

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2025.2.96

中图分类号: TM46

文献标志码: A

一种应用于 MMC 的具有较高次环流抑制功能的改进载波移相调制策略

董一诺, 白志红(中国电源学会会员)
(浙江大学电气工程学院, 杭州 310027)

摘要: 模块化多电平换流器 MMC(modular multilevel converter)采用传统载波移相脉宽调制策略时附加的子模块电容电压平衡策略, 会导致 MMC 每相电路中投入的子模块数量出现高频跳动。因此, 桥臂电感上会出现很大的感应脉冲电压, 进而产生较高频率的环流谐波, 从而增加元器件的电压和电流应力。在研究传统载波移相调制策略及其在 MMC 中应用问题的基础上, 对其实现过程进行改进, 以保证在任意时刻 MMC 每相电路中投入的子模块数量恒定, 从而避免上述问题。对所提改进载波移相调制策略进行详细分析, 并给出相应的电容电压平衡控制策略。仿真和实验结果表明, 采用改进载波移相调制策略后, 桥臂环流幅值得到降低。

关键词: 模块化多电平换流器; 载波移相调制; 电容电压平衡; 高次环流抑制

Improved Carrier Phase-shifted Modulation Strategy Applied to MMC with Higher-order Circulating Current Suppression Function

DONG Yinuo, BAI Zhihong, *Member, CPSS*

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: When a modular multilevel converter (MMC) adopts the traditional carrier phase-shifted pulse width modulation strategy, the additional capacitor voltage balance strategy for submodules will cause the number of submodules in each phase circuit of the MMC to jump at a high frequency. Therefore, a large induced pulse voltage will appear on the inductance of the bridge arm, which will generate a high-frequency harmonic circulating current, thereby increasing the voltage and current stress of components. Based on the study of the traditional carrier phase-shifted modulation strategy and its application to the MMC, the implementation process is improved to ensure that the number of submodules in each phase circuit of the MMC is constant at any time, so as to avoid the above problems. The improved carrier phase-shifted modulation strategy is analyzed in detail, and the corresponding capacitor voltage balance control strategy is given. Simulation and experimental results show that the circulating current amplitude of the bridge arm is reduced after adopting the improved carrier phase-shifted modulation strategy.

Keywords: Modular multilevel converter (MMC); carrier phase-shifted modulation; capacitor voltage balance; high-order circulating current suppression

模块化多电平换流器 MMC(modular multilevel converter)因为具有模块化、可拓展性强、输出电压质量好等诸多优势而备受关注, 被认为是未来一段时间内最具潜力的应用于中高压场合的电力电子

变换拓扑之一^[1-2]。同时, MMC 在中高压电机驱动、新能源(如风电、太阳能)并网、新能源汽车充电及制造新型脉冲发生器等领域的应用也开始被关注研究^[3-7]。

MMC 的调制策略是其进行良好运行的基础, 对 MMC 输出电压的质量及 MMC 系统的稳定性有着最直接的影响。目前, 常用于 MMC 的调制策略有最近电平逼近调制 NLM(nearest level modulation)

收稿日期: 2022-03-01; 修回日期: 2022-05-20, 2022-06-11;

录用日期: 2022-06-21; 网络首发日期: 2022-08-25

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51877194)

This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 51877194

策略、空间矢量调制 SVPWM(space vector pulse width modulation)策略、多载波脉宽调制策略^[8-15]。其中,多载波脉宽调制策略又包括载波层叠脉宽调制 LS-PWM(level-shifted pulse width modulation)策略及载波移相调制 CPS-PWM(carrier phase-shifted pulse width modulation)策略。NLM 是利用阶梯波瞬时值来逼近正弦基准电压,原理简单,但其比较适用于子模块 SM(submodule)数量较多的情况,在 SM 数量较少的情况下,输出电压波形的阶梯数过少会导致输出波形低频谐波含量大,波形畸变严重^[8-10]。SVPWM 主要是用最近的空间电压矢量来逼近电压调制波,但电压空间矢量的合成过程较为复杂,且当 SM 数量变多时,空间矢量合成的复杂度会急剧增加,因此其不适用于高压大功率系统^[11]。采用 LS-PWM 时,SM 的开关频率及功率与对应的载波相关,载波不同,SM 开关频率及功率会有很大差异,从而造成很大的 SM 电容电压纹波及 SM 功率不均衡问题^[12-13]。采用 CPS-PWM 时,理想情况下,各 SM 的开关频率和功率分配可以实现均衡,但由于实际电路参数差异等影响,系统通常还需要附加 SM 电容电压均衡闭环控制,导致每相桥臂投入的 SM 总数量将随着开关切换过程而出现较高频率的变化,与此同时产生很大的桥臂电感电压,进而出现较高频率的桥臂环流谐波,影响系统整体性能^[14-15]。现有的桥臂环流抑制技术可分为软件类和硬件类,主要针对的是二倍频环流^[16-18]。基于软件的环流抑制技术通常需要在调制波上叠加共模分量,但该共模分量会占据一定的调制比,这在一定程度上造成了输出容量的损失^[16-17]。基于硬件的环流抑制方法有增大桥臂电感和增加 LC 滤波电路 2 种。增大桥臂电感的方法会增加硬件成本,且效果有限;增加 LC 滤波电路仅能针对特定频率的桥臂环流成分,如文献^[18]通过增加二阶 LC 滤波电路来抑制环流中的二倍频成分,但对较高次环流谐波无法进行有效抑制。

