

## 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问题。此外，它还可通过详细举例说明如何成功地应用SCALE-2门极驱动核，帮助您加快开发速度。

本文涉及到的SCALE-2门极驱动核包括：**2SC0106T**、**2SC0108T**、**2SC0435T**、**2SC0650P**、**1SC2060P**、**2SC0535T**、**2SC0635T**和**1SC0450V**。

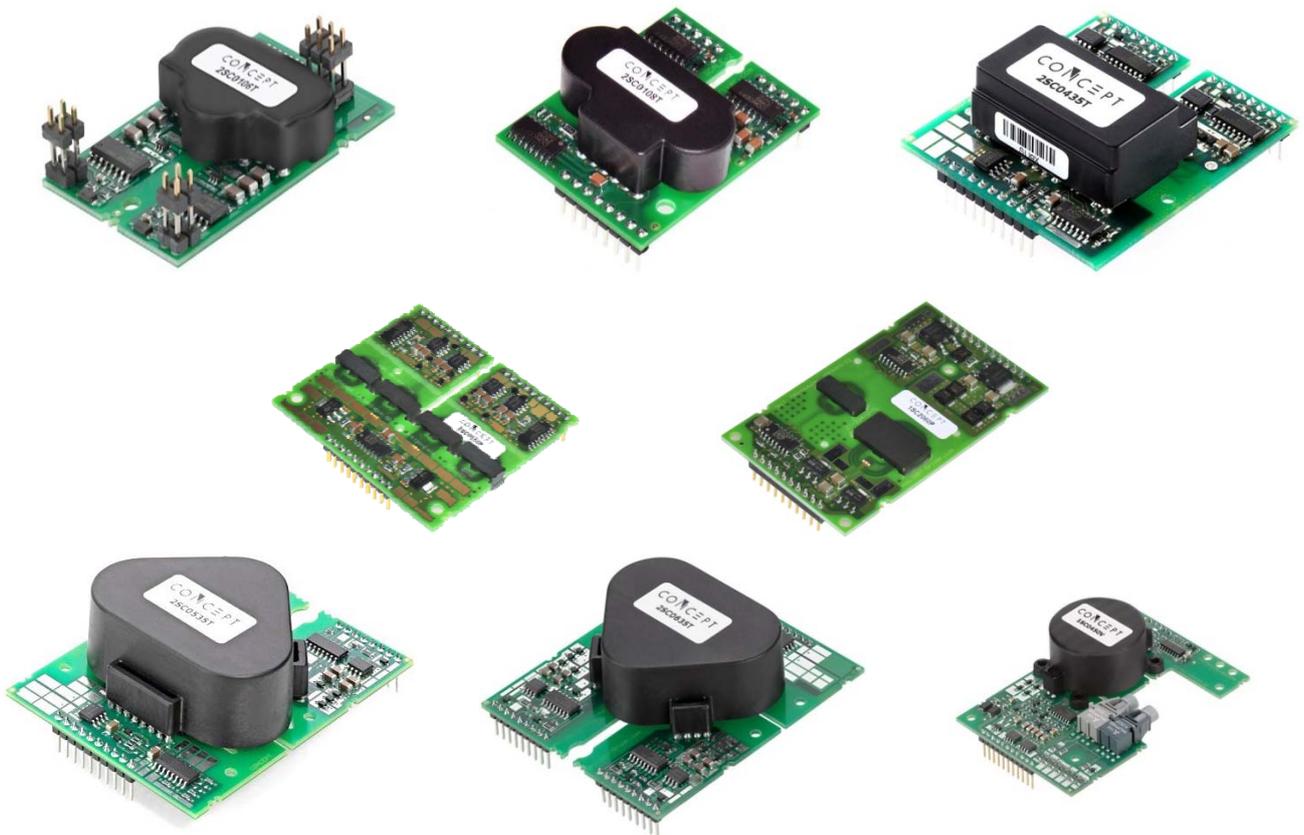


图1 SCALE-2门极驱动核

## 应用指南

## 目录

<b>SCALE-2产品的应用</b> .....	<b>3</b>
不同拓扑结构中的 <b>SCALE-2</b> .....	<b>3</b>
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驱动器在并联IGBT/MOSFET中的应用 .....	4
直接并联 .....	5
<b>应用电路</b> .....	<b>6</b>
输入信号INA和INB的窄脉冲抑制 .....	6
提升输入信号INA和INB的抗噪声性能（2SC0635T除外） .....	7
在配有电气接口的SCALE-2门极驱动器中使用外部光纤接口 .....	8
半桥模式 .....	9
半桥模式的外部实现 .....	10
在外部设置通道之间的最小互锁时间 .....	11
SOx故障输出的应用 .....	11
门极电阻的应用 .....	12
VEx端的特性 .....	13
对支撑电容 $C_{1x}$ 和 $C_{2x}$ 的要求 .....	15
使用SCALE-2门极驱动核的 $V_{CEsat}$ 检测功能（不包括2SC0108T） .....	16
屏蔽SCALE-2的 $V_{CEsat}$ 检测功能（不包括2SC0106T和2SC0108T） .....	19
屏蔽高级有源钳位功能 .....	20
轨到轨输出和门极钳位功能 .....	20
MOSFET模式（不可用于2SC0106T和2SC0108T） .....	21
将双通道驱动器并联成单输出（不可用于2SC0106T） .....	22
在斩波器应用中屏蔽一个通道 .....	23
<b>门极驱动器在变换装置中的位置</b> .....	<b>24</b>
驱动器安装在17mm IGBT模块的上方或靠近强磁场 .....	24
AC和DC母排 .....	24
<b>PCB布局</b> .....	<b>25</b>
PCB厚度 .....	25
隔离具有不同高压电位的区域 .....	25
铺地层的应用 .....	26
PCB的电气间隙和爬电距离 .....	27
在较高海拔时应用门极驱动核 .....	28
CONCEPT基板 .....	28
<b>典型应用故障</b> .....	<b>29</b>
<b>参考文献</b> .....	<b>30</b>
<b>法律免责声明</b> .....	<b>30</b>
<b>生产厂商</b> .....	<b>31</b>

