

## 使用 IGBT 模块作并联设计须注意的事项

朱翔

大于 400A 的 1200V IGBT 模块由于生产成本较高, 在市场上的售价也会比较高, 而标准 1200V, 200-400A 62mm 封装的模块, 因技术与产品相对稳定, 产品通用性好, 替换容易, 故采用多个标准型 IGBT 模块并联来提高电流额定是一个现阶段最经济的作法。但是由于 IGBT 自身参数的不一致以及电路布局所可能导致的不对称, 使用 IGBT 模块作并联设计并不是简单的工作, 不合理的选用元件作为并联或时很容易会使器件失效进而损坏主系统上的线路。所以本文从器件的参数与提出引起分流不均的原因, 结合斯达自身的产品, 应用部门在客户端成功的经验与厂内的测试设备, 提出使用斯达 IGBT 模块作并联设计需注意的事项。

一般大于 100A 的模块, 本身就是有若干个芯片并联而成的, 虽然厂家可以采用同一晶圆上的芯片来并联的措施减小模块本身的参数差异。但涉及还是需要考虑到由此产生的模块参数个体之间自身的差异。同时电路的对称性对并联是一个非常重要的影响, 可以从静态和动态两个方面, 从期间本身的参数差异和电路对称性的差异这几个方面对其进行阐述。

### 影响模块并联静态均流的因素

在实际使用中 IGBT 模块工作状态主要在导通和开关暂态, 而导通阶段时间比较长, 电流大, 这一段对影响较大, 先从静态导通状态着手谈论。

#### 1.1. 导通状态下影响模块并联均流的主要原因有下面 4 点

- a) 饱和压降  $V_{ce(sat)}$  的影响
- b) 并联功率回路阻抗不对称的影响
- c) 门极驱动电压  $V_{ge}$  的影响
- d) 开启电压  $V_{th}$  的影响
- e) 二极管导通压降  $V_f$  的影响



1) 不同  $V_{ce}(\text{sat})$  并联时的问题:

很多情况下，一般人会认为电流流过 IGBT 产生的压降  $V_{ce}(\text{sat})$  是一个定值，其实这是一种误解， $V_{ce}(\text{sat})$  指的其实是通过额定电流产生的压降。对 IGBT 而言，在相同  $V_{ge}$  下，导通压降是电流的函数。