本文在分析传统 CPS-PWM 技术在 MMC 中应用问题的基础上,提出了 1 种改进的 CPS-PWM 策略,并给出了相应的 SM 电容电压平衡策略及桥臂电压平均策略。所提策略不仅可以有效抑制传统环

流抑制方法无法抑制的较高次环流谐波,还不会造成输出容量的损失。通过 MATLAB/Simulink 仿真及实物平台进行实验,对所提策略的正确性及优越性进行了验证。

1 MMC 的拓扑与工作原理

三相 MMC 拓扑如图 1 所示,每相有上、下 2 个桥臂,每个桥臂拥有 $N(N=1, 2, 3, \dots)$ 个 SM 和 1 个桥臂电感。图中: U_{dc} 为直流侧母线电压; i_{dc} 为直流侧母线电流; u_{ap} 、 u_{an} 分别为 A 相上、下桥臂电压; i_{ap} 、 i_{an} 分别为 A 相上、下桥臂电流; L_0 为桥臂电感; U_c 为电容电压; T_1 、 T_2 分别为上、下 IGBT 开关管; M 为三相负载。SM 有多种结构形式,本文以半桥 SM 结构为例。通过控制 2 个 IGBT 的导通或关断可以控制每个 SM 投入或切出电路。当 T_1 导通而 T_2 关断时,SM 投入电路对外输出电容电压 U_c ; 当 T_1 关断而 T_2 导通时,SM 切出电路对外输出电压为 0。任一时刻,每相投入 SM 总数量恒定为 N ,从而维持 SM 电容电压和直流电压的稳定。

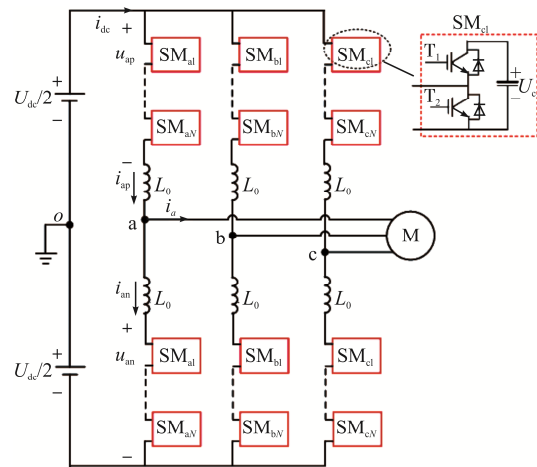


图 1 三相 MMC 拓扑

Fig. 1 Topology of three-phase MMC

当 MMC 采用载波移相 PWM 策略时,根据上、下桥臂载波相位是否相同可以分为 2 种调制方式: $2N+1$ 电平调制方式和 $N+1$ 电平调制方式^[19]。 $2N+1$ 电平调制方式通过上、下桥臂 SM 开关动作时间错位,使某一时刻投入电路的 SM 数量在 $N-1$ 、 N 、 $N+1$ 之间变换,从而使输出电压可达到 $2N+1$ 电平

数,但由于投入运行的 SM 数量不恒定,由此产生的电压差由桥臂电感来承担,从而引起额外的桥臂环流。采用 $N+1$ 电平调制方式时,在理想情况下,上、下桥臂 SM 开关动作同步,可以保证任一时刻投入运行的 SM 数量为 N ,桥臂电感电压很小且不会引起较大桥臂环流,SM 电容电压平衡效果较好。因此,本文采用 $N+1$ 电平调制方式,上、下桥臂 SM 开关动作时间相同。以每个桥臂 SM 数量 $N=4$ 为例,传统 CPS-PWM 的具体实现过程如图 2 所示,图中: $C_{p1}, C_{p2}, \dots, C_{pN}$ 为上桥臂各个 SM 对应的载波; $C_{n1}, C_{n2}, \dots, C_{nN}$ 为下桥臂各个 SM 对应的载波; θ 为 $C_{p1}, C_{p2}, \dots, C_{pN}$ 与 $C_{n1}, C_{n2}, \dots, C_{nN}$ 的相位差,此时 $\theta=0$ 。可见,对于拥有 4 个 SM 的桥臂,1 个桥臂需要 4 列频率相同但相位互差 $\pi/2$ 的载波。每个 SM 的控制信号由调制波与相应载波比较得到,若调制波幅值大于载波幅值,则控制对应的 SM 投入电路,反之则将对应的 SM 切出电路。

