

全碳化硅功率模块开关瞬态特性及损耗研究^{*}

徐文凯, 朱俊杰, 聂子玲, 韩一, 孙军

(海军工程大学 舰船综合电力技术国防科技重点实验室, 湖北 武汉 430033)

摘要: 为了加快全碳化硅功率模块的实际工程应用, 针对全碳化硅模块开通关断过程中电压电流变化率、栅极电压耦合、开通损耗和关断损耗开展了分析, 并与传统 IGBT 功率模块进行了对比分析。在全碳化硅功率模块双脉冲试验的基础之上, 研究了不同电压电流等级下开关瞬态特性和开关损耗, 提取试验参数, 获得了电压电流应力大小, 为全碳化硅功率模块的工程应用提供有效参考。

关键词: 全碳化硅功率模块; 双脉冲测试; 开关瞬态特性; 开关损耗

中图分类号: TM 303 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)05-0100-07

Research on Switching Transient Performance and Loss of All Silicon Carbide Power Module^{*}

XU Wenkai, ZHU Junjie, NIE Ziling, HAN Yi, SUN Jun

(National Key Laboratory for Vessel Integrated Power System Technology,
Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: In order to accelerate the practical application of the all silicon carbide power module, the switching process of the all silicon carbide power module was analyzed. Parameters including voltage and current change rates, grid voltage coupling and switching loss were investigated. Besides, the IGBT module and the all silicon carbide power module were compared. On the basis of the double-pulse test of the all silicon carbide power module, the switching transient characteristics and the switching loss under different voltage and current levels were studied. The voltage and current stress values were obtained by extracting the test parameters. The results provided effective reference for the practical application of the all silicon carbide power module.

Key words: all silicon carbide power module; double-pulse test; switching transient characteristics; switching loss

0 引言

随着功率半导体技术的快速发展, 以碳化硅(SiC)、氮化镓(GaN)等为代表的第三代宽禁带半导体逐渐走向商业化应用^[1-3]。科锐(CREE)、罗姆(RHOM)、英飞凌(Infineon)等半导体公司相继推出了全 SiC 功率模块, 电压等级达到 1 200 ~ 1 700 V, 导通电流达到 300 ~ 400 A。与传统硅(Si)材料相比, SiC 材料耐压等级更高、开关频率

更快、导通电阻更低、开关损耗更小^[4-6], 在显著提升系统效率的同时有助于减小散热器、滤波器等设备的体积, 提高装置的功率密度, 满足设备小型化、集成化的发展需求。

SiC 功率器件开关频率较高, 意味着在开关过程中电压、电流变化率(du/dt 、 di/dt)更大, 而 SiC 功率器件其自身参数分散性大、栅极开启电压低、反向关断电压低^[7-8], 因此, 较大 du/dt 、 di/dt 容易引起栅极振荡, 影响功率器件的正常运行,

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51490681)

作者简介: 徐文凯(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

朱俊杰(1984—), 男, 副教授, 研究方向为电力电子与电力传动。

聂子玲(1975—), 男, 教授, 研究方向为电力电子与电力传动。

严重时甚至会损坏功率器件,危及设备安全。为了有效推进 SiC 功率器件的工程应用,国内外学者开展了大量相关研究。文献[9-14]分析了驱动回路参数、共源极电感、功率器件寄生参数、功率器件输入电容、功率回路杂散电感等对 SiC MOSFET 开关瞬态过程的影响,简述了 SiC 分立器件的开关特性测试方法,研究了控制脉冲、驱动脉冲及电磁能量脉冲三者之间的形态属性关系。文献[15]分析了栅极驱动电压振荡引起漏源电压、漏源电流振荡的问题。文献[16]针对 SiC MOSFET 功率模块开展了栅极振荡方面的研究,并简单论述了抑制措施,但未从理论上进行详细分析。文献[17]针对 SiC MOSFET 与 Si MOSFET/IGBT 的动态和静态特性进行了对比分析,从 SiC MOSFET 建模、驱动电路设计、电磁干扰(EMI)抑制及拓扑与控制方式的选择等方面对已有成果进行了归纳与概述。文献[18]建立仿真模型,分析了功率器件寄生电容、寄生电感对 SiC MOSFET 分立器件开关特性的影响。文献[19]基于驱动回路参数,建立了 SiC MOSFET 分立器件的开关行为模型,分析了驱动回路参数对电压电流变化率、开关过程损耗、电压电流过冲等的影响。文献[20]以双向有源电路(DAB)为例进行分析,对比了同等功率等级下 Si IGBT、Si CoolMOS 和 SiC MOSFET 的开关瞬态特性,但其测试所采用的都为分立器件,电流仅为 4~10 A,功率约为 2 kW。文献[21]分析了 SiC 分立器件漏极、源极寄生电感对电压电流过冲、开关过程振荡等的影响。综上所述,虽然国内外学者针对 SiC 器件开展了大量研究,但主要集中在 SiC 分立器件,电压电流普遍较小,功率等级低,而对于全 SiC 功率模块开关特性及开关损耗的研究较少,缺乏工程应用所关注的开关特性、开关损耗及器件应力等关键数据。因此,为了推动全 SiC 功率模块在大功率领域的应用,迫切需要研究其开关瞬态特性及损耗,为工程应用提供理论及数据参考。