对于并联的 2 个 IGBT 而言，开通稳态时正向导通所产生的压降是相等的。因此，电流分布的均衡性取决于并联的各个 IGBT 的输出特性的差异。

图 1 表示了两个不同输出特性的 IGBT 在并联时表现出来的电流分布的差异(并联时 2 个 IGBT 的  $V_{ce}$  相同)。

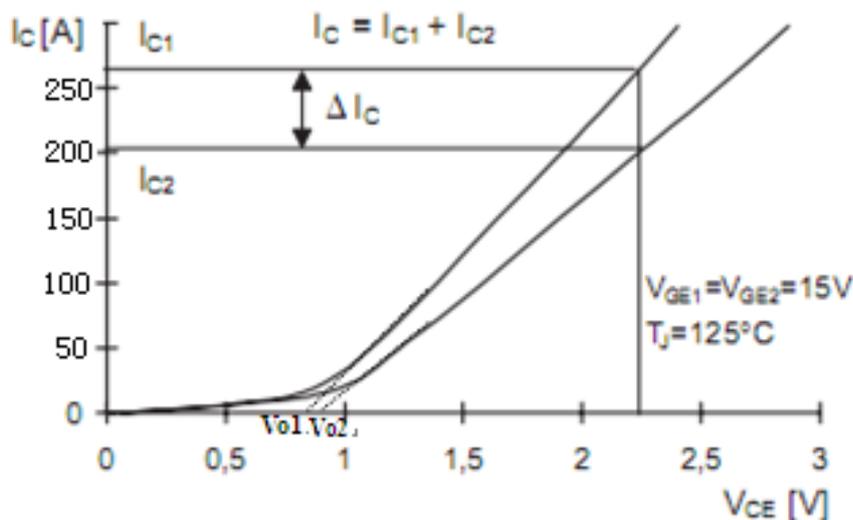


图 1 不同输出特性的 IGBT 并联后的均流情况

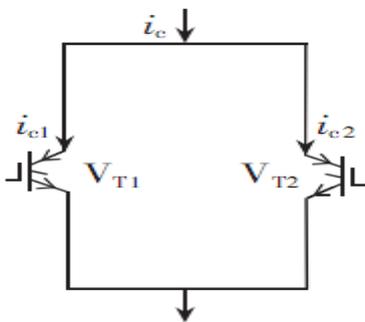


图 2 并联时均流的示意图



图 1 中  $V_{T1}$  和  $V_{T2}$  为两个型号相同的并联的 IGBT，图 2 表明两个 IGBT 的输出特性略有不同。 $i_{C1}$  和  $i_{C2}$  分别为  $V_{T1}$  和  $V_{T2}$  在具有相同的管压降 ( $U_{CE1}=U_{CE2}$ ) 下的集电极电流， $I$  表示此类型 IGBT 的额定电流， $V_{cesat1}$  和  $V_{cesat2}$  表示两个 IGBT 在额定电流下分别的饱和压降。则可以近似的认为：

$$R_1 = (V_{cesat1} - V_{o1}) / I \quad (1)$$

$$R_2 = (V_{cesat2} - V_{o2}) / I \quad (2)$$

$$U_{CE1} = V_{o1} + R_1 \times i_{C1} \quad (3)$$

$$U_{CE2} = V_{o2} + R_2 \times i_{C2} \quad (4)$$

当并联时  $U_{CE1} = U_{CE2} = U_{ce}$ ，则

$$i_{C1} = (U_{ce} - V_{o1}) / R_1 = (U_{ce} - V_{o1}) \times I / (V_{cesat1} - V_{o1})$$

$$i_{C2} = (U_{ce} - V_{o2}) / R_2 = (U_{ce} - V_{o2}) \times I / (V_{cesat2} - V_{o2})$$

由于此两个 IGBT 是同类型的，故  $V_{o1} \approx V_{o2} = V_o$  则

所以如果两个并联的 IGBT 模块流经的电流为  $I$ ，则两个存在不同  $V_{ce}$  的 IGBT module 各自须承受的电流可概略计算如下：

$$i_{C1} = (U_{ce} - V_{o1}) / R_1 = (U_{ce} - V_{o1}) \times I / (V_{cesat1} - V_{o1}) = (U_{ce} - V_o) \times I / (V_{cesat1} - V_o)$$

$$i_{C2} = (U_{ce} - V_{o2}) / R_2 = (U_{ce} - V_{o2}) \times I / (V_{cesat2} - V_{o2}) = (U_{ce} - V_o) \times I / (V_{cesat2} - V_o)$$

以斯达最常见的 GD200HFL120C2S 为例：

假设较大值  $V_{cesat1}$  为 2.5V (125°C)，较小值  $V_{cesat2}$  为 2.1V，(125°C)，

$V_o = 0.8V$

$$\text{电流不平衡率: } \alpha = \frac{i_{C1} - i_{C2}}{i_{C1} + i_{C2}} = \frac{V_{cesat2} - V_{cesat1}}{V_{cesat1} + V_{cesat2} - 2V_o} = 0.13$$

假设较大值  $V_{cesat1}$  为 2.2V，较小值  $V_{cesat1}$  为 2.1V，由数据手册查到的典型  $V_o$  为 0.8V

$$\text{电流不平衡率: } \alpha = \frac{i_{C1} - i_{C2}}{i_{C1} + i_{C2}} = \frac{V_{cesat2} - V_{cesat1}}{V_{cesat1} + V_{cesat2} - 2V_o} = 0.03$$

如果  $V_{cesat}$  相差 0.1V，即使并联模块需要的输出的电流为  $i_o = 200A$ ，则另一个  $V_{ce(sat)}$  较低的 IGBT module，的电流相差也就 6A。实际工作的话导通的损耗会比另一个 IGBT 模块多出，虽说 IGBT 芯片在大电流



具有正温度系数，所以两个 IGBT 模块并联时，建议  $V_{ce(sat)}$  的相差不以不要超过 0.2V 为原则，如果无法避免，则建议在稳态的温度上留较大的余裕来补偿。

