

# 模块化多电平换流器电容电压平衡控制策略优化仿真研究

袁昊,徐在德,苏永春,潘本仁

(国网江西省电力有限公司电力科学研究院,江西 南昌 330096)

**摘要:**模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)因其良好的可扩展性与优异的波形质量,已广泛应用于柔性直流输电、可再生能源并网及大容量电机驱动等领域。然而,MMC在运行过程中,子模块电容电压易出现不平衡现象,若控制不当将导致器件过压、谐波畸变及系统可靠性下降。完全排序法作为常用的电压平衡控制手段,虽能有效调节子模块电容电压,但其开关频率高,损耗较大,不利于工程应用。文中在深入分析MMC子模块电容电压机理及传统平衡控制方法的基础上,基于工程实践,提出一种优化后的电容电压平衡策略,开展仿真研究。该方法在保持各子模块之间电容电压较为平衡的同时,大大降低了绝缘栅双极型晶体管的开关频率。仿真结果表明,与完全排序法相比,该改进策略能够在保证电容电压波动小于10%额定值的前提下,显著降低开关频率(最低至240 Hz,原开关频率约2500 Hz),从而兼顾了系统的可靠性与高效性,为工程实际推广提供了参考。

**关键词:**模块化多电平换流器;直流输电系统;电容电压平衡;开关频率;开关损耗

**中图分类号:**TM 464 **文献标志码:**A **文章编号:**1006-348X(2026)01-0011-06

## 0 引言

模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)自2003年面世以来,凭借其优异的可扩展性、低谐波特性以及较低的器件电压应力,已成为柔性直流输电、大规模可再生能源并网、新型电力系统以及高功率驱动等领域的主流拓扑结构<sup>[1-3]</sup>。与传统两电平、三电平换流器相比,MMC能够通过级联大量子模块(sub-module, SM)实现多电平电压输出,显著降低输出电流谐波含量和滤波器体积,具有广阔的工程应用前景。

然而,MMC的模块化结构也带来了一系列挑战,其中最为关键的问题之一就是子模块电容电压不平衡。在实际运行中,由于子模块电容器独立悬浮,受开关时序差异、元器件参数离散性、通信延迟及运行工况波动等因素影响,电容充放电过程不可避免地出现差异,导致电容电压逐渐偏离额定值<sup>[4-6]</sup>。若不加以控制,电容电压偏差将累积并引发子模块过压或欠压,危及绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)器件及电容器安全;子模块间应

力不均,加速器件老化,降低系统可靠性与寿命。

针对这一问题,国内外学者提出了多种电容电压平衡策略,主要包括以下三种方法:1)基于最近电平逼近调制(nearest level modulation, NLM)的冗余选择方法<sup>[7-8]</sup>:通过在具有相同电平输出的多个子模块之间进行电压优先选择,缓解电容电压偏差;然而,该方法平衡能力有限,尤其在动态工况下易出现电压发散。2)基于能量控制的电容电压平衡方法<sup>[9-10]</sup>:通过对桥臂能量进行建模与分配,从系统层面实现电压均衡;但其实现复杂度较高,对通信与计算能力要求严格。3)基于完全排序的电容电压平衡策略<sup>[11-12]</sup>:该方法通过对子模块电容电压进行实时排序,并结合桥臂电流方向决定充放电优先级,能够有效改善电压一致性;其缺点是需要较短的控制周期和较大的计算量,且会显著增加IGBT开关频率,从而带来较高的开关损耗和散热压力。综合来看,现有方法在电压均衡效果与开关损耗之间存在难以兼顾的矛盾。完全排序法虽然直观有效,但在高电平数和大功率场合难以直接应用。为此,学术界与工程界逐渐关注如何在保证电容电压不平衡度可控的前提下,减少不必要的开关动作,以实现均衡效果与损耗控制的折中。

收稿日期:2025-09-01

作者简介:袁昊(1999),男,硕士,助理工程师,研究方向为特高压直流输电。

文中基于工程实践提出一种优化后的电容电压平衡策略,开展仿真研究。该方法通过引入电容电压不平衡度阈值,当偏差超过阈值时采用完全排序强制均衡;而在偏差处于可控范围内时,仅对需增量投切的子模块进行排序,以减少开关动作。该策略能够在维持电压偏差小于阈值的同时显著降低平均开关频率,从而有效平衡了系统性能与工程可行性。

