

Si/SiC 混合并联器件稳态建模及开关过程分析

王丹, 秦海鸿, 修强, 张英, 董耀文

(南京航空航天大学自动化学院, 江苏省 南京市 211106)

The Modeling and Switching Process of Si/SiC Hybrid Switch

WANG Dan, QIN Haihong, XIU Qiang, ZHANG Ying, DONG Yaowen

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, Jiangsu Province, China)

ABSTRACT: This paper investigates the characteristics of SiC MOSFET and Si IGBT hybrid switch. Based on the characteristics contrast of SiC MOSFET and Si IGBT, the optimized switching patterns of hybrid switch is proposed. The current sharing inside the hybrid switches is analyzed in steady state conditions by modelling. The switching process of hybrid switch is analyzed and verified by double pulse test. The experimental results show that the optimized hybrid switch can expand the capacity of SiC MOSFET and reduce the switching loss of Si IGBT.

KEY WORDS: SiC/Si; Hybrid switch; Switching process

摘要: 本文主要研究了 SiC MOSFET 器件和 Si IGBT 器件的混合并联, 在对比器件开关特性的基础上, 提出了混合并联器件的优化开关模式, 并进行了混合并联器件的稳态建模和非理想开关过程分析。利用双脉冲测试, 对混合并联器件的开关特性进行了实验验证。实验结果表明, 采用优化的混合并联器件能够实现 SiC MOSFET 的扩容、降低 Si IGBT 的开关损耗。

关键词: SiC/Si; 混合器件 (并联); 开关过程

1 引言

现有电力电子变换器普遍采用的是基于硅 (Silicon, Si) 功率器件构成的电路, 受限于硅材料固有的局限性, 例如窄的禁带宽度, 低的热导率和低的临界击穿电场, 使得硅功率半导体器件很难满足下一代电力电子变换器对功率器件在阻断电压、通态电流、工作频率和耐高温方面的更高要求。

以碳化硅 (Silicon Carbide, SiC) 为代表的新型宽禁带材料具有更加优越的特性, 由碳化硅材料制成的碳化硅功率器件具有更高的工作频率、阻断电压和工作温度承受能力, 同时又具有更低的开关损耗和通态电阻, 但其昂贵的价格限制了 SiC 器件的广泛应用^[1]。而传统 Si IGBT 器件存在拖尾电流关断损耗比 SiC MOSFET 大得多, 但 Si IGBT 器件在电流定额上具有更大的优势并且具有低导通损耗的特点。若能借鉴混合开关的概念, 则可能同时具有两种器件的优势。

混合开关的概念是指将两种不同开关器件进行并联。文献[2-5]研究了低于 600V 的应用场合中将 Si IGBT 和 Si MOSFET 进行组合, 这种组合将 IGBT 的低导通损耗和 MOSFET 的低开关损耗优势相结合。SiC MOSFET 和 Si IGBT 的混合并联, 可以实现对于 SiC MOSFET 器件的低成本扩容, 并且减小 Si IGBT 器件的开关损耗。但由于 SiC MOSFET 器件相比 Si IGBT 器件开关速度更快, 如果混合并联器件采用和统一的驱动信号, 还是不能避免 Si IGBT 较大的开关损耗, 因此需要采用合理的开关模式, 从而充分发挥两种器件的优势。

为了充分发挥 SiC MOSFET 和 Si IGBT 器件混合并联的优势, 本文通过实验对两种器件的特性进行了对比, 提出了适用于混合并联器件的优化开关模式, 对混合并联器件进行了稳态建模, 并对混合并联器件的开关过程进行了分析和实验验证。

2 SiC MOSFET 和 Si IGBT 的特性对比

图 1 给出了 SiC MOSFET 和 Si IGBT 混合并联的结构示意图。为了了解两种不同器件的特性, 本文采用相同定额的 SiC MOSFET 和 Si IGBT 器件进行了器件静态特性和动态特性的对比, 用于对比的器件的主要参数如表 1 所示。

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51677089); 江苏省研究生培养创新工程 (SJLX16_0107); 南京航空航天大学研究生创新基地 (实验室) 开放基金资助 (kfjj20170308); 中央高校基本科研业务费专项资金资助

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (51677089); Funding of Jiangsu Innovation Program for Graduate Education (SJLX16_0107); Foundation of Graduate Innovation Center in NUAA (kfjj20170308); The Fundamental Research Funds for the Central Universities.

