

DOI:10.19322/j.cnki.issn.1006-4710.2022.04.016

考虑子模块电容电压离散度阈值的 MMC 改进均压策略

程 远^{1,2}, 张 辉¹, 邵文权², 张 辉³

(1. 西安理工大学 电气工程学院, 陕西 西安 710048; 2. 西安工程大学 电子信息学院, 陕西 西安 710048;

3. 西安黄河机电有限公司设计研究所 高功率微波与电源研究室, 陕西 西安 710043)

摘要: 针对目前模块化多电平变换器(MMC)采用基于完全排序的各类均压策略导致各相单元子模块电容电压离散度大且功率开关管频繁投切的问题,提出一种引入投切保持系数的子模块电容电压离散度阈值均压策略。在 Matlab/Simulink 中搭建了桥臂单元子模块个数为 20,相单元交流输出为 21 电平的三相 MMC 仿真模型。相同运行环境下,将基于离散度阈值与最大偏差量的均压策略进行对比分析,结果表明,本文所提均压策略在保证 MMC 系统稳定运行的前提下,可有效减小各子模块电容电压离散度与功率开关管的开关次数,降低系统损耗,提高 MMC 的电能转换效率。

关键词: 模块化多电平变换器; 离散度阈值; 最大偏差量; 均压排序

中图分类号: TM46

文献标志码: A

文章编号: 1006-4710(2022)04-0594-09

Improved voltage equalization strategy for MMC considering the discrete degree of sub-module capacitor voltage

CHENG Yuan^{1,2}, ZHANG Hui¹, SHAO Wenquan², ZHANG Hui³

(1. Faculty of Electrical Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China;

2. School of Electronics Information, Xi'an Polytechnic University, Xi'an 710048, China;

3. High-power Microwave and Power Research Room, Design and Research Institute of Xi'an Huanghe Electromechanical Co., Ltd., Xi'an 710043, China)

Abstract: Aiming at the problem that the modular multilevel converter(MMC) adopts various voltage equalization strategies based on complete sorting, which makes each phase unit's sub-module have the problem of large capacitance voltage dispersion and frequent switching of power switches, a submodule capacitor voltage dispersion threshold voltage balancing strategy inducting a switching retention coefficient is proposed. A MMC simulation model with the number of 20 bridge arm unit submodules and the phase element alternating current output level of 21 was built in Matlab/Simulink. In the same operating environment, the voltage equalization sequencing strategy based on the discrete threshold and the maximum deviation was compared and analyzed. The results show that the voltage equalization strategy proposed in this paper can effectively reduce the switching times and capacitance voltage dispersion of each sub-module power switch tube under the premise of ensuring the stable operation of the MMC system, reduce system losses, and improve the power conversion efficiency of MMC.

Key words: modular multilevel converter; discrete threshold; maximum deviation; pressure equalization sort

模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)因具有高度的模块化结构以及交流

输出谐波含量小、易扩展及冗余性强等优点,被广泛应用于柔性直流输电^[1-2]、新能源发电并网等中高压

收稿日期: 2021-11-17; 网络出版日期: 2022-09-14

网络出版地址: <https://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1294.n.20220913.1603.010.html>

基金项目: 陕西省教育厅科研计划项目(17JK0337)

第一作者: 程远,男,西安理工大学博士生,西安工程大学讲师,研究方向为模块化多电平变换器。E-mail: t91220cy@163.com

通信作者: 张辉,男,博士,西安理工大学教授,博导,研究方向为大容量储能及智能微电网电能变换控制技术。E-mail: zhangh@xaut.edu.cn

大功率场合。MMC 各相单元由结构相同的子模块级联而成,各子模块中功率开关管的投切次数以及电容电压均衡均会影响 MMC 电能转换效率^[3-4]。基于完全排序算法的各类均压策略只是将各桥臂内子模块电容电压均衡作为唯一目标,未考虑子模块功率开关管当前投切状态及频繁投切对系统效率所造成的影响。

近年来,国内外关于 MMC 子模块电容电压的均衡策略主要采用完全排序算法来实现^[5],即使桥臂内各子模块电容电压存在较小差异,也会使功率开关管根据排序结果反复投切,造成不必要的开关损耗^[6-9]。因此,文献[10~12]通过引入子模块电容电压最大偏差量作为前提条件,对传统基于完全排序算法的均压策略进行了改进,最大程度保证了子模块工作状态不发生改变。该方法虽然避免了不必要的反复投切,但是未考虑子模块电容电压持续发散的问题。文献[13~15]通过比较前一周期子模块电容电压值与设定的上下限值来确定各子模块的投入顺序,并结合投入子模块数指令值选取相应数量的子模块投入。文献[16]提出了一种基于最优交换值优化的分组排序均压策略。文献[17,18]通过预测各子模块电容电压的变化状态,在每个离散控制周期初始时刻动态调控子模块轮换数,以减少非必要的子模块轮换。以上方法依旧会造成子模块功率开关管反复投切,产生不必要的开关损耗。文献[19]提出了一种改进保持因子的插入排序均压策略,文献[20]提出了基于 TopK 算法的优化排序均压策略,两种均压策略均存在算法复杂、计算量大的问题。

