

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2017.06.025

# SiC 二极管在高频大功率电流型逆变器中的应用

王 帅,詹天霞,冯 晔,陈辉明\*  
(浙江大学 电气与信息工程学院,浙江 杭州 310000)

**摘要:**针对电流型逆变器桥臂并联扩容时开关损耗较大的问题,对 SiC 肖特基二极管和 Si 快恢复二极管的正反向恢复特性、MOS-FET 并联均流特性以及容性状态下电流型逆变器工作过程进行了研究。提出了在电流型逆变器中用 SiC 肖特基二极管代替 Si 快恢复二极管以实现保持逆变器良好并联均流效果的同时降低逆变器损耗。分别搭建了基于 Si 快恢复二极管和 SiC 肖特基二极管的电流型逆变器实验平台以对比验证 SiC 肖特基二极管在系统扩容应用中实际效果。研究结果表明,在电流型逆变器中使用 SiC 肖特基二极管可以极大地降低逆变器损耗同时保持逆变器良好的均流效果,提高逆变器效率。

**关键词:** SiC 二极管; 电流型逆变器; 并联均流

**中图分类号:** TM464; TP24; TN111

**文献标志码:** A

**文章编号:** 1001-4551(2017)06-0680-05

## Application of SiC diode in high frequency and high power current inverter

WANG Shuai, ZHAN Tian-xia, FENG Ye, CHEN Hui-ming

(School of Electrical and Information Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310000, China)

**Abstract:** Aiming at the problem that the switching loss of the current-mode inverter was larger when the bridge arm was expanded in parallel. The forward and reverse recovery characteristics of SiC Schottky diodes and Si fast recovery diodes, the parallel current sharing of MOS-FET and the working process of current inverters were studied respectively. Then the replacement of Si fast recovery diode with SiC Schottky diode in the inverter to maintain good inverter parallel current sharing effect while reducing inverter losses was proposed. At last current-based inverter experimental platforms based on Si fast recovery diode and SiC Schottky diode were built respectively to verify the actual performance of SiC Schottky diode in system expansion. The results indicate that the use of SiC Schottky diodes in current-mode inverters can achieve good parallel current sharing effect while greatly reducing inverter losses and improve inverter efficiency.

**Key words:** SiC diodes; current type inverter; parallel current sharing

## 0 引 言

目前,单相电流型逆变器在高频大功率感应加热电源中获得了广泛的应用<sup>[1]</sup>。此类感应加热电源逆变器部分多采用经典的全桥结构,为使逆变器开关频率达到超高频级别并能可靠关断,逆变器开关器件一般选取 MOS 管与二极管串联的组合。在工业应用中

基于系统扩容的需要,逆变器桥臂常选取多支此种组合并联。

然而由于在此类逆变器正常工作状态下,二极管为硬关断,在关断过程中会出现很强的反向恢复现象。当桥臂并联扩容时,为实现 MOSFET 的并联均流,往往会在其源极串联适当大小的电感。对于普通的 Si 快恢复二极管,由于硬关断时的反向恢复现象,会产生很高的关断电流尖峰以及电流变化率

收稿日期:2016-12-24

作者简介:王帅(1991-),男,山西忻州人,硕士研究生,主要从事感应加热电源方面的研究。E-mail:398752622@qq.com

通信联系人:陈辉明,男,教授,博士生导师。E-mail:huiming@zju.edu.cn

di/dt,其与线路的寄生电感作用产生较高的关断电压尖峰从而导致很大的开关损耗<sup>[2]</sup>。因此逆变器无法同时做到在实现良好均流效果同时保持较低的开关损耗。

由于 SiC 肖特基二极管基本上没有反向恢复现象,可以极大地降低逆变器的开关损耗<sup>[3-4]</sup>。

本研究提出在高频大功率电流型逆变器中采用 SiC 肖特基二极管,以在保持 MOSFET 良好并联均流效果的同时降低逆变器的开关损耗。

## 1 SiC 肖特基二极管的特性分析

在超高频大功率电流型逆变器的应用中,肖特基二极管由于其为多子器件,理论上不存在反向恢复,因此可以极大地降低系统的开关损耗,然而由于现阶段器件制作工艺的限制,Si 肖特基二极管无法做到很高的耐压等级(一般 200 V 左右)。SiC 肖特基二极管具有高得多的耐压等级(1 200 V),其具有肖特基二极管的一切优点,且这些优点不会因其导通电流和结温的上升而有非常大的变化<sup>[5]</sup>。

