DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.7.330 **中图分类号**：TM135 **文献标志码**：A

一种基于新型复合观测器的IGBT结温提取方法

黄成洋，孙建平，谢 川，邹见效
(电子科技大学自动化工程学院，成都 611731)

摘要：绝缘栅双极型晶体管IGBT(insulate-gate bipolar transistor)模块的结温提取是其健康监测和寿命评估的一个重要环节。常用的开环观测器缺乏抗干扰能力，闭环方案则由于传热系统的状态不完全能观而不可行。因此，提出了1种适用于IGBT结温在线提取的复合观测器，其闭环部分通过能观状态构建，其余不能观状态则构成开环部分。针对以FF225R12ME4型号IGBT为器件的H桥逆变器，给出了IGBT结温复合观测器的详细设计过程。最后，在硬件在环HiL(hardware-in-loop)系统dSPACE DS1202上对该复合观测器进行了实时仿真验证。HiL仿真结果验证了所提出的复合观测器在抑制损耗计算误差对估计精度的影响方面优于传统的开环观测器。

关键词：功率变流器；热网络模型；IGBT结温提取；观测器

IGBT Junction Temperature Extraction Method Based on Novel Composite Observer

HUANG Chengyang, SUN Jianping, XIE Chuan, ZOU Jianxiao
(School of Automation Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: Extracting the junction temperature of an insulate-gate bipolar transistor (IGBT) module is an essential part for its health monitoring and lifetime evaluation. The commonly used open-loop observer suffers from a lack of disturbance rejection capability, while the closed-loop scheme is infeasible since the states of a heat transfer system are not completely observable. Therefore, a composite observer suitable for online IGBT junction temperature extraction is proposed, where a closed-loop part is built therein via the observable states and the residual unobservable states construct an open-loop part. Aimed at an H-bridge inverter constructed with FF225R12ME4 IGBT chip, the design procedure of the composite observer is given in detail. Finally, real-time simulations of the composite observer were conducted on a hardware-in-loop (HiL) system, i.e., dSPACE DS1202. The HiL simulation results verified the superiority of the proposed composite observer in suppressing the effect of loss calculation errors on the estimation accuracy over the conventional open-loop observer.

Keywords: Power converter; thermal network model; IGBT junction temperature extraction; observer

随着人们对化石燃料消耗和环境污染问题的日益关注，新能源发电系统(如光伏和风力发电等)迅速发展[1-2]。对风能转换系统陆上并网变流器故障诊断的调查表明，电力电子故障是变流器中最常见的故障，占总故障的25%[3-4]。在各种失效原因中，约55%的失效是由温度引起的。因此，绝缘栅双极型晶体管IGBT(insulate-gate bipolar transistor)模块的结温提取成为可靠性研究的重要课题，从而备受关注[5-17]。

目前，提取IGBT模块结温的方法一般可分为2种：一种是侵入式的，另外一种是非侵入式的。

收稿日期：2023-02-08；**修回日期**：2023-06-08；**录用日期**：2023-07-13；**网络首发日期**：2023-10-31
基金项目：国家自然科学基金青年资助项目(51807021，52107181)；四川省科技计划资助项目(2022YFG0147)
This work is supported by Youth Program of National Natural Science Foundation of China under the grants 51807021 and 52107181; Science and Technology Planning Project of Sichuan Province under the grant 2022YFG0147

在侵入式测量中，需要打开 IGBT 模块封装，通常使用红外热成像仪或光纤直接测量结温[9-10]。但是，这种侵入式的方法并不适合在线提取功率变流器中 IGBT 的结温。对于 IGBT 结温的在线提取，最好采用非侵入式的方法。在文献[11-12]中，结温是通过测量集电极-发射极的饱和压降 V_{cesat} 间接获得的。但是，在运行的功率变流器中测量 IGBT 模块的 V_{cesat} 并不容易，需要提前设计复杂的电路和测量逻辑。在文献[13]中，使用热网络模型来估计结温。然而，同一 IGBT 模块中多个发热芯片之间的相互作用被忽略了，这带来了不可忽略的估计误差[14-16]。文献[14]提出等效耦合热阻抗的概念，通过有限元模拟提取参数，改进后的热网络模型结温的估计精度得到了显著提高。但需要指出的是，上述基于热网络模型的计算方法并没有考虑损耗计算误差，这些误差在实际应用中不可避免地存在，会影响结温的估计精度。文献[17]则提出了基于 IGBT 热网络模型的全维闭环状态观测器，通过对观测器与实际系统之间误差的实时修正，得到了较为精确的 IGBT 结温估计值。但在逆变系统中，FWD 在 IGBT 关断后的续流路径中必然会产生功率损耗，从而产生耦合。本文建模发现，在考虑了 FWD 芯片发热及其热耦合效应之后，系统状态将变得不完全能观。因此，该全维闭环状态观测器方案不能用于逆变系统中 IGBT 模块结温的估计。

