

# An Optimized Voltage Balancing Method for Modular Multilevel Converter

Yingjie Liu, Jijiang Song, Yixia Niu

School of Electrical and Electronic Engineering, Shandong University of Technology, Zibo Shandong  
Email: 958536279@qq.com

Received: Jun. 8<sup>th</sup>, 2018; accepted: Jun. 22<sup>nd</sup>, 2018; published: Jun. 29<sup>th</sup>, 2018

---

## Abstract

The modular multilevel converter has high modular structure, high output level, can adapt to different voltage levels and power levels, and does not require special filter devices. It is very suitable for high voltage and high-power flexible DC transmission. In the modular multilevel converter, the bridge arm capacitance is not interrelated with each other, and the balanced control of the capacitance voltage is an important condition to ensure the stable and reliable operation of the power system. In this paper, an optimal capacitor voltage equilibrium control method was proposed on the basis of the sorting method. The optimization control did not need to sort the capacitor voltage at any time, greatly improved the processing speed of the processor and reduced the loss of the system. The 21 level MMC simulation model was built in PSCAD/EMTDC to verify the effectiveness of the control strategy. The simulation results show that the optimized mean voltage method can achieve the balance of capacitor voltage and reduce the switching frequency of the system.

## Keywords

Modular Multilevel Converter, Pressure Equalization Control, Nearest Level Modulation

---

# 一种优化的模块化多电平换流器均压控制方法

刘英杰, 宋吉江, 牛轶霞

山东理工大学, 电气与电子工程学院, 山东 淄博  
Email: 958536279@qq.com

收稿日期: 2018年6月8日; 录用日期: 2018年6月22日; 发布日期: 2018年6月29日

---

## 摘要

模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter, MMC)具有高度的模块化结构, 输出电平数高, 能

文章引用: 刘英杰, 宋吉江, 牛轶霞. 一种优化的模块化多电平换流器均压控制方法[J]. 电气工程, 2018, 6(2): 189-198. DOI: 10.12677/jee.2018.62022

适应不同的电压等级和功率水平,不需要专门的滤波装置,非常适用于高压大功率的柔性直流输电场合。在模块化多电平变换器中,桥臂电容彼此之间不存在相互关联,对电容电压的均衡控制是保证电力系统稳定可靠运行的重要条件,本文在排序法的基础上提出了一种优化电容电压均衡控制方法,优化控制不需要时刻对电容电压进行排序,大大提高了处理器的运算速度,降低了系统损耗。在PSCAD/EMTDC中搭建21电平的MMC仿真模型,对控制策略的有效性进行验证,仿真结果表明采用的优化均压方法能够实现电容电压均衡,同时降低了系统的开关频率。

## 关键词

模块化多电平换流器, 均压控制, 最近电平逼近

Copyright © 2018 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

## 1. 引言

社会经济的快速发展,给人们带来了巨大利益的同时,也使得能源短缺与环境污染日益严峻,因此需要采用更加灵活、经济、环保的输配电方式来应对新的挑战。电压源换流器型直流输电(Voltage Source Converter-High Voltage DC, VSC-HVDC)的技术优势使其在可再生能源并网、无源网络供电、城市电网供电、异步交流电网互联等领域都发挥了积极作用[1][2][3],但目前已投运的VSC-HVDC多采用两电平或三电平VSC拓扑结构,其拓扑结构受IGBT开关器件承受功率、电压承受能力的影响大,难以提高输电容量[4],很大程度上限制了HVDC在高压、大功率场合的应用前景。针对传统多电平拓扑结构存在的问题,近年来提出一种新型的拓扑结构——模块化多电平换流器,因其独特的结构优势受到了广泛的关注,对基于MMC的直流输电系统的应用进行了深入研究,MMC子模块直接串联在桥臂中,彼此之间没有相互连接,抑制和减小电容电压的波动是保证MMC安全可靠运行的关键,因此需要采取相应的电容电压控制策略,保证电容电压的均衡。对于模块均压的控制,目前国内外对MMC换流器的控制策略进行广泛的研究,并取得了一些研究成果。文献[5]利用排序法对子模块进行均压,但该方法使MMC开关频率大,且随着子模块数量的增多,计算量会变得很大,文献[6]提出设置保持因子的MMC电容电压平衡控制,将排序重点放在越限的子模块上,降低了IGBT的开关频率。文献[7]提出一种希尔排序的算法,很大程度上减小了排序的次数,但是对于希尔排序的时间复杂度分析十分困难。文献[8]提出一种通过比较平均值的控制算法,此方法不需要对子模块进行排序,大大增加了计算速度,但对处于最值的两个子模块难以优先投切,且不易选取和配合。文献[9]提出了一种不需排序的模型预测控制方法,但是预测过程难以计算,而且只能在子模块不多的场合使用。文献[10]利用质因子分解的数学方法,提出一种分层分组的控制策略来减少排序的计算量,提高计算的速度,但组间电压难以均衡,导致均压效果的降低。