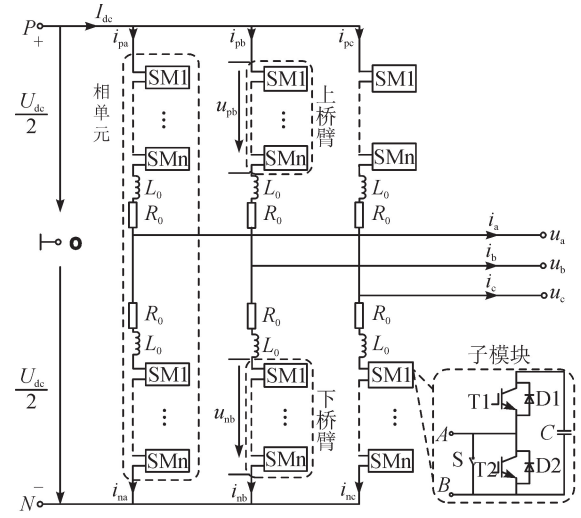
本文在完全排序均压策略的基础上,利用子模块电容电压离散度阈值来重构均压策略判据,并引入投切保持系数在保证各桥臂内子模块电容电压一致性的同时,有效减少功率开关管的投切次数,进而提高 MMC 的电能转换效率。首先,构建 MMC 等效电路及调制策略数学模型,根据子模块电容电压与能量变化的对应关系,推导出子模块电容电压的离散特性;其次,详细分析了基于离散度阈值的均压策略重构判据工作原理及投切保持系数的分配原则;最后,搭建了 21 电平 MMC 仿真模型。验证了本文所提均压策略可有效减小各子模块功率开关管的开关次数与子模块电容电压离散度。

1 MMC 基本原理

1.1 等效电路及调制策略数学模型

三相 MMC 拓扑结构如图 1 所示。三相结构相同且每相可分为上、下 2 个桥臂。每个桥臂均包含 n 个

子模块(sub-module, SM)与 1 个滤波电感 L_0 , R_0 为桥臂等效内阻。各子模块采用半桥结构,包含 2 个 IGBT 功率单元及 1 个子模块电容 C , S 为旁路开关^[21]。



注: U_{dc} 、 I_{dc} 为直流侧电压与电流; u_j 、 i_j 为变换器交流侧电压与相电流; u_{pj} 、 i_{pj} 为各相上桥臂电压与电流, u_{nj} 、 i_{nj} 为各相下桥臂电压与电流, $j=a,b,c$ 。

图 1 三相 MMC 拓扑结构

Fig. 1 Three-phase topology of MMC

MMC 在稳定运行时,以一相为例进行等效电路建模。根据基尔霍夫电压/电流定律,上、下桥臂电压/电流可表示为:

$$\begin{cases} u_{pj} = \frac{U_{dc}}{2} - L_0 \frac{di_{pj}}{dt} - R_0 i_{pj} - u_j - u_{diff_j} \\ u_{nj} = \frac{U_{dc}}{2} - L_0 \frac{di_{nj}}{dt} - R_0 i_{nj} + u_j - u_{diff_j} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_{pj} = \frac{1}{3} I_{dc} + \frac{1}{2} i_j + i_{cir_j} \\ i_{nj} = \frac{1}{3} I_{dc} - \frac{1}{2} i_j + i_{cir_j} \end{cases} \quad (2)$$

式中: u_{diff_j} 为 j 相环流造成的不平衡电压; i_{cir_j} 为 j 相桥臂环流。

假设 j 相交流侧输出电压 u_j 为:

$$u_j = U_m \sin \omega_0 t \quad (3)$$

式中: U_m 为相电压幅值。

忽略桥臂滤波电感与等效内阻压降及环流的影响,根据式(1)可得上、下桥臂参考电压为:

$$\begin{cases} u_{pj_ref}(t) = \frac{1}{2} U_{dc} (1 - m \sin \omega_0 t) \\ u_{nj_ref}(t) = \frac{1}{2} U_{dc} (1 + m \sin \omega_0 t) \end{cases} \quad (4)$$

式中: m 为电压调制比, $m = \frac{U_m}{U_{dc}/2}$ 。

利用最近电平逼近调制可得任意时刻上、下桥臂需投入的子模块个数为:

$$\begin{cases} n_{pj}(t) = \text{round}\left(\frac{u_{pj_ref}(t)}{U_c}\right) \\ n_{nj}(t) = \text{round}\left(\frac{u_{nj_ref}(t)}{U_c}\right) \end{cases} \quad (5)$$

式中: U_c 为子模块额定电压; $\text{round}(\cdot)$ 为最近取整函数。

1.2 子模块电容电压

三相 MMC 变换器是依靠子模块的充、放电来实现交/直流侧的能量交互,子模块电容电压与能量变换的对应关系为:

$$\begin{cases} W_{c,max}(t) = \frac{1}{2}C [U_c(1+\epsilon)]^2 \\ W_{c,min}(t) = \frac{1}{2}C [U_c(1-\epsilon)]^2 \end{cases} \quad (6)$$

式中: ϵ 表示子模块电容电压最大波动值与子模块额定电压值之比,即子模块电容电压波动率:

$$\epsilon = \frac{\max|\Delta u_c(t)|}{U_c} \quad (7)$$

$$\Delta u_c(t) = \frac{1}{C} \int i_{vj}(t) dt \quad (8)$$

故子模块电容电压可表示为直流分量 U_c 与波动分量 $\Delta u_c(t)$ 之和,即:

$$u_c(t) = U_c + \Delta u_c(t) \quad (9)$$

由式(6)~式(9)可知,子模块电容电压及其能量是一个随时间变化的量,正是这个量为保证 MMC 的交/直流输出特性创造了一个控制自由度,其可通过各类排序均压策略来实现。目前常用的方法是在每个控制周期对各相子模块的电容电压进行完全排序,根据排序结果不断调整各子模块的投切状态,调节其电容充、放电时长,使各子模块电容电压逐渐趋于一致。

2 改进均压排序策略

子模块完全排序均压策略虽可使各子模块电容电压实现动态均衡,但会导致 MMC 各子模块功率开关管的频繁投切,并形成开关损耗。在对功率开关管使用寿命造成影响的同时,其快速投切过程的暂态特性与子模块电容电压一致性相互制约,严重影响了 MMC 系统的电能转换效率。本文采用离散度阈值作为完全排序均压策略的前提条件,在保证各子模块电容电压均衡一致的基础上,通过投切保持系数最大程度地保持了 MMC 各子模块功率开关管原有的工作状态,以此来减少投切次数。

