

IGBT 并联设计注意事项

IGBT 模块并联技术已被广泛应用于电力电子行业。无论是受限于单模块电流能力不足，还是并联方案更具成本优势，或是系统扩展性、系列化需求，越来越多的应用需要 IGBT 模块并联方案。

为了充分发挥并联优势，均流效果就显得尤为重要了，否则严重电流不平衡将会导致某一模块承受过大电流，从而限制并联模块整体输出能力，无法达到预计的并联效果。

那么，均流都包括哪些类型呢？有哪些因素会影响到模块均流呢？又有哪些均流措施呢？下面我们来逐一进行说明。

1. 均流分类

均流包括动态均流和静态均流，器件层面包括 IGBT 均流和续流二极管均流，见表 1。以 IGBT 为例，静态均流是指在 IGBT 导通过程中的电流分布，而动态均流是指在 IGBT 开关过程中的电流分布。

表 1 均流分类

均流分类	IGBT 均流	续流二极管均流
静态均流	√	√
动态均流	√	√

2. 均流影响因素

半导体模块自身参数和其应用参数都会影响并联模块的均流，具体影响参数见表 2-1 和表 2-2。

表 2-1 均流影响因素-半导体模块相关参数

		静态均流	动态均流
IGBT 芯片	通态压降 $V_{CEsat} = f(i_C, V_{GE}, T_j)$ $V_F = f(i_F, T_j)$	√	
	转移特性 g_{fs}		√
	开关时间 $t_{don}, t_{doff}, t_r, t_f$		√
	阈值电压 $V_{GE(th)}$		√
	内部门极电阻		√
IGBT 模块	模块内换流路径寄生电感		√

表 2-2 均流影响因素-应用相关参数

		静态均流	动态均流
IGBT 驱动核	抖动时间		√
	传输延迟		√
	输出阻抗		√
	门极电压 (电源)	√	√
驱动电路设计	门极电阻		√
	门极回路阻抗		√
	发射极耦合阻抗		√
外围电路设计	负载电路阻抗/换流回路阻抗	√	√
	冷却条件	√	√

3. 静态均流

3.1 IGBT $V_{CE(sat)}$ 和正温度系数对电流分布的影响

关于 IGBT 温度系数，图 1 以 SEMiX453GB12E4s（额定电流 450A）模块为例进行解释。在相同电流情况下，结温 T_j 越高，饱和压降 $V_{CE(sat)}$ 越大，器件呈现为正温度系数（PTC）特性。一般来说，NPT/Trench IGBT 在电流大于其额定电流的 10-15% 以上时具有正温度系数，这一特性有助于 IGBT 静态均流。

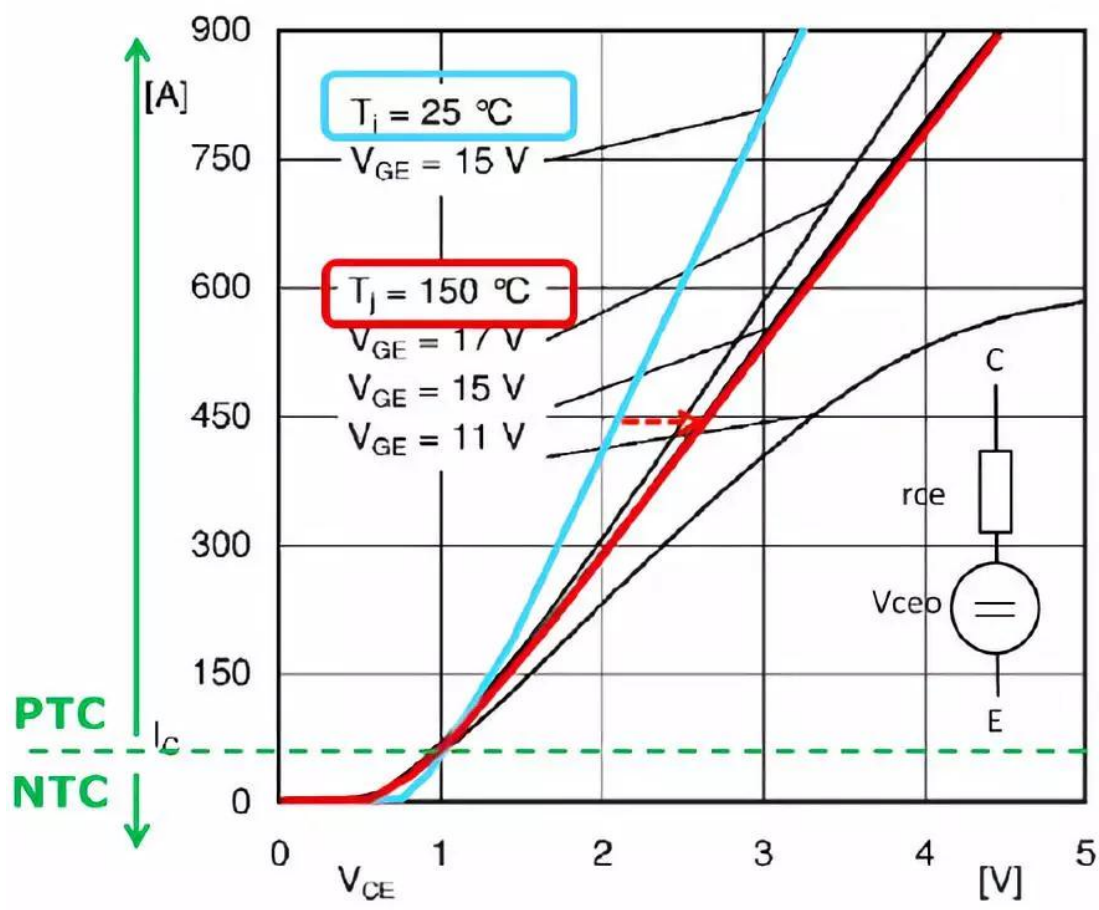


图 1 IGBT $V_{CE(sat)}$ 温度系数 - SEMiX453GB12E4s

下面，举个例子来说明下 $V_{CE(sat)}$ 和 PTC 对 IGBT 静态均流的影响。

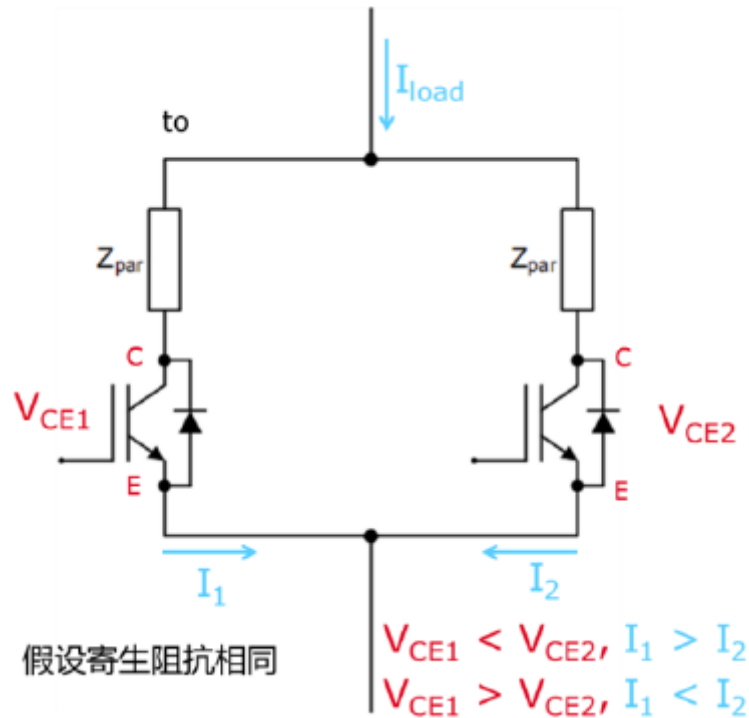


图2 模块并联等效电路

假设 IGBT 工作在 PTC 范围：

起始 T_j 相同，具有较低 $V_{CE(sat)}$ 的 IGBT 流过较多的电流；

流过电流较多的 IGBT 损耗较高，因此 T_j 将较高，由于 PTC 特性，该 IGBT $V_{CE(sat)}$ 将增加；

由于 $V_{CE(sat)}$ 增加，流过该 IGBT 的电流将变小，流过另一 IGBT 的电流将增大；

根据公式 $I=f(V_{CE}, T_j), T_{sink}, R_{th}$ ，流过 IGBT 的电流将会根据应用条件的变化，随 T_j 和 $V_{CE(sat)}$ 自动调整；

