变流与控制

功率组件 IGBT 并联均流设计

忻兰苑[1,2]，孙康康[1,2]，龚　喆[1,2]，陈燕平[1,2]，唐龙谷[1,2]
（1. 新型功率半导体器件国家重点实验室，湖南 株洲　412001；2. 株洲中车时代电气股份有限公司，湖南 株洲　412001）

摘　要：介绍了 IGBT 并联的几种不同形式，着重分析了器件直接并联不均流的影响因素及形成机理，从工程实践的角度在器件电性能参数、结温、驱动以及结构等多个方面给出了对应的设计要点，并通过仿真、双脉冲试验以及功率考核对此进行了验证。结果表明，采用该设计方法的组件具有优良的均流效果。

关键词：IGBT 并联；功能组件；静态均流；动态均流
中图分类号：TN6　　**文献标识码**：A　　**文章编号**：2095–3631(2017)01–0018–06
doi:10.13889/j.issn.2095–3631.2017.01.004

Current Balancing Design of Paralleled-IGBT in Power Assembly

XIN Lanyuan[1,2], SUN Kangkang[1,2], GONG Zhe[1,2], CHEN Yanping[1,2], TANG Longgu[1,2]
(1.State Key Laboratory of Advanced Power Semiconductor Devices, Zhuzhou,Hunan 412001,China;
2. Zhuzhou CRRC Times Electric Co.,Ltd., Zhuzhou,Hunan 412001,China)

Abstract: It introduced several different types of IGBT paralleling and mainly analyzed influence factors and forming mechanism of current unbalancing in direct IGBT paralleling. From the practical engineering point of view, corresponding design key points were raised on several aspects such as device electrical parameters, junction temperature, gate driver and mechanical structure etc., and they were verified by simulation, double-pulse test and power cycling test. The results show that the power assembly with this design has good current balancing effect.

Keywords: IGBT paralleling; power assembly; static current balance; dynamic current balance

大功率变流技术

0　引言

IGBT 在工业变频、新能源、轨道交通等领域应用日益广泛，其芯片技术的演化也从早期的 PT 型到 NPT 型、Fieldstop、沟槽栅型以及近期的逆导型[1]，器件的电压和电流等级不断提升。

随着变流器的功率需求不断增大，其功率组件的功率等级也须相应提高。目前其串联应用技术并不成熟，组件级联又增加了开关器件的个数和成本；虽然提高功率组件的输出电流可以增大组件功率，但由于 IGBT 器件本身的功率密度已有很大提升，限于硅芯片结温以及器件散热能力，器件电流继续增长的幅度有限，而且使用高等级的 IGBT 器件通常在成本上也缺乏优势，所以并联使用成为提高功率组件的功率等级最普遍的方法。

本文研究 IGBT 直接并联时的组件均流技术，列举了影响并联电流分布的多个因素，分析了这些因素对均流性能的影响，并对如何消减或规避其影响进行了探讨。

1　并联方式

在实际应用中比较常见的并联方式有组件并联、桥臂并联以及 IGBT 直接并联，这 3 种并联方式常混合使用以进一步增强功率组件的电流等级。

功率组件并联的优点是便于模块化设计，其输出功率可随用户需求灵活配置，在通用变频器中使用较多；缺点是需考虑并联组件之间的均流，组件间要加额外电抗器，增加了变流器的成本和重量。

桥臂并联需要为每个 IGBT 单独配备驱动器，以避免 IGBT 直接并联时主电路杂散参数以及驱动器射极环

收稿日期：2016–11–08
作者简介：忻兰苑（1984–），女，工程师，现从事 IGBT 器件驱动及应用技术、功率组件技术等设计开发工作。

流的影响；但由于不同驱动器的时序难以完全一致，并联桥臂无法保证同时开关，因此桥臂间要通过采用较长的电缆或小电感来抵消开关时序不同步导致的电流分配不均，此外还需要考虑发生故障时，并联驱动器之间保护动作的同步性对关断电流的影响。

IGBT 直接并联最为常见，并联器件共用同一块驱动器，保证了开关时间一致，减少了驱动器的用量；但是该方式对组件的设计要求较高，设计不当易引起并联器件不均流，严重时甚至会导致器件失效，因此本文对 IGBT 直接并联的组件均流设计进行探讨。

