

SCALE-2门极驱动核的应用指南

单通道与双通道SCALE-2 IGBT和MOSFET驱动核

简介和概述

SCALE-2 IGBT和MOSFET门极驱动核是高度集成的低成本元件，可为用户提供最高等级的技术和功能，满足工业及牵引要求。这些特色结合其灵活的设计，已在多种电力电子装置的应用中获得了很大的成功。但是，SCALE-2门极驱动核不是即插即用型门极驱动器。因此，我们需要对电力电子知识有一定程度的理解，以利用这些驱动核开发可靠的逆变器系统。

本应用指南将着重介绍重要的设计规则，以便为用户提供帮助并避免开发时遇到的问题。此外，它还可通过详细举例说明如何成功地设计SCALE-2门极驱动核，帮助您加快开发速度。

涉及到的SCALE-2驱动核包括：2SC0108T、2SC0435T、2SC0650P和1SC2060P。

如需了解2SD300C17的应用信息，请联系support@IGBT-Driver.com

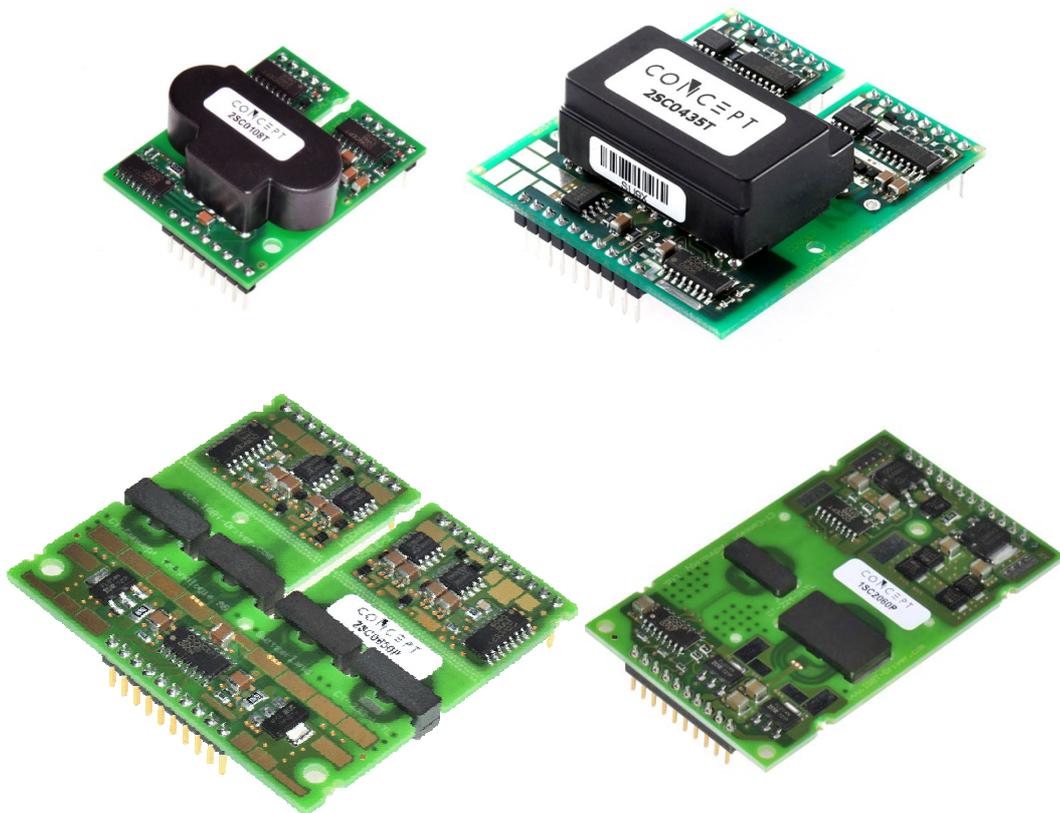


图 1 SCALE-2门极驱动核

应用指南

目录

简介和概述.....	1
目录	2
SCALE-2产品的应用	3
不同拓扑结构中的SCALE-2	3
SCALE-2 门极驱动核在三电平和多电平拓扑结构中的应用	3
单个 SCALE-2 门极驱动器在并联 IGBT/MOSFET 中的应用	4
直接并联	5
应用电路	6
在 SCALE-2 门极驱动器中使用光纤接口	6
屏蔽高级有源箝位功能	7
使用 SCALE-2 门极驱动核的 V_{CEsat} 检测功能（不包括 2SC0108T）	8
屏蔽 SCALE-2 的 $V_{CE sat}$ 检测功能（不包括 2SC0108T）	11
输入信号 INA 和 INB 的窄脉冲抑制	11
提升输入信号 INA 和 INB 的抗噪声性能	13
SOx 故障输出的应用	13
VEx 端的特性	14
对支撑电容 C1x 和 C2x 的要求	16
轨到轨输出和门极箝位功能	17
MOSFET 模式（不可用于 2SC0108T）	18
将双通道驱动器并联成单输出	19
在斩波器应用中屏蔽一个通道	20
门极驱动器在变换装置中的位置	20
位于 17mm IGBT 模块上方的 2SC0108T 和 2SC0435T	21
AC 和 DC 母线	21
PCB 的电气间隙和爬电距离	22
海拔超过 2000m 时应用门极驱动核	22
PCB 布局	23
典型应用故障	25
参考文献	26

法律免责声明	26
生产厂商	26

SCALE-2产品的应用

成功地使用SCALE-2门极驱动核离不开正确的总体设计。下面列出的关键点是SCALE-2门极驱动器应用的成功要素：

- 拓扑结构（例如，怎样并联IGBT模块）
- 电路原理图和正确的元件选择
- IGBT门极驱动器的物理位置（放置门极驱动器的位置）
- 磁场影响
- 电气间隙和爬电距离
- PCB布局
- 所采用的标准
- EMI性能的考量

不同拓扑结构中的SCALE-2

SCALE-2 门极驱动核在三电平和多电平拓扑结构中的应用

在三电平变换器的工作过程中，正确的半导体换流行为可确保在外管IGBT/MOSFET处于导通状态时内管IGBT/MOSFET不会关断，以免整个直流母线电压施加在相应的功率半导体上。

使用CONCEPT的SCALE-2门极驱动器时必须考虑这种情况。如果驱动器检测到短路或电源欠压，则可能会发生此类事件。检测到故障后，驱动器会立即关闭相应的通道。功率半导体通常不能承受整个母线电压。只有采取充分的防护措施，才能防止功率半导体损坏。

SCALE-2的高级有源箝位功能可防止IGBT/MOSFET在这种情况下出现集电极过压。因此，在这样的故障条件下就无需为待关断的驱动器通道提供特定的关断顺序 - 这种情况下可在故障反馈后的3 μ s内的任何时刻直接施加关断指令。建议在故障反馈后向变换器内的所有IGBT驱动器施加同时的关断指令，以达到稳定的系统状态。

另请参阅www.IGBT-Driver.com/go/app-note上的应用指南AN-0901 /4/以了解详细信息。

注：SCALE-2芯片组的欠压保护功能无法屏蔽。在原方或副方检测到欠压事件后，驱动器通道立即关断。因此，使用有源箝位可获得最佳的保护功能。但是，在这种情况下，CONCEPT强烈建议需要测试有源箝位功能在实际设计中的效果。

应用指南

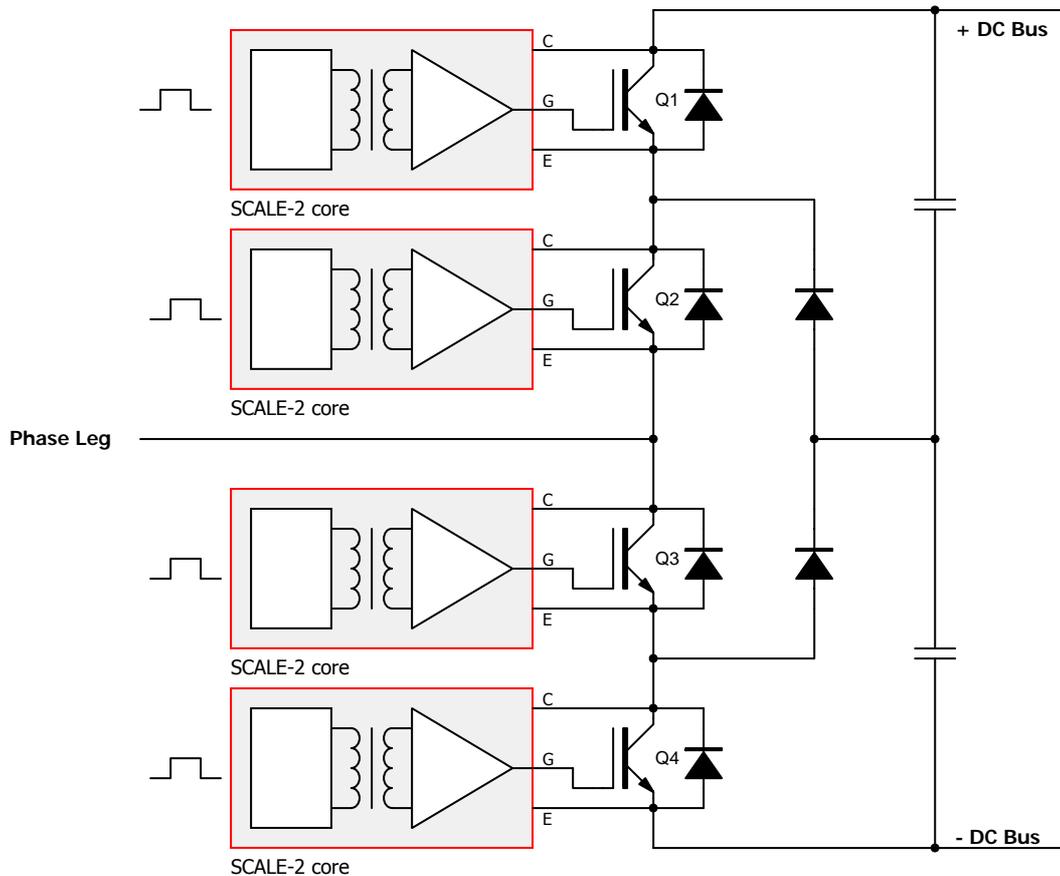


图 2 使用高级有源箝位的三电平变换器

单个 SCALE-2 驱动器在并联 IGBT/MOSFET 中的应用

使用单个驱动核驱动并联的IGBT应用中的高级有源箝位

有源箝位技术的功能是在集电极-发射极（漏极-源极）电压超过预定义的阈值时，立即将功率半导体部分地打开。然后，使功率半导体保持在线性区内工作。

基本有源箝位电路是将IGBT的集电极电位通过瞬态电压抑制二极管(TVS)反馈到IGBT门极的单反馈电路。大部分SCALE-2产品都支持CONCEPT的高级有源箝位，这项功能是将集电极的反馈信号送进驱动器副边的引脚ACLx：只要图3中20Ω电阻右侧的电压超过大约1.3V（参考COMx），驱动器推动级的关断MOSFET就会逐步关断，以提高有源箝位的效率，降低TVS中的损耗。当20Ω电阻右侧的电压达到20V（参考COMx）时，关断MOSFET会完全关断。在使用单个驱动核的并联IGBT运行中，高级有源箝位需要控制所有并联IGBT/MOSFET。每个门极都需要按照图3获得独立反馈。

