

DOI:10.13296/j.1001-1609.hva.2017.04.021

绝缘栅双极晶体管模块温度的快速求解算法

唐波¹, 刘任¹, 鲁少军², 赵志斌³, 叶莉¹

(1. 三峡大学电气与新能源学院, 湖北 宜昌 443002; 2. 国网湖北省电力公司检修公司, 武汉 430050;
3. 华北电力大学电气与电子工程学院, 北京 102206)

摘要: 在绝缘栅双极晶体管(IGBT)模块的高效散热设计、变流器系统的长期可靠性评估等方面,通常需要了解IGBT模块温度,而现有模型及方法仿真耗时严重,难以实现IGBT模块温度的快速求解。针对该问题,文中借鉴直接法的思想,提出了一种新的IGBT模块温度快速求解算法。基于拟合及插值算法,推导并建立了IGBT模块功率损耗模型;基于电热比拟理论,探讨并建立了集中参数的IGBT模块等效Cauer传热网络模型,并将传热微分方程差分化;最终,在同一电路仿真器中构建出IGBT模块温度的快速求解算法。在两电平三相逆变器的算例中,通过与英飞凌IPOSIM的温度计算结果对比,表明文中算法最大误差为3.01%,且温度变化趋势与IPOSIM基本一致;通过与传统基于IGBT器件物理模型、热网络组件模型的计算时间对比,表明文中算法计算速度提高了近1 255倍。

关键词: IGBT模块温度;拟合;插值;电热比拟;差分化;直接法

Fast Algorithm for the Temperature of Insulated Gate Bipolar Transistor Module

TANG Bo¹, LIU Ren¹, LU Shaojun², ZHAO Zhibin³, YE Li¹

(1. College of Electrical Engineering & New Energy, China Three Gorges University, Hubei Yichang 443002, China; 2. Overhaul Branch, State Grid Hubei Electric Power Company, Wuhan 430050, China; 3. School of Electrical & Electronic Engineering, North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

Abstract: In the efficient thermal design of insulated gate bipolar transistor (IGBT) module, long-term reliability assessment of converter system, and several other aspects, IGBT module temperature usually need to be got. However, the existing models and methods are time-consuming and difficult to solve the IGBT module temperature quickly. Based on the idea of direct method, this paper presents a new algorithm for solving the temperature of IGBT module. The power loss model of IGBT module is built with the fitting and interpolation algorithm; the equivalent lumped parameters Cauer thermal network of IGBT module is studied and established based on the electric heating analogy theory, and the thermal differential equation is differenced; Finally, a fast algorithm for solving the temperature of IGBT module is constructed in the same circuit simulator. In two-level three-phase inverter example, with comparing to the IPOSIM simulation results, the maximum error of the proposed algorithm is 3.01%, and the trend of temperature change is basically consistent with that of IPOSIM simulation; with comparing to the simulation time base on traditional physics-based IGBT device model, thermal network component model, the algorithm proposed improves the computation speed by nearly 1 255 times.

Key words: IGBT module temperature; fitting; interpolation; electrical-thermal analogy; differentiation; direct method

收稿日期:2016-11-18; 修回日期:2016-12-25

基金项目:国家自然科学基金项目(51307098); 三峡大学2016年硕士学位论文培优基金(2016PY039)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China(LAPS14016), Training Fund of China Three Gorges University Master's Thesis(2016PY039).

0 引言

绝缘栅双极晶体管(IGBT)模块温度不仅直接影响 IGBT 模块的散热设计、工作性能与使用寿命,而且还会直接影响到变流器系统的长期可靠性^[1],故获取 IGBT 模块温度对于确保变流器系统的正常运行具有重要意义。

目前,IGBT 模块温度的获取方法分为实验测量和仿真预测。其中,实验测量的方法通常只针对特定且未塑封的 IGBT 模块,同时存在测温设备价格昂贵、实验测量条件苛刻等缺点。因此,其在实际工程中的应用受到诸多限制^[2-4]。IGBT 模块温度的仿真建模方法可分为 2 类:松弛法和直接法^[5]。其中,松弛法将 IGBT 模块的热学有限元模型和电学模型分别建立在 2 个仿真器中,通过设置不同的仿真步长、同步数据的传递与交换、控制求解的收敛条件等联系在一起,仿真结果较为准确,但是建模过程复杂,模型参数提取困难,且存在仿真耗时严重、数据储存量过大等问题^[5-8]。为解决基于松弛法的 IGBT 模块温度求解模型的缺陷,文[9-12]基于直接法,提出将 IGBT 器件物理模型与热网络组件模型建立在同一电路仿真器中,从而简化了 IGBT 模块温度求解模型,降低了计算复杂度;但是由于 IGBT 器件物理模型的仿真步长非常小,致使模块温度的仿真计算也需要极长时间,因此,难以获取变流器系统中长时间段的 IGBT 模块温度^[13-14]。文[15]基于直接法,提出利用解析计算的方法求解 IGBT 模块温度,虽然这种方法能够快速计算出 IGBT 模块的温度波动及平均温度等信息,但是利用等效的矩形功耗脉冲来计算 IGBT 模块温度,很难考虑到电热耦合效应,故其仿真精度较低^[16]。综上所述,现有 IGBT 模块温度求解方法均难以在保证精度的基础上实现模块温度的快速求解。