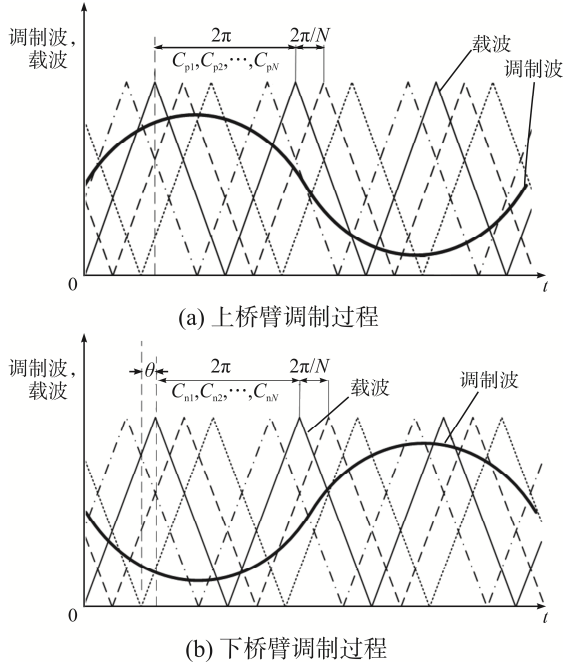


图 2 传统 CPS-PWM 示意

Fig. 2 Schematic of traditional CPS-PWM

2 改进的载波移相调制技术

2.1 传统 CPS-PWM 技术的问题分析

采用 CPS-PWM 技术时,由于载波之间的移相,

各 SM 的平均接入时间并不相等,同时考虑到实际电路元器件参数差异的影响,在 MMC 实际运行时各 SM 电容电压常出现不平衡情况,因此还需要附加电容电压平衡策略。图 3 为在载波移相调制策略下采用的 1 种典型的电容电压平衡策略。图中: u_{ci} 为每个 SM 的电容电压实际值; U_{dc}/N 为其参考理想值; Δu_{ci} 为 SM 电容电压偏差值; k_p 为比例调节器控制系数; Δu_{ci}^* 为 SM 调制波校正量; u_{ref} 为初始调制波; u_{iref}^* 为 SM 调制波; i_{arm} 为桥臂电流。可以看出,每个 SM 电容电压与参考电压值进行比较,经过比例调节器,调节器输出量结合桥臂电流方向叠加到初始调制波 u_{ref} 上,从而生成最终的 SM 调制波 u_{iref}^* ,进而完成后续 CPS-PWM。

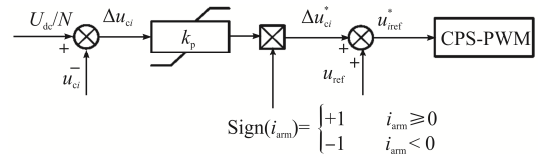


图 3 典型的电容电压平衡控制框图

Fig. 3 Control block diagram of typical capacitor voltage balance

显然,由于传统 CPS-PWM 策略附加了电容电压平衡环节,各 SM 的调制波将不再完全一致。虽然文献[20]中已经分析过此种电压平衡方式不会改变桥臂电压的主要输出特性,但是该文献并未提到由于各 SM 载波相位不一致,在小于 1 个载波周期的时间段内桥臂的输出电压还是会有所变化。

基于上述分析,在传统 CPS-PWM 下,每个 SM 的开关函数可以表示为

$$S_i = \begin{cases} 1 & u_{ref} \geq u_{carrier} \\ 0 & u_{ref} < u_{carrier} \end{cases} \quad (1)$$

式中, $u_{carrier}$ 为 SM 载波。

每个 SM 的输出电压 u_{smi} 与其电容电压的关系可以表示为

$$u_{smi} = S_i u_{ci} \quad i = 1, 2, \dots, 2N \quad (2)$$

采用 CPS-PWM 的 $N+1$ 电平调制,即当图 2 中的 $\theta=\pi$ 时,上、下桥臂对应 SM 的载波相角相差 180° 。由于上、下桥臂的调制波及载波的相位均相差 180° ,故在理想情况下,上、下桥臂对应 SM 开关

信号互补。当上桥臂某个 SM 投入电路时, 下桥臂对应位置的 SM 必定切出电路; 当上桥臂某个 SM 切出电路时, 下桥臂对应位置的 SM 必定投入电路。其关系式为

$$S_i + S_{(N+i)} = 1 \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (3)$$

$$\sum_{i=1}^{2N} S_i = N \quad (4)$$

考虑桥臂电感的影响时, 根据图 1 电路可得

$$L \frac{di_{jp}}{dt} + L \frac{di_{jn}}{dt} = U_{dc} - \sum_{i=1}^{2N} S_i u_{ci} \quad (5)$$

式中: L 为桥臂电感; i_{jp} 、 i_{jn} ($j=a, b, c$) 分别为某一相上、下桥臂电流。

在忽略 SM 电容电压波动的情况下, $u_{ci} = U_{dc}/N$, 因此式(5)左侧为 0, 即桥臂电感上电压为 0。

当考虑电容电压平衡策略时, 每个 SM 的开关函数可以表示为

$$S_i^* = \begin{cases} 1 & u_{ref} + \Delta u_{ci}^* \geq u_{carrier} \\ 0 & u_{ref} + \Delta u_{ci}^* < u_{carrier} \end{cases} \quad (6)$$

则式(5)可改写为

$$L \frac{di_{jp}}{dt} + L \frac{di_{jn}}{dt} = U_{dc} - \sum_{i=1}^{2N} S_i^* u_{ci} \quad (7)$$

