

全桥型模块化多电平换流器损耗简化计算模型研究

杨立敏¹, 王 晖¹, 韩志勇¹, 李文锋¹, 李子欣²

(1. 电网安全与节能国家重点实验室, 中国电力科学研究院, 北京 100192;
2. 中国科学院电力电子与电气驱动重点实验室, 中国科学院电工研究所, 北京 100190)

摘要: 半导体开关器件损耗特性的非线性以及全桥子模块开关状态的多样性,对全桥型模块化多电平换流器(MMC)损耗的精确计算提出了挑战。目前常用的基于仿真软件的查表法虽然能够较准确估算 MMC 损耗,但计算速度慢。对此,本文提出了一种基于桥臂电流有效值和绝对值的全桥型 MMC 简化损耗计算模型。该模型在考虑全桥子模块在调制时输出负电平的开关状态的基础上,分别推导出换流器的通态损耗和开关损耗的数学表达式。同时在忽略二倍频谐波环流分量的前提条件下,用直观的解析表达式描述了全桥型 MMC 的损耗特性,并能够快速计算多种工况下的损耗。最后,本文采用简化损耗模型和基于仿真软件的查表法,分别计算换流器的损耗,并对两种计算方法之间的损耗计算误差进行分析。PSCAD/EMTDC 仿真结果验证了所提简化损耗模型的准确性。

关键词: 模块化多电平换流器; 全桥型; 换流器损耗; 简化计算模型; 桥臂电流

DOI: 10.12067/ATEEE1808046 **文章编号:** 1003-3076(2019)08-0053-10 **中图分类号:** TM46

1 引言

基于模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converters, MMC)的柔性直流输电技术,被广泛应用于异步交流电网互联、可再生能源并网及向无源网络供电等场合^[1-3]。其中由半桥型子模块构成的 MMC 在国内外多个柔性直流输电工程中得到了广泛应用^[4,5]。但半桥型 MMC 不具备直流侧故障自清除能力,在架空线路直流输电场合其应用受到限制。

全桥子模块能够输出正、负和零三种电平。由全桥子模块构成的 MMC,即全桥型 MMC,在发生直流短路故障时,能阻断短路电流通路,实现直流侧故障自清除^[6,7]。然而,相比于半桥型 MMC,全桥型 MMC 损耗较大。在 MMC 损耗研究领域,由于大功率下损耗测量的操作难度,仿真查表法是一种被广泛认可的研究方法,其计算得到的 MMC 损耗结果常作为重要参考指导系统设计^[8-12]。目前,对全桥型 MMC 损耗研究通常采用基于各类仿真软件的查表法^[8-12]。该方法计算准确度高,但必须要依托

MMC 的控制仿真模型,同时,也不能够直观地揭示 MMC 损耗与系统参数和运行工况之间的数学关系。

关于全桥型 MMC 损耗数学模型,目前所开展研究仍然较少。文献[13]参照传统的晶闸管电网换相换流器损耗计算方法,提出了一种基于桥臂电流有效值和绝对值的全桥型 MMC 损耗模型。该模型着眼于单个模块,且计算参数均由工程经验估计得到,故损耗计算准确度受到较大影响。文献[14]所提的全桥型 MMC 损耗计算方法需要估计子模块平均开关频率计算开关损耗。该损耗模型计算精度较大地依赖于子模块平均开关频率的估算精度,通用性受到一定限制。文献[13,15,16]所研究半桥型 MMC 的损耗模型并没考虑到全桥型 MMC 输出负电平对换流器损耗的影响,不能完全适用于全桥型 MMC 的损耗模型。故本文在综合考虑全桥子模块输出正、负和零的开关状态及调制策略的基础上,以全桥型 MMC 桥臂为研究对象,推导了全桥型 MMC 的损耗计算解析表达式。本文搭建了额定功率为 1000MW 的 PSCAD/EMTDC 全桥型 MMC 损耗仿真模型。通过分析两种方法间的

收稿日期: 2018-08-23

基金项目: 国家电网公司科技项目(XTB17201600139)

作者简介: 杨立敏(1991-),男,山西籍,工程师,博士,研究方向为高压大功率电力电子变流器;

王 晖(1985-),男,山东籍,高级工程师,博士,研究方向为次同步振荡机理及抑制,新能源建模以及广域送出控制。

损耗计算误差,从而验证所提全桥型 MMC 简化损耗计算模型的正确性。

2 全桥型 MMC 运行原理

全桥型 MMC 的电路拓扑结构图如图 1 所示,由三相六桥臂构成,每个桥臂由 N 个全桥型子模块以及桥臂电感 L_0 串联而成。全桥型 MMC 子模块中包含四只 IGBT(T_1, T_2, T_3, T_4), 四只反并联二极管(D_1, D_2, D_3, D_4) 和模块电容 C_0 。全桥型子模块能够输出正、负和零三种电平。根据流入子模块的电流方向以及 IGBT 导通方式,全桥型子模块的工作原理如图 2 所示。

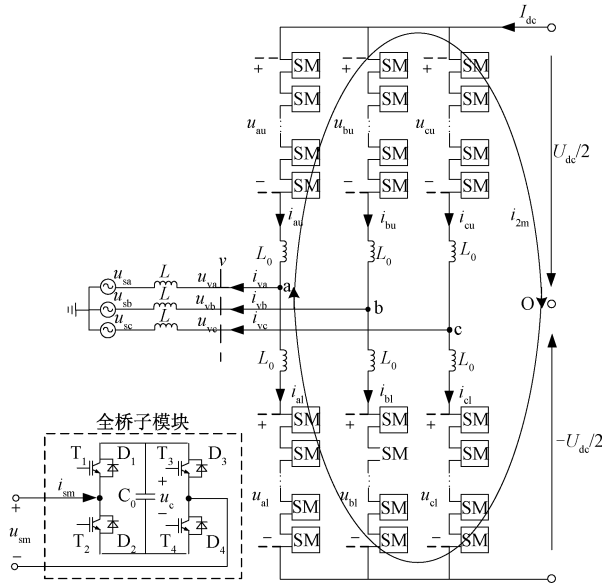


图1 全桥型 MMC 电路原理图

Fig.1 Circuit diagram of full-bridge MMC

记 MMC 系统容量为 S , 功率因数 $\cos\phi$, 直流侧电压为 U_{dc} , 交流侧相电压为 $U_s \angle 0$, MMC 交流侧相电压为 $U_i \angle \varphi$, MMC 交流侧相电流为 $I_s \angle \phi$, 网侧等效电感为 L_s , 子模块额定电压为 U_{smN} , 基波周期为 T_f , 控制周期为 T_c , MMC 的 a 相上桥臂参考电压为 u_{au_ref} , 桥臂电流为 i_{au} 。电网发出的有功功率 P 和无功功率 Q 分别为:

$$\begin{cases} P = S \cos\phi = 3U_s U_i \sin\varphi / X \\ Q = S \sin\phi = 3U_s (U_s - U_i \cos\varphi) / X \end{cases} \quad (1)$$

