

基于器件内部参数差异的大功率IGBT并联 均流控制方法

冯洪高¹, 张赤斌², 林宝德³

(1. 南京铁道职业技术学院, 江苏 南京 210031;

2. 东南大学 机械工程学院, 江苏 南京 210096;

3. 昆明理工大学 电气工程学院, 云南 昆明 650093)

摘要: 由于制造工艺和器件老化等原因, 不同IGBT模块之间的阈值电压会存在一定差异, 并对动态不均流产生很大影响。针对此问题, 首先分析了阈值电压差异对并联均流的影响机理; 然后建立了阈值电压差异与开通延迟时间之间的量化关系; 最后以大功率IGBT模块并联为测试对象, 通过对驱动延迟时间进行补偿的方法进行双脉冲测试, 验证该方法的有效性。结果表明, 该方法最大可以将不均流度从14.04%降低到2.21%。

关键词: 内部参数差异; 延迟时间补偿; 大功率IGBT模块; 动态均流

中图分类号: TN300 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed22939

Parallel Current Sharing Control Method of High Power IGBT Based on the Difference of Internal Parameters

FENG Honggao¹, ZHANG Chibin², LIN Baode³

(1. Nanjing Institute of Railway Technology, Nanjing 210031, Jiangsu, China; 2. School of Mechanical

Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, Jiangsu, China; 3. Department of

Electrical Engineering, Kunming University of Technology,

Kunming 650093, Yunnan, China)

Abstract: For the reasons of manufacturing technology and fatigue, there will be some difference in threshold voltage of different IGBT modules, which will cause great impact on dynamic current sharing. To solve this problem, firstly, the mechanism of different threshold voltage affecting dynamic current sharing was analyzed. Then, the quantitative relationship between threshold voltage and IGBT turn-on delay time was established. Finally, taking high-power IGBT modules in parallel as test devices, the double-pulse test with compensating driving delay time was carried out to verify the proposed method. The results show that the maximum non-uniform fluidity can be reduced from 14.04% to 2.21% by this method.

Key words: internal parameter difference; delay time compensation; high power IGBT module; dynamic current sharing

绝缘栅双极型晶体管(IGBT)是目前中、大、超大电能变换装置的核心部件,为提高装置的功率等级和功率密度,通常需要采用多组IGBT器件并联的方式。在实际应用中,由于各并联器件内部参数的分散性,加之外部驱动、母排结构等的综合影响,并联器件间将不可避免地出现不均流问题^[1-2]。其直接影响是导致部分IGBT将承受更大的电、热、机械应力,从而加速器件的老化速

率,尤其在某些强电磁冲击的极端工况下,器件也可能因运行条件超出其安全边界而发生瞬时失效。为提高电力电子装置的可靠性,工程技术人员通常会采取冗余设计的处理方法,但代价是增加了器件的数量,导致装置体积、重量以及设计成本的增加,同时也不利于装置功率密度的提升^[3]。因此,研究影响IGBT并联均流特性的原因并探究不均流问题的改善策略具有重要的理

论和工程应用价值。

针对 IGBT 器件的并联均流问题,国内外研究主要集中在并联均流影响因素和均流改善方法两方面。相较于静态情况,并联 IGBT 模块的动态不均流问题要更为复杂,同时受到 IGBT 模块内部参数、驱动回路参数、功率回路杂散电感以及温度等多因素的影响^[4]。根据现有研究结论,器件内部的半导体参数(包括阈值电压、栅射极电容、米勒电容等)主要通过影响 IGBT 的开关瞬态延迟时间影响 IGBT 的并联动态不均流^[5-7]。由此,基于门极控制的主动调节法成为目前应用较多的一种的均流控制方法^[8]。文献[9]提出了一种分散式的主动门极均流控制方法,其优势在于不受并联 IGBT 数量的限制,但由于引入了额外的硬件和软件,导致实现难度大,同时也会增加设计成本。文献[10]提出了一种门极信号延迟控制方法,该方法可实现对装置运行期间的不间断、实时调控,但该方法的准确性依赖于对器件内部寄生电感参数的提取精度。