在 $u_{ci} = U_{dc}/N$ 的情况下, 结合式(4)和式(7)可以得到电感电压表达式为

$$u_L = \frac{1}{2} \left(L \frac{di_{jp}}{dt} + L \frac{di_{jn}}{dt} \right) = \frac{1}{2} \left(\sum_{i=1}^{2N} S_i - \sum_{i=1}^{2N} S_i^* \right) \frac{U_{dc}}{N} \quad (8)$$

由于 Δu_{ci}^* 与每个 SM 电容电压水平有关, 是 1 个高速变化的随机量, 因此 MMC 在考虑电容电压平衡策略后的开关函数之和与理想运行情况下的开关函数之和不再相等, 即

$$\sum_{i=1}^{2N} S_i^* \neq \sum_{i=1}^{2N} S_i \quad (9)$$

由式(8)和式(9)可知, 投入电路的 SM 数量 $\sum_{i=1}^{2N} S_i^*$ 会发生变化, 进而在桥臂电感上产生感应电压 u_L 。同时, 投入电路的 SM 数量变化频率与载波频率 f_c 有关, f_c 越高, $\sum_{i=1}^{2N} S_i^*$ 变化越快, 产生的 u_L 频率也就越高。由此可以得到桥臂电感感应电压 u_L 表达式为

$$u_L = \left(N - \sum_{i=1}^{2N} S_i^* \right) \frac{U_{dc}}{2N} \quad (10)$$

由式(10)可知, 基于传统 CPS-PWM 的 MMC 桥臂电感电压幅值最小为 $U_{dc}/2N$, 即 SM 电容额定电压的 50%(当 $N - \sum_{i=1}^{2N} S_i^* = 1$ 时)。SM 数量 N 越小, SM 电容额定电压越大, 桥臂电感电压数值也就可能越大。当 SM 电容电压不平衡程度加剧, 即出现 $N - \sum_{i=1}^{2N} S_i^* = 2, 3, \dots$ 时, 会在桥臂电感上感应出更大的电压。

由图 1 中 MMC 的拓扑结构及式(8)、式(10)可以推导出环流表达式为

$$i_{cir} = \frac{i_{jp} + i_{jn}}{2} = \frac{1}{L} \int u_L = \frac{1}{L} \int \left(N - \sum_{i=1}^{2N} S_i^* \right) \frac{U_{dc}}{2N} \quad (11)$$

由式(11)可知, 基于传统 CPS-PWM 的 MMC 桥臂环流会受到桥臂电感电压及桥臂电感大小的影响。在相同电压等级下, SM 数量 N 越小, 桥臂电感电压可能越大, 由此产生的桥臂环流变化率也越大, 进而桥臂电流的畸变也将更加严重。

2.2 改进的 CPS-PWM 策略

针对上述问题, 本文提出 1 种改进的 CPS-PWM 策略, 其调制原理框图如图 4 所示。图中: e_{jref} 为输出参考电压, 与直流母线电压 U_{dc} 生成 SM 公共参考调制波 u_{jpref} ; Δu_{jpk} ($k=1, 2, \dots, N$) 为根据 SM 电容电压平衡控制策略计算出的附加量, 其与 u_{jpref} 叠加生成最终的 SM 调制波; u_{cpjk} 、 u_{cnjk} 分别为上、下桥臂各个 SM 电容电压。采用该策略, 任一时刻投入电路的 SM 数量可以严格控制为 N , 从而消除了因为投入 SM 数量变化导致的桥臂电感高频感应脉冲电压, 抑制了因此而产生的桥臂环流。由图 4 可见, MMC 中三相各有 1 个桥臂采用传统 CPS-PWM 方法来计算 SM 的控制信号, 与传统 CPS-PWM 方法不同的是, 另外 3 个桥臂投入 SM 的数量由互补法则计算产生。以 A 相为例, 某一时刻 A 相上桥臂采用 CPS-PWM 策略进行控制, 并实时计算上桥臂投入 SM 的数量 N_p , 再由 $N_n = N - N_p$ 计算出下桥臂应投入电路的 SM 数量 N_n , 即可保证 MMC 一相电路中投入 SM 的数量恒定为 N 。在硬件平台具体实现时, FPGA 芯片在第 1 个系统时钟脉冲周期 T_{clk} 内进行上、下桥臂 SM 控制信号的计算, 在

紧接着的下一个系统时钟脉冲周期 T_{clk} 内根据 SM 的控制信号对 SM 进行投入或者切出。这样就保证了上、下桥臂 SM 控制信号不会因为计算延时而出现不同步现象,进而保证了 $N_p + N_n = N$ 的实时性。由 CPS-PWM 的 $N+1$ 电平调制技术原理分析可知,上、下桥臂 SM 投切信号是互补的,任一时刻投入电路 SM 数量之和为 N 。因此,本文所提改进 CPS-PWM 与传统 CPS-PWM 技术的理想输出性能完全一致,不会改变其电压输出特性。