PTC 系数带来的负反馈效应有助于 IGBT 自动均流，而负温度系数将会恶化不均流效果，因此需要选用具有 PTC 特性的 IGBT 进行并联。

3.2 二极管 VF 和负温度系数对电流分布的影响

大多数二极管在其额定电流范围具有负温度系数 (NTC)，即 T_j 升高时，其导通压降 VF 将变小。这种负温度系数特性将会导致更高的电流不平衡性。因此，根据二极管正向压降来选择二极管进行并联是一种明智的选择。

图 3 为 SEMiX453GB12E4s 反并联续流二极管温度系数特性。随着电流的增加，温度系数也会随之变化。图中可以看出，在 416A 以下，二极管表现为 NTC 特性；在 416A 以上，表现为 PTC 特性。

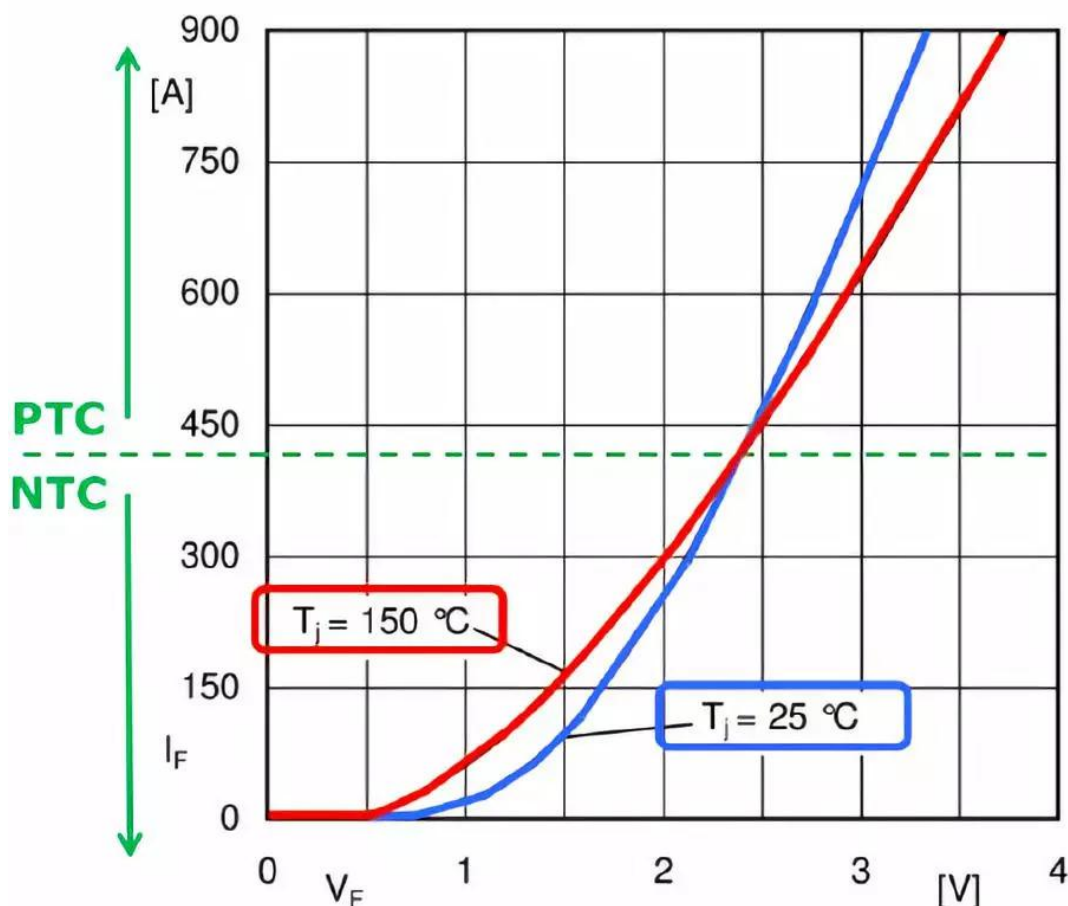


图 3 二极管 V_F 温度系数- SEMiX453GB12E4s

3.3 改善静态均流措施

选择在工作电流范围具有 PTC 的 IGBT 进行并联；

关于模块特性差异导致的不均流，可以通过选择同一厂商相同型号、相同批次的模块进行并联，从而将差异控制在最小范围。在实际库存管理和操作过程中，通常遵从先进先出原则；

在二极管均流极为重要的应用中，可以按照二极管正向压降 V_F 进行筛选分类，如 V_F 离散度控制在 150-200mV 之间。

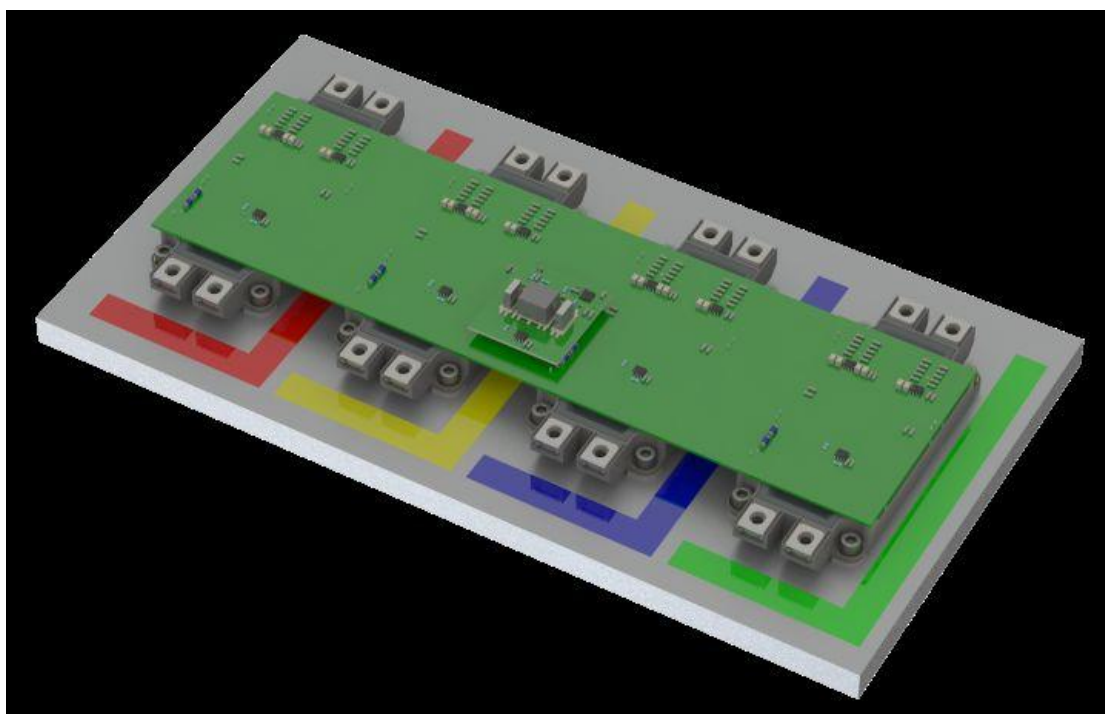
4. 动态均流

在现实物理世界中，无论是因为半导体材料原因还是制造工艺原因，没有两个 IGBT 器件的参数是 100%完全一致的。IGBT 的开通、关断时间 t_{on} 和 t_{off} ，