总体来看,目前关于 IGBT 并联均流的研究主要针对中、低压模块展开,同时关于模块内部参数差异所产生的不均流问题也尚未得到完全解决。针对现有研究的不足,本文针对大功率 IGBT 模块的动态不均流问题展开研究,通过理论分析建立模块内部参数差异与驱动延迟时间之间的定量关系,进而采用驱动延迟时间补偿的方法控制并联器件间的动态不均流度,并通过实验对所提出的方法进行验证。

1 被测 IGBT 模块及测试原理

大功率 IGBT 模块内部多采用多芯片并联的方式以提高器件的通流能力,模块的制造工艺与封装方式大体类似。以本文所研究的 ABB 某型 3 300 V/1 500 A 大功率 IGBT 模块为例,其实物图及其内部等效电路如图 1 所示。该模块内部由 3 组功率子单元并联组成,标称工况下 3 组并联端子共同承担 1 500 A 额定电流,即在端口均流的理想条件下,每个功率子单元的通流能力为 500 A。

本文采用经典的双脉冲测试研究被测器件并联下的均流特性,测试原理如图 2 所示。其中, V_{DC} 为直流母线电压, L_r 为母排寄生电感, L_{load} 为负载电感, I_c 为回路集总电流, T_1 与 T_2 为被测 IGBT 模块。为减少功率回路寄生参数对并联均流的影响,测试中采用了特制的层叠母排,其结构及

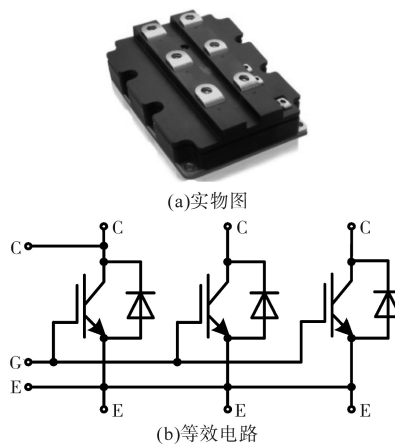


图 1 IGBT 模块实物图和等效电路图

Fig.1 Physical and equivalent circuit diagrams of the IGBT module

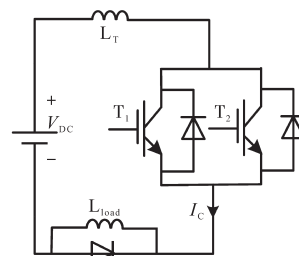


图 2 并联均流的双脉冲测试电路

Fig.2 Double pulse test circuit for parallel current sharing

工位布置情况如图 3 所示。该母排在拓扑结构上设计为完全对称,由上、下两层铜排构成,上层铜排又分成独立的两块,可以同时实现 2 个 IGBT 模块的并联测试。考虑到通用性问题,母排在设计时预留了两组二极管工位,在本文的后续实验中只需使用其中一组,吸收回路的负载电感通过外接导线与二极管模块并联。

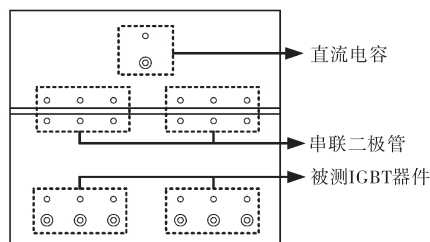


图 3 层叠母排结构与连接示意图

Fig.3 Structure and connection diagram of cascade bus bar

2 并联均流控制方法

在外部运行条件和器件内部参数差异程度相同的条件下,IGBT 在开通瞬态时承受的电力相较于关断瞬态要更大,不均流现象也更为明显。在 IGBT 的开通延迟阶段,栅极驱动电压 V_{GON} 通过驱动回路不断向栅-射极电容 C_{GE} 充电,但是栅-射极电压 V_{GE} 仍小于阈值电压 V_{TH} ,IGBT 尚未