## 2) 功率回路的阻抗不对称造成的分流不均

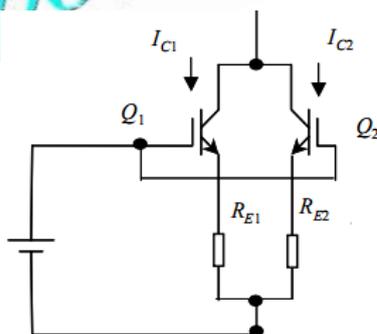


图 2 主电路回路阻抗的影响

一般认为并联的母排走线存如果的差异，则造成回路阻抗的差异，所以既使使用  $V_{ce(sat)}$  相差低于 0.2V 的 IGBT 模块并联，仍必须考虑到母排走线的对称性，而事实上这部份的影响其实是较低的，如等效电路图 2 中，将  $R_{E1}$  和  $R_{E2}$ ，相当于两个电阻串接与原来两个均流平均的支路上，如果其阻抗不一致，则会造成均流的不一致，如  $R_{E1} > R_{E2}$ ，那么  $R_{E2}$  支路上面必然将分到更多的电流，造成分流不平衡，反之亦然。同样举以斯达的 GD200HFL120C2S 为例：

并联模块需要的实际电流为  $i_o=200A$ ，每个模块实际是 100A，实际模块上的压降为  $U_{ce}=1.7V$

$$R_o = \frac{U_{ce}}{I} = 2.1V/200A = 10 \text{ m}\Omega$$

假设铜牌横截面为  $4 \times 10^{-5} \text{ m}^2$ ，模块 1 的母排长度为 0.8m，模块 1 的母排长度为 0.6m，30℃ 时通的热阻率为  $1.8 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$

$$R_{E1} = \rho \times \frac{L}{S} = 1.8 \times 10^{-8} \times \frac{0.8}{4 \times 10^{-5}} = 0.36 \text{ m}\Omega ; R_{E2} = \rho \times \frac{L}{S} = 1.8 \times 10^{-8} \times \frac{0.6}{4 \times 10^{-5}} = 0.27 \text{ m}\Omega$$

$$\text{电流不平衡率: } \alpha = \frac{i_{c1} - i_{c2}}{i_{c1} + i_{c2}} = \frac{(R_o + R_{E1}) - (R_o + R_{E2})}{(R_o + R_{E1}) + (R_o + R_{E2})} = 0.004$$

相对  $V_{ce(sat)}$  的影响，功率回路不对称的影响在静态时是比较不用



担心的。但母线同时会引进引线电感，这部分对动态均流会产生很大的影响，此部分在后面会进一步讨论。

### 3) 门极驱动电压 $V_{ge}$ 的影响

电流  $I_c$  流过门极电压  $V_{ge}$  驱动的 IGBT 的模块，在产生导通压降  $V_{ce}$ ，这个压降不仅与流过的电流  $I_c$ ，上文提供的  $V_{ce}(\text{sat})$  有关系，还与门极驱动电压  $V_{ge}$  有直接的关系。

反过来讲在不同的驱动电压  $V_{ge}$ ，并联的时候具有相同的  $V_{ce}$ ，此时两者通过的电流  $I_c$  自然有所不同。

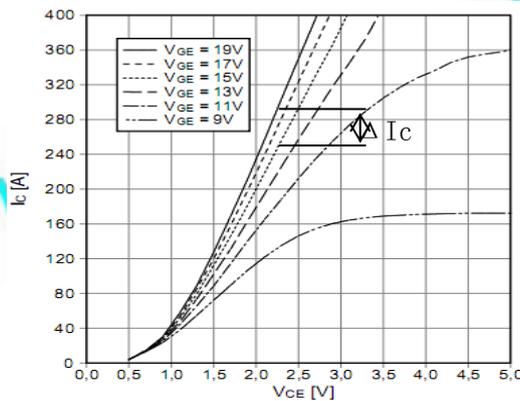


图 3 IGBT 模块输出特性曲线

从图 3 我们可以很明白的看到，

如  $V_{ge}=13V$ ，在  $V_{ce}=2.5V$  的时候，通过电流  $I_c \approx 255A$

如  $V_{ge}=15V$ ，在  $V_{ce}=2.5V$  的时候，通过电流  $I_c \approx 285A$

不平衡率  $\alpha = \frac{i_{c1} - i_{c2}}{i_{c1} + i_{c2}} = 0.06$ ，实际通过 2 个并联模块的电流值相差了 30A。