### 1 MMC子模块组成结构及运行原理

MMC子模块通常采用如图1所示的半桥电路,其中包含两个IGBT与一组电容器。正常投入工作时,上下两个IGBT互补工作:当上管开通、下管关断时,电容被投入MMC桥臂中用以支撑电压,此时,若桥臂电流为正,则对电容进行充电,为负则为放电;当上管关断、下管开通时,电容被旁路,此时,电容电压保持不变。此外,当上下两个IGBT均关断时,此时子模块处于闭锁状态,若桥臂电流为正,则对电容进行充电,为负时被旁路。

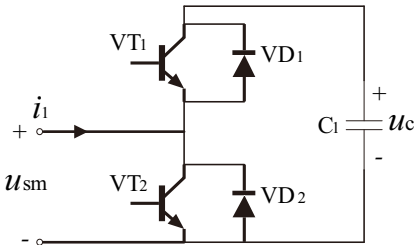


图1 一个MMC半桥子模块的拓扑结构

但在正常运行时,不允许出现闭锁状态。对上述分析总结,得到的子模块的开关工作状态及工作模式如表1所示。

表1 MMC半桥子模块的开关工作状态

状态	VT <sub>1</sub>	VT <sub>2</sub>	i <sub>1</sub> 方向	电容状态
投入	1	0	+	充电
旁路	0	1	+	旁路
闭锁	0	0	+	充电
投入	1	0	-	放电
旁路	0	1	-	旁路
闭锁	0	0	-	旁路

### 2 MMC子模块电容电压分析

不同于传统两电平或三电平换流器的电容处于直流母线的位置,MMC换流器中的电容分散于各个子模块中。实际运行中各个电容独立悬浮工作,受开

关时序差异、通信延迟等因素影响,不可避免地会使得电容电压的波动增加。

如图1所示,当子模块处于投入状态时,桥臂电流*i<sub>1</sub>*将流过电容C1,此时流过电容的平均电流可表示为式(1)<sup>[13]</sup>。其中*u<sub>u,ref</sub>*,*u<sub>l,ref</sub>*分别为上下桥臂子模块的参考信号,*i<sub>u</sub>*、*i<sub>l</sub>*分别为上下桥臂电流,*M*为调制比。对式(1)积分可得到上下桥臂电容电压的波动成分如式(2)<sup>[13]</sup>所示,其中,Δ*U<sub>C,1</sub>*、Δ*U<sub>C,2</sub>*分别为基频和二倍频的电容电压波动幅值

$$\text{并且有 } \Delta U_{C,1} = \frac{\hat{I}_0 \sqrt{4+(M^2-4M^2)\cos^2\varphi}}{8\omega C_1}, \Delta U_{C,2} = \frac{M\hat{I}_0}{16\omega C_1},$$

$$\delta = \arctan \frac{2-M^2}{2 \tan \varphi}。 \text{ 最终结合子模块电容电压的直流分量,}$$

可以得出完整的子模块电容电压表达式如式(3)<sup>[13]</sup>所示。

$$\begin{cases} i_c = u_{u,ref} \cdot i_u = \frac{1}{2} [1-M \cos(\omega t)] \left[ \frac{1}{3} I_{dc} + \frac{1}{2} \hat{I}_0 \cos(\omega t - \varphi) \right] \\ i_l = u_{l,ref} \cdot i_l = \frac{1}{2} [1+M \cos(\omega t)] \left[ \frac{1}{3} I_{dc} - \frac{1}{2} \hat{I}_0 \cos(\omega t - \varphi) \right] \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \Delta u_{Cu} = \frac{1}{C_1} \int_0^t i_c dt = -\Delta U_{C,1} \cos(\omega t + \delta) - \Delta U_{C,2} \sin(2\omega t - \varphi) \\ \Delta u_{Cl} = \frac{1}{C_1} \int_0^t i_l dt = \Delta U_{C,1} \cos(\omega t + \delta) - \Delta U_{C,2} \sin(2\omega t - \varphi) \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} u_{Cu} = \frac{U_{dc}}{N} - \Delta U_{C,1} \cos(\omega t + \delta) - \Delta U_{C,2} \sin(2\omega t - \varphi) \\ u_{Cl} = \frac{U_{dc}}{N} + \Delta U_{C,1} \cos(\omega t + \delta) - \Delta U_{C,2} \sin(2\omega t - \varphi) \end{cases} \quad (3)$$

