

考虑多热源耦合的风电变流器 IGBT 模块结温评估模型

李 辉¹,刘盛权¹,李 洋¹,杨 东¹,梁媛媛²,刘 静³

(1. 重庆大学 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室,重庆 400044;

2. 重庆科凯前卫风电设备有限责任公司,重庆 401121;

3. 中船重工(重庆)海装风电设备有限公司,重庆 401122)

摘要: 为了更准确地描述大功率风电机组变流器 IGBT 模块内并联芯片的结温,提出一种考虑多热源耦合影响的变流器功率模块结温评估改进模型。从实际 2 MW 双馈风电机组变流器 IGBT 模块内部结构和材料参数出发,利用有限元方法分析 IGBT 模块内多芯片的结温分布和稳态热耦合影响。引入等效耦合热阻抗概念,推导功率模块芯片间热阻抗关系矩阵,并建立考虑多芯片热源影响的 IGBT 模块改进热网络模型。以某 H93-2MW 双馈风电机组为例,对比分析了不同功率损耗下改进模型的芯片结温计算结果与有限元和常规热网络模型结果。结果表明了考虑多热源耦合影响的风电变流器功率模块内部芯片结温计算的必要性和有效性,且热耦合影响程度与不同的芯片间距密切相关,需重点关注非边缘位置芯片的热分布。

关键词: 风电; 变流器; 双馈发电机; 功率模块; 多热源耦合; 结温计算; 评估; 模型; IGBT

中图分类号: TM 614; TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.02.009

0 引言

变流器作为风电机组电能回馈至电网的关键控制环节,其可靠运行对并网风电机组的电能质量以及安全稳定至关重要^[1]。由于风电机组长时间、频繁和大范围的随机出力变化以及机侧变流器可能长期处于较低工作频率下运行,风电变流器运行可靠性问题近年来已经引起了国内外学者和工程师的广泛关注^[2-4]。功率模块的结温均值及其波动以及内部材料的热失配特性产生的疲劳损伤,是导致电力电子器件老化和失效的主要因素^[5],然而,其功率模块结温却很难通过实验手段直接测量^[6],加之大功率风电机组变流器功率模块通常是多芯片并联的封装结构,芯片间可能存在热耦合影响^[7]。因此,功率模块结温的准确计算与评估是分析风电变流器运行可靠性问题的关键,其对于提高变流器运行的状态监测和可靠性评估水平具有重要的学术价值和现实意义。

目前国内外关于变流器 IGBT 模块结温评估已有一定的研究成果。文献[7]采用有限元方法对 IGBT 模块进行了热分析,虽然获得了 IGBT 模块芯片表

面的二维温度场分布云图,但是这类模型难以实现变流器部件级的结温实时计算和可靠性评估。文献[8-10]基于开关周期的损耗分析方法,研究了 IGBT 模块损耗及结温计算模型;文献[11]采用集总参数法,基于器件的瞬态热阻抗参数,建立了 RC 热网络结温计算模型,但上述结果只表征整个芯片表面的平均温度,且忽略了芯片间的发热影响,无法获取对可靠性影响更为关键的芯片最高结温。此外,文献[12]提出一个实时结温预测模型用以实现功率模块的健康管理,文献[13]采用热网络模型分析了不同的散热方式对变流器 IGBT 模块结温的影响。然而上述文献涉及的常规结温计算模型及结温分析大都基于功率模块内部芯片彼此独立传热的假设,对于模块内部各个芯片间的热耦合作用很少考虑。虽然文献[14]分析了 IGBT 和续流二极管(FWD)之间的热影响,但是在应用日趋广泛的多芯片并联功率模块中,多个芯片间的热源相互作用不能忽略。文献[15]通过叠加 2 个不同的等效热网络建立了功率模块的集总参数热分析模型,但是并未深入分析芯片间的热耦合作用机理。

基于此,为了进一步分析风电变流器功率模块内部多芯片热耦合作用及其对结温的影响,本文从 2 MW 双馈风电机组变流器 IGBT 模块内部结构和材料参数出发,利用有限元方法研究其多芯片的热耦合作用机理和热分布特性,分析其对结温计算的影响;基于耦合热阻抗矩阵理论分析,建立考虑多热源耦合的 IGBT 模块结温评估改进模型;与某 H93-2MW 双馈风电机组变流器功率模块的有限元模型结果以及常规结温计算模型结果进行对比分析,验证其有效性。