本文首先理论研究了开通关断过程中电压电流变化率 du/dt 、 di/dt 及其与栅极的耦合效应,并分析了全 SiC 功率模块的开通损耗 E_{on} 及关断损耗 E_{off} ,同时,与传统 Si IGBT 功率模块的开关特性进行简要对比分析。搭建双脉冲测试平台,在

双脉冲试验的基础之上,分析在不同电压电流等级下全 SiC 功率模块的开关瞬态特性及其开关损耗,提取开通关断过程中电压电流参数,分析其电压电流应力大小,为全 SiC 功率模块的推广应用提供一定的参考依据。

1 全 SiC 功率模块开关特性分析

为了有效测试全 SiC 功率模块开关特性,从包含功率模块栅极寄生电感的双脉冲测试电路出发,开展功率模块开关特性理论分析。图 1 所示为全 SiC 功率模块双脉冲测试电路,以下管为例进行说明,上管与此类似。其中, V 为电源, C_0 为支撑电容, U_1 为上管栅极电压(测试下管时,其为负电压,保证上管处于截止状态), U_2 为下管栅极驱动电压(全 SiC 功率模块驱动电压为 $-4 \sim 20$ V), L_0 为负载电感, R_{gl} 为栅极驱动电阻, L_{gl} 为栅极驱动引线电感。 M_1 为功率模块下管,其中包括栅极寄生电感 L_{g0} 、栅极寄生电阻 R_{g0} 、漏源电容 C_{ds} 、栅源电容 C_{gs} 、栅漏电容(米勒电容) C_{gd} 。

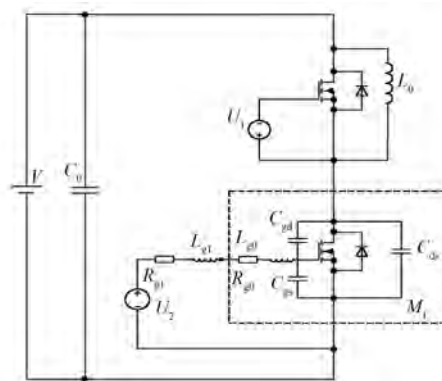


图 1 全 SiC 功率模块双脉冲测试电路

全 SiC 功率模块在使用过程中 du/dt 、 di/dt 及开关损耗至关重要,关系到驱动电路、叠成母排、散热器等设备组件的设计,也是电气设备 EMI 主要来源之一。因此,下文将分别从开通和关断两个方面针对 du/dt 、 di/dt 及开关损耗开展理论分析。

1.1 开通过程理论分析

由于实际元器件存在响应时间,所以电压电流不能产生突变。全 SiC 功率模块的开通过程如图 2 所示。开通时,由于米勒电容的存在,栅极会与母线电压产生耦合作用,栅极电压会先上升到米勒平台附近,当米勒电容充电过程结束后,栅极

电压继续上升到正常电压值。

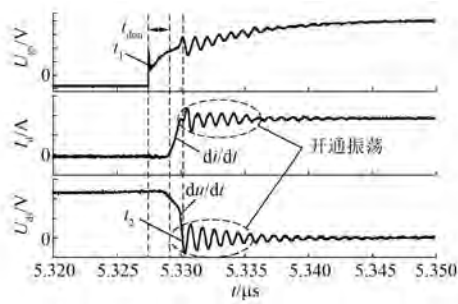


图2 全 SiC 功率模块开通过程

在米勒电容 C_{gd} 充电的过程中,栅极电压几乎维持在米勒电压 U_{mi} 附近,可近似表示为^[9]

$$U_{mi} = \frac{I_s}{g_{fs}} + U_{th} \quad (1)$$

式中: I_s ——负载电流;

g_{fs} ——跨导;

U_{th} ——栅极阈值电压。

此时存在下列等式关系:

$$U_{mi} + (L_{g0} + L_{g1}) \frac{di_g}{dt} + (R_{g0} + R_{g1}) i_g = U_{CC} \quad (2)$$

