

基于电磁互感的并联功率器件双脉冲测试模型

任雷浩¹, 李克俭¹, 刘贵¹, 任兴旺¹, 李思¹, 刘敏², 张雪松², 章雷其², 吴启亮²

(1. 北京四方继保自动化股份有限公司, 北京 100085; 2. 国网浙江省电力有限公司电力科学研究院, 杭州 310014)

摘要: 为减小因并联功率器件不均流导致双脉冲测试不充分问题带来的影响, 对并联功率器件的双脉冲测试方式进行了研究。以IGBT为例对双脉冲测试原理进行研究, 建立了更改电流回路路径下并联功率器件双脉冲测试电流不均流度的理论模型, 并通过实验进行了验证。结果表明, 通过对比实验发现更改回路电流路径可以减小并联功率器件电流的不均流度, 与理论模型相符; 400 V电压下电流不均流度由43%降至3.2%; 1 500 V电压下电流1.2倍及1.4倍的过载时功率器件的不均流度为2.8%, 可以充分完成所有功率器件的双脉冲测试, 解决了由于不均流导致测试不充分的问题。研究成果为多并联功率器件的双脉冲充分测试提供理论及实验基础。

关键词: 功率器件; 多并联; 电磁互感; 双脉冲测试; IGBT

Dual-Pulse Testing Model of Parallel Power Devices Based on Electromagnetic Mutual Inductance

REN Leihao¹, LI Kejian¹, LIU Gui¹, REN Xingwang¹, LI Si¹, LIU Min², ZHANG Xuesong²,
ZHANG Leiqi², WU Qiliang²

(1. Beijing Sifang Jibao Engineering Technology Co., Ltd., Beijing 100085, China; 2. Electric Power Research Institute of State Grid Zhejiang Electric Power Co., Ltd., Hangzhou 310014, China)

Abstract: To reduce the impact of insufficient dual-pulse testing caused by uneven current sharing among parallel power devices, a study is conducted on the dual-pulse testing method for parallel power devices. Taking IGBT as an example, the principle of double-pulse testing is investigated, and a theoretical model for the uneven current sharing degree of parallel power devices under modified current loop paths is established and experimentally validated. The results show that modifying the current loop path can reduce the uneven current sharing among parallel power devices, consistent with the theoretical model. At 400 V, the uneven current sharing degree decreases from 43% to 3.2%. Under 1 500 V and at 1.2 and 1.4 times current overloads, the uneven current sharing degree is 2.8%, enabling the successful completion of dual-pulse testing for all power devices and resolving the issue of insufficient testing due to uneven current sharing. Research results provide theoretical and experimental foundations for comprehensive dual-pulse testing of multiple parallel power devices.

Key words: power devices; multiple parallel connections; electromagnetic mutual inductance; dual-pulse testing; IGBT

0 引言

近年来, 在国家大力推动新能源产业高质量发展的背景下, 汽车、储能等相关行业得以迅猛发

展, 同时也吸引了国内外越来越多学者投身于相关领域的研究^[1-5]。IGBT、SiC MOSFET等大功率半导体器件是新能源产业链中最为核心的器件之一, 具备电能转换与电路控制等功能^[6-7]。目前, 学者们已针对大功率半导体器件的应用拓扑^[8-12]、控制策略^[13-15]及测试应用^[16-18]等方面开展了大量研究。然而, 随着产品性能的持续提升, 大功率半导体器件在电压等级、电流承载能力及温升等方面面临着更为严苛的要求。

基于上述发展现状, 孟庆云等人依托带吸收电路

基金项目: 国家重点研发计划资助项目(2022YFB4202200); 国家电网有限公司科技项目(5211DS230024)。

Foundation item: Supported by the National Key Research and Development Program (2022YFB4202200); the Science and Technology Project of State Grid Corporation of China (5211DS230024).

的半桥结构二极管中点钳位(neutral point clamped, NPC)型三电平测试电路,提出了一种三管动作的双脉冲测试方法,可有效测试NPC三电平电路中IGBT的瞬态特性及吸收电路的吸收效果^[19]。彭程等人通过仿真实验分析了杂散电感对并联IGBT电流分布的影响,并结合实验加以验证^[20]。曾正等人则通过理论分析明确了并联器件不均流的缘由,设计耦合电感实现SiC MOSFET并联主动均流,同样通过实验完成验证^[21]。以上研究主要围绕双脉冲测试方法及均流实现方法展开,但相关方法均较为繁杂,在实际应用中难以实施。因此,有必要依据双脉冲不均流的成因,设计一种简便的双脉冲测试均流方法,以实现多并联功率器件的双脉冲测试。