2　均流类型

IGBT 均流可分为静态均流和动态均流两种类型，其不均流的表现如图 1 所示。

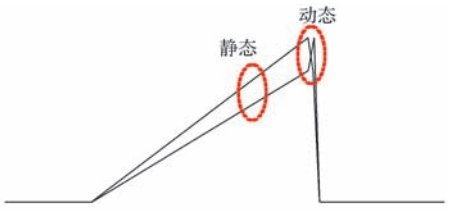


图 1　静态和动态不均流示意图

Fig.1　Schematic diagram of static and dynamic current-unbalancing

静态均流是指器件在导通状态中的均流情况，与 IGBT 和 FRD 的通态压降、结温、驱动器、母排结构等有关；动态均流是指器件在开关瞬间的均流情况，与 IGBT 阈值电压、驱动器、结温、主回路杂散参数等有关。可见，电路的等效阻抗主要影响静态均流，IGBT 的开关速度影响动态均流。

可采用均流系数比较均流性能的好坏：

$$\eta=\frac{I_{\text{ave}}}{I_{\max}} \tag{1}$$

式中：I_{ave}——每只器件上的平均电流；$I_{\max}$——并联器件中最大的电流。

3　均流性能影响因素

本文从 IGBT 参数、结温、驱动器以及结构这几个方面对均流性能的影响进行分析。

3.1　IGBT 电性能参数

对均流特性影响较大的 IGBT 参数是 IGBT 通态压降 V_{ceon}、二极管压降 V_{f} 以及阈值电压 V_{geth}。V_{ceon} 和 V_{f} 影响 IGBT 和二极管的静态均流性能；V_{geth} 影响动态均流性能。以 IGBT 的输出特性（如图 2）为例，两条曲线分别代表两只 V_{ceon} 不同的器件，两条虚线是对其 I–V 曲线进行线性拟合的结果。

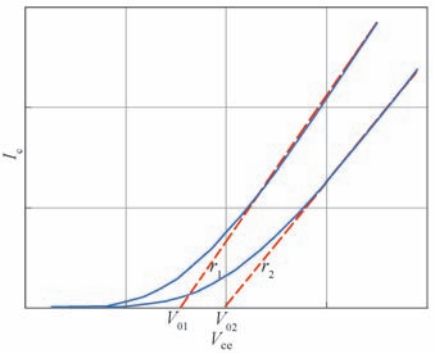


图 2　IGBT 输出特性曲线

Fig.2　IGBT output characteristics curves

对图 2 中两条曲线进行线性拟合可得

$$\left.\begin{aligned}V_{\text{ce1}}&=V_{01}+r_1\times I_{\text{C1}}\\V_{\text{ce2}}&=V_{02}+r_2\times I_{\text{C2}}\end{aligned}\right\} \tag{2}$$

式中：r_1 和 r_2——两条曲线进行线性拟合后的斜率；V_{01} 和 V_{02}——拟合线与横坐标轴的交点；I_{C1}，I_{C2}——两只 IGBT 上的电流。

并联时 $V_{\text{ce1}}=V_{\text{ce2}}$，则有

$$\left.\begin{aligned}I_{\text{C1}}&=\frac{I_{\text{SUM}}\times r_2+V_{02}-V_{01}}{r_1+r_2}\\I_{\text{C2}}&=\frac{I_{\text{SUM}}\times r_1+V_{01}-V_{02}}{r_1+r_2}\end{aligned}\right\} \tag{3}$$

$$I_{\text{C1}}-I_{\text{C2}}=\frac{I_{\text{SUM}}\times(r_2-r_1)+2(V_{02}-V_{01})}{r_1+r_2} \tag{4}$$

式中：I_{SUM}——总电流，$I_{\text{SUM}}=I_{\text{C1}}+I_{\text{C2}}$。

已知 $V_{02}>V_{01}$，$r_2>r_1$，所以 $I_{\text{C1}}<I_{\text{C2}}$，即 V_{ceon} 较大（曲线 2）的 IGBT 在并联时流过较小的电流。