文中将拟合及插值的算法运用到 IGBT 模块功率损耗的求解当中,基于电热比拟理论,探讨并建立了集中参数的 IGBT 模块等效传热网络模型,并利用数学方法将传热微分方程简化,最终借鉴直接法的思想,提出了一种新的基于动态电热耦合的 IGBT 模块温度快速求解算法。

1 IGBT 模块温度及其快速求解思想

1.1 IGBT 模块温度的变化

IGBT 模块在运行过程中,由于内部 IGBT 芯片、反向并联二极管(FWD)芯片存在着电压与电流的重叠期,因而会产生一定的功率损耗。IGBT 模块

的功率损耗通常以热的形式表现出来,从而影响模块半导体硅芯片 PN 结及其以下各层的温度。由于半导体硅芯片 PN 结对温度比较敏感,所以与温度相关的芯片电气参数会随着芯片结温而变化,进而芯片结温会反过来影响 IGBT 模块的功率损耗。显然,IGBT 模块的电学特性和热学特性相互耦合^[17]。

IGBT 模块内部温度最高的部位位于硅芯片 PN 结,当模块处于工作状态时,硅芯片 PN 结所发出的热量会源源不断地先通过模块封装结构,接着通过散热器传至外部环境当中。

1.2 IGBT 模块温度的快速求解思想

建立合适的功率损耗模型、传热模型是进行 IGBT 模块温度快速求解的关键。文中从 IGBT 模块的外部特性出发,根据产品数据手册提供的相关信息,即 $U_{CE}-I_C$ 、 U_F-I_F 、 $E_{on}-I_C$ 、 $E_{off}-I_C$ 、 $E_{rr}-I_F$ 特性曲线,基于拟合及插值的算法,推导并建立 IGBT 模块的功率损耗模型;从 IGBT 模块集中参数的传热模型出发,基于传热学的电热比拟理论,探讨并建立 IGBT 模块的等效传热网络模型。

根据上述损耗与传热网络模型,在同一电路仿真器构建的 IGBT 模块温度快速求解流程见图 1。首先,模块损耗模型接收来自传热网络模型的 IGBT、FWD 瞬时结温 T_j 和环境温度 T_A ,计算损耗模型中与温度相关的参数;然后,模块损耗模型,利用上述温度相关参数,以及从电网络模型传输过来的电气参数(电压 U 、电流 I),计算得到 IGBT 模块的 IGBT、FWD 功率损耗,并将其传递给模块传热网络模型;模块传热网络模型利用传输过来的功率损耗,计算出 IGBT 模块各层温度,再将 IGBT、FWD 瞬时结温 T_j 和环境温度 T_A 再次传递给模块损耗模型。如此循环往复,使模块损耗模型与传热网络模型之间相互传递损耗与温度,实现 IGBT 模块的动态电热耦合。通过对仿真步长的仔细调节,在保证精度的情况下实现 IGBT 模块温度的快速求解。

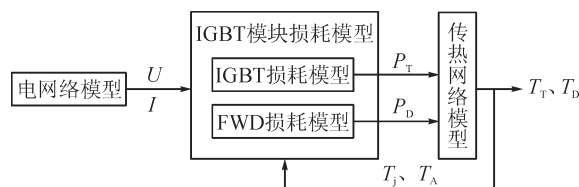


图 1 IGBT 模块温度仿真计算流程

Fig. 1 Temperature simulation process of IGBT module

2 IGBT 模块温度快速求解算法的构建

2.1 功率损耗模型

IGBT 模块在硬开关状态下的损耗分为 IGBT

损耗和 FWD 损耗。其中 IGBT 损耗主要包括:通态损耗 P_{Tcon} 、开通损耗 P_{on} 和关断损耗 P_{off} ;FWD 损耗主要包括:通态损耗 P_{Dcon} 和反向恢复损耗 P_{rr} ^[18]。IGBT 损耗和 FWD 损耗分别表示为:

$$P_{\text{T}} = P_{\text{Tcon}} + P_{\text{sw}} = P_{\text{Tcon}} + P_{\text{on}} + P_{\text{off}}; \quad (1)$$

$$P_{\text{D}} = P_{\text{Dcon}} + P_{\text{rr}} \quad (2)$$

2.1.1 IGBT 及 FWD 通态损耗模型

以 IGBT 通态损耗 P_{Tcon} 建模为例进行阐述, FWD 通态损耗 P_{Dcon} 建模与之类似。

首先,将 IGBT 模块产品数据手册提供的 IGBT 最小典型温度 T_{Tmin} 和最大典型温度 T_{Tmax} 下的 $U_{\text{CE}}-I_{\text{C}}$ 输出特性曲线,转化成相应的 $P_{\text{Tcon}}-I_{\text{C}}$ 特性曲线;然后,将通态损耗 P_{Tcon} 用集电极电流 I_{C} 的多项式拟合,分别见式(3)、(4),式中的系数通过最小二乘法拟合得到。

$$P_{\text{Tcon}}(T_{\text{Tmin}}, I_{\text{C}}) = a_1 \cdot I_{\text{C}}^3 + b_1 \cdot I_{\text{C}}^2 + c_1 \cdot I_{\text{C}} + d_1; \quad (3)$$

$$P_{\text{Tcon}}(T_{\text{Tmax}}, I_{\text{C}}) = a_2 \cdot I_{\text{C}}^3 + b_2 \cdot I_{\text{C}}^2 + c_2 \cdot I_{\text{C}} + d_2 \quad (4)$$