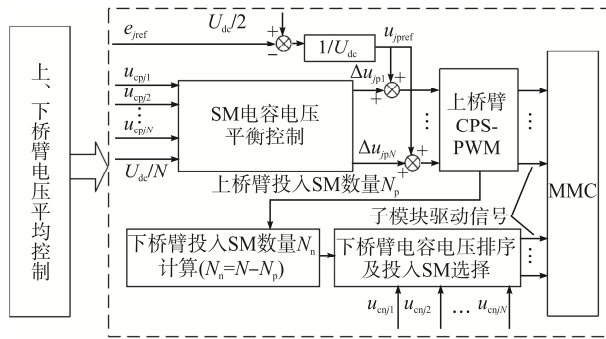


图 4 改进 CPS-PWM 原理框图

Fig. 4 Block diagram of principle of improved CPS-PWM

针对所提改进调制方式,本文也给出了相应的电容电压均衡策略,如图 4 所示。图中,上桥臂的 SM 采用图 3 所示的电容电压闭环平衡控制策略;下桥臂采用基于电容电压排序的方法。具体原理是:在计算出下桥臂应该投入的 SM 数量 N_n 后,若下桥臂电流方向为正,即下桥臂 SM 电容处于充电状态,则根据 SM 电容电压排序结果选择电压最低的 N_n 个 SM 投入;若下桥臂电流方向为负,即下桥臂 SM 电容处于放电状态,则根据 SM 电容电压排序结果选择电压最高的 N_n 个 SM 投入。考虑到上、下桥臂控制策略差异会导致实际开关切换频率不一致,从而使开关损耗不一致,不利于 MMC 长时间稳定运行。为了解决此问题,使 MMC 上、下桥臂工作状态在长时间运行时保持一致,本文还给出了对应的桥臂电压平均策略,即选择合适的周期 T 对 MMC 三相上、下桥臂所采取的不同调制策略进行周期性交换。应该指出的是,交换周期 T 过长时,难以保证上、下桥臂工作状态的一致性;交换周期 T 过短时,根据文献[21]可知,无法找到不

增加额外开关动作的最佳轮换时刻。因此通过仿真和实验验证,在本文所选实验参数下,取 1 个调制波周期 $T=0.02$ s 时,MMC 运行状态较好。此外,交换上、下桥臂调制策略时,可能会导致额外的开关动作。为了减少这种影响,可参考文献[21]中最佳轮换时刻寻找算法的思想,找到最佳交换时刻。同样以单桥臂 4 个 SM 的 MMC 为例,当设定交换时刻 $S_{jp1}S_{jp2}S_{jp3}S_{jp4}=1111$ 或者 0000(1 代表对应 SM 投入电路,0 代表对应 SM 切出电路)时,可知交换策略不会造成额外的开关动作。

3 控制策略的仿真验证

为验证本文所提改进 CPS-PWM 策略及其匹配的电压均衡策略的可行性和有效性,基于 MATLAB/Simulink 搭建 MMC 模型进行仿真,模型具体参数见表 1。

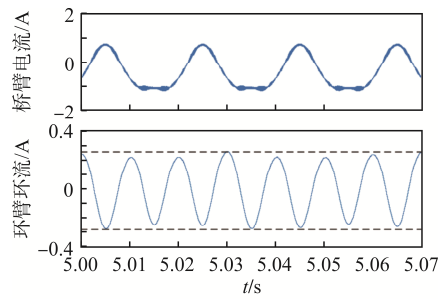
表 1 MMC 参数

Tab. 1 MMC parameters

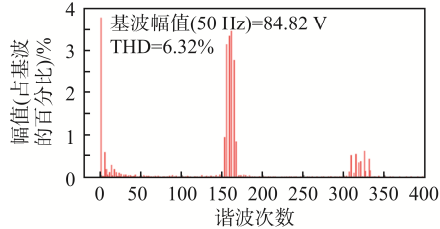
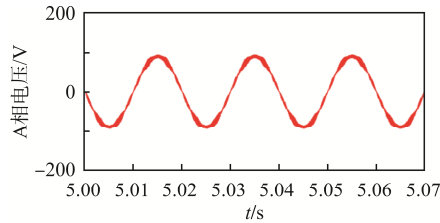
参数	数值
每个桥臂 SM 数量 N	4
直流侧电压 U_{dc}/V	200
SM 电容 $C/\mu F$	2 350
载波频率 f_c/kHz	2
调制比 m	0.90
基波频率 f_0/Hz	50
桥臂电感 L_0/mH	7.7
负载 R_{load}/Ω	50

图 5 所示为传统 CPS-PWM 的部分仿真波形。由图 5(a)可见,桥臂间环流较大,幅值达到了 0.28 A,使桥臂电流增大,增加了桥臂应力 and 能耗。图 5(b)为输出电压波形及其谐波分析,可见,当 MMC 工作在 50 Hz 情况下,没有经过额外的滤波装置,输出电压出现轻微畸变。

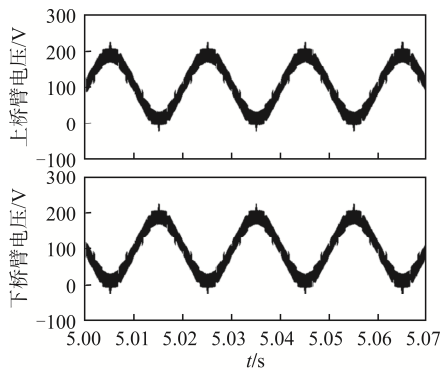
图 6 为本文所提改进 CPS-PWM 的部分仿真波形。由图 6(a)可见,幅值降低到 0.16 A,相比传统 CPS-PWM 技术降幅达到 40%,大大降低了桥臂间的环流。图 6(b)为输出电压波形及其谐波分析,可见,当 MMC 工作在 50 Hz 情况下,没有经过额外的滤波装置,输出电压呈现较好的正弦特性。THD



