

一种低开关频率运行的模块化多电平变换器混合调制策略*

李登魁, 顾军, 张东

(安徽理工大学 电气与信息工程学院, 安徽 淮南 232001)

摘要: 近年来, 基于模块化多电平变换器(MMC)的电压源型高压直流输电技术得到广泛的应用。为了在不增加开关频率的情况下尽可能减小子模块电容电压波动, 同时降低系统输出中的谐波含量, 通过结合最近电平逼近调制(NLM)和脉宽调制(PWM)两者的优势, 提出一种能够满足高压直流输电要求的混合调制策略。该方法在阶梯调制的基础上加入 PWM, 对误差信号进行二次调制, 采用子模块单元选择法并构造电容电压平均、平衡控制和电流闭环控制, 对各桥臂子模块投切状态进行实时反馈修正, 使系统在较低的开关频率下仍能对子模块电容电压波动以及输出谐波含量进行有效优化, 最后在 MATLAB/Simulink 平台上验证了该方法是有效可行的。

关键词: 模块化多电平变换器; 电容电压平衡控制; 混合调制策略; 低开关频率

中图分类号: TM 46 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)01-0083-07

doi: 10.12177/emca.2020.167

A Hybrid Modulation Strategy for Modular Multilevel Converter Operating at Low Switching Frequency*

LI Dengkui, GU Jun, ZHANG Dong

(School of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Science and Technology, Huainan 232001, China)

Abstract: In recent years, voltage source HVDC transmission technology based on modular multilevel converter (MMC) has been widely used. In order to reduce the voltage fluctuation of the sub-module capacitor as much as possible without increasing the switching frequency, and reduce the harmonic content in the system output, a hybrid modulation strategy which can meet the requirements of HVDC transmission is proposed by combining the advantages of nearest level approximation modulation (NLM) and pulse width modulation (PWM). In this method, PWM is added on the basis of step modulation, and the error signal is modulated twice. The sub-module unit selection method is used to construct capacitor voltage average, balance control and current closed-loop control, so as to carry out real-time feedback correction for the switching state of each sub-module, so that the system can still control the voltage fluctuation of the sub-module capacitor and the output harmonic content at a lower switching frequency. Finally, the method is proved to be effective and feasible on the MATLAB/Simulink platform.

Key words: modular multilevel converter (MMC); capacitor voltage balance control; hybrid modulation strategy; low switching frequency

收稿日期: 2020-09-15; 收到修改稿日期: 2020-10-27

* 基金项目: 安徽省自然科学基金项目(1908085ME159)

作者简介: 李登魁(1995—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子技术。

0 引言

面对全球日益突出的能源问题以及环境污染现状,以可再生能源为主的新能源发电、输电技术成为解决这一难题的关键,尤其是采用多电平换流器的高压直流输电^[1](VSC-HVDC)技术在电能输送和能源调整分布中发挥着重要作用。模块化多电平变换器(MMC)作为一种模块化多电平结构的新型变换电路,具备模块化程度高、调制灵活、易扩展、抗干扰能力强等优点,其不需要独立的电源,兼具整流和逆变的双向换流,负载侧可实现有源并网以及向无源网络单独供电的能力,因而在高压直流输电、大功率电机驱动等领域具有广泛的应用前景^[2]。

与其他类型的高压大功率变换器一致,MMC 应通过降低系统工作时的开关频率来达到减少开关损耗、提高效率的目的^[3]。因为可通过叠加子模块数量来使交流侧输出的多电平电压接近正弦波,可以使单个的子模块以较低的开关频率工作,所以对调制策略以及子模块平衡控制的研究是国内外学者在该领域的主要研究方向之一。作为目前 MMC 常见的 2 种控制方式,载波移相调制(CPS)在输出电压谐波、电容电压平衡和功率均衡方面具有良好表现,但因其较高的开关频率,在子模块数量较多时对控制系统的计算量和系统硬件资源要求较高,因此多用于中低压、低电平 MMC 调制^[4];最近电平逼近调制(NLM)具有开关频率低、实现简单以及动态响应速度快等优势,适合子模块数目较多的高压直流输电领域。研究发现,NLM 在电平数目不高时,阶梯波与正弦调制波存在较大的拟合误差,使得系统中出现较大的电压谐波分量以及较高的电流畸变率。为了改善这一问题,文献[5]在分析 NLM 原理的基础上,对阶梯波与调制波之间的误差信号进行调制,并改进了调制算法,通过仿真验证了该方法有效可行。文献[6-7]采用 NLM 和脉宽调制(PWM)的混合调制技术,保证了良好的输出电压质量和有限的电容电压扩展,但实际开关频率远大于载波频率。