为得到任意温度下的 IGBT 通态损耗,引入线性插值的算法,见图 2。因此,IGBT 的通态损耗表示为

$$P_{\text{Tcon}} = a_{\text{T}} \cdot T_{\text{Tj}} + b_{\text{T}} \quad (5)$$

式(5)中,插值系数 a_{T} 和 b_{T} 分别为

$$a_{\text{T}} = \frac{P_{\text{Tcon}}(T_{\text{Tmin}}) - P_{\text{Tcon}}(T_{\text{Tmax}})}{T_{\text{Tmin}} - T_{\text{Tmax}}} \quad (6)$$

$$b_{\text{T}} = P_{\text{Tcon}}(T_{\text{Tmin}}) - a_{\text{T}} \cdot T_{\text{Tmin}} \quad (7)$$

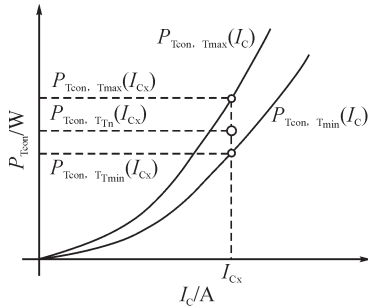


图 2 任意温度下 IGBT 通态损耗的线性插值

Fig. 2 Linear interpolation of IGBT conduction loss at arbitrary temperature

2.1.2 IGBT 开关损耗及 FWD 反向恢复损耗模型

以 IGBT 开通损耗 P_{on} 建模为例进行阐述, IGBT 关断损耗 P_{off} 与 FWD 反向恢复损耗 P_{rr} 建模与之类似。

首先,根据 IGBT 模块产品数据手册提供的 IGBT 最小典型温度 T_{Tmin} 和最大典型温度 T_{Tmax} 下的 $E_{\text{on}}-I_{\text{C}}$ 特性曲线,将开通能量 E_{on} 用集电极电流 I_{C} 的多项式拟合,分别见式(8)、(9)。

$$E_{\text{on}}(T_{\text{Tmin}}, I_{\text{C}}) = a_3 \cdot I_{\text{C}}^3 + b_3 \cdot I_{\text{C}}^2 + c_3 \cdot I_{\text{C}} + d_3; \quad (8)$$

$$E_{\text{on}}(T_{\text{Tmax}}, I_{\text{C}}) = a_4 \cdot I_{\text{C}}^3 + b_4 \cdot I_{\text{C}}^2 + c_4 \cdot I_{\text{C}} + d_4 \quad (9)$$

接着采用线性插值的算法得到任意温度下的 IGBT 开通能量 E_{on} ,如式(10)。

$$E_{\text{on}} = a_{\text{on}} \cdot T_{\text{Tj}} + b_{\text{on}} \quad (10)$$

式(10)中,插值系数 a_{on} 和 b_{on} 分别为:

$$a_{\text{on}} = \frac{P_{\text{on}}(T_{\text{Tmin}}) - P_{\text{on}}(T_{\text{Tmax}})}{T_{\text{Tmin}} - T_{\text{Tmax}}}; \quad (11)$$

$$b_{\text{on}} = P_{\text{on}}(T_{\text{Tmin}}) - a_{\text{on}} \cdot T_{\text{Tmin}} \quad (12)$$

为考虑集射工作电压 U_{CE} 对 IGBT 开关损耗 P_{sw} 及 FWD 反向恢复损耗 P_{rr} 的影响,引入影响系数 $U_{\text{CE}}/U_{\text{rated}}$ 。因此,IGBT 开通损耗 P_{on} 、关断损耗 P_{off} 及 FWD 反向恢复损耗 P_{rr} 分别表示为:

$$P_{\text{on}} = E_{\text{on}} \cdot f_{\text{sw}} \cdot \frac{U_{\text{CE}}}{U_{\text{rated}}}; \quad (13)$$

$$P_{\text{off}} = E_{\text{off}} \cdot f_{\text{sw}} \cdot \frac{U_{\text{CE}}}{U_{\text{rated}}}; \quad (14)$$

$$P_{\text{rr}} = E_{\text{rr}} \cdot f_{\text{sw}} \cdot \frac{U_{\text{CE}}}{U_{\text{rated}}} \quad (15)$$

式(13)–(15)中 f_{sw} 为 IGBT 开关频率。

2.2 集中等效传热网络模型及其参数提取

IGBT 模块内部有 7 个不同层,从上到下分别为:硅芯片、上焊料层、上铜层、陶瓷层、下铜层、下焊料层和基板,见图 3。



图 3 IGBT 模块垂直层状结构

Fig. 3 Vertical structure of IGBT module

根据电热比拟理论,IGBT 模块的集中等效传热网络模型可分为 Foster 传热网络模型和 Cauer 传热网络模型^[19–22],见图 4。其中,Foster 传热网络模型结构较为简单,模型参数可以直接通过对仿真或实验测得的 IGBT 模块动态热阻抗曲线进行指数级数拟合得到,但是它不能反映 IGBT 模块内部传热的物理本质,故不适用于 IGBT 模块温度的求解;Cauer 传热网络模型结构稍显复杂,模型参数不易直接获取,但是它能够代表 IGBT 模块实际各结构层的热阻 R 、热容 C ,即能够反映 IGBT 模块内部传热的物理本质。因此,可以考虑采用集中等效 Cauer 传热网络模型求解 IGBT 模块温度^[23–24]。