收稿日期:2015-01-12;修回日期:2016-01-05

基金项目:国际科技合作专项资助项目(2013DFG61520);国家自然科学基金资助项目(51377184);中央高校基本科研业务费专项基金资助项目(CDJZR12150074);重庆市集成示范计划项目(CSTC2013JCSF70003)

Project supported by the International Science & Technology Cooperation Program of China(2013DFG61520),the National Natural Science Foundation of China(51377184),the Fundamental Research Funds for the Central Universities(CDJZR12150074) and the Integration and Demonstration Program of Chongqing(CSTC2013JCSF70003)

1 风电变流器 IGBT 模块结构及热耦合分析

1.1 风电变流器 IGBT 模块结构

随着风机单机容量的增大,风力发电功率变流器承受的功率也在增大,其功率模块通常采用多芯片并联结构^[8]。图 1 为某 2 MW 双馈风电机组变流器 IGBT 模块及剖面图,图中 DCB 表示直接铜层连接。

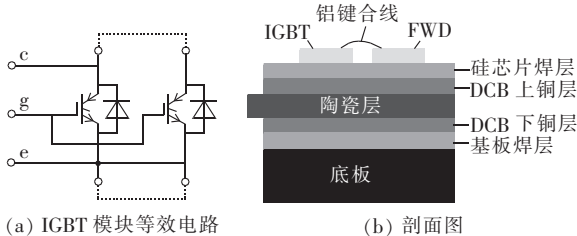


图 1 双馈风电变流器 IGBT 模块及其剖面图
Fig.1 Converter IGBT module for wind-power DFIG and its cross-section

多个 IGBT 芯片和 FWD 芯片组成该双馈风电变流器功率模块。从图 1 中可以看出,其由 7 层材料构成。最上层为硅芯片,绝缘陶瓷层及铜层构成 DCB 基板,并通过焊接层连接到底板上。底板周边分别引出有集电极、栅极、发射极 3 个电极。另外,风电变流器 IGBT 模块内部的多个硅芯片共用 1 个基板,各芯片发热产生的热量传递可能会相互影响。

1.2 基于有限元的 IGBT 模块热耦合分析及验证

为了分析该风电变流器 IGBT 模块内部芯片间可能的热耦合作用,本节利用 ANSYS 构建其三维有限元模型,仿真分析其芯片在热耦合作用下的结温变化。考虑到功率模块结构的对称性,且每 4 组 IGBT 和 FWD 芯片组空间位置相对独立,本文选取该功率模块的 1/4 单元,IGBT 芯片分别记为 $T_1—T_4$, FWD 芯片分别记为 $D_1—D_4$ 。根据其在模块内部的具体位置,定义 $T(D)_1$ 、 $T(D)_4$ 为边缘位置芯片, $T(D)_2$ 、 $T(D)_3$ 为非边缘位置芯片,其内部各个芯片之间的距离关系如图 2 所示,功率模块剖面图中各层材料的参数如表 1 所示^[16-17]。

假设各层材料结合完好,无相对滑移,忽略硅胶散热^[14]。根据上述功率模块内部芯片的尺寸及各层材料的参数特性,建立风电变流器 IGBT 模块的三维

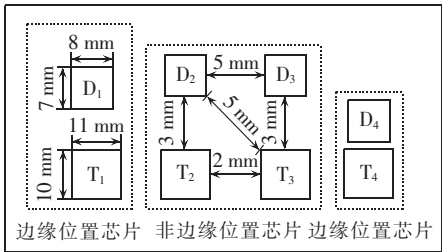


图 2 风电变流器 IGBT 模块内部芯片尺寸
Fig.2 Layout of converter IGBT module for wind-power DFIG

表 1 IGBT 模块 FZ1600R17HP4 的材料参数
Table 1 Material parameters of IGBT module FZ1600R17HP4

元件	材料	导热系数 $\lambda / [W \cdot (m \cdot K)^{-1}]$	厚度 d / mm	密度 $\rho / (kg \cdot m^{-3})$
IGBT	Si	139	0.30	2329
FWD	Si	139	0.30	2329
硅芯片焊层	Sn_2Zn_2Ag	78	0.05	7400
DCB 上铜层	Cu	386	0.30	8960
陶瓷层	Al_2O_3	18	0.70	3690
DCB 下铜层	Cu	386	0.30	8960
基板焊层	Sn_2Zn_2Ag	78	0.10	7400
底板	Cu	386	3.00	8960