2.1 MMC 子模块功率开关管的损耗

MMC 子模块功率开关管的损耗可分为三个部分:通态损耗;因参考电压随时间变化导致子模块投

入数改变而产生的“必要开关损耗”;因子模块电容电压平衡导致额外开关动作而产生的“附加开关损耗”。其表达式为^[22]:

$$f_{add} = f_{aver} - mf_0 \quad (10)$$

式中: f_{add} 为附加开关频率; f_{aver} 为功率开关管的平均开关频率; f_0 为基波频率。

$$f_{aver} = \frac{\sum_{k_i}^{2n} n_{on,k_i}}{2n} \times 50 \quad (11)$$

式中: n_{on,k_i} 为第 k_i 个 IGBT 在一个工频周期内开通的次数; n 为桥臂子模块个数;

$$P_{add} = nf_{add}(E_{on}k_2 + E_{off}k_1 + E_{rec}k_3)/1 \quad (12)$$

式中: P_{add} 为附加开关损耗; k_1 、 k_2 、 k_3 为利用线性插值法求得的开关能量损耗修正系数; E_{on} 、 E_{off} 和 E_{rec} 分别为根据子模块功率开关管耐压/耐流选定 IGBT 功率单元型号后,在 125°C 时,IGBT 导通、关断与二极管反向恢复的能量典型值。本文选定的 IGBT 功率单元的厂商及型号为 ABB 公司的 5SNA1600N170100。

2.2 离散度阈值重构判据

为了保证子模块电容电压一致性,有效减少各子模块功率开关管的投切次数,以传统完全排序均压策略为基础,设置离散度阈值的前提条件。在每个控制周期对各子模块电容电压进行排序前,首先判断各子模块电容电压离散度,使满足离散度的子模块不再直接参与排序,维持原有投切状态。离散度阈值重构判据如图 2 所示。

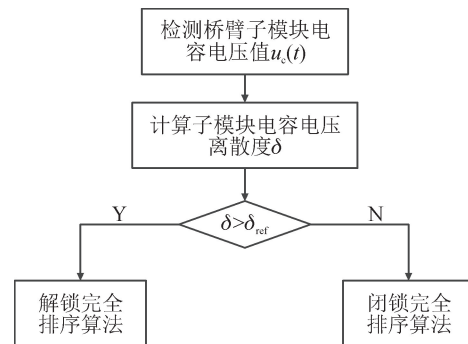


图 2 离散度阈值重构判据

Fig. 2 Reconstruction criterion based on sub module capacitor voltage dispersion

令最大子模块电容电压、最小子模块电容电压和其两者之差分别为 $u_{cmax}(t)$ 、 $u_{cmin}(t)$ 、 Δu_{cmax} ,得到本文所提子模块电容电压离散度 δ 为:

$$\delta = \frac{u_{cmax}(t) - u_{cmin}(t)}{U_c} \times 100\% = \frac{\Delta u_{cmax}}{U_c} \times 100\% \quad (13)$$

其判定过程为:根据运行过程中各子模块电容电压最大与最小值计算当前离散度 δ ,并与预先设定的离散度阈值 δ_{ref} 进行比较,完成判据重构。

当 $\delta > \delta_{ref}$ 时,子模块电容电压直接进行完全排序;当 $\delta < \delta_{ref}$ 时,需结合当前控制周期各子模块电容的充放电状态,对满足离散度阈值的子模块进行预处理。

2.3 基于离散度阈值的均压策略

对于满足离散度阈值的子模块,预处理的方法为:在重构判据中引入投切保持系数 K_x ($x=1$,即当前控制周期子模块电容为放电投入状态; $x=2$,即当前控制周期子模块电容为充电投入状态),其表达式为:

$$\begin{cases} K_1 = 1 + \alpha \\ K_2 = 1 - \alpha \end{cases} \quad (0 < \alpha < 1) \quad (14)$$

本文设置 $K_1 = 1.01, K_2 = 0.99$ 。图 3 为基于离散度阈值的均压策略流程。满足离散度阈值的子模块应最大程度地保证在下一控制周期保持原有投切状态,故将处于充电状态的子模块乘以一个小于 1 的投切保持系数 K_2 ,将处于放电状态的子模块乘以一个大于 1 的投切保持系数 K_1 。具体步骤为:

1) 根据调制策略得到各桥臂应投入子模块的个数 n_{on} ;

2) 当 $0 < n_{on} < n$ 时,根据式(13)计算各相子模块电容电压离散度 δ ,并与设置的离散度阈值 δ_{ref} 进行比较,若 $\delta > \delta_{ref}$,则解锁完全排序算法;否则进入第 3)步;

3) 判断当前控制周期子模块的投切状态 S_k ,当 $S_k = 0$,即子模块处于切除状态,对其不做任何处理;当 $S_k = 1$,即子模块处于投入状态,则进入第 4)步;

4) 判断当前控制周期桥臂电流 i_{arm} 的方向,当桥臂电流为充电方向时,子模块电容电压需乘以投切保持系数 K_2 ,当桥臂电流为放电方向时,子模块电容电压需乘以投切保持系数 K_1 ;