式中, $X = \omega(L_s + L_0/2)$ 。MMC 输出电压 $U_i \angle \varphi$ 为:

$$\begin{cases} U_i = \sqrt{(PX)^2 + (3U_s^2 - QX)^2} / (3U_s) \\ \varphi = \arctan[PX / (3U_s^2 - QX)] \end{cases} \quad (2)$$

MMC 交流侧相电流 $I_s \angle \phi$ 为:

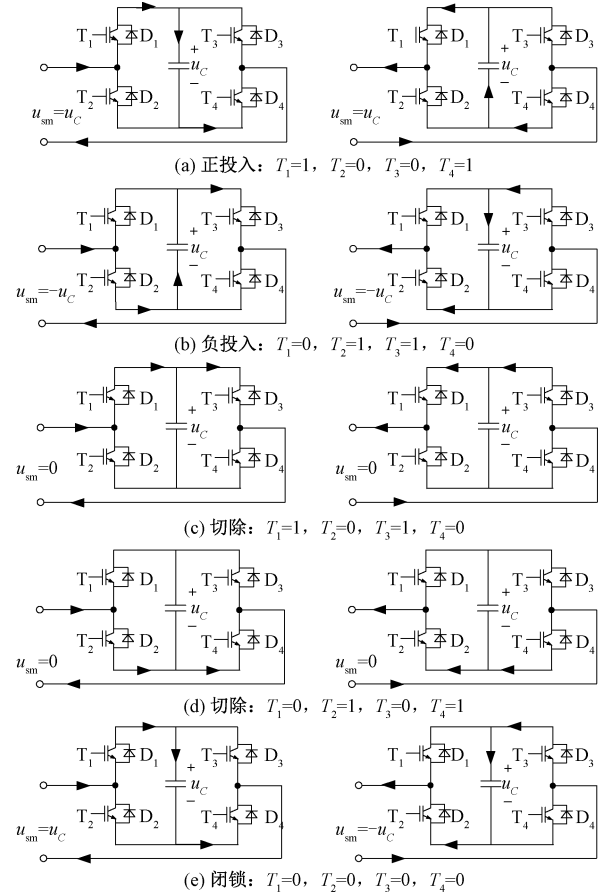


图2 全桥型子模块工作模式示意图

Fig.2 Operating modes of full-bridge submodule

$$\begin{cases} I_s = \sqrt{U_i^2 \sin^2\varphi + (U_s - U_i \cos\varphi)^2} / X \\ \phi = \arctan[(U_s - U_i \cos\varphi) / (U_i \sin\varphi)] \end{cases} \quad (3)$$

MMC 中 a 相上桥臂参考电压 $u_{au_ref}(t) = 0.5U_{dc} + 0.5mU_{dc} \sin(\omega t + \varphi + \pi)$, 其中, 定义调制比 $m = 2.828U_i/U_{dc}$; 桥臂电流 $i_{au}(t) = I_{dca} + I_m \sin(\omega t + \theta)$, 其中直流分量 $I_{dca} = I_{dc}/3 = -P/(3U_{dc})$, 基频分量幅值 $I_m = -U_{dc} I_{dca} / (1.414U_s \cos\phi)$ 。

3 全桥型 MMC 损耗建模

全桥子模块能够输出负电平是全桥型 MMC 的主要特征。基于全桥子模块输出负电平特性的损耗均衡控制策略^[9,17]以及系统参数效率优化设计方法^[18]已经得到了广泛关注。考虑到模型的通用性, 在建立简化损耗计算模型时应充分考虑子模块输出负电平的特性。

3.1 通态损耗模型

正常工况下, IGBT 通态压降与导通电流基本呈线性关系。对其导通特性线性拟合, 则通态压降 V_{ce}

和集电极电流 I_c 的关系可表示为: $V_{ce} = k_1 I_c + k_2$, k_1 和 k_2 为 IGBT 导通特性曲线拟合参数。线性拟合反并联二极管的通态特性,则通态压降 V_F 和导通电流 I_F 存在如下关系: $V_F = k_3 I_F + k_4$, k_3 和 k_4 为反并联二极管导通特性曲线拟合参数。因此 IGBT 和反并联二极管的通态损耗 p_{cT} 和 p_{cD} 可以表示为:

$$\begin{cases} p_{cT} = V_{ce} I_c = k_1 |i_{au}(t)|^2 + k_2 |i_{au}(t)| \\ p_{cD} = V_F I_F = k_3 |i_{au}(t)|^2 + k_4 |i_{au}(t)| \end{cases} \quad (4)$$

在每个控制周期 T_c 内,单个子模块的开关状态具有一定的随机性^[19],通过研究全桥型 MMC 单个模块的损耗特性,很难准确地求得换流器整体损耗。然而,在每个控制周期 T_c 内,全桥型 MMC 整个桥臂的模块具有确定的开关状态。根据文献[19]所提出的改进的降低开关频率的调制均压算法可知,以 a 相上桥臂为例,在一个控制周期内,投入的模块数 N_{in} 和切除的模块个数 N_{out} 满足:

$$\begin{cases} N_{in} = u_{au_ref}(t)/u_{smN} \\ N_{out} = N - |N_{in}| \end{cases} \quad (5)$$

当 $u_{au_ref}(t) > 0$ 时, $N_{in} > 0$, 正投入 N_{in} 个子模块; 当 $u_{au_ref}(t) < 0$ 时, $N_{in} < 0$, 负投入 $|N_{in}|$ 个子模块。每个控制周期 T_c 内,当 $i_{au}(t) > 0$ 时,单个桥臂的 IGBT 通态损耗记为 $p_{conTP}(t)$; 当 $i_{au}(t) < 0$ 时,其记为 $p_{conTN}(t)$ 。综合考虑全桥型子模块正投入、负投入和切除三种状态, $p_{conTP}(t)$ 和 $p_{conTN}(t)$ 可用式(6)表示。

$$\begin{cases} p_{conTP}(t) = \left[N - U_{dc} \frac{1 + m \sin(\omega t + \varphi + \pi)}{2u_{smN}} \right] \cdot [k_1 |i_{au}(t)|^2 + k_2 |i_{au}(t)|] \\ p_{conTN}(t) = \left[N + U_{dc} \frac{1 + m \sin(\omega t + \varphi + \pi)}{2u_{smN}} \right] \cdot [k_1 |i_{au}(t)|^2 + k_2 |i_{au}(t)|] \end{cases} \quad (6)$$

