

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2018.07.021

一种 IGBT 模块的新型建模与瞬态 仿真方法研究*

沈天浩¹, 黄 瑞¹, 杨 帆², 陈俊玄¹, 冯 权¹, 洪文华¹, 俞小莉^{1*}

(1. 浙江大学 能源工程学院, 浙江 杭州 310000; 2. 上汽大众汽车有限公司, 上海 201805)

摘要:针对所采用的仿真方法无法全面评价 IGBT 模块可靠性的问题,提出了一种新型的 IGBT 模块仿真方法:对 IGBT 模块工作过程中的瞬态损耗进行了分析和计算,并对 IGBT 模块进行三维建模与瞬态下流固耦合仿真。以 FS800R07A2E3 为例,采用一维仿真分析计算其瞬态损耗,并将瞬态损耗等效为半正弦波,作为一维边界条件加载至三维仿真模型;同时基于 Star-CCM+ 软件,采用瞬态仿真与流固耦合仿真相结合的方法,仿真得到了模块内部温度场分布云图和芯片最高结温波动数据,并采用英飞凌实验数据验证了仿真模型的准确性。研究表明:模块内部三相的不均匀性在 2℃ 左右,瞬态仿真下的最高结温比稳态仿真下高 7℃ 左右;该仿真方法更加接近 IGBT 工作的实际情况。

关键词:电机控制器;IGBT;结温;瞬态;流固耦合

中图分类号:TP391;TN32

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2018)07-0767-06

New modeling and transient simulation of IGBT

SHEN Tian-hao¹, HUANG Rui¹, YANG Fan², CHEN Jun-xuan¹,
FENG Quan¹, HONE Wen-hua¹, YU Xiao-li¹

(1. College of Energy Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310000, China;

2. SAIC Volkswagen Co. Ltd., Shanghai 201805, China)

Abstract: Aiming at the lack of overall assessment on IGBT module simulation, a new type method was proposed: The transient loss of IGBT module in working process was analyzed and calculated and the fluid-solid coupling method was adopted. 1-D simulation was used to calculate the transient loss of Infineon FS800R07A2E3 Module. The transient loss was equivalent to half-sine wave and loaded into the 3-D model as boundary conditions. The fluctuation and distribution of junction temperature were studied by the coupled method of transient simulation and 3-D simulation based on Star-CCM+ software. Meanwhile, Infineon experimental data was adopted to verify the accuracy of the model. The results indicate that a step change about 2 °C in U/V/W phases and the maximum junction temperature in transient simulation is about 7 °C higher than the steady state. The actual working situation of IGBT is better simulated by this new method.

Key words: MCU; IGBT; junction temperature; transient; fluid-solid coupling

0 引 言

在电动汽车开发的前期,需要对电池、电机、电控进行选型与匹配。IGBT 模块是电控的关键部件,选择

合适的 IGBT 模块对电动汽车电控模块的设计至关重要。

IGBT 在工作过程中会产生损耗导致其温度升高。IGBT 模块由封装好的 IGBT 芯片和 FWD(续流二极

收稿日期:2017-11-24

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51476143)

作者简介:沈天浩(1993-),男,江苏苏州人,硕士研究生,主要从事电动汽车及其热管理方面的研究。E-mail: shentianhao1993@126.com

通信联系人:俞小莉,女,工学博士,教授。E-mail: yuxl@zju.edu.cn

管)芯片组成。结温是电子设备中半导体芯片 PN 结的工作温度,当结温过高时会导致硅材料芯片性能降低,乃至永久损坏。据统计,由温度过高引起的 IGBT 失效占全部的 55% 以上^[1]。电动汽车设计前期只能采用仿真的方法对 IGBT 模块进行结温预测,分析不同工况下的发热与模块结温是否符合要求。

通过仿真对 IGBT 模块的结温进行预测是国内外研究的重点。姚芳^[2]、宋飞^[3]和陈彦^[4]搭建了 IGBT 模块的热电联合仿真模型,得到 IGBT 与 FWD 的损耗波形和结温波形,但其仅针对一维模型,未进行三维流固耦合仿真,无法得到温度场分布;陈清^[5]和王淑旺^[6]对某 IGBT 模块进行散热分析,得到其温度场和流场分布,但其仅计算稳态工况,未计算瞬态结温。