有限元模型如图 3(a)所示。由于铝键合线对功率模块温度分布的影响很小,因此模型忽略其影响^[7]。考虑风电变流器功率模块多芯片并联同时工作,为了分析其芯片热源间的相互作用,通过有限元模型,在 $T_1—T_4$ 芯片上施加 270 W 功率损耗,环境温度为 50 ℃。此时 IGBT 模块内部各个芯片的结温分布结果及其局部放大图分别如图 3(b)、(c)所示。

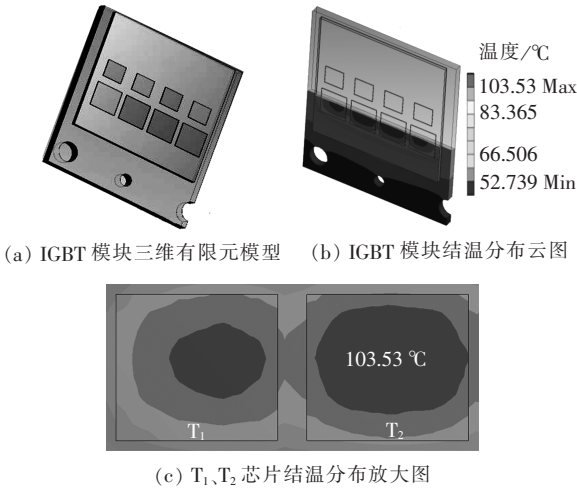


图 3 IGBT 模块三维有限元模型及其结温分布
Fig.3 3D finite element model and junction temperature distribution of IGBT module

由图 3(b)和(c)可知,当给并联 IGBT 芯片施加相同损耗时,由于并联芯片热源相互耦合,不同芯片的结温分布不一致,其中处于非边缘位置的芯片 T_2 结温最高,约 103 ℃。

为了验证风电变流器功率模块有限元分析的有效性,本文以某实际 H93-2MW 双馈风电机组为例,首先将机侧变流器功率模块的损耗输出作为有限元仿真模型的激励输入,并设置和实测壳温相同的环境温度及散热条件,得到其壳温仿真值。然后与该实际 H93-2MW 双馈风电机组机侧变流器功率模块芯片正下方底板位置的壳温测试结果进行对比验证,图 4 为不同风速下的对比结果。图中, I_c 为变流器壳温, v 为 60s 平均风速。

从图 4 可以看出,变流器功率模块的壳温随着

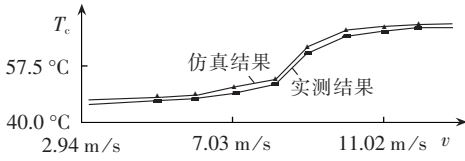


图 4 不同风速下 H93-2MW 双馈风电机组机侧变流器功率模块壳温实测与仿真结果

Fig.4 Measured and simulative case temperatures of power module for generator-side converter of H93-2MW DFIG in different wind speeds

风速的上升而不断增加,并在风速达到 12 m/s 的额定值后趋于稳定。在不同的风速下,采用变流器功率模块有限元模型的壳温计算结果与测试结果基本一致,说明了本文仿真模型的有效性。其中,变流器功率模块实测壳温略高于仿真壳温这可能是由实际风电机组运行中器件老化因素导致的。

芯片的结温对于器件的选型、散热器的设计以及变流器功率模块的状态监测至关重要,因此,考虑到有限元方法在结温评估中的局限性^[7],有必要进一步计及芯片间的热耦合因素,建立更为有效的功率模块结温评估模型。

2 考虑多热源耦合的热网络模型及结温计算

2.1 未考虑热耦合的常规热网络模型及结温计算

为了实时在线计算 IGBT 模块结温,采用集总参数方法的热网络以及基于热网络分析的结温计算方法已被广泛采用^[11]。为便于比较考虑多芯片热源耦合的热网络及结温计算模型,本节首先简述基于硅芯片发热和单独传热热网络及其常规结温计算方法,然后基于耦合热阻抗矩阵理论分析建立考虑多热源耦合影响的改进结温计算模型。

针对变流器 IGBT 模块层状结构,基于芯片独立发热和传热的常规热网络模型见图 5^[6,18]。图中, P_{loss_1} 为芯片 1 的功率损耗, T_{j1} 为芯片 1 的结温, $Z_{\text{th}(1,1)}$ 为芯片 1 的结壳热阻抗,也可表示为 $Z_{\text{th}_{jc1}}$, $Z_{\text{th}_{ch1}}$ 为芯片 1 对应的管壳-散热器之间的导热脂热阻抗,其余依此类推; $Z_{\text{th}_{ha}}$ 为 IGBT 模块的散热器热阻抗; T_c 为壳温; T_h 为散热器温度; T_a 为环境温度。