2.2.1 等效 Cauer 传热网络模型

由于散热器的时间常数较大,温度波动较小^[17],

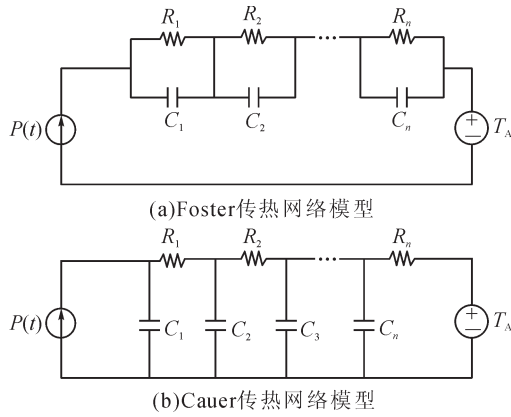


图4 集中等效传热网络模型

Fig. 4 Lumped equivalent thermal network model

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{R_1 C_1} & \frac{-1}{R_1 C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{R_1 C_2} - \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) \cdot \frac{1}{C_2} & \frac{1}{R_2 C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_2 C_3} - \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right) \cdot \frac{1}{C_3} & \frac{1}{R_3 C_3} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_3 C_4} - \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}\right) \cdot \frac{1}{C_4} & \frac{-1}{R_4 C_4} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_4 C_5} - \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5}\right) \cdot \frac{1}{C_5} & \frac{1}{R_5 C_5} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_5 C_6} - \left(\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6}\right) \cdot \frac{1}{C_6} & \frac{1}{R_6 C_6} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R_6 C_7} - \left(\frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_7 + R_8}\right) \cdot \frac{1}{C_7} & \frac{1}{R_7 + R_8} \cdot \frac{1}{C_7} \end{bmatrix}; \quad (17)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(R_7 + R_8) \cdot C_7} \end{bmatrix}. \quad (18)$$

运用龙格—库塔法将传热微分方程(16)转换为差分方程,见式(19)($k=0,1,2,3,\dots$)。

$$T_{k+1} = T_k + \frac{t_{\text{sim}}}{6} (K_1 + 2K_2 + 2K_3 + K_4). \quad (19)$$

式(19)中: t_{sim} 为仿真步长; K_1, K_2, K_3, K_4 分别为:

$$K_1 = A \cdot T_k + B \cdot U_k; \quad (20)$$

$$K_2 = A \cdot \left(T_k + \frac{t_{\text{sim}}}{2} \cdot K_1 \right) + B \cdot U \left(t_k + \frac{t_{\text{sim}}}{2}, T_k + \frac{t_{\text{sim}}}{2} \cdot K_1 \right); \quad (21)$$

$$K_3 = A \cdot \left(T_k + \frac{t_{\text{sim}}}{2} \cdot K_2 \right) + B \cdot U \left(t_k + \frac{t_{\text{sim}}}{2}, T_k + \frac{t_{\text{sim}}}{2} \cdot K_2 \right); \quad (22)$$

$$K_4 = A \cdot (T_k + t_{\text{sim}} \cdot K_3) + B \cdot U(t_{k+1}, T_n + t_{\text{sim}} \cdot K_3). \quad (23)$$

2.2.2 等效 Cauer 传热网络模型的参数提取

IGBT 模块瞬态热阻抗 $Z_{\text{th(j-c)}}(t)$ 的定义为:芯片至外壳的温度差 $\Delta T_{\text{jc}}(t)$ 与热流路径上的功率损耗 P

因此不考虑散热器热容对 IGBT 模块温度的影响。

IGBT 模块 7 阶等效 Cauer 传热网络模型对应的传热微分方程见式(16)。

$$dT/dt = AT + BU. \quad (16)$$

式(16)中,矩阵 T 表示 IGBT 模块从上到下各层温度的矩阵,即 $T = [T_1 \ T_2 \ T_3 \ T_4 \ T_5 \ T_6 \ T_7]^T$; $U = [P_{\text{loss}} \ T_A]^T$; 矩阵 A, B 见式(17)、(18)。式(17)中, R_8 为散热器热阻。

之比,见式(24)^[21]。

$$Z_{\text{th(j-c)}}(t) = \frac{T_j(t) - T_c(t)}{P} = \frac{\Delta T_{\text{jc}}(t)}{P}. \quad (24)$$

IGBT 模块 7 阶等效 Foster 传热网络模型的瞬态热阻抗表达式见式(25)。由于 IGBT 模块产品数据手册通常提供了通过实验测得的 IGBT、FWD 瞬态热阻抗曲线,因此对其进行 7 阶指数级数拟合,可以得到瞬态热阻抗表达式(式 25)的各个未知参数值。

$$Z_{\text{th(j-c)}}(t) = \sum_{i=1}^7 r_i (1 - e^{-t/\tau_i}). \quad (25)$$

式(25)中, r_i, τ_i 分别为等效 Foster 传热网络模型第 i 层的热阻和时间常数。

对式(25)进行拉普拉斯变换,得到

$$Z_{\text{th(j-c)}}(s) = \sum_{i=1}^7 \frac{r_i}{\tau_i s + 1}. \quad (26)$$

根据复阻抗的定义,7 阶等效 Cauer 传热网络模型的热阻抗为

$$Z'_{\text{th(j-c)}}(s) = \frac{1}{sC_1 + \frac{1}{R_1 + \frac{1}{sC_2 + \dots + \frac{1}{R_7}}}}. \quad (27)$$

