

高压大容量 MMC 换流阀损耗精确计算

罗永捷, 宋勇辉, 熊小伏, 张连升, 王强钢, 周念成

(输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室(重庆大学), 重庆市 沙坪坝区 400044)

Accurate Loss Calculation Method for Bulk-power MMCs

LUO Yongjie, SONG Yonghui, XIONG Xiaofu, ZHANG Liansheng, WANG Qianggang, ZHOU Niancheng

(State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology (Chongqing University),

Shapingba District, Chongqing 400044, China)

ABSTRACT: Evaluation of power losses in modular multilevel converter (MMC) is of great importance for circuit component selecting, cooling system design, and reliability analysis of power transmission systems. The nearest level modulation method and sorting based capacitor voltage balancing strategy, which is widely adopted in high-voltage level and bulk power MMC applications, leads to high complexity of switching law of sub-modules in MMC arms. To solve this problem, an accurate loss calculation method of MMC was proposed, based on the analysis of losses distribution of variable sub-module topologies, including half-bridge sub-module, full-bridge sub-module and clamp double sub-module. The switching principle of sub-modules under sorting based voltage balancing control was also analyzed. The presented method is suitable for a variety of MMC circuit topologies, and can accurately calculate the converter valve losses under different control strategies. Finally, the proposed method was compared with the simulation results to verify its accuracy.

KEY WORDS: modular multilevel converter (MMC); power loss evaluation; nearest level control; switching losses

摘要: 模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)阀损耗精确计算,是柔性直流输电系统电路元器件选型、阀冷却系统设计和可靠性分析的重要依据。高压大容量 MMC 通常采用最近电平逼近调制(nearest level control, NLC)和排序均压算法,其子模块投切规律复杂且具有一定随机性,现有阀损耗计算方法难以适用。为解决该问题,该文通过深入分析半桥型、全桥型、箝位双子模块等典型拓扑的损耗分布特性和排序均压算法下的子模块投切与轮换规律,提出一种 MMC 阀损耗精确计算方法。该方法适用于多

种子模块拓扑,能够准确计算不同均压策略、不同运行工况下的换流阀损耗,尤其解决了排序算法下附加开关损耗计算困难的问题。最后,基于实际工程参数,对所提出计算方法与电磁暂态仿真结果进行对比验证,证明该方法的准确性。

关键词: 模块化多电平换流器;损耗计算;最近电平逼近调制;开关损耗

0 引言

基于模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)的柔性高压直流输电技术(MMC based high voltage direct current, MMC-HVDC)具有有功功率和无功功率独立调节、输出电压谐波含量低、可连接薄弱电网和无源网络等优点,近年来在交流电网异步互联、分布式能源并网、直流电网等领域取得广泛应用^[1-3]。

阀损耗精确计算是 MMC 电路元器件选型、换流阀冷却系统设计及直流输电系统可靠性评估的重要依据^[4-5]。但随着 MMC-HVDC 系统向高压大容量方向发展,MMC 子模块和半导体器件的数量也急剧增大。以云南鲁西 $\pm 350\text{kV}/1000\text{MW}$ 柔直工程广西侧换流站为例,单桥臂半桥型子模块(half-bridge submodule, HBSM)数量超过 460 个,绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)总数超过 5600 个。若采用具备直流短路故障清除能力的全桥型子模块(full-bridge submodule, FBSM)或箝位双子模块(clamp double submodule, CDSM)拓扑,功率器件数量还将进一步增大。庞大的半导体器件数量和复杂的换流阀暂态特性,给 MMC 的损耗精确计算带来了挑战。

传统电压源型换流器(voltage source converter, VSC)通常采用脉宽调制(pulse width modulation,

基金项目:国家自然科学基金项目(51707027);国家重点研发计划(2018YFB0904604)。

The National Natural Science Foundation of China (51707027); The National Key R&D Program of China (2018YFB0904604).

PWM), 通常具有固定的开关频率和确定的开关动作时机, 结合流经开关器件的电流解析式, 能够较为精确地计算换流阀损耗^[6]。而 MMC 的开关损耗与其采用的底层调控策略密切相关, 不同的调制和均压控制策略下, 子模块投切规律和开关频率也有较大差异。其调制策略主要分为两类: 1) 多重载波调制技术, 例如载波移相脉宽调制(carrier phase shifted PWM, CPS-PWM), 通常利用闭环控制实现电容电压均衡; 2) 最近电平逼近调制(nearest level control, NLC), 通常基于排序算法实现电容均压控制。

基于 CPS-PWM 的 MMC 具有固定开关频率, 损耗计算方法与传统 VSC 类似。通过提取触发脉冲和开关器件电流、电压波形, 文献[7-8]推导了 PWM 调制下 IGBT 和二极管的损耗分布特性和计算解析式。在此基础上, 文献[9]引入子模块开关器件有效工作区间, 通过推导开关器件电流平均值和有效值, 分析了各个开关器件的结温波动特性并提出一种结温估算方法。为进一步提高损耗计算精度, 文献[10]利用线性插值方法迭代计算半导体器件结温, 并利用电磁暂态仿真反馈计算 IGBT 和二极管的通态损耗和开关损耗。在详细分析 HBSM 4 只半导体器件工作状态的基础上, 文献[11]提出了 HBSM 通态损耗和开关损耗的计算方法, 并建立了换流阀热模型, 为 MMC 的可靠性分析和全周期寿命评估提供了数据支撑。但是, 上述方法均基于 CPS-PWM 调制实现, 通常应用于电平数较低的中低压 MMC。

实际高压大容量 MMC-HVDC 系统中广泛应用 NLC 调制和基于排序算法的电容均压控制策略。该方法下 MMC 开关频率及其损耗特性与 CPS-PWM 有显著区别。通常来说, NLC 调制下 MMC 子模块投切动作可以分为必要投切与附加投切两部分^[12]。其中必要投切为 MMC 各桥臂根据参考值输出交流电压而引起的子模块投入数量变化; 附加投切动作为必要投切之外为实现电容能量均衡而进行的子模块额外轮换。现有文献已经对 MMC 阀通态损耗和必要开关损耗进行了分析并建立了计算方法^[12-13]。但在排序均压控制下, MMC 开关频率与子模块投切选择逻辑、运行工况、电路元器件参数等因素密切相关, 其开关动作复杂且具有一定随机性, 通过理论计算求解附加开关损耗较为困难。

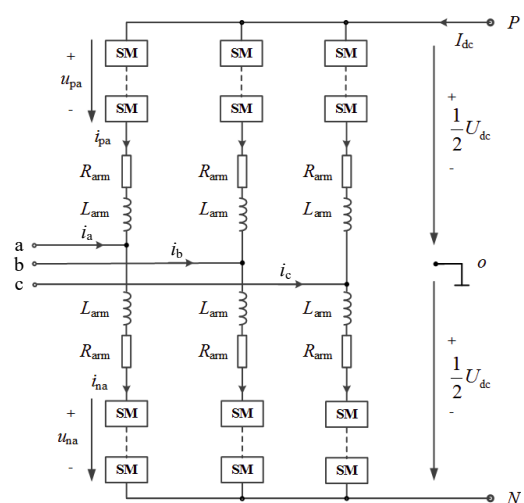
为解决上述问题, 实现最近电平逼近调制的高

压大容量 MMC 损耗定量计算, 文献[14-15]建立了以最大开关能量损耗与估算平均开关次数相累积的方法, 推算 MMC 换流阀开关损耗上限值作为系统可靠性分析的数据基础^[14-15]。该方式相对保守, 损耗计算值高于实际值, 对 MMC-HVDC 冷却系统设计和电路元器件参数选取引入较大误差并增加了系统硬件成本。另一种思路则是利用电磁暂态仿真获取 MMC 内部电压电流瞬时值和 IGBT 实时开关状态, 加上半导体器件结温修正, 实现换流阀损耗计算^[16]。这种方法精确度较高, 但本质上等同电磁暂态热仿真, 计算结果精度依赖于仿真模型精度, 且计算耗时较长, 难以应用于电平数很高的 MMC-HVDC 系统。因此, 如何实现 NLC 调制方式下 MMC 阀损耗精确评估仍是一个亟待解决的问题。

基于上述研究成果, 本文综合解析计算与仿真两种思路, 提出一种适用于高压大容量 MMC 换流阀的精确损耗计算方法, 能够实现 MMC 在最近电平逼近调制策略下的阀损耗定量分析并适用于各类型子模块拓扑和各类典型运行工况, 重点解决附加开关损耗难以精确计算的问题。基于实际 MMC-HVDC 工程参数搭建电磁暂态仿真模型, 与本文所提出方法进行对比验证。