由于 IGBT 内部结电容的存在，IGBT 的开通和关断过程可看成是对栅极电容 C_{ge} 和反向传输电容 C_{gc} 充放电的过程。阈值电压 V_{geth} 为 IGBT 开通或关断时的栅极电压，即当栅极电压 V_{ge} 上升或下降至 V_{geth} 时，IGBT 刚好开通或关断，如式（5）：

$$\left.\begin{aligned}V_{\text{geth}}&=V_{\text{gon}}+(V_{\text{goff}}-V_{\text{gon}})\text{e}^{\frac{-t_{\text{don}}}{\tau_{\text{on}}}}\\V_{\text{geth}}&=V_{\text{goff}}+(V_{\text{gon}}-V_{\text{goff}})\text{e}^{\frac{-t_{\text{doff}}}{\tau_{\text{off}}}}\end{aligned}\right\} \tag{5}$$

式中：V_{gon} 和 V_{goff}——驱动器提供给 IGBT 栅极的开通 / 关断电压；t_{don}——开通延迟时间；t_{doff} ——关断延迟时间；τ_{on}、τ_{off}——开通 / 关断时电容器充放电的时间常数。

当 V_{gon} 和 V_{goff} 为 ±15 V 时，

$$\left.\begin{aligned}t_{\text{don}}&=-\tau_{\text{on}}\times\ln\frac{15-V_{\text{geth}}}{30}\\t_{\text{doff}}&=-\tau_{\text{off}}\times\ln\frac{15+V_{\text{geth}}}{30}\end{aligned}\right\} \tag{6}$$

$$\left.\begin{aligned}\tau_{\text{on}}&=R_{\text{gon}}\times(C_{\text{ge}}+C_{\text{gc}})\\\tau_{\text{off}}&=R_{\text{goff}}\times(C_{\text{ge}}+C_{\text{gc}})\end{aligned}\right\} \tag{7}$$

大功率变流技术

由式（6）可知，开通时 t_{don} 与 V_{geth} 正相关，关断时 t_{doff} 随 V_{geth} 增大而减小。如果并联器件的 V_{geth} 不相同，开关过程就有先后之分。器件 V_{geth} 越小，其 t_{don} 越短、t_{doff} 越长，意味着其开通提前和关断滞后。开关瞬间的动态电流若不均衡，则承受更大电流峰值的器件超出安全工作区的风险会加大。通常功率等级越高的 IGBT，其 C_{ies}（C_{ge} 与 C_{gc} 之和）越大，则根据式（6）和（7），因 V_{geth} 差异引起的开关延时将越明显。

综合上述分析，器件并联使用时一般应采用同一批次的器件，以减小器件参数的分散性；部分大功率器件会标注 IGBT 和 FRD 饱和压降值，并联时可选用该参数值相同的器件进行配对。

3.2 结温

IGBT 导通时，在集电极 - 发射极两端会产生一个很小的通态压降，其数值是沟道电阻的函数 [2]：

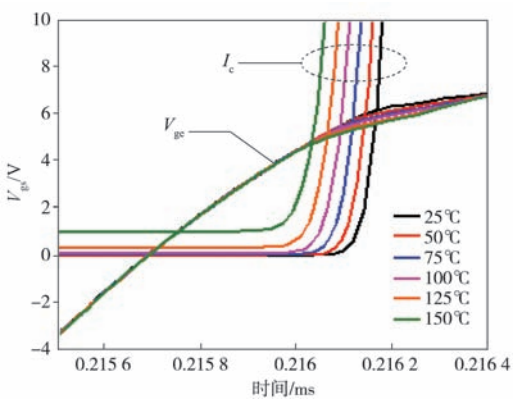
$$V_{ceon}=V_{j1}+V_{dr}+R_{channel}\times I_C \tag{8}$$

式中：V_{j1}——集电极 p 衬底到 n 基区 PN 结 J1 结的正向电压；V_{dr}——n 基区扩展电阻 R_{dr} 上的压降；$R_{channel}\times I_C$——沟道电阻上的压降。

