SiC MOSFET、Si CoolMOS 和 IGBT 的特性对比及其在 DAB 变换器中的应用

梁 美[1] 郑琼林[1] 可 翀[2] 李 艳[1] 游小杰[1]
（1. 北京交通大学电气工程学院 北京 100044 2. 华北水利水电大学电力学院 郑州 450046）

摘要 碳化硅（SiC）半导体器件由于其宽禁带材料的优良特性受到了广泛关注。SiC 半导体器件作为一种新型器件，对其与 Si 半导体器件的特性对比及评估越来越有必要。本文主要对比了 SiC MOSFET、Si CoolMOS 和 IGBT 的静态特性。并搭建了基于 Buck 变换器的测试平台，测试条件为输入电压为 400V，电流为 4～10A，对比了三种器件的开关波形、开关时间、开关损耗、d*v*/d*t*、d*i*/d*t* 以及内部二极管的反向恢复特性。设计了一台 2kW 的双主动全桥（DAB）变换器的实验样机，对比了应用三种器件的 DAB 变换器的理论效率和实测效率。

关键词：SiC MOSFET CoolMOS IGBT 特性 DAB 变换器
中图分类号：TN409

Performance Comparison of SiC MOSFET, Si CoolMOS and IGBT for DAB Converter

Liang Mei[1] *Trillion Q Zheng*[1] *Ke Chong*[2] *Li Yan*[1] *You Xiaojie*[1]
（1. Beijing Jiaotong University Beijing 100044 China
2. North China University of Water Resources and Electric Power Zhengzhou 450046 China）

Abstract Silicon carbide(SiC) semiconductor devices have received extensive attention with the better performance of the wide band gap material. It is necessary to compare with their silicon(Si) counterparts due to SiC semiconductor devices are new. In this paper, the static characteristics of SiC MOSFET, Si CoolMOS and IGBT are compared. Then, the test platform based on buck converter is constructed, the input voltage of which is 400V, the output current of which is 4～10A. Switching waveforms, switching times, d*v*/d*t*, d*i*/d*t* and reverse recovery characteristic of internal diodes of three devices are tested. Finally, theoretical efficiencies and practical efficiencies of a 2kW dual active bridge (DAB) converter are compared.

Keywords：SiC MOSFET, CoolMOS, IGBT, performance, DAB converter

1 引言

近些年，碳化硅（Silicon Carbide，SiC）半导体器件因其材料具有击穿电场高、载流子饱和漂移速度快、热稳定性好及热导率高等优势[1-3]，可提高电力电子变换器的性能，引起了国内外学者的广泛关注。

目前，商用的 SiC 半导体器件有 SiC 肖特基二极管、SiC JFET 及 SiC MOSFET。由于 SiC 肖特基二极管的反向恢复特性好于 Si 二极管，将其应用于 PFC 电路或逆变器中，效率得到明显提高[4-6]。SiC JFET 是目前最成熟的 SiC 半导体器件，其开关速度和开关损耗均优于 Si MOSFET 和 IGBT[7-9]。但 JFET 的主要缺点是常通型，必须通过负压关断器件，当驱动电源出现故障时，很可能出现短路现象。

自 2011 年，CREE 公司推出第一代 SiC MOSFET，较多研究人员对 SiC MOSFET 的特性进行深入研究。文献[10-13]指出 SiC MOSFET 的驱动电压较低时，其导通电阻为负温度系数；驱动电压升高之后，其导通电阻为正温度系数。文献[14]仿真对比了应用 SiC MOSFET 和 Si IGBT 的双向 Buck-Boost 电路

国家电网科技项目（5355DD130003）资助。
收稿日期 2014-08-09 改稿日期 2014-10-09

的效率，但没有实际应用效率的对比。由于双有源全桥（Dual Active Bridge，DAB）变换器能自然实现 ZVS 软开关，结构简单，效率高，对 SiC MOSFET 在 DAB 变换器中的应用研究也较多[15-19]。文献[15]在 DAB 变换器中比较了 SiC MOSFET、Si CoolMOS 和 IGBT 的输出电容 C_{DS} 大小以及其对 ZVS 软开关的影响，但没有对器件的其他特性进行对比分析。文献[16-17]实验对比了应用 SiC MOSFET 和 Si IGBT 的 DAB 变换器的效率，但没有对两种器件的具体特性进行对比分析。文献[18-19]设计了应用 SiC MOSFET 的高频 DAB 变换器，但其主要介绍了高频磁性元件的设计。

为了具体了解 SiC MOSFET 的性能优势，及其与 Si CoolMOS 和 IGBT 的特性差异，本文将 SiC MOSFET、Si CoolMOS 和 IGBT 的特性进行对比。首先对比三种器件的静态特性，分析其对器件性能的影响。然后搭建基于 Buck 变换器的测试平台，对每种器件的开关特性进行测试。最后基于一台 2kW 的 DAB 变换器，测试对比应用三种器件的效率。

2 静态特性对比

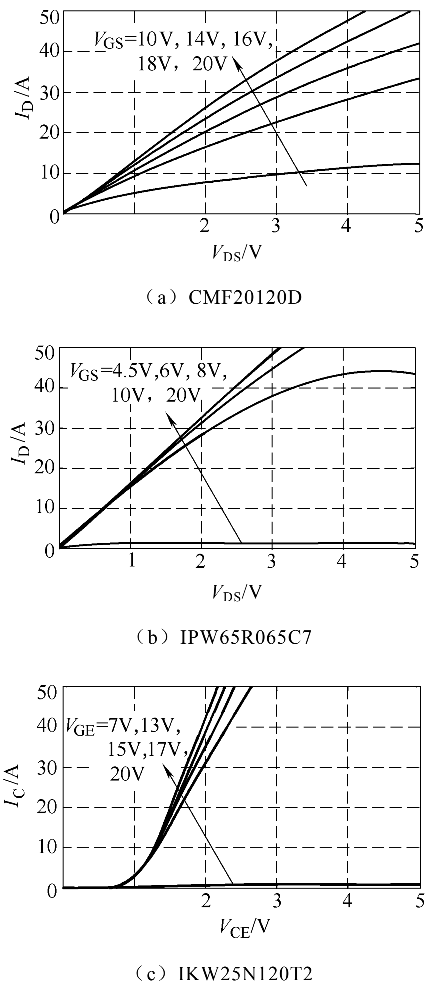
与 CMF20120D 击穿电压 V_{BR} 相近的高压 Si MOSFET 的导通电阻 $R_{DS(on)}$ 均较大，因此本着额定电流 I_D 和导通电阻相近的原则，本文选取了 IPW65R065C7 作为对比对象。IPW65R065C7 为 Infineon 公司最新的一款 CoolMOS，其最大特点是开关速度快。而本着 Si IGBT 的击穿电压和额定电流相近的原则，本文选取了 IKW25N120T2 作为对比对象。IKW25N120T2 为 Infineon 公司应用广泛的一款 Si IGBT。表 1 为 CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 的器件参数。