(a) A相桥臂电流及环流



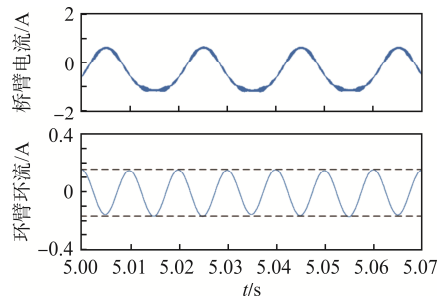
(b) A相负载电压及谐波分析



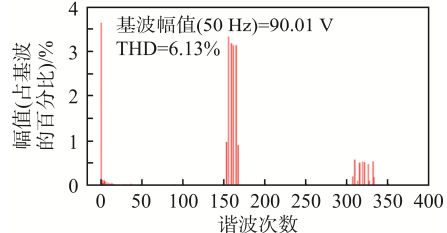
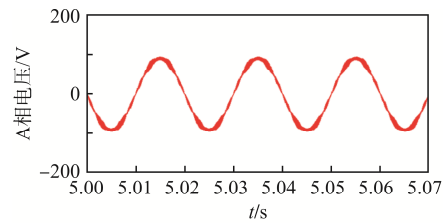
(c) A相桥臂电压

图 5 采用传统 CPS-PWM 策略仿真波形

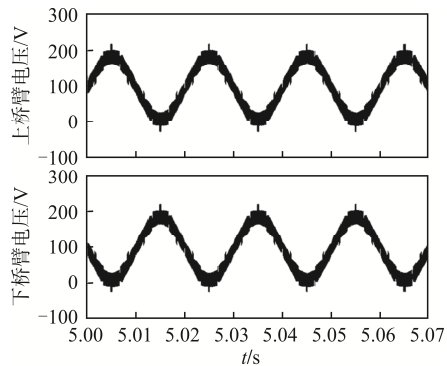
Fig. 5 Simulation waveforms under traditional CPS-PWM strategy



(a) A相桥臂电流及环流



(b) A相负载电压及谐波分析



(c) A相桥臂电压

图 6 采用改进 CPS-PWM 策略仿真波形

Fig. 6 Simulation waveforms under improved CPS-PWM strategy

在误差允许范围内, 改进 CPS-PWM 与传统 CPS-PWM 表现相似, 因此改进 CPS-PWM 不会改变输出电压谐波特性, 与前文理论分析一致。

4 实验验证

为验证所提调制策略的有效性, 本文搭建了 1 套三相 MMC 实验平台, 如图 7 所示。采用数字信号处理芯片 DSP(型号 TMS320F28335)作为系统级控制器, 每相处理器采用 FPGA(型号 EP3C16Q240C8N), 系统参数见表 2。

图 8 和图 9 分别为传统 CPS-PWM 和改进 CPS-PWM 在阻性负载情况下, A 相无直流成分的桥臂电流和桥臂环流波形及 A 相输出电压波形。

由图 8(a)可见, 采用传统 CPS-PWM 策略时 MMC

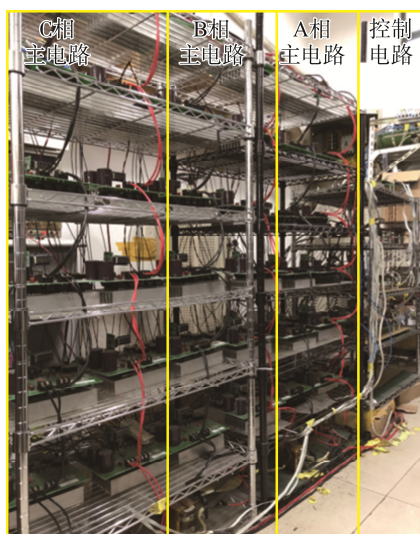


图 7 三相 MMC 实验平台

Fig. 7 Three-phase MMC experimental platform

表 2 MMC 实验平台参数

Tab. 2 Parameters of MMC experimental platform

参数	数值
每个桥臂子模块数量 N	4
直流侧电压 U_{dc}/V	200
SM 电容 $C/\mu F$	2 350
载波频率 f_c/kHz	2
调制比 m	0.90
基波频率 f_0/Hz	50
桥臂电感 L_0/mH	7.7
阻感性负载 L_{load}/mH	5
阻性负载 R_{load1}/Ω	50
阻性负载 R_{load2}/Ω	50

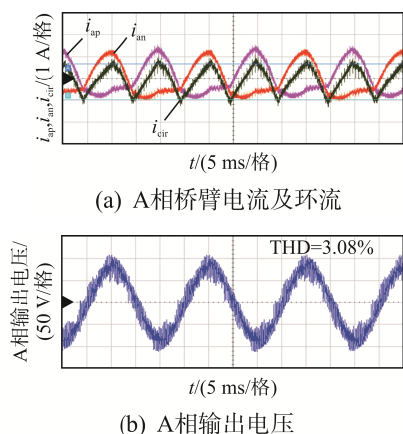


图 8 采用传统 CPS-PWM 策略时的阻性负载实验波形
Fig. 8 Resistive load experimental waveforms under traditional CPS-PWM strategy