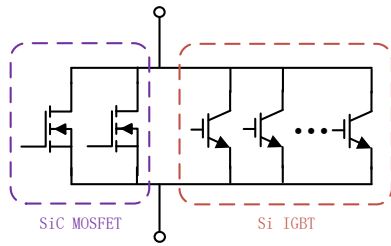


图1 SiC MOSFET 和 Si IGBT 混合并联的结构示意图

表1 特性对比器件具体参数

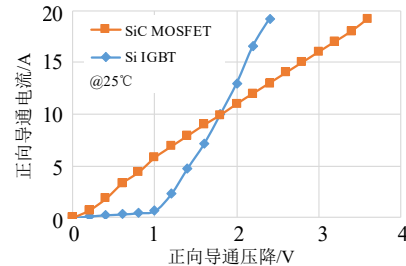
器件类型	SiC MOSFET	Si IGBT
型号	C2M0025120D	IXA12IF1200HB
封装	TO-247	TO-247
阻断电压/V	1200	1200
正向电流/A (25℃)	19	20
驱动电压/V	-2/+18	-5/+15
驱动电阻/ Ω	10	10

SiC MOSFET 和 Si IGBT 的输出特性测试曲线如图2所示。SiC MOSFET 的跨导较小，其饱和区和线性区的拐点没有 Si IGBT 清晰。SiC MOSFET 的导通压降随着电流的增大逐渐上升，而 Si IGBT 的导通压降需要达到一定值时，Si IGBT 才能够开始导通。在 25℃ 时，当负载电流小于 10A 时，SiC MOSFET 的导通压降比 Si IGBT 低；在负载电流大于 10A 时，SiC MOSFET 的导通压降比 Si IGBT 高。SiC MOSFET 的导通电阻温度系数较大，对其导通压降有着显著影响，在 125℃ 情况下，两种器件的输出特性曲线的交叉点的电流值下降到 6A 左右。通过以上分析可以看到，在负载电流相对较大的情况下，Si IGBT 的导通压降较小，采用混合并联扩容相比于采用 SiC MOSFET 器并联能够降低导通损耗。

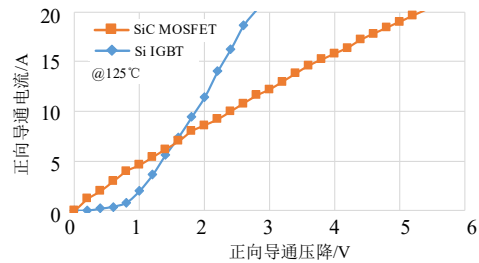
开关特性的测试采用双脉冲电路，在多种工况下对开关特性进行了测试。其中，直流母线电压 U_{DC} 为 600V，负载电流分别为 5 A、10 A、15 A、20A。测试中，利用示波器获得器件的开关过程波形，测量开关时间，计算开关损耗。

图3给出了 SiC MOSFET 和 Si IGBT 的开关时间随着负载电流的变化，在读取开通时间时，采取从电流开始上升到电压下降到零的这段时间；读取关断时间时，采取从电压开始上升到电流下降到零的这段时间。对于 SiC MOSFET 而言，随着负载电流的增大，开通时间的增大；而关断过程中，负载电流的增大关断过程时间也有所上升。对于 Si IGBT，关断过程中的电流拖尾造成了较长的关断时间。

图4给出了 25℃ 时，SiC MOSFET 和 Si IGBT 在 600V 输入电压下，不同负载电流时的开关损耗的对比，SiC MOSFET 的开关损耗随着负载电流的增加优势越来越明显，但相比 Si IGBT 优势仍具有较明显的优势。

