第 49 卷 第 1 期：238-247 高电压技术 Vol.49, No.1: 238-247
2023 年 1 月 31 日 High Voltage Engineering January 31, 2023
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20211285

柔直换流阀功率模块热阻抗综合分析方法

李标俊[1]，向权舟[1]，姚传涛[1]，王　宁[2]
（1. 中国南方电网有限责任公司超高压输电公司天生桥局，兴义 562400;
2. 荣信汇科电气股份有限公司，鞍山 114051）

摘　要：随着柔性直流输电技术在我国输电领域的广泛应用，以半导体功率器件实现转换、控制、传输的功率模块可靠性愈加得到重视。热失效故障是功率模块常见的故障原因之一。为了准确分析功率模块的热可靠性，保证功率模块安全可靠运行，提出了功率模块热阻抗综合分析方法，该方法基于传统 Foster、Cauer 热阻抗模型，将热阻抗参数转换为场域参数，利用建模软件建立半导体功率器件的热阻抗等效有限元仿真模型，对半桥功率模块进行瞬态热场仿真计算。搭建了温度循环试验平台，将器件散热器测温点温度实测值与仿真值进行对比验证。结果表明，实测值与仿真值在散热器不通水的 0～50 s 内误差率<±5%，满足精度要求。该功率模块热阻抗综合分析方法具有一定的正确性和可行性，可适用于同类型功率模块秒及秒级以上时间尺度的热仿真研究。
关键词：柔性直流输电；功率模块；热可靠性；热阻抗；有限元；温度循环

Comprehensive Analysis Method of Thermal Impedance for Power Module of Flexible Direct Current Converter

LI Biaojun[1], XIANG Quanzhou[1], YAO Chuantao[1], WANG Ning[2]
(1. Tianshengqiao Bureau, EHV Transmission Company of China Southern Power Grid Co., Ltd., Xingyi 562400, China;
2. Rongxin Huiko Electric Co.,Ltd, Anshan 114051, China)

Abstract: With the wide application of HVDC flexible technology in the field of power transmission in our country, the reliability of power module which is used to convert, control and transmit by semiconductor power devices has been paid more and more attention. Thermal failure is one of the common causes of power module failure. In order to accurately analyze the thermal reliability of power module and ensure its safe and reliable operation, a comprehensive analysis method of thermal impedance of power module is proposed in this paper. This method is based on the traditional Foster and Cauer thermal impedance model, converts the thermal impedance parameters into field parameters, uses the modeling software to establish the thermal impedance equivalent finite element simulation model of semiconductor power devices, and carries out the transient thermal field simulation calculation of half bridge power module. Build the temperature cycle test platform, and the measured temperature of semiconductor heatsink was compared with the simulation value. The results show that the error rate between the measured value and the simulated value is less than ±5% within 0~50s of no water in the heatsink, which meets the accuracy requirements. The comprehensive analysis method of thermal impedance of power module is correct and feasible, and can be applied to the thermal simulation of the same type of power module on the time scale of seconds and above.
Key words: flexible DC transmission; power module; thermal reliability; thermal impedance; finite element; temperature cycle

0　引言

基于模块化多电平换流器(modular multilevel converter，MMC)的柔直换流阀以其运行效率高、输出特性好、可拓展性强等优势，在我国柔性直流输电工程中得到了广泛的应用[1-2]。作为柔直换流阀的关键部分，功率模块可实现电能的有效转换、控制和传输，其性能水平和安全可靠性与换流阀系统的可靠性，乃至电网安全和能源利用成本紧密相关。功率模块中半导体功率器件故障在换流阀系统所有故障中占总失效率的 30%以上[3]。热失效是半导体功率器件的主要失效方式之一[4]。

针对功率模块的热可靠性研究，主要有理论计

基金资助项目：中国南方电网有限责任公司科技项目(CGYKJXM20180173)。
Project supported by Science and Technology Project of China Southern Power Grid Co. ,Ltd. (CGYKJXM20180173).

算、仿真分析、试验或多种方法相结合的研究手段。功率模块的热可靠性仿真以半导体器件结温计算为重点，以往研究大多依靠传统 Foster 和 Cauer 热阻抗等效模型，利用热电比拟法将热网络参数转换为电参数进行电路仿真分析[5-8]。此外，许多学者在半导体功率器件内部多物理场有限元仿真研究器件可靠性方面做了大量的工作[9-13]。

与单个器件的热可靠性试验不同，柔直换流阀功率模块热可靠性试验以功率模块整体为试验对象。由于目前功率模块主要应用真空密封的压接半导体功率器件，其外部由陶瓷管壳进行封装[14]，若要直接测量器件结温则需破坏封装结构的完整性，不符合实际工程或试验的要求；再者，半导体功率器件两端有水冷散热器进行散热，二者在压力作用下紧密接触，器件壳温无法直接测量；此外，功率模块工作时多个热源之间存在热耦合作用，计算器件结温需建立功率模块完整的热阻抗网络，但热耦合作用影响及散热器的热阻抗参数很难确定。因此通过建立传统热阻抗模型仿真计算得到的器件结温数据往往不够准确。鉴于以上原因，实际工程或试验常采用在与半导体功率器件直接接触的散热器上选取测温点，并在测温点处加设负温度系数(negative temperature coefficient, NTC)测温传感器的方式间接监控器件的温度波动。

然而，实际测温点与器件芯片之间仍有一定的热阻抗，通过 NTC 测温传感器测得的测温点温度并不能完全反映真实的器件结温变化。鉴于上述原因，有必要采用功率模块热阻抗等效有限元仿真获得测温点温度乃至器件结温，不仅无需破坏器件完整封装结构，并且充分考虑了功率模块多个热源之间的耦合作用以及功率模块热阻抗网络的完整性，弥补了传统热路仿真无法得到功率模块整体温度分布情况的不足，解决了分钟级时间长度的温度循环试验无法直接测量器件结温的局限性，还能够将有限元仿真结果与实际试验结果进行对比验证。

本文提出的一种柔直换流阀功率模块热阻抗综合分析方法，其实质是传统 Foster、Cauer 热阻抗模型、等效热阻抗有限元仿真计算及试验验证相结合的综合研究方法。在应用过程中需将半导体器件的热阻抗由热路参数转换为场域参数，并建立半导体功率器件的等效三维模型，采用有限元仿真软件对循环周期 100 s 的半桥功率模块温度循环试验正半周期进行瞬态温度场仿真，得到功率模块散热器测温点温度分布及器件结温的仿真计算值。搭建主动激励温度循环试验平台，温度仿真值与实测值进行对比，验证功率模块热阻抗等效有限元仿真的准确性。该功率模块热阻抗综合分析方法适用于秒及秒级以上时间尺度的热仿真计算，为功率模块的热可靠性研究提供一种合理有效手段。

