DOI：10.13890/j.issn.1000-128X.2023.05.017　　文章编号：1000-128X(2023)05-0152-10

开通脉宽对功率半导体器件双脉冲测试的影响

张文亮[1]，余　伟[2]，杨　飞[3]，崔　雷[1]，廖辰玮[1]，李文江[1]
（1.山东阅芯电子科技有限公司，山东 威海　264315；
2.株洲中车时代半导体有限公司，湖南 株洲　412001；
3.江苏芯长征微电子集团股份有限公司，江苏 南京　211102）

摘　要：为更好地开展功率半导体器件的双脉冲测试，文章系统性地研究了开通脉宽对功率半导体器件双脉冲测试的影响。通过理论分析结合仿真验证的方式分别研究了IGBT器件和MOSFET器件开关特性与开通脉宽之间的关系，研究发现，IGBT器件和MOSFET器件都会受到关断延时电流偏差和测量自热效应的影响：如果开通脉宽太小，关断延时电流偏差会影响双脉冲测试结果；如果开通脉宽太大，测量自热效应会显著影响双脉冲测试结果；同时，当开通脉宽太小时，IGBT器件的双脉冲测试结果还会额外受到非稳态开关效应影响，而非稳态开关效应会导致测试波形振荡严重，可能损坏器件，但MOSFET器件不会受到非稳态开关效应的影响。研究结果表明，IGBT器件和MOSFET器件都存在一个合理的开通脉宽（或负载电感电感值）范围，在该范围内器件的开关特性几乎不受开通脉宽的影响，而上限临界脉宽建议通过产品手册的热阻抗曲线进行估算，下限临界脉宽建议通过双脉冲实测的方式来确认。

关键词：功率半导体器件；双脉冲测试；测量自热效应；非稳态开关效应；关断延时电流偏差
中图分类号：TM930　　**文献标识码：**A

A study on the influence of turn-on pulse width on double pulse testing for power semiconductor device

ZHANG Wenliang[1], YU Wei[2], YANG Fei[3], CUI Lei[1], LIAO Chenwei[1], LI Wenjiang[1]

(1. Prime-rel Electronic Technology Co., Ltd., Weihai, Shandong 264315, China; 2. Zhuzhou CRRC Times Semiconductor Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China; 3. Marching-Power Technology Group Co., Ltd., Nanjing, Jiangsu 211102, China)

Abstract: In order to better carry out double pulse testing for power semiconductor devices, the influence of the turn-on pulse width on DPT (double pulse testing) of power semiconductor devices is investigated systematically in the paper. The relationship between switching characteristics of IGBT and MOSFET devices and the turn-on pulse width was studied by theoretical analyzing and simulation verification. It was found that the current deviation caused by turn-off delay time and the self-heating effect caused by the testing can affect both IGBT and MOSFET devices. The current deviation caused by turn-off delay time can affect the DPT testing results if the turn-on pulse width is too small. While the self-heating effect caused by the testing can significantly affect the DPT testing results if the turn-on pulse width is too large. Besides, the non-stationary switching effect affects the DPT testing results when the turn-on pulse width is too small. The non-stationary switching effect can cause severe waveform oscillation which may even damage the IGBT, while MOSFET cannot be affected by the nonstationary switching effects. The research results indicate that both IGBT and MOSFET devices have reasonable ranges of turn-on pulse width (or inductance of the load inductor). Within this range, the switching characteristics of the devices are almost

基金项目：国家重点研发计划项目（2018YFB1201804）
通信作者：李文江（1988—），男，硕士，高级工程师，硕士生导师，主要从事功率半导体器件特性及可靠性测试方法研究；
E-mail: liwenjiang@prime-rel.com
引用格式：张文亮, 余伟, 杨飞, 等. 开通脉宽对功率半导体器件双脉冲测试的影响[J]. 机车电传动, 2023(5): 152-161.
Citation: ZHANG Wenliang, YU Wei, YANG Fei, et al. A study on the influence of turn-on pulse width on double pulse testing for power semiconductor device[J]. Electric drive for locomotives,2023(5): 152-161.

not affected by the turn-on pulse width. It is recommended that the upper limit of the turn-on pulse width can be estimated through the thermal impedance curve in the product manual, and the lower limit of the turn-on pulse width can be verified by the double pulse testing.

Keywords: power semiconductor device; double pulse testing; self-heating effect caused by testing; nonstationary switching effect; current deviation caused by turn-off delay time

0　引言

对于各类电力电子系统，虽然拓扑类型和工作原理千差万别，但功率半导体器件在开关过程中的换流模式具有一定共性，即其换流过程都发生在电感负载的半桥结构[1]。因此对功率半导体器件开关特性及反向恢复特性的测试、评估和对比都可以基于电感负载的半桥电路进行，这便是业界所熟知的双脉冲测试（Double-Pulse Testing, DPT）[2-4]。目前，双脉冲测试已成为功率半导体器件的重要测试手段，广泛应用于器件产品开发阶段的特性表征测试和量产阶段的筛陷测试[5-8]。

通常在IGBT和MOSFET的产品手册中标明的器件开关特性是在感性负载条件下测试的，而负载电感的电感值却很少标注。功率器件的开关特性是否会受到负载电感的电感值影响，目前业界对此课题研究较少。文献[9]作者研究了负载电感对IGBT关断特性的影响，发现负载电感的电感值越大，关断下降时间t_f和关断损耗E_{off}越大，而且不同类型的IGBT关断特性受负载电感影响的敏感性不同。文献[10-12]研究结果表明，应当根据双脉冲测试平台的容量给出负载电感的选择范围：电感值太小会使负载电流上升过快，将导致测试精度的降低；而电感值太大又会导致双脉冲测试系统的电流容量降低。

本文作者在实际测试中多次发现，功率半导体器件的开关特性会受负载电感的电感值影响。因此，本文将系统性地研究负载电感电感值对双脉冲测试结果的影响，以期为双脉冲测试的负载电感选型、设计和使用提供指导。

1　双脉冲测试原理

双脉冲测试的最小系统如图1所示。系统包括母排电容C_{bus}、被测开关器件Q、被测二极管D、负载电感L，以及被测开关器件Q所对应的栅极驱动器及栅极电阻R_g。系统的寄生电感L_σ会显著影响测试结果，将其分为两个部分（$\frac{1}{2}L_\sigma$）分别放置在母排的正半段和负半段。

针对双脉冲测试方法，很多文献都有详细讲解[1]，本文不再赘述。测试过程的典型时序及波形如图2所示，图2中t_0和t_1时刻分别为开关器件第1次开通和关断时刻，t_2和t_3时刻分别为开关器件第2次开通和关断时刻，V_{GEon}和V_{GEoff}分别为开关器件开通和关断时栅极与发射极之间的电压，t_{on1}和t_{on2}分别为2次开通时开通脉冲的时长，t_{off}为2个开通脉冲之间的关断时长。