为了降低换流器运行时的开关频率,提高运算速度并能够保证其具有良好均压效果,本文以最近电平逼近调制(Nearest Level Modulation, NLM)策略为基础提出一种改进的电容电压均衡控制方法,该方法能够在电容电压均衡的前提下,一定程度降低排序次数,减少换流器开关损耗。

## 2. MMC 基本工作原理

如图1为模块化多电平换流器的拓扑结构。由三相对称的三个结构相同的相单元构成换流器,每相

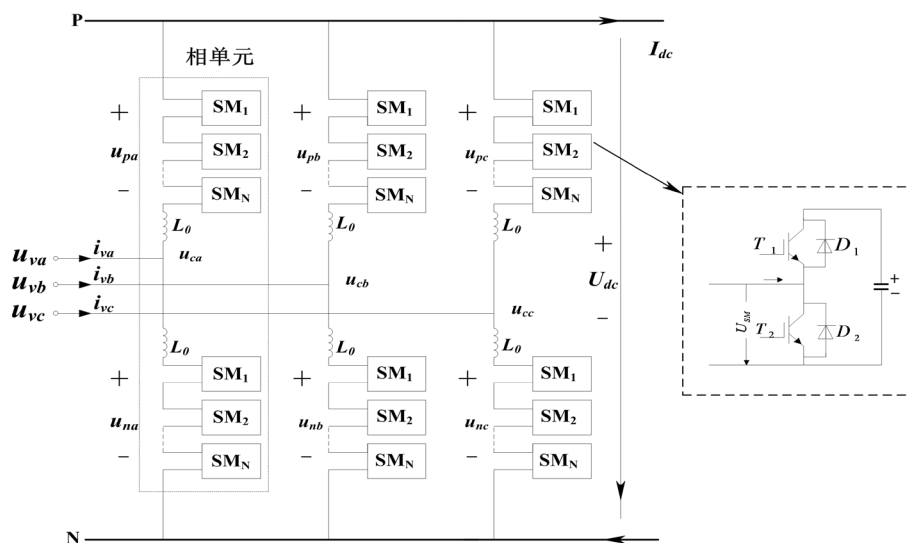


Figure 1. The topological structure of MMC  
图 1. MMC 拓扑结构

的上、下两个桥臂构成一个相单元，每个换流器有 6 个桥臂组成，桥臂由一个电抗器  $L_0$  和若干个同样结构的子模块(Submodule, SM)串联组合而成，每个子模块由两个带反并联二极管的绝缘栅双极晶体管 IGBT 串联后与一个储能电容器并联组成。 $i_{va}$ 、 $i_{vb}$ 、 $i_{vc}$  分别表示网侧交流系统三相交流输入电流， $u_{va}$ 、 $u_{vb}$ 、 $u_{vc}$  分别表示网侧三相交流输入电压， $U_{dc}$  为直流侧的输出电压， $I_{dc}$  为直流侧的输出电流。

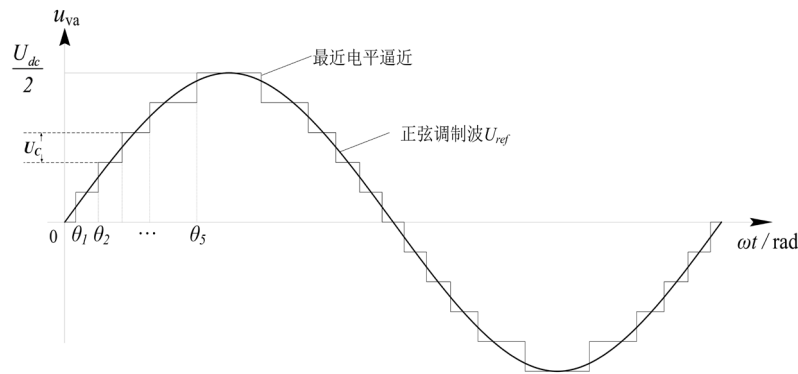
通过给 IGBT 施加不同控制信号，每个子模块有闭锁、投入、切除三种不同的工作方式：第一种工作方式是全控型开关 IGBT ( $T_1$ ,  $T_2$ )全部关断，子模块处于闭锁状态。此时，无论  $i_{SM}$  的方向如何，只能对 SM 进行充电，不能被放电，这种工作状态仅存在于 MMC 启动时对 MMC 预充电，或者发生故障时将子模块旁路；第二种工作方式是  $T_1$  导通， $T_2$  关断，子模块处于投入状态，通过  $i_{SM}$  流动方向的不同，对子模块进行充放电，这种工作方式是 MMC 的正常工作状态；第三种是  $T_1$  关断， $T_2$  导通，子模块处于切除状态。此时无论  $i_{SM}$  的方向如何，电容器都被旁路，输出电压都为 0。这种工作状态不影响子模块的电容电压，对 SM 的冗余设计具有积极意义。