### 3 子模块电容电压平衡策略分析

#### 3.1 最近电平逼近调制的基本原理

MMC换流器的子模块数量在直流输电系统中可以达到数百个,输出的电平数也可以达到数百个,而电压逼近调制是专门针对高电平数换流器的调制策略,其中NLM是专门针对柔性直流输电系统的调制策略<sup>[14]</sup>。该方法的实现过程非常简单,分别对上下桥臂的电压信号与子模块的电容电压比值进行取整计算,得到任意时刻上下桥臂分别需要投入的子模块个数,需要注意的是,MMC的上下桥臂电压波形互补,所以上下桥臂所投入的子模块数量也应该互补,其投入子模块数量之和为*N*。

$$N = \text{round} \left( \frac{u_u}{U_c} \right) \quad (4)$$

其中,round为取整函数。

如图2所示,利用台阶为 $U_c$ 的阶梯波来逼近参考正弦波。工程实践中,利用最近电平逼近调制确定投入子模块数量时,通常以电容电压额定值 $U_c$ 作为计算基准。为确保换流器长期稳定运行,必须将电容电压的实际波动控制在额定值附近。然而,由于MMC中各子模块电容器独立悬浮工作,实际运行中受开关时序差异、通信延迟、元器件参数分散性等因素影响,不可避免地会出现电容充放电不平衡现象。若不采取有效控制措施,将导致子模块电容电压发散,进而引发过压/欠压故障、输出波形畸变等问题,严重时甚至危及设备安全并缩短使用寿命。因此,亟需采取策略控制电容电压不平衡度。

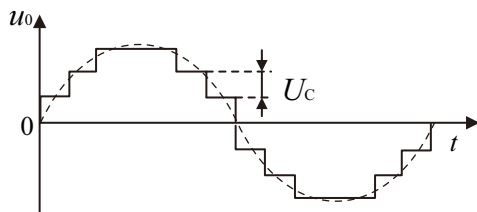


图2 最近电平逼近调制

### 3.2 基于完全排序的电容电压平衡策略

针对MMC子模块电容电压失衡问题,工程中广泛采用基于完全排序的电压均衡控制策略,如图3所示。该策略通过实时监测桥臂内所有子模块的电容电压值,结合动态排序算法生成电压有序序列,并根据桥臂电流方向动态调整子模块投切逻辑。具体而言,充电工况(桥臂电流 $i_{arm}>0$ ):优先投入电容电压最低的子模块,使其通过充电提升电压;放电工况(桥臂电流 $i_{arm}<0$ ):优先投入电容电压最高的子模块,通过放电降低其电压。

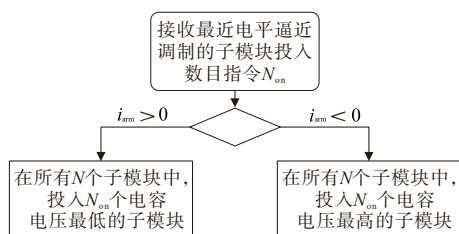


图3 基于完全排序的电容电压平衡策略流程图

具体工作原理如图4所示:在每个控制周期内,系统采集桥臂内所有子模块的电容电压瞬时值,并采用完全排序算法(如快速排序)生成电压有序序列。在触发控制时,同步检测桥臂电流方向,如果桥臂电流对投入子模块充电,则按照电压从低到高的顺序投

入 $N_{on}$ 个子模块(使其电压升高),并切除其余 $N-N_{on}$ 个子模块(电压不变);如果电流使子模块放电,则按从高到低的顺序投入 $N_{on}$ 个子模块(使其电压降低),并切除其余子模块。