根据 IGBT 模块等效 Foster、Cauer 传热网络模

型热阻抗恒等的原则, 即 $Z_{th(j-c)}(s) = Z'_{th(j-c)}(s)$, 可以求得 7 阶等效 Cauer 传热网络模型的各阶热阻 R_i 和热容 C_i , 即 IGBT 模块各物理结构层的热阻和热容值。

2.3 温度快速求解算法

基于上述 IGBT 模块损耗模型和集中等效 Cauer 传热网络模型, 构建 IGBT 模块温度的快速求解算法, 见图 5。首先, 输入提取的 IGBT 模块损耗模型拟合参数 a, b, c, d 和 7 阶等效 Cauer 传热网络模型参数 R, C 以及环境温度 T_A , 建立 IGBT 模块的损耗模型、7 阶等效 Cauer 传热网络模型; 然后, 根据当前迭代周期、上一迭代周期的门极触发信号 $U_g[k], U_g[k-1]$, 判断 IGBT、FWD 在当前迭代周期所处的状态, 即导通、开通或关断状态, 再根据当前迭代周期流经 IGBT、FWD 的电流电压 $I_c[k], U_{ce}[k], I_f[k], U_b[k]$ 及结温 $T_{j1}[k], T_{j2}[k]$, 计算得到 IGBT、FWD 相应状态的损耗 $P_{loss}[k]$; 等效 Cauer 传热网络模型综合当前迭代周期的损耗 $P_{loss}[k]$ 及环境温度 T_A , 求解得 IGBT 模块的温度矩阵 $T[k+1]$ 。

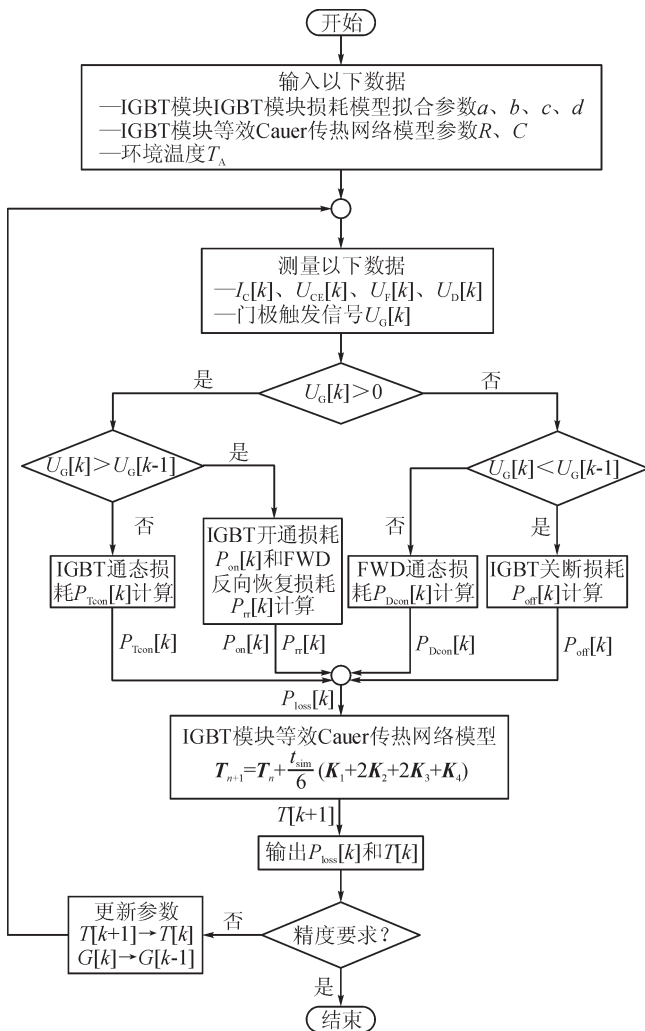


图 5 IGBT 模块温度仿真算法

Fig. 5 Temperature simulation algorithm of IGBT module

如果相邻输出周期的温度迭代变量满足公式 (28), 则仿真计算终止, 输出 IGBT 模块的功率损耗 $P_{loss}[k]$ 和 IGBT 模块各层温度 $T[k]$; 如果相邻输出周期的温度迭代变量不满足公式 (28), 则将 $T[k], V_d[k-1]$ 分别更新为 $T[k+1], U_g[k]$, 然后进行下一迭代周期 IGBT 模块损耗 $P_{loss}[k+1]$ 、温度 $T[k+2]$ 的仿真计算, 直到相邻输出周期的温度迭代变量满足式 (28) 为止。

$$\|T[k+m] - T[k]\|_{\infty} \leq M. \quad (28)$$

式 (28) 中: M 为预定精度; m 为一个输出周期的迭代计算次数。

3 算例验证及其结果分析

3.1 参数设置

将文中提出的 IGBT 模块温度仿真算法编译成动态链接库文件 (DLL), 并导入 Saber 软件中, 建立两电平三相桥式逆变器中 IGBT 模块的温度计算模型, 见图 6。图 6 中, IGBT 模块选用英飞凌 FF1000R17IE4 型 IGBT 模块。