对此,本文采用一种混合调制策略,在 NLM 的基础上,结合载波调制原理对误差信号二次调制;基于工频 1.5~2 倍来设计其工作频率,使得平均开关频率能够自由灵活地选择;同时,基于电

压排序原理设计了混合调制下的子模块单元选择法,构造子模块电压闭环控制策略。最后,在 MATLAB/Simulink 平台对上述内容进行了验证和分析。

1 MMC 拓扑结构及工作原理

图 1 是三相 MMC 换流器的拓扑结构。图 1 中,各桥臂中的子模块(SM)采用半桥型结构封装,各上、下桥臂的 N 个 SM 通过电感对称连接。 U_{a0} 、 U_{b0} 和 U_{c0} 是各相输出的相电压, U_{dc} 是直流侧电压, U_{xp} 和 $U_{xn}(x=a,b,c)$ 分别是上、下桥臂在任意时候输入 SM 的电压之和, I_{xp} 和 $I_{xn}(x=a,b,c)$ 分别是流经上、下桥臂的 SM 电流。

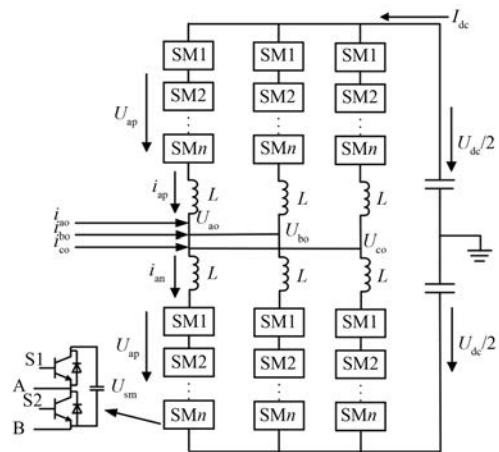


图 1 三相 MMC 换流器拓扑结构

通过分析图 1,可得其工作模式如表 1 所示。

表 1 SM 的工作模式

| S1 | S2 | 电流方向 | U_{sm} | 模式 |
|----|----|------|----------|----|
| 开 | 关 | A-B | U_c | 充电 |
| 关 | 开 | A-B | 0 | 旁路 |
| 开 | 关 | B-A | U_c | 放电 |
| 关 | 开 | B-A | 0 | 旁路 |

为了保证系统的稳定性,SM 中上下 2 组 IGBT 的驱动信号互补,故 S1 和 S2 的开关状态时刻相反, U_c 为子模块并联电容的电压。从表 1 可以看出,当 SM 正常工作时,工作状态根据臂电流的方向在充放电状态之间切换,实现了系统工作时的能量转换和 SM 电容电压的均衡控制。

在 A 相中,根据基尔霍夫电压定律(KVL)和基尔霍夫电流定律(KCL)可得:

$$\begin{cases} U_{ao} = \frac{U_{dc}}{2} - U_{ap} - L \frac{di_{ap}}{dt} \\ U_{ao} = \frac{U_{dc}}{2} + U_{ap} + L \frac{di_{ap}}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_{ap} = \frac{i_{dc}}{2} + i_{ao} \\ i_{an} = \frac{i_{dc}}{2} - i_{ao} \end{cases} \quad (2)$$

相电压与上、下臂电压满足:

$$U_{ao} = \frac{U_{an} - U_{ap}}{2} \quad (3)$$

直流母线电压与上、下桥臂电压满足:

$$U_{dc} = U_{ap} + U_{ap} + L \frac{d(i_{ap} + i_{an})}{dt} \approx U_{ap} + U_{ap} \quad (4)$$