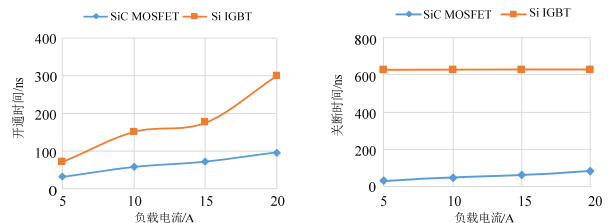


(a) 25℃

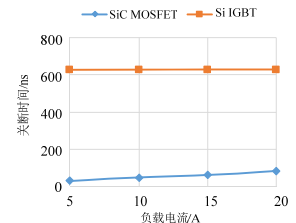


(b) 125℃

图2 SiC MOSFET 和 Si IGBT 的输出特性对比

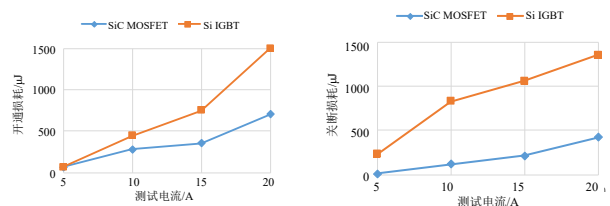


(a) 开通时间

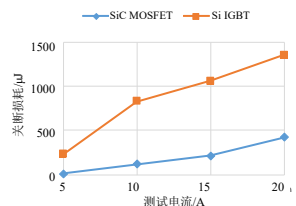


(b) 关断时间

图3 SiC MOSFET 和 Si IGBT 的开关时间对比



(a) 开通损耗



(b) 关断损耗

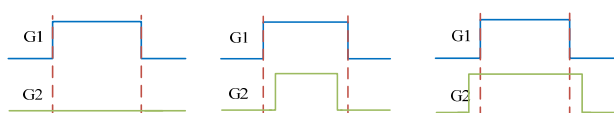
图4 SiC MOSFET 和 Si IGBT 开关损耗对比

3 混合并联器件的开关模式及稳态建模

3.1 优化的混合并联器件开关模式

混合并联 Si/SiC 器件的开关时序对其发挥不同器件的优势至关重要，这里介绍一种根据负载电流大小动态调整开关模式的优化方案，包括三种典型开关模式，其中 G1 为 SiC MOSFET 的驱动信号，

G2 为 Si IGBT 的驱动信号。



(a) 开关模式 1 (b) 开关模式 2 (c) 开关模式 3

图 5 三种典型的混合并联开关模式

1、开关模式 1

在负载电流较小（低于临界负载电流 I_1 ）时，只有 SiC 器件导通，Si IGBT 保持关断态。 I_1 的大小取决于混合并联器件中 Si IGBT 开始导通时的负载电流大小。

2、开关模式 2

当负载电流大于 I_1 和小于 SiC 器件最大安全工作电流 I_2 时，采用开关模式 2，如图 2 所示。在这种开关模式下，SiC 器件总比 Si IGBT 先开通，比 Si IGBT 后关断。从而使得 Si IGBT 实现开通和关断时的软开关（ZVS）。开通延时和关断延时要合理选择，使得在 Si IGBT 开通前，SiC 器件已处于导通状态，在 SiC 器件关断前，Si IGBT 已完全关断。开通、关断延时的时间需要根据器件的实际开通、关断时间进行合理的选择。

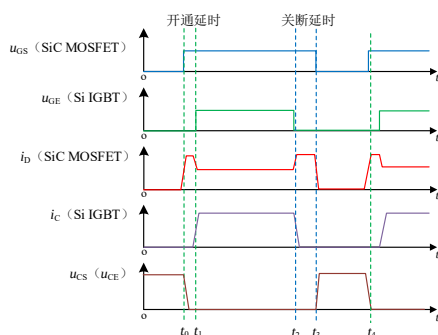


图 6 开关模式 2 详细示意图

(a) t_0-t_1 :

在 t_0 时刻，SiC MOSFET 首先开通，大部分电流流过 SiC MOSFET，SiC MOSFET 中的电流 i_D 达到负载电流大小。

(b) t_1-t_2 :

在 t_2 时刻，Si IGBT 被驱动开始导通， i_C 建立起来，由于 Si IGBT 导通压降小，经过 Si IGBT 开通时间之后，负载电流大部分电流流过 Si IGBT，这是 Si IGBT 的软开通过程，并联器件在通态时的导通压降由 SiC MOSFET 和 Si IGBT 的并联导通电阻决定。

(c) t_2-t_3 :

在 t_2 时刻，SiC MOSFET 保持开通而 Si IGBT

关断， i_C 开始下降， i_D 上升，经过一定的关断时间， i_C 变得很小 i_D 几乎上升到等于负载电流，对 Si IGBT 而言，由于 SiC MOSFET 仍在开通，是零电压无损关断。

(d) t_3-t_4 :

