

MMC 阀子模块 IGBT 损耗与结温计算

殷冠贤, 朱铭炼, 谢晔源, 姜田贵

(南京南瑞继保电气有限公司, 江苏 南京 211102)

摘要: 模块化多电平整流器(modular multilevel converter, MMC)子模块具有承受高电压、大电流等特点,绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)又是子模块的关键器件,而 IGBT 的损耗和结温计算方法决定 IGBT 的热设计和选型,是影响其在 MMC 工程应用的关键因素。文中首先对 MMC 稳态运行时子模块承受的应力进行了分析,其次,结合通态电流、子模块的投切和结温估算模型,设计了一种 IGBT 损耗和结温的计算方法,最后在搭建的试验系统中进行验证,结果证明了所给出的计算方法有效可行。

关键词: 统一潮流控制器;模块化多电平换流器;损耗;结温

中图分类号: TM76

文献标志码: A

文章编号: 2096-3203(2018)03-0129-05

0 引言

随着电力系统规模的日益扩大,统一潮流控制器(unified power flow controller, UPFC)被广泛应用于柔性交直流输电等场合。目前除了已投入使用的南京西环网 UPFC 示范工程,还有苏南 UPFC 工程等建设中的工程,对有效缓解能源负荷分布不均问题,增强我国电网构架起到积极的作用,获得了良好的社会效益和经济效益^[1-9]。

UPFC 换流阀使用最具有前景的模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC),其子模块具有承受高电压、大电流的特点,而子模块绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)的损耗和结温理论计算方法对其在 MMC 工程化应用中的热设计和选型非常重要。IGBT 在 MMC 在稳态运行过程中的损耗计算是其结温计算的关键。目前计算 MMC 损耗主要有两种计算方法,第一种是利用仿真软件搭建模型来计算实时功率损耗,依靠模型搭建的准确性^[10],另一种是利用解析经验公式对 MMC 换流阀损耗进行计算,此法具有较大的优势^[11-16]。

文中首先对 MMC 稳态运行时模块的电应力进行分析,其次,设计 MMC 阀子模块 IGBT 的损耗和结温的理论计算方法,最后进行了试验验证。

1 MMC 工作原理

MMC 拓扑如图 1 所示,MMC 阀由 3 个相单元组成,每个相单元包含 2 个桥臂,每个桥臂包含一个桥臂电抗器 L_0 和 N 个子模块(sub module, SM)。MMC 在运行时,每个相单元根据调制电压决定上下

桥臂投入的子模块数,为了持续输出稳定的直流电压 U_{dc} ,每个相单元上下桥臂投入的子模块数总和固定为 N 。MMC 子模块一般采用半桥拓扑,包含 2 个开关器件 IGBT1 (T_1) 和 IGBT2 (T_2),分别带有反并联寄生二极管 D_1 和 D_2 ,开通子模块的 T_1 ,即投入,开通子模块的 T_2 ,即切出。

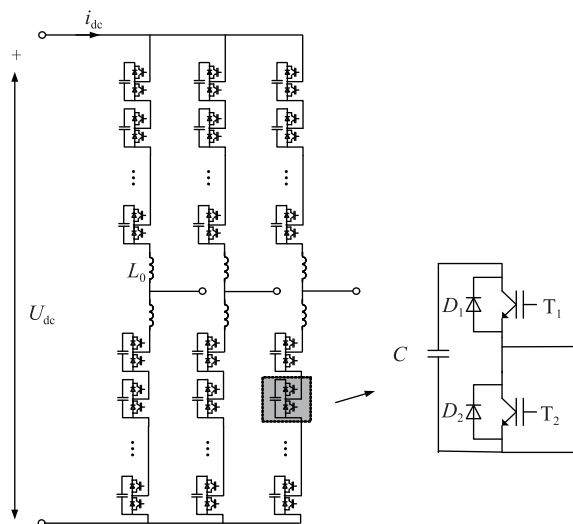


图 1 MMC 拓扑

Fig.1 Topology of MMC

根据能量守恒,桥臂电流是直流叠加交流的交流变量。MMC 的 6 个桥臂具有对称性,以 A 相上桥臂为例,桥臂的电压和电流为:

$$\begin{cases} u_{pa}(t) = \frac{1}{2}U_{dc} - \sqrt{2}E_a \sin\omega t \\ i_{pa}(t) = \frac{1}{3}I_{dc} + \frac{\sqrt{2}}{2}I_a \sin(\omega t + \beta) \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_{dc} 为直流电压; I_{dc} 为直流电流; E_a 为相单元内部电动势有效值; ω 为角频率; β 为 u_{pa} 和 i_{pa} 的相位差; I_a 为交流侧电流有效值。