5) 乘以投切保持系数的子模块电容电压 U'_c 参与完全排序。

在进行各相子模块电容电压离散度判断时,本文采用如式(13)所示的离散度阈值法,相较于最大偏差量法,本文所提方法希望各相子模块电容电压同时趋于理想值附近一个较为合理的值,并承认其波动性的存在,以减小相间环流及各相间的不平衡电压。最大偏差量法则是希望各相子模块电容电压同时趋于理想值。最大偏差量法的计算公式为:

$$\Delta u_c = u_{c(\max, \min)}(t) - U_c \quad (15)$$

式中: Δu_c 为子模块电容电压最大偏差量; $u_{c(\max, \min)}(t)$ 为子模块电容电压最大或最小值。

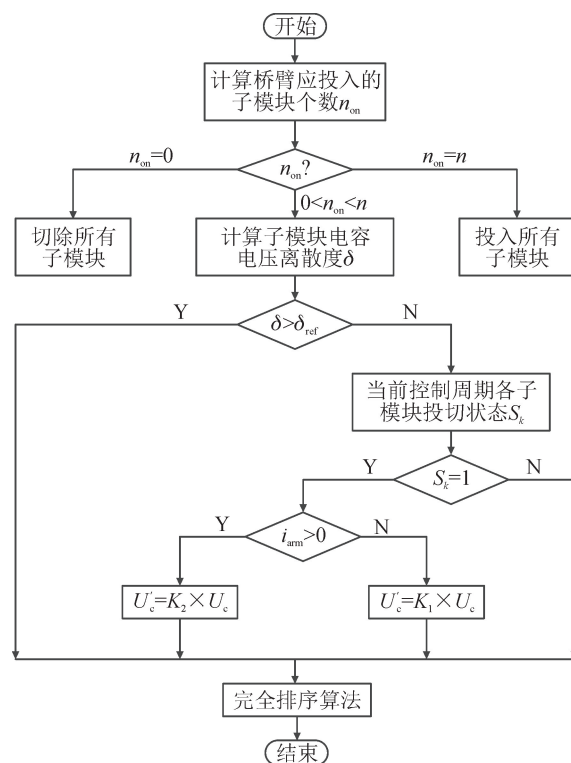


图 3 基于离散度阈值的均压策略流程
Fig. 3 Flow of the pressure equalization strategy based on the dispersion threshold

3 仿真验证

为验证本文所提基于离散度阈值的均压策略的有效性,在 Matlab/Simulink 中搭建了 21 电平 MMC 仿真模型,参数见表 1。本文着重研究 MMC 系统在整流状态下:①以稳定直流母线电压为目标,基于离散度阈值的均压策略与基于最大偏差量的均压策略的子模块电容电压一致性;②在相同运行环境下,两种均压策略功率开关管的开关次数。

表 1 MMC 仿真模型参数

Tab. 1 Parameters of the MMC

| 参数名称 | 数值 |
|------------------|-------|
| 子模块电容值 C/F | 0.047 |
| 子模块额定电压 U_c/kV | 0.5 |
| 桥臂电感 L_0/mH | 2 |
| 交流侧线电压有效值 U/kV | 4 |
| 直流侧负载 R/Ω | 10 |
| 桥臂子模块数 $n/个$ | 20 |

如图 4 所示,系统启动后,经 0.061 s 直流侧电压稳定在 10 kV,超调量为 3.1%,直流侧电流为 1 kA。图 5 为三相交流电压/电流,两者同频同相且功率因数为 1,相电压峰值为 3 266 V,相电流峰值约为 2 040 A。

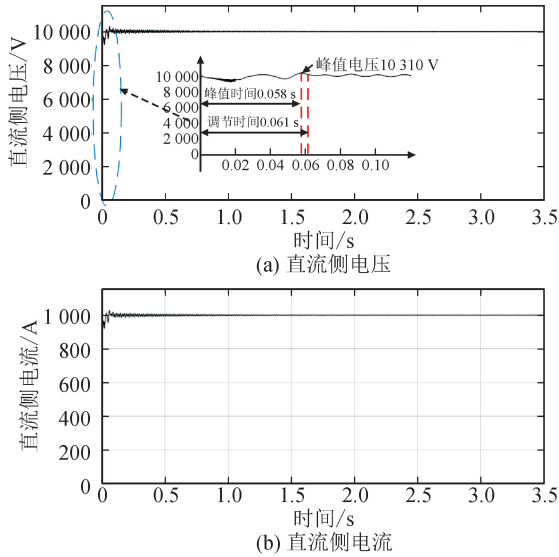


图 4 直流侧电压/电流
Fig. 4 DC side voltage/current

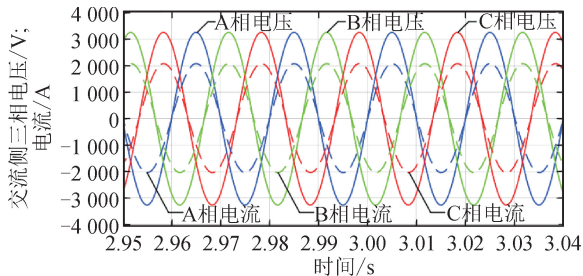


图 5 交流侧三相电压/电流
Fig. 5 AC side three-phase voltage/current

如图 6 所示,系统运行 3.5 s,在 3 s 时,基于离散度阈值均压策略的 A 相上桥臂各子模块功率开关管中最大的开关次数为 2 336 次;基于最大偏差量均压策略的 A 相上桥臂各子模块功率开关管中最大的开关次数为 2 410 次。

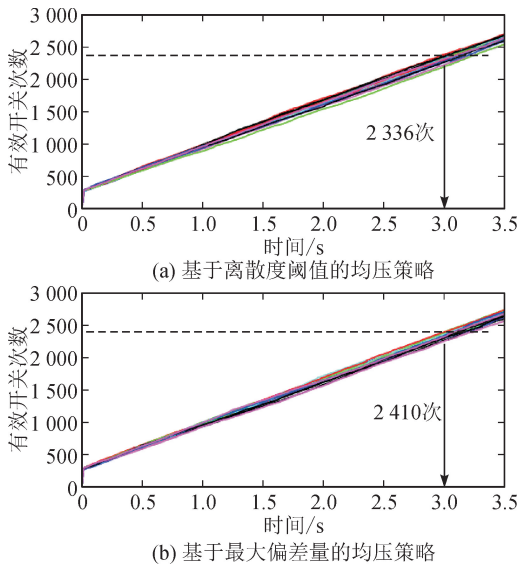
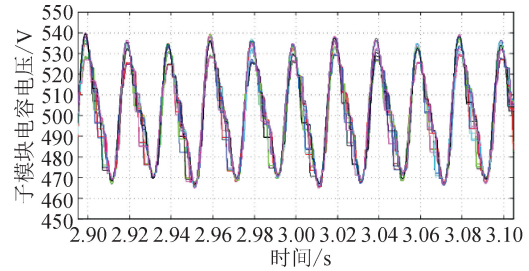