根据图 5 所示热网络模型,功率模块中某个芯片 k 的结温计算式为:

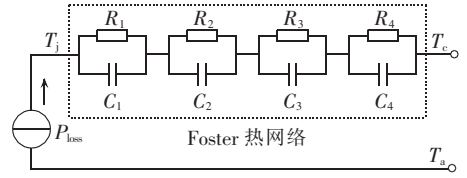
$$T_{jk} = P_{\text{loss}_k} (Z_{\text{th}_{jk}} + Z_{\text{th}_{ch}_k}) + \sum_{i=1}^n P_{\text{loss}_i} Z_{\text{th}_{ha}} + T_a \quad (1)$$

其中,芯片 k 的结壳热阻抗可表示为式(2)^[11]。

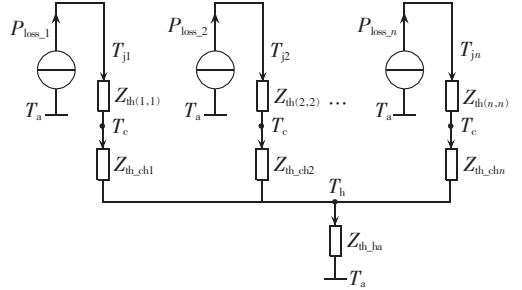
$$Z_{\text{th}_{jk}}(t) = \sum_{i=1}^4 R_{ki} (1 - e^{-t/\tau_{ki}}), \quad \tau_{ki} = R_{ki} C_{ki} \quad (2)$$

其中, τ_{ki} 、 R_{ki} 、 C_{ki} 分别为芯片 k 的热时间常数、热阻和热容。

从图 5 及式(1)可知,目前常规热网络模型没有涉及多芯片间的热耦合影响,下节将推导含多热源耦合影响的功率模块结温计算模型。



(a) 功率器件结壳热阻抗的 Foster 热网络



(b) IGBT 模块的热网络模型

图 5 未考虑热耦合的 IGBT 模块常规热网络模型

Fig.5 Traditional thermal network model of IGBT module without considering thermal coupling

2.2 考虑热耦合影响的多芯片热网络模型及结温计算

模块内各芯片间的热耦合主要受图 1(b)功率模块层状结构中导热系数更大的硅芯片焊层、DBC 中的铜层以及铜底板的影响^[14],多芯片并联模块的芯片结温计算若采用不考虑热耦合的常规结温计算模型,结果将出现较大评估误差。为了计及芯片间热耦合对结温计算的影响,本文引入等效耦合热阻抗概念,其表征周边某芯片施加单位功率损耗时目标芯片稳态最高结温的增量,计算公式如下:

$$Z_{\text{th}(n,m)} = (T_{jn} - T_a) / P_m \quad (3)$$

在芯片 m 上施加功率损耗激励 P_m 时,芯片 n 的稳态最高结温从未施加损耗时的 T_a 升至 T_{jn} 。

对于多个芯片热源耦合影响,可得其等效耦合热阻抗矩阵 $\mathbf{Z}_{\text{couple}}$ 为:

$$\mathbf{Z}_{\text{couple}} = \begin{bmatrix} 0 & Z_{\text{th}(1,2)} & \cdots & Z_{\text{th}(1,n)} \\ Z_{\text{th}(2,1)} & 0 & \cdots & Z_{\text{th}(2,n)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{\text{th}(n,1)} & Z_{\text{th}(n,2)} & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中, $Z_{\text{th}(1,2)}$ 表示芯片 2 对芯片 1 的耦合热阻抗,其余依此类推。器件的自热阻抗 $\mathbf{Z}_{\text{self}}$ 可表示为:

$$\mathbf{Z}_{\text{self}} = \begin{bmatrix} Z_{\text{th}(1,1)} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & Z_{\text{th}(2,2)} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & Z_{\text{th}(n,n)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

其器件自阻抗矩阵的参数通过有限元仿真获取。因此,结合器件自热阻抗 $\mathbf{Z}_{\text{self}}$,考虑多芯片热耦合的功率模块结温计算可表示为:

$$\mathbf{T}_j = (\mathbf{Z}_{\text{self}} + \mathbf{Z}_{\text{couple}}) \mathbf{P}_{\text{loss}} + \mathbf{T}_c \quad (6)$$