任何时候,每相中输入的 SM 总数为 N ,忽略限流电感上产生的电感电抗,SM 电容电压与直流母线电压满足:

$$U_c = \frac{U_{dc}}{N} \quad (5)$$

2 NLM 与均压算法

2.1 NLM 原理分析

NLM 策略的核心思想是通过分配上臂和下臂在任何时刻输入的 SM 数目,生成一组实时近似正弦调制信号的阶梯波^[8]。由式(4)、式(5)可知,每次输入到上、下桥臂的 SM 总数为 N ;此外,调制信号通常选择交流侧输出的相电压波形。各桥臂的子模块具体分配方式应满足式(3)的要求。

以 A 相为例,输出相电压一般设为

$$U_{ao} = m \frac{U_{dc}}{2} \sin(\omega t) \quad (6)$$

式中: m 为电压调制比,范围为 $0 \sim 1$; ω 为三相电源的角频率。

忽略限流电感的电感电抗,将式(6)代入式(1)即可计算上、下桥臂的调制信号:

$$\begin{cases} U_{ap} = \frac{U_{dc}}{2} [1 - \sin(\omega t)] \\ U_{an} = \frac{U_{dc}}{2} [1 + \sin(\omega t)] \end{cases} \quad (7)$$

上、下桥臂的调制信号分别向上舍入 SM 额定电容电压,即可得到此时各桥臂中需要投切的

SM 数量,具体如下:

$$\begin{cases} N_{ap} = \frac{N}{2} - \text{Round}[m \sin(\omega t)] \\ N_{an} = \frac{N}{2} + \text{Round}[m \sin(\omega t)] \end{cases} \quad (8)$$

$\text{Round}(x)$ 是最近的舍入函数。由式(8)可知,在任何时刻参与工作的 SM 数目总是 N ,满足式(5)的要求。

2.2 SM 均压算法

为了确保在 MMC 系统运行中能够合理地投切满足运行条件的 SM,保证输出电压的质量以及电容电压在充放电周期内的平衡稳定,需要采用均压算法对 SM 电容电压加以控制。常用的 SM 均压算法流程如图 2 所示。

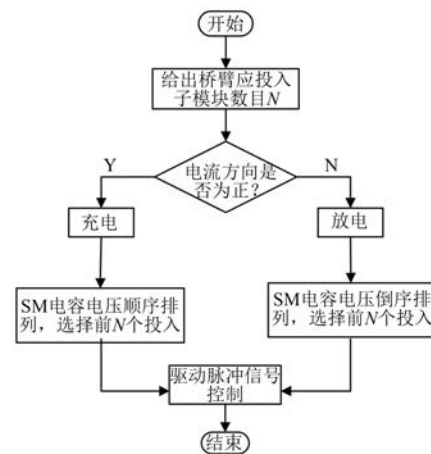


图 2 SM 均压流程图

该算法基于电压排序理论,首先采集每相中各桥臂的 SM 电容电压值,计算 MMC 系统此时需要投切 SM 的数量,通过判断该时刻桥臂电流方向来决定下一时刻 SM 的工作模式,最后投入进行电容电压排序后满足条件的 SM。

3 混合调制策略

3.1 调制方法说明

混合调制结合了 NLM 调制方法控制简单、计算复杂度低的优点,避免了 CPS 调制方法开关频率过高的缺点。因此,在基于 MMC 的高压直流输电系统的调制过程中,混合调制比传统的 NLM 调制策略具有明显的优势。