在 t_3 时刻，SiC MOSFET 关断，SiC MOSFET 和 Si IGBT 均维持关断直到 t_4 ，另一个开关周期开始。

3、开关模式 3

当负载电流大于 SiC 器件最大安全工作电流时，采用开关模式 3。在这种开关模式下，Si IGBT 比 SiC 器件先开通，后关断。由于 Si IGBT 比 SiC 器件具有更高的过载能力，因此当负载电流超过 SiC 器件安全工作电流时，用多个 Si IGBT 并联，提高电流处理能力，可有效保护 SiC 器件安全工作。 I_2 的大小主要和并联的 SiC 器件的个数及 SiC 器件的安全工作区有关。

3.2 混合并联器件的建模

混合并联器件的静态特性可以通过建立器件的导通模型进行分析。图 7 给出了双脉冲测试中混合并联器件的稳态导通模型，忽略了线路中的寄生电感和寄生电阻。根据 IGBT 和 MOSFET 的输出特性，IGBT 可以等效为一个导通电阻 $R_{ce(on)}$ 和一个恒压源 U_{T0} 的串联，MOSFET 可以简化为一个导通电阻 $R_{DS(on)}$ 。因此，并联器件的均流情况取决于器件的导通电阻和 Si IGBT 的导通阈值电压。

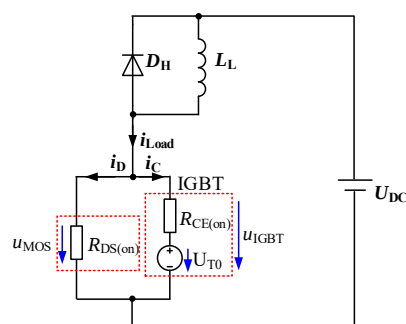


图 7 混合并联器件的稳态导通模型

假设 Si IGBT 和 SiC MOSFET 器件中流过的电流之比为 a ，则

$$a = \frac{i_C}{i_D} = \frac{i_{load} \cdot R_{DS(on)}}{i_{load} \cdot R_{CE(on)} + U_{T0}} \quad (1)$$

那么， i_D 和 i_C 分别可以表示为：

$$i_D = i_{load} \cdot \frac{1}{(1+a)} \quad (2)$$

$$i_C = i_{load} \cdot \frac{a}{(1+a)} \quad (3)$$

当 $i_D = i_C = 50\% i_{load}$ 时的负载电流可以通过

下面这个公式进行计算:

$$i_{load-0} = \frac{U_{T0}}{R_{DS(on)} - R_{CE(on)}} \quad (4)$$

对于 SiC MOSFET (C2M0160120D) 和 Si IGBT (IXA12IF1200HB) 组成的混合并联器件, $R_{DS(on)}$ 和 $R_{CE(on)}$ 的数值可以在相应的 datasheet 中查到。两种器件的分流情况和负载电流有关, 并且受到温度的影响。图 8 为 Mathcad 计算结果, 可以看出, 在高温情况下大部分电流通过 Si IGBT。

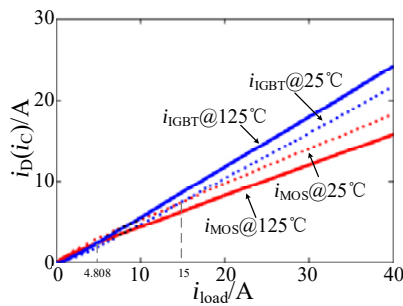


图 8 混合并联器件 Si IGBT 和 SiC MOSFET 的电流分布

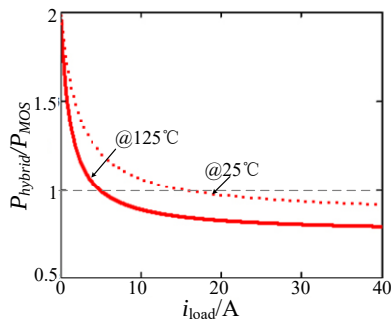


图 9 混合并联器件和 SiC MOSFET 并联器件导通损耗比

图 9 给出了采用混合并联器件的导通损耗和采用两个 SiC MOSFET 器件并联的导通损耗的比值, 可以看到, 在常温情况下当负载电流大于 15A 时, 混合并联器件的导通损耗更低, 在高温情况下, 混合并联器件的导通损耗优势更加明显。