本文首先剖析双脉冲测试原理,构建并联功率器件双脉冲测试电流不均流度的理论模型,并以IGBT为例通过实验予以验证。利用该模型,可通过改变双脉冲测试回路的电流路径,为并联功率器件双脉冲测试的均流提供理论支撑,避免因不均流导致功率器件测试不充分的问题。

1 并联功率器件不均流度数学模型

1.1 双脉冲测试原理

为获取功率器件的开关特性,使其与驱动电路实现更优配合,需对IGBT、SiC MOSFET等功率器件开展双脉冲测试。双脉冲测试原理图如图1所示。

以测试下管为例,IGBT、SiC MOSFET等功率器件的驱动脉冲如图1所示。 t_{10} 为下管首次开通时间, t_{21} 为下管首次关断时间, t_{32} 为下管第二次开通时间。

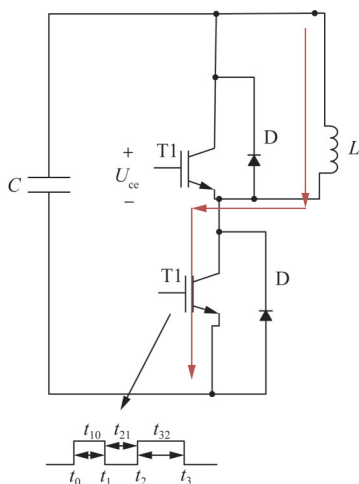


图1 功率器件双脉冲测试原理图

Fig. 1 Principle diagram of dual-pulse testing for power devices

在 t_0 时刻,门极释放出第一个脉冲,GE两端电压升高,被测功率器件达到饱和导通状态,电动势 U 施加在负载 L 上,电感的电流呈线性上升。在 t_1 时刻,电感电流的数值由 U 和 L 共同决定。当 U 和 L 都确定时电流的数值则由 t_1 决定,脉冲时间越长则电流越大。

因此,可以依据需求自主设定电流的数值。通过观测管子分别在第一个和第二个脉冲关断时的电流值、第二个脉冲关断时的电压尖峰、电流斜率等参数,进而判断双脉冲测试是否合格^[22-25]。

1.2 并联功率器件不均流度数学模型

在实际应用中,若并联多组功率器件双脉冲测试容易出现不均流现象。以双并联功率器件作为模型,电路可等效为如下图2所示,其中 L_s 为主回路杂散电感, L_1 、 L_2 为支路电感, U 为电容两端电压, U_{ce} 为集电极电压, U_f 为二极管两端电压, L 为自制电感的感值。

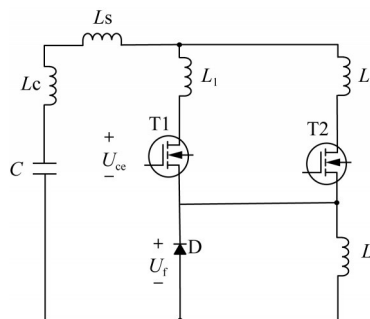


图2 双并联功率器件等效模型

Fig. 2 Equivalent model of dual-parallel power devices

若此时改变电流回路路径,将电流回路靠近各支路放置,且电流方向与各支路相反,依据电磁互感定律,各支路等效电感会得到一个相反的感应电动势,从而影响支路电流的大小,电路图如图3所示。

由电磁互感定律^[24],此时 L_1 、 L_2 上的感应电动势 e_1 、 e_2 分别为:

$$e_1 = -M_{L1} \cdot \frac{di_c}{dt} \quad (1)$$

$$e_2 = -M_{L2} \cdot \frac{di_c}{dt} \quad (2)$$

式中: M_{L1} 与 M_{L2} 分别为负载电感对等效电感 L_1 、 L_2 的互感系数; i_c 为通过功率器件的电流。同时根据图4可知,并联功率器件满足:

$$L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + R \cdot i_1 + e_1 = L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + R \cdot i_2 + e_2 \quad (3)$$

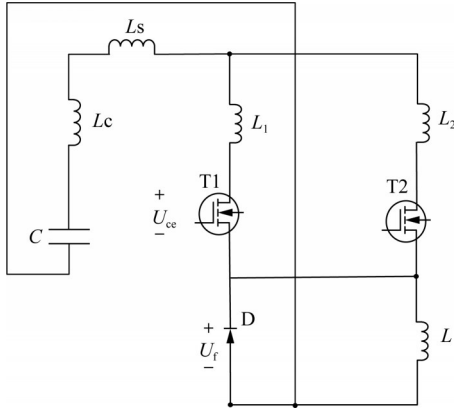


图3 双并联功率器件更改电流回路等效模型

Fig. 3 Equivalent model of double parallel power devices changing current circuit

