

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2024.02.020

高压大容量混合型 MMC 半桥子模块下部 IGBT 损耗优化方法

韩文超, 路茂增, 马新喜, 赵艳雷, 张厚升

(山东理工大学电气与电子工程学院, 山东 淄博 255000)

摘要:模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)存在器件损耗分布不均的问题,尤其是在逆变工况下,半桥子模块下部绝缘栅双极晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)损耗远高于其他器件,导致其热应力与故障率均较高,是制约高压大容量换流器可靠运行的关键因素之一。为此,文中提出一种混合型 MMC 器件损耗分布优化方法。首先,计算混合型 MMC 中各器件的损耗,分析器件损耗的分布特性。其次,分析电容电压对器件损耗的影响规律,明确降低半桥子模块电容电压可减少其下部 IGBT 的损耗。然后,在不影响换流器外输出特性的前提下,提出计及三次谐波电压注入及桥臂输出电压指令值差异化分配的控制策略,通过最大程度降低半桥子模块电容电压,减少其下部 IGBT 损耗。最后,开展 MATLAB/Simulink 和 PLECS 的联合仿真以及 MMC 样机实验,仿真及实验结果验证了所提方法可以改善混合型 MMC 损耗分布不均的问题,有利于提高换流器的整体可靠性。

关键词:模块化多电平换流器(MMC);损耗计算;损耗分布;三次谐波电压注入;桥臂电压差异化分配;低子模块电容电压

中图分类号:TM721.1

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2024)02-0189-09

0 引言

计及直流短路故障处理能力^[1-2]、构建成本及运行效率^[3],由半桥子模块(half bridge sub-module, HBSM)和全桥子模块(full bridge sub-module, FBSM)构成的混合型模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)具备良好的综合性能,并已应用于昆柳龙工程^[4]。计及二倍频环流注入技术,全桥-半桥 1:1 混合型 MMC 可实现零至额定电压工况的稳定运行,满足阀组在线投退^[5]及恶劣工况下直流电压运行的需求^[6-7],是文中聚焦的拓扑。

温度是导致换流器故障的最重要因素,占设备所有故障因素的 55%^[8]。相同散热条件下,损耗较高的功率器件热应力较高,故障率随之上升^[9-11],影响 MMC 的可靠运行^[3]。由于桥臂电流直流分量的存在,在逆变工况下运行的半桥型 MMC 子模块下部绝缘栅双极晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)(以下简称 T₂管)损耗远高于其他器件^[12],混合型 MMC 的 HBSM 亦存在该问题。

为降低 T₂管损耗,目前学者们主要从环流注入、晶闸管旁路、降低子模块电容电压以及全/半桥解耦控制等方面展开研究。文献[13]分析基频环流注入、二倍频环流注入以及直流偏置注入 3 种方法对 T₂管损耗的影响,指出基频环流注入会增加 T₂管损耗;二倍频环流注入可降低 T₂管损耗,但损耗

改善效果有限;直流偏置电压可改善某一桥臂中的 T₂管损耗,但其损耗转移至同相另一桥臂中的 T₂管。文献[14]对冗余子模块进行主动旁路控制,由旁路晶闸管承担部分电流,进而降低 T₂管损耗。文献[15-16]通过在半桥型 MMC 中降低子模块电容电压以减小 HBSM 中 T₂管损耗。文献[17]针对混合型 MMC 中全桥及半桥子模块损耗分布的差异性,通过对全桥及半桥模组单独控制来降低 T₂管的损耗,但其控制方法相对复杂,总损耗改善效果有限,且并未进行实验验证。

降低子模块电容电压的方法不依赖于子模块拓扑,是实现减小 HBSM 中 T₂管损耗较为容易且行之有效的办法。受限于桥臂输出电压的需求,桥臂输出电压的冗余随调制比升高而降低,子模块电容降压比例与损耗改善效果也随之降低。该方法直接应用于混合型 MMC,降低全部子模块电容电压时,可实现与半桥型 MMC 相同的改善效果。但混合型 MMC 中 FBSM 由于轮换调制^[18-19]的存在,损耗最大的器件仅为 HBSM 中 T₂管的一半,因此无须降低 FBSM 电容电压,便可使全桥模组承担更多的输出电压,以提升半桥模组的降压比例。

综上,如何提高混合型 MMC 的桥臂输出电压冗余,以及使全桥模组承担更多的桥臂输出电压,是降低 HBSM 中 T₂管损耗的关键。因此,文中提出三次谐波电压注入与桥臂输出电压指令值差异化分配相结合的控制策略,最大程度提高半桥模组的冗余,单独降低 HBSM 的电容电压,从而最大限度降低 HBSM 中 T₂管损耗,优化器件损耗分布。

收稿日期:2023-09-13;修回日期:2023-12-04

基金项目:山东省自然科学基金资助项目(ZR2020QE215);国家自然科学基金资助项目(62073200)

1 混合型 MMC 子模块器件损耗分布特性

图 1 为全桥-半桥 1:1 混合型 MMC (以下简称为混合型 MMC) 的拓扑, 其由 6 个桥臂组成, 各桥臂包含 $N/2$ 个 HBSM、 $N/2$ 个 FBSM 及 1 个桥臂电抗器 L 。 U_{dc} 、 i_{dc} 分别为直流侧电压和电流; u_j 、 i_j 分别为交流侧 j 相电压和电流 ($j = a, b, c$); u_{pj} 、 u_{nj} 分别为 j 相上、下桥臂输出电压; i_{pj} 、 i_{nj} 分别为 j 相上、下桥臂电流; HBSM 由 2 个 IGBT (T_1 、 T_2)、2 个二极管 (D_1 、 D_2) 及电容 C 组成; FBSM 则由 4 个 IGBT (T_1 — T_4)、4 个二极管 (D_1 — D_4) 及电容 C 组成; U_c 为子模块电容额定电压。