混合调制流程如图 3 所示。

假设此时上桥臂中 SM 投切基准量的参考调

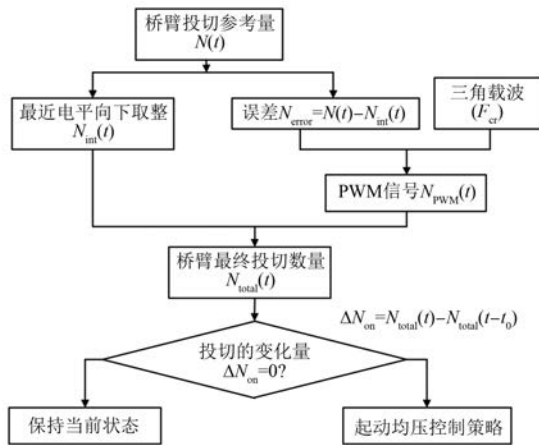


图3 混合调制流程

制波表达式为

$$N_{ref} = \frac{N}{2} [1 + m \cos \omega t] \quad (9)$$

为了简化分析,控制桥臂 SM 动作的基准调制波中不考虑任何 3 次谐波注入的情况。

调制信号产生原理如图 4 所示。首先给出控制各桥臂 SM 投切动作的基准调制波 $N_{ref}(t)$, 基于向下取整函数 $\text{floor}(\cdot)$ 进行取整得到最接近基准调制波 $N_{ref}(t)$ 的阶梯信号 $N_{int}(t)$; 然后将两者进行差分, 得到其误差信号为 $N_{error}(t) = N_{ref}(t) - N_{int}(t)$, 把误差信号 $N_{error}(t)$ 与频率 $f_{cr} = kNf$ 的三角载波进行比较, 得到 PWM 脉冲信号 $N_{PWM}(t)$, 其中 f 是工频 50 Hz; k 是乘法因子, $k=1$ 。最后将 PWM 脉冲信号 $N_{PWM}(t)$ 加到阶梯信号 $N_{int}(t)$ 上, 得到此时桥臂最终的 SM 投切数量 $N_{total}(t)$ 。简而言之, 即用阶梯信号 $N_{int}(t)$ 作为基准调制波 $N_{ref}(t)$ 的整数部分, 用 PWM 脉冲信号 $N_{PWM}(t)$ 作为调制波 $N_{ref}(t)$ 的小数部分, 从而提高了整个阶梯波对调制信号的拟合度。

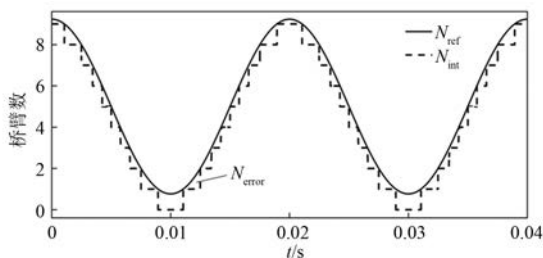


图4 调制信号产生原理

3.2 多重切换的可能性分析

自然采样下的 N_{error} 、Carrier 和 N_{PWM} 波形如

图 5 所示。

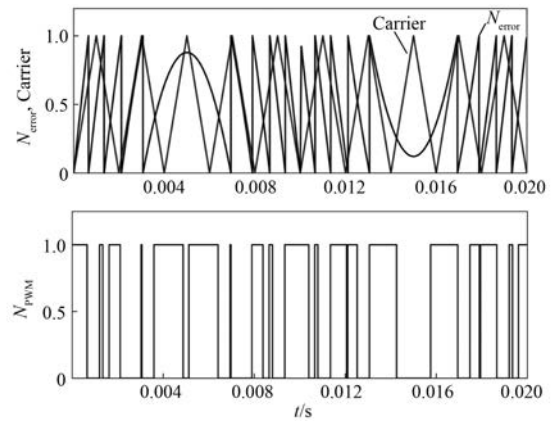


图5 自然采样下的 N_{error} 、Carrier 和 N_{PWM} 波形

从图 5 可以看出, 调制过程中桥臂投切的误差 $N_{error}(t)$ 主要是由锯齿状和波瓣状 2 部分交替重复构成, 这种情况在从 0 到 1 或从 1 到 0 的间隔处存在明显的过渡现象。如果使用图 5 中的自然采样法, 当误差信号和载波比较时会出现多重切换的情况, 导致开关器件通断次数增加, 使开关频率增大。为了避免这种情况的发生, 采用规则采样法, 大大减少了器件的通断次数, 也减少了系统的计算量。