IGBT 模块工作时,其芯片发热会随时间作周期性波动,芯片的结温也随之周期性变化。目前的 IGBT 模块仿真方法包括一维和三维仿真,但无法同时得到 IGBT 模块的结温分布云图和结温波动数据。

本文以型号为 FS800R07A2E3 的 IGBT 模块为例,提出一种新型 IGBT 模块仿真方法。

1 损耗计算

IGBT 模块在运行时会产生损耗,损耗主要包括 IGBT 芯片和 FWD 芯片的损耗,是 IGBT 模块中的热源。

1.1 损耗计算理论

三相桥式整流电路如图 1 所示。

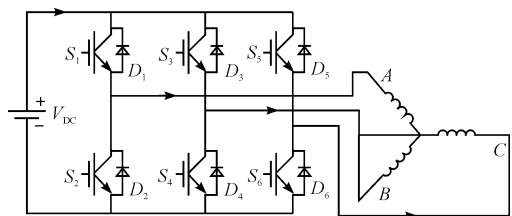


图 1 三相桥式整流电路

每相包含两个 IGBT 芯片和两个反向并联的续流二极管(FWD),二者工作时经历周期性的开关状态并产生损耗。

IGBT 芯片的主要损耗是通态损耗^[7]和开关损耗^[8],IGBT 的通态损耗是由于其正向导通压降产生的,其开关损耗是因为在开通和关断的瞬间,电流和电压有重叠期;FWD 芯片的主要损耗是通态损耗和关断损耗,FWD 的通态损耗也是由于其正向导通电压而产生的,其开关损耗则是因为二极管的反向恢复特性。

目前,电动汽车大多采用 SVPWM(空间矢量)调

制方式,其损耗可以通过计算得到^[9-10]。

IGBT 输出特性如图 2 所示。

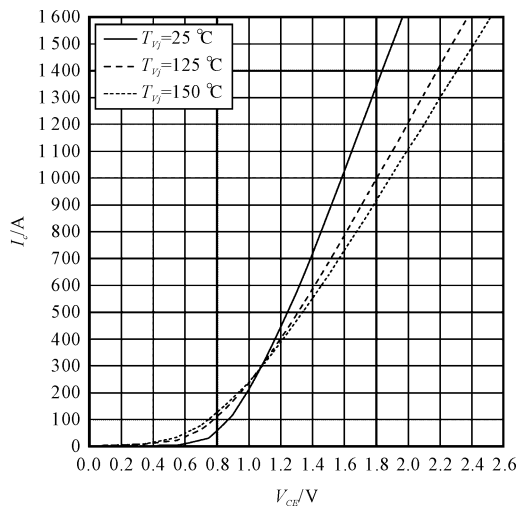


图 2 IGBT 输出特性

为了简化损耗的计算,IGBT 的导通压降 V_{CE} 与 FWD 的正向导通电压 V_F 与 I_C 的关系可以近似用直线表示:

$$V_{CE}(t) = V_{CE0} + r_{CE} * I_C(t) \quad (1)$$

$$V_F(t) = V_{F0} + r_F * I_C(t) \quad (2)$$

式中: V_{CE0} —IGBT 门槛电压; V_{F0} —FWD 门槛电压; r_{CE} —IGBT 通态等效电阻; r_F —FWD 通态等效电阻。

当采用传统 7 段 SVPWM 调制时,IGBT 芯片和 FWD 芯片的损耗通过计算获得。

(1)IGBT 通态损耗。

当 $-\frac{\pi}{6} \leq \varphi \leq \frac{\pi}{6}$ 时:

$$P_{con_IGBT} = \frac{1}{2\pi} V_{CE0} I_N + \frac{1}{8} r_{CE} I_N^2 + \frac{1}{8} M V_{CE0} I_N \cos\varphi + \left(\frac{24\cos\varphi - 3\sqrt{3} - 2\sqrt{3}\cos2\varphi}{48\pi} \right) M r_{CE} I_N^2 \quad (3)$$