在一个基波周期 T_f 内,记 $i_{au}(t) = 0$ 的两个根为 t_1 和 t_2 ,且在 $[t_1, t_2]$ 内 $i_{au}(t) > 0$,在 $[t_2, t_1 + T_f]$ 内 $i_{au}(t) < 0$,记 $E = t_2 - t_1$ 。MMC 单个桥臂上 IGBT 的通态损耗如式(7)所示。

$$P_{conT} = \frac{1}{T_f} \left[\int_{t_1}^{t_2} p_{conTP}(t) dt + \int_{t_2}^{t_1 + T_f} p_{conTN}(t) dt \right] \quad (7)$$

将式(6)代入式(7),化简可得:

$$\begin{aligned} P_{conT} = & \left[N - \frac{U_{dc}}{u_{smN}} (\alpha_1 + 0.5m\alpha_3 - m\alpha_4 - 0.5) \right] k_1 I_{au_RMS}^2 + \\ & \left[N - \frac{U_{dc}}{u_{smN}} (\alpha_2 + 0.5m\alpha_5 - m\alpha_6 - 0.5) \right] k_2 I_{au_absAVE} \end{aligned} \quad (8)$$

式中, I_{au_RMS} 为桥臂电流的有效值; I_{au_absAVE} 为桥臂电流绝对值的平均值; $\alpha_1 I_{au_RMS}^2$ 为桥臂电流为正时的有效值的平方; $\alpha_2 I_{au_absAVE}$ 为桥臂电流为正时的平均值; $\alpha_3 I_{au_RMS}^2$ 为考虑调制电压时电流有效值的平方; $\alpha_4 I_{au_RMS}^2$ 为桥臂电流为正且考虑调制电压时电流有效值的平方; $\alpha_5 I_{au_absAVE}$ 为考虑调制电压时电流绝对值的均值; $\alpha_6 I_{au_absAVE}$ 为桥臂电流为正且考虑调制电压时电流绝对值的均值。

同理,可得二极管通态损耗为:

$$\begin{aligned} P_{conD} = & \left[N + \frac{U_{dc}}{u_{smN}} (\alpha_1 + 0.5m\alpha_3 - m\alpha_4 - 0.5) \right] k_3 I_{au_RMS}^2 + \\ & \left[N + \frac{U_{dc}}{u_{smN}} (\alpha_2 + 0.5m\alpha_5 - m\alpha_6 - 0.5) \right] k_4 I_{au_absAVE} \end{aligned} \quad (9)$$

因此,全桥型 MMC 总通态损耗为:

$$P_{con} = 6P_{conT} + 6P_{conD} = C_{con1} I_{au_RMS}^2 + C_{con2} I_{au_absAVE} \quad (10)$$

式中,系数 C_{con1} 和 C_{con2} 可推导化简,表示为:

$$\begin{cases} C_{con1} = 6N(k_1 + k_3) + \frac{6U_{dc}}{u_{smN}} (\alpha_1 - 0.5)(k_3 - k_1) + \\ \quad \frac{6mU_{dc}}{u_{smN}} (0.5\alpha_3 - \alpha_4)(k_3 - k_1) \\ C_{con2} = 6N(k_2 + k_4) + \frac{6U_{dc}}{u_{smN}} (\alpha_2 - 0.5)(k_4 - k_2) + \\ \quad \frac{6mU_{dc}}{u_{smN}} (0.5\alpha_5 - \alpha_6)(k_4 - k_2) \end{cases} \quad (11)$$

3.2 开关损耗模型

在 IGBT 开通和关断过程中,流过大电流并承受高电压,会产生很高的损耗。根据器件数据手册用二次函数拟合其开关损耗特性,则在额定工作电压下,IGBT 器件的开通损耗 e_{on_device} 和关断损耗 e_{off_device} 与流过电流存在如下关系:

$$\begin{cases} e_{on_device} = \lambda_1 |i_{au}(t)|^2 + \lambda_2 |i_{au}(t)| + \lambda_3 \\ e_{off_device} = \lambda_4 |i_{au}(t)|^2 + \lambda_5 |i_{au}(t)| + \lambda_6 \end{cases} \quad (12)$$

同理,反并联二极管的反向恢复损耗 e_{rec_device} 可以表示为:

$$e_{rec_device} = \lambda_7 |i_{au}(t)|^2 + \lambda_8 |i_{au}(t)| + \lambda_9 \quad (13)$$

式中, $\lambda_1 \sim \lambda_9$ 为 IGBT 和反并联二极管的开关损耗特性曲线拟合参数。

根据文献[19]所提出的均压算法可知,以 a 相上桥臂为例,在一个控制周期内,由均压策略引起的额外投切模块个数为 N_{ban} (常数),a 相上桥臂由调

制算法引起的新投入模块个数为 $\Delta N_{\text{inere}} = N_{\text{in_new}} - N_{\text{in_old}}$, 其中 $N_{\text{in_new}} = u_{\text{au_ref}}(t)/U_{\text{smN}}$ 为本控制周期需要投入的模块数, $N_{\text{in_old}} = u_{\text{au_ref}}(t - T_c)/U_{\text{smN}}$ 为上一个控制周期投入的模块数。

每个控制周期 T_c 内, 需要在如图3所示的四个区间(S1~S4)分别计算单个桥臂的 IGBT 开通损耗 e_{on} 、关断损耗 e_{off} 和二极管反向恢复损耗 e_{rec} 。上述区间, 主要有四个时间量确定, 分别记为 t_1 、 t_2 、 t_3 和 t_4 , 其中, t_1 、 t_2 为桥臂电流过零点, t_3 、 t_4 为桥臂参考电压极值点。以区间 S1 为例, 当 $u_{\text{au_ref}}(t)$ 单调递增且 $i_{\text{au}}(t) > 0$, 记为 $t \in [t_{a1}, t_{a2}]$ 时, IGBT 和二极管开关损耗可以表示为:

$$\begin{cases} e_{\text{on}}(t) = N_{\text{ban}} [\lambda_1 |i_{\text{au}}(t)|^2 + \lambda_2 |i_{\text{au}}(t)| + \lambda_3] \\ e_{\text{off}}(t) = (N_{\text{in_new}} - N_{\text{in_old}} + N_{\text{ban}}) \cdot \\ \quad [\lambda_4 |i_{\text{au}}(t)|^2 + \lambda_5 |i_{\text{au}}(t)| + \lambda_6] \\ e_{\text{rec}}(t) = N_{\text{ban}} [\lambda_7 |i_{\text{au}}(t)|^2 + \lambda_8 |i_{\text{au}}(t)| + \lambda_9] \end{cases} \quad (14)$$

