

文章编号: 1006-2467(2023)11-1465-12

DOI: 10.16183/j.cnki.jsjtu.2022.172

适用于中低压 MMC 的改进 NLC 调制与 电容电压控制策略

张 伟^{1, 2, 3}, 韩俊飞², 钟 鸣², 王宇强²

(1. 浙江大学 工程师学院, 杭州 310027; 2. 内蒙古电力科学研究院, 呼和浩特 010020;
3. 内蒙古自治区电力系统智能化电网仿真企业重点实验室, 呼和浩特 010020)

摘 要: 模块化多电平换流器(MMC)应用于直流配电网等中低压场景时输出电平数较低、谐波含量高,且电容电压易受直流母线电压波动影响而偏离额定值。针对上述问题,提出一种最近电平逼近调制与电容电压稳定控制相结合的 MMC 改进控制方法。首先,引入阶梯波修正量以提升 MMC 交流输出电平数;在此基础上,分析阶梯波修正量对电容电压的影响,提出一种基于电容电压反馈的稳定控制方法,实现子模块电压与外部电气环境的解耦控制,从而限制电容电压波动范围,提高设备安全裕度。最后,在 MATLAB/Simulink 仿真模型和实时数字仿真系统硬件在环测试中验证方法的正确性和有效性。

关键词: 模块化多电平换流器;最近电平逼近调制;电容电压控制

中图分类号: TM 72 **文献标志码:** A

An Improved NLC and Capacitor Voltage Control Method for Medium-/Low-Voltage MMCs

ZHANG Wei^{1, 2, 3}, HAN Junfei², ZHONG Ming², WANG Yuqiang²

(1. Polytechnic Institute, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China; 2. Inner Mongolia Power Research Institute, Hohhot 010020, China; 3. Inner Mongolia Enterprise Key Laboratory of Smart Grid Simulation of Electrical Power System, Hohhot 010020, China)

Abstract: The modular multilevel converter (MMC) suffers from low output level and high harmonic distortion in medium-/low-voltage applications such as direct current (DC) distribution networks. In addition, the capacitor voltage of MMC is coupled with DC bus voltage in the traditional modulation method, leading to large fluctuations of capacitor voltages and deviation from the rated value under DC bus voltage margin. In order to solve the problems above, this paper proposes an improved nearest level control method, which can increase the output level of medium-/low-voltage MMCs by introducing a step wave correction. Based on the proposed modulation method, a capacitor voltage feedback control is thus proposed to limit the range of capacitor voltage fluctuations and improve equipment safety. The effectiveness of the proposed method is verified by MATLAB/Simulink simulation and real-time digital simulation system hardware-in-the-loop test.

收稿日期: 2022-05-20 修回日期: 2022-10-05 录用日期: 2023-02-01

基金项目: 内蒙古自治区科技关键技术攻关计划项目(2019GG373)

作者简介: 张 伟(1984-), 硕士, 高级工程师, 主要从事智能配电网技术及电力电子化电力系统方面的研究; E-mail: zzww1003@163.com.

Key words: modular multilevel converter (MMC); nearest level control (NLC); capacitor voltage control

近年来,模块化多电平换流器(Modular Multi-level Converter, MMC)拓扑在柔性高压直流输电、交流电网异步互联等高压大容量领域获得广泛应用^[1-5]. 而在城市直流配电网、交直流微电网、分布式能源接入、机车牵引、船舶电力系统中中低压领域, MMC 同样以其输出特性好、开关频率低、结构模块化、易于扩展和实现冗余配置等优点具有良好的应用前景^[6-8]. 不同于直流输电等高压领域,中低压 MMC 桥臂子模块数量通常较少,在传统调制和控制策略下输出电平数低,电能质量相对较差,难以满足高品质用电负荷要求. 因此,如何以较少数量子模块实现高输出电平数以降低谐波含量,是中低压 MMC 需要解决的一个重要问题^[9-10].

目前, MMC 调制技术主要包括载波移相脉宽调制(Carrier Phase Shift Pulse Width Modulation, CPS-PWM)^[11-12]等多重载波调制和最近电平逼近调制(Nearest Level Control, NLC)^[13-14]两大类. CPS-PWM 调制技术广泛应用于级联 H 桥型变流器,输出特性好但开关频率相对较高,且需为子模块配置额外的闭环均压控制,在运行环境复杂的直流配电系统中不利于提高系统可靠性. NLC 调制策略无需三角载波,简便可靠,开关频率低;但其输出电压阶梯波电平数受限于桥臂子模块数量. 为提高中低压 MMC 输出电压质量,文献[14]中在 CPS-PWM 方法基础上提出一种增加电平数的改进调制方法,通过设置上、下桥臂三角载波相位差获得更高的输出电平数. 文献[15]中将这种思路拓展应用于 NLC 调制,采用设置取整函数偏置等方式,调整 MMC 桥臂输出电压阶梯波阶跃时刻,实现 $2N+1$ 电平输出(N 为 MMC 桥臂子模块数). 文献[16]中在上述方法基础上,进一步引入无差拍控制器,调整取子模块投入数降低了输出电压总谐波含量(Total Harmonic Distortion, THD).

上述调制策略均能改善低电平 MMC 的输出特性,但设置上、下桥臂阶梯波相位差获得更高输出电平数的同时,也使得给定交流电压与交流参考电压间出现一定误差,导致在原有相间环流中引入新的非特征次谐波电流. 基于类似思路,文献[17]中结合 NLC 调制策略和环流抑制,以桥臂电流谐波反馈作为上、下桥臂导通模块差模分量的修正量,既能提高

输出电平数,还减少桥臂输出电压阶梯波相位差带来的非特征次谐波电流.

此外,为保证系统可靠性,直流配电系统和直流微电网通常采用下垂控制等方法实现电压稳定与潮流分配^[18-20]. 然而,传统 NLC 调制策略下的 MMC 依靠恒定数字模块级联建立直流母线电压,变流器运行功率、直流母线电压等外部电气特性与子模块电容储能相互耦合;当系统运行工况或发生故障时,直流母线电压在下垂控制策略下偏离稳态运行点,子模块电容电压平均值也将随之偏离额定值. 该偏差值与 MMC 电容电压交流波动量叠加,将显著增加电容过压风险,严重时可能导致换流阀过压闭锁. 因此,配电系统中 MMC 需采用耐压等级更高的直流电容和功率器件,不利于减小设备体积和提升功率密度. 文献[21-22]中针对全桥型子模块和半桥型子模块构成的混合型 MMC,提出一种电容参数优化设计方法,能够实现电容电压波动抑制进而降低子模块电容选值标准. 文献[23]中在混合型 MMC 的半桥型子模块调制电压中注入 3 次谐波分量,同时在桥臂环流中注入二倍频分量,进一步减小电容电压波动幅值. 此外,改进子模块拓扑结构、采用可调桥臂电抗器等方式也能一定程度降低电容电压波动幅值^[24-26]. 上述研究主要从 MMC 内部电气特性调控入手,忽视了换流站外部电气量和直流输配电系统协调控制模式的影响.

针对中低压 MMC 子模块数较少、直流母线电压易受扰动的实际问题,提出一种阶梯波调制与电容电压控制相结合的 MMC 改进控制策略. 该方法简便易用,一方面能够增加输出电平数,降低输出电压 THD;另一方面实现了 MMC 电容电压与直流母线电压的解耦控制,降低子模块欠压和过压风险. 最后,在 MATLAB/Simulink 仿真模型和 RTDS 硬件在环测试中对本文所提出的控制策略进行验证.