1 热阻抗模型

1.1 传统等效模型

以往对功率模块及半导体器件的热分析主要应用传统 RC 热阻抗等效模型进行预测，该种方法在电路模拟软件中容易实现，并且结合了待测器件、电路拓扑及散热系统等多种综合因素[15-16]。根据半导体功率器件的热特性，常用的热阻抗等效模型有 Cauer 等效模型和 Foster 等效模型[17-18]。

Cauer 等效模型是连续网格热路模型，能够反映带有内部热阻的器件热容量真实的物理传递过程，具有物理意义，可用于半导体功率器件内部各物理层温度的模拟计算。Cauer 等效模型如图 1(a)所示，其中 T_a 表示基准温度，对于风冷散热，T_a 代表环境温度；对于水冷散热，T_a 代表进水温度。

Foster 等效模型是局部网格热路模型，与 Cauer 等效模型不同，其不再与半导体功率器件内部各物理层一一对应，网格节点无任何物理意义。一般通过半导体功率器件的瞬态热阻抗曲线进行指数拟合，得到各阶 RC 热阻抗参数，依据参数搭建 Foster 等效热路模型可对器件结温进行预测。Foster 模型如图 1(b)所示。

Foster 模型瞬态热阻抗曲线方程可近似写成：

$$Z_{\text{thj-c}}(t)=\frac{T_{\text{j}}(t)-T_{\text{c}}(t)}{P}=\frac{\Delta T_{\text{j-c}}}{P} \tag{1}$$

$$Z_{\text{thj-c}}(t)=\sum_{i=1}^{n}R_i(1-\text{e}^{-\frac{t}{\tau_i}}) \tag{2}$$

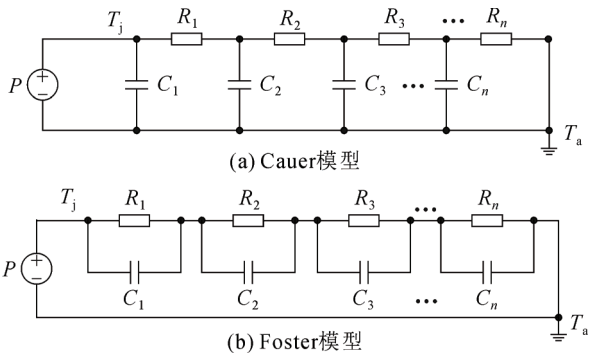


图 1 Cauer、Foster 等效热路模型

Fig.1 Equivalent thermal circuit model of Cauer and Foster

$$C_i = \frac{\tau_i}{R_i} \tag{3}$$

式中：$Z_{\text{thj-c}}$为半导体器件结−壳之间热阻抗；T_{j}、T_{c}为半导体器件的结温、壳温，℃；t 为时间，s；R_i为第 i 层热阻，K/W，C_i为第 i 层热容，J/K；P 为半导体器件结壳之间的损耗，W；τ_i第 i 层的热时间常数。一般半导体功率器件附带的规格书中包含有器件出厂前测试得到的瞬态热阻抗曲线以及 Foster 模型的热阻抗参数，但由于 Foster 模型无实际物理意义，并不能反映真实热阻热容情况，不具备开展热特性和设计研究的能力。为能够获得真实结构下器件各层热阻抗构成，需将 Foster 模型参数转换为具有物理意义的热网络参数值，为场域热阻抗等效有限元仿真模型提供数据支撑。

利用阻抗等效方法可以进行 Foster 模型与 Cauer 模型之间的相互转换。对于 Foster 模型，将结-壳热阻抗写成复频域形式，有

$$Z_{\text{thj-c}}(s) = \sum_{i=1}^{n} \frac{R_i}{1 + sR_iC_i} \tag{4}$$

Cauer 模型需要在 Foster 模型复频域形式基础上进行拉普拉斯变换：

$$Z_{\text{thj-c}}(s) = \cfrac{1}{sC_1 + \cfrac{1}{R_2 + \cfrac{1}{sC_2 + \cdots + \cfrac{1}{R_n}}}} \tag{5}$$

1.2 场域等效模型

图 2 为传统热阻抗模型与功率器件场域等效模型之间的转换流程。

为获得功率器件的场域热阻抗模型，需将不具有物理意义的 Foster 模型等效转换为具有物理意义的 Cauer 模型，结合器件热阻抗与结构、材料参数间的联系，将热路参数转换为三维场域参数，以瞬态热仿真的方法预测半导体器件的结温、壳温。与利用传统 Foster、Cauer 热阻抗模型计算器件结温相比较，上述方法不仅可以考虑多个半导体功率器件之间的热耦合影响，得到整个功率模块的温度分布，还能够避免不准确的散热器热阻抗参数对器件结温计算造成的误差。

在建立功率模块场域热阻抗等效模型前，功率器件的三维结构模型结构及材料属性参数必不可少。本文基于器件规格书中提供的瞬态热阻抗曲线通过热阻、热容与物理结构之间的关系获得相应模型参数。图 3 为本文功率模块研究对象所用 IGBT 的瞬态热阻抗曲线。

整理本文功率模块研究对象所用 IGBT、二极管器件规格书中的热阻、热时间常数如表 1、2 所示，利用式(3)计算可得到相应的热容参数。需要说明的是，一般器件规格书提供的的热阻及热时间常数对应 Foster 模型。

将 Foster 模型下的器件热阻抗参数转换为划分多层的 Cauer 模型阻抗参数才可建立功率器件场域热阻抗模型，以所分阶层数拟合出的曲线与规格书中瞬态热阻抗曲线完全对应为分层原则。两种模型