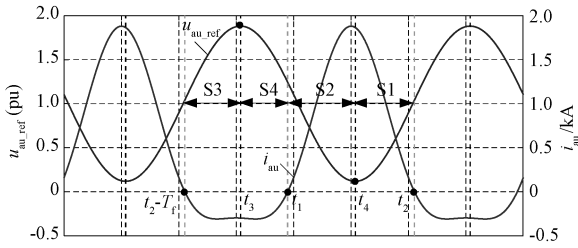


图3 全桥型 MMC 产生开关损耗的区间划分示意图

Fig.3 Periods of producing different switching losses in full-bridge MMC

同理, 可在区间 S2~S4 分别表示 IGBT 和二极管开关损耗。

根据式(14)可知, 开关损耗的计算可以分为两部分: 由均压策略引起的开关损耗和由调制算法引起的开关损耗。在一个基波周期 T_f 内, 由均压策略引起的 IGBT 总开通损耗 E_{onban} 用式(15)表示。同理, 总关断损耗 E_{offban} 和总二极管反向恢复损耗 E_{recban} 用式(16)和式(17)表示。

$$\begin{aligned} E_{\text{onban}} &= N_{\text{ban}} \sum [\lambda_1 |i_{\text{au}}(t)|^2 + \lambda_2 |i_{\text{au}}(t)| + \lambda_3] \\ &= \frac{N_{\text{ban}}}{T_c} \int_{t_1}^{t_1+T_f} [\lambda_1 |i_{\text{au}}(t)|^2 + \lambda_2 |i_{\text{au}}(t)| + \lambda_3] dt \\ &= \frac{N_{\text{ban}} T_f}{T_c} (\lambda_1 I_{\text{au_RMS}}^2 + \lambda_2 I_{\text{au_absAVE}} + \lambda_3) \end{aligned} \quad (15)$$

$$E_{\text{offban}} = \frac{N_{\text{ban}} T_f}{T_c} (\lambda_4 I_{\text{au_RMS}}^2 + \lambda_5 I_{\text{au_absAVE}} + \lambda_6) \quad (16)$$

$$E_{\text{recban}} = \frac{N_{\text{ban}} T_f}{T_c} (\lambda_7 I_{\text{au_RMS}}^2 + \lambda_8 I_{\text{au_absAVE}} + \lambda_9) \quad (17)$$

在区间 S1 和 S4 内, MMC 调制只引起 IGBT 的关断, 在区间 S1 内, 其关断损耗 E_{off1} 可以表示为:

$$\begin{aligned} E_{\text{off1}} &= \sum (N_{\text{in_new}} - N_{\text{in_old}}) \lambda_4 |i_{\text{au}}(t)|^2 + \\ &\quad \sum (N_{\text{in_new}} - N_{\text{in_old}}) [\lambda_5 |i_{\text{au}}(t)| + \lambda_6] \\ &= \frac{m U_{\text{dc}}}{T_c u_{\text{smN}}} \int_{t_{a1}}^{t_{a2}} [\sin(\omega t + \varphi_0 - \omega T_c) - \\ &\quad \sin(\omega t + \varphi_0)] [\lambda_4 |i_{\text{au}}(t)|^2 + \lambda_5 |i_{\text{au}}(t)| + \lambda_6] dt \\ &= \frac{m a_1 U_{\text{dc}}}{T_c u_{\text{smN}}} \int_{t_{a1}}^{t_{a2}} [\lambda_4 |i_{\text{au}}(t)|^2 + \lambda_5 |i_{\text{au}}(t)| + \lambda_6] dt \end{aligned} \quad (18)$$

在区间 S4 内, 其关断损耗 E_{off4} 可以表示为:

$$E_{\text{off4}} = \frac{m a_2 U_{\text{dc}}}{T_c u_{\text{smN}}} \int_{t_{z1}}^{t_{z2}} [\lambda_4 |i_{\text{au}}(t)|^2 + \lambda_5 |i_{\text{au}}(t)| + \lambda_6] dt \quad (19)$$

同理, 在区间 S2 和 S3 内, IGBT 的开通损耗和反并联二极管的反向恢复损耗可以分别表示为:

$$\begin{cases} E_{\text{on2}} = \frac{m a_3 U_{\text{dc}}}{T_c u_{\text{smN}}} \int_{t_{x1}}^{t_{x2}} [\lambda_1 |i_{\text{au}}(t)|^2 + \lambda_2 |i_{\text{au}}(t)| + \lambda_3] dt \\ E_{\text{rec2}} = \frac{m a_3 U_{\text{dc}}}{T_c u_{\text{smN}}} \int_{t_{x1}}^{t_{x2}} [\lambda_7 |i_{\text{au}}(t)|^2 + \lambda_8 |i_{\text{au}}(t)| + \lambda_9] dt \\ E_{\text{on3}} = \frac{m a_4 U_{\text{dc}}}{T_c u_{\text{smN}}} \int_{t_{y1}}^{t_{y2}} [\lambda_1 |i_{\text{au}}(t)|^2 + \lambda_2 |i_{\text{au}}(t)| + \lambda_3] dt \\ E_{\text{rec3}} = \frac{m a_4 U_{\text{dc}}}{T_c u_{\text{smN}}} \int_{t_{y1}}^{t_{y2}} [\lambda_7 |i_{\text{au}}(t)|^2 + \lambda_8 |i_{\text{au}}(t)| + \lambda_9] dt \end{cases} \quad (20)$$

式中, 常数 a_1 、 a_2 、 a_3 和 a_4 近似为 $0.1 \omega T_c$ 。在一个基波周期 T_f 内, 由调制算法引起的 IGBT 开通损耗 E_{onM} 、IGBT 关断损耗 E_{offM} 、反并联二极管反向恢复损耗 E_{recM} 如式(21)所示。

$$\begin{cases} E_{\text{onM}} = E_{\text{on2}} + E_{\text{on3}} = \frac{0.2 \pi m U_{\text{dc}}}{u_{\text{smN}}} \beta_4 \lambda_1 I_{\text{au_RMS}}^2 + \\ \quad \frac{0.2 \pi m U_{\text{dc}}}{u_{\text{smN}}} (\beta_5 \lambda_2 I_{\text{au_absAVE}} + \beta_6 \lambda_3) \\ E_{\text{offM}} = E_{\text{off1}} + E_{\text{off4}} = \frac{0.2 \pi m U_{\text{dc}}}{u_{\text{smN}}} \beta_1 \lambda_4 I_{\text{au_RMS}}^2 + \\ \quad \frac{0.2 \pi m U_{\text{dc}}}{u_{\text{smN}}} (\beta_2 \lambda_5 I_{\text{au_absAVE}} + \beta_3 \lambda_6) \\ E_{\text{recM}} = E_{\text{rec2}} + E_{\text{rec3}} = \frac{0.2 \pi m U_{\text{dc}}}{u_{\text{smN}}} \beta_4 \lambda_7 I_{\text{au_RMS}}^2 + \\ \quad \frac{0.2 \pi m U_{\text{dc}}}{u_{\text{smN}}} (\beta_5 \lambda_8 I_{\text{au_absAVE}} + \beta_6 \lambda_9) \end{cases} \quad (21)$$