## 应用指南

### 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。下面列出的是成功应用SCALE-2门极驱动器的关键要素：

- 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（门极驱动器的安装位置）
- 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，当半导体换流时，必须确保在外管处于导通状态时内管不会被关断，以免整个直流母线电压施加在相应的内管上。

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，则可能会发生上述事件。驱动器检测到故障后，会立即关闭相应的通道。（2SC0635T和1SC0450V例外，因为副方故障检测与IGBT关断之间的延迟可以进行设定，请参阅对应的产品文档/1/、/2/）。功率器件通常不能承受整个母线电压，只有采取充分的防护措施，才能防止功率器件被损坏。

SCALE-2的高级有源钳位功能可防止功率器件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通道提供特定的关断顺序——这种情况下可在故障反馈到控制器后，直接对整个桥臂所有器件施加关断指令。建议在故障反馈后向变换器内的所有IGBT驱动器施加关断指令，以达到稳定的系统状态。

另请参阅应用指南AN-0901 /3/或论文“采用先进的IGBT门极驱动器技术为多电平变换器提供安全驱动”/5/，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，驱动通道立即被关断（2SC0635T和1SC0450V例外，因为可以在副方故障时设定延迟）。因此，使用有源钳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钳位功能在实际设计中的效果。



## 应用指南

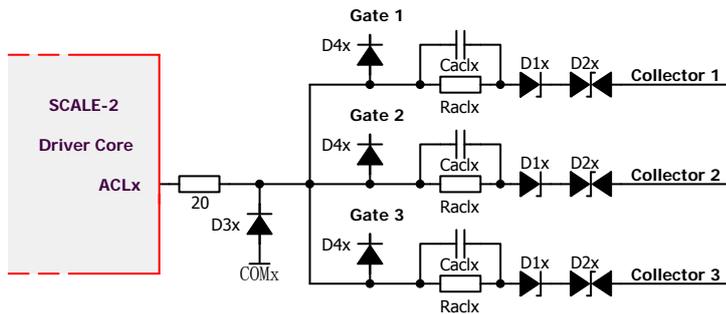


图3 使用单个公用驱动核驱动三个并联的IGBT/MOSFET的有源钳位

建议按图3所示的电路使用单个驱动核进行并联（2SC0635T和1SC0450V例外，因为D<sub>3x</sub>和20Ω电阻已包含在驱动核中，因此无需在外部使用）。如需TVS、R<sub>aclx</sub>、C<sub>aclx</sub>、D<sub>3x</sub>和D<sub>4x</sub>的规格信息，请参阅相应的应用手册/1/。请注意，必须至少有一个串联的TVS为双向型。

### 使用单个驱动核的并联应用中的V<sub>CEsat</sub>

通常，CONCEPT建议仅使用一个V<sub>CEsat</sub>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<sub>CEsat</sub>检测电路连接到其中一个并联IGBT/MOSFET即可。在短路的情况下，所有并联的IGBT会同时退饱和，最大短路电流会受到IGBT自身的限制。

建议不要将多个并联的上管IGBT的辅助集电极连在一起，因为：

- 可能会有较大的偏置电流，
- 可能会发生振荡。

此外，不建议通过V<sub>CEsat</sub>检测电路进行过流检测。

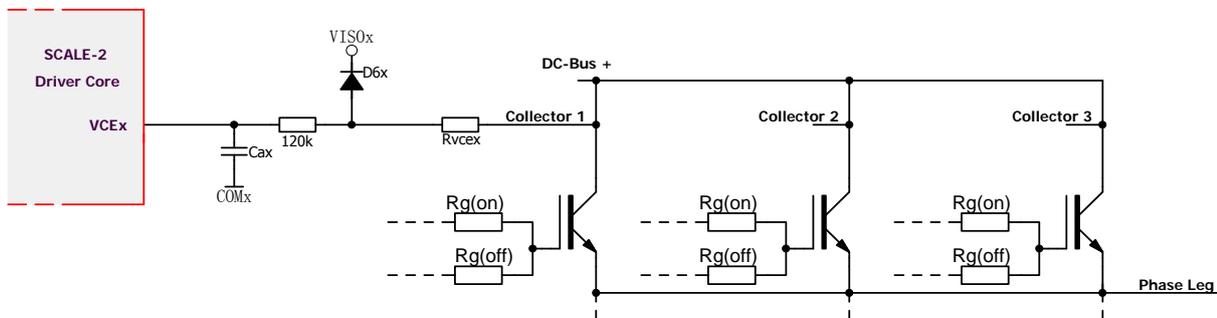


图4 使用单个驱动核驱动三个并联的IGBT的V<sub>CEsat</sub>检测电路

## 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）。本应用指南中提及的配有电气接口的所有驱动核都支持驱动器直接并联。

如果需要直接并联SCALE-2驱动器，请参阅应用指南AN-0904 /4/。

## 应用指南

## 应用电路

## 输入信号INA和INB的窄脉冲抑制

配有电气接口的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。为避免可能存在的EMI问题而导致门极误触发，输入端INA和INB可以配备额外的滤波器。图5举例说明了在SCALE-2内部窄脉冲抑制时间不够长的情况下，如何增大配有电气接口的驱动核的窄脉冲抑制时间。

图5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窄脉冲抑制，建议在施密特触发器输出端将驱动器的输入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。