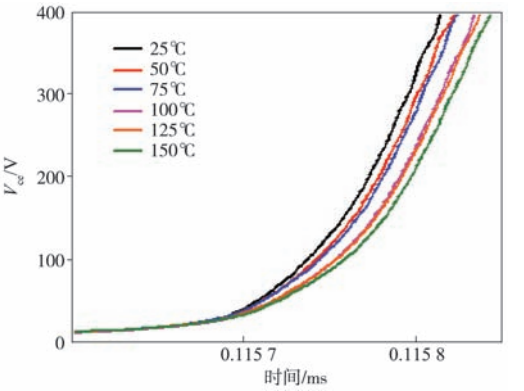
大电流时，沟道电阻压降占通态压降的主要部分；由于沟道电阻 $R_{channel}$ 会随着结温升高而增大 [3]156，因此结温越高的器件，其饱和压降越大，并联时电流较小。

阈值电压 V_{geth} 随结温升高而降低 [4]，根据式（6），反映到动态特性上就是 t_{don} 减小、t_{doff} 增大，因此并联器件中，结温较低的器件开关时承受更大的电流。图 3 的仿真曲线为不同温度下 IGBT 开通和关断的先后顺序，其中图 3（a）为开通时集电极电流 I_C 的上升曲线，结温越高，I_C 上升越早，说明开通延迟时间越短；图 3（b）为关断时 IGBT 电压 V_{ce} 的上升曲线，结温越高，V_{ce} 上升越迟，说明关断延迟时间越长。

以某组件为例，6 只半桥 IGBT 模块两两并联工作在三相逆变状态，组件输出电流为 800 A、开关频率



（a）在不同温度下开通



（b）在不同温度下关断

图 3 在不同温度下的开通 / 关断顺序

Fig.3 IGBT switching on and switching off with different junction temperature

3 kHz，实测散热器水温升约为 15 ℃。设散热器上的每个器件损耗相等，为 P_0，总损耗为 $N\times P_0$，则：

$$N\times P_0=c\times m\times \Delta T \tag{9}$$

式中：N——IGBT 个数；c——冷却水比热；m——单位时间散热器流通水的质量；ΔT——散热器的水温升，单只器件所产生热损耗对应的水温升为 $\frac{\Delta T}{N}$。

理想状态下 IGBT 底板的热分布均衡，导热硅脂涂覆均匀，即底板与散热器接触面每一点的壳 - 散热器热阻都相同，同时假设散热器到冷却水的热阻也是一致的。如图 4 所示，根据热阻与温度的关系式，每只器件均满足式（10）：

$$T_j-T_w=\frac{P_0}{R_{th(j-c)}+R_{th(c-h)}+R_{th(h-w)}} \tag{10}$$

式中：T_j——元件结温；T_w——元件下方水温；$R_{th(j-c)}$，$R_{th(c-h)}$，$R_{th(h-w)}$——结 – 壳、壳 – 散热器以及散热器 – 水的热阻。

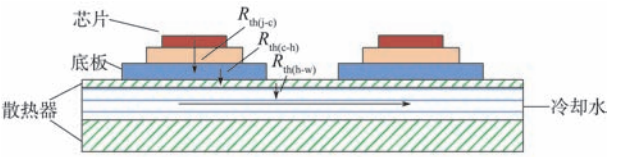


图 4 散热器传热示意图

Fig.4 Heat dissipation of heat-sink

令器件结温分别为 T_{j1}，T_{j2}，…，T_{jN}，器件下方水温分别为 T_{w1}，T_{w2}，…，T_{wN}，根据式（9）和式（10），任意两器件（i 和 j）结温温差为

$$T_{jj}-T_{ji}=T_{wj}-T_{wi}=(j-i)\times P_0,\ (j>i) \tag{11}$$

在该组件中，根据式（11）可得到相邻器件之间的结温温差为 3 ℃。该组件所采用的 IGBT 的饱和压降与结温的对应关系如表 1 所示。由表中数据得到结温与 V_{ceon} 是近似线性关系，可用插值法得到相邻 IGBT 间 3 ℃温差

大功率变流技术

对应的 ΔV_{ceon} 为 0.012 V。根据 $\frac{\Delta V_{ceon}}{V_{ceon}\big|^{25℃}} \approx 0.6\%$，可粗略认为，在通常情况下，结温差异引起静态电流不均衡约为 0.6%。

表 1　IGBT 特性随结温变化值
Tab.1　IGBT characteristics variation with junction temperature

结温 /℃	饱和压降 V_{cesat} 典型值 / V	关断延迟时间 t_{doff} 典型值 /μs
25	1.95	1
125	2.35	1.25
150	2.45	1.30