其中: U_{CC} 为栅极开通驱动电压,可令 $R_g = R_{g0} + R_{g1}$, $L_g = L_{g0} + L_{g1}$,则根据式(1)、式(2),开通过程的漏源电压变化率 du/dt 为

$$\frac{du}{dt} = \frac{I_s + g_{fs}(U_{th} - U_{CC})}{g_{fs} C_{gd} R_g} (1 - e^{-\frac{R_g}{L_g} t}) \quad (3)$$

由于 $R_g \gg L_g$,因此电压变化率 du/dt 可表示为

$$\left. \frac{du}{dt} \right|_{L_g=0} = \frac{I_s + g_{fs}(U_{th} - U_{CC})}{g_{fs} C_{gd} R_g} \quad (4)$$

在栅极电压 u_{gs} 上升至栅极阈值电压 U_{th} 后,栅极电流 i_g 开始对栅源电压 C_{gs} 充电,漏源电流 i_d 可近似为

$$i_d = g_{fs}(u_{gs} - U_{th}) \quad (5)$$

C_{gs} 的充电过程可表示为

$$i_g = C_{gs} \frac{du_{gs}}{dt} \quad (6)$$

由基尔霍夫电压定律,可知存在下列等式:

$$u_{gs} + (L_{g0} + L_{g1}) \frac{di_g}{dt} + (R_{g0} + R_{g1}) i_g = U_{CC} \quad (7)$$

根据式(5)~式(7),可知开通过程的电流变

化率为

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{g_{fs}(U_{CC} - u_{gs})}{C_{gs} R_g} (1 - e^{-\frac{R_g}{L_g} t}) \quad (8)$$

同理,若不考虑栅极电感 L_g ,则电流变化率为

$$\left. \frac{di_d}{dt} \right|_{L_g=0} = \frac{g_{fs}(U_{CC} - u_{gs})}{C_{gs} R_g} \quad (9)$$

1.2 关断过程理论分析

关断过程与开通过程类似,也存在较大的电压电流变化率。全 SiC 功率模块关断过程如图3所示。

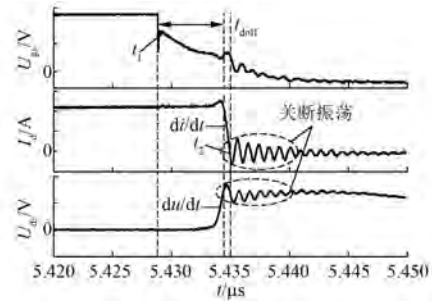


图3 全 SiC 功率模块关断过程

在栅极电压 u_{gs} 下降至米勒电压附近的过程中,栅极电流 i_g 对米勒电容 C_{gd} 放电,与开通过程分析相似,此时栅极电压为关断驱动电压 U_{DD} ,则关断时的漏源电压变化率 du/dt 为

$$\frac{du}{dt} = \frac{I_s - g_{fs}(U_{DD} - U_{th})}{g_{fs} C_{gd} R_g} (1 - e^{-\frac{R_g}{L_g} t}) \quad (10)$$

同理由 $R_g \gg L_g$,则关断时电压变化率可表示为

$$\left. \frac{du}{dt} \right|_{L_g=0} = \frac{I_s - g_{fs}(U_{DD} - U_{th})}{g_{fs} C_{gd} R_g} \quad (11)$$

与开通时电流变化率推导方式相似,关断时栅极电流 i_g 对栅源电压 C_{gs} 放电,则关断时的电流变化率为

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{g_{fs}(U_{DD} - u_{gs})}{C_{gs} R_g} (1 - e^{-\frac{R_g}{L_g} t}) \quad (12)$$

当不考虑栅极电感 L_g 时,关断时的电流变化率为

$$\left. \frac{di_d}{dt} \right|_{L_g=0} = \frac{g_{fs}(U_{DD} - u_{gs})}{C_{gs} R_g} \quad (13)$$

1.3 开关损耗计算

与传统 Si IGBT 功率模块相比,开关损耗更

低,主要分为开通损耗 E_{on} 和关断损耗 E_{off} 。开通(关断)损耗主要是由于开通(关断)过程中漏源电压不会立即下降到零(上升到稳态电压),漏源电流也不会立即上升到负载电流(下降到零),都存在一定的上升下降时间,造成开关过程中电压电流存在重叠区域,由此产生开关损耗。开关过程越长,则开关损耗越大。开关损耗可以按式(14)计算:

$$E_{on/off} = \int_{t_1}^{t_2} u_{ds}(t) \cdot i_d(t) dt \tag{14}$$

其中:在开通时, t_1 为栅源电压上升到高电位 10% 的时刻, t_2 为漏源电压下降至母线电压 10% (或漏源电流上升至导通电流 90%) 的时刻;在关断时 t_1 为栅源电压降至其高电位 90% 的时刻, t_2 为漏源电压上升至母线电压 90% (或漏源电流下降至导通电流 10%) 的时刻。