针对以上问题，本文提出了 1 种基于新型复合状态观测器的结温估计方法。首先，考虑 H 桥逆变器中 IGBT 模块的热耦合效应，建立传热系统模型。然后，将传热系统的状态分为能观部分和不能观部分，并在此基础上详细给出了 IGBT 模块结温复合观测器的设计过程。最后，在 dSPACE DS1202 中建立硬件在环 HiL(hardware-in-loop)仿真模型，验证了所提出的复合观测器在抑制损耗计算误差对估计精度的影响方面优于开环观测器。

1　系统配置与传热系统模型

图 1 给出了本文研究的单相 H 桥逆变器的主电路，其方便进行损耗计算以及热网络模型的搭建，通常作为逆变器功率循环测试的平台。

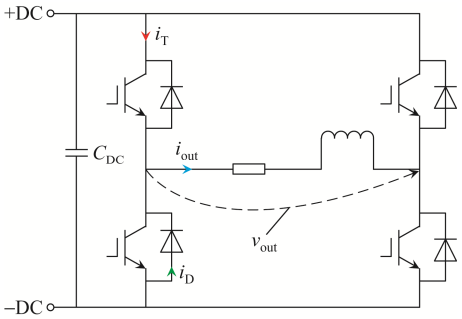


图 1　本文研究的单相 H 桥逆变器的主电路

Fig. 1 Main circuit of studied single-phase H-bridge inverter

本文研究的 H 桥逆变器包含 2 个型号为 FF225R12ME4 的半桥 IGBT 模块。该模块中含有 12 个发热芯片，但当其距离大于 10 mm 时，它们之间的耦合热阻小于 0.01 ℃/W，且陶瓷绝缘板相互分离，热耦合效应可以忽略不计[16]。因此，只需考虑同一 IGBT 模块中相邻的 4 个发热芯片之间的热耦合效应，如图 2 所示。

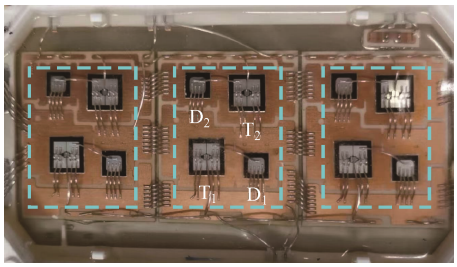


图 2　FF225R12ME4 模块布局

Fig. 2 Layout of FF225R12ME4 module

综合以上考虑，采用一阶结壳热阻抗的 Foster 热网络模型来描述 IGBT 模块的热网络[16]，如图 3 所示，其中：$P_{\text{loss},i}(i=1,2,\cdots,n)$ 为 IGBT 芯片和 FWD 芯片的功率损耗；$Z_{\text{th,jc},i}(i=1,2,\cdots,n)$、$Z_{\text{th,ch},i}(i=1,2,\cdots,n)$ 和 $Z_{\text{th,ha}}$ 分别为芯片到基板、基板到散热器、散热器到环境的热阻抗；由于横向热扩散的存在，发热芯片会使其周围的其他芯片温度升高，即产生了热耦合效应，因此使用 $Z_{\text{thc}(i,j)}(i,j=1,2,\cdots,n)$ 表示发热芯片之间的耦合热阻抗，用 T_{a}、T_{h} 和 $T_{\text{j},i}(i=1,2,\cdots,n)$ 分别表示环境温度、散热器温度和芯片结温。

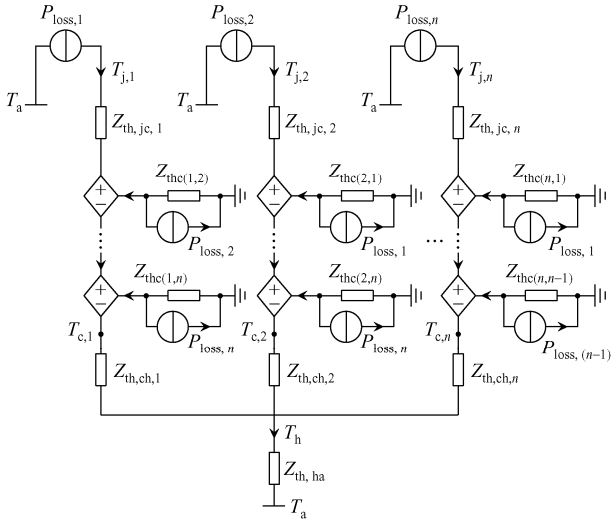


图 3 整个逆变器系统的热网络模型

Fig. 3 Thermal network model of whole inverter system

以图 2 中标记为 T_1 的 IGBT 芯片为研究对象，其他 IGBT 芯片的热特性与之类似。该单个 IGBT 芯片的热网络模型如图 4 所示，其中：R_1、C_1，R_2、C_2 和 R_3、C_3 分别为从芯片到基板、基板到散热器和散热器到环境的热电阻和热电容；R_{c1}、C_{c1}，R_{c2}、C_{c2} 和 R_{c3}、C_{c3} 分别为图 2 中 T_1、T_2，T_1、D_1 和 T_1、D_2 之间的耦合热电阻和热电容；P_{t1}、P_{t2}、P_{d1} 和 P_{d2} 分别为 T_1、T_2、D_1 和 D_2 的功率损耗；T_j 为结温；P_e 为逆变器系统中其余发热芯片的总损耗。

