

面向共模干扰电流抑制的 SiC MMC 调控策略研究

王 丹¹, 贺 慊², 谭庄熙^{2*}

(1. 国网十堰供电公司, 湖北 十堰 442000;

2. 湖南科技大学信息与电气工程学院, 湖南 湘潭 411201)

Research on SiC MMC Control Strategy for Common-Mode Interference Current Suppression

WANG Dan¹, HE Li², TAN Zhuangxi^{2*}

(1. State Grid Shiyan Power Supply Company, Shiyan 442000, China;

2. School of Information and Electrical Engineering, Hu'nan University of Science and Technology,
Xiangtan 411201, China)

Abstract: [Objective] Silicon carbide (SiC) devices, characterized by low switching losses and high voltage endurance, demonstrate significant advantages in modular multilevel converter (MMC) for medium-voltage applications. However, submodules based on SiC devices generate high du/dt and di/dt during switching transients, leading to severe electromagnetic interference that compromises system safety. [Methods] To address this issue, this study analyzed the stray capacitance distribution characteristics of submodules based on the MMC topology. By performing an equivalent transformation of stray capacitance, an equivalent circuit model for common-mode interference was established. On this basis, a novel common-mode current suppression strategy was proposed, employing carrier phase-shifted pulse width modulation with complementary submodules triggering pulses in the upper and lower bridge arms. By adjusting the carrier phase of the complementary submodules, common-mode current suppression was achieved. [Results] Simulation results showed that the proposed method effectively maintained submodules capacitor voltage balance and ensured high-quality AC-side output waveforms, both of which were critical performance factors for MMC. Compared to conventional methods, the proposed

strategy reduced the peak common-mode current by 43%, demonstrating better suppression capability and validating its effectiveness. [Conclusion] The proposed method effectively suppresses common-mode interference current, enhancing the overall integrity and reliability of SiC MMC. These findings provide valuable insights into the advancement of power electronics technology in medium-voltage applications.

Key words: modular multilevel converter; carrier phase-shifted pulse width modulation; common-mode current; silicon carbide

摘 要:【目的】碳化硅(SiC)器件因其低开关损耗、高耐压等优异特性,在中压领域的模块化多电平换流器(MMC)应用中具有显著优势。但基于 SiC 器件的子模块在开关瞬态会产生高 du/dt 、 di/dt ,造成严重的电磁干扰,危害系统安全。【方法】为了解决该问题,本文根据 MMC 拓扑特点分析了子模块杂散电容分布特性,通过对杂散电容的等效变换,构建了共模干扰电流等效电路模型。在此基础上,提出一种基于载波移相脉冲宽度调制的上下桥臂位置互补子模块触发脉冲耦合方法,通过调整位置互补子模块的载波相位实现对共模电流的抑制。【结果】仿真结果表明,所提出的方法能够有效维持子模块电容电压平衡并确保交流侧输出波形质量,这两项指标均是衡量 MMC 性能的关键参数。与传统方法相比,该策略将共模电流峰值抑制了 43%,展现出更优的抑制性能,验证了该方法的有效性。【结论】所提出的方法可有效抑制共模干扰电流,从而显著提升 SiC MMC 的整体性能与可靠性。该研究成果为碳化硅器件在中压电力电子系统中的技术发展提供了重要参考价值。

基金项目: 湖南省自然科学基金(2022JJ40150); 国网总部科技项目(52272810005)

Natural Science Foundation of Hu'nan Province, China (2022JJ40150); State Grid Corporation Technology Project (52272810005)

关键词: 模块化多电平换流器; 载波移相脉冲宽度调制; 共模电流; 碳化硅

0 引言

模块化多电平换流器 (Modular Multilevel Converter, MMC) 具有模块化程度高、器件应力小及输出波形质量好等优势, 被广泛应用于柔性直流输电、大型新能源基地并网以及电机驱动等高压和中压场景^[1-5]。子模块作为 MMC 的基本单元, 两端电压和电流在开关瞬态会产生较大的 du/dt 、 di/dt , 快速变化的电压、电流作用在器件杂散参数上, 会产生严重的电磁干扰^[6]。其中, 共模电流会影响电子元件的正常工作^[7]、加速光伏面板老化^[8]、损坏电机定子轴承^[9-10] 以及危害系统的安全稳定运行。特别是当碳化硅 (Silicon Carbide, SiC) 等宽禁带半导体器件应用于 MMC 后, 更快的开关速度和更高的关断电压将会导致更严重的电磁干扰^[11], 因此, 有必要对 MMC 共模电流等效电路展开分析并提出有效的抑制方法。