1 MMC 拓扑及数学模型

典型的三相 MMC 拓扑结构如图 1 所示, 由三相六桥臂构成。每个桥臂由 N 个子模块和 1 个桥臂电感 L_{arm} 级联构成, R_{arm} 为桥臂等值电阻。子模块可采用 HBSM、FBSM、CDSM 等拓扑, 也可以混联构成混合型 MMC。图 1 中: U_{dc} 为直流母线电压; I_{dc} 为直流电流; i_i 为交流电流; u_{pi} 、 u_{ni} 分别为上下桥臂电压; i_{pi} 、 i_{ni} 分别为上下桥臂电流($i = a, b, c$)。



(a) MMC

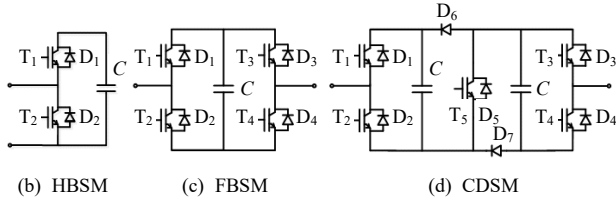


图1 MMC 电路拓扑
Fig.1 Topology of MMC

根据基尔霍夫电压定律，得到电压方程：

$$\begin{cases} u_{pi} = \frac{1}{2}U_{dc} - u_{io} - L_{arm} \frac{di_{pi}}{dt} - R_{arm} i_{pi} \\ u_{ni} = \frac{1}{2}U_{dc} + u_{io} - L_{arm} \frac{di_{ni}}{dt} - R_{arm} i_{ni} \end{cases} \quad (1)$$

式中 u_{io} 为 MMC 交流电压 ($i = a, b, c$)。

MMC 三相上下桥臂对称，可得电流方程：

$$\begin{cases} i_{pi} = -\frac{1}{2}i_i + \frac{1}{3}I_{dc} + i_{cir} \\ i_{ni} = \frac{1}{2}i_i + \frac{1}{3}I_{dc} + i_{cir} \end{cases} \quad (2)$$

式中 i_{cir} 为桥臂电流环流分量。

稳态运行时，以 A 相为例，不妨设交流电压与电流分别为

$$\begin{cases} u_{io} = \frac{1}{2}m \cdot U_{dc} \cos(\omega t + \theta_i) \\ i_i = I_{ac} \cos(\omega t + \varphi_i) \end{cases} \quad (3)$$

式中： m 为调制比； ω 为基频角频率； I_{ac} 为交流电流幅值； θ_i 、 φ_i 为电压、电流相角。

根据换流器交直流侧功率平衡，忽略换流阀损耗可得交直流电流关系：

$$I_{dc} = \frac{3}{4}m I_{ac} \cos(\varphi_i - \theta_i) \quad (4)$$

实际 MMC 换流站通常加入环流抑制^[17]，桥臂电流主要成分为直流分量与基频交流分量，可忽略式(2)中的环流分量 i_{cir} 。结合式(2)和(4)可得到桥臂电流解析式：

$$i_{ji} = \frac{m}{4} I_{ac} \cos(\varphi_i - \theta_i) \mp \frac{1}{2} I_{ac} \cos(\omega t + \varphi_i) \quad (5)$$

将式(3)代入桥臂电压方程，得到上、下桥臂导通子模块数为

$$n_{ref,ji} = \text{round} \left\{ \frac{U_{dc} [1 \mp m \cos(\omega t + \theta_i)]}{2U_{C,ave}} \right\} \quad (6)$$

式中： round 为取整函数； $U_{C,ave}$ 为子模块电容电压平均值，下标 $j = p, n$ 表示上下桥臂， $i = a, b, c$ 表示

相序。不考虑冗余模块，桥臂平均开关函数为

$$S_{ji} = \frac{1}{2} [1 \mp m \cos(\omega t + \theta_i)] \quad (7)$$

MMC 稳态运行时，子模块电容电压随桥臂电流充放电在额定值附近波动，可由下式表示：

$$U_{Cji}^x = \bar{U}_{Cji} + \frac{1}{C} \int S_{ji} \cdot i_{ji} dt \quad (8)$$

式中： $\bar{U}_{Cji} = U_{dc} / N$ 表示电容电压直流分量；上标 x 表示桥臂内第 x 个子模块。子模块电容电压解析式推导过程详见附录 A。

综上，计算 MMC 阀损耗所需的桥臂电流、平均开关函数、子模块电容电压(即开关管截止电压)等可由式(5)~(8)得到。

2 MMC 损耗特性

MMC-HVDC 换流站广义上包括换流阀、换流变压器、平波电抗器、交直流滤波器、控制与保护系统等。本文主要关注 MMC 换流阀的损耗特性。

2.1 MMC 阀损耗分布

根据实际工程中 MMC 结构，换流阀损耗可分为主电路元器件损耗和底层控制系统损耗，如图 2 所示。主电路元器件损耗与传统 VSC 等电力电子设备类似，包括功率半导体器件损耗、储能元件及线路阻抗损耗等。换流阀底层控制系统包括子模块控制及驱动电路、光纤通讯接口、测量单元等，利用子模块储能电容供电，近似于恒功率负载。

根据现有研究成果，可将上述 MMC 阀损耗分为静态损耗和动态损耗^[18]。其中动态损耗由 IGBT 开关损耗、二极管反向恢复损耗构成，其余为静态

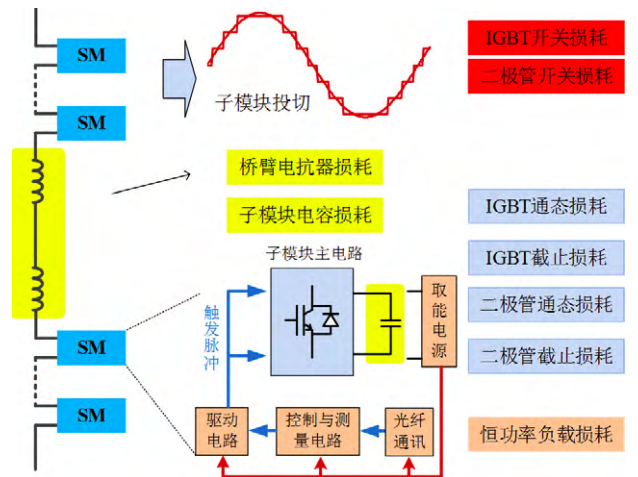


图2 MMC 阀损耗分布
Fig.2 The valve loss distribution of MMC

损耗。静态损耗主要与电路参数和换流器运行工况有关。动态损耗除半导体器件自身参数外，还受桥臂电流、电容电压和开关频率影响，尤其与调制策略和均压控制密切相关。

2.2 子模块损耗分布

MMC 在稳态运行且电路参数一致条件下，各桥臂各子模块具有相似的损耗特性。因此主要分析子模块内部的损耗分布。以 HBSM 为例，根据子模块投入/切除状态和开关管电流路径，子模块损耗分布有四种情况，如图 3 所示。其中恒功率负载 PSM 在子模块正常运行时维持不变。

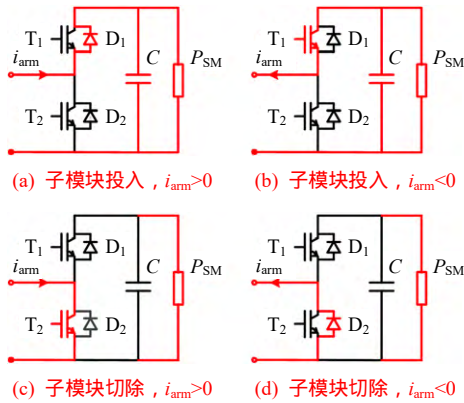


图 3 HBSM 损耗分布

Fig. 3 Loss distribution of HBSM

1) 当子模块保持投入状态时，若桥臂电流为正，电流流经二极管 D₁；若桥臂电流为负，电流流经 IGBT T₁。

$$\begin{cases} i_{T1} = i_{ji} \cdot (1 - S_{ji}) \\ i_{D1} = i_{ji} \cdot S_{ji} \end{cases} \quad (9)$$

2) 当子模块保持切除状态时，若桥臂电流为正，电流流经 IGBT T₂；若桥臂电流为负，电流流经二极管 D₂。

$$\begin{cases} i_{T2} = i_{ji} \cdot S_{ji} \\ i_{D2} = i_{ji} \cdot (1 - S_{ji}) \end{cases} \quad (10)$$

3) 当子模块工作状态由投入变为切除时，若电流为正，合计 1 次 IGBT 开通损耗和 1 次二极管反向恢复损耗；若电流为负，合计 1 次 IGBT 关断损耗和 1 次二极管导通损耗，后者相对很小可忽略。

$$\begin{cases} E_{sw} = E_{on} + E_{rec}, i_{arm} > 0 \\ E_{sw} = E_{off}, i_{arm} < 0 \end{cases} \quad (11)$$

