DOI：10.13890/j.issn.1000-128X.2024.02.016

一种基于关断电压的IGBT模块结温监测方法

兰尉尹[1]，崔　巍[2]，陈文轩[1]，邹盈巧[2]，李佳诚[3]，葛兴来[2]
（1.西南交通大学 利兹学院，四川 成都 610031；
2.西南交通大学 电气工程学院，四川 成都 610031；
3.西南交通大学 物理科学与技术学院，四川 成都 610031）

摘　要：实现准确的结温监测对增强绝缘栅双极晶体管（IGBT）模块的可靠性、延长器件寿命至关重要。文章提出了一种基于关断电压的IGBT模块结温监测方法，具有不受负载电流干扰的特性。该方法首先验证了关断电压作为温敏电参数的合理性；其次，采用深度神经网络（DNN），排除关断电压对负载电流的依赖，达到不同工况下保持准确结温预测的目的；最后，通过单相脉宽调制（PWM）进行试验验证。结果显示，该结温监测方法误差在±5 ℃的范围内，这表明利用DNN优化结温监测是可行的。

关键词：绝缘栅双极晶体管；结温监测；深度神经网络；温敏电参数；关断电压

中图分类号：TN325+.2　　**文献标志码：**A　　**文章编号：**1000-128X（2024）02-0132-08

0　引言

绝缘栅双极晶体管（Insulated Gate Bipolar Transistor，IGBT）模块具有效率高、耐压高、“栅级–发射极”阈值电压低和开关速度快等优点，被广泛应用于智能电网、高速铁路、电动汽车和航空电源等领域[1]。鉴于IGBT模块工作环境的恶劣性和复杂性，其可靠性需要不断提升。结温是高压大功率电力电子器件健康管理、寿命预测和可靠性评估的基础，大量研究表明，结温波动对IGBT模块的寿命有明显影响[2-3]，是导致IGBT可靠性下降的一个重要因素。因此，精确的结温监测对提升IGBT模块可靠性、延长服役寿命等至关重要。

针对IGBT模块，现有的结温监测方法可大致分为直接测量法和间接测量法[4]。直接测量法的不足在于需要破坏模块的封装，难以实现在线测量，并且传感器的成本高昂[5]，不适合大规模推广应用。间接测量法以温敏电参数法和热网络法为主[6-8]，其优点是低侵入性和高灵活性，其中热网络模型法的问题在于过度依赖厂家给出的热网络模型参数，而该模型参数由于是在特定工况下测量所得，不一定符合实际情况；其次，精确的热网络模型复杂、建模困难、流程冗长，散热条件严苛、老化效应都限制了该方法的实际应用。

相比之下，温敏电参数法精度较高、不必破坏模块封装、响应速度快、成本低，在工程应用中极具前景。该方法采用IGBT模块的电气参数表征结温，通过离线校正模块的电参数与结温的映射关系，用以监测选定的电气参数，实现在线监测结温。温敏电参数分为静态温敏电参数和动态温敏电参数两大类。对于静态温敏电参数，即使能找到具备良好线性关系和灵敏度的静态温敏电参数，但考虑到该参数易受干扰，测量成本高，实际操作性低[6]，因此不具备实际推广性。反观动态温敏电参数，在结温监测中表现优异，提取便捷，但动态温敏电参数普遍存在对负载电流严重依

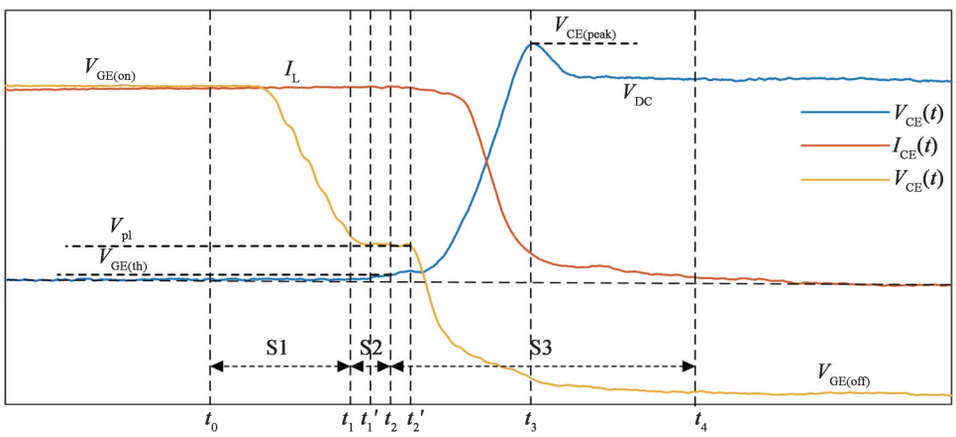
基金项目：国家级大学生创新创业训练计划项目（202310613027）
通信作者：葛兴来，男，博士，教授，博士生导师，主要从事电力牵引系统控制与仿真、电力牵引系统故障预测、诊断及容错控制方面的研究；E-mail: xlgee@163.com
引用格式：兰尉尹, 崔巍, 陈文轩, 等. 一种基于关断电压的IGBT模块结温监测方法[J]. 机车电传动, 2024(2): 132-139.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2024.02.016.
Citation：LAN Weiyin, CUI Wei, CHEN Wenxuan, et al. A method for monitoring junction temperature of IGBT module based on turn-off voltage[J]. Electric drive for locomotives,2024(2): 132-139.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2024.02.016.