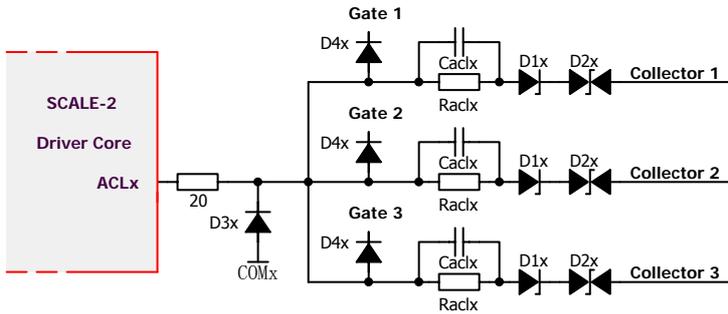


图 3 使用单个公用驱动核驱动三个并联的IGBT/MOSFET的有源箝位

建议按图3中显示的电路使用单个驱动核进行并联。如需TVS、Raclx、Caclx、D3x和D4x的尺寸信息，请参阅相应的应用手册。请注意，至少必须有一个串联的TVS为双向型。

使用单驱动核的并联应用中的 $V_{CE\ sat}$ 保护

通常，CONCEPT建议仅使用一个 $V_{CE\ sat}$ 检测电路，这样并联的IGBT/MOSFET仅使用一个中央门极驱动核即足以有效地保护系统。 $V_{CE\ sat}$ 检测电路连接到其中一个并联IGBT/MOSFET。在短路的情况下，所有并联IGBT同时退饱和，最大短路电流受到IGBT限制。

建议不要连接并联高端的IGBT的辅助集电极，因为：

- 可能会有较大的偏置电流，
- 可能会发生振荡。

此外，通常不建议通过 $V_{CE\ sat}$ 检测电路进行过流检测。

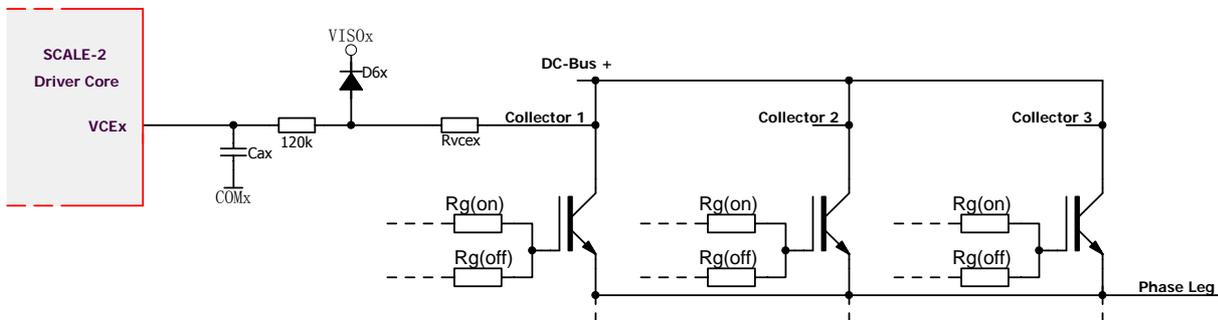


图 4 使用单个驱动核驱动三个并联的IGBT的 $V_{CE\ sat}$ 检测电路

直接并联

并联的IGBT传统上由公用驱动器驱动，每个IGBT都有独立的门极和发射极电阻（请参阅最后一段）。驱动并联IGBT模块的另一种方法是每个模块都使用独立的驱动器（直接并联）。

如果需要直接并联SCALE-2驱动器，请参阅www.IGBT-Driver.com/go/app-note上的应用指南AN-0904 /5/

应用指南

应用电路

在SCALE-2门极驱动器中使用光纤接口

对于需要光纤PWM输入和光纤故障输出的应用，CONCEPT产品允许使用不同的解决方案。除了用于高压IGBT的标准即插即用驱动器解决方案外，还有一个备选解决方案是仅在SCALE-2 IGBT驱动核前面使用一个光接口。图5举例说明了如何使用标准Avago HFBR系列的光纤收发器来驱动SCALE-2驱动核。施密特触发器CD40106可将HFBR-2522的输出信号转换为5V逻辑信号。SO1和SO2的开漏故障输出使用1kΩ的上拉电阻来驱动光接口。光源在正常条件下打开，在故障条件下关闭。正常工作期间的二极管电流大约为15mA。在故障期间，此电流经过开漏SO1或SO2。SOx的最大允许负载电流为20mA。

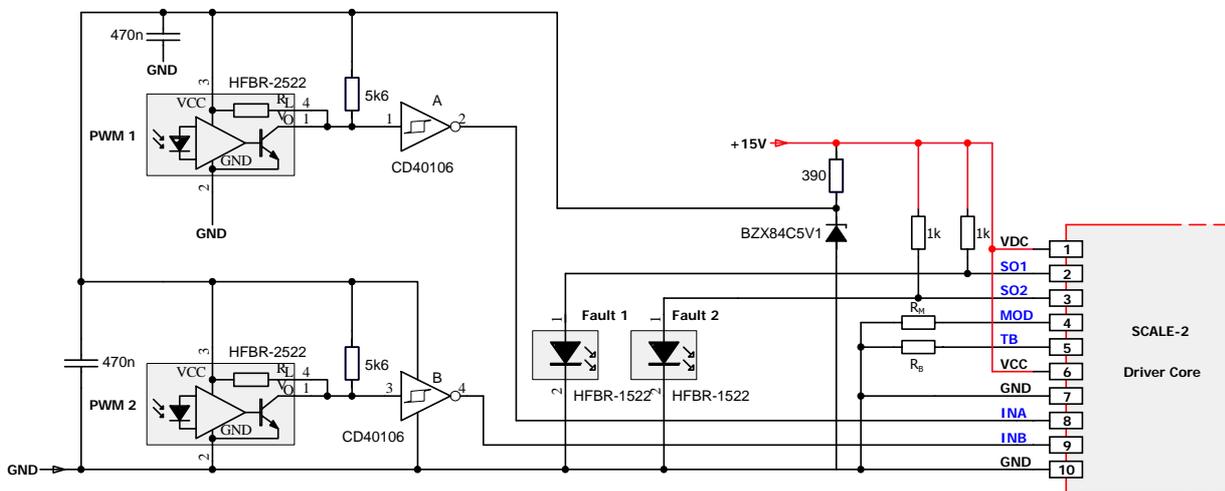


图 5 驱动SCALE-2驱动核的光接口 (2SC0435T示例)

按直接并联方式使用两个或多个SCALE-2驱动核（图6）时，建议仅使用直接模式（MOD连接到GND）。输入INA和INB并联在一起。SO故障输出可相互连接，也可单独连接到光纤接口。上拉电阻必须放置在尽可能靠近驱动核的位置。此电阻的值根据大约13mA的二极管电流和每通道20mA的最大开路集电极电流计算得出。

请注意，两个引脚TB并联。因此，数据手册中指定的 R_B 电阻值必须除以二以获得相应的阻断时间。

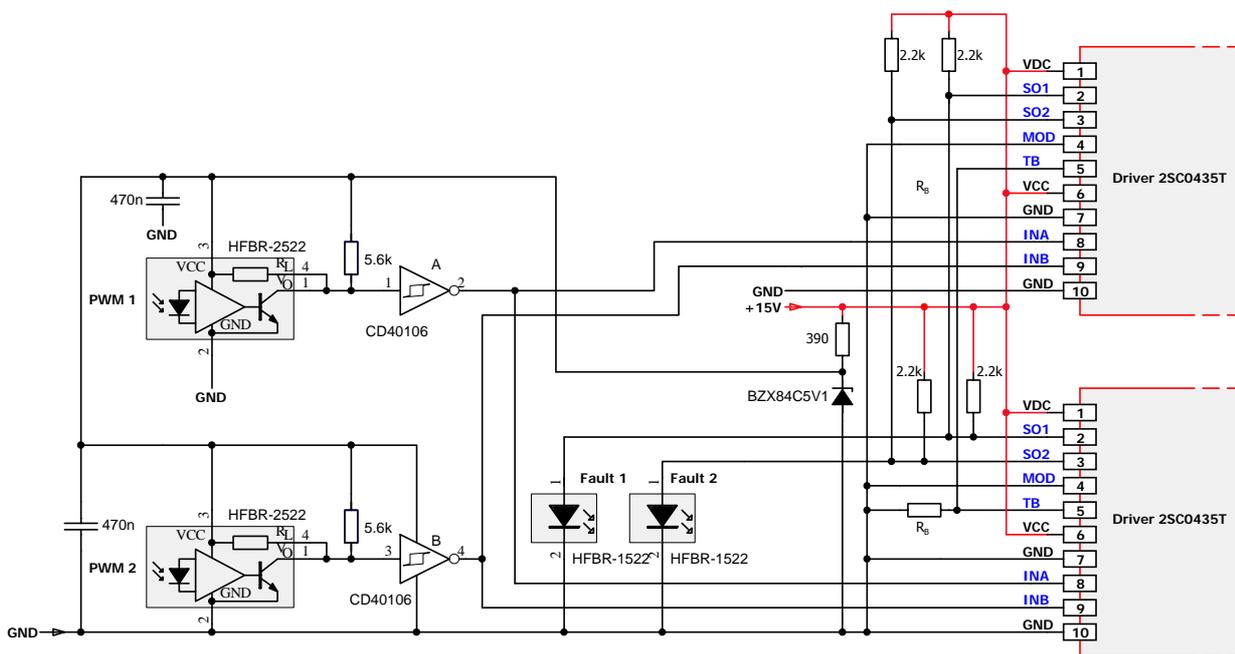


图 6 驱动并联的SCALE-2核的光接口 (2SC0435T示例)

