

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国际局

(43) 国际公布日
2015 年 6 月 4 日 (04.06.2015)



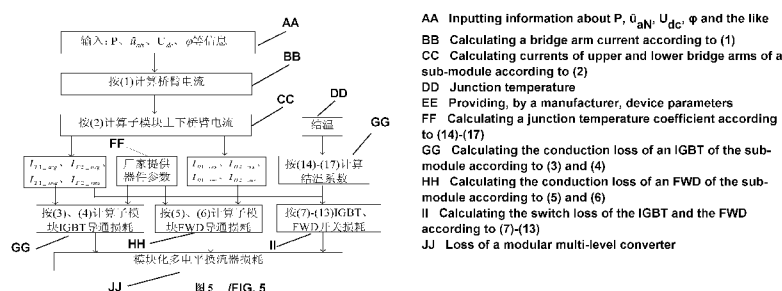
(10) 国际公布号
WO 2015/078367 A1

- (51) 国际专利分类号:
H02M 7/797 (2006.01)
- (21) 国际申请号: PCT/CN2014/092231
- (22) 国际申请日: 2014 年 11 月 26 日 (26.11.2014)
- (25) 申请语言: 中文
- (26) 公布语言: 中文
- (30) 优先权:
201310624951.1 2013 年 11 月 27 日 (27.11.2013) CN
- (71) 申请人: 国家电网公司 (STATE GRID CORPORATION OF CHINA) [CN/CN]; 中国北京市西城区西长安街 86 号, Beijing 100031 (CN)。 国网辽宁省电力有限公司大连供电公司 (STATE GRID LIAONING DALIAN ELECTRIC POWER SUPPLY COMPANY) [CN/CN]; 中国辽宁省大连市中山区中山路 102 号, Liaoning 116001 (CN)。 国网智能电网研究院 (STATE GRID SMART GRID RESEARCH INSTITUTE) [CN/CN]; 中国北京市昌平区小汤山镇大东流村顺沙路 270 号, Beijing 102211 (CN)。 中电普瑞电力工程有限公司 (CHINA-EPRI ELECTRIC POWER ENGINEERING CO., LTD.) [CN/CN]; 中国北京市昌平区南部镇南中路 16 号, Beijing 102200 (CN)。
- (72) 发明人: 于鹏 (YU, Peng); 中国北京市昌平区南部镇南中路 16 号, Beijing 102211 (CN)。 王海田 (WANG, Haitian); 中国北京市昌平区南部镇南中路 16 号, Beijing 102211 (CN)。 汤广福 (TANG, Guangfu); 中国北京市昌平区南部镇南中路 16 号, Beijing 102211 (CN)。 孔明 (KONG, Ming); 中国北京市昌平区南部镇南中路 16 号, Beijing 102211 (CN)。 杨杰 (YANG, Jie); 中国北京市昌平区南部镇南中路 16 号, Beijing 102211 (CN)。 马巍巍 (MA, Weiwei); 中国北京市昌平区南部镇南中路 16 号, Beijing 102211 (CN)。 夏方 (XIA, Fang); 中国北京市昌平区南部镇南中路 16 号, Beijing 102211 (CN)。 李小 (LI, Xiao); 中国北京市昌平区南部镇南中路 16 号, Beijing 102211 (CN)。
- (74) 代理人: 北京安博达知识产权代理有限公司 (AM-BOYNA INTELLECTUAL PROPERTY AGENT CO., LTD.); 中国北京市海淀区大钟寺 13 号院 1 号楼华泰大厦 B215, Beijing 100098 (CN)。
- (81) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU,

[见续页]

(54) Title: LOSS DETERMINATION METHOD BASED ON MODULAR MULTI-LEVEL VOLTAGE SOURCE CONVERTER

(54) 发明名称: 一种基于模块化多电平电压源型换流器的损耗确定方法



(57) Abstract: A loss determination method for a flexible direct-current converter based on the modular multi-level technology. The method comprises the following steps: step 1: determining a current of a single-phase voltage source converter; step 2: determining the conduction loss of the voltage source converter; step 3: determining the switch loss of the voltage source converter; and step 4: determining the total three-phase loss of the voltage source converter. The method effectively calculates the average current and the effective current of an insulated gate bipolar transistor (IGBT) of an upper-half bridge arm/a free-wheeling diode (FWD) of a lower-half bridge arm of a converter sub-module, or a free-wheeling diode (FWD) of the upper-half bridge arm/an insulated gate bipolar transistor (IGBT) of the lower-half bridge arm, so that a relationship between the loss of the insulated gate bipolar transistor (IGBT) and the free-wheeling diode (FWD) in the sub-module, and a modulation factor, a power factor, an active transmission power and the like of a flexible direct current power transmission system can be reflected, thereby visualizing complex problems.

(57) 摘要: 一种基于模块化多电平技术的柔性直流换流器的损耗确定方法, 该方法包括下述步骤: 步骤 1: 确定单相电压源型换流器的电流; 步骤 2: 确定电压源型换流器的导通损耗; 步骤 3: 确定电压源型换流器的开关损耗; 步骤 4: 确定电压源型换流器三相总损耗。该方法有效求解出换流器子模块上半桥臂绝缘栅双极型晶体管 IGBT/下半桥臂续流二极管 FWD 或上半桥臂续流二极管 FWD/下半桥臂绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的平均电流和有效电流, 能反映出子模块中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 与续流二极管 FWD 的损耗与柔性直流输电系统的调制因数、功率因素、有功传输功率等关系, 将复杂问题直观化。

WO 2015/078367 A1



LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW。

BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

- (84) **指定国** (除另有指明, 要求每一种可提供的地区保护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT,

本国际公布:

- 包括国际检索报告(条约第 21 条(3))。

一种基于模块化多电平电压源型换流器的损耗确定方法

技术领域

本发明涉及柔性直流输电（VSC-HVDC）领域的确定方法，具体涉及一种基于模块化多电平电压源型换流器的损耗确定方法。

背景技术

柔性直流输电技术因其功率传输控制的灵活性而在各种领域中得到了广泛的应用。基于模块化多电平换流器的柔性直流输电技术是一种新型的柔性直流输电技术，不存在换相失败，具有可向无源网络供电、无需无功补偿、能够灵活控制输出的有功无功功率，柔性直流输电技术特别适合偏远地区、岛屿等小容量负荷供电、新能源集电并网以及城市供电等应用场合。因此，柔性直流输电技术有着广阔的应用前景。

在开关型柔性直流输电系统中，由于换流器输出电平数低，换流器输出电压谐波成分高。为了改善柔性直流换流器输出波形质量，通常使用脉宽调制技术 PWM (Pulse Width Modulation)，且开关频率较高，一般都在 20 倍~40 倍基频，过高的开关频率带来开关损耗的增加，降低了柔性直流输电系统能量的传输效率。在可控电压源型柔性直流输电系统中，由于采用了模块化多电平技术，换流器输出电压谐波成分低，且谐波分量随换流器输出电平数的增加而降低。与开关型柔性直流输电技术相比，由于换流阀每相上桥臂和下桥臂每次投入或切出 1 个子模块，所以可控电压源型换流器可以采用较低的开关频率，一般不超过 3 倍基频，从而降低了损耗，提高了柔性直流输电系统的能量传输效率。