其中, T_j 、 T_c 以及 P_{loss} 皆为 $n \times 1$ 矩阵。结合上述公式, 进一步建立考虑热源耦合影响的多芯片功率模块的改进热网络模型如图 6 所示。

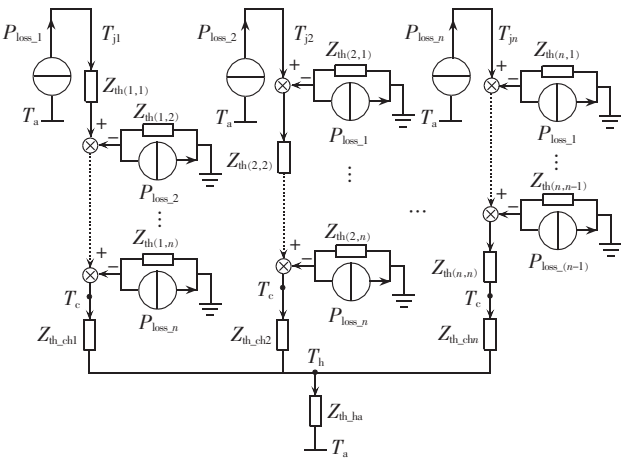


图 6 考虑热耦合影响的 IGBT 模块改进热网络模型

Fig.6 Improved thermal network model of IGBT module considering thermal couple effects

从图 6 中可知, 相比于未考虑热耦合的常规热网络模型, 本文提出的改进热网络模型考虑了目标芯片周边各个芯片热源对其热耦合影响, 同时模型热阻抗参数采用有限元方法获取, 其结温探测点可灵活控制, 可实现多芯片并联功率模块内部芯片结温更为有效的评估。

3 耦合热阻抗参数提取

为了进一步得到结温计算改进热网络模型中的自热阻抗及耦合热阻抗参数, 采用有限元法分析其功率芯片间的损耗和结温关系^[7,14]。即通过在某芯片上施加一单位脉冲损耗 P , 监测该芯片及周边芯片的稳态结温最大值, 具体流程如图 7 所示。

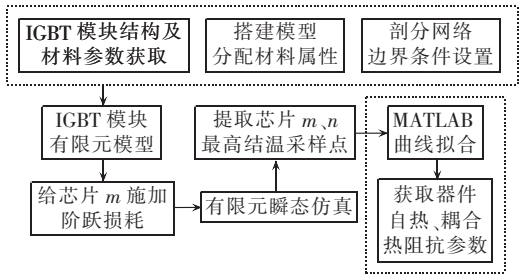


图 7 功率模块热阻抗参数提取流程

Fig.7 Flowchart of thermal impedance extraction for power module

根据式(2), 经拟合计算可得 IGBT 模块的结壳热阻抗参数如表 2 所示。表中, R_{IGBT} 和 τ_{IGBT} 分别为 IGBT 的热阻、热容值; R_{FWD} 和 τ_{FWD} 分别为 FWD 的热阻、热容值。

表 2 中每列的数据分别表示 IGBT 和 FWD 的 4 组 Foster 热网络参数。此外, 根据式(3), 经拟合计

表 2 IGBT 模块的结壳热阻抗参数

Table 2 Parameters of junction-case thermal impedance for IGBT module

组号	$R_{IGBT}/(^{\circ}\text{C}\cdot\text{W}^{-1})$	τ_{IGBT}/s	$R_{FWD}/(^{\circ}\text{C}\cdot\text{W}^{-1})$	τ_{FWD}/s
1	0.018 1	0.001 6	0.025 9	0.000 6
2	0.182 7	0.040 2	0.037 6	0.004 5
3	0.023 7	0.262 0	0.296 5	0.038 6
4	0.008 6	3.855 0	0.029 4	0.551 0

算可得 IGBT 模块耦合热阻 $R_{couple}(^{\circ}\text{C}/\text{W})$ 和热容 $C_{couple}(\text{J}/^{\circ}\text{C})$ 如表 3 所示。考虑其芯片布局的对称性, 表中只列出了 4 个芯片间的耦合热阻抗。

表 3 IGBT 模块的耦合热阻抗参数

Table 3 Parameters of thermal coupling impedance for IGBT module

芯片	(R_{couple}, C_{couple})			
	T_1	T_2	D_1	D_2
T_1	—	(0.025 1, 99)	(0.012 4, 290)	(0.007 4, 540)
T_2	(0.025 5, 98)	—	(0.008 1, 493)	(0.012 8, 281)
D_1	(0.012 9, 279)	(0.008 3, 481)	—	(0.004 1, 980)
D_2	(0.006 9, 579)	(0.012 4, 290)	(0.004 5, 933)	—