所以驱动电路设计的时候需要非常注意，务必确保并联模块的驱动电压。

而这里需要特别强调，上文讨论的门极电压  $V_{ge}$  指的是 IGBT 门极两端的，并非驱动板的输出电压，粗心的客户往往会犯这个错误。从图 4 可以看出从驱动芯片和门极之间有门极电阻，从驱动芯片到 IGBT 的门极需要电气连接，这就是平时在机器上看到的门极引线，而驱动元器件的参数差异，和门极引线线感差异，开启关断的时刻这个问题会比较



凸显，会造成造成加在 IGBT 门极上的电压和输出电压不一致。在稳态时由于门极属于高阻态，这不会成为一个问题。

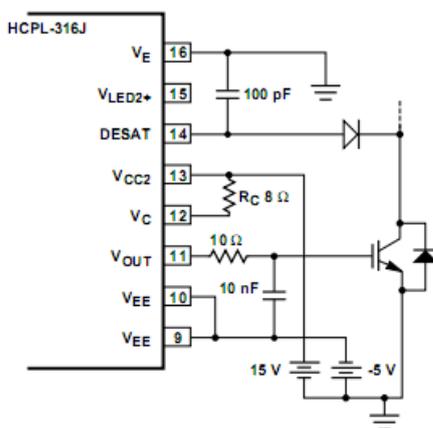


图 4 模块驱动示意图

#### 4) 开启电压 $V_{th}$ 的影响

由于驱动电路的电压施加到门极上的电压，是一个从负压到施加的正电压的过程（如果有负压关断的话），电流  $I_c$  才在门极电压在开启电压  $V_{th}$  之前是不能流过模块的，所以较小的  $V_{ge(th)}$  的 IGBT 会较早的开启，较晚关断。由于这个影响主要在开启的瞬间，并且从图 4 的转移特性曲线可以知道，驱动电压在  $V_{th}$  的时候  $I_c$  电流十分微小，一般同一类型的模块  $V_{th}$  的相差本来就在 0.5V 以内，所以开启电压  $V_{th}$  影响相对会比较微弱。

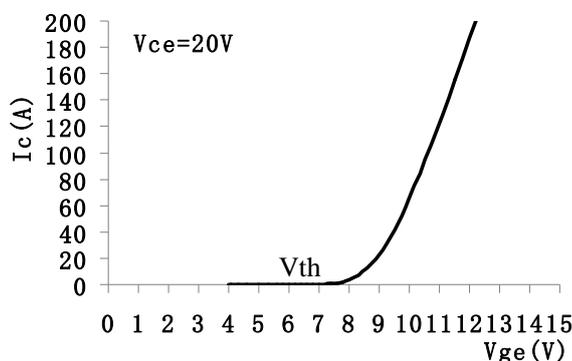


图 5 IGBT 模块的转移特性

#### 5) 二极管 $V_f$ 的影响

在变频器等运用场合，IGBT 模块的反并联二极管需要承受很大的



电流。二极管的  $V_f$  对均流的影响和  $V_{ce(sat)}$  对均流的影响完全一样，只是  $V_{ce(sat)}$  影响的 IGBT 工作的那一段，而二极管的  $V_f$  影响的二极管续流那一段。