式中： E_{sw} 为子模块开关能量； E_{on} 为 IGBT 开通能量； E_{off} 为关断能量； E_{rec} 为二极管反向恢复能量。

4) 当子模块工作状态由切除变为投入时，若

电流为正，合计 1 次 IGBT 关断损耗和 1 次二极管导通损耗；若电流为负，合计 1 次 IGBT 开通损耗和 1 次二极管反向恢复损耗。

$$\begin{cases} E_{sw} = E_{off}, i_{arm} > 0 \\ E_{sw} = E_{on} + E_{rec}, i_{arm} < 0 \end{cases} \quad (12)$$

FBSM 和 CDSM 的损耗特性可类似得到，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

| 拓扑 | 投切状态 | 电流为正 | 电流为负 |
|------|-------|--------------------------------|--------------------------------|
| HBSM | 切除 投入 | $E_{sw} = E_{off}$ | $E_{sw} = E_{on} + E_{rec}$ |
| | 投入 切除 | $E_{sw} = E_{on} + E_{rec}$ | $E_{sw} = E_{off}$ |
| FBSM | 切除 投入 | $E_{sw} = E_{off}$ | $E_{sw} = E_{on} + E_{rec}$ |
| | 切除 投入 | $E_{sw} = E_{off}$ | $E_{sw} = E_{on} + E_{rec}$ |
| CDSM | 投入 切除 | $E_{sw} = E_{on} + E_{rec}$ | $E_{sw} = E_{off}$ |
| | 切除 投入 | $E_{sw} = 2E_{off}$ | $E_{sw} = 2(E_{on} + E_{rec})$ |
| | 投入 投入 | $E_{sw} = E_{off}$ | $E_{sw} = E_{on} + E_{rec}$ |
| | 投入 切除 | $E_{sw} = E_{on} + E_{rec}$ | $E_{sw} = E_{off}$ |
| | 投入 切除 | $E_{sw} = 2(E_{on} + E_{rec})$ | $E_{sw} = 2E_{off}$ |
| | 投入 投入 | $E_{sw} = E_{on} + E_{rec}$ | $E_{sw} = E_{off}$ |

注：CDSM 中投入、投入 分别对应 CDSM 投入一个电容和两个电容状态。

3 静态损耗计算

根据 MMC 损耗分布特性，分别从开关器件通态损耗、截止损耗、储能元件损耗、恒功率负载损耗 4 方面进行计算。

3.1 开关器件通态损耗

根据 IGBT 和二极管厂商提供参数，可得通态损耗解析公式^[11]：

$$\begin{cases} P_{Tcond}(i_{CE}) = i_{CE}U_{CE0} + i_{CE}^2r_{CE} \\ P_{Dcond}(i_f) = i_fU_{f0} + i_f^2r_f \end{cases} \quad (13)$$

式中： P_{Tcond} 、 P_{Dcond} 分别为 IGBT 和反并联二极管的通态损耗； i_{CE} 、 i_f 分别为流经 IGBT 和反并联二极管的电流； U_{CE0} 、 U_{f0} 分别为 IGBT 的通态压降； r_{CE} 、 r_f 分别为 IGBT 和反并联二极管的通态电阻。其中，通态压降和通态电阻均随着器件结温的变化而变化， U_{CE0} 、 U_{f0} 、 r_{CE} 、 r_f 均可以通过线性插值法得到^[12]。

将开关器件等效电流式(9)、(10)代入式(13)，即可得到半桥型 MMC(half bridge MMC, HBMMC) 和全桥型 MMC(full bridge MMC, FBMMC) 的开关器件通态损耗：

$$P_{cond_HBMMC} = 6N(P_{T1cond} + P_{D1cond} + P_{T2cond} + P_{D2cond}) \quad (14)$$

$$P_{\text{cond_FBMMC}} = 6N \left(\sum_{i=1}^4 P_{\text{Ti cond}} + \sum_{i=1}^4 P_{\text{Di cond}} \right) \quad (15)$$

值得注意的是, CDSM 在正常工作状态下, 开关管 T_5 处于持续导通状态, 因此其通态损耗电流 i_{CE} 由桥臂电流式(5)得到。箝位双子模块型 MMC (CDMMC)通态损耗计算式为

$$P_{\text{cond_CDMMC}} = 6N \left(\sum_{i=1}^5 P_{\text{Ti cond}} + \sum_{i=1}^7 P_{\text{Di cond}} \right) \quad (16)$$

3.2 开关器件截止损耗

根据文献[16], IGBT 和二极管的截止损耗由截止电压和截止电阻计算, 如式(17)所示。

$$\begin{cases} P_{\text{Toff}} = \frac{U_{\text{CE}}^2}{R_{\text{Toff}}} \\ P_{\text{Doff}} = \frac{U_{\text{D}}^2}{R_{\text{Doff}}} \end{cases} \quad (17)$$

式中: P_{Toff} 、 P_{Doff} 分别为 IGBT 和二极管的截止损耗; R_{Toff} 、 R_{Doff} 分别为 IGBT 和二极管的正向截止电阻, 由厂商数据手册提供; U_{CE} 、 U_{D} 分别为 IGBT 和二极管的正向截止电压, 即为子模块电容电压, 可由式(8)计算。

MMC 在稳态运行时, 可近似认为子模块电容电压相等, 则各个子模块内半导体器件具有近似相等的截止损耗。稳态工作时, 单个子模块的截止损耗组合如表 2 所示。

表 2 子模块截止损耗组合

Tab. 2 Number of blocked devices in SM

| 子模块拓扑 | 截止损耗 |
|-------|--|
| HBMSM | $P_{\text{off}} = P_{\text{Toff}} + P_{\text{Doff}}$ |
| FBSM | $P_{\text{off}} = 2P_{\text{Toff}} + 2P_{\text{Doff}}$ |
| CDSM | $P_{\text{off}} = 2P_{\text{Toff}} + 4P_{\text{Doff}}$ |

因此, MMC 截止损耗可如下计算。其中 $P_{\text{off_HMMC}}$ 、 $P_{\text{off_FBMMC}}$ 、 $P_{\text{off_CDMMC}}$ 分别为半桥型、全桥型、箝位双子模块型 MMC 的截止损耗。

$$P_{\text{off_HBMMC}} = 6N(P_{\text{Toff}} + P_{\text{Doff}}) \quad (18)$$

类似地, FBMMC 截止损耗计算式为

$$P_{\text{off_FBMMC}} = 12N(P_{\text{Toff}} + P_{\text{Doff}}) \quad (19)$$

箝位双子模块型 MMC 截止损耗计算式为

$$P_{\text{off_CDMMC}} = 12N(P_{\text{Toff}} + 2P_{\text{Doff}}) \quad (20)$$

3.3 储能元件损耗

子模块直流电容等效模型由理想电容 C 、等效串联电阻 ESR 和等效串联电感 ESL 串联组成,

如图 4 所示。

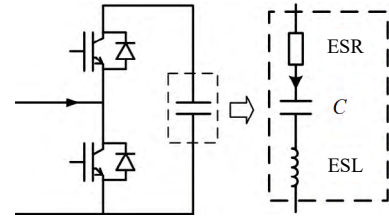


图 4 直流电容等效模型

Fig. 4 The equivalent model of capacitance

根据文献[19], 电容在各次谐波电流下的运行损耗为

$$P_C = \sum_{h=1} I_{\text{ch}}^2 \cdot \text{ESR}(f_h) \quad (21)$$

式中: I_{ch} 为 h 次谐波电流的有效值; $\text{ESR}(f_h)$ 为电容在 h 次谐波电流下的等效串联电阻值, 由电容制造厂商提供。

桥臂电抗器损耗包括铜损和铁损。在启动环流抑制时, MMC 桥臂电流主要包含基频分量和直流分量, 可忽略谐波电流和高频趋肤效应。因此, 桥臂电抗器主要损耗为铜损, 可以由桥臂电流与电感的等效电阻求得。

$$P_L = P_{\text{Cu}} = \sum_{j=p,n,i=a,b,c} i_{ji}^2 \cdot R_{\text{Larm}} \quad (22)$$

式中: P_L 为桥臂电抗器损耗; P_{Cu} 为电抗器铜损; i_{ji} 为桥臂电流, 其中 $j=p, n$ 表示上、下桥臂, $i=a, b, c$ 表示 MMC 的三相桥臂; R_{Larm} 为桥臂电抗器等效电阻。

综上, MMC 储能元件损耗表示为

$$P_{\text{LC}} = 6P_L + 6NP_C \quad (23)$$

3.4 恒功率负载损耗

MMC 子模块控制及驱动电路、光纤收发器以及测量单元均通过取能电源自直流储能电容供电。实际工程中, 这部分功耗通常近似于恒功率负载, 通常由厂家测量标定。以鲁西柔直工程广西侧 MMC 换流站为例, 单个子模块恒功率负载约为 40W。由于子模块数量庞大, 其损耗累积不可忽略。

$$P_{\text{const}} = 6NP_{\text{SM}} \quad (24)$$

4 动态损耗计算

在 NLC 调制作用下, MMC 子模块投切包括:

1) 参考电压变化引起的导通模块数变化, 称作必要投切动作; 2) 排序均压导致的子模块状态轮换, 称作附加投切动作。在排序均压控制下, MMC 子

模块投切频率和投切时机均不确定，如何用解析方法提取投切动作时刻的瞬时电流，并计算各控制周期内投切动作次数是 MMC 阀损耗评估的难点。

4.1 NLC 开关频率计算

为准确评估 MMC 开关损耗，需准确计算其开关频率。各类均压算法对子模块选择机制不同，使得 MMC 平均开关频率有很大差异。

根据文献[20]，若仅考虑 MMC 必要投切动作带来的开关频率，而不计算附加投切次数，可得到 MMC 开关频率下限值：

$$f_{sw,min} = \frac{f_0}{N} \cdot \left\{ \left[\frac{(1+m)U_{dc}}{2U_{C,ave}} \right] - \left[\frac{(1-m)U_{dc}}{2U_{C,ave}} \right] \right\} \quad (25)$$

式中： m 为调制比； $[\cdot]$ 表示最近取整函数。

相反，若 MMC 在相邻控制周期内尽可能多轮换子模块状态，则可取到开关频率上限值：

$$f_{sw,max} = \frac{f_s}{N} \sum_{k=1}^{f_0} n_{ref}(t_k) \quad (26)$$

考虑 MMC 实际运行工况对开关频率的影响。由于 MMC-HVDC 系统主要运行于单位功率因数，有功功率与桥臂电流有效值近似成线性关系。电容电压在单个控制周期内的增量为

$$\Delta U_{Cji}^x = \frac{1}{C} \int_t^{t+T_s} S_{ji} \cdot i_{ji} dt \quad (27)$$

桥臂电流充放电导致的电容电压序列变化与传输功率正相关，可采用插值方法求得 MMC 传输功率与开关频率的关系。

$$f_p = f_{ref} + \frac{f_{sw,max} - f_{sw,min}}{P_{max} - P_{min}} \cdot (P - P_{min}) \quad (28)$$

式中 f_p 为瞬时功率 P 对应的开关频率 $f_{sw,max}$ 、 $f_{sw,min}$ 分别为开关频率上限值和开关频率下限值； P_{max} 、 P_{min} 分别为开关频率取上限值和下限值时对应的极限功率； f_{ref} 为参考频率由均压算法决定。实际系统中，开关频率上下限值所对应的特殊工况很难实现，因此还需根据离线仿真提取 MMC 在典型工况下的开关频率，对插值参数进行修正。

以云南鲁西柔直工程广西换流站为基础建立 PSCAD 仿真模型，仿真参数如表 3 所示。选取传统排序均压算法、文献[20]低开关频率均压方法 (LSF1)和文献[21]均压方法(LSF2)，得到 3 类均压方法下的开关频率拟合曲线，如图 5 所示。

如图 5 所示，传统排序均压方法下开关频率趋

表 3 换流站仿真参数

Tab. 3 Parameters of the simulated MMC

| 参数 | 数值 | 参数 | 数值 |
|-----------|---------|-----------|-----|
| 额定容量/MVA | 1000 | 每桥臂总模块数 | 480 |
| 额定直流电压/kV | ±350 | 每桥臂冗余模块数 | 40 |
| 网侧额定电压/kV | 525 | 桥臂电感 L/mH | 115 |
| 阀侧额定电压/kV | 375 | 模块电容 C/mF | 12 |
| 换流变压器变比 | 525/375 | 控制频率/kHz | 10 |

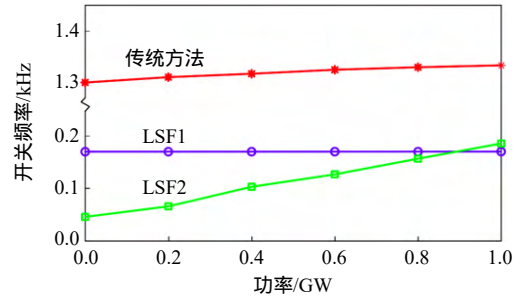


图 5 开关频率拟合曲线

Fig. 5 The fitting curve of switching frequency

近于理论上限值；LSF1 方法开关频率近乎定值介于理论上下限值之间；LSF2 方法开关频率在空载条件下接近理论下限值，但随传输功率升高而增大。因此现有方法中，以 MMC 估算平均开关频率求解开关损耗的方法具有很大误差，无法真实反映 MMC 开关损耗特性。

4.2 必要开关损耗

MMC 桥臂内必要投切动作导致的开关损耗可以通过子模块单次开关能量与必要投切次数累积求得，即：

$$P_{sw,ess_arm} = f_0 \cdot \sum_{k=1}^{f_s} (E_{sw}(i(t_k)) \cdot n_{sw,ess}(t_k)) \quad (29)$$

式中： P_{sw,ess_arm} 为 MMC 桥臂的必要开关损耗； f_0 为基波频率； f_s 为阀控系统控制频率； E_{sw} 为单个子模块投切动作的开关能量； $i(t_k)$ 为动作时刻 t_k 对应的瞬时电流。其中，子模块必要投切数 $n_{sw,ess}$ 可如下计算：

$$n_{sw,ess}(t_k) = |\Delta n_{ref}(t_k)| \quad (30)$$

当桥臂参考电压变化引起投入子模块数增大或减小时，子模块开关能量组合 E_{sw} 可根据表 1 查询得到。IGBT 和二极管开关能量已有文献详细阐述^[12]，多项式拟合计算式如下。

$$E_{dev} = a_2 i^2 + a_1 |i| + a_0 \quad (31)$$

式中： E_{dev} 可分别代表 IGBT 开通能量 E_{on} ；IGBT 关断能量 E_{off} ；二极管反向恢复能量 E_{rec} ； a_0 、 a_1 和

a_2 分别为 IGBT 和二极开关能量多项式拟合系数。以 Infineon FZ1200R33HE3 型 IGBT 为例, 查阅厂商数据手册可得拟合所需参数, 如表 4 所示。

表 4 开关能量拟合参数

Tab. 4 Parameters of switching energy calculation

| 开关能量/mJ | a_2 | a_1 | a_0 |
|----------------|--------------------------|--------|----------|
| E_{on_125} | 8.3436×10^{-4} | 0.1771 | 507.1966 |
| E_{on_150} | 1.1001×10^{-3} | 0.0023 | 586.3481 |
| E_{off_125} | 1.3411×10^{-4} | 1.2458 | 122.6001 |
| E_{off_150} | 1.0879×10^{-4} | 1.3761 | 148.5985 |
| E_{rec_125} | -2.5350×10^{-4} | 1.0873 | 309.6171 |
| E_{rec_150} | -2.9379×10^{-4} | 1.2473 | 419.0136 |

根据结温反馈及电压调节系数, 对开关损耗式(31)进行修正。

$$\left\{ \begin{array}{l} E_{dev} = K_V [E_{dev_125} + (E_{dev_150} - E_{dev_125}) \cdot \frac{T - 125}{150 - 125}] \\ K_V = \frac{U_{C,ave}}{U_{CE_ref}} \end{array} \right. \quad (32)$$

式中: K_V 为电压调节系数; U_{CE_ref} 和 $U_{C,ave}$ 分别为参考截止电压和子模块电容电压, 分别由器件数据手册中提供和式(8)计算得出, E_{dev_125} 和 E_{dev_150} 为由式(31)和表 4 计算得到的开关器件在 125 和 150 情况下的开关能量。

为计算投切时刻桥臂电流瞬时值, 现有文献通过对桥臂电压参考值阶梯波求解反三角函数, 从而提取电平变化时刻和瞬时电流值^[13]。然而, 实际 MMC-HVDC 工程中, 桥臂子模块数往往高于工频周期内换流阀控制采样点数。以鲁西柔直工程为例, 桥臂子模块数为 468 个, 阀控系统控制频率为 10kHz, 每个工频周期内控制采样点为 200 个。因此, $N+1$ 个电平并不能逐一输出, 而受到控制频率限制, 如图 6 所示。