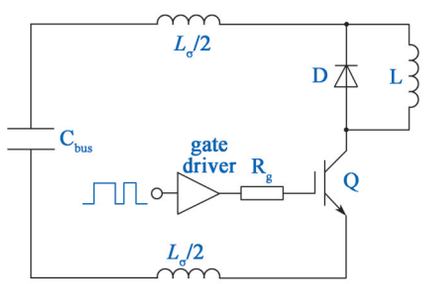


图1　双脉冲测试典型电路图

Fig. 1　Typical circuit of double pulse testing

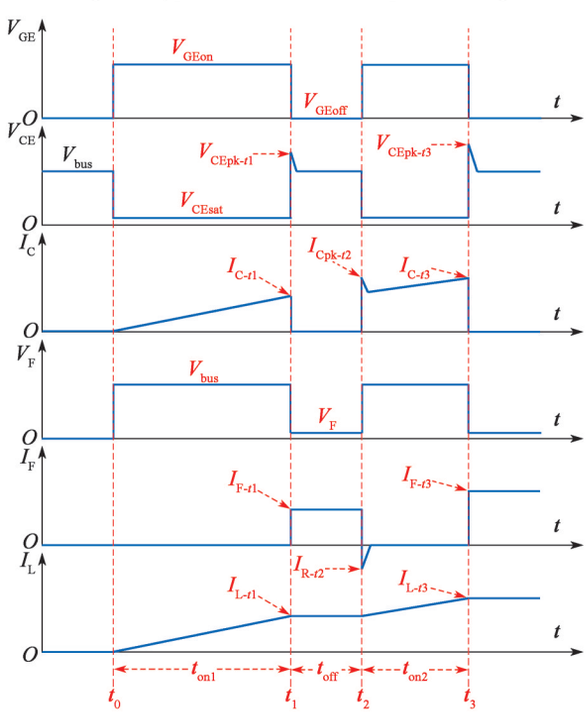


图2　双脉冲测试时序及波形

Fig. 2　Sequence and waveforms of double pulse testing

在实际的双脉冲测试中，测试电压条件是通过设置母排电容的电压V_{bus}来实现的，测试电流条件是通过合理设置负载电感的电感值L和开通脉宽（t_{on1}及t_{on2}）来实现的。t_1时刻用于测试关断特性，关断电压尖峰记为$V_{CEpk-t1}$，关断电流为

$$I_{L-t1}=\frac{V_{bus}t_{on1}}{L}$$

t_2时刻用于测试开通特性，若忽略电感电流在续流期间的衰减，开通电流为

$$I_{L-t2}=I_{L-t1}$$

t_3时刻也可用于测试关断特性，其关断电流为

$$I_{L-t3}=\frac{V_{bus}\left(t_{on1}+t_{on2}\right)}{L}$$

通常情况下，双脉冲测试系统只有少数几个不同电感值的电感，常用电感值包括20 μH、50 μH、100 μH、200 μH、500 μH、1 000 μH、2 000 μH等。由于开通脉宽连续可调，因此双脉冲系统的测试电流可连续设置。当测试电压和电流条件确定时，双脉冲测试的负载电感与开通脉宽一一对应。为表述方便，下文将从开通脉宽的角度来研究其对双脉冲测试结果的影响，但实质上也等效研究了负载电感对双脉冲测试结果的影响。

2 开通脉宽对IGBT器件双脉冲测试的影响

2.1 理论分析

2.1.1 非稳态开关效应分析

理想的关断过程应当是功率半导体器件从稳态导通状态切换至阻断状态，理想的开通过程应当是器件从阻断状态切换至稳态导通状态。所谓稳态导通状态是指开关器件外部电压及电流已恒定较长时间，器件内部载流子分布已进入稳定不变的状态。

理想的开关过程中开关器件的电流波形示意图如图3上半部分所示，其典型特征是器件开通后电流维持不变（$\frac{dI_C}{dt}=0$）。这种理想的测试波形很难以低成本的方式实现，业界多采用双脉冲测试的方式来得到近似理想的波形，如图3下半部分所示为双脉冲测试过程中开关器件的电流波形示意图，其典型特征是器件开通后电流会线性增加（$\frac{dI_C}{dt}>0$）。

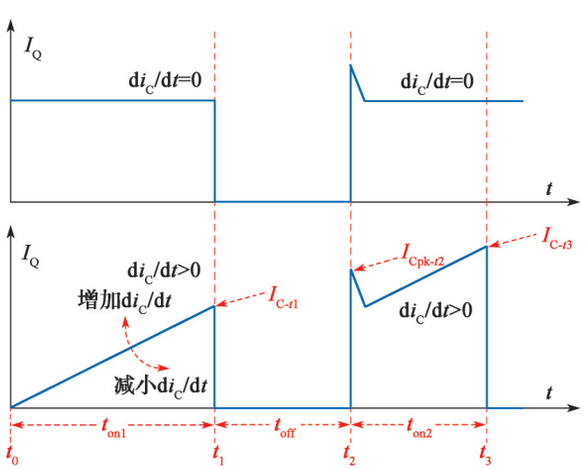


图3 理想的开关过程和双脉冲测试过程的电流波形示意图

Fig. 3 Current waveform of ideal switching and double pulse testing

当测试电压和测试电流条件确定时，开通脉宽越小，双脉冲测试需要的$\frac{dI_C}{dt}$越大，测试波形与理想化模型越偏离。当$\frac{dI_C}{dt}$太大时，IGBT器件会表现出明显的非稳态开关效应，这是因为IGBT属于双极型器件，正向导通时芯片漂移区会有电导调制效应，当IGBT芯片导通时不会立即形成稳定的载流子分布[13-14]，而需要以一定的速度逐渐形成。进行双脉冲测试时，被测器件在导通期间的电流随时间的增加而增加，内部载流子分布也随时间增加而变化。因此，器件开通过程实际是从阻断状态切换到“非稳态导通状态”，而器件关断过程实际是从“非稳态导通状态”切换到阻断状态，2种状态切换的瞬态过程各有差异。

2.1.2 关断延时电流偏差分析

由上文可知，双脉冲测试开关器件Q开通期间的负载电流应随着时间线性增加。以第1次关断时的电流分析为例，关断电流I_{C-t1}与开通脉宽t_{on1}的关系为

$$I_{C-t1}=\frac{V_{bus}t_{on1}}{L}$$

双脉冲测试时的理想脉宽是通过信号发生器提供的，理论上，精确控制开关器件Q的开通脉宽t_{on1}即可得到理论关断电流I_{C-t1}；但实际上，开关器件Q的实际脉宽与理想脉宽之间存在误差，其具体的波形示意图如图4所示。由图4可知，IGBT器件的关断过程通常分为2段，第1个时间段是从栅电压V_{GE}下降至$0.9V_{GEon}$开始，到I_C下降至$0.9I_{Cpk-t1}$结束，被称为关断延时时间$t_{d(off)}$；第2个时间段是从I_C下降至$0.9I_{Cpk-t1}$开始，到I_C下降至$0.1I_{Cpk-t1}$结束，被称为关断电流跌落时间t_f。在关断延时时间段内，IGBT器件并没有真正关断，电流会保持着相同的趋势继续增加至I_{Cpk-t1}。实际关断电流与理论关断电流之间的相对偏差为

$$\frac{I_{Cpk-t1}-I_{C-t1}}{I_{C-t1}}\approx\frac{t_{d(off)}}{t_{on1}}$$

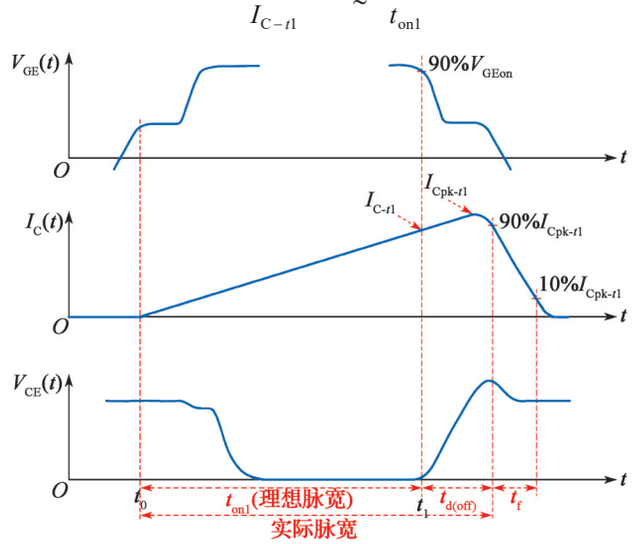


图4 双脉冲测试理想脉宽及实际脉宽差异

Fig. 4 Difference between ideal pulse width and actual pulse width in double pulse testing