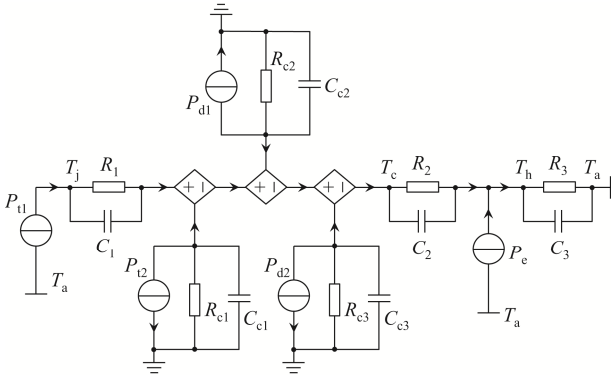


图 4 单个 IGBT 芯片的热网络模型

Fig. 4 Thermal network model of single IGBT chip

选择热网络模型中的 6 个热电容两端的温差 $\Delta T_k\,(k=1,2,3,\text{c1},\text{c2},\text{c3})$ 作为状态变量，即 $x_g\,(g=1,2,3,4,5,6)$，根据图 4 和热电比拟理论以及基尔霍夫电流定律，可推导出状态空间的动态方程为

$$\begin{cases} \dfrac{x_3}{R_3}+C_3\dot{x}_3=P_{t1}+P_e \\ \dfrac{x_2}{R_2}+C_2\dot{x}_2=P_{t1} \\ \dfrac{x_1}{R_1}+C_1\dot{x}_1=P_{t1} \\ \dfrac{x_4}{R_{c1}}+C_{c1}\dot{x}_4=P_{t2} \\ \dfrac{x_5}{R_{c2}}+C_{c2}\dot{x}_5=P_{d1} \\ \dfrac{x_6}{R_{c3}}+C_{c3}\dot{x}_6=P_{d2} \end{cases} \tag{1}$$

在实际应用中，一般会在散热器上安装热敏电阻来测量其温度并用于控制风扇散热。因此，将散热器与外部环境之间的温差 T_h-T_a 作为系统的输出，那么整个传热系统可以建立为

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u} \\ \boldsymbol{y}=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x} \end{cases} \tag{2}$$

式中：

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix} -\dfrac{1}{R_1C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\dfrac{1}{R_2C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\dfrac{1}{R_3C_3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\dfrac{1}{R_{c1}C_{c1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\dfrac{1}{R_{c2}C_{c2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\dfrac{1}{R_{c3}C_{c3}} \end{bmatrix};\quad \boldsymbol{B}=\begin{bmatrix} \dfrac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dfrac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dfrac{1}{C_3} & 0 & 0 & 0 & \dfrac{1}{C_3} \\ 0 & \dfrac{1}{C_{c1}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dfrac{1}{C_{c2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dfrac{1}{C_{c3}} & 0 \end{bmatrix};$$

$\boldsymbol{C}=[0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0]$；$\boldsymbol{u}=[P_{t1}\ \ P_{t2}\ \ P_{d1}\ \ P_{d2}\ \ P_e]^{\mathrm{T}}$。则 IGBT 的结温可表示为

$$T_j = x_1 + x_2 + x_3 + x_4 + x_5 + x_6 + T_a \tag{3}$$

基于式(2)和式(3)的传统结温估计器是 1 种开环方案，其存在对功率损耗的计算有误差和模型不匹配等干扰抑制能力不足的问题。因此，为了提高结温估计器的性能，需要采用闭环方案。

2　复合观测器设计

观察系统矩阵 $\boldsymbol{A}$，发现其为 1 个自然解耦的系统，并且该系统渐近稳定。但是，输出矩阵 $\boldsymbol{C}$ 存在全 0 列，这意味着该系统状态不完全能观，因此传统的全维观测器不可行。若使用开环观测器进行设计，则会面临鲁棒性较差和系统开环极点无法配置等问题。为了解决以上问题，本文提出了 1 种复合观测器，其基本原理为：对系统按能观性进行分解，对于分解后得到的能观子系统，设计全维观测器对能观状态进行闭环观测；对于不能观子系统，则设计开环观测器实现对不能观状态的开环观测。由此通过该观测器获取系统的状态并最终实现结温估计，其设计过程包括以下 6 个步骤。