### 1.1 SiC 肖特基二极管的正反向特性

型号为 SCS220KE2A 的 SiC 肖特基二极管与 DSP25-12A 快恢复二极管的正向特性曲线如图 1 所示。可以看出对于 SCT220KE2A,在时,其导通电流具有负温度系数,而在大功率逆变器的应用中二极管的导通电流一般是在大于这个值的工况下运行,电流的负温度系数有利于逆变器桥臂的并联均流。而对于 DSP25-12A,在整个电流正常工作范围,其导通电流具有正的温度系数,这样在其应用到逆变器桥臂的并联时可能会造成均流失败。由于导通阶段漂移区少数载流子的聚集,Si 快恢复二极管在从正向导通到反向阻断的过程中会有很大的反向恢复电流,从而导致了很大的开关损耗。相比而言 SiC 二极管是多子器件,它导通时不会储存少数载流子,也没有电导调制效应,故理论上不存在反向恢复。因此相比于 Si 快恢复二极

管的。开关损耗非常小,而且其反向恢复电流与温度以及其正向导通电流无关,可以在任何环境下实现稳定快速的反向恢复,这也意味着其在开关过程中产生的噪声干扰更少<sup>[6]</sup>。

功率等级相同时 SiC 肖特基二极管和 Si 快恢复二极管的反向恢复特性曲线如图 1(c)、1(d)所示。

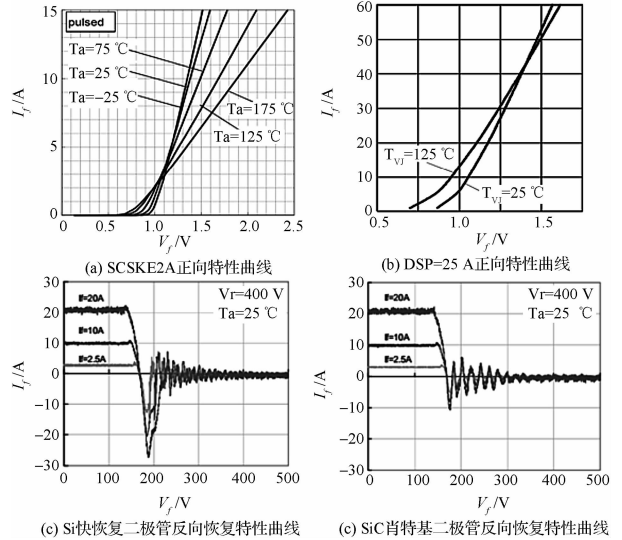


图 1 二极管的正向反向特性曲线

从图 1 中可以看出,随着正向导通电流的增加,Si 快恢复二极管的关断电流尖峰增大,关断时间也延长,然而 SiC 肖特基二极管的关断电流尖峰和关断时间与导通电流基本无关。

### 1.2 损耗对比

二极管的损耗由导通损耗  $P_{on}$ 、阻态损耗  $P_{off}$  和开关损耗  $P_{sw}$  构成。该电流型逆变器输入电压  $U = 200 V$ ,输入电流  $I = 10 A$ ,开关频率  $f = 250 kHz$ ,按  $t = 25 ^\circ C$  工作时从数据手册中读取相关数据。可见使用 SiC 二极管以后,其总损耗减少了近 75%,也就是说仅将 Si 快恢复二极管替换为 SiC 肖特基二极管即可极大地降低系统损耗。

器件的参数及其理论计算结果如表 1 所示。

表 1 损耗计算对应参数及计算结果

分数	$U_f/V$	$I_f/A$	$U_r/V$	$I_r/uA$	$Q_{rr}/nC$	$P_{on}/W$	$P_{off}/mW$	$P_{sw}/W$	$P_{tot}/W$
DSP25-12A	0.9	10	200	5	1 000	9	1	50	60
SCS220KE2	1.4	10	200	0.002	12	14	0.000 4	0.6	14.6