表 3 中, T_1 行的数值分别为芯片 T_2 、 D_1 、 D_2 对芯片 T_1 的耦合热阻抗, 即式(4)所示耦合阻抗矩阵的第 1 行, 其余行依此类推。从表中的结果可以看出, 任意 2 个不同的芯片, 其相互之间的耦合热阻抗基本相同。此外, 当芯片尺寸不变时, 随着芯片的距离增加, 其耦合热阻减小。图 8 给出了以芯片 T_1 为例, 在不同的芯片 T_1 、 T_2 间距下, 其耦合热阻的变化曲线。

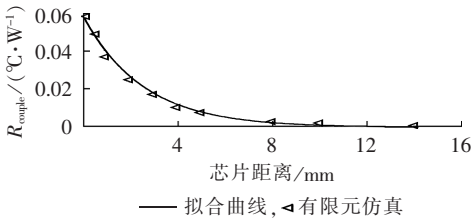


图 8 耦合热阻和芯片距离的关系曲线

Fig.8 Curve of thermal coupling impedance vs. interval between chips

从图中可知, 随着芯片距离的增加, 其芯片间的耦合热阻近似按指数规律递减^[18], 且当距离大于 10mm 时, 其耦合热阻接近 0, 可忽略其芯片热源耦合因素的影响。对于图 1 中整个功率模块, 由于每 4 组 IGBT/FWD 之间的间隔大于 10mm, 所以本文基于其中 1/4 模块单元对功率模块芯片热耦合影响及其芯片结温进行研究。因此, 在第 4 节模型验证的研究中, 当计算芯片 T_1 的结温时, 仅考虑周边芯片 D_1 、 D_2 和 T_2 的热耦合影响; 当计算芯片 T_2 的结温时, 考虑芯片 D_1 、 D_2 、 D_3 及 T_1 、 T_3 对其热耦合影响。

4 实例验证

为了进一步验证考虑多芯片热源耦合影响的变

流器功率模块结温计算改进模型的有效性,本文将风速为 8 m/s 对应的器件损耗作为有限元仿真模型的激励输入,利用瞬态分析求解出其功率模块结温波动曲线;并搭建基于 PLECS 的 DFIG 动态模型。

2 MW 双馈风电机组及变流器主要参数:额定电压 U_N 为 690 V;直流侧电压 U_{dc} 为 950 V;额定频率 f_N 为 50 Hz;同步转速 n_n 为 1500 r/min;定子电阻 R_s 为 0.022 Ω ;转子电阻 R_r 为 0.0018 Ω ;定子漏感 L_{sl} 为 0.012 mH;转子漏感 L_{rl} 为 0.05 mH;定、转子互感 L_m 为 2.9 mH;转子转动惯量 J_g 为 75 $\text{kg}\cdot\text{m}^2$;变流器功率模块管壳至散热器热阻抗 Z_{ch} 中 R_{ch} 为 18 $^{\circ}\text{C}/\text{kW}$, C_{ch} 为 7.6 J/ $^{\circ}\text{C}$;散热器热阻抗 Z_{ha} 中 R_{ha} 为 80 $^{\circ}\text{C}/\text{kW}$, C_{ha} 为 1320.8 J/ $^{\circ}\text{C}$;环境温度 T_a 为 50 $^{\circ}\text{C}$ 。在 PLECS 中采用上述提出的改进热网络模型,分别计算了相同损耗下处于边缘位置的芯片 T_1 和非边缘位置的芯片 T_2 的结温,如图 9 所示,图中还列出了未考虑芯片间热耦合影响的常规模型的计算结果。