由于导通电阻和开关时间均受栅极驱动电压幅值影响，有些研究也提出通过调节驱动电压来降低导通电阻的方法 [3]，但该方法需要建立并联电流的反馈回路对驱动电压进行调节，并且调节的幅度极其微小，这会使得电路设计非常困难，调节效果也不理想，难以工程化应用。所以，散热器的设计对于温度均衡非常关键，一方面需增加散热器对外的热交换效率，控制总体温升；另一方面在器件布局时并联器件的冷却回路应尽量靠近，以减小器件间的温差。

3.3　驱动器

驱动器的输出电压、驱动信号的延时、栅极电阻以及导线的长度都对并联 IGBT 的均流有影响。

图 5 示出不同栅极电压 V_{ge} 下的 IGBT 输出特性曲线。可见，当饱和压降相同时，栅极电压越高，集电极电流越大。

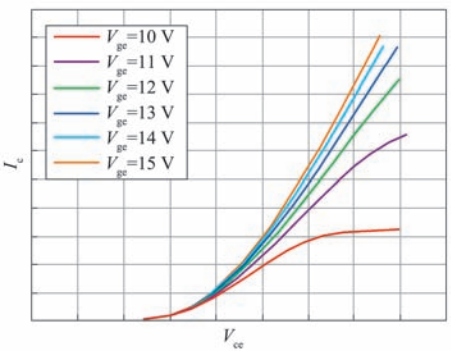
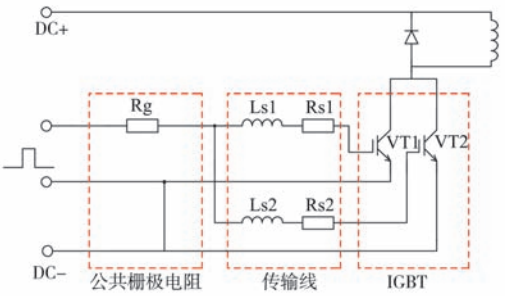


图 5　不同 V_{ge} 下的 IGBT 输出特性曲线
Fig. 5　Transfer characteristics curves of IGBTs with different V_{ge}

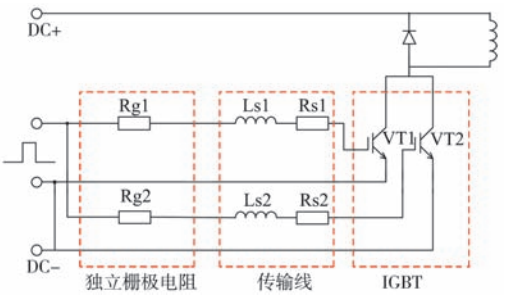
由栅极峰值电流的计算公式 $I_g = \frac{\Delta V_{ge}}{R_g + R_{int}}$（其中，$R_g$ 为栅极电阻，R_{int} 为 IGBT 栅极内部电阻，ΔV_{ge} 为开通 / 关断时栅极电压 V_{ge} 的差值）可知，当并联 IGBT 的栅极电压有差异时，电压偏低的 IGBT 栅极电流 I_g 偏小，驱动器对 IGBT 栅极充电 / 放电变慢，IGBT 导通 / 关断时间也变长。可见栅极电压的差异会引起开关时间的不一致。

由于驱动信号在驱动器内需经过多个信号处理环节，很可能因电路延时差异导致各驱动器输出到 IGBT 的信号不同步。因此当 IGBT 直接并联使用时，必须共用一个驱动器来保证驱动电压的一致和开关动作的同步。并联器件可采用独立的栅极电阻，但栅极电阻阻值要相等。为防止射极环流、抑制动态不均流 [5]，可在辅助发射极串联阻值较小的射极电阻。

图 6 分别示出两并联 IGBT 共用和独立使用栅极电阻的电路模型图，其传输线采用电阻与电感串联的模式，且两条传输线（传输线 1 和传输线 2）的长度不同。用 Pspice 对电路进行仿真，测量 IGBT 栅极上的波形，结果如图 7 所示。绿色和浅蓝色曲线分别为图 6（a）传输线 1 和 2 上 IGBT 栅极电压，紫色和红色曲线为图 6（b）中传输线 1 和 2 的 IGBT 栅极电压。由图 7 可知，共用栅极电阻时传输线路差别引起的 IGBT 栅极电压差异较独立使用栅极电阻的更大。