调制方式的差异对 MMC 的输出性能有着关键的影响，因此选择一个简单、高效、合适的调制策略至关重要。目前国内外学者提出了多种适用于 MMC 的调制策略，常见的调制策略主要有特定谐波消去脉宽调制、载波移相脉宽调制、载波层叠调制、电压逼近调制等[11]。在高压大功率柔性直流输电系统中，为满足要求，MMC 桥臂中往往含有几十或数百个子模块，此时，使用 PWM 方式实现复杂，开关频率高，损耗较大。又因数目众多的子模块输出电平较高，交流侧电压波形的谐波含量已经较低，故使用控制方法更为简单，计算量更低的 NLM 更有优势。

NLM 调制策略是通过控制正弦调制波的瞬时值来对控制上、下桥臂子模块的投入个数，使得在每一时刻交流侧产生的交流电压接近调制波，尽量使它们的差值最小。原理如图 2 所示，图中  $u_s(t)$  表示正弦调制波， $U_c$  表示子模块的平均直流电压值，任何时刻各相投入的子模块为  $N$ ，如果上、下桥臂各自选取相等数目的子模块投入运行，则这种情况下相单元的输出电压为 0。

由图可知，随着调制波从 0 开始逐渐变大，下桥臂子模块投入个数呈增加趋势，上桥臂子模块的投入个数的变化趋势与之恰好相反， $U_c$  值越小越好，方波与调制波的拟合度越高，NLM 的效果就越好。

在任意时刻，上下桥臂所要投入子模块的数目为式(1)：



**Figure 2.** Nearest level modulation  
**图 2.** 最近电平逼近调制

$$\begin{cases} N_{up} = \frac{N}{2} - \text{round}\left(\frac{u_s}{U_c}\right) \\ N_{down} = \frac{N}{2} + \text{round}\left(\frac{u_s}{U_c}\right) \end{cases} \quad (1)$$

### 3. 电容电压均衡控制

#### 3.1. 电容电压控制流程

传统电容电压控制的算法核心环节就是排序法，其控制原理是：首先根据调制波计算出需要投入运行的子模块个数，然后检测各子模块的电容电压值，并将其值进行排序，再对桥臂电流的极性进行检测，如果桥臂电流为正，那么此时子模块处于充电的状态，电容电压升高，将排序结果之中电压最低的  $N$  个子模块投入运行，如果桥臂电流为负，那么此时子模块处于放电的状态，电容电压降低，将排序结果之中电压最高的  $N$  个子模块投入运行。

传统电容均压方法简单，但在系统正常运行时，各桥臂电容会不断的进行充放电，即使只发生了很小的变化，就要全部进行排序，而子模块投切的频率非常高，大大增加了器件的损耗，影响其工作效率，这种情况在电平数越高的时候，损耗越大。但事实上，在 MMC 运行过程中，只要保持子模块电压的波动在一定范围之内就能保持输出侧波形的质量，而不必要把每一个子模块电压都严格保持在某个定值。

为减小 IGBT 的开关次数，降低开关损耗，本文提出了一种改进的电容电压均衡控制方法。该算法的原理认为在一定的波动区间的电容电压是稳定的，系统并不需要每时每刻对桥臂电容进行排序可以保证电容电压的均衡，不影响换流器电压电流波形，这样大大减少了子模块的开关频率，提高了系统的运算速度。