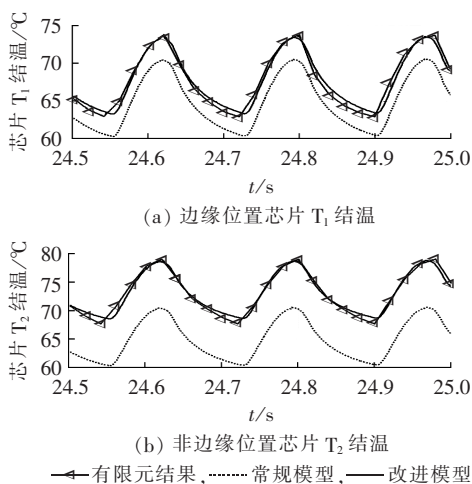


图 9 不同位置的芯片结温比较

Fig.9 Comparison of junction temperature between chips at different locations

从图中不同位置芯片结温的计算结果对比可知,本文提出的考虑多热源耦合影响的 IGBT 模块结温计算改进模型的结果和有限元计算结果基本一致,较好地反映了芯片的结温大小。而常规模型由于忽略了多芯片间的热耦合影响,结温计算的平均值和最大值明显更小,进一步验证了 IGBT 模块结温计算改进模型的有效性和必要性。此外,对比图 9 (a)和 9(b)可知,处于功率模块非边缘位置的芯片 T_2 的结温误差更大,接近 8 $^{\circ}\text{C}$,相比处于边缘位置的芯片 T_1 ,受热耦合的影响更明显,且多芯片热耦合仅影响其结温大小,对结温波动幅值和频率几乎不影响。

5 结论

本文从实际 2 MW 双馈风电机组变流器功率模块的结构和材料参数出发,通过有限元方法分析了

IGBT 模块内部多芯片间的稳态耦合热分布,基于集总参数法建立考虑芯片间热耦合影响的变流器 IGBT 模块结温计算改进模型。通过 ANSYS/MATLAB 获取其耦合热阻抗参数,并与变流器实测壳温、有限元模型以及未考虑多热源耦合的常规结温计算模型的结果进行对比分析,得出的主要结论如下。

a. 风电变流器多芯片并联 IGBT 模块内部芯片热源之间相互耦合,影响芯片结温的准确评估。在计算其内部结温时,与边缘位置芯片相比,更需要考虑处于非边缘位置的硅芯片受热源耦合的影响。

b. 功率模块内部芯片间耦合热阻抗参数的研究表明,芯片间的热耦合影响与芯片的间距有关,且随着芯片间距的增大而减小。当芯片间距大于 10 mm 时,可忽略其热耦合因素的影响。

c. 与变流器实测壳温及有限元结果的比较表明,多芯片并联工作模式下,现有常规热网络模型得到的结温结果偏小,而本文提出的基于耦合热阻抗矩阵的改进热网络结温计算模型能很好地反映多芯片热源的影响,实现更有效的芯片结温评估。

参考文献:

- [1] 王国强,王志新,张华强,等. 基于 DPC 的海上风场 VSC-HVDC 变流器控制策略[J]. 电力自动化设备,2011,31(7):115-119. WANG Guoqiang,WANG Zhixin,ZHANG Huaqiang,et al. DPC-based control strategy of VSC-HVDC converter for offshore wind farm[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(7):115-119.
- [2] 杨珍贵,周维维,杜雄,等. 基于器件的结温变化评估风机中参数差异对网侧变流器可靠性的影响[J]. 中国电机工程学报,2013,33(30):41-49. YANG Zhengui,ZHOU Luwei,DU Xiong,et al. Effects of different parameters on reliability of grid-side converters based on varied junction temperature of devices in wind turbines[J]. Proceedings of the CSEE,2013,33(30):41-49.
- [3] YANG S,BRYANT A T,MAWBY P A,et al. An industry-based survey of reliability in power electronic converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2011,47(3):1441-1451.
- [4] 李辉,胡姚刚,李洋,等. 基于温度特征量的风电机组关键部件劣化渐变概率分析[J]. 电力自动化设备,2015,35(11):1-7. LI Hui,HU Yaogang,LI Yang,et al. Gradual deterioration probability analysis based on temperature characteristic parameters for critical components of wind turbine generator system[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(11):1-7.
- [5] CIAPPA M. Selected failure mechanisms of modern power modules[J]. Microelectronics Reliability,2002,42(2):653-667.
- [6] YANG S,XIANG D,BRYANT A,et al. Condition monitoring for device reliability in power electronic converters—a review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2010,25(11):2734-2752.
- [7] LAMBATE H,NAKANEKAR S,TONAPI S. Thermal characterization of the IGBT modules used in hybrid electric vehicles[C]//IEEE Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems (ITherm). Orlando,US:IEEE,2014:1086-1091.