屏蔽高级有源箝位

要屏蔽有源箝位功能，ACLx输入需要保留为开路。请参阅相应的应用手册。

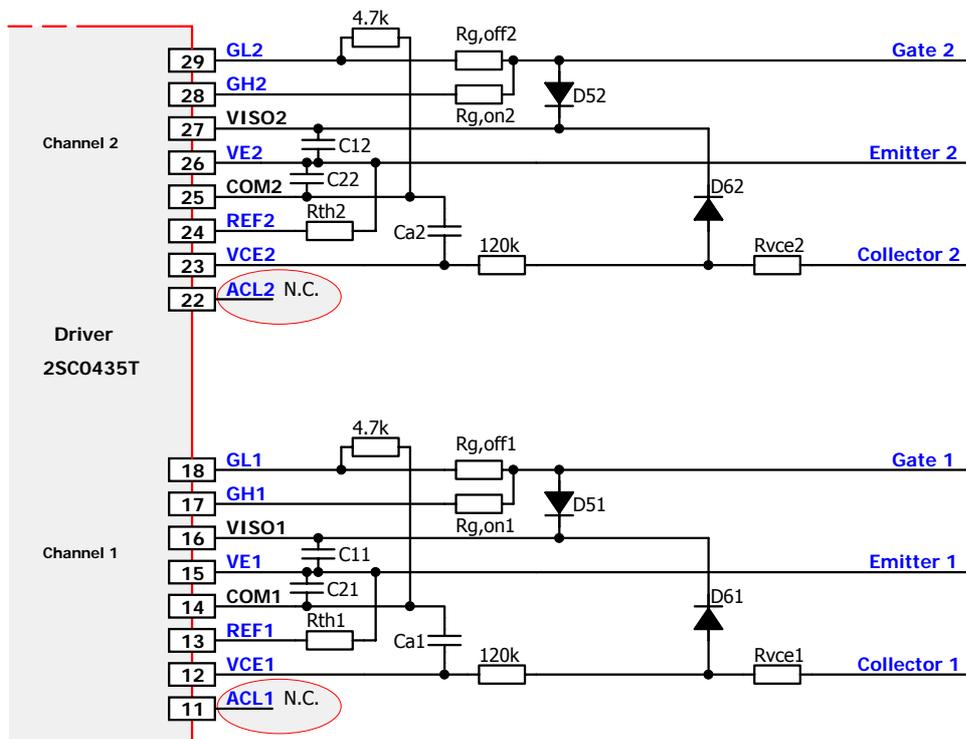


图 7 屏蔽SCALE-2的高级有源箝位功能 (2SC0435T示例)

应用指南

使用SCALE-2门极驱动核的 V_{CEsat} 检测功能 (不包括2SC0108T)

使用电阻的退饱和和保护

集电极检测回路必须按照图8和9中显示的电路连接到IGBT集电极或MOSFET漏极，以检测IGBT或MOSFET过流或短路。

在IGBT关断状态下，驱动器的内部MOSFET将引脚VCEx连接到引脚COMx。然后，电容 C_{ax} 被预充电/放电至负电源电压，该电容电压（图8左图中的红圈）相对于VEx大约为-10V。在这段时间内，电流通过电阻网络和二极管BAS416从集电极（图8中的蓝圈）流向VISOx。此电流受电阻串限制。

建议设置 R_{VCEx} 的电阻值，以使 R_{VCEx} 流过大约为 $I_{R_{VCEx}}=0.6-1mA$ 的电流（例如，VDC-LINK电压为1200V时，设置为1.2-1.8M Ω ）。可以使用高压电阻以及多电阻串联。在任何情况下，都应考虑与应用相关的最小爬电距离。

$$I_{R_{VCEx}} = \frac{(V_{CEx} - VISOx)}{R_{VCEx}} \tag{公式1}$$

参考电压通过电阻 R_{thx} 设置。它通过参考电流（典型值为150 μA ）和参考电阻 R_{thx} （图8中的绿圈）计算得出

$$V_{refx} = 150 \mu A \cdot R_{thx} \tag{公式2}$$

CONCEPT建议使用 $R_{thx}=68k\Omega$ 来检测短路。较低的电阻值可使系统更加灵敏，然而在IGBT发生退饱和（短路）时却不会带来任何优势。

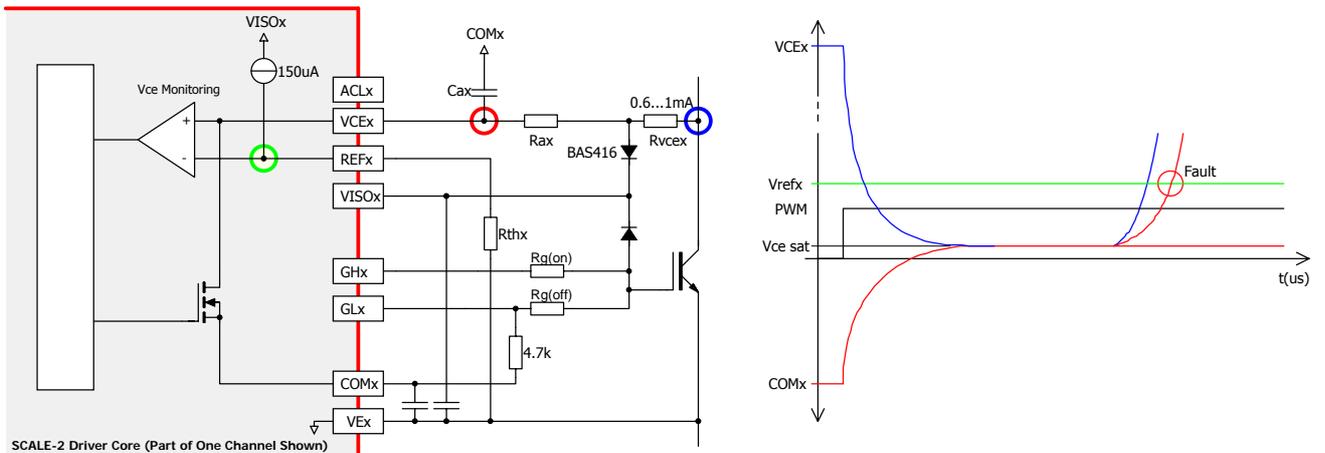


图 8 使用电阻的VCE退饱和和保护

在IGBT打开且处于导通状态下时，上述MOSFET关闭。随着 V_{CE} 降低（图8中的蓝色曲线）， C_{ax} 电势从COMx被充电至IGBT饱和电压（如图8中的红色曲线所示）。 C_{ax} 充电所需的时间取决于直流母线电压、电阻值 R_{ax} 和电容值 C_{ax} 。对于1200V和1700V IGBT，建议设置 $R_{ax}=120k\Omega$ 。对于600V IGBT，建议值为 $R_{ax}=62k\Omega$ 。相应的短路响应时间在对应的应用手册中已被给出，该响应时间所对应的短路情形所指的最低母线电压大约为 $25V \cdot R_{VCEx} / R_{ax}$ 。请注意，短路响应时间将会随着直流母线电压的降低而增大，而IGBT在短路情况下耗散的能量则通常保持在相同水平甚至更低。

图9中的二极管D1的漏电流必须极低，阻断电压必须超过40V（例如，BAS416）。必须明确地避免使用肖特基二极管。

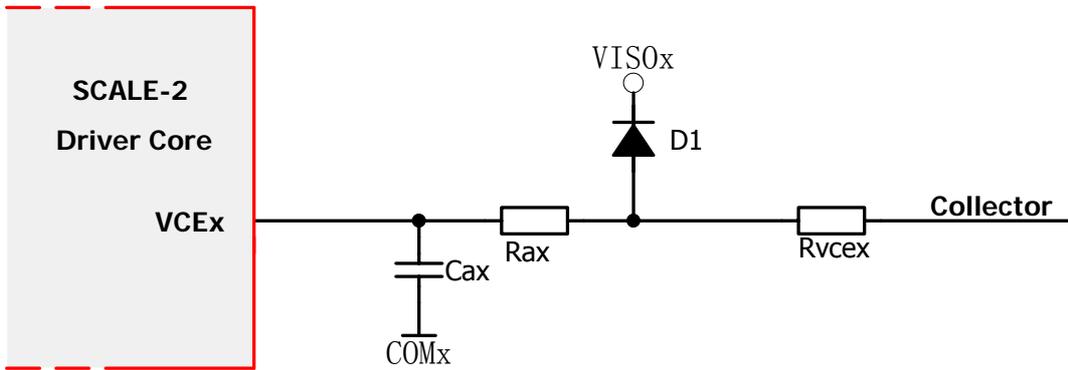


图 9 使用电阻的退饱和保护的推荐电路

注：相关的元件 C_{ax} 、 R_{ax} 、 R_{thx} 和D1必须尽可能地放置在靠近驱动器的位置。必须避免大的集电极-发射极环路。请参考2BB0435T的布局提议：

www.igbt-driver.com/go/2BB0435T

使用二极管检测的退饱和保护

SCALE-2技术还可利用高压二极管实现退饱和和保护，如图10所示。但是，与使用电阻相比，使用高压二极管有一些劣势：

- 与集电极-发射极电压的变化率 dv_{ce}/dt 相关的共模电流：高压二极管的结电容 C_j 很大。这些电容与 dv_{ce}/dt 共同作用产生了流进和流出测量电路的共模电流 I_{com} 。

$$I_{com} = C_j \cdot \frac{dv_{ce}}{dt} \tag{公式3}$$

- 市场价格：高压二极管比标准0805/150V或1206/200V SMD电阻器价格更贵。
- 可获得性：从市场上采购标准厚膜电阻相对更方便一些。
- 稳定性有限：在较低的 V_{CE} 水平下反应时间不会增大。然而，在较高IGBT温度、较高集电极电流、谐振开关操作或相移PWM的情况下可能会发生保护动作被错误触发，特别是参考电压 V_{thx} 设置为大约10V以下的值时。参考电压的上限被限制为大约10V，这可能会造成IGBT利用率有限：集电极电流可能会被限制在两倍额定电流以内的值，或者短路耐受能力将会降低。

在IGBT关断状态期间，D4（和 R_{ax} ）将VCEx引脚设置为COMx电位，从而将电容 C_{ax} 预充电/放电到负电源电压，该电压相对于VEX大约为-10V。在IGBT导通时，电容 C_{ax} 通过 R_{ax} 充电。当IGBT集电极电位降低到某一水平时， C_{ax} 的电压被高压二极管D1和D2限制住。 C_{ax} 两端电压的计算公式如下：

$$V_{cax} = V_{CEsat} + V_{F(D1)} + V_{F(D2)} + (330\Omega \cdot \frac{(15V - V_{CEsat} - V_{F(D1)} - V_{F(D2)})}{(R_{ax} + 330\Omega)}) \tag{公式4}$$