目前抑制共模电流的方法主要分为阻断传导路径和抑制干扰源^[12] 两类。对于传统两电平变换器, 无源、有源滤波器对共模电流具有较好的抑制效果^[13-15]。对于 MMC 来说, 共模电流的耦合路径与两电平有相似性, 滤波器也具有一定效果, 文献^[16] 提出了一种有源滤波器, 共模电流在 1 MHz 处可降低约 20 dB。但 MMC 一般应用于中高压场合, 对滤波器元件耐压提出了较高的要求。另外, 滤波器的抑制效果受到噪声阻抗匹配度的影响, 甚至在某些频段会产生幅值增强的负面效果^[17]。因此, 有许多学者从干扰源抑制的角度提出了一些方法。对于两电平变换器, 通过增加一个桥臂^[18] 或两个变换器并联^[19] 来实现拓扑结构对称, 消除共模电压从而减少共模电流。但 MMC 子模块数目较多, 上述方法会造成装置成本和体积的大幅增加。通过改进调制策略, 能够在不增加成本的基础上实现共模电流抑制。文献^[20] 基于扩频调制的思路提出了一种变开关频率的调制方法, 能够抑制共模电流尖峰, 但开关频率随时间实时变化, 算法实施复杂。文献^[21] 通过抑制子模块对地电压跳变来抑制共模电流尖峰, 但该方法在子模块数目较多时会一

定程度降低电容电压均压效果。

针对目前研究的不足, 本文首先分析了 MMC 共模电流等效电路, 提出了相单元共模电流与等效共模干扰源之间的数学关系。其次, 针对中压场合下 MMC 一般采用的载波移相脉宽调制 (Carrier Phase-Shifted Pulse Width Modulation, CPS-PWM) 策略, 基于所建立的等效电路模型, 提出了一种共模电流抑制方法。该方法通过修改上下桥臂位置互补子模块的载波相位以实现触发脉冲的耦合, 能够有效地抑制共模电流尖峰, 且不会对电容电压均压效果造成影响。最后通过仿真验证了所提共模电流等效电路模型的正确性以及抑制方法的有效性。

1 MMC 共模电流分析

1.1 MMC 拓扑及调制方法

1.1.1 典型 MMC 拓扑

典型 MMC 拓扑如图 1 所示。MMC 包含 a、b、c 三相, 每一相由上、下两个桥臂组成, 每个桥臂由一个电感 L_m 和 N 个子模块串联构成。图 1 中子模块为半桥拓扑, 包括一个电容 C 、两个绝缘栅双极晶体管 (Insulate Gate Bipolar Transistor, IGBT) (T_1 和 T_2) 以及两个反并联二极管 (D_1 和 D_2)。子模块端口输出电压由 IGBT 的开关状态决定, 当 $T_1=1$ 、 $T_2=0$, 子模块处于投入状态, 开关函数 $S=1$, 端口电压等于电容电压 U_c ; 当 $T_1=0$ 、 $T_2=1$, 子模块处于切除状态, 开关函数 $S=0$, 端口电压等于 0。为维持直流电压稳定, 在额定条件下, 子模块电容电压 U_c 表示为

$$U_c = \frac{U_{dc}}{N} \quad (1)$$

式中: U_{dc} 为直流母线电压; N 为子模块的数量。

基于基尔霍夫电压定律方程, 上、下桥臂电压可以表示为

$$\begin{cases} u_{xp} = \frac{U_{dc}}{2} - u_{xo} - L_m \frac{di_{xp}}{dt} \\ u_{xn} = \frac{U_{dc}}{2} + u_{xo} - L_m \frac{di_{xn}}{dt} \end{cases} \quad (2)$$

式中: u_{xp} 、 u_{xn} 、 i_{xp} 、 i_{xn} 分别为上、下桥臂电压、电流 ($x=a, b, c$); u_{xo} 为相电压。

忽略桥臂电感压降^[22], U_{dc} 和 u_{xo} 分别表示为

$$U_{dc} = u_{xp} + u_{xn} \quad (3)$$

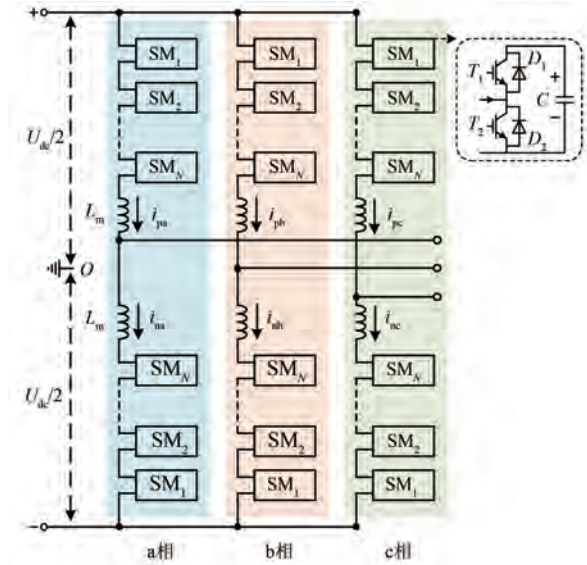


图 1 典型 MMC 拓扑

Fig. 1 Typical MMC topology

$$u_{xo} = \frac{1}{2}(u_{xn} - u_{xp}) \quad (4)$$

1.1.2 传统 CPS-PWM 调制方法

以 $N=4$ 为例,图 2 给出了上桥臂各子模块触发脉冲采取传统 CPS-PWM 的示意图。其中, c_{ip} 为第 i 个子模块的载波,同一个桥臂中每个子模块对应的载波相位相差为 $2\pi/N$,上桥臂与下桥臂子模块载波相位之间没有相关性。第 i 个子模块 SM_i 的控制信号由调制波和对应载波比较得到,若调制波大于载波,则 SM_i 投入,否则 SM_i 切出^[23]。