开通,IGBT工作在截止区。栅-射极电压 V_{GE} 的上升速率主要由栅极驱动电阻 R_{GON} 、栅-射极电容 C_{GE} 以及米勒电容 C_{GC} 决定^[4]:

$$V_{GE}(t) = (V_{GON} - V_{GOFF}) [1 - \exp(-\frac{t}{\tau_1})] + V_{GOFF} \quad (1)$$

其中 $\tau_1 = R_{GON}(C_{GE} + C_{GC})$

式中: V_{GON} 为正向栅极驱动电压; V_{GOFF} 为负向栅极驱动电压, $V_{GOFF} < 0$ 。

当 V_{GE} 逐渐上升达到阈值电压时,即 $V_{GE}(t) = V_{TH}$ 时器件开通,对式(1)进行求解可得开通延迟时间 T_{don} 的表达式:

$$T_{don} = R_{GON}(C_{GE} + C_{GC}) \ln(\frac{V_{GON} - V_{GOFF}}{V_{GON} - V_{TH}}) \quad (2)$$

在开通延迟时间内,由于IGBT的集电极电流仍为0,且集-射极电压 V_{CE} 尚未开始下降, C_{GC} 相比于 C_{GE} 很小^[4],可以忽略。由式(2)可知,影响 T_{don} 的模块内部参数主要有 C_{GE} 和 V_{TH} 。从概率学的角度分析,并联IGBT模块之间阈值电压存在差异的概率要远大于栅-射极电容。在器件的长期运行过程中,器件的疲劳老化会导致栅氧化层中的电荷发生变化,进而影响阈值电压^[5],而栅-射极电容则基本不变。从均流控制角度来看,研究阈值电压对不均流特性的影响显然更具工程实用价值。基于此,本文重点针对阈值电压对并联均流的影响与控制开展研究。

当并联IGBT模块之间的阈值电压存在差异时,从式(2)可以看出,阈值电压较小的IGBT的开通延迟时间更短,栅极注入电流速度更快,开通瞬态动态等效电阻更小,在开通瞬态过程中必将承担更大的集电极电流,阈值电压大的IGBT与此相反。两者的开通延迟时间差可以表示为

$$\Delta T_{don} = R_{GON}(C_{GE} + C_{GC}) \ln(\frac{V_{GON} - V_{TH1}}{V_{GON} - V_{TH2}}) \quad (3)$$

由式(3)可知,当已知并联IGBT模块的阈值电压 V_{TH1} 和 V_{TH2} ($V_{TH1} < V_{TH2}$) 时,可以得到两者的开通延迟时间差异 ΔT_{don} 。基于此,可以在设置驱动脉冲时,令阈值电压大的 T_2 管优先导通 ΔT_{don} ,在理论上即可削减由于阈值电压带来的并联IGBT动态不均流影响。

3 实验测试与讨论

3.1 阈值电压测定

为了对式(3)对应的延迟时间补偿方法进行

验证,需要保证不同模块之间的阈值电压差异足够明显,本文选用在某三相逆变器上已经工作超过1 000 h的三个IGBT模块作为研究对象,首先对其阈值电压进行测量,测试电路如图4所示,测试方法如下:

1)通过铜质连接件将单个IGBT模块的集电极端子C、发射极端子E分别短接,再通过导线将驱动端子G和集电极端子C短接,确保 $V_{CE} = V_{GE}$;

2)通过可控电压源连接模块的集电极C与发射极E,同时串接电流表,在G,E端子之间并联电压表;

3)不断提高可调电压源的电压,根据器件数据手册提供的阈值电压测试条件^[11],当电流表示数为240 mA时,G,E之间的电压表示数即为阈值电压 V_{TH} 。