## 2 电流型逆变器拓扑分析

逆变器基本结构以及单桥臂扩容图如图 2 所示。

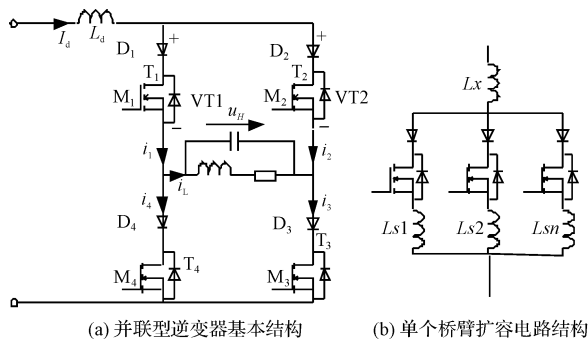


图 2 逆变器基本结构以及单桥臂扩容图

对图 2(a) 所示逆变电路, 逆变器输入串联大电感, 等效为恒流源, 正常工作时开关器件  $M_1$ 、 $M_3$  和  $M_2$ 、 $M_4$  轮流开通和关断, 负载侧得到近似为矩形波的交流电流, 其幅值为直流侧滤波电感输出电流值  $I_d$ 。由于在正常工作时, 逆变器负载处于准谐振状态, 负载回路对其电流中接近谐振频率  $f_0$  的基波分量呈现高阻抗, 而对于其他高次谐波成分则呈现低阻抗, 谐波电压分量被衰减掉, 所以负载两端的电压波形接近为正弦波<sup>[7]</sup>。

假设负载固有频率为  $f_0$ , 由于逆变器的工作频率  $f$  由器件的开关频率决定, 因此根据开关频率的大小对应逆变器有感性、中性和容性 3 种工作状态。但是由于当逆变器处于感性状态时换流过程为强制换流, 同时由于线路寄生电感的影响从而产生了很高的关断电压尖峰, 该尖峰对二极管的耐压等级提出了很大的挑战, 同时由于逆变器很难保持始终工作在中性状态, 因此综合各方面因素考虑, 在电流型逆变器的运行中始终使其工作在弱容性状态。下面分析逆变器在该状态下的换流过程。

容性状态逆变器换流波形如图 3 所示。

按图 3 所示坐标,  $U_1$ 、 $U_2$  分别为  $M_1$ 、 $M_2$  驱动信号, 当在  $\omega t = \theta_1^-$  时桥臂  $T_1$ 、 $T_3$  处于通态,  $i_1 = i_3 = I_d$ , 负载电压  $u_H(\theta_1^-) = -U_0$  (按图所标方向为正方向), 这一电压加到  $T_2$ 、 $T_4$  上, 故  $u(T_2) = u(T_4) = U_0$ , 在  $\omega t = \theta_1^+$  触发  $M_2$ 、 $M_4$  导通, 此时  $u(T_2) = u(T_4) = 0$ , 负载电压  $u_H(\theta_1^+) = u_H(\theta_1^-)$ , 它作为负压加到  $D_1$ 、 $D_3$  上, 由于换流电感  $L_x$  的作用,  $i_{1,3}$  逐渐减小,  $i_{2,4}$  逐渐增加, 直到  $\omega t = \theta_2$  换流结束, 换流时间为  $t_y$ , 此时  $i_1 = i_3 = 0$ ,  $i_2 = i_4 = I_d$ , 负载电压  $u_H = -U_1$ , 由于换流时间相对整个工