式中, $\beta_1 I_{\text{au_RMS}}$ 为区间 S1 和 S4 内桥臂电流有效值的平方; $\beta_4 I_{\text{au_RMS}}$ 为区间 S2 和 S3 内桥臂电流有效值的平方; $\beta_2 I_{\text{au_absAVE}}$ 为区间 S1 和 S4 内桥臂电流绝对值的平均值; $\beta_5 I_{\text{au_absAVE}}$ 为区间 S2 和 S3 内桥臂电流绝对值的平均值; $\beta_3 T_f$ 为区间 S1 和 S4 在一个基波周期内的时长; $\beta_6 T_f$ 为区间 S2 和 S3 在一个基波周期内的时长; 其中 $\beta_1 + \beta_4 = 1, \beta_2 + \beta_5 = 1, \beta_3 + \beta_6 = 1$ 。

综上所述, 在一个基波周期 T_f 内, MMC 单个桥臂的总开关损耗为:

$$\begin{aligned} E_{\text{swTotal}} &= (E_{\text{onban}} + E_{\text{offban}} + E_{\text{recban}}) \rho + \\ & (E_{\text{onM}} + E_{\text{offM}} + E_{\text{recM}}) \rho \\ &= C_{\text{swTotal1}} I_{\text{au_RMS}}^2 + C_{\text{swTotal2}} I_{\text{au_absAVE}}^2 + C_{\text{swTotal3}} \end{aligned} \quad (22)$$

式中, $\rho = u_{\text{smN}} / U_{\text{ightN}}$, u_{smN} 为 MMC 子模块额定电压, U_{ightN} 为 IGBT 模块的额定工作电压; 系数 C_{swTotal1} 、 C_{swTotal2} 和 C_{swTotal3} 可推导化简, 表示为:

$$\begin{cases} C_{\text{swTotal1}} = \frac{N_{\text{ban}} T_f \rho}{T_c} (\lambda_1 + \lambda_4 + \lambda_7) + \\ \quad \frac{0.2 \pi m U_{\text{dc}} \rho}{u_{\text{smN}}} (\beta_4 \lambda_1 + \beta_1 \lambda_4 + \beta_4 \lambda_7) \\ C_{\text{swTotal2}} = \frac{N_{\text{ban}} T_f \rho}{T_c} (\lambda_2 + \lambda_5 + \lambda_8) + \\ \quad \frac{0.2 \pi m U_{\text{dc}} \rho}{u_{\text{smN}}} (\beta_5 \lambda_2 + \beta_2 \lambda_5 + \beta_5 \lambda_8) \\ C_{\text{swTotal3}} = \frac{N_{\text{ban}} T_f \rho}{T_c} (\lambda_3 + \lambda_6 + \lambda_9) + \\ \quad \frac{0.2 \pi m U_{\text{dc}} \rho}{u_{\text{smN}}} (\beta_6 \lambda_3 + \beta_3 \lambda_6 + \beta_6 \lambda_9) \end{cases} \quad (23)$$

因此, MMC 的总开关损耗为: $P_{\text{sw}} = 6 E_{\text{swTotal}} / T_f$ 。

3.3 总损耗计算模型

根据 MMC 通态损耗 P_{con} 和开关损耗 P_{sw} 的表达式可知, 为了定量描述 MMC 的损耗特性, 仍需要求解系数 $\alpha_1 \sim \alpha_6$ 和 $\beta_1 \sim \beta_6$ 。由图 3 可知, MMC 产生损耗的区间划分与桥臂电流的方向以及功率因数有关, 且受功率等级影响较小。因此系数 $\alpha_1 \sim \alpha_6$ 和 $\beta_1 \sim \beta_6$ 可表示正电流的时长 E 和功率因数 $\cos \phi$ 的函数。根据在额定功率下对系数 $\alpha_1 \sim \alpha_6$ 和 $\beta_1 \sim \beta_6$ 的估算, 其分别可以近似为:

$$\begin{cases} \alpha_1 = \alpha_2 = 0.5 + 2.5(E/T_f - 0.5) |\cos \phi| \\ \alpha_3 = \alpha_5 = |\cos \phi| (E/T_f - 0.5) \\ \alpha_4 = \alpha_6 = -0.35 \cos \phi \end{cases} \quad (24)$$

$$\begin{cases} \beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = 0.5 - 0.05 \cos \phi \\ \beta_4 = \beta_5 = \beta_6 = 0.5 + 0.05 \cos \phi \end{cases} \quad (25)$$

考虑到 MMC 正常运行时, 桥臂电流中存在很大的二倍频谐波环流分量, 而工程上会增加环流抑制^[20]投切功能, 消除二倍频谐波环流分量。因此, 桥臂电流有效值的平方 $I_{\text{au_RMS}}^2$ 为:

$$I_{\text{au_RMS}}^2 = I_{\text{dca}}^2 + 0.5 I_{\text{m}}^2 = \frac{S^2 \cos^2 \phi}{9 U_{\text{dc}}^2} \left(1 + \frac{U_{\text{dc}}^2}{4 U_{\text{s}}^2 \cos^2 \phi} \right) \quad (26)$$

桥臂电流绝对值的平均值 $I_{\text{au_absAVE}}$ 为:

$$I_{\text{au_absAVE}} = \frac{2 S \cos \phi}{3 \pi U_{\text{dc}}} \left[\arcsin \frac{\sqrt{2} U_{\text{s}} \cos \phi}{U_{\text{dc}}} - \sqrt{\frac{U_{\text{dc}}^2}{2 U_{\text{s}}^2 \cos^2 \phi} - 1} \right] \quad (27)$$

将式(26)和式(27)代入 P_{con} 和 P_{sw} 的表达式, 可得 MMC 损耗 P_{loss} 和效率 η 与系统视在功率 S 的关系满足:

$$\begin{cases} P_{\text{loss}} = c_1 S^2 + c_2 S + c_3 \\ \eta = 1 - \frac{P_{\text{loss}}}{S \cos \phi} = 1 - (c_1 S + c_2 + \frac{c_3}{S}) / \cos \phi \end{cases} \quad (28)$$

其中由系数 $C_{\text{con1}} \sim C_{\text{con2}}$ 、系数 $C_{\text{swTotal1}} \sim C_{\text{swTotal3}}$ 和式(26)和式(27)易得系数 c_1 、 c_2 和 c_3 的表达式。因此, 在系统参数以及运行工况已知的条件下, 由式(28)可以快速计算全桥型 MMC 的损耗。同时, 可直观地揭示换流器损耗与系统参数、运行工况间的数学关系。

