

基于导通电阻测量的SiC MOSFET结温 在线监测方法

田家辉¹, 齐晓光¹, 赵凯林¹, 徐田丰¹, 陈月清², 李林璟²

(1. 国网河北省电力有限公司经济技术研究院, 河北 石家庄 050000;

2. 北京交通大学 电气工程学院, 北京 100044)

摘要: 结温是碳化硅功率器件(SiC MOSFET)健康状态的关键指标, 结温在线监测是状态监测、健康管理和寿命预测的重要基础。基于中高压SiC MOSFET的静态热敏电参量——导通电阻, 展开其结温在线监测的研究。首先, 分析了导通电阻与结温的相关性; 其次, 对导通压降在线测量电路的工作原理和参数设计进行了理论分析、仿真与实验验证。最后, 基于双脉冲实验, 离线校准SiC MOSFET结温、导通电阻和负载电流的模型; 搭建BUCK变换器平台, 在两种不同的工况下, 验证了所提结温在线测量方案的可行性与适用性。

关键词: 导通压降; 碳化硅功率器件; 结温监测; 热敏电参量

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd26584

Online Monitoring Method for SiC MOSFET Junction Temperature Based on Turn-on Resistors Measurement

TIAN Jiahui¹, QI Xiaoguang¹, ZHAO Kailin¹, XU Tianfeng¹, CHEN Yueqing², LI Linjing²

(1. State Grid Hebei Economic Research Institute, Shijiazhuang 050000, Hebei, China;

2. College of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: Junction temperature is a key indicator of the health status of SiC MOSFET, and real-time monitoring of junction temperature is an important foundation for condition monitoring, health management and lifetime prediction. The real-time monitoring of junction temperature was investigated based on the on-resistance, a static thermal parameter of medium and high-voltage SiC MOSFETs. Firstly, the correlation between on-resistance and junction temperature was analysed. Secondly, the theoretical analysis, simulation and experimental verification of the working principle and parameter design of the online measurement circuit of turn-on voltage drop were carried out. Finally, the models of junction temperature, on-resistance and load current of SiC MOSFETs were calibrated offline based on the double-pulse experiment. A BUCK converter platform was built to verify the feasibility and applicability of the proposed junction temperature online measurement scheme under two different working conditions.

Key words: turn-on voltage drop; SiC MOSFET; junction temperature monitoring; temperature sensitive electrical parameters (TSEP)

目前, 碳化硅(SiC) MOSFET以其高开关速度、低导通损耗和高热导率等优点, 在航空航天、交通运输以及新能源等领域得到了广泛应用^[1], 各领域对其可靠性要求也越来越高。现有研究表明, 功率器件是变流系统中失效率最高的组件, 占比约为34%, 而结温是导致功率器件失效

的主要原因^[2-3]。因此, 准确地监测SiC MOSFET的结温对于其温度管理、可靠性评估和寿命预测具有重要意义^[4]。

现有的结温监测方法包括物理接触法、光学方法、热网络模型法以及热敏电参量(thermosensitive electrical parameter, TSEP)法四类^[5]。其中,

基金项目: 国网河北省电力有限公司科技项目(SGHEJY00GHJS2310075)

作者简介: 田家辉(1994—), 男, 硕士, 工程师, Email: tian_jiahui@qq.com

通讯作者: 李林璟(2001—), 女, 硕士, 主要研究方向为SiC MOSFET开关特性优化与应用, Email: 23126298@bjtu.edu.cn

热敏电参量法是利用外部电气参量实现器件结温在线监测,其热响应速度快、成本低且无需破坏器件封装,是目前在线结温监测的研究热点^[6]。

典型的静态热敏电参量主要是导通压降^[7-11]和导通电阻^[12]。文献[13]通过实验证明,中高压SiC MOSFET的导通压降与结温具有良好的敏感度。目前SiC MOSFET导通压降的测量有小电流注入和大电流注入两种方法。小电流注入法下的导通压降与结温间具有良好的线性度,但需要辅助测量的激励源,且仅适用于离线测量,无法在线应用^[8]。基于大电流的导通压降的测量方案省去了复杂的激励源电路,可应用于在线测量,但在开关过程中SiC MOSFET的漏极与源极两端存在高低压的来回切换,且SiC MOSFET的导通电阻极低,这对测量电路的量程与精度的兼顾提出了巨大的挑战。文献[9-11]提出了不同的SiC MOSFET导通压降在线测量电路,但如何提高导通压降的测量准确性并减少测量干扰仍有待进一步解决。此外,利用测量的导通压降与负载电流可计算获得导通电阻,而SiC MOSFET导通电阻与结温成正相关。对此,文献[12]采用导通电阻建立SiC MOSFET结温在线监测框架,相比导通压降,导通电阻更易于在二维正方形正则域上进行解析插值。然而,不论是SiC MOSFET的静态热敏电参量导通电压还是导通电阻,通常只有中高压的SiC MOSFET才呈现单调的正温度特性,并不适用于低压SiC MOSFET。

动态热敏电参量有阈值电压^[14-16]、开通/关断延迟时间^[17-18]、漏极电流变化率^[19-20]、米勒平台电压^[21-22]等参量。SiC MOSFET的阈值电压与结温具有良好的线性关系。文献[14]提出基于饱和电流结合线性外推法计算阈值电压,然而测量SiC MOSFET的饱和电流将产生大量损耗,多次测量易毁坏器件。文献[15]设计了SiC MOSFET阈值电压在线测量电路。文献[16]提出一种利用多项式拟合阈值电压的测量算法以避免测量电路中的振荡干扰,然而控制器的频率将限制该复杂算法的时效性。文献[17-18]采用SiC MOSFET开通/关断延迟时间作为热敏电参量,然而在大负载电流下,关断延迟时间的结温敏感性显著降低。文献[19-20]通过理论分析证明了SiC MOSFET的开通漏极电流变化率与结温具有良好的线性关系,但未给出可行的在线测量电路方案。