步骤 1　根据系统矩阵 $\boldsymbol{A}$ 和输出矩阵 $\boldsymbol{C}$ 得出其能观性矩阵推导为

$$\boldsymbol{Q}_{\mathrm{O}}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{C}\\ \boldsymbol{CA}\\ \boldsymbol{CA}^2\\ \boldsymbol{CA}^3\\ \boldsymbol{CA}^4\\ \boldsymbol{CA}^5\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}=\begin{bmatrix}0&0&1&0&0&0\\ 0&0&-\dfrac{1}{R_3C_3}&0&0&0\\ 0&0&\dfrac{1}{(R_3C_3)^2}&0&0&0\\ 0&0&-\dfrac{1}{(R_3C_3)^3}&0&0&0\\ 0&0&\dfrac{1}{(R_3C_3)^4}&0&0&0\\ 0&0&-\dfrac{1}{(R_3C_3)^5}&0&0&0\end{bmatrix} \tag{4}$$

其秩为 1。从 $\boldsymbol{Q}_{\mathrm{O}}$ 中选取第一个行向量，再任意选取 5 个线性无关的行向量组成满秩变换矩阵 $\boldsymbol{T}$。

步骤 2　将变换矩阵应用到传热系统，即式(2)，则系统变成下三角能观分解规范型，具体为

$$\begin{cases}\begin{bmatrix}\dot{\bar{x}}_1\\ \dot{\bar{x}}_2\end{bmatrix}=\overbrace{\begin{bmatrix}\bar{A}_{11}&\boldsymbol{0}\\ \bar{A}_{21}&\bar{A}_{22}\end{bmatrix}}^{\bar{A}}\overbrace{\begin{bmatrix}\bar{x}_1\\ \bar{x}_2\end{bmatrix}}^{\bar{x}}+\overbrace{\begin{bmatrix}\bar{B}_1\\ \bar{B}_2\end{bmatrix}}^{\bar{B}}\boldsymbol{u}\\ \boldsymbol{y}=\underbrace{\begin{bmatrix}\bar{C}_1&\boldsymbol{0}\end{bmatrix}}_{\bar{C}}\begin{bmatrix}\bar{x}_1\\ \bar{x}_2\end{bmatrix}\end{cases} \tag{5}$$

式中：$\bar{\boldsymbol{A}}=\boldsymbol{TAT}^{-1}$；$\bar{\boldsymbol{B}}=\boldsymbol{TB}$；$\bar{\boldsymbol{C}}=\boldsymbol{CT}^{-1}$；$\bar{\boldsymbol{x}}=\boldsymbol{Tx}$；$\bar{\boldsymbol{x}}_1$ 为 1×1 维能观状态向量；$\bar{\boldsymbol{A}}_{11}$ 为能观子系统的系统矩阵，其为 1×1 维矩阵；$\bar{\boldsymbol{x}}_2$ 为 5×1 维不能观状态向量；$\bar{\boldsymbol{A}}_{22}$ 为不能观子系统的系统矩阵，其为 5×5 维矩阵；$\bar{\boldsymbol{A}}_{21}$ 为 5×1 维矩阵，表示的是能观状态对不能观状态的作用；$\bar{\boldsymbol{B}}_1$ 为能观子系统的输入矩阵，其为 1×5 维矩阵；$\bar{\boldsymbol{B}}_2$ 为 5×5 维矩阵，表示不能观子系统的输入矩阵。此时将系统分解为能观子系统与不能观子系统。此外，$\bar{\boldsymbol{B}}_1=[1/C_3\ \ 0\ \ 0\ \ 0\ \ 1/C_3]$，又有 $\boldsymbol{u}=[P_{t1}\ P_{t2}\ P_{d1}\ P_{d2}\ P_e]^{\mathrm{T}}$，即 $\bar{\boldsymbol{B}}_1$ 将 P_{t1}、P_e 以相同的比例输入系统。

步骤 3　对于能观子系统，指定所需的闭环观测器极点 λ_1，基于对偶原理，$\bar{\boldsymbol{A}}_{11}$、$\bar{\boldsymbol{C}}_1$ 组成能控对，使用极点配置算法(如 MATLAB 提供的 place 函数)将观测器极点配置到指定的位置，即计算状态反馈增益矩阵 $\boldsymbol{K}$，使得

$$\lambda(\bar{\boldsymbol{A}}_{11}^{\mathrm{T}}-\bar{\boldsymbol{C}}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K})=\lambda_1 \tag{6}$$

步骤 4　取观测器反馈增益 $\boldsymbol{L}=\boldsymbol{K}^{\mathrm{T}}$ 并计算 $\bar{\boldsymbol{A}}_{11}-\boldsymbol{L}\bar{\boldsymbol{C}}_1$，之后综合得出能观子系统的全维观测器为

$$\dot{\hat{\boldsymbol{x}}}_1=(\bar{\boldsymbol{A}}_{11}-\boldsymbol{L}\bar{\boldsymbol{C}}_1)\hat{\boldsymbol{x}}_1+\bar{\boldsymbol{B}}_1\boldsymbol{u}+\boldsymbol{Ly} \tag{7}$$

同时，将能观状态的修正量 $\boldsymbol{L}(\boldsymbol{y}-\bar{\boldsymbol{C}}_1\bar{\boldsymbol{x}}_1)$ 折算回输入中，即寻找一个 $\Delta\boldsymbol{u}$ 使得

$$\bar{\boldsymbol{B}}_1\Delta\boldsymbol{u}=\boldsymbol{L}(\boldsymbol{y}-\bar{\boldsymbol{C}}_1\bar{\boldsymbol{x}}_1) \tag{8}$$