赖的现象[7-8]。因此，若要达到结温监测精度的最大精准化，需在发挥动态温敏电参数优势的同时，消除负载电流的干扰。

鉴于上述问题，针对IGBT模块，本文通过采用深度神经网络（Deep Neural Network，DNN）摆脱关断电压对负载电流的依赖性，在保证操作简便的同时，提高最终的结温监测精度。

1　关断电压在IGBT模块瞬态关断过程中的表征行为

图1描述了IGBT模块（FF50R12RT4）的关断瞬态过程，IGBT模块的关断过程可分为3个阶段——S1阶段、S2阶段和S3阶段，IGBT模块（FF50R12RT4）的参数如表1所示。



V_{CE}—集电极–发射极电压；I_{CE}—集电极–发射极电流；V_{GE}—栅极–发射极电压；$V_{GE(on)}$—栅极–发射极开通电压；$V_{GE(off)}$—栅极–发射极关断电压；V_{pl}—米勒平台电压；$V_{GE(th)}$—栅极–发射极阈值电压；V_{DC}—母线电压；$V_{CE(peak)}$—集电极–发射极关断峰值电压；I_L—负载电流。

图1　IGBT模块的典型关断曲线（FF50R12RT4）

Fig. 1　Typical turn-off curves of the IGBT module (FF50R12RT4)

表1　IGBT模块参数 (FF50R12RT4)

Table 1　Parameters for IGBT module(FF50R12RT4)

参数名称	参数值	参数名称	参数值
$V_{GE(on)}$/V	15.0	$V_{GE(th)}$/V	5.36
$V_{GE(off)}$/V	7.5	C_{GE}/nF	2.7
R_{Gint}/Ω	4	C_{CG}/nF	0.1
R_{GE}/Ω	10	I_C/A	50

IGBT模块关断电压在3个阶段的具体特征如下：

① S1阶段（t_0~t_1）

当在IGBT栅极施加一个为0或负的偏置电压时，器件进入关断过程。随着栅极电压的降低，极间电容C_{GE}、C_{CG}通过栅极驱动电路放电，使栅极电压V_{GE}以指数函数形式下降至米勒平台电压值V_{pl}，但IGBT模块仍处于饱和区，此时外部的集电极电流I_{CE}由于负载电感仍保持不变。在S1阶段，栅极电压V_{GE}和集电极电流I_{CE}无明显变化。

② S2阶段（t_1~t_2）

在S2阶段，IGBT模块处于有源区。当栅极电压V_{GE}降至米勒平台电压时，栅极电压V_{GE}基本保持不变，被箝位在V_{pl}，而V_{pl}取决于负载电流I_L的大小；栅极电流I_G给极间电容C_{CG}充电，到达集电极电压V_{CE}上升阶段，集电极电压V_{CE}迅速上升至母线电压V_{DC}。同时，当栅极电压V_{GE}由米勒平台电压V_{pl}下降至阈值电压$V_{GE(th)}$以下时，栅极完全关断。为了清楚地说明这一现象，给出了S2阶段IGBT模块的等效电路，如图2所示。

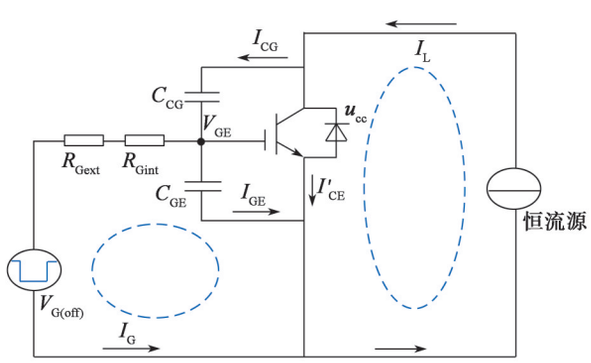


图2　S2阶段IGBT模块的等效电路

Fig. 2　Equivalent circuit of the IGBT module in stage S2

根据基尔霍夫电压定律（KVL），可得：

$$V_{G(off)}=V_{GE}-I_G(R_{Gext}+R_{Gint})=V_{GE}-I_GR_G \tag{1}$$

$$I_L=I'_{CE}+I_{GE}+I_G \tag{2}$$

式中：R_{Gext}为外栅极电阻；R_{Gint}为内栅极电阻；R_G为栅极电阻；I'_{CE}为IGBT的稳态沟道电流；I_{GE}为栅极–发射极电流；I_G为栅极电流。