柔性直流输电技术采用的开关器件主要是全控型器件——绝缘栅双极型晶体管 IGBT(insulated gate bipolar transistor)，在高压大容量柔性直流输电系统中，一个柔性直流换流器中采用的绝缘栅双极型晶体管 IGBT 超过两千只，所以绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的稳定运行能力是影响柔性直流换流阀稳定运行的关键因数之一。而过载或能耗过大等原因引起绝缘栅双极型晶体管 IGBT 结温过高是导致其失效的最主要原因。因此，绝缘栅双极型晶体管 IGBT 和续流二极管 FWD (free-wheeling diode)结温计算的准确度严重影响柔性直流换流器的可靠性。柔性直流换流器绝缘栅双极型晶体管 IGBT 和续流二极管 FWD 在各类运行状态下的损耗计算是解决对应结温计算的唯一有效手段。柔性直流换流阀的损耗示意图如图 1 所示，主要包括：

(1) 绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的损耗，其主要包括导通损耗、开通损耗、关断损耗和驱动电路损耗。其中开通损耗和关断损耗之和称之为开关损耗。

(2) 续流二极管 FWD 的损耗，其主要包括导通损耗、反向恢复损耗、开通损耗和截止

损耗。其中，因开通时间很短，开通损耗可以忽略；二极管反向截止电流很小，截止损耗也可忽略。

绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的开关损耗和续流二极管 FWD 的反向恢复损耗可参照厂家提供的对应参数，但这些器件的工况与厂家参数相关损耗对应的工况不同，仍需进一步折算。绝缘栅双极型晶体管 IGBT 和续流二极管 FWD 的导通损耗也可采用对应的导通阈值电压、导通电阻、导通电流等参数表示。但是桥臂电流在子模块中存在两条通路，即可能流经子模块上半桥臂绝缘栅双极型晶体管 IGBT/下半桥臂续流二极管 FWD 或上半桥臂续流二极管 FWD/下半桥臂绝缘栅双极型晶体管 IGBT。因此，计算导通损耗还存在确定绝缘栅双极型晶体管 IGBT 与续流二极管 FWD 电流表达式的难题。

目前，有关电压源换流器的损耗计算主要还是针对开关型电压源换流器，但开关型电压源换流器的绝缘栅双极型晶体管 IGBT 与续流二极管 FWD 中的电流与可控电压源型电压源换流器的绝缘栅双极型晶体管 IGBT 与续流二极管 FWD 中的电流有着本质的区别，因此，现有的有关开关型电压源换流器的损耗计算方法不能适用于可控电压源型电压源换流器的损耗计算；针对可控电压源型换流器的损耗计算已有一些研究成果，但几乎都只采用了换流器的绝缘栅双极型晶体管 IGBT 与续流二极管 FWD 中的平均电流，而未涉及到换流器的绝缘栅双极型晶体管 IGBT 与续流二极管 FWD 中的有效电流。随着柔性直流输电工程快速推广应用，对柔性直流换流器损耗的计算程序的研究有着重要的理论与工程意义。

发明内容

针对上述现有技术中提到的换流器的损耗计算中没有采用子模块上半桥臂、下半桥臂的绝缘栅双极型晶体管 IGBT、续流二极管 FWD 中的有效电流的不足，本发明的目的是提供一种基于模块化多电平电压源型换流器的损耗确定方法，本发明能反映出子模块中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 与续流二极管 FWD 的损耗与柔性直流输电系统的调制因数、功率因素、有功传输功率等关系，将复杂问题直观化。

本发明的目的是采用下述技术方案实现的：

本发明提供一种基于模块化多电平电压源型换流器的损耗确定方法，所述模块化多电平电压源型换流器由三相构成，每相由串联的结构相同的上下两桥臂构成；上下两桥臂的中点处连接模块化多电平换流器的交流端；

所述上下两桥臂中每个桥臂包括 1 个电抗器和 N 个结构相同的子模块；每个桥臂的子模块级联后一端通过电抗器与模块化多电平换流器的交流端连接；每个桥臂的子模块级联后另一端与另两相桥臂的级联的子模块一端连接，形成模块化多电平电压源型换流器直流端的正

负极母线；

其改进之处在于，所述方法包括下述步骤：

步骤 1：确定单相电压源型换流器的电流；

步骤 2：确定电压源型换流器的导通损耗；

步骤 3：确定电压源型换流器的开关损耗；

步骤 4：确定电压源型换流器三相总损耗。

进一步地，所述步骤 1 包括下述子步骤：

步骤 1.1：确定电压源型换流器的桥臂电流，表达式如下：

$$i_{ui} = \frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \quad (1);$$

其中： I_{dc} 为直流线路电流； I_m 为 i 相电流峰值； ω 为基波角频率； φ 为 i 相电流滞后 i 电压的角度；i 为 A 相、B 相或 C 相；

步骤 1.2：确定子模块中上半桥臂和下半桥臂的电流；流经子模块上半桥臂和下半桥臂的电流分别为：

$$\begin{cases} i_{SM1} = \frac{1}{2} (1 - m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right) \\ i_{SM2} = \frac{1}{2} (1 + m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right) \end{cases} \quad (2);$$

其中： m 为调制因数，即相电压峰值 $\hat{u}_{aN}$ 与直流线路对地电压绝对值 U_{dcN} 的比值；

步骤 1.3：分别确定子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的平均电流 I_{T1_avg} 、 I_{T2_avg} 及有效电流 I_{T1_rms} 、 I_{T2_rms} ；表达式分别如下：

$$\begin{aligned} I_{T1_avg} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_2}^{2\pi - \omega t_1} \frac{1}{2} (1 - m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right) d\omega t; \\ I_{T2_avg} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} \frac{1}{2} (1 + m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right) d\omega t; \\ I_{T1_rms}^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_2}^{2\pi - \omega t_1} \frac{1}{2} (1 - m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right)^2 d\omega t; \\ I_{T2_rms}^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} \frac{1}{2} (1 + m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right)^2 d\omega t; \end{aligned}$$

步骤 1.4：分别确定子模块上半桥臂、下半桥臂中续流二极管 FWD 的平均电流 I_{D1_avg} 、 I_{D2_avg} 及有效电流 I_{D1_rms} 、 I_{D2_rms} ；表达式分别如下：

$$I_{D1_avg} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} \frac{1}{2} (1 - m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right) d\omega t;$$

$$I_{D2_avg} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_2}^{2\pi-\omega t_1} \frac{1}{2} (1 + m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right) d\omega t ;$$

$$I_{D1_rms}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} \frac{1}{2} (1 - m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right)^2 d\omega t ;$$

$$I_{D2_rms}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_2}^{2\pi-\omega t_1} \frac{1}{2} (1 + m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right)^2 d\omega t .$$

进一步地, 所述步骤 2 中, 利用开关器件厂家提供的器件参数与步骤 1 中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 与续流二极管 FWD 的平均电流与有效电流, 确定电压源型换流器的导通损耗, 包括:

在一个基波周期内, 上半桥臂、下半桥臂的绝缘栅双极型晶体管 IGBT 和续流二极管 FWD 平均导通损耗分别为:

$$\bar{P}_{T1_con} = I_{T1_avg} \cdot U_{T1_0} + r_{T1_0} \cdot (I_{T1_rms})^2 \quad (3);$$

$$\bar{P}_{T2_con} = I_{T2_avg} \cdot U_{T2_0} + r_{T2_0} \cdot (I_{T2_rms})^2 \quad (4);$$

$$\bar{P}_{D1_con} = I_{D1_avg} \cdot U_{D1_0} + r_{D1_0} \cdot (I_{D1_rms})^2 \quad (5);$$

$$\bar{P}_{D2_con} = I_{D2_avg} \cdot U_{D2_0} + r_{D2_0} \cdot (I_{D2_rms})^2 \quad (6);$$

其中:

$\bar{P}_{T1_con}$ 、 $\bar{P}_{T2_con}$ 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的平均导通损耗;

U_{T1_0} 、 U_{T2_0} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的导通阈值电压;

r_{T1_0} 、 r_{T2_0} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的正向导通电阻;

$\bar{P}_{D1_con}$ 、 $\bar{P}_{D2_con}$ 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中续流二极管 FWD 的平均导通损耗;

U_{D1_0} 、 U_{D2_0} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中续流二极管 FWD 的导通阈值电压;

r_{D1_0} 、 r_{D2_0} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中续流二极管 FWD 的正向导通电阻。

进一步地, 所述步骤 3 包括下述子步骤:

步骤 3.1: 分别确定子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的开关损耗和续流二极管 FWD 的反向恢复损耗;

$$P_{swT1} = f_p \times \left(\frac{E_{on_T1} + E_{off_T1}}{u_{ref_T1} \times i_{ref_T1}} \right) \times U_c I_{T1_avg} \quad (7);$$

$$P_{swT2} = f_p \times \left(\frac{E_{on_T2} + E_{off_T2}}{u_{ref_T2} \times i_{ref_T2}} \right) \times U_c I_{T2_avg} \quad (8);$$

$$P_{recD1} = f_p \times \frac{E_{rec_D1}}{u_{ref_D1} \times i_{ref_D1}} \times I_{D1_avg} \quad (9);$$

$$P_{recD2} = f_p \times \frac{E_{rec_D2}}{u_{ref_D2} \times i_{ref_D2}} \times I_{D2_avg} \quad (10);$$

$$P_{rec} = P_{recD1} K_{D1} + P_{recD2} K_{D2} \quad (11);$$

其中:

P_{swT1} 、 P_{swT2} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的开关损耗;

P_{recD1} 、 P_{recD2} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中续流二极管 FWD 的反向恢复损耗;

f_p 为载波频率;

E_{on_T1} (E_{on_T2})、 E_{off_T1} (E_{off_T2}) 分别为子模块上半桥臂或下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 在参考电压 u_{ref_T1} (u_{ref_T2})、参考电流 i_{ref_T1} (i_{ref_T2}) 且最大工作结温的开通与关断损耗;

E_{rec_D1} (E_{rec_D2}) 分别为子模块上半桥臂或下半桥臂中续流二极管 FWD 在参考电压 u_{ref_D1} (u_{ref_D2})、参考电流 i_{ref_D1} (i_{ref_D2}) 且最大工作结温的反向恢复损耗; 所述最大工作结温取 125°C;

U_c 为子模块电容器电压;

步骤 3.2: 分别确定子模块上半桥臂或下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的开关损耗、续流二极管 FWD 的反向恢复损耗;

$$P_{sw} = P_{swT1} K_{T1} + P_{swT2} K_{T2} \quad (12);$$

$$P_{rec} = P_{recD1} K_{D1} + P_{recD2} K_{D2} \quad (13);$$

其中: K_{T1} 、 K_{T2} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的结温系数;

K_{D1} 、 K_{D2} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中续流二极管 FWD 的结温系数；

步骤 3.3: 通过迭代法分别确定绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的结温系数和续流二极管 FWD 的结温系数，表达式分别如下：

$$K_{T1} = \frac{1}{E_{1swT1}} \left[\frac{E_{1swT1} - E_{2swT1}}{100} (t - 25) + E_{2swT1} \right] \quad (14);$$

$$K_{T2} = \frac{1}{E_{1swT2}} \left[\frac{E_{1swT2} - E_{2swT2}}{100} (t - 25) + E_{2swT2} \right] \quad (15);$$

$$K_{D1} = \frac{1}{E_{1recD1}} \left[\frac{E_{1recD1} - E_{2recD1}}{100} (t - 25) + E_{2recD1} \right] \quad (16);$$

$$K_{D2} = \frac{1}{E_{1recD2}} \left[\frac{E_{1recD2} - E_{2recD2}}{100} (t - 25) + E_{2recD2} \right] \quad (17);$$

其中：

t 为工作结温；

E_{1swT1} 、 E_{2swT1} 分别为子模块上半桥臂绝缘栅双极型晶体管 IGBT 在 125℃ 和 25℃ 时的开关损耗；

E_{1swT2} 、 E_{2swT2} 分别为子模块下半桥臂绝缘栅双极型晶体管 IGBT 在 125℃ 和 25℃ 时的开关损耗；

E_{1recD1} 、 E_{2recD1} 分别为子模块上半桥臂续流二极管 FWD 在 125℃ 和 25℃ 时的反向恢复损耗；

E_{1recD2} 、 E_{2recD2} 分别为子模块下半桥臂续流二极管 FWD 在 125℃ 和 25℃ 时的反向恢复损耗。

进一步地，所述步骤 4 中电压源型换流器三相总损耗用下述表达式表示：

$$P_{total} = 6N(\bar{P}_{T1_con} + \bar{P}_{T2_con} + \bar{P}_{D1_con} + \bar{P}_{D2_con} + P_{sw} + P_{rec} + P_{T1drive} + P_{T2drive}) \quad (18);$$

其中： N 为换流器每个桥臂的子模块个数；

$P_{T1drive}$ 、 $P_{T2drive}$ 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的驱动电路的损耗。

与现有技术比，本发明达到的有益效果是：

1、本发明系统地分析了子模块上半桥臂、下半桥臂绝缘栅双极型晶体管 IGBT 与续流二

极管 FWD 中的有效电流, 为可控电压源型换流器的损耗提供了计算方法。该计算结果与实际柔性直流输电工程基本吻合。因此, 该损耗计算方法对柔性直流换流器的损耗评估与换流器冷却系统的配置具有较好的指导意义;

2、采用绝缘栅双极型晶体管 IGBT 与续流二极管 FWD 厂家惯用的利用器件导通阈值电压、平均电流、正向导通电阻与有效电流等物理量计算子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT、续流二极管 FWD 的导通损耗, 物理意义明确;

3、依据子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT、续流二极管 FWD 的平均电流与有效电流的解析形式, 损耗计算方法简单可靠;

4、子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT、续流二极管 FWD 的导通损耗与柔性直流输电系统调制因数、功率因数、传输有功功率的关系直观化。

附图说明

图 1 为子模块损耗的构成示意图;

图 2 为模块化多电平换流器结构示意图;

图 3 为本发明采用 5SNA 1500E330305 ABBHiPak™ 型绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的开关损耗与集电极电流的关系;

图 4 为本发明采用 5SNA 1500E330305 ABBHiPak™ 型绝缘栅双极型晶体管 IGBT 中续流二极管反向恢复损耗、电流、电量与正向电流的关系;

图 5 为本发明提供的模块化多电平电压源型换流器的损耗确定方法的流程图。

具体实施方式

下面结合附图对本发明的具体实施方式作进一步的详细说明。

为解决绝缘栅双极型晶体管 IGBT 与续流二极管 FWD 损耗计算这一问题, 本专利有效求解出换流器子模块上半桥臂绝缘栅双极型晶体管 IGBT/下半桥臂续流二极管 FWD 或上半桥臂续流二极管 FWD/下半桥臂绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的平均电流和有效电流, 提出了一种模块化多电平电压源型换流器的损耗确定方法。

该损耗确定方法的特点是能反映出子模块中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 与续流二极管 FWD 的损耗与柔性直流输电系统的调制因数、功率因素、有功传输功率等关系, 将复杂问题直观化。

本发明提供的模块化多电平电压源型换流器的损耗确定方法, 其中模块化多电平电压源型换流器的结构示意图如图 2 所示, 模块化多电平电压源型换流器由三相构成, 每相由串联