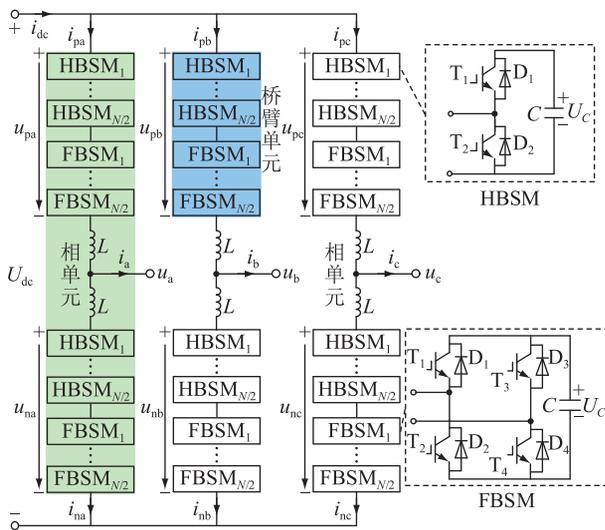


图 1 混合型 MMC 的拓扑

Fig.1 Topology of hybrid MMC

逆变工况下, MMC 的 a 相上桥臂输出电压 u_{pa} 及电流 i_{pa} 可表示为:

$$\begin{cases} u_{pa} = \frac{1}{2}U_{dc} - U_m \sin \omega t - u_{difa} \\ i_{pa} = \frac{1}{3}i_{dc} + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi) - u_{difa} \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_m 、 I_m 分别为相电压及相电流的幅值; ω 为基频角频率; φ 为功率因数角; u_{difa} 为环流抑制器输出的二倍频分量。a 相上桥臂中投入的子模块个数 n 可表示为:

$$n = \text{round}(u_{paref}/U_c) \quad (2)$$

式中: $\text{round}(\cdot)$ 为取整函数; u_{paref} 为 a 相上桥臂输出电压的指令值。

器件通态损耗可表示为^[12]:

$$\begin{cases} p_{cond,T} = i_{CE}U_{CE} + i_{CE}^2r_{CE} \\ p_{cond,D} = i_fU_f + i_f^2r_f \end{cases} \quad (3)$$

式中: $p_{cond,T}$ 、 $p_{cond,D}$ 分别为 IGBT 和二极管的通态损耗; i_{CE} 、 i_f 分别为流经 IGBT 和二极管的电流; U_{CE} 、 U_f

分别为 IGBT 和二极管的通态压降; r_{CE} 、 r_f 分别为 IGBT 和二极管的通态电阻。

为体现不同类型子模块间的差异性, 将桥臂中 2 类子模块等效为全桥和半桥 2 个模组。以 a 相上桥臂为例, 将全桥模组平均开关函数 S_{paf} 和半桥模组平均开关函数 S_{pah} 定义为:

$$\begin{cases} S_{paf} = \frac{u_{paf}}{U_c} / \frac{N}{2} = \frac{2u_{paf}}{NU_c} \\ S_{pah} = \frac{u_{pah}}{U_c} / \frac{N}{2} = \frac{2u_{pah}}{NU_c} \end{cases} \quad (4)$$

式中: u_{paf} 、 u_{pah} 分别为全桥、半桥模组的输出电压。在传统控制策略下, 全桥模组和半桥模组的输出电压相同、平均开关函数相等, 其值为:

$$S_{paf} = S_{pah} = \frac{u_{pa}/2}{U_c} / \frac{N}{2} = \frac{u_{pa}}{NU_c} \quad (5)$$

结合子模块器件导通路径与桥臂电流, 可推出 HBSM 中 T_2 管平均通态损耗为:

$$P_{cond,T2} = \frac{1}{T} \int_{t_2}^{0.02+t_1} (1 - S_{pah}) p_{cond,T}(i_{pa}) dt \quad (6)$$

式中: T 为一个工频周期; t_1 、 t_2 为桥臂电流过零时刻, 在 t_1 — t_2 区间内, 桥臂电流为负。对于 2 类子模块的其他器件, 可用类似计算方法, 此处不再阐述。

器件开关损耗功率^[18]表达式为:

$$P_{sw} = \frac{1}{T} \times \frac{U_c}{U_{ref,sw}} \sum_{m=1}^{N_{sw}} E_{sw}(i(m)) \quad (7)$$

式中: N_{sw} 为一基频周期内器件的开关动作次数; $U_{ref,sw}$ 为器件数据手册中开关损耗的测试电压; $U_c/U_{ref,sw}$ 为电压修正系数; $E_{sw}(i(m))$ 为器件在电流 $i(m)$ 下开关一次损耗的能量。

E_{sw} 可根据器件数据手册中的开关损耗曲线进行二次多项式拟合, IGBT 开通损耗 $E_{sw,on}$ 、关断损耗 $E_{sw,off}$ 及二极管的反向恢复损耗 $E_{sw,rec}$ 表达式分别为:

$$\begin{cases} E_{sw,on} = a_1i^2 + b_1i + c_1 \\ E_{sw,off} = a_2i^2 + b_2i + c_2 \\ E_{sw,rec} = a_3i^2 + b_3i + c_3 \end{cases} \quad (8)$$

式中: a_x 、 b_x 、 c_x 为二次多项式的拟合系数, $x=1, 2, 3$ 。

以表 1 中的混合型 MMC 系统参数为例, 设置功率因数为 1, 每个控制周期轮换 2 个子模块^[19], FBSM 采用轮换模式^[18], 计算传统控制策略下混合型 MMC 的器件损耗分布。混合型 MMC 系统中, IGBT 模块选用 ABB 5SNA 0800N330100。

经过计算可得混合型 MMC 器件损耗分布特性如下: HBSM 器件损耗分布极不均衡, T_2 管损耗远高于其他器件; FBSM 由于采用轮换调制方式, 其损耗

表 1 混合型 MMC 系统参数
Table 1 Hybrid MMC system parameters

参数	数值
额定容量/(MV·A)	200
额定交流电压/kV	162
额定直流电压/kV	±160
子模块额定电压/kV	1.6
桥臂子模块数目	200
子模块电容/mF	7.5
控制频率/kHz	10

最高的 T_2 和 T_3 管仅为 HBSM 中 T_2 管损耗的一半。因此,降低 HBSM 中 T_2 管的损耗,有利于提高设备运行可靠性。

2 子模块电容电压对器件损耗的影响分析

MMC 中子模块的投切状态与子模块电容电压密切相关,其决定器件的导通状态与开关动作,进而影响器件的损耗。因此,下文分析降低子模块电容电压对器件损耗的影响。

2.1 对通态损耗的影响分析

保持模组输出电压不变,降低电容电压,电容电压可表示为:

$$U'_c = kU_c \quad (9)$$

式中: k 为电容电压的跌落系数。为满足模组输出电压需求, k 的取值范围为:

$$k \geq \frac{\max(u_{\text{pah}})}{NU_c/2} \quad (10)$$

此时 HBSM 的平均开关函数可表示为:

$$S_{\text{pah}} = \frac{2u_{\text{pah}}}{NU'_c} = \frac{2u_{\text{pah}}}{NkU_c} \quad (11)$$

