

一种量化误差可控的少子模块 MMC 混合调制策略

陈 静¹, 赵 涛¹, 徐 友¹, 陶以彬², 王春霖¹, 孙 权¹

(1.南京工程学院电力工程学院, 江苏 南京 211167; 2.中国电力科学研究院有限公司, 江苏 南京 210003)

摘 要:由于中低压配电网下电压等级较低, 模块化多电平换流器(MMC)子模块数量也较少, 因此少子模块 MMC 的调制方式对 MMC 系统的性能有重要的影响。为改善少子模块 MMC 在最近电平调制方法的输出电压谐波畸变率(THD)大以及在载波移相调制下开关损耗大的缺陷, 提出一种为少子模块 MMC 系统在最近电平逼近调制下设置量化误差, 通过判断量化误差将最近电平逼近和载波移相混合的 MMC 新型混合调制策略, 量化误差小于系统给定的量化误差时采用最近电平逼近调制方式, 否则采用载波移相调制方式。同时结合环流控制和子模块电压均衡控制, 进一步保证少子模块 MMC 在该混合调制下的正常运行。最后, 建立子模块数为 4 的 MMC 混合调制的仿真模型, 对该少子模块 MMC 混合调制策略进行仿真研究, 结果表明: 所提出的少子模块 MMC 混合调制策略在降低 MMC 开关次数的同时可将 MMC 调制误差控制在系统给定的量化误差范围内。

关 键 词: 直流配电网; 模块化多电平换流器; 调制策略; 谐波分析; 均压控制; 环流控制

DOI: 10.19781/j.issn.1673-9140.2023.03.011 **中图分类号:** TM624 **文章编号:** 1673-9140(2023)03-0105-09

A hybrid modulation strategy for MMC with controllable quantization error

CHEN Jing¹, ZHAO Tao¹, XU You¹, TAO Yibin², WANG Chunlin¹, SUN Quan¹

(1.School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China;

2.China Electric Power Research Institute Co., Ltd., Nanjing 210003, China)

Abstract: Due to the low voltage level in the medium and low voltage distribution network, the number of modular multilevel converter (MMC) sub-modules is also small. Therefore, the modulation strategy of MMC with few sub-modules has an important impact on the performance of the MMC system. In order to improve the total harmonic distortion (THD) of output waveform under nearest-level modulation and reduce large switching loss under carrier phase-shift modulation of the few-sub-module MMC system, a quantization error setting method is proposed for the minority module MMC system under nearest level approximation modulation. The quantization error is a new MMC hybrid modulation strategy that mixes the nearest level approximation and the carrier phase shift method. When the quantization error is less than the quantization error given by the system, the nearest level approximation modulation method is used, otherwise, the carrier phase shift modulation method is used. At the same time, combined with circulating current control and sub-module voltage equalization control, to further ensure the normal operation of the minority sub-module MMC under the mixed modulation. Finally, the simulation model of the MMC hybrid modulation with 4 sub-modules is established, and the simulation study of the MMC hybrid modulation strategy of the few sub-modules is carried out. The modulation error is

收稿日期: 2022-05-08; 修回日期: 2022-11-16

基金项目: 国家自然科学基金(61901212)

通信作者: 赵 涛(1965—), 男, 博士, 教授, 主要从事电力电子与电力传动、新能源与高效节能技术、自动控制研究; E-mail: zdhxzt@njit.net.cn

controlled within the quantization error range given by the system.

Key words: DC distribution grid; modular multilevel converter; modulation strategy; harmonic analysis; voltage sharing control; circulation control

随着新型电力系统建设的不断深入,可再生能源发电容量和清洁能源占能源消费总量比重的不断增长,为构建可靠、高效、低耗的中低压直流配电系统,少子模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)中低压配电网中得到了广泛的应用^[1-3]。

在中低压配电网下,由于电压等级的降低,MMC子模块数量也随之减少。相比传统电平数较少的电压源换流器,MMC能增加输出电平数,降低输出侧谐波含量以及换流器的整体损耗。其中,调制方式对少子模块MMC的运行性能具有重要作用^[4]。针对少子模块MMC调制策略展开研究,有利于充分利用新能源,并消除新能源在城市中低压配电网大规模应用方面的限制^[5]。

常见的调制方式包括最近电平逼近调制(nearest level modulation, NLM)和载波移相PWM调制(carrier phase-shifted pulse width modulation, CPS-PWM)。CPS-PWM适用于子模块数量较少的情况,在中低压配电网下可以减少低次谐波含量,但开关频率高,开关损耗大。此外,CPS-PWM需要附加独立的环流控制和子模块电容电压均衡控制,控制复杂程度比NLM高。相比之下,NLM适用于子模块数量较多的情况,具有较低的开关频率和开关损耗。然而,当子模块数量较少时,NLM可能导致输出电压的低次谐波含量较高。在CPS-PWM、NLM等传统策略的基础上,已有多种新型调制策略被相继提出。文献[6-8]将脉宽调制与NLM结合成一种混合调制方式,虽改善输出电压质量,将有限的电容电压扩展,但实际开关频率较高,开关损耗大;文献[9-10]在NLM的基础上改进输出电压阶梯波的电平数,可以使输出电平数达到 $2N+1$,从而提高波形质量,但未提及环流问题;文献[11]针对CPS的损耗,通过控制子模块电容电压平衡,减少了CPS-PWM的损耗,不过实际开关频率仍然较高。