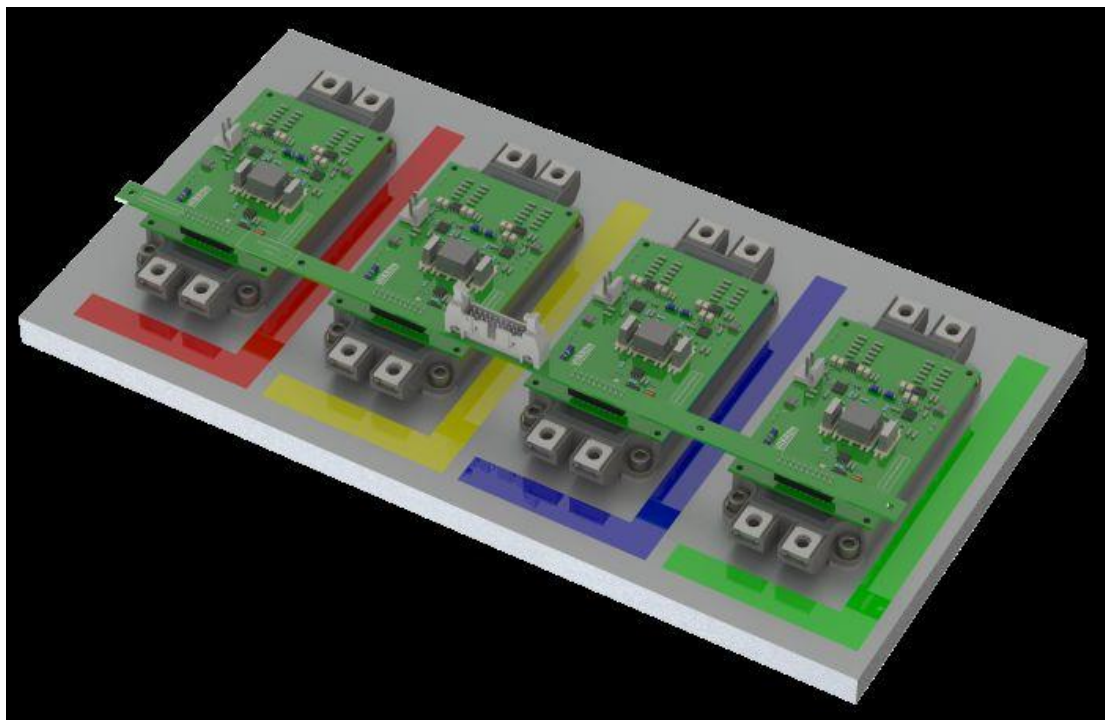
门极阈值电压 $V_{GE(th)}$ ，米勒平台电压 $V_{GE(p1)}$ ，门极电荷曲线 $V_{GE}=f(Q_g)$ ，转移特性曲线 $I_C=f(V_{GE})$ 的不一致，会对 IGBT 模块并联系统中的动态均流产生明显的影响。此外，从应用的角度，驱动电路设计和主回路结构的设计也会对 IGBT 并联系统的动态均流有非常大的影响。优秀的驱动方案和主回路结构设计可以很大程度改善并联模块的动态均流特性。

5. IGBT 并联驱动方案

IGBT 的并联驱动方案主要有两种，一种是集中驱动方案，另一种是独立驱动方案。如图 4 所示。集中方案是指采用一个驱动核+适配板的方式驱动所有并联模块；独立驱动方式就是每个并联的模块都有其独立的驱动核+适配板。



(a) 集中驱动方案



(b) 独立驱动方案

图4 IGBT 并联驱动方案

5.1 集中驱动方案

为了使门极保护更加有效,单独的门极电路(如门极电阻,TVS,RGE,CGE 等)应该尽可能靠近 IGBT 门极,门极布局需尽可能减小回路电感,同时需确保并联模块间驱动电路的对称性。建议将门极驱动电阻、TVS,RGE,CGE 等保护器件装配于适配板上,驱动核可直接连接到适配板上,或者通过双绞线进行连接,如图 5 所示。

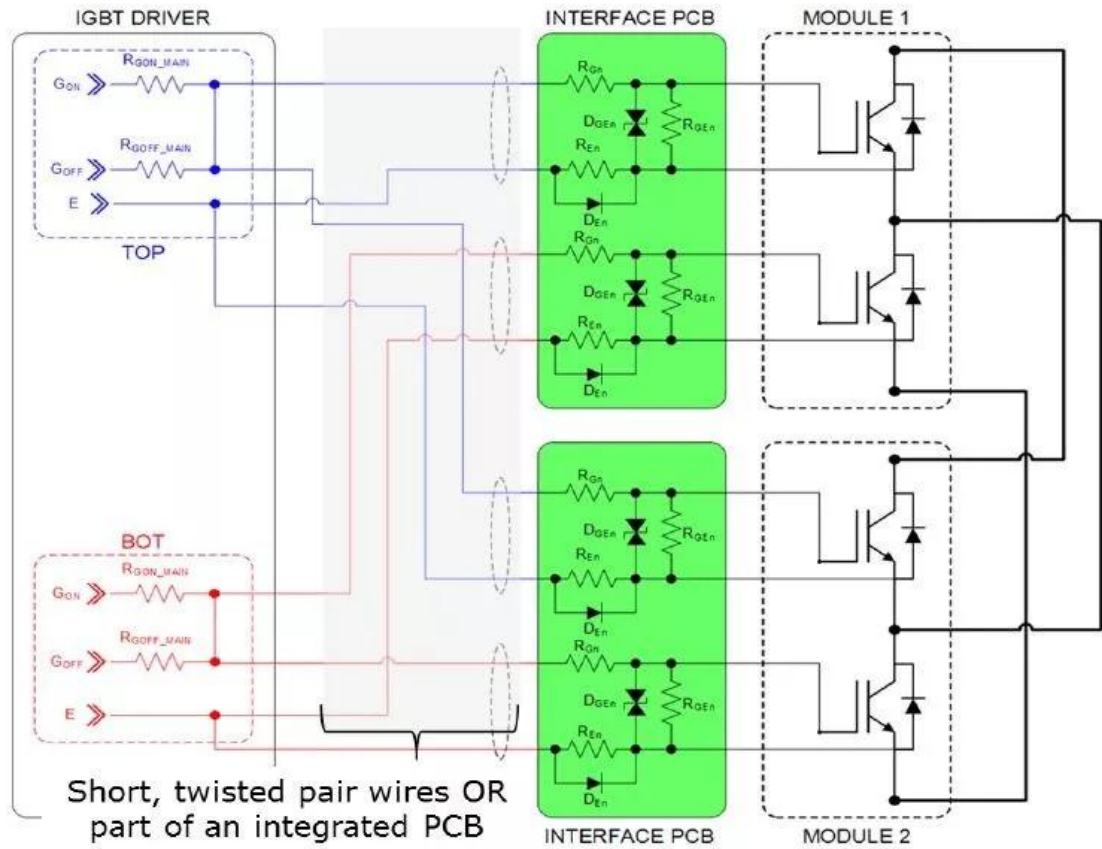


图5 IGBT 与驱动器连接

IGBT 并联驱动电路门极可采用图 6 所示的配置来优化动态均流效果。它们有一个共同的控制驱动末级，需要使用同等长度的双绞线或者同等长度的印刷电路板电路进行连线。

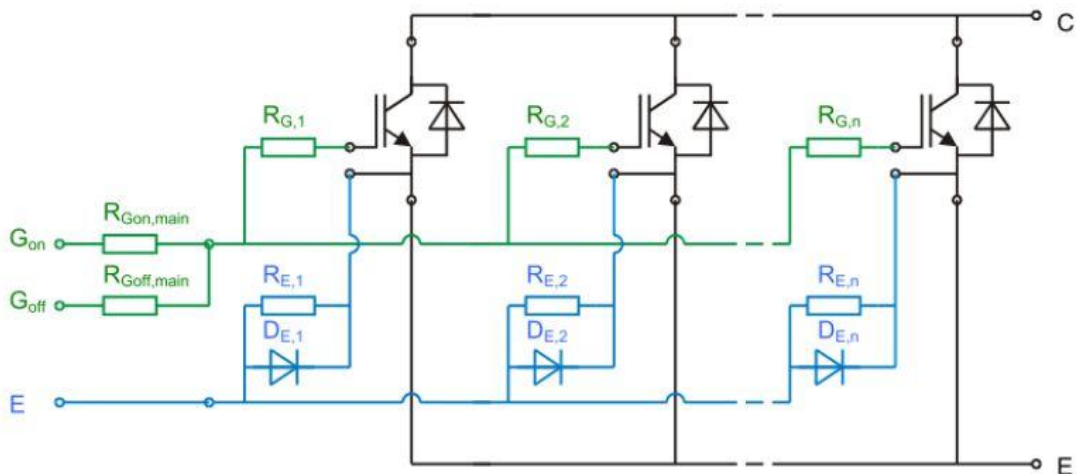


图6 集中驱动电路建议（优化动态均流）

$R_{E,n} \sim 10\% * R_{G,n}$, 典型值 0.5Ω ;