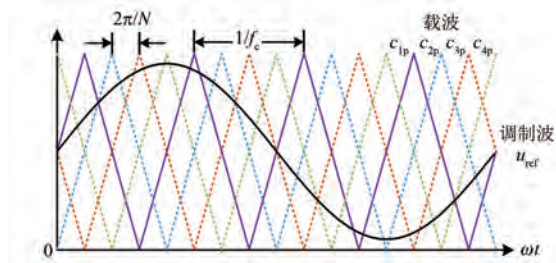


图 2 传统 CPS-PWM 方法示意图

Fig. 2 Schematic diagram of conventional CPS-PWM method

采用传统 CPS-PWM 方法时,考虑到实际电路元器件参数差异的影响,在 MMC 运行时,各子模块的平均投入时间并不完全一致,其电容电压往往会出现不平衡的情况,因此还需要额外附加电容电压平衡控制策略。图 3 给出了一种基于闭环控制的电容电压平衡控制策略。其中, U_{Ci} 为

SM_i 的电容电压; U_{dc}/N 为电容电压额定值; k_p 为比例控制器参数; $sign(i_{arm})$ 为桥臂电流方向函数,当 $i_{arm} > 0$ 时该函数输出 1,当 $i_{arm} < 0$ 时该函数输出 -1。该方法将每个子模块的实际电容电压值与额定值进行比较,再通过比例控制器产生一个偏移量并结合桥臂电流方向将该偏移量叠加在调制波上,生成最终的调制波信号^[24]。

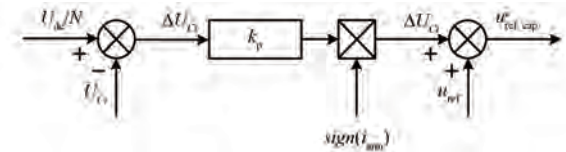


图 3 基于负反馈矫正的电容电压平衡策略

Fig. 3 Capacitor voltage balancing strategy based on negative feedback control

1.2 共模电流等效电路

MMC 包含的功率器件数量较多,且由于功率器件本身的结构特点,开关管与散热器之间会不可避免的存在杂散电容,而散热器又通过螺栓固定在换流器装置金属外壳上并间接接地保持良好接地^[25]。因此,MMC 装置的硬件结构决定了开关管会存在对地杂散电容,为共模电流的产生和传导提供了条件。

如图 4 所示,半桥模块的杂散电容主要有三个^[26],分别表示为 C_{st+} 、 C_{st0} 和 C_{st-} ^[27]。子模块直流侧电容远大于杂散电容,在分析电磁干扰时可以忽略。因此, C_{st-p} 和 C_{st-n} 可认为是并联关系,则单个子模块的杂散电容分布可简化为图 5,其中 $C_{st-1} = C_{st0}$, $C_{st-2} = C_{st+} + C_{st-0}$ 。

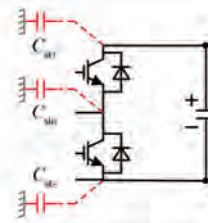


图 4 半桥模块杂散电容分布示意图

Fig. 4 Schematic diagram of stray capacitance distribution in half-bridge submodules

此外,当多个子模块相互级联组成桥臂时,多个子模块连接处的杂散电容可认为是并联关系。因此,桥臂中多个子模块杂散电容分布可简化为如图 6 所示的结果,其中子模块等效对地杂散电容 $C_{st} = C_{st-1} + C_{st-2}$ 。

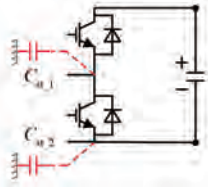
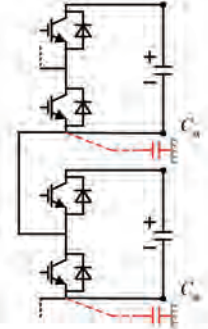


图 5 半桥模块等效杂散电容分布示意图

Fig. 5 Schematic diagram of equivalent stray capacitance distribution in half-bridge submodules

图 6 桥臂中多个级联子模块杂散电容分布简化示意图
Fig. 6 Simplified schematic diagram of stray capacitance distribution in cascaded submodules within a bridge arm