4 仿真验证

为了验证所提的简化损耗计算模型的正确性, 本文对比分析了简化损耗模型与仿真查表法在两种典型全桥型 MMC 处于不同工况时的损耗计算结果。在 MMC 损耗研究领域, 由于大功率下损耗测量的操作难度, 仿真查表法是一种被广泛认可的研究方法, 其计算得到的 MMC 损耗结果常作为重要参考被用于实际工程设计^[9-12]。仿真查表法是通过在 PSCAD/EMTDC 仿真环境中搭建 1000MW 的单端全桥型 MMC 仿真模型实现的, 系统电路示意图如图 1 所示。所用仿真查表法损耗计算流程如图 4 所示, 根据桥臂电流大小, 查询 IGBT 器件手册对应损耗数据计算 MMC 损耗。本文所用两个算例为: 全桥型 MMC 调制时不输出负电平的全桥型 MMC

(算例一)和输出负电平的全桥型 MMC (算例二), 其对应系统参数如表 1 所示。

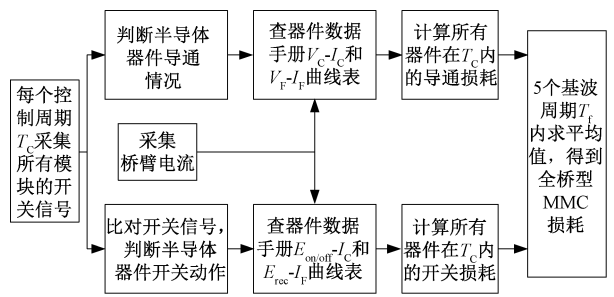


图 4 基于 PSCAD/EMTDC 仿真软件查表法的损耗计算原理图

Fig.4 Full-bridge MMC loss calculation method based on table-look-up of IGBT module datasheet by using PSCAD/EMTDC

表 1 全桥型 MMC 仿真参数

参 数	数值	
	算例一	算例二
额定功率 P/MW	1000	1000
交流侧额定电压 U_s/kV	375	387
交流侧等效电感 L_s/mH	0.25	0.25
交流侧等效电阻 R_s/Ω	1	1
直流母线额定电压 U_{dc}/kV	± 350	± 250
桥臂子模块数 N	468	408
冗余度 $\gamma(\%)$	6.4	6.4
子模块电容 C_0/mF	12	7
桥臂电感 L_0/mH	105	105
子模块额定电压 U_{smN}/V	1600	1600
均压投切模块数 N_{ban}	6	4
控制频率/ kHz	10	10

本文选用的开关器件为 Infineon (FZ1500R 33HL3) 3300V/1500A 的 IGBT 模块。表 2 为根据其数据手册可拟合得到的恒定结温 125℃ 下 IGBT 和反并联二极管的损耗系数。

表 2 Infineon (FZ1500R 33HL3) 3300V/1500A 的 IGBT 模块的损耗系数

Tab.2 Loss parameters of Infineon (FZ1500R 33HL3) 3300V/1500A IGBT module			
拟合系数	数 值	拟合系数	数 值
k_1	1.122e-3	λ_4	4.860e-8
k_2	1.459	λ_5	1.733e-3
k_3	7.059e-3	λ_6	0.1998
k_4	1.175	λ_7	-1.196e-6
λ_1	1.039e-6	λ_8	4.056e-3
λ_2	1.0822e-4	λ_9	0.4130
λ_3	0.5439		

4.1 算例一损耗计算分析

采用算例一对应的系统参数时,全桥型 MMC 在额定功率整流和逆变运行中,参考电压(以 a 相上桥臂为例)始终为正,如图 5 所示,功率子模块不输出负电平。

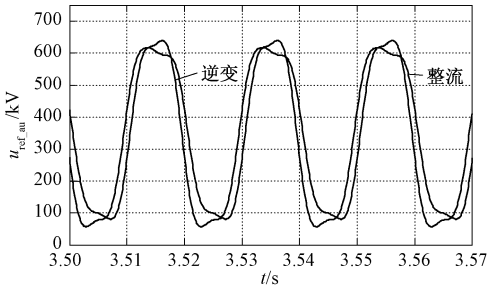


图 5 在额定功率下,整流和逆变运行时算例一的 a 相上桥臂参考电压波形图

Fig.5 Upper arm reference voltage waves of phase a when MMC operates as rectifier and inverter under rated power in first case

当 MMC 从轻载到满载的四种典型负载工况下稳态运行时,即 0.25pu、0.50pu、0.75pu、1.00pu,简化计算模型和仿真查表法的总损耗计算误差与功率因数关系如图 6 所示。从图 6 中可以看出,对于全桥型子模块不输出负电平的四种典型负载工况,损耗模型在满载且功率在单位功率因数运行时计算误差不超过±3%,在全功率因数范围内总损耗计算误差不超过±8%。因此,在全桥型子模块调制中不输出负电平的工况下,本文提出的简化计算模型能够较准确地评估全功率因数范围内 MMC 的损耗。

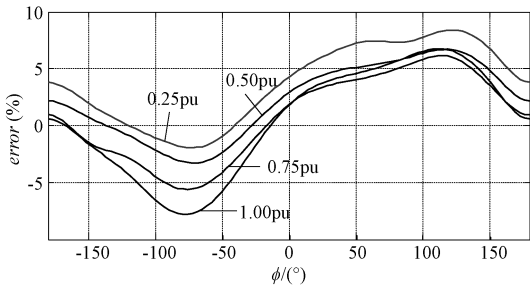


图 6 算例一;四种典型功率等级下简化计算模型和仿真查表法的总损耗计算误差与功率因数的关系曲线

Fig.6 Relationship between total loss calculation errors and power factor angle under four representative power levels for proposed model in first case

由于开关器件损耗特性的非线性,全桥型 MMC 的损耗与视在功率的关系同样存在着非线性的关

系。根据所提损耗模型推导,在不考虑二倍频环流分量的条件下,该非线性关系可用式(28)近似表示。系统运行于单位功率因数整流和逆变的额定工况且不考虑二倍频谐波环流分量时,由简化计算模型中式(28)和 PSCAD/EMTDC 仿真查表计算得到的系统效率 η 与功率等级 S 的关系曲线分别如图 7 和图 8 所示。

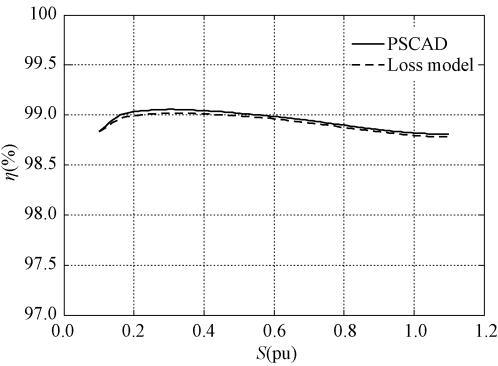


图 7 由简化计算模型和仿真查表法计算所得的全桥型 MMC 整流时算例一的系统效率与功率等级的关系图

Fig.7 Relationship between MMC efficiency and apparent power as rectifier in first case by proposed loss model and PSCAD table-look-up method