当 $\frac{\pi}{6} \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2}$ 或 $-\frac{\pi}{2} \leq \varphi \leq -\frac{\pi}{6}$ 时:

$$P_{con_IGBT} = \frac{1}{2\pi} V_{CE0} I_N + \frac{1}{8} r_{CE} I_N^2 + \frac{1}{8} M V_{CE0} I_N \cos\varphi + \left(\frac{3\sqrt{3} - \sqrt{3}\cos2\varphi + (6\cos\varphi - 4\sqrt{3}) |\sin\varphi| + 12\cos\varphi}{48\pi} \right) M r_{CE} I_N^2 \quad (4)$$

式中: I_N —正弦波相电流幅值; M —调制比; φ —电流滞后电压角度。

(2)IGBT 开关损耗。

$$P_{sw_IGBT} = \frac{f_{sw}}{\pi} (E_{on-nom} + E_{off-nom}) \times \frac{V_{DC}}{V_{nom}} \times \frac{I_N}{I_{nom}} \quad (5)$$

式中: f_{sw} —开关频率; E_{on-nom} —IGBT 在标称电压 V_{nom} 和

电流 I_{nom} 下测得的开通损耗; $E_{\text{off-nom}}$ —IGBT 在标称电压 V_{nom} 和电流 I_{nom} 下测得的关断损耗; V_{DC} —直流电压。

(3) FWD 通态损耗。

当 $-\frac{\pi}{6} \leq \varphi \leq \frac{\pi}{6}$ 时:

$$P_{\text{con_FWD}} = \frac{1}{2\pi} V_{\text{FO}} I_{\text{N}} + \frac{1}{8} r_{\text{F}} I_{\text{N}}^2 - \frac{1}{8} M V_{\text{FO}} I_{\text{N}} \cos\varphi - \left(\frac{24\cos\varphi - 3\sqrt{3} - 2\sqrt{3}\cos 2\varphi}{48\pi} \right) M r_{\text{F}} I_{\text{N}}^2 \quad (6)$$

当 $\frac{\pi}{6} \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2}$ 或 $-\frac{\pi}{2} \leq \varphi \leq -\frac{\pi}{6}$ 时:

$$P_{\text{con_FWD}} = \frac{1}{2\pi} V_{\text{FO}} I_{\text{N}} + \frac{1}{8} r_{\text{F}} I_{\text{N}}^2 - \frac{1}{8} M V_{\text{FO}} I_{\text{N}} \cos\varphi - \left(\frac{3\sqrt{3} - \sqrt{3}\cos 2\varphi + (6\cos\varphi - 4\sqrt{3}) |\sin\varphi| + 12\cos\varphi}{48\pi} \right) M r_{\text{F}} I_{\text{N}}^2 \quad (7)$$

(4) FWD 开关损耗。

$$P_{\text{sw_FWD}} = \frac{f_{\text{sw}}}{\pi} \times E_{\text{rec-nom}} \times \frac{V_{\text{DC}}}{V_{\text{nom}}} \times \frac{I_{\text{N}}}{I_{\text{F-nom}}} \quad (8)$$

式中: $E_{\text{rec-nom}}$ —FWD 在标称电压 V_{nom} 和电流 $I_{\text{F-nom}}$ 下测得的反向恢复损耗。

由式(3 ~ 8) 可得 IGBT 芯片和 FWD 芯片在一个相电流周期内的平均损耗,分别表示为:

$$P_{\text{IGBT}} = P_{\text{con_IGBT}} + P_{\text{sw_IGBT}} \quad (9)$$

$$P_{\text{FWD}} = P_{\text{con_FWD}} + P_{\text{sw_FWD}} \quad (10)$$

上式计算的是 IGBT 模块工作时的平均损耗。三相桥式逆变电路的基本工作方式是 180° 导电方式,即每个桥臂的导电角度为 180° ,同一相(半桥)上下两个臂交替导电,各相开始导电的角度依次相差 120° 。因此,一个 IGBT 桥臂在一个周期内只有一半时间是导通的。

IGBT 芯片与 FWD 芯片的损耗是不规则的曲线,可以将两者的损耗函数简化为理想的半正弦波曲线。

两者瞬态损耗的函数为:

$$P_{\text{IGBT}}(t) = \begin{cases} \pi P_{\text{IGBT}} \sin(\omega t) & 0 < t < \frac{T}{2} \\ 0 & \frac{T}{2} < t < T \end{cases} \quad (11)$$

$$P_{\text{FWD}}(t) = \begin{cases} 0 & 0 < t < \frac{T}{2} \\ \pi P_{\text{FWD}} \sin(\omega t - \pi) & \frac{T}{2} < t < T \end{cases} \quad (12)$$