2 MMC 阀子模块 IGBT 损耗分析与计算

MMC 阀的损耗主要由子模块的损耗和桥臂电抗器的损耗构成。子模块的损耗对 MMC 阀损耗占比最大,而子模块的损耗中占比最重的是其开关器件 IGBT 的损耗,通过 IGBT 的损耗分析可以进一步得到 MMC 阀稳态运行时 IGBT 的结温。

之前的研究都是利用子模块的电压和电流去计算子模块 IGBT 的损耗,但是子模块的损耗不仅要考虑子模块的电流和电压,还要考虑子模块投入和切出的时间,而子模块投入或者切出又受电容均压控制等影响,所以很难得出一个子模块准确的投入和切出的时域模型。由于每个桥臂中所有子模块特性的趋向具有一致性,所以先计算 MMC 桥臂所有子模块的通态总损耗,然后再得出单个子模块中各个开关器件的通态损耗。

由于 MMC 6 个桥臂具有对称性,以 A 相为例,由式(1)可知 A 相上桥臂投入的子模块数为:

$$n_{pa}(t) = \frac{u_{pa}(t)}{U_{sm}} \quad (2)$$

式中: U_{sm} 为子模块电容电压。

另外,电流在子模块内部的流向由触发信号和桥臂电流的方向决定,定义桥臂电流从交流侧流向直流侧为正方向。

触发信号波形如图 2 所示,桥臂电流大于零时,若子模块处于投入状态,则电流流过 T_1 ;若子模块处于切出状态,则电流流过 D_2 。桥臂电流小于零时,若子模块处于投入状态,则电流流过 D_1 ;若子模块处于切出状态,则电流流过 T_2 。

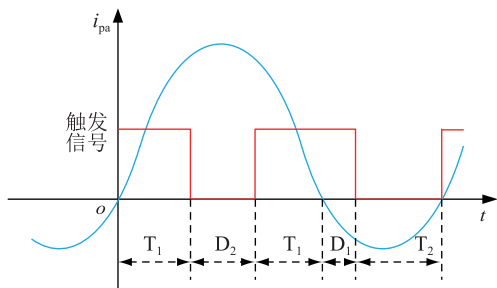


图 2 器件导通时间区间

Fig. 2 The operating regions of switching device

可知 A 相上桥臂所有子模块中的 T_1 总的通态瞬时损耗功率为:

$$p_{T1V}(t) = \begin{cases} U_{ce} n_{pa}(t) |i_{pa}(t)| + R_{ce} n_{pa}(t) i_{pa}^2(t) & i_{pa}(t) > 0 \\ 0 & i_{pa}(t) \leq 0 \end{cases} \quad (3)$$

式中: U_{ce} 为 T_1 和 T_2 的通态压降; R_{ce} 为 T_1 和 T_2 的通态电阻。

A 相上桥臂所有子模块中的 IGBT1 反并联二极管 D_1 总的通态瞬时损耗功率为:

$$p_{D1V}(t) = \begin{cases} 0 & i_{pa}(t) > 0 \\ U_d n_{pa}(t) |i_{pa}(t)| + R_d n_{pa}(t) i_{pa}^2(t) & i_{pa}(t) \leq 0 \end{cases} \quad (4)$$

式中: U_d 为 D_1 和 D_2 的通态压降; R_d 为 D_1 和 D_2 的通态电阻。A 相上桥臂所有子模块中的 T_2 总的通态瞬时损耗功率为:

$$p_{T2V}(t) = \begin{cases} 0 & i_{pa}(t) > 0 \\ U_{ce} [N - n_{pa}(t)] |i_{pa}(t)| + R_{ce} [N - n_{pa}(t)] i_{pa}^2(t) & i_{pa}(t) \leq 0 \end{cases} \quad (5)$$

A 相上桥臂所有子模块中的 IGBT2 反并联二极管 D_2 总的通态瞬时损耗功率为:

$$p_{D2V}(t) = \begin{cases} U_d [N - n_{pa}(t)] |i_{pa}(t)| + R_d [N - n_{pa}(t)] i_{pa}^2(t) & i_{pa}(t) > 0 \\ 0 & i_{pa}(t) \leq 0 \end{cases} \quad (6)$$