$$R_1 = (V_f - V_{o1}) / I \quad (1)$$

$$R_2 = (V_f - V_{o2}) / I \quad (2)$$

$$U_{f1} = V_{o1} + R_1 \times i_{f1} \quad (3)$$

$$U_{f2} = V_{o2} + R_2 \times i_{f2} \quad (4)$$

当并联时  $U_{f1} = U_{f2} = U_f$ ，则

$$i_{c1} = (U_f - V_{o1}) / R_1 = (U_f - V_{o1}) \times I / (V_{f1} - V_{o1})$$

$$i_{c2} = (U_f - V_{o2}) / R_2 = (U_f - V_{o2}) \times I / (V_{f2} - V_{o2})$$

由于此两个二极管是同类型的，故  $V_{o1} \approx V_{o2} = V_o$  则

所以如果两个并联的 IGBT 模块流经的电流为  $I$ ，则两个存在不同  $V_{ce}$  的 IGBT module 各自须承受的电流可概略计算如下：

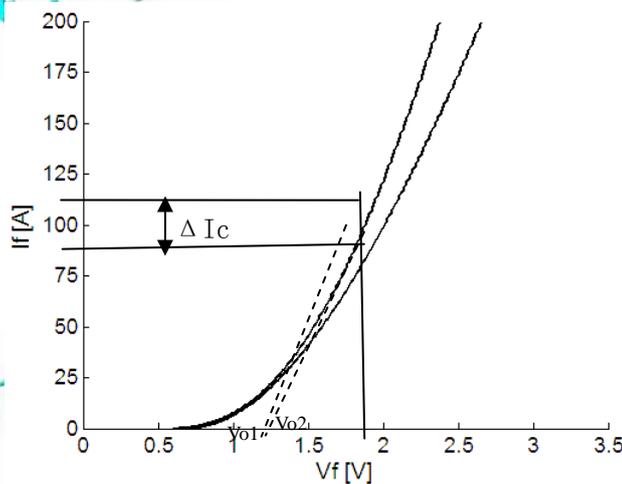
$$i_{c1} = (U_f - V_{o1}) / R_1 = (U_f - V_{o1}) \times I / (V_{f1} - V_{o1}) = (U_f - V_o) \times I / (V_{f1} - V_o)$$

$$i_{c2} = (U_f - V_{o2}) / R_2 = (U_f - V_{o2}) \times I / (V_{f2} - V_{o2}) = (U_f - V_o) \times I / (V_{f2} - V_o)$$

已常用的 150A 的模块为列，

假设较大值  $V_f$  为 2.2V，较小值  $V_f$  为 2.1V，由数据手册查到的典型  $V_o$  为 1.3V

$$\text{电流不平衡率: } \alpha = \frac{i_{c1} - i_{c2}}{i_{c1} + i_{c2}} = \frac{V_{f2} - V_{f1}}{V_{f1} + V_{f2} - 2V_o} = 0.06$$





## 影响模块并联动态均流的因素

影响到模块并联动态均流的原因主要有下面 3 点

- a) IGBT 自身的动参数
- b) 驱动回路的寄生电感
- c) 功率回路的寄生电感

### 1) IGBT 自身参数造成的分流不均

影响开关时刻的电流均衡主要因素是并联器件的转移特性。

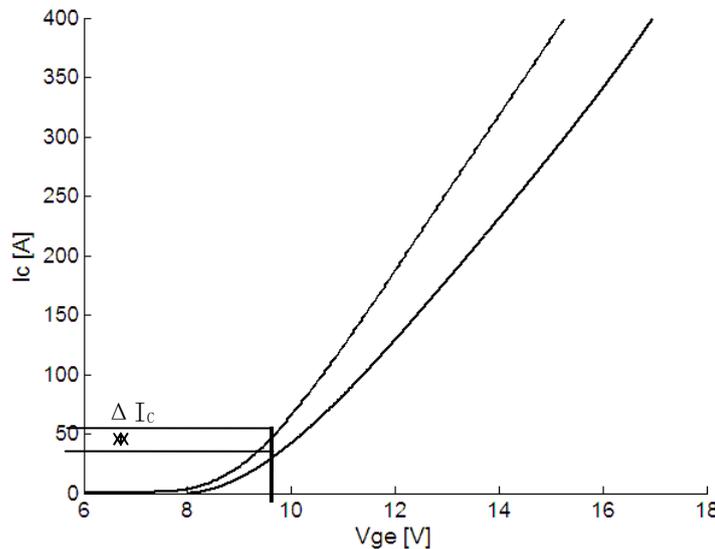


图 3 并联模块的转移特性比较

图 3 所示的两个转移特性不一致的并联模块特性比较图。有图 3 可知：当给并联模块施加相同的驱动电压  $V_{GE}$  时，其中转移特性陡峭的 IGBT 模块将承受更多的电流，开关损耗也会随之变大。

### 2) 驱动回路的寄生电感造成的分流不均

和 IGBT 的门极寄生电容相结合，驱动回路的寄生电感可能会造成严重的的振荡，引起门极电压的波动。而发射极的寄生电感会造成开关度变异。

IGBT 门极驱动电路  $R_G$ ，引线电感  $L_G$   $L_E$ ，和 IGBT 输入电容  $C_{in}$ ，的开启和开关的过程就是一个典型的 RLC 串联电路的响应。如图四，电阻  $R$  对应  $R_G$ ，电感  $L$  对应的  $L_G + L_E$ ，电容  $C$  对应输入电容  $C_{in}$ 。