本文提出一种针对中高压SiC MOSFET的静

态热敏电参量——导通电阻的测量电路,实现了SiC MOSFET结温的在线监测。首先分析了导通电阻与结温的相关性,并对导通压降在线测量电路的工作原理和参数设计进行研究,仿真与实验验证了该测量电路的可行性;基于双脉冲测试平台,离线校准了导通电阻、负载电流以及结温的模型;基于BUCK变换器实验平台,在两种不同的连续工况下,验证了利用SiC MOSFET导通电阻进行结温在线监测的可行性与适用性。

1 导通电阻与结温相关性分析

SiC MOSFET的导通电阻 R_{dson} 是指器件导通后漏源极电压 v_{ds} 与漏极电流 i_{d} 的比值。沟槽栅型SiC MOSFET的导通电阻 R_{dson} 的内部结构如图1所示。与平面栅SiC MOSFET相比,沟槽栅SiC MOSFET消除了JFET区,不存在JFET电阻 R_{JFET} 。根据漏极电流流向可知,导通电阻 R_{dson} 的各部分是串联的。

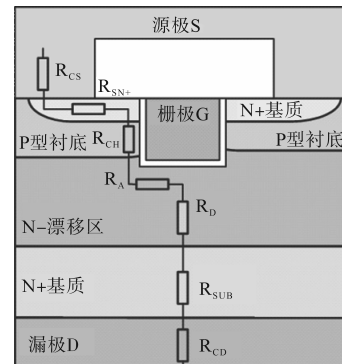


图1 SiC MOSFET导通电阻的组成

Fig.1 Composition of SiC MOSFET on-state resistance

因此SiC MOSFET在导通状态下,其导通电阻 R_{dson} 表达式如下式所示:

$$R_{\text{dson}} = R_{\text{CS}} + R_{\text{SN}+} + R_{\text{CH}} + R_{\text{A}} + R_{\text{D}} + R_{\text{SUB}} + R_{\text{CD}} \quad (1)$$

式中: R_{CS} 为源极接触电阻; $R_{\text{SN}+}$ 为源区电阻; R_{CH} 为沟道电阻; R_{A} 为积累层电阻; R_{D} 为漂移区电阻; R_{SUB} 为衬底电阻; R_{CD} 为衬底接触电阻。

通常源极接触电阻 R_{CS} 、源区电阻 $R_{\text{SN}+}$ 、衬底电阻 R_{SUB} 和衬底接触电阻 R_{CD} 占比极小,因此导通电阻 R_{dson} 可近似简化为

$$R_{\text{dson}} \approx R_{\text{CH}} + R_{\text{A}} + R_{\text{D}} \quad (2)$$

沟道电阻 R_{CH} 、积累层电阻 R_{A} 以及漂移区电阻 R_{D} 的表达式分别为

$$R_{\text{CH}} = L_{\text{CH}} / [Z\mu_{\text{m}}C_{\text{OX}}(V_{\text{GS}} - V_{\text{th}})] \quad (3)$$

$$R_{\text{A}} = L_{\text{A}} / [Z\mu_{\text{na}}C_{\text{OX}}(V_{\text{GS}} - V_{\text{th}})] \quad (4)$$

$$R_D = \frac{\rho_D W_{cell}}{2} \ln\left(\frac{W_{cell}}{a}\right) + \rho_D \left(t + \frac{a}{2} - \frac{W_{cell}}{2}\right) \quad (5)$$

式中: L_{CH} 为沟道长度; C_{OX} 为氧化层电容; μ_{ni} 为反型层电子迁移率; L_A 为积累层宽度; μ_{nA} 为积累层电子迁移率; V_{GS} 为SiC MOSFET给定驱动电压; ρ_D 为漂移区电阻率; W_{cell} 为元胞宽度; a 为漂移区电流流动的横截面宽度。

不同电压等级的SiC MOSFET导通电阻组成部分占比有所不同。图2为Rhom公司生产的两种不同电压等级的SiC MOSFET的导通电阻与结温的关系曲线图。通常,对于中高压SiC MOSFET,为使器件能够承受更高电压,漂移区电阻 R_D 占其导通电阻 R_{dson} 的主体,使得 R_{dson} 呈现单调的正温度特性,如图2a所示。对于低压SiC MOSFET,其导通电阻呈现非单调的温度特性。在温度较低时,其导通电阻 R_{dson} 以积累层电阻 R_A 和沟道电阻 R_{CH} 为主,使得 R_{dson} 呈现负温度特性;当温度进一步升高,导通电阻 R_{dson} 以漂移区电阻 R_D 为主,使得 R_{dson} 呈现正温度特性,如图2b所示。

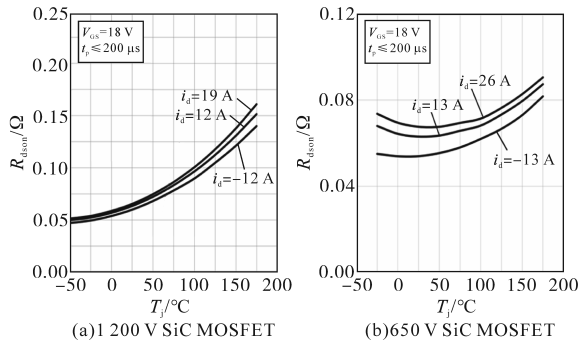


图2 不同电压等级SiC MOSFET的导通电阻

Fig.2 On-state resistance of SiC MOSFET with different voltage levels

分析式(3)~式(5)可得:SiC MOSFET给定驱动电压 V_{GS} 也将影响导通电阻的组成。当 V_{GS} 较高时,导通电阻 R_{dson} 以漂移区电阻 R_D 为主, R_{dson} 呈现正温度特性;当 V_{GS} 较低时,导通电阻 R_{dson} 中积累层电阻 R_A 和沟道电阻 R_{CH} 占比将增加,这将减弱 R_{dson} 的正温度特性,甚至使得 R_{dson} 呈现负温度特性。因此,利用SiC MOSFET的 R_{dson} 作为热敏电参量时,应尽量确保SiC MOSFET驱动电压 V_{GS} 较高,综合考虑短路承受能力以及驱动可靠性,建议选择+16~+18 V的开通驱动电压。