同一个桥臂中所有的子模块损耗具有趋向一致性,则 A 相上桥臂每个子模块中的 T_1 、 D_1 、 T_2 和 D_2 的通态损耗为:

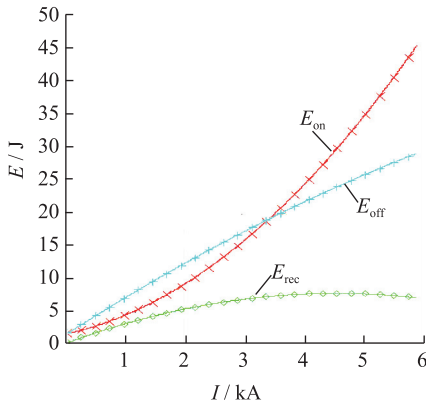
$$\begin{cases} P_{T1Vsm} = \frac{1}{2\pi N} \int_0^{2\pi} p_{T1}(t) dt \\ P_{D1Vsm} = \frac{1}{2\pi N} \int_0^{2\pi} p_{D1}(t) dt \\ P_{T2Vsm} = \frac{1}{2\pi N} \int_0^{2\pi} p_{T2}(t) dt \\ P_{D2Vsm} = \frac{1}{2\pi N} \int_0^{2\pi} p_{D2}(t) dt \end{cases} \quad (7)$$

式中: P_{T1Vsm} 为 T_1 的通态损耗; P_{D1Vsm} 为 D_1 的通态损耗; P_{T2Vsm} 为 T_2 的通态损耗; P_{D2Vsm} 为 D_2 的通态损耗。

除了 IGBT 通态损耗,MMC 阀子模块的每次投切使得 IGBT 还存在单次开通损耗 E_{on} 、单次关断损耗 E_{off} 和反并联二极管的单次反向恢复损耗 E_{rec} ,它们和 IGBT 集电极电流 I_c 、二极管电流 I_F 的关系如图 3 所示。

可以使用曲线拟合的方法^[17]得到 E_{on} 、 E_{off} 和 E_{rec} 与 I_c 、 I_F 的函数关系,如式(8)所示:

$$\begin{cases} E_{on} = a_{Ton} I_c^2 + b_{Ton} |I_c| + c_{Ton} \\ E_{off} = a_{Toff} I_c^2 + b_{Toff} |I_c| + c_{Toff} \\ E_{rec} = a_{rec} I_F^2 + b_{rec} |I_F| + c_{rec} \end{cases} \quad (8)$$

图3 E_{on} , E_{off} 和 E_{rec} 与 I_c , I_F 的关系Fig. 3 The relationship between E_{on} , E_{off} , E_{rec} and I_c , I_F

式中: a_{Ton} , b_{Ton} , c_{Ton} 分别为 IGBT 开通损耗的拟合系数; a_{Toff} , b_{Toff} , c_{Toff} 分别为 IGBT 关断损耗的拟合系数; a_{rec} , b_{rec} , c_{rec} 分别为反并联二极管反向恢复损耗的拟合系数。

由式(8)的周期积分与周期时间的比值得到:

$$\begin{cases} P_{T1on} = f_s (a_{Ton} I_{T1rms}^2 + b_{Ton} |I_{T1avg}| + c_{Ton}) \\ P_{T1off} = f_s (a_{Toff} I_{T1rms}^2 + b_{Toff} |I_{T1avg}| + c_{Toff}) \end{cases} \quad (9)$$

式中: P_{T1on} 为 T_1 的开通损耗; I_{T1rms} 为 T_1 的电流有效值; I_{T1avg} 为 T_1 的电流平均值; f_s 为开关频率; P_{T1off} 为 T_1 的关断损耗。

同理可得 IGBT2 的开关损耗:

$$\begin{cases} P_{T2on} = f_s (a_{Ton} I_{T2rms}^2 + b_{Ton} |I_{T2avg}| + c_{Ton}) \\ P_{T2off} = f_s (a_{Toff} I_{T2rms}^2 + b_{Toff} |I_{T2avg}| + c_{Toff}) \end{cases} \quad (10)$$