单相 MMC 共模电流的传导路径示意图如图 7 所示。其中, u_{ip} 和 i_{CM_ip} 分别为上桥臂各子模块的对地电压以及产生的共模电流; u_{in} 和 i_{CM_in} 分

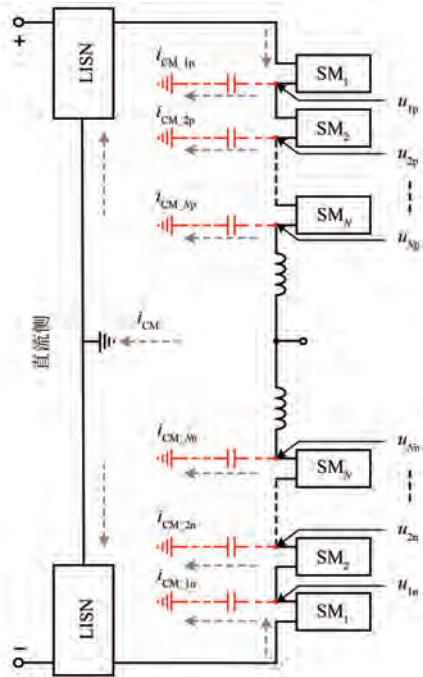


图 7 单相共模电流传导路径示意图

Fig. 7 Schematic diagram of single-phase common-mode current conduction path

别为下桥臂各子模块的对地电压以及产生的共模电流; i_{CM} 为该相单元所有子模块产生的等效共模电流; 阻抗稳定网络 (Line Impedance Stabilization Network, LISN) 为共模电流的测量回路提供稳定的阻抗, 同时隔离外部电源的干扰^[28]。

MMC 各个子模块相互级联的拓扑结构决定了第 i 个子模块对地电压 u_{ik} 不仅与自身的投切状态相关, 而且还会受到同桥臂前 i ($2 \leq i \leq N$) 个子模块的投切状态的影响。不妨将上桥臂 (u_{ip}) 和下桥臂 (u_{in}) 各子模块对地电压表示为

$$u_{ip} = u_{(i-1)p} - S_{ip} \cdot U_C \quad (5)$$

$$u_{in} = u_{(i-1)n} - S_{in} \cdot U_C \quad (6)$$

式中: S_{ip} 、 S_{in} 分别为上、下桥臂子模块 SM_i 的开关函数。

子模块对地电压会随着相单元中各子模块投切状态的变化而变化, 作用在子模块对地杂散电容上, 从而产生共模电流。因此, 可以基于图 7 进一步推导出共模电流等效电路, 如图 8 所示, 其中 u_{ip} 为 SM_i 对地电压; R_{LISN} 为 LISN 提供的电阻。

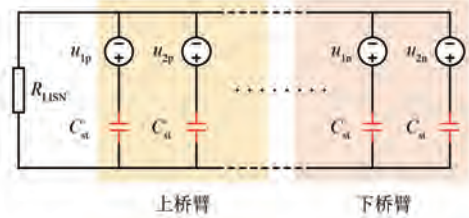


图 8 单相共模电流等效电路

Fig. 8 Equivalent circuit of single-phase common-mode current

图 8 表明, 共模电流可以等效为 RC 电路的零状态响应, 在子模块投切时刻共模电流幅值最大, 然后迅速衰减到零。假设每个子模块杂散电容数值相等, 基于戴维南定理和叠加定理, 共模电流每次产生的最大幅值可表示为

$$I_{CM} = Y_{CM} D \left(\sum_{i=1}^N u_{ip} + \sum_{i=1}^N u_{in} \right) \quad (7)$$

式中: Y_{CM} 为等效共模电导; $D(x)$ 为两个时刻间的数值差, 表示为

$$D(x) = x(t) - x(t^-) \quad (8)$$

式中: t 为当前时刻; t^- 为前一时刻。

根据式 (7), 可以将相单元各个子模块的对地电压跳变等效为一个共模干扰源 $D(u_{CM})$ 。根据式 (5) 可以对上桥臂各子模块对地电压进行求

和,如式(9)所示:

$$\sum_{i=1}^N u_{ip} = N \cdot \frac{U_{dc}}{2} -$$

$$U_C [N \cdot S_{1p} + (N-1) S_{2p} + \cdots + S_{Np}] \quad (9)$$

同样的,基于式(9)对下桥臂各子模块对地电压进行求和,如式(10)所示:

$$\sum_{i=1}^N u_{in} = -N \cdot \frac{U_{dc}}{2} +$$

$$U_C [N \cdot S_{1n} + (N-1) S_{2n} + \cdots + S_{Nn}] \quad (10)$$

根据式(9)和式(10), $D(u_{CM})$ 可进一步表示为

$$\begin{aligned} D(u_{CM}) &= D\left(\sum_{i=1}^N u_{ip} + \sum_{i=1}^N u_{in}\right) = \\ U_C D\{[NS_{1n} + (N-1)S_{2n} + \cdots + S_{Nn}] - \\ [NS_{1p} + (N-1)S_{2p} + \cdots + S_{Np}]\} &= \\ U_C D(S_{CM}) \end{aligned} \quad (11)$$