参考电压 V_{refx} 需要高于 V_{cax} 。参考电压通过电阻 R_{thx} 设置。参考电压通过参考电流（典型值为150 μA ）和参考电阻 R_{thx} 计算得出：

$$V_{refx} = 150\mu A \cdot R_{thx} \tag{公式5}$$

应用指南

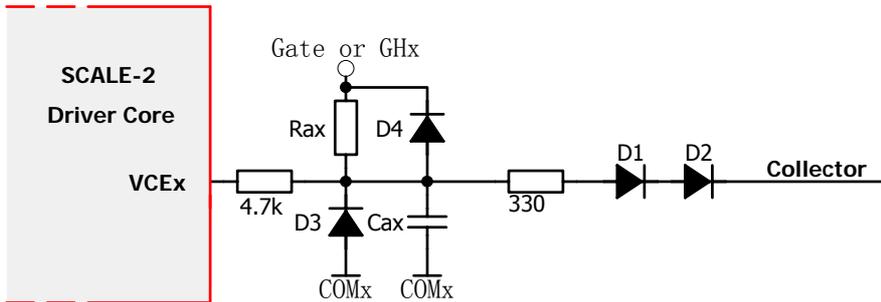


图 10 使用二极管进行检测的退饱和保护的推荐电路

建议D1和D2使用标准工频整流二极管，例如1N4007（1200V IGBT使用两个二极管，1700V IGBT使用三个二极管）。D3和D4必须是高速二极管（例如，BAS316）。必须避免使用肖特基二极管。

R_{ax} 的电阻值可通过以下公式计算，以便设定开通时所需的响应时间 T_{ax} ：

公式6

$$R_{ax} [k\Omega] \approx \frac{1000 \cdot T_{ax} [\mu s]}{C_{ax} [pF] \cdot \ln\left(\frac{15V + |V_{GLx}|}{15V - V_{refx}}\right)}$$

V_{GLx} 是驱动器输出的关断电压的绝对值。它取决于驱动器的负载大小，可在驱动器数据手册/3/中找到。

推荐的高压二极管D1/D2以及 R_{ax} 和 C_{ax} 的值为：

- 高压二极管： 2个1N4007，用于1200V IGBT
3个1N4007，用于1700V IGBT
- $R_{ax}=24k\Omega \dots 62k\Omega$
- $C_{ax}=100pF \dots 560pF$

请注意， C_{ax} 必须包括PCB和二极管D3的寄生电容。

另请注意，瞬时 V_{ce} 阈值电压的计算方法是引脚REFx上的电压（流经 R_{thx} 的电流为 $150\mu A$ ）减去 330Ω 电阻两侧的电压以及D1和D2两侧的正向电压。

请注意，最短关断状态所持续的时间不应低于大约 $1\mu s$ ，以使其不足以减少下一个导通脉冲的响应时间。

举例：必须使用 $R_{ax} \approx 46k\Omega$ ， $C_{ax}=150pF$ ， $R_{thx}=33k\Omega$ 且 $V_{GLx}=9V$ ，则响应时间将被定义为 $6\mu s$ 。

屏蔽SCALE-2的 $V_{CE\ sat}$ 检测功能 (不包括2SC0108T)

要屏蔽驱动核的 $V_{CE\ sat}$ 检测功能，需要在VCEx和COMx之间放置一个不小于1kΩ的电阻。

参考电阻 R_{thx} 可选择33kΩ到无穷大，即REFx引脚可以保留为开路。

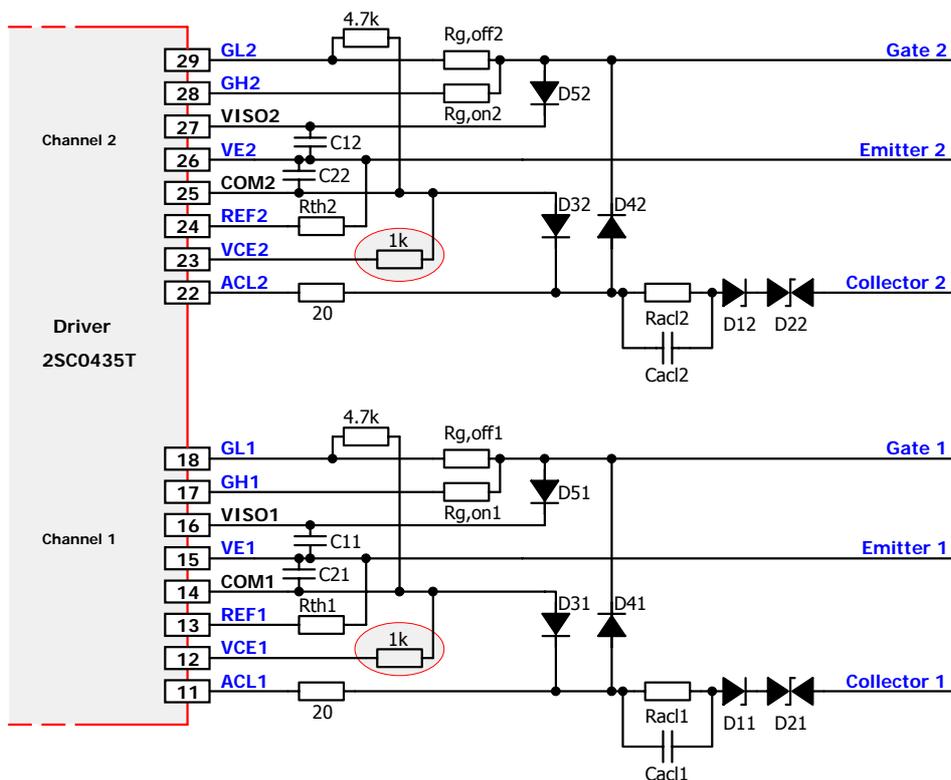


图 11 屏蔽SCALE-2驱动核的 $V_{CE\ sat}$ 检测功能 (2SC0435T示例)

输入信号INA和INB的窄脉冲抑制

SCALE-2驱动器的信号传输延迟极短，通常小于90ns。其中包括35ns的窄脉冲抑制时间。这样可以避免可能存在的EMI问题导致的门极误触发。图12举例说明了在SCALE-2内部窄抑制时间不够长的情况下如何增大最小脉冲抑制时间。

图12显示不建议直接将RC网络应用于INA或INB，因为传输延迟的抖动会显著升高。建议使用施密特触发器以避免这种缺点。

请注意，如果同时使用直接并联与最小脉冲抑制，建议在施密特触发器后将驱动器的输入INA/INB并联起来。建议在直接并联应用中不要为每个驱动核单独使用施密特触发器，因为施密特触发器的延迟时间的误差可能会较高，导致IGBT换流时动态均流不理想。

应用指南

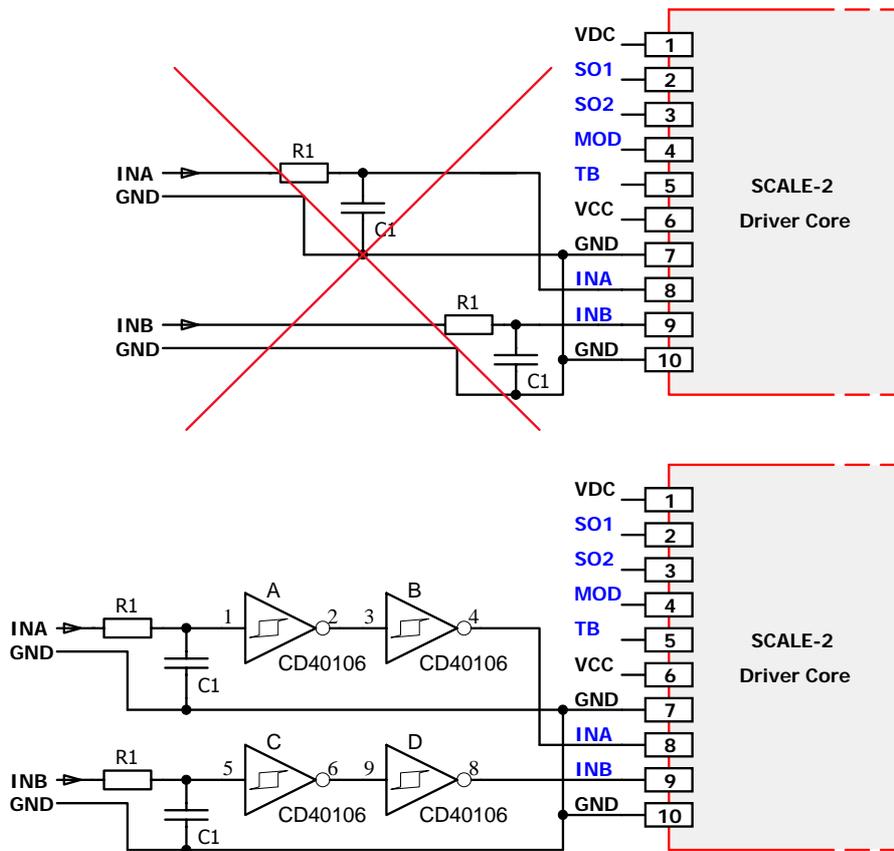


图 12 SCALE-2驱动核的INA和INB的最小脉冲抑制

R_1/C_1 与15V供电的施密特触发器CD40106的组合可实现最小脉冲抑制。例如，如果开通电平为10V，关断电平为5V，则施密特触发器输入回差为5V。如果 IN_x 以15V逻辑电平开通，电容 C_1 将通过 R_1 充电，当 C_1 两侧的电压达到10V时，施密特触发器将会翻转。如果 IN_x 下降（关断指令），且电容 C_1 两侧的电压低于5V时，施密特触发器将会翻转。在示例中，我们使用了两个施密特触发器非门，因此输入信号不需要取反。

开通信号的最小脉冲抑制时间 $T_{min,on}$ 的计算公式如下：

$$T_{min,on} = R_1 \cdot C_1 \cdot \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{TH,high}}\right) \quad \text{公式7}$$

其中， $T_{H,high}$ 是施密特触发器阈值上限， V_{DD} 是 IN_x 的逻辑电平。

关断信号的最小脉冲抑制时间 $T_{min,off}$ 的计算公式如下：

$$T_{min,off} = R_1 \cdot C_1 \cdot \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{TH,low}}\right) \quad \text{公式8}$$