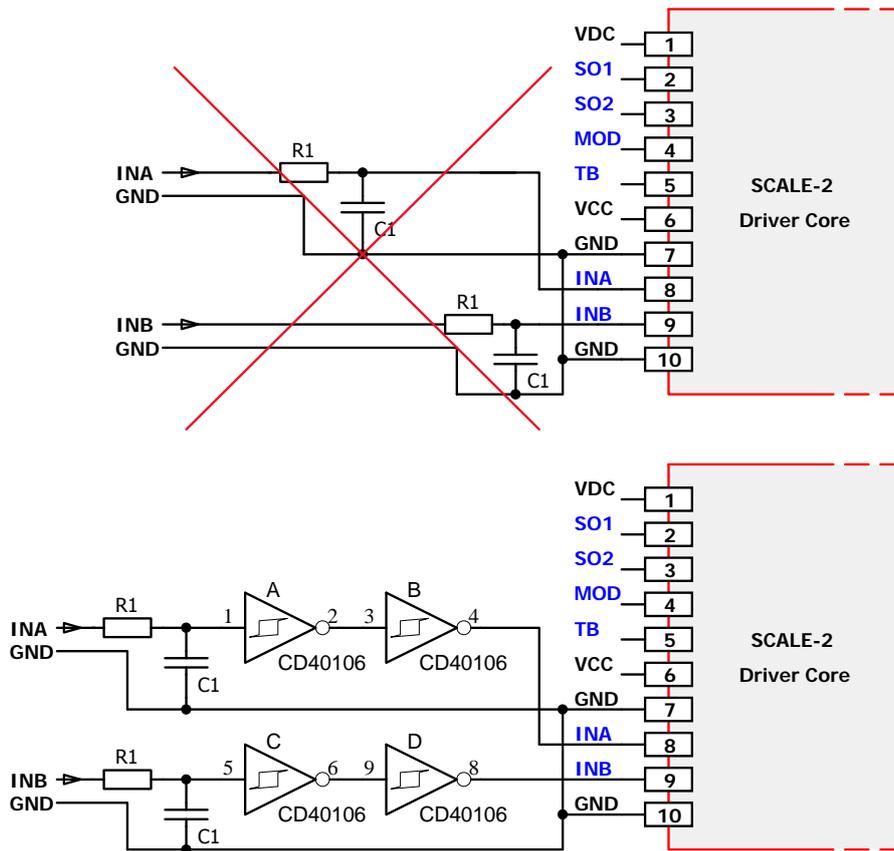


图5 SCALE-2驱动核的INA和INB的窄脉冲抑制

$R_1/C_1$ 与15V供电的施密特触发器CD40106的组合可实现窄脉冲抑制。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。

## 应用指南

开通信号的窄脉冲抑制时间 $T_{min,on}$ 的计算公式如下:

$$T_{min,on} = R_1 \cdot C_1 \cdot \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{TH,high}}\right) \quad \text{公式 1}$$

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

关断信号的窄脉冲抑制时间 $T_{min,off}$ 的计算公式如下:

$$T_{min,off} = R_1 \cdot C_1 \cdot \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{TH,low}}\right) \quad \text{公式 2}$$

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

举例:

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

## 提升输入信号INA和INB的抗噪声性能 ( 2SC0635T除外 )

当INA/INB升高到大约2.6V的阈值电压时, 大多数配有电气接口的SCALE-2驱动核将会开启相应的通道 (2SC0635T除外)。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(EMI)很严重的应用中或在使用长电缆时, 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6在尽可能靠近驱动核的位置放置分压电阻 $R_2/R_3$ 。确保分压电阻 $R_2/R_3$ 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。

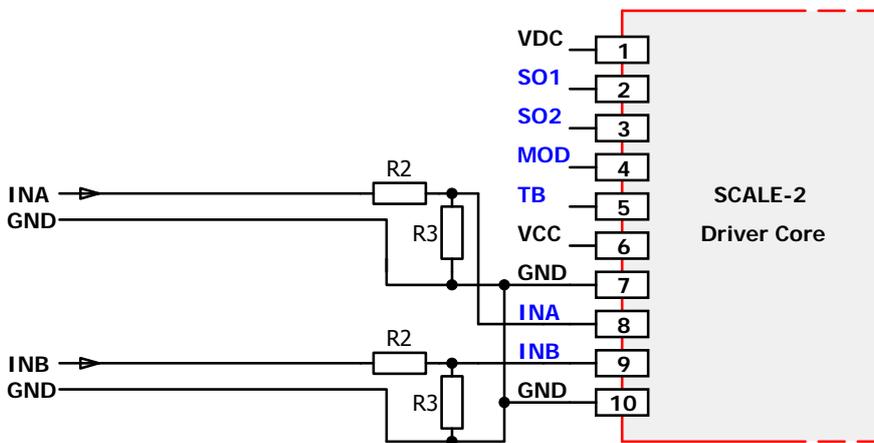


图6 提高SCALE-2驱动核的INA和INB的阈值电压

举例: 在开通瞬间, 设置 $R_2=3.3\text{k}\Omega, R_3=1\text{k}\Omega, V_{DD}=15\text{V}$ 。在没有 $R_2$ 和 $R_3$ 的情况下, INA达到2.6V后驱动器立即开通。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开通状态下必须持续提供3.5mA的电流。

## 应用指南

## 在配有电气接口的SCALE-2门极驱动器中使用外部光纤接口

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和驱动核1SC0450V外，还有一个备选解决方案是仅在配有电气接口的SCALE-2 IGBT驱动核前面使用一个光纤接口。图7举例说明了如何使用标准AVAGO HFBR系列的光纤收发器（其他制造商有东芝、松下等，请联系CONCEPT技术支持部门）来驱动SCALE-2驱动核。施密特触发器CD40106（用5V供电）可将HFBR-2522ETZ的输出信号转换为5V逻辑信号。这种信号可驱动SCALE-2驱动核。SO1和SO2的开漏故障输出使用1kΩ的上拉电阻来驱动光纤接口。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，此电流分别经过开漏SO1和/或SO2。SO1/SO2的最大允许负载电流为20mA。