I'_{CE}可表示为[9]

$$I'_{CE}=\frac{K}{2}\left(V_{GE}-V_{GE(th)}\right)^2 \tag{3}$$

式中：K为MOS沟道的增益，与IGBT模块所使用的物理材料有关。

K和阈值电压$V_{GE(th)}$均对温度有依赖性[10]，其关系分别为：

$$K=\left(K_{p0}\times\frac{300}{T_j}\right)^{0.8} \tag{4}$$

$$V_{GE(th)}=V_{GE(th0)}-6.775\times10^{-3}\left(T_j-300\right) \tag{5}$$

式中：K_{p0}为MOS沟道在热力学温度300 K时的跨导率；T_j为节温；$V_{GE(th0)}$为IGBT器件在热力学温度300 K时的阈值电压。

把式(3)代入式(2)，整理可得栅极电流I_G为

$$I_G=I_L-I'_{CE}-I_{GE}=I_L-\frac{K}{2}\left(V_{GE}-V_{GE(th)}\right)^2-C_{GE}\frac{dV_{GE}}{dt} \tag{6}$$

把式(6)代入式(1)，整理可得

$$V_{G(off)}+I_LR_G=V_{GE}+\frac{K}{2}\cdot R_G\cdot\left(V_{GE}-V_{GE(th)}\right)^2+C_{GE}\cdot R_G\cdot\frac{dV_{CE}}{dt} \tag{7}$$

通过基尔霍夫电压定律可进一步推导出

$$V_{CE}=V_{GE}+\frac{1}{C_{CG}}\int\left[I_L-\frac{K}{2}\left(V_{GE}-V_{GE(th)}\right)^2\right]dt \tag{8}$$

当栅极电压V_{GE}进一步降至栅极阈值电压$V_{GE(th)}$（$t=t'_2$）时，式(8)为

$$V_{CE}=V_{GE(th)}+\frac{1}{C_{CG}}\int\left[I_L-\frac{K}{2}\left(V_{GE}-V_{GE(th)}\right)^2\right]dt \tag{9}$$

前文已分析了温度对K和$V_{GE(th)}$的影响，将式(3)~式(5)代入式(9)，可得

$$V_{CE}=V_{GE(th0)}-6.775\times10^{-3}\left(T_j-300\right)+\frac{1}{C_{CG}}\int[I_L-\frac{\left(K_{p0}\times\frac{300}{T_j}\right)^{0.8}}{2}(V_{GE}-V_{GE(th)})^2]dt \tag{10}$$

由式(9)可知，随着温度的升高，关断电压V_{CE}到达母线电压V_{DC}的时间随之增加，关断电压的斜率也随之减小，即温度的升高使IGBT模块的关断过程变缓，而且关断电压作为温敏电参数能很好地反映结温，该阶段的关断电压波形可用于结温监测。

③ S3阶段（t_2~t_4）

当集电极电流I_{CE}进入下降阶段，IGBT集电极电压V_{CE}已经上升至母线电压V_{DC}，同时反并联二极管进入正向导通阶段，负载电流I_L由IGBT迅速转移至二极管。集电极电流I_{CE}迅速下降至拖尾电流，集电极电压V_{CE}达到峰值电压$V_{CE(peak)}$后再次回落至母线电压V_{DC}。由于集电极存在一定的电压过冲，负载电流I_L在S3阶段显著降低。S3阶段IGBT模块的等效电路如图3所示。

对于图3，根据基尔霍夫电压定律可得

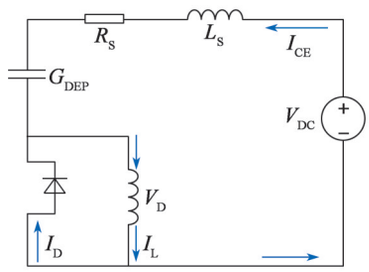
$$V_{CE}+L_S\frac{dI_{CE}}{dt}+R_S\cdot I_{CE}=V_{DC} \tag{11}$$

式(11)中关断电流I_{CE}为

$$I_{CE}=C_{DEP}\frac{dV_{CE}}{dt} \tag{12}$$

式中：C_{DEP}为IGBT器件耗尽层电容。

将式(12)代入式(10)，可得



R_S—等效电阻；L_S—等效杂散电感；V_D—二极管正向导通电压的负值。

图3 S3阶段IGBT模块的等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of the IGBT module in stage S3

$$V_{CE}=V_{DC}-L_S\times C_{DEP}\times\frac{d^2V_{CE}}{dt^2}-R_S\times C_{DEP}\times\frac{dV_{CE}}{dt} \tag{13}$$

通过文献[11]可知，C_{DEP}可对IGBT器件集电极电压变化率随结温变化产生作用。由(13)可知，在此阶段，IGBT器件关断电压与温度具有充分相关性，S3阶段的关断电压可用于结温监测。