1 中低压 MMC 数学模型

应用于城市直流配电网、交直流微电网、分布式电源接入等典型场景的中低压 MMC 具有与高压领域类似的拓扑结构. 图 1 所示为典型的三相六桥臂 MMC 拓扑. 每个桥臂含有 N 个子模块(Sub-Module, SM)和 1 个桥臂电感 L_{am} . 图中: P 、 N 、 o 分

别为直流母线正、负极端子、假想的电位参考点;
 $u_{a,up}$ 与 $u_{a,low}$ 分别为 A 相上、下桥臂电压; $i_{a,up}$ 和 $i_{a,low}$
 分别为 A 相上、下桥臂电流; i_a 、 i_b 、 i_c 分别为 A、B、C
 相交流电流; I_{DC} 、 u_{DC} 分别为直流母线电流、电压。子
 模块可以采用半桥型、全桥型等拓扑结构,本文以应用
 最广泛的半桥型 MMC 为例进行分析。

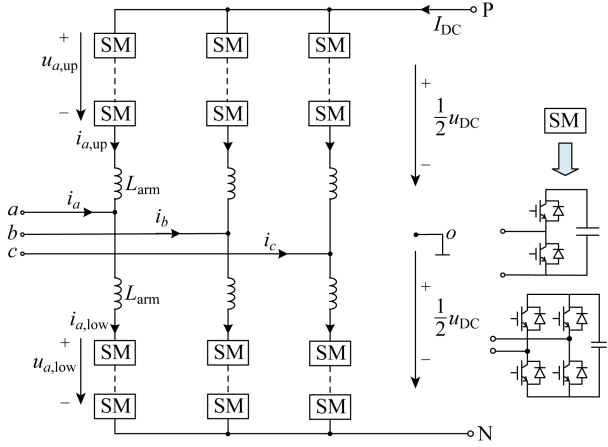


图 1 MMC 电路拓扑

Fig. 1 Topology of MMC

根据基尔霍夫电压定律并忽略桥臂电阻,以 A 相为例,得到 MMC 桥臂电压方程:

$$\left. \begin{aligned} u_{a,up} &= \frac{1}{2}U_{DC} - u_{ao} - L_{arm} \frac{di_{a,up}}{dt} \\ u_{a,low} &= -\frac{1}{2}U_{DC} + u_{ao} - L_{arm} \frac{di_{a,low}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: u_{ao} 为 A 相交流输出电压; t 为时间。

根据基尔霍夫电流定律,得到桥臂电流方程:

$$\left. \begin{aligned} i_{a,up} &= -\frac{1}{2}i_a + \frac{1}{3}I_{DC} + i_{cir} \\ i_{a,low} &= \frac{1}{2}i_a + \frac{1}{3}I_{DC} + i_{cir} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中: i_{cir} 为桥臂环流谐波分量。根据式(1)~(2),分别得到 MMC 交流侧和直流侧基本模型,即

$$\left. \begin{aligned} u_{ao} &= \frac{u_{a,low} - u_{a,up}}{2} \\ U_{DC} &= u_{a,up} + u_{a,low} + 2L_{arm} \frac{di_{cir}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

不妨设 MMC A 相交流输出电压为

$$u_{ao} = \frac{1}{2}mU_{DC} \cos \omega t \quad (4)$$

式中: m 为调制比; ω 为角频率。根据传统 NLC 调制策略原理,上、下桥臂在任一控制周期导通子模块数计算方法为

$$n_{up,low} = \text{round}\left(\frac{N}{2} \mp \frac{mU_{DC} \cos \omega t}{2U_{C,ave}}\right) \quad (5)$$

式中: $U_{C,ave}$ 为子模块电容电压平均值; $\text{round}()$ 表示最近取整函数。

根据 MMC 数学模型可知,传统 NLC 调制方式应用于中低压 MMC 存在两个问题:①当子模块数量较少时,MMC 输出电压平数少,谐波含量较高;②MMC 直流侧串联子模块数恒定,电容电压与直流母线电压耦合,进而受直流系统运行工况和控制特性的影响。

2 中低压 MMC 的 NLC 调制策略

2.1 输出电平解析

传统 NLC 调制策略的基本原理是利用阶梯波逼近正弦调制参考波。在离散控制系统中,MMC 在相邻两个阶梯内上、下桥臂导通模块数增量为正整数,即桥臂电压必须是以电容电压 $U_{C,ave}$ 为阶跃幅值的阶梯波。

$$\left. \begin{aligned} u_{up}(i+1) &= u_{up}(i) + \Delta n_{up} U_{C,ave} \\ u_{low}(i+1) &= u_{low}(i) + \Delta n_{low} U_{C,ave} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

式中: u_{up} 和 u_{low} 分别为上、下桥臂电压; Δn_{up} 和 Δn_{low} 分别为上、下桥臂导通模块数在相邻阶梯内的增量; i 和 $i+1$ 代表相邻两个控制周期的子模块投切时刻。传统 NLC 调制下,MMC 直流侧导通模块数恒定为 N ,即

$$n_{com} = \frac{n_{up} + n_{low}}{2} = \frac{N}{2} \quad (7)$$

式中: n_{com} 为上、下桥臂导通模块数共模分量。

由于直流侧导通模块数恒定,所以上、下桥臂导通模块数增量互补,即

$$\Delta n_{up} = -\Delta n_{low} = \Delta n_{ref} \quad (8)$$

式中: Δn_{ref} 为参考电压变化导致的桥臂导通子模块数增量, $\Delta n_{ref} \in \{-N, N\}$ 。

MMC 交流输出电压可表示为

$$u_{ac} = \frac{n_{low} - n_{up}}{2} U_{C,ave} = n_{diff} U_{C,ave} \quad (9)$$

式中: n_{diff} 为上、下桥臂导通模块数差模分量。

相邻两个阶梯内,MMC 交流电压增量为

$$\Delta u_{ac} = u_{ac}(i+1) - u_{ac}(i) = \Delta n_{ref} U_{C,ave} \quad (10)$$

由式(10)可得:传统 NLC 调制下,MMC 交流输出电压是以电容电压 $U_{C,ave}$ 为阶跃幅值的阶梯波,换流器最大输出电平数为 $N+1$ 。以每桥臂 4 个子模块 MMC 为例,NLC 调制策略下交流输出电压平数 n_{ac} 和对应的桥臂导通模块数如表 1 所示。

表 1 子模块开关能量组合状态

Tab. 1 Switching energy combination of variable SMs

n_{ac}	n_{up}	n_{low}	n_{diff}	n_{com}
-2	4	0	-2	2
-1	3	1	-1	2
0	2	2	0	2
1	1	3	1	2
2	0	4	2	2

2.2 改进 NLC 调制方法

在高压直流输电等高电压等级场合下, MMC 桥臂子模块数量很高, NLC 调制阶梯波近似于理想正弦波. 但在中低压应用领域, 传统 NLC 方法输出电平数较低, 谐波含量大的问题凸显. 为提升输出电平数, 提出一种简单实用的改进型 NLC 调制方法. 即在上、下桥臂导通模块数计算式中, 引入阶梯波修正量, 即

$$n_{up, low} = n_{DC} \mp n_{ac} + \frac{n_M}{2} \tag{11}$$

式中: 直流分量 $n_{DC} = N/2$; 交流分量 $n_{ac} = (n_{low} - n_{up})/2$; n_M 为修正量. 相邻两个阶梯内上、下桥臂电压增量为

$$\left. \begin{aligned} n_{up}(i+1) &= n_{up}(i) + \Delta n_{ref} + \frac{\Delta n_M}{2} \\ n_{low}(i+1) &= n_{low}(i) - \Delta n_{ref} + \frac{\Delta n_M}{2} \end{aligned} \right\} \tag{12}$$

式中: $\Delta n_M = \Delta n_M(i+1) - \Delta n_M(i)$.