$R_{G,n} \sim$ 典型值 $\geq 50\% * \text{总的门极电阻}$;

肖特基二极管 DEn 参数: $\approx 100V, 1A$;

额外的门极电容 CGE_ext 将会对并联效果产生积极地作用, 外加 CGE_ext 一般选在 10%-50% 的 CGE 电容值 (规格书), 可通过双脉冲测试来验证效果和最佳电容值。

下面来简单解释下各部分的功能和作用。

1) IGBT 模块自身存在差异, 如 $V_{GE(th)}$ (负温度系数, T_j 越高, $V_{GE(th)}$ 越低), 转移特性 $I_C = f(V_{GE})$, 门电荷特性 $V_{GE} = f(Q_g)$, 开关时间 t_{on}, t_{off} 等, 如果将 IGBT 通过一个公共的门极电阻 R_g 进行硬并联 (如图 7 所示), 则会有如下问题:

由于门极硬连接, 所有并联 IGBT 具有相同的 V_{GE} , 即所有 IGBT 不能独立开关;

具有最低阈值电压的 IGBT 先开通, 同时将门极电压箝位在其米勒平台电压, 在先开通的 IGBT 完全导通前, 其他并联 IGBT 无法进入完全开通状态;

先开通的 IGBT 承受几乎全部初始电流, 具有较高的开通损耗。

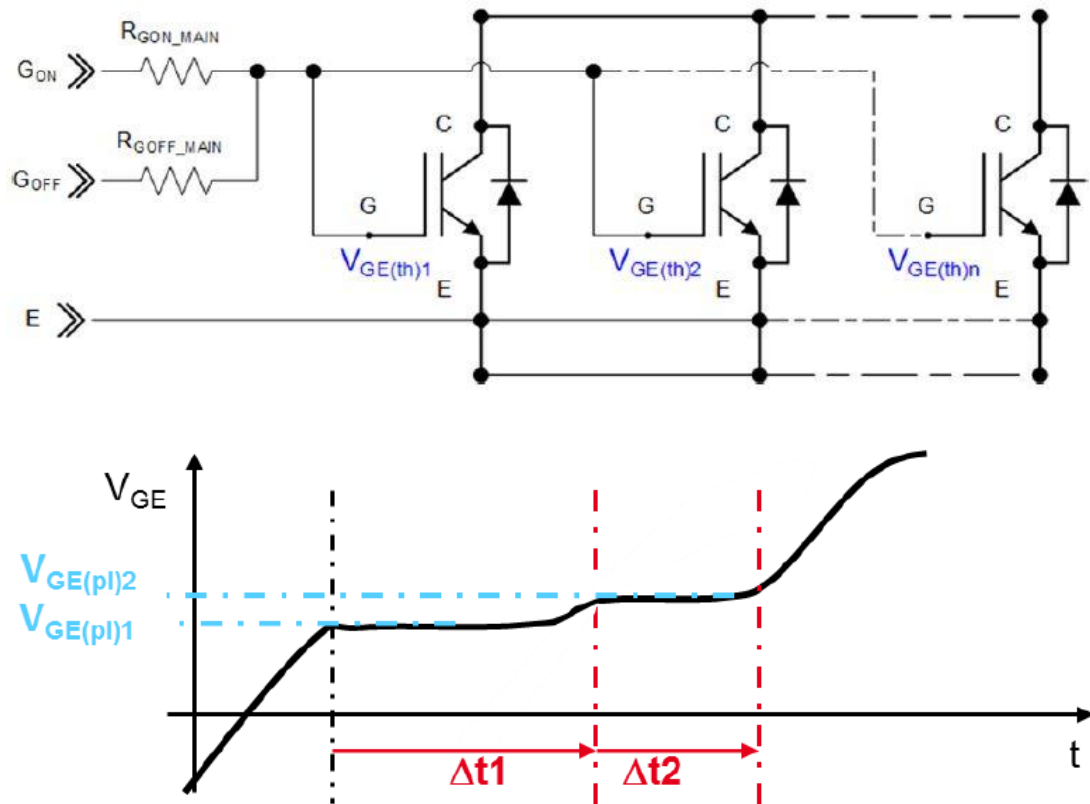


图 7 错误的并联方式

2)每个 IGBT 引入独立的门极电阻 R_{gn} , 这样允许每个门极电压独立上升 (R_{gn} , 1% 公差)

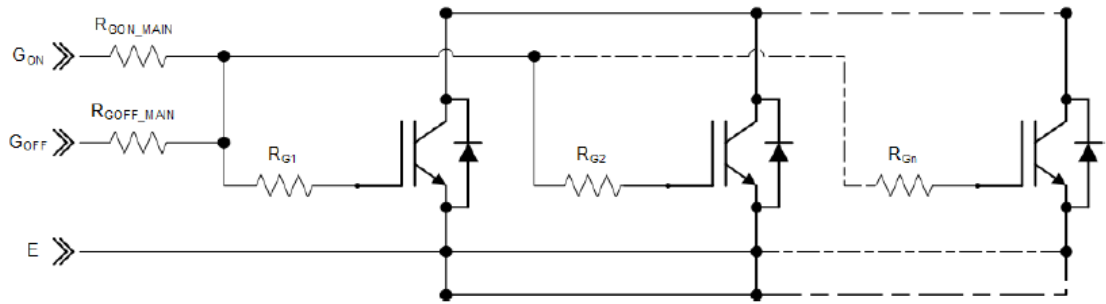


图8 更佳的并联方式

3)引入发射极电阻 R_{en} ($\approx 10\% R_{gn}$, 但最小 $0,5 \Omega$), 主要有以下作用:
限制环流电流 $i \leq 10A$;

阻尼振荡;

R_{en} 引入 V_{Ren} 电压负反馈, 实现动态均流 (对于关断, 原理类似)

如图 9 所示, IGBT T1 先开通, di/dt 与发射极线路寄生电感共同作用产生感应电压 $L_1 \cdot di_1/dt$, 从而在 R_{E1} , R_{E2} 和 L_2 , L_1 之间形成环流电流 I_{12} , 此时 $V_{GE1} = V_{GE} - I_{RG1} \cdot R_{G1} - V_{RE1}$, $V_{GE2} = V_{GE} - I_{RG2} \cdot R_{G2} + V_{RE2}$, 先开通的 IGBT T1 门极电压 V_{GE1} 下降, 开通速度降低; 后开通 IGBT T2 门极电压 V_{GE2} 上升, 开通速度提高, 从而实现动态均流。

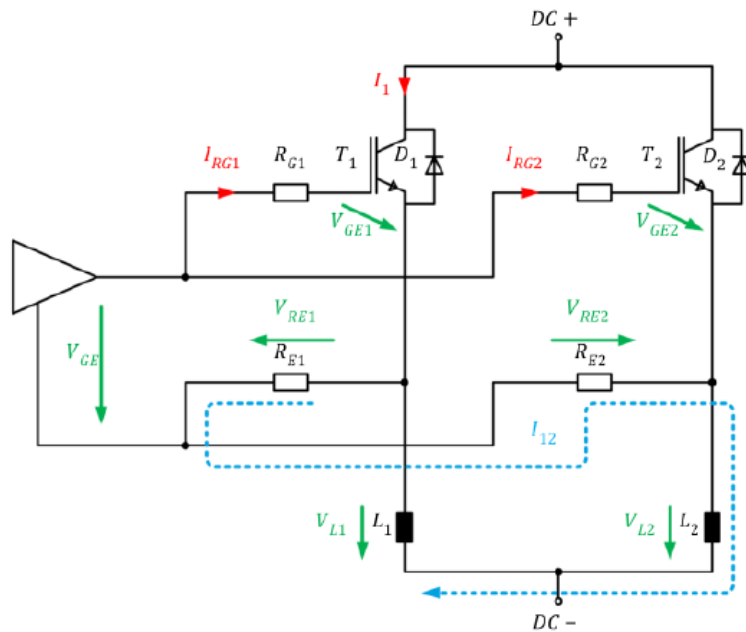


图9 带有公共发射极的 IGBT 并联等效电路

然而，由发射极耦合引起的均流平衡也有局限性。

当发射极电感较大时，耦合效应会变得很强。即使并联 IGBT 开关速度差异很小，但也会导致较高的门极电压差异，进而可能导致门极振荡；

对于不平衡的发射极电感，例如 $L1 \gg L2$ ，即使并联 IGBT 有相同的开关特性，不同的耦合电压将会导致不同的开关速度；

因此，对称的低发射极电感设计是必须的。上管 IGBT 比下管 IGBT 更为危险，原因是 AC 连接通常比 DC-连接具有更高的发射极寄生电感。

4) 建议引入肖特基二极管 D_{en} 与 R_{en} 并联，在短路情况下，有助于平衡发射极电压，避免振荡（肖特基二极管参数 $\approx 100V, 1A$ ）