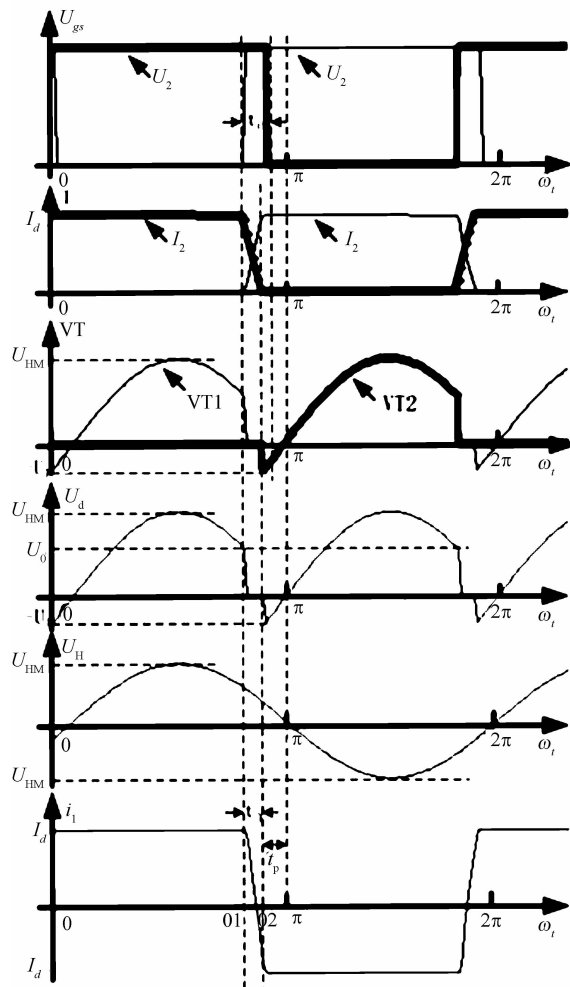


图 3 容性状态逆变器换流波形

作周期来说很短, 换流过程中可以近似为负载电压不变, 因此  $U_0 \approx U_1$ 。为防止桥臂  $T_1$ 、 $T_3$  二次导通, 要求驱动的重叠时间满足  $t_y < t_c < t_y + t_\beta$ 。桥臂由  $T_2$ 、 $T_4$  换流到  $T_1$ 、 $T_3$  过程与此类似。

## 3 逆变器的扩容

高频逆变器的扩容通常采用多个 MOSFET 并联, 但若 MOSFET 自身参数和电路参数不匹配, 将导致器件并联应用时出现电流分配不均的问题。严重的电流分配不均, 会使并联的 MOSFET 过载, 甚至烧坏<sup>[8-9]</sup>。在逆变器桥臂的扩容中, 常在 MOSFET 的源级串入适当大小的换流电感  $L_s$  以改善各 MOSFET 支路间电流不均 ( $L_{s1} = L_{s2} = L_{s3}$ ) 的问题<sup>[10-11]</sup>, 采取该均流措施后单个桥臂的电路结构如图 2(b) 所示, 其中  $L_x$  为限制逆变器换流过程中电流上升率而添加的换流电感。在容性状态二极管为硬关断, 对于 Si 快恢复二极管, 由于其关断时出现很强的反向恢复现象, 产生很高的反向恢复电流变化率  $di/dt$ , 其与线路电感  $L_x$ 、 $L_s$  作用产

生很高的反向恢复电压从而使逆变器电路产生很高的开关损耗。因此很难做到在保持桥臂良好均流特性的同时维持较低的开关损耗。而由前面分析可知,将 Si 快恢复二极管替换为 SiC 肖特基二极管可以解决均流和降低开关损耗之间的矛盾。

### 4 实验

为了验证 SiC 肖特基二极管在电流型逆变器应用中的良好效果,本研究按图 2(a) 所示的逆变器结构分别搭建了基于 Si 快恢复二极管和 SiC 肖特基二极管的 2 kW 250 kHz 电流型逆变器实验平台。各桥臂以图 2(b) 方式连接,  $n = 2$ 。电路主要技术参数:输入电压 200 V, 电流 10 A, 逆变器开关频率 250 kHz。

在容性状态开关频率  $f = 250$  kHz, 稳态电流  $I_d = 10$  A 时,分别使用 Si 快恢复二极管与 SiC 肖特基二极管的逆变器桥臂电流波形如图 4 所示。