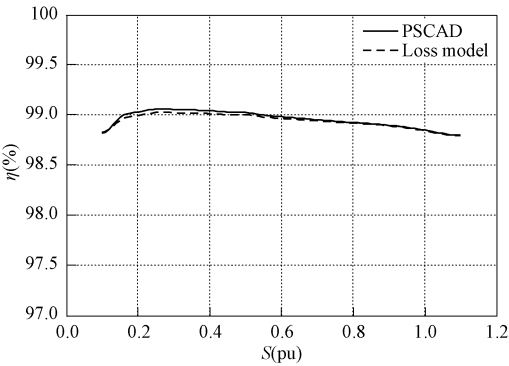


图 8 由简化计算模型和仿真查表法计算所得的全桥型 MMC 逆变时算例一的系统效率与功率等级的关系图

Fig.8 Relationship between MMC efficiency and apparent power as inverter in first case by proposed model and PSCAD table-look-up method

由式(28)可知,全桥型 MMC 在特定功率等级下存在效率极值。根据图 7 和图 8 可知,在整流和逆变时,随着系统从轻载过渡到满载再达到 1.1 倍过载,全桥型 MMC 的效率呈现先增后减的趋势,在 0.3pu 附近效率最高约为 99.05%。对比由损耗模

型和 PSCAD 仿真计算所得的系统效率与功率等级的关系曲线可知,在全桥子模块不输出负电平时,本文所提出的损耗模型能正确地表征全桥型 MMC 系统效率随功率等级变化的趋势,且计算误差 $|\eta_{\text{Lossmodel}} - \eta_{\text{PSCAD}}| < 0.1\%$,与仿真结果具有良好的一致性。

4.2 算例二损耗计算分析

采用算例二对应的系统参数时,全桥型 MMC 在额定功率下整流和逆变运行时,参考电压(以 a 相上桥臂为例)有正有负,如图 9 所示,功率子模块在调制时需要输出负电平。

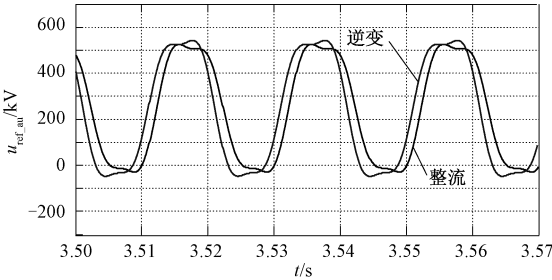


图 9 在额定功率下,整流和逆变运行时算例二的 a 相上桥臂参考电压波形图

Fig.9 Upper arm reference voltage waves of phase a when MMC operates as rectifier and inverter under rated power in second case

当 MMC 在从轻载到满载的四种典型负载工况下稳态运行时,即 0.25pu、0.50pu、0.75pu、1.00pu,简化计算模型和仿真查表法的总损耗计算误差与功率因数的关系如图 10 所示。从图 10 中可以看出,对于全桥型子模块调制中输出负电平的工况,在额定负载且单位功率因数运行时计算误差不超过 $\pm 3\%$ 。当超过半载运行时,损耗模型在全功率因数范围内总损耗计算误差不超过 $\pm 8\%$;当轻载运行时,计算误差在 $-6\% \sim 14\%$ 内。因此,在全桥型子模块调制中输出负电平的工况下,本文提出的简化计算模型能够较准确地评估 MMC 的损耗。

系统运行于额定功率整流和逆变工况时,不考虑二倍频谐波环流分量,由简化计算模型中式(28)和 PSCAD/EMTDC 仿真计算得到的系统效率 η 与功率等级 S 的关系曲线分别如图 11 和图 12 所示。

根据图 11 和图 12 可知,在整流和逆变时,随着系统从轻载过渡到满载再达到 1.1 倍过载,全桥型 MMC 的效率呈现先增后减的趋势,在 0.3pu 附近效率最高约为 99.15%。对比简化损耗计算模型和仿真查表法计算所得的系统效率与功率等级的关系曲

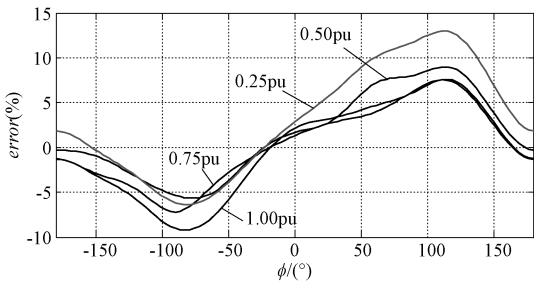


图 10 算例二:四种典型功率等级下简化计算模型和仿真查表法的总损耗计算误差与功率因数的关系曲线

Fig.10 Relationship between total loss calculation errors and power factor angle under four representative power levels for proposed model in second case

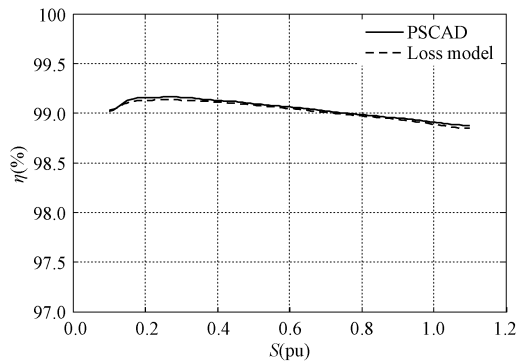


图 11 由简化计算模型和仿真查表法计算所得的全桥型 MMC 整流时算例二的系统效率与功率等级的关系

Fig.11 Relationship between MMC efficiency and apparent power as rectifier in second case by proposed model and PSCAD table-look-up method

线可知,在全桥型子模块调制中输出负电平时,简化损耗计算模型所表征全桥型 MMC 系统效率随功率等级变化的趋势与仿真结果具有良好的一致性,且计算误差 $|\eta_{Lossmodel}-\eta_{PSCAD}|<0.1\%$ 。

5 结论

本文提出了一种基于桥臂电流有效值和绝对值的简化损耗解析计算模型,用直观的解析表达式描述了全桥型 MMC 的损耗特性,并能够快速计算各种工况下的损耗。为验证模型计算准确性,本文选取两个典型的全桥型 MMC 算例,分析简化损耗模型与 PSCAD/EMTDC 仿真查表法的计算误差。分析表明:在模块输出负电平和不输出负电平两种典型的全桥型 MMC 中,简化损耗计算模型与仿真查表法相比,从轻载到满载,单位功率因数运行时损耗