已有的新型调制策略虽然在提高输出波形质量方面取得了进展,但仍然存在开关损耗较高的问题。为改善少子模块MMC的输出质量,减少开关

频率,本文提出一种新的混合调制策略,即在最近电平逼近调制上引入量化误差。通过判断量化误差,将最近电平逼近和载波移相结合,从而得到一种新型混合调制方式。具体而言,当量化误差小于系统给定的量化误差时,系统采用最近电平逼近调制方式,否则采用载波移相调制方式。再结合环流控制和子模块电压均衡控制,进一步保证少子模块MMC的正常运行。该混合调制策略在少子模块MMC系统中兼顾低输出谐波与低开关损耗的特点,从而显著提高MMC系统的输出质量。这有利于新能源在城市中低压配电网下推广和应用少子模块MMC系统具有积极的意义。

1 MMC拓扑结构

典型的三相MMC的拓扑结构如图1所示,每相由上下对称的2个桥臂组成,各相桥臂均由多个相同子模块(sub-module, SM)与桥臂电感串联而成。其中,子模块采用半桥子模块。

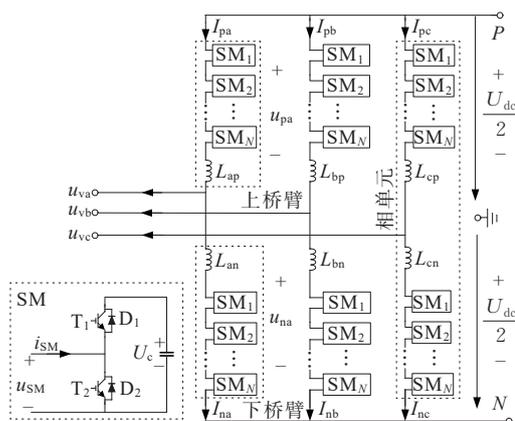


图1 三相MMC拓扑结构

Figure 1 Topology of three-phase MMC

该拓扑结构在直流侧电压 U_{dc} 一定的情况下,通过控制子模块的开关工作状态可以实现逆变。在交流侧电压一定的情况下,通过类似的子模块控制方式也可以实现整流。一般MMC主电路每一相单元上、下桥臂子模块数量相等记为 N ,令 $j=a, b, c$,若上桥臂投入的子模块数目为 N_{pj} ,下桥臂投入的子

模块数目为 N_{nj} , 上、下桥臂投入的子模块数目满足:

$$N_{pj} + N_{nj} = N \quad (1)$$

根据 KVL, 忽略桥臂电感压降, 得上、下桥臂电压与直流电压和交流侧输出电压的关系满足:

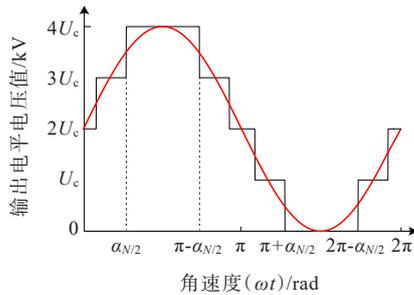
$$\begin{cases} u_{pj} = \frac{U_{dc}}{2} - u_{vj} \\ u_{nj} = \frac{U_{dc}}{2} + u_{vj} \end{cases} \quad (2)$$

式中, u_{pj} 为上桥臂电压; u_{nj} 为下桥臂电压; u_{vj} 为交流侧输出电压。

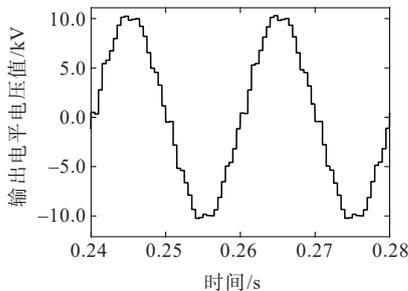
2 传统调制策略

2.1 最近电平逼近调制

最近电平逼近调制的基本原理是根据正弦调制波, 采用最接近的电平对其进行瞬时逼近^[12-14]。MMC 的输出电压由一系列取决于上、下桥臂投入子模块数目的不同幅值大小的方波构成, NLM 使得任意时刻输出的方波幅值都能逼近调制波的幅值, 子模块数量越多, 输出电压阶梯波越逼近正弦参考波, 谐波含量就越低; 若子模块数量较少, 由于可实现电平数较少, 导致输出电压的低次谐波含量较高。以 $N=4$ 的 MMC 为例, NLM 下桥臂调制原理如图 2 所示。设子模块电容电压为 U_c , j 相调制波为 u_{sj} 。