其均衡控制图如图 3 所示。

改进均衡控制的基本思路是：首先确定电容的参考电压  $u_{Cref}$  与电压的偏移量  $\Delta u$ ，在电压偏移量之内，认为电容电压是平衡的，不需要进行调节，当超出电压偏移量时，则根据  $u_c$  与  $u_{Cref}$  的大小进行优先充放电。对电容电压进行检测，若  $|u_{Ci} - u_{Cref}| \leq \Delta u$ ，则将  $u_{Ci}$  赋值到 B 区间并计数为  $n_B$ ，若  $|u_{Ci} - u_{Cref}| \geq \Delta u$  且  $u_{Ci} < u_{Cref}$ ，则将  $u_{Ci}$  赋值到 A 区间并计数为  $n_A$ ，电容优先充电，若  $|u_{Ci} - u_{Cref}| \geq \Delta u$  且  $u_{Ci} > u_{Cref}$ ，则将  $u_{Ci}$  赋值到 C 区间并计数为  $n_C$ ，电容优先放电。调制波计算出需要投入的子模块个数为  $n$ ，判断桥臂电流，如果为正方向，则对子模块进行充电，若  $n > n_A + n_B$ ，则 A、B 区间内子模块需要全部投入，C 区间内投入  $(n - n_A - n_B)$  个子模块，若  $n > n_A$ ，则 A 区间内子模块需要全部投入，B 区间内投入  $(n - n_A)$  个子模块，若  $n \leq n_A$ ，则在 A 区间投入  $n$  个子模块即可；如果为负方向，则对子模块进行放电，若  $n > n_B + n_C$ ，则 B、

C 区间内子模块需要全部投入，A 区间内投入  $(n - n_B - n_C)$  个子模块，若  $n > n_C$ ，则 C 区间内子模块需要全部投入，B 区间内投入  $(n - n_C)$  个子模块，若  $n \leq n_C$ ，则在 C 区间投入  $n$  个子模块即可。

### 3.2. 优化算法的参数确定

通过第二章 MMC 工作原理的分析可知，六个桥臂分别可以用一个可控的电压源来等效替换，如图 4 即为 MMC 三相等效电路图。

MMC 三相对称，故以 A 相为研究对象，假设：

$$u_{ca} = U_{ca} \sin \omega t \tag{2}$$

$$i_{va} = I_{va} \sin(\omega t + \varphi) \tag{3}$$

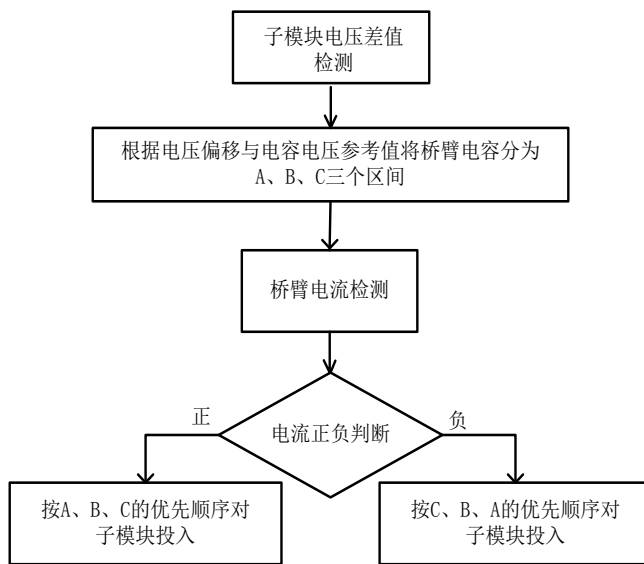


Figure 3. The block diagram of sub module balance control

图 3. 子模块均衡控制框图

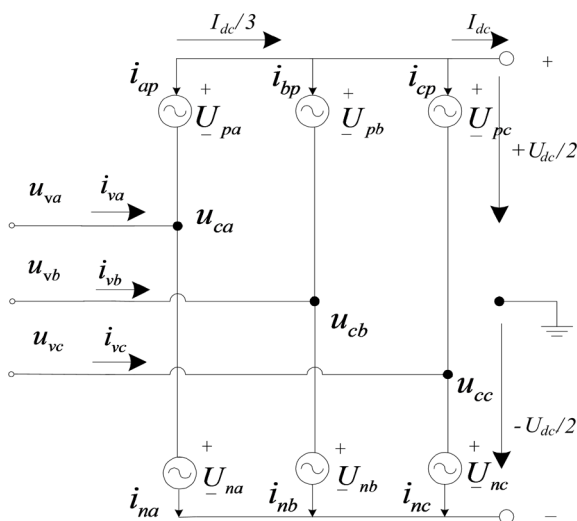


Figure 4. The equivalent circuit diagram of MMC

图 4. MMC 等效电路图

其中,  $U_{ca}$  为输出相电压峰值;  $I_{va}$  为输出线电流峰值;  $\varphi$  功率因数角。

便于分析, 定义 MMC 电压调制比为[12]:

$$k = \frac{U_{ca}}{U_{dc}/2} \quad (4)$$

定义 MMC 电流调制比为:

$$m = \frac{I_{va}/2}{I_{dc}/3} \quad (5)$$

忽略 MMC 内部损耗时, 由功率守恒可知 MMC 换流器输入功率等于输出功率, 即:

$$3 \frac{U_{ca}}{\sqrt{2}} \frac{I_{va}}{\sqrt{2}} \cos \varphi = U_{dc} I_{dc} \quad (6)$$