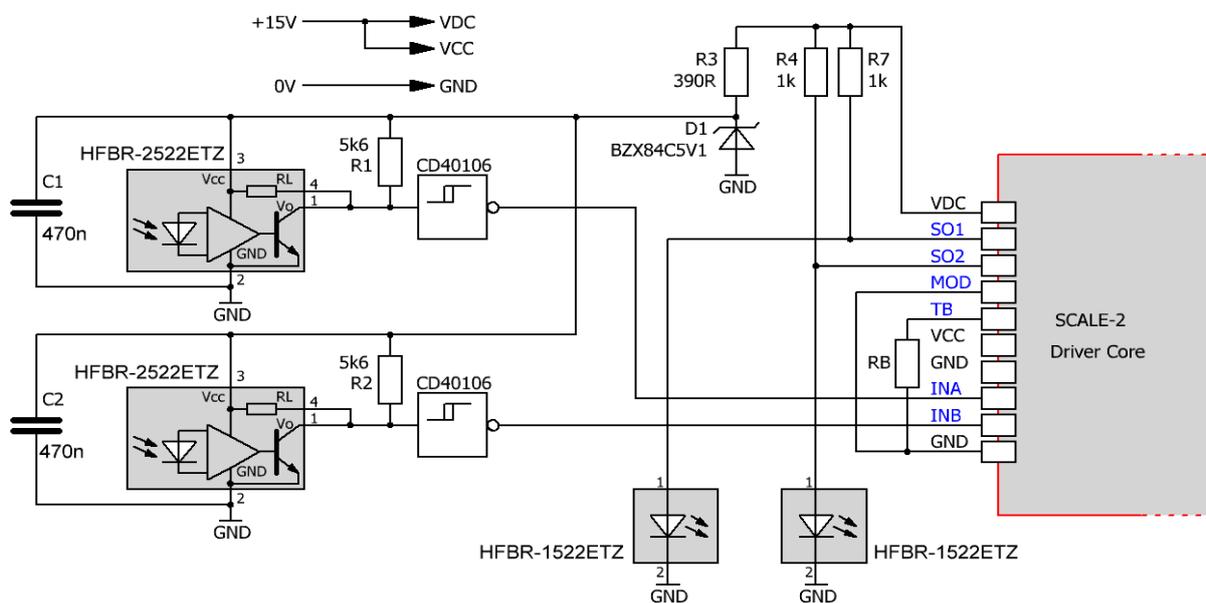


图7 驱动SCALE-2驱动核的光纤接口

按直接并联方式使用两个或多个SCALE-2驱动核（图8）时，建议仅使用直接模式（MOD连接到GND）。每个驱动器的输入INA和INB分别并联在一起。SOx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的最大集电极开路电流计算得出。