的结构相同的上下两桥臂构成；上下两桥臂的中点处连接模块化多电平换流器的交流端；所述上下两桥臂中每个桥臂包括 1 个电抗器和 N 个结构相同的子模块；每个桥臂的子模块级联后一端通过电抗器与模块化多电平换流器的交流端连接；每个桥臂的子模块级联后另一端与另两相桥臂的级联的子模块一端连接，形成模块化多电平电压源型换流器直流端的正负极母线；所述子模块由半桥与其并联的电容器支路构成，所述半桥由上半桥臂和下半桥臂构成，所述上半桥臂和下半桥臂均由绝缘栅双极型晶体管 IGBT 以及与其并联的续流二极管 FWD 组成。

模块化多电平电压源型换流器的损耗确定方法的流程图如图 5 所示，包括下述步骤：

实施例：以逆变状态下的换流器 A 相上桥臂为例对本发明的方法进行描述。

步骤 1：以逆变状态下的换流器 A 相上桥臂为例，换流器的构成以及各电流的参考方向如图 2 所示，计算可控电压源型换流器的电流；

步骤 1.1：计算可控电压源型换流器桥臂电流；

$$i_{ua} = \frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \quad (1);$$

其中：

I_{dc} 为直流线路电流；

I_m 为 A 相电流峰值；

ω 为基波角频率；

φ 为 A 相电流滞后 A 电压的角度。

步骤 1.2：计算子模块上管、下管的电流；流经子模块上管、下管的电流分别为：

$$\begin{cases} i_{SM1} = \frac{1}{2} (1 - m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right) \\ i_{SM2} = \frac{1}{2} (1 + m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right) \end{cases} \quad (2);$$

其中

m 为调制因数，即相电压峰值 $\hat{u}_{aN}$ 与直流线路对地电压绝对值 U_{dcN} 的比值。

步骤 1.3：分别计算子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的平均电流 I_{T1_avg} 、 I_{T2_avg} 及有效电流 I_{T1_rms} 、 I_{T2_rms} 表达式分别如下：

$$I_{T1_avg} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_2}^{2\pi - \omega t_1} \frac{1}{2} (1 - m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right) d\omega t ;$$

$$I_{T2_avg} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} \frac{1}{2} (1 + m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right) d\omega t ;$$

$$I_{T1_rms}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_2}^{2\pi - \omega t_1} \frac{1}{2} (1 - m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right)^2 d\omega t ;$$

$$I_{T2_rms}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} \frac{1}{2} (1 + m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right)^2 d\omega t ;$$

步骤 1.4: 分别确定子模块上半桥臂、下半桥臂中续流二极管 FWD 的平均电流 I_{D1_avg} 、

I_{D2_avg} 及有效电流 I_{D1_rms} 、 I_{D2_rms} ；表达式分别如下：

$$I_{D1_avg} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} \frac{1}{2} (1 - m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right) d\omega t ;$$

$$I_{D2_avg} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_2}^{2\pi - \omega t_1} \frac{1}{2} (1 + m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right) d\omega t ;$$

$$I_{D1_rms}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} \frac{1}{2} (1 - m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right)^2 d\omega t ;$$

$$I_{D2_rms}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_2}^{2\pi - \omega t_1} \frac{1}{2} (1 + m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right)^2 d\omega t 。$$

步骤 2: 利用开关器件厂家提供的器件参数与步骤 1 中计算绝缘栅双极型晶体管 IGBT 与续流二极管 FWD 的平均电流与有效电流，计算可控电压源型换流器的导通损耗；

在一个基波周期内，上半桥臂、下半桥臂的绝缘栅双极型晶体管 IGBT、续流二极管 FWD 平均导通损耗分别为：

$$\bar{P}_{T1_con} = I_{T1_avg} \cdot U_{T1_0} + r_{T1_0} \cdot (I_{T1_rms})^2 \quad (3);$$

$$\bar{P}_{T2_con} = I_{T2_avg} \cdot U_{T2_0} + r_{T2_0} \cdot (I_{T2_rms})^2 \quad (4)$$

$$\bar{P}_{D1_con} = I_{D1_avg} \cdot U_{D1_0} + r_{D1_0} \cdot (I_{D1_rms})^2 \quad (5);$$

$$\bar{P}_{D2_con} = I_{D2_avg} \cdot U_{D2_0} + r_{D2_0} \cdot (I_{D2_rms})^2 \quad (6);$$

其中：

$\bar{P}_{T1_con}$ 、 $\bar{P}_{T2_con}$ 为子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的平均导通损耗；

U_{T1_0} 、 U_{T2_0} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的导通阈值电压；

r_{T1_0} 、 r_{T2_0} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的正向导通电阻；

$\bar{P}_{D1_con}$ 、 $\bar{P}_{D2_con}$ 为子模块上半桥臂、下半桥臂中续流二极管 FWD 的平均导通损耗；

U_{D1_0} 、 U_{D2_0} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中续流二极管 FWD 的导通阈值电压；

r_{D1_0} 、 r_{D2_0} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中续流二极管 FWD 的正向导通电阻。

步骤 3：计算可控电压源型换流器的开关损耗；

步骤 3.1：分别计算上下桥臂绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的开关损耗、续流二极管 FWD 的反向恢复损耗；

$$P_{swT1} = f_p \times \left(\frac{E_{on_T1} + E_{off_T1}}{u_{ref_T1} \times i_{ref_T1}} \right) \times U_c I_{T1_avg} \quad (7);$$

$$P_{swT2} = f_p \times \left(\frac{E_{on_T2} + E_{off_T2}}{u_{ref_T2} \times i_{ref_T2}} \right) \times U_c I_{T2_avg} \quad (8);$$

$$P_{recD1} = f_p \times \frac{E_{rec_D1}}{u_{ref_D1} \times i_{ref_D1}} \times I_{D1_avg} \quad (9);$$

$$P_{recD2} = f_p \times \frac{E_{rec_D2}}{u_{ref_D2} \times i_{ref_D2}} \times I_{D2_avg} \quad (10);$$

$$P_{rec} = P_{recD1} K_{D1} + P_{recD2} K_{D2} \quad (11);$$

其中：

P_{swT1} 、 P_{swT2} 分别为子模块上下桥臂绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的开关损耗；

P_{recD1} 、 P_{recD2} 为子模块上下桥臂续流二极管 FWD 的反向恢复损耗；

f_p 为载波频率；

E_{on_T1} (E_{on_T2})、 E_{off_T1} (E_{off_T2}) 分别为子模块上(下)桥臂绝缘栅双极型晶体管 IGBT 在参考电压 u_{ref_T1} (u_{ref_T2})、参考电流 i_{ref_T1} (i_{ref_T2}) 和最大工作结温 (常取 125°C) 的开通与关断损耗；

E_{rec_D1} (E_{rec_D2}) 为子模块上(下)桥臂续流二极管 FWD 在参考电压 u_{ref_D1} (u_{ref_D2})、参考电流 i_{ref_D1} (i_{ref_D2}) 和最大工作结温 (常取 125°C) 的反向恢复损耗；

U_c 为子模块电容器电压。

步骤 3.2：分别计算绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的开关损耗、续流二极管 FWD 的反向恢复损耗；

$$P_{sw} = P_{swT1}K_{T1} + P_{swT2}K_{T2} \quad (12);$$

$$P_{rec} = P_{recD1}K_{D1} + P_{recD2}K_{D2} \quad (13);$$

K_{T1} 、 K_{T2} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的结温系数；

K_{D1} 、 K_{D2} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中续流二极管 FWD 的结温系数。

