

基于全碳化硅器件的辅助变流器设计及试验验证

李艳伟 梁海刚 王雷 李锦 徐亚昆

(中车永济电机有限公司, 710018, 西安//第一作者, 工程师)

摘要 辅助变流器是轨道交通上的重要电源设备, 为全车提供 380 V 交流电和 24 V 直流电源。目前辅助变流器普遍采用基于 IGBT(绝缘栅双极型晶体管)功率模块进行设计, 其体积大、开关频率低、功率密度小, 无法满足当前轨道交通辅助变流器小型化、轻量化的设计需求。采用新型 SiC(碳化硅)MOSFET(金属-氧化物-半导体场效应晶体管)功率器件代替 IGBT 进行系统设计, 以提高系统开关频率, 优化设计外围无源器件, 同时利用新型箝位电路抑制了高开关频率带来的尖峰电压。通过计算及试验, 验证了基于 SiC 设计的新型轨道交通辅助变流器在体积和性能方面的优势, 对 SiC MOSFET 器件的应用具有积极意义。

关键词 辅助变流器; 碳化硅功率器件; 功率模块试验; 变流器效率

中图分类号 TM46; U482.1

DOI:10.16037/j.1007-869x.2020.07.012

Design and Test Verification of Auxiliary Converter Based on Full SiC MOSFET Device

LI Yanwei, LIANG Haigang, WANG Lei, LI Jin, XU Yakun

Abstract Auxiliary converter is an important power supply device providing 380 V AC and 24 V DC power for the guided vehicle. At present, auxiliary converters are usually designed with IGBT (insulated gate bipolar transistor) power modules, but the large volume, low switching frequency and low power density cannot meet the requirements of miniaturization and light weight for auxiliary converter installed on the guided vehicle. Therefore, a new SiC (silicon carbide) MOSFET (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor) power device is adopted in the design of auxiliary converters to replace IGBT, for the purpose of improving the system switching frequency, optimizing the design of peripheral passive components, and suppressing the spike voltage caused by high switching frequency with the new clamp circuit. Through calculation and test, the advantages of the new rail tram auxiliary converter based on SiC design in terms of volume and performance are verified, which has positive impact on the application of SiC MOSFET devices.

Key words auxiliary converter; SiC MOSFET device; power module test; converter efficiency

Author's address CRRC Yongji Electric Co., Ltd., 710018, Xi'an, China

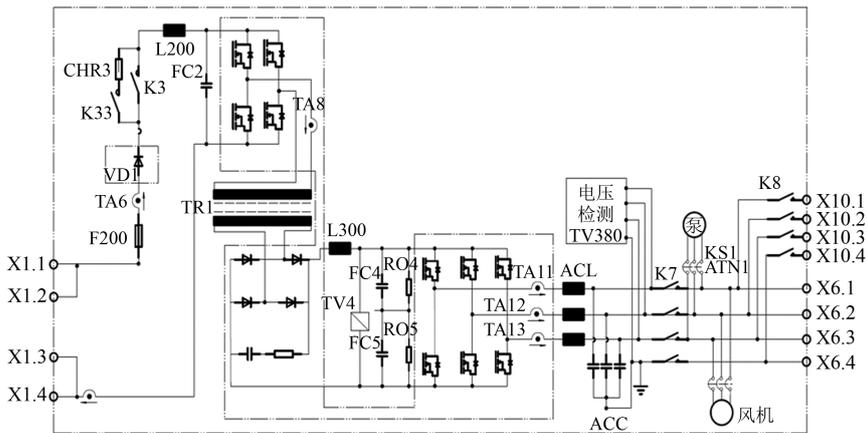
随着电力电子技术在大功率变流、轨道交通领域应用的不断发展, 对电力电子变换器的效率和功率密度提出了更高的要求。目前变流器普遍采用的功率器件为基于 Si(硅)材料的 IGBT(绝缘栅双极型晶体管)及 MOSFET(金属-氧化物-半导体场效应晶体管)。由于这些器件受本身开关频率的限制, 只能通过串、并联技术和复杂的电路拓扑来满足变流系统实际应用的要求, 导致变流装置的体积、质量以及故障率等增加, 制约了轨道交通变流装置小型化、轻量化的发展需求。