由式(6)可知,HBSM 中 T_2 管的通态损耗与 S_{pah} 负相关。在允许的范围内, k 值越小,电容电压越低, T_2 管的通态损耗越小。

2.2 对开关损耗的影响分析

开关损耗包括必要开关损耗以及附加开关损耗。最近电平逼近调制(nearest level approximation modulation, NLM)下 HBSM 降压前、后半桥模组的输出电压如图 2 所示。为方便观察,图中只取前 1/4 个基频周期,且子模块数目较少,电压基准值为 $U_{\text{dc}}/2$ 。其中, u_{href} 、 u_{h} 分别为半桥模组输出电压的指令值与实际值。

由图 2 可知,在模组输出电压指令值相同的情况下,降低子模块电压会增加模组输出电压的电平数目,增加其必要开关次数。相比于降压前,模组输出电压输出电平数增加为原来的 $1/k$ 倍,必要开

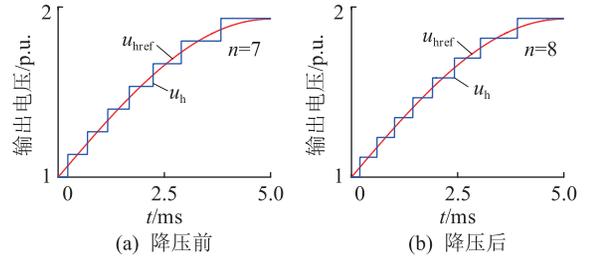


图 2 HBSM 降压前、后半桥模组的输出电压

Fig.2 Output voltage of half bridge module before and after voltage reduction of HBSM

关次数也增加为原来的 $1/k$ 倍。由式(7)可知,开关次数增加为原来的 $1/k$ 倍的同时,子模块电容电压降低为原来的 k 倍,必要开关损耗可保持不变。

附加开关动作由电容电压均压算法产生,以文献[20]所述方法分析,在每个控制周期轮换固定子模块数目。附加开关次数不变,子模块电容电压降低为原来的 k 倍,附加开关损耗降低为原来的 k 倍。综上,降低 HBSM 电容电压可减小开关损耗。

2.3 通过三次谐波电压注入提升降压比例

通过分析可知, k 值越小,子模块电容电压越低,越有利于降低 HBSM 中 T_2 管的损耗。由式(10)可知,模组输出电压最大值是限制 k 取值范围的决定因素。

如图 3 所示,可通过注入初相位与基频电压分量相同、幅值为基频电压幅值 1/6 的三次谐波电压 u_{3rd} (即最优三次谐波电压)^[21-22],最大限度提高桥臂输出电压的冗余。其中,电压基准值为 $U_{\text{dc}}/2$ 。

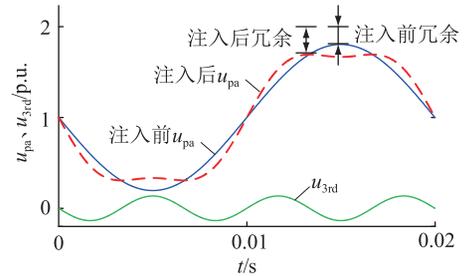


图 3 最优三次谐波电压注入

Fig.3 Optimal third harmonic voltage injection

上述三次谐波注入的方法可降低桥臂输出电压峰值 u_{pamax} ,但其对总损耗 P_{MMC} 及 HBSM 中 T_2 管损耗 P_{T2} 是否带来负面影响还有待明确。根据表 1 中的混合型 MMC 系统参数,计算不同三次谐波电压注入对桥臂输出电压峰值、HBSM 中 T_2 管损耗以及换流器总损耗的影响,计算结果如图 4 所示。

图 4 中,注入三次谐波电压相位与基频电压相同, k_3 为三次谐波电压幅值与基频电压分量之比。由于采用 NLM,损耗曲线并不平滑。从图中可以看

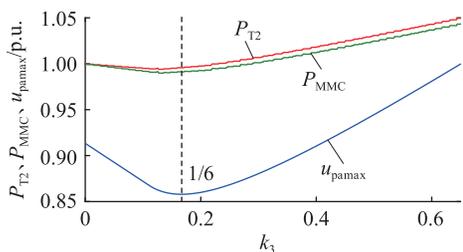


图4 三次谐波电压注入对损耗的影响
Fig.4 Influence of third harmonic voltage injection on loss

出,在 $k_3=1/6$ 时,桥臂电压峰值最小,冗余最大,验证了上述最优三次谐波电压的选取。注入三次谐波电压后,HBSM 中 T_2 管损耗降低约 0.5%,换流器总损耗降低约 1%。这表明最优三次谐波注入对 T_2 管损耗和换流器总损耗的影响较小,且均为有利影响,同时可显著提高桥臂输出电压冗余度,有利于降低 HBSM 中 T_2 管的损耗。

3 器件损耗分布优化方法

3.1 环流抑制对桥臂输出电压的影响

理论上,注入三次谐波电压后桥臂输出电压为标准的马鞍形,但环流抑制器在桥臂输出电压上叠加二倍频电压,使马鞍形发生畸变^[23],增大了桥臂输出电压的峰值,如图 5 所示。

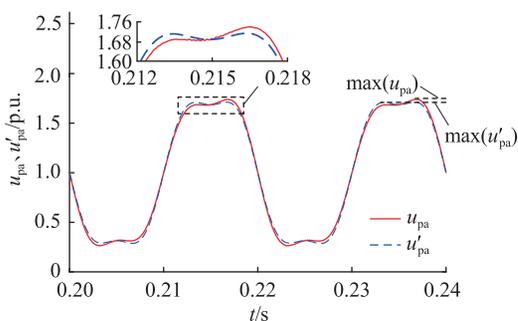


图5 考虑环流抑制的桥臂输出电压
Fig.5 Arm output voltage considering circulating current suppression

其中, u'_{pa} 为不包括二倍频分量的桥臂输出电压。传统控制策略中,桥臂输出电压中的各次谐波分量均分在 2 个模组中,但由于二倍频电压的存在,限制了 HBSM 降压比例。

对二倍频电压进行差异化分配,直流分量、基频分量及三倍频分量分配方式保持不变,由 2 个模组均分,二倍频分量全部由全桥模组承担,电压分配结果如图 6(a) 所示,其中电压基准值为 $U_{dc}/2$ 。将 HBSM 电容电压降为最低时, k 取最小值, S_{pah} 及 S_{paf} 如图 6(b) 所示。