式中: R 为链路电感 L_1 、 L_2 的电阻; i_1 、 i_2 分别为流经电感 L_1 、 L_2 的电流。

将上式(1)、(2)、(3)结合, 可得:

$$(L_1 + L_2) \frac{d\Delta i_c}{dt} + 2R \cdot \Delta i_c = -\Delta L \cdot \frac{di_c}{dt} + 2(M_{L1} - M_{L2}) \cdot \frac{di_c}{dt} \quad (4)$$

式中: R 分别为链路电感 L_1 、 L_2 的电阻; Δi_c 为支路电流的差; ΔL 为支路电感的差值。

求解微分方程:

$$\Delta i_c(t) = \left(\frac{-\Delta L + 2(M_{L1} - M_{L2})}{2R} \cdot \frac{di_c}{dt} \right) \cdot \left(1 - e^{\frac{-2Rt}{L_1 + L_2}} \right) \quad (5)$$

式中 $\Delta i_c(t)$ 为支路电流的差值。

在功率器件开通瞬间, 回路电流上升率为:

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{U_{dc} - U_R - U_f}{L_s} \quad (6)$$

式中: U_{dc} 为母线电压; U_R 为支路电阻上的压降; U_f 为二极管压降; L_s 为杂散电感。

同时定义支路不均流度为:

$$k = \frac{i_1 - i_2}{i_1 + i_2} = \frac{2i_1 - 2i_2}{i_1 + i_2} \quad (7)$$

将式(5)~(7)结合, 可以得出并联功率器件不均流度数学模型为:

$$k = \frac{(-\Delta L + 2M_{L1} - 2M_{L2})}{R \cdot i_c} \cdot \frac{U_{dc} - U_R - U_f}{L_s} \cdot \left(1 - e^{\frac{-2R \cdot t}{L_1 + L_2}} \right) \quad (8)$$

式中 k 为并联功率器件不均流度。

从式(8)可知, 多并联功率器件不均流度的影响因素包括杂散电感 L_s 、支路电感差异 ΔL 、母线电压 U_{dc} 、支路电阻 R 以及功率器件通过的电流 i_c 等。在实际应用中, 杂散电感主要由叠层母排决定, 支路电感及电阻主要取决于功率器件的参数特性, 而功率器件通过的电流则主要与驱动电压及负载相关。因此, 在模块设计中, 功率器件叠层母排的均流设计、功率器件驱动信号的设计以及功率器件本身参数的一致性至关重要。不过, 当将该并联结构置于整机实验中时, 由于整机杂散电感较大(即 L_s 较大), 并联功率器件的不均流度 k 会很小^[26-27], 表现为均流效果良好; 而在进行双脉冲测试时, 由于负载电感多为手工绕制、电感量较小, 不均流现象则较为严重。

由于功率器件应用环境及模块结构的确定, 使 i_c 、 U_{dc} 、 U_R 、 U_f 、 L_s 、 ΔL 、 R 都是确定的, 故此时均流度只与 M_{L1} 与 M_{L2} 有关, 即当 $-\Delta L + 2(M_{L1} - M_{L2}) = 0$ 时完全均流, 而影响 M 值的有互感感值及与各支路等效电感的距离, 因此在对模块进行双脉冲测试时, 可以通过更改回路电流路径实现主动均流。下面将通过实验对其进行分析。

2 实验验证与分析

2.1 实验平台介绍

本次实验采用 1 500 V-ANPC 型储能变流器单相实验模块测试平台, 该变流器单相模块采用四路 IGBT 并联, IGBT 型号为 GD600HFX120C6SA, IGBT 主要参数如下: 电压等级为 1 200 V, 导通电流为 600 A。该模块结构实物图如图 4 所示。该模块应用于 1.725 MW 集中式储能变流器中, 其实际输入电流为 1 444 A, 由于每相四并联 IGBT, 故平均每个 IGBT 通过的电流为 1 444 A/4=361 A, 峰值电流为 361×1.414=511 A。

实验中采用示波器 DLM3024、电流探头 CP9300 测试各支路电流大小, 1 500 V 直流电压源 HS-5000 用于给电容池供电。模块还包括主控板、转接板、驱动板及门极板用于触发 IGBT。