SiC MOSFET导通电阻 R_{dson} 除了与给定驱动电压 V_{GS} 、结温 T_j 相关外,还与负载电流 I_L 相关。当负载电流 I_L 增加时,SiC MOSFET沟道中的载流子密度增加,这将导致沟道电阻 R_{CH} 增加,从而使

得导通电阻 R_{dson} 增加,如图2所示。通常, SiC MOSFET型号和给定驱动电压选定后不再改变, SiC MOSFET导通电阻 R_{dson} 主要随结温 T_j 和负载电流 I_L 变化,因此在利用导通电阻 R_{dson} 进行结温监测的过程中,需进一步考虑负载电流 I_L 的影响。

2 导通压降在线测量

2.1 导通电阻的在线测量电路原理

由上述分析可知,对于中高压SiC MOSFET,其导通电阻 R_{dson} 具有单调的正温度特性,可作为热敏电参量,而导通电阻可通过导通压降与负载电流间接计算获得。因此,基于SiC MOSFET导通电阻实现结温在线监测的前提是其导通压降的在线测量。

本文采用去饱和和保护电路的衍生电路来实现导通压降 V_{dson} 的测量。图3为SiC MOSFET导通压降在线测量电路的原理图,分别在SiC MOSFET处于导通与关断两种状态下,进行测量电路的原理分析。

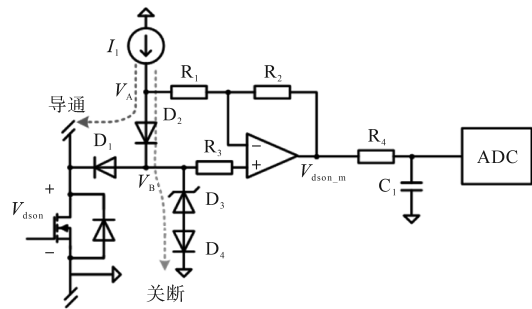


图3 SiC MOSFET导通压降在线测量电路图

Fig.3 Circuit diagram of SiC MOSFET on-state voltage online measurement

由图3可见,当SiC MOSFET处于导通状态时,恒流源 I_L 的电流流经高压二极管 D_2 , D_1 和SiC MOSFET,此时有:

$$V_B = V_A - V_{D2} \quad (6)$$

$$V_{dson} = V_B - V_{D1} \quad (7)$$

假设两个二极管具有完全一致的导通特性,且流经相同的电流,则此时其正向导通压降相同,即 $V_{D1}=V_{D2}$,从而推导得到:

$$V_{dson} = 2V_B - V_A \quad (8)$$

当电阻 $R_1=R_2$,可进一步推导获得:

$$V_{dson_m} = V_B - (V_A - V_B) = 2V_B - V_A = V_{dson} \quad (9)$$

即运放输出电压 V_{dson_m} 近似等于待测SiC MOSFET两端的导通压降 V_{dson} 。

当SiC MOSFET处于关断状态时,二极管 D_1 和 D_4 可防止功率回路电流流入测量电路。为进

一步保护测量电路,恒流源电流流经二极管 D_2 、稳压管 D_3 与二极管 D_4 。其中,稳压管 D_3 与二极管 D_4 将运算放大器同相输入端电压钳位至一个稳定值,此时有:

$$V_A = V_B + V_{D2} \quad (10)$$

$$V_B = V_{D3} + V_{D4} \quad (11)$$

同样,基于电阻 $R_1=R_2$ 可推导得到:

$$V_{dson_m} = V_{D3} + V_{D4} - V_{D2} \quad (12)$$

若假设二极管 D_2 与 D_4 流经相同的电流,且两个二极管型号相同,具有相同的导通特性,则可以进一步有 $V_{dson_m} \approx V_{D3}$ 。

2.2 电路参数设计分析

由图3所示的导通压降测量电路可知,高压二极管 D_1 和 D_2 一方面需要具有较高的耐压以保护测量电路;另一方面SiC MOSFET开关过程产生的 dv/dt 通过高压二极管寄生电容时,将形成共模电流噪声,对测量造成干扰。为最大限度减小该影响,高压二极管需具备超快的反向恢复过程和较低的寄生电容。因此,本文选用型号为GB02-SLT12的SiC SBD,其具有更高的耐压(1.2 kV)和极低的开关时间($t_{sw} < 10$ ns)。

此外,确保高压二极管 D_1 与 D_2 具有相同的导通特性,且流经相同的电流,这对整个导通压降测量电路的准确性非常重要。然而,由于潜在的参数不匹配问题,即使使用同一批型号的高压二极管,其特性也可能有所不同,从而造成了测量电路的误差。针对该问题,唯一可控的因素是流经二极管的电流。为尽可能减小由于两个高压二极管正向压降的差异而引入的测量误差,进行如图4a所示的正向压降匹配度测试,恒流源可利用芯片LT3092与电阻串联实现。通过调整恒流源大小测试两个相同型号的二极管的正向压降差异来确定合适的恒流源电流 I_{test} 。