近年来, 一种新型碳化硅(SiC)功率器件的出现, 让变流器高功率密度、高效率、装置小型化、轻量化等设计理念变成现实。相比 Si 器件, SiC 器件具有更低能量损耗、更优温度特性和更高的工作频率, 在高压、大功率、高温和高频等应用方面具有很大的优势, 能够有效提高系统效率、降低能耗、减小装置的体积并减轻重量, 从而提高系统可靠性, 是目前电力电子器件的主要发展方向之一^[1-3]。

基于 SiC MOSFET 器件高频开关特性, 通过提高 SiC MOSFET 的开关频率, 研制出一台基于 SiC MOSFET 功率器件的辅助变流器, 并通过试验验证和对比研究, 证明了基于 SiC 器件的辅助变流器的效率和温升等各项指标均优于基于 Si IGBT 器件的辅助变流器, 同时满足系统设计小型化、轻量化的设计需求。

1 辅助变流器拓扑结构及工作原理

辅助变流装置的功能是将直流网压经过逆变、高频降压隔离、不控整流、可控逆变转换为三相四线制 400 V 交流电压, 并提供给空压机、电加热等负载。辅助变流器电气原理图如图 1 所示。



注: X1.1、X1.2 为直流输入端子正, X1.3、X1.4 为直流输入端子负;
X6.1、X6.2、X6.3、X6.4 为三相四线制输出直接连接负载

图 1 辅助变流器电气原理图

辅助变流器主要技术参数如表 1 所示。

表 1 辅助变流器主要参数

参数	取值
额定输入电压/V	DC 750
额定输出功率/kW	25
额定输出电压/V	AC 400
额定输出频率/Hz	50
IGBT 工作频率/kHz	8.00、2.15
冷却方式	强迫水冷

辅助变流器主要部件包括辅助功率模块、高频变压器、中间直流单元、三相滤波单元、开关器件、冷却装置等。其中辅助功率模块(图 1 中虚线框内)包括 H 桥的 2 个 1.7 kV 的半桥全 SiC MOSFET、不控整流的 4 个快恢复二极管以及三相逆变的 3 个 1.7 kV 的半桥全 SiC MOSFET、驱动装置、复合母排、水冷基板、电流传感器(TAB、TA11、TA12、TA13)、放电电阻(RD4、RD5)等部件。中间直流单元包括支撑电容 FC4、FC5、和电抗器 L300,三相滤波单元包括滤波电感 ACL 和三相滤波电容。

2 辅助变流器无源器件优化

本文设计的辅助变流器使用 SiC 器件代替 Si IGBT,在提高系统开关频率的基础上,针对系统电路中的变压器、滤波电感、滤波电容等无源器件,均需重新计算。

2.1 变压器设计

DC-DC 侧输出电流 $I_{o,DC-DC}$ 为:

$$I_{o,DC-DC} = \frac{P_o}{\eta_{Inverter} V_{o,DC-DC}} \quad (1)$$

式中:

P_o ——辅助变流器输出功率;

$V_{o,DC-DC}$ ——DC-DC 侧输出电压;

$\eta_{Inverter}$ ——逆变侧预估效率。

变压器原边电流 $I_{p,rms,max}$ 为:

$$I_{p,rms,max} = \frac{(V_{o,DC-DC} + 4V_{DF})I_{o,DC-DC}}{V_d \eta_{DC-DC}} \quad (2)$$

式中:

V_{DF} ——DC-DC 侧输出整流二极管压降;

η_{DC-DC} ——DC-DC 预估效率;

V_d ——输入电压。

考虑到输出滤波电感、漏感等参数的影响,变压器变比 n 保留 1.05 倍裕量,即:

$$n = \frac{D_{max} V_{d,min}}{1.05(V_{o,DC-DC} + 4V_{DF})} \quad (3)$$

式中:

D_{max} ——DC-DC 中逆变环节的最大占空比。

经计算得到, $I_{o,DC-DC}$ 为 43.7 A, $I_{p,rms,max}$ 为 37.9 A, n 为 0.571 4。变压器设计磁心可采用铁基纳米晶带材绕制,工作频率为 16 kHz。结合设计工艺要求, n 取 1.00:1.75。

2.2 直流输出滤波电感

DC-DC 部分额定输出电流为 $I_{o,DC-DC}$, 额定电压为 $V_{o,DC-DC}$ 。取输出电流 0.1 $I_{o,DC-DC}$ 为电流连续临界点。则流经电感的纹波电流 $\Delta I_{L,DC-DC}$ 为:

$$\Delta I_{L,DC-DC} = 0.2I_{o,DC-DC} \quad (4)$$

当输入电压为最高电压 900 V 时,最大直流滤波电感 $L_{o,max}$ 为:

$$L_{o,max} =$$

$$\frac{5 \left(\frac{V_{d,max}}{n} - 4V_{DF} - V_{o,DC-DC} \right) (V_{o,DC-DC} + 4V_{DF})}{\frac{V_{d,max}}{n} I_{o,DC-DC} f_s} \quad (5)$$

式中:

f_s ——三相逆变侧开关频率。

则直流侧输出额定电流:

$$I_{o,DC-DC} = \frac{P_o}{\eta_{Inverter} V_{o,DC-DC}} \quad (6)$$

经计算得到, $\Delta I_{L,DC-DC}$ 为 8.74 A, $L_{o,max}$ 为 2.66 mH, $I_{o,DC-DC}$ 为 43.7 A。同时考虑到电流的裕量, 电感参数选取 54 A/2.66 mH。

2.3 直流侧支撑电容

流经电容的纹波电流会在其两端产生纹波电压。纹波电压包括容性纹波电压与阻性纹波电压。取容性纹波电压为 200 mV, 则有:

$$C_{oc} = V_{o,DC-DC} \left(1 - \frac{nV_{o,DC-DC}}{V_{in,max}} \right) / (8L\Delta V_c f_s^2) \quad (7)$$

式中:

L ——直流输出滤波电感;

ΔV_c ——容性纹波电压;

C_{oc} ——直流侧支撑电容;

f_s ——三相逆变侧开关频率;

$V_{in,max}$ ——DC-DC 侧输入的最高直流母线电压。

经计算得到, C_{oc} 为 370 μF 。

由于等效串联电阻 (ESR) 的存在, $\Delta I_{L,DC-DC}$ 会在 ESR 两端产生阻性纹波电压 ΔU_R , 则等效电阻 R_c 为:

$$R_c = \frac{\Delta V_R}{\Delta I_{L,DC-DC}} \quad (8)$$

一般薄膜电容的等效串联电阻远小于此值, 因此可不考虑阻性纹波部分。

根据仿真结果分析, 流经 DC-Link 薄膜电容上的电流有效值为 19 A, 实际应用中可取 1.5~2.0 倍裕量。考虑人身安全等因素, 设备维修前需断电静置时间 t 后方可拆盖维修 (一般 t 取 60 s), 因此需在电容两端并联放电电阻 R 。取直流安全电压为 24 V, 可根据式(9)计算:

$$R < \frac{t}{C_{oc} \ln \frac{602}{24}} = 50.3 \text{ k}\Omega \quad (9)$$

经计算分析, 直流侧输出滤波电容取 370 μF /1 100 V 低阻抗 DC-Link 薄膜电容。放电电阻取 20

k Ω /40 W 的 2 个功率电阻串联。

2.4 交流侧滤波电路

LC 滤波器 (无源滤波器) 的传递函数的截止频率由滤波电感 L 和滤波电容 C 的乘积确定。截止频率确定后, L 和 C 值还需要分别确定。取截止频率为 0.15 $f_s = 697.5$ Hz。