本发明采用 5SNA 1500E330305 ABBHiPak™ 型绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的开关损耗与集电极电流的关系以及绝缘栅双极型晶体管 IGBT 中续流二极管反向恢复损耗、电流、电量与正向电流的关系分别如图 3 和图 4 所示。

步骤 3.2: 通过迭代法分别计算绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的结温系数和续流二极管 FWD 的结温系数；

$$K_{T1} = \frac{1}{E_{1swT1}} \left[\frac{E_{1swT1} - E_{2swT1}}{100} (t - 25) + E_{2swT1} \right] \quad (14);$$

$$K_{T2} = \frac{1}{E_{1swT2}} \left[\frac{E_{1swT2} - E_{2swT2}}{100} (t - 25) + E_{2swT2} \right] \quad (15);$$

$$K_{D1} = \frac{1}{E_{1recD1}} \left[\frac{E_{1recD1} - E_{2recD1}}{100} (t - 25) + E_{2recD1} \right] \quad (16);$$

$$K_{D2} = \frac{1}{E_{1recD2}} \left[\frac{E_{1recD2} - E_{2recD2}}{100} (t - 25) + E_{2recD2} \right] \quad (17);$$

其中：

t 为工作结温；

E_{1swT1} 、 E_{2swT1} 分别为子模块上半桥臂绝缘栅双极型晶体管 IGBT 在 125℃、25℃时的开关损耗；

E_{1swT2} 、 E_{2swT2} 分别为子模块下半桥臂绝缘栅双极型晶体管 IGBT 在 125℃、25℃时的开关损耗；

E_{1recD1} 、 E_{2recD1} 分别为子模块上半桥臂续流二极管 FWD 在 125℃、25℃时的反向恢复损耗；

E_{1recD2} 、 E_{2recD2} 分别为子模块下半桥臂续流二极管 FWD 在 125℃、25℃时的反向恢复损耗。

步骤 4: 计算可控电压源型换流器三相总损耗。

所述可控电压源型换流器三相总损耗的计算公式为：

$$P_{total} = 6N(\bar{P}_{T1_con} + \bar{P}_{T2_con} + \bar{P}_{D1_con} + \bar{P}_{D2_con} + P_{sw} + P_{rec} + P_{T1drive} + P_{T2drive}) \quad (18);$$

其中：

N 为换流器每个桥臂的子模块个数；

$P_{T1drive}$ 、 $P_{T2drive}$ 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的驱动电路的损耗。

若换流器以整流状态运行时，由于流经桥臂的实际直流电流分量与整流状态下的桥臂直流电流分量方向相反，而交流电流分量相同，则整流器子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的电流可近似（忽略换流站的损耗）等效为逆变器子模块上半桥臂、下半桥臂中续流二极管 FWD 的电流；子模块上半桥臂、下半桥臂中续流二极管 FWD 的电流可近似等效为逆变器子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的电流。因此，换流器在整流状态下的开关器件损耗的计算可参照其逆变状态下开关器件损耗的计算。

本发明系统地分析了子模块上半桥臂、下半桥臂绝缘栅双极型晶体管 IGBT 与续流二极管 FWD 中的有效电流，为可控电压源型换流器的损耗程序计算提供了计算方法。该程序的计算结果与实际柔性直流输电工程基本吻合。因此，该损耗计算程序对柔性直流换流器的损耗评估与换流器冷却系统的配置具有较好的指导意义。

最后应当说明的是：以上实施例仅用以说明本发明的技术方案而非对其限制，尽管参照上述实施例对本发明进行了详细的说明，所属领域的普通技术人员应当理解：依然可以对本发明的具体实施方式进行修改或者等同替换，而未脱离本发明精神和范围的任何修改或者等同替换，其均应涵盖在本发明的权利要求范围当中。

权 利 要 求

1、一种基于模块化多电平电压源型换流器的损耗确定方法，所述模块化多电平电压源型换流器由三相构成，每相由串联的结构相同的上下两桥臂构成；上下两桥臂的中点处连接模块化多电平换流器的交流端；

所述上下两桥臂中每个桥臂包括 1 个电抗器和 N 个结构相同的子模块；每个桥臂的子模块级联后一端通过电抗器与模块化多电平换流器的交流端连接；每个桥臂的子模块级联后另一端与另两相桥臂的级联的子模块一端连接，形成模块化多电平电压源型换流器直流端的正负极母线；

其特征在于，所述方法包括下述步骤：

步骤 1：确定单相电压源型换流器的电流；

步骤 2：确定电压源型换流器的导通损耗；

步骤 3：确定电压源型换流器的开关损耗；

步骤 4：确定电压源型换流器三相总损耗。

2、如权利要求 1 所述的损耗确定方法，其特征在于，所述步骤 1 包括下述子步骤：

步骤 1.1：确定电压源型换流器的桥臂电流，表达式如下：

$$i_{ui} = \frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \quad (1);$$

其中： I_{dc} 为直流线路电流； I_m 为 i 相电流峰值； ω 为基波角频率； φ 为 i 相电流滞后 i 电压的角度；i 为 A 相、B 相或 C 相；

步骤 1.2：确定子模块中上半桥臂和下半桥臂的电流；流经子模块上半桥臂和下半桥臂的电流分别为：

$$\begin{cases} i_{SM1} = \frac{1}{2} (1 - m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right) \\ i_{SM2} = \frac{1}{2} (1 + m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right) \end{cases} \quad (2);$$

其中： m 为调制因数，即相电压峰值 $\hat{u}_{aN}$ 与直流线路对地电压绝对值 U_{dcN} 的比值；

步骤 1.3：分别确定子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的平均电流 I_{T1_avg} 、 I_{T2_avg} 及有效电流 I_{T1_rms} 、 I_{T2_rms} ；表达式分别如下：

$$\begin{aligned} I_{T1_avg} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_2}^{2\pi - \omega t_1} \frac{1}{2} (1 - m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right) d\omega t; \\ I_{T2_avg} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} \frac{1}{2} (1 + m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right) d\omega t; \end{aligned}$$

$$I_{T1_rms}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_2}^{2\pi - \omega t_1} \frac{1}{2} (1 - m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right)^2 d\omega t ;$$

$$I_{T2_rms}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} \frac{1}{2} (1 + m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right)^2 d\omega t ;$$

步骤 1.4: 分别确定子模块上半桥臂、下半桥臂中续流二极管 FWD 的平均电流 I_{D1_avg} 、 I_{D2_avg} 及有效电流 I_{D1_rms} 、 I_{D2_rms} ; 表达式分别如下:

$$I_{D1_avg} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} \frac{1}{2} (1 - m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right) d\omega t ;$$

$$I_{D2_avg} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_2}^{2\pi - \omega t_1} \frac{1}{2} (1 + m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right) d\omega t ;$$

$$I_{D1_rms}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} \frac{1}{2} (1 - m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right)^2 d\omega t ;$$

$$I_{D2_rms}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_2}^{2\pi - \omega t_1} \frac{1}{2} (1 + m \sin \omega t) \left(\frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \right)^2 d\omega t .$$

3、如权利要求 1 所述的损耗确定方法, 其特征在于, 所述步骤 2 中, 利用开关器件厂家提供的器件参数与步骤 1 中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 与续流二极管 FWD 的平均电流与有效电流, 确定电压源型换流器的导通损耗, 包括:

在一个基波周期内, 上半桥臂、下半桥臂的绝缘栅双极型晶体管 IGBT 和续流二极管 FWD 平均导通损耗分别为:

$$\bar{P}_{T1_con} = I_{T1_avg} \cdot U_{T1_0} + r_{T1_0} \cdot (I_{T1_rms})^2 \quad (3);$$

$$\bar{P}_{T2_con} = I_{T2_avg} \cdot U_{T2_0} + r_{T2_0} \cdot (I_{T2_rms})^2 \quad (4);$$

$$\bar{P}_{D1_con} = I_{D1_avg} \cdot U_{D1_0} + r_{D1_0} \cdot (I_{D1_rms})^2 \quad (5);$$

$$\bar{P}_{D2_con} = I_{D2_avg} \cdot U_{D2_0} + r_{D2_0} \cdot (I_{D2_rms})^2 \quad (6);$$

其中:

$\bar{P}_{T1_con}$ 、 $\bar{P}_{T2_con}$ 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的平均导通损耗;

U_{T1_0} 、 U_{T2_0} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的导通阈值电压;

r_{T1_0} 、 r_{T2_0} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的正向导通电阻;

$\bar{P}_{D1_con}$ 、 $\bar{P}_{D2_con}$ 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中续流二极管 FWD 的平均导通损耗;

U_{D1_0} 、 U_{D2_0} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中续流二极管 FWD 的导通阈值电压；

r_{D1_0} 、 r_{D2_0} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中续流二极管 FWD 的正向导通电阻。

4、如权利要求 1 所述的损耗确定方法，其特征在于，所述步骤 3 包括下述子步骤：

步骤 3.1：分别确定子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的开关损耗和续流二极管 FWD 的反向恢复损耗；

$$P_{swT1} = f_p \times \left(\frac{E_{on_T1} + E_{off_T1}}{u_{ref_T1} \times i_{ref_T1}} \right) \times U_c I_{T1_avg} \quad (7);$$

$$P_{swT2} = f_p \times \left(\frac{E_{on_T2} + E_{off_T2}}{u_{ref_T2} \times i_{ref_T2}} \right) \times U_c I_{T2_avg} \quad (8);$$

$$P_{recD1} = f_p \times \frac{E_{rec_D1}}{u_{ref_D1} \times i_{ref_D1}} \times I_{D1_avg} \quad (9);$$

$$P_{recD2} = f_p \times \frac{E_{rec_D2}}{u_{ref_D2} \times i_{ref_D2}} \times I_{D2_avg} \quad (10);$$

$$P_{rec} = P_{recD1} K_{D1} + P_{recD2} K_{D2} \quad (11);$$

其中：

P_{swT1} 、 P_{swT2} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的开关损耗；

P_{recD1} 、 P_{recD2} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中续流二极管 FWD 的反向恢复损耗；

f_p 为载波频率；

E_{on_T1} (E_{on_T2})、 E_{off_T1} (E_{off_T2}) 分别为子模块上半桥臂或下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 在参考电压 u_{ref_T1} (u_{ref_T2})、参考电流 i_{ref_T1} (i_{ref_T2}) 且最大工作结温的开通与关断损耗；

E_{rec_D1} (E_{rec_D2}) 分别为子模块上半桥臂或下半桥臂中续流二极管 FWD 在参考电压 u_{ref_D1} (u_{ref_D2})、参考电流 i_{ref_D1} (i_{ref_D2}) 且最大工作结温的反向恢复损耗；所述最大工作结温取 125°C；

U_c 为子模块电容器电压；

步骤 3.2：分别确定子模块上半桥臂或下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的开关损耗、续流二极管 FWD 的反向恢复损耗；

$$P_{sw} = P_{swT1}K_{T1} + P_{swT2}K_{T2} \quad (12);$$

$$P_{rec} = P_{recD1}K_{D1} + P_{recD2}K_{D2} \quad (13);$$

其中： K_{T1} 、 K_{T2} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的结温系数；

K_{D1} 、 K_{D2} 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中续流二极管 FWD 的结温系数；

步骤 3.3: 通过迭代法分别确定绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的结温系数和续流二极管 FWD 的结温系数，表达式分别如下：

$$K_{T1} = \frac{1}{E_{1swT1}} \left[\frac{E_{1swT1} - E_{2swT1}}{100} (t - 25) + E_{2swT1} \right] \quad (14);$$

$$K_{T2} = \frac{1}{E_{1swT2}} \left[\frac{E_{1swT2} - E_{2swT2}}{100} (t - 25) + E_{2swT2} \right] \quad (15);$$

$$K_{D1} = \frac{1}{E_{1recD1}} \left[\frac{E_{1recD1} - E_{2recD1}}{100} (t - 25) + E_{2recD1} \right] \quad (16);$$

$$K_{D2} = \frac{1}{E_{1recD2}} \left[\frac{E_{1recD2} - E_{2recD2}}{100} (t - 25) + E_{2recD2} \right] \quad (17);$$

其中：

t 为工作结温；

E_{1swT1} 、 E_{2swT1} 分别为子模块上半桥臂绝缘栅双极型晶体管 IGBT 在 125℃ 和 25℃ 时的开关损耗；

E_{1swT2} 、 E_{2swT2} 分别为子模块下半桥臂绝缘栅双极型晶体管 IGBT 在 125℃ 和 25℃ 时的开关损耗；

E_{1recD1} 、 E_{2recD1} 分别为子模块上半桥臂续流二极管 FWD 在 125℃ 和 25℃ 时的反向恢复损耗；

E_{1recD2} 、 E_{2recD2} 分别为子模块下半桥臂续流二极管 FWD 在 125℃ 和 25℃ 时的反向恢复损耗。

5、如权利要求 1 所述的损耗确定方法，其特征在于，所述步骤 4 中电压源型换流器三相总损耗用下述表达式表示：

$$P_{total} = 6N(\overline{P}_{T1_con} + \overline{P}_{T2_con} + \overline{P}_{D1_con} + \overline{P}_{D2_con} + P_{sw} + P_{rec} + P_{T1drive} + P_{T2drive}) \quad (18);$$

其中： N 为换流器每个桥臂的子模块个数；

$P_{T1drive}$ 、 $P_{T2drive}$ 分别为子模块上半桥臂、下半桥臂中绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的驱动电路的损耗。