由图 6 得到各基频周期内的子模块投切时刻:

$$t_k = \frac{k}{f_s}, \quad k = 1, 2, \dots, \frac{f_0}{f_s} \quad (33)$$

将投切时刻代入桥臂电流式(5), 即可得到投切时刻电流瞬时值 $i(t_k)$ 。将投切时刻代入桥臂导通模块数式(6), 得到相邻周期必要投切子模块数:

$$n_{sw,ess}(t_k) = |n_{ref}(t_k) - n_{ref}(t_{k-1})| \quad (34)$$

综上 根据表 1 分别代入 HBSM、FBSM 和 CDSM 开关能量组合, MMC 必要投切损耗可表示为

$$P_{sw,ess_MMC} = 6P_{sw,ess_arm} \quad (35)$$

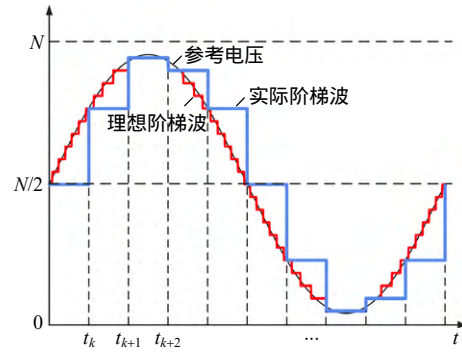


图 6 桥臂子模块投切时刻

Fig. 6 Switching moment of SMs of bridge arm

4.3 附加开关损耗计算

附加开关损耗同样采用子模块单次开关能量与附加投切次数累积的方式进行计算。

$$P_{sw,ext_arm} = f_0 \cdot \sum_{k=1}^{\frac{f_0}{f_s}} (E_{sw,ext}(i(t_k)) \cdot n_{sw,ext}(t_k)) \quad (36)$$

式中 $n_{sw,ext}(t_k)$ 表示在该控制周期内除了必要投切外, 发生状态交换的子模块数。

如图 7 所示, 在离散控制系统中附加投切子模块与必要投切子模块动作时刻相同, 故可采用相同的桥臂电流瞬时值计算方法。与子模块必要投切不同, 附加投切表现为相同数量、不同投切状态的子模块发生交换。因此, MMC 开关频率也可表示为

$$f_p = \frac{f_0}{2N} \sum_{k=1}^{\frac{f_0}{f_s}} (2n_{sw,ext}(t_k) + |\Delta n_{ref}(t_k)|) \quad (37)$$

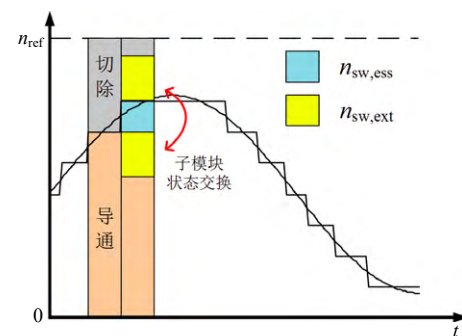


图 7 必要投切动作和附加开关动作

Fig. 7 The essential and extra switching actions

将工频周期内的开关动作均匀分布, 可近似得到子模块轮换数:

$$n_{sw,ext}(t_k) = N \cdot \frac{f_p}{f_s} - \frac{|\Delta n_{ref}(t_k)|}{2} \quad (38)$$

由电路拓扑分析可得, 2 个 HBSM 投切状态发生互换时, 开关能量 $E_{sw,ext}$ 为

$$E_{sw,ext} = E_{on} + E_{off} + E_{rec} \quad (39)$$

FBSM 和 CDSM 的附加开关能量可类似得到，如表 5 所示。

表 5 附加投切开关能量组合

Tab. 5 The extra switching energy combination

| 子模块状态 | 附加开关能量 |
|-------|--|
| HBSM | $E_{sw} = E_{on} + E_{off} + E_{rec}$ |
| FBSM | $E_{sw} = E_{on} + E_{off} + E_{rec}$ |
| CDSM | $E_{sw} = 2E_{on} + 2E_{off} + 2E_{rec}$ |

将表 5 中子模块开关能量组合代入桥臂附加损耗计算式(35)，MMC 总附加开关损耗可表示为

$$P_{sw,ext_MMC} = 6P_{sw,ext_arm} \quad (40)$$

5 仿真验证

为验证所提出的 MMC 阀损耗计算方法，基于云南鲁西 ±350kV/1000MW 直流工程实际参数，在 PSCAD/EMTDC 仿真软件中搭建了 MMC 电磁暂态仿真模型，在 Matlab 软件中编程实现本文所提出的损耗计算模型。损耗计算模型包含静态损耗计算模型和动态损耗模型两部分，详细仿真参数如表 3 所示。

首先分别对 HBMMC、FBMMC、CDMMC 三类典型拓扑，对比额定工况下计算值与仿真值，验证所提出方法的正确性和计算精度。分别采用 3 种均压控制方法，对比本文提出的损耗计算方法与仿真结果；最后，对不同运行工况下的 MMC 损耗计算结果进行分析验证。

5.1 子模块静态损耗分布

MMC 均以整流状态运行于额定功率 1000MW，功率因数为 1；所有子模块均只输出正电平和零电平；分析 HBSM、FBSM、CDSM 的损耗分布特性。为保证输出电平数相等，HBMMC 与 FBMMC 桥臂模块数为 $N=468$ ，CDMMC 桥臂模块数为 $N/2=234$ 。3 种拓扑构成的 MMC 子模块中各开关器件的瞬时通态损耗如图 8—10 所示。

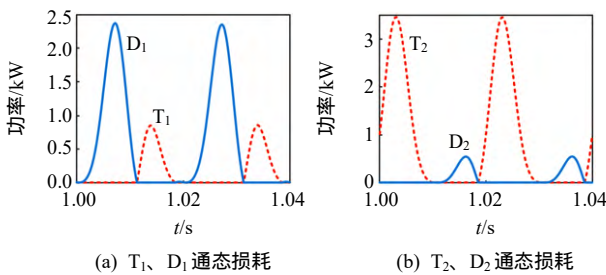


图 8 HBSM 中各开关器件瞬时通态损耗
Fig. 8 The transient on-state loss of HBSM

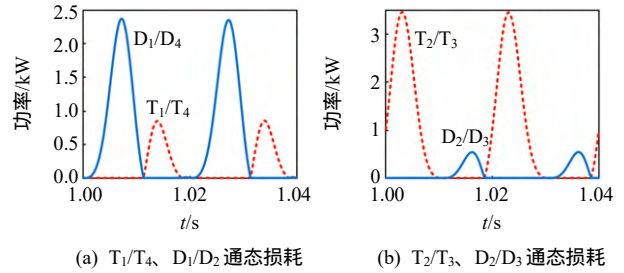


图 9 FBSM 瞬时通态损耗
Fig. 9 The transient on-state loss of FBSM

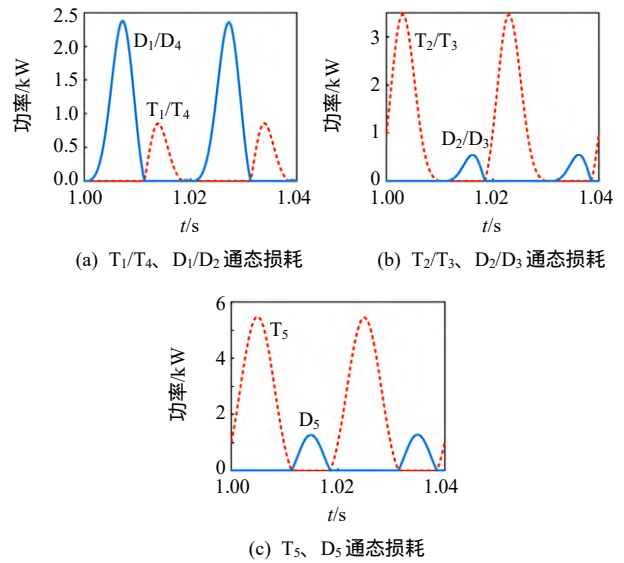


图 10 箝位双子模块瞬时导通损耗
Fig. 10 The transient on-state loss of CDSM

HBSM 瞬时通态损耗如图 8 所示，红色曲线代表子模块 T_1 、 T_2 的瞬时通态损耗，蓝色曲线代表子模块 D_1 、 D_2 的瞬时通态损耗。子模块中各 IGBT 和二极管的通态损耗波形与电流半波相似，损耗分布由电流方向与开关函数决定。在额定有功功率下，MMC 桥臂电流中含有直流分量，导致各开关器件中的通态损耗分布不均。其中， D_1 和 T_2 通态损耗峰值约为 2.4 和 3.5kW，而 T_1 和 D_2 约为 0.85 和 0.55kW。

FBSM 瞬时通态损耗如图 9 所示。在相同运行工况下，FBSM 的开关器件通态损耗与 HBSM 基本相同，但由于电路拓扑的区别，FBSM 中 $T_1(D_1)$ 和 $T_4(D_4)$ 、 $T_2(D_2)$ 和 $T_3(D_3)$ 分别具有相同的通态损耗特性。因此 FBSM 的通态损耗为 HBSM 的 2 倍，验证了 3.1 节的分析结果。

CDSM 瞬时通态损耗如图 10 所示。CDSM 拓扑可视作由 2 个 HBSM 串联构成，因此其开关器件 $T_1(D_1)$ — $T_4(D_4)$ 的通态损耗与图 8 完全相同。但由于 $T_5(D_5)$ 处于持续导通状态，其通态损耗峰值约为