式中: $P_{\text{IGBT}}(t)$ —IGBT 芯片瞬态损耗; $P_{\text{FWD}}(t)$ —FWD 芯片瞬态损耗; T —相电流周期。

1.2 FS800R07A2E3 模块损耗计算

1.2.1 稳态损耗

FS800R07A2E3 模块中 IGBT 芯片和 FWD 芯片的特征参数分别如表 1、表 2 所示(特征参数测试条件为 300 V,550 A,125 $^\circ\text{C}$)。

表 1 FS800R07A2E3 模块 IGBT 芯片特征参数

参数	数值
V_{CEO}/V	0.82
r_{CE}/Ω	9.8×10^{-4}
$E_{\text{on-nom}}/\text{mJ}$	10.5
$E_{\text{off-nom}}/\text{mJ}$	24.5

表 2 FS800R07A2E3 模块 FWD 芯片特征参数

参数	数值
V_{FO}/V	1.04
r_{F}/Ω	5.5×10^{-4}
$E_{\text{rec-nom}}/\text{mJ}$	12.5

IGBT 模块的部分工作参数如表 3 所示。

表 3 FS800R07A2E3 模块工作参数

参数	数值
M	1
$\cos\varphi$	0.8
f_{sw}/kHz	10
f_0/Hz	50

注: M —调制比; φ —电流滞后角; f_{sw} —开关频率; f_0 —相电流频率

不同直流电压 V_{DC} 和相电流幅值 I_{N} 工况下(工况 1 至工况 3),IGBT 芯片与 FWD 芯片的平均损耗如表 4 所示。

表 4 不同工况下 FS800R07A2E3 模块的损耗

序号	V_{DC}/V	I_{N}/A	P_{IGBT}/W	P_{FWD}/W
1	350	566	320.4	89.4
2	350	778	474.6	126.4
3	475	778	540.3	149.8

由此可见;IGBT 和 FWD 的平均损耗均随 V_{DC} 和 I_{N} 的增大而增大。

1.2.2 瞬态损耗

本研究取工况 1 至 3 中发热最大的工况 3 计算瞬态损耗。根据一个周期内平均损耗功率相同的原理进行等效,可知等效半正弦波的幅值为平均损耗的 π 倍。其他工况相同时,瞬态损耗的变化周期与相电流频率有关。频率为 50 Hz 时,瞬态损耗拟合式为:

$$P_{\text{IGBT}}(t) = \begin{cases} 1\ 697.4\sin(100\pi t) & 0 < t < 0.01 \\ 0 & 0.01 < t < 0.02 \end{cases} \quad (13)$$

$$P_{\text{FWD}}(t) = \begin{cases} 0 & 0 < t < 0.01 \\ 470.6\sin(100\pi t - \pi) & 0.01 < t < 0.02 \end{cases} \quad (14)$$

IGBT 模块瞬态损耗曲线如图 3 所示。

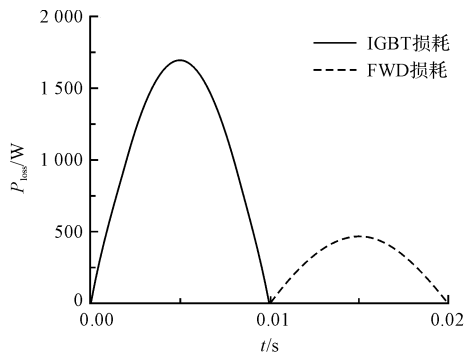


图 3 IGBT 模块瞬态损耗曲线

2 三维建模

在进行三维建模前,对 IGBT 模块的三维模型做出以下假设:(1) 芯片是一个均匀发热体,芯片中所有层都是均匀的,无缺陷的;(2) 芯片较薄,除了芯片截面法向外,其他表面均视为绝热;(3) 忽略辐射和空气对流换热;(4) 冷却液为不可压缩流体且为湍流流动。