其中， $T_{H,low}$ 是施密特触发器阈值下限， V_{DD} 是 IN_x 的逻辑电平。

举例：

- 对于 $T_{min,on}=500\text{ns}$ ， $R_1=3.3\text{k}\Omega$ ， $V_{TH,high}=10\text{V}$ ， $V_{DD}=15\text{V}$ 的应用，我们获得的 $C_1=138\text{pF}$
- 对于 $T_{min,off}=1\mu\text{s}$ ， $R_1=3.3\text{k}\Omega$ ， $V_{TH,low}=5\text{V}$ ， $V_{DD}=15\text{V}$ 的应用，我们获得的 $C_1=276\text{pF}$

提升输入信号INA和INB的抗噪声性能

典型情况下，当INA/INB升高到大约2.6V的阈值电压时，所有SCALE-2驱动核将会开启相应的通道。而关断阈值电压大约为1.3V。因此，回差为1.3V。在有些噪声干扰很严重的应用中，升高输入阈值电压有助于避免错误的开关行为。为此，按照图13在尽可能靠近驱动核的位置放置分压电阻R₂和R₃。确保分压电阻R₂和R₃与驱动器之间的距离尽可能小对于避免在PCB上引起干扰至关重要。

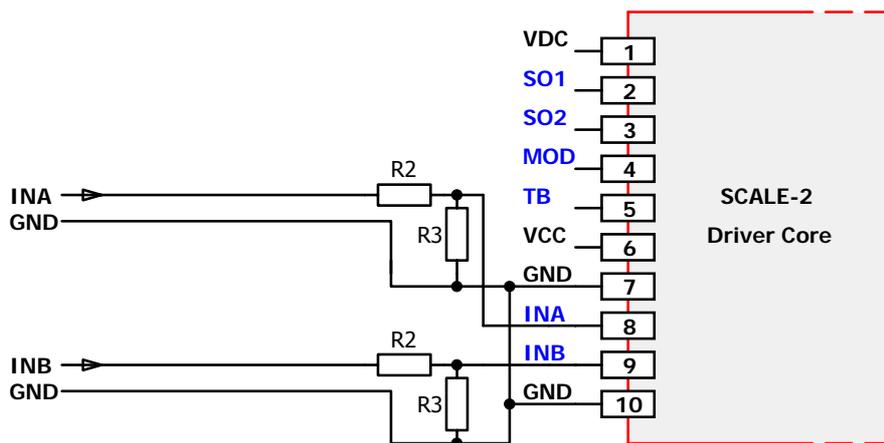


图 13 提高SCALE-2驱动核的INA和INB的阈值电压

举例：在开通瞬间，假设R₂=3.3kΩ，R₃=1kΩ，INA=+15V。在没有R₂和R₃的情况下，INA达到2.6V后驱动器立即导通。分压网络可将开通阈值电压升高至大约11.2V，关断阈值电压则提升至大约5.6V。在此例中，INA和INB信号的驱动器在IGBT导通状态下必须持续提供3.5mA的电流。

SOx故障输出的应用

SOx故障输出端有20mA的驱动能力。与主控制器的距离越长，SOx线路对EMC越敏感，因为普通控制器输入的阻抗比较高。如果未检测到故障状况，SOx输出为高阻抗。因此，很容易有电压尖峰被感应出来。图14（上图）中将上拉电阻R₄放置在SOx线路末端靠近控制器的一侧的方案是不推荐的。图14中显示的两种解决方案（中图和下图）可以解决这个问题：

- 1) 将缓冲器按照图14（中图）放置在靠近驱动器SOx端子的位置。建议使用R₄>1kΩ的上拉电阻上拉至VCC。如果发生故障，相应的SOx输出将被拉到GND。建议将该电阻放置得尽可能靠近驱动器。图中100Ω电阻可保护缓冲器免受电磁干扰。下拉电阻R₅可保护控制器输入免受电压尖峰影响。
- 2) 在图14（下图）中，由10Ω电阻和肖特基二极管构成的保护网络可保护驱动器的SOx输出。

应用指南

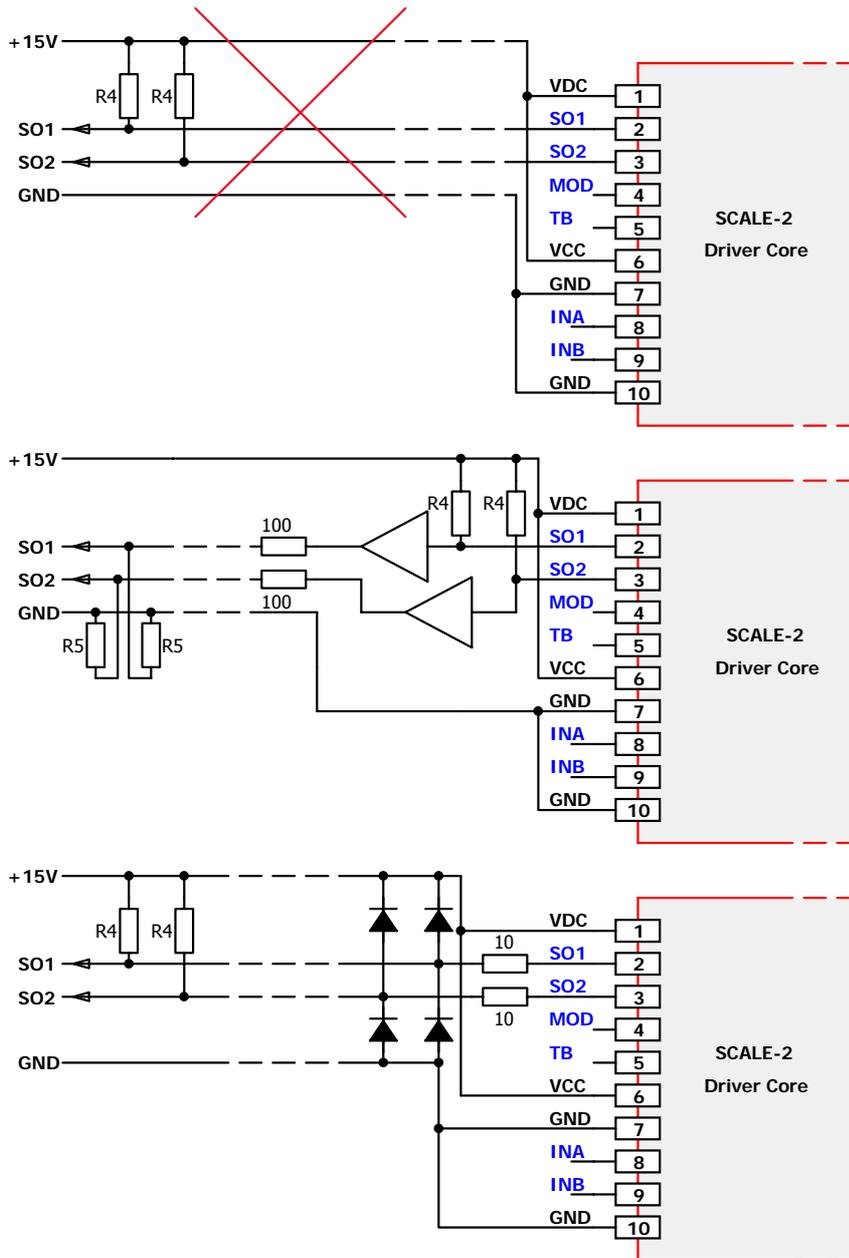


图 14 长距离传输SOx故障信号的方法

VEx的端特性

VEx与发射极电位相对应。它是SCALE-2的ASIC内部生成的电位。在正常工作期间，引脚VISOx和VEx之间的电压可被稳定在+15V的额定值。这通过SCALE-2的副边ASIC IGD的内部电流源和电压测量来实现。它的最大拉电流/灌电流能力限制在 $\pm 2.5\text{mA}$ ，以避免ASIC在工作期间过热。

如果VISOx和COMx之间的副边电压开始下降，首先VISOx和VEx的电压差仍被稳定在15V，而VEx和COMx之间的电压则继续下降，并最多可降低至5.5V。如果VISOx至COMx的电压仍然继续降低，则VEx至COMx的电压会被稳定在5.5V，且VISOx至VEx的电压开始降低。此功能可确保驱动器即使在电源欠压的情况下也能正确关断IGBT。

在VIS0x和VEx之间或VEx和COMx之间不应施加静态负载，以免干扰VIS0x和VEx之间的+15V稳压。如有必要，可在VIS0x和COMx之间施加静态负载（例如，用于外部电子功能的电源负载）。图15举例说明了这种情况。

