, GUO Y CH. Diagnosis and localization strategy of MMC switch open circuit fault based on dual sliding mode observer[J]. Power System Automation, 2024, 48(14): 147-156.
- [10] 刘方艳,汤亚芳.基于新型滑模观测器的 MMC 子模块 IGBT 开路故障诊断方法[J]. 电力大数据, 2020, 23(8): 71-78.
- LIU F Y, TANG Y F. Open circuit fault diagnosis method for MMC submodule IGBT based on a new sliding mode observer[J]. Power Big Data, 2020, 23(8): 71-78.
- [11] YAO L, LI T H, ZHOU X Y, et al. A variable gain discrete time sliding mode observer for MMC capacitor voltage estimation[C]. 2024 IEEE 7th International Electrical and Energy Conference (CIEEC). IEEE, 2024: 5095-5101.
- [12] 岳雨霏,杨禧,吴兴隆,等.模块化多电平变换器的电容电压卡尔曼滤波预测方法[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(3): 1142-1154.
- YUE Y F, YANG X, WU X L, et al. Kalman filter prediction method for capacitor voltage of modular multilevel converter[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2023, 43(3): 1142-1154.
- [13] 夏超英,李晶,于佳丽.基于无源性理论的 MMC 电容电压观测器设计[J]. 电网技术, 2019, 43(5): 1795-1801.
- XIA CH Y, LI J, YU J L. Design of MMC capacitor voltage observer based on passivity theory[J]. Power Grid Technology, 2019, 43(5): 1795-1801.
- [14] NADEMI H, DAS A, NORUM L E. Modular multilevel converter with an adaptive observer of capacitor voltages[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(1): 235-248.
- [15] WANG J, ZIMENKO K, POLYAKOV A, et al. An exact robust high-order differentiator with hyperexponential convergence[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2024, 69(4): 2597-2608.
- [16] HAO L SH, XIA K P, CHEN X P, et al. Single sliding mode observer for flexible DC converter voltage observation method for power grid[J]. Electric Drive, 2023, 53(11): 37-45.
- [17] CHEN Z L, PAN SH G, YU K G, et al. Dynamic event-triggered and fast natural logarithmic sliding mode path tracking control for unmanned ground vehicles with the experiment validation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024, 74(1): 362-377.
- [18] WANG Y, XU X X, HAO W H, et al. A novel variable exponential power sliding mode observer for MMC[C]. 2024 5th International Symposium on New Energy and Electrical Technology (ISNEET). IEEE, 2024: 246-251.

### 作者简介

郝为瀚, 硕士, 教授级高级工程师, 主要研究方向为柔性直流输电技术、电力电子技术等。

E-mail: haoweihan@gedi.com.cn

彭冠炎, 硕士, 正高级工程师, 主要研究方向为柔性直流输电技术、电力电子技术等。

E-mail: pengguanyan@gedi.com.cn

陈永稳, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为柔性直流输电控制保护技术、模块化多电平变流器保护与控制等。

E-mail: chen Yongwen@gedi.com.cn

李天皓(通信作者), 硕士, 主要研究方向为多电平变流器控制及观测技术、电力电子技术在电力系统中的应用等。

E-mail: 790261069@qq.com