式中: P_{T2on} 为 T_2 的开通损耗; I_{T2rms} 为 T_2 的电流有效值; I_{T2avg} 为 T_2 的电流平均值; P_{T2off} 为 T_2 的关断损耗。

反并联二极管的反向恢复损耗:

$$\begin{cases} P_{D1rec} = f_s (a_{rec} I_{D1rms}^2 + b_{rec} |I_{D1avg}| + c_{rec}) \\ P_{D2rec} = f_s (a_{rec} I_{D2rms}^2 + b_{rec} |I_{D2avg}| + c_{rec}) \end{cases} \quad (11)$$

式中: P_{D1rec} 为 D_1 的反向恢复损耗; P_{D2rec} 为 D_2 的反向恢复损耗; I_{D1rms} 为 D_1 的电流有效值; I_{D1avg} 为 D_1 的电流平均值; I_{D2rms} 为 D_2 的电流有效值; I_{D2avg} 为 D_2 的电流平均值。

可得子模块的 T_1 、 D_1 、 T_2 和 D_2 的总损耗:

$$\begin{cases} P_{T1sm} = P_{T1Vsm} + P_{T1on} + P_{T1off} \\ P_{D1sm} = P_{D1Vsm} + P_{D1rec} \\ P_{T2sm} = P_{T2Vsm} + P_{T2on} + P_{T2off} \\ P_{D2sm} = P_{D2Vsm} + P_{D2rec} \end{cases} \quad (12)$$

式中: P_{T1sm} 为 T_1 的总损耗; P_{D1sm} 为 D_1 的总损耗; P_{T2sm} 为 T_2 的总损耗; P_{D2sm} 为 D_2 的总损耗。

3 MMC 阀子模块 IGBT 结温分析与计算

在 MMC 阀稳态运行时 IGBT 的损耗会在 IGBT

累计转化为热量, 最终表现为 IGBT 的结温, 计算 IGBT 结温计算可以通过 IGBT 等效热阻抗来计算。根据 IGBT 器件手册查得等效热阻抗, 以 5SNA 3000K452300 型 IGBT 为例, 其热阻抗曲线如图 4 所示。

$$Z_{th(j-c)}(t) = \sum_{i=1}^n R_i (1 - e^{-t/\tau_i}) \quad (13)$$

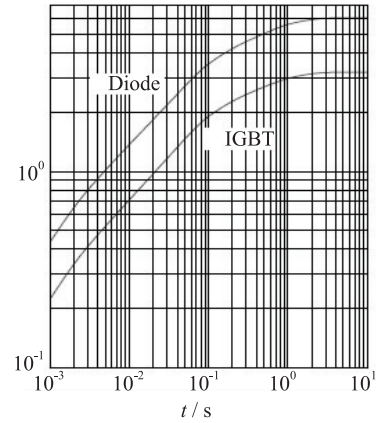


图4 IGBT 热阻抗曲线

Fig. 4 Thermal impedance curve of IGBT

IGBT 的结温估算模型如图 5 所示, 图中 $Z_{th(c-h)}$ 为散热器和 IGBT 外壳基板间的热阻。

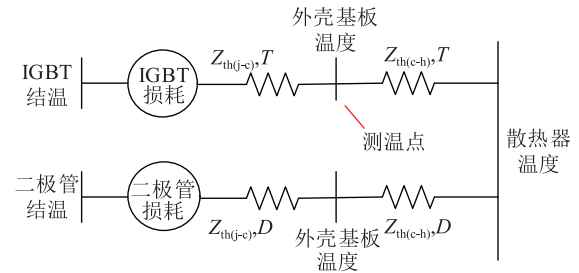


图5 结温估算模型

Fig.5 Temperature estimation model

为了避免散热器和 IGBT 外壳基板间的热阻的误差影响, 更准确地计算 IGBT 的结温, 测温点选择在 IGBT1 外壳基板。假设 T_{b1} 为 IGBT1 外壳基板的温度, T_{b2} 为 IGBT2 外壳基板的温度, 则子模块的 IGBT1 和 IGBT2 的最高结温 T_{T1} , T_{T2} 分别为:

$$\begin{cases} T_{T1} = (P_{T1sm}, P_{D1sm}) \Big|_{\max} Z_{th(j-c)}(t) + T_{b1} \\ T_{T2} = (P_{T2sm}, P_{D2sm}) \Big|_{\max} Z_{th(j-c)}(t) + T_{b2} \end{cases} \quad (14)$$