测试结果如图4b所示,流经二极管的正向电流越小,二极管两端的正向压降越小,则两个二极管正向压降间的差异也越小。当流经二极管的测试电流 $I_{test} \leq 5$ mA时,两个二极管的正向导通压降 V_{D1} 和 V_{D2} 之间的差异 $|V_{D1} - V_{D2}|$ 被降至极低,这有助于减小SiC MOSFET正向导通压降的测量误差。因此,设定恒流源电流 I_1 为5 mA以降低由于两个二极管参数不匹配而可能带来的测量误差。此外,温度因素也将影响二极管的正向特性。在电路板布局时需要将两个二极管尽可能靠近,确保两个二极管的结温保持在相近的水平,以进一

步减小两个二极管正向压降间的差异。

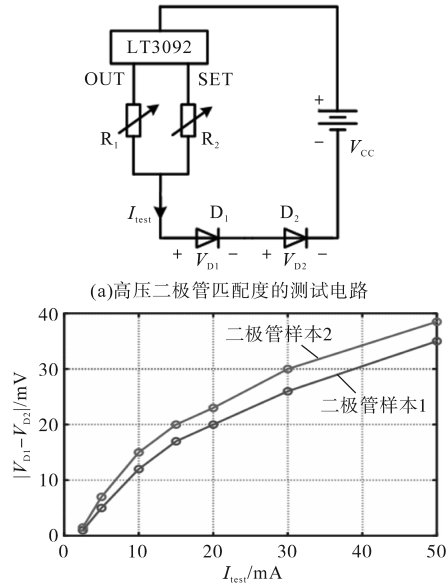


图4 高压二极管正向电压匹配度的测试图

Fig.4 Test diagram for forward voltage matching of high-voltage diodes

图3中的稳压管 D_3 与二极管 D_4 可以实现导通压降测量电路的钳位保护。本文选用3.3 V稳压管BZT52C3V3,其漏电流为nA级别。在待测SiC MOSFET导通时,稳压管两端的电压低于其击穿电压 V_z ,稳压管不被击穿。此时,流经稳压管的漏电流极小,确保了两个高压二极管 D_1 与 D_2 流经相同的电流,从而提高了测量的准确性。在待测SiC MOSFET关断时,稳压管 D_3 反向击穿,恒流源电流流经的是稳压管 D_3 与二极管 D_4 组成的低阻抗的回路,实现了钳位功能以保护测量电路。

运算放大器的精度也将影响导通压降测量电路的准确性,尤其需要考虑运算放大器的输入偏置电流 I_{bias} 与偏置电压 V_{os} 带来的影响。较大的输入偏置电流 I_{bias} 将导致流经两个高压二极管的电流不一致从而引入误差,而较大的偏置电压 V_{os} 将直接影响运算放大器输出电压的准确性。本文采用的运算放大器型号为OPA197,其具有极低的偏置电流 I_{bias} 和偏置电压 V_{os} ,偏置电流 I_{bias} 为5 pA,偏置电压 V_{os} 为0.25 mV,可减小由于运算放大器引入的误差。此外,为抑制输入偏置电流对输出电压的影响,设置图3中运算放大器同相输入端电阻 $R_3=R_1//R_2$,采用高精度、低温漂的电阻。

2.3 导通压降测量电路的仿真与实验验证

图5为采用两种不同钳位方式的测量电路,其中,图5a为本文所采用的钳位方式,图5b为传

统钳位方式。对于传统钳位方式而言,当待测SiC MOSFET导通时,恒流源的部分电流将分流流经钳位电路,从而使得流经两个二极管 D_1, D_2 的电流不一致,干扰导通压降的测量。为进行两种钳位方式的对比,利用仿真软件LTspice,针对Rohm公司型号为SCT4062KRHR的SiC MOSFET进行仿真分析。

图6为采用两种不同钳位方式进行导通压降在线测量的仿真结果图。

如图6c所示,对于本文采用的钳位方式的导

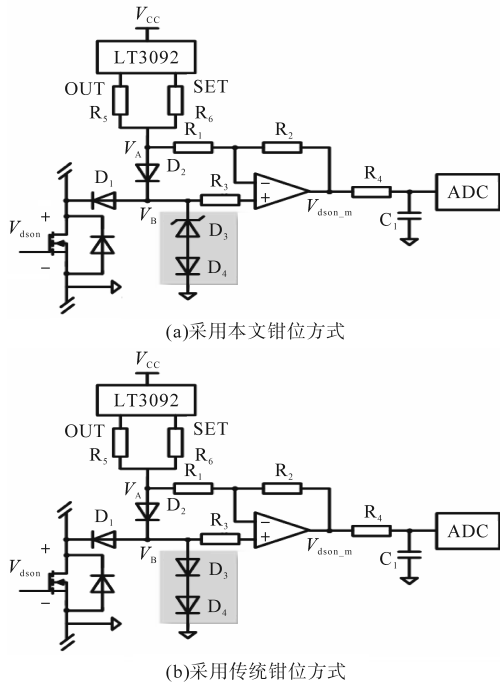


图5 采用不同钳位方式的测量电路对比
Fig.5 Comparison of measurement circuits using different clamping methods

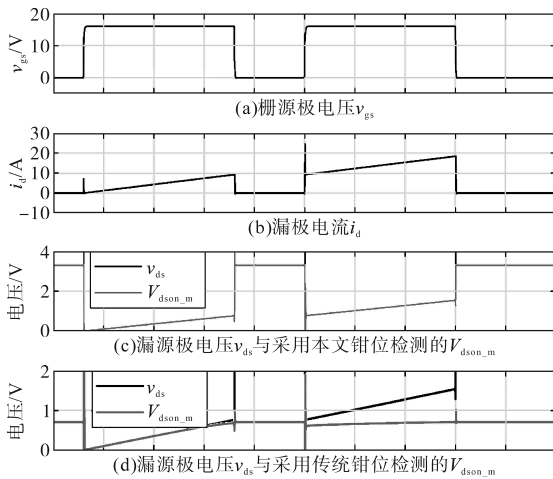


图6 SiC MOSFET导通压降在线测量电路仿真结果
Fig.6 Simulation results of SiC MOSFET on-state voltage online measurement circuit