表 1 CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 的器件参数

Tab.1 Device parameters of CMF20120D, IPW65R065C7 and IKW25N120T2

器件参数	CMF20120D	IPW65R065C7	IKW25N120T2
制造商	CREE	Infineon	Infineon
器件类型	SiC MOSFET	Si MOSFET	Si IGBT
V_{BR}/V	1 200	650	1 200
I_D 或 I_C/A (T_C=100°C)	21	24	25
$R_{DS(on)}$/mΩ (T_C=25°C)	80	65	—
$V_{CE(sat)}$/V (T_C=25°C)	—	—	1.7

图 1 为 CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 不同栅电压（V_{GS} 或 V_{GE}）的 I-V 输出特性曲线。如图 1a 所示，CMF20120D 的 V_{GS} 大于 18V 之后特性曲线的斜率变化较小。如图 1b 所示，IPW65R065C7 的 V_{GS} 大于 8V 之后特性曲线的斜率基本不变，V_{GS} 为 10V 和 20V 的特性曲线重合。如图 1c 所示，IKW25N120T2 的 V_{GE} 大于 13V 时特性曲线的斜率基本不变，V_{GE} 为 17V 和 20V 的特性曲线重合。CMF20120D 的饱和区与线性区的拐点没有 IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 清晰。上述现象源于三种器件的不同的跨导特性，如图 2 所示。CMF20120D 的跨导系数（g_{fs}）最小，沟道迁移率最低，V_{GS} 较高时才能获得低导通电阻。为了保证 CMF20120D 具有低通态损耗，其驱动电压要高于 18V，与 Si 半导体器件不同。



（a）CMF20120D

（b）IPW65R065C7

（c）IKW25N120T2

图 1 CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 的 I-V 输出特性

Fig.1 I-V output characteristics of CMF20120D, IPW65R065C7 and IKW25N120T2

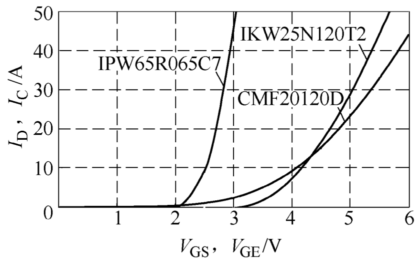
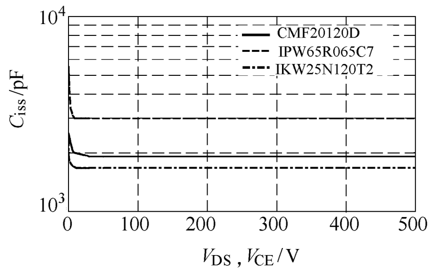


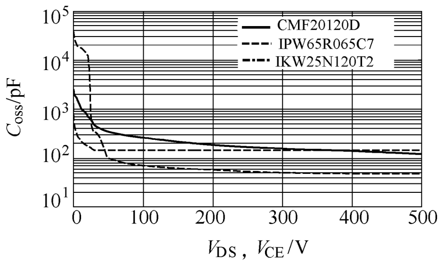
图 2　CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 的跨导特性

Fig.2　Transconductance of CMF20120D, IPW65R065C7 and IKW25N120T2

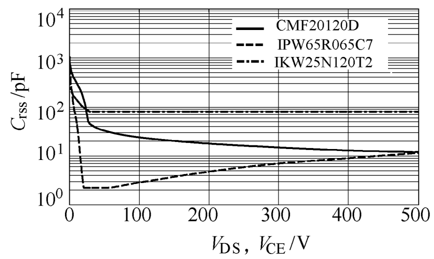
图 3a、图 3b 和图 3c 分别给出了 CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 的 C_{iss}，C_{oss} 和 C_{rss} 随器件电压（V_{DS} 或 V_{CE}）变化的曲线。IKW25N120T2 的 C_{iss} 最小，其 V_{GE} 响应最快，驱动损耗最小。IPW-65R065C7 的 C_{oss} 最小，其关断时 C_{oss} 存储能量最小（器件开通时，C_{oss} 存储的能量转化为开通损耗）。IPW65R065C7 的 C_{rss} 最小，其 V_{GS} 的密勒平台时间最短，dv/dt 最大。



（a）C_{iss}



（b）C_{oss}



（c）C_{rss}

图 3　CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 的 C_{iss}，C_{oss} 和 C_{rss}

Fig.3　C_{iss}, C_{oss} and C_{rss} of CMF20120D, IPW65R065C7 and IKW25N120T2

3　开关特性对比

图 4 为基于 Buck 变换器的测试平台，用于测试 CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 的开关特性。二极管 VD 为 SiC 肖特基二极管 C4D20120A，其器件参数见表 2。SiC 肖特基二极管无反向恢复特性，用于限制被测器件（Device Under Test, DUT）开通时的电流尖峰。Buck 变换器的测试条件见表 3。驱动电路框图如图 5 所示，使用 Avago 公司的 ACPL-4800 光耦隔离芯片和 IXYS 公司的 IXDN609SI 驱动芯片，驱动电路的负压通过三端稳压器 LM337 调节。根据器件的静态特性，设计 CMF20120D 的驱动电压为+18/−3，IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 的驱动电压为+15/−3。