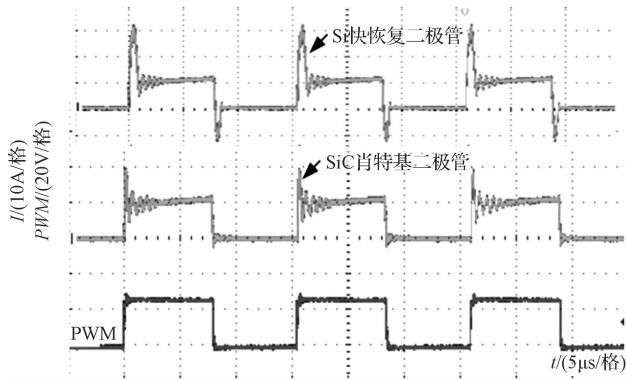
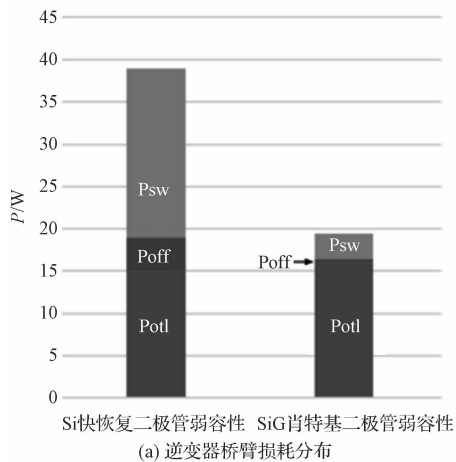


图 4 容性分别状态使用 Si 快恢复二极管与 SiC 肖特基二极管桥臂  $T_1$  电流波形

从图 4 可以看出,使用 SiC 肖特基二极管的逆变器,其开通电流尖峰为 20 A,而使用 Si 快恢复二极管



(a) 逆变器桥臂损耗分布

的逆变器,其开通电流尖峰达到了 32 A。由此可见,使用 SiC 肖特基二极管比 Si 快速恢复二极管的逆变器电流尖峰减少了约 37.5%。

测量单个桥臂的输入电压波形,弱容性状态下分别使用 SiC 肖特基二极管与 Si 快恢复后桥臂  $T_1$  的输入电压波形如图 5 所示。

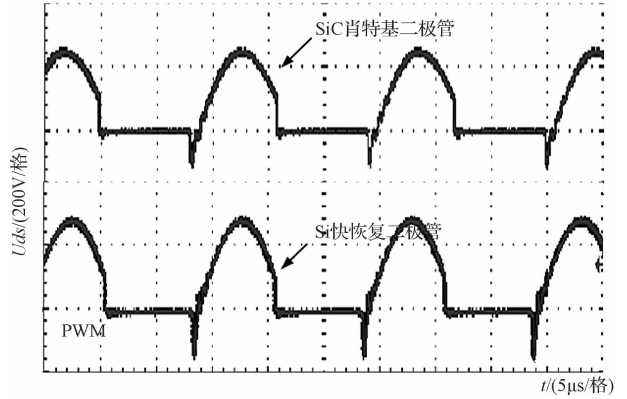


图 5 分别使用 SiC 肖特基二极管与 Si 快恢复二极管后桥臂  $T_1$  电压波形

从图 5 可以看出,在具有同等  $L_s$  与  $L_x$  情况下,采用 SiC 肖特基二极管的电路,其反向恢复电压尖峰明显降低,因此极大地降低了器件的电压应力。

测量使用 SiC 肖特基二极管时  $T_1$  桥臂中两支路电流波形如图 6 所示。

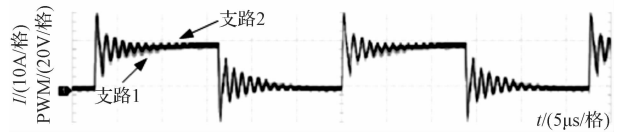
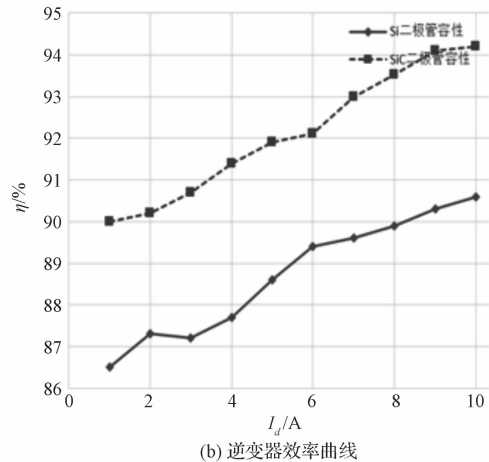