式中: $D(S_{CM})$ 为等效共模干扰源开关函数。

式(11)说明,等效共模干扰源是由相单元所有子模块的开关函数决定的,不同位置子模块的开关动作对共模电流的贡献不同,位置越靠近直流母线侧的子模块开关动作产生的共模电流的幅值越大。在传统 CPS-PWM 方法下, $D(u_{CM})$ 的理论最大值可以达到 $(N^2/2+N)U_C$,此时系统将会受到严重的电磁干扰。

2 MMC 共模电流抑制方法

基于共模电流等效电路的分析,可以看出,通过抑制 $D(S_{CM})$,可以抑制 $D(u_{CM})$,进而抑制共模电流,减少系统的电磁干扰。

为抑制 $D(S_{CM})$,本文提出了一种上下桥臂位置互补子模块触发脉冲耦合方法,可表示为

$$S_{(N+1-i)p} = 1 - S_{in} \quad (12)$$

式中: $S_{(N+1-i)p}$ 为上桥臂子模块 $SM_{(N+1-i)p}$ 的开关函数。

对于上桥臂任一位置子模块 SM_{ip} 、下桥臂任一位置子模块 SM_{jn} ,若位置序号 i 与 j 满足式(13),则定义该两个子模块位置互补。

$$i + j = N + 1 \quad (13)$$

将式(12)代入式(11),假设所有子模块电容电压保持一致, $D(u_{CM})$ 可进一步推导为

$$D(u_{CM}) = U_C (N+1) D(n_n) \quad (14)$$

式中: n_n 为下桥臂子模块投入数目,表示为

$$n_n = S_{1n} + S_{2n} + \cdots + S_{Nn} \quad (15)$$

式(15)说明,假设所有子模块电容电压保持一致的理想条件下,采取所提共模电流抑制方法后, $D(u_{CM})$ 仅与桥臂投入数目相关,只在投入数目发生变化时才会产生共模干扰,共模电流产生的频率得到抑制。此外, $D(u_{CM})$ 的理论最大值也下降为 $U_C(N+1)$,因此,所提方法可以从源头实现对共模电流的抑制。

针对传统 CPS-PWM 方法,子模块触发脉冲由调制波与载波决定,因此可以通过修改上下桥臂位置互补子模块的载波相位以实现触发脉冲的耦合,具体表示为

$$\text{phase}[c_{(N+1-i)p}] = \pi - \text{phase}(c_{in}) \quad (16)$$

式中: $\text{phase}(x)$ 为 x 的相位。

以 $N=4$ 为例,图9给出了所提抑制方法示意图。其中, u_{xp}^* 和 u_{xn}^* 分别为上下桥臂调制波; S_{2p} 为上桥臂 SM_2 的触发脉冲; S_{3n} 为下桥臂 SM_3 的触发脉冲。可以发现,上下桥臂位置互补子模块的触发脉冲也互补导通。

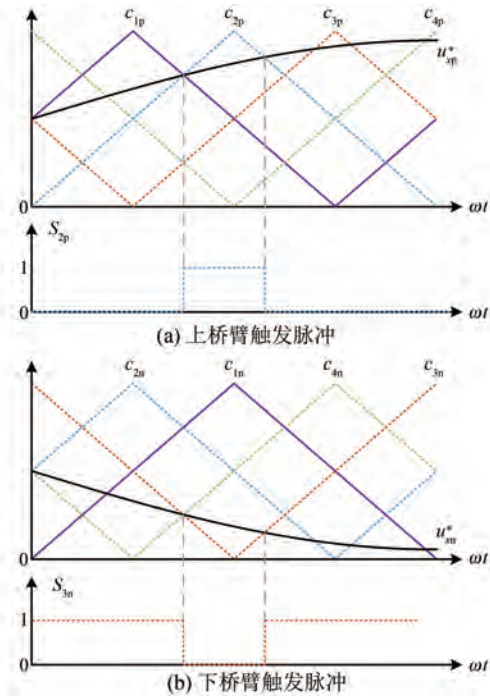


图9 所提抑制方法调制过程示意图

Fig. 9 Schematic diagrams of modulation process for the proposed suppression method

在 MMC 运行时,为维持子模块电容电压均衡,需要附加电容电压平衡控制策略,这会导致某些开关周期内,上下桥臂的调制波在数值上不会

严格相反。因此,式(12)在均压开关周期内不会被严格满足, $D(u_{CM})$ 会大于理论值 $U_c/(N+1)$ 。但为了降低子模块的开关频率,对均压频率进行限制,因此所提抑制方法依旧能够取得较好的共模电流抑制效果。