规则采样下的 $N_{sampled}$ 、Carrier 和 N_{PWM} 波形如图 6 所示。

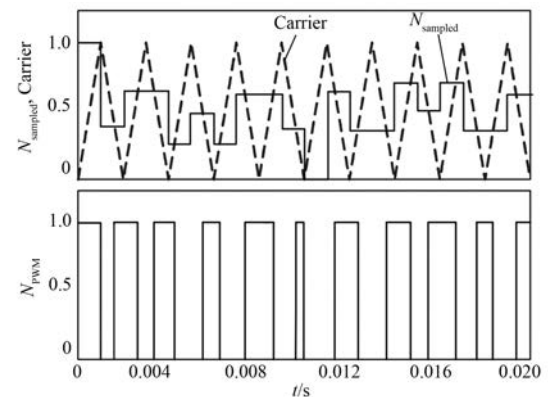


图6 规则采样下 $N_{sampled}$ 、Carrier 和 N_{PWM} 波形

由图 6 可知, 该方法在三角载波的峰值和谷值处对误差 $N_{error}(t)$ 信号进行采样, 得到 $N_{sampled}(t)$ 信号, 并基于该信号生成 $N_{PWM}(t)$ 。图 6 中, 采样周期为 $2kNf$ ($k=1, N=10$)。比较 2 种采样方法下产生的 PWM 脉冲信号的阶跃次数可得, 在 $t=0.02$ s 内, 图 5 中的阶跃次数为 36, 与期望值 20 相差甚远。而图 6 在新采样方法下阶跃

次数为 20,符合预期。

3.3 SM 单元选择法

常用的 SM 均压算法大多基于电容电压排序法来实现 SM 电容电压的均衡。该方法的缺点在于,当各 SM 电压值相差较小时,会出现重复投切同一 SM 的情况。针对上文叙述的混合调制方式,提出一种具有限制开关次数的 SM 投切选择法,其原理如图 7 所示。

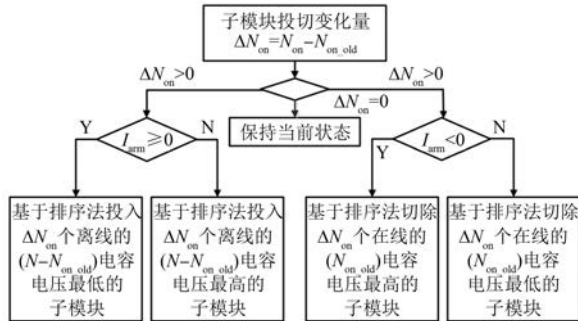


图 7 子模块单元选择法

该方法与传统排序算法的不同之处在于:计算当前需要投切的 SM 数目与前一时刻投入运行的 SM 数目的变化量,若两者一致时,保持前一时刻的投切状态;当需要投切的 SM 数目变化时,更新此时的驱动脉冲和排序操作,在 $\Delta N_{on} > 0$ 且桥臂电流为正时,基于电压顺序排列法从前一时刻尚未投入运行的 SM 中投入需要增加的 SM 数,在 $\Delta N_{on} < 0$ 且桥臂电流为负时,基于电压倒序排列法从前一时刻已经投入运行的 SM 中切除需要减少的 SM 数目。这种方法在一定程度上减少了系统排序工作的计算量,同时具备有效限制 SM 的开关次数的能力。

3.4 混合调制下的理想波形分析

基于第 3.3 节的 SM 控制策略,采用混合调制下 MMC 系统的理想输出波形如图 8 所示。上文所述 $N_{ref}(t)$ 波形中只包括直流分量和基频分量,分析知阶梯信号 $N_{int}(t)$ 作为调制波 $N_{ref}(t)$ 的整数部分,PWM 信号 $N_{PWM}(t)$ 作为调制波 $N_{ref}(t)$ 的小数部分,故 $N_{int}(t)$ 具有直流分量、基频分量以及基波中所有的奇次谐波,其直流部分为 $0.5(N-1)$,误差信号 $N_{error}(t)$ 应具有 50% 的直流分量、少量基波以及其他奇次谐波。上、下桥臂间的误差 $N_{error}(t)$ 中的交变分量是反相的,基于式(3)、式(4)可知,其桥臂间载波的相位差为零时,其输出