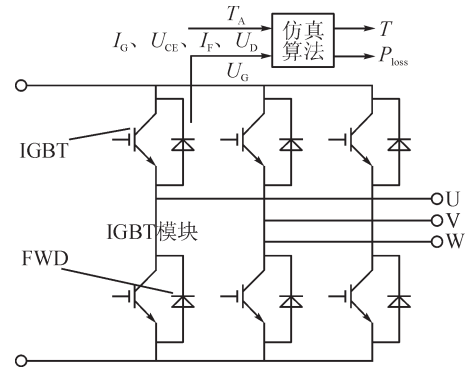


图 6 IGBT 模块温度仿真原理框图

Fig. 6 IGBT module temperature simulation schematic

仿真设置参数如下: 直流电压 800 V, 工作电流 72 A, 功率因素 0.85, 开关频率 2.5 kHz, 输出频率 50 Hz, 环境温度 25 °C。综合考虑温度迭代时间和计算精度, 将仿真步长和预定精度分别设置为 1 μ s、 10^{-5} 。FF1000R17IE4 型 IGBT 模块的损耗模型参数、等效 Cauer 传热网络模型参数分别见表 1、2。

3.2 结果精度分析

实际应用在变流器系统中的 IGBT 模块通常被塑封起来, 难以通过普通实验测量其实时温度, 因此, 一些 IGBT 模块生产厂商提供了基于实验测试数据的电热仿真软件。该电热仿真软件的温度计算精度较高, 其温度计算结果可以作为基准^[16, 25]。文中以英飞凌公司官方提供的电热仿真软件 IPOSIM 的计算数据作为基准, 将基于文中算法的计算结果与其进行对比。

基于文中算法与 IPOSIM 电热仿真的 IGBT、

表1 IGBT模块损耗模型参数

Table 1 IGBT module loss model parameters

损耗名称	参数			
	$a \times 10^{-6}$	$b \times 10^{-6}$	$c \times 10^{-2}$	$d \times 10^{-4}$
IGBT通态	-22.10	17 400.00	122.00	-7 300.00
损耗	-26.50	23 000.00	137.00	-10 300.00
IGBT开通	-1.51	411.00	7.22	114.00
损耗	-2.31	645.00	11.50	-43.80
IGBT关断	12.20	-1 710.00	12.00	1.15
损耗	10.50	-1 460.00	13.40	-243.00
FWD通态	-35.80	17 200.00	133.00	-4 100.00
损耗	-17.20	15 500.00	95.00	-4 400.00
FWD反向	-1.76	-7.65	2.83	-1.05
损耗	15.80	-2 150.00	12.70	40.90

表2 IGBT模块等效Cauer传热网络模型参数

Table 2 IGBT module equivalent Cauer heat transfer network model parameters

层	热电阻 $R/(10^{-4} \times ^\circ\text{C} \cdot \text{W}^{-1})$		热电容 $C/(10^{-4} \times \text{J} \cdot ^\circ\text{C}^{-1})$	
	IGBT	FWD	IGBT	FWD
1	475.300	244.100	1 942.000	2 359.000
2	1 624.000	401.800	4 254.000	1 678.000
3	52.120	375.700	48.570	775.200
4	6.417	66.450	14 250.000	1.467
5	584.100	247.200	3 518.000	16.220
6	2 106.000	593.000	115.200	145.400
7	1 205.000	3 572.000	839.600	5 460.000
8	90.000		180.000	

FWD结温计算结果分别见图7、8。通过图7、8中结温曲线的对比可以看出,文中算法的结温计算曲线与IPOSIM电热仿真的结温计算曲线变化趋势基本一样,最大误差为2.92%;IGBT模块其他各层温度计算曲线同样也吻合较好,最大误差为3.01%。因此,文中提出的算法具有较高精度,能反映IGBT模块的平均温度、最大温度及温度波动等信息。

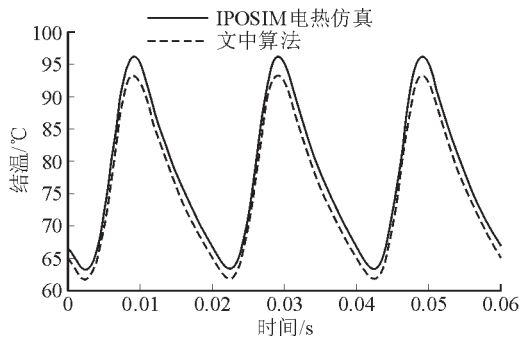


图7 IGBT结温对比

Fig. 7 Comparison of IGBT junction temperature

基于文中算法的IGBT模块温度计算结果见

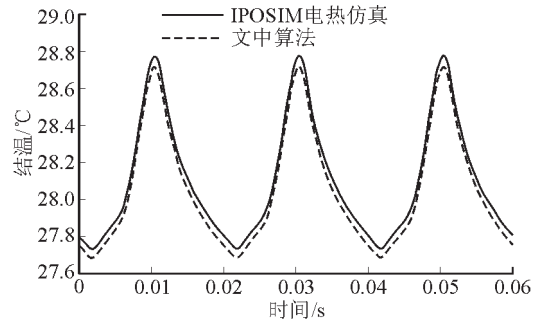


图8 FWD结温对比

Fig. 8 Comparison of FWD junction temperature

图9、10。从图9、10中可以看出,IGBT模块的结温峰值最高、波动最为剧烈,这是由于IGBT模块的功率损耗从硅芯片PN结发出,使硅芯片PN结受热影响最为直接导致的;而IGBT模块底板温度峰值最小、波动最为轻微,这是由于底板的时间常数较大、距离外部环境最近造成的;IGBT模块从上到下的各层温度依次下降,这是由于模块热量是从上到下依次传递引起的;IGBT芯片及其以下各层温度比FWD芯片及其以下各对应层的温度高,这是由于模块在运行过程中IGBT芯片产生的损耗较高导致的。