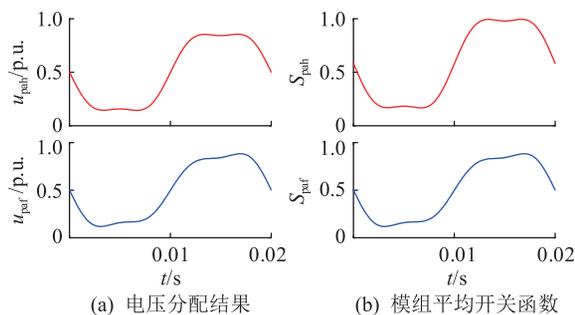


图6 二倍频电压差异化分配

Fig.6 Differential distribution of second harmonic voltage

3.2 桥臂输出电压指令值差异化分配

定义全桥及半桥模组分配系数分别为 k_f 和 k_h ,

3.1 节中电压分配环节可表示为:

$$\begin{cases} u_{pah} = k_h u'_{pa} \\ u_{paf} = k_f u'_{pa} - u_{difa} \\ k_h + k_f = 1 \end{cases} \quad (12)$$

图 6 中采用传统控制策略均分直流分量、基频分量及三倍频分量, $k_h = k_f = 0.5$ 。此时,全桥模组输出电压存在冗余,可通过合理设置 k_h 及 k_f 的值,使其承担更大的桥臂输出电压,在不配置更多子模块的前提下,提高半桥模组的冗余,提升 HBSM 电容降压的空间。 k_f 取值范围满足:

$$\max(u_{paf}) = \max(k_f u'_{pa} - u_{difa}) \leq NU_C/2 \quad (13)$$

对桥臂输出电压指令值重新分配, k_f 取最大值,桥臂输出电压分配结果如图 7(a) 所示,其中虚线为图 6 电压分配结果。相比于图 6 电压分配方式,半桥模组输出电压峰值进一步降低,冗余达到最大。根据式(10)将 k 取最小值,HBSM 电容电压降为最低, S_{pah} 及 S_{paf} 如图 7(b) 所示。

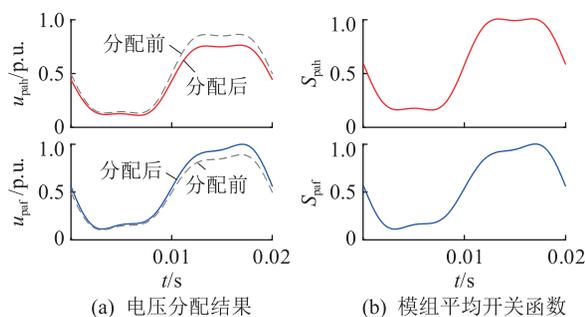


图7 桥臂输出电压差异化分配

Fig.7 Differential distribution of arm output voltage

将 k 的最小值代入式(11),得到 HBSM 电容电压最大程度降压后的开关函数为:

$$S_{pah} = \frac{u_{pah}}{\max(u_{pah})} \quad (14)$$

图 6 和图 7 所示 2 种电压分配方式下,半桥模

组的电压波形形状相同,幅值不同。由式(14)可知,降压后2种分配方式下的模组平均开关函数相同。由式(6)可知,半桥模组平均开关函数 S_{pah} 不变, T_2 管通态损耗保持不变,但 HBSM 电容电压的进一步降低可有效降低 T_2 管开关损耗。

当 FBSM 配比发生变化时,由式(12)可有:

$$\min(k) = (u_{\text{pamax}} - FU_C + u_{\text{difa}})/(HU_C) \quad (15)$$

式中: F/H 分别为 FBSM、HBSM 数量。

假设 u_{difa} 恒定,由式(15)可知,随着 FBSM 比例提升, F/H 增大, k 值减小, HBSM 电容电压可降低程度增加, HBSM 中 T_2 管损耗降低比例也随之增加。

综上所述,图7的差异化分配方式使半桥模组平均开关函数达到最大,同时,使 HBSM 电容电压降为最低,最大程度降低 T_2 管通态损耗与开关损耗,且 FBSM 配比越高,降低损耗效果越好。

3.3 整体控制策略

图8为基于三次谐波电压注入及桥臂输出电压差异化分配的混合型 MMC 控制框图。其中, P_{ref} 、 Q_{ref} 分别为给定的有功功率与无功功率; i_{dref} 、 i_{qref} 分别为 d 轴和 q 轴电流的指令值; e_{jref} 为内电势指令值 ($j=a, b, c$); $u_{\text{Cl}(l)}$ 、 $u_{\text{Ch}(l)}$ 分别为 FBSM、HBSM 实时电容电压 ($l=1, 2, \dots, N/2$); u_{pjref} 、 u_{phref} 分别为上桥臂全桥、半桥模组输出电压指令值; u_{njref} 、 u_{nhref} 分别为下桥臂全桥、半桥模组输出电压指令值; i_{circref} 、 i_{ciqref} 分别为 d 轴和 q 轴上的环流指令值,其值均为0。根据幅值系数 k_3 和谐波注入初相位 θ_3 确定三次谐波电压 $u_{3\text{rd}}$; 通过 e_{jref} 、 U_{dc} 及 $u_{3\text{rd}}$ 共同得到不含二倍频分量的上、下桥臂输出电压指令值 u'_{pjref} 、 u'_{njref} ; 根据环流抑制器得到二倍频分量 u_{dif} 。然后,桥臂输出电压分配环节将电压指令值各次分量按式(12)分配,计算出全桥、半桥模组输出电压的指令值。最后,全桥、半桥模组根据子模块电容的额定电压及

实时电压进行独立均压控制,控制子模块的投切。

以表1所示混合型 MMC 系统参数为例,计算不同控制方法下 HBSM 中 T_2 管的损耗。控制方法包括传统控制、直接降低全部子模块的电压、注入三倍频后二倍频电压差异化分配以及注入三倍频后桥臂输出电压差异化分配控制 ($k_{\text{h}} = 0.445$ 、 $k_{\text{f}} = 0.555$)。各控制方法下 HBSM 电容电压跌落系数 k 在考虑桥臂电感压降的前提下取最小值,最大程度降低 HBSM 电容电压,计算结果如表2所示。

表2中,在直接降低全部子模块电压^[16]的控制方法下, HBSM 电容电压降低比例较小,损耗改善效果较弱,相比于传统控制方法,电容电压降低8%,总损耗仅降低了21.76 W,降低约2.65%。而在文中所提桥臂输出电压差异化分配的控制方法下,电容电压降低了23%,总损耗降低了52.89 W,降低约6.44%。上述数据表明,文中所提方法可最大程度降低 HBSM 电容电压,从而降低 T_2 管损耗。同时,该方法为因运行调制比较高而导致器件损耗优化困难的混合型 MMC 提供了进一步的损耗优化空间。