波形的质量较好。因此,该方法能够获得更好的输出电压的质量,但考虑到图 8 中阶梯波在平坦处不能很好地拟合正弦波,因此需要加入 SM 电容电压闭环控制策略来减少电容电压的分布。

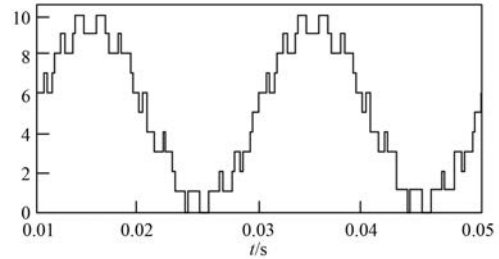


图 8 理想状态下的 N_{TOTAL} 波形

3.5 SM 闭环控制策略

常规的 MMC SM 电容电压控制策略即可实现简单的闭环控制,文中采用的是基于 SM 电容电压平均控制、电流内环控制以及桥臂平衡控制来保持 SM 电容电压的稳定,出于补偿电容电压的纹波现象的目的,各桥臂的参考电容电压均是通过归一化处理桥臂中各个 SM 电容电压之和所得。

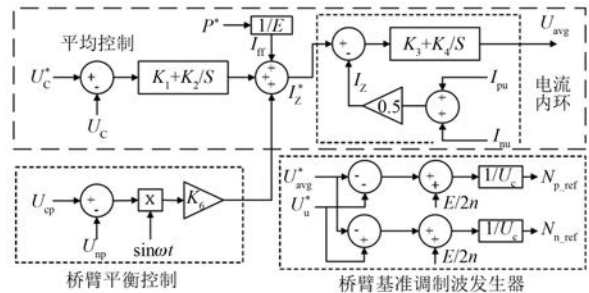


图 9 闭环控制原理

闭环控制原理如图 9 所示。平均控制使各子模块容电压能够很好地跟踪参考值,电流内环可以在不受交流侧电流影响下通过控制 i_z 实现对子模块电容电压的跟踪控制,桥臂平衡控制能够有效改善上、下桥臂间的电压波动,最后将上述控制的误差反馈量加入桥臂基准调制波发生器中,从而实现控制上、下桥臂子模块投切状态的参考量的产生。

基于混合调制下的 SM 平均切换频率由式(10)计算可得:

$$f_{avg} = \frac{n_{sum}}{N} \approx mf + \frac{kNf}{N} = (m+k)f \quad (10)$$

式中： n_{sum} 表示各桥臂的切换总数； mf 表示阶梯调制部分； kf 表示频率为 kNf 的载波调制部分。

当调制比 $m = 0.8$ 、 $k = 1$ 且工频 $f = 50 \text{ Hz}$ 时，计算可知该调制方法的平均开关频率约为 90 Hz。此时，该调制方法下桥臂电流、桥臂电压的质量（直流部分和基频部分）与无限大开关频率下的情况大致相同，故其 SM 电容电压之和的平均值 U_c 也与在无限大开关频率下的情况基本一致。因此，采样该方法可以保证以下 2 点：（1）总的开关次数恒定；（2）基于排序的 SM 单元选择法能够使所有的 SM 电容电压接近归一化下的平均值 U_c 。

基于准确地跟踪 SM 的平均电压的前提，需要让各个 SM 工作在较高的开关频率下，通过增加尽可能其切换次数来减小偏差值，但每个周期内各桥臂的总的切换次数是固定且有限的，因此在稳态下，所有 SM 的平均开关频率是大致相同的。