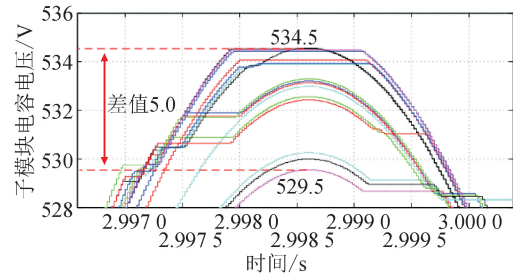
图 6 3 s 时两种均压策略的最大开关次数
Fig. 6 Maximum number of switches of the two voltage equalization strategies at 3 s

参照表 S1,在 3.00 s~3.02 s 一个工频周期内,结合两种均压策略的 A 相上桥臂各子模块功率开关管开关次数和平均开关频率,并根据式(10)~式(12),分别计算两种均压策略的 A 相上桥臂“附加开关损耗”。基于离散度阈值均压策略的“附加开关损耗”为 6 826.67 W,基于最大偏差量均压策略的“附加开关损耗”为 7 120 W,说明本文所提均压策略在相同的控制周期拥有更少的开关次数与“附加开关损耗”。

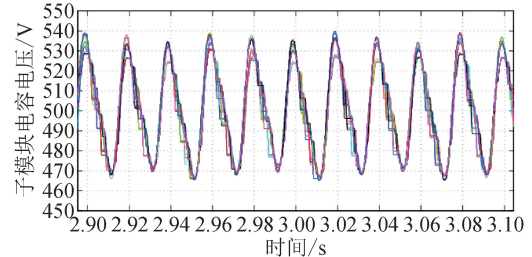
如图 7 所示,在 3 s 左右,基于离散度阈值的均压策略 A 相子模块电容电压稳定在 500 V,上下波动量为 ±35 V,波动率为 ±7%,离散度为 1%。



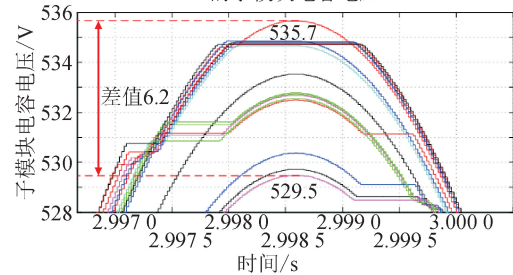
(a) 2.9 s~3.1 s, 基于离散度阈值均压策略的子模块电容电压



(b) 基于离散度阈值均压策略的子模块电容电压峰值



(c) 2.9 s~3.1 s, 基于最大偏差量均压策略的子模块电容电压



(d) 基于最大偏差量均压策略的子模块电容电压峰值

图 7 两种均压策略的子模块电容电压及峰值
Fig. 7 Capacitor voltage and peak value of sub modules with two voltage equalization strategies

基于最大电压偏差量的均压策略 A 相子模块电容电压稳定在 500 V,上下波动量为 ± 35 V,波动率为 $\pm 7\%$,离散度为 1.24%,说明本文所提基于离散度阈值的均压策略相较于基于最大电压偏差量的均压策略具有更小的子模块电容电压离散度。

4 结 论

针对目前模块化多电平变换器采用基于完全排序算法的各类均压策略导致各相子模块电容电压离散度大、功率开关管开关次数高的问题,本文提出了以下改进:

1) 以子模块电容电压理想值为基础,采用离散度阈值重构判据;在保证 MMC 稳定运行的同时,使各相子模块电容电压具有较好的一致性;

2) 引入子模块功率开关管投切保持系数,最大程度地保证了各子模块维持原有的投切状态;与基于最大偏差量的均压策略相比,本文所提均压策略具有更小的子模块电容电压离散度且开关次数更少,可有效提高 MMC 的电能转换效率。

参考文献:

- [1] HU Pengfei, TEODORESCU R, WANG Songda, et al. A currentless sorting and selection-based capacitor-voltage-balancing method for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1022-1025.
- [2] 管敏渊,徐政. MMC 型 VSC-HVDC 系统电容电压的优化平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(12): 9-14.
GUAN Minyuan, XU Zheng. Optimized capacitor voltage balancing control for modular multilevel converter based VSC-HVDC system [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(12): 9-14.
- [3] 杜晓舟,梅军,邓凯,等. 模块化多电平换流器电容电压均衡控制方法[J]. 电网技术, 2016, 40(1): 26-31.
DU Xiaozhou, MEI Jun, DENG Kai, et al. Voltage balance control method of MMC [J]. Power System Technology, 2016, 40(1): 26-31.
- [4] QIN Jiangchao, SAEEDIFARD M. Reduced switching-frequency voltage-balancing strategies for modular multilevel HVDC converters [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(4): 2403-2410.
- [5] 王坤,刘开培,张志轩,等. 基于快速排序算法的模块化多电平换流器电容电压均衡策略[J]. 电测与仪表, 2018, 55(5): 1-7.
WANG Kun, LIU Kaipei, ZHANG Zhixuan, et al. A capacitor voltage balancing strategy based on quicksort algorithm for modular multilevel converter[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2018, 55(5): 1-7.
- [6] 喻锋,王西田,林卫星,等. 一种快速的模块化多电平换流器电压均衡控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(4): 929-934.
YU Feng, WANG Xitian, LIN Weixing, et al. A fast voltage balancing control method for modular multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(4): 929-934.
- [7] 魏新伟,粟时平,邱欣,等. 模块化多电平换流器电容电压新型优化平衡方法[J]. 电网技术, 2017, 41(3): 729-735.
WEI Xinwei, SU Shiping, QIU Xin, et al. A novel optimized capacitor voltage balancing method for modular multilevel converter [J]. Power System Technology, 2017, 41(3): 729-735.
- [8] 李琳,粟时平,魏新伟,等. 基于改进型基数排序均压算法的 MMC-HVDC 电容电压平衡方法[J]. 电力科学与技术学报, 2018, 33(1): 67-74, 80.
LI Lin, SU Shiping, WEI Xinwei, et al. Capacitor voltage balancing method for MMC-HVDC based on improved radix-sorting voltage balancing algorithms [J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2018, 33(1): 67-74, 80.
- [9] WANG Kun, DENG Yan, HAO Peng, et al. An improved CPS-PWM scheme-based voltage balancing strategy for MMC with fundamental frequency sorting algorithm[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(3): 2387-2397.
- [10] 屠卿瑞,徐政,郑翔,等. 一种优化的模块化多电平换流器电压均衡控制方法[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 15-20.
TU Qingrui, XU Zheng, ZHENG Xiang, et al. An optimized voltage balancing method for modular multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 15-20.
- [11] 肖强,朱晟毅,蒲羿,等. 一种模块化多电平换流器电压均衡改进策略[J]. 电源学报, 2021, 19(5): 59-66.
XIAO Qiang, ZHU Chengyi, PU Yi, et al. Improved voltage balancing strategy for modular multilevel converter [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(5): 59-66.
- [12] 刘建华,琚云鹏,吕承阳,等. MMC 优化均压控制方法的研究[J]. 电测与仪表, 2020, 57(19): 99-104.
LIU Jianhua, JU Yunpeng, LÜ Chengyang, et al. Research on MMC optimized equalization control method [J]. Electrical Measurement and Instrumentation, 2020, 57(19): 99-104.
- [13] 苟鑫,卢继平,刘加林,等. 一种基于子模块投入优先

- 级的模块化多电平换流器电容电压均衡控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(24): 7299-7310, 7503.
- GOU Xin, LU Jiping, LIU Jialin, et al. A capacitor voltage balancing control method for modular multilevel converter based on insertion priority of the sub-modules[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(24): 7299-7310, 7503.
- [14] HASSANPOOR A, ROOSTAEI A, NORRGA S, et al. Optimization-based cell selection method for grid-connected modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (4): 2780-2790.
- [15] 董朝阳, 吉攀攀, 刘静一, 等. 降低 IGBT 开关频率的 MMC 非排序均压策略[J]. 电力电子技术, 2020, 54 (9): 119-122.
- DONG Chaoyang, JI Panpan, LIU Jingyi, et al. MMC non-sorting equalizaing strategy for reducing IGBT switching frequency[J]. Power Electronics, 2020, 54 (9): 119-122.
- [16] 常立国, 苟锐锋, 杨晓平, 等. 适用于 MMC-HVDC 的优化均压策略 [J]. 高电压技术, 2020, 46 (5): 1719-1728.
- CHANG Liguoguo, GOU Ruifeng, YANG Xiaoping, et al. Optimized voltage balancing strategy for MMC-HVDC [J]. High Voltage Technology, 2020, 46(5): 1719-1728.
- [17] MORA A, URRUTIA M, CARDENAS R, et al. Model-predictive-control-based capacitor voltage balancing strategies for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66 (3): 2432-2443.
- [18] 蒲羿, 罗永捷, 熊小伏, 等. 基于电压收敛性预测的 MMC 低开关频率均压控制策略[J]. 电网技术, 2020, 44(11): 4347-4358.
- PU Yi, LUO Yongjie, XIONG Xiaofu, et al. A reduced switching frequency voltage balancing control strategy based on voltage convergence prediction for modular multilevel converters [J]. Power System Technology, 2020, 44(11): 4347-4358.
- [19] 岳有军, 樊亚振, 赵辉, 等. 基于改进排序算法的模块化多电平换流器子模块电容电压均衡控制策略研究 [J/OL]. 电测与仪表: 1-5 [2021-12-02]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1202.TH.20210416.1735.006.html>.
- YUE Youjun, FAN Yazhen, ZHAO Hui, et al. Research on capacitor voltage balancing control strategy of MMC sub-module based on improved sorting algorithm[J/OL]. Electrical Measurement and Instrumentation: 1-5 [2021-12-02]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1202.TH.20210416.1735.006.html>.
- [20] 魏成伟, 李昂, 段友莲, 等. 基于算法优化的 MMC 子模块降频均压策略研究[J]. 智慧电力, 2020, 48(5): 67-72.
- WEI Chengwei, LI Ang, DUAN Youlian, et al. Frequency reduction and voltage equalization strategy of MMC submodule based on algorithm optimization[J]. Smart Power, 2020, 48(5): 67-72.
- [21] 程志伟, 薛毓强, 郑文迪, 等. 模块化多电平换流器快速能量等效建模 [J]. 电网技术, 2019, 43 (3): 1066-1072.
- CHENG Zhiwei, XUE Yuqiang, ZHENG Wendi, et al. Fast energy equivalent modeling of modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2019, 43(3): 1066-1072.
- [22] 徐政. 柔性直流输电系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2016: 90-96.