由于采集的电压电流为离散量,所以开通关断损耗又可以表示为

$$E_{on/off} = \sum_{n=0}^N u_{ds}(n) \cdot i_d(n) \tag{15}$$

式中: N ——开关过程中采样点数, $N = (t_2 - t_1) S$, S 为示波器采样率。

当采样率足够高时,能满足实际测量精度,由此可得开关过程总损耗为

$$E_{total} = E_{on} + E_{off} \tag{16}$$

2 与 IGBT 模块对比分析

从上述全 SiC 功率模块开关瞬态特性理论分析可以看出,在不考虑漏极、源极引线电感和寄生电感的情况下,开关过程中电压电流变化率 du/dt 、 di/dt 主要与 C_{gd} 、 C_{gs} 、 i_g 、 L_g 有关,同时还与栅极驱动电压 U_{CC} 、 U_{DD} 有关。根据功率模块数据手册提供的输出电容 C_{oss} 、输入电容 C_{iss} 、转移电容 C_{rss} ,结合三者与功率模块极间电容之间存在的关系 ($C_{rss} = C_{gd}$, $C_{oss} = C_{gd} + C_{ds}$, $C_{iss} = C_{gd} + C_{gs}$),转化可得相应的极间电容。全 SiC 功率模块和 Si IGBT 功率模块基本参数^[22]对比如表 1 所示。

表 1 全 SiC 功率模块与 Si IGBT 模块基本参数对比

型号	类型	$C_{gd}, C_{gc}/nF$	$C_{gs}, C_{ge}/nF$	$u_{gs}, u_{ge}/V$	t_{don}/ns	t_r/ns	t_{doff}/ns	t_f/ns
CAS300M12BM2	全 SiC	0.12	19.18	2.5	76	68	168	43
CAS325M12BM2	全 SiC	0.10	19.40	2.6	—	—	—	—
VS-GT300YH120N	Si IGBT	1.00	35.00	5.6	776	263	816	131
CM300DX-24A	Si IGBT	0.90	46.10	7.0	550	180	600	600
FF300R12KE4	Si IGBT	0.85	26.90	5.8	250	90	550	130
GSID300A120S5C1	Si IGBT	0.70	29.30	5.5	465	143	582	243
IRG5K200HF12B	Si IGBT	0.72	25.28	5.3	280	185	850	115

注: u_{gs} 、 u_{ge} 为栅极开启阈值电压。

从表 1 看出,全 SiC 功率模块的栅漏电容 C_{gd} 仅为 Si IGBT 功率模块极间电容 C_{ge} 的 1/7~1/10,栅源电容 C_{gs} 为 Si IGBT 极间电容 C_{ge} 的 4/5~2/5;同时还可以看到全 SiC 功率模块的栅极开启电压约为 2.5 V,而 Si IGBT 功率模块栅极开启电压为 5~7 V,相差 2~3 倍;全 SiC 功率模块栅极驱动电压范围一般为-4~20 V, Si IGBT 功率模块驱动电压范围一般为-15~15 V。因此,结合上述开通关断过程的理论分析,由式(4)、式(9)、式(11)、式(13)可知,全 SiC 功率模块开通关断过程电压电流变化率比传统 Si IGBT 功率模块更

大,而且由于全 SiC 功率模块栅极阈值电压更低,因此更容易受到杂散电感、栅极电容的耦合干扰,造成开通关断过程振荡加剧。从表 1 还可以发现全 SiC 功率模块与传统 Si IGBT 模块相比,开通延迟时间 t_{don} 、开通上升时间 t_r 、关断延迟时间 t_{doff} 、关断下降时间 t_f 都更短,这意味着开通关断重叠区大大减小,开关损耗减小,但也带来了较高的电压电流变化率。为此,下文基于双脉冲试验平台对全 SiC 功率模块开关瞬态特性及开关损耗开展研究,为全 SiC 功率模块的实际应用提供一定的参考。