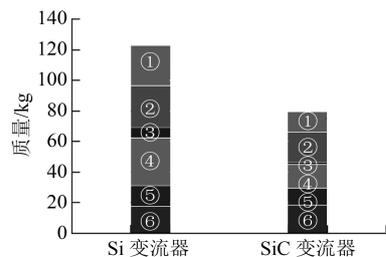
滤波器件的参数可以由输出系统阻抗特性 ρ 决定, $\rho = (0.4 \sim 0.8) Z_o$ 。其中, Z_o 为逆变器负载阻抗。本文 ρ 取 0.4 Z_o , 即 2.56 Ω 。则滤波电感 $L = \rho / (2\pi f_L) = 0.58$ mH, 滤波电容 $C = 1 / (2\pi f_L \rho) = 89.2$ μF 。

在实际应用中, 可取电容标准值 100 μF 。故交流侧输出 LC 低通滤波器截止频率 $f_L = 1 / (2\pi \sqrt{LC}) = 661$ Hz。滤波电容可采用星型接法。

重新进行选型计算的辅助变流器主要无源器件参数对比如表 2 所示。由表 2 可知, 重新计算无源器件参数匹配 SiC 功率模块, 将辅助变流器开关频率提高后, 直流滤波电感到 9 mH 降为 2.66 mH, 直流支撑电容由 2 个 1 000 μF 串联变为单个 370 μF , 交流侧滤波电感到 1.12 mH 降为 0.58 mH, 交流侧滤波电容由 900 μF 降为 100 μF 。经优化设计后, 辅助变流器开关频率提高后, 直流支撑电容、滤波电容和滤波电感到有所减小, 且其体积相应减小, 功率密度亦得到提升。具体如图 2、图 3 所示。

表 2 无源器件参数对比

无源器件参数	IGBT	SiC
变压器变比	1:1.90	1:1.75
直流滤波电感/mH	9	2.66
直流支撑电容/ μF	2×1 000	370
交流滤波电感/mH	1.12	0.58
交流滤波电容/ μF	3×900	100
滤波电路截止频率/Hz	158.6	661

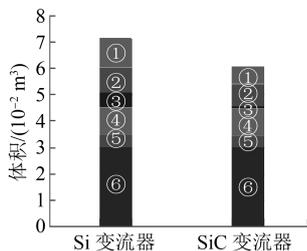


注: ①代表三相交流滤波电容; ②代表三相滤波电抗器; ③代表直流支撑电容; ④代表直流滤波电抗器; ⑤代表高频变压器; ⑥代表功率模块

图 2 辅助变流器质量对比图

由图 2~3 可知, 辅助变流器采用新型 SiC MOSFET 功率器件后, 变流器比使用 Si IGBT 器件的辅助变流器的体积减小 15%, 质量减少 37%。同

时逆变器输出电压畸变小,总谐波失真含量低,既实现了变流器的小型化和轻量化目标,也满足了辅助变流器设计技术要求^[6]。



注: ①代表三相交流滤波电容; ②代表三相滤波电抗器;
③代表直流支撑电容; ④代表直流滤波电抗器;
⑤代表高频变压器; ⑥代表功率模块

图3 辅助变流器体积对比

3 辅助变流器损耗分析

3.1 辅助变流器损耗分析

应用新型 SiC MOSFET 器件后,全桥逆变部分开关频率由 8 kHz 提升到 16 kHz,三相逆变部分开关频率由 2.15 kHz 提升到 4.65 kHz。频率提升后功率模块的损耗对比如表 3 所示。功率模块结温对比如图 4 所示。

表3 功率模块损耗对比

电路拓扑	损耗参数	不同辅助变流器损耗/W	
		SiC MOSFET	Si IGBT
全桥逆变	导通损耗	144.69	195.36
	开关损耗	571.21	438.00
不控整流	导通损耗	229.60	229.60
	开关损耗	195.65	110.35
三相逆变	导通损耗	65.53	125.54
	开关损耗	73.05	320.79
功率模块	总损耗	1 279.00	1 419.00