综上所述，IGBT器件关断电压可作为结温监测的表征指标，关断电压能够很好地反映器件结温。

2 基于双脉冲试验的关断电压参数相关性分析

如前所述，在许多基于温敏电参数的结温监测方法中，结温指标会受到其他参数干扰，从而导致结温监测方法的精度受损。考虑到这一点，本章将利用双脉冲试验，具体分析关断电压对各类参数的依赖性。

2.1 双脉冲试验

为研究其他参数对本文提出的温敏电参数“关断电压V_{CE}”的影响，进行了双脉冲试验。试验台实物图如图4所示。

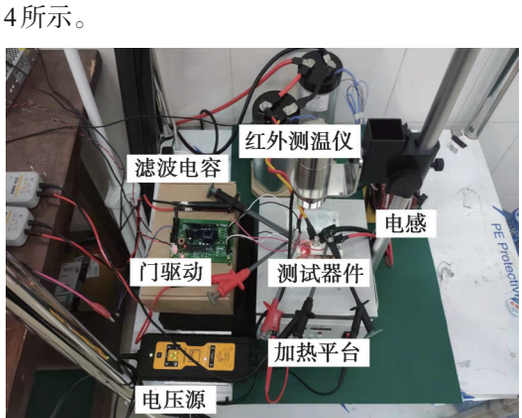


图4 双脉冲试验台

Fig. 4 Double-pulse test bench

在双脉冲试验中，分别采集和提取不同结温、不同负载电流和不同键合线老化程度等条件下足量的关断电压的相关数据，以分析不同参数对关断电压是否产生影响。

2.2　母线电压对关断电压的影响

图5显示了在T_j=20 ℃，I_L=20 A的条件下，关断电压V_{CE}在不同母线电压下的特性。母线电压最初设置为ΔV_{DC}=75 V，母线电压的变化量ΔV_{DC}=25 V。

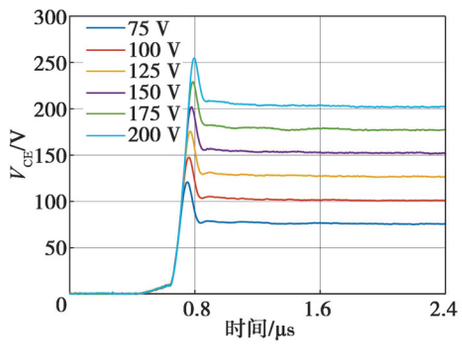


图5　母线电压对关断电压的影响

Fig. 5　Effects of bus voltage on the TOV

由图5可知，不同母线电压下的关断电压呈现稳态值增加，表现出明显不同的行为特征，母线电压的变化量ΔV_{DC}对关断电压性能有显著影响。但需要注意，据文献[12]介绍，母线电压能够在单相脉宽调制（Pulse Width Modulation，PWM）整流器中趋于恒定值。基于此，母线电压V_{DC}对关断电压的影响可忽略不计。

2.3　负载电流对关断电压的影响

研究负载电流对关断电压的影响，分别设置V_{DC}=150 V和T_j=70 ℃，测试结果如图6所示。负载电流最初设置为I_L=10 A，负载电流的变化量ΔI_L=10 A。

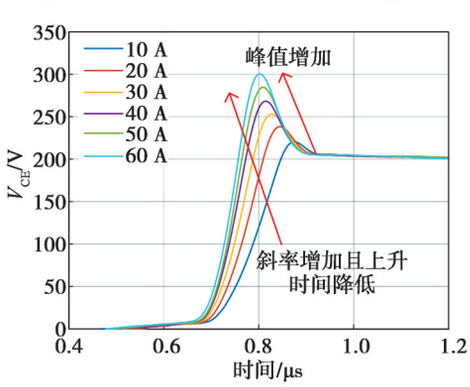


图6　负载电流对关断电压的影响

Fig. 6　Effects of load current on the TOV

由图6可知，随着负载电流的增加，在S2阶段，关断电压的上升时间缩短，斜率增高；在S3阶段，关断电压的峰值不断增高，曲线整体左倾。该测试结果表明，关断电压与负载电流有显著相关性。如何避免负载电流这一因素的影响是亟需解决的问题，否则结温监测的准确性将被破坏。

2.4　键合线老化对关断电压的影响

分析键合线老化对关断电压的影响，分别设置为V_{DC}=150 V、T_j=70 ℃和I_L=45 A，采用人工切断键合线的方式来模拟键合线老化的环境。从切断1根键合线开始模拟，逐渐增加至切断4根，试验结果如图7所示，图7的纵坐标值为关断电压归一化的结果。

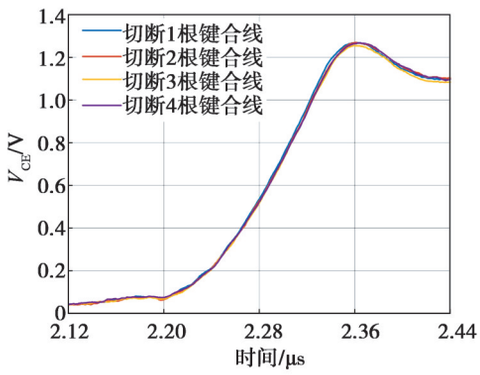


图7　键合线老化对关断电压的影响

Fig. 7　Effects of bond wire aging on the TOV

由图7可知，切断不同数量的键合线，各自对应的关断电压曲线大致重合。该结果表明，不同键合线老化情况下的关断电压曲线大致相同，这意味着键合线老化对关断电压的影响可以忽略不计。