对于低压小电流的IGBT器件而言（如Infineon IKZA75N65EH7），$t_{d(off)}$可能仅为数百纳秒量级；而对于高压大电流的IGBT功率器件而言（如Infineon

FZ1800R45HL4_S7），$t_{d(off)}$可能达到数微秒量级。当t_{on1}很小时，关断延时所导致的电流偏差将不可忽略。

2.1.3　测量自热效应分析

开通脉宽越大，双脉冲测试的$\frac{dI_C}{dt}$越接近于0，测试波形越接近理想模型，且非稳态开关效应的影响越弱，同时，关断延时所导致的电流相对偏差越小。但开通脉宽过大会带来测量自热效应，主要原因是IGBT器件正向导通时存在导通压降V_{CEsat}，该压降在器件开通期间所产生的通态损耗会使芯片结温T_{vj}快速升高。IGBT的开关特性与结温T_{vj}强相关，因此测量自热效应会导致明显的测量误差。Infineon IKQ50N120CH3产品的开关时间、开关损耗与结温的关系如图5所示。由图5可知，大部分参数随着T_{vj}升高都有明显变化，因此，双脉冲测试的开通脉宽也不宜太大。

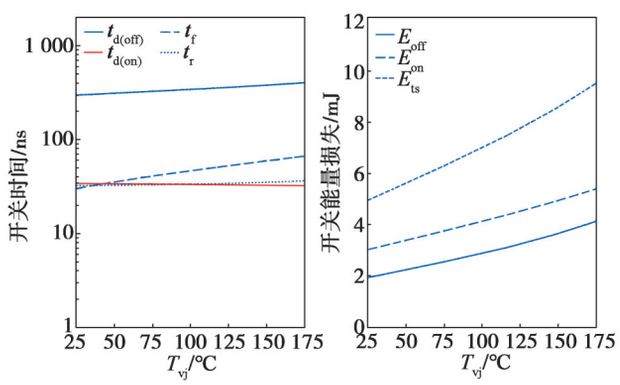


图5　开关时间（左）及开关损耗（右）与结温的关系

Fig. 5　The relationship between switching times (left) and switching losses (right) with junction temperature

除了测量自热效应外，还有2个方面的影响因素需考虑：

① 开通脉宽过大意味着需要使用大负载电感来限制$\frac{dI_C}{dt}$，这将导致电感的体积大、成本高；

② 更大的开通脉宽意味着母排电容需要释放更多电荷，此时为保证母排电压不会出现明显下降，母排电容的容量也需相应增大，这将导致母排电容数量多、成本高。

通过上述3点的理论分析可知，IGBT器件双脉冲测试的负载电感需要选择合适的电感值，以确保开通脉宽处于合理的范围之内。

2.2　仿真分析

2.2.1　IGBT仿真模型说明

为证实上述理论分析，本文通过软件进行仿真验证。仿真模型使用了1 200 V/75 A的IGBT器件模型，元胞结构采用典型的Trench + FS结构，设置芯片厚度为110 μm，芯片有源区面积为36.5 mm^2，载流子寿命为10 μs。仿真的双脉冲测试条件为V_{CC}=600 V，I_C=75 A，V_{GEoff}=0 V，V_{GEon}=15 V，R_{Gon}=R_{Goff}=2 Ω。为了方便分析IGBT的开关行为，模型使用了理想二极管，无反向恢复效应。

2.2.2　非稳态开关效应及关断延时电流偏差仿真

为分析开通脉宽对开关特性的影响，基于IGBT器件模型分别仿真了10 μH、20 μH、40 μH和100 μH负载电感条件下的开关过程，对应的开通脉宽t_{on1}分别为1.25 μs、2.50 μs、5.00 μs和12.50 μs。

仿真得到的关断波形如图6所示。为方便对比，将不同条件下的波形对齐，使V_{GE}波形尽可能重合。由图6可知，在不同的t_{on1}条件下，IGBT器件的关断波形出现明显差异，尤其是V_{CE}和I_C波形，具体如下：

① 在$t_{d(off)}$时段，IGBT器件尚未关断，电感电流仍在增加，导致实际的关断电流与理想的关断电流之间出现偏差。t_{on1}越小，$\frac{di_L}{dt}$越大，实际的关断电流I_{Cpk-t1}越大，关断电流偏差也越大。

② $\frac{di_L}{dt}$越大，关断时的$t_{d(off)}$越小，关断过程越“硬”（snappy turn-off），具体表现为$\frac{di_C}{dt}$、$\frac{dv_{CE}}{dt}$及$V_{CEpk-t1}$越大，V_{CE}及V_{GE}波形振荡越严重。

仿真得到的开通波形如图7所示。为方便对比，将不同条件下的波形对齐，使V_{GE}波形尽可能重合。为消除二极管反向恢复特性的影响，仿真模型使用了理想二极管。由图7可知，在不同的$\frac{di_L}{dt}$条件下，IGBT器件的开通波形无明显差异，尤其是V_{GE}和V_{CE}波形几乎完全重合。开通过程前期的I_C波形也完全重合，只有当电感电流I_L全部流入IGBT器件之后才出现差异。

仿真得到的在不同$\frac{di_L}{dt}$条件下IGBT模型分别在关断时刻和开通时刻的空穴分布情况如图8所示。

① 在关断时刻，不同的$\frac{di_L}{dt}$条件（或不同的t_{on1}条件）产生了明显不同的载流子分布。当$\frac{di_L}{dt}$较大时，芯片漂移区中的载流子浓度偏低；当$\frac{di_L}{dt}$降到15 A/μs时，载流子浓度趋于稳态。$\frac{di_L}{dt}$越大，关断过程越快越“硬”，其原因在于IGBT芯片内部载流子浓度偏低时，在关断过程中清除过剩载流子的时间更短。

② 在开通时刻，不同的$\frac{di_L}{dt}$条件并没有产生明显不同的载流子分布。

综上可知，较大的$\frac{di_L}{dt}$对IGBT关断过程有较大影响，对其开通过程几乎无影响。这是由于较大的$\frac{di_L}{dt}$使IGBT器件的关断初始条件不同，导致整个关断过程呈现明显差异。而在IGBT器件的开通过程中，较大的