考虑到 $\bar{\boldsymbol{B}}_1=[1/C_3\ \ 0\ \ 0\ \ 0\ \ 1/C_3]$，对于单相 H 桥逆变器，假设 $\Delta P_e=5\cdot(\Delta P_{t1}+\Delta P_{t2}+\Delta P_{d1}+\Delta P_{d2})$，则 $\Delta\boldsymbol{u}$ 的线性组合的形式为

$$\Delta\boldsymbol{u}=\begin{bmatrix}\Delta P_{t1}\\ \Delta P_{t2}\\ \Delta P_{d1}\\ \Delta P_{d2}\\ \Delta P_e\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\dfrac{P_{t1}}{P_{t1}+P_e}\cdot\boldsymbol{L}(\boldsymbol{y}-\bar{\boldsymbol{C}}_1\bar{\boldsymbol{x}}_1)\cdot C_3\\ \dfrac{P_{t1}}{P_{t1}+P_e}\cdot\boldsymbol{L}(\boldsymbol{y}-\bar{\boldsymbol{C}}_1\bar{\boldsymbol{x}}_1)\cdot C_3\\ \dfrac{1}{2}\cdot\left(\dfrac{1}{5}\cdot\Delta P_e-\Delta P_{t1}-\Delta P_{t2}\right)\\ \dfrac{1}{2}\cdot\left(\dfrac{1}{5}\cdot\Delta P_e-\Delta P_{t1}-\Delta P_{t2}\right)\\ \dfrac{P_e}{P_{t1}+P_e}\cdot\boldsymbol{L}(\boldsymbol{y}-\bar{\boldsymbol{C}}_1\bar{\boldsymbol{x}}_1)\cdot C_3\end{bmatrix} \tag{9}$$

步骤 5 对于不能观子系统，根据步骤 2 中得到的 $\bar{\boldsymbol{A}}_{21}$、$\bar{\boldsymbol{A}}_{22}$、$\bar{\boldsymbol{B}}_2$ 及步骤 4 中得到的重构状态 $\hat{\boldsymbol{x}}_1$，综合得到开环观测器为

$$\dot{\hat{\boldsymbol{x}}}_2 = \bar{\boldsymbol{A}}_{21}\hat{\boldsymbol{x}}_1 + \bar{\boldsymbol{A}}_{22}\hat{\boldsymbol{x}}_2 + \bar{\boldsymbol{B}}_2(\boldsymbol{u}+\Delta\boldsymbol{u}) \tag{10}$$

需注意，在通过开环观测器估计不能观状态之前，应先通过闭环观测器估计能观状态。

步骤 6 原始系统状态的重构为

$$\hat{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{T}^{-1}\begin{bmatrix}\hat{\boldsymbol{x}}_1\\ \hat{\boldsymbol{x}}_2\end{bmatrix} \tag{11}$$

至此完成了复合观测器的设计。整个复合观测器的系统框图如图 5 所示，其中 1/s 表示积分。

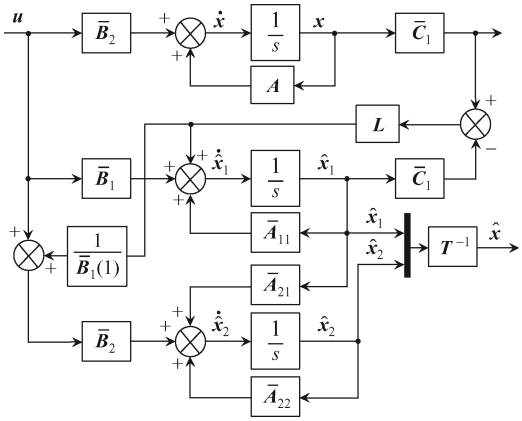


图 5 复合观测器的系统框图

Fig. 5 System block diagram of proposed composite observer

3 HiL 仿真与验证

为了验证提出的复合观测器的优越性，在 HiL 仿真器 dSPACE DS1202 中建立了实时仿真模型。为了使模型得到尽可能高的物理近似，要求其包括电源电路、基准热模型、复合观测器和传统的开环观测器等部分。该模型的整体框图如图 6 所示，HiL 仿真环境如图 7 所示。