(a) NLM 下桥臂调制原理



(b) NLM 输出电压波形

图 2 NLM 调制原理

Figure 2 Modulation principle of NLM

j 相调制波可表示为

$$u_{sj}(\omega t + \varphi_j) = m U_{dc} \sin(\omega t + \varphi_j) \quad (3)$$

式中, m 为调制比, $\omega t + \varphi_j$ 为 j 相相位。

该调制方法下, 在任意时刻上桥臂与下桥臂需要投入的子模块数可表示为

$$\begin{cases} N_{pj} = \text{round}(\frac{u_{pj}^*}{U_c}) \\ N_{nj} = \text{round}(\frac{u_{nj}^*}{U_c}) \end{cases} \quad (4)$$

式中, u_{pj}^* 为 j 相上桥臂参考电压; u_{nj}^* 为 j 相下桥臂参考电压; $\text{round}(x)$ 表示对 x 按四舍五入原则取整。根据式(4)可以得到下桥臂投入子模块数目 N_{nj} 和调制比 m 的时间关系, 如图 3 所示。

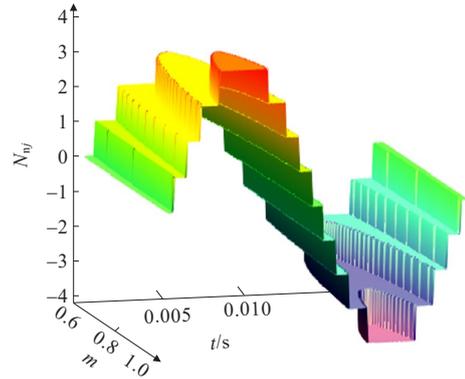


图 3 N_{nj} 和 m 的时间关系

Figure 3 Time diagram of N_{nj} and m

为了便于谐波分析, 对 NLM 输出电压波形进行傅里叶分解, 可得基波与谐波的解析表达式为

$$u_{jo}(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \left(\sum_{i=1}^s U_c \cos(n\theta_i) \right) \sin(n\omega t) \quad (5)$$

式中, u_{jo} 为 MMC 交流侧输出 j 相电压, 幅值调制比为 m , s , θ_i 计算公式分别为

$$s = \text{round}\left(\frac{Nm}{2}\right) \quad (6)$$

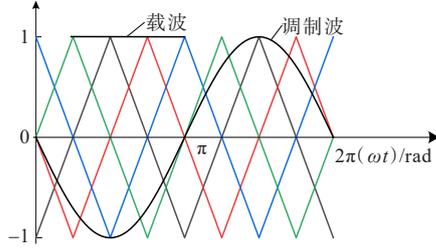
$$\theta_i = \arcsin\left(\frac{2}{Nm}(i - 0.5)\right) \quad (7)$$

通过式(5)、(7)可计算 NLM 调制的电压总谐波畸变率。随着子模块数目 N 的减小, NLM 调制的电压总谐波畸变率增加。

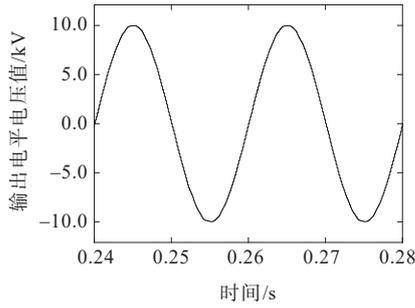
2.2 载波移相调制

以其中一相为例, 如图 4 所示。载波移相调制具体实现方法为将同一个正弦调制波与多个相位

互差 $2\pi/N$ 的多个三角载波进行比较:当调制波大于载波子模块开关导通,输出高电平;当调制波小于载波子模块开关闭合,输出低电平,由此生成多组 PWM 脉冲驱动各子模块内的开关^[15]。



(a) CPS下桥臂调制原理



(b) CPS输出电压波形

图4 CPS-PWM调制原理

Figure 4 Modulation principle of CPS-PWM

结合开关函数 $u(x, y)$, PWM 输出电压的谐波表达式为

$$u_{jo}(t) = u(x, y) = \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \{A_{0n} \cos(ny) + B_{0n} \sin(ny)\} + \sum_{k=1}^{\infty} \{A_{k0} \cos(kx) + B_{k0} \sin(kx)\} + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\pm \infty} [A_{kn} \cos(kx + ny) + B_{kn} \sin(kx + ny)] \quad (8)$$

式中, $y = \omega_r t$, $x = \omega_c t$, ω_r 、 ω_c 分别为调制波和载波的角度。

进一步可以得到 CPS 相输出电压的傅氏级数表达式为

$$u_{jo}(x, y) = \frac{mU_{dc}}{2} \cos(\omega_r t) + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{kn} \cos(kN\omega_c t + n\omega_r t) \quad (9)$$

其中,

$$A_{kn} = \frac{2U_c}{k\pi} J_n(kN \frac{\pi}{2} m) \sin[(kN + n) \frac{\pi}{2}] \quad (10)$$