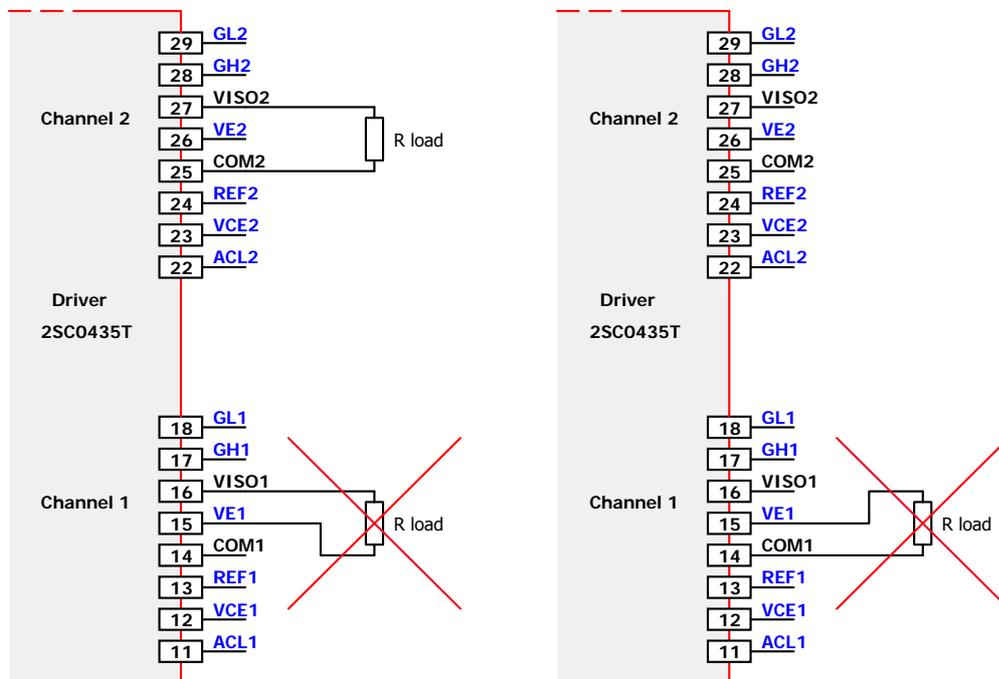


图 15 允许的VIS0x、VEx和COMx外部负载（2SC0435T示例）

请注意，不允许在图16中所示的门极和发射极之间插入电阻，那样也将会给+15V稳压器增加静态负载。

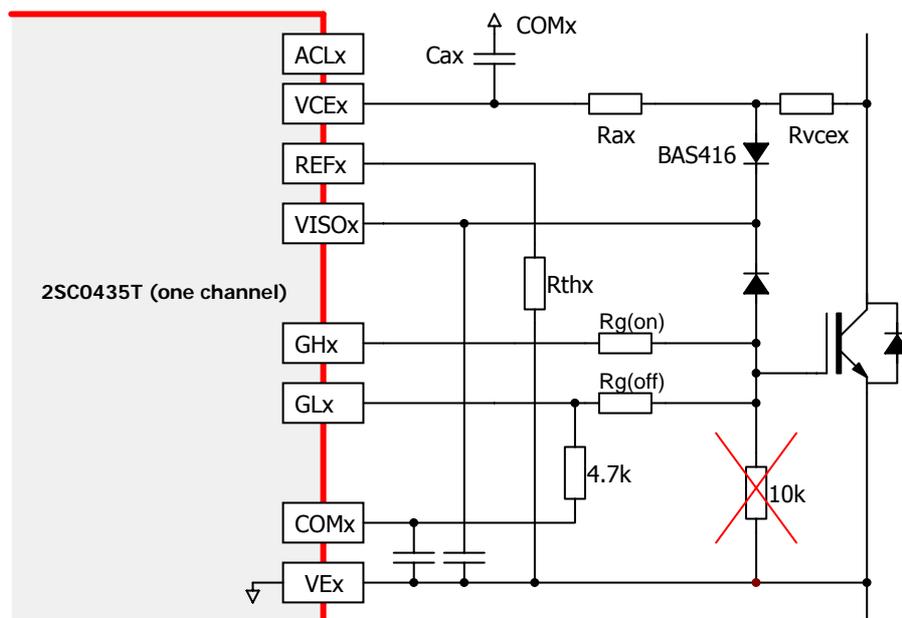


图 16 不允许在门极和发射极之间使用电阻（2SC0435T示例）

应用指南

V_{Ex} 上的电压（以及由此获得的门极-发射极电压）也可通过外部电路设置为具体的自定义值，方法是通过外部元件（例如，电阻与齐纳二极管组合）或线性稳压器控制 V_{Ex} 上的内部2.5mA DC电流。但是请注意，在带电工作期间不允许将 V_{Ex} 短接到 COM_x ，否则可能会引起驱动器故障。

对支撑电容 $C1_x$ 和 $C2_x$ 的要求

SCALE-2驱动器在DC/DC电源的副边侧配有支撑电容（关于电容数值，请参阅相应的驱动器数据手册/3/）。这些支撑电容允许功率半导体（特征为门极电荷）的门极电容通过N沟道MOSFET的推动级快速充电和放电。

对于IGBT或MOSFET，建议对于每 $1\mu C$ 的门极电荷，对应着至少 $3\mu F$ 的支撑电容。SCALE-2驱动核上缺少的支撑电容必须从外部添加。

支撑电容必须放置在 $VISO_x$ 和 V_{Ex} 之间（图17中的 $C1_x$ ）以及 V_{Ex} 和 COM_x 之间（图17中的 $C2_x$ ）。它们必须连接在尽可能靠近驱动器端子引脚的位置以使电感最小。建议对 $C1_x$ 和 $C2_x$ 使用相同的电容值（IGBT模式）。建议使用耐压 $>20V$ 的陶瓷电容。请注意，在上电过程中，由于SCALE-2驱动器的软启动功能，电容的充电电流会被限制住。

如果所需的电容 $C1_x$ 或 $C2_x$ 的值超过相应的说明或应用手册中指定的最大值，请联系CONCEPT的技术支持部门。

请注意，建议不要使用电解电容，例如钽电解电容。

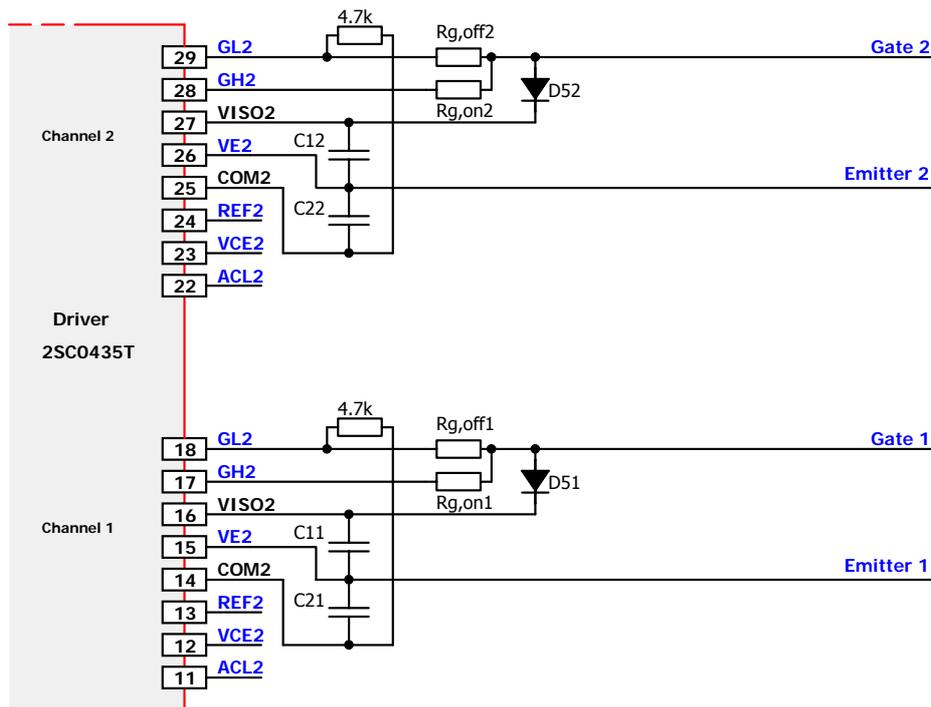


图 17 在副边使用外部支撑电容（2SC0435T示例）

轨到轨输出和门极-发射极电压箝位

CONCEPT SCALE-2驱动器使用N沟道输出级，如图18中所示。在功率半导体门极输入充电完成后，N沟道MOSFET上的电压降几乎为零。因此，SCALE-2驱动器具有轨到轨的输出功能。

轨到轨输出在驱动功率半导体时有多种优势。第一个优势是VISOx电压可以被稳定在+15V。使用肖特基二极管（图18中的D5），门极电压可被箝位在稳定的+15V。这样可避免门极电压升高，从而降低IGBT短路电流I_{sc}和能量，因为前者高度依赖于门极-发射极电压V_{ge}：

$$I_{sc} = f(V_{ge}) \tag{公式9}$$

此处所述的门极箝位比使用瞬态抑制二极管的门极箝位更高效。后者在IGBT短路时不能将门极电压限制在15V，因为考虑到元件的误差和温度特性，以避免TVS产生静态导通并由此使V_{ge}=15V过载，所以箝位电压的设置需要留出裕量。

第二个优势是在驱动器关断时防止功率半导体的寄生导通现象。在那种情况下，功率半导体上的门极-发射极电压为零，如果集电极-发射极电压V_{ce}按给定的dV_{ce}/dt升高，则电流I_g会通过密勒电容C_{Miller}流入门极回路：

$$I_g = C_{Miller} \cdot \frac{dV_{ce}}{dt} \tag{公式10}$$

在图18中使用D5后，电流I_g将会向支撑电容C12和C22充电。C12和C22上的电压通常在低位。因此，功率半导体无法发生寄生导通。此功能也可用于STO（安全转矩工作）。

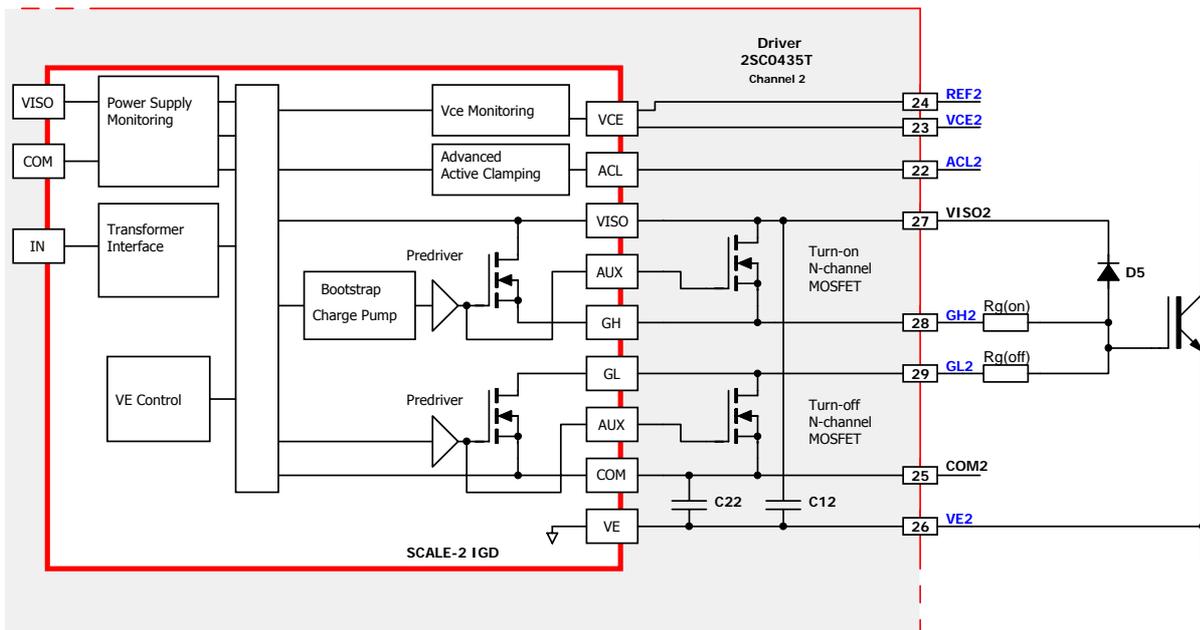


图 18 轨到轨输出和门极-发射极箝位（2SC0435T示例）

请注意，此处所述的门极-发射极箝位在2SC0108T驱动器上无法实现，因为VISOx无法从外部获得。此时应使用TVS进行门极-发射极箝位。

将双通道驱动器并联成单输出

双通道驱动核可以配置为两倍输出功率和峰值电流的单驱动核。

建议按照下面的方式和图20中的电路，以将两个驱动器通道合并到一个逻辑通道（不包括2SC0108T）：

- 必须选择直接模式（MOD引脚拉到GND）。
- 两个输入信号INA和INB必须连接在一起。
- 两个副边发射极电位VE1和VE2必须连接在一起。
- 建议对一个通道屏蔽退饱和保护，而对另一个通道启用。
- 参考值 V_{th2} 通过 $R_{th2}=68k\Omega$ 设置为10V。
- 两个通道都需要门极电阻来使驱动器输出级解耦。驱动器通道在驱动电阻的IGBT门极侧连接在一起。两个通道对应的开通电阻和关断电阻必须分别相同，且阻值的误差需要 $\leq 5\%$ （建议为1%）。
- 有源箝位在驱动器关断IGBT时控制推动级的关断MOSFET，因此，两个通道的高级有源箝位引脚ACLx都必须按照图20那样连接到20 Ω 电阻。
- 两个故障信号SO1和SO2可连接到单故障信号SO。
- 只要在SO上检测到故障，PWM输入信号就必须立即拉到GND以关断任何可能尚未关断的驱动器通道。忽略这一点可能会造成驱动器热损坏，因为一个驱动器在发生故障时关断，而另一个仍然导通，导致驱动器上的功耗过高。在SO故障信号再次升高之前（即没有故障信号），不应激活PWM输入。这对于避免只有一个通道发生开关动作极为重要，因为两个驱动通道的阻断时间未必精确地保持一致。