5.5 与 1.3kW, 显著高于其他开关器件, 与 3.1 节理论分析相吻合。

3 类子模块的截止损耗瞬时波形如图 11 所示。与通态损耗类似, FBSM 截止损耗也是 HBSM 的 2 倍, 而 CDSM 中二极管 D₆、D₇ 保持截止状态, 因此其截止损耗也相对较高。三类子模块的截止损耗均远小于通态损耗。上述仿真结果, 验证了各类 MMC 拓扑损耗分布特性的正确性。

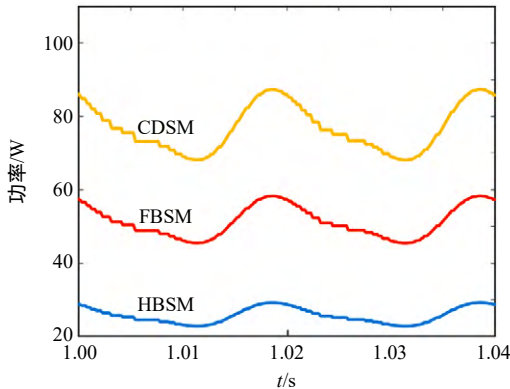


图 11 截止损耗
Fig. 11 The cut-off loss

5.2 MMC 阀损耗计算精度分析

为验证本文所提出的损耗计算方法的精度, 在额定运行条件下, 分别对 3 种拓扑 MMC 阀损耗的仿真结果、本文方法和文献[12]损耗计算方法进行对比验证。MMC 采用 LSF2 均压控制方法。对比结果如图 12、13 所示。

HBMMC 损耗计算结果如图 12 所示。通态损耗和截止损耗方面, 本文所提出方法与现有方法基本一致, 均与仿真结果相吻合。开关损耗方面, 两种方法存在较大差异。HBMMC 中 T₁、T₂、D₁、D₂ 四组开关器件, 本文方法计算所得开关损耗分别为 359、826、242、166kW, 换流阀总开关损耗为

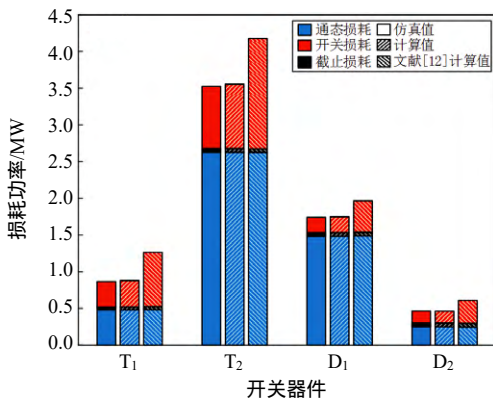


图 12 HBSM 开关器件损耗分布
Fig. 12 Switching device loss distribution of HBSM

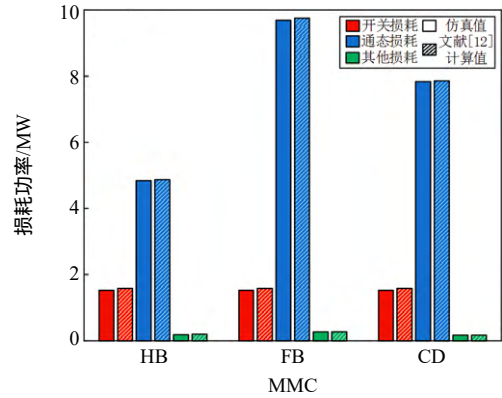


图 13 额定功率下 3 种拓扑 MMC 阀损耗

Fig. 13 Losses of three MMCs under rated power

1593kW; 与仿真结果相比, 误差分别为 2.3%、3.9%、3.8%、0.6%, 总开关损耗误差约为 3.2%。误差来源于, 为满足 MMC 可靠性分析需求, 开关损耗计算相对保守, 选择了相邻控制周期中桥臂电流瞬时值较大者进行计算, 以避免子模块切换时刻滞后于电流采样点可能带来的损耗降低。图 12 中, 现有方法计算的开关损耗显著高于仿真结果, 这是由于其选取了桥臂电流峰值计算半导体器件开关能量, 并与平均电流相乘得到开关损耗。这种方法尽管降低了计算复杂度, 但误差较大。

3 种拓扑 MMC 的损耗计算结果如图 13 所示。与仿真结果相比, 计算值通态损耗和截止损耗误差低于 1%, 开关损耗最大误差为 3.1%。HBMMC 和 FBMMC 的开关损耗基本相等, 通态损耗之比约为 1:2, 与理论分析相吻合。CDMMC 开关损耗与 HBMMC 基本相等, 但静态损耗(通态损耗+其他损耗)比后者高约 60%。3 类 MMC 拓扑的详细损耗分布见表 6。

表 6 MMC 阀损耗构成及损耗率

Tab. 6 MMC valve loss composition and loss rate

| 损耗类型 | HBMMC | FBMMC | CDMMC |
|------------|-------|-------|-------|
| 截止损耗/kW | 72 | 144 | 108 |
| 通态损耗/kW | 4833 | 9665 | 7817 |
| 开关损耗/kW | 1544 | 1544 | 1544 |
| 储能电容损耗/kW | 1.4 | 1.4 | 1.4 |
| 桥臂电感损耗/kW | 11 | 11 | 11 |
| 恒功率负载损耗/kW | 112 | 112 | 56 |
| 总损耗率/% | 0.67 | 1.15 | 0.95 |

注: 电容及电感损耗参见文献[22]。

5.3 不同控制策略和运行工况下的损耗计算

为了验证本文提出的 MMC 损耗计算方法精度, 对不同控制策略和运行工况下的 MMC 损耗进行仿真对比验证。选取文献[20]均压算法 LSF1、文

献[21]均压方法 LSF2 和传统排序均压方法, 分别进行电磁暂态仿真和数值计算, 基于仿真结果对比验证本文所提计算方法与现有计算方法^[12]的计算精度。其中, 换流器拓扑为 HBMMC, 系统运行于单位功率因数, 有功功率由空载逐渐升高至额定功率。仿真及计算结果如图 14—16 所示。

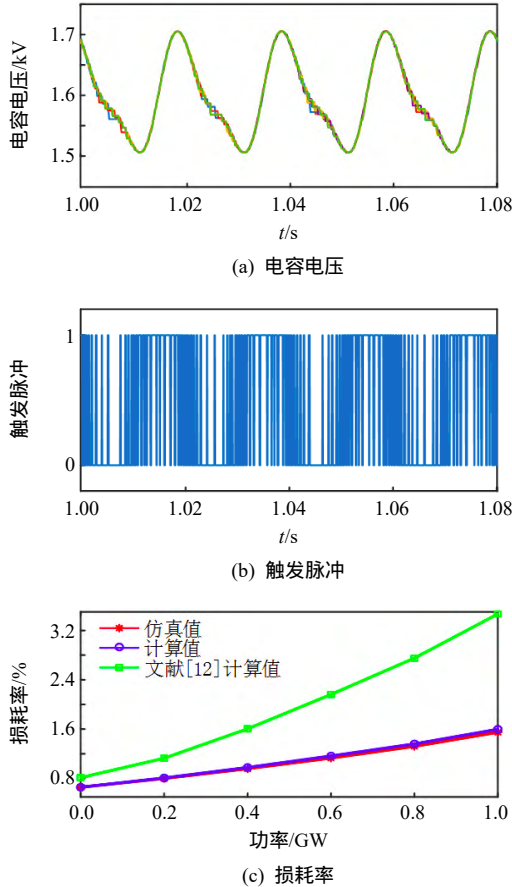


图 14 传统均压策略仿真及计算结果

Fig. 14 Simulation results of the conventional strategy

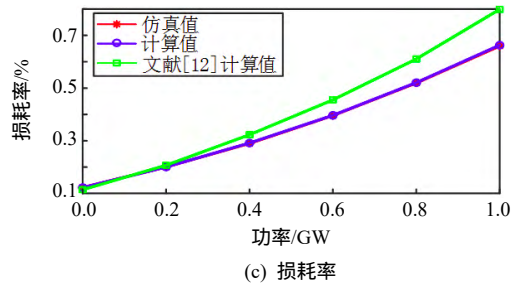
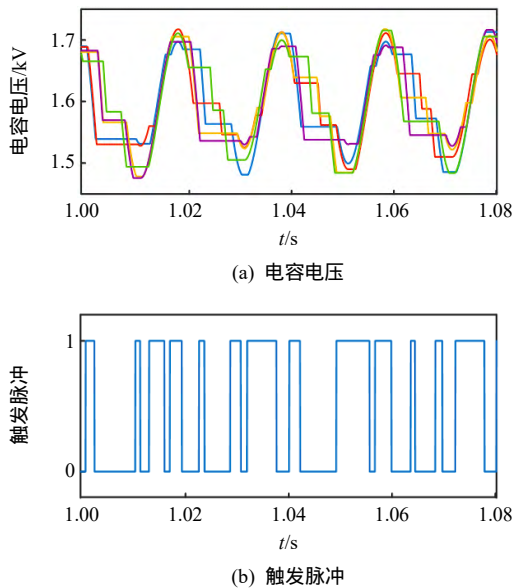