4 试验验证

为了验证所给出的计算方法有效可行, 在两端 MMC 背靠背试验系统中进行了试验验证, 试验系统结构如图 6 所示。

试验参数如表 1 所示, IGBT 选择 5SNA3000K 452300 型 IGBT 模块。试验波形如图 7 所示。

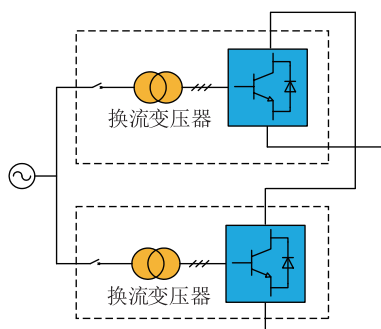


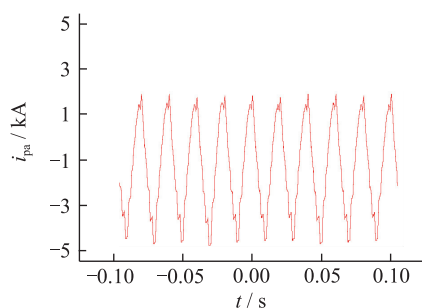
图6 MMC 背靠背试验系统

Fig. 6 MMC back-to-back system

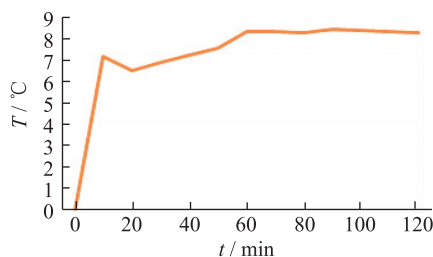
表1 MMC 背靠背系统试验参数

Tab. 1 Test parameters of MMC back-to-back system

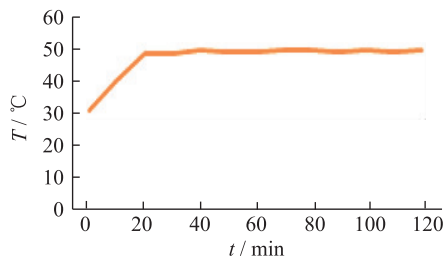
参数	数值	参数	数值
交流电压/kV	10	频率/Hz	250
直流电压/kV	19	子模块水流量 / (L·min ⁻¹)	17.3
容量/MW	58	环境温度/℃	13
调制比	0.85	环境温度/%	64
子模块电压/kV	2.4		



(a) 稳态试验电流波形



(b) 进出水温差



(c) IGBT2底板温度

图7 试验波形(对应2100 A)

Fig. 7 The test waveform in 2100 A

稳态试验电流波形如图7(a)所示,最大稳态试验电流有效值 $I_{pa} = 2.107$ kA。在 IGBT 器件手册查

得稳态电流为 2.100 kA 时, T_1 和 T_2 的通态压降 $U_{ce} = 1.5$ V, T_1 和 T_2 的通态电阻 $R_{ce} = 0.000\ 717\ \Omega$, D_1 和 D_2 的通态压降 $U_d = 1.75$ V, D_1 和 D_2 的通态电阻 $R_d = 0.000\ 417\ \Omega$ 。按照文中损耗计算方法,将试验电流及 IGBT 参数代入式(12),计算出子模块两个 IGBT 总的理论计算损耗为 9.630 kW,其中 IGBT1 (T_1 和 D_1) 的计算损耗为 2.497 kW, IGBT2 (T_2 和 D_2) 的计算损耗为 7.133 kW。

子模块进出水温差试验波形如图7(b)所示,可见稳态时子模块进出水温差稳定在 8℃,通过冷却介质水的比热容来计算子模块的总损耗为 9.688 kW,因为子模块的损耗还包括了板卡和其他元器件等损耗,所以子模块的计算损耗会比实际的损耗小。表2为不同电流时理论计算损耗和实际损耗的比较,两者较为接近。

表2 理论计算损耗和实际损耗的比较

Tab. 2 Comparison of theoretical calculation loss and actual loss

电流/kA	进出水温差/℃	计算损耗/kW	实际损耗/kW
0.600	2.15	2.544	2.604
1.100	3.82	4.563	4.626
1.600	5.73	6.871	6.939
2.100	8.00	9.633	9.688