请注意，两个引脚TB并联。因此，数据手册/2/中指定的R<sub>B</sub>电阻值必须除以二以获得相应的阻断时间。图中CD40106的电源电压为5V。

## 应用指南

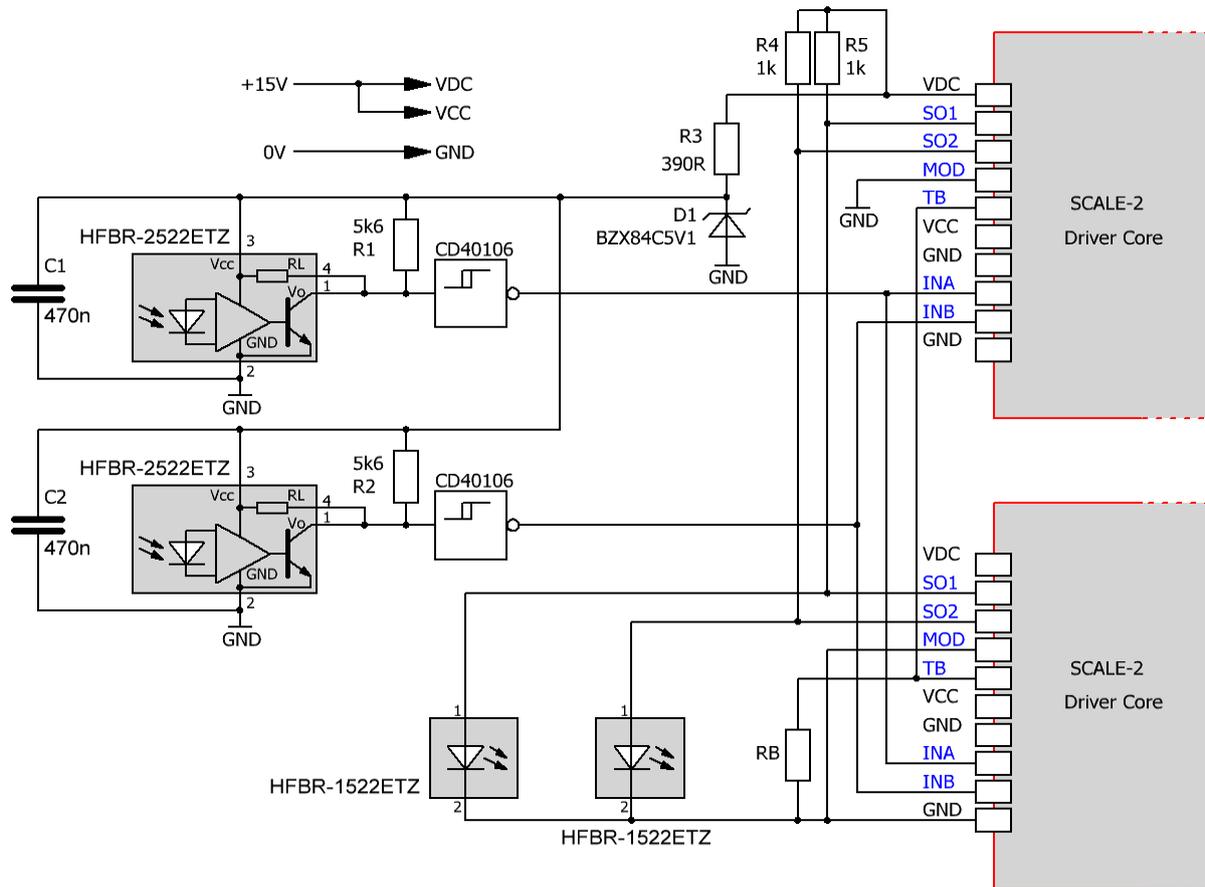


图8 驱动并联的SCALE-2驱动核的光纤接口（2SC0435T示例）

请注意，图7和图8中的两个电路都无法与2SC0635T配合使用，因为该型号的INA和INB的输入阈值较高（要求将5V转换为15V逻辑电平）。

## 半桥模式

MOD管脚（如有）可用来在双通道驱动器上配置直接或半桥模式（请参阅对应的应用手册/1/，以了解详细信息）。

建议将元件 $R_m$ 和 $C_m$ （请参阅对应的应用手册/1/）尽量靠近MOD管脚放置，以免形成大回路。

死区时间可能因产品的个体差异和死区时间设置而有偏差，同时还取决于底板PCB的布局。其公差可能约为 $\pm 15\%$ 。

而且，不允许在直接模式和半桥模式之间进行切换，或者在驱动器工作期间进行模式切换操作。因为这样会导致高频率突发脉冲出现，从而可能损坏驱动器。

## 应用指南

## 半桥模式的外部实现

驱动核两个通道之间的死区时间也可以由外部电路产生，这时使用SCALE-2驱动器的直接模式。当所需的死区时间长度超出SCALE-2产品数据手册所提供的时间范围（约0.6-4.1 $\mu$ s），或需要达到较高的时间精度时，这种做法非常有用。

PWM信号及相应的死区时间的产生可以使用数字电路（如，微控制器、FPGA、CPLD）或通过外部电路产生。下面图9所示的电路示例中死区时间产生方式与SCALE-2技术类似，使用了一个使能信号和一个开关信号。

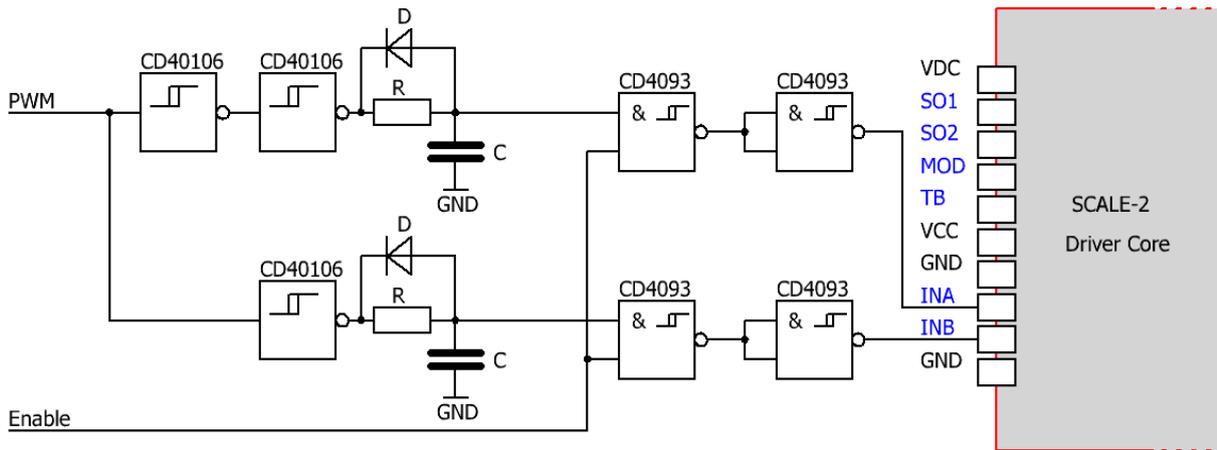


图9 在外部产生半桥死区时间的推荐电路

要求的死区时间 $T_D$ 可通过元件R和C大致设定，同时要考虑所使用的与非门的阈值：

$$T_D \approx R \cdot C \cdot \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{TH,high}}\right) \quad \text{公式 3}$$

其中， $V_{TH,high}$ 是施密特触发器阈值上限， $V_{DD}$ 是施密特触发器非门/与非门的逻辑电平，其值可能为5V...15V。建议二极管D采用高速开关二极管。

举例： $T_D \approx 7.7\mu$ s的半桥死区时间可通过以下值进行设定： $R=4.7k\Omega$ 和 $C=1.5nF$ （ $V_{DD}=15V$ ， $V_{TH,high}=10V$ ）

## 应用指南

## 在外部设置通道之间的最小互锁时间

当使用SCALE-2驱动核的直接模式并在外部产生死区时间时，可以使用如图10所示的互锁电路，该电路能够避免两个通道的输入端/输出端同时开通，即使所给的开关信号是错误的亦能避免。