2.5　栅极驱动对关断电压的影响

研究栅极驱动对关断电压的影响，利用栅极电阻的变化来模拟有源栅极驱动，分别设置为T_j=20 ℃、I_L=60 A和V_{DC}=150 V，从栅极电阻R_G=20 Ω开始，每次增加25 Ω，试验结果如图8所示。

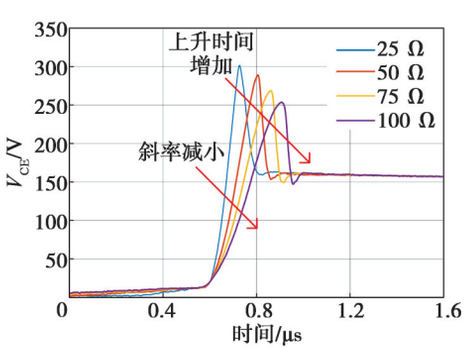


图8　栅极驱动对关断电压的影响

Fig. 8　Effects of gate drive on the TOV

由图8可知，随着栅极电阻增加，关断电压的上升时间增加、斜率降低。分析其原因是增大栅极电阻，栅极电流减小，电极间电容C_{GE}的放电变慢，从而导致IGBT模块的关断变慢。该结果表明，关断电压与有源栅极驱动存在相关性，栅极驱动会影响本文所提出的结温监测方法的性能。因此，当本方法应用在包含有源栅极驱动器的IGBT模块时，需规避其相关性造成的影响。但考虑到实际工况下驱动电阻基本趋于恒定，因此可忽略栅极驱动对关断电压的影响。

综上所述，关断电压可以作为温敏电参数来间接

反映结温，不过该电参数会受到母线电压变化量、负载电流和驱动电阻因素影响，导致监测结果产生偏差。但考虑到在实际电路中母线电压和驱动电阻基本趋于恒定，只需要排除负载电流影响即可。因此，利用深度神经网络（Deep Neural Network，DNN）优异的特征识别能力，可以最终达到结温监测的“精确”效果。

3 基于深度神经网络的关断电压特征信息提取方法

通过前文的分析，关断电压 V_{CE} 波形尤其需要排除负载电流 I_L 的影响，而且由于变流器中的负载电流 I_L 通常是时刻变化的，干扰尤为显著。为此，将利用DNN来排除负载电流的干扰，获得准确的结温。

3.1 DNN理论框架

DNN是一种多层无监督神经网络，可以对高度复杂的函数进行拟合，从而实现高精度的决策[13]。其模型结构非常灵活，可使模型按需调试适应不同工况，而且DNN在硬件的支持下，能充分发挥作用，尤其适合应用于本文所提的检测方法。

在本模型中，当输入层出现不同负载电流的关断电压数据时，数据关系也会做相应调整，有效削减负载电流对关断电压特征信息的影响。通过隐藏层消除局部特征的冗余信息，将避免提取出受负载电流影响的关断电压特征信息，并对它们进行融合训练。本文提出的结温监测方法的DNN网络结构如图9所示。

该DNN模型结构共有7层，即1层输入层、5层隐藏层和1层输出层，每一层之间完全连接。本文采用Relu函数作为激活函数，利用该函数更适合回归的特性，将这个结果当作未知量输入神经元所代表的函数；优化算法选用小批量随机梯度下降，0.014 5的学习率；损失函数选用MSELoss，反映预测效果。DNN的细节将在接下来的章节中讨论。

3.2 DNN的隐藏层

隐藏层可以有多层，用来增强模型的表达能力，但确定合适的隐藏层及其神经元的数量是一个难点。对于输入层和输出层，神经元数量很容易得到。输入层的神经元数量等于待处理数据中输入变量的数量，本文所提出的方法为68个，待处理输入的数量的确定将在后文解释；输出层的神经元的数量等于与每个输入关联的输出的数量，本文所提出的方法为1个；通过不断地试验与调整，本文最终采用的神经网络模型隐藏层为5层，神经元数量为276：第一层隐藏层含128个，第二层隐藏层含64个，第三层隐藏层含64个，第四层隐藏层含16个，第五层隐藏层含4个，如图9所示。