由于稳态时 IGBT2 的损耗较高,所以子模块内部 IGBT2 的结温是最高的。试验时 IGBT 内部的结温无法测量,可以结合图7(c)所示的 IGBT2 的底板温度,由式(14)计算 IGBT2 的结温约为 78℃,如果试验时环境温度为 45℃,则 IGBT2 的结温会达到 110℃左右,但还在 IGBT 温度安全范围内。

5 结语

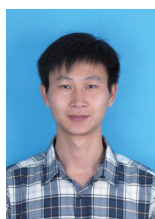
文中对 MMC 模块稳态应力进行了分析,给出了一种 MMC 子模块 IGBT 损耗和结温的理论计算方法,将理论计算结果与试验结果进行比较,考虑到理论计算存在一定的偏差,结果证明了所给出的计算方法有效可行。

参考文献:

[1] 徐政,屠卿瑞,管敏渊,等. 柔性直流输电系统[M]. 北京:机械工业出版社,2013:1-25.
 XU Zheng, TU Qingrui, GUAN Minyuan, et al. Voltage source converter based hvdc power transmission systems[M]. Beijing: China Machine Press, 2013: 1-25.
 [2] 管敏渊,徐政. MMC 型柔性直流输电系统无源网络供电的直接电压控制[J]. 电力自动化设备,2012,32(12):1-5.
 GUAN Minyuan, XU Zheng. Direct voltage control of MMC based VSC-HVDC system for passive networks[J]. Electric

- Power Automation Equipment, 2012, 32(12): 1-5.
- [3] 徐 政, 陈海荣. 电压源换流器型直流输电技术综述[J]. 高电压技术, 2007, 33(1): 1-10.
XU Zheng, CHEN Hairong. Review and applications of VSC HVDC[J]. High Voltage Technology, 2007, 33(1): 1-10.
- [4] 汤广福. 基于电压源换流器的高压直流输电技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 2010.
TANG Guangfu. Voltage source converter based hvdc power transmission technology [M]. Beijing: China Electric Power Press, 2010.
- [5] 管敏渊, 徐 政. MMC 型 VSC-HVDC 系统电容电压的优化平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(12): 9-14.
GUAN Minyuan, XU Zheng. Optimized capacitor voltage balancing control for modular multilevel converter based VSC-HVDC system [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(12): 9-14.
- [6] 刘建涛, 王治华, 王 珂. 不同结构电压源换流器损耗对比分析[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(6): 105-110.
LIU Jiantao, WANG Zhihua, WANG Ke. Comparative analysis of losses of voltage source converters with different structures [J]. Power Systems Protection and Control, 2013, 41(6): 105-110.
- [7] ROHNER S, BERNET S, HILLER M, et al. Modulation, losses, and semiconductor requirements of modular multilevel converters [J]. IEEE Trans on Industry Electronics, 2010, 57(8): 2633-2642.
- [8] TU Qingrui, XU Zheng, XU Lei. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters [J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2011, 26(3): 2009-2017.
- [9] ZHANG Y, ADAM G P, LIM T C, et al. Analysis of modular multilevel converter capacitor voltage balancing based on phase voltage redundant states [J]. IET Power Electronics, 2012, 5(6): 726-738.
- [10] 屠卿瑞, 徐 政. 基于结温反馈方法的模块化多电平换流器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 for MMC-HVDC based on junction temperature feedback method [J]. High Voltage Engineering, 2012, 38(6): 1506-1512.
- [11] 李 强, 贺之渊, 汤广福, 等. 新型模块化多电平换流器空间矢量脉宽调制的通用算法[J]. 电网技术, 2011, 35(5): 59-64.
LI Qiang, HE Zhiyuan, TANG Guangfu, et al. A generalized algorithm of space-vector PWM for a new type of modular multilevel converter [J]. Power System Technology, 2011, 35(5): 59-64.
- [12] 宋 强, 刘文华, 李笑倩, 等. 模块化多电平换流器稳态运行特性的解析分析[J]. 电网技术, 2012, 36(11): 198-204.
SONG Qiang, LIU Wenhua, LI Xiaoqian, et al. An analysis method for analysis on steady-state operating characteristics of modular multilevel converter [J]. Power System Technology, 2012, 36(11): 198-204.
- [13] TOMAS M, HANS P N, STAFFNA N. Loss comparison of different sub-module implementations for modular multilevel converters in HVDC applications [J]. EPE Journal, 2012, 22(3): 32-38.
- [14] YANG L, ZHAO C, YANG X. Loss calculation method of modular multilevel HVDC converters [C] // Electrical Power and Energy Conference. IEEE, 2011: 97-101.
- [15] 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 Xin, ZHAO Chengyong, LI Guangkai, 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.
- [16] XU D, LU H, HUANG L, et al. Power loss and junction temperature analysis of power semiconductor devices [C] // Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth Ias Meeting. Conference Record of the IEEE, 1999: 729-734.
- [17] 李 强, 庞 辉, 贺之渊, 等. 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.