5.2 单独驱动方案

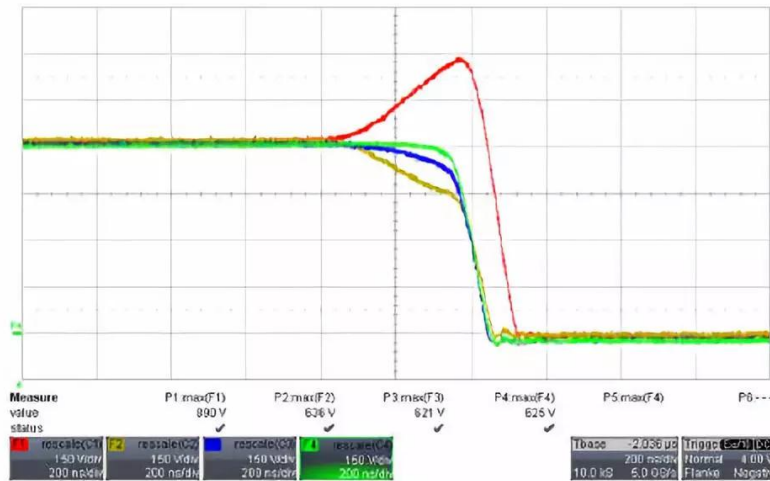
单独驱动器方案对动态电流分布的影响因素如下：

信号传输延迟时间差异

抖动时间

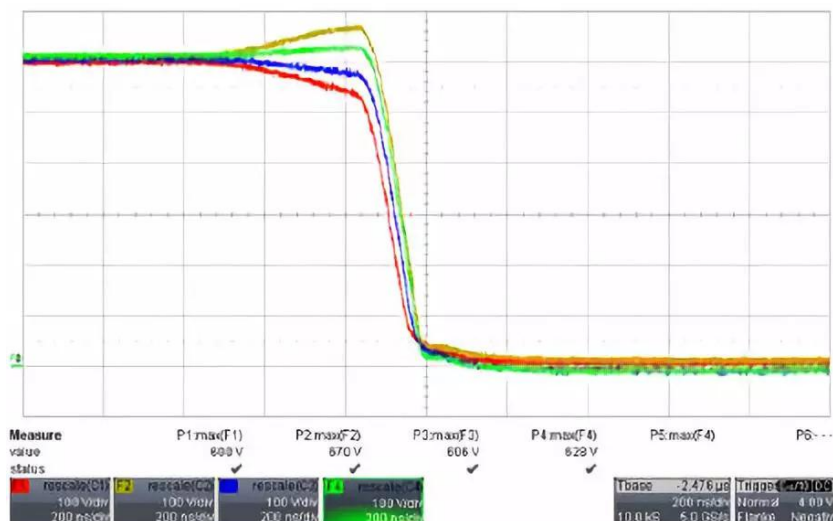
门极电压差异

下面通过案例来看了解下各因素的影响。



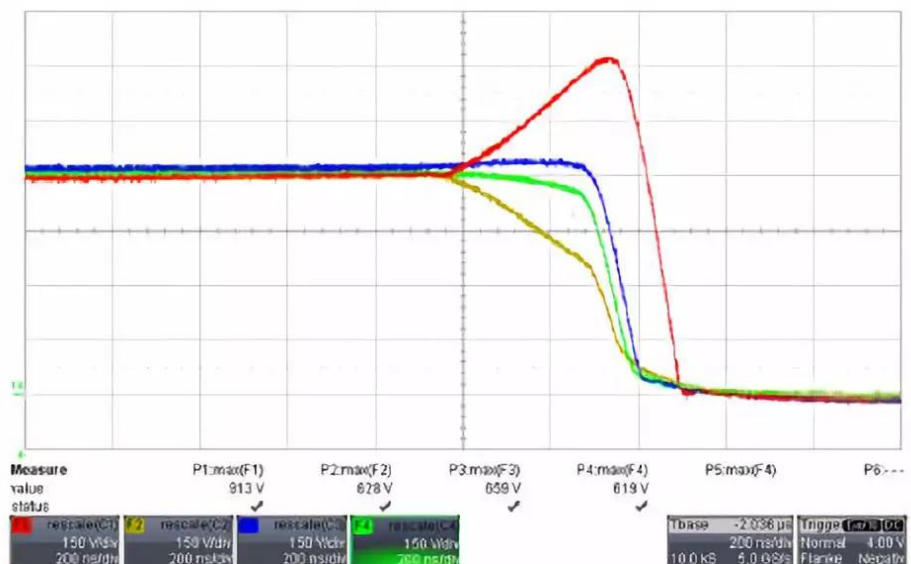
IGBT turn off; collector current; 150A/div; 200ns/div

图 10 100ns 关断延迟（对应 48%电流增加-红色曲线）



IGBT turn off; collector current; 100A/div; 200ns/div

图 11 25ns 抖动延时 (对应 12% 电流增加-黄色曲线)



IGBT turn off; collector current; 150A/div; 200ns/div

图 12 关断门极电压增加 0.7V (对应 52% 电流增加-红色曲线)

由以上案例可知，单独驱动器方案动态电流分布严重依赖于传输延迟时间差异、抖动时间、门极电压差异，而集中式驱动方案则不需要特别考虑这些因素。

对于大功率系统而言，多模块并联使得发射极连接线路更长、发射极电感更大并且不均衡，从而可能导致电流不均衡和振荡。在这种情况下，并联可以由几个模组构成，每个模组使用一个独立的驱动器，如总共 6 个 SEMiX3p 并联，其中每 3 个 SEMiX3p 共用一个驱动器，如图 13 所示。由于开关速度差异可能导致

较大的电流不均衡，需要使用均流电抗来优化电流分布，并且最终的电流不均衡性依赖于均流电抗大小。

IGBT 驱动器功率限制也可能是个不均衡的原因，因此需要保证驱动器具备足够的驱动能力。

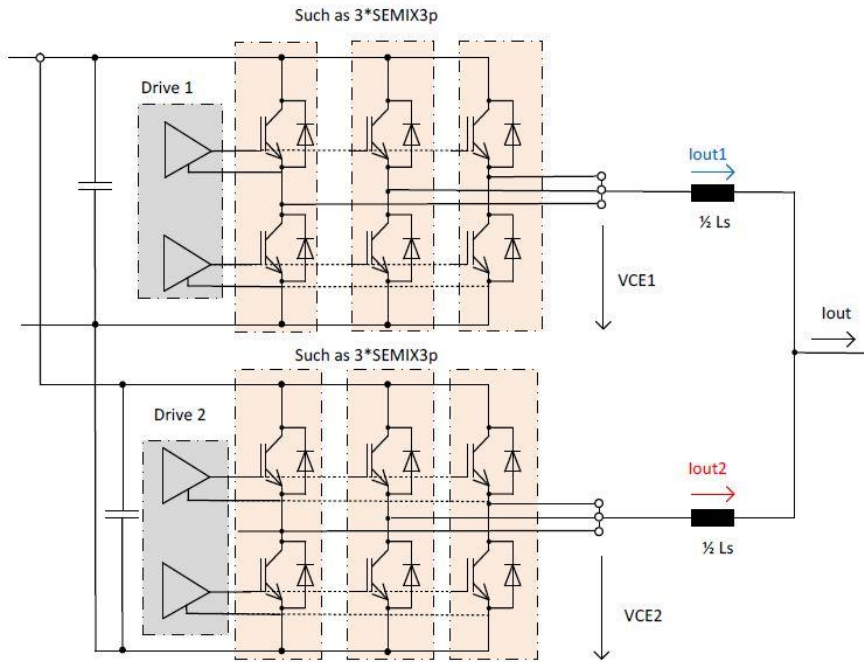


图 13 6 个 SEMIX3p 并联方案

5.3 集中驱动方案 vs 单独驱动方案

在选择驱动方案时，系统尺寸是关键参数。对于紧凑型系统，集中式驱动更好些，不用考虑传输延迟时间差异、抖动时间、门极电压差异，同时发射极反馈效应有助于动态均流。对于大功率系统而言，多模块并联使得发射极连接线路更长、发射极电感更大并且不均衡，从而可能导致电流不均衡和振荡，因此，大功率系统更适合使用单独驱动器方案。对于单独驱动器方案，需要尽可能减小驱动器传输延迟时间差异、抖动时间和门极电压差异，如果上述差异很小、结构设计对称性也很好，通常不使用交流电抗、模块直接硬并联是可以的；如果硬并联电路电流不对称性高于设计指标，建议采用均流电抗来实现更好地动态均流效果，但这会影响静态不均流（后续有相关介绍）。