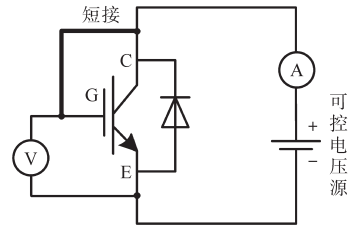


图4 被测器件阈值电压测量示意图

Fig.4 Threshold voltage measuring circuit of the IGBT under test

三个模块的阈值电压测试结果分别为: $V_{TH1} = 5.61$ V, $V_{TH2} = 5.74$ V, $V_{TH3} = 5.89$ V。根据式(3),模块间阈值电压的差异将使得并联支路的IGBT模块产生不同的开通延迟时间,将上述三个模块两两组合,可以得到3种并联测试方案,表1给出了3种方案下所对应的IGBT开通延迟时间。

表1 V_{TH} 存在差异时的延迟时间差异

Tab.1 Equivalent turn-on delay time when V_{TH} differs

序号	并联IGBT方案	开通延迟时间 T_{don}/ns
I	$V_{TH1} + V_{TH2}$	9.9
II	$V_{TH1} + V_{TH3}$	21.5
III	$V_{TH2} + V_{TH3}$	11.6

3.2 实验测试及结果分析

由于疲劳老化的影响,上述并联组合中IGBT模块的参数发生了不同程度的改变,这将导致每个并联支路的IGBT具有不同的开通时刻,进而产生不均流,率先开通的器件将承载更大的电应力。根据表1得到的三种并联组合的开通延迟时间,可对双管并联IGBT进行均流控制。为验证所提出的均流控制方法,在直流母线电压为1 500 V的工况下,首先对3种并联组合的IGBT模块分别进行双脉冲测试。实验平台相关参数包括:栅极

驱动电阻 $R_{GON}=3.8\ \Omega$, 栅极驱动电压(正向) $V_{GON}=15\ V$, 栅极驱动电压(负向) $V_{GOFF}=-15\ V$, 栅-射极电容 $C_{CE}=184.78\ nF$, 直流电压 $V_{DC}=1\ 500\ V$, 直流电

流 $I_C=2\ 000\ A$, 供电直流电容 $C=5\ 600\ \mu F$, 负载电感 $L_{load}=0.05\ mH$ 。随后, 通过提前补偿驱动延迟时间的方式重复上述测试, 测试结果如图5所示。