图 15 LSF1 均压策略仿真及计算结果

Fig. 15 Simulation results of the LSF1 strategy

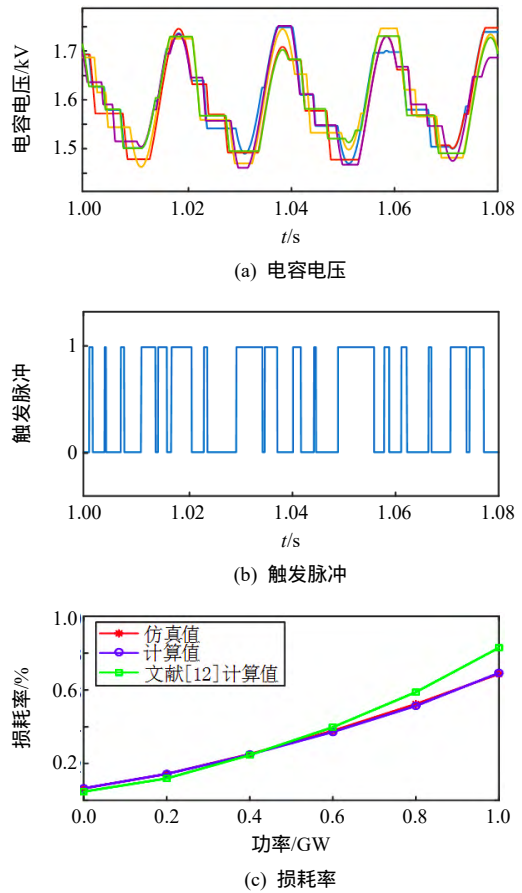


图 16 LSF2 均压策略仿真及计算结果

Fig. 16 Simulation results of the LSF2 strategy

传统排序均压方法, MMC 在额定功率条件下 A 相上桥臂电容电压如图 14(a)所示。电容电压均衡控制效果良好, 但子模块投切动作频繁, 导致了较大的开关损耗, 如图 14(b)所示。传统均压方法额定功率下阀损耗率高达 1.54%。当 MMC 有功功率从空载到额定值逐渐增大时, 损耗率随之升高, 如图 14(c)所示。该过程中损耗率仿真值为 0.65%~1.54%, 计算值为 0.66%~1.54%, 最大计算误差约为 3.2%, 明显低于现有计算方法。

相比之下, LSF1 和 LSF2 方法下 MMC 电容电压均衡控制效果相对较差, 但阀损耗显著降低, 最

大损耗率从传统均压方法的约 1.54%降低至约 0.68%。其中, LSF1 方法开关频率固定, 因此阀损耗率相对受功率变化影响较小; LSF2 方法根据 MMC 传输功率实时调整换流模块数, 阀损耗与系统功率密切相关, 在轻载条件下损耗相对更低, 如图 15(c)和 16(c)所示。2 种控制策略下, 本文方法计算值与仿真结果均吻合良好, 精度比现有方法有明显改善。

仿真结果显示, 本文所提出的 MMC 阀损耗计算方法, 适用于 HBSM、FBSM 和 CDSM 等多种拓扑结构; 在不同均压控制策略和运行工况下, 计算结果均与仿真结果基本一致。

6 结论

高压大容量 MMC-HVDC 系统通常采用 NLC 调制与排序均压控制, 其损耗特性复杂且计算困难, 对 MMC 参数设计和可靠性分析等带来不利影响。本文通过详细分析 HBSM、FBSM、CDSM 等 3 类 MMC 子模块拓扑的损耗分布特性, 提出了一种换流阀损耗精确计算方法; 结合解析计算和插值拟合曲线, 解决了现有方法无法准确计算 NLC 调制下附加开关损耗的问题。通过与现有方法以及电磁暂态仿真结果对比验证, 结果表明, 所提出方法适用于上述 3 类 MMC 拓扑结构, 能够在多种均压策略及不同运行工况下准确计算 MMC 阀损耗。

参考文献

- [1] Marquardt R . Modular multilevel converter : an universal concept for HVDC-Networks and extended DC-bus-applications[C]//Proceedings of 2010 International Power Electronics Conference . Sapporo , Japan : Institute of Electrical and Electronics Engineers , 2010 : 502-507 .
- [2] 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 .
- [3] Xu Jianzhong , Gole A M , Zhao Chengyong . The use of averaged-value model of modular multilevel converter in DC grid[J] .IEEE Transactions on Power Delivery , 2015 , 30(2) : 519-528 .
- [4] Kouro S , Malinowski M , Gopakumar K , et al . Recent advances and industrial applications of multilevel converters[J] . IEEE Transactions on Industrial Electronics , 2010 , 57(8) : 2553-2580 .
- [5] Debnath S , Qin Jiangchao , 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 .
- [6] 潘武略, 徐政, 张静, 等. 电压源换流器型直流输电换流器损耗分析[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21) : 7-14 .
Pan Wulue , Xu Zheng , Zhang Jing , et al . Dissipation analysis of VSC-HVDC converter[J] . Proceedings of the CSEE , 2008 , 28(21) : 7-14(in Chinese) .
- [7] 饶宏, 李建国, 宋强, 等. 模块化多电平换流器直流输电系统损耗的计算方法及其损耗特性分析[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(6) : 101-106 .
Rao Hong , Li Jianguo , Song Qiang , et al . Loss calculation method and characteristics analysis for MMC-HVDC system[J] . Electric Power Automation Equipment , 2014 , 34(6) : 101-106(in Chinese) .
- [8] 王海田, 汤广福, 贺之渊, 等. 模块化多电平换流器的损耗计算[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(2) : 112-118 .
Wang Haitian , Tang Guangfu , He Zhiyuan , et al . Power losses calculation of modular multilevel converter[J] . Automation of Electric Power Systems , 2015 , 39(2) : 112-118(in Chinese) .
- [9] 李强, 庞辉, 贺之渊. 模块化多电平换流器损耗与结温的解析计算方法[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(4) : 85-91 .
Li Qiang , Pang Hui , He Zhiyuan . Analytic calculating method for loss and junction temperature of modular multilevel converter[J] . Automation of Electric Power Systems , 2016 , 40(4) : 85-91(in Chinese) .
- [10] Tu Qingrui , Xu Zheng . Power losses evaluation for modular multilevel converter with junction temperature feedback[C]//Proceedings of 2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting . Detroit , USA : IEEE , 2011 : 1-7 .
- [11] 王希平, 李志刚, 姚芳. 模块化多电平换流阀 IGBT 器件功率损耗计算与结温探测[J]. 电工技术学报, 2019, 34(8) : 1636-1646 .
Wang Xiping , Li Zhigang , Yao Fang . Power loss calculation and junction temperature detection of IGBT devices for modular multilevel valve[J] . Transactions of China Electrotechnical Society , 2019 , 34(8) : 1636-1646(in Chinese) .
- [12] Zhang Zheren , Xu Zheng , Xue Yinglin . Valve losses evaluation based on piecewise analytical method for MMC-HVDC links[J] . IEEE Transactions on Power Delivery , 2014 , 29(3) : 1354-1362 .
- [13] Wang Zhongxu , Wang Huai , Zhang Yi , et al . An analytical essential switching loss estimation method for modular multilevel converters with nearest level modulation[C]// Proceedings of the 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society . Beijing , China : IEEE ,

2017 : 762-767 .

- [14] 薛英林, 徐政, 张哲任, 等. 采用不同子模块的 MMC-HVDC 阀损耗通用计算方法[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(1) : 20-29 .

Xue Yinglin, Xu Zheng, Zhang Zheren, et al. General method of valve loss calculation for MMC-HVDC with different submodules[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(1) : 20-29(in Chinese) .

- [15] 周莹坤, 齐磊, 姜舒婷, 等. 采用最近电平控制的模块化多电平换流器损耗一致性分析[J]. 电网技术, 2015, 39(9) : 2490-2497 .

Zhou Yingkun, Qi Lei, Jiang Shuting, et al. Loss consistency analysis of modular multi-level converter using nearest level control[J]. Power System Technology, 2015, 39(9) : 2490-2497(in Chinese) .

- [16] 李程昊, 谢竹君, 林卫星, 等. 中高频模块化多电平换流器阀损耗的精确计算方法与分析平台[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(17) : 4361-4370 .

Li Chenghao, Xie Zhujun, Lin Weixing, et al. Accurate valve loss calculation method and analyzing platform for medium and high-frequency MMC[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(17) : 4361-4370(in Chinese) .