3 仿算分析

为了验证共模电流等效电路模型的正确性以及所提共模电流抑制方法的有效性,本节基于 Matlab/Simulink 搭建了九电平 MMC 仿真模型,主要参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters

参数名称	参数值
直流母线电压 U_{dc}/kV	8
子模块数目 N	8
桥臂电感 L_{arm}/mH	10
子模块电容 C_{arm}/mF	8.5
负载 R_{load}/Ω	20
调制比 M	0.9
控制频率 f_{ctrl}/kHz	5
载波频率 f_c/kHz	3
仿真步长 t_{step}/s	$1e-7$
杂散电容 C_{st+}/pF	75.64
杂散电容 C_{st0}/pF	76.54
杂散电容 C_{st-}/pF	73.53

采用传统方法和所提抑制方法 MMC 的电容电压、输出相电压的时域和频域波形分别如图 10、图 11 所示。分析可知,在两种调制策略下,MMC 的运行状态几乎一致,说明了所提方法不会影响电容均压以及交流侧输出波形质量。

采用传统方法和所提抑制方法下 MMC 的 $D(S_{CM})$ 和 I_{CM} 的波形分别如图 12、图 13 所示。

分析图 12、图 13 可知,采用传统方法控制时, I_{CM} 与 $D(S_{CM})$ 的比值为 1.43,而在所提抑制方法下, I_{CM} 与 $D(S_{CM})$ 的比值为 1.34,相比传统方法降低了 6%,说明了本文关于共模电流等效电路分析的正确性。此外,采用传统方法控制时,在 1 ms 内共模电流超过 16 A 有 19 次,且最大值达到 28.6 A;而采用本文提出的抑制方法控制后,在 1 ms 内共模电流超过 16 A 仅有 1 次,且最大值为

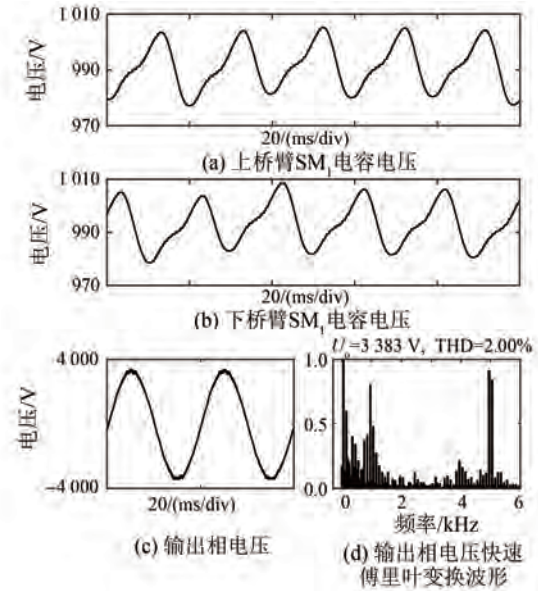


图 10 采用传统方法 MMC 的时域、频域波形图
Fig. 10 Time-domain and frequency-domain waveforms of MMC with conventional method

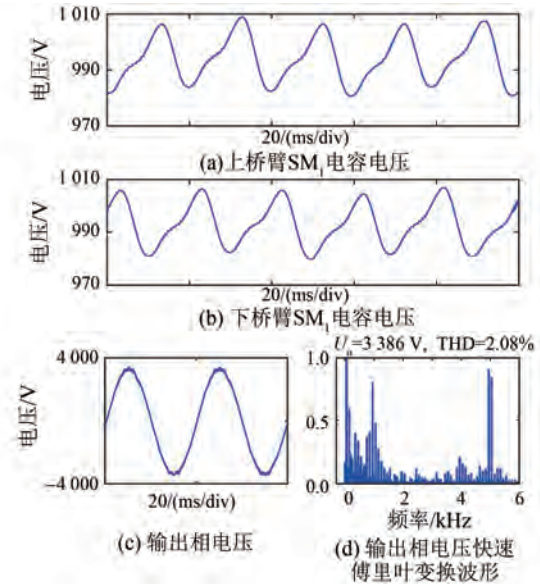


图 11 采用所提抑制方法 MMC 的时域、频域波形图
Fig. 11 Time-domain and frequency-domain waveforms of MMC with the proposed suppression method