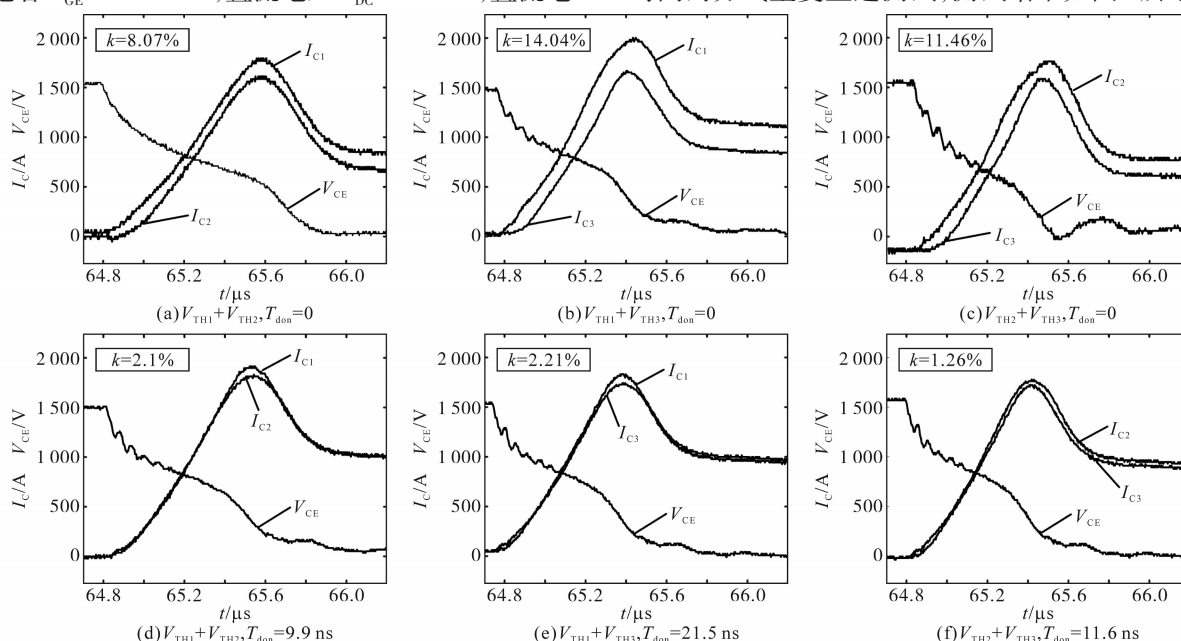


图5 IGBT模块并联均流实验测试结果

Fig.5 Test experiment results of IGBT modules parallel current sharing

图5中,图5a~图5c分别对应方案I~III中不加延迟时间的结果,图5d~图5f则分别对应方案I~III中提前补偿驱动延迟时间的结果。为对测试结果的不均流度进行评估,定义不均流度 k 如下:

$$k = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{(I_{\max} + I_{\min})/2} \quad (4)$$

式中: I_{\max} , I_{\min} 分别为IGBT在开通过程中集电极电流尖峰处支路电流的最大值和最小值。

从图5a~图5c可以看出,在IGBT开通瞬态过程中,阈值电压较小的IGBT具有更短的开通延迟时间,因而率先开通,在开通过程中有更多的沟道电子进入空间电荷区与空穴发生复合,加快对集电极侧空穴载流子的抽取,从而承担更大的集电极电流,且并联支路间IGBT的阈值电压差异越大,不均流效果越明显。从图5d~图5f中可以看出,在加入根据式(3)计算的驱动延迟时间后,并联IGBT模块的开通时间差异得到了较好的修正,在集电极电流上升过程中,模块间达到了较好的均流效果,但是在尖峰处的电流值仍有一定差异,这主要是由于IGBT模块内部栅极回路也有一定电阻,但是该部分电阻较难提取。因此,在计算开通延迟时间差时,本文只考虑了驱动板上的栅极回路电阻,模块内部的电阻未予以考虑,导致计算出的延迟时间差异稍小,电流尖

峰附近仍有一定不均流,但是可以看出,通过补偿驱动延迟时间的方法可以将不均流度由最大的14.04%降低到2.21%,达到了较好的模块并联均流效果。

4 结论

本文以大功率IGBT模块并联为研究对象,在分析阈值电压差异影响动态不均流的机理基础上,基于IGBT内部参数,建立了阈值电压差异与驱动延迟时间之间的定量关系,进而提出了一种通过加入驱动延迟时间控制并联动态均流的方法。实验结果表明,该方法最大可以将不均流度由14.04%降低到2.21%,具有较好的均流效果。本文所提出的均流策略可以为并联均流控制提供解决思路,同时也有望进一步扩展至多个模块并联的工况。

参考文献

- [1] 王磊,罗毅飞,马天兆,等.功率回路杂散电感对IGBT并联均流的影响[J].电力电子技术,2020,54(4):33-35.
Wang Lei, Luo Yifei, Ma Tianzhao, et al. Effect of stray inductance in power circuit on parallel current sharing of high-power IGBT modules[J]. Power Electronics, 2020, 54(4): 33-35.
- [2] 王位,李卫超,林城美.大容量IGBT并联均流检测技术研究

[J]. 电气传动, 2017, 47(6): 71-76.
 Wang Wei, Li Weichao, Lin Chengmei. Research on detection method for current balancing of parallel connected high power IGBT modules[J]. Electric Drive, 2017, 47(6): 71-76.

[3] Du X, Zhuo F, Sun H, *et al.* An integrated voltage and current balancing strategy of series-parallel connected IGBTs[C]//2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia), 2018: 2780-2784.