2.1 建模与网格划分

本研究以英飞凌 FS800R07A2E3 模块为例,建立其三维模型。通过测量及相关资料得到模块的尺寸信息;采用 SolidWorks 建立模块的三维模型并进行一定的简化,去除密封圈槽,去除模块内部的连接线等对散热影响较小的结构;然后将 IGBT 几何模型导入到 HyperMesh 中进行网格划分,最小网格尺寸为 0.1 mm。

三维模型和网格如图 4 所示。

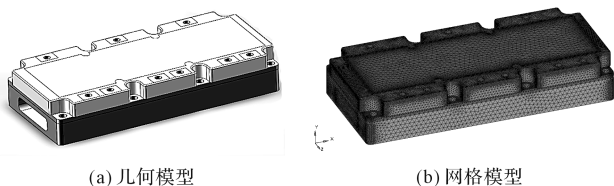


图 4 英飞凌 FS800R07A2E3 模块模型

2.2 流固耦合计算模型

笔者采用 Star-CCM+ 软件对 IGBT 模块进行瞬态三维流固耦合仿真,计算在不同工况、一定冷却条件下的结温分布和波动。

计算模型中的冷却液为不可压缩流体,满足质量守恒、动量守恒、能量守恒方程,即:

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \nabla(\rho U) = 0 \quad (15)$$

$$\frac{\partial(\rho U)}{\partial t} = \rho F - \nabla p + \mu \Delta U \quad (16)$$

$$\frac{\partial(\rho c_p T)}{\partial t} = \Phi + \lambda \Delta T + \rho g \quad (17)$$

式中: ρ —流体的密度; U —速度矢量; p —流体压力; μ —流体的动力学粘度; c_p —流体的比热容; λ —导热系数; F —作用在流体上的质量力; q —流体所吸收的热量; T —流体或固体温度; Φ —能量耗散函数。

冷却液在电机控制器中的流动为湍流,采用基于雷诺时均法的数值计算方法,引入湍流模型,计算中采用标准 $k-\epsilon$ 湍流模型,即:

$$\frac{\partial}{\partial t}(\rho k) + \frac{\partial}{\partial x_i}(\rho k u_i) = \frac{\partial}{\partial x_i} \left[\left(\mu + \frac{\mu_t}{\sigma_k} \right) \frac{\partial k}{\partial x_i} \right] + G_k + G_b - \rho \epsilon \quad (18)$$

$$\rho \frac{\partial \epsilon}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left[\left(\mu + \frac{\mu_t}{\sigma_\epsilon} \right) \frac{\partial \epsilon}{\partial x} \right] + C_{1\epsilon} \frac{\epsilon}{k} (G_k + G_{2\epsilon} G_b) - C_{2\epsilon} \rho \frac{\epsilon^2}{k} \quad (19)$$

式中: u_i — U 在 i 方向上的速度分量; k —湍动能; ϵ —耗散率; μ_t —湍流粘度; G_b —由浮生力产生的湍流动能; G_k —平均速度梯度引起的湍动能 k 的产生项; $\sigma_k, \sigma_\epsilon$ —湍流普朗特数; $C_{1\epsilon}, C_{2\epsilon}$ —经验常数。

在 Star-CCM+ 软件中,流体域采用 $k-\epsilon$ 湍流模型,边界层设置为 2 层。

2.3 物性参数设置

本研究,将 HyperMesh 中的面网格导入到 Star-CCM+ 后,设置相应材料的物性参数。物性参数设置的对象包括内部芯片、外壳材料、导热基板、冷却液等,物性参数包括材料的密度、导热系数、比热容等。由于 IGBT 芯片的多层结构,网格密度无法细小至此,笔者采用复合导热系数的计算方法对其进行折算^[11]。

芯片材料为硅,基板材料为铜,外壳材料为工程塑料,冷却液为 50% 水与 50% 乙二醇的混合物。

2.4 边界条件设置

FS800R07A2E3 模块为三相全桥整流,每个全桥由两个半桥组成,一个半桥由 4 个 IGBT 芯片和 4 个 FWD 芯片组成。半桥内部的实际结构和简化三维模型如图 5 所示。