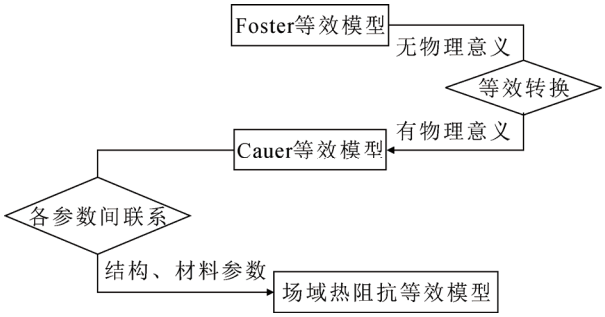


图 2 场域热阻抗等效模型转换流程

Fig.2 Conversion process of field thermal impedance equivalent model

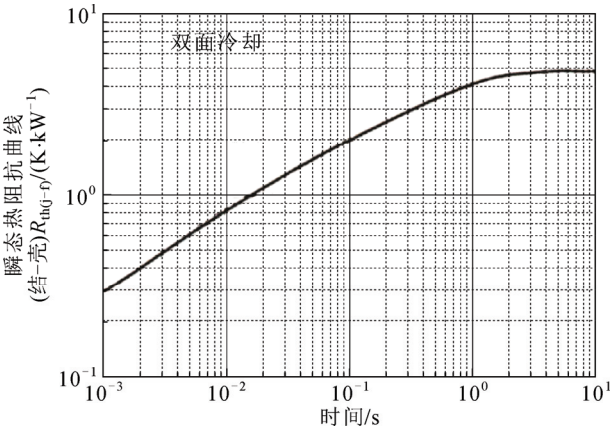


图 3 IGBT 瞬态热阻抗曲线

Fig.3 Transient thermal impedance curve of IGBT

表 1 IGBT 规格书中的热阻及热时间常数

Table 1 Thermal resistance and thermal time constant in IGBT specification

阶数	集电极侧		发射极侧	
	R_i/(K/kW)	τ_i /s	R_i/(K/kW)	τ_i /s
1	0.24×10^{-3}	4.08×10^{-5}	0.248×10^{-3}	0.248×10^{-4}
2	0.82×10^{-3}	1.6564×10^{-3}	0.751×10^{-3}	1.8476×10^{-3}
3	1.1×10^{-3}	1.771×10^{-2}	1.85×10^{-3}	1.6946×10^{-2}
4	5.7×10^{-3}	0.609 9	9.66×10^{-3}	0.579 6

之间的等效转换，公式复杂、计算量大，可借助电力电子仿真软件 PLECS 将瞬态热阻抗曲线拟合得到的 Foster 模型热阻抗 RC 参数转换为 Cauer 模型热阻抗 RC 参数，达到快速高效的目的。经转换，得到本文功率模块所应用的 IGBT 及二极管在 Cauer 模型下的热阻抗参数如表 3、4 所示。二极管按结−阴极、结−阳极方向各划分 3 层，热阻、热容分别用 R_A、R_K、C_A、C_K 表示；IGBT 按结−集电极壳、结-发射极壳方向各划分 4 层，热阻、热容分别用 R_C、R_E、C_C、C_E 表示。

为得到具体的 IGBT、二极管的三维结构模型及材料属性参数，需利用式(6)—(9)中各参数之间的关系，下式各符号的物理意义及单位如表 5 所示。

$$R_i = L_i/(\lambda_i \cdot S_i) \tag{6}$$

$$V_i = S_i L_i \tag{7}$$

$$C_i = c_i M_i \tag{8}$$

$$M_i = \rho_{Mi} V_i \tag{9}$$

由式(6)—(9)可知，当器件每层的热阻、热容、有效导热面积一定时，若给定导热系数和密度这两个材料属性，则可通过式(6)—(9)得到各划分层相应的厚度 L、体积 V、比热容 c，以此来建立 IGBT 和二极管的三维结构模型。

由于式(3)还可以写为 $\tau_i = R_i C_i$，所以有

$$\tau_i = R_i C_i = \frac{L_i \rho_{Mi} c_i V_i}{\lambda_i S_i} \tag{10}$$

式(10)表明功率器件的热时间常数与内部各材料层的密度、比热容、导热系数这样的材料属性有关，还与材料层的体积、厚度、有效导热面积这样的物理结构参数有关。值得注意的是，当各层材料属性不发生退化情况下，热时间常数 τ_i 恒不变，但是当半导体功率器件工作时内部结温、壳温波动幅度大且长期处于此种工作状态时，可能会使各材料层的材料属性、物理结构参数发生不同程度的改变。对于焊接型 IGBT 器件，基板焊料层是受热疲劳老化影响最严重的物理结构。对于采用压力实现内部紧密接触且内部结构复杂的压接型功率器件，各材料层的热时间常数变化机理相对复杂，需要结合大量理论、仿真及试验工作进行论断。本文功率模块所应用的 IGBT、二极管热时间常数是否发生变化、如何发生变化很难进行定量分析，本文在此不作重点研究。为了便于后续功率模块有限元仿真模型的建立及后续仿真工作的开展，笔者忽略热时间常数变化影响，认为本文功率模块所用 IGBT、二极管各层的热时间常数 τ_i 不变。

表 2　二极管规格书中的热阻及热时间常数

Table 2　Thermal resistance and thermal time constant in Diode specification

阶数	阳极侧		阴极侧	
	R_i/(K/kW)	τ_i /s	R_i/(K/kW)	τ_i /s
1	4.201 5	1.7	5.852 0	2.26
2	1.160 7	0.07	1.180 7	0.74
3	0.496 0	0.004 5	0.74	0.004 4

表 3　二极管各层热阻、热容数值

Table 3　Thermal resistance and heat capacity of diode

热阻	数值/(K·kW^{-1})	热容	数值/(J·K^{-1})
R_{A1}	0.7003	C_{A1}	8.4
R_{A2}	1.349	C_{A2}	51.35
R_{A3}	3.811	C_{A3}	382.5
R_{K1}	0.542	C_{K1}	7.623
R_{K2}	5.281	C_{K2}	232.8
R_{K3}	1.715	C_{K3}	767.3

表 4　IGBT 各层热阻、热容数值

Table 4　Thermal resistance and heat capacity of each layer of IGBT

热阻	数值/(K·kW^{-1})	热容	数值/(J·K^{-1})
R_{C1}	0.288	C_{C1}	0.1551
R_{C2}	1.020	C_{C2}	1.693
R_{C3}	1.237	C_{C3}	14.81
R_{C4}	5.316	C_{C4}	97.51
R_{E1}	0.275	C_{E1}	0.09495
R_{E2}	1.232	C_{E2}	1.825
R_{E3}	2.005	C_{E3}	7.806
R_{E4}	8.996	C_{E4}	54.4

表 5　参数符号的物理意义及单位

Table 5　Physical meaning and unit of parameter symbol

参数	物理意义	单位
λ	导热系数	W/(m·K)
L	厚度	m
S	有效导热面积	m^2
V	体积	m^3
ρ_M	密度	kg/m^3
M	质量	kg
c	比热容	J/(kg·K)

2　有限元仿真

半导体器件的热疲劳失效直接影响功率模块的可靠性和稳定性。温度循环老化试验是考量半导体器件耐久性和可靠性的试验手段。但此试验无法直接测量得到表征半导体器件热可靠性最直接的结