2.2 实验结果分析

该模块为 ANPC 型三电平储能变流器, 由于结构紧凑, 其双脉冲实验须各 IGBT 间相互配合。图 5 为该模块 T1 管双脉冲测试时的原理图, 测试中 T2

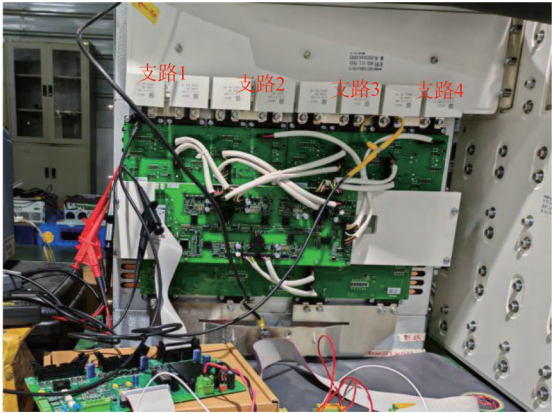


图 4 储能变流器单相模块实物图

Fig. 4 Physical diagram of single-phase module of energy storage inverter

管常开，T3、T4、T5、T6常闭，负载电感 L 放置于 AC 与电容中点位置。当 T1 开通时电流按绿色路径导通，当 T1 关断时电流通过电感及二极管 DC1 续流。该模块在整机实际应用中的不均流度 $k=7\%$ ，据此可以发现整机运行时该模块均流度良好。

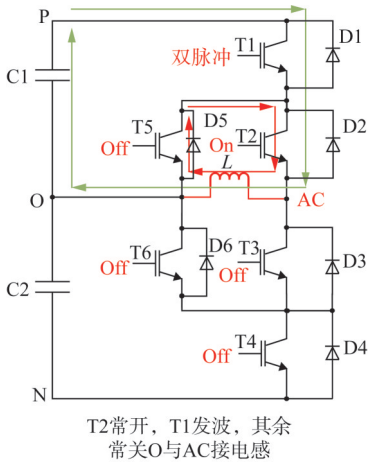


图 5 储能变流器单相模块原理图

Fig. 5 Schematic diagram of single-phase module for energy storage inverter

如图 6 所示为该模块更改电流路径的 3D 示意图，图中红色线为更改电流路径后的走线，电感导线与叠层母排平行逆向放置，绿色线为未更改电流路径，电感导线与叠层母排无关，随意放置。

2.2.1 400 V 母线电压下不改变回路电流路径

根据整机数据可知该模块运行时均流度良好，选择 T1 管进行双脉冲分析，在不更改电流回路路径的情况下电感导线与叠层母排之间没有联系。为避免器件由于不均流造成损坏，采用中高压测试，用

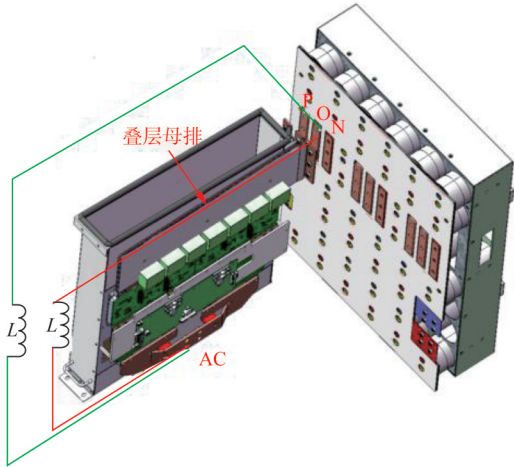


图 6 储能变流器单相模块更改电流路径 3D 示意图

Fig. 4 3D schematic diagram of changing current path for single-phase module of energy storage inverter

直流电压源将电容池的电压值充至 400 V，记录支路 1 至支路 4 第一个脉冲与第二个脉冲的电流值大小，结果如表 1 所示。从表 1 中数据计算可以发现该模块支路 1 与支路 4 的不均流度最大为 43%，且支路电流逐渐增大，这将严重影响双脉冲的测试，若将电压值再增大则容易引起部分功率器件的损坏。

表 1 更改回路前的电流

Tab. 1 Currents before changing the circuits

实验条件	支路编号	第一个脉冲电流值/A	第二个脉冲电流值/A
未更改电流 路径,母线电 压 400 V	1	229.84	229.84
	2	277.13	268.53
	3	298.84	277.91
	4	357.59	288.84