因此, MMC 交流电压在相邻阶梯的增量为

$$\Delta u_{ac} = \left(\Delta n_{up, low} - \frac{\Delta n_M}{2} \right) U_{C, ave} \tag{13}$$

由式(13)可得: 当相邻阶梯内修正量增量 Δn_M 为奇数时, MMC 输出电压阶跃幅值为 0.5 倍电容电压; 当 Δn_M 为偶数时, MMC 输出电压阶跃幅值为整数倍电容电压. 根据交流参考电压不断改变 n_M 值奇偶性, 即可实现桥臂级联子模块数不变条件下将最大电平数扩展为 $2N+1$. 根据上述两种情况, 当 $2n_{diff}$ 为偶数时, 修正量取值 $n_M=0$. 当 $2n_{diff}$ 为奇数时, 修正量 n_M 取值 1 或 -1. 根据上述分析, 改进的 NLC 控制框图如图 2 所示.

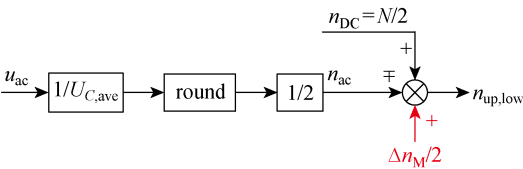


图 2 改进 NLC 调制策略

Fig. 2 Proposed NLC modulation method

以桥臂子模块数为 4 的 MMC 为例, 当修正量 n_M 取值为 $\{0, 1\}$ 时, Δn_M 为奇数, MMC 输出电平如表 2 所示. 引入桥臂导通模块数修正量 n_M , 可以相应改变导通模块数差模分量的奇偶性, 从而进一步提升换流器交流侧输出电平.

表 2 改进 NLC 输出电平

Tab. 2 Output levels of proposed NLC method

n_{ac}	n_{up}	n_{low}	n_{diff}	n_{com}	n_M
-2	4	0	-2	2	0
-1.5	4	1	-1.5	3	1
-1	3	1	-1	2	0
-0.5	3	2	-0.5	3	1
0	2	2	0	2	0
0.5	2	3	0.5	3	1
1	1	3	1	2	0
1.5	1	4	1.5	3	1
2	0	4	2	2	0

3 基于改进 NLC 调制电容电压稳定控制

3.1 电容电压解耦控制

基于上述改进 NLC 调制策略, MMC 能够在子模块较少条件下获得更高的输出电平数, 从而提高交流电能质量. 但相应地, 由于桥臂阶梯波修正量 n_M 的引入, MMC 直流侧串联子模块数不再恒定为 N , 所以 MMC 直流侧数学模型修正为

$$U_{DC} = (N + n_M) U_{C, ave} + 2L_{arm} \frac{di_{cir}}{dt} \tag{14}$$

n_M 奇偶性发生变化时, MMC 直流侧被直流母线电压箝位的子模块电容数量也相应改变. 这导致三相间环流变化^[11], 同时也引起子模块电容电压平均值偏离额定值.

$$U_{C, ave} = \frac{U_{DC}}{N + n_M} \tag{15}$$

由于中低压 MMC 子模块数较少, 所以设置修正量 n_M 的取值为 $\{-1, 0, 1\}$, 其中 ± 1 与 0 交替插值, 从而实现 $2N+1$ 电平扩展.

如图 3 所示, 在直流母线电压稳定于额定值条件下, 若 MMC 修正量 $n_M=0$, 则表现为传统 NLC 调制, 满足电容电压 $U_{C, ave}$ 等于额定值 U_{CN} ; 若修正量 $n_M \in \{0, 1\}$, 则直流侧串联模块数超过 N , 电容电压低于额定值, $U_{C, ave} < U_{CN}$; 若修正量 $n_M \in \{0, -1\}$, 则直流侧串联模块数小于 N , 电容电压超过额定值, $U_{C, ave} > U_{CN}$.

针对上述问题, 对所提出的改进 NLC 策略中

修正量 n_M 进行改进,以实现电容电压稳定.在直流母线电压稳定于额定值时,设置 n_M 为幅值 ± 1 、占空比 σ 为 0.5 的方波,如图 3(b)所示,即可实现电容电压平均值 $U_{C,ave} = U_{CN}$.但在实际直流配电系统或直流微电网中,多个换流站通常采用下垂控制或电压裕度控制等多点协调控制策略^[13-14]以提高系统可靠性.此类控制策略下,系统运行工况变化时往往导致直流母线电压偏离稳态运行点,进而导致 MMC 电容电压发生偏移.

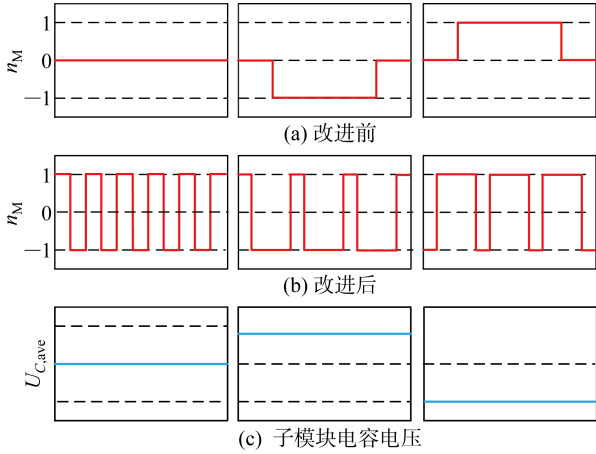


图 3 子模块电容电压与 n_M 的关系

Fig. 3 SM capacitor voltage versus n_M

结合图 3 中修正量 n_M 与系统协调控制对电容电压的影响,在改进 NLC 调制策略基础上,提出一种中低压 MMC 电容电压稳定控制方法.引入电容电压平均值反馈控制,对桥臂阶梯波修正量 n_M 的方波占空比 σ 进行实时调节.首先计算子模块电容电压偏差值 $\Delta U_{C,ave}$,利用比例-积分(PI)控制器调节方波占空比参考值 σ ;当直流母线电压偏高导致偏差值 $\Delta U_{C,ave} > 0$ 时,占空比 σ 增大,从而降低电容电压;当偏差值 $\Delta U_{C,ave} < 0$ 时,占空比 σ 减小,使得电容电压升高.具体方法如图 4 所示.

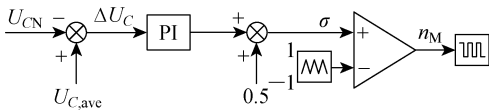


图 4 基于改进 NLC 调制的电容电压控制

Fig. 4 Capacitor voltage control based on proposed NLC method

3.2 控制特性分析

为分析上述控制策略对 MMC 电容电压的影响,分别计算 NLC 调制下电容电压的直流分量、基频分量和二倍频分量幅值.在稳态运行条件下,假设子模块电压均衡良好且元器件参数一致,根据文献

[20]可得电容电压解析式:

$$U_{C,ave} = \bar{U}_C + \tilde{U}_{C,1} + \tilde{U}_{C,2} \quad (16)$$

式中: \bar{U}_C 、 $\tilde{U}_{C,1}$ 、 $\tilde{U}_{C,2}$ 分别为子模块电容电压直流分量、基频分量和二倍频分量.