4 仿真结果分析

在 MATLAB/Simulink 平台上对所提出的调制方法进行验证和分析。仿真参数如表 2 所示。首先，搭建基于 MMC 拓扑的逆变器模型，采用 SM 电容电压闭环、电流内环的控制策略，在 2 种调制方法下，对稳态运行的 MMC 输出波形质量分析，同时观察了 SM 电容电压的波动情况，基于 2 种不同载波频率下（ $k = 1$ 和 $k = 5$ ）对混合调制策略下的 MMC 系统的开关频率进行了仿真验证。

表 2 仿真参数

| 参数名称 | 参数值 |
|--------------------------|------|
| 直流电压 U_{dc}/kV | 16.4 |
| 网侧交流电压幅值 U_s/kV | 8.2 |
| 交流频率 f_s/Hz | 50 |
| SM 的数目 N | 20 |
| 电容 C/mF | 2.5 |
| 桥臂间电感 L/mH | 40 |
| 调制比 | 0.8 |

4.1 MMC 稳态运行分析

2 种调制策略下的 MMC 系统稳态运行的交流侧输出波形如图 10 所示。此时混合调制策略

的载波频率是 $kNf = 1.0 \text{ kHz}$ (k 取 1)；NLM 策略采用 50 Hz 的交流频率。

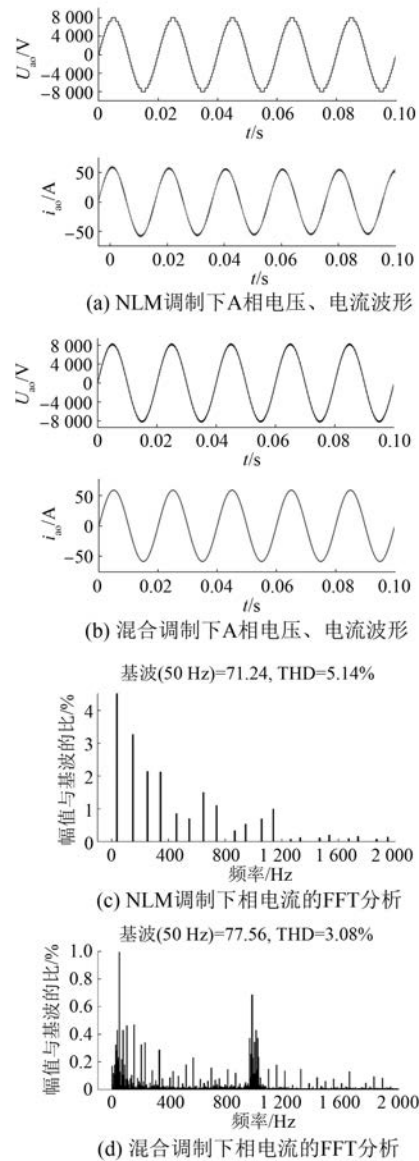


图 10 2 种调制策略下输出波形及 FFT 谐波分析

图 10 中，2 种调制策略下的 A 相输出电压、电流基本相同，均实现了电压、电流的相位同步。在 NLM 调制策略下，输出相电压波形为标准的阶梯波，其电平数越多时输出越接近正弦波，输出电流波形质量较低，部分失真较为严重；混合调制策略下，输出相电压波形中具有较多的小毛刺，主要是因为引入的载波导致电压波形在该频率下产生了较大的谐波分量，但是输出电流波形很好，没有出现明显的畸变现象。相比之下，混合调制具有较低的谐波含量和较好的波形质量。