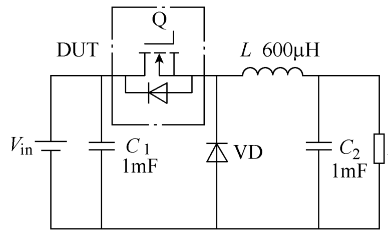


图 4　基于 Buck 变换器的测试平台

Fig.4　Test platform based on Buck converter

表 2　C4D20120A 的器件参数

Tab.2　Device parameters of C4D20120A

V_{RRM}/V	I_F/A	V_F/V	Q_C/nC	C/pF
1 200	27	1.5	130	93

表 3　测试平台的测试条件

Tab.3　Test conditions of test platform

输入电压/V	占空比	开关频率/kHz	输出电流/A
400	0.5	20	4-10

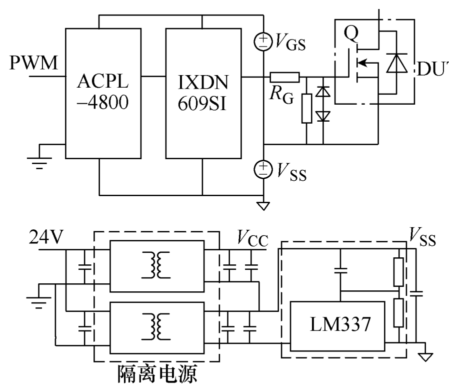
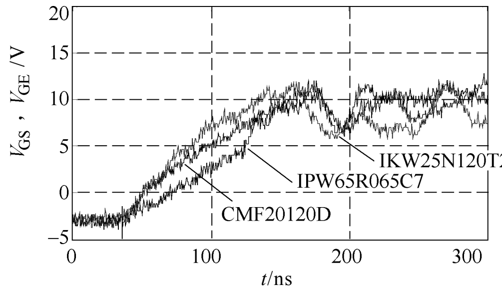


图 5　DUT 的驱动电路

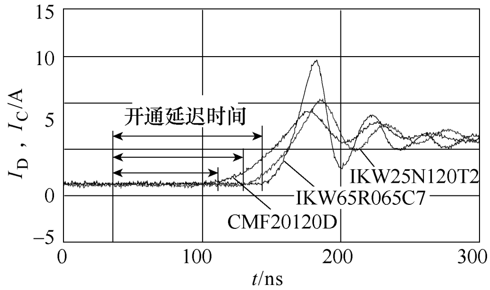
Fig.5　Gate driver circuit of DUT

图 6 所示为 Buck 变换器的输出电流为 7A 时，CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 的开

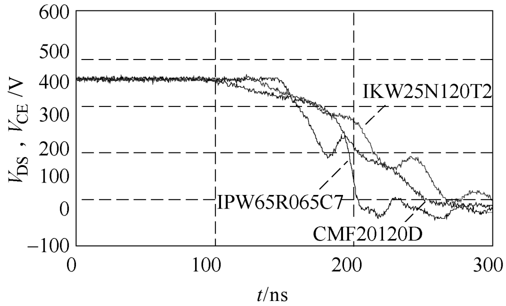
通和关断的波形。IKW25N120T2 的 V_{GE} 响应速度最快。CMF20120D 的开通延迟时间和关断延迟时间最短。IPW65R065C7 的电压电流变化时间最短，但其开通电流尖峰和关断电压尖峰最大。IKW25N120T2 关断拖尾现象严重。



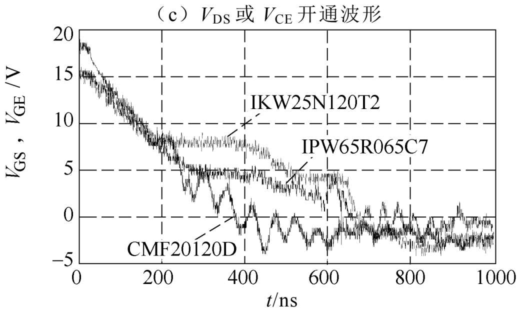
（a）V_{GS} 或 V_{GE} 开通波形



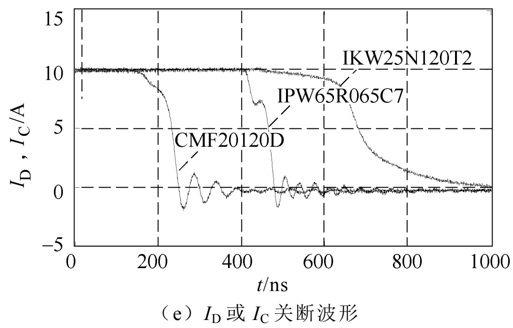
（b）I_D 或 I_C 开通波形



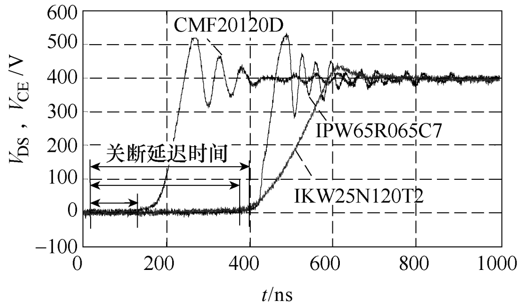
（c）V_{DS} 或 V_{CE} 开通波形



（d）V_{GS} 或 V_{GE} 关断波形



（e）I_D 或 I_C 关断波形

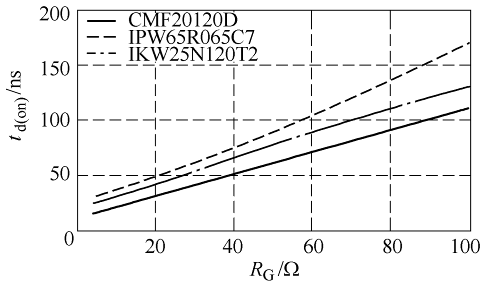


（f）V_{DS} 或 V_{CE} 关断波形

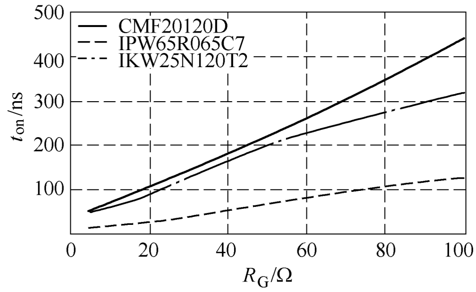
图 6 CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 的开关波形