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_C &= \frac{U_{DC}}{N} \\ \tilde{U}_{C,1} &= AB \sin(\omega t + \alpha) \\ \tilde{U}_{C,2} &= -\frac{m}{4} A \sin(2\omega t + \varphi_a) \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{I_{ac}}{4\omega C} \\ B &= \sqrt{\frac{m^4}{4} \cos^2 \varphi_a - m^2 \cos^2 \varphi_a + 1} \\ \alpha &= \arcsin \left[\frac{4 - m^2}{4B} \sin(\omega t + \varphi_a) - \frac{m^2}{2B} \sin(\omega t - \varphi_a) \right] \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

式中: φ_a 为 A 相相角; C 为子模块电容值.

传统 NLC 调制方式下,直流母线电压偏移导致的 MMC 电容电压交直流分量幅值变化分别为

$$\left. \begin{aligned} \Delta \bar{U}_{C,ave} &= -\frac{\Delta U_{DC}}{N} \\ \Delta \tilde{U}_{C,m1} &= \frac{2 - m^2}{6m\omega C} \Delta I_{DC} \\ \Delta \tilde{U}_{C,m2} &= \frac{1}{12\omega C} \Delta I_{DC} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

式中: $\Delta \bar{U}_{C,ave}$ 、 $\Delta \tilde{U}_{C,m1}$ 和 $\Delta \tilde{U}_{C,m2}$ 分别为子模块电容电压直流、基频和二倍频幅值增量; ΔU_{DC} 为直流母线电压幅值增量; ΔI_{DC} 为直流电流幅值增量.

改进 NLC 策略下,考虑修正量 n_M 改变 MMC 直流侧串联子模块数,则电容电压直流分量稳定于额定值,基频分量和二倍频分量幅值计算如下:

$$\left. \begin{aligned} \Delta \tilde{U}_{C,m1}^* &= \left(1 + \frac{n_M}{N}\right) \Delta \tilde{U}_{C,m1} \\ \Delta \tilde{U}_{C,m2}^* &= \left(1 + \frac{n_M}{N}\right) \Delta \tilde{U}_{C,m2} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

式中: $\Delta \tilde{U}_{C,m1}^*$ 和 $\Delta \tilde{U}_{C,m2}^*$ 分别为电容电压基频和二倍频幅值增量,上标 * 表示改进 NLC 策略.

对比传统调制策略,基于改进 NLC 调制的电容电压反馈控制下,MMC 子模块电容电压波动中的基频和二倍频分量与修正量 n_M 正相关,即当直流母线电压升高时,修正量 n_M 为正,则电容电压直流分量减小,但纹波系数增大;当直流母线电压降低时,修正量 n_M 为负,电容电压直流分量升高,纹波系数减小.由于式(20)中右侧含高阶小量,所以纹波系数变化率远低于直流分量.综合考虑电容电压交

直流分量,所提出的稳定控制能够有效抑制不同运行工况下的 MMC 电容电压波动范围。

4 仿真验证

为验证所提中低压 MMC 改进 NLC 调制策略和电容电压稳定控制方法的有效性,在 MATLAB/Simulink 仿真软件中搭建 MMC 电磁暂态仿真模型。简单起见,中压直流(MVDC)系统直流侧母线电压由受控电压源模拟,交流侧连接阻性负载。MMC 分别采用传统 NLC 调制策略、载波层叠脉宽调制(Carrier Level-Shifted Pulse Width Modulation, CLS-PWM)^[27] 方式及本文改进 NLC 调制方法,以进行对比验证。详细仿真参数设置为:额定直流电压 ± 350 V;交流额定电压 380 V;每桥臂子模块数 4 个;子模块额定电容电压 187.5 V;桥臂电感 10 mH;模块电容 2 mF;采样频率 20 kHz。

MMC 稳定运行于额定工况下,交流侧连接阻性负载($5\ \Omega$)。分别采用传统 NLC 调制方法、CLS-PWM 调制方式及本文提出的改进 NLC 调制策略,对比 3 种调制方式下的 MMC 运行特性和输出电能质量。其中改进 NLC 调制方法中修正量 n_M 为幅值 ± 1 、占空比 0.5 的方波。仿真结果如图 5~7 所示。

以 A 相上桥臂为例,传统 NLC 调制策略的 MMC 交流相电压输出电平为 5(调制比为 0.89),如图 5 所示。图中: u_c 为子模块电容电压。其上、下桥臂参考导通模块数在同一时刻动作,交流侧输出电压阶梯波阶跃值为电容电压的整数倍。由于输出电平数较低,MMC 交流电压(u_{abc})和交流电流(i_{abc})在阻性负载下出现明显畸变。在额定工况下,交流电流幅值约为 50 A,电流 THD 为 5.66%。电容电压在额定值附近周期性波动,稳态下波动幅值约为 18 V,纹波系数为 9.6%,在实际直流配电系统中 MMC 子模块电容电压波动低于 $\pm 10\%$ 即为可以接受。对电力系统等中低压领域而言,传统 NLC 调制方式下 MMC 输出电压和输出电流谐波含量较高,难以满足部分对电能质量有较高要求的用电负荷需要。

CLS-PWM 调制方式的 MMC 交流相电压输出电平仍为 5,如图 6 所示。该调制策略下,MMC 交流电压和交流电流在阻性负载下的畸变率明显优于传统 NLC 调制方式,交流输出电流 THD 约为 2.13%。这是因为其上、下桥臂参考导通模块数在传统 NLC 阶梯波最高/低阶梯处投切。此时,MMC 运行于稳态工况时的电容电压波动于 168~205 V,纹波系数约为 10%。因此,该调制方式下能够满足部