其中支路 1 与支路 4 的电流尖峰波形如下，从图 7 中可以看到支路电流的明显差异，最大差为 127.75 A，不均流现象较明显。

2.1.1 400 V 母线电压下改变回路电流路径

图 8 为电流路径更改实物图，由图 8 可以看到

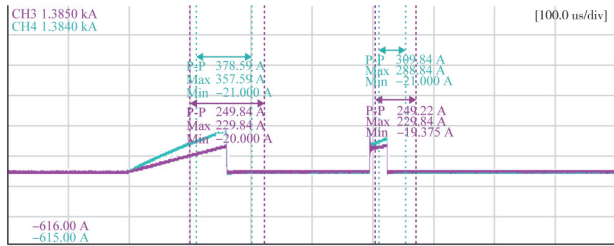


图 7 支路 1 与支路 4 的电流尖峰对比

Fig. 7 Comparison of current spikes between branch 1 and branch 4

该装置主回路采用铜排设计, 且通过表 1 可以发现支路 1 至支路 4 电流逐渐增大, 将电感导线与叠层母排平行逆向放置, 更改后如图 8 所示。



图 8 电流路径更改后实物图

Fig. 8 Physical diagram after changing the current path

将回路电流路径按图 8 设置后, 同等工况下再次进行双脉冲测试, 测试结果如表 2 所示, 经表 2 数据计算可得出该模块支路 1 与支路 4 的不均流度最大为 3.2%, 均流度良好, 对双脉冲的测试基本不会产生影响, 可以在大电压下进行测试。

表 2 更改回路后的电流			
Tab. 2 Currents after changing the circuit			
实验条件	支路编号	第一个脉冲电流值/A	第二个脉冲电流值/A
更改电 路, 母 线电压 400 V	1	269.84	249.84
	2	288.34	268.59
	3	288.69	268.84
	4	278.84	268.84

其中支路 1 与支路 4 的电流尖峰波形如下, 从图 9 中可以明显看到不均流度已得到很大改善。

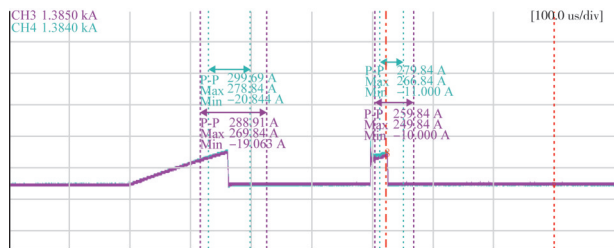


图 9 支路 1 与支路 4 的电流尖峰对比

Fig. 9 Comparison of current spikes between branch 1 and branch 4

根据上述对比试验可以发现更改电流路径后, 各支路不均流度有明显改善, 不均流度由原来的 43 %降低到 3.2 %。现准备在上述 400 V 母线电压

下更改回路电流路径实验的基础上对该模块 IGBT 进行 1 500 V 电压下双脉冲测试。由实际运行工况可知输入电流 1 444 A, 平均每个 IGBT 为 361 A, 峰值为 511 A, 实验验证 1.2 倍和 1.4 倍过载情况下 IGBT 的参数情况。第一个脉冲电流设置为 $511 \times 1.2 = 613$ A; 第二个脉冲设置为 $511 \times 1.4 = 715$ A。

2.2.3 1 500 V 母线电压下改变回路电流路径

将电容池充至 1 500 V, 选择 T1 管进行双脉冲分析, 依据 400 V 双脉冲实验结果, 选择合适的导通时间使电流达到要求, 记录 4 路 T1 管测试结果如表 3 所示。从表 3 可以发现该模块支路 1 与支路 4 的不均流度最大为 2.8 %。

表 3 双脉冲电流			
Tab. 3 Double-pulse currents			
实验条件	支路数/n	第一个脉冲电流值/A	第二个脉冲电流值/A
更改电 路, 母 线电压 1 500 V	1	610.23	709.55
	2	609.84	709.84
	3	621.35	710.22
	4	628.26	718.53

其中记录 4 支路电压电流波形如图 10 所示, CH1 为栅极驱动波形, CH2 为 CE 电压波形, CH3 为 I_c 电流波形。T1 管第一个脉冲关断电流为 628.38 A, 电压尖峰为 887.88 V, 第二次关断波形参数, 第二次脉冲关断电流为 718.53 A, 电压尖峰为 879.88 V, 电流斜率为 $2\,794\text{ A}/\mu\text{s}$ 。