通压降在线测量电路而言,在SiC MOSFET导通期间,测量电路的输出能够准确跟随SiC MOSFET实际的漏源极电压,并随着漏极电流的增加而增加;在SiC MOSFET关断期间,测量电路输出被稳定钳位在稳压管的击穿电压附近。在SiC MOSFET开通与关断切换的瞬态,导通压降测量电路输出存在过冲与振荡,这主要是由于电路的杂散电感与输出电容谐振引起的。如图6d所示,对于采用传统钳位方式的导通压降在线测量电路而言,在流经待测SiC MOSFET的电流较小时,测量电路的输出能够跟随SiC MOSFET实际的漏源极电压。然而,随着流经SiC MOSFET漏极电流的增加,钳位电路分流一部分恒流源的电流,导致测量电路的输出与SiC MOSFET实际的漏源极电压之间的误差逐渐增大,直至无法对导通压降进行测量。

表1为上述两种测量电路在不同漏极电流下的仿真结果。在漏极电流较小时,两种测量电路均能准确测量对应的导通压降。然而当漏极电流增加为10 A时,传统钳位电路的测量结果与实际值的相对误差已经超过10%。

随着漏极电流继续增加,传统钳位方式的测量电路已经无法继续对SiC MOSFET导通压降进行在线测量。由表1的仿真结果可知,本文所采用的测量电路在不同漏极电流下的测量误差均小于1%,保持着较高的测量精度。因此,本文所采用的测量电路,可在更宽电流范围内实现导通压降的在线测量。

表1 两种测量电路在不同漏极电流下的仿真对比

Tab.1 Simulation comparison of two measurement circuits under different drain currents

漏极 电流/A	导通压降/mV		相对误差/%	
	实际值	本文方式	传统方式	本文方式
5	433.0	434.5	431.3	0.3
10	840.3	841.7	636.5	24.3
15	1 263.5	1 265.2	692.0	45.2
20	1 689.1	1 690.5	714.7	57.7
25	2 048.6	2 050.1	714.3	65.1

3 实验验证

3.1 双脉冲实验平台

基于如图7所示的双脉冲测试平台,对SiC MOSFET导通压降在线测量电路进行实验验证,具体测试平台参数如表2所示。

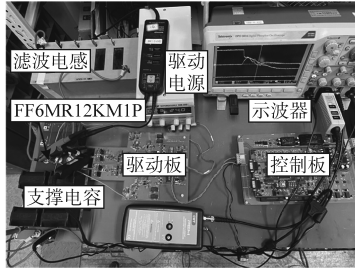


图7 双脉冲测试平台

Fig.7 Experimental platform for double pulse test

表2 双脉冲测试平台参数

Tab.2 Dual pulse testing platform parameters

参数	数值
SiC MOSFET	SCT4062KRHR(1 200 V/26 A)
SiC 二极管SBD _f	1DWD40G120C5(1 200 V/40 A)
驱动电压 V_{GS}/V	+16/0
驱动开通电阻 R_{on}/Ω	7.5
驱动关断电阻 R_{off}/Ω	15
负载电感 $L/\mu H$	500
母线电压 V_{DC}/V	400

图8为导通压降在线测量电路的实验验证图。由图8可见,在SiC MOSFET关断期间,导通压降测量电路的输出电压被钳位在稳压管的击穿电压附近;在SiC MOSFET导通期间,经过约2 μs 的延迟与振荡后,导通压降测量值随着漏极电流的增加而增加,与理论分析一致。

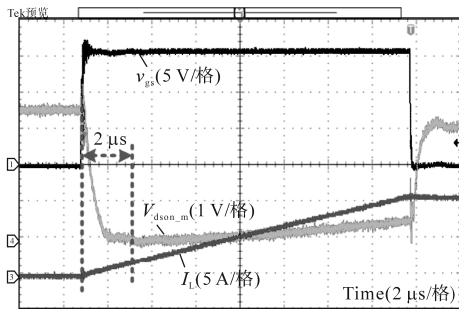


图8 导通压降在线测量电路的实验验证图

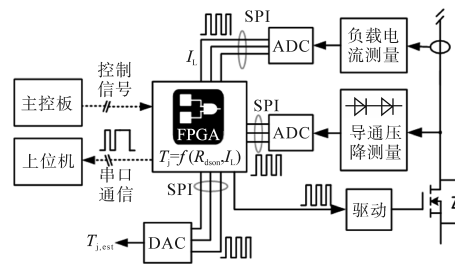
Fig.8 Experimental waveforms of SiC MOSFET on-state voltage online measurement circuit

由于SiC MOSFET在开通与关断切换过程中,寄生电感与输出电容将发生振荡,对此,本文加入了带宽为500 kHz的低通滤波器以避免该振荡对测量电路造成的影响,但同时也引入了2 μs 的延迟。下面将基于总体结温在线监测框架,介绍克服该开通延迟对测量电路影响的方案。

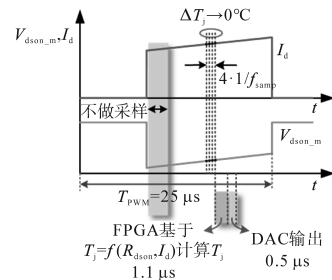
基于上述导通压降在线测量电路以及导通电阻与结温的相关性分析,进一步搭建如图9所示的SiC MOSFET结温在线监测平台。图9a展示了基于导通电阻 R_{dson} 的结温在线监测框架,其基