传统控制与优化控制下,各器件的损耗计算结果如表3所示。相比于传统控制方法, FBSM 中 T_2 总损耗降低了10.35 W,降低约2.52%;换流器的总损耗降低了43.9 kW,降低约2.36%。以上数据表明,文中所提方法在明显降低半桥 T_2 管损耗的同时,对全桥 T_2 管以及换流器的总损耗也有一定的改善效果,有利于提高换流器的整体效率。

4 仿真及实验验证

为验证文中所提优化方法的有效性,利用 PLECS 及 MATLAB/Simulink 仿真软件,搭建混合型

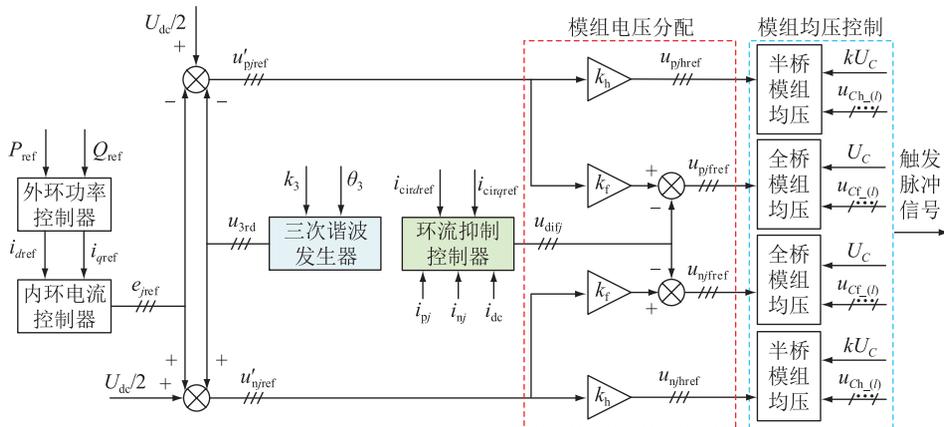


图8 基于三次谐波电压注入及桥臂输出电压差异化分配的混合型 MMC 控制框图

Fig.8 Hybrid MMC control block diagram based on third harmonic voltage injection and arm output voltage differential distribution

表 2 各控制方法下 HBSM 中 T₂ 的损耗

Table 2 Loss of T₂ in HBSM under different control methods

控制模式	k	通态 损耗/W	开关 损耗/W	总损耗/ W	损耗降低 比例/%
传统控制	1.00	704.18	116.59	820.77	
直接降低全部 子模块的电压	0.92	688.89	110.12	799.01	2.65
二倍频电压 差异化分配	0.87	678.87	101.64	780.51	4.91
桥臂输出电压 差异化分配	0.77	677.75	90.13	767.88	6.44

表 3 混合型 MMC 器件损耗分布计算结果

Table 3 Calculation results of loss distribution of hybrid MMC devices W

开关器件	传统控制		优化控制		
	通态损耗	开关损耗	通态损耗	开关损耗	
HBSM	T ₁	142.95	34.56	161.52	23.60
	D ₁	106.58	63.65	122.50	49.83
	T ₂	704.18	116.59	677.75	90.13
	D ₂	13.53	20.80	2.10	14.20
FBSM	T ₁	153.94	17.28	160.03	15.26
	D ₁	318.74	31.82	324.27	31.58
	T ₂	352.09	58.30	342.89	57.15
	D ₂	6.77	10.40	3.02	9.14
	T ₃	352.09	58.30	342.89	57.15
	D ₃	6.77	10.40	3.02	9.14
	T ₄	153.94	17.28	160.03	15.26
	D ₄	318.74	31.82	324.27	31.58

MMC 大功率仿真模型进行仿真验证,再利用小功率 MMC 实验平台进行实验验证。

4.1 优化控制策略的输出特性

采用图 8 所示优化控制策略,考虑电感的压降,分配系数 $k_h=0.445$ 、 $k_f=0.555$ 。仿真参数如表 1 所示。HBSM 电容电压跌落系数 $k=0.77$,额定电压降低为 1 232 V。仿真结果如图 9 所示。

由图 9(a)、(b)可知,所提优化控制策略可较好地维持交流侧电压及电流的质量。图 9(c)中,三相环流去除直流分量后,其主要为正序的四倍频电流,这是由三次谐波电压注入^[23]导致的,但因桥臂电抗的存在,其幅值较小,远小于桥臂电流,对输出波形及损耗影响很小。图 9(d)为全桥、半桥模组输出电压的指令值,表明实现了三次谐波电压注入及桥臂输出电压差异化分配控制。图 9(e)中, u_{CT} 、 u_{Ch} 分别为 FBSM、HBSM 的电容电压,可发现所提优化控制策略下全桥、半桥模组电容电压均衡,验证了模组独立均压的可行性。

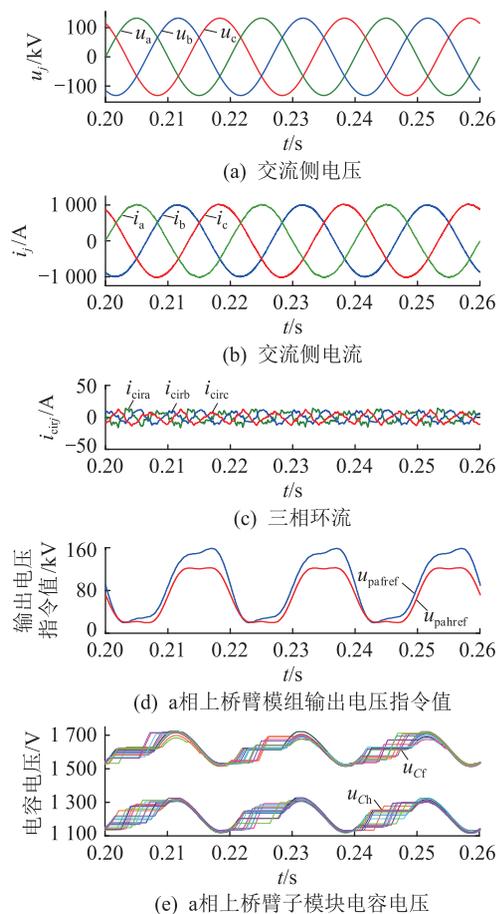


图 9 基于优化控制策略的混合型 MMC 仿真波形

Fig.9 Simulation waveforms of hybrid MMC based on optimal control strategy

4.2 优化控制策略对器件损耗分布的改善

为验证模组解耦控制对器件损耗分布特性的优化效果,分别对传统控制策略及所提器件损耗分布优化控制策略下的混合型 MMC 子模块器件损耗进行仿真验证,仿真结果如表 4 所示。