Fig.6 Switching waveforms of CMF20120D, IPW65R065C7 and IKW25N120T2

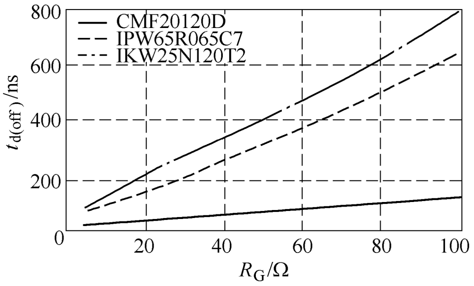
图 7 为 CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25-N120T2 的开关时间随 R_G 变化的曲线。$t_{d(on)}$为开通延时时间，t_{on}为产生开通损耗的时间，即器件开通时电压电流的交叠时间，$t_{d(off)}$为关断延时时间，t_{off}为产生关断损耗的时间，即器件关断时电压电流的交叠时间。测试结果显示，R_G越大，开关时间越长。CMF20120D 的开通延时时间和关断延时时间最短，IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 的关断延迟现象比较严重。CMF20120D 产生开通损耗的时间最长，IPW65R065C7 最短。IPW65R065C7 产生关断损耗的时间最小，CMF20120D 与其相近。IKW25N120T2 因其关断拖尾现象，产生关断损耗的时间最长。



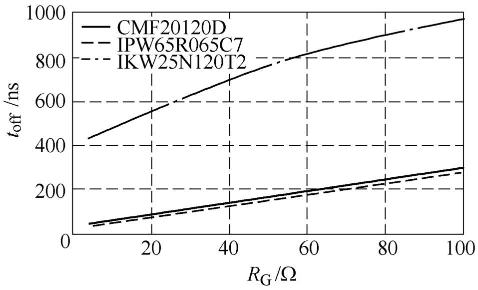
（a）开通延迟时间



（b）产生开通损耗时间



（c）关断延迟时间

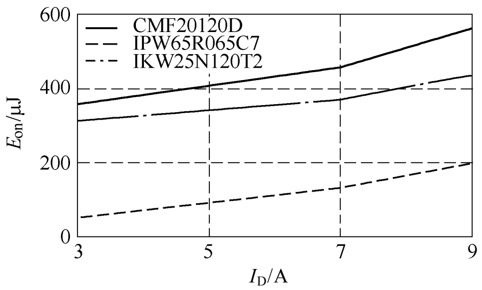


（d）产生关断损耗时间

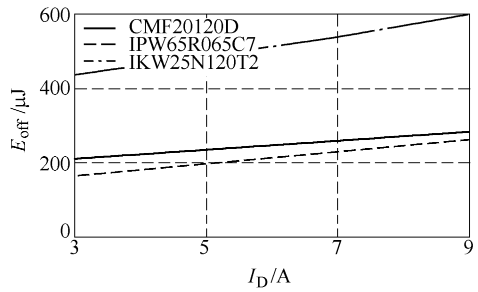
图 7　CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 的开关时间

Fig.7　Switching times of CMF20120D, IPW65R065C7 and IKW25N120T2

图 8 为 Buck 变换器的输出电流不同时，CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 的开关损失能量。E_{on} 为开通损失能量，E_{off} 为关断损失能量。



（a）开通损失能量



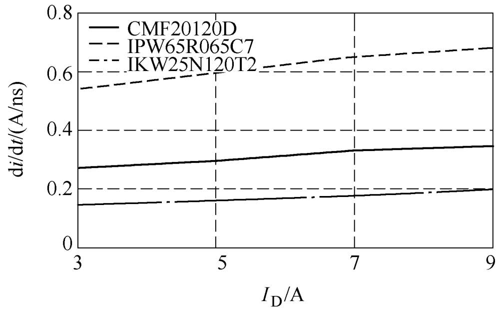
（b）关断损失能量

图 8　CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 的开关损失能量

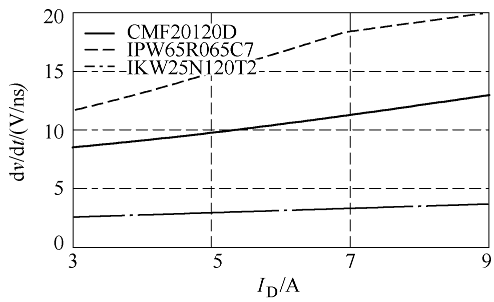
Fig.8　Switching loss energy of CMF20120D, IPW65R065C7 and IKW25N120T2

测试结果显示，随着负载电流增加，开关损失能量增加。CMF20120D 开通损失能量最大，IPW65R065C7 最小。IPW65R065C7 的关断损失能量最小，CMF20120D 与其相近。IKW25N120T2 的关断损失能量最大。

图 9 为 Buck 变换器的输出电流不同时 CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 的开通 di/dt 和关断 dv/dt。测试结果显示，IPW65R065C7 的电压电流变化率最大，IKW25N120T2 最小。



（a）di/dt



（b）dv/dt

图 9　CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 的开通 di/dt 和关断 dv/dt

Fig.9　Di/dt when turn on and dv/dt when turn off of CMF20120D, IPW65R065C7 and IKW25N120T2

表 4 为 CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 内部二极管的静态参数。其中 IKW25N120T2 的内部二极管为出厂前封装在内的 Si 快恢复二极管。图 10 为测试二极管反向恢复特性的电路图。图 11 为三种器件内部二极管及 SiC 二极管 C4D20120A 的反向恢复电流测试结果，此处测试结果包含二极管结电容充电电流。测试结果显示，CMF20120D 的内部二极管的反向恢复电流最小，反向恢复时间最短。而 IPW65R065C7 的内部二极管的反向恢复特性最差，其反向恢复电流峰值是 CMF20120D 内部二极管的 6 倍，反向恢复时间是 CMF20120D 内部二极管的 3 倍。CMF20120D 的内部二极管与 C4D20120A 对比，其反向恢复电流略大于 C4D20120A。