4 混合并联器件的开关过程

4.1 混合并联器件的非理想开关过程分析

考虑开关回路和功率回路各部分寄生电感和寄生电容的影响时, SiC/Si 混合并联开关双脉冲测试电路的等效电路如图 10 所示。图中 Q_1 为 SiC MOSFET 开关管, C_{GS} 、 C_{GD} 和 C_{DS} 分别为栅源极、栅漏极和漏源极间寄生电容, R_{G1} 、 L_D 、 L_S 分别为 SiC MOSFET 驱动电阻、栅极寄生电感、漏极寄生电感、源极寄生电感; Q_2 为 Si IGBT 开关管, C_{GC} 、 C_{GE} 和 C_{CE} 分别为栅集极、栅射极和集射极间寄生电容, R_{G2} 、 L_C 、 L_E 分别为 Si IGBT 驱动电阻、栅极寄生电感、集电极寄生电感、发射极寄生电感; D_H 为续流二极管, C_J 为续流二极管的等效并联电容, L_L 为负载电感, L_{H1} 为并联器件连接点 H1 到二极管正极的走线电感, L_{H2} 为母线电压负端到混合并联器件连接点 H2 的走线寄生电感。

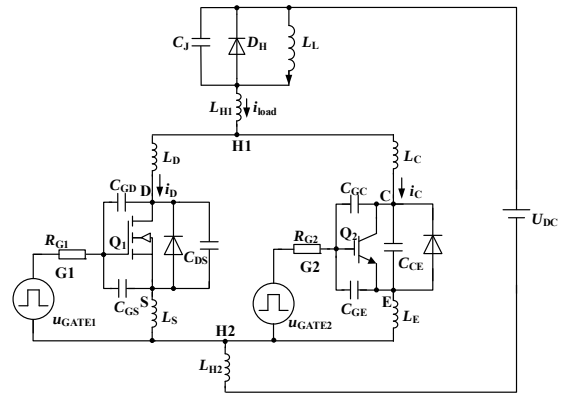


图 10 考虑寄生参数的双脉冲电路等效电路

以混合并联开关模式 2 为例分析混合并联开关的非理想开关过程, 主要需要考虑到以下两个方面: Si IGBT 关断过程中残余载流子对混合并联器件关断过程的影响; 混合并联器件中 SiC MOSFET 的开关对 Si IGBT 栅极电压的影响。

(1) Si IGBT 残余载流子影响

Si IGBT 的内部结构相当于 MOSFET 和一个 BJT 的级联。在开关模式 2 的 t_2 时刻, Si IGBT 驱动信号降低, Si IGBT 中的 MOSFET 沟道迅速关断, 电流降为零, SiC MOSFET 承担负载电流, 而 IGBT 内部基极的残余载流子将通过复合消失, 时间的长短主要取决于少数载子的寿命。在 t_3 时刻, SiC MOSFET 关断, 如果 Si IGBT 中的残余载流子的复合没有完成, 那么 Si IGBT 中的载流子就需要承受 SiC MOSFET 关断过程中的高 du/dt , 从而造成高速率的载流子抽取, 导致 Si IGBT 在此时产生关断电流尖峰, 这个电流尖峰将加速 SiC MOSFET 的电流下降速度, 同时带来 Si IGBT 的关断损耗, 因此混合并联器件的关断

损耗仍然由两种器件的关断损耗组成。如果将 t_2 到 t_3 阶段的时间增长, 那么 t_3 时刻 Si IGBT 中残余载流子的数量就会减少, 混合并联器件关断过程中 Si IGBT 的关断电流尖峰也会减小。

(2) SiC MOSFET 的开关对 Si IGBT 的影响

当混合并联器件的两个开关管均处于关断状态时, 此时 Si IGBT 的栅集电容 C_{GC} 和集射电容 C_{CE} 上的电压均为 U_{DC} 。在开关模式 2 中, SiC MOSFET 提前开通时, C_{GC} 和 C_{CE} 上的电压将迅速降为接近于零。 C_{GC} 的放电电流通过 R_{G1} , 造成 Si IGBT 驱动电压的负向振荡; C_{CE} 上的放电电流造成一个 Si IGBT 流过反向电流的假象, 同时这个反向电流将叠加在 SiC MOSFET 的开通电流中。