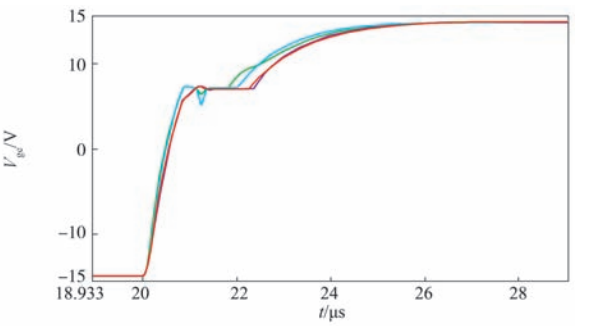


（a）共用栅极电阻

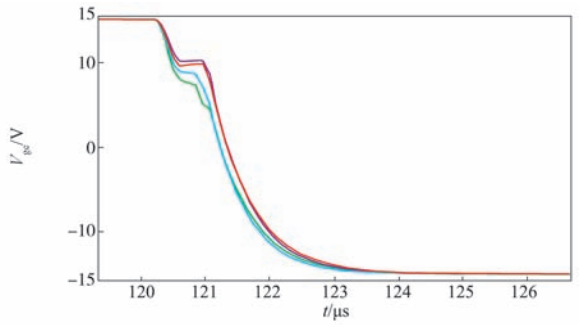


（b）独立使用栅极电阻

图 6　共栅极电阻与独立栅极电阻的仿真电路图
Fig.6　Simulation circuits with common gate resister or separated gate resister



（a）IGBT 栅极电压开通波形



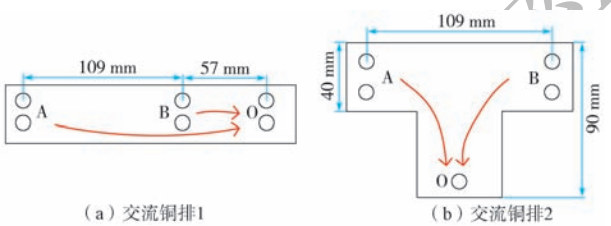
（b）IGBT 栅极电压关断波形

图 7　共栅极电阻与独立栅极电阻的 IGBT 栅极电压仿真波形

Fig.7　Waveforms of IGBT gate voltage with common gate resister or separated gate resisters

3.4　结构

并联 IGBT 的直流母排和交流铜排上有杂散参数存在，其参数的不一致会引起并联器件上电流不相等，且输出电流越大该现象越明显。直流母排主要影响动态均流，交流铜排则对静态均流影响较大，通常对称的结构会有更好的均流效果。图 8 示出两种交流铜排，其 A 端、B 端接并联 IGBT 的交流输出端，O 端连接变流器电缆，AB 间距固定不变。由于采用对称布局，交流铜排 2 并联支路阻抗相等，均流效果比交流铜排 1 有显著改善，实测结果见表 2。



（a）交流铜排1　（b）交流铜排2

图 8　交流铜排 1 和交流铜排 2

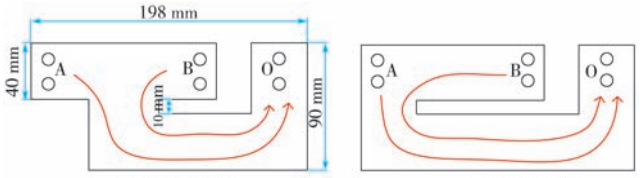
Fig.8　AC copper bus bar 1 and AC copper bus bar 2

表 2　交流铜排 1 和 2 的实测电流值

Tab.2　Current distribution of AC copper bus bar 1 and AC copper bus bar 2

	A 端电流 I_A/A	B 端电流 I_B/A	均流系数 η
交流铜排 1	1 000	1 300	0.88
交流铜排 2	1 120	1 170	0.98

若交流铜排为非对称结构，即使电流流过铜排上的路径相等，两并联支路的电流仍有较大差别，如图 9 的交流铜排 3 所示。当有交变电流通过时，由于交流铜排存在寄生参数（寄生电阻和寄生电感），铜排周围产生的磁场相互影响，基于集肤效应和邻近效应[6]，使得部分支路的电感增强或者减弱，引起电流在支路中分配不均。对交流铜排 3（图 9（a））进行优化，使得并联路径不相等，优化后交流铜排如图 9（b）所示。