表 4 CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 的内部二极管静态参数

Tab.4 Static parameters of body diode of CMF20120D, IPW65R065C7 and IKW25N120T2

器 件	V_F/V	I_{rrm}/A	Q_{rr}/nC	t_{rr}/ns
CMF20120D 内部二极管	3.1	2.3	142	220
IPW65R065C7 内部二极管	0.9	30	10 000	800
IKW25N120T2 内部二极管	1.3	24	3 650	290

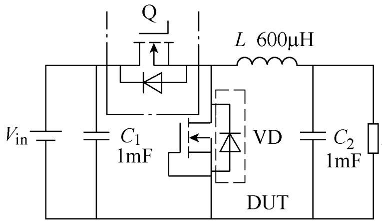


图 10 测试二极管反向恢复特性的电路

Fig.10 Circuit for testing reverse recovery characteristics of diodes

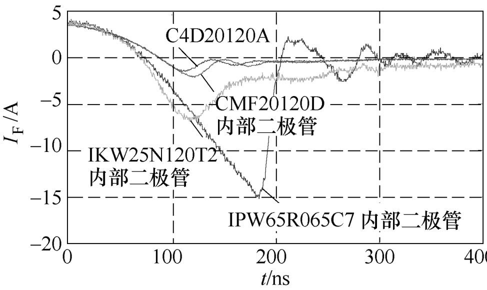
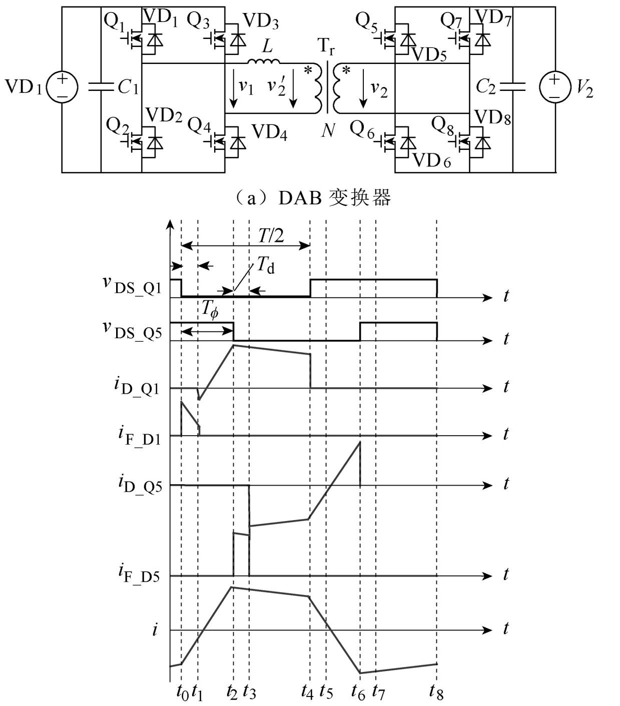


图 11 器件内部二极管和 SiC 肖特基二极管的反向恢复电流

Fig.11 Reverse recovery current of inner diodes of devices and SiC schottky diode

4 DAB 变换器的损耗模型

DAB 变换器如图 12a 所示，由两个全桥单元通过一个电压比为 N 的变压器和辅助电感 L 连接构成。Q_1～Q_8 为开关管，VD_1～VD_8 为续流二极管，C_1 和 C_2 为滤波电容。考虑到 IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 内部二极管的反向恢复特性较差，续流二极管采用 SiC 肖特基二极管 C4D20120A。该变换器的主要工作波形如图 12b 所示，包含 Q_1 的关断电压 v_{DS_Q1} 和通态电流 i_{D_Q1}，VD_1 的通态电流 i_{F_D1}，Q_5 的关断电压 v_{DS_Q5} 和通态电流 i_{D_Q5}，VD_5 的通态电流 i_{F_D5} 以及辅助电感电流 i。半个周期内，辅助电感电流在 t_0、t_1、t_2 和 t_3 时刻的大小及其有效值表示为



（a）DAB 变换器

（b）主要工作波形

图 12 DAB 变换器及主要工作波形

Fig.12 DAB converter and key waveforms

$$i(t_0)=-\frac{V_1}{L}\left(\frac{T}{4}-T_d\right)-\frac{NV_2}{L}\left(T_\phi-T_d-\frac{T}{4}\right) \tag{1}$$

$$i(t_1)=\frac{V_1}{L}\left(T_\phi-\frac{T}{4}\right)+\frac{NV_2T}{4L} \tag{2}$$

$$i(t_2)=\frac{V_1}{L}\left(T_\phi-\frac{T}{4}+T_d\right)+\frac{NV_2}{L}\left(\frac{T}{4}-T_d\right) \tag{3}$$

$$i(t_3)=\frac{V_1T}{4L}+\frac{NV_2}{L}\left(T_\phi-\frac{T}{4}\right) \tag{4}$$

$$I_{rms}=\sqrt{\frac{2}{T}\left\{\int_{t_0}^{t_2}\left[i(t_0)+\frac{V_1(1+d)(t-t_0)}{L}\right]^2\mathrm{d}t+\int_{t_2}^{t_4}\left[i(t_2)+\frac{V_1(1-d)(t-t_2)}{L}\right]^2\mathrm{d}t\right\}} \tag{5}$$

式中，T_ϕ 为移相时间；T_d 为死区时间；T 为开关周期。

基于 DAB 变换器的工作原理，建立 DAB 变换器的损耗模型。其主要包含：开关管的损耗模型、续流二极管的损耗模型以及变压器和辅助电感的损耗模型。

开关管的损耗包含通态损耗和开关损耗，DAB 变换器的变压器两侧开关管损耗模型需要分别建立。当开关管为 MOSFET 时，V_1 侧开关管的通态损耗模型为

$$P_{\text{p\_con\_mosfet}} = I_{\text{Q}_1\text{\_rms}}^2 R_{\text{DS(on)}} = \frac{1}{T}\left[\int_{t_1}^{t_2}\left(i(t_1)+\frac{V_1+NV_2}{L}(t-t_1)\right)^2 \mathrm{d}t + \int_{t_2}^{t_4}\left(i(t_2)+\frac{V_1-NV_2}{L}(t-t_2)\right)^2 \mathrm{d}t\right]R_{\text{DS(on)}} \tag{6}$$