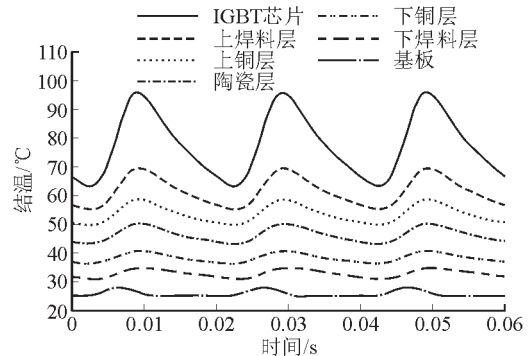


图9 IGBT芯片及其以下各层温度

Fig. 9 IGBT chip and the following each layer temperature

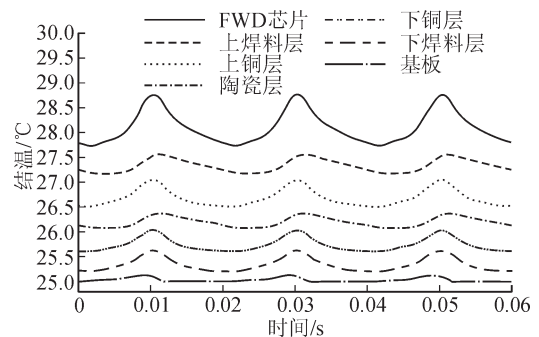


图10 FWD芯片及其以下各层温度

Fig. 10 FWD chip and the following each layer temperature

3.3 求解速度对比

将基于文中算法与文[10]中的基于IGBT器件

物理模型、热网络组件模型的 IGBT 模块温度计算时间进行对比,见表 3。所用的计算机处理器为 E5-1607(Intel Xeon 3.00 GHz)。

表 3 IGBT 模块温度计算时间

Table 3 Temperature calculation time of IGBT module	
温度计算模型	计算时间
文中模型	2.5 s
文[10]模型	52.3 min

从表 3 可以看出,基于文中算法的计算时间约为 2.5 s,而文[10]基于 IGBT 器件物理模型、热网络组件模型的计算时间约为 52.3 min,IGBT 模块温度计算速度提高了近 1 255 倍,计算速度优势非常明显,这是由于文中算法不包含复杂的器件物理开关过程和电热耦合控制,以及多个 ns 级的开关瞬态周期。特别是在混合动力汽车逆变器、风电变流器等负载工况复杂多变的场合,如果基于传统 IGBT 器件物理模型、热网络组件模型计算 IGBT 模块温度,计算时间通常将超过一年^[4],而如果基于文中的快速求解算法计算 IGBT 模块温度,计算时间却只需要 7 个小时左右,计算速度优势更为明显。

4 结论

1)在两电平三相桥式逆变器的算例中,通过与 IPOSIM 电热仿真的计算结果对比,表明文中提出的 IGBT 模块温度求解算法最大误差为 3.01%,且温度变化趋势与 IPOSIM 电热仿真基本一致;通过与传统基于 IGBT 器件物理模型、热网络组件模型的计算时间对比,表明文中提出的 IGBT 模块温度求解算法计算速度提高了近 1 255 倍。

2)提出的 IGBT 模块温度快速仿真算法不仅适用于 IGBT 模块,同样也适用于 MOSFET、GTR 等其他电力电子功率模块,且仿真参数的提取较为简单,具有良好的通用性和实用性。

3)如何在文中的快速求解算法中考虑 IGBT 模块散热器热容对 IGBT 模块温度的影响,有待后续深入研究。

参考文献:

[1] YANG S Y, XIANG D W, BRYANT A, et al. Condition monitoring for device reliability in power electronic converters: A review[J]. IEEE Transactions Power Electron, 2010, 25(11): 2734-2752.

[2] BARLINI D, CIAPPA M, CASELLAZZI A, et al. New technique for the measurement of the static and of the transient junction temperature in IGBT devices under operating conditions[J]. Microelectron Reliab, 2006, 46(9-11): 1772-1777.

[3] MAHERA M, MARK J C. Real-time compact thermal models for health management of power electronics[J]. IEEE Transactions Power Electron, 2010, 25(6): 1416-1425.

[4] 魏可新, 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 Kexin, DU Mingxing. Temperature prediction model of IGBT modules based on lumped parameters method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(12): 79-84.

[5] HOON L J, CHO B H. Large time-scale electro-thermal simulation for loss and thermal management of power MOSFET[C]//PESC Rec. IEEE Annu Power Electron Spec. Conf.. Acapulco: IEEE, 2003: 112-117.

[6] KOŠEL V, De FILIPPIS S, CHEN L, et al. FEM simulation approach to investigate electro-thermal behavior of power transistors in 3-D[J]. Microelectron Reliab, 2013, 53(3): 356-362.

[7] RAJAPAKSE A D, GOLE A M, WILSON P L. Electromagnetic transient simulation models for accurate representation of switching losses and thermal performance in power electronic systems[J]. IEEE Transactions Power Delivery, 2005, 20(1): 319-327.

[8] DU B, HUDGINS J L, SANTI E, et al. Transient electrothermal simulation of power semiconductor devices[J]. IEEE Transactions Power Electron, 2010, 25(1): 237-248.