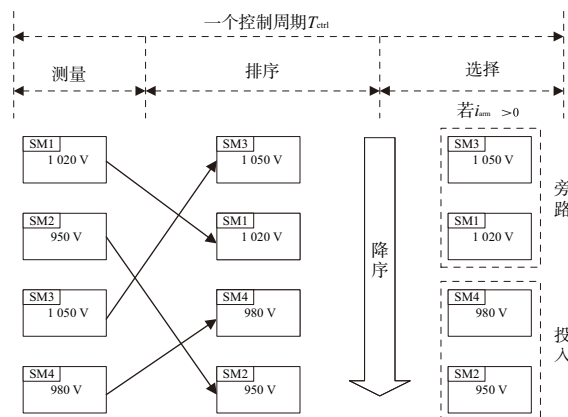
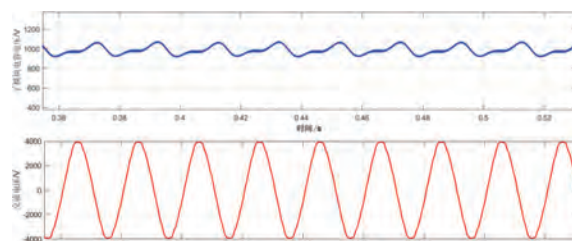
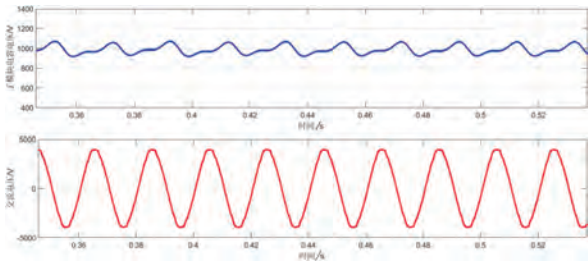


图4 基于完全排序的子模块投切示意图

在子模块电容电压平衡控制中,控制周期 $T_{ctrl}$ 的设计对系统性能具有决定性影响。较短的 $T_{ctrl}$ (即较高控制频率)可提升电容电压均衡效果,但同时也显著增加控制器的计算与通信负担。具体而言, $T_{ctrl}$ 缩短要求控制器在每个周期内完成所有子模块电容电压的实时检测与快速排序运算,对硬件算力和实时性提出了更高要求。此外,高控制频率导致子模块投切动作更为频繁。仿真数据表明:当控制频率为5 kHz时,子模块IGBT的平均开关频率为2 800 Hz;而控制频率提升至10 kHz时,IGBT平均开关频率增至4 350 Hz,如图5所示。高频控制下电容电压波动范围明显收窄,电压偏差降低约35%,验证了均衡效果的提升。然而,IGBT开关频率的急剧上升会直接增加开关损耗,如图6所示,其与开关频率呈线性关系,最终加剧器件热应力,对系统散热设计构成挑战。尤其在高压大容量应用场景(如柔性直流输电工程),高开关损耗会降低系统效率,并可能因热积累问题而影响长期可靠性,从而限制该方法的工程适用性,影响了其在高压大容量场合的推广应用。