- [8] 毛鹏,谢少军,许泽刚. IGBT 模块的开关暂态模型及损耗分析[J]. 中国电机工程学报,2010,30(15):40-47.
MAO Peng,XIE Shaojun,XU Zegang. Switching transients model and loss analysis of IGBT module[J]. Proceedings of the CSEE, 2010,30(15):40-47.
- [9] 景巍,谭国俊,叶宗彬. 大功率三电平变频器损耗计算及散热分析[J]. 电工技术学报,2011,26(2):134-140.
JING Wei,TAN Guojun,YE Zongbin. Losses calculation and heat dissipation analysis of high-power three-level converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2011,26(2):134-140.
- [10] RAJAPAKSE A D,GOLE A M,WILSON P L. Electromagnetic transients simulation models for accurate representation of switching losses and thermal performance in power electronic systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2005,20(1):319-327.
- [11] 魏克新,杜明星. 基于集总参数法的 IGBT 模块温度预测模型[J]. 电工技术学报,2011,26(12):79-84.
WEI Kexing,DU Mingxing. Temperature prediction model of IGBT modules based on lumped parameters method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2011,26(12):79-84.
- [12] MUSALLAM M,JOHNSON C M. Real-time compact thermal models for health management of power electronics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2010,25(6):1416-1425.
- [13] ZHOU D,BLAABJERG F,TONNES M,et al. Thermal profile analysis of DoublyFed induction generator based wind power converter with air and liquid cooling methods[C]//15th European Conference on Power Electronics and Applications,2013. Lille,France;IEEE,2013:1-10.
- [14] BAHMAN A S,MA K,BLAABJERG F. Thermal impedance

- model of high power IGBT modules considering heat coupling effects[C]//International Power Electronics and Application Conference and Exposition. Shanghai,China:[s.n.],2014:1382-1387.
- [15] IACHELLO M,de LUCA V,PETRONI G,et al. Lumped parameter modeling for thermal characterization of high-power modules[J]. IEEE Transactions on Components,Packaging and Manufacturing Technology,2014,4(10):1613-1623.
- [16] PEDERSEN K B,KRISTENSEN P K,PRPOK V,et al. Microsectioning approach for quality and reliability assessment of wire bonding interfaces in IGBT modules[J]. Microelectronics Reliability,2013,53(9-11):1422-1426.
- [17] WU Y,LIN K,SALAM B. Specific heat capacities of Sn-Zn based solders and Sn-Ag-Cu solders measured using differential scanning calorimetry[J]. Journal of Electronic Materials,2009,38(2):227-230.
- [18] ZHOU Z,KANNICHE M S,BUTCUP S G,et al. High-speed electro-thermal simulation model of inverter power modules for hybrid vehicles[J]. IET Electric Power Applications,2010,5(8):636-643.

作者简介:



李辉

李辉(1973—),男,浙江永康人,教授,博士研究生导师,博士,研究方向为风力发电技术、新型电机及其系统分析(E-mail: cquhl@163.com);

刘盛权(1989—),男,江西赣州人,硕士研究生,研究方向为风电机组变流器可靠性评估技术。

Junction temperature evaluation model for IGBT module of wind-power converter considering multi-thermal coupling

LI Hui¹,LIU Shengquan¹,LI Yang¹,YANG Dong¹,LIANG Yuanyuan²,LIU Jing³

(1. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology,Chongqing University, Chongqing 400044,China;2. Chongqing KK-QIANWEI Wind Power Equipment Co.,Ltd.,Chongqing 401121,China;
3. CSIC(Chongqing) Haizhuang Wind Power Equipment Co.,Ltd.,Chongqing 401122,China)

Abstract: In order to more correctly describe the junction temperature of the parallel chips on the converter IGBT module of large wind-power unit,an improved junction temperature evaluation model considering the effect of multi-thermal coupling is proposed. Based on the internal structure and the material parameters of the converter IGBT module of 2 MW DFIG(Doubly Fed Induction Generator),the junction temperature distribution and the steady-state effect of multi-thermal coupling are analyzed with FEM(Finite Element Method). The concept of equivalent thermal coupling impedance is introduced to deduce the thermal impedance relation matrix among chips of power module and establish an improved thermal network model considering the effect of multi-thermal coupling. With H93-2MW DFIG as an example,the calculated chip junction temperatures are compared among the improved thermal network model,the FEM model and the traditional thermal network model for different power losses. Results show the necessity and effectiveness of the internal junction temperature calculation considering the effect of multi-thermal coupling for the power module of wind-power converter. The effect of multi-thermal coupling is closely related to the interval between chips and great attention should be paid to the thermal distribution of chips in the middle of module.

Key words: wind power; electric converters; doubly fed induction generator; power module; multi-thermal coupling; junction temperature calculation; evaluation; models; Insulated Gate Bipolar Transistors(IGBT)