本思路是:控制器FPGA基于主控板的控制信号,通过SPI通信,获取12位模数转换芯片(ADC)在线采样的SiC MOSFET导通压降 V_{dson} 与负载电流 I_L 的数字量,从而计算获得对应的导通电阻 R_{dson} 。进一步,结合存储在FPGA中的结温 T_j 、导通电阻 R_{dson} 与负载电流 I_L 的校准模型 $T_j=f(R_{dson}, I_L)$,实时计算出当前SiC MOSFET的结温,最后通过SPI通信控制DAC将当前结温信息以模拟电压量的形式输出。图9b以40 kHz开关频率的工况为例,展示了采用平均数字滤波器来测量结温的原理。在SiC MOSFET开通瞬态期间,为避免图8所示的振荡和延迟时间对导通压降和负载电流采样的影响,该阶段不做任何采样。而在脉冲中点, SiC MOSFET已完全导通,且没有高频振荡干扰采样。此时, FPGA控制ADC在脉冲中点同时进行导通压降以及负载电流的采样。进一步,为提高采样精度,并减少测量噪声带来的影响,加入平均数字滤波器提高采样的准确性。设置ADC的采样频率 f_{sampp} 为1.25 MHz,连续4次采样将在3.2 μs 内完成。FPGA基于ADC采样的导通压降与负载电流信息,并结合离线校准的导通电阻、负载电流以及结温的模型 $T_j=f(R_{dson}, I_L)$,在1.1 μs 内完成当前结温的实时计算,并进一步控制DAC芯片在0.5 μs 内将当前结温转换成电压量输出,从而实现当前结温的在线监测。

基于对结温在线监测框架的分析可知,利用



(a)基于导通电阻的结温在线监测框架图



(b)采用数字滤波的结温在线监测的示例图

图9 SiC MOSFET导通电阻结温在线测量原理的示意图

Fig.9 Schematic diagram of online measurement of junction temperature based on SiC MOSFET on-state resistance

导通电阻进行SiC MOSFET结温在线监测的前提是获取导通电阻、结温以及负载电流的校准模型 $T_j=f(R_{dson}, I_L)$ 。下面基于双脉冲测试平台,在不同结温以及负载电流下测量SiC MOSFET的导通电阻,以获取该校准模型。

3.2 基于双脉冲测试的结温离线校准

为获得校准模型 $T_j=f(R_{dson}, I_L)$,基于图7所示的双脉冲测试平台,利用加热台持续加热直至热平衡来控制待测SiC MOSFET工作在不同的温度。测试的温度范围为25~125 °C,测试的电流范围为2.5~21.1 A。

离线校准的实验结果如图10所示,由图10a可见,随着结温增加,导通电阻 R_{dson} 逐渐增加,与前文理论分析一致,且导通电阻 R_{dson} 的结温敏感性非常显著,结温 T_j 从25 °C增加至125 °C,导通电阻增加了58%。由图10b可见,随着负载电流 I_L 增加,导通电阻 R_{dson} 也有所增加。然而,相较结温 T_j ,导通电阻 R_{dson} 对负载电流 I_L 的敏感性相对较低,负载电流 I_L 从2.5 A增加至21.1 A,导通电阻仅增加了8%。

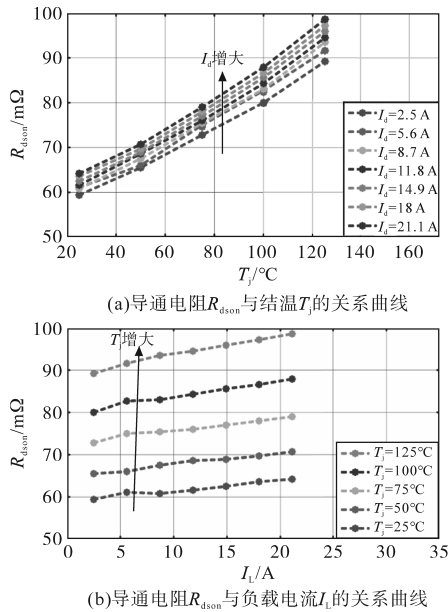


图10 不同结温和负载电流下的导通电阻 R_{dson} 测量值

Fig.10 Measurement of on-state resistance at different junction temperature and load current

基于上述双脉冲测试平台获取的离线校准数据,利用多项式拟合结温 T_j 、负载电流 I_L 以及导通电阻 R_{dson} 的校准模型。选取离线获取的34个点(共35个点)进行拟合,利用剩余的点进行拟合误差的验证,获得多项式拟合表达式为

$$T_j = -302.8 + 7.065R_{dson} - 0.806I_L - 0.0254R_{dson}^2 - 0.00272R_{dson}I_L \quad (13)$$

利用剩余的点(76 mΩ, 11.8 A, 75 °C)进行验证,拟合得到对应的结温为75.5 °C,拟合误差不超过1%。

3.3 BUCK 实验平台下的结温验证

为在变换器中验证基于导通电阻 R_{dson} 的SiC MOSFET结温在线监测方案的可行性,进一步搭建BUCK变换器平台进行结温在线监测验证,实验平台的参数如表3所示。在BUCK变换器稳定运行一段时间直至被测SiC MOSFET基本达到热平衡时,利用上述方案在线监测SiC MOSFET的结温,并对比所提方案的结温测量结果与红外热成像仪的测量结果以验证方案的可行性。

表3 BUCK 变换器实验平台参数表

Tab.3 BUCK experimental platform parameter table

参数	数值
输入电压 V_{in}/V	400
输出电压 V_o/V	216
开关频率 f_{sw}/kHz	40
电感 $L/\mu H$	1 264
输入电容 $C_{in}/\mu F$	300
输出电容 $C_o/\mu F$	300