RLC 串联电路的响应满足： $LC \frac{d^2 u_c}{dt^2} + RC \frac{du_c}{dt} + u_c = U_s$

电路的完全响应可以表达为： $u_c(t) = K_1 e^{s_1 t} + K_2 e^{s_2 t} \quad (t > 0)$

根据初始条件可推知：

$$K_1 = \frac{1}{s_2 - s_1} \left\{ s_2 [u_c(0) - U_s] - \frac{i_L(0)}{C} \right\}$$

$$K_2 = \frac{1}{s_1 - s_2} \left\{ s_1 [u_c(0) - U_s] - \frac{i_L(0)}{C} \right\} \quad \text{其中 } s_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$$

对于开启和关断的过程，只是  $u_c(0)$  和  $U_s$  的值的差别，开启时， $u_c(0) = -10V$ ， $U_s = 15V$ （一般驱动电压常采用  $+15V$  开启， $-10V$  关断），而关断时， $u_c(0) = 15V$ ， $U_s = -10V$

当  $\left(\frac{R}{2L}\right)^2 > \frac{1}{LC}$  即  $R > \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}$  时，此响应为过阻尼响应，可以有效的抑制震荡。

由于寄生的引线电感  $L_G$   $L_E$  的存在，会增加门极震荡的可能性，需要尽量避免此引线电感的产生。在实际的线路中，可以通过减短门极引线的长度和减小门极引线回路的面积（比如采用双绞线）。而门极电阻  $R_G$  需要分别加，这样能启动更好的效果。

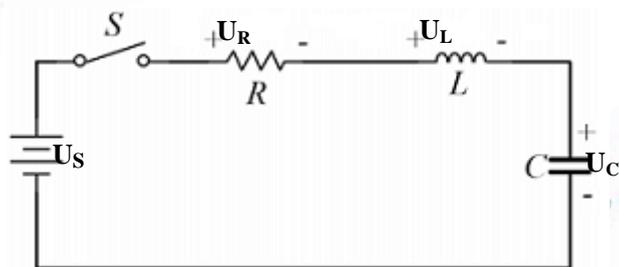


图 4 驱动回路的发射极寄生电感

### 3) 功率回路的寄生电感造成的分流不均

功率回路的寄生电感主要有两部分组成，即集电极寄生电感  $L_c$



和发射极寄生电感  $L_e$ ，如图 5。门极电压驱动波形在切换的时候，功率回路进行着极速的换流，速度都在微妙的级别，功率回路的电感  $L_c$  和  $L_e$  会起到阻碍电流变化的作用，造成了换流速度减慢。并联的时候由于布局和布线的关系，功率回路的寄生电感上存在很大差异，势必也会造成动态的分流不均衡。这里特别要强调一下集电极寄生电感  $L_c$ ，由于并联时电流都非常大，电流在关断的时候，由于关断速度很快、电流非常大，集电极寄生电感  $L_c$  往往会产生很大的与母线电压方向反向的反冲电动势，与母线电压叠加施加在 IGBT 上面，对 IGBT 造成冲击，如果超过 IGBT 的额定耐压，势必会引起 IGBT 的损坏。

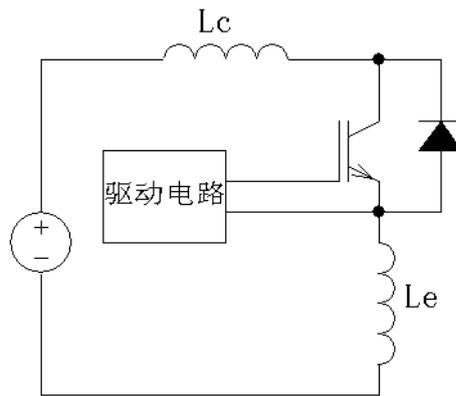


图 5 功率回路的寄生电感

所以设计者需要根据实际的条件，优化主回路的线路设计，比如能采用铜排就别采用铜线，如果成本允许的话采用层叠母线等更优化的主回路模式。

### 1) 模块的选择

从静态的均流上来看，NPT 型 IGBT 模块具有正温度系数适合并联。另一方面，并联的模块，特别是同一桥臂上的模块，尽量采用同一批次的模块，这样能最大程度上保证参数的一致性。