6. 对称结构设计

为了实现对称的电流分布，并联电路内所有功率电路和控制电路的设计都应尽量减少寄生电感和严格按照对称回路接线来进行。对于对称的要求，不仅是到

公共交流端连线要求同等的长度（分支阻抗），而且对从半导体到直流母线电容器（换流回路电感）的路径也要求同等长度。每个模块配备相同数量的电容器，并且保持相同的装配距离。发射极电感必须保持较小，因为它会使开关过程中的驱动电压电位发生快速变化。

6.1 结构对称的重要性

图 14 左图为对称交流负载连接、不对称母线连接和对应开通电流分布；图 14 右图为不对称交流负载连接、对称母线连接和对应开通电流分布。

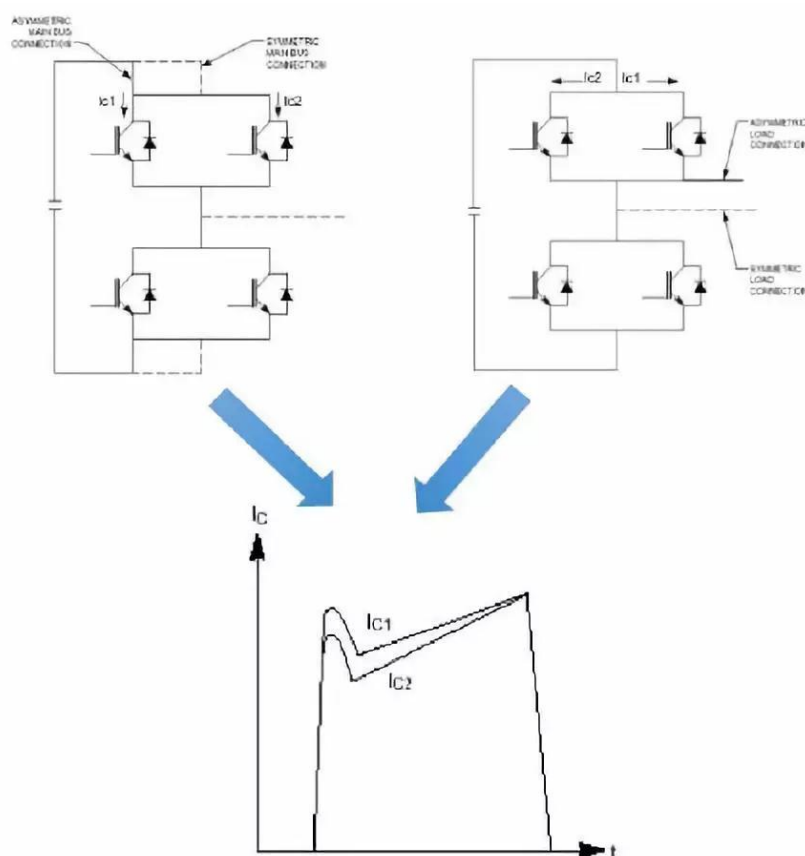


图 14 结构不对称性对均流的影响

6.2 寄生电感对均流的影响

图 15 为 4 个 IGBT 模块并联，双脉冲测试时不同交流负载电缆连接位置导致的均流效果差异，下图中最右边模块流过电流比平均电流高 20%左右。

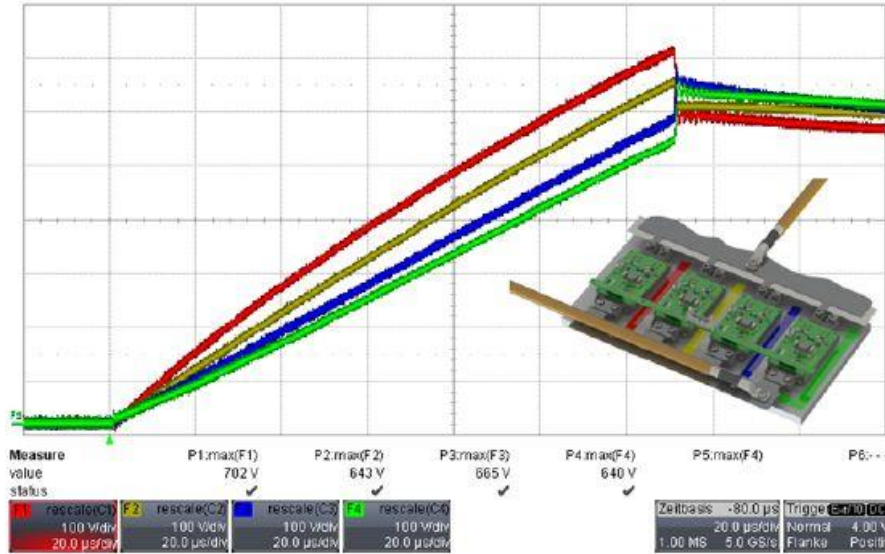


图 16 感性耦合对均流效果的影响

6.4 布局建议

模块并联时，必须要考虑结构的对称性以保证好的均流效果。交流端连接方法和控制电路连接推荐案例如下。

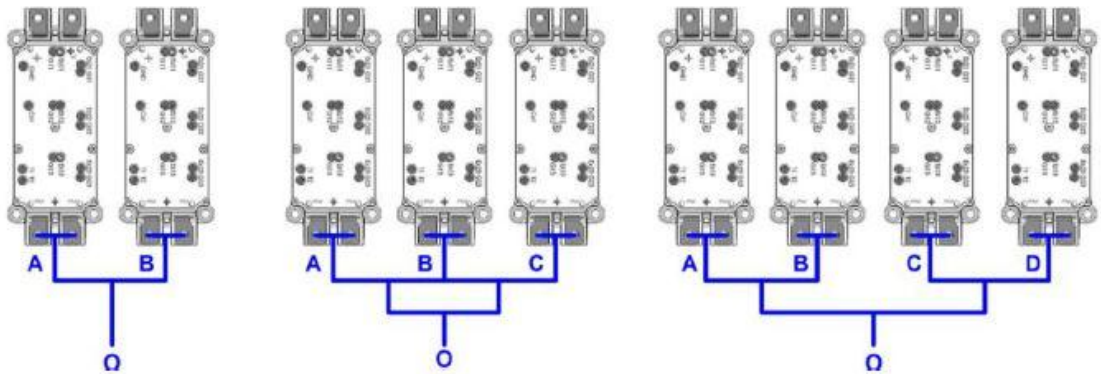


图 17 推荐交流端连接方式

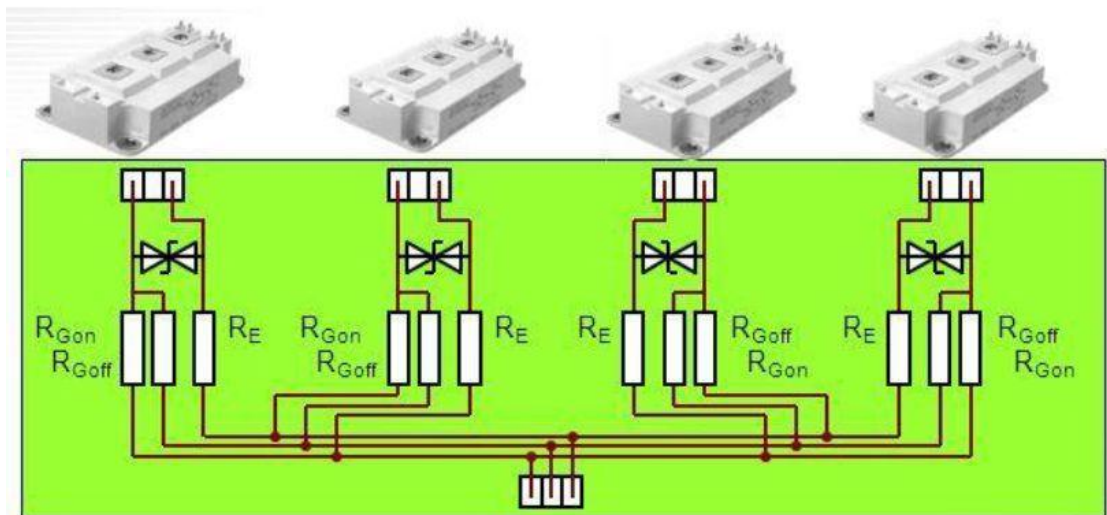


图 18 推荐驱动电路对称性设计

7. 均流电抗选择

我们先通过一个案例来了解下 IGBT 模块并联时线路电感对动态均流和动态到静态均流收敛过程的影响。

7.1 电感 L1/L2 大小对动态开通电流分布的影响

t_0 时刻以前, D3 和 D4 续流, 然后 T1 先开 (t_0 时刻开通), T2 后开 (t_1 时刻开通)

$I_1(t)$ 、 $I_2(t)$ 对应电感值为 L (L_1, L_2)