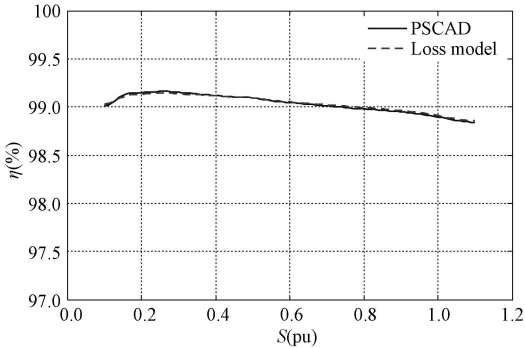


图 12 由简化计算模型和仿真查表法计算所得的全桥型 MMC 逆变时算例二的系统效率与功率等级的关系

Fig.12 Relationship between MMC efficiency and apparent power as inverter in second case by proposed model and PSCAD table-look-up method

计算误差在 $\pm 3\%$ 之内;全功率因数范围内损耗计算误差不超过 $\pm 15\%$ 。所提简化损耗模型与仿真查表法对系统效率的评估具有良好的一致性。

参考文献 (References):

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

[2] Rohner S, Bernet S, Hiller M, et al. Modulation, losses, and semiconductor requirements of modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57 (8): 2633-2642.

[3] Flourentzou N, Agelidis V G, Demetriades G D. VSC-based HVDC power transmission systems: An overview [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24 (3): 592-602.

[4] 赵聪,雷鸣,李子欣,等 (Zhao Cong, Lei Ming, Li Zixin, et al.). 全桥型模块化多电平换流器环流特性分析与自抑制方法 (Circulating current characteristics analysis and self-suppression method of full-bridge modular multilevel converter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (8): 1-8.

[5] Schoen Andre, Birkel Andre, Bakran Mark-M. Modulation and losses of modular multilevel converters for HVDC applications [A]. PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management

- [C]. 2014. 1-8.
- [6] 罗永捷, 李耀华, 李子欣, 等 (Luo Yongjie, Li Yao-hua, Li Zixin, et al.). 全桥型 MMC-HVDC 直流短路故障穿越控制保护策略 (DC short-circuit fault ride-through control strategy of full-bridge MMC-HVDC systems) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2016, 36 (7): 1933-1943.
- [7] Zhang J, Zhao C. The research of SM topology with DC fault tolerance in MMC-HVDC [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30 (3): 1561-1568.
- [8] Lin W, Jovcic D, Nguefeu S, et al. Full-bridge MMC converter optimal design to HVDC operational requirements [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31 (3): 1342-1350.
- [9] 谢晔源, 曹冬明, 姜田贵, 等 (Xie Yeyuan, Cao Dong-ming, Jiang Tianguai, et al.). 基于模块化多电平换流器的新型全桥损耗优化调制策略 (A new full-bridge loss optimization strategy based on modular multilevel converter) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2016, 40 (6): 78-84.
- [10] Rohner S, Bernet S, Hiller M, et al. Modulation, losses, and semiconductor requirements of modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57 (8): 2633-2642.
- [11] 张哲任, 徐政, 薛英林 (Zhang Zheren, Xu Zheng, Xue Yinglin). 基于分段解析公式的 MMC-HVDC 阀损耗计算方法 (Valve loss calculation of MMC-HVDC based on piecewise analytical formula) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2013, 37 (15): 109-116, 151.
- [12] 屠卿瑞, 徐政 (Tu Qingrui, Xu Zheng). 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 (Dissipation analysis of MMC-HVDC based on junction temperature feedback method) [J]. 高电压技术 (High Voltage Engineering), 2012, 38 (6): 1506-1512.
- [13] Jones P S, Davidson C C. Calculation of power losses for MMC-based VSC HVDC stations [A]. 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications [C]. 2013. 1-10.
- [14] 董玉斐, 杨贺雅, 李武华, 等 (Dong Yufei, Yang Heya, Li Wuhua, et al.). MMC 中全桥子模块损耗分布优化的调制方法研究 (An optimal strategy for loss distribution of full-bridge submodules in modular multilevel converters) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2016, 36 (7): 1900-1907.
- [15] Zygmanski M, Grzesik B, Fulczyk M, et al. Analytical and numerical power loss analysis in modular multilevel converter [A]. IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society [C]. 2013. 465-470.
- [16] Oates C, Davidson C. A comparison of two methods of estimating losses in the modular multilevel converter [A]. Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications [C]. 2011. 1-10.
- [17] 许烽, 徐政, 张哲任, 等 (Xu Feng, Xu Zheng, Zhang Zheren, et al.). 基于降损调制技术的全桥 MMC 电容电压无需排序均衡控制 (Reduced loss modulation based capacitor voltage non-sorting balancing control for full-bridge MMC) [J]. 电网技术 (Power System Technology), 2013, 37 (12): 3347-3355.
- [18] Zhao Cong, Li Yaohua, Li Zixin, 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.
- [19] Li Zixin, Gao Fanqiang, Xu Fei, et al. Power module capacitor voltage balancing method for a ± 350 kV/1000 MW modular multilevel converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (6): 3977-3984.
- [20] Li Zixin, Wang Ping, Chu Zunfang, et al. An inner current suppressing method for modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (11): 4873-4879.

Research on simplified loss model of full-bridge
modular multilevel converters

YANG Li-min¹, WANG Hui¹, HAN Zhi-yong¹, LI Wen-feng¹, LI Zi-xin²

- (1. State Key Laboratory of Power Grid Safety and Energy Conservation, China Electric Power Research Institute, Beijing 100192, China;
- 2. Key Laboratory of Power Electronics and Electric Drive, Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: The nonlinear loss characteristics of the semiconductor devices and the variety of the switching patterns impose great challenge on calculating the loss of full-bridge modular multilevel converters (MMC) accurately. The commonly used loss calculation methods are based on table-look-up of the IGBT module datasheet by using simulation software. These methods have high calculation accuracy, but the calculation speed is slow. This paper presents a simplified full-bridge MMC loss model based on the RMS and absolute value of the arm current. The negative levels during the modulation of the full-bridge MMC are considered in this model. And the analytical expressions of the conduction loss and the switching loss are derived. Then the loss characteristics of the MMC can be described explicitly and the loss can also be calculated fast under different operation conditions without the harmonic circulation current. At last the loss results are calculated by using the table-look-up method based on PSCAD/EMTDC and the presented loss model. Meanwhile the calculated errors between them are analyzed. Analysis simulation results verify the accuracy and correctness of the proposed loss model.

Key words: modular multilevel converter(MMC); full-bridge; converter loss; simplified loss model; arm current