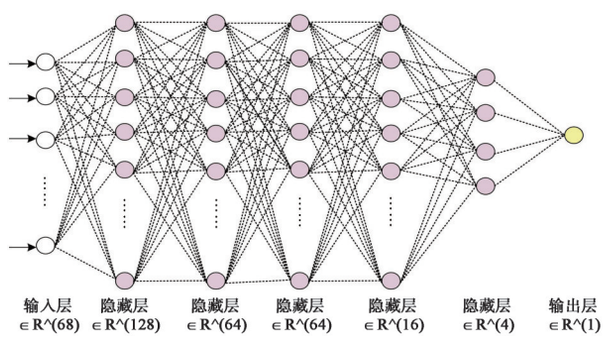


图9 DNN模型结构示意图

Fig. 9 Schematic diagram of DNN model structure

3.3 提出基于DNN的特征提取方法

在本文提出的结温监测方法中，采用的特征提取方法通过数据采集、预处理、样本分割、模型训练与验证等4个递归步骤完成，如图10所示。

第一步是从试验平台获取数据。通过大量的双脉冲试验测试模拟不同的工况条件，采集不同结温、不同负载电流和不同键合线老化程度等条件下的关断电压数据。具体采集过程：在试验装置中将示波器波形阈值电压（采样点）设置为母线电压 V_{DC} 的5%，通过示波器探头以2个半基频周期采样率采集，并保存采样点前0.3 μs和采样点后2.7 μs的关断电压 V_{CE} 数据，共采集225组数据，每组数据有7 500个特征点，采集的数据为225×7 500的矩阵形式。

第二步是数据预处理，包括滤波降噪、特征提取和插值放大3个部分。首先，进行滤波降噪，通过移动平均滤波减小示波器采集数据中的噪声影响。其次，根据DNN网络参数特征，减小特征点，扩大数据集：对数据进行特征提取，以减小特征点数，并依据数据

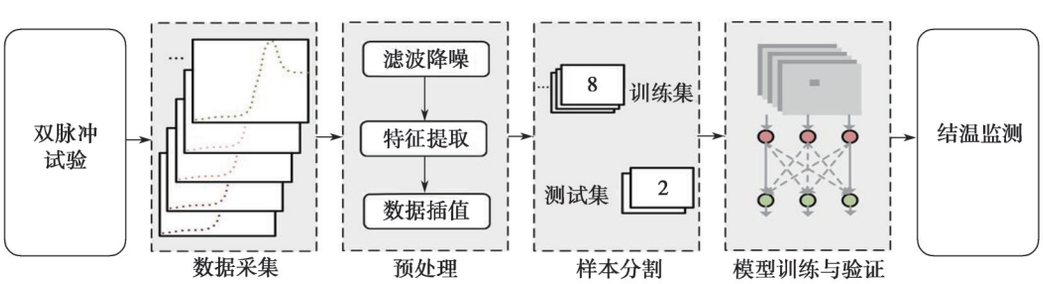


图10 特征提取流程图

Fig. 10 Flow chart of feature extraction

变化趋势，选取7 500个特征点中68个特征点，以代表关断电压变化特征。最后，通过线性插值处理扩大数据集，使225组数据扩大到2 241组，输入DNN的数据大小从原来的225×7 500变成2 241×68。

第三步是按8:2的比例将这些数据分成训练集和测试集，其中训练集用于训练模型，测试集用于检验训练的准确度。利用DNN强大的拟合能力，训练出与负载电流无关，但与结温高度相关的关断电压特征信息；然后，利用训练好的模型实现IGBT模块的结温监测。

通过DNN有效解决负载电流对关断电压的干扰，进一步保证本文所提出的结温监测方法的精确度。

4　试验测试验证

4.1　单相脉宽调制整流器试验台及其数据采集与转换

为进一步研究所提出的结温监测方法的性能，在单相PWM整流器的试验台上开展测试。整流器试验台如图11所示。

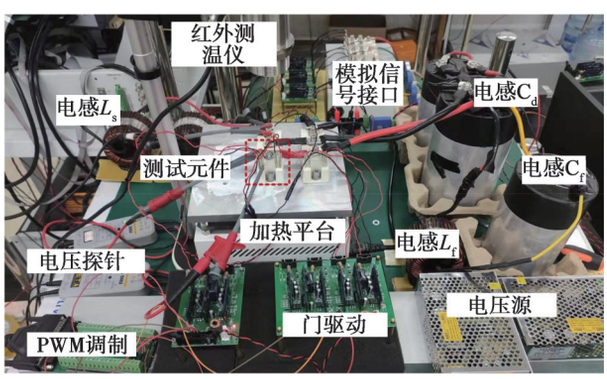


图11　单相脉宽调制整流器试验台

Fig. 11　Single-phase PWM rectifier test bench

试验台包括主电路、控制器和结温监测电路。在主电路中，单相脉宽调制整流器由可编程交流电源（Chroma 61511）馈电，直流链路中的直流支撑电容C_d、滤波电感L_f和滤波电容C_f分别发挥储能和滤波的功能，并在dSPACE 1006平台上实现了单相PWM整流器的控制。结温监测电路主要由1个加热板和1个红外温度计构成，加热板负责加热IGBT模块，红外测温仪则用来测量被测IGBT模块的实际结温。试验测试台的参数如表2所示。