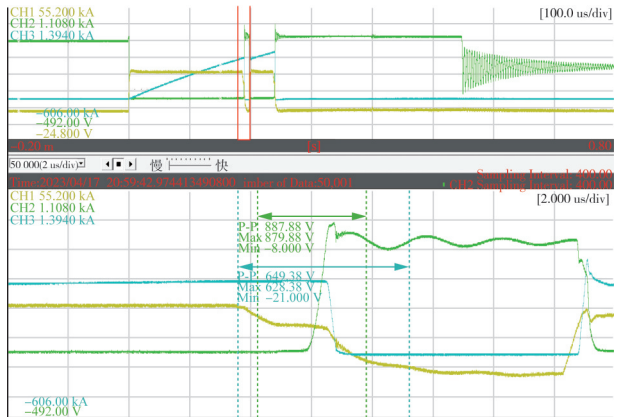


图 10 第一个脉冲关断波形

Fig. 10 First pulse off waveform

双脉冲测试在关注电压和电流等参数外还需要关注续流二极管的参数, CH1 为栅极驱动波形, CH2 为二极管 VF 电压波形, CH3 为二极管 ID 电流波形,

从图11可得,二极管的反向恢复电流为210 A。

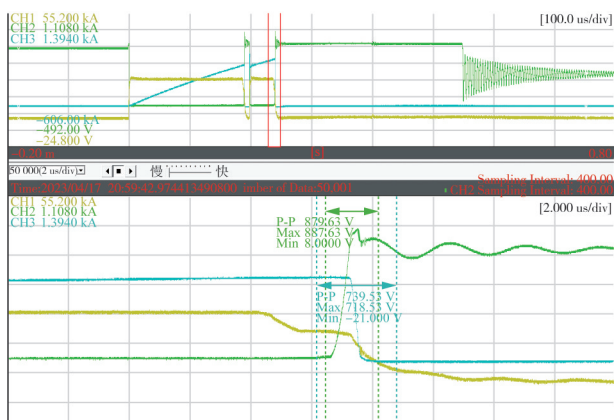


图11 第二个脉冲关断波形
Fig. 11 Second pulse off waveform

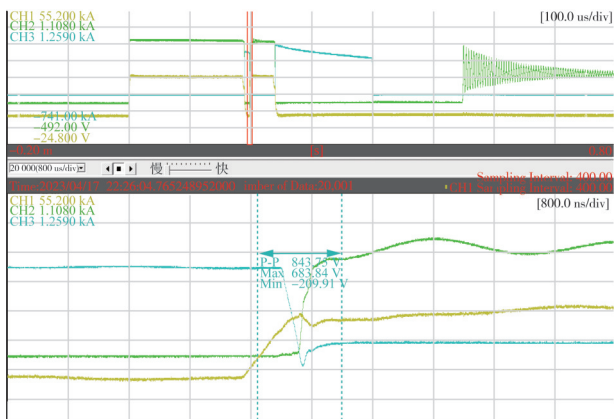


图12 二极管测试波形
Fig. 12 Diode test waveform

根据上述实验分析可知,调整回路电流路径可减小双脉冲不均流度,能将其从43 %降至3.2 %。在调整电流回路时,若支路未采用铜排设计且各支路等效电感明确,建议通过理论计算的方式,依据理论值进行设置,以将不均流度降至最低;若支路采用铜排设计且各支路等效电感不明确,则可在低压环境下开展回路位置测试,将不均流度控制在不影响双脉冲测试的范围内即可。因此,在实际测试过程中,需综合考量结构特点与应用环境,选择适宜的均流方案,进而达成测试目标。

3 结论

基于电磁互感原理及双脉冲测试原理,本研究建立了并联功率器件电流均流度的数学模型,并从理论层面分析了通过更改回路电流路径实现双脉冲均流的可行性。

通过对比实验验证,更改回路电流路径可有效减小并联功率器件的电流不均流度:在400 V电压下,电流不均流度由43 %降至3.2 %;进一步对1 500 V电压下1.2倍及1.4倍过载工况测试后发现,并联功率器件均流性能良好,能够满足所有功率器件的双脉冲测试需求,解决了因不均流导致测试不充分的问题。