如图9所示,对于利用导通电阻进行结温在线监测的方案而言,其测量结果最终是通过DAC以模拟电压量的形式来表示实际测量得到的结温,DAC输出的电压值与测量结温 $T_{j,est}$ 的关系如下式所示:

$$T_{j,est} = \frac{|V_{DAC}| \times 65\ 536/10 + 16\ 384}{655} \quad (14)$$

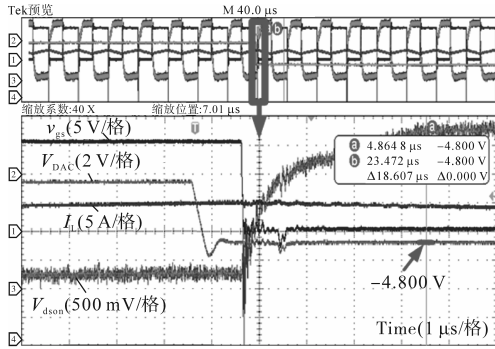
对于采用红外热成像仪测量结温的方案而言,若利用红外热成像仪直接测量SiC MOSFET结温,则需要打开模块封装并去除介电凝胶,这将降低SiC MOSFET的可靠性,并限制其最大阻断电压。因此,本文利用红外热成像仪测量SiC MOSFET的壳温 T_c ,结合实验计算得到的损耗以及热模型来估计对应的SiC MOSFET结温 $T_{j,m}$,其计算公式如下式所示:

$$T_{j,m} = T_c + R_{th,jc} \times P_{total} \quad (15)$$

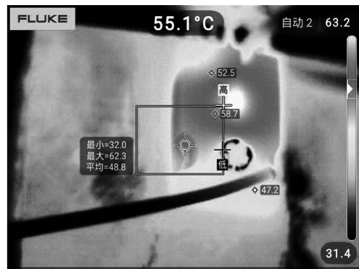
为验证上述结温监测方法的可行性与适用性,设置两种BUCK变换器工况参数,通过调节实验工况的负载电流和驱动电阻来改变SiC MOSFET的导通损耗与开关损耗,从而控制SiC MOSFET在两种工况下稳定在不同的结温。设置工况1的负载电流为14.2 A, SiC MOSFET开通电阻为7.5 Ω,关断电阻为15 Ω;设置工况2的负载电流

为17.6 A, SiC MOSFET开通与关断驱动电阻均为15 Ω。图11和图12分别为两种不同工况下的SiC MOSFET结温在线验证图。

图11a为BUCK变换器在工况1下的实验波形, DAC输出电压为-4.8 V, 依据式(14)求得对应的SiC MOSFET结温 $T_{j,est}$ 为73.0 °C。图11b表示该工况下红外热成像仪测量的SiC MOSFET壳温 T_c 为55.1 °C, 依据实验测量计算得到的总损耗 P_{total} 为16.8 W, 并结合数据手册给定的结-壳间热阻 $R_{th,jc}$ 为0.98 W/°C, 最终利用式(15)估计SiC MOSFET对应的结温 $T_{j,m}$ 约为71.6 °C。



(a)BUCK变换器平台连续结温验证波形



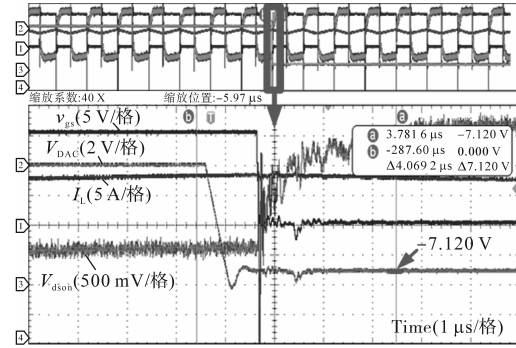
(b)热成像仪测量结果

图11 工况1下的SiC MOSFET结温在线监测验证图

Fig.11 Verification diagram of SiC MOSFET junction temperature online monitoring under operating condition 1

图12a为BUCK变换器在工况2下的实验波形, DAC输出电压为-7.12 V, 依据式(14)求得对应的SiC MOSFET结温 $T_{j,est}$ 为96.3 °C。图12b展示了该工况下红外热成像仪测量的SiC MOSFET壳温 T_c 为67.3 °C, 依据实验测量计算得到的总损耗 P_{total} 为27.4 W, 并结合数据手册给定的结-壳间热阻 $R_{th,jc}$ 为0.98 W/°C, 最终利用式(15)估计SiC MOSFET对应的结温 $T_{j,m}$ 约为94.1 °C。

表4在上述两种工况下, 对比了基于导通电阻的结温在线监测结果与红外热成像仪结合热模型的结温测量结果。可见不同工况下, 两种方案的结温测量结果均相差不超过3 °C, 这验证了所提基于导通电阻实现结温在线监测方法的可行性与适用性。



(a)BUCK变换器平台连续结温验证波形



(b)热成像仪测量结果

图12 工况2下的SiC MOSFET结温在线监测验证图

Fig.12 Verification diagram of SiC MOSFET junction temperature online monitoring under operating condition 2

表4 所提结温测量方案与红外热成像仪测量结果的对比

Tab.4 Comparison between the proposed online junction temperature measurement method and the measurement results of IR camera

实验工况	所提方案的结温预测结果 $T_{j,est}$ /°C	红外热成像仪结合热模型测量结果 $T_{j,m}$ /°C
$R_{on}=7.5 \Omega, R_{off}=15 \Omega,$ $I_L=14.2 \text{ A}$	73.0	71.6
$R_{on}=15 \Omega, R_{off}=15 \Omega,$ $I_L=17.6 \text{ A}$	96.3	94.1