在开关模式 2 中, Si IGBT 提前关断, 前文已经分析了 SiC MOSFET 关断时, Si IGBT 上将产生一个关断电流尖峰, 但同时由于 SiC MOSFET 的关断, C_{GC} 和 C_{CE} 上的电压又将从接近于零上升到 U_{DC} 。 C_{GC} 的充电电流通过 R_{G1} , 造成 Si IGBT 驱动电压的正向振荡; C_{CE} 上的充电电流和 Si IGBT 的关断电流一起加速了 SiC MOSFET 关断过程中的电流下降速度。

C_{GC} 的电压变化率 $\frac{du}{dt} = \frac{U_{DC}}{t_{fr}}$, 其中 t_{fr} 是 SiC

MOSFET 开关过程中的电压上升或下降时间, SiC MOSFET 开关在 C_{GC} 上引起的位移电流为

$i_{C_{GC}} = C_{GC} \cdot \frac{U_{DC}}{t_{fr}}$, $i_{C_{GC}}$ 在 C_{GE} 上引起的电压变化为

$$\Delta u_{GE} = i_{C_{GC}} \cdot Z(s) = i \cdot \frac{R_{G2} + sL_E}{L_E C_{GE} s^2 + R_{G2} C_{GE} s + 1} \quad (5)$$

求拉氏反变换可得:

$$\Delta u_{GE}(t) = i \cdot \frac{1}{C_{GE}} \cdot e^{-\alpha t} \cos \omega t + i \cdot \frac{\frac{R_{G2}}{C_{GE}}}{\sqrt{\frac{4L_E}{C_{GE}} - R_{G2}^2}} \cdot e^{-\alpha t} \sin \omega t \quad (6)$$

其中 $\alpha = \frac{R_{G2}}{2L_E}$, $\omega = \sqrt{\frac{1}{4L_E} - \frac{R_{G2}^2}{4L_E^2}}$, 可以得到:

$$\Delta u_{GE\max} \approx \left[R_{G2} + \frac{\frac{2L_E}{C_{GE}} - R_{G2}^2}{\sqrt{\frac{4L_E}{C_{GE}} - R_{G2}^2}} - \frac{R_{G2}}{e^{\sqrt{\frac{4L_E}{C_{GE}} - R_{G2}^2}}} \right] \cdot \frac{U_{DC}}{t_{fr}} \cdot C_{GE} \quad (7)$$

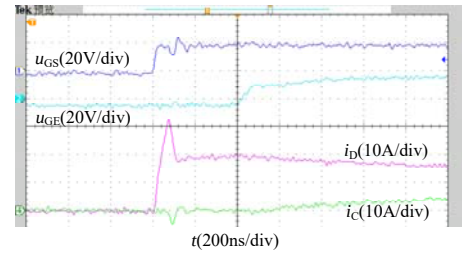
从上式可以看出, 电压振荡的大小和发射极

寄生电感、驱动电阻、母线电压以及 SiC MOSFET 的电压上升下降时间有关。在混合并联器件的使用过程中, 应注意避免 Si IGBT 驱动电压的负向振荡叠加在驱动电压上之后造成 Si IGBT 的驱动电压超过负向驱动电压极限或者造成 Si IGBT 的误开通。

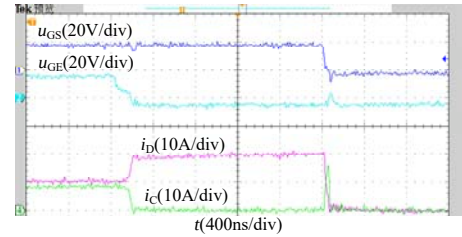
4.2 混合并联器件的开关特性测试

在室温情况下, 采用如图 10 所示的双脉冲测试电路对混合并联器件的开关特性进行了测试, 其中混合并联器件工作在开关模式 2, SiC MOSFET 和 Si IGBT 的驱动电压及驱动电阻设置与表 1 相同。

图 11 分别给出了 SiC MOSFET 和 Si IGBT 在不同的开通和关断延时下的实验波形, 可以观察到上述分析中混合并联器件开通过程中 Si IGBT 的栅极电压变化和反向电流, 以及关断过程中 Si IGBT 的栅极电压变化和关断电流尖峰。