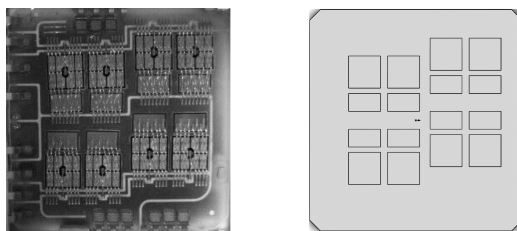


图 5 英飞凌 FS800R07A2E3 模块半桥

本研究将上述 IGBT 和 FWD 芯片的发热模型作

为边界条件,加载至三维模型,稳态加载为常数,瞬态加载为时间的函数。

电机控制器的入口温度一般要控制在 65 °C 以下,本文计算最恶劣工况,即冷却液入口温度为 65 °C,流量为 10 L/min。

3 仿真结果

3.1 稳态仿真结果

本研究将上述稳态工况的发热功率设定为边界条件,对其进行仿真。在迭代 500 步以后仿真收敛,得到 IGBT 模块的温度分布云图。流固耦合计算得到的温度分布如图 6 所示。

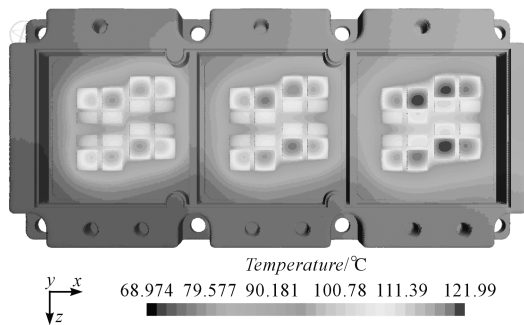


图 6 稳态仿真温度分布云图

图 6 中,左侧为冷却液入口,右侧为出口。定义冷却液入口到出口分别为 $U/V/W$ 相, $U/V/W$ 三三相的最高温度存在温差,稳态下最高温度出现在 W 相的 IGBT 芯片,最高结温约为 122 °C。

各相芯片的最高温度如表 5 所示。

表 5 各相芯片最高温度

位置	最高结温/°C
U 相	117.37
V 相	119.39
W 相	121.99

三相温度的不均匀性在 2 °C 左右,分析其原因可能为 U 相靠近冷却液入口,冷却液温度较低,因而带走热量较多。

3.2 实验结果及分析

通过查阅数据表可以获得不同冷却液流速下的热阻,结合冷却液温度和散热功率,可以计算模块的最高结温。仿真数据与实验数据对比如表 6 所示。

表 6 三维仿真模型验证

序号	英飞凌试验最高结温/°C	三维仿真最高结温/°C	误差/%
1	97.6	98.77	1.2
2	113.3	114.76	1.3
3	120.0	121.99	1.7

表 6 中,本文三维仿真模型得到的稳态仿真结果与厂家实验数据之间的误差在 2% 以内,验证了三维模型的正确性。

3.3 瞬态仿真结果

在稳态计算中, W 相远离冷却液入口,温度最高,本文仅计算 W 相最高结温波动。将上述瞬态损耗公式加载至 W 相, U 相和 V 相的损耗仍采用稳态损耗加载。瞬态时间步设置为 0.001 s,每个时间步包含 50 步迭代步数。由于从冷起动开始计算需要消耗大量计算资源和时间,因此将初始条件设置为稳态计算的结果。

由于瞬态热源的周期性波动, W 相 IGBT 芯片和 FWD 芯片的温度也周期性波动。瞬态结温波动数据如图 7 所示。

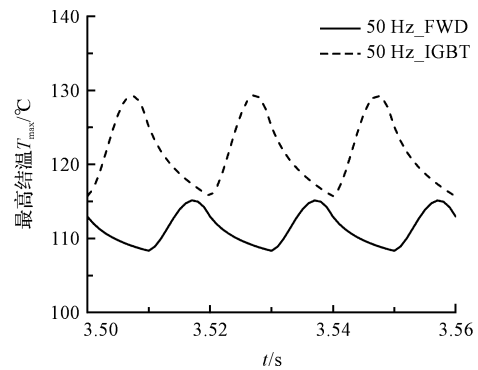


图 7 W 相芯片结温波动

图 7 中,相电流频率为 50 Hz 时,热源的周期为 0.02 s,结温波动的周期也为 0.02 s。在前三分之一周期内 IGBT 芯片温度上升,后三分之二周期内温度下降,最高结温大约出现在周期的三分之一处。IGBT 芯片的最高结温达到 129 °C 左右。