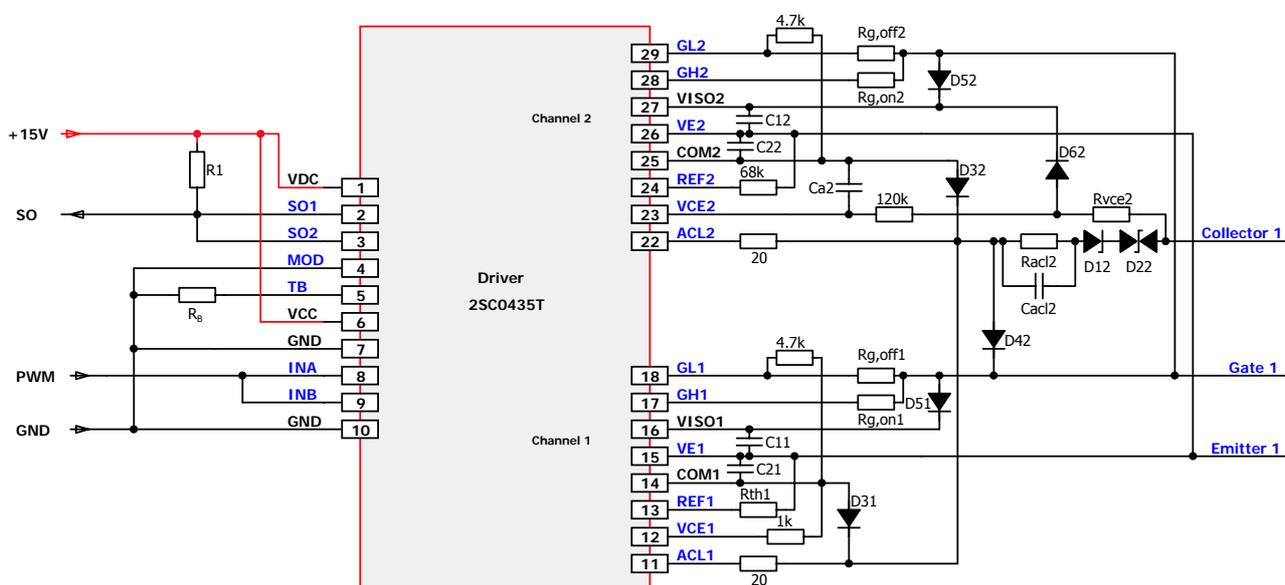


图 20 将双通道驱动器并联成单输出（2SC0435T示例）

应用指南

将2SC0108T上的两个驱动通道并联使用与所有其他SCALE-2驱动核的办法相似。主要的差别在于没有高级有源箝位。如果使用（基本）有源箝位，TVS链直接连接到门极（参见图21）。

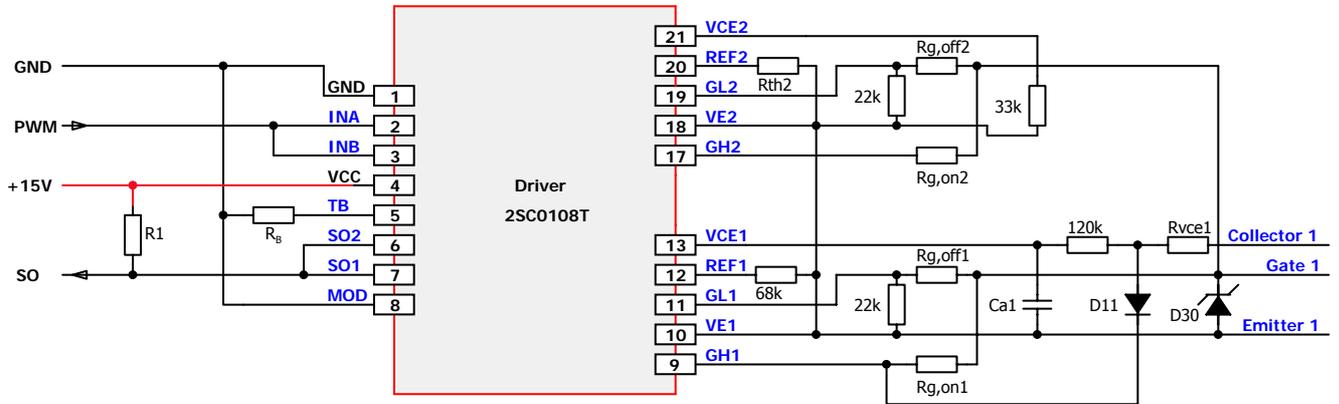


图 21 并联2SC0108T的两个驱动通道

在斩波器应用中屏蔽一个通道

有些情况下只需要单通道驱动器，例如斩波器工况，如母线上的制动单元。在此类应用中单通道驱动器不一定能在市场上找到或者在价格上不合适。因此，可以使用双通道驱动核并屏蔽其中一个通道。

建议按照下面的方法操作以屏蔽一个驱动器通道：

- 相应的信号输入INx必须拉到GND。
- 故障反馈SOx可保留为开路。
- 必须选择直接模式（MOD引脚拉到GND）。
- 通道的副边可保留为开路（不连接）。

门极驱动器在变换装置中的位置

温度以及磁场和电场都会影响信号级电子电路的功能。在功率电子系统中正确选择的门极驱动器的位置有助于防止系统功能异常和减少EMI的影响。

CONCEPT SCALE-2门极驱动器通常适用于温度不超过+85°C的环境。过高的温度主要会限制DC/DC电源的功率。在最糟的情况下，DC/DC变压器的磁芯会达到饱和，驱动核会被损坏。在变换装置中，门极驱动器的位置如果靠近散热片或功率半导体，务必确认驱动器周围的温度不会超过其最大的允许温度。

此外，大电流会产生强磁场，高电压会产生强电场，再加上开关速度也很高，这些磁场和电场所形成的环境对门极驱动器上的信号电子元件极为恶劣。下面我们会详细说明这一点。

位于17mm IGBT模块上方的2SC0108T和2SC0435T

17mm 的IGBT模块在电力电子应用中越来越流行。Fuji、Infineon、IXYS、Mitsubishi、Semikron和Danfoss Silicon Power等众多生产厂商在市场上供应多种17mm封装的IGBT模块。

建议不要直接在IGBT模块上面使用2SC0108T或2SC0435T驱动器，特别是在17mm IGBT模块上面。开通和关断瞬间以及特别是在IGBT短路期间的磁场耦合可能会造成驱动器失灵。

AC和DC母线

由于三明治结构，层叠直流母排通常产生较低的外部磁场和电场。因此，只要绝缘和电气间隙充足，门极驱动器可位于直流母排的上方或下方。

但是，涉及交流输出或桥臂输出母排的情况则有所不同。输出电流在输出母线周围产生磁场，电场的变化速度通常很高。如果驱动器直接放置在AC母排上方或下方，可能需要进行屏蔽。这可以采用铁板（用于低频屏蔽）或厚铝板或铜板（用于高频屏蔽）。流经屏蔽层的涡流电流将会部分补偿驱动器附近产生的磁场。

但是，通常建议AC母排和驱动器保持一个最小距离（通常几厘米就已足够），以降低磁场对驱动器的影响。一般来说，导通的电流与信号电子元件的相互距离越近，发生电磁影响的风险越高。

应用指南

PCB的电气间隙和爬电距离

下面关于几种标准的电气间隙和爬电距离的考虑假定在海拔2000m以内，污染等级为2 (PD2)，过压类别为II (OV II):

	说明	1700V阻断电压 的额定爬电电压	爬电距离	电气间隙的额定 脉冲电压	电气间隙
EN50178	用于功率安装的 电子设备	1250V	基本绝缘: 6.3mm 加强绝缘: 12.6mm	额定电压: 1700V	基本绝缘: 6.5mm 加强绝缘: 12.3mm
IEC60664-1	低压系统中的设备的 绝缘配合	1000V	基本绝缘: 5mm 加强绝缘: 10mm	基本绝缘: 6kV 加强绝缘: 8kV	基本绝缘: 5.5mm 加强绝缘: 8mm
IEC60077-1	用于火车的电气设备	1200V	基本绝缘: 8.6mm	基本绝缘: 6kV 加强绝缘: 10kV	基本绝缘: 5.5mm 加强绝缘: 11mm
IEC61800-5-1	可调速电力传动系统	1250V	基本绝缘: 6.3mm 加强绝缘: 12.6mm	基本绝缘: 6kV 加强绝缘: 8kV	基本绝缘: 5.5mm 加强绝缘: 8mm

表 1 多种标准所需的爬电距离和电气间隙摘要

海拔超过2000m时应用门极驱动核

CONCEPT的门极驱动核按照EN50178的爬电距离和电气间隙标准开发。它们还可满足IEC60664-1中规定的爬电距离和电气间隙的要求。

例如，对于1700V的IGBT电压等级，欧洲和国际标准要求加强绝缘的电气间隙达到12.3mm，爬电距离达到12.6mm。CONCEPT SCALE-2驱动核满足这些要求（请参考相应的数据手册）。

虽然裕量充足，但仍应注意这些要求假定的气压不低于海拔2000m处的气压值。对于海拔超过2000m的情况，表A.2中描述了用于不同海拔和气压的IEC60664-1标准的电气间隙校正因子。例如，最大额定绝缘电压为1700V，2SC0108T驱动器的最大海拔为2000m。这样，如果是更高海拔的应用且必须满足相应的标准，则需要降低最大允许额定绝缘电压，或使用下一档更大的CONCEPT IGBT驱动器。因此，按照IEC标准，在海拔不超过2900m的地点，可使用2SC0435T驱动器。