温数据，因此可利用有限元仿真方法对功率模块的场域热阻抗等效模型进行瞬态热场仿真，得到器件结温数据，从而评判其热可靠性。

2.1 有限元仿真模型

本文功率模块研究对象的拓扑如图 4 所示，其中 T1、T2 代表 IGBT，D1、D2 代表二极管。实际功率模块器件顺序由上至下依次为 D2、T1、D1、T2。

在建立半导体功率器件模型并开展功率模块瞬态热仿真前，需确定 IGBT 及二极管的物理模型参数及对应的材料属性。由于将功率器件等效简化为圆柱体，截面尺寸与实际器件台面相同，因此仅需获得器件等效模型的厚度即可建立完整的器件等效物理模型。对于器件各划分层的材料属性需结合前文热阻、热容与导热系数、比热容及各物理模型参数之间的关系式(6)—(9)进行计算。笔者这里给定 IGBT 及二极管的导热系数分别为 100 W/(m·K)及 200 W/(m·K)，密度均为 4000 kg/m^3。经计算得到表 6 中器件的模型参数及材料热属性数据。

在所建立的功率模块物理模型中，测温点需与实际功率模块测温点的位置保持一致，对于测温点的位置选取主要考虑以下因素：(1)测温点位置需打孔安装 NTC 测温传感器，因此不宜选择散热器与器件相接触的散热器面；(2)测温点应尽量靠近器件管壳；(3)由于散热器与电容母排、电流输出排连接，因此测温点位置应选取非电容母排、电流输出排方向的其他散热器面；(4)实际功率模块两侧有阀串侧板进行固定，对散热器侧面中间位置有部分遮挡。鉴于以上原因，选取非母排方向的散热器侧面作为测温点所在面，测温点在水平方向上与散热器正面垂直距离为 40 mm，垂直方向位于散热器侧面中心位置。

为降低建模及仿真的复杂程度，忽略母排等对半导体功率器件温度场影响较小的部件，将 IGBT 和二极管简化为与实际器件管壳台面尺寸一致的圆柱体。散热器模型为厂商提供，材质为 6063 铝合金，内部水道充满 40%乙二醇水溶液。

基于实际功率模块工况，考虑热源之间的热耦合影响，选取 T2 器件上方散热器为测温点。基于上文中表 6 的器件模型参数，利用建模软件建立包含 IGBT、二极管以及散热器的半桥功率模块三维有限元仿真模型，如图 5 所示。

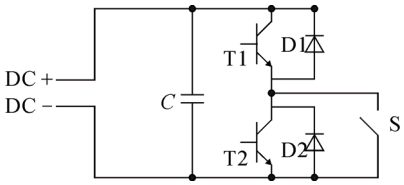


图 4 半桥功率模块拓扑

Fig.4 Topology of half bridge power module

表 6 器件的模型参数及材料属性

Table 6 Model parameters and material properties of devices

器件	热阻/(K·kW^{-1})	截面积/m^2	导热系数/(W·(m·K)$^{-1}$)	厚度/mm
二极管	0.7003	0.010 387	200	1.45
	1.349	0.010 387	200	2.80
	3.811	0.010 387	200	7.92
	0.542	0.010 387	200	1.13
	5.281	0.010 387	200	10.97
	1.715	0.010 387	200	3.56
IGBT	0.288	0.012 272	100	0.35
	1.020	0.012 272	100	1.25
	1.237	0.012 272	100	1.52
	5.316	0.012 272	100	6.52
	0.275	0.012 272	100	0.34
	1.232	0.012 272	100	1.51
	2.005	0.012 272	100	2.46
	8.996	0.012 272	100	11.04

器件	热容/(J·K^{-1})	体积/m^3	密度/(kg·m^{-3})	比热容/(J·(kg·K)$^{-1}$)
二极管	8.4	1.51×10^{-5}	4 000	138.97
	51.35	2.91×10^{-5}	4 000	441.02
	382.5	8.22×10^{-5}	4 000	1 162.85
	7.623	1.17×10^{-5}	4 000	162.95
	232.8	1.14×10^{-4}	4 000	510.74
	767.3	3.70×10^{-5}	4 000	5 183.59
IGBT	0.1551	4.34×10^{-6}	4 000	8.94
	1.693	1.54×10^{-5}	4 000	27.55
	14.81	1.86×10^{-5}	4 000	198.74
	97.51	8×10^{-5}	4 000	304.49
	0.09495	4.14×10^{-6}	4 000	5.73
	1.825	1.86×10^{-5}	4 000	24.59
	7.806	3.02×10^{-5}	4 000	64.63
	54.4	1.3510^{-4}	4 000	100.38

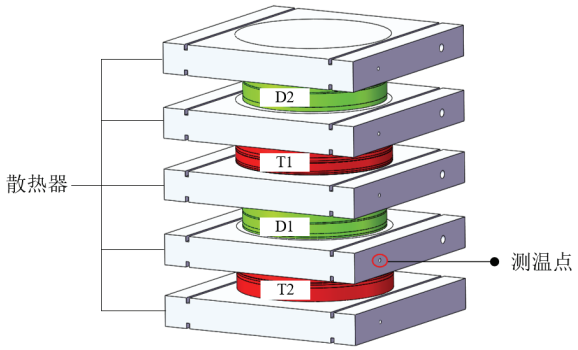


图 5 半桥功率模块三维有限元仿真模型

Fig.5 3D finite element simulation model of half bridge power module

2.2 基本热场参数

在开展有限元仿真前还需确定半桥功率模块和半导体功率器件的运行工况条件，给定的运行工况参数如表 7。

为使功率器件在短时间内有较大的壳温、结温波动，散热器需设置间歇通水工况，以降低散热效率。散热器状态及器件损耗情况如图 6 所示。

在 $0<t<T/2$ 时段，T2、D1 交替导通，有电激励，散热器停水，器件发热损耗直接对散热器进行加热，器件壳温、结温上升快，易达到目标温度值；在 $T/2<t<T$ 时段，T2、D1 截止，无电激励，散热器恢复通水，散热效率提高，使器件结温、壳温降至初值。

为确定散热器及器件的工作周期 T，笔者对功率模块进行热路仿真，计算得到当 T2、D1 交替导通总时间为 50 s 且在此阶段散热器停水时，可使 T2 器件最高结温达到 115 ℃，满足目标温度要求，且不超过器件最高允许工作结温，因此选取散热器及器件的工作周期时间为 100 s，后续温度循环试验周期与此保持一致。