- [17] 张静, 郝亮亮, 黄银华, 等. 基于叠加逼近调制的模块化多电平换流器谐波环流抑制策略[J]. 电网技术, 2017, 41(11) : 3539-3546 .

Zhang Jing, Hao Liangliang, Huang Yinhua, et al. Circulating harmonic suppressing strategy for MMC based on superimposed approach modulation[J]. Power System Technology, 2017, 41(11) : 3539-3546(in Chinese) .

- [18] 屠卿瑞, 徐政. 基于结温反馈方法的模块化多电平换流器型高压直流输电阀损耗评估[J]. 高电压技术, 2012, 38(6) : 1506-1512 .

Tu Qingrui, Xu Zheng. Dissipation analysis of MMC-HVDC based on junction temperature feedback method[J]. High Voltage Engineering, 2012, 38(6) : 1506-1512(in Chinese) .

- [19] Yang Yongheng, Ma Ke, Wang Huai, et al. Instantaneous thermal modeling of the DC-link capacitor in PhotoVoltaic systems[C]//Proceedings of 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Charlotte : IEEE, 2015, USA, 2015 : 2733-2739 .

- [20] Li Zixin, Gao Fanqiang, Xu Fei, et al. Power module capacitor voltage balancing method for a $\pm 350\text{kV}/1000\text{MW}$ modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(6) : 3977-3984 .

- [21] 罗永捷, 李耀华, 李子欣, 等. 适用于高压大容量 MMC-HVDC 系统的改进低开关频率均压控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(5) : 1341-1350 .

Luo Yongjie, Li Yaohua, Li Zixin, et al. An improved

reduced switching frequency voltage balancing control strategy for bulk power MMC-HVDC systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(5) : 1341-1350(in Chinese) .

- [22] Zhang Yi, Wang Huai, Wang Zhongxu, et al. Mission profile-based system-level reliability prediction method for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7) : 6916-6930 .

附录 A

假设子模块电压均衡良好且参数一致, 将正文式(5)—(7)代入式(8), 可得到电容电压解析式:

$$U_{Cji}^x = \frac{U_{dc}}{N} + \frac{I_{ac}}{4\omega C} \left[-\frac{m^2}{2} \cos(\varphi_i - \theta_i) \sin(\omega t) + \sin(\omega t + \varphi_i - \theta_i) - \frac{m}{4} \sin(2\omega t + \varphi_i - \theta_i) \right] \quad (A1)$$

根据式(A1)可得子模块电容电压基频波动分量:

$$\begin{cases} \tilde{U}_{Cji}^x = A \cdot B \cdot \sin(\omega t + \alpha) \\ A = \frac{I_{ac}}{4\omega C} \\ B = \sqrt{\frac{m^4}{4} \cos^2(\varphi_i - \theta_i) - m^2 \cos^2(\varphi_i - \theta_i) + 1} \\ \alpha = \arcsin\left[\frac{4-m^2}{4B} \sin(\omega t + \varphi_i - \theta_i) - \frac{m^2}{2B} \sin(\omega t - \varphi_i + \theta_i)\right] \end{cases} \quad (A2)$$

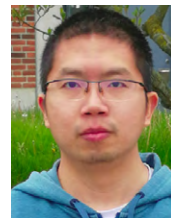
同理可得子模块电容电压二倍频波动分量为

$$\tilde{U}_{Cji,2}^x = -\frac{m}{4} A \cdot \sin(2\omega t + \varphi_i - \theta_i) \quad (A3)$$

MMC-HVDC 系统主要运行在单位功率因数, 可近似地令 $\varphi_i - \theta_i = 0$ 。得到基频与二倍频电压幅值:

$$\tilde{U}_{Cji,m1}^x = \frac{2-m^2}{6m\omega C} I_{dc} \quad (A4)$$

$$\tilde{U}_{Cji,m2}^x = \frac{I_{dc}}{12\omega C} \quad (A5)$$



罗永捷

在线出版日期: 2020-09-16.

收稿日期: 2020-05-07.

作者简介:

罗永捷(1988), 男, 副教授, 博士生导师, 研究方向为柔性直流输电技术、模块化多电平换流器、电力电子变压器等,

luoyj@cqu.edu.cn;

宋勇辉(1993), 男, 博士研究生, 研究方向为模块化多电平换流器拓扑及可靠性分析;

熊小伏(1962), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力系统保护与控制、新能源电力系统。

(责任编辑 吕鲜艳)

Accurate Loss Calculation Method for Bulk-power MMCs

LUO Yongjie, SONG Yonghui, XIONG Xiaofu, ZHANG Liansheng, WANG Qianggang, ZHOU Niancheng
(Chongqing University)

KEY WORDS: modular multilevel converter (MMC); power loss evaluation; nearest level control; switching losses

Evaluation of power losses in modular multilevel converter (MMC) is of great importance for circuit component selecting, cooling system design, and reliability analysis of power transmission systems.

The accurate calculation of valve loss is the important basis for the selection of MMC circuit components, the design of the converter valve cooling system, and the reliability evaluation of the DC transmission system. The huge number of semiconductor devices and the complicated transient characteristics of converter valves have brought challenges to the accurate calculation of MMC losses.

The MMC valve loss can be divided into static loss and dynamic loss. The static loss is mainly related to the circuit parameters and the operating conditions of the converter. The dynamic loss is also affected by the bridge arm current, capacitor voltage and switching frequency, and it is especially closely related to the modulation strategy and voltage equalization control.

$$\begin{cases} P_{sw,ess_arm} = f_0 \cdot \sum_{k=1}^{\frac{f_s}{f_0}} (E_{sw}(i(t_k)) \cdot n_{sw,ess}(t_k)) \\ P_{sw,ext_arm} = f_0 \cdot \sum_{k=1}^{\frac{f_s}{f_0}} (E_{sw,ext}(i(t_k)) \cdot n_{sw,ext}(t_k)) \\ n_{sw,ess}(t_k) = |\Delta n_{ref}(t_k)| \\ n_{sw,ext}(t_k) = N \cdot \frac{f_p}{f_s} - \frac{|\Delta n_{ref}(t_k)|}{2} \end{cases} \quad (1)$$

An accurate loss calculation method by integrating analytical calculation and simulation suitable for high-pressure and large-capacity MMC converter valves is proposed, which can realize the quantitative analysis and analysis of valve loss of MMC under the nearest level approach modulation strategy, as shown in Fig. 1.

The proposed accurate calculation method of converter valve loss combined with analytical calculation and interpolation curve fitting solves the problem of accurately calculating the additional switching loss under NLC modulation, which is a challenge that, the existing method cannot work out. Compared with existing methods and electromagnetic

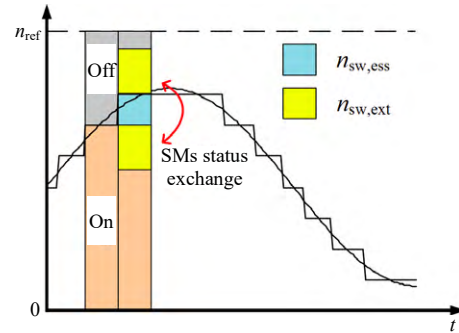
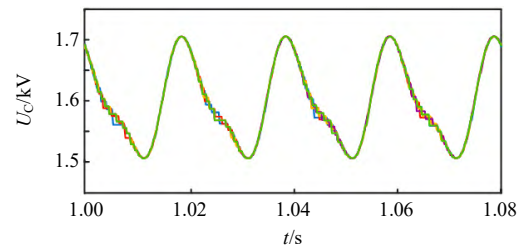
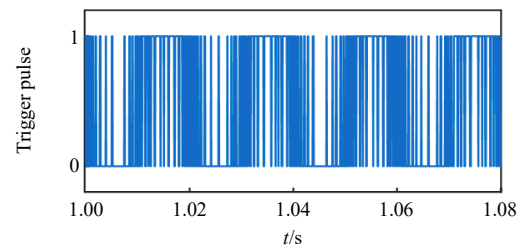


Fig. 1 The essential and extra switching actions

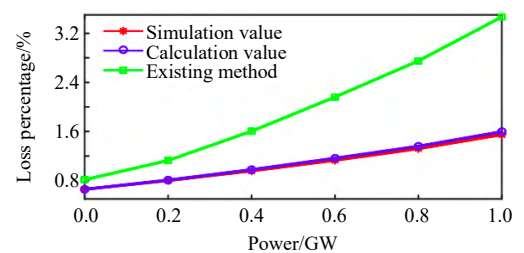
transient simulation results, the results show that the proposed method is suitable for the above three types of MMC topologies, and can accurately calculate MMC valve losses under various pressure equalization strategies and different operating conditions, as shown in Fig. 2.



(a) Capacitor voltages



(b) Trigger pulse



(c) Loss percentage

Fig. 2 Simulation results of the conventional strategy