$I'_1(t)$ 、 $I'_2(t)$ 对应电感值为 $3.3*L$

$\tilde{I}_1(t)$ 、 $\tilde{I}_2(t)$ 对应电感值为 $67*L$

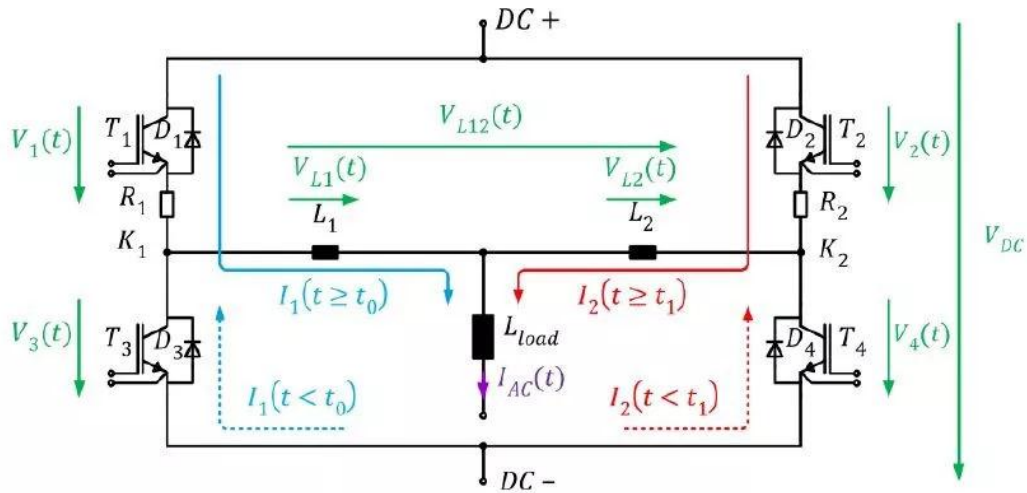


图 19 两个 IGBT 模块并联的等效电路

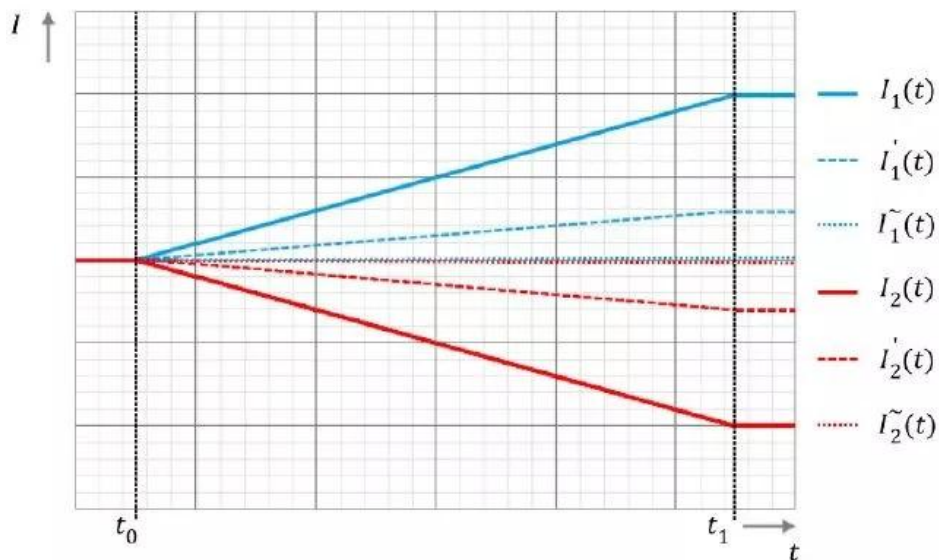


图 20 不同电感 L1, L2 时的动态电流分布

由上述案例可知，L 越大，动态均流效果越好。

7.2 电感 L1/L2 大小对电流从动态到稳态分布的影响

当两并联 IGBT 全部开通后 (t_1 时刻后)，在导通过程中，IGBT 电流将会重新分布，其分布与电感 L1, L2 关系如图 21 所示。

$I_1(t)$ 、 $I_2(t)$ ，对应电感值为 L (L1, L2)

$I'_1(t)$ 、 $I'_2(t)$ 对应电感值为 $3.3*L$

$\tilde{I}_1(t)$ 、 $\tilde{I}_2(t)$ 对应电感值为 $67*L$

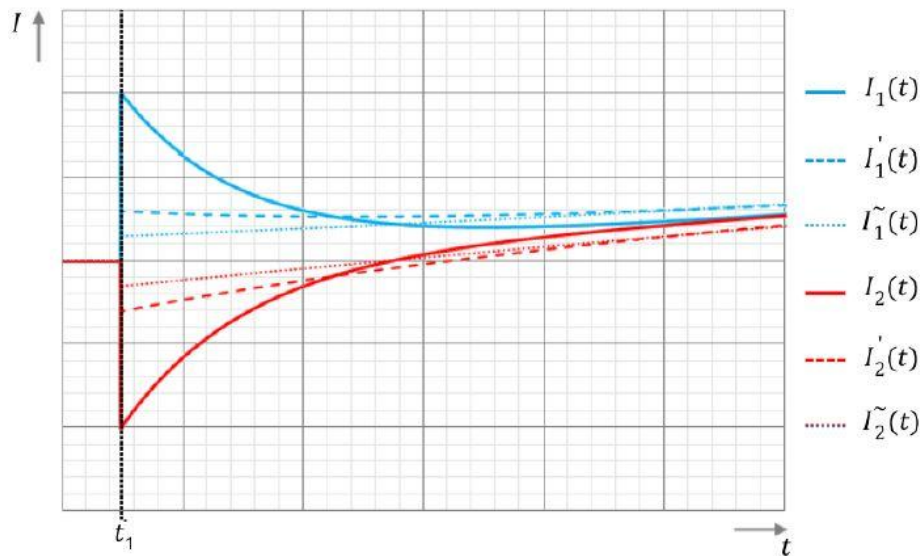


图 21 并联 IGBT 全部导通后电流分布图 (对应不同电感 L1, L2)

$I_1(t)$ 、 $I_2(t)$ 收敛速度取决于如下参数：

$$\tau = \frac{L_1 + L_2}{R_1 + R_2}$$

如果 L_1+L_2 增加，时间常数 τ 增加，电流 $I_1(t)$ 、 $I_2(t)$ 收敛速度下降，那么 $I_1(t)$ 、 $I_2(t)$ 收敛到 $I_{ac}(t)/2$ 的时间取决于下一个开关切换时间、时钟频率和当时的 $I_{ac}(t)$ 瞬态值。假如在 IGBT 导通结束时， $I_1(t)$ 、 $I_2(t)$ 并没有收敛到 $I_{ac}(t)/2$ ，那么在下一个开关工作时，这个偏移电流将会被叠加到不对称电流当中，请参考图 22。