16.1 A,共模电流幅值降低了 43%,证明了所提抑制方法的有效性。

4 结语

为了解决 SiC 器件 MMC 共模干扰电流问题,本文提出一种新型抑制控制思路与方法。算例表明,所提方法能够较好维持电容均压并确保交流

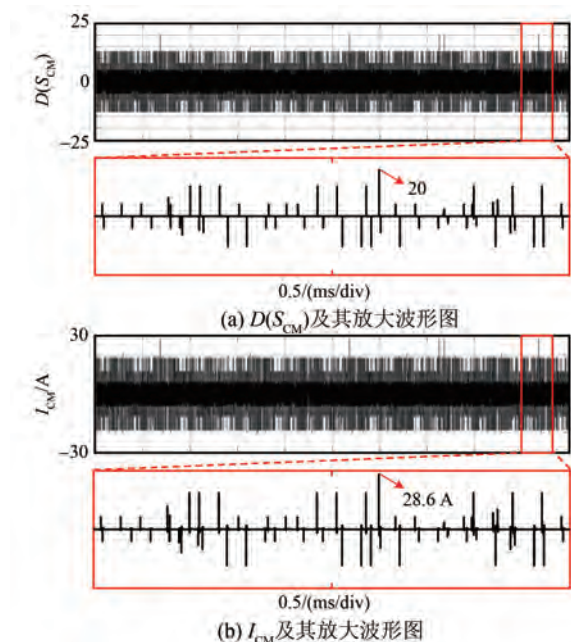


图 12 采用传统方法 MMC 的 $D(S_{CM})$ 、 I_{CM} 波形图

Fig. 12 $D(S_{CM})$ 、 I_{CM} waveforms of MMC with conventional method

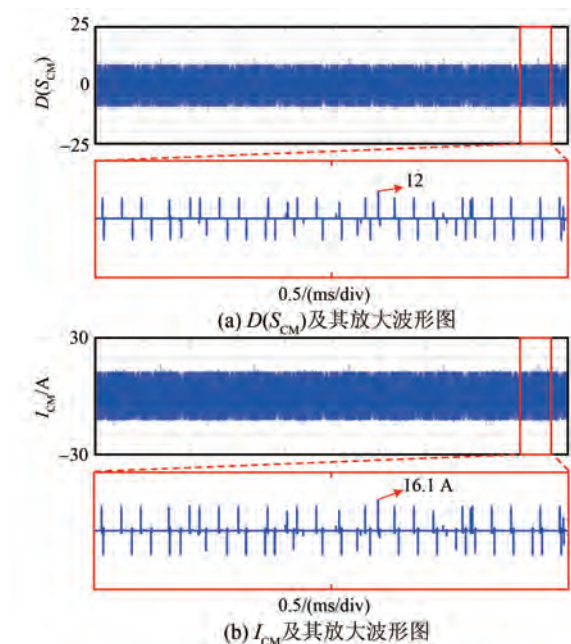


图 13 采用所提抑制方法 MMC 的 $D(S_{CM})$ 、 I_{CM} 波形图

Fig. 13 $D(S_{CM})$ 、 I_{CM} waveforms of MMC with the proposed suppression method

侧输出波形质量,通过调整上下桥臂载波相位,耦合上下桥臂位置互补子模块的触发脉冲,可实现对等效共模干扰源的抑制,进而抑制共模电流。相比于传统方法共模电流下降达 43%,可为 SiC

器件 MMC 的控制提供理论参考。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

王丹负责进行论文架构设计与论文撰写,贺悝进行了试验验证,谭庄熙提出了论文技术路线,并负责论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

Wang Dan was responsible for the thesis structural design and writing, the experimental verification was conducted by He Li. And one technical route for the thesis was proposed by Tan Zhuangxi, who also oversaw the review and revision of the thesis. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参考文献

- [1] 胡灿. 直流配电网中 MMC 的控制技术研究[D]. 保定: 华北电力大学, 2019.
HU C. Control strategies of the MMC applied to DC distribution grids [D]. Baoding: North China Electric Power University, 2019.
- [2] RONG F, GONG X C, HUANG S D. A novel grid-connected PV system based on MMC to get the maximum power under partial shading conditions [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4320-4333.
- [3] HAGIWARA M, NISHIMURA K, AKAGI H. A medium-voltage motor drive with a modular multilevel PWM inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(7): 1786-1799.
- [4] 徐世周, 钟一鸣, 张梦洁, 等. 基于比例和改进准谐振控制的 MMC 环流抑制策略[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(1): 77-86.
XU S Z, ZHONG Y M, ZHANG M J, et al. MMC circulating current suppression strategy based on proportional and improved quasi-resonant control [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(1): 77-86.