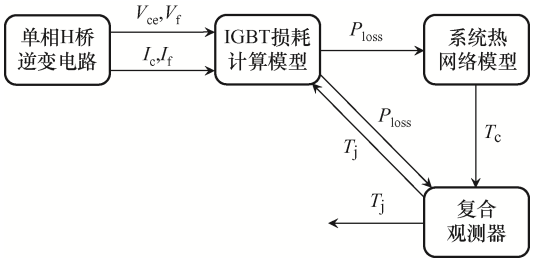


图 6 运行在 dSPACE DS1202 上的模型框图

Fig. 6 Block diagram of model running in dSPACE DS1202

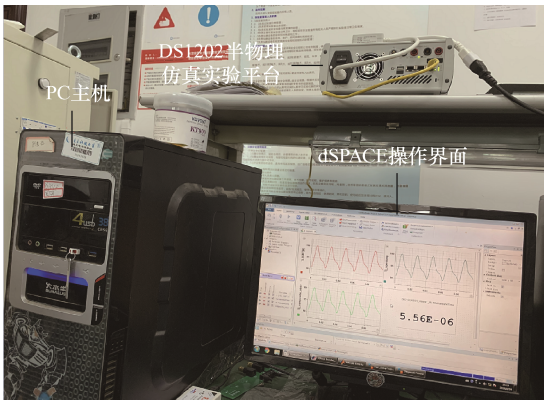


图 7 HiL 仿真器(dSPACE DS1202)

Fig. 7 Photo of HiL simulator (dSPACE DS1202)

单相 H 桥逆变电路的主电路电气参数见表 1。散热器采用长为 0.3 m、宽为 0.2 m、高为 0.045 m 的铝制散热片。热网络模型所需的 IGBT 模块的热网络参数和功率损耗数据从有限元分析和数据表中获得[18]。

表 1 主电路电气参数

Tab. 1 Electrical parameters of main circuit

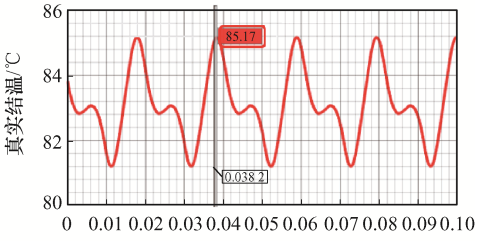
参数	数值
直流母线电压/V	600
直流母线电容/μF	2 200
滤波电感/mH	1.5
负载电流有效值/A	120
基波频率/Hz	50
开关频率/kHz	4
FF225R12ME4 规格参数	1 200 V/225 A

图 8 给出了理想状态下的结果，即功率损耗计算没有误差的情况。可以看出，开环观测器和复合观测器都能准确估计结温，其中基准热网络模型的结温可作为真实结温。

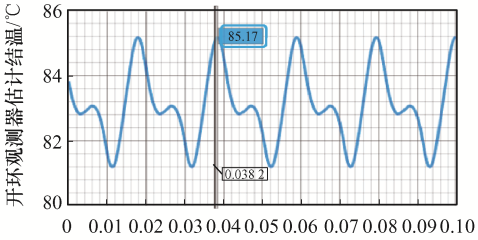
在实际应用中，损耗的计算必然存在误差，传统的热网络模型会把其忽略掉，这将降低结温估计的精度。使用复合观测器则可以消除部分误差带来的影响。仿真时采用人为引入误差的方法，以方便快速评估损耗计算误差对结温估计的影响。

图 9 给出了功率损耗计算存在 20%误差时的结果。可以看出，复合观测器得到的结温曲线与真实结温曲线几乎完全重叠，最大结温之间的差值仅为 0.61 ℃，平均结温之间的差值约为 0.62 ℃。而使用开环观测器时的差值为 5.96 ℃，平均结温之间

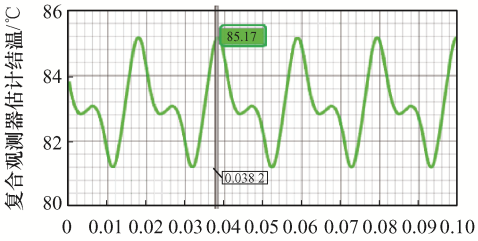
的差值约为 5.84 ℃。该误差会影响后续 IGBT 可靠性研究中寿命估计的准确性，从而对 IGBT 可靠性的



(a)模型真实结温



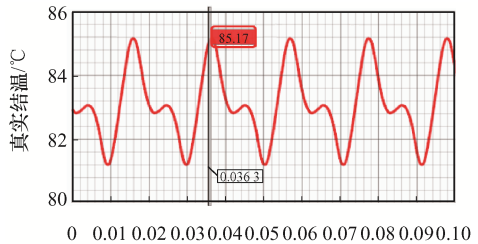
(b)开环观测器估计结温



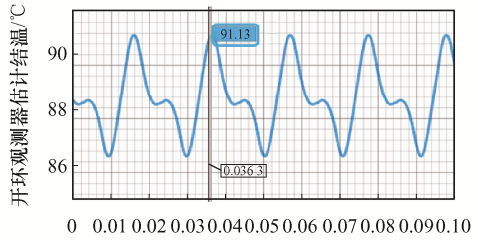
(c)复合观测器估计结温

图 8　理想场景下的结温计算结果

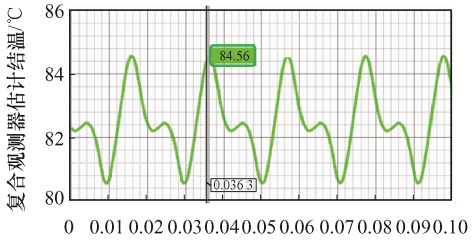
Fig. 8 Junction temperature calculation results under ideal scenario