环流幅值较大,为 0.83 A;由图 8(b)可见,当 MMC 工作在 50 Hz 情况下,没有经过额外的滤波装置,负载电压畸变较大。由图 9(a)可见,采用改进 CPS-PWM 策略时,MMC 桥臂环流幅值经测量为 0.58 A,相比传统 CPS-PWM 策略减小了 30%,与仿真相符;由图 9(b)可见,当 MMC 工作在 50 Hz 情况下,没有经过额外的滤波装置,负载电压 THD=3.06%,呈现较好的正弦特性。

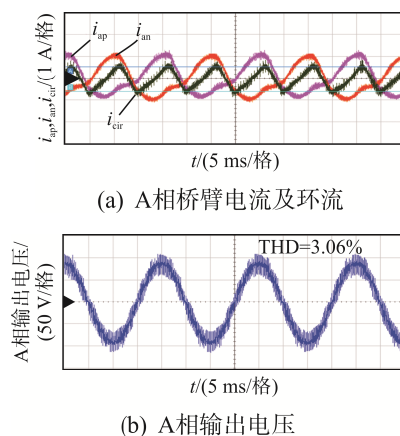


图 9 采用改进 CPS-PWM 策略时的阻性负载实验波形
Fig. 9 Resistive load experimental waveforms under improved CPS-PWM strategy

图 10 和图 11 分别为传统 CPS-PWM 和改进 CPS-PWM 在阻感性负载情况下的实验波形,桥臂环流幅值仍然分别为 0.83 A 和 0.58 A,与阻性负载情况下的结果相同,说明改进 CPS-PWM 在阻感性负载条件下也能较好地发挥抑制较高次环流的作用。

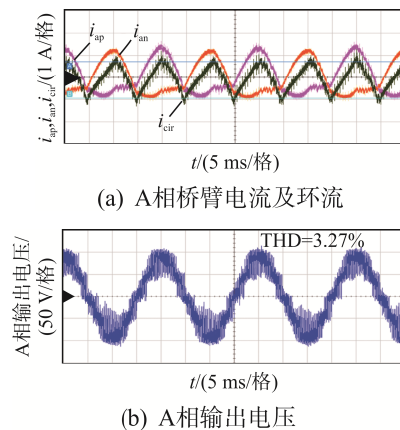


图 10 采用传统 CPS-PWM 策略时的阻感性负载实验波形
Fig. 10 Resistive inductive load experimental waveforms under traditional CPS-PWM strategy

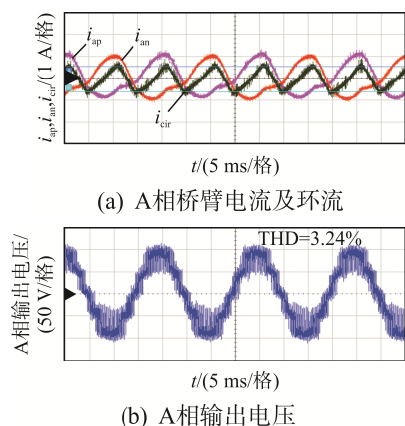


图 11 采用改进 CPS-PWM 策略时的阻感性负载实验波形
Fig. 11 Resistive inductive load experimental waveforms under improved CPS-PWM strategy

5 结语

针对 MMC 应用场合, 本文提出了 1 种具有较高次环流谐波抑制功能的改进 CPS-PWM 策略, 并给出了相应的 SM 电容电压均衡策略。该策略从本质上解决了传统 CPS-PWM 策略在 MMC 中应用时存在的问题。采用本文所提策略, 在附加带有闭环反馈的 SM 电容电压均衡策略的情况下, MMC 任一时刻投入电路的 SM 数量仍然能严格控制为 N , 避免了 MMC 在采用传统 CPS-PWM 和闭环反馈策略时, 因投入 SM 数量变化导致的过大桥臂电感感应脉冲电压, 进而引起较大相间环流这一问题, 减小了桥臂损耗。与传统环流抑制策略相比, 本文方法能有效抑制 MMC 桥臂环流中存在的较高次谐波成分, 并且由于没有在桥臂调制波上引入共模分量, 该方法不会造成 MMC 输出容量的损失。通过仿真和实验验证了所提方法的有效性。

参考文献:

[1] Ma Dajun, Chen Wu, Shu Liangcai, et al. A multiport power electronic transformer based on modular multilevel converter and mixed-frequency modulation [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2019, 67(7): 1284-1288.

[2] Fan Boran, Li Yongdong, Wang Kui, et al. Hierarchical system design and control of an MMC-based power-

electronic transformer [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2017, 13(1): 238-247.