表 4 混合型 MMC 器件损耗分布仿真结果

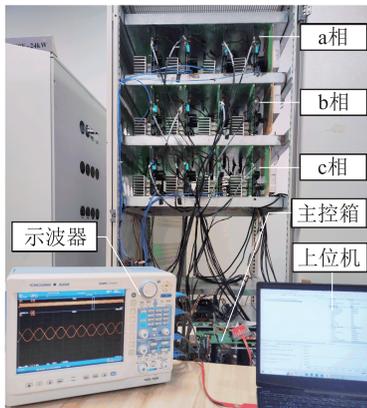
Table 4 Simulation results of loss distribution of hybrid MMC devices W

开关器件	传统控制		优化控制		
	通态损耗	开关损耗	通态损耗	开关损耗	
HBSM	T ₁	140.48	34.63	170.18	21.84
	D ₁	104.62	63.95	125.11	50.36
	T ₂	708.04	121.80	680.26	92.27
	D ₂	13.83	19.58	1.24	7.52
FBSM	T ₁	154.83	12.14	167.09	14.38
	D ₁	321.30	36.90	327.22	35.24
	T ₂	348.51	60.54	345.01	60.89
	D ₂	5.01	9.41	3.13	9.46
	T ₃	354.70	66.40	343.13	65.89
	D ₃	6.43	10.75	3.19	11.43
	T ₄	152.49	18.40	167.02	16.22
	D ₄	317.44	35.76	328.08	37.46

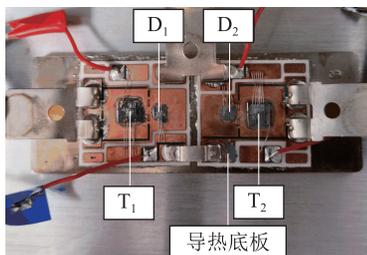
结果表明,各器件损耗仿真结果与解析计算结果基本一致。所提优化控制策略相比于传统控制策略,HBSM 中 T_2 管的通态损耗降低了 27.78 W,降低约 3.92%;开关损耗降低了 29.53 W,降低约 24.24%;总损耗降低了 57.31 W,降低约 6.91%。这表明所提的基于最优模组平均开关函数的模组解耦控制策略可有效降低 HBSM 中 T_2 管的损耗,改善混合型 MMC 器件损耗分布特性。

4.3 优化控制策略的实验验证

为验证所提优化控制策略在实际运行中的优化效果,在图 10(a)所示的 MMC 小功率实验平台上进行实验,对图 10(b)所示的半桥型 IGBT 模块进行红外热成像扫描,通过温度对比验证损耗优化效果。其中,实验平台工作于逆变状态,直流侧由直流源进行供电,交流侧接入大功率阻性负载。控制策略由主控箱中 1 个数字信号处理器(digital signal processor, DSP) (TMS320F28335) 控制器和 3 个现场可编程门阵列(field programmable gate array, FPGA) (XC6SLX16) 相控制器实现。实验平台关键参数如表 5 所示,其中 IGBT 型号选用 MG40MA120BUH1。



(a) MMC 实验平台



(b) 半封装的半桥型 IGBT 模块

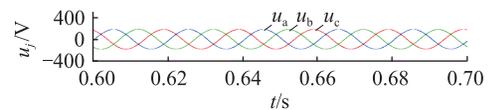
图 10 MMC 实验平台实物

Fig.10 Diagram of the experimental platform for MMC

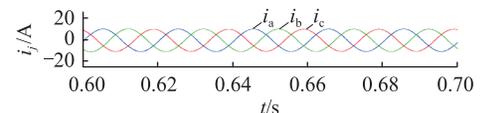
采用图 8 所示控制策略,因 NLM 并不适用于电平数较少的场合^[24-25],故实验验证转为采用载波同相层叠调制(phase disposition pulse width modulation, PD-PWM)。a 相上桥臂的各电气量波形分别如图 11 所示。

表 5 实验平台参数
Table 5 Experimental platform parameters

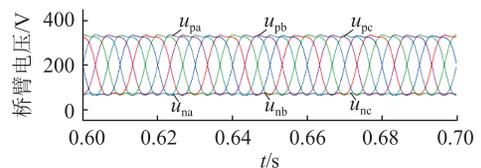
参数	数值
运行功率/kW	2.5
直流电压/V	400
交流侧电压/V	165
桥臂电抗/mH	4
控制频率/kHz	10
桥臂子模块数目	4
子模块电容/mF	2.5
交流单相负载/ Ω	16



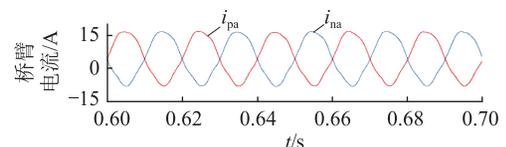
(a) 交流侧电压



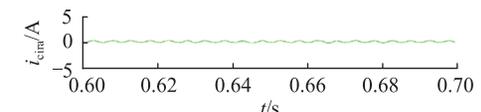
(b) 交流侧电流



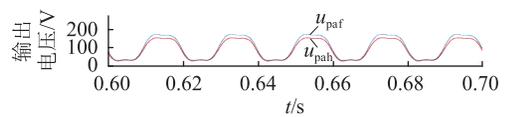
(c) 三相上、下桥臂电压



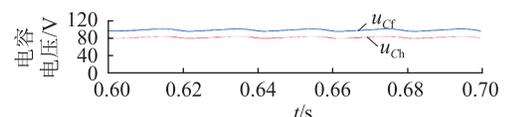
(d) a 相上、下桥臂电流



(e) a 相桥臂间环流



(f) 全桥、半桥模组输出电压



(g) FBSM、HBSM 电容电压

图 11 优化控制策略下的混合型 MMC 稳态运行波形

Fig.11 Steady-state operation waveforms of hybrid MMC under optimized control strategy

由图 11(a)、(b)可知,使用基于 HBSM 电容压的优化控制策略后,仍能较好地维持交流侧电压和电流的质量。图 11(c)、(f)分别为桥臂输出电压和全桥、半桥模组输出电压,其类马鞍波波形与控制策略相符合。由图 11(e)可知,去除直流分量的 a

相环流主要为四倍频电流,与仿真结果相一致。图 11(g)为 a 相上桥臂子模块电容电压,同类子模块的电容电压波动保持一致,证明了模组内均压控制的有效性。HBSM 电容电压的平均值约为 FBSM 的 80%,实现了单独降低 HBSM 的电容电压。