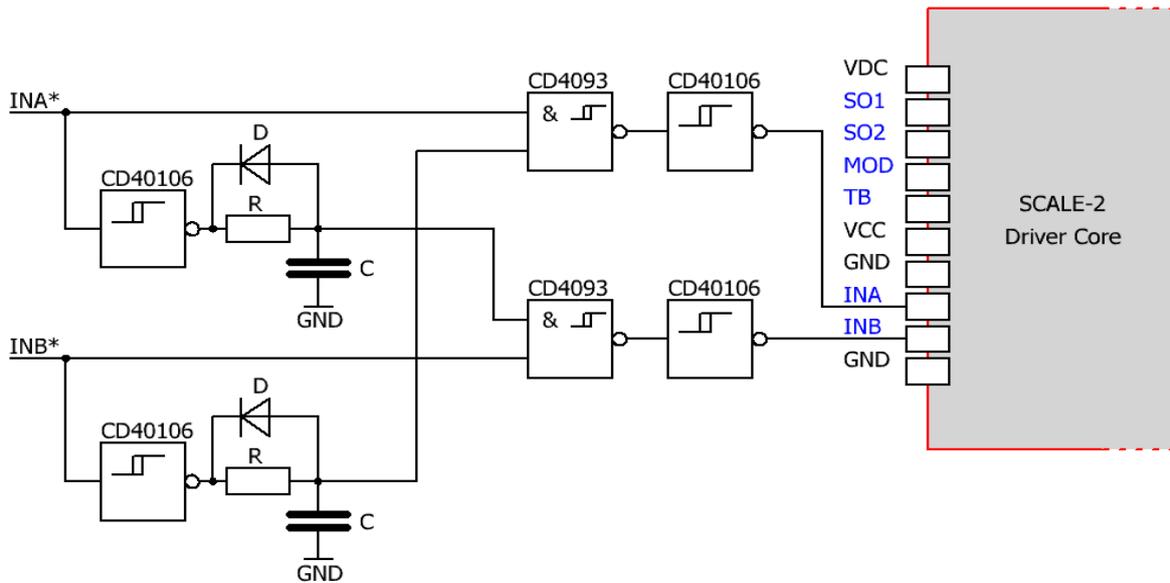


图10 用于设定最小互锁时间的推荐电路

如果设定的最小互锁时间 $T_I$ 不是太大，图10中所示的电路就不会显著改变开关信号 $INA^*$ 和 $INB^*$ ：

$$T_I \approx R \cdot C \cdot \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{TH,high}}\right) \quad \text{公式 4}$$

其中， $V_{TH,high}$ 是施密特触发器阈值上限， $V_{DD}$ 是施密特触发器非门/与非门的逻辑电平，其值可能为5V...15V。建议二极管D采用高速开关二极管。

如果信号 $INA^*$ 和 $INB^*$ 的死区时间小于设定的最小互锁时间 $T_I$ ，则两个通道之间的死区时间将自动延长至 $T_I$ 。

如果两个信号 $INA^*$ 和 $INB^*$ 同时为高电平，则两个通道都将被关断。

请注意，使用外部元件会增大门极驱动器的总传输延迟时间。

## SOx故障输出的应用

与主控制器连接线的距离越长，SOx线路对EMI越敏感。未检测到故障时，SOx输出为高阻抗，因此，很容易有电压尖峰被感应出来。

# AN-1101

## 应用指南

当需要采用长电缆时或者当20mA的SOx电流能力不够时，CONCEPT推荐使用图11中所示的电路。MOSFETs T11/T12可保护驱动器的SOx输出不受EMI干扰。此外，还推荐在主控制器电缆侧使用下拉电阻，以便在SOx信号存在不当连接时（如电缆断裂）提供安全的逻辑。请注意，下拉电阻值不得过低，因为下拉电阻与MOSFET上拉电阻构成了分压。

通过降低MOSFET的2.7kΩ上拉电阻值可以提高SOx驱动电流。

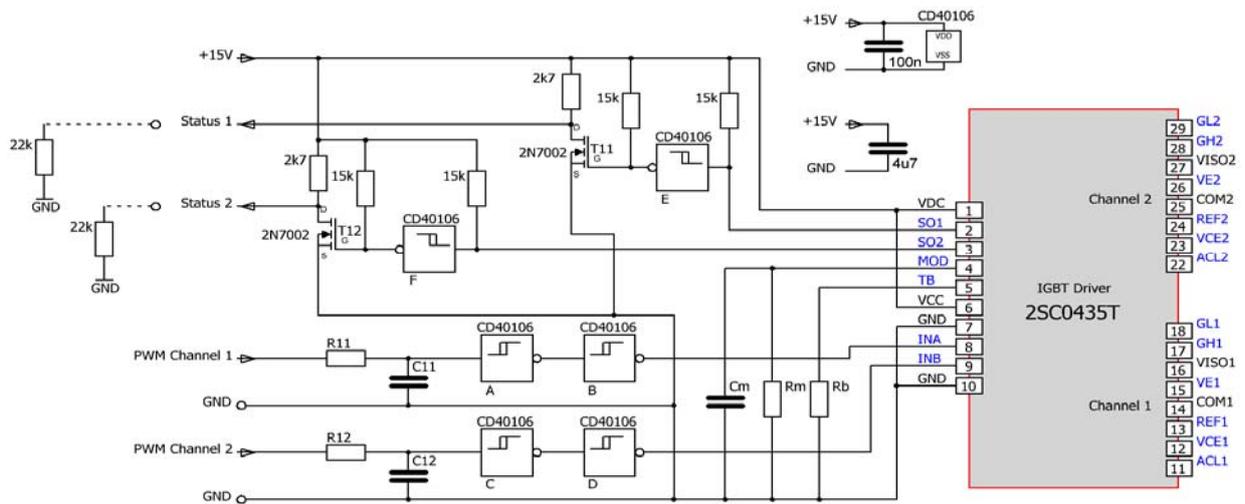


图11 长距离传输SOx故障信号的方法

请注意，驱动核2SC0635T和1SC0450V为SOx管脚提供了一个保护电路和一个10kΩ的上拉电阻。

## 门极电阻的应用

大多数SCALE-2驱动核都具有独立的门极路径GHx和GLx，用于连接开通和关断门极电阻。分别使用开通和关断门极电阻是一项强制性要求，如图12中所示。如果GHx直接连接到GLx，则可能导致驱动器功耗增大和振荡现象。2SC0106T不受此约束。