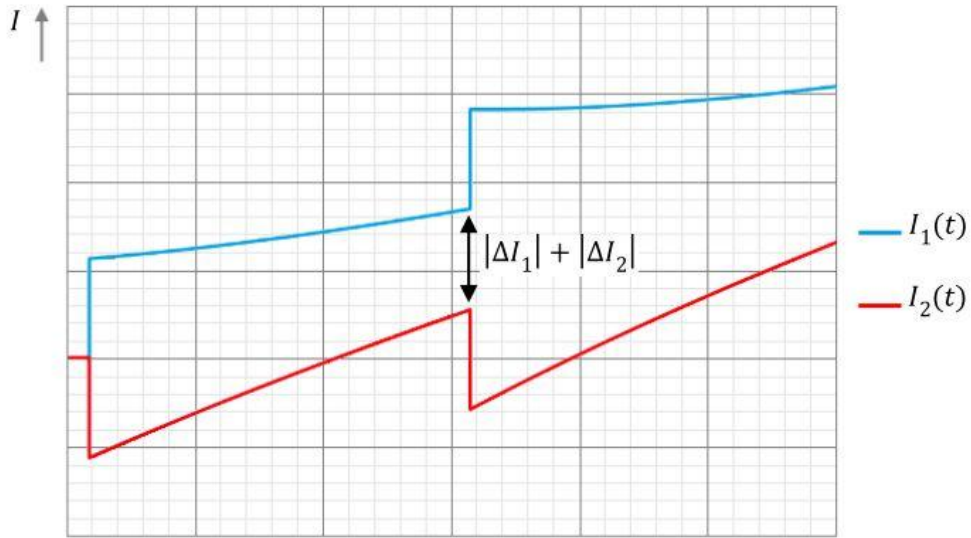


图 22 IGBT 导通结束时的电流偏移量和影响（没有考虑二极管导通过程）

7.3 逆变器模式下模块并联时不同交流电感量对均流的影响

案例 1：电感值相当于模块通过铜排进行并联

案例 2：电感值相当于模块通过功率电缆进行并联（几微亨）

案例 3：电感值相当于模块通过电抗进行并联（几百微亨或毫亨级）

测试条件：模块 1（蓝色曲线）被提前 150ns 开通

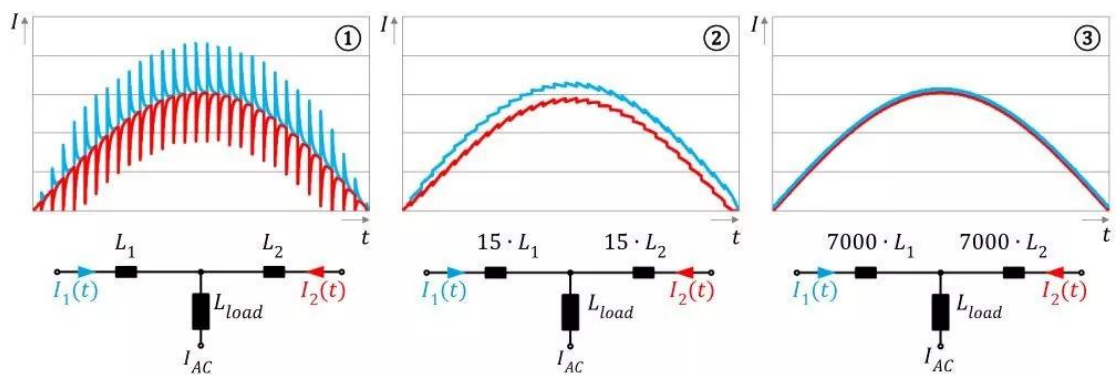


图 23 不同 AC 电感量对逆变器电流分布的影响

在实际的逆变器测试中，电流分布明显好于双脉冲测试，原因是 IGBT 正温度系数和较高的负载感抗。双脉冲测试适用于调查开关特性和对称性，但是不适用于调查并联模块的电流分布。

7.4 均流电抗器感值选择

通过使用外部电感，可以减少在开关时刻的电流不均衡以及开关损耗差异。

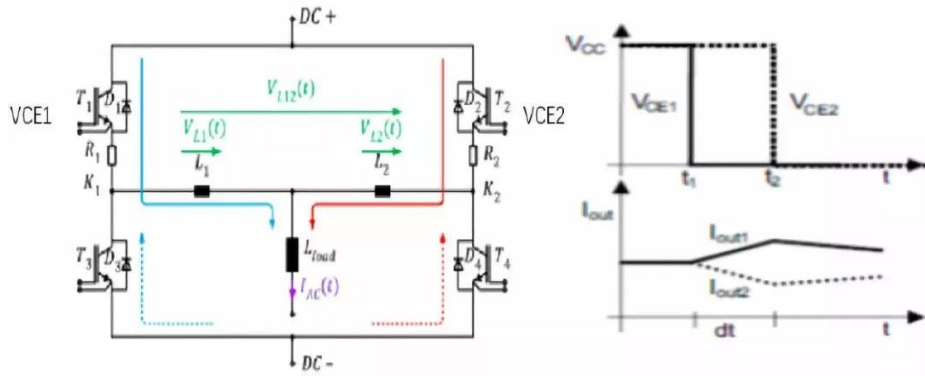


图 24 并联模块的动态电感耦合

如图 24 所示， T1 在 t_1 时刻先开通， T2 在 t_2 时刻开通， 则在 t_1 到 t_2 期间 (T1 已开通， T2 未开通， D4 续流)， K1 和 K2 两点间的电压为直流母线电压， 同时 L1 上电流上升率和 L2 上电流下降率绝对值一样， 即 $di_2/dt = -di_1/dt$ 。 那么， 有如下公式成立：

$$\begin{aligned} V_{dc} &= L_1 \cdot di_1/dt + (-L_2 \cdot di_2/dt) \\ &= L_1 \cdot di_1/dt - L_2 \cdot (-di_1/dt) \\ &= (L_1 + L_2) \cdot di_1/dt \end{aligned}$$

基于上述原理， 可得到如下两模块并联时均流电抗计算公式：

$$2 \cdot L_{min} = V_{dc} / (di/dt)$$

V_{dc} ： 母线电压

di ： 最大允许的电流偏移值

dt ： 两模块开通时间差异

例如， 最大不平衡电流限制为 50 A， 最大开通时间差异为 125ns 和 1200V 直流母线电压， 则均流电感值为：

$$2 \cdot L_{min} = \frac{1200 \text{ V} \cdot 125 \text{ ns}}{50 \text{ A}} = 3 \mu\text{H}$$

即每个 IGBT 需要 1.5 μH 的电感。

8. 其它注意事项

8.1 热设计的合理性

在任何情况下， 并联模块时， 良好的散热耦合是很重要的。 对于有多个散热片的大型并联系统， 尤其是对空气冷却系统， 应尽量避免热串联结构 (热堆积)。

当温度相差 10° C 时，对同样的二极管，就会带来正向导通电压差 20 毫伏的差别，由于负温度系数，越热的二极管将会承受更多的电流，这就会进一步加剧温度差异。

8.2 模块并联降额使用

尽管优化了模块选择、控制设计和导线布局，仍不可能完全达到一个理想的静态和动态的平衡，因此，需要考虑降额使用。根据各种实际经验以及各种半导体静态和动态参数可能带来的影响，建议对模块最小降额 10% 使用。

一般，降额比例可参考如下公式进行估算。在实际应用中，需要根据实际均流效果、过载条件和散热条件来最终确定最终可使用电流大小。

降额比例：

$$\% \text{ Derating} = \left[\frac{\left(\frac{(n-1)(1-x)}{(1+x)} \right) + 1}{n} \right] \times 100$$

x = 600V IGBTs-----0.1

x = 1200V IGBTs---0.14

x = 1700V IGBTs---0.19

n = IGBT 并联数量

参考文献：

Niklas Hofstötter, Joachim Lamp, SK applicationnote AN 17-001, “IGBT Modules in Parallel Operation with Central and Individual Driver Board”

Norbert Pluschke, presentation of

“IGBT-paralleloperation-Training-Application 2”

A. Wintrich, A. Giesmann, N. Hofstötter, J. Lamp, presentation of

“Paralleling_of_IGBT_modules Rev 3.0”

A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann, “Application Manual Power Semiconductors”, 2nd edition, ISLE Verlag 2015, ISBN 978-3-938843-83-3

摘自:赛米控电力电子