结合式(4)、式(5)、式(6)可得:

$$km \cos \varphi = 2 \quad (7)$$

理想情况下, 由基尔霍夫定律可得 MMC 上、下桥臂电压为:

$$\begin{cases} u_{pa} = \frac{U_{dc}}{2} - u_{ca} = \frac{U_{dc}}{2} (1 - k \sin \omega t) \\ u_{na} = \frac{U_{dc}}{2} + u_{ca} = \frac{U_{dc}}{2} (1 + k \sin \omega t) \end{cases} \quad (8)$$

上、下桥臂电流为:

$$\begin{cases} i_{pa} = \frac{I_{dc}}{3} + \frac{i_{va}}{2} = \frac{I_{dc}}{3} [1 + m \sin(\omega t + \varphi)] \\ i_{na} = \frac{I_{dc}}{3} - \frac{i_{va}}{2} = \frac{I_{dc}}{3} [1 - m \sin(\omega t + \varphi)] \end{cases} \quad (9)$$

其中,  $\omega$  为基波角频率。

MMC 上、下桥臂投入运行的子模块个数为:

$$\begin{cases} N_{up} = \frac{u_{pa}}{u_{Cref}} = \frac{N}{2} (1 - k \sin \omega t) \\ N_{down} = \frac{u_{na}}{u_{Cref}} = \frac{N}{2} (1 + k \sin \omega t) \end{cases} \quad (10)$$

因此, 上、下桥臂开关函数可表示为:

$$\begin{cases} S_{pa} = \frac{N_{up}}{N} = \frac{1 - k \sin \omega t}{2} \\ S_{na} = \frac{N_{down}}{N} = \frac{1 + k \sin \omega t}{2} \end{cases} \quad (11)$$

由式(9)、式(10)、式(11)可得:

$$\begin{cases} C \frac{du_{Cpa}}{dt} = S_{pa} i_{pa} = \frac{1}{6} I_{dc} - \frac{1}{8} k I_{va} \sin \varphi - \frac{1}{6} k I_{dc} \sin \omega t + \frac{1}{4} I_{va} \sin(\omega t + \varphi) - \frac{1}{8} k I_{va} \sin(2\omega t + \varphi) \\ C \frac{du_{Cna}}{dt} = S_{na} i_{na} = \frac{1}{6} I_{dc} - \frac{1}{8} k I_{va} \sin \varphi + \frac{1}{6} k I_{dc} \sin \omega t - \frac{1}{4} I_{va} \sin(\omega t + \varphi) - \frac{1}{8} k I_{va} \sin(2\omega t + \varphi) \end{cases} \quad (12)$$

其中,  $u_{Cpa}$  和  $u_{Cna}$  分别为 MMC 上、下桥臂子模块电容电压值。

上、下桥臂的子模块电容电压分别表示为[13]:

$$\begin{cases} u_{Cpa} = u_{Cref} [1 + \varepsilon_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + \varepsilon_2 \sin(2\omega t + \varphi_2)] \\ u_{Cna} = u_{Cref} [1 - \varepsilon_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + \varepsilon_2 \sin(2\omega t + \varphi_2)] \end{cases} \quad (13)$$

其中:  $u_{Cref}$  为子模块电容电压额定值;  $\varepsilon_1, \varepsilon_2$  分别为基频波动和二倍频波动的幅度;  $\varphi_1, \varphi_2$  分别为其初相角。

对式(13)两侧分别求导, 得:

$$\begin{cases} \frac{du_{Cpa}}{dt} = u_{Cref} [\omega\varepsilon_1 \cos(\omega t + \varphi_1) + 2\varepsilon_2 \cos(2\omega t + \varphi_2)] \\ \frac{du_{Cna}}{dt} = u_{Cref} [-\omega\varepsilon_1 \cos(\omega t + \varphi_1) + 2\varepsilon_2 \cos(2\omega t + \varphi_2)] \end{cases} \quad (14)$$