表2　试验测试台参数

Table 2　Parameters of the experimental test bench

参数名称	参数值	参数名称	参数值
基频/Hz	50	滤波电感L_f/mH	3.4
交流侧电感L_S/mH	3.4	滤波电容C_f/mF	1.5
直流支撑电容C_d/mF	3.0	负载电阻/Ω	33

4.2　提出的结温监测方法的性能

当单相PWM整流器在正常条件下工作时，稳态结温几乎不会变化。因此，试验得到的结温可以作为检验DNN训练的参考。

在试验测试中，迭代次数为700次，训练集每批次大小为256个，测试集每批次大小为128个，神经网络选用Adam优化器。此外，将MSELoss函数作为损失函数来评估训练模型的性能，如图12所示。由图12可知，随着训练轮数的增加，经过700次迭代后，损失函数的值逐渐急剧减小，最终趋于0，并保持在一个很小的范围内，这表明神经网络的预测越来越逼近真实值，训练的DNN模型达到满意的训练效果。

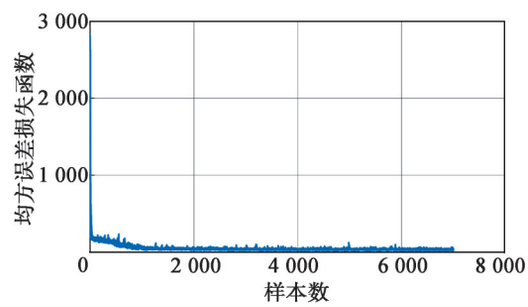


图12　损失函数曲线

Fig. 12　Loss function curve

通过单相PWM整流测试，验证DNN训练模型的结温预测效果，预测结果分别如图13和图14所示。

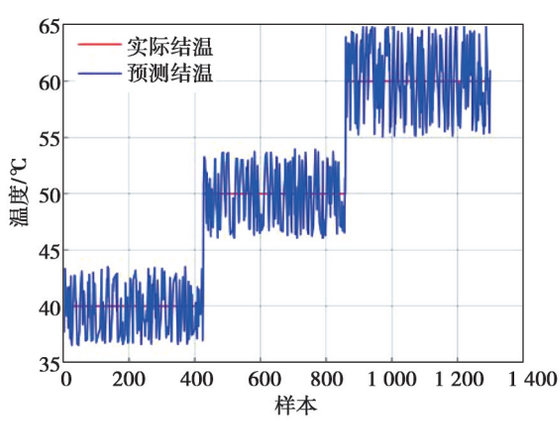


图13　预测结温与实际结温曲线对比

Fig. 13　Comparison of predicted and actual junction temperature curves

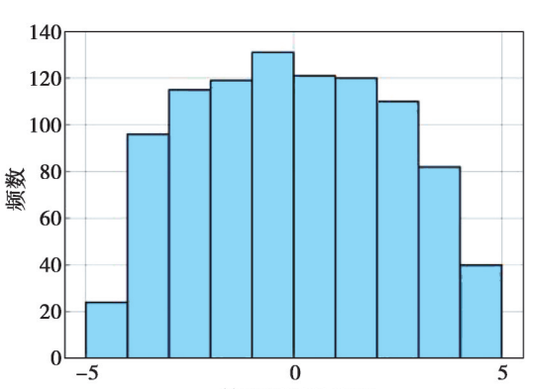


图14　结温预测误差直方图

Fig. 14　Histogram of junction temperature prediction errors

预测结果表明，本文提出的结温监测方法所预测的结温与实际结温吻合较好，预测误差在 ± 5 ℃ 的范围内[14]，预测方法有效且效果良好，满足工程实际应用要求。

5 结束语

精确的结温监测对IGBT模块的稳定性评估、寿命管理等意义重大。为实现复杂工况下器件结温的精确监测，本文针对IGBT模块提出了一种基于关断电压并利用深度神经网络排除干扰工况的结温监测方法。本文通过分析关断电压的具体表征行为，验证其作为温敏电参数的合理性；接着对其进行了参数相关性分析，以排除工况干扰，其中负载电流的相关性最为明显且不可忽略；本文创新性地使用DNN排除负载电流的影响，保证了所提出的结温监测方法的有效性；最后，通过大量双脉冲测试和单相PWM整流试验测试，得到最终结温监测误差在±5 ℃的范围内。本文提出的结温监测方法在IGBT模块工程化应用中具有广阔的前景，在未来，研究团队将进一步开展相关的研究工作，拓展其工业适用性能。

参考文献：

[1] 余伟, 郑宇, 袁涛, 等. IGBT模块动态雪崩测试研究[J]. 机车电传动, 2023(5): 139-144.
YU Wei, ZHENG Yu, YUAN Tao, et al. A study on dynamic avalanche test of IGBT module[J]. Electric drive for locomotives, 2023(5): 139-144.

[2] HANIF A, YU Yuechuan, DEVOTO D, et al. A comprehensive review toward the state-of-the-art in failure and lifetime predictions of power electronic devices[J]. IEEE transactions on power electronics, 2019, 34(5): 4729-4746.