考虑到支路采用铜排设计时其等效电感难以精准量化,可先在低压环境下开展双脉冲均流测试,确定合适的电流路径后再进行高压测试。

综上,实际开展双脉冲测试时,需综合考量模块结构与应用场景,通过精准计算确定最优电流路径,以满足测试要求,减少因不均流引发的测试不充分问题。

参考文献

- [1] 林珍君. 四象限变流器扩展应用及其关键技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2016.
- [2] 邓哲, 周峰武, 金灵辉, 等. 基于超级电容储能与自适应功率预测模型的电梯制动能量回收系统并网功率优化控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(9): 205 - 213.
DENG Zhe, ZHOU Fengwu, JIN Linghui, et al. Power optimal control of elevator brake energy recovery system based on super-capacitor energy storage and adaptive power-prediction model [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(9): 205 - 213.
- [3] 李岩, 侯婷, 何智鹏, 等. 基于半直接耦合的压接型IGBT模块功率循环仿真方法[J]. 南方电网技术, 2021, 15(6): 1 - 6.
LI Yan, HOU Ting, HE Zhipeng, et al. Cycle simulation method of press-pack igbt module based on semi-direct coupling [J]. Southern Power System Technology, 2021, 15(6): 1 - 6.
- [4] 张海, 谢文刚, 樊芳芳, 等. 基于SiC MOSFET的储能变流器功率单关键技术[J]. 南方电网技术, 2023, 17(7): 146 - 154.
ZHANG Hai, XIE Wengang, FAN Fangfang, et al. Key technology of power unit for energy storage converter based on SiC MOSFET [J]. Southern Power System Technology, 2023, 17(7): 146 - 154.
- [5] 卢永丰, 韦统振, 霍群海. 具有输出短路保护能力的DC-DC换流器控制方法研究[J]. 电工技术学报, 2013, 28(S2): 292 - 297.
LU Yongfeng, WEI Tongzhen, HUO Qunhai. A DC-DC converter control method with output short-circuit protection capability [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(S2): 292 - 297.
- [6] 李盈, 谭令其, 马凯, 等. 国产4 500 V/3 000 A双面烧结弹性压接IGBT模块多物理场建模及可靠性分析[J]. 南方电网技术, 2025, 19(8): 105 - 115.
LI Ying, TAN Lingqi, MA Kai, et al. Multi-physical field modeling and reliability analysis of domestic 4 500 V/ 3 000 A double-sided sintered elastic crimping IGBT modules [J]. Southern Power System Technology, 2025, 19(8): 105 - 115.
- [7] 杨兴武, 卢愿, 徐浩文, 等. 基于电容电压预测误差优化的MMC多管开路故障诊断策略[J]. 电力系统保护与控制,