(a) 控制频率为5 kHz, 2 800 Hz



(b) 控制频率为 10 kHz, 4 350 Hz

图5 基于完全排序与整体投入的电容电压平衡策略仿真结果

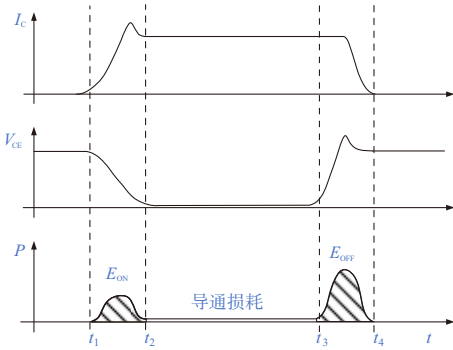


图6 IGBT 开关损耗示意图

在MMC系统中,IGBT的总损耗由导通损耗、开通损耗及关断损耗共同构成,其损耗特性与开关频率密切相关。随着开关频率的升高,开关损耗(包括开通与关断损耗)在总损耗中的占比显著增加。以某柔性直流电网工程为例,采用4.5 kV/3 kA IGBT的子模块在1 kHz开关频率下,开关损耗已占总损耗的30%。开关损耗的增大会直接导致功率器件发热量上升,对换流站内高密度布置的子模块散热系统构成严峻挑战——过高的结温不仅引发IGBT参数漂移(如导通压降增大、开关速度下降),还可能因热循环加速器件老化,甚至引发热失效。需特别指出的是,工程实践中完全消除子模块间电容电压偏差既无必要也不经济。实际应用中,仅需将电压偏差控制在合理范围(通常<10%),即可满足系统稳定性需求。因此,实际应用中有必要在电容电压平衡效果与开关损耗之间做出适当的折中。

### 3.3 电容电压平衡策略优化研究

为缓解完全排序法导致的开关损耗过高问题,同时控制电容电压偏差,工程实践中提出一种优化策略,如图7所示。该策略的核心在于动态切换局部排序与全局排序机制:当子模块电容电压不平衡度低于预设阈值时,仅对需增量投切的子模块进行局部排序(如新增投入或切除的模块),而保持当前已投入或切除的子模块状态不变,从而显著减少不

必要的开关动作;反之,当电压不平衡度超过阈值时,则启用完全排序策略强制均衡,通过全局电压排序与电流方向协同投切,抑制电压发散趋势。这种分层机制在保证电压均衡精度的同时,有效降低了器件的平均开关频率。该策略不仅能抑制电容电压的发散,还能有效降低开关动作频率,实现电压平衡与损耗控制的折中。

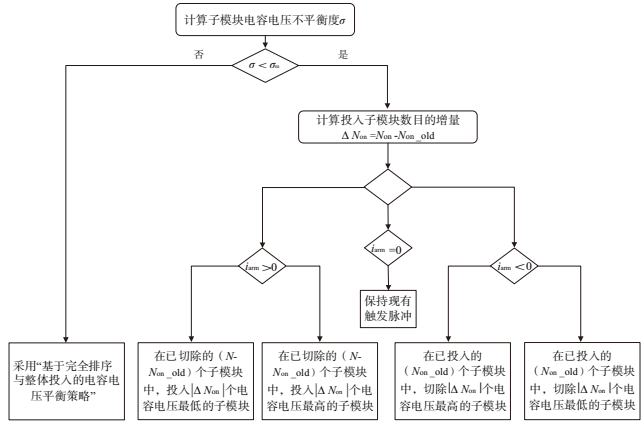


图7 电容电压平衡控制优化策略流程图

## 4 仿真实验

### 4.1 模型搭建与参数设置

针对该优化策略,在MATLAB软件中搭建了单相上下各8个子模块的多电平换流器仿真模型,如图8所示,其中该MMC仿真模型主要参数如表2所示。

表2 MMC仿真模型主要参数

MMC 参数	参数取值
子模块电容容量 $C_u$ /mF	0.16
子模块电容电压额定值 $U_{c(rated)}$ /V	1 000
桥臂子模块数量 $N$ /个	8
桥臂电感值 $L$ /mH	20
调制比	0.9

该模型由三部分组成,分别为主电路部分、控制部分以及数据监测部分,其运行原理如图9所示。一是从主电路采集电气信号包括上下桥臂电流及各子模块电容电压,计算子模块电容电压不平衡度并与阈值比较输出逻辑判断值,并与电流信号、电容电压信号一齐输入到控制部分;二是基于桥臂参考电压,利用最近电平逼近调制策略计算各桥臂所需投入的子模块数量,并输入到控制部分;三是在控制部分生成子模块中IGBT的驱动信号。值得注意的是,由于需要减少子模块投入