## 2) 驱动回路设计

IGBT 模块在并联时，受门极电路配线的电感和 IGBT 的输入电容的影响，门极电压上升时有时会产生寄生振荡，为了防止这种振荡，要在 IGBT 各门极上串联门极电阻。

驱动电路的发射极配线被连接在与主电路不同的位置时，并联连接的 IGBT 的瞬态性电流分配变得不均衡。IGBT 模块中都有驱动电路使用的辅助发射极端子，务必使用这个端子，驱动配线才能够均等配线，能够抑制由驱动电路的配线方法引起的瞬态性电流不均衡。

门极布线也是十分关键：

- a) 驱动线应该短，双绞线的效果会更好；
- b) 驱动线应远离主电路的，布局时尽量做到正交；
- c) 各路驱动线分开走向，不要绑到一起。

## 3) 线路布置

当主电路配线的电阻部分和电感部分不均等的时候，并联连接的元件的电流分配会产生不均流。另外，如果主电路寄生的电感大，IGBT 关断时浪涌电压将变大，因此，为了减小回路的电感，应考虑将并联连接的 IGBT 模块尽可能紧密地配置，配线要保持很好的对称性。

为了减小线感和线阻，直流母线避免采用电缆导线，此种导线自感和互感都很差，而且导热性能很差。铜条能有效解决自感和散热，但互感还是很大。层叠式母线是多层铜板叠放在一起，层与层直接采用绝缘导热的材料隔离，有效的解决了自感、互感、散热，同时还具有阻抗和降低 EMI 的作用，是比较理想的母线形式，如下图：

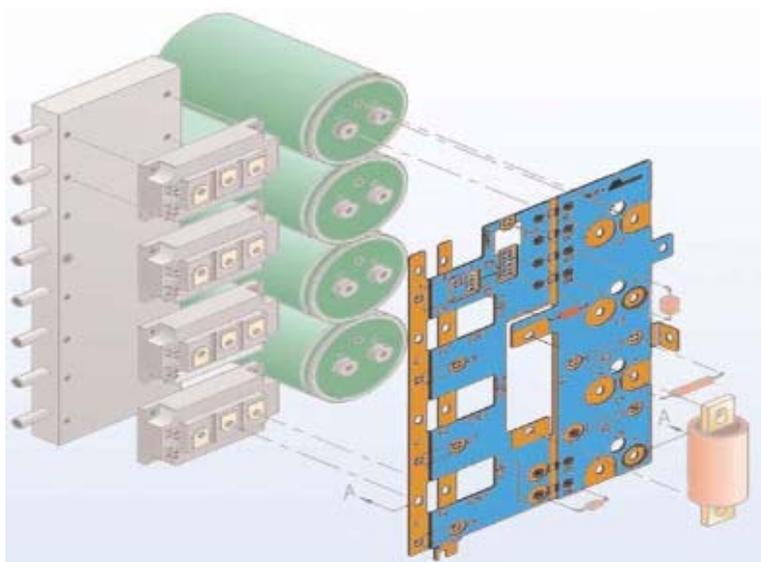


图 6 层叠母线示意

另外，模块应彼此靠近的安装在同一个散热器上面，以获得最优化的热耦合，让温度均匀， $T_j$  和  $V_{th}$  的影响降到最低。

## 结论:

本文从对影响并联模块的均流的因素进行分析，结合斯达的设备，除了提供更适合并联的产品，也从应用的角度提出使用 IGBT 模块作并联设计的注意事宜，使设计者对 IGBT 并联有更深刻的认知能与设计时能有所依循。

## 参考文献:

- 1.International Rectifier Application Notes. AN990. Application Characterization of IGBTs[ Z] ,2002.
- 2.Dynex Semiconductor. AN5505. Parallel Operation of Dynex IGBT Modules[Z] ,2001.
- 3 孙强、王雪如、曹越龙，大功率 IGBT 模块并联均流问题研究【J】 电力电子技术 2004 年
- 4.童诗白 华成英 模拟电子技术基础【M】 .高等教育出版社，2001 年