实际温度循环试验中，上述循环需经历上万次来加速器件的疲劳老化。为简化有限元仿真难度，笔者重点分析 0～50 s 内 T2、D1 交替导通且散热器停水情况下的功率模块瞬态温度场情况。

利用 PSIM 软件搭建半桥功率模块的电路模型，仿真得到 0～50 s 内 T2、D1 交替导通时的通态损耗和开关损耗数据，整理得到 T2、D1 发热总损耗变化曲线如图 7 所示。

2.3 瞬态热场计算

结合前文给定的功率模块运行工况，设置功率模块外表面与空气的对流换热系数为 5 W/(m^2·K)，仿真初始温度 30 ℃，T2、D1 发热损耗已利用 PSIM 软件搭建电路仿真获得，如图 7 中所示。利用有限元仿真软件 ANSYS 进行瞬态热场仿真计算，仿真总时长为 50 s。

为与后续温度循环试验功率模块测温点实测温度进行对比，仿真重点关注测温点位置温度及 T2 器件结温变化情况。需要说明的是，由于 T2 的简化物理模型为前文基于场域热阻抗参数建立，以 T2 器件芯片为中心向集电极、发射极方向各划分 4 层，因此仿真得到的 T2 器件第 4 划分层与第 5 划分层接触面的最高温度即为 T2 器件的结温。

图 8 反映了散热器测温点位置温度仿真结果，第 50 s 时 T2 上方散热器的最高温度约 61.9 ℃，最

表 7 运行工况参数

Table 7 Operating parameters

参数	数值
直流电压/V	2 200
电流有效值/A	1 000
输出频率/Hz	0.01
开关频率/Hz	200
进水温度/℃	30
进水流量/(L·min^{-1})	15

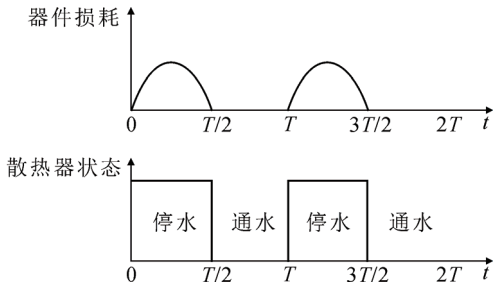


图 6 散热器状态及器件损耗

Fig.6 Heatsink status and deviceloss

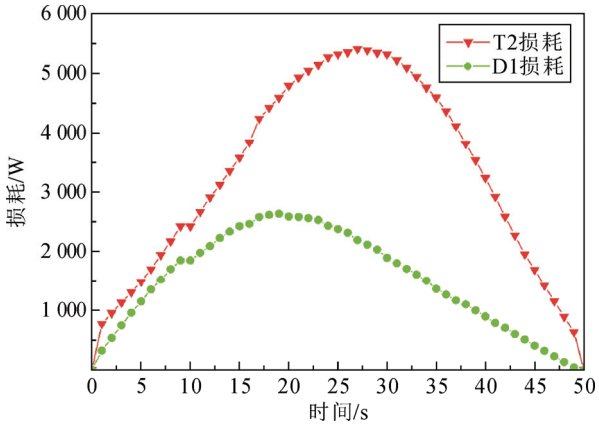


图 7 0~50 s T2、D1 发热总损耗变化曲线

Fig.7 The total loss curve of heating in T2、D1 within 0~50 s

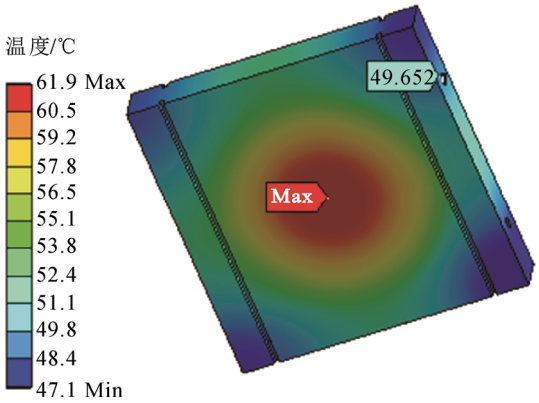


图 8 第 50 s 时 T2 上方散热器的温度分布

Fig.8 Temperature distribution of heatsink above T2 at 50 s

高温位置在与 T2 管壳接触的散热器台面中心位置，利用探针标注测得第 50 s 时测温点位置温度约 49.7 ℃。

图 9 为 0~50 s 散热器停水情况下的 T2 结温及散热器测温点仿真温度的变化情况。从图中曲线可以看出，T2 器件结温呈先上升后下降的变化规律，在 34 s 时结温达到最高，约 121 ℃；散热器测温点温度则从 30 ℃一直升高至 49.7 ℃。由于热累积的作用，在第 50 s 时测温点温度达到最高，随着实际试验中温度循环后半周期散热器恢复通水，器件无电激励损耗，测温点温度会随之下降。

确定具体的时间尺度适用范围才能使本文功率模块热阻抗等效有限元仿真具有完整性。鉴于此，笔者利用前文建立的功率模块有限元仿真模型分别开展十秒级、秒级、百毫秒级和十毫秒级时间尺度的瞬态热仿真，重点关注 T2 器件的结温、壳温变化情况，并进行数据分析，探究该方法是否适用于短时过载或热冲击循环工况。由于仿真时间发生变化，相应的器件损耗也会随之改变，为与前文相对照，将 T2、D1 的热激励损耗等效为半正弦波

$$\begin{cases} P = P'\sin(2\pi t/T) & (0 \le t < T/2) \\ P = 0 & (T/2 \le t < T) \end{cases} \tag{11}$$

P' 表示器件在一个周期内的等效损耗，可由下式进行计算

$$W_{50}/50 = \frac{\int_0^{T/2} P'\sin(2\pi t/T)\mathrm{d}t}{T/2} \tag{12}$$

式(12)中，W_{50} 为图 7 中由器件损耗曲线与坐标轴所围成的面积，上式表明无论周期如何变化，均需保证 T2、D1 在 0～T/2 内的平均损耗与前文 T2、D1 在 0～50 s 内的平均损耗相同，以此判断本文功率模块热阻抗等效有限元仿真方法对不同时间尺度是否适用。

经计算，有：

$$\begin{cases} P_{\mathrm{T2}} = 3118.49\sin(2\pi t/T) & (0 \le t < T/2) \\ P_{\mathrm{T2}} = 0 & (T/2 \le t < T) \end{cases} \tag{13}$$

$$\begin{cases} P_{\mathrm{D1}} = 1436.98\sin(2\pi t/T) & (0 \le t < T/2) \\ P_{\mathrm{D1}} = 0 & (T/2 \le t < T) \end{cases} \tag{14}$$