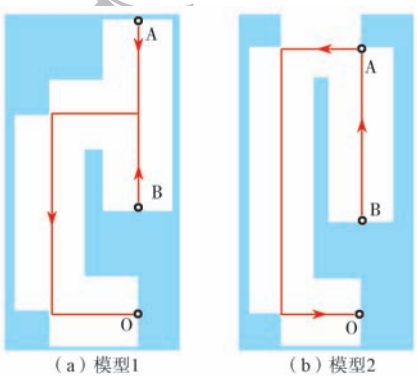


（a）交流铜排3　（b）交流铜排4

图 9　交流铜排 3 和交流铜排 4

Fig.9　AC copper bus bar 3 and AC copper bus bar 4

用 FastHenry 软件提取铜排的电感，对图 9 的铜排结构进行简化建模，如图 10 所示，模型 1、2 分别对应图 9 中的交流铜排 3 和 4。提取支路 A-O 和支路 B-O 的电感值，结果见表 3。虽然交流铜排 3 的 A-O 和 B-O 路径长度相等，但是 A-O 支路的电感值明显大于 B-O 支路的，因此 B-O 支路的电流大于 A-O 支路的。在交流铜排 4 中，虽然 B-O 路径更长，但是 B-O 相对 A-O 的电感差值反而变小。



（a）模型1　（b）模型2

图 10　交流铜排的简化仿真模型

Fig.10　Simplified simulation model for AC copper bus bar

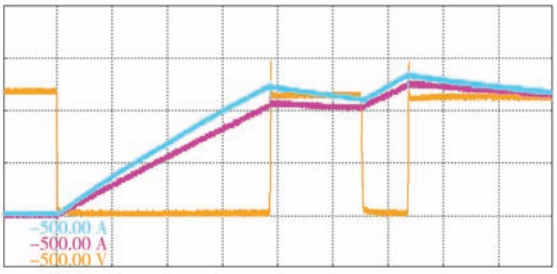
表 3　电感仿真值

Tab.3　Abstracted inductors from simulation

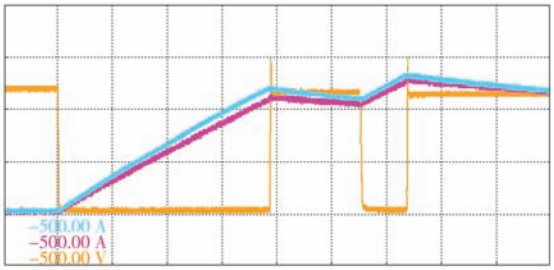
	L_{A-O}	L_{B-O}	$\Delta L=L_A-L_B$
模型 1	91.7 μH	55.1 μH	36.6 μH
模型 2	97.7 nH	80.1 nH	17.6 nH

用双脉冲测试进一步验证图 9 所示铜排的均流差异性，在相同电压和负载电流工况下，测得并联器件输出电流波形如图 11 所示，其中黄色曲线为 V_{ce}，红色和蓝色曲线分别为 A 侧和 B 侧 IGBT 的输出电流。

由图 11 可知，交流铜排的改变对静态均流有明显影响。测量两种交流铜排在第一次关断时的静态电流，并计算得到等效电感差值，如表 4 所示。



（a）交流铜排 3 的电流



（b）交流铜排 4 的电流

图 11　交流铜排改进前后双脉冲测试波形对比

Fig.11　Double-pulse test waveforms of AC copper bus bar before and after improvement design

表 4　交流铜排 3 和 4 的实测电流值

Tab.4　Current distribution of AC copper bus bar 3 and AC copper bus bar 4

	I_A /A	I_B/A	η	ΔL/μH
交流铜排 3	1 065	1 225	0.935	11.7
交流铜排 4	1 120	1 205	0.965	6

对比表 3 和表 4 可知，交流铜排 3 中 B–O 支路由于等效电感较小，支路电流偏大较多；交流铜排 4 的均流效果的确有改善，与仿真预测相符。仿真与计算的 ΔL 值差别比较大，是由于模型简化所致，但是总体变化趋势还是吻合的。