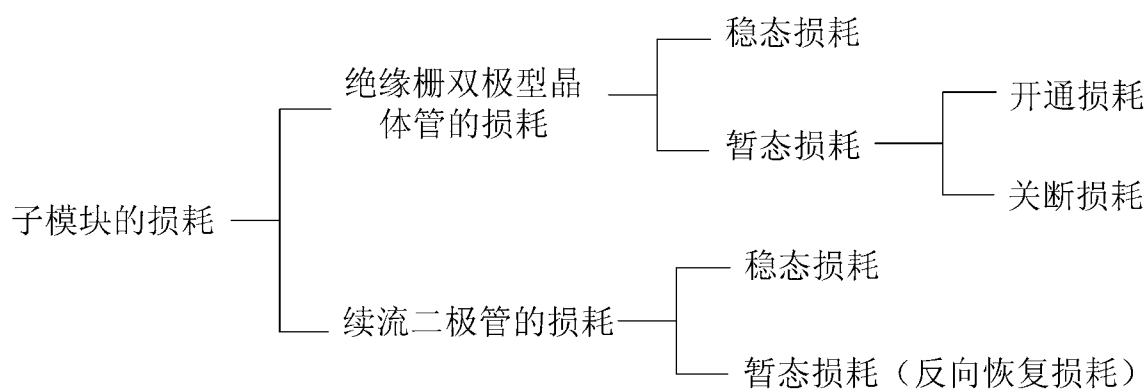


图 1

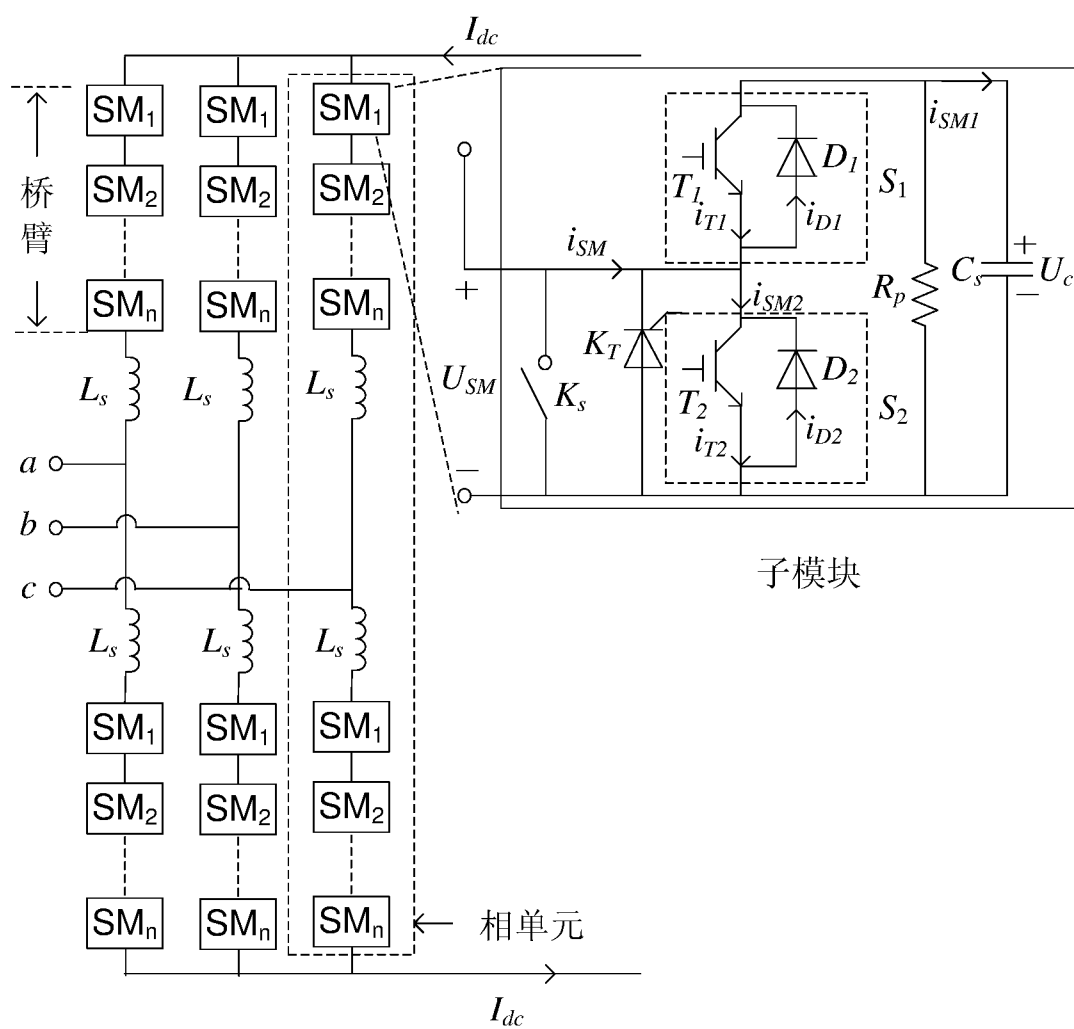


图 2

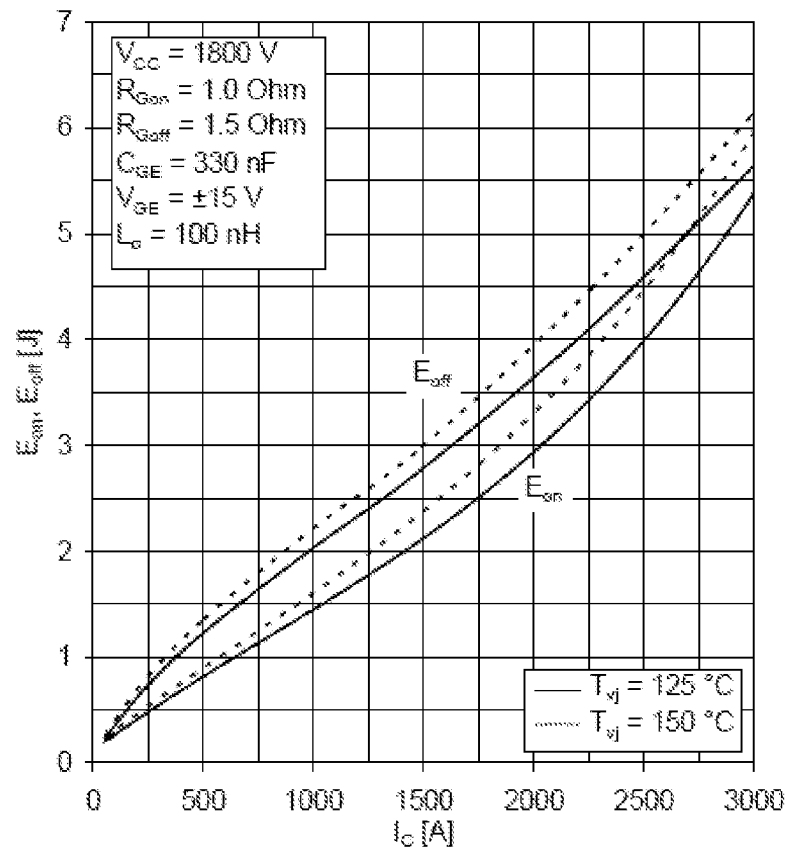


图 3

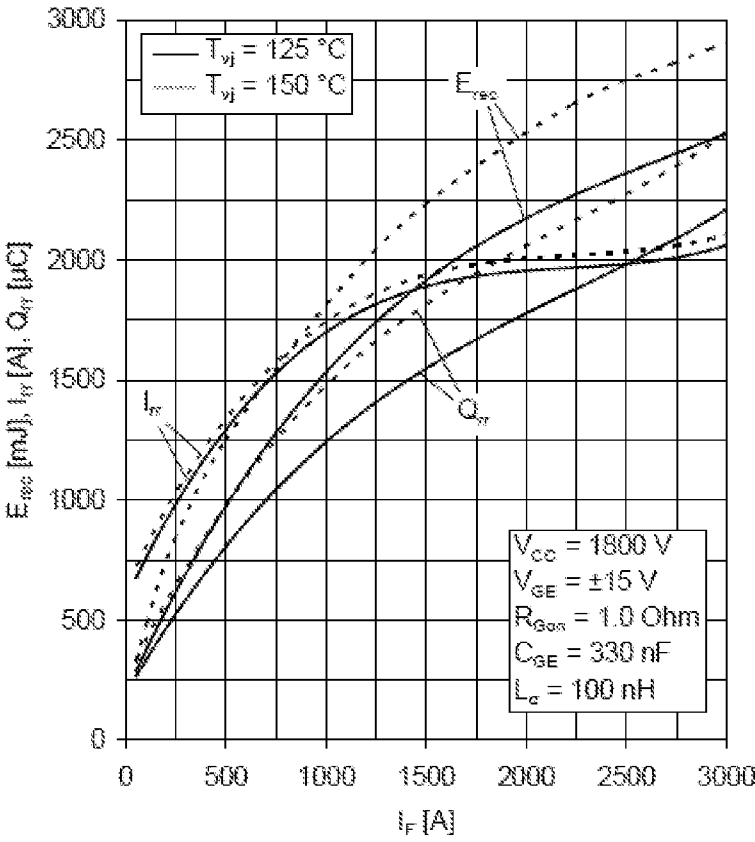


图 4

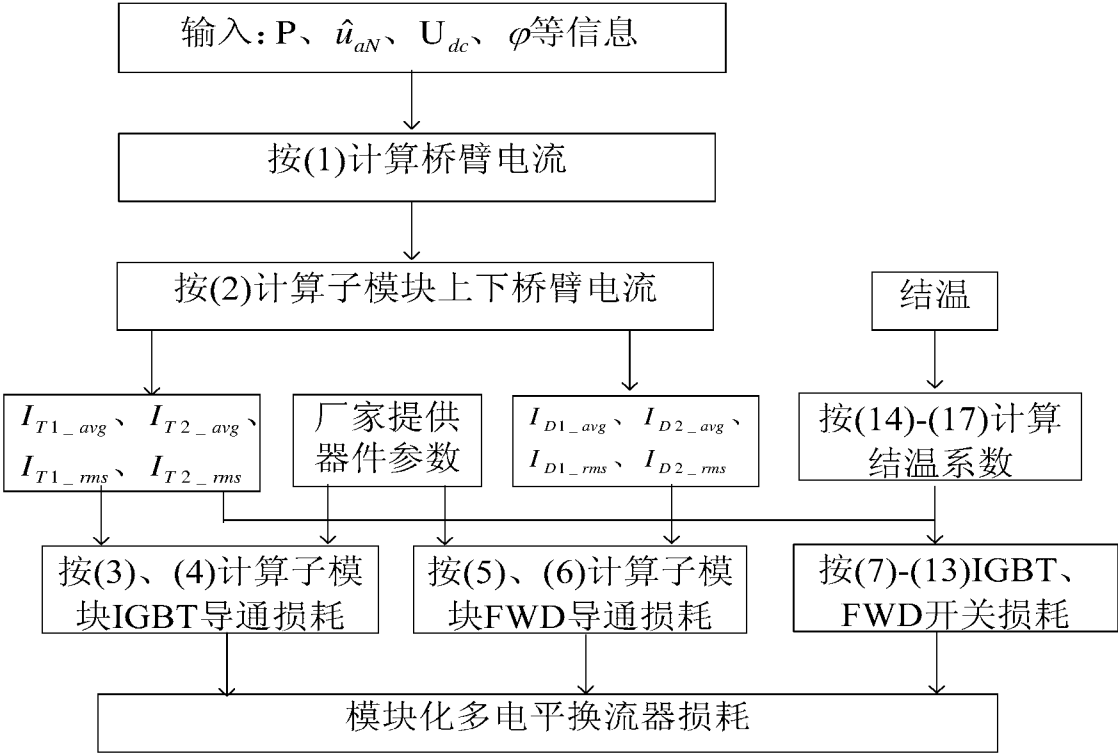


图 5

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/CN2014/092231

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M 7/797 (2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02M

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

CPRS; WPI; EPODOC; CNKI; CNPAT: module, electrical level, conversion current, switch, availability, bridge arm, mmc, modular, multilevel, converter, loss, IGBT, current

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	CN 102158103 A (NORTH CHINA ELECTRIC POWER UNIVERSITY et al.) 17 August 2011 (17.08.2011) description, paragraphs [0005] to [0157], and figures 1 to 14	1, 5
PX	CN 103715935 A (STATE GRID CORPORATION OF CHINA et al.) 9 April 2014 (09.04.2014) claims 1 to 5	1-5
A	CN 102570864 A (NORTH CHINA ELECTRIC POWER UNIVERSITY) 11 July 2012 (11.07.2012) the whole document	1-5
A	US 2013148392 A1 (HITACHI LTD.) 13 June 2013 (13.06.2013) the whole document	1-5
A	WO 2011134865 A2 (SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT) 3 November 2011 (03.11.2011) the whole document	1-5

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	
“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date	“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search 14 January 2015	Date of mailing of the international search report 03 March 2015
Name and mailing address of the ISA State Intellectual Property Office of the P. R. China No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao Haidian District, Beijing 100088, China Facsimile No. (86-10) 62019451	Authorized officer SONG, Li Telephone No. (86-10) 62413266

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/CN2014/092231

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
CN 102158103 A	17 August 2011	CN 102158103 B	06 March 2013
CN 103715935 A	09 April 2014	None	
CN 102570864 A	11 July 2012	CN 102570864 B	06 August 2014