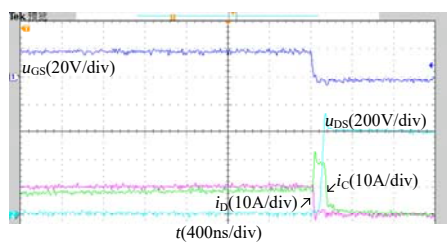
(a) 0.4μs Si IGBT 开通延时



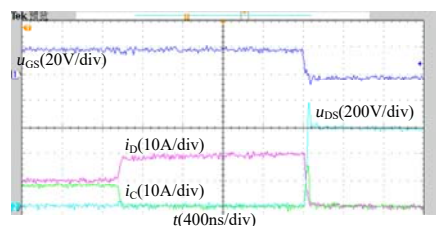
(b) 2μs SiC MOSFET 关断延时

图 11 混合并联器件开关过程

图 12 给出了在 600V/20A 负载情况下将关断延时时间分别设为 30ns 和 2μs 时混合并联器件的关断波形。可以看到, 当 SiC MOSFET 延时 30ns 关断时, 由于 Si IGBT 较慢的关断速度, SiC MOSFET 迅速关断之后, Si IGBT 承担了全部负载电流, 仍然存在着较大的关断损耗; 当 SiC MOSFET 延时 2μs 关断时, Si IGBT 关断后 SiC MOSFET 承担全部负载电流, 但 SiC MOSFET 关断时 Si IGBT 出现了关断电流尖峰, 带来了关断损耗。



(a) 30ns SiC MOSFET 关断延时



(b) 2μs SiC MOSFET 关断延时

图 12 不同延时关断时间的混合并联器件关断波形

图 13 给出了在 600V/20A 电流下混合并联器件的关断特性测试结果, 随着关断延时时间的增长, Si IGBT 的关断电流尖峰减小, 关断损耗也随之减小, SiC MOSFET 的关断损耗有所增加, 但混合并联器件总的关断损耗仍在减小。

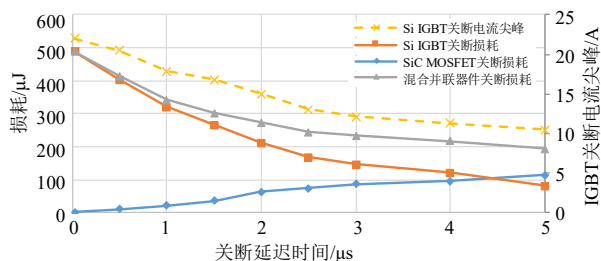


图 13 延时关断时间对混合并联器件关断特性的影响

5 结论

本文对比了 SiC MOSFET 器件和 Si IGBT 器件的静态特性和动态特性, 提出了优化的混合并联器件开关模式, 并对 SiC/Si 混合并联器件进行了稳态

下的建模, 实验验证了混合并联器件非理想情况下的开关过程。实验结果表明, 采用优化的混合并联器件开关模式能够实现 SiC MOSFET 的扩容、降低 Si IGBT 的开关损耗, 优化的混合并联开关模式中延时时间的设置对混合并联器件的开关损耗有着显著影响, 混合并联器件的使用过程中还需要考虑到器件开关之间的相互影响。

参考文献

- [1] Mantooth H A, Glover M D, Shepherd P. Wide Bandgap Technologies and Their Implications on Miniaturizing Power Electronic Systems[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(3):374-385.
- [2] Jiang Y, Hua G, Yang E, et al. Soft-switching of IGBTs with the help of MOSFETs in bridge-type converters[C]// IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE. 1993:151-157.
- [3] Kimball J W, Chapman P L. Evaluating conduction loss of a parallel IGBT-MOSFET combination[C]// Industry Applications Conference, 2004. Ias Meeting. Conference Record of the. IEEE, 2004:1233-1237 vol.2.
- [4] Hoffmann K F, Karst J P. High frequency power switch - improved performance by MOSFETs and IGBTs connected in parallel[C]// European Conference on Power Electronics and Applications. IEEE, 2005:11 pp.-P.11.
- [5] Frisch M, Ernö T. Power module design for an ultra efficient three-level utility grid solar inverter[J]. 2013.

作者简介:

王丹(1991), 女, 硕士研究生, 研究方向: 宽禁带功率器件应用技术、功率变换技术研究, 348320400@qq.com。

秦海鸿(1977), 男, 博士, 副教授, 通信作者, 研究方向: 功率变换技术、电机控制、新器件应用, qinhaihong@nuaa.edu.cn。