式中, $J_n(x)$ 为 n 阶贝塞尔函数。

当载波频率足够大时,其低次谐波非常小。然而,在调制过程中,各个子模块始终处于高频开关状态,故开关频率增大,开关损耗也远远大于 NLM。

3 混合调制策略

为满足中低压配电网下少子模块 MMC 的电压质量与经济性要求,改善文 1 中 2 种传统调制策略应用于少子模块 MMC 的弊端,本文提出在最近电平逼近调制下,为少子模块 MMC 系统设置量化误差,通过判断量化误差将最近电平逼近和载波移相混合的 MMC 新型混合调制策略。

3.1 模式转换方式

由于 MMC 系统在使用最近电平调制方法时,通过计算取整得到的桥臂子模块投入数量与实际应投入的子模块数量存在一种量化误差,令 e_{rr} 为最近电平逼近调制下为 MMC 设置的量化误差; r_{err} 为 MMC 子模块投入数量的实际误差,以 j 相下桥臂为例,通过式(4)可知,真实误差与子模块投入数量的关系为

$$r_{err} = \left| \frac{N_{nj} - \frac{u_{nj}^*}{U_c}}{N_{nj}} \right| \quad (11)$$

根据式(11)可以得到,在不同 m 下,真实误差 r_{err} 随着时间增加的变化,如图 5 所示。图 5(a) 给出了在 $N=4$ 时, MMC 在一个周期下不同 m 的 r_{err} 变化曲线。

图 5(b) 给出了一个周期下取不同 N 时, r_{err} 的变化曲线图。由图 5 可知, MMC 实际误差 r_{err} 和子模块个数及调制度有关,为了保证良好的输出波形质量,减少控制策略的切换次数,同时保证输出波形范围,通过综合分析、比较,这里量化误差 r_{err} 的选取范围为

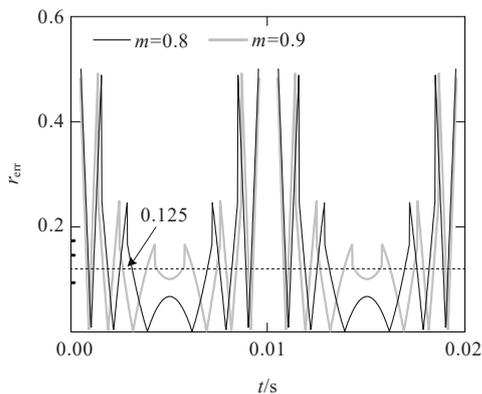
$$\frac{1}{10N} \leq e_{rr} \leq \min\left(\frac{1}{2N}, 0.1\right) \quad (12)$$

式中, N 不大于 10, 若 e_{rr} 大于 $1/(2N)$, 则转化为完全

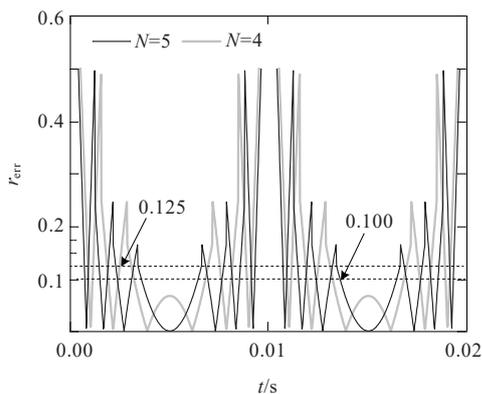
的 NLM 模式;若 e_{rr} 小于 $1/(10N)$, 则转化为完全的 CPS 模式。在该取值范围下,能够即保证所提混合调制策略正常运行的同时,又保证良好的输出波形质量。提出的混合调制方式具体可表示为

$$u_{refj} = (r_{err} \leq e_{rr}) \cdot u_{NLM} + (r_{err} > e_{rr}) \cdot u_{CPS} \quad (13)$$

式中, u_{refj} 为调制电压参考信号; u_{CPS} 为 CPS-PWM 下电压参考信号,表示在载波移相调制下输出的控制信号; u_{NLM} 为 NLM 下电压参考信号,表示在最近电平调制下输出的控制信号。