图 6 使用 SiC 肖特基二极管  $T_1$  桥臂两路的电流波形

可以看出,此时两路 MOSFET 的暂态电流和稳态电流基本重合,说明此时桥臂具有很好的静态和动态均流效果。损耗对比如图 7 所示。



(b) 逆变器效率曲线

图 7 损耗对比和效率曲线

可以看出,在逆变器中将 Si 快恢复二极管替换为 SiC 肖特基二极管后器件的开关损耗大大降低,从而也降低了器件的电压电流应力。

为评估变换器的整体性能,本研究分别测试采用 SiC 肖特基二极管和 Si 快恢复二极管时电路的效率,结果如图 7(b) 所示。在使用 SiC 肖特基二极管以后系统的整体效率提高了近 5%,说明逆变器的效率有了极大提高。

## 4 结束语

本研究通过分析对比了 SiC 肖特基二极管与 Si 快恢复二极管的基本电气特性,表明 SiC 二极管具有导通电流负温度系数、易并联的特性和几乎无反向恢复现象等优势;并结合逆变器的运行特点提出在高频大功率电流型逆变器中采用 SiC 肖特基二极管以解决桥臂并联均流与降低器件开关损耗之间的矛盾;最后分别搭建了两台基于 SiC 肖特基二极管与 Si 快恢复二极管的实验平台。

实验结果表明,将逆变器中的 Si 快恢复二极管替换为 SiC 肖特基二极管可极大地降低逆变器损耗,提高逆变器整体效率同时保证桥臂良好的并联均流效果,为以后在提高逆变器效率的应用中提供了思路。

### 参考文献 (References):

- [1] 张晓丽. 并联型逆变器定角控制的研究[D]. 保定: 华北电力大学电气与信息工程学院, 2004.
- [2] 方 瑜, 秦海鸿, 朱梓悦, 等. 硅与碳化硅二极管在 Buck

变换器中的对比研究[J]. 电力电子技术, 2014, 48(2): 37-39.

- [3] JIANG D, BURGOS R A, WANG F A. Temperature dependent characteristics of SiC devices: performance evaluation and loss calculation [J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2012, 27(2): 1013-1024.
- [4] GLASER J S, et al. Direct comparison of silicon and silicon carbide power transistors in high-frequency hard-switched applications[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition, Los Angeles: IEEE, 2011.
- [5] 栾晓腾, 段福兴, 夏东伟. 基于 SiC 器件的大功率交错并联 Buck 电路[J]. 电源学报, 2016, 22(3): 1-7.
- [6] ROHM SEMICONDUCTOR. SiC Power Devices and Modules Application Note [EB/OL]. [2014-10-03]. [Http://pdf.directindustry.com/pdf/rohmsemiconductor/applicationnote\\_sic\\_power\\_devices\\_modules/1368359448532.html](http://pdf.directindustry.com/pdf/rohmsemiconductor/applicationnote_sic_power_devices_modules/1368359448532.html).
- [7] 林渭勋. 可控硅中频电源[M]. 北京: 机械工业出版社, 1983.
- [8] 高 嵩, 史政记, 何 宁, 等. 高频脉冲电解加工电源 MOSFET 并联技术研究[J]. 电力电子技术, 2005, 39(4): 97-99.
- [9] 张 良, 黄子平, 刘承俊, 等. MOSFET 器件并联实验研究[J]. 通信电源技术, 2007, 24(6): 5-7.
- [10] 周庆红, 王华民, 等. 功率 MOSFET 并联均流问题研究[J]. 电源技术应用, 2005, 18(1): 1-4.
- [11] FORSYTHE J B, IEEE M. Paralleling of power MOSFETs for higher power output [EB/OL]. [2000-02-01]. [Http://www.researchgate.net/publication/2823221](http://www.researchgate.net/publication/2823221).

[编辑: 李 辉]

### 本文引用格式:

王 帅, 詹天霞, 冯 晔, 等. SiC 二极管在高频大功率电流型逆变器中的应用[J]. 机电工程, 2017, 34(6): 680-684.

WANG Shuai, ZHAN Tian-xia, FENG Ye, et al. Application of SiC diode in high frequency and high power current inverter[J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2017, 34(6): 680-684.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>