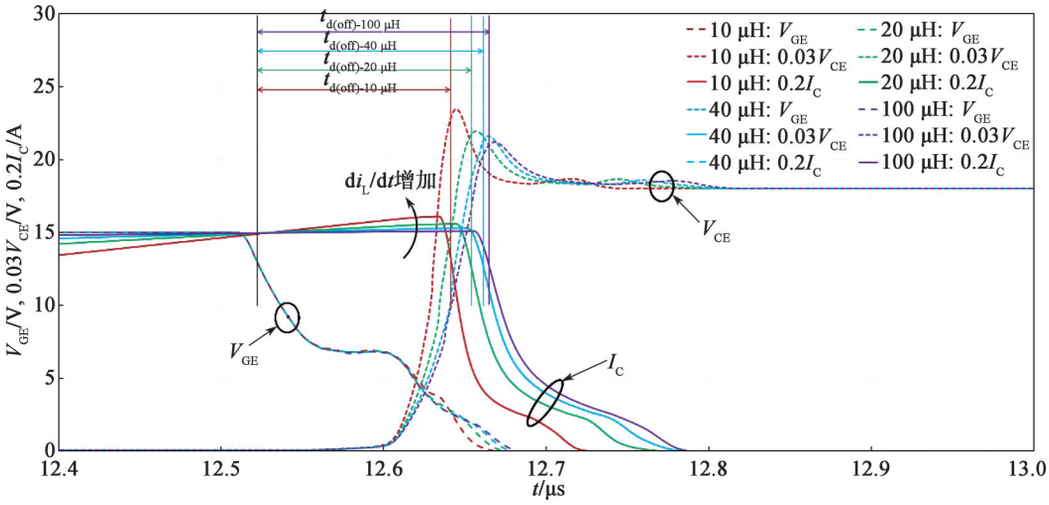


图6 不同$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}$条件下IGBT模型的关断波形

Fig. 6 Turn-off waveforms of the IGBT model under different $\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}$ conditions

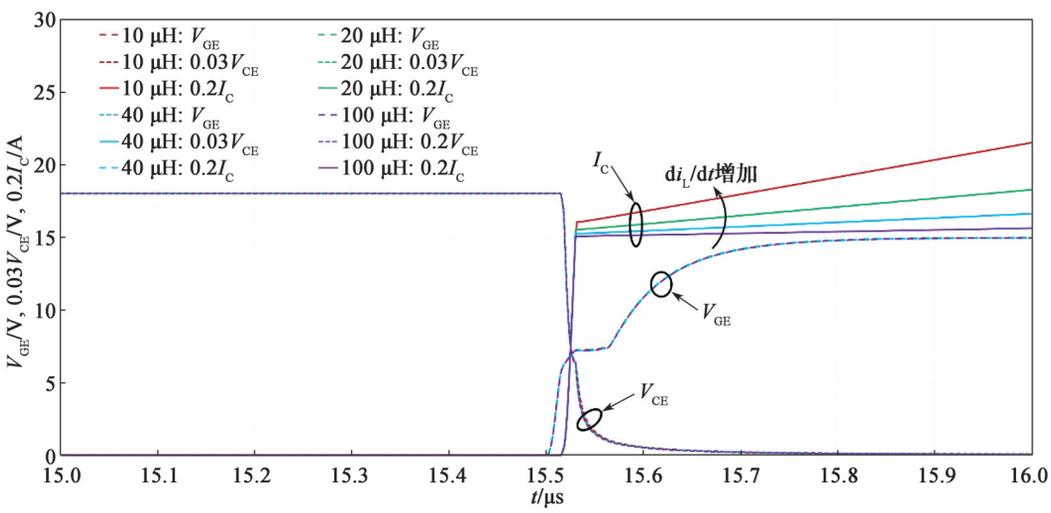


图7 不同$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}$条件下IGBT模型的开通波形

Fig. 7 Turn-on waveforms of the IGBT model under different $\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}$ conditions

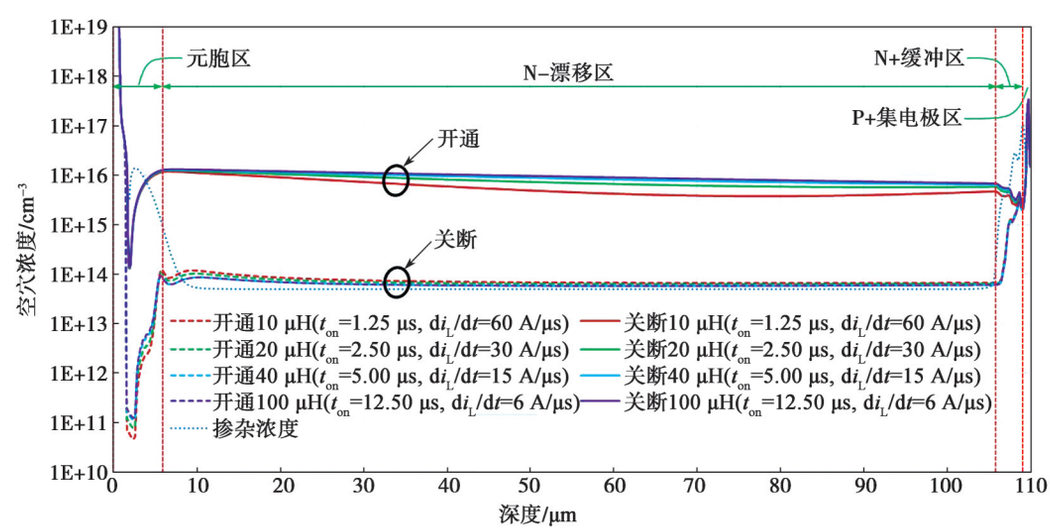


图8 不同$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}$条件下IGBT模型开通及关断时刻的空穴分布

Fig. 8 The hole concentration of the IGBT model under different $\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}$ conditions at the moments of turn-on and turn-off

$\frac{di_L}{dt}$不影响开通过程的初始条件，即器件从相同的初始条件开通，因此前期波形重合，直到电感电流全部换流至IGBT器件后，由于电感电流的差异才导致开通过程后期I_C波形出现差异。

仿真得到的在不同t_{on1}条件下的$V_{CEpk-t1}$、I_{Cpk-t1}、$t_{d(on)}$、t_r、E_{on}、$t_{d(off)}$、t_f和E_{off}值分别如图9~图11所示。图中横坐标为t_{on1}，开通相关参数基本不受t_{on1}影响，而关断相关参数明显受t_{on1}影响。当$t_{on1}<10$ μs时，参数受非稳态开关特性和关断延时电流偏差的影响较为明显；而当$t_{on1}>10$ μs时，非稳态开关特性和关断延时电流偏差的影响基本可以忽略。因此，10 μs是分界线，为方便表述，称其为下限临界脉宽，记为$t_{on,min}$。由于非稳态开关特性的影响，当$t_{on1}<t_{on,min}$时，IGBT器件关断波形振荡会加剧，严重时有可能导致器件损坏，因此，IGBT应用时需要避免窄脉冲开通[13]，而$t_{on,min}$可以被视为最小允许开通脉宽。

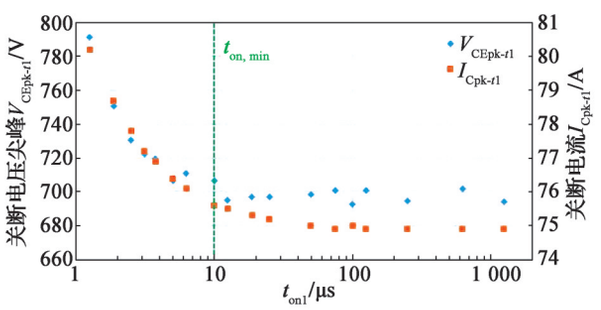


图9　不同t_{on1}条件下IGBT模型关断时刻的$V_{CEpk-t1}$和I_{Cpk-t1}值

Fig. 9　The $V_{CEpk-t1}$ and $I_{Cpk-t1}$of the IGBT model under different t_{on1} conditions at the moments of turn-off