- [3] 杨晓峰, 陶海波, 游小杰, 等. 应用于矿井提升机系统的超级电容储能型 MMC[J]. 电源学报, 2020, 18(1): 96-103. Yang Xiaofeng, Tao Haibo, You Xiaojie, et al. Super capacitor energy storage based MMC applied to mine hoist system [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(1): 96-103. (in Chinese)
- [4] 银泽一, 王广柱, 程振兴. 基于模块化多电平变换器的插电式混合动力汽车系统充电控制策略[J]. 电工技术学报, 2020, 35(6): 1316-1326. Yin Zeyi, Wang Guangzhu, Cheng Zhenxing. Charge control strategy of plug-in hybrid electric vehicle system based on modular multilevel converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(6): 1316-1326. (in Chinese)
- [5] 武鸿, 王跃, 刘熠, 等. 基于广义电容电压不平衡度的 MMC 子模块开路故障诊断策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14): 3909-3922. Wu Hong, Wang Yue, Liu Yi, et al. Open circuit fault diagnosis strategy of MMC sub-module based on generalized capacitor voltage unbalance [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(14): 3909-3922. (in Chinese)
- [6] 姚景昆, 齐山成, 柴世俊. 中压电机驱动系统前端并网 MMC 共模电压抑制[J]. 电源学报, 2024, 22(6): 280-287. Yao Jingkun, Qi Shancheng, Chai Shijun. Grid-connected MMC common-mode voltage suppression at front end of medium-voltage motor driving system [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(6): 280-287. (in Chinese)
- [7] 薛国清, 贵献国, 李雄. 适用于 HVDC 和 HVAC 高效稳定互联的 MMC 双端口电网形成控制[J]. 电源学报, 2024, 22(3): 287-297. Xue Guoqing, Gui Xianguo, Li Xiong. MMC dual-port grid-forming control for efficient and stable interconnection of HVDC and HVAC [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(3): 287-297. (in Chinese)
- [8] Wang Yi, Hu Can, Ding Ruoyu, et al. A nearest level PWM method for the MMC in DC distribution grids [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(11): 9209-9218.

- [9] Shen Ke, Wang Shaozhe, Zhao Dan, et al. A discrete-time low-frequency-ratio nearest level modulation strategy for modular multilevel converters with small number of power modules [J]. IEEE Access, 2019, 7: 25792-25803.
- [10] 武鸿, 王跃, 薛英林, 等. 适用多功率的最近电平调制下 MMC 子模块开路故障诊断策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(1): 233-245.
- Wu Hong, Wang Yue, Xue Yinglin, et al. A diagnosis strategy for open-circuit submodule faults in MMCs under nearest level modulation suitable for different powers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(1): 233-245. (in Chinese)
- [11] Amiri M, Milimonfared J, Khaburi D A. Predictive torque control implementation for induction motors based on discrete space vector modulation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9): 6881-6889.
- [12] 白志红, 周玉虎. 模块化多电平换流器的载波层叠脉宽调制策略分析与改进[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(21): 139-144.
- Bai Zhihong, Zhou Yuhu. Analysis and improvement on carrier level-shifted pulse width modulation strategy for modular multilevel converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(21): 139-144. (in Chinese)
- [13] McGrath B P, Teixeira C A, Holmes D G. Optimized phase disposition (PD) modulation of a modular multilevel converter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(5): 4624-4633.
- [14] 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. (in Chinese)
- [15] Li Binbin, Yang Rongfeng, Xu Dandan, et al. Analysis of the phase-shifted carrier modulation for modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 297-310.
- [16] 杨晓峰, 李泽杰, 郑琼林. 基于虚拟阻抗滑模控制的 MMC 环流抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(23): 6893-6904, 7123.
- Yang Xiaofeng, Li Zejie, Zheng Trillion Q. A novel MMC circulating current suppressing strategy based on virtual impedance sliding mode control [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(23): 6893-6904, 7123. (in Chinese)
- [17] Ji Huali, Chen Alian, Liu Qi, et al. A new circulating current suppressing control strategy for modular multilevel converters [C]// 2017 36th Chinese Control Conference (CCC). Dalian, China, 2017: 9151-9156.
- [18] 石绍磊. 模块化多电平换流器的环流抑制与建模[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017.
- Shi Shaolei. Circulating current suppression and modeling of modular multilevel converter [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2017. (in Chinese)
- [19] 王思蕴. 模块化多电平变流器控制方法的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2013.
- Wang Siyun. Research on control methods of modular multilevel converter [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2013. (in Chinese)
- [20] 李笑倩, 宋强, 刘文华, 等. 采用载波移相调制的模块化多电平换流器电容电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(9): 49-55, 9.
- Li Xiaoqian, Song Qiang, Liu Wenhua, et al. Capacitor voltage balancing control by using carrier phase-shift modulation of modular multilevel converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(9): 49-55, 9. (in Chinese)
- [21] 夏弘深. 模块化多电平变换器多载波调制策略及其电容电压平衡技术的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2019.
- Xia Hongshen. Research on multi-carrier modulation strategies and capacitor voltage balancing technology of modular multilevel converter [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2019. (in Chinese)



董一诺

作者简介:

董一诺(1997—), 男, 硕士研究生。研究方向: 电力电子与电力传动。E-mail: 364370139@qq.com。

白志红(1980—), 女, 中国电源学会会员, 通信作者, 博士, 副教授。研究方向: 多电平变流器及其控制技术、新能源发电并网控制技术。E-mail: baizhihong@zju.edu.cn。

(责任编辑: 耿越)