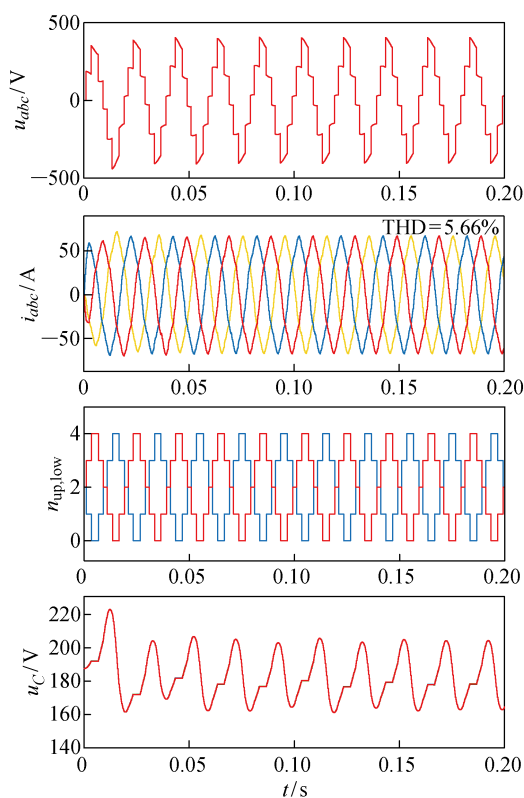


图 5 传统 NLC 策略仿真波形

Fig. 5 Simulation results of traditional NLC method

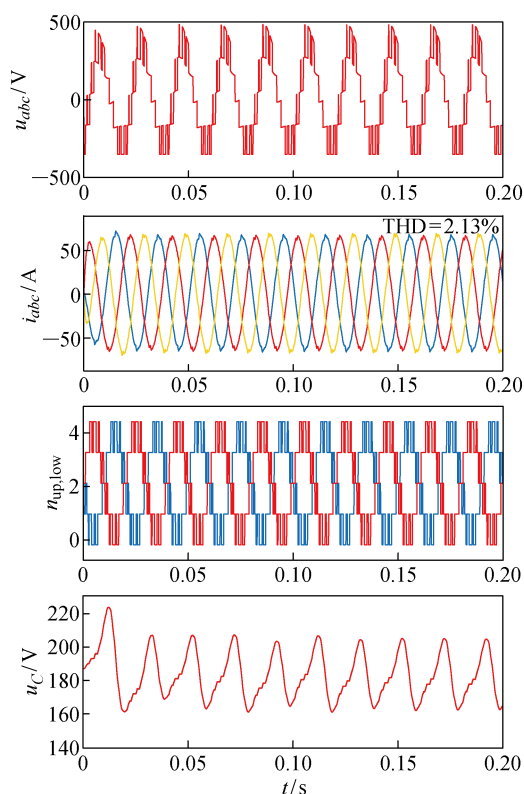


图 6 CLS-PWM 策略仿真波形

Fig. 6 Simulation results of CLS-PWM method

分对电能质量有较高要求的用电负荷需要,但其需为每个子模块配置额外的闭环均压控制,在运行环境复杂的直流配电系统中不利于提高系统可靠性.

改进 NLC 调制方式的仿真结果如图 7 所示. 由于调制比限制,MMC 交流相电压输出电平数为 7. 在额定工况稳定运行时,直流侧串联模块数修正量 n_M 平均值为 0. MMC 上、下桥臂导通模块数在传统 NLC 阶梯波上投切. 该调制策略下,MMC 交流交流输出电压电平数增加为 7,交流输出电流 THD 约为 2.65%,电流畸变率明显优于传统 NLC 调制方式. 改进 NLC 调制方式下,MMC 运行于稳态工况时的电容电压波动为 169~205 V,纹波系数约为 10%.

稳态仿真结果显示,所提出的改进 NLC 调制策略能够有效提升 MMC 输出电平数并改善交流输出电能质量. 相同运行条件下,交流电流 THD 由传统 NLC 的 5.66% 下降至 2.65%,接近 CLS-PWM 的 2.13%. 另一方面,由于修正量 n_M 的引入,桥臂电压参考值包含 $\{-1, 0, 1\}$ 的高频分量. 该分量一方面使得 MMC 输出电平数扩展至 $2N+1$,但也在直流电压和相间环流中引入非特征次谐波分量.

为进一步验证中低压 MMC 电容电压稳定控制方法,对直流母线电压阶跃运行条件进行仿真分析,

如图 8 和图 9 所示. 仿真初始时刻至 1.0 s,MMC 稳定运行于额定直流母线电压 750 V;1.5 s 时直流母线电压升高至 830 V,约 1.1 (p. u.);1.0 s 后直流母线电压跌落至 670 V,约 0.9 (p. u.). 对比传统 NLC 调制和改进 NLC 调制方法的电容电压,结果如下.

图 8 为传统 NLC 调制方法仿真结果. 仿真初始阶段 0~1.0 s,直流母线电压为额定值 750 V,电容电压稳定于额定值 187 V 附近,波动范围为 168~205 V;1.0~1.5 s,直流母线电压升高后,电容电压波动范围约为 194~230 V;1.5~2.0 s,直流母线电压跌落,子模块电容电压亦随之减小,波动范围约为 142~176 V. 在整个仿真过程中,MMC 子模块电容电压随直流母线电压在 0.76~1.23 (p. u.) 范围内大幅变化,已接近甚至超过子模块过压和欠压保护阈值. 当直流母线电压变化时,MMC 电容电压纹波系数基本不变;可见,由于下垂控制导致的电容电压直流分量偏移,已经超过电容电压基频和二倍频波动最大幅值(额定功率),成为影响器件参数选型和安全裕度的主导因素.

图 9 为电压稳定控制仿真结果. 得益于直流侧引入导通模块数修正量实时调整,MMC 换流阀内部储能与外部传输功率相解耦. 当直流母线电压升高后,电容电压平均值的直流偏移量约为 0.7%,但

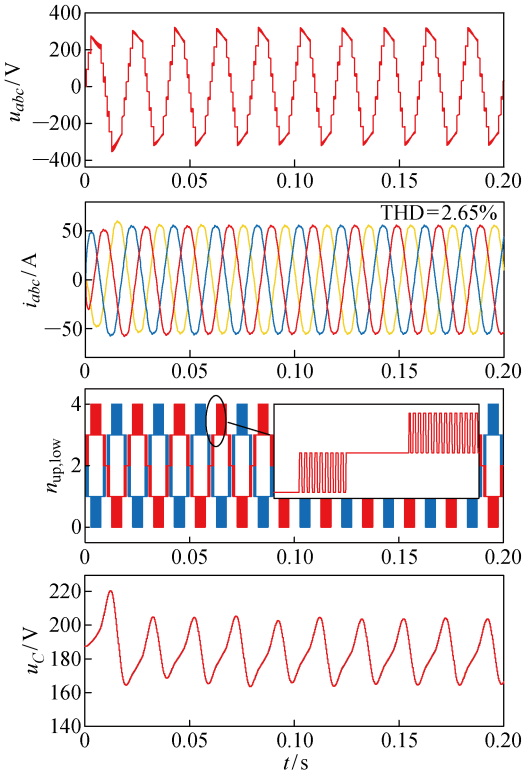


图 7 改进 NLC 策略仿真波形

Fig. 7 Simulation results of proposed NLC method

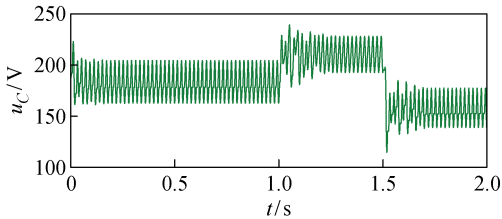


图 8 直流母线电压波动时传统 NLC 电容电压
Fig. 8 Capacitor voltage of traditional NLC when DC bus voltage fluctuates

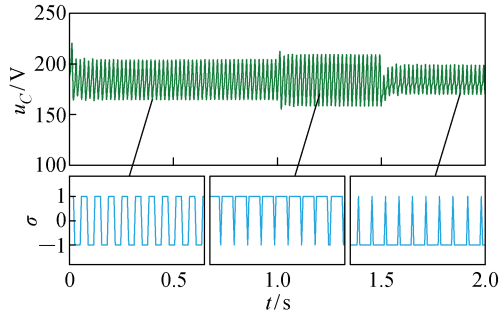


图 9 直流母线电压波动时改进 NLC 电容电压
Fig. 9 Capacitor voltage of proposed NLC when DC bus voltage fluctuates

电容电压波动幅值增大至 156~208 V, 纹波系数约为 14%。相比传统 NLC 调制方法, 改进方法的最大电容电压由约 230 V 降低至 208 V。当直流母线电压跌落后, MMC 子模块电容电压平均值约为 193 V, 波动范围限制于 180~206 V, 纹波系数减小至约 7%, 低于传统方法的 9%, 与式(20)的理论分析相吻合。