对比式(12)和式(14), 基频波动分量和二倍频波动分量的幅值应该分别相等, 可得:

$$\begin{cases} \left\| \frac{1}{4} I_{va} \sin(\omega t + \varphi) - \frac{1}{6} k I_{dc} \sin \omega t \right\| = \omega\varepsilon_1 C u_{Cref} \\ \frac{1}{8} k I_{va} = 2\omega\varepsilon_2 C u_{Cref} \end{cases} \quad (15)$$

其中,  $\|\cdot\|$  表示求取模值。

当忽略 MMC 的冗余条件时,  $U_{dc} = N u_{Cref}$ , 因此可由式(15)反解出子模块电容电压基频波动与二倍频波动的幅度大小, 即:

$$\begin{cases} \varepsilon_1 = \frac{NS}{6\omega C U_{dc}^2} \sqrt{\frac{4}{m^2} + k^2 \sin^2 \varphi - 4 \sin^2 \varphi} \\ \varepsilon_2 = \frac{NS}{12\omega C U_{dc}^2} \end{cases} \quad (16)$$

其中,  $S$  为 MMC 视在容量。

由此可知, 该控制策略对电容的参考电压  $u_{Cref}$  电压的偏移量  $\Delta u$  的选择非常重要, 电压的偏移量  $\Delta u$  选取过大或者过小都会影响对子模块子模块的优先充放电的投入。

电容的参考电压  $u_{Cref}$  的确定可以参考直流电压, 由 MMC 拓扑结构可得:

$$u_{Cref} = \frac{U_{dc}}{N} \quad (17)$$

由以上分析以及式(16)可知, 当调制比  $k=1$ ,  $\sin \varphi = 0$  时, 可以得出 MMC 子模块的最大波动量为:

$$\varepsilon = \varepsilon_1 + \varepsilon_2 = \frac{NS}{3\omega C U_{dc}^2} + \frac{NS}{12\omega C U_{dc}^2} = \frac{5NS}{12\omega C U_{dc}^2} \quad (18)$$

故由式(18)可得电压的偏移量  $\Delta u$  为:

$$\Delta u = \lambda \varepsilon = \frac{5NS}{12\omega C U_{dc}^2} \quad (19)$$

其中,  $\lambda$  为调制系数,  $0 < \lambda < 1$ 。

#### 4. 仿真验证

为了验证电容电压均衡控制的有效性, 在 PSCAD/EMTD 中搭建了 21 电平的 MMC-HVDC 系统仿真模型, 基本结构如图 5 所示。

其基本仿真参数如表 1 所示。

模型中每相上、下桥臂各有 20 个子模块，仿真中采用 NLM 调制策略，MMC1 采用定直流电压和定无功功率控制，MMC2 采用定有功功率和定无功功率控制，通过仿真可得 MMC 在稳态运行时改进均压控制结果如图 6 所示。

由图 6(a)可以看出，采用改进的均压控制之后，子模块电容电压虽然有一定的波动，但是其仍具有较好的一致性，并且大小稳定在参考值 25 kV 上下；由图 6(b)可以看出 MMC 换流器电平叠加后输出直流母线电压稳定在 500 kV 上下，从而验证了本文提出的改进的控制方法能够实现电容电压的均衡控制。

对于子模块的工作状态，其触发脉冲如图 7 所示。通过对图 7(a)与图 7(b)的仿真结果比较可知，采用优化控制策略后，子模块的开关频率较传统方法明显降低，减少了 IGBT 频繁开关造成的损耗，表明本文的均压控制是有效的。

Table 1. Model parameters in MMC-HVDC model

表 1. MMC-HVDC 系统模型参数

子模块电容/mF	10
子模块电压/kV	25
系统频率/Hz	50
交流系统电压/kV	380
电压调制比 M	1
限流电阻/ $\Omega$	15
桥臂电抗值/mH	29