[4] 张晓谕, 谭大力, 王擎宇, 等. 应用于大容量高能量密度工况的IGBT并联均流技术综述[J]. 电子测试, 2020(5): 101-103, 90.
 Zhang Xiaoxu, Tan Dali, Wang Qingyu, *et al.* Review on technology of parallel IGBT current balance applied in condition of large capacity and high energy density[J]. Electronic Test, 2020(5): 101-103, 90.

[5] 戴爽. 用于固态调制器的IGBT串并联电路研究[D]. 长春: 吉林大学, 2017.
 Dai Shuang. Study on series and parallel circuits of IGBTs for solid-state pulse modulators[D]. Changchun: Jilin University, 2017.

[6] 王雪松, 赵争鸣, 袁立强, 等. 应用于大容量变换器的IGBT并联技术[J]. 电工技术学报, 2012, 27(10): 155-162.
 Wang Xuesong, Zhao Zhengming, Yuan Liqiang, *et al.* Parallel technique for IGBT modules applied in high-power converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(10): 155-162.

[7] 吴建雄, 张洪浩, 陈艺峰. 多IGBT并联模块的交直流母排设计研究[J]. 大功率变流技术, 2017(2): 27-32.
 Wu Jianxiong, Zhang Honghao, Chen Yifeng. Study of DC bus-bar and AC bus-bar design for multi paralleled-IGBT module[J]. High Power Converter Technology, 2017(2): 27-32.

[8] Bortis D, Steiner P, Biela J, *et al.* Double-stage gate drive circuit for parallel connected IGBT modules[J]. IEEE Transactions on Dielectrics & Electrical Insulation, 2009, 16(4): 1020-1027.

[9] Lobsiger Y, Bortis D, Kolar J W. Decentralized active gate control for current balancing of parallel connected IGBT modules[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 41(8): 1-10.

[10] 胡红胜, 谭国俊, 杨佳彬. IGBT模块并联时动态电流均衡控制策略研究[J]. 电力电子技术, 2018, 52(1): 61-63.
 Hu Hongsheng, Tan Guojun, Yang Jiabin. The control strategy research on dynamic current balance for the paralleled IGBT power modules[J]. Power Electronics, 2018, 52(1): 61-63.

[11] ABB IGBT Module Datasheet. 5SNA1500E330305[EB/OL]. <http://www.abb.com/semiconductors>, 2021-02-16.

收稿日期: 2020-01-10

修改稿日期: 2020-02-24

~~~~~  
 (上接第13页)

tem with LMI predictive control and experimental circuit validation[J]. Chaos, Solitons & Fractals, 2017, 97: 51-58.

[5] Zhao H, Luo P, Wang N, *et al.* An improved sliding mode controller in PMSM control system for smoother speed response and stronger robustness[C]//2018 Chinese Control and Decision Conference (CCDC), 2018.

[6] 姜建国, 韩康. 基于滑模观测器的PMSM无位置传感器矢量控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2017(7): 126-129.  
 Jiang Jianguo, Han Kang. Position sensorless vector control of PMSM based on sliding mode observer[J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2017(7): 126-129.

[7] 毛亚珍, 曾喆昭, 徐恒. PMSM调速系统的自学习滑模控制[J]. 测控技术, 2018, 37(4): 152-155.  
 Mao Yazhen, Zeng Zhezhaohao, Xu Heng. Self-learning sliding mode control of PMSM speed control system[J]. Measurement & Control Technology, 2018, 37(4): 152-155.

[8] 余致廷, 董旺华, 秦亚胜, 等. 基于反步滑模变结构的PMSM速度控制[J]. 控制工程, 2016, 23(S1): 1-5.  
 She Zhiting, Dong Wanghua, Qin Yasheng, *et al.* Permanent magnet synchronous motor speed control based on backstepping sliding mode variable structure[J]. Control Engineering of China, 2016, 23(S1): 1-5.

收稿日期: 2020-09-01

修改稿日期: 2020-10-21