综合上述仿真结果, 本文提出的改进 NLC 调制及电容电压稳定控制方法, 在提升 MMC 输出电平的同时, 能够在直流母线电压波动条件下维持电容电压基本稳定, 有效抑制电容电压偏移; 有利于降低电容和开关器件的耐压选型标准, 提高设备可靠性。

5 RTDS 硬件在环测试

为进一步验证改进 NLC 调制及其电容电压稳定控制策略, 在基于 RTDS 的 6.4 kV/4.5 MW MMC 平台中进行硬件在环测试 (Hardware in the Loop, HIL), 如图 10 所示。测试工况与仿真类似, MMC 直流母线电压由受控电压源模拟, 交流侧连接阻感负载。MMC 分别采用传统 NLC 调制策略和本文改进 NLC 调制方法进行对比验证。详细仿真参数设置为: 额定直流电压 ± 3.2 V; 交流额定电压 3.1 V; 每桥臂子模块数 4 个; 子模块额定电容电压 1.6 V; 桥臂电感 13 mH; 模块电容 12 mF; 采样频率 20 kHz。



图 10 硬件在环测试平台

Fig. 10 HIL testing setup

5.1 稳态运行

MMC 稳定运行于额定工况下, 交流侧连接阻感负载。分别采用传统 NLC 调制和本文提出的改进 NLC 调制策略, 对比两种调制方式下的 MMC 运行特性和输出电能质量。RTDS 测试结果如图 11~12 所示。

传统 NLC 调制策略下 HIL 测试结果如图 11 所示。图中: $u_{\text{up,low}}$ 为 A 相上、下桥臂电压。以 A 相为

例, 由于输出电平数较低, MMC 交流电压中存在较为明显的畸变, 经傅里叶分解得到 THD 约为 3.39%。交流电流幅值约为 1.0 kA, 电流 THD 为 1.76%。该调制方式下桥臂电压中直流分量稳定于 3.2 kV, 电容电压在额定值附近周期性波动, 纹波系数约为 3.2%。

改进 NLC 调制方式的 HIL 测试结果如图 12 所示。相比于传统 NLC 调制策略, MMC 交流电压参考波电平数由 5 增加为 9, 因此其交流电压 THD 约为 2.25%, 交流电流 THD 约为 1.15%, 分别降低约 33.6% 和 34.7%。改进策略的交流电能质量明显优于传统 NLC 方法。MMC 在稳态工况下的电容电压稳定于额定值 1.6 kV 附近波动。相比于传统方法, 由于在桥臂导通模块数直流分量中引入修正量, 导致电容电压直流分量出现小幅波动, 两者纹波系数没有显著区别。