[9] DUONG T H, HEFNER A R, ORTIZ-RODRIGUEZ J M, et al. Physics-based electro-thermal saber model and parameter extraction for high-voltage SiC buffer-layer IGBTs[C]//IEEE Energy Convers Congr. Expo (ECCE). [S.l.]: IEEE, 2014: 460-467.

[10] MANTOOTH A H, HEFNER A R. Electrothermal simulation of an IGBT PWM inverter[J]. IEEE Transactions Power Electron, 1997, 12(3): 474-484.

[11] HEFNER A R. A dynamic electro-thermal model for the IGBT[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(2): 394-405.

[12] NEJADPAK A, NEJADPAK A, MOHAMMED O A. A physics-based, dynamic electro-thermal model of silicon carbide power IGBT devices[C]//Conf. Proc. IEEE Appl. Power Electron Conf. Expo (APEC). Long Beach: IEEE, 2013: 201-206.

[13] JOSHI Y, BAELEMAN M, COPELAND D, et al. Challenges in thermal modeling of electronics at the system level: Summary of panel held at the therminec 2000[J]. IEEE Transactions Compon Packag Technology, 2001, 24(4): 611-613.

[14] 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, 2011, 5(8): 636-643.

- [15] AHMED M M, PUTRUS G A. A method for predicting IGBT junction temperature under transient condition[C]//Proc-34th Ann. Conf. IEEE Ind. Electron Soc. (IECON). Orlando: IEEE, 2008: 454-459.
- [16] 杜 雄, 李高显, 吴军科, 等. 一种用于风电变流器可靠性评估的结温数值计算方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(11): 2813-2821.
- DU Xiong, LI Gaoxian, WU Gunke, et al. A junction temperature numerical calculation method for reliability evaluation in wind power converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(11): 2813-2821.
- [17] RCICHL J V. Inverter dynamic electro-thermal simulation with experiment verification[D]. Blacksburg, Virginia: Polytechnic Institute and State University, 2005.
- [18] 潘武略, 徐 政, 张 静, 等. 电压源换流器型直流输电换流器损耗分析[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(15): 72-78.
- PAN Wulue, XU Zheng, ZHANG Jing, et al. Loss analysis of voltage source converter based HVDC converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(15): 72-78.
- [19] 陈 明, 胡 安, 唐 勇, 等. 绝缘栅双极型晶体管传热模型建模分析[J]. 高电压技术, 2011, 37(2): 453-459.
- CHEN Ming, HU An, TANG Yong, et al. Modeling analysis of IGBT thermal model[J]. High Voltage Engineering, 2011, 37(2): 453-459.
- [20] 李庆民, 徐国政, 钱家骊, 等. 大功率 GTO 等效传热模型的研究[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(1): 19-23.
- LI Qingmin, XU Guozheng, QIAN Jiali, et al. Investigation on the equivalent heat transfer model of large capacity gto [J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(1): 19-23.
- [21] LUO Z H, AHN H K, MAHMOUD A. A thermal model for insulated gate bipolar transistor module[J]. IEEE Transactions Power Electron, 2004, 19(4): 902-907.
- [22] 章熙民. 传热学[M]. 第5版. 北京: 中国建筑工业出版社, 2007.
- ZHANG Ximin. Heat transfer theory[M]. 5th edition. Architecture & Building Press, 2007.
- [23] YU Y, LEE T Y, CHIRIAC V A. Compact thermal resistor-capacitor-network approach to predicting transient junction temperatures of a power amplifier module[J]. IEEE Transactions Compon Packag Manufacture Technology, 2012, 2(7): 1172-1181.
- [24] LORENZO C, ALESSANDRO V, ALESSANDRO M, et al. Circuit-based electrothermal simulation of power devices by an ultra fast nonlinear MOR approach[J]. IEEE Transactions Power Electron, 2015, PP(99): 1-13.
- [25] WALERI B, THOMAS D, GUNNAR P, et al. Time resolved in situ tvj measurements of 65 kV IGBT during inverter operation [C]//Proceedings of the Power Conversion and Intelligent Motion (PCIM). Nuremberg: The Power Conversion Intelligent Motion Association, 2009: 1-6.
- 唐 波(1978—), 男, 博士, 教授, 主要研究方向为输变电系统电磁环境。
- 刘 任(1990—), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为输变电系统电磁环境(通讯作者)。
- 鲁少军(1986—), 男, 硕士, 主要从事输电线路及带电作业技术研究。
- 赵志斌(1977—), 男, 博士, 教授, 主要研究方向为电力系统电磁兼容。
- 叶 莉(1993—), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为输变电系统电磁环境。

(上接第 128 页)

- 2013, 33(22): 96-102.
- WANG Jun, DONG Xinzhou, SHI Shenxing. Traveling wave transmission research for overhead lines of radial distribution power systems considering frequency characteristics[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(22): 96-102.
- [20] 李友军, 徐丽娜. 电力系统接地短路故障中零模分量的依频关系分析[J]. 继电器, 2007, 35(15): 4-8.
- LI Youjun, XU Lina. Relationship between earth mode surge and frequency on power system earth fault[J]. Relay, 2007, 35(15): 4-8.
- 江雪晨(1984—), 男, 博士研究生, 主要从事电网故障诊断方面的研究。
- 张翠玲(1974—), 女, 博士, 主要研究方向为电网故障分析和诊断。