3 全 SiC 功率模块试验分析

3.1 试验平台介绍

图 4 所示为双脉冲试验平台实物图。其测试电路的原理图见图 1,其中测试所用负载电感为 70 μ H,测试所用的全 SiC 功率模块为 CREE 公司所生产的 CAS300M12BM2。为了确保测试过程精确可靠,测试过程采用高采样率/高带宽数字示波器和高带宽电压电流探头,详细参数如表 2 所示,驱动脉冲信号由 DSP28335 产生,经过脉冲板电平转换后发送到功率模块驱动电路板,实现全 SiC 功率模块开通与关断。

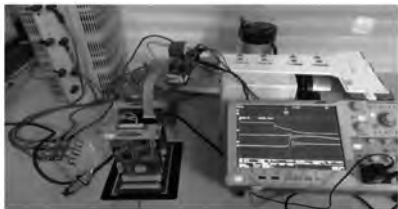


图 4 双脉冲试验平台

表 2 测试平台仪器基本参数说明

名称	型号	带宽	测试对象
数字示波器	Tektronic DPO4050B	500 MHz	—
无源高压探头	DP-100	100 MHz	u_{ds}
无源电流探头	CWT Mini	30 MHz	i_d
无源低压探头	TPP0500B	200 MHz	u_{gs}
接触式调压器	TSGC-30 kVA	0~1 000 V	—

3.2 开关瞬态特性分析

为了有效评估全 SiC 功率模块开关特性,分别在电压等级 200~800 V、电流等级 100~300 A 条件下开展测试,分析在不同电压、电流等级下的电压电流变化率。图 5 所示为 7 种测试条件下的开关特性曲线。

从图 5 可以看出,全 SiC 功率模块在开通关断阶段电压振荡较小,而电流振荡较大,主要是由于全 SiC 功率模块栅极阈值电压 U_{th} 较低,开关过程中由于米勒电容的耦合作用,导致栅极电压产生波动,从而使得开通关断过程中漏源电流产生较大振荡。从图 5 还能看出,随着电压等级的增高,关断电流尖峰呈现增大趋势,开通电流振荡加剧,降低了全 SiC 功率模块开通关断过程的可靠性。

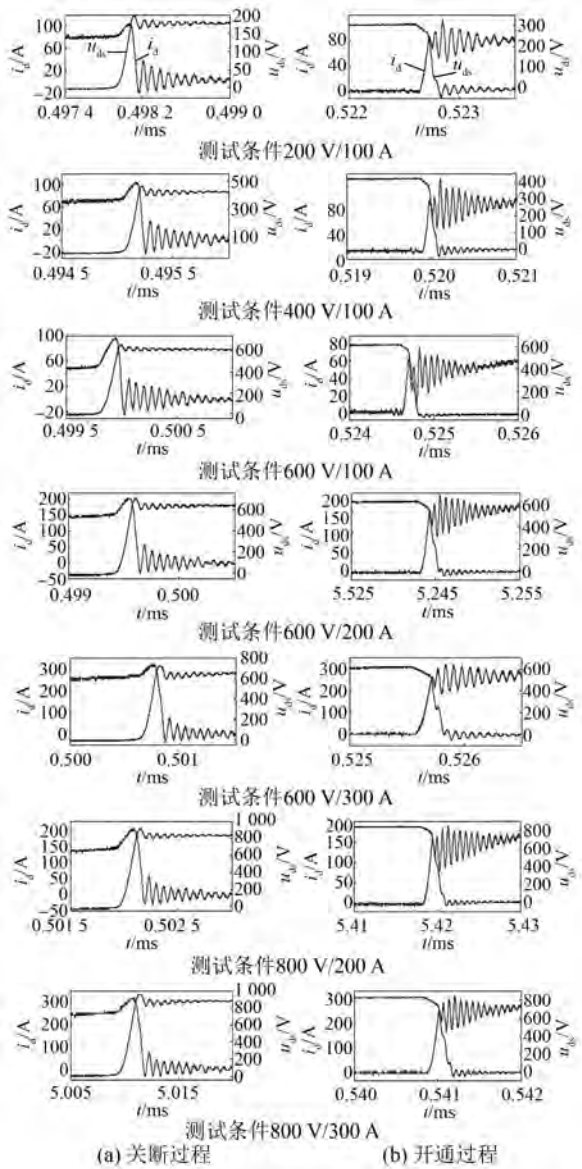


图 5 不同电压电流等级下开关特性曲线

针对上述不同电压电流等级全 SiC 功率模块开关特性曲线,提取其电压电流变化率 du/dt 、 di/dt 。图 6 所示为导通电流 100 A,漏源电压变化时的功率模块电压电流变化率。图 7 所示为 600 V 和 800 V 电压等级下,漏源电流变化时功率模块电压电流变化率。