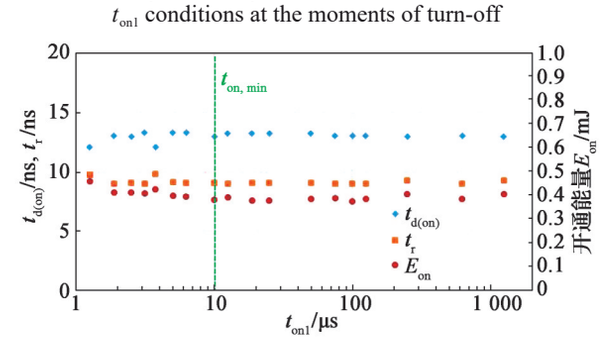


图10　不同t_{on1}条件下IGBT模型的$t_{d(on)}$、t_r和E_{on}值

Fig. 10　The $t_{d(on)}$, t_r and E_{on} of the IGBT model under different t_{on1} conditions

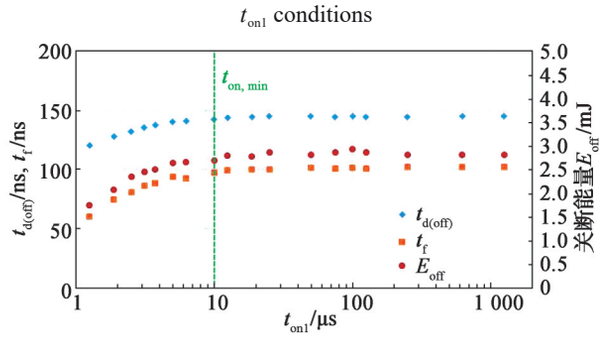


图11　不同t_{on1}条件下IGBT模型的$t_{d(off)}$、t_f和E_{off}值

Fig. 11　The $t_{d(off)}$, t_f and E_{off} of the IGBT model under different t_{on1} conditions

需要说明的是，非稳态开关特性的关键影响因素为开通脉宽t_{on1}而非$\frac{di_L}{dt}$。以本文的IGBT仿真模型为例，在$t_{on1}<10$ μs时器件受非稳态开关特性影响明显，对应的$\frac{di_L}{dt}>7.5$ A/μs；如果把仿真模型的芯片面积翻倍，新的仿真模型仍在$t_{on1}<10$ μs时受非稳态开关特性影响明显，而对应的$\frac{di_L}{dt}>15$ A/μs。相同器件结构时器件的非稳态开关特性与t_{on1}之间的关系不会随着芯片面积改变而改变，但与$\frac{di_L}{dt}$的关系则会受芯片面积影响。另外，本文所用的IGBT仿真模型的$t_{on,min}$为10 μs，但并非所有IGBT的$t_{on,min}$都是相同的，$t_{on,min}$是IGBT器件在恒定电流条件下开通时构建稳定的载流子分布所需要的时间。

2.2.3　测量自热效应仿真

仿真得到的开通脉宽t_{on1}与结温温升ΔT_{vj}的关系如图12所示。由图12可知，结温温升ΔT_{vj}与开通脉宽t_{on1}之间存在线性关系。假设V_{CE0}为IGBT开启电压，r为IGBT通态动态电阻，则IGBT导通时有$V_{CE}(I_C)=V_{CE0}+rI_C$。同时假设芯片所散发的热量全部由芯片自身的热容所吸收，通过理论计算得出ΔT_{vj}与t_{on1}的关系为

$$\Delta T_{vj}=\frac{3V_{CE0}I_{C-t1}+2rI_{C-t1}^2}{6C_{IGBT}}t_{on1} \tag{1}$$

式中：C_{IGBT}为热容。

由式(1)可知，结温温升ΔT_{vj}与开通脉宽t_{on1}之间存在线性关系，但随着t_{on1}不断增大，当芯片热量均由自身的热容所吸收后，该假设将不再成立，ΔT_{vj}与t_{on1}的关系将呈现非线性。通常情况下，双脉冲测试的总开通脉宽t_{on1}不会超出该线性区。而式(1)中的C_{IGBT}通常是未知的，可借助IGBT产品手册中的瞬态热阻抗曲线进行替代估算。

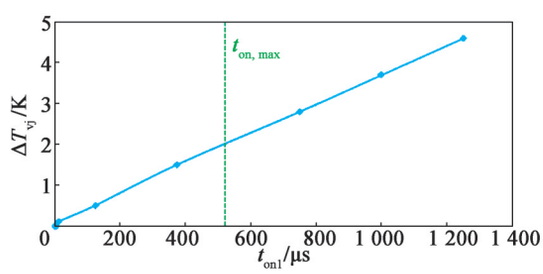


图12　不同开通脉宽对应的IGBT器件温升

Fig. 12　The ΔT_{vj} of the IGBT model under different turn-on pulse width

针对本文图5所指的IGBT器件，当结温温升升至2 K时，t_f及E_{ts}大约会增加1%。为了保证测量精度，建议将单次双脉冲测试所产生的结温温升ΔT_{vj}控制在2 K以内。为方便表述，将结温温升2 K所对应的开通脉宽t_{on1}定义为上限临界脉宽，记为$t_{on,max}$。本IGBT模型对应的$t_{on,max}$约为500 μs。

3 开通脉宽对MOSFET器件双脉冲测试的影响

3.1 理论分析

IGBT器件是双极型器件，导通时其漂移区会发生电导调制效应，载流子浓度远高于掺杂浓度，因此需要较长时间来构建稳定的载流子浓度分布。MOSFET器件正向导通时是单极模式，导通时漂移区的载流子浓度即为掺杂浓度，不需要额外的时间来构建稳定的载流子浓度分布。因此，可以推测MOSFET器件不会表现出明显的非稳态开关效应，其临界开通脉宽 $t_{\mathrm{on,min}}$ 非常小；但MOSFET关断过程也会存在 $t_{\mathrm{d(off)}}$，存在关断延时所导致的电流偏差；同时器件导通时也存在导通压降，即存在测量自热效应。

3.2 仿真分析

3.2.1 MOSFET仿真模型说明

为证实上述理论分析，本文通过软件进行仿真验证。仿真模型使用了650 V/50 A的MOSFET器件模型；元胞正面采用平面栅结构，漂移区采用超结结构；设置芯片厚度为60 μm，芯片有源区面积为38.6 mm^2，载流子寿命为10 μs。仿真的双脉冲测试条件为 V_{DD}=400 V，I_{D}=50 A，V_{GSon}=10 V，V_{GSoff}=0 V，R_{Gon}=R_{Goff}=5 Ω。为了方便分析MOSFET模型的开关行为，模型使用了理想二极管，无反向恢复效应。

3.2.2 非稳态开关效应及关断延时电流偏差仿真

为分析开通脉宽对开关特性的影响，基于MOSFET器件模型分别仿真了其在10 μH、20 μH、40 μH和100 μH负载电感条件下的开关过程，对应的开通脉宽 t_{on1} 分别为1.25 μs、2.50 μs、5.00 μs和12.50 μs。