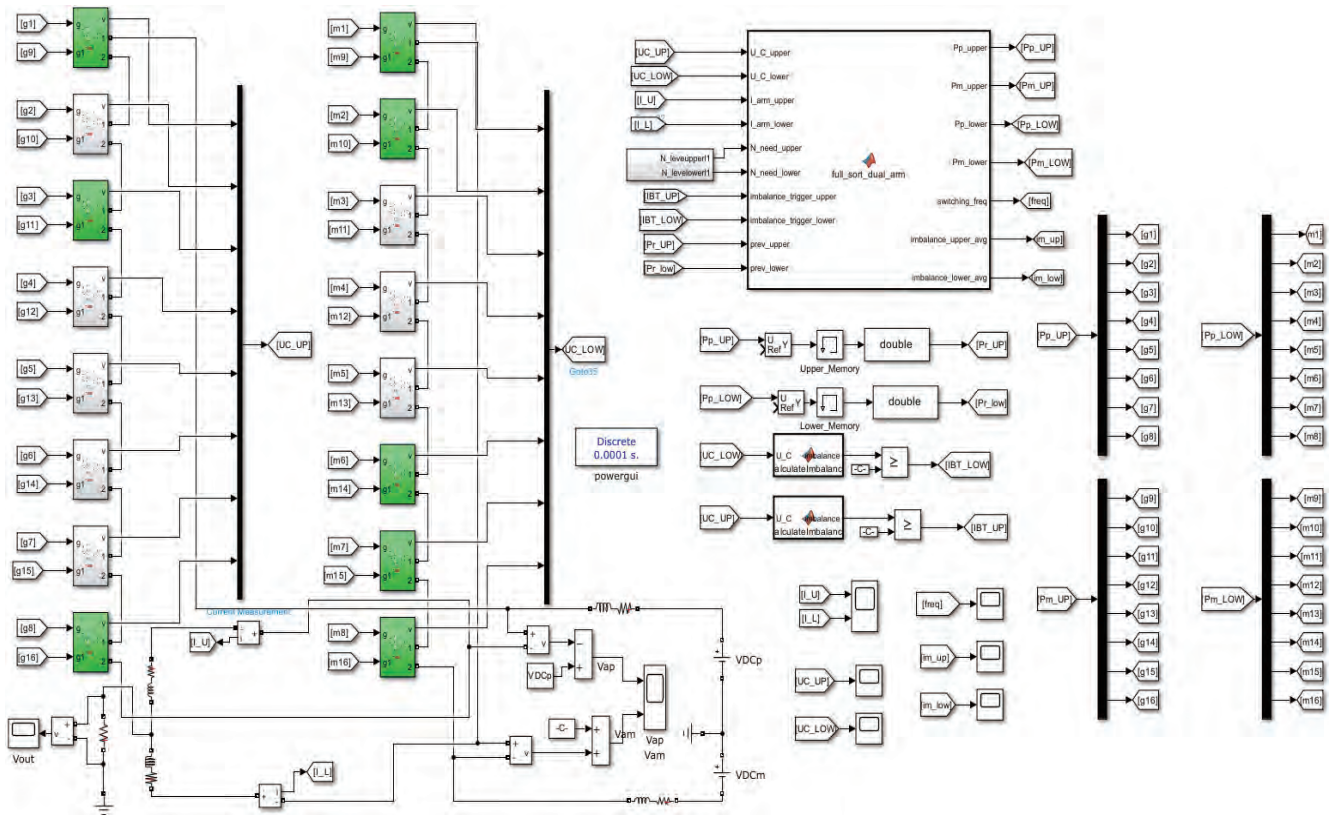


图8 仿真模型

与切除的动作,所以增加了一个缓存模块保存上一控制周期的子模块投入与切除状态,更好地实现该电容电压平衡优化策略。最后为了更好地对比子模块电容电压平衡策略,在控制部分对桥臂上所有子模块中 IGBT 地开关动作次数进行采集,确定滑动周期实时监测系统平均开关频率以及电容电压不平衡度。

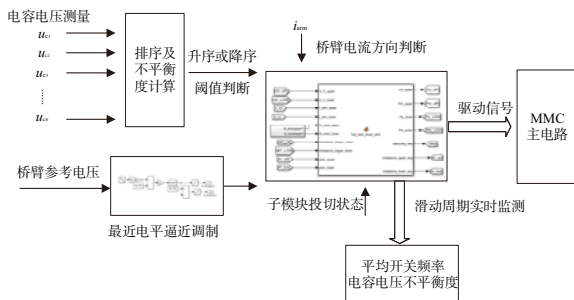


图9 模型运行原理

#### 4.2 仿真实验及结果分析

针对该电容电压不平衡度控制优化策略,开展多工况仿真。通过设置不同电容电压不平衡度阈值(从1%到10%),测量实际不平衡度和平均开关频率,以评估策略性能,所有工况基于图7流程执行。仿真结果如表3所示,工况a的上桥臂子模块电容电压及输