V_2 侧开关管的通态损耗模型为

$$P_{\text{s\_con\_mosfet}} = I_{\text{Q}_5\text{\_rms}}^2 R_{\text{DS(on)}} = \frac{N^2}{T}\left[\int_{t_3}^{t_4}\left(i(t_3)+\frac{V_1-NV_2}{L}(t-t_3)\right)^2 \mathrm{d}t + \int_{t_4}^{t_6}\left(i(t_4)+\frac{-V_1-NV_2}{L}(t-t_4)\right)^2 \mathrm{d}t\right]R_{\text{DS(on)}} \tag{7}$$

当开关管为 IGBT 时，V_1 侧开关管的通态损耗模型为

$$P_{\text{p\_con\_IGBT}} = I_{\text{Q}_1\text{\_ave}} V_{\text{CE(sat)}} = \frac{1}{T}\left[\int_{t_1}^{t_2}\left(i(t_1)+\frac{V_1+NV_2}{L}(t-t_1)\right)\mathrm{d}t + \int_{t_2}^{t_4}\left(i(t_2)+\frac{V_1-NV_2}{L}(t-t_2)\right)\mathrm{d}t\right]V_{\text{CE(sat)}} \tag{8}$$

V_2 侧开关管的通态损耗模型为

$$P_{\text{s\_con\_IGBT}} = I_{\text{Q}_5\text{\_rms}} V_{\text{CE(sat)}} = \frac{N}{T}\left[\int_{t_3}^{t_4}\left(i(t_3)+\frac{V_1-NV_2}{L}(t-t_3)\right)\mathrm{d}t + \int_{t_4}^{t_6}\left(i(t_4)+\frac{-V_1-NV_2}{L}(t-t_4)\right)\mathrm{d}t\right]V_{\text{CE(sat)}} \tag{9}$$

上述损耗模型均不考虑温度对 $R_{\text{DS(on)}}$ 和 $V_{\text{CE(sat)}}$ 的影响。

DAB 变换器开关管处于 ZVS 开通，其开通损耗近乎为 0，因此开关管的开关损耗模型只考虑关断损耗。V_1 侧开关管的关断损耗模型为

$$P_{\text{p\_sw}} = \frac{t_{\text{off}}}{2T} V_1 i(t_4) \tag{10}$$

V_2 侧开关管的关断损耗模型为

$$P_{\text{s\_sw}} = \frac{t_{\text{off}}}{2T} NV_2 i(t_6) \tag{11}$$

式中，t_{off} 为产生关断损耗的时间。

由于 SiC 二极管的反向恢复特性好，并且二极管的开关损耗较小，因此二极管的损耗模型只考虑通态损耗。V_1 侧二极管的通态损耗模型为

$$P_{\text{p\_con\_diode}} = I_{\text{D}_2\text{\_ave}} V_{\text{F}} = \frac{V_{\text{F}}}{T}\int_{t_0}^{t_1}\left|i(t_0)+\frac{V_1+NV_2}{L}(t-t_0)\right|\mathrm{d}t \tag{12}$$

V_2 侧二极管的通态损耗模型为

$$P_{\text{s\_con\_diode}} = I_{\text{D}_5\text{\_ave}} V_{\text{F}} = \frac{NV_{\text{F}}}{T}\int_{t_2}^{t_3}\left|i(t_2)+\frac{V_1-NV_2}{L}(t-t_2)\right|\mathrm{d}t \tag{13}$$

变压器和辅助电感的损耗包含铜损和磁损。变压器和辅助电感的铜损模型为

$$P_{\text{cu}} = I_{\text{rms}}^2 R_{\text{DC}} \tag{14}$$

式中，R_{DC} 为变压器或辅助电感的直流电阻。变压器和辅助电感的铁损模型为

$$P_{\text{core}} = C_{\text{Fe}} f^{\alpha} B_{\text{m}}^{\beta} V_{\text{e}} \tag{15}$$

式中，C_{Fe} 为铁心的损耗系数；f 为工作频率；B_{m} 为饱和磁通密度；V_{e} 为磁心体积；α、β 都为常数。

根据上述损耗模型，表 5 给出了 CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 的通态损耗和关断损耗的理论计算结果。计算条件为：DAB 变换器的输出功率为 2kW，V_1 为 320V~400V，V_2 为 360V，变压器的电压比 N 为 1∶1，Q_1～Q_8 的驱动电阻 R_G 为 10Ω。开关管为 CMF20120D 和 IPW65R065C7 时，开关频率为 100kHz，死区时间 T_d 为 0.15μs，辅助电感 L 为 66μH；开关管为 IKW25N120T2 时，开关频率为 20kHz，死区时间 T_d 为 1μs，辅助电感 L 为 330μH。表 5 中，随着 V_1 升高，CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 的通态损耗和关断损耗均呈降低趋势。IPW65R065C7 的通态损耗和关

表 5　CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 的通态损耗和关断损耗

Tab.5　Conduction losses and turn-off losses of CMF20120D，IPW65R065C7 and IKW25N120T2

损耗/W	V_1=320V	V_1=360V	V_1=400V
CMF20120D 通态损耗	20.22	15.31	13.042
CMF20120D 关断损耗	54.118	53.438	53.16
IPW65R065C7 通态损耗	16.43	11.48	10.6
IPW65R065C7 关断损耗	44.69	44.151	43.98
IKW25N120T2 通态损耗	40.574	38.179	36.7
IKW25N120T2 关断损耗	117.04	105.1	98.68

断损耗最低，CMF20120D 的通态损耗和关断损耗略高于 IPW65R065C7。尽管 IKW25N120T2 的开关频率为 20kHz，但其通态损耗和关断损耗最高，关断损耗远大于 CMF20120D、IPW65R065C7。