稳态条件下的 HIL 测试结果如图 13 所示。图

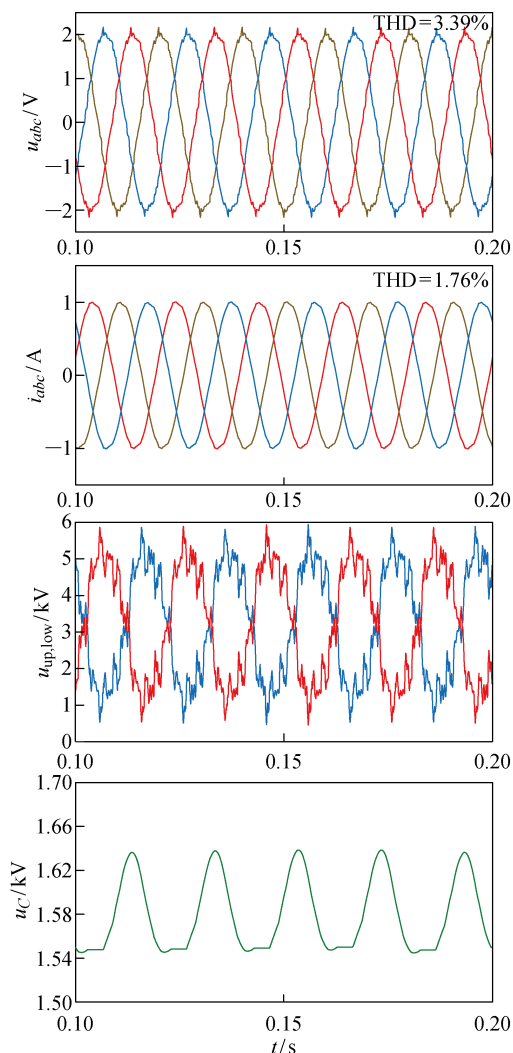


图 11 传统 NLC 策略测试波形

Fig. 11 Experimental results of traditional NLC method

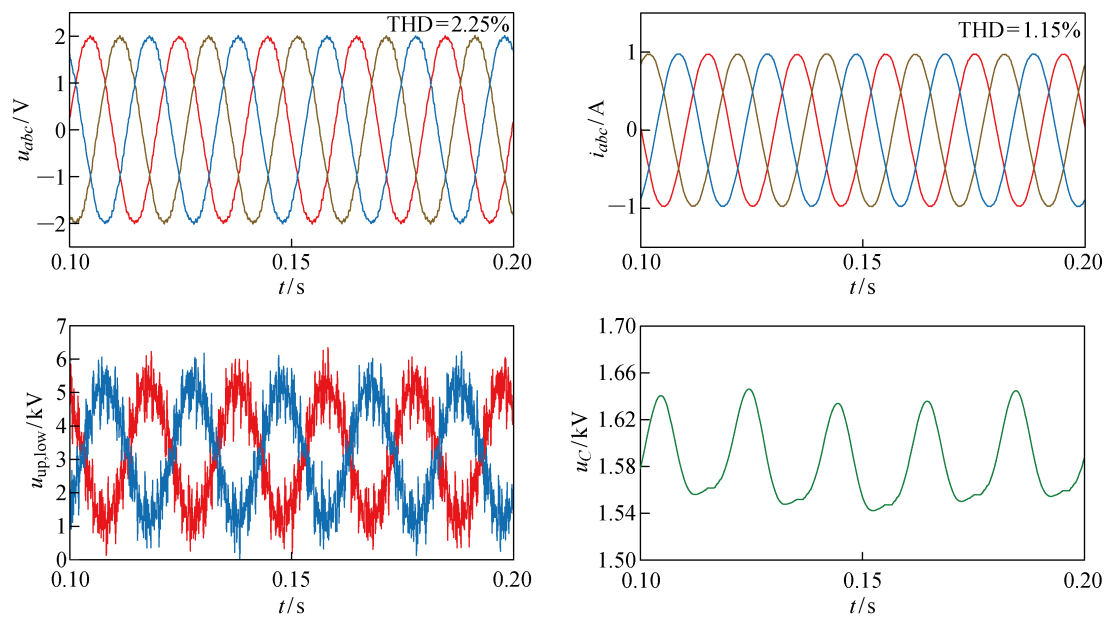


图 12 改进 NLC 策略测试波形

Fig. 12 Experimental results of proposed NLC method

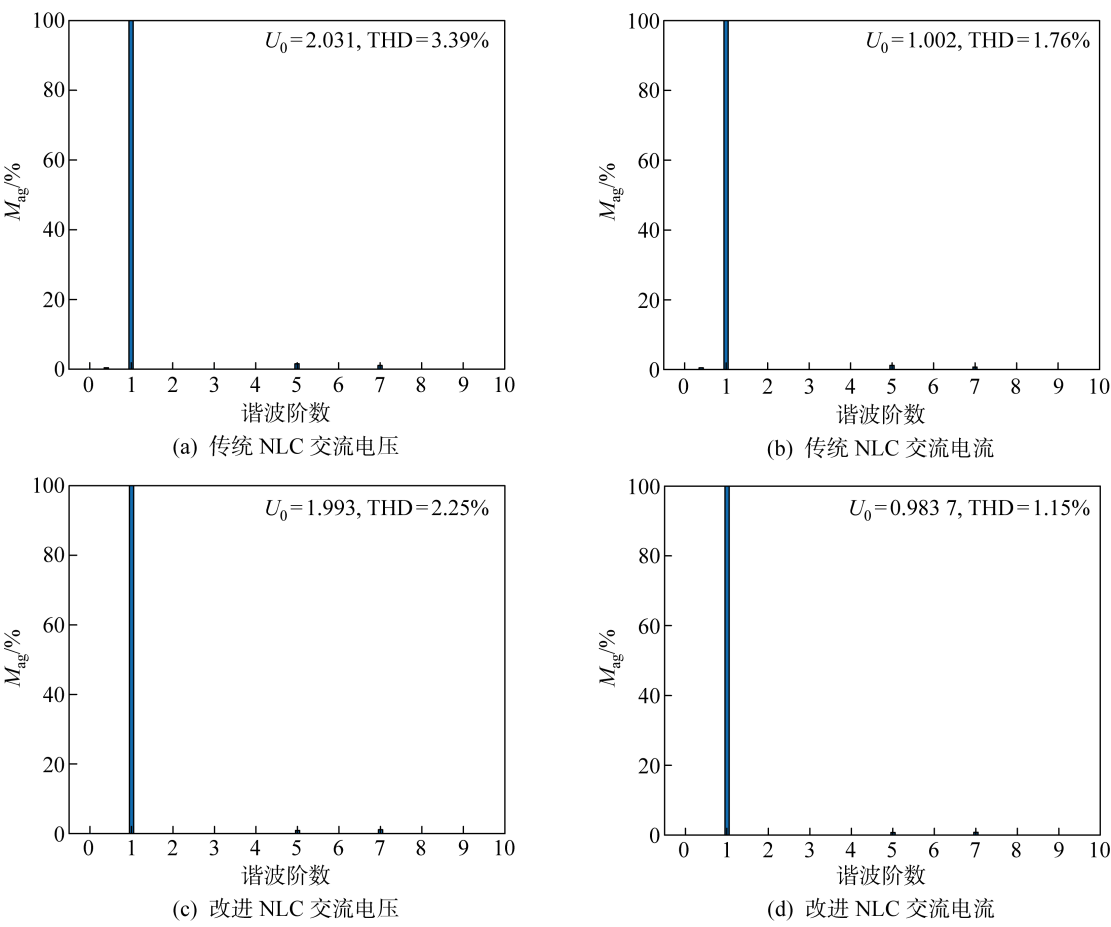


图 13 两种方法下交流输出波形 FFT 分析($f_0=50\text{ Hz}$)

Fig. 13 FFT analysis of AC output of two methods ($f_0=50\text{ Hz}$)

中; U_0 为基频分量的幅值; M_{ng} 为各倍频分量幅值相较于基频分量幅值的比例;基频频率 $f_0=50\text{ Hz}$. 所提出的改进 NLC 调制策略能够有效提升电平数较低的 MMC 交流输出电能质量. 相同运行条件下, 交流电流 THD 相比传统 NLC 的 1.76% 下降至 1.15%.

5.2 变工况运行

为了验证中低压 MMC 电容电压稳定控制策略的有效性, 对直流母线电压阶跃运行条件进行试验. 测试条件如下, MMC 直流母线电压初始时刻稳定于额定值 6.4 kV; 1.5 s 时直流母线电压升高至 7.1 kV, 约 1.1 (p. u.); 2.5 s 后直流母线电压恢复额定值, 3.0 s 跌落至 5.7 kV, 约 0.9 (p. u.). 分别对传统 NLC 调制方法和改进 NLC 方法在相同运行条件下进行对比仿真测试.

图 14 为传统 NLC 调制方法测试结果. 当直流母线电压为额定值 6.4 kV 时, 电容电压直流分量约为 1.6 kV; 当直流母线电压升高至 1.1 (p. u.) 时, 电容电压直流分量随之大幅偏离额定值并剧烈振荡. 3.0 s 后直流母线电压跌落, 子模块电容电压亦随之减小, 并最终稳定于约 1.4 kV. 整个实验过程中, 电容电压波动范围约为 1.2~2.0 kV, 已接近甚至超过子模块过压和欠压保护阈值.

图 15 为改进控制方法测试结果. 图中: u_{DC} 为直流母线电压. 整个实验过程中, MMC 电容电压未发生显著偏移. 当直流母线电压升高时, 电容电压波动幅值略微增大; 当直流母线电压降低时, 纹波系数略微减小. MMC 电容电压波动范围限制于 1.52~1.68 kV, 有利于提高换流阀和子模块电压安全裕度, 尤其是两端或多端的直流系统. 值得注意的是, 改进 NLC 调制方法下, 由于在 MMC 直流侧引入幅

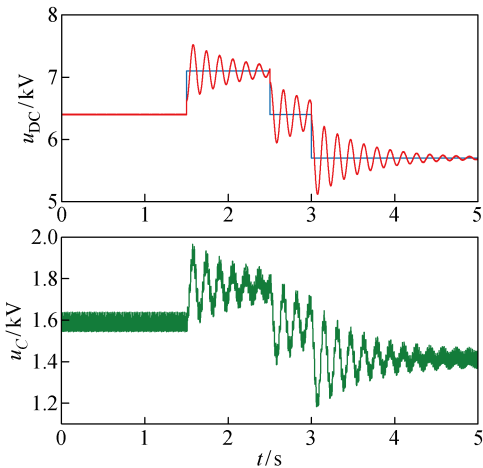


图 14 传统 NLC 策略电压波形
Fig. 14 Voltage of traditional NLC method

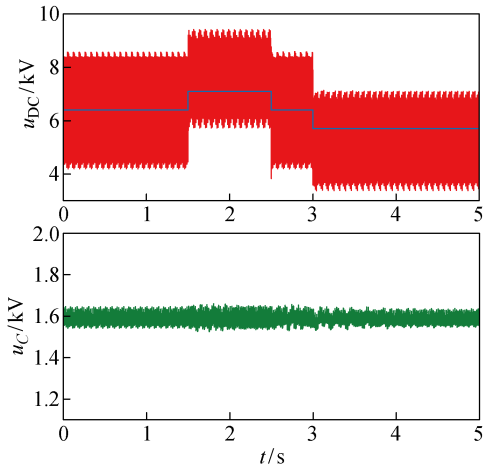


图 15 改进 NLC 策略电压波形
Fig. 15 Voltage of proposed method

值为 1 个电容电压的高频分量, 对环流抑制等有一定影响, 所以在实际直流配电系统中可采用改进环流抑制算法或配置高频滤波器等方式加以改善. 因此本文所提改进 NLC 策略几乎不会给直流系统的稳定性带来不利影响.