除 T2、D1 损耗及瞬态热仿真时间与前文有所区别外，其余仿真条件均与前文仿真保持一致，4 组周期分别设置为 20 s、2 s、0.2 s、0.02 s。经仿真计算得到表 8 中 T2 结温、壳温最高值。

图 10(a)、(b)分别为仿真周期 0.02 s、2 s 时壳温最高时刻的功率模块温度分布云图，结合表 8 中

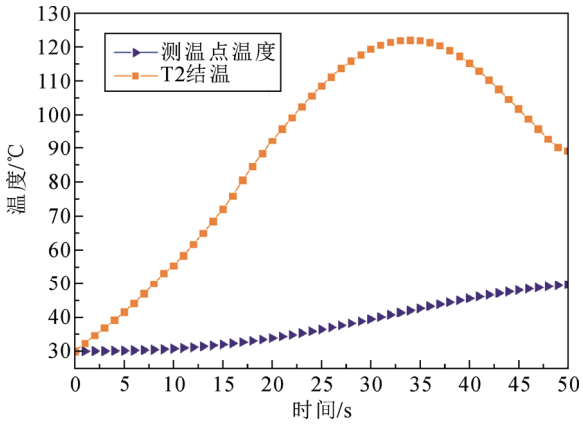


图 9 0~50 s T2 结温、散热器测温点仿真温度变化曲线

Fig.9 The curve of simulation temperature change of the junction temperature of T2 and the temperature measurement point of heatsink in 0~50 s

表 8 不同仿真周期的 T2 结温、壳温最高值

Table 8 Maximum junction temperature and shell temperature of T2 in different simulation cycles

周期 T/s	T2 结温最高/℃	T2 壳温最高/℃
20	58.74	48.9
2	41.72	33.4
0.2	34.1	30.1
0.02	31.5	30.0

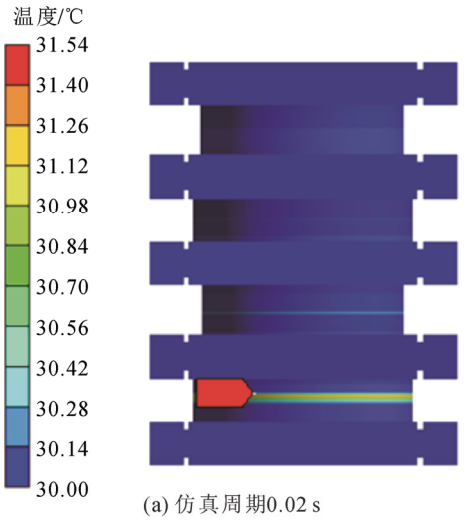
数据可以看出，当仿真周期为 0.02 s 时，器件壳温最高值为仿真初始温度 30 ℃，器件损耗仅使芯片及小范围区域温度升高，热量不足以传递到台面及散热器，这种情况可将散热器热阻忽略；当仿真周期为 2 s 时，器件壳温最高值为 33.4 ℃，热量由芯片传递到器件台面，此时散热器热阻不可忽略。

综合来看，该功率模块热阻抗等效有限元仿真适用于秒及秒级以上时间尺度的热仿真分析，对于短时过载、热循环冲击等工况，应以真实的器件模型作为仿真对象开展功率模块热仿真研究。

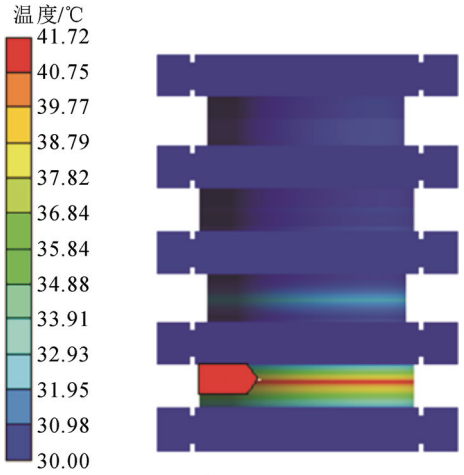
3 温度循环试验

功率模块在运行时发热损耗随时间实时变化，长时间运行的引起的热疲劳会影响半导体功率器件的热可靠性及使用寿命，而且对功率模块乃至柔直换流阀的可靠性形成严酷挑战。

温度循环试验作为半导体功率器件老化试验中的一项[19-21]，其按照温度激励形式的不同可分为被动温度激励与主动温度激励。被动温度激励借助温控箱设备，依靠半导体功率器件外部环境温度的循环变化来考量器件的热可靠性，激励影响较小，



(a) 仿真周期0.02 s



(b) 仿真周期2 s

图 10 功率模块温度分布

Fig.10 Temperature distribution of power module

芯片受热老化的效果不明显；主动温度激励来自器件工作时电负载产生损耗引起的温度波动，激励影响较大。相比较而言，主动温度激励更符合功率器件实际运行情况。

温度循环试验热负载激励时间为分钟级，负载周期相对最长，试验时器件所有部位包括外壳的温度波动均较大，由此产生的热应力可能会使器件压力接触部分的材料发生形变，接触不良造成微烧蚀老化失效。这种循环往复的温度波动效果与柔直换流阀功率模块功率器件的实际运行工况更加接近，且试验对器件老化影响的程度可控，操作简单。结合试验方法及原理，对试验热激励类型及其需达到的热参数目标进行数学抽象和等效，如表 9 所示。

本文基于主动激励温度循环试验原理，搭建分钟级时间长度的温度循环试验平台，试验平台拓扑如图 11 所示。T1—T4、D1—D4 分别为 IGBT 和二

表 9 温度循环试验热激励类型及热目标

Table 9 Type and target of thermal excitation in temperature cycling test

热激励类型	激励等效理想波形	壳温波形	结温波形	周期
长周期矩形				分钟级

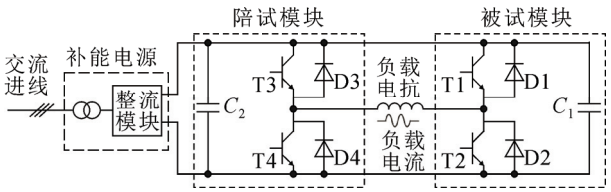


图 11 主动激励温度循环试验拓扑

Fig.11 Topology of temperature cycling test under active excitation

极管，C_1、C_2 表示电容，左侧为陪试模块，右侧为被试模块，二者均为半桥功率模块，共同组成全桥拓扑，由补能电源进行供电。陪试模块和被试模块在控制逻辑的作用下，通过功率对推的方式实现流过 T2 的电流与表 7 中电流参数保持一致，以此模拟半导体功率器件实际工作时的频繁启停工况，进而加速器件内部各层材料连接位置的热老化。