出交流电压如图10所示。

表3 仿真工况及分析结果

工况	电容电压不平衡度阈值 $\sigma_m / \%$	电容电压不平衡度 $\sigma / \%$	平均开关频率 $f_{s\_avg} / \text{Hz}$
a	1	1.57	2 380
b	2	2.58	1 620
c	3	3.46	1 040
d	4	4.71	900
e	5	5.43	720
f	6	6.62	590
g	7	7.74	285
h	8	8.68	265
i	9	9.85	250
j	10	10.75	240

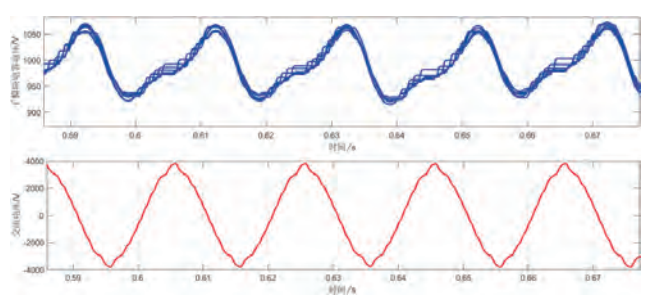


图10 仿真a工况运行结果

其中,电容电压不平衡度阈值为1%时可视为完全排序法,相较于该方法,优化后的排序方法能在电容电压不平衡度控制在10%以内的同时,明显降低开关频率。

## 5 结语

文中研究了MMC子模块电容电压平衡问题,分析了完全排序策略的局限性,并基于工程实践,提出电容电压平衡优化控制策略。通过MATLAB仿真,系统评估了不同阈值下的性能。结果表明,优化后的策略能在电容电压不平衡度控制在10%以内的同时,明显降低开关频率(最低至240 Hz),有效平衡了系统稳定性与开关损耗。工程应用中,推荐设置阈值在8%左右,以实现性能与经济的优化平衡。未来工作将进一步考虑在复杂工况(如直流侧故障、交流侧电网扰动等)下的控制性能,并开展硬件实验验证,为大容量MMC系统的工程应用提供支撑。

## 参考文献:

- [1] Lesnicar A, Marquardt R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range[C]//Proceedings of IEEE Power Tech Conference. Bologna: IEEE, 2003: 1-6.
- [2] Marquardt R. Modular multilevel converter: An universal concept for HVDC-networks and extended DC-bus-applications [C]//International Power Electronics Conference (IPEC). Sapporo: IEEE, 2010: 502-507.
- [3] Perez M A, Bernet S, Rodriguez J, et al. Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(01): 4-17.
- [4] 项诚来. 基于柔性直流中串联型模块化多电平换流器控制技术[D]. 北京: 北京交通大学, 2012.
- [5] 许建中, 李承昱, 熊岩, 等. 模块化多电平换流器高效建模方法研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(13): 3381-3392.
- [6] Ilves K, Antonopoulos A, Norrga S, et al. Steady-state analysis of interaction between harmonic components of arm and line quantities of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(01): 57-68.
- [7] 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.
- [8] Harnefors L, Antonopoulos A, Norrga S, et al. Dynamic analysis of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(07): 2526-2537.
- [9] Saeedifard M, Irvani R. Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2010, 25(04): 2903-2912.
- [10] Debnath S, Qin J, Bahrani B, et al. Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(01): 37-53.
- [11] Ilves K, Harnefors L, Norrga S, et al. Predictive sorting algorithm for modular multilevel converters minimizing the spread in the submodule capacitor voltages[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(01): 440-449.
- [12] 辛业春, 王朝斌, 李国庆, 等. 模块化多电平换流器子模块电容电压平衡改进控制方法[J]. 电网技术, 2014(05): 1291-1296.
- [13] 李彬彬. 模块化多电平换流器及其控制技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017.
- [14] 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(02): 48-52.