US 2013148392 A1	13 June 2013	JP 2013121223 A	17 June 2013
		EP 2602927 A2	12 June 2013
WO 2011134865 A2	03 November 2011	EP 2564501 A2	06 March 2013
		DE 102010018970 A1	27 October 2011

A. 主题的分类 H02M 7/797 (2006.01) i 按照国际专利分类 (IPC) 或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类		
B. 检索领域 检索的最低限度文献 (标明分类系统和分类号) H02M 包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献 在国际检索时查阅的电子数据库 (数据库的名称, 和使用的检索词 (如使用)) CPRS; WPI; EPDOC; CNKI; CNPAT: 模块, 电平, 换流, 损耗, 开关, 导通, 电流, 桥臂, 有效, mmc, modular, multilevel, converter, loss, IGBT, current		
C. 相关文件		
类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求
X	CN 102158103 A (华北电力大学 等) 2011年 8月 17日 (2011 - 08 - 17) 说明书第5-157段、附图1-14	1, 5
PX	CN 103715935 A (国家电网公司 等) 2014年 4月 9日 (2014 - 04 - 09) 权利要求1-5	1-5
A	CN 102570864 A (华北电力大学) 2012年 7月 11日 (2012 - 07 - 11) 全文	1-5
A	US 2013148392 A1 (HITACHI LTD.) 2013年 6月 13日 (2013 - 06 - 13) 全文	1-5
A	WO 2011134865 A2 (SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT) 2011年 11月 3日 (2011 - 11 - 03) 全文	1-5
☐ 其余文件在C栏的续页中列出。 ☒ 见同族专利附件。		
* 引用文件的具体类型: “A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件 “E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利 “L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件 (如具体说明的) “O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件 “P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件 “T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件 “X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性 “Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性 “&” 同族专利的文件		
国际检索实际完成的日期 2015年 1月 14日		国际检索报告邮寄日期 2015年 3月 3日
ISA/CN的名称和邮寄地址 中华人民共和国国家知识产权局 (ISA/CN) 北京市海淀区蓟门桥西土城路6号 100088 中国 传真号 (86-10)62019451		授权官员 宋丽 电话号码 (86-10)62413266

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号

PCT/CN2014/092231

检索报告引用的专利文件			公布日 (年/月/日)	同族专利	公布日 (年/月/日)
CN	102158103	A	2011年 8月 17日	CN 102158103 B	2013年 3月 6日
CN	103715935	A	2014年 4月 9日	无	
CN	102570864	A	2012年 7月 11日	CN 102570864 B	2014年 8月 6日
US	2013148392	A1	2013年 6月 13日	JP 2013121223 A	2013年 6月 17日
				EP 2602927 A2	2013年 6月 12日
WO	2011134865	A2	2011年 11月 3日	EP 2564501 A2	2013年 3月 6日
				DE 102010018970 A1	2011年 10月 27日