(a) 一个周期下不同 m 的 r_{err} 变化曲线



(b) 一个周期下不同 N 的 r_{err} 变化曲线

图 5 一个周期下不同 m 和 N 的 r_{err} 变化曲线

Figure 5 Change curve of r_{err} for different m and N in one cycle

3.2 调制原理

该混合调制策略原理是在 NLM 的基础上,为少子模块 MMC 系统设置量化误差,通过判断量化误差将最近电平逼近和载波移相混合的 MMC 新型混合调制策略。

以 $N=4$ 的五电平 MMC 的 j 相下桥臂为例,令量化误差 $e_{rr}=0.05$,根据式(11)计算得出子模块实

际投入数目误差 r_{err} ,再根据式(13)执行调制模式的转换。混合调制下桥臂原理具体如图 6 所示。

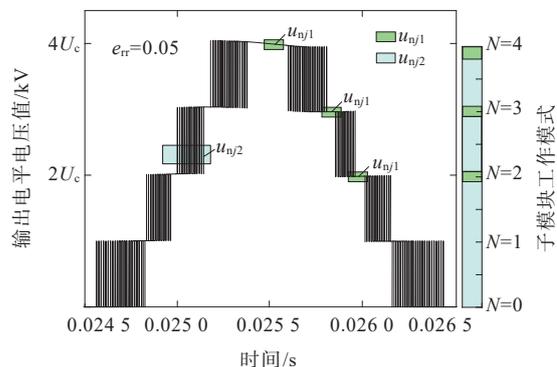


图 6 混合调制原理

Figure 6 Hybrid modulation principle

图 6 中, u_{nj1} 为在 NLM 模式 j 相下,桥臂的输出电压; u_{nj2} 为在 CPS-PWM 模式 j 相下,桥臂的输出电压。当设定的量化误差 $e_{rr}=0.05$,由图 6 可知,子模块数目 $0 \leq N \leq 1$ 时,子模块投入数目的实际误差 r_{err} 始终大于 0.05,切入 CPS 模式;子模块数目在 $1.9 \leq N \leq 2.1$ 时,均存在 r_{err} 小于 0.05 的情况,因此切入 NLM 模式。其余切换情况原理相同。

3.3 子模块均压控制

为了维持子模块电容电压的动态稳定,将子模块的电压排序算法结合在各调制方式转换程序中,具体子模块的工作模式流程如图 7 所示。

在子模块投入任意工作模式前,判断桥臂电流,令桥臂电流为 I_{bj} ,令每时刻投入的子模块数量为

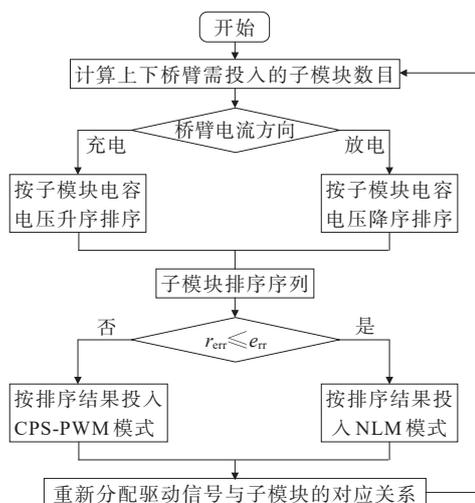


图 7 混合调制中子模块工作模式流程

Figure 7 Process of submodules' operating modes in hybrid modulation mode

M 。当 $I_{pj} \geq 0$ 时,电容充电,所有投入的子模块按电容电压升序排序,在判断完 r_{err} 和 e_{rr} 之间的关系后,投入电压最小的 M 个子模块;当 $I_{pj} < 0$ 时,电容放电,所有投入的子模块按电容电压降序排序,在判断完 r_{err} 和 e_{rr} 之间的关系后,按降序优先选择接入电压最高的 M 个子模块。

4 仿真验证

为验证所提调制方式应用于中低压配电网的有效性,本文利用 Matlab/Simulink 搭建了如表 1 所示的仿真模型。

表 1 模型参数

Table 1 Model parameters

桥臂子 模块数	桥臂电 感 L / mH	电子模块 电容 C / μ F	电容电 压额定 值 u_c /kV	直流电 压 U_{dc} / kV	输出滤 波电感 L_o /mH	载波 频率 f_z /Hz	基波 频率 f_0 /Hz
N							
4	5	5 000	5	20	6	2 000	50

4.1 开关频率和谐波分析

如图 8 所示分别为一周周期里上下桥臂开关频率与量化误差 e_{rr} 以及输出电压的总谐波畸变率 T_{HDu} 与量化误差 e_{rr} 的关系曲线。

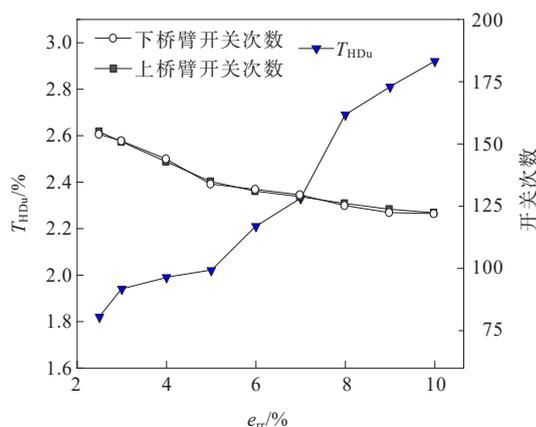


图 8 e_{rr} 、 T_{HDu} 和开关频率关系曲线

Figure 8 Relationship between e_{rr} and T_{HDu} and switching frequency

由图 8 可知,设置的量化误差 e_{rr} 越大,上、下桥臂的开关次数逐渐减少,代表在一个周期中投入的 CPS 占比越小,导致输出电压的总谐波畸变率越大。由于 CPS 占比减少,NLM 占比增加,开关损耗也随之降低。以 $e_{rr}=0.1$ 为例,此时设置的量化误差