从图 6 可以看出,在导通电流保持 100 A 不变的情况下,随着漏源电压 u_{ds} 不断增大,开通和关断过程中电压变化率 du/dt 不断增大,而电流变化率 di/dt 基本维持不变。同时还可以看出,在门极驱动电阻相同的情况下,其开通过程的电流变化率几乎是关断过程电流变化率的两倍,这

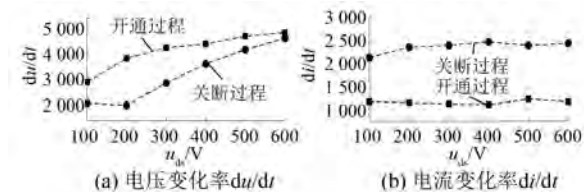


图6 导通电流 100 A 时电压电流变化率

主要是由于全 SiC 功率模块反向关断电压更低 (-5 V), 而正向驱动电压较高 (20 V), 与电压电流变化率的理论分析吻合。

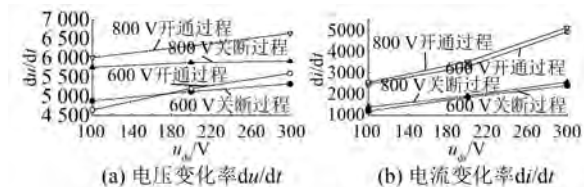


图7 漏源电压 600 V 和 800 V 时电压电流变化率

从图 7 分析发现, 在 600 V 和 800 V 的测试条件下, 随着漏源电流增大, 其开通关断过程的电流变化率不断增大。由于实际测试电路中杂散电感不可避免, 因此其开通关断过程中电压变化率也有不同程度增加。同时也可以看出电压电流变化率在开通过程较关断过程更大, 与图 6 所得分析结果一致。

3.3 开关损耗分析

分析全 SiC 功率模块开关损耗对于设备散热器设计具有重要指导意义, 进而能够提升功率模块开关频率, 增大装置功率密度。根据上述开关损耗的理论分析, 提取试验过程中的相关参数, 可以计算其开关损耗。不同电压电流等级下的开关损耗如图 8 所示。

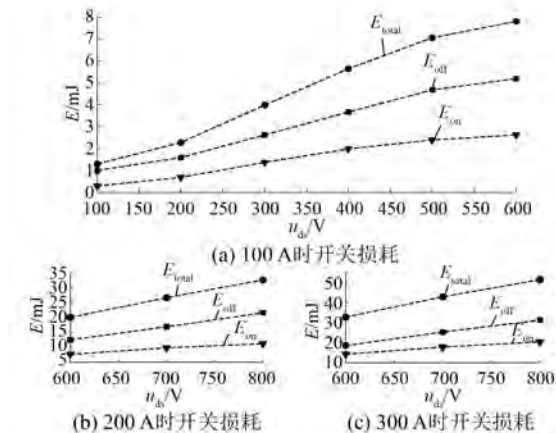


图8 不同电压电流等级下开关损耗

从图 8 可以看出, 随着电压电流不断增大, 开通关断损耗不断增加, 而且开通损耗小于关断损耗, 约为关断损耗的 50%。这主要是由于开通过程相较于关断过程更快, 电压电流重叠区域更小, 因此其损耗更小。从图 8(a) 可以看出, 在 100 A/600 V 时, 总开关损耗为 7.8 mJ; 从图 8(b) 看出, 在 200 A/600 V 时, 总开关损耗为 20 mJ, 而对应等级的 IGBT 功率模块总开关损耗在 40 mJ 以上; 从图 8(c) 可以看出, 在 300 A/800 V 条件下, 其开关损耗也仅为 51.3 mJ, 与 IGBT 相比大大减小。全 SiC 功率模块反向恢复时间短, 几乎不存在拖尾电流, 开关损耗大大减小, 有效降低了功率模块热应力, 降低了散热器设计要求, 有效提升了系统整体效能。

3.4 系统性能影响分析

在实际工程应用中, 过高的电压电流尖峰会产生较大的电压电流应力, 加速功率模块损坏, 降低器件寿命; 同时, 过高的振荡幅值会影响器件电压电流的高频分量和系统电磁兼容性, 进一步影响整个系统的性能。功率模块的电压、电流应力可定义为开通关断过程中电压、电流峰值与关断前导通电压、电流之比, 比值越大则器件所承受的应力越大, 其表达式为

$$S_U = \frac{U_{\text{MAX}}}{U_0} \times 100\% \quad (17)$$

$$S_I = \frac{I_{\text{MAX}}}{I_0} \times 100\% \quad (18)$$

式中: S_U 、 S_I ——电压、电流应力;