表 6 给出了开关频率分别为 20kHz 和 100kHz 时，二极管 C4D20120A 的通态损耗以及变压器和辅助电感的铜损和磁损。变压器和辅助电感所选磁心型号如表 7 所示，环形 H100/50/20 为七星飞行公司的镍锌铁氧体磁心，EE55 为 TDK 公司的 PC40 等级的锰锌铁氧体磁心。

表 6　二极管通态损耗以及变压器和辅助电感的铜损和磁损

Tab.6　Conduction losses of diodes and copper losses, core losses of transformers and auxiliary inductors

f/kHz	损耗/W	V_1=320V	V_1=360V	V_1=400V
20	二极管导通损耗	2.523	2.214	2.073
	变压器和辅助电感铜耗	23.365	18.614	16.113
	变压器和辅助电感磁损	25.96	25.96	25.96
100	二极管导通损耗	3.176	2.662	2.38
	变压器和辅助电感元件铜耗	15.156	12.453	11.256
	变压器和辅助电感磁损	20.92	20.92	20.92

表 7　变压器和辅助电感的磁心型号

Tab.7　Core types of transformers and auxiliary inductors

	开关频率=20kHz 变压器磁心	开关频率=20kHz 辅助电感磁心	开关频率=100kHz 变压器磁心	开关频率=100kHz 辅助电感磁心
型号	环形 H100/50/20	2 个 EE55 串联	EE55	EER42/15
制造商	七星飞行	TDK	TDK	TDK

根据以上损耗计算，图 13 给出了 DAB 变换器输出功率为 2kW 的理论效率。开关管为 CMF20120D 时，DAB 变换器的最高效率为 94.9%；开关管为 IPW65R065C7 时，DAB 变换器的最高效率为 95.5%；开关管为 IKW25N120T2 时，DAB 变换器的最高效率为 91.03%。

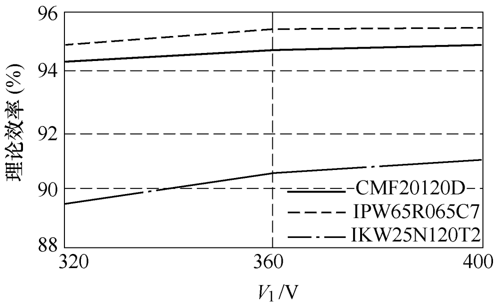
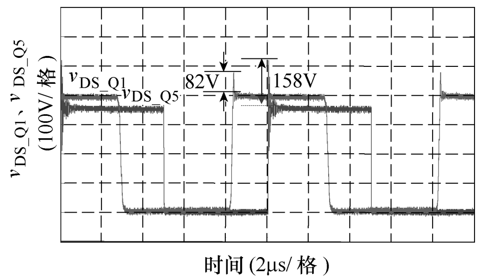


图 13　2kW DAB 变换器的理论效率

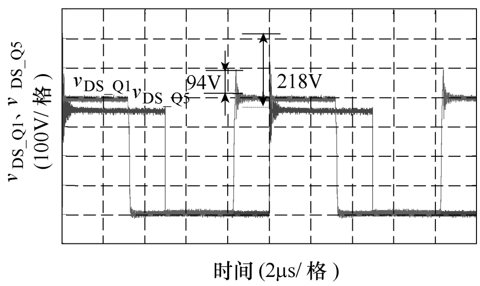
Fig.13　Theoretical efficiencies of 2kW DAB converter

5　实验验证

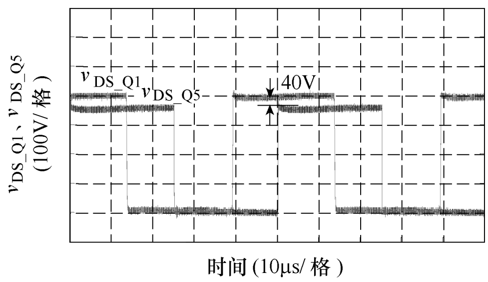
本文以 DSP 芯片 TMS320F28335 为主控芯片搭建了一台 2kW 的 DAB 变换器实验样机。图 14a、14b 和 14c 分别为输出功率为 2kW，V_1 为 400V，开关管分别为 CMF20120D、IPW65R065C7 和 IKW25N120T2 时，DAB 变换器的 Q_1、Q_2 的关断电压波形 v_{DS_Q1} 和 v_{DS_Q5}。实验表明，IPW65R065C7 电压尖峰最高，IKW25N120T2 关断电压尖峰最小，与在 Buck 变换器中的测试结果一致。



（a）CMF20120D



（b）IPW65R065C7



（c）IKW25N120T2

图 14　2kW DAB 变换器开关管的关断电压

Fig.14　Turn-off voltages of switches of 2kW DAB converter

图 15 为 2kW DAB 变换器的实测效率。开关管为 CMF20120D 时，最高效率为 93.6%；开关管为 IPW65R065C7 时，最高效率为 94.3%；开关管为 IKW25N120T2 时，最高效率为 90.6%。IPW65-R065C7 和 CMF20120D 的实测效率与理论偏差较大，这是由于计算理论效率时未考虑开关电压电流尖峰以及温度导致 $R_{DS(ON)}$增加引起的损耗。

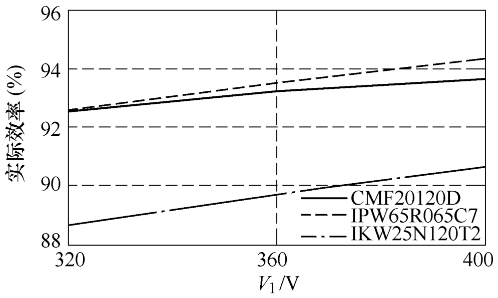


图 15　2kW DAB 变换器的实测效率

Fig.15　Tested efficiencies of 2kW DAB converter

6　结论

本文对比了 SiC MOSFET CMF20120D、Si CoolMOS IPW65R065C7 以及 Si IGBT IKW25N120T2D 的静态特性和开关特性，并将三种器件应用于 2kW DAB 变换器中，进行效率对比。对比结果表明：