最大,开关频率最低,输出电压的总谐波畸变率最高为 2.92%。然而,在一个周期全部投入 NLM 方式时,输出电压的总谐波畸变率为 6.18%,相比 2.92% 而言,虽然设置的量化误差最大,却能有效克服 NLM 下输出电压低次谐波含量较高的缺陷,即输出电压低次谐波较少。若取 $N=4$,由式(12)可知,最低可设置的量化误差 $e_{rr}=0.025$,此时 NLM 占比较小,开关频率高,但输出电压的总谐波畸变率为 1.81%。在一个周期全部投入 CPS 时,输出电压总谐波畸变率为 1.21%,相较 $e_{rr}=0.025$ 时少 0.6%。然而,此时若全部采用 CPS,上桥臂开关次数为 160 次,而采用 $e_{rr}=0.025$ 的混合调制时,上桥臂开关次数为 156 次,减少了 2.5%,若 e_{rr} 越大,减少的开关次数越多,开关次数最大可减少 23.75%。

4.2 混合调制的调制比 m 与 T_{HDu}

不同量化误差 e_{rr} 下,取 5 个周期,调制比 m 与输出电压总谐波畸变率 T_{HDu} 的关系如图 9 所示。

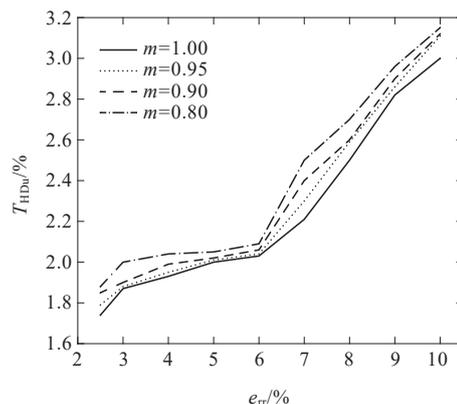


图 9 不同 e_{rr} 下调制比 m 与 T_{HDu} 的关系

Figure 9 Relationship between modulation ratio m and T_{HDu} under different e_{rr}

由图 9 可知,该混合调制策略的调制比 m 可以取 0.8 到 1 之间,因为调制比值越小,直流电压利用率越低,故 m 值取 0.8 到 1 之间,既保证直流电压利用率, T_{HDu} 也在规定范围内。图 9 中随着 e_{rr} 值的增大,投入的 NLM 占比越大, T_{HDu} 增加;与此同时,相同 e_{rr} 下,调制比 m 越大, T_{HDu} 越小。在实际应用中,具体的 e_{rr} 与 m 的值可根据实际情况选择。

根据图 9 得出 m 的范围,比较在不同调制比下,采用不同调制方式时的 T_{HDu} ,结果如图 10 所示。不同调制方式一周周期上桥臂开关次数如表 2 所示。

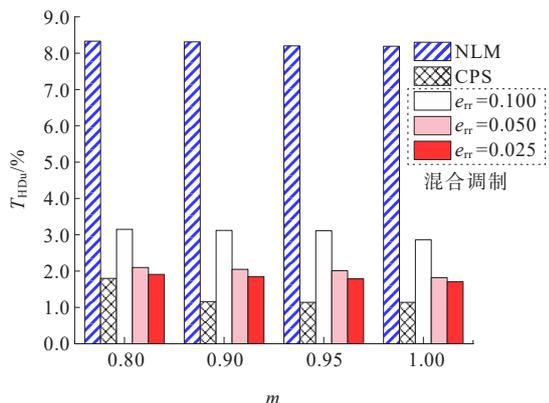


图 10 不同调制方式下调制比 m 与 T_{HDu} 的关系

Figure 10 Relationship between modulation ratio m and T_{HDu} under different modulation methods

表 2 不同调制一周桥上桥臂开关次数

Table 2 Switching times of the upper bridge arm in one cycle with different modulations 次

NLM	CPS	混合调制		
		$e_{rr}=0.100$	$e_{rr}=0.05$	$e_{rr}=0.025$
85	160	123	135	156

图 10 为在不同的调制比下分别采用 NLM、CPS 以及混合调制进行仿真对比,其中混合调制根据 e_{rr} 的取值分别仿真 3 次。由图 10 可知,无论 m 取何值, NLM 的 T_{HDu} 最大, CPS 的 T_{HDu} 最小。然而,相比于 NLM,混合调制下的 T_{HDu} 大幅减少,表明混合调制下输出电压的谐波含量较少,弥补了 NLM 输出波形质量差的缺点。相比于 CPS,虽然混合调制的 T_{HDu} 略大,由文 4.1 和表 2 可知,混合调制的开关频率明显小于 CPS 的开关频率,混合调制的开关损耗小于 CPS 的开关损耗。综上所述,该混合调制策略在少子模块 MMC 系统中兼顾低输出谐波与低开关损耗的特点。