4 结论

本文基于SiC MOSFET静态热敏电参量——导通电阻, 进行其结温在线监测的研究。首先分析了导通电阻与结温的相关性, 对于中高压SiC MOSFET, 其导通电阻与结温呈单调正相关性, 这为SiC MOSFET结温在线监测方案提供了理论基础。其次, 对导通压降在线测量电路的工作原理和参数设计进行理论分析, 并通过仿真与实验验证所采用的导通压降测量电路的可行性。进而基于双脉冲实验平台, 在不同负载电流和结温下, 校准了SiC MOSFET结温、导通电阻和负载电流的模型。最后, 搭建BUCK变换器实验平台, 在两种不同工况下, 对比基于导通电阻的SiC MOSFET结温在线监测方案的测量结果与红外热成像仪的测量结果, 两种方案的测量结果相差不超过

3 ℃,验证了基于导通电阻的结温在线测量方案的可行性与适用性。

参考文献

- [1] 盛况,任娜,徐弘毅.碳化硅功率器件技术综述与展望[J].中国电机工程学报,2020,40(6):1741-1753.
SHENG Kuang, REN Na, XU Hongyi. A recent review on silicon carbide power devices technologies[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(6): 1741-1753.
- [2] SATIK M H M, POU J, PRASANTH S, et al. Comparison of IGBT junction temperature measurement and estimation methods—a review[C]//2017 Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT), IEEE, 2017: 1-8.
- [3] YANG S Y, BRYANT A, MAWBY P, et al. An industry-based survey of reliability in power electronic converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(3): 1441-1451.
- [4] BAKER N, LISERRE M, DUPONT L, et al. Improved reliability of power modules: a review of online junction temperature measurement methods[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2014, 8(3): 17-27.
- [5] BLACKBURN D L. Temperature measurements of semiconductor devices—a review[C]//Twentieth Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium (IEEE Cat.No.04CH37545), IEEE, 2004: 70-80.
- [6] 祝冲冲,王祥,罗皓泽,等.基于热敏感电参数法的大容量IGBT模块动态结温在线检测研究[J].中国电机工程学报, 2017, 37(9): 2686-2694.
ZHU Chongchong, WANG Xiang, LUO Haoze, et al. Dynamical junction temperature online extraction with thermal sensitive electrical parameters for high power IGBT modules[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(9): 2686-2694.
- [7] GONZALEZ J O, ALATISE O, HU J, et al. An investigation of temperature-sensitive electrical parameters for SiC power MOSFETs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(10): 7954-7966.
- [8] AVENAS Y, DUPONT L, KHATIR Z. Temperature measurement of power semiconductor devices by thermo-sensitive electrical parameters—a review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(6): 3081-3092.
- [9] MOCEVIC S, MITROVIC V, WANG J, et al. Gate-driver integrated junction temperature estimation of SiC MOSFET modules[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 10(5): 4965-4980.
- [10] MENG H, XIANG L, ZUO L, et al. A highly precise on-state voltage measurement circuit with dual current sources for on-line operation of SiC MOSFETs[J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2023(4): 561-566.
- [11] ROSSETTO L, SPIAZZI G. A fast on-state voltage measurement circuit for power devices characterization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 37(5): 4926-4930.
- [12] STELLA F, PELLEGRINO G, ARMANDO E, et al. Online junction temperature estimation of SiC power MOSFETs through on-state voltage mapping[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(4): 3453-3462.
- [13] GRIFFO A, WANG J, COLOMBAGE K, et al. Real-time measurement of temperature sensitive electrical parameters in SiC power mosfets[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3): 2663-2671.
- [14] YANG H C, SIMANJORANG R, SEE K Y. A method for junction temperature estimation utilizing turn-on saturation current for SiC MOSFET[C]//2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia), IEEE, 2018: 2296-2300.
- [15] JIANG X, WANG J, YU H, et al. Online junction temperature measurement for SiC MOSFET based on dynamic threshold voltage extraction[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(4): 3757-3768.
- [16] 张擎昊,张品佳.一种基于门极电压阈值检测的SiC MOSFET结温在线监测方法[J].中国电机工程学报, 2020, 40(18): 5742-5750.
ZHANG Qinghao, ZHANG Pinjia. A novel on-line method for monitoring the junction temperature of SiC MOSFET based on threshold voltage[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(18): 5742-5750.
- [17] YANG F, PU S, XU C, et al. Turn-on delay based real-time junction temperature measurement for SiC MOSFETs with aging compensation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(2): 1280-1294.
- [18] ZHANG Z, DYER J, WU X, et al. Online junction temperature monitoring using intelligent gate drive for SiC power devices[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(8): 7922-7932.
- [19] LI Hui, LIAO Xinglin, HU Yaogang, et al. Analysis of SiC MOSFET dI/dt and its temperature dependence[J]. IET Power Electronics, 2018, 11(3): 491-500.
- [20] 黄德雷,杨帆,张地.基于开通 di_{dq}/dt 的SiC MOSFET模块结温提取研究[J].电力电子技术, 2018, 52(7): 73-75.
HUANG Delei, YANG Fan, ZHANG Di. Junction temperature extraction of SiC MOSFET module based on turn-on di_{dq}/dt [J]. Power Electronics Technology, 2018, 52(7): 73-75.
- [21] NI Z, ZHENG S, CHINTHAVALI M S, et al. Investigation of dynamic temperature-sensitive electrical parameters for medium-voltage SiC and Si devices[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(5): 6408-6423.
- [22] CHENG S, HU Y, XIANG C, et al. An online condition monitor method for IGBT independent of collector current[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(4): 4607-4621.

收稿日期:2025-04-22

修改稿日期:2025-07-14