U_{MAX} 、 I_{MAX} ——电压、电流峰值;

U_0 、 I_0 ——稳态电压、电流。

通过提取测试过程中的相关参数, 可得不同电压电流情况下电压电流应力关系。图 9 所示为在 100 A 条件下开通关断过程中电压电流应力。

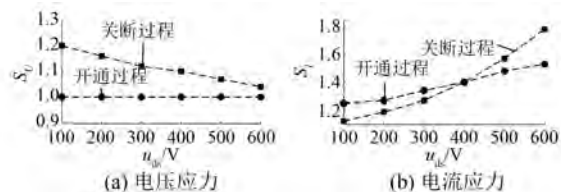


图9 100 A 条件下的电压电流应力

从图 9(a) 可以看出, 在开通过程中电压应力值为 1, 即不存在开通电压尖峰; 随着电压升高,

关断过程的电压应力值从 1.20 减小至 1.05。从图 9(b)可以看出,随着电压增加,开通和关断过程中,电流应力不断增加,关断过程电流应力已经达到约 1.78。原因是在开通过程中随着电压增加,栅极电容充电过程加快,造成开通过程中电流幅值增加,增大了电流应力。在关断过程中,由于实际电路中叠层母排的杂散电感不可忽略,造成漏源电流产生较大电流过冲,增大了器件应力。因此,在实际应用过程中,应充分考虑全 SiC 功率模块电压电流应力,避免降低模块寿命或发生损坏。

4 结 语

本文针对全 SiC 功率模块的开关瞬态特性及开关损耗开展了分析研究,主要对开通关断过程中电压电流变化率 du/dt 、 di/dt 和开通关断损耗 E_{on} 、 E_{off} 开展了探究;与 IGBT 模块进行了对比,分析了全 SiC 功率模块在应用中主要面对的问题。基于双脉冲测试电路,测试了不同电压电流等级下全 SiC 功率模块的 du/dt 、 di/dt 、 E_{on} 、 E_{off} ,并开展了定量分析,通过提取试验参数,获得了功率模块电压电流应力,为实际工程应用提供有效参考。

通过研究,得出主要结论如下。

(1) 全 SiC 功率模块在开通关断过程中的 du/dt 、 di/dt 较大,而栅极电容较小,容易通过栅极电容的耦合作用造成开关过程振荡,特别是开通关断电流,其振荡更加明显。实际应用过程中应当合理设计驱动电路,降低电压电流振荡。

(2) 全 SiC 功率模块与 IGBT 功率模块相比,开通关断损耗更小,可有效降低功率模块热损耗及降低散热器设计难度,提升了开关频率和系统功率密度。

(3) 全 SiC 功率模块在关断过程中电流应力较大,将对器件形成较大冲击。在实际使用过程中,应当合理布置主电路结构,优化叠层母排设计,尽可能降低杂散电感对功率模块开通关断过程的影响,发挥全 SiC 功率模块自身特性,有效提升系统整体性能。

【参 考 文 献】

[1] 赵争鸣,施博辰,朱义诚. 对电力电子学的再认识——历史、现状及发展[J]. 电工技术学报,

2017,32(12): 5.

- [2] 钱照明,张军明,盛况. 电力电子器件及其应用的状态和发展[J]. 中国电机工程学报,2014,34(29): 5149.
- [3] 盛况,郭清,张军明,等. 碳化硅电力电子器件在电力系统的应用展望[J]. 电机工程学报,2012,32(30): 1.
- [4] YAN Q, YUAN X, GENG Y, et al. Performance evaluation of split output converters with SiC MOSFETs and SiC Schottky diodes [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 406.
- [5] YI P, MURTHY P K S, WEI L. Performance evaluation of SiC MOSFETs with long power cable and induction motor[C] // 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016.
- [6] 祁锋,徐隆亚,王江波,等. 一种为碳化硅 MOSFET 设计的高温驱动电路[J]. 电工技术学报,2015,30(23): 24.
- [7] HAZRA S, DE A, CHENG L, et al. High switching performance of 1700-V/50-A SiC power MOSFET over Si IGBT /BiMOSFET for advanced power conversion applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016,31(7): 4742.
- [8] HUANG X, LI Q, LIU Z, et al. Analytical loss model of high voltage GaN HEMT in cascode configuration[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(5): 2208.
- [9] 王旭东,朱义诚,赵争鸣,等. 驱动回路参数对碳化硅 MOSFET 开关瞬态过程的影响[J]. 电工技术学报,2017,32(13): 23.
- [10] CHEN Z, BOROYEVICH D, BURGOS R. Experimental parametric study of the parasitic inductance influence on MOSFET switching characteristics [C] // The 2010 International Power Electronics Conference, 2010: 164.
- [11] 梁美,郑琼林,李艳,等. 用于精确预测 SiC MOSFET 开关特性的分析模型[J]. 电工技术学报,2017,32(1): 148.
- [12] 梁美,李艳,郑琼林,等. 高速 SiC MOSFET 开关特性的测试方法[J]. 电工技术学报,2017,32(14): 87.
- [13] CHEN K, ZHAO Z, YUAN L, et al. The impact of non-linear junction capacitance on switching transient and its for SiC MOSFET [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2015,62(2): 333.