综合文 4.1、4.2 对比分析,在任一调制比 m 下,相比 CPS 方法,该混合调制的开关次数明显减少。而采用混合调制时的 T_{HDu} 比采用 NLM 方法时大大降低,同时也反应出该混合调制方法切换过程平滑,随着开关次数的减少,开关损耗降低。

4.3 子模块电容电压和环流抑制

子模块电容电压的均衡性对于整个系统稳定运行来说不可或缺^[16-18],针对文 3.3 采用的子模块电

容电压均压算法,其均衡电压的效果如图 11 所示, SM_1 — SM_4 代表上桥臂 4 个子模块。各个子模块电容电压 U_c 在 5 kV 附近小范围波动。此外,如图 12 所示,本文混合调制适用已有的环流抑制方法^[19-20],能够对环流进行有效抑制,保证少子模块 MMC 系统在该混合调制下的正常运行。

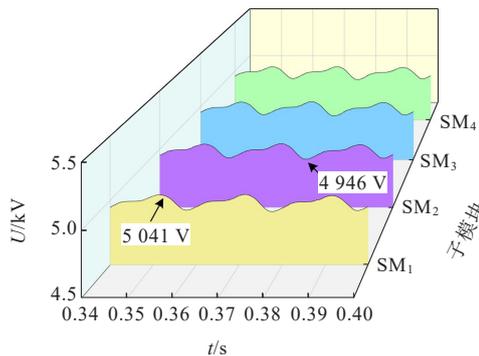


图 11 子模块均压仿真结果

Figure 11 Sub-module voltage equalization simulation results

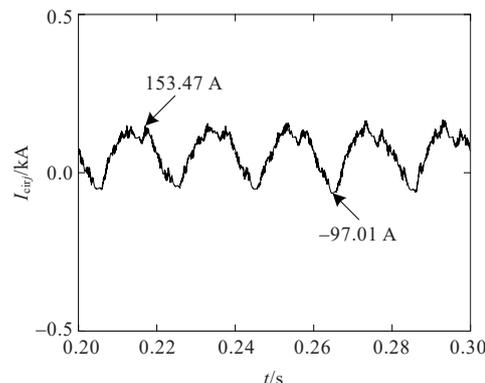


图 12 j 相环流抑制仿真结果

Figure 12 Simulation results of j -phase circulating current suppression

5 结语

本文为兼顾中低压配电网下,子模块数量较少的 MMC 系统的输出质量与开关损耗,提出一种为少子模块 MMC 系统在最近电平逼近调制下设置量化误差,通过判断量化误差将最近电平逼近和载波移相混合的 MMC 新型混合调制策略:首先对比不同调制方法的 THD 值和开关次数证明该混合调制

的电压输出质量好,开关损耗低;其次对该混合调制在不同 e_{rr} 下的 T_{Hdu} 进行分析,同时结合子模块电容电压均衡控制与环流控制进一步保证少子MMC系统在该混合调制下的正常运行。结果表明,本文所提混合调制策略在少子模块MMC系统中兼顾低输出谐波和低开关损耗的特点,提高了少子模块MMC系统整体的输出质量。本文所提混合调制方法主要适用于子模块数目较少(N 不大于10)的中低压MMC系统中,若 N 大于10,所提混合调制转化为完全的NLM模式。因此,子模块数较多、电压等级更高的MMC系统的适用性还待进一步研究。

参考文献:

- [1] 李奇南,夏勇军,张晓林,等.计及电压测量特性的MMC中高频阻抗建模及稳定性分析[J].中国电力,2022,55(5):84-93.
LI Qinan, XIA Yongjun, ZHANG Xiaolin, et al. Medium-high frequency impedance modeling of MMC and system stability analysis considering voltage measurement characteristics[J].Electric Power,2022,55(5): 84-93.
- [2] 杨兴武,杨帆,薛花,等.基于占空比调制的模块化多电平换流器模型预测控制[J].电力系统自动化,2021,45(17):134-142.
YANG Xingwu, YANG Fan, XUE Hua, et al. Duty-cycle modulation based model predictive control of modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems,2021,45(17):134-142.
- [3] 查晓明.模块化多电平功率变换技术在新型电力系统中的深化应用[J].电力工程技术,2021,40(4):1.
ZHA Xiaoming. The deep application of modular multi-level power conversion technology in new power systems[J]. Electric Power Engineering Technology, 2021, 40(4):1.
- [4] 王琛,许同,王毅,等.一种适用于少子模块MMC的等效电平调制策略[J].中国电机工程学报,2021,41(14):4954-4964.
WANG Chen, XU Tong, WANG Yi, et al. An equivalent level modulation strategy for MMC with small quantities of submodules[J].Proceedings of the CSEE, 2021, 41(14): 4954-4964.
- [5] 王宁燕,许军,丁登伟,等.柔性直流输电工程中MMC模块内IGBT运行时暂态电压精确测量方法研究[J].高压电器,2021,57(9):26-33.
WANG Ningyan, XU Jun, DING Dengwei, et al. Research on accurate measurement method of transient voltage of operated IGBT in MMC module in flexible HVDC transmission project[J]. High Voltage Apparatus, 2021, 57(9):26-33.
- [6] 申永鹏,王前程,王延峰,等.误差自校正混合脉宽调制策略[J].电工技术学报,2022,37(14):3643-3653.
SHEN Yongpeng, WANG Qiancheng, WANG Yanfeng, et al. Error self-correction mixed pulse width modulation strategy[J].Transactions of China Electrotechnical Society, 2022,37(14):3643-3653.
- [7] 倪翰文,李庚,鲍刚,等.基于能量平衡的模块化多电平变换器调制方法[J].电网与清洁能源,2022,38(7):9-15+24.
NI Hanwen, LI Geng, BAO Gang, et al. A modulation method of modular multilevel converter based on energy balance[J].Power System and Clean Energy, 2022, 38(7): 9-15+24.
- [8] 姚钢,杨晨,黎灿兵,等.一种改进的中压MMC混合调制策略[J].电力电子技术,2021,55(4):120-123+136.
YAO Gang, YANG Chen, LI Canbing, et al. An improved hybrid modulation strategy for medium voltage MMC[J]. Power Electronics,2021,55(4):120-123+136.
- [9] LIN L, LIN Y Z, HE Z, et al. Improved nearest-level modulation for a modular multilevel converter with a lower submodule number[J].IEEE Transactions on Power Electronics,2016,31(8):5369-5377.
- [10] CHEN X X, LIU J J, SONG S G, et al. Circulating harmonic currents suppression of level-increased NLM based modular multilevel converter with deadbeat control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 11418-11429.
- [11] TU Q R, XU Z, XU L. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2011,26(3):2009-2017.
- [12] 刘追,刘振兴,李翠.一种基于最近电平调制方式的MMC电压均衡改进方法[J].电测与仪表,2017,54(24):87-93.

- LIU Zhui, LIU Zhenxing, LI Cui. An improved voltage balancing method based on MMC nearest level modulation [J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2017, 54(24): 87-93.
- [13] 王昆.最近电平调制下模块化多电平变流器工频排序平衡方法与故障诊断技术研究[D].杭州:浙江大学,2020.
- WANG Kun. Research on power frequency sequencing balance method and fault diagnosis technology of modular multilevel converters under level modulation[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2020.
- [14] 李鹏鹏,郭家虎,梁克靖.基于MMC的最近电平逼近调制谐波特性分析[J].*电源技术*,2014,38(4):759-763.
- LI Pengpeng, GUO Jiahu, LIANG Kejing. Analysis of harmonic characteristics for nearest level modulation based on MMC[J].*Chinese Journal of Power Sources*,2014, 38(4): 759-763.
- [15] 魏新伟,何志兴,徐千鸣,等.载波移相调制模块化多电平换流器双均压系数电压平衡方法[J].*中国电机工程学报*,2018,38(24):7314-7325+7458.
- WEI Xinwei, HE Zhixing, XU Qianming, et al. Dual voltage-sharing coefficients voltage balance method for modular multilevel converter with carrier phase shifted modulation[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2018, 38(24): 7314-7325+7458.
- [16] 蒲清昕,秦亮,王庆,等.模块化多电平变流器子模块电容老化状态在线监测及均衡策略[J].*电测与仪表*,2022, 59(7):193-200.
- PU Qingxin, QIN Liang, WANG Qing, et al. On-line monitoring and balancing strategy for capacitor aging in modular multilevel converter[J].*Electrical Measurement & Instrumentation*,2022,59(7):193-200.
- [17] 赖锦木,尹项根,王要强,等.基于桥臂电流控制的MMC改进电容电压均衡控制策略[J].*高电压技术*,2022,48(8):3132-3145.
- LAI Jinmu, YIN Xianggen, WANG Yaoqiang, et al. Improved capacitor voltage balancing control strategy for modular multilevel converter with arm current control [J]. *High Voltage Engineering* ,2022,48(8):3132-3145.
- [18] 粟咏梅,粟时平,李琳,等.模块化多电平换流器电容电压优化均衡法研究[J].*电力科学与技术学报*,2019,34(2):76-83.
- SU Yongmei, SU Shiping, LI Lin, et al. An improved capacitor voltage balancing strategy of modular multilevel converter[J]. *Journal of Electric Power Science and Technology*,2019,34(2):76-83.
- [19] 吴凡.模块化多电平变流器环流控制策略研究[D].徐州:中国矿业大学,2019.
- WU Fan. Circulating current control strategy for modular multilevel converter[D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2019.
- [20] 李慧,张鹏,刘思嘉.MMC环流抑制策略的暂态分析[J].*电力系统保护与控制*,2021,49(2):30-38.
- LI Hui, ZHANG Peng, LIU Sijia. Transient analysis of MMC circulation suppression strategy[J]. *Power System Protection and Control*,2021,49(2):30-38.