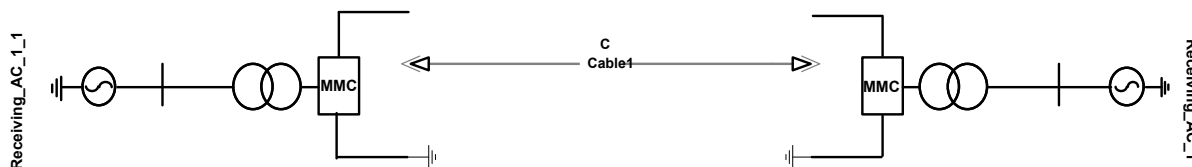
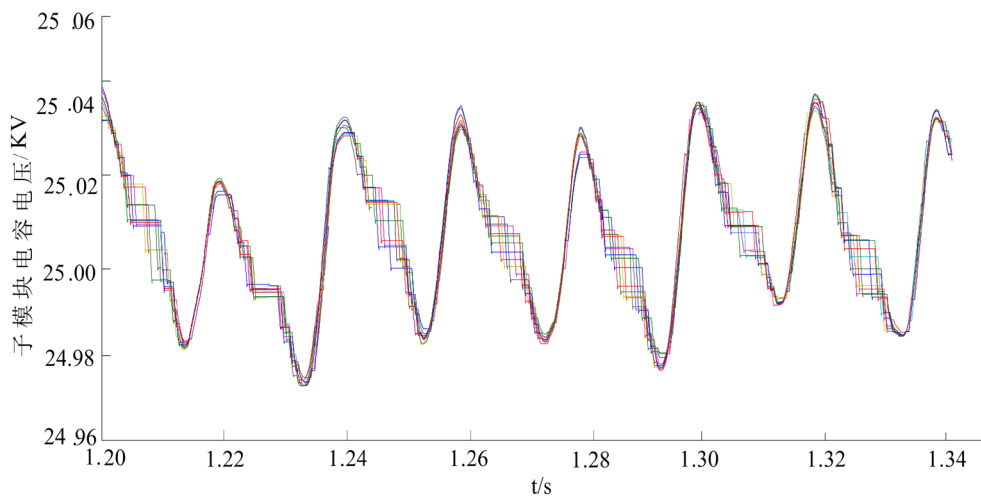


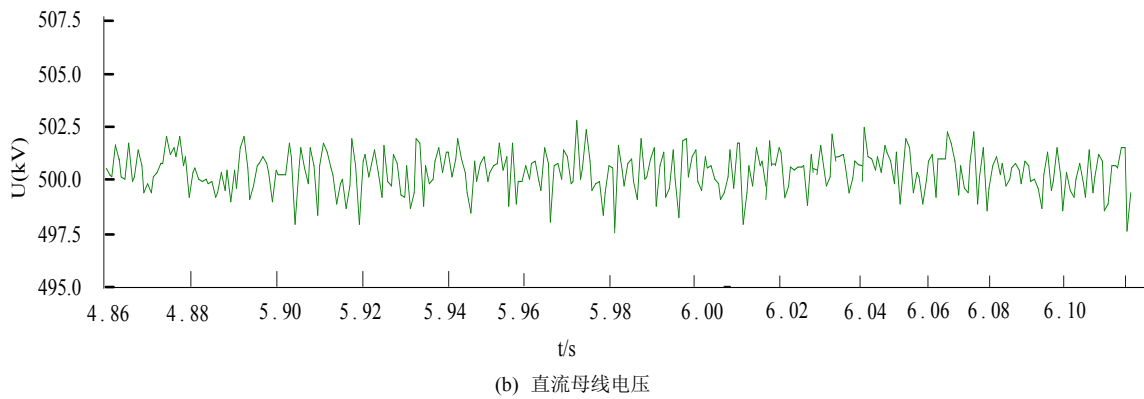
Figure 5. HVDC model

图 5. 柔性直流输电系统模型

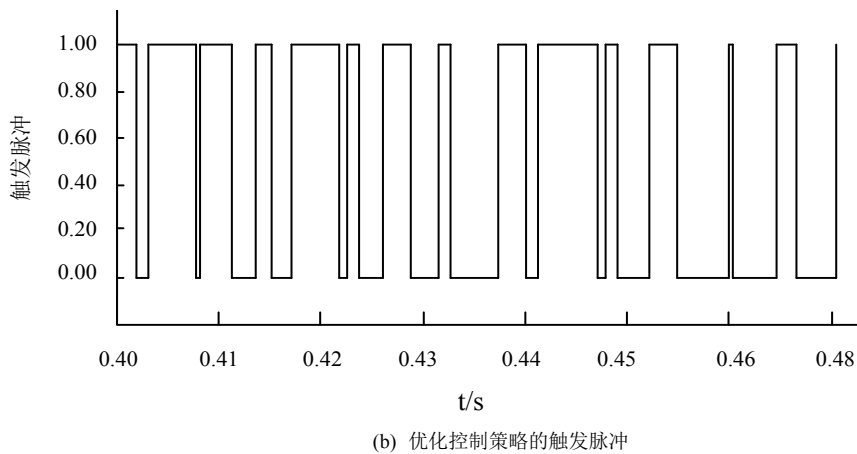
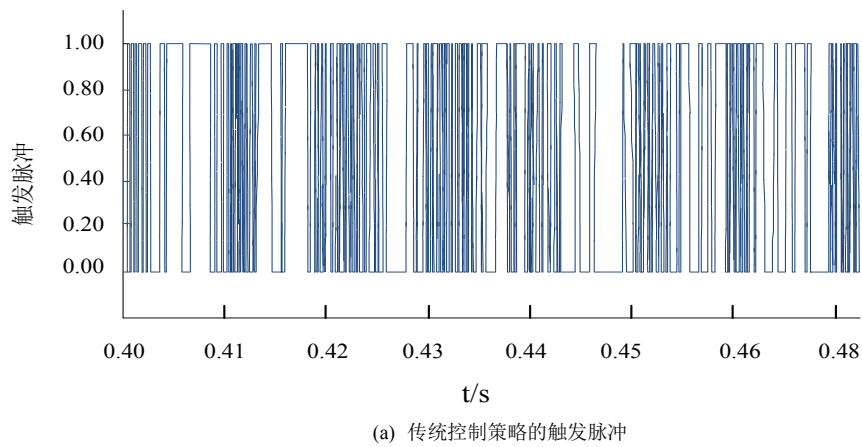