(a)模型真实结温



(b)开环观测器估计结温



(c)复合观测器估计结温

图 9　功率损耗计算存在 20%误差时的结温估计结果

Fig. 9 Junction temperature estimation results with 20% error in power loss calculation

分析造成影响[19]。结果证实了理论预期，即开环观测器缺乏抑制干扰的能力，而闭环观测器则具有。

图 10 给出了功率损耗计算误差在−50%到 50%区间内，开环观测器和复合观测器的最大结温估计偏差的对比结果。可以看出，即使功率损耗计算误差达到 50%，使用复合观测器估计出的最大结温与真实最大结温也仅相差 1.55 ℃，而传统的开环观测器则有 15.22 ℃的偏差。结果表明，该复合观测器在抑制损耗计算误差对估计精度的影响方面优于传统的开环观测器。

最后需要说明的是，由于外部温度传感器测量到的散热器温度会被用于复合观测器中，传感器的固有误差或者噪声等会不可避免地引起散热器温度测量误差。因此，在实际使用中，对于传感器测量到的温度可以使用卡尔曼滤波等方法计算出散热器温度的最优估值，再输入到复合观测器中得到结温的估计值。

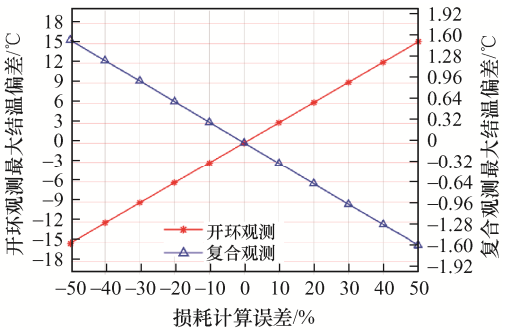


图 10　损耗计算误差在−50%到 50%区间内的最大结温偏差

Fig. 10 Maximum estimation error of junction temperature within power loss calculation error in −50%~50%

结温估计模型的运算耗时分布如图 11 所示。复合观测器的运算耗时相比开环观测器有所增加，但其在总运算耗时中的比重不大。从图中可以看出，损耗计算部分占比最大，而整个模型的计算则只需要 7~8 μs，适合在线应用。

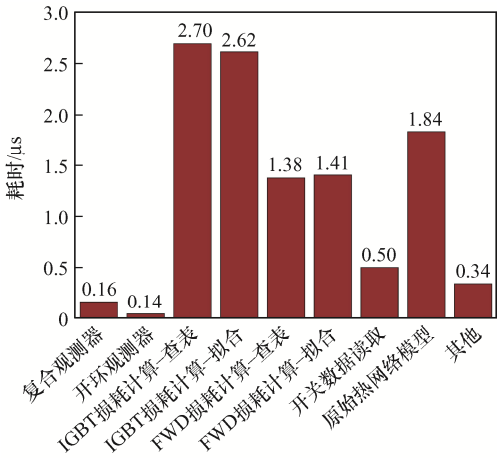


图 11 结温估计模型中计算耗时的分布

Fig. 11 Distribution of computation burden in junction temperature estimation model

4 结语

为实现功率变流器中 IGBT 模块结温的在线高精度估计，本文提出了 1 种复合结温观测器。该复合结温观测器是在传统热网络模型的基础上，针对系统状态不完全能观的问题，考虑功率变流器中 IGBT 模块的热偶合效应而设计的，并给出了详细的设计过程。HiL 仿真结果证实了该复合观测器在抑制损耗计算误差对估计精度的影响方面优于传统的开环观测器，并通过运算量的评估表明它适用于在线应用。

参考文献：

[1] 赵犇, 崔浩然, 皇甫宜耿, 等. 光伏功率均衡器拓扑综述[J]. 电源学报, 2025, 23(2): 105-114.
Zhao Ben, Cui Haoran, Huangfu Yigeng, et al. Review of photovoltaic power equalizer topologies [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(2): 105-114. (in Chinese)

[2] 徐群伟, 潘星, 熊鸿韬, 等. 基于高压有源谐振抑制器的海上风电并网电能质量提升技术[J]. 电源学报, 2025, 23(3): 106-115.
Xu Qunwei, Pan Xing, Xiong Hongtao, et al. Offshore wind power grid-connected power quality improvement technology based on high-voltage active resonance suppressor [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(3): 106-115. (in Chinese)

[3] Yang Zhimin, Chai Yi. A survey of fault diagnosis for onshore grid-connected converter in wind energy conversion systems [J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2016, 66: 345-359.

[4] Yang Yongheng, Wang Huai, Sangwongwanich A, et al. Design for reliability of power electronic systems [M]. Power Electronics Handbook. 4th edition. Oxford: Butterworth-Heinemann, 2018: 1423-1440.