6 结语

针对应用于城市直流配电网等中低压领域的 MMC 输出电平少、电能质量较差的问题, 提出一种改进 NLC 调制策略, 能够实现 $2N+1$ 电平输出, 简单实用. 在此基础上, 引入电容电压反馈, 提出一种中低压 MMC 子模块电压稳定控制方法, 实现子模块电容电压与直流母线电压的解耦控制. 基于 RTDS 的 HIL 测试结果显示, 4 模块 MMC 采用改进 NLC 调制策略时, 交流电压和交流电流 THD 分别从 3.39% 和 1.76% 降低至 2.25% 和 1.15%. 当直流母线电压偏离额定值时, 所提电容电压控制方法能够稳定控制子模块电压于额定值附近, 电压波动范围由 1.2~2.0 kV 降低至 1.52~1.68 kV, 避免电容过压或欠压风险, 有利于降低器件选型难度和提升设备安全裕度. 但缺点是在 MMC 直流侧引入高频噪声不利于环流抑制.

参考文献:

[1] 徐政, 薛英林, 张哲任. 大容量架空线柔性直流输电关键技术及前景展望[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29): 5051-5062.
XU Zheng, XUE Yinglin, ZHANG Zheren. VSC-HVDC technology suitable for bulk power overhead line transmission[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(29): 5051-5062.

- [2] 萧展辉,蔡微,黄剑文,等. MMC 型多端柔性直流配电系统协同控制与故障电流抑制策略[J]. **电力系统保护与控制**, 2019, 47(11): 103-110.
XIAO Zhanhui, CAI Wei, HUANG Jianwen, *et al.* Coordinate control scheme for modular multilevel converter based multi-terminal DC distribution power systems and circuit suppression during faults[J]. **Power System Protection & Control**, 2019, 47(11): 103-110.
- [3] EGEA-ALVAREZ A, BIANCHI F, JUNYENT-FERRE A, *et al.* Voltage control of multiterminal VSC-HVDC transmission systems for offshore wind power plants; design and implementation in a scaled platform[J]. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2013, 60(6): 2381-2391.
- [4] DEBNATH S, QIN J C, BAHRANI B, *et al.* Operation, control, and applications of the modular multilevel converter; A review[J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2015, 30(1): 37-53.
- [5] 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(1): 4-17.
- [6] CHEN Y, ZHAO S S, LI Z Y, *et al.* Modeling and control of the isolated DC-DC modular multilevel converter for electric ship medium voltage direct current power system[J]. **IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics**, 2017, 5(1): 124-139.
- [7] HONG L R, XU Q M, HE Z X, *et al.* Fault-tolerant oriented hierarchical control and configuration of modular multilevel converter for shipboard MVdc system[J]. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, 2019, 15(8): 4525-4535.
- [8] 曹帅,向往,林卫星,等. 含风电的真双极混合型 MMC-MTDC 系统故障穿越及能量耗散控制[J]. **电力系统保护与控制**, 2019, 47(7): 39-48.
CAO Shuai, XIANG Wang, LIN Weixing, *et al.* Fault ride-through and energy dissipation control of bipolar hybrid MMC-MTDC integrating wind farms[J]. **Power System Protection & Control**, 2019, 47(7): 39-48.
- [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] 李国庆,于泽平,金国彬,等. 交流谐波经 MMC 的传导机理及叠加特性研究[J]. **电力系统保护与控制**, 2019, 47(10): 33-41.
- LI Guoqing, YU Zeping, JIN Guobin, *et al.* Study on conduction mechanism and superposition characteristics of AC harmonics via MMC[J]. **Power System Protection & Control**, 2019, 47(10): 33-41.
- [11] LI Y F, WANG Y, LI B Q. Generalized theory of phase-shifted carrier PWM for cascaded H-bridge converters and modular multilevel converters[J]. **IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics**, 2016, 4(2): 589-605.
- [12] MCGRATH B P, ALBERTO TEIXEIRA C, HOLMES D G. Optimized phase disposition (PD) modulation of a modular multilevel converter[J]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2017, 53(5): 4624-4633.
- [13] 郭高朋,姚良忠,温家良. 模块化多电平变流器的子模块分组调制及均压控制[J]. **中国电机工程学报**, 2016, 36(1): 145-153.
GUO Gaopeng, YAO Liangzhong, WEN Jialiang. The grouping modulation and voltage balance control of the sub-modules in modular multilevel converter[J]. **Proceedings of the CSEE**, 2016, 36(1): 145-153.
- [14] TU Q R, XU Z. Impact of sampling frequency on harmonic distortion for modular multilevel converter[J]. **IEEE Transactions on Power Delivery**, 2011, 26(1): 298-306.
- [15] LI Z X, WANG P, ZHU H B, *et al.* An improved pulse width modulation method for chopper-cell-based modular multilevel converters[J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2012, 27(8): 3472-3481.
- [16] HU P F, JIANG D Z. A level-increased nearest level modulation method for modular multilevel converters[J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2015, 30(4): 1836-1842.
- [17] CHEN X X, LIU J J, SONG S G, *et al.* Circulating harmonic currents suppression of level-increased NLM based modular multilevel converter with dead-beat control[J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2020, 35(11): 11418-11429.
- [18] 冯夏云,汪飞,李玉菲,等. 下垂控制逆变器输出阻抗外特性建模及参数敏感性分析[J]. **中国电机工程学报**, 2020, 40(21): 7012-7022.
FENG Xiayun, WANG Fei, LI Yufei, *et al.* Modeling and sensitivity analysis for the output impedance profile of droop controlled inverter[J]. **Proceedings of the CSEE**, 2020, 40(21): 7012-7022.
- [19] JIN Z M, MENG L X, GUERRERO J M, *et al.* Hierarchical control design for a shipboard power sys-

- tem with DC distribution and energy storage aboard future more-electric ships[J]. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, 2018, 14(2): 703-714.
- [20] 高佳宁, 韩蓓, 李国杰, 等. 考虑不确定性的下垂控制微电网可达性分析[J]. **中国电机工程学报**, 2019, 39(24): 7179-7188.
- GAO Jianing, HAN Bei, LI Guojie, *et al.* Reachability analysis of droop-controlled microgrids considering uncertainty[J]. **Proceedings of the CSEE**, 2019, 39(24): 7179-7188.
- [21] XIAO Z X, ZHU T L, LI H M, *et al.* Coordinated control of a hybrid-electric-ferry shipboard microgrid[J]. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, 2019, 5(3): 828-839.
- [22] 赵聪, 李耀华, 李子欣, 等. 混合型模块化多电平变流器电容优化设计[J]. **中国电机工程学报**, 2017, 37(19): 5717-5729.
- ZHAO Cong, LI Yaohua, LI Zixin, *et al.* Capacitance optimization design of hybrid modular multilevel converter[J]. **Proceedings of the CSEE**, 2017, 37(19): 5717-5729.
- [23] ZHAO C, LI Y H, LI Z X, *et al.* Optimized design of full-bridge modular multilevel converter with low energy storage requirements for HVdc transmission system[J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2018, 33(1): 97-109.
- [24] 董鹏, 蔡旭, 吕敬. 大幅减小子模块电容容值的 MMC 优化方法[J]. **中国电机工程学报**, 2018, 38(18): 5369-5380.
- DONG Peng, CAI Xu, LÜ Jing. Optimized method of MMC for greatly reducing the capacitance of the submodules[J]. **Proceedings of the CSEE**, 2018, 38(18): 5369-5380.
- [25] LI B B, XU Z G, SHI S L, *et al.* Comparative study of the active and passive circulating current suppression methods for modular multilevel converters[J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2018, 33(3): 1878-1883.
- [26] ZENG R, XU L, YAO L Z, *et al.* Design and operation of a hybrid modular multilevel converter[J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2015, 30(3): 1137-1146.
- [27] HAGIWARA M, AKAGI H. Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters[J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2009, 24(7): 1737-1746.

(本文编辑:王历历)