仿真得到的关断波形如图13所示。为方便对比，将不同条件下的波形对齐，使 V_{GS} 波形尽可能重合。由图13可知，在不同的 t_{on1} 条件下，MOSFET器件的关断波形基本重叠，仅少数地方出现差异，具体如下：

① 在 $t_{\mathrm{d(off)}}$ 时段，MOSEET器件尚未关断，电感电流仍在增加，导致实际的关断电流与理想的关断电流之间出现偏差。t_{on1} 越小，$\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{L}}}{\mathrm{d}t}$ 越大，实际的关断电流 $I_{\mathrm{Cpk-}t1}$ 越大，关断电流偏差也越大。这种关断延时所导致的电流偏差现象与IGBT器件类似。

② 不同的 $\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{L}}}{\mathrm{d}t}$ 条件下，关断时的 $t_{\mathrm{d(off)}}$ 几乎相同。但 $\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{L}}}{\mathrm{d}t}$ 越大，I_{D} 和 V_{DS} 波形在关断电压尖峰之后振荡幅度越大。

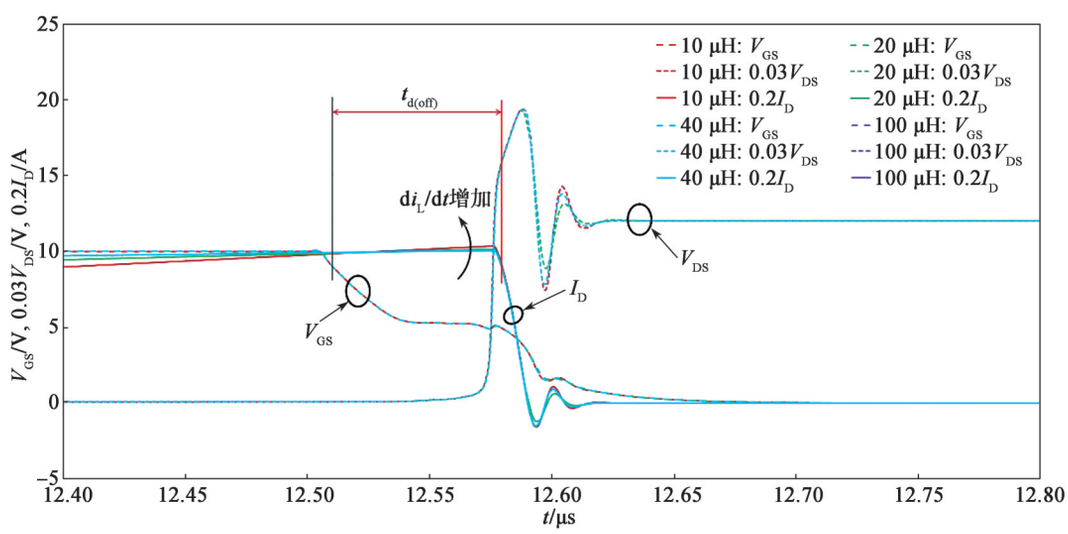


图13 不同 $\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{L}}}{\mathrm{d}t}$ 条件下MOSFET模型的关断波形

Fig. 13 Turn-off waveforms of the MOSFET model under different $\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{L}}}{\mathrm{d}t}$ conditions

仿真得到的开通波形如图14所示。为方便对比，将不同条件下的波形对齐，使 V_{GS} 波形尽可能重合。为消除二极管反向恢复特性的影响，仿真模型使用了理想二极管。由图14可知，在不同的 $\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{L}}}{\mathrm{d}t}$ 条件下，MOSFET器件的开通波形无明显差异。尤其是 V_{GS} 和 V_{DS} 波形几乎完全重合。开通过程前期的 I_{D} 波形也完全重合，只有当电感电流 I_{L} 全部流入MOSFET器件之后才出现差异。

仿真得到的在不同 $\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{L}}}{\mathrm{d}t}$ 条件下MOSFET在关断时刻和开通时刻的电子分布如图15所示。

① 在关断时刻，不同 $\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{L}}}{\mathrm{d}t}$ 条件（或不同的 t_{on1} 条件）下的载流子分布无明显差异，与器件内部本底掺杂浓度分布重合。这验证了MOSFET不需要额外的时间来构建稳定的载流子浓度分布，也不会表现出明显的非稳态开关效应。

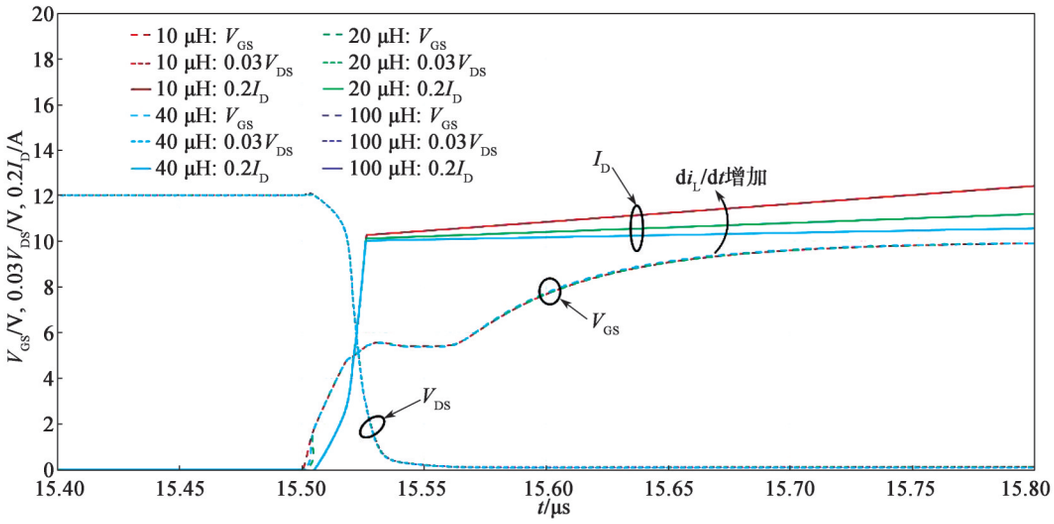


图 14　不同$\frac{di_L}{dt}$条件下 MOSFET 模型的开通波形

Fig. 14　Turn-on waveforms of the MOSFET model under different $\frac{di_L}{dt}$ conditions

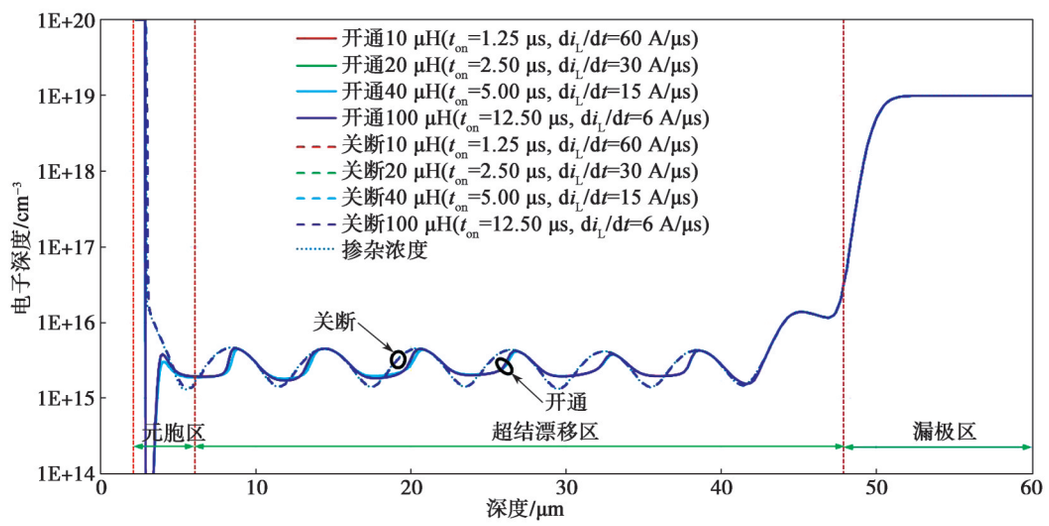


图 15　不同$\frac{di_L}{dt}$条件下 IGBT 模型开通及关断时刻的电子分布

Fig. 15　The electron concentration of the IGBT model under different $\frac{di_L}{dt}$ conditions at the moments of turn-on and turn-off