为与有限元仿真保持一致，试验前在 T2 上方散热器右侧测温点位置加装 NTC(负温度系数)测温传感器，实时监控温度循环试验过程中散热器的温度，实现对 T2 器件温度的间接监控。温度循环试验平台如图 12 所示。

试验控制散热器通、停水情况与图 6 保持一致，两路进水的总流量为 15 L/min。试验得到 T2 上方测温点在散热器停水的 0～50 s 内的实测温度及本文有限元仿真计算值的数据曲线如图 13 所示。

由于试验所用 NTC 测温传感器测量精度为整数值，因此实测温度曲线呈阶梯状变化，存在一定的测量误差。在热累积的作用下，0～50 s 测温点实测温度自 33 ℃上升至 50 ℃。

结合图 13 中有限元仿真数据来看，0～50 s 内测温点实测温度和有限元仿真温度的变化规律基本一致，总体呈上升趋势；在 0～10 s 内温度误差稍大，分析原因主要是有限元仿真以散热器进水温度 30 ℃为仿真初始温度，然而实际温度循环试验周期的初始时刻测温点处热容较大，并不能令散热器测

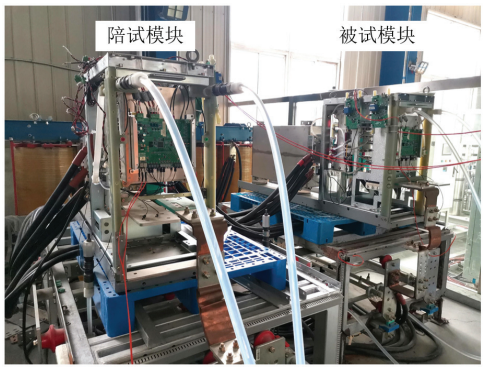


图 12 温度循环试验平台

Fig.12 Temperature cycling test platform

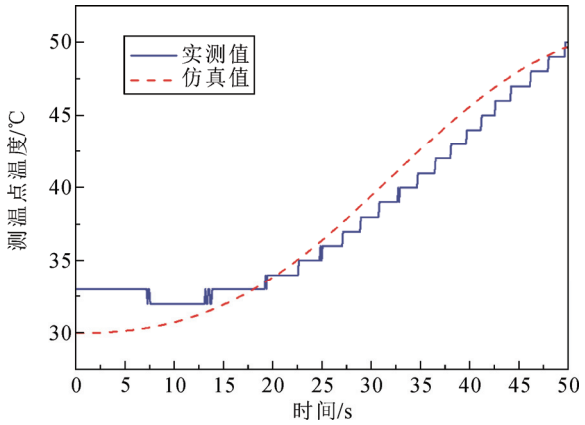


图 13 0~50 s 散热器测温点实测温度曲线

Fig.13 Temperature curve of heatsink temperature measuring point in 0~50 s

温点在前一循环周期结束后与散热器进水温度完全一致；在 10～50 s 内仿真值与实测值最大误差≤2 ℃，第 50 s 时的误差为 0.3 ℃。

4 对比分析

为验证场域热阻抗等效有限元仿真的准确性，对比传统热路仿真、本文有限元仿真及温度循环试验的主要目标温度，得到表 10。

结合图 13 测温点温度曲线，对表 10 中数据分析可得：

(1)传统热路仿真忽略了不通水散热器的暂态热容影响，无法准确考虑热源之间的热耦合，该计算结果与本文采用的功率模块热阻抗等效限元仿真计算得到的器件结温之间相差 6 ℃；另外，传统热路仿真的结温计算结果无法与温度循环试验结果进行对比，因此本文采用的功率模块热阻抗等效有限元仿真较传统热路仿真具有一定的优势；

表 10 结果对比

Table 10 Comparison of results

方法	器件结温/℃	测温点/℃
传统热路仿真	115	—
有限元仿真	121	49.7
温度循环试验	—	50.0

(2)本文功率模块热阻抗综合分析方法计算得到的 0～50 s 内测温点温度有限元仿真值与实测值之间误差率<±5%，第 50 s 时误差为 0.3 ℃，总体上满足精度要求。

综合来看，本文提出的功率模块热阻抗综合分析方法不仅弥补了传统热路仿真无法得到功率模块整体温度分布情况的不足，还能够将有限元仿真结果与实际试验结果形成对比验证，在功率模块温度场仿真研究中有一定的可行性和有效性。

5 结论

1）本文基于 Cauer、Foster 热阻抗等效模型，给出已知瞬态热阻抗曲线的半导体功率器件场域热阻抗模型的等效转换方法，建立了半桥功率模块的瞬态热场三维仿真模型，将传统热路参数仿真器件结温转换为有限元三维热场仿真，得到了散热器测温点及被试器件的结温分布；

2）搭建了主动激励温度循环试验平台，通过试验得到了测温点温度实测值，与有限元仿真数据之间的误差率<±5%，误差精度满足工程和试验要求；

3）本文提出的功率模块热阻抗综合分析方法适用于秒及秒级以上时间尺度的热仿真计算，可为同类型功率模块温度场仿真研究及热可靠性分析提供一种合理有效方法和思路。

参考文献 References

[1] 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. HVDC transmission technology based on voltage source converter[M]. Beijing, China: China Electric Power Press, 2010.

[2] 宗皓翔，吕 敬，张 琛，等. MMC 多维阻抗模型及其在风场–柔直交互稳定分析中的应用[J]. 中国电机工程学报，2021，41(14)：4941-4953.
ZONG Haoxiang, LÜ Jing, ZHANG Chen, et al. MIMO impedance model of MMC and its application in the wind farm-HVDC interaction stability analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(14): 4941-4953.

[3] 雷万钧，刘进军，吕高泰，等. 大容量电力电子装备关键器件及系统可靠性综合分析与评估方法综述[J]. 高电压技术，2020，46(10)：3353-3361.

LEI Wanjun, LIU Jinjun, LV Gaotai, et al. Review of reliability comprehensive analysis and evaluation methods for key components and system of large capacity power electronic equipment[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(10): 3353-3361.

[4] 龙海洋，李　辉，王　晓，等. 纳米银烧结压接封装 IGBT 的长期可靠性研究[J]. 中国电机工程学报，2020，40(18)：5779-5786.
LONG Haiyang, LI Hui, WANG Xiao, et al. Study on the long term reliability of nanosilver sintered press pack IGBT[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(18): 5779-5786.