- [5] 管敏渊,徐政,屠卿瑞,等. 模块化多电平换流器型直流输电的调制策略[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(2): 48-52.
- GUAN M Y, XU Z, TU Q R, et al. Nearest level modulation for modular multilevel converters in HVDC transmission [J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(2): 48-52.
- [6] YU Z Q, HE J L, ZENG R, et al. Simulation analysis on conducted EMD caused by valves in ± 800 kV UHVDC converter station [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2009, 51(2): 236-244.
- [7] 朱瑞敏. 大规模电力电子系统器件级高效并行仿真方法及电磁骚扰特性研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2020.
- ZHU R M. Research on device-level highly efficient parallel simulation method and EMI characteristics of large-scale power electronic system [D]. Beijing: North China Electric Power University, 2020.
- [8] SONTI V, JAIN S, BHATTACHARYA S. Analysis of the modulation strategy for the minimization of the leakage current in the PV grid-connected cascaded multilevel inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(2): 1156-1169.
- [9] ROBLES E, FERNANDEZ M, ZARAGOZA J, et al. Common-mode voltage elimination in multilevel power inverter-based motor drive applications [J]. IEEE Access, 2022, 10: 2117-2139.
- [10] 侯世昌,徐文静,刘建军,等. 变频调速系统共模电流分析及其检测方法[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(9): 105-109.
- HOU S C, XU W J, LIU J J, et al. Analysis and detection method of common mode current in variable frequency speed regulation system [J]. Electric Machines & Control Application, 2017, 44(9): 105-109.
- [11] VELANDER E, BOHLIN G, SANDBERG Å, et al. An ultralow loss inductorless dv/dt filter concept for medium-power voltage source motor drive converters with SiC devices [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7): 6072-6081.
- [12] SHAN Y, PEI X J, SUN T, et al. Space spread-spectrum strategy for MMC to reduce the conducted EMI [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(11): 10807-10818.
- [13] RENDUSARA D A, ENJETI P N. An improved inverter output filter configuration reduces common and differential modes dv/dt at the motor terminals in PWM drive systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(6): 1135-1143.
- [14] 姜艳姝,刘宇,徐殿国,等. PWM 变频器输出共模电压及其抑制技术的研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, (9): 47-53.
- JIANG Y S, LIU Y, XU D G, et al. Research on common-mode voltage generated by a PWM inverter and its cancellation technology [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, (9): 47-53.
- [15] ZHANG Y, LI Q, JIANG D. A motor CM impedance based transformerless active EMI filter for DC-side common-mode EMI suppression in motor drive system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 10238-10248.
- [16] LIU J R, JIANG D, SUN W, et al. A common-mode active EMI filter design for modular multilevel converters [C] // 2021 IEEE 1st International Power Electronics and Application Symposium, Shanghai, 2021.
- [17] 裴雪军. PWM 逆变器传导电磁干扰的研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2004.
- PEI X J. Research of conducted electromagnetic interference in PWM inverter [D]. Wuhan: Huazhong University of Science Technology, 2004.
- [18] GUO X Q, HE R, JIAN J M, et al. Leakage current elimination of four-leg inverter for transformerless three-phase PV systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 1841-1846.
- [19] JIANG D, SHEN Z, WANG F. Common-mode voltage reduction for paralleled inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 3961-3974.
- [20] XIE S Y, JIANG D, LI Q, et al. A variable switching frequency PWM control method for single-phase MMC [C] // 2019 4th IEEE Workshop on the Electronic Grid, Xiamen, 2019.
- [21] 黄一洪,林磊,殷天翔,等. 模块化多电平换流器子模块对地电压分析及其 dv/dt 抑制方法[J]. 中国电机工程学报: 2023, 43(3): 1132-1142.
- HUANG Y H, LIN L, YIN T X, et al. Analysis on voltage to ground of submodule and its dv/dt reduction for MMC [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(3): 1132-1142.
- [22] WANG Y, HU C, DING R Y, 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.
- [23] 公铮, 伍小杰, 王钊, 等. 基于载波移相调制的模块化多电平变换器变频运行控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(11): 2822-2830.
- GONG Z, WU X J, WANG Z, et al. Variable frequency operation control of modular multilevel converter based on carrier phase-shift modulation [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(11): 2822-2830.
- [24] 赵昕, 赵成勇, 李广凯, 等. 采用载波移相技术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, 2011, 31(21): 48-55.
- ZHAO X, ZHAO C Y, LI G K, et al. Submodule capacitance voltage balancing of modular multilevel converter based on carrier phase shifted SPWM technique [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(21): 48-55.
- [25] 裴雪军, 康勇, 熊健, 等. PWM 逆变器共模传导电磁干扰的预测[J]. 中国电机工程学报, 2004, (8): 86-91.
- PEI X J, KANG Y, XIONG J, et al. Prediction of common mode conducted EMI in PWM inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, (8): 86-91.
- [26] DALAL D N, CHRISTENSEN N, JØRGENSEN A B, et al. Impact of power module parasitic capacitances on medium-voltage SiC MOSFETs switching transients [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(1): 298-310.
- [27] ZHU R M, LIN N, DINAHAHI V, et al. An accurate and fast method for conducted EMI modeling and simulation of MMC-based HVdc converter station [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 4689-4702.
- [28] AMJADIFARD R, TAVAKOLI BINA M, KHALOOZADEH H, et al. Proposing an improved DC LISN for measuring conducted EMI noise [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2021, 63(3): 752-761.

收稿日期:2024-12-19

收到修改稿日期:2025-02-14

作者简介:

王 丹(1991-),女,硕士,工程师,研究方向为新能源电力系统储能应用,aower313@126.com;

* 通信作者:谭庄熙(1990-),男,博士,讲师,研究方向为储能在电力系统中的应用研究,tanzx@126.com。