② 在开通时刻，不同的$\frac{di_L}{dt}$条件没有产生载流子分布差异，但此时载流子分布与器件内部本底掺杂浓度分布有差异，其原因主要是开通瞬间超结区正从耗尽状态恢复但尚未完全恢复。

综上可知，不同的$\frac{di_L}{dt}$对 MOSFET 的开通及关断过程影响较小。

仿真得到的在不同t_{on1}条件下的$V_{DSpk-t1}$、I_{Dpk-t1}、$t_{d(on)}$、t_r、E_{on}、$t_{d(off)}$、t_f和E_{off}值分别如图 16~图 18 所示。图中横坐标为t_{on1}，当$t_{on1}<10$ μs 时，I_{Dpk-t1}和E_{off}值会受影响（主要由关断延时电流偏差所致），但其他参数均不受影响；t_{on1}越小，I_{Dpk-t1}越大，电流与电压的重叠面积越大，E_{off}也越大。因此，MOSFET 器件也存在下限临界脉宽$t_{on,min}$，与 IGBT 器件不同的是，MOSFET 器件的下限临界脉宽只受关断延时电流偏差影响。由于没有非稳态开关特性的影响，当$t_{on1}<t_{on,min}$时，MOSFET 器件关断波形不会出现严重振荡，测试时器件也没有损坏风险。

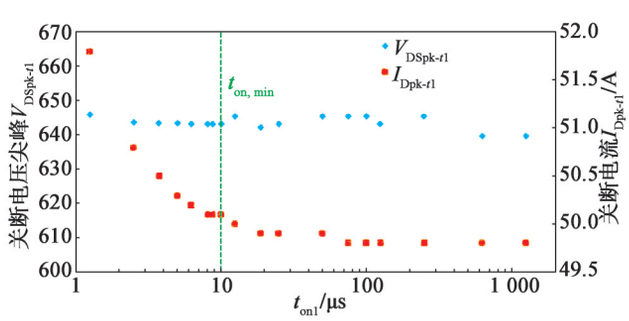


图 16　不同t_{on1}条件下 MOSFET 模型的$V_{DSpk-t1}$和I_{Dpk-t1}值

Fig. 16　The $V_{DSpk-t1}$ and I_{Dpk-t1} of the MOSFET model under different t_{on1} conditions

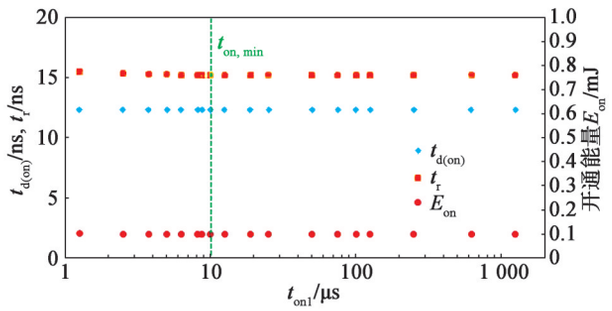


图 17　不同t_{on1}条件下 MOSFET 模型的$t_{d(on)}$、t_r和E_{on}值

Fig. 17　The $t_{d(on)}$, t_r and E_{on} of the MOSFET model under different t_{on1} conditions

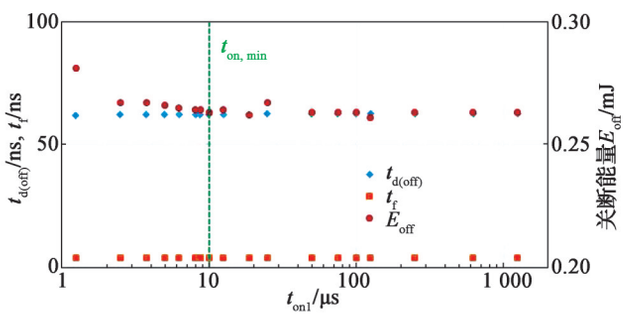


图 18　不同t_{on1}条件下 MOSFET 模型的$t_{d(off)}$、t_f和E_{off}值

Fig. 18　The $t_{d(off)}$, t_f and E_{off} of the MOSFET model under different t_{on1} conditions

3.2.3　测量自热效应仿真

仿真得到的双脉冲测试时的开通脉宽t_{on1}与结温温升ΔT_{vj}的关系如图 19 所示。结温温升ΔT_{vj}与开通脉宽t_{on1}之间存在线性关系。假设$R_{DS(on)}$为 MOSFET 器件的导通电阻，则 MOSFET 导通时有$V_{DS}(I_D)=R_{DS(on)}I_D$，同时假设芯片所散发的热量全部由芯片自身的热容所吸收，通过理论计算得出ΔT_{vj}与t_{on1}的关系为

$$\Delta T_{vj}=\frac{R_{DS(on)}I_{D-t1}^2}{3C_{MOSFET}}t_{on1} \tag{2}$$

式中：C_{MOSFET}为热容。

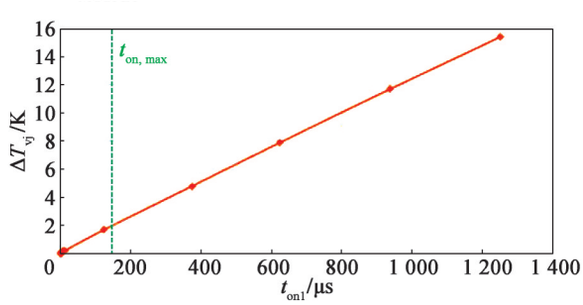


图 19　不同开通脉宽对应的 MOSFET 器件温升

Fig. 19　The ΔT_{vj} of the MOSFET model under different turn-on pulse width

由式(2)可知，结温温升ΔT_{vj}与开通脉宽t_{on1}之间存在线性关系。为了保证测量精度，建议将单次双脉冲测试所带来的结温温升ΔT_{vj}控制在 2 K 以内。为方便表述，也将结温温升 2 K 所对应的开通脉宽t_{on1}定义为上限临界脉宽，记为$t_{on,max}$。本 MOSFET 模型对应的$t_{on,max}$约为 150 μs。