[5] 李凯伟，何怡刚，李　兵，等. IGBT 功率模块热网络模型建立及其参数辨识方法综述和展望[J]. 电子测量与仪器学报，2020，34(1)：51-60.
LI Kaiwei, HE Yigang, LI Bing, et al. Review and prospect of IGBT power module thermal network model establishment and parameter extraction method[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34(1): 51-60.

[6] 何怡刚，张钟韬，刘嘉诚，等. 一种考虑热扩散和热耦合的 IGBT 模块热阻抗模型[J]. 电工电能新技术，2020，39(5)：17-24.
HE Yigang, ZHANG Zhongtao, LIU Jiacheng, et al. Thermal impedance model for IGBT modules considering heat spreading and thermal coupling[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2020, 39(5): 17-24.

[7] 唐云宇，林燎源，马　皓. 一种改进的并联 IGBT 模块瞬态电热模型[J]. 电工技术学报，2017，32(12)：88-96.
TANG Yunyu, LIN Liaoyuan, MA Hao. An improved transient electro-thermal model for paralleled IGBT modules[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(12): 88-96.

[8] LI D H, LI X, QI F, et al. Thermal networks generation and application in IGBT module packaging[C]// 19th International Conference on Electronic Packaging Technology. Shanghai, China: IEEE, 2018: 23-26.

[9] 张一鸣，邓二平，赵志斌，等. 压接型 IGBT 器件封装内部多物理场耦合问题研究概述[J]. 中国电机工程学报，2019，39(21)：6351-6364.
ZHANG Yiming, DENG Erping, ZHAO Zhibin, et al. A review of the multiphysics coupling problem in press pack IGBT[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(21): 6351-6364.

[10] 邓二平. 压接型 IGBT 器件内部电—热—力多物理场耦合模型研究[D]. 北京：华北电力大学(北京)，2018.
DENG Erping. Modelling the electro-thermo-mechanical multi-physics coupling model for press pack IGBTs[D]. Beijing, China: North China Electric Power University (Beijing), 2018.

[11] 何怡刚，周健波，刘嘉诚，等. 改进 IGBT 动态模型与电-热-力多物理场耦合失效分析[J]. 电子测量与仪器学报，2019，33(8)：46-54.
HE Yigang, ZHOU Jianbo, LIU Jiacheng, et al. Improved IGBT dynamic model and electro-thermal-force multiphysics coupling failure analysis[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(8): 46-54.

[12] 李武华，陈玉香，罗皓泽，等. 大容量电力电子器件结温提取原理综述及展望[J]. 中国电机工程学报，2016，36(13)：3546-3557.
LI Wuhua, CHEN Yuxiang, LUO Haoze, et al. Review and prospect of junction temperature extraction principle of high power semiconductor devices[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(13): 3546-3557.

[13] 吕高泰，雷万钧，赵佳琪，等. MMC 子模块关键器件长时间尺度运行工况老化分析与可靠性评估[J]. 高电压技术，2020，46(10)：3469-3476.
LV Gaotai, LEI Wanjun, ZHAO Jiaqi, et al. Long-time scale working condition based aging analysis and reliability evaluation of key devices in MMC submodule[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(10): 3469-3476.

[14] 李　辉，刘人宽，王　晓，等. 压接型 IGBT 器件封装退化监测方法综述[J]. 电工技术学报，2021，36(12)：2505-2521.
LI Hui, LIU Renkuan, WANG Xiao, et al. Review on package degradation monitoring methods of press-pack IGBT modules[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(12): 2505-2521.

[15] BAHMAN A S, MA K, BLAABJERG F. Thermal impedance model of high power IGBT modules considering heat coupling effects[C]//2014 International Power Electronics & Application Conference & Exposition. Shanghai, China: IEEE, 2014: 1382-1387.

[16] 张钟韬. IGBT 模块传热特性及等效热阻抗模型研究[D]. 合肥：合肥工业大学，2020.
ZHANG Zhongtao. Research on heat transfer characteristics and equivalent thermal impedance model of IGBT module[D]. Hefei, China: Hefei University of Technology, 2020.

[17] 郑　帅，杜　雄，张　军，等. 采用降温曲线的 SiC MOSFET 模块热参数的测量[J]. 中国电机工程学报，2020，40(6)：1759-1768.
ZHENG Shuai, DU Xiong, ZHANG Jun, et al. Measurement of thermal parameters of SiC MOSFET modules with cooling curves[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(6): 1759-1768.

[18] 熊诗成，鲁军勇，郑宇锋，等. 基于各层材料传热特性的晶闸管结温计算等效电路模型[J]. 中国电机工程学报，2018，38(4)：1157-1164.
XIONG Shicheng, LU Junyong, ZHENG Yufeng, et al. Equivalent circuit model based on the heat transfer characteristics of each layer for pulsed power thyristor junction temperature calculation[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(4): 1157-1164.

[19] 任　艳，彭　琦，于　迪，等. 基于加速寿命试验的 IGBT 可靠性预计模型研究[J]. 电力电子技术，2017，51(5)：121-124.
REN Yan, PENG Qi, YU Di, et al. Research on the reliability prediction model for IGBT based on accelerated lifetime testing[J]. Power Electronics, 2017, 51(5): 121-124.

[20] 陈　杰，邓二平，张一鸣，等. 功率循环试验中开通时间对高压大功率 IGBT 模块失效模式的影响及机理分析[J]. 中国电机工程学报，2020，40(23)：7710-7720.
CHEN Jie, DENG Erping, ZHANG Yiming, et al. Influence and mechanism analysis of load pulse duration on failure mode of high power IGBT module under power cycling condition[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(23): 7710-7720.

[21] 陈民铀，陈一高，高　兵，等. 考虑老化进程对热参数影响的 IGBT 模块寿命评估[J]. 中国电机工程学报，2017，37(18)：5427-5436.
CHEN Minyou, CHEN Yigao, GAO Bing, et al. Lifetime estimation of IGBT module considering influence of aging process on thermal parameters[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(18): 5427-5436.



李标俊
1982—，男，本科，高工
从事高压直流输电运行维护研究
E-mail: libiaojun@163.com

LI Biaojun
Senior engineer



王　宁(通信作者)
1993—，女，硕士，工程师
从事柔性直流换流阀功率模块电磁热场研究
E-mail: wnnn0516@163.com

WANG Ning
Corresponding author

收稿日期　2021-08-02　在线出版日期　2022-02-24　编辑　陈　蔓