(相关支持信息详见下文附录)

附录:

参照文献[22]中关于 MMC 桥臂单元功率开关管损耗的计算方法, 对基于离散度阈值与最大偏差量的 MMC 系统损耗进行计算, 计算过程如下。

1) 3.00 s~3.02 s, A 相上桥臂半桥子模块中上半桥功率开关管(IGBT 功率单元)开关次数对照表(由于计算机性能的限制, 只采集了每个子模块中上半桥功率开关管的开关次数)如表 S1 所示。

2) 通态损耗

a) 功率开关管通态损耗:

$$P_{T_{\text{cond}}} = i_{\text{CE}} V_{\text{CE0}} + i_{\text{CE}}^2 r_{\text{CE}} = 2.6 i_{\text{pa}} + 0.0016 i_{\text{pa}}^2$$

$$P_{D_{\text{cond}}} = i_{\text{D}} V_{\text{D0}} + i_{\text{D}}^2 r_{\text{D}} = 1.7 i_{\text{pa}} + 0.0011 i_{\text{pa}}^2$$

式中: $P_{T_{\text{cond}}}$ 与 $P_{D_{\text{cond}}}$ 分别为子模块功率开关管中 IGBT 和二极管的通态损耗; i_{CE} 与 i_{D} 分别为 IGBT 和二极管在导通期间流过的电流; V_{CE0} 与 V_{D0} 分别为 IGBT 和二极管的通态电压偏置; r_{CE} 与 r_{D} 分别为 IGBT 和二极管的通态电阻。

$V_{\text{CE0}} = V_{\text{CEsat}}$, $I_{\text{C}} = 1600 \text{ A}$, 在 125°C 时, V_{CE0} 的典型值为 2.6 V , 计算可得 $r_{\text{CE}} \approx 0.0016 \Omega$;

$V_{\text{D0}} = V_{\text{F}}$, $I_{\text{F}} = 1600 \text{ A}$, 在 125°C 时, V_{D0} 的典型值为 1.7 V , 计算可得 $r_{\text{D}} \approx 0.0011 \Omega$ 。

注:① $V_{CE,sat}$ 为该款 IGBT 功率单元 Dasheet 中集电极-发射极间的饱和压降;② V_F 为二极管在指定温度下流过某一指定的稳态正向电流时对应的正向压降;③根据参考文献选定 125 °C 虽然会使得桥臂损耗计算结果过于保守,但是可以减少计算量,并提供一定的安全裕量。

b) A 相上桥臂各子模块功率开关管通态损耗:

$$P_{cond} = \frac{1}{T} \left\{ \int_{t_2}^{t_1} [n_{pa}(t)P_{Tcond}(t) + (n - n_{pa}(t))P_{Dcond}]dt + \int_{t_3}^{t_2} [n_{pa}(t)P_{Dcond}(t) + (n - n_{pa}(t))P_{Tcond}(t)]dt \right\}$$

$$u_{pa}(t) = \frac{U_{dc}}{2}[1 - m\sin(\omega t)]$$

$$i_{pa}(t) = \frac{1}{3}I_{dc} + \frac{1}{2}I_m \sin(\omega t - \varphi)$$

$$n_{pa}(t) = \frac{u_{pa}(t)}{500}$$

$$t_1 = \frac{2\pi + \varphi - \arcsin(\frac{2I_{dc}}{3I_m})}{\omega} = 1.2s$$

$$t_2 = \frac{\pi + \varphi + \arcsin(\frac{2I_{dc}}{3I_m})}{\omega} = 0.75s$$

$$t_3 = \frac{\varphi - \arcsin(\frac{2I_{dc}}{3I_m})}{\omega} = 0.054s$$

式中:工频周期 $T = 0.02 s$;基波角频率 $\omega = 100\pi$;

A 相上桥臂子模块个数 $n = 20$;通过仿真程序测得 A 相上桥臂电流滞后桥臂电压为 $\varphi = 36^\circ$;直流侧电流 $I_{dc} = 1000 A$;直流侧电压 $U_{dc} = 10000 V$;交流侧线电流幅值 $I_m \approx 2040 A$;调制比 $m = 0.85$;子模块电容额定电压为 500V; $n_{pa}(t)$ 为某时刻 A 相上桥臂投入的子模块个数;如正文图 1 所示, $t_3 \sim t_2$ 为 A 相桥臂电流大于零时 T2 与 D1 导通的区间, $t_2 \sim t_1$ 为 A 相桥臂电流小于零时 T1 与 D2 导通的区间。

经计算:

$$\int_{t_2}^{t_1} n_{pa}(t)P_{Tcond}(t)dt = \int_{0.75}^{1.2} [10 - 8.5\sin(\omega t)] \times [2.6i_{pa}(t) + 0.0016i_{pa}^2(t)]dt = 233890.274 W$$

$$\int_{t_2}^{t_1} (n - n_{pa}(t))P_{Dcond}(t)dt = \int_{0.75}^{1.2} [10 + 8.5\sin(\omega t)] \times [1.7i_{pa}(t) + 0.0011i_{pa}^2(t)]dt = 9379.83 W$$

$$\int_{t_3}^{t_2} n_{pa}(t)P_{Dcond}(t)dt = \int_{0.054}^{0.75} [10 - 8.5\sin(\omega t)] \times [1.7i_{pa}(t) + 0.0011i_{pa}^2(t)]dt = 2920.96 W$$

$$\int_{t_3}^{t_2} (n - n_{pa}(t))P_{Tcond}(t)dt = \int_{0.054}^{0.75} [10 + 8.5\sin(\omega t)] \times [2.6i_{pa}(t) + 0.0016i_{pa}^2(t)]dt = 22341.73 W$$

$$P_{cond} = 234321.81 W$$

表 S1 基于离散度阈值与最大偏差量的 A 相上桥臂各子模块功率开关管开关次数及平均开关频率(3.00 s~3.02 s)