由于同一相中 IGBT 芯片温度高于 FWD 芯片,本研究考察不同频率下 IGBT 芯片的结温波动。不同相电流频率下 IGBT 芯片结温变化如图 8 所示。

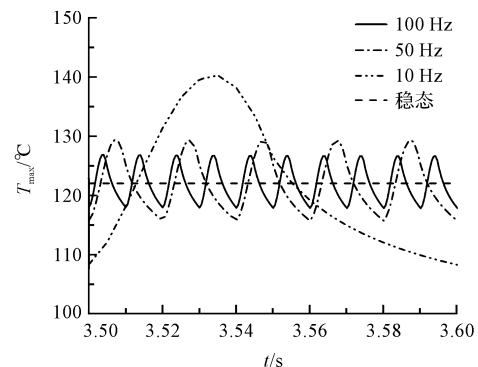


图 8 不同相电流频率下结温波动

图 8 中,相电流频率越高,最高结温越低。可以解释为:在芯片发热的一个周期内,前部分周期芯片发热,冷却液带走的热量比发热少,导致结温升高;后部分周期内芯片不发热,冷却液持续带走热量,导致结温降低。

4 结束语

本文以英飞凌 FS800R07A2E3 模块为例,提出了一种新型的 IGBT 模块的仿真方法,得到以下结论:

(1)IGBT 模块内部三相芯片的最高结温存在 2℃ 左右温差,一维瞬态计算无法模拟三相间温差与温度分布云图;

(2)IGBT 模块进行选型时,仅采用稳态仿真是不够的,其结温波动需要通过瞬态仿真得到;

(3)IGBT 的实际结温存在周期性波动,并且与相电流的频率相关。在电机控制器设计阶段,可以考虑采用提高频率的方法以降低 IGBT 模块的最高结温;

(4)采用瞬态仿真和流固耦合结合的方法,既能仿真得到结温分布云图,也可以获得结温波动数据。

参考文献 (References):

[1] JANICKI M, NAPIERALSKI A. Modelling electronic circuit radiation cooling using analytical thermal model[J]. **Micro-**

electronics Journal,2000,31(9):781-785.

- [2] 姚 芳,王少杰,李志刚. 逆变器中 IGBT 功率模块的电热联合仿真模型[J]. 半导体技术,2016,41(6):440-445,472.
- [3] 宋 飞,梁哲兴,张 伟. IGBT 器件稳态及瞬态热模型仿真分析[J]. 船电技术,2013,33(3):10-13.
- [4] 陈 彦,许 鹏,李世平. 基于 Matlab 的 IGBT 能耗模型及其在热仿真中的应用[J]. 大功率变流技术,2014(5):33-35.
- [5] 陈 清. 电动汽车用 IGBT 模块液冷散热及封装可靠性研究[D]. 重庆:重庆大学汽车工程学院,2016.
- [6] 王淑旺,赵卫健,唐志国,等. 纯电动汽车水冷电机控制器的热仿真和热分析[J]. 微特电机,2013,41(9):11-13.
- [7] 白保东,陈德志,王鑫博. 逆变器 IGBT 损耗计算及冷却装置设计[J]. 电工技术学报,2013,28(8):97-106.
- [8] 李志刚,梅 霜,王少杰,等. IGBT 模块开关损耗计算方法综述[J]. 电子技术应用,2016,42(1):10-14,18.
- [9] 焦明亮,李 云,吴春冬,等. 一种电动汽车逆变器 IGBT 功率损耗和结温的近似计算方法[J]. 大功率变流技术,2015(5):58-63.
- [10] 朱 元,李根生,吴志红,等. 两种控制策略下电动汽车逆变器功率损耗的近似计算[J]. 汽车安全与节能学报,2013,4(1):87-92.
- [11] 张 波. 多层薄板的导热系数[J]. 大连轻工业学院学报,1994,13(1):121-124.

[编辑:张豪]

本文引用格式:

沈天浩,黄 瑞,杨 帆,等. 一种 IGBT 模块的新型建模与瞬态仿真方法研究[J]. 机电工程,2018,35(7):767-772.

SHEN Tian-hao, HUANG Rui, YANG Fan, et al. New modeling and transient simulation of IGBT[J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2018, 35(7):767-772.

《机电工程》杂志;http://www.meem.com.cn