(下转第 119 页)

回收的能量比车速-电流双闭环 PI 控制提高了 2%~3%。

【参考文献】

- [1] 李玉芳,王龙.电动汽车坡道单轴制动稳定性与再生制动极限控制研究[J].机械科学与技术,2013,32(2): 192.
- [2] 白志峰,张传伟,李舒欣,等.电动汽车驱动与再制动制动的 H_∞ 鲁棒控制[J].西安交通大学学报,2005,39(3): 256.
- [3] 李舒欣,曹秉刚,白志峰,等.电动汽车再生制动的模糊 PI 控制实验研究[J].电气技术,2006(1): 52.
- [4] 周好斌,龙波,白志峰,等.能量回收电动助力车鲁棒控制器研究[J].西安交通大学学报,2007,41(5): 567.
- [5] 安强.神经网络 BP PID 在电动车能量回收技术中的运用[C]//2011 西部汽车产业学术会议暨四川省第十届汽车学术年会论文集,2012: 21.
- [6] 崔方,刘芳华,邱忠华,等.基于 DSP 的电动车用无刷直流电机控制器的设计[J].电机与控制应用,

2014,41(4): 52.

- [7] 余志生.汽车理论[M].3 版.北京:机械工业出版社,2000.
- [8] 邱国平,邱明.永磁直流电机实用设计及应用技术[M].北京:机械工业出版社,2009.
- [9] 丁学文.电力拖动运动控制系统[M].北京:机械工业出版社,2014.
- [10] 陈伯时.电力拖动自动控制系统:运动控制系统[M].4 版.北京:机械工业出版社,2009.
- [11] 严运兵,吴浩,赵慧.汽车防抱死制动系统的 H_∞ 鲁棒控制[J].汽车工程,2014,36(4): 453.
- [12] 潘霞远,刘希喆,吴捷,等.永磁同步直线电机的鲁棒 PID 控制[J].电机与控制应用,2008,35(9): 34.
- [13] 沈宪章,张法全,邱道尹,等.线性最优控制系统鲁棒性分析[J].郑州大学学报(工学版),2002,23(4): 53.
- [14] 汪贵平.纯电动汽车驱动与制动能量回收控制策略研究[D].西安:长安大学,2009.

收稿日期: 2018-12-18

(上接第 106 页)

- [14] WANG J, CHENG H S, LI R T. Characterization and experimental assessment of the effects of parasitic elements on the MOSFET switching performance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1): 573.
- [15] LEMMON A, MAZZOLA M, GAFFORD J, et al. Instability in half-bridge circuits switched with wide band-gap transistors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(5): 2380.
- [16] SADIK D P, KOSTOV K, COLMENARES J, et al. Analysis of parasitic elements of SiC power modules with special emphasis on reliability issues[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(3): 988.
- [17] 张斌锋,许津铭,钱强,等.SiC MOSFET 特性及其应用的关键技术分析[J].电源学报,2016,14(4): 39.

- [18] 巴腾飞,李艳,梁美.寄生参数对 SiC MOSFET 栅源极电压影响的研究[J].电工技术学报,2016,31(13): 64.
- [19] 曾正,邵伟华,陈昊,等.基于栅极驱动回路的 SiC MOSFET 开关行为调控[J].中国电机工程学报,2018,38(4): 1165.
- [20] 梁美,郑琼林,可翀,等.SiC MOSFET、Si CoolMOS 和 IGBT 的特性对比及其在 DAB 变换器中的应用[J].电工技术学报,2015,30(12): 41.
- [21] DONG Z, WU X, SHENG K, et al. Impact of common source inductance on switching loss of SiC MOSFET [C]//2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), 2015.
- [22] Cree Inc. SiC MOSFET datasheet, document library 2015[Z/OL].http://www.wolfspeed.com/.

收稿日期: 2019-02-20