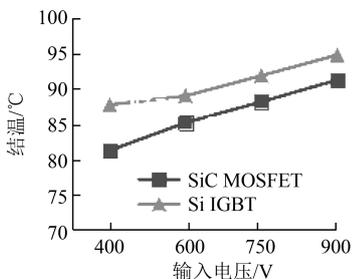


图4 功率模块结温对比

由表 3 可知,在提高器件开关频率的基础上,基于 SiC MOSFET 的功率模块的损耗降低了 140 W。由图 4 可知,在不同等级输入电压的条件下,基于 SiC MOSFET 的功率模块的结温均低于基于 Si IGBT 的功率模块^[4-5]。

3.2 SiC 辅助变流器效率

SiC 辅助变流器效率的测量过程包括整个辅助变流器以及辅助逆变部分工作在不同的母线电压和额定负载工况下的测试。测试可以真实地反映基于新型 SiC MOSFET 的辅助变流器的优势。测试数据如图 5 所示。

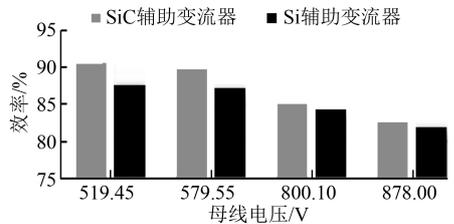


图5 SiC 辅助变流器和 Si 辅助变流器效率对比图

由图 5 可知,应用新型 SiC MOSFET 功率器件后,基于 SiC MOSFET 的辅助变流器较原系统更具优势,效率提高了 1%~3%。

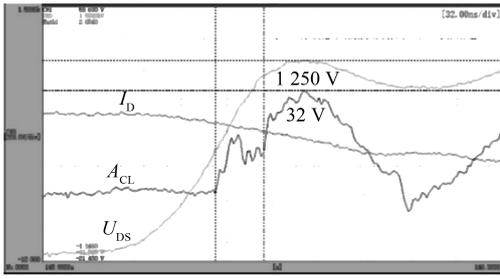
4 试验验证

4.1 功率单元试验分析

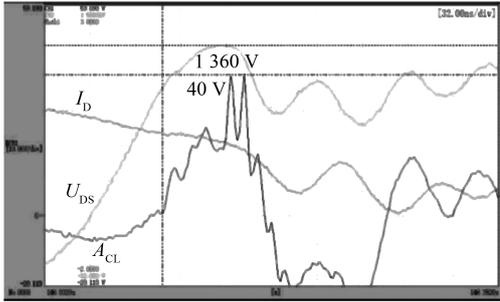
本文设计的辅助变流器功率单元采用 SiC MOSFET 器件,其开关速度较 Si 器件提高了数倍。因此,在开关关断过程中会产生更高过电压尖峰。针对该问题,从两个方面进行设计:一是在功率模块上安装吸收电容,二是采用可以实现快速保护的新的钳位电路。

新型有源钳位功能与传统有源钳位功能的波形对比如图 6 和图 7 所示。由图 6 可知,当 dv/dt (新型 SiC MOSFET 器件两端的电压变化率) 变化较大时,钳位功能 (ACL) 就开始动作。当 U_{DS} (SiC MOSFET 的漏极和源极两端的电压差) 超过设定的钳位阈值时,钳位动作随电压的升高而增强;传统有源钳位只有当 U_{DS} 超过设定的钳位阈值时,钳位动作随电压的升高而增强。

图 6 和图 7 的测试条件均为母线电压为 1 000 V,钳位设定阈值的为 1 100 V。由图 7 可知,两者的过电压尖峰都得到了抑制,其中,新型有源钳位的保护过电压为 1 250 V,而传统有源钳位保护过电压为 1 360 V,说明新型有源钳位对电压尖峰的抑制效果更好;采用新型有源钳位保护功能之后,有源钳位反馈到门极的波形更平稳,不会出现传统有源钳位造成的门极冲击,可以减小门极失效的可能性。