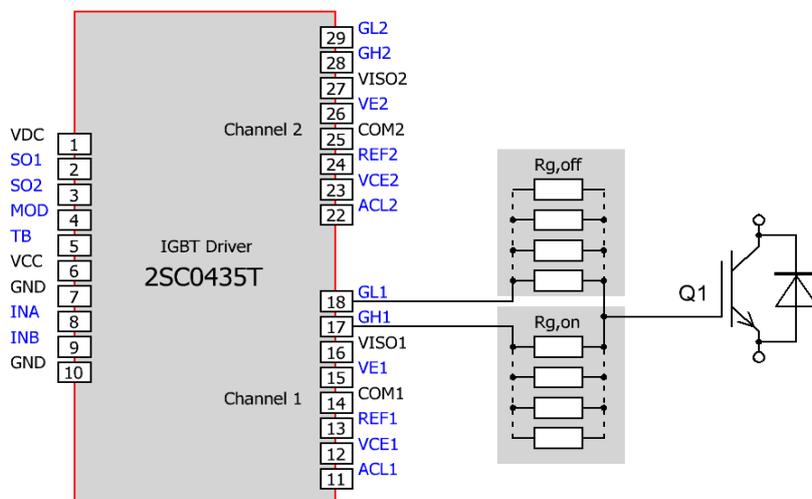


图12 带GHx和GLx端子的门极电阻的应用

## 应用指南

此外，出于多种原因考虑，应使门极回路的电感值尽量低：

- 大门极回路电感将会改变IGBT的开关性能。特别是，开通时换流速度会加快，这会导致相应续流二极管的工作点超出SOA。
- 不允许使用大电感电阻（如绕线电阻）。推荐使用大功率阻燃型1206 SMD电阻（如Vishay的CRCW1206电阻）或金属膜引线电阻（如Vishay的PR02或PR03），并测量门极电阻在实际开关频率下的温升，以避免热过载。通常推荐的最大温升为40K或更低。而且，不得超出门极电阻的峰值功率。
- 降低门极回路电感能够减少可能耦合进入门极电路的外部磁场。此类耦合磁场可能会改变门极驱动器的行为，产生振荡，甚至在某些情况下会导致IGBT超出SOA。如果可能和/或必要的话，可使用屏蔽层来减少外部磁场的干扰。

## VEx端的特性

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副方的ASIC IGD的内部电流源和电压测量来实现。它的最大拉电流/灌电流能力被限制在 $\pm 2.5\text{mA}$ ，以避免ASIC在工作期间过热。

如果副方VISOx和COMx之间的电压开始下降，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，此时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VISOx和VEx之间或VEx和COMx之间不应施加静态负载，以免干扰VISOx和VEx之间的15V稳压。如有必要，可在VISOx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13举例说明了这种情况。

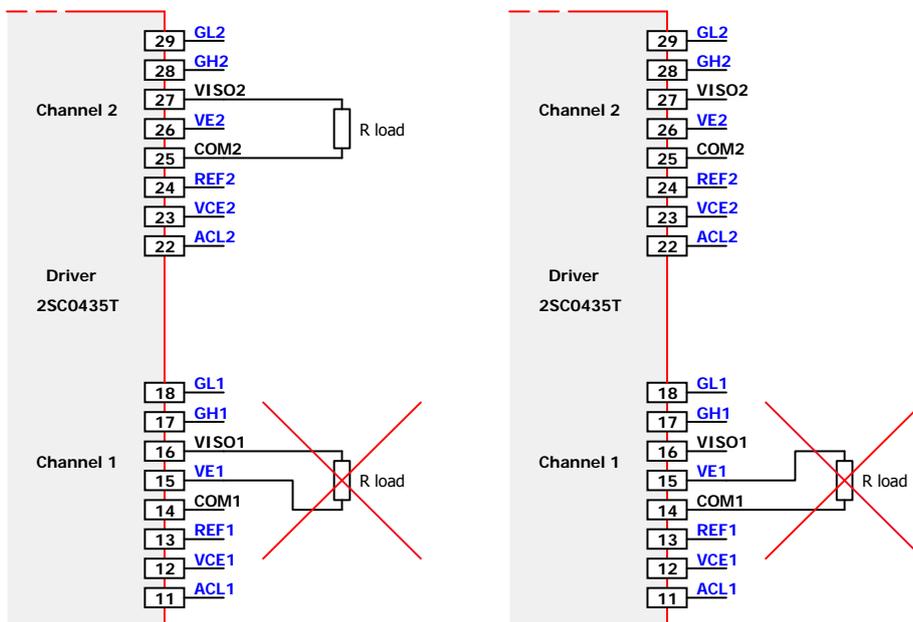


图13 VISOx、VEx和COMx外部负载（2SC0435T示例）

请注意，不允许在图14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。

## 应用指南

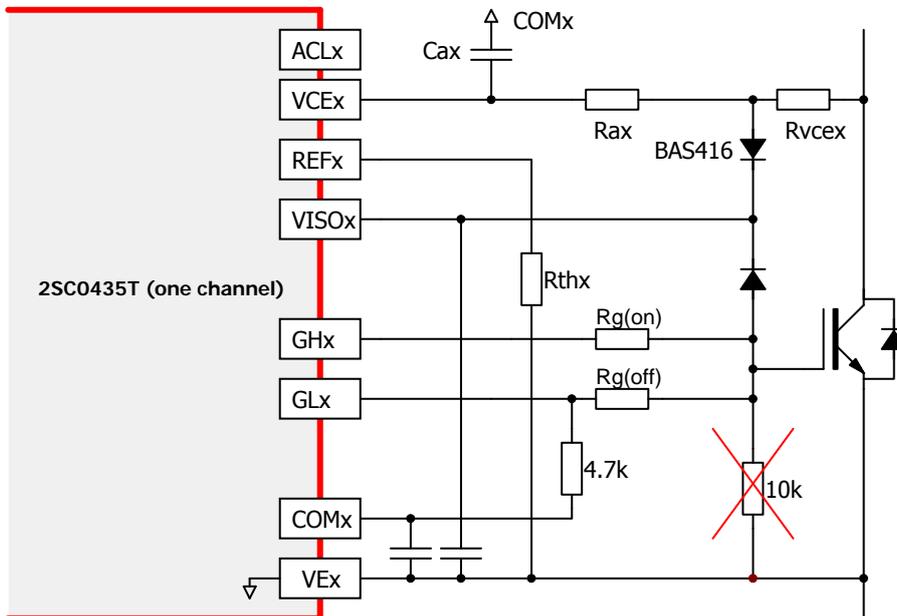


图14 不允许在门极和发射极之间使用电阻（2SC0435T示例）

$V_{Ex}$ 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）或线性稳压器来控制 $V_{Ex}$ 上的内部2.5mA DC电流。当使用外部电路实现偏压水平时，必须遵循以下几点：