[3] 王泽群, 田小宇, 宋致儒, 等. 基于导通饱和压降的IGBT器件结温在线提取方法[J]. 机车电传动, 2023(5): 170-176.
WANG Zequn, TIAN Xiaoyu, SONG Zhiru, et al. An online extraction method of junction temperature in IGBT devices with saturation voltage drop[J]. Electric drive for locomotives, 2023(5): 170-176.

[4] 陈杰, 邓二平, 赵雨山, 等. 高压大功率器件结温在线测量方法综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(22): 6677-6687.
CHEN Jie, DENG Erping, ZHAO Yushan, et al. Review of on-line junction temperature measurement methods of high voltage power electronics[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(22): 6677-6687.

[5] JI Bing, SONG Xueguan, CAO Wenping, et al. In situ diagnostics and prognostics of solder fatigue in IGBT modules for electric vehicle drives[J]. IEEE transactions on power electronics, 2015, 30(3): 1535-1543.

[6] WANG Huimin, XU Zhiliang, GE Xinglai, et al. A junction temperature monitoring method for IGBT modules based on turn-off voltage with convolutional neural networks[J]. IEEE transactions on power electronics, 2023, 38(8): 10313-10328.

[7] CHEN Yuxiang, LUO Haoze, LI Wuhua, et al. Analytical and experimental investigation on a dynamic thermo-sensitive electrical parameter with maximum dI_C/dt during turn-off for high power trench gate/field-stop IGBT modules[J]. IEEE transactions on power electronics, 2017, 32(8): 6394-6404.

[8] VAN DER BROECK C H, GOSPODINOV A, DE DONCKER R W. IGBT junction temperature estimation via gate voltage plateau sensing[J]. IEEE transactions on industry applications, 2018, 54(5): 4752-4763.

[9] KHATIR Z. Junction temperature investigations based on a general semi-analytical formulation of forward voltage of power diodes[J]. IEEE transactions on electron devices, 2012, 59(6): 1716-1722.

[10] BRYANT A, YANG Shaoyong, MAWBY P, et al. Investigation into IGBT dV/dt during turn-off and its temperature dependence[J]. IEEE transactions on power electronics, 2011, 26(10): 3019-3031.

[11] 刘宾礼, 唐勇, 罗毅飞, 等. 基于电压变化率的IGBT结温预测模型研究[J]. 物理学报, 2014, 63(17): 251-260.
LIU Binli, TANG Yong, LUO Yifei, et al. Investigation of the prediction model of IGBT junction temperature based on the rate of voltage change[J]. Acta physica sinica, 2014, 63(17): 251-260.

[12] PENG Lin, MA Lei, SONG Wensheng, et al. A simple model predictive instantaneous current control for single-phase PWM converters in stationary reference frame[J]. IEEE transactions on power electronics, 2022, 37(7): 7629-7639.

[13] LIN Chunxu, WANG Huimin, DENG Qingli, et al. Impact analysis of digital delay on power factor and compensation strategy for electric traction PWM rectifier[J]. IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics, 2023, 11(1): 952-961.

[14] 肖凯, 许琳浩, 王振, 等. 集成结温在线监测功能的IGBT智能驱动器[J]. 半导体技术, 2024, 49(2): 183-188.
XIAO Kai, XU Linhao, WANG Zhen, et al. IGBT intelligent driver integrated with junction temperature online monitoring function[J]. Semiconductor technology, 2024, 49(2): 183-188.

A method for monitoring junction temperature of IGBT module based on turn-off voltage

LAN Weiyin[1], CUI Wei[2], CHEN Wenxuan[1], ZOU Yingqiao[2], LI Jiacheng[3], GE Xinglai[2]

(1. SWJTU-Leeds Joint School, Southwest Jiaotong University, Chengdu, Sichuan 610031, China;
2. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu, Sichuan 610031, China;
3. School of Physical Science and Technology, Southwest Jiaotong University, Chengdu, Sichuan 610031, China)

Abstract: The precise junction temperature monitoring is of paramount importance for enhancing the reliability of insulated gate bipolar transistor (IGBT) modules and extending the lifespan of devices. This paper introduces a method for monitoring junction temperature of IGBT modules based on turn-off voltages (TOV), which highlights resistance to load currents. The study initially verified the rationality of using TOVs as a temperature-sensitive electrical parameter. The deep neural network (DNN) technology was subsequently employed to eradicate the dependence of TOVs on load currents, facilitating accurate junction temperature prediction under varying operational conditions. The proposed method was validated through a single-phase pulse width modulation (PWM) experiment. The findings reveal an error range of ±5 ℃ for this method, demonstrating the feasibility of optimizing junction temperature monitoring through DNN utilization.

Keywords: insulated gate bipolar transistor (IGBT); junction temperature monitoring; deep neutral network (DNN); temperature-sensitive parameter; turn-off voltage (TOV)

收稿日期：2023-12-10；修回日期：2024-02-19