(a) 子模块电容电压





**Figure 6.** The improved simulation results of pressure mean control  
**图 6.** 改进均压控制仿真结果



**Figure 7.** Comparison of the upper IGBT firing pulses  
**图 7.** IGBT 触发脉冲比较

## 5. 结论

本文提出了一种改进的电容电压均衡控制方法，该方法认为在一定的波动空间内电容电压是稳定的，不需要时刻对电容电压进行排序，这样就可以使子模块开关器件尽量保持原来的开关状态，能够在较低的计算量下完成对电容电压的均衡控制，一定程度上能够降低开关器件的频率和系统损耗。并在

PSCAD/EMTDC 仿真平台上搭建了 MMC-HVDC 模型, 对本文设计的电压均衡控制的有效性进行验证, 结果表明本文设计的控制策略可以在较低频率下实现电压的均衡控制。

## 参考文献

- [1] 徐政, 屠卿瑞, 管敏渊. 柔性直流输电系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2013: 24-26.
- [2] 曹乐萌, 赵巧娥, 高金城, 等. HVDC 系统中 MMC 换流器控制策略研究[J]. 智慧电力, 2017, 45(10): 31-36.
- [3] Lesnicar, A. and Marquardt, R. (2003) An Innovative Modular Multilevel Converter Topology Suitable for a Wide Power Range. *Proceedings of IEEE Bologna Power Technology Conference*, Bologna, 23-26 June 2003, 6 p.
- [4] 丁冠军, 汤广福, 丁明, 等. 新型多电平电压源换流器模块的拓扑机制与调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(36): 1-8.
- [5] Peralta, J., Saad, H., Denneriere, S., et al. (2013) Detailed and Averaged Models for a 401-Level MMC-HVDC System. *Power and Energy Society General Meeting*, 27, 1501-1508.
- [6] 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.
- [7] 何智鹏, 许建中, 苑宾, 等. 采用质因子分解法与希尔排序算法的 MMC 电容均压策略[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(12): 2980-2988.
- [8] 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.
- [9] Qin, J.C. and Saeedifard, M. (2012) Predictive Control of a Modular Multilevel Converter for a Back-to-Back HVDC System. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 27, 1538-1547. <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2012.2191577>
- [10] 陆翌, 王朝亮, 彭茂兰, 等. 一种模块化多电平换流器的子模块优化均压方法[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(3): 52-58.
- [11] Bai, Z., Zhang, Z. and Zhang, Y. (2007) A Generalized Three-Phase Multilevel Current Source Inverter with Carrier Phase-Shifted SPWM. *Power Electronics Specialists Conference, PESC 2007*, Orlando, FL, 17-21 June 2007 2055-2060.
- [12] 王娜娜, 周孝信, 汤广福, 等. 模块化多电平 HVDC 输电系统子模块电容值的选取和计算[J]. 电网技术, 2011, 35(1): 26-32.
- [13] 周月宾, 江道灼, 郭捷, 等. 模块化多电平换流器子模块电容电压波动与内部环流分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24): 8-14.

### 知网检索的两种方式:

1. 打开知网页面 <http://kns.cnki.net/kns/brief/result.aspx?dbPrefix=WWJD>  
下拉列表框选择: [ISSN], 输入期刊 ISSN: 2333-5394, 即可查询
2. 打开知网首页 <http://cnki.net/>  
左侧“国际文献总库”进入, 输入文章标题, 即可查询

投稿请点击: <http://www.hanspub.org/Submission.aspx>

期刊邮箱: [jee@hanspub.org](mailto:jee@hanspub.org)