Tab. S1 Number of switches and average switching frequency (3.00 s~3.02 s) of power switch tubes of each sub module of A-phase upper bridge arm based on dispersion threshold and maximum deviation

| 方 法 | 时 间/ s | 各子模块功率开关管开关次数/次 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | 总差 值/ 次 | 平均 开关 频率/ Hz | |
|-----------------------|-----------|-----------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|---------------|-----------------------|-------|
| | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | | | 20 |
| 离 散 度 阈 值 | 3.00 | 2 230 | 2 233 | 2 240 | 2 333 | 2 269 | 2 289 | 2 275 | 2 249 | 2 203 | 2 303 | 2 298 | 2 277 | 2 266 | 2 326 | 2 253 | 2 335 | 2 263 | 2 240 | 2 250 | 2 336 | | |
| | 3.02 | 2 242 | 2 246 | 2 255 | 2 350 | 2 285 | 2 306 | 2 286 | 2 262 | 2 215 | 2 314 | 2 309 | 2 285 | 2 281 | 2 340 | 2 266 | 2 348 | 2 279 | 2 251 | 2 270 | 2 351 | 273 | 682.5 |
| | 差值 | 12 | 13 | 15 | 17 | 16 | 17 | 11 | 13 | 12 | 11 | 11 | 8 | 15 | 14 | 13 | 13 | 16 | 11 | 20 | 15 | | |
| 最 大 偏 差 量 | 3.00 | 2 410 | 2 336 | 2 345 | 2 333 | 2 387 | 2 303 | 2 335 | 2 326 | 2 268 | 2 305 | 2 327 | 2 325 | 2 389 | 2 374 | 2 277 | 2 354 | 2 331 | 2 310 | 2 321 | 2 321 | | |
| | 3.02 | 2 423 | 2 351 | 2 361 | 2 351 | 2 402 | 2 321 | 2 343 | 2 339 | 2 280 | 2 325 | 2 347 | 2 335 | 2 405 | 2 381 | 2 303 | 2 367 | 2 348 | 2 328 | 2 332 | 2 329 | 284 | 710.0 |
| | 差值 | 13 | 15 | 16 | 18 | 15 | 18 | 8 | 13 | 12 | 20 | 20 | 10 | 16 | 7 | 16 | 13 | 17 | 18 | 11 | 8 | | |

3) 必要开关损耗

$$E_{ess} \approx \int_t^{t+T} 2(E_{on} + E_{off} + E_{rec}) \times |\rho| dt = 2 J$$

$$|\rho| = \left| \frac{U_{dc}}{2 \times 500} m \omega \cos(\omega t) \right|$$

$$P_{ess} = \frac{2}{T} = 100 W$$

注:①当桥臂电流大于零且投入子模块时(D1导通,T2关断),会产生 E_{off} 的必要开关动作能量消耗;当桥臂电流大于零且切除子模块时(D1关断,T2导通),会产生 $E_{on} + E_{rec}$ 的必要开关动作能量消耗;当桥臂电流小于零且投入子模块时(D2关断,T1导通),会产生 $E_{on} + E_{rec}$ 的必要开关动作能量消耗;当桥臂电流小于零且切除子模块时(D2导通,T1关断),会产生 E_{off} 的必要开关动作能量消耗;综上,根据表S1,本文选定的功率开关管动作时间为3.00 s~3.02 s,以上4种状态均包含其中;② ρ 为投入子模块个数变化率的绝对值, P_{ess} 为必要开关

损耗平均功率。

4) 附加开关损耗

根据正文式(10)~式(12)计算可得基于离散度阈值均压策略的附加开关损耗为6 826.67 W,基于最大偏差量均压策略的附加开关损耗为7 120 W。

5) 系统损耗

基于离散度阈值均压策略的系统损耗:

$$(P_{cond} + P_{ess} + P_{add}) \times 6 = 1447490.88 \text{ W}$$

基于最大偏差量均压策略的系统损耗:

$$(P_{cond} + P_{ess} + P_{add}) \times 6 = 1449250.86 \text{ W}$$

(责任编辑 周 蓓)

(上接第587页)

[13] 中华人民共和国住房和城乡建设部,中华人民共和国国家质量监督检验检疫总局.城市轨道交通工程监测技术规范:GB 50911—2013[S].北京:中国建筑工业出版社,2013.

[14] 丁智,张霄,梁发云,等.软土基坑开挖对邻近既有隧道影响研究及展望[J].中国公路学报,2021,34(3):50-70.

DING Zhi, ZHANG Xiao, LIANG Fayun, et al. Research and prospects regarding the effect of foundation pit excavation on an adjacent existing tunnel in soft soil[J]. China Journal of Highway and Transport, 2021, 34(3): 50-70.

[15] 中华人民共和国住房和城乡建设部.建筑基坑支护技术规程:JGJ 120—2012[S].北京:中国建筑工业出版社,2012.

[16] 安慧,高勇强,郭世豪,等.明挖基坑紧邻既有地铁车站施工力学响应分析[J].现代隧道技术,2020,57(S1):513-520.

AN Hui, GAO Yongqiang, GUO Shihao. Mechanical response of an existing subway station due to an adja-

cent open-cut foundation pit construction[J]. Modern Tunnelling Technology, 2020, 57(S1): 513-520.

[17] 赵俊杰,贾斌,张东,等.基于BP神经网络的阿拉套山隧道围岩物理力学参数反演分析[J].隧道建设(中英文),2019,39(S1):220-226.

ZHAO Junjie, JIA Bin, ZHANG Dong, et al. Inverse analysis of physical and mechanical parameters of Alataoshan tunnel surrounding rock based on BP neural network[J]. Tunnel Construction, 2019, 39(S1): 220-226.

[18] 刘春梅,姜巍,宫亚峰,等.基于K-means改进RBF神经网络对深基坑变形分析及预测[J].隧道建设(中英文),2021,41(S2):246-254.

LIU Chunmei, JIANG Wei, GONG Yafeng, et al. Analysis and prediction of foundation pit deformation based on K-means improved radial basis function neural network[J]. Tunnel Construction, 2021, 41(S2): 246-254.

(责任编辑 周 蓓)