（1）驱动特性。CMF20120D 的跨导系数 g_{fs} 最小，沟道迁移率最低，因此栅电压相比 IPW65R065C7 和 IKW25N120T2D 高，这样才能获得低导通电阻。

（2）开关特性。CMF20120D 的开通延迟时间和关断延迟时间最短。IPW65R065C7 产生开通和关断损耗的时间最小，其开通和关断损耗也最小，但其 dv/dt 和 di/dt 也最大。而 CMF20120D 产生开通损耗的时间最长，开通损耗也最大，但其产生关断损耗的时间和关断损耗与 IPW65R065C7 相近。IKW25N120T2D 由于其关断拖尾现象严重，导致其关断时间和关断损耗最大。

（3）内部二极管特性。CMF20120D 的内部二极管导通电压最高，但其反向恢复特性最好，与 SiC 肖特基二极管相近。IPW65R065C7 的内部二极管反向恢复特性最差，其反向恢复电流峰值是 CMF20120D 内部二极管的 6 倍，反向恢复时间是 CMF20120D 内部二极管的 3 倍。IKW25N120T2D 的内部二极管反向为快恢复二极管，其反向恢复特性仅好于 IPW65R065C7 的内部二极管。

（4）效率。应用 CMF20120D 和 IPW65R065C7 的 DAB 变换器的开关频率为 100kHz，理论最高效率分别为 94.9%和 95.5%，实测最高效率分别为 94.3%和 93.6%。而应用 IKW25N120T2 的 DAB 变换器的开关频率为 20kHz，理论最高效率为 91.03%，实测最高效率为 90.6%。

综合以上内容，CMF20120D 的性能与 IPW65R065C7 相近，均比 IKW25N120T2D 的性能优异，但 CMF20120D 耐压高于 IPW65R065C7，因此 SiC MOSFET 在高压、高频功率变换领域的应用将会越来越广泛。

参考文献

[1] P G Neudeck. Silicon carbide technology[M]. The VLSI Handbook, 2nd ed, W. -K. Chen, Ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2007.

[2] L M Tolbert, B Ozpineci, S K Islam, et al. Impact of SiC power electronic devices for hybrid electric vehicles[C]. in Proc. Future Car Congress, Arlington, Virginia, Jun. 3–5, 2002 (SAE paper number 2002-01-1904).

[3] Ning P, Lai R, Huff D, et al. SiC wirebond multichip phase-leg module packaging design and testing for harsh environment[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(1): 16-23.

[4] Schweizer M, Friedli T, Kolar J W. Comparison and implementation of a 3-level NPC voltage link back-to-back converter with SiC and Si diodes[C]. in Proc. 25th Annunal IEEE Application Power Electronics Conference Expo., 2010: 1527-1533.

[5] Chinthavali M, Otaduy P, Ozpineci B. Comparison of Si and SiC inverters for IPM traction drive[C]. in Proc. IEEE Energy Conversion Congress Exposition, 2010: 3360-3365.

[6] Ho C N M, Breuninger H, Pettersson S, et al. A comparative performance study of an interleaved boost converter using commercial Si and SiC diodes for PV applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1): 289-299.

[7] Gong X, Ferreira J A. Comparison and reduction of conducted EMI in SiC JFET and Si IGBT based motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(4): 1757-1767.

[8] Vazquez A, Rodriguez A, Fernandez M, et al. On the use of front-end cascode rectifiers based on normally-on SiC JFET and Si MOSFET[C]. 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013: 1844-1851.

[9] Tamaki T, Ishida S, Tomizawa Y, et al. On-state and switching performance comparison of A 600 V-Class hybrid SiC JFET and Si superjunction MOSFETs[C]. Materials Science Forum, 2013, 740: 950-953.

[10] Pérez-Tomás A, Brosselard P, Godignon P, et al. Field-effect mobility temperature modeling of 4H-SiC metal-oxide-semiconductor transistors[J]. Journal of

Applied Physics, 2006, 100(11): 114508.

[11] Chen Z, Boroyevich D, Burgos R, et al. Characterization and modeling of 1.2kV, 20 A SiC MOSFETs[C]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009: 1480-1487.

[12] Sheng H, Chen Z, Wang F, et al. Investigation of 1.2kV SiC MOSFET for high frequency high power applications[C]. 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010: 1572-1577.

[13] Huang X, Wang G, Li Y, et al. Short-circuit capability of 1 200V SiC MOSFET and JFET for fault protection [C]. 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC), 2013: 197-200.

[14] Han D, Noppakunkajorn J, Sarlioglu B. Efficiency comparison of SiC and Si-based bidirectional DC-DC converters[C]. 2013 IEEE Transportation Electrification Conference and Exposition (ITEC), 2013: 1-7.

[15] Kadavelugu A, Baliga V, Bhattacharya S, et al. Zero voltage switching performance of 1 200V SiC MOSFET, 1 200V silicon IGBT and 900V CoolMOS MOSFET [C]. 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2011: 1819-1826.

[16] Zhao B, Song Q, Liu W. Experimental comparison of isolated bidirectional DC-DC converters based on all-Si and -SiC power devices for next-generation power conversion application[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(3): 1389-1393.

[17] B Zhao, Q Song, W Liu, Y Sun. Characterization and application of next-generation SiC power devices for high-frequency isolated bidirectional DC-DC converter [C]. in Proc. 38th Industrial Electronics Society Conference, 2012: 280-285.

[18] A Kadavelugu, S Baek, S Dutta, et al. High-frequency design considerations of dual active bridge 1 200V SiC MOSFET DC-DC converter[C]. In Proc. 26th IEEE the Applied Power Electronics Conference & Exposition, 2011: 314-320.

[19] Y Wang, S W H Haan, J A Ferreira. Potential of improving PWM converter power density with advanced components[C]. In Proceedings of 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009: 1-10.

作者简介

梁　美　女，1988 年生，博士，研究方向为电力电子与电力传动。

郑琼林　男，1964 年生，教授，博士生导师，研究方向为牵引供电与交流传动技术、低损耗功率变流系统、电力系统中的电力电子技术、电力有源滤波与电能质量控制等。