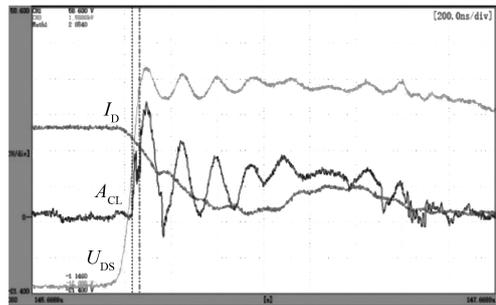
a) 新型有源钳位功能动作波形



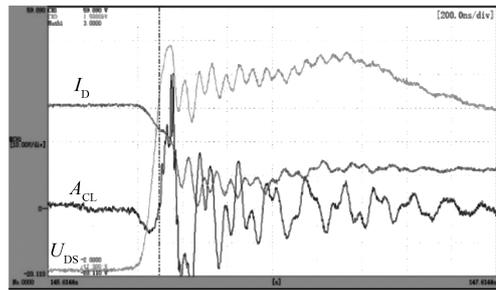
b) 传统有源钳位功能动作波形

注: I_D 代表通过漏极 D 的电流

图 6 新型有源钳位和传统有源钳位功能细节对比示意图



a) 新型有源钳位功能全过程



b) 传统有源钳位功能全过程

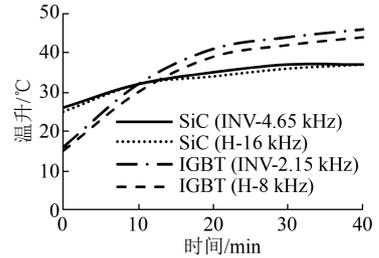
图 7 新型有源钳位和传统有源钳位功能过程对比示意图

4.2 温升对比试验分析

对基于 SiC MOSFET 辅助变流器和 Si 辅助变流器进行温升试验, 试验共 4 h, 运行状态稳定。根据温升试验数据绘制辅助变流器的温升对比图, 如图 8 所示。

由图 8 可知, 新型 SiC MOSFET 器件应用后, 其

开关频率提升了 1 倍, 其温升比 Si 器件辅助变流器的温升还低^[7]。



注: INV 代表三相逆变器; H 代表 H 桥

图 8 辅助变流器温升试验对比图

5 结论

本文针对应用于轨道交通领域变流装置的高功率密度、高效率以及小型化、轻量化的技术要求, 充分利用新型大功率 SiC MOSFET 器件高温、高频和低损耗的性能优势, 在现有辅助变流器上开展新型 SiC MOSFET 器件的应用研究。从功率器件损耗、结温、功率模块试验、变流器温升、效率等方面详细介绍了 SiC MOSFET 器件的应用优势, 并与原器件进行性能参数对比, 证实了新型 SiC MOSFET 器件的应用能提高变流器的功率密度和效率。本文所开发的全 SiC 功率器件的应用技术填补了国内大功率 SiC MOSFET 应用领域空白, 为后续更大功率 SiC 器件的应用研究打下了基础, 既节约了研发成本, 也可缩短研发周期。

参考文献

- [1] 刘可安, 李诚瞻, 李彦涌, 等. SiC 器件技术特点及其在轨道交通中的应用[J]. 大功率变流技术, 2016(5): 13.
- [2] 郑浩, 王学梅, 张波. SiC MOSFETs 与 Si IGBTs 的性能对比研究[J]. 电力电子技术, 2015(12): 23.
- [3] ROBERT A W, THOMAS E S. Evaluation of a 1200V, 800A ALL-SiC Dual Module[J], IEEE Trans. on Power Electronics, 2011(9): 2504.
- [4] 谢佳季, 游小杰, 郭希铮. 基于 SiC MOSFET 的辅助变流器应用研究[J]. 电源学报, 2017(2): 67.
- [5] 美国华. SiC 功率器件在电力牵引系统的应用研究[J]. 现代城市轨道交通, 2018(8): 1.
- [6] 刘皓. 有轨电车全 SiC 辅助变流器设计与研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2018: 1.
- [7] 谢佳季. 基于 SiC MOSFET 的辅助变流器应用研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2017: 40.

(收稿日期: 2019-05-26)