为验证损耗优化效果,对优化前后的温度进行对比,使 MMC 实验平台分别稳定运行于传统控制策略与优化控制策略下。其中,实验环境温度与开关器件起始温度均为 23 °C,实验运行时间均为 10 min。实验运行结果如图 12 所示。

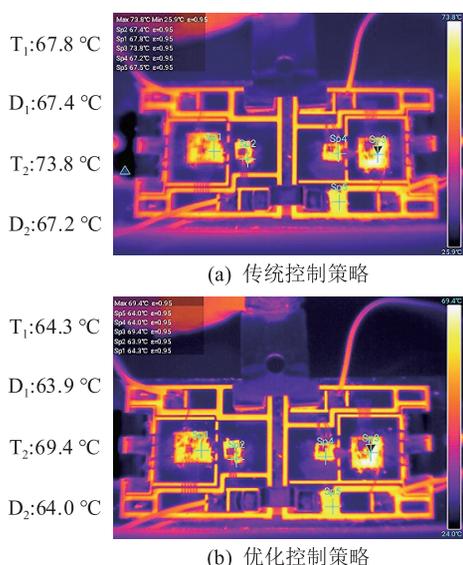


图 12 传统控制策略与优化控制策略下的开关器件温度对比

Fig.12 Comparison of switch device temperatures under traditional control strategy and optimized control strategy

由图 12(a)可知,所有开关器件中 T_2 管温度最高,为 73.8 °C,其他开关器件温度均在 67.5 °C 左右。温度结果可以说明,实际运行中 T_2 管损耗确实远高于其他开关器件。这里需要说明的是,由于 T_2 管温度过高,同时 IGBT 模块铜制底板又具备良好的导热性,故导致其他开关器件温度的差异性较小。图 12(b)中, T_2 管温度为 69.4 °C,其他开关器件温度在 64.0 °C 左右。对比 2 种控制策略下的实验温度可以发现,采用优化控制策略后, T_2 管温度降低了 4.4 °C,可以证明 T_2 管的高损耗问题确实得到了改善。

综上,实验表明,基于 HBSM 电容降压的优化控制策略可稳定运行于小功率 MMC 实验平台,并且能够减小 HBSM 中 T_2 管损耗,验证了该控制策略的可行性与有效性。

5 结语

针对混合型 MMC 工作于逆变状态时,HBSM 中

T_2 管损耗较大的问题,文中提出一种混合型 MMC 器件损耗分布优化方法。采用三次谐波电压注入及桥臂输出电压差异化分配的方法,最大程度降低 HBSM 的电容电压,从而降低 HBSM 中 T_2 管的损耗。与直接降低子模块电容电压的方法相比,文中所提控制策略为运行调制比较高的混合型 MMC 提供了进一步的损耗优化空间。计算结果表明,所提优化控制策略可有效降低 HBSM 中 T_2 管的损耗,优化混合型 MMC 器件损耗分布特性,同时还可降低换流器的总损耗。仿真及实验验证结果表明,优化控制策略可减小 HBSM 中 T_2 管的损耗,降低其运行温度,提高换流器的可靠性。

参考文献:

[1] 王泽青,夏成军,赖胜杰,等. 混合型 MMC 非闭锁型直流故障穿越的故障等效模型[J]. 电力工程技术,2023,42(2): 103-111.
WANG Zeqing, XIA Chengjun, LAI Shengjie, et al. Fault equivalent model for non-blocking DC fault ride-through of hybrid MMC [J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(2): 103-111.

[2] 东洪春,邵宗学,江耀曦,等. 具备闭锁和非闭锁模式抑制直流故障电流的新型模块化多电平变换器拓扑[J]. 电工技术学报,2022,37(21): 5526-5540.
SHU Hongchun, SHAO Zongxue, JIANG Yaoxi, et al. A new modular multilevel converter topology with capability of DC faults clearing under blocking and non-blocking mode [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(21): 5526-5540.

[3] 艾小清,袁旭峰,熊炜,等. 柔直配电系统混合型 MMC 可靠性评估[J]. 电测与仪表,2023,60(9): 88-95
AI Xiaoqing, YUAN Xufeng, XIONG Wei, et al. Reliability evaluation of hybrid MMC for flexible DC distribution system [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2023, 60(9): 88-95

[4] 郑伟,国建宝,杨光源,等. 适应多端直流输电系统直流故障仿真的工程实用模型研究[J]. 电力系统保护与控制,2022, 50(12): 180-187.
ZHENG Wei, GUO Jianbao, YANG Guangyuan, et al. A practical model suitable for DC fault simulation of a multi terminal DC transmission system [J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(12): 180-187.

[5] 杨美娟,王先为,姚为正,等. 特高压混合式 MMC 低全桥配比下单阀组投退过程中的均压控制[J]. 全球能源互联网, 2018,1(5): 603-610.
YANG Meijuan, WANG Xianwei, YAO Weizheng, et al. Voltage balancing control of hybrid MMC with low ratio of FBSM in UHVDC during group entry/exit process [J]. Journal of Global Energy Interconnection, 2018, 1(5): 603-610.

[6] 林卫星,文劲宇,刘伟增. 架空柔性直流输电系统全桥模块比例设计与无闭锁控制[J]. 南方电网技术,2018, 12(2): 3-11.