- 2025, 53(7): 63–74.
- YANG Xingwu, LU Yuan, XU Haowen, et al. Multiple IGBT open-circuit fault diagnosis strategy for an MMC based on capacitor voltage prediction error optimization [J]. Power System Protection and Control, 2025, 53(7): 63–74
- [8] 张学龙. 基于A-NPC的三电平储能变流器研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2014.
- [9] 唐义良, 崔玉龙, 彭进, 等. IGBT驱动拓扑及IR2130在变频器中的应用[J]. 电气传动, 1999, 29(1): 47–51.
- TANG Yiliang, CUI Yulong, PENG Jin, et al. Study on topologies of IGBT driver and IR2130 driver in inverter [J]. Electric Drive, 1999, 29(1): 47–51.
- [10] 吴忠智, 吴加林. 直接串联IGBT高压变频器及与其他拓扑电路的比较[C]//第15届全国电源技术年会, 2003–11–10, 上海. 天津: 中国电源学会, 2003: 765–769.
- [11] 庄桂元, 张兴, 刘威, 等. 带飞跨电容的三电平拓扑中SiC MOSFET过电压与过电流保护[J]. 电工技术学报, 2021, 36(2): 341–351.
- ZHUANG Guiyuan, ZHANG Xing, LIU Wei, et al. Overvoltage and overcurrent protection of SiC MOSFET in three-level topology with flying capacitor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(2): 341–351.
- [12] 张紫如, 付丰豪, 赵西贝, 等. 采用高低压接线的嵌套型MMC拓扑及其直流故障穿越策略[J]. 电力系统自动化, 2024, 48(16): 154–164.
- ZHANG Ziru, FU Fenghao, ZHAO Xibei, et al. Topology and DC fault ride-through strategy of embedded modular multilevel converter with high-low-voltage valve connection [J]. Automation of Electric Power Systems, 2024, 48(16): 154–164.
- [13] 管兴勇, 李敬, 沈海兵. 单管逆变拓扑结构感应加热电源IGBT保护系统研究[J]. 电源学报, 2021, 19(3): 189–194.
- GUAN Xingyong, LI Jing, SHEN Haibing. Research on IGBT protection system of induction heating power supply with single inverter topology [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(3): 189–194.
- [14] 李欢, 姜文伟, 陈鹏伟, 等. 移相全桥直流变换器阻抗降阶建模及附加有源阻尼控制[J]. 南方电网技术, 2023, 17(11): 22–32.
- LI Huan, JIANG Wenwei, CHEN Pengwei, et al. Reduced-order impedance modeling and active damping control of phaseshifted full-bridge DC converter [J]. Southern Power System Technology, 2023, 17(11): 22–32.
- [15] 翁幸, 王继慷, 王一, 等. 基于多端口直流变压器的氢燃料电池-储能协调控制策略[J]. 南方电网技术, 2024, 18(6): 98–111.
- WENG Xing, WANG Jikang, WANG Yi, et al. Coordinated control strategy of hydrogen fuel cell-energy storage based on multi-port DC transformer [J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(6): 98–111.
- [16] 雷明. 大功率IGBT智能控制策略的研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2013.
- [17] 黄先进, 孙湖. 国产高压大功率IGBT应用于机车变流器工作特性测试研究[J]. 电工电能新技术, 2017, 36(11): 71–78.
- HUANG Xianjin, SUN Hu. Home-made high voltage high power IGBT operation characteristics used in traction converter [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2017, 36(11): 71–78.
- [18] 谢惠藩, 苏寅生, 许士锦, 等. 基于柔直控制的南方电网异步联网频率同步运行控制器设计及应用[J]. 南方电网技术, 2024, 18(7): 87–94.
- XIE Huifan, SU Yinsheng, XU Shijin, et al. Controller design and application based VSC for frequency synchronous operation of asynchronous grid of China Southern Power Grid [J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(7): 87–94.
- [19] 孟庆云, 马伟明, 孙驰, 等. 双脉冲测试方法在中点钳位三电平逆变器中的应用研究[J]. 电工技术学报, 2011, 26(8): 131–137, 165.
- MENG Qingyun, MA Weiming, SUN Chi, et al. Research on dynamic voltage unbalance of inner and outer switch in NPC three level circuit test [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(8): 131–137, 165.
- [20] 彭程, 李学宝, 范迦羽, 等. 压接型IGBT器件内部杂散电感差异对瞬态电流分布影响规律研究[J]. 电工技术学报, 2023, 38(11): 2850–2860.
- PENG Cheng, LI Xuebao, FAN Jiayu, et al. Effect of stray inductance difference on transient current distribution in press-pack IGBT devices [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(11): 2850–2860.
- [21] 曾正, 邵伟华, 胡博容, 等. 基于耦合电感的SiC MOSFET并联主动均流[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(7): 2068–2081.
- ZENG Zheng, SHAO Weihua, HU Borong, et al. Active current sharing of paralleled SiC MOSFETs by coupling inductors [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(7): 2068–2081.
- [22] 刘金节. IGBT模块的双脉冲测试分析[J]. 集成电路应用, 2022, 39(4): 12–13.
- LIU Jinjie. Analysis of double pulse test of IGBT module [J]. Application of IC, 2022, 39(4): 12–13.
- [23] 李欣宜. 高压SiC MOSFET动态特性测试技术研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2022.
- [24] 张红波, 周宏然, 齐彦军, 等. 基于半桥模块的母排设计与并联IGBT均流分析[J]. 电力电子技术, 2021, 55(10): 23–26.
- ZHANG Hongbo, ZHOU Hongran, QI Yanjun, et al. Busbar design and parallel IGBT current sharing analysis based on half bridge module [J]. Power Electronics, 2021, 55(10): 23–26.
- [25] 穆峰. IGBT多模块并联应用特性研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2021.
- [26] 郭嘉, 袁敬中, 谢景海, 等. 基于电磁互感自取电的恒压并联电流补偿方法[J]. 科学技术与工程, 2021, 21(16): 6718–6724.
- GUO Jia, YUAN Jingzhong, XIE Jinghai, et al. Constant voltage parallel current compensation method based on electromagnetic mutual inductance self-powering [J]. Science Technology and Engineering, 2021, 21(16): 6718–6724.
- [27] 傅实. 压接型IGBT器件内部并联芯片电流测量方法及应用研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2023.

收稿日期: 2024-03-14; 网络首发日期: 2024-09-26

作者简介:

任雷浩(1994), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为电力电子技术, renleihao@sf-auto.com;

李克俭(1997), 男, 工程师, 学士, 研究方向为电力电子技术, likejian@sf-auto.com;

刘贵(1990), 男, 工程师, 学士, 研究方向为电力电子技术, liugui@sf-auto.com。