4　结束语

本文通过理论分析和仿真验证研究了双脉冲测试时开通脉宽对测量结果的影响，得出以下几点结论：

① 对于 IGBT 器件，双脉冲测试结果会受测量自热效应、非稳态开关效应和关断延时电流偏差 3 方面的影响。开通上限临界脉宽$t_{on,max}$主要由测量自热效应所决定，开通脉宽超过$t_{on,max}$时，芯片结温变化ΔT_{vj}将不可忽略，开关参数随之发生变化。开通下限临界脉宽$t_{on,min}$主要由非稳态开关效应和关断延时电流偏差 2 方面的因素决定，当开通脉宽小于$t_{on,min}$时，虽然开通过程基本不受影响，但是关断特性发生明显变化。随着开通脉宽t_{on1}减小，$V_{CEpk-t1}$和I_{Cpk-t1}变大，$t_{d(off)}$、t_f和E_{off}变小；当$t_{on1}<t_{on,min}$时，IGBT 器件关断波形会出现严重振荡，测试有可能会损坏器件。当开通脉宽处于$t_{on,min}$~$t_{on,max}$之间时，开关特性可认为不受开通脉宽影响。对于本文的 IGBT 仿真模型，建议的开通脉宽范围为 10~500 μs，对应的负载电感建议的电感值范围为 80~4 000 μH。

② 对于 MOSFET 器件，双脉冲测试结果会受测量自热效应和关断延时电流偏差 2 方面因素影响。开通上限临界脉宽$t_{on,max}$主要由测量自热效应所决定，开通脉宽超过$t_{on,max}$时，芯片结温变化ΔT_{vj}将不可忽略，开关参数随之发生变化。开通下限临界脉宽$t_{on,min}$主要由关断延时电流偏差所决定，开通脉宽小于$t_{on,min}$时，虽开通过程基本不受影响，但关断特性发生明显变化。随着开通脉宽t_{on1}减小，I_{Cpk-t1}和E_{off}变大；$t_{on1}<t_{on,min}$时，MOSFET 器件关断波形不会出现严重振荡，测试通常也不会损坏器件。当开通脉宽处于$t_{on,min}$~$t_{on,max}$之间时，开关特性可认为不受开通脉宽影响。对于本文的 MOSFET 仿真模型，建议的开通脉宽范围为 10~150 μs，对应的负载电感建议的电感值范围为 80~1 200 μH。

③ 不同的 IGBT（或 MOSFET）器件，其开通下限临界脉宽$t_{on,min}$和上限临界脉宽$t_{on,max}$不尽相同。上限临界脉宽$t_{on,max}$建议通过产品手册的热阻抗曲线进行估算，下限临界脉宽$t_{on,min}$建议通过实测的方式来确认，即通过实测并绘制出不同电感值（或t_{on1}）条件下对应的开关参数变化曲线来寻找临界点。

在对 IGBT 或 MOSFET 器件进行测试时，上述结论可为相关从业人员合理地选择开通脉宽（或负载电感值）范围提供参考。合理的开通脉宽（或负载电感值）条件可以有效避免测量自热效应、非稳态开关效应和关断延时电流偏差 3 方面因素的影响，提高双脉冲测试的一致性。对于 IGBT 器件，通过限制开通脉宽来确保其大于$t_{on,min}$还可有效提升双脉冲测试的安全性及器件良率。此外，运用本文的方法，可以通过双脉冲系统

测试出器件非稳态开关效应的临界脉宽 $t_{on,min}$，以此来指导器件应用时的最小开通脉宽设置。

参考文献：

[1] 高远, 陈桥梁. 碳化硅功率器件: 特性、测试和应用技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2021: 75-134.
GAO Yuan, CHEN Qiaoliang. Silicon carbide power semiconductor devices: characteristics, testing and applications [M]. Beijing: China Machine Press, 2021: 75-134.

[2] IEC. Semiconductor devices-Part 9: Discrete devices-insulated-gate bipolar transistors (IGBTs): IEC 60747-9: 2019[S]. Geneva: IEC, 2019.

[3] 全国半导体器件标准化技术委员会. 半导体器件 分立器件 第9部分: 绝缘栅双极晶体管 (IGBT): GB/T 29332—2012[S]. 北京: 中国标准出版社, 2013.
National Semiconductor Device Standardization Technical Committee. Semiconductor devices – Discrete devices – Part 9: Insulated-gate bipolar transistors (IGBT): GB/T 29332—2012[S]. Beijing: Standards Press of China, 2013.

[4] ECPE Working Group. Qualification of power modules for use in power electronics converter units in motor vehicles: AQG 324[S]. Nuremberg: ECPE, 2021.

[5] 刘金节. IGBT模块的双脉冲测试分析[J]. 集成电路应用, 2022, 39(4): 12-13.
LIU Jinjie. Analysis of double pulse test of IGBT module[J]. Applications of IC, 2022, 39(4): 12-13.

[6] 侯湘庆, 周献, 李邦彦. 一种IGBT功率模块工程应用型双脉冲测试方法[J]. 绿色科技, 2022, 24(16): 251-254.
HOU Xiangqing, ZHOU Xian, LI Bangyan. A double-pulse test method for engineering application of IGBT power module[J]. Journal of green science and technology, 2022, 24(16): 251-254.

[7] 万今明, 查理, 符超, 等. 基于双脉冲试验的IGBT行为模型及开关暂态分析[J]. 现代信息科技, 2020, 4(11): 31-35.
WAN Jinming, ZHA Li, FU Chao, et al. IGBT behavior model and Switch transient analysis based on double pulse test[J]. Modern Information Technology, 2020, 4(11): 31-35.

[8] 蒋玉想, 李征. 基于双脉冲的IGBT及驱动电路测试方法[J]. 电子技术, 2012, 39(7): 78-80.
JIANG Yuxiang, LI Zheng. A test method for IGBT and its driving circuit based on double pulse[J]. Electronic technology, 2012, 39(7): 78-80.

[9] 滕渊, 覃荣震, 杨鑫著, 等. 负载电感对IGBT关断测试的影响[J]. 大功率变流技术, 2017(5): 51-54.
TENG Yuan, QIN Rongzhen, YANG Xinzhu, et al. Influence of the load inductance on the turn-off test for IGBT[J]. High power converter technology, 2017(5): 51-54.

[10] 赵卫超. 压接式IGBT动态测试平台负载电感的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2020.
ZHAO Weichao. Research on load inductance of press-pack IGBT dynamic test platform[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2020.

[11] 赵卫超, 焦超群, 张浩. 用于压接IGBT动态测试平台的高储能密度电感[J]. 电力电子技术, 2021, 55(1): 133-136.
ZHAO Weichao, JIAO Chaoqun, ZHANG Hao. High energy storage density inductor for crimping IGBT dynamic test platform[J]. Power electronics, 2021, 55(1): 133-136.

[12] 张浩. 压接型IGBT动态特性测试平台中高储能密度电感的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2018.
ZHANG Hao. Research on high energy storage density inductors in press pack IGBT dynamic characteristic test platform[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2018.

[13] 安德烈亚斯·福尔克, 麦克尔·郝康普. IGBT模块: 技术、驱动和应用[M]. 韩金刚, 译. 北京: 机械工业出版社, 2016: 225-227.
VOLKE A, HORNKAMP M. IGBT modules: technologies, driver and application[M]. translated by HAN Jingang. Beijing: China Machine Press, 2016: 225-227.

[14] 陶灿辉, 吴文婷, 徐萌萌, 等. IGBT模块窄脉冲解决方案[J]. 电力电子技术, 2015, 49(2): 47-48.
TAO Canhui, WU Wenting, XU Mengmeng, et al. The solution of IGBT narrow-pulse[J]. Power electronics, 2015, 49 (2): 47-48.

收稿日期：2023-07-20
修回日期：2023-08-24