[5] 郭远欣, 王学梅, 张波. 一种改进的 IGBT 模块结温提取算法及实验研究[J]. 电源学报, 2021, 19(1): 205-214.
Guo Yuanxin, Wang Xuemei, Zhang Bo. Improved IGBT module junction-temperature extraction algorithm and experiment [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(1): 205-214. (in Chinese)

[6] Li Lie, He Yigang, Wang Lei, et al. IGBT lifetime model considering composite failure modes [J]. Materials Science in Semiconductor Processing, 2022, 143: 106529.

[7] 郑丹, 宁圃奇, 仇志杰, 等. 基于老化补偿的功率模块全生命周期在线结温监测方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(12): 3705-3717.
Zheng Dan, Ning Puqi, Qiu Zhijie, et al. Full life-cycle online junction temperature monitoring of power module based on aging compensation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(12): 3705-3717. (in Chinese)

[8] 王惠民, 许智亮, 丁菊霞, 等. 基于开通集射极电压下降平台的功率器件结温监测方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(15): 4682-4696.
Wang Huimin, Xu Zhiliang, Ding Juxia, et al. A junction temperature monitoring method for power devices based on turn-on collector-emitter voltage drop platform [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(15): 4682-4696. (in Chinese)

[9] Liu Li, Du Changhong, Peng Qianlei, et al. An investigation on IGBT junction temperature estimation using online regression method [J]. Microelectronics Reliability,

2021, 124: 114321.

[10] 姚芳, 王少杰, 陈盛华, 等. IGBT 功率模块瞬态热阻抗测量方法研究[J]. 电力电子技术, 2016, 50(9): 103-105.
Yao Fang, Wang Shaojie, Chen Shenghua, et al. Research on transient thermal impedance measurement method of IGBT power module [J]. Power Electronics, 2016, 50(9): 103-105. (in Chinese)

[11] Peng Lisha, Shen Wanzeng, Feng Anhui, et al. Method for obtaining junction temperature of power semiconductor devices combining computational fluid dynamics and thermal network [J]. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, 2020, 976: 164260.

[12] 蔡杰, 周雒维, 彭英舟, 等. 一种 IGBT 模块端口等效耦合热阻抗的离散化方波提取法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(7): 1440-1449.
Cai Jie, Zhou Luowei, Peng Yingzhou, et al. A discrete square wave extraction method for the port equivalent coupled thermal impedance of IGBT modules [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(7): 1440-1449. (in Chinese)

[13] Li Weifei, Li Guoli, Sun Zehui, et al. Real-time estimation of junction temperature in IGBT inverter with a simple parameterized power loss model [J]. Microelectronics Reliability, 2021, 127: 114409.

[14] Bahman A S, Ma Ke, Blaabjerg F. A novel 3D thermal impedance model for high power modules considering multi-layer thermal coupling and different heating/cooling conditions [C]// 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Charlotte, NC, USA, 2015: 1209-1215.

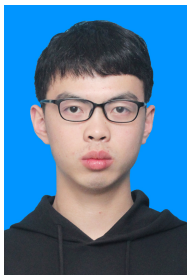
[15] Bahman A S, Ma K, Blaabjerg F. Thermal impedance model of high power IGBT modules considering heat coupling effects [C]// 2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition. Shanghai, China, 2015: 1382-1387.

[16] Li Hui, Liao Xinglin, Li Yang, et al. Improved thermal couple impedance model and thermal analysis of multi-chip paralleled IGBT module [C]// 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Montreal, QC, Canada, 2015: 3748-3753.

[17] 邱绵浩, 王明玉, 魏辉, 等. 采用全阶状态观测器的 IGBT 模块结温预测[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2021, 53(7): 84-91.
Qiu Mianhao, Wang Mingyu, Wei Hui, et al. Predicting junction temperature of IGBT module based on full-order state observer [J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2021, 53(7): 84-91. (in Chinese)

[18] Infineon Technologies AG. FF225R12ME4P Datasheet [EB/OL]. (2017-04-04)[2023-01-31]. https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF225R12ME4P-DS-v03_00-EN.pdf?fileId=5546d4625b3ca4ec015b3e4257d506a6.

[19] 方鑫, 周雒维, 姚丹, 等. IGBT 模块寿命预测模型综述[J]. 电源学报, 2014, 12(3): 14-21.
Fang Xin, Zhou Luowei, Yao Dan, et al. An overview of IGBT life prediction models [J]. Journal of Power Supply, 2014, 12(3): 14-21. (in Chinese)



黄成洋

作者简介：

黄成洋(2000—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子装置控制。E-mail：202222060531@std.uestc.edu.cn。

孙建平(1995—)，男，硕士，工程师。研究方向：电力电子装置控制。E-mail：jasper_sun_2718@qq.com。

谢川(1984—)，男，通信作者，博士，副教授。研究方向：电力电子装置控制。E-mail：c.xie@uestc.edu.cn。

邹见效(1978—)，男，博士，教授。研究方向：新能源控制与智能信息处理。E-mail：jxzou@uestc.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)