4.2 SM 电容电压波形分析

采用 NLM 调制以及混合调制策略下的 SM 电容电压波形,以 A 相上桥臂为例,2 种调制策略下 SM 在充放电过程中的电容电压波动情况如图 11 所示。

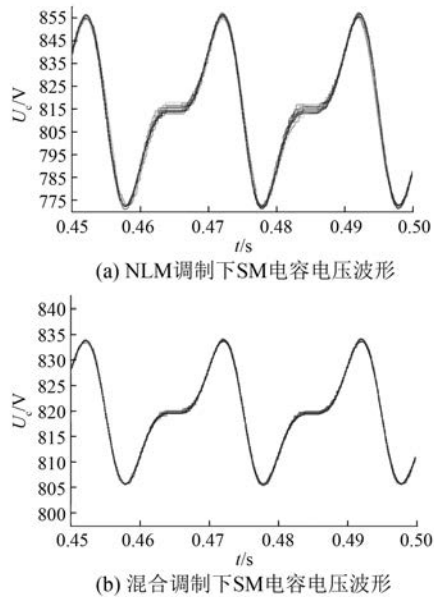


图 11 2 种调制策略下的电容电压波形分析

仿真中 SM 电容电压参考值为 820 V, 比较可知, 稳态下 2 种调制策略在 SM 充放电过程中均具有稳定的表现。在 NLM 调制策略下, SM 电容电压波形相对一致, 其波动幅值范围在 $\pm 4\%$ 内; 混合调制策略下, 采用 SM 单元选择法以及 SM 电压平衡、平均控制方法, 能够迅速改善 SM 的不平衡状态, 使各 SM 电容电压保持同步波动, 且波动幅值范围控制在 $\pm 2\%$ 以内, SM 电容电压波动更小。

4.3 SM 平均切换频率分析

不同 SM 的 1 s 内的平均切换频率如图 12 所示。当 $k=1$ 时, 通过式(10)可以算出该混合调制下的 SM 平均开关频率为 90 Hz, 图 12(a) 表明此时不同 SM 1 s 的平均开关频率在 90~100 Hz 之间, 接近预期计算值; 当 $k=1.5$ 时, 计算出混合调制下的子模块平均开关频率为 115 Hz; 图 12(b) 表明此时不同 SM 1 s 的平均开关频率在 105~130 Hz 之间, 能够符合设计需求。总之, 该混合调制策略下不同子模块的平均开关频率基本是一致的, 其稳态性能与预期相符。

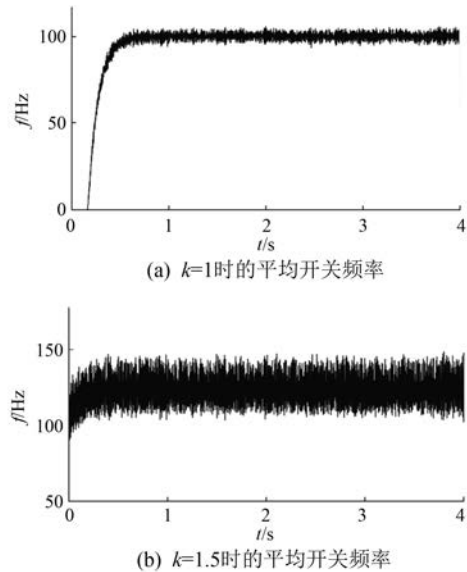


图 12 各 SM 1 s 内的平均开关频率

5 结 语

本文提出了一种适用于高压直流输电领域的 MMC 混合调制策略, 结合了 NLM 和载波调制的优点, 对误差进行二次调制, 提高了系统的调制精度, 且 MMC 能够在极低的开关频率下正常工作, 同时为减少 SM 电容电压波动, 采用 SM 单元选择法, 并加入电容电压平均、平衡控制的闭环控制策略。仿真结果表明, 混合调制策略下 MMC 系统能够稳定运行, 其输出波形具有较低的谐波含量以及较小的总畸变率, SM 的平均开关频率始终保持在预期理论值的限制范围内, 电容电压的闭环控制实现了 SM 电容电压的同步波动, 且其电压幅值波动较小。因此, 该方法适用于高压直流输电等大功率应用场合。

【参考文献】

- [1] 冯志国, 葛曼玲, 陈玉民. 模块化多电平换流器的环流抑制方法研究[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(10): 48.
- [2] 缪惠宇, 梅军, 张宸宇, 等. 一种新型的 $n+1$ 混合式模块化多电平换流器拓扑结构及其控制策略[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(3): 88.
- [3] 张晓, 吴凡, 周康, 等. 基于降低开关频率的 MMC 优化排序算法[J]. 电测与仪表, 2019, 56(20): 36.

(下转第 94 页)