请注意，忽视这些要求可能会造成IGBT驱动器和IGBT模块受损。

PCB布局

为SCALE-2 IGBT驱动核正确设计转接板的PCB布局对于确保驱动器正常工作至关重要。如果忽视基本的PCB设计规则，将难以成功运行。

为功率电子应用设计PCB的一个重要原则是与不同的高压电位相关的PCB层不得交叠，如图23中所示。如果出现这种情况，在不同高压电位之间将会出现很大的耦合电容，导致开关操作期间PCB上产生过大的共模电流 I_{com} 。此外，长期绝缘可靠性也可能会有问题。

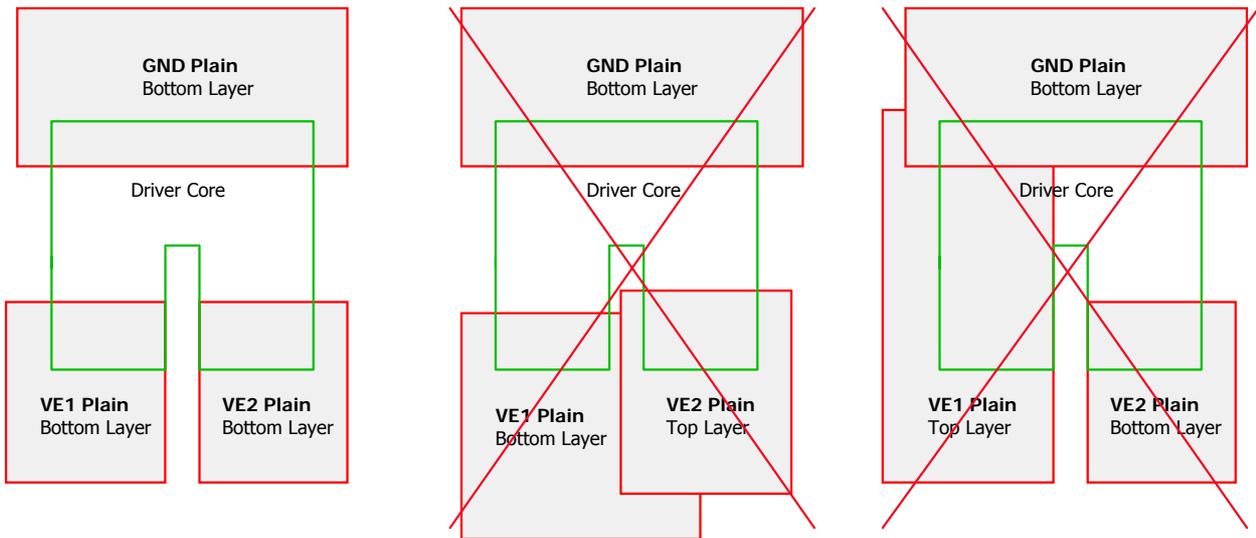


图 23 SCALE-2驱动器转接板的PCB布局

公式11和12描述如何计算在集电极-发射极电压变化速度为 dV_{ce}/dt 的IGBT换流时，不同PCB层中的交叠平面相关的共模电流 I_{com} ：

$$C_{PCB} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{A}{l} \tag{公式11}$$

A是高压电位的交叠面积，l是两个PCB层之间的距离， $\epsilon_r=5$ ， $\epsilon_0=8.85pF/m$ 。

$$I_{com} = C_{PCB} \cdot \frac{dV_{ce}}{dt} \tag{公式12}$$

这些规则不仅适用于铺地层（例如，地和发射电位）。所有其他存在大电位差开关的信号线也都必须遵守此规则。举例来说，高端集电极电位出于这个原因也不应跨过PCB布局上的低端门极信号。

CONCEPT开发出了以下基板，展示如何实现驱动核的正确布局：

适用于2SC0108T的2BB0108T（请参考www.igbt-driver.com/go/2BB0108T）

适用于2SC0435T的2BB0435T（请参阅www.igbt-driver.com/go/2BB0435T）

电路原理图、BOM甚至Gerber文件都可以从指定的Internet网页上获得。

图24和25所示为布局示例。

应用指南

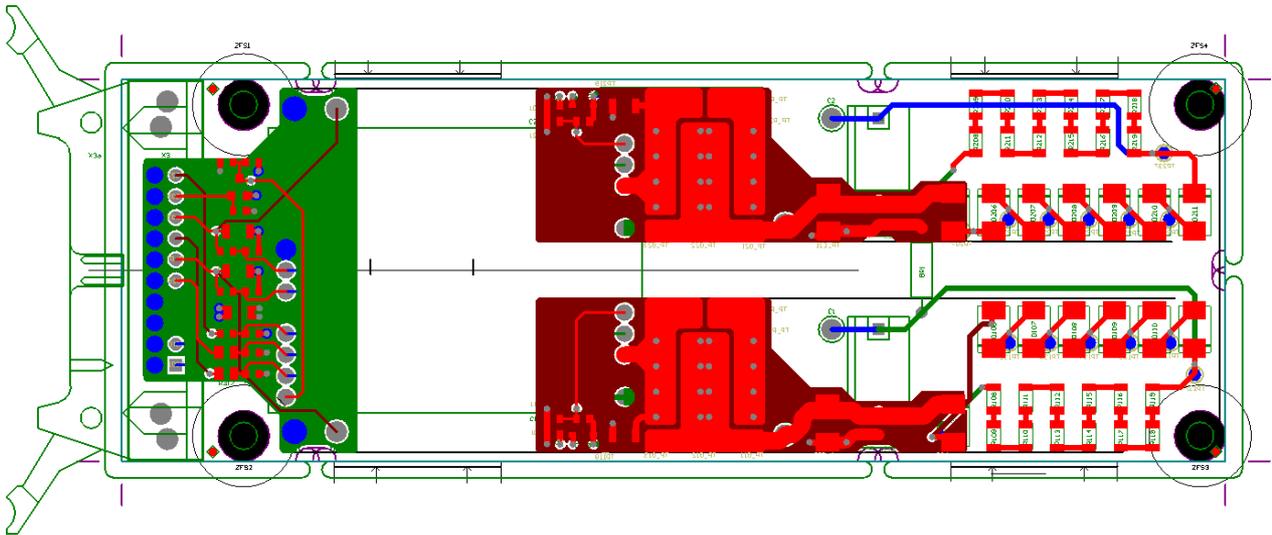


图 24 CONCEPT基板2BB0108T的PCB布局



图 25 CONCEPT基板2BB0435T的PCB布局

典型应用故障

对驱动器的影响	影响	原因	纠正措施
原方DC/DC MOSFET损坏或 LDI ASIC损坏 (2SC0108T)	DC/DC过载	<ul style="list-style-type: none"> 开关频率过高 INA或INB上的噪声太高 局部放电 门极、发射极、VEx、VISOx或COMx短路 使用尺寸过大的门极/发射极电容C_{GE} 门极电荷Q_g过高 门极LC振荡 环境温度过高 陶瓷电容损坏 	<ul style="list-style-type: none"> 选择下一档更强大的门极驱动器，或降低开关频率 EMI防护，例如最小脉冲抑制 主要是PCB布局故障；检查所有电气间隙和爬电距离 装配或布局故障 计算C_{GE}对应的功耗 计算Q_g对应的功耗 消除门极回路中过高的电感 将环境温度降低到85°C以下 避免工艺流程中或弯折PCB时的机械应力
LDI ASIC损坏		<ul style="list-style-type: none"> VDD>16V SOx处的上拉电阻值太小 ESD处理不当 超过1700V的最大绝缘电压 	<ul style="list-style-type: none"> 将VDD限制为16V 升高电阻值 改进ESD处理 通过有源箝位等方式降低V_{ce}过压，或更改为更高的IGBT阻断电压
IGD ASIC损坏	高级有源箝位反馈过强(>3us)	<ul style="list-style-type: none"> 直流母线电压过高 杂散电感过高 	<ul style="list-style-type: none"> 总体设计故障，更改为更高的IGBT阻断电压 改进DC母线（降低杂散电感）；不要向ACLx引脚施加超过40mA（平均值）的电流
IGD ASIC损坏		<ul style="list-style-type: none"> VISOx > 30V 	<ul style="list-style-type: none"> 将VDC限制为16V以内
短路且LDI、IGD或DC/DC MOSFET受损	陶瓷电容破裂	<ul style="list-style-type: none"> 工艺流程中，机械应力损坏；也可发生在最终的机械装配流程中 	<ul style="list-style-type: none"> 小心地完成机械处理和装配流程
并联IGBT之间的门极信号存在延迟不一致(>25ns)或抖动>5ns	初始传播延迟增加	<ul style="list-style-type: none"> 使用了半桥模式 驱动器输入信号的上升和下降沿缓慢 	<ul style="list-style-type: none"> 使用直接模式 在INA/INB前插入施密特触发器

应用指南

参考文献

- /1/ "Smart Power Chip Tuning", Bodo's Power Systems, May 2007
- /2/ "Description and Application Manual for SCALE Drivers", CONCEPT
- /3/ Data sheets of SCALE-2 driver cores, CONCEPT
- /4/ Application note AN-0901:Methodology for Controlling Multi-Level Converter Topologies with SCALE-2 IGBT Drivers, CONCEPT
- /5/ Application note AN-0904:Direct Paralleling of SCALE-2 Gate Driver Cores, CONCEPT

注：这些文档可从以下网站获得：www.IGBT-Driver.com/go/papers

法律免责声明

本数据手册对产品做了详细介绍，但不能承诺提供具体的参数。对于产品的交付、性能或适用性，本文不提供任何明示或暗示的担保或保证。

CT-Concept Technologie AG保留随时修改技术数据及产品规格，且不提前通知的权利。适用CT-Concept Technologie AG的一般交付条款和条件。

生产厂商

CT-Concept Technologie AG
Intelligent Power Electronics
Renferstrasse 15
CH-2504 Biel-Bienne
Switzerland(瑞士)

电话 +41 - 32 - 344 47 47
传真 +41 - 32 - 344 47 40

电子邮件 Info@IGBT-Driver.com
网站 www.IGBT-Driver.com

中文技术支持：
瑞士CT-Concept Technologie Ltd. 深圳代表处

400电话 +86 - 400 - 0755- 669
技术支持邮件 Support.China@IGBT-Driver.com

© 2011 CT-Concept Technologie AG - 瑞士。
我们保留在不作预先通知的情况下作任何技术改动的权利。

保留所有权利。
2011-08-09版