- LIN Weixing, WEN Jinyu, LIU Weizeng. Full bridge sub-module proportion design and non-blocking control of overhead MMC-HVDC transmission system[J]. Southern Power System Technology, 2018, 12(2): 3-11.
- [7] 李冠宏, 路茂增, 边敦新, 等. 基于三次谐波电压注入的扩展混合型 MMC 运行区域的控制方法[J]. 电测与仪表, 2023, 60(8): 164-170.
- LI Guanrong, LU Maozeng, BIAN Dunxin, et al. Third harmonic voltage injection based control method with expanding the operation area of hybrid MMC[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2023, 60(8): 164-170.
- [8] 郑文迪, 周腾龙, 邵振国, 等. 模块化多电平换流器 IGBT 状态参数在线监测方法[J]. 电测与仪表, 2020, 57(22): 120-125.
- ZHENG Wendi, ZHOU Tenglong, SHAO Zhenguo, et al. An on-line monitoring method for IGBT state parameters of modular multilevel converter[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(22): 120-125.
- [9] 余昆, 薛卜, 顾昉渊, 等. MMC 整流器开关器件的损耗及温升建模研究[J]. 电力工程技术, 2021, 40(4): 18-25.
- YU Kun, XUE Bu, GU Fangyuan, et al. The loss and temperature rise modeling of MMC rectifier switching devices[J]. Electric Power Engineering Technology, 2021, 40(4): 18-25.
- [10] 刘黎, 李康, 黄萌, 等. 基于电压电流特性曲线的 MMC 子模块 IGBT 通态损耗在线计算方法[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(23): 19-27.
- LIU Li, LI Kang, HUANG Meng, et al. On-line calculation method of an IGBT on-state loss of an MMC sub-module based on a voltage and current characteristic curve[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(23): 19-27.
- [11] 阳同光, 沈兵. 模块化多电平换流器 IGBT 模块失效机理和状态监测研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(4): 174-187.
- YANG Tongguang, SHEN Bing. Review of failure mechanism and state monitoring technology for modular multilevel converter IGBT modules[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(4): 174-187.
- [12] 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.
- [13] MERLIN M M C, MITCHESON P D. Active power losses distribution methods for the modular multilevel converter[C]// 2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). Trondheim, Norway. IEEE, 2016: 1-6.
- [14] 董玉斐. 模块化多电平换流器的主动热控制研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2018.
- DONG Yufei. Research on active thermal control of modular multilevel converter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2018.
- [15] 丁红旗, 马伏军, 徐千鸣, 等. 模块化多电平换流器子模块 IGBT 损耗优化控制策略[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(17): 143-152.
- DING Hongqi, MA Fujun, XU Qianming, et al. Loss optimization control strategy for IGBT in sub-module of modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(17): 143-152.
- [16] 许彬, 李景波, 宁志彦, 等. 高压大容量 MMC 子模块下部 IGBT 损耗优化方法[J]. 电网技术, 2021, 45(10): 4025-4036.
- XU Bin, LI Jingbo, NING Zhiyan, et al. Loss optimization for bottom IGBT of submodule in high-voltage and large-capacity modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2021, 45(10): 4025-4036.
- [17] 马新喜, 路茂增, 赵艳雷, 等. 混合型 MMC 器件损耗分布优化控制方法[J]. 南方电网技术, 2023, 17(5): 19-28, 99.
- MA Xinxi, LU Maozeng, ZHAO Yanlei, et al. Optimization control method for loss distribution of devices in hybrid MMC[J]. Southern Power System Technology, 2023, 17(5): 19-28, 99.
- [18] 董玉斐, 杨贺雅, 李武华, 等. MMC 中全桥子模块损耗分布优化的调制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(7): 1900-1907.
- DONG Yufei, YANG Heya, LI Wuhua, et al. An optimal strategy for loss distribution of full-bridge submodules in modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7): 1900-1907.
- [19] 谢晔源, 曹冬明, 姜田贵, 等. 基于模块化多电平换流器的新型全桥损耗优化调制策略[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(6): 78-84.
- XIE Yeyuan, CAO Dongming, JIANG Tianguai, et al. A new full-bridge loss optimization modulating strategy based on modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(6): 78-84.
- [20] LI Z X, GAO F Q, XU F, et al. Power module capacitor voltage balancing method for a ± 350 kV/1 000 MW modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(6): 3977-3984.
- [21] 董鹏, 蔡旭, 吕敬. 大幅减小子模块电容容值的 MMC 优化方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(18): 5369-5380.
- DONG Peng, CAI Xu, LÜ Jing. Optimized method of MMC for greatly reducing the capacitance of the submodules[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(18): 5369-5380.
- [22] 荣飞, 黄韬, 饶宏, 等. MMC 换流阀最优三次谐波注入方法研究[J]. 高压电器, 2019, 55(7): 20-26.
- RONG Fei, HUANG Tao, RAO Hong, et al. Optimal method of third harmonic injection to MMC value[J]. High Voltage Apparatus, 2019, 55(7): 20-26.
- [23] 苑宾, 梅念, 陈东, 等. 三次谐波注入对 MMC 运行特性的影响[J]. 高电压技术, 2020, 46(3): 1060-1068.
- YUAN Bin, MEI Nian, CHEN Dong, et al. Influences of third harmonic injection on the operation characteristics of MMC

system [J]. High Voltage Engineering, 2020, 46 (3): 1060-1068.

- [24] 荣飞,孙宗卿,徐爽,等. 基于辅助子模块的 MMC 输出电流谐波优化控制方法 [J]. 高压电器, 2023, 59 (5): 154-162.
RONG Fei, SUN Zongqing, XU Shuang, et al. Harmonic optimization control method of MMC output current based on auxiliary sub-module [J]. High Voltage Apparatus, 2023, 59 (5): 154-162.
- [25] 徐政,肖晃庆,张哲任. 柔性直流输电系统 [M]. 2 版. 北京: 机械工业出版社, 2017.
XU Zheng, XIAO Huangqing, ZHANG Zheren. Flexible DC transmission system [M]. 2nd ed. Beijing: China Machine

Press, 2017.

作者简介:



韩文超

韩文超 (2000), 男, 硕士在读, 研究方向为模块化多电平换流器 (E-mail: hwch1226@ 163.com);

路茂增 (1988), 男, 博士, 讲师, 通信作者, 研究方向为柔性直流输电换流器的建模及控制、大功率变换器可靠性;

马新喜 (1998), 男, 硕士, 研究方向为电力电子变换器、模块化多电平换流器可靠性。

Loss optimization method for bottom IGBT in half bridge sub-module of high voltage and large capacity hybrid MMC

HAN Wenchao, LU Maozeng, MA Xinxi, ZHAO Yanlei, ZHANG Housheng

(School of Electrical and Electronic Engineering, Shandong University of Technology, Zibo 255000, China)

Abstract: Power losses on the upper and bottom insulated gate bipolar transistors (IGBTs) in half bridge sub-modules (HBSMs) are uneven when hybrid modular multilevel converters (MMCs) work as inverters. The loss of the bottom IGBT in HBSM is much higher than any other device, which results in the high thermal stress and failure rate. To address this problem, a device power loss distribution optimization method is proposed in this paper. Firstly, device power losses are calculated, and the distribution characteristic is analyzed. Secondly, the influence of sub-module capacitor voltage on the device power loss is analyzed, and it is found that the loss of the bottom IGBT can be reduced for a low sub-module capacitor voltage. Thirdly, through combining third harmonic voltage injection and the differential distribution of the arm output voltage reference, a loss distribution optimization method based on low sub-module capacitor voltage is proposed. Finally, the simulation and experiment results verify that the proposed method can improve the uneven device loss distribution of hybrid MMC and the operation reliability of the converter.

Keywords: modular multilevel converter (MMC); loss calculation; loss distribution; third harmonic voltage injection; arm voltage differential distribution; low sub-module capacitor voltage

(编辑 陆海霞)