当组件的交流铜排由于外部条件限制无法做到结构对称时，文献 [6] 提出了在铜排上增加磁环来均衡电流的方法，但是该方法会增加额外的器件数量，增大了组件设计的复杂度。图 9 所示的对交流铜排结构进行异形设计，不需要增加其他器件，而是通过人为制造路径差异，可在一定程度上抵消磁场带来的不均流。

4　实验验证

在某风电变流器用单相功率组件中，两只对管 IGBT 并联使用。按照本文对器件、温度、结构、驱动这几个因素对均流性能影响的分析，将文中提出的设计方法应用到该组件中。组件结构模型如图 12 所示。

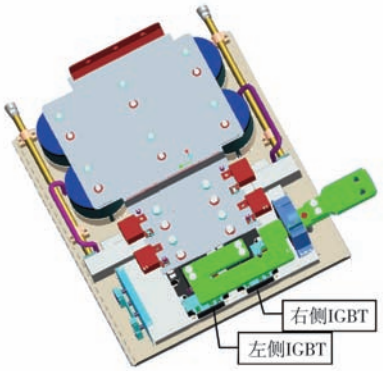


图 12　单相组件模型

Fig.12　Model of single-phase IGBT assembly

在该组件中，两只并联的 1 000 A/1 700 V 半桥 IGBT 使用同一块驱动器，保证了驱动信号同步，采用独立栅极电阻，并在驱动器的 E 极串联小阻值电感，改善了动态均流；同时对交流铜排进行类似交流铜排 4 的特殊设计，改善了磁场引起的静态电流分布不均现象。

对该组件进行双脉冲测试，测试电压为 1 000 V，第一次和第二次关断总电流分别为 2 200 A 和 2 800 A。用柔性电流探头测量 IGBT 上的电流，测量波形如图 13 所示，其中黄色曲线为栅极电压，蓝色曲线为左侧 IGBT 电流，红色曲线为右侧 IGBT 电流，绿色曲线为 IGBT 两端电压，时间轴为 3.2 μs/div。从图中可看出，无论是导通过程中还是开关瞬间，两只 IGBT 电流曲线的拟合度都很高，均流效果十分理想。

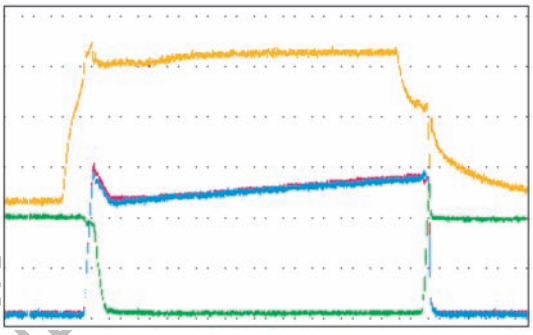


图 13　组件双脉冲测试波形

Fig.13　Waveforms of double-pulse test

在组件功率考核实验中测量并联 IGBT 输出端的电流，在不同工况下电流均衡效果都很好，详细数据见表 5。

表 5　逆变器运行实测电流

Tab.5　Inverter currents

左侧 IGBT 输出电流 /A	右侧 IGBT 输出电流 /A	均流系数 η
71.79	69.46	0.98
237.2	230.6	0.99
380.0	372.5	0.99

5　结语

本文对比了常见的几种 IGBT 并联方式的优势与不足，通过仿真和实验分析了器件电性能参数、驱动器、温度和组件结构对 IGBT 直接并联应用时电流分布的影响，并提出了切实可行的解决方法，双脉冲测试和功率考核试验均验证其良好的均流效果。后续将对驱动器、结构等引起的不均流开展进一步研究，在设计之初即通过仿真计算得到不均流度，提高组件设计的效率，缩短研发周期；也将研究驱动的主动均流控制，以简化组件的设计难度。

参考文献：

［1］ VOLKE A, HORNKAMP M. IGBT Modules——Technologies, Driver and Application[M].2nd edition. Munich: Infineon Technologies AG, 2012：46–55.

（下转第 54 页）

大功率变流