作者简介:



殷冠贤

殷冠贤(1986—),男,硕士,工程师,从事柔性直流输电技术工作(E-mail: yingx@nrec.com);

朱铭炼(1985—),男,硕士,工程师,从事柔性直流输电技术工作(E-mail: zhuml@nrec.com);

谢晔源(1978—),男,硕士,高级工程师,从事柔性直流输电、柔性交流输电和无功补偿技术工作(E-mail: xieyy@nrec.com)。

(下转第 150 页)

Impact on DC Bias Magnetic of the Power Transformers by Grounding Electrode Current of ± 1100 kV Guquan Converter Station

LIU Congfa¹, YIN Fei², ZHOU Nan², WEI Dejun¹, LIANG Ming¹

(1. Southwest Electric Power Design Institute Co., Ltd. of China Power Engineering Consulting Group, Chengdu 610021, China; 2. State Grid Xinjiang Economic Research Institute, Urumqi 830002, China)

Abstract: This paper studies the influence of DC bias on transformer and substation grounding grid around the grounding pole of ± 1100 kV Guquan converter station. The DC bias current distribution of transformer in the surrounding AC power grid is analyzed, and the corresponding DC resistance network coupling model is established. At the same time, on the basis of the above research, combined with the withstand current limit of transformer DC bias, the corresponding DC bias control range and DC bias control scheme are proposed, and the reference for the location of grounding electrode in east China is provided.

Key words: grounding electrode current; transformer; DC bias magnetic

(编辑 方 晶)

(上接第 101 页)

Research on Access Engineering Exploration Test System of Power Wireless Private Network Communication Terminal

CAO Jing¹, BIAN Yuxiang², FENG Bao², LI Cheng¹, DING Shichang¹, TAN Jun¹, ZHU Xuanpei³

(1. State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd. Information Communication Branch, Nanjing 210024, China;
2. NARI Group Co., Ltd. Information and Communication Technology Branch, Nanjing 210003, China;
3. Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210046, China)

Abstract: At present, the power wireless private network communication terminal access to the engineering exploration process usually adopts manual recording and camera recording methods to record the data of the engineering exploration, which leads to the difficulty of data sorting and high error rate in the future. In order to improve the processing efficiency of engineering exploration data, taking the construction of Jiangsu power wireless network as an example, this paper analyzes the characteristics of power service demand, expounds the present situation of power wireless network construction and terminal access engineering exploration, designs the comprehensive and practical testing system of engineering exploration, develops the corresponding "YiGongKan" APP software and the back-stage data management system. APP software can upload the engineering exploration data remotely, and the back-stage data management system can modify and delete the engineering exploration data. The APP software and the back-stage data management system truly realize the no-paper process engineering exploration process, accelerating the informatization construction of engineering exploration.

Key words: power wireless private network; terminal access engineering exploration; index system; APP

(编辑 方 晶)

(上接第 133 页)

A Calculating Method for Loss and Junction Temperature of IGBT Based on MMC

YIN Guanxian, ZHU Minglian, XIE Yeyuan, JIANG Tiangu

(NR Electric Co., Ltd., Nanjing 211102, China)

Abstract: The electrical stress of high voltage and high current is the characteristics of the sub module base on MMC. And IGBT is the key component of MMC module. A calculating method for loss and junction temperature of IGBT base on MMC is very important to the heat design and type selection of IGBT in MMC engineering application. Firstly, the stress of the module under steady state operation of MMC is analyzed. Secondly, a method for calculating the IGBT loss and junction temperature of MMC module is given with current and sub module switching and junction temperature estimation model. Finally, the calculation method is verified in the back to back test system. The proposed method is proved to be effective and feasible.

Key words: UPFC; MMC; loss; junction temperature

(编辑 杨卫星)