- $V_{IS0x}$ 和 $V_{Ex}$ 之间的电压以及 $V_{Ex}$ 和 $COMx$ 之间的电压不得超过20V。
- $V_{IS0x}$ 和 $V_{Ex}$ 之间的电压以及 $V_{Ex}$ 和 $COMx$ 之间的电压不得设定为可触发欠压保护(UVLO)的值。关于具体的值，请参阅相应的门极驱动器数据手册/2/。MOSFET模式例外（参见“MOSFET模式（不可用于2SC0106T和2SC0108T）”一节）。
- 当驱动器带电时，不得将 $V_{Ex}$ 短接到 $COMx$ 。

如果要求的电压水平违反了上述规则，请联系CONCEPT技术支持部门。

## 应用指南

对支撑电容 $C_{1x}$ 和 $C_{2x}$ 的要求

SCALE-2驱动器在DC/DC电源的副方侧配有支撑电容（关于电容数值，请参阅相应的驱动器数据手册/2/）。这些支撑电容允许功率半导体的门极电容（表征为门极电荷）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 $1\mu\text{C}$ 的门极电荷，对应着至少 $3\mu\text{F}$ 的支撑电容，应用手册/1/中有特殊规定者除外。SCALE-2驱动核上缺少支撑电容必须从外部添加。

支撑电容必须放置在 $\text{VISO}_x$ 和 $\text{VEx}$ 之间（图15中的 $C_{1x}$ ）以及 $\text{VEx}$ 和 $\text{COM}_x$ 之间（图15中的 $C_{2x}$ ）。这两个电容必须尽可能靠近驱动器端子引脚处，以使电感最小。建议 $C_{1x}$ 和 $C_{2x}$ 使用相同的电容值（IGBT模式），建议使用耐压 $>20\text{V}$ 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 $C_{1x}$ 或 $C_{2x}$ 的值超过相应的说明或应用手册/1/中规定的最大值，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。

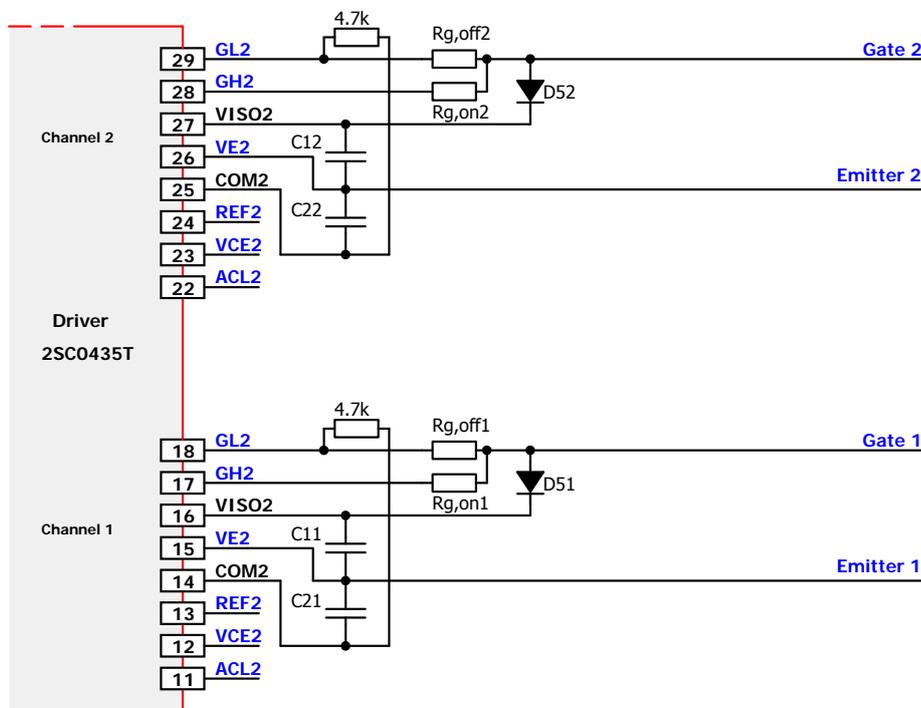


图15 在副方使用外部支撑电容（2SC0435T示例）

## 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（适用于650V-1700V驱动核）

集电极电位检测回路必须按照图16和图17所示的电路连接到IGBT集电极或MOSFET漏极，用于检测IGBT或MOSFET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16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16中的蓝圈）流向VISOX。电阻串起到限流作用。

建议设置 $R_{VCEX}$ 的电阻值，以使 $R_{VCEX}$ 流过大约为 $I_{RVCEX}=0.6-1mA$ 的电流（例如， $V_{DC-LINK}=1,200V$ 时，设置为1.2-1.8M $\Omega$ ）。可以使用高压电阻或多个电阻串联。必须确保电阻 $R_{VCEX}$ 在电压或热量方面都没有过载：

- 在最恶劣的条件下通常推荐40K或更低的最大温升。
- 不得超出所使用电阻的最大电压耐受能力。而且，必须考虑与应用相关的最小爬电距离。

$$I_{RVCEX} = \frac{(V_{CEX} - VISOX)}{R_{VCEX}} \quad \text{公式 5}$$

参考电压通过电阻 $R_{thx}$ 来设置。它通过参考电流（典型值为150 $\mu A$ ）和参考电阻 $R_{thx}$ （图16中的绿圈）计算得出。

$$V_{refx} = 150\mu A \cdot R_{thx} \quad \text{公式 6}$$

CONCEPT建议使用 $R_{thx}=68k\Omega$ 来检测短路。较低的电阻值可使短路保护网络更加灵敏，然而在IGBT发生退饱和（短路）时却不会带来任何优势。请注意，某些驱动核上已提供了电阻 $R_{thx}$ ，比如2SC0106T、2SC0108T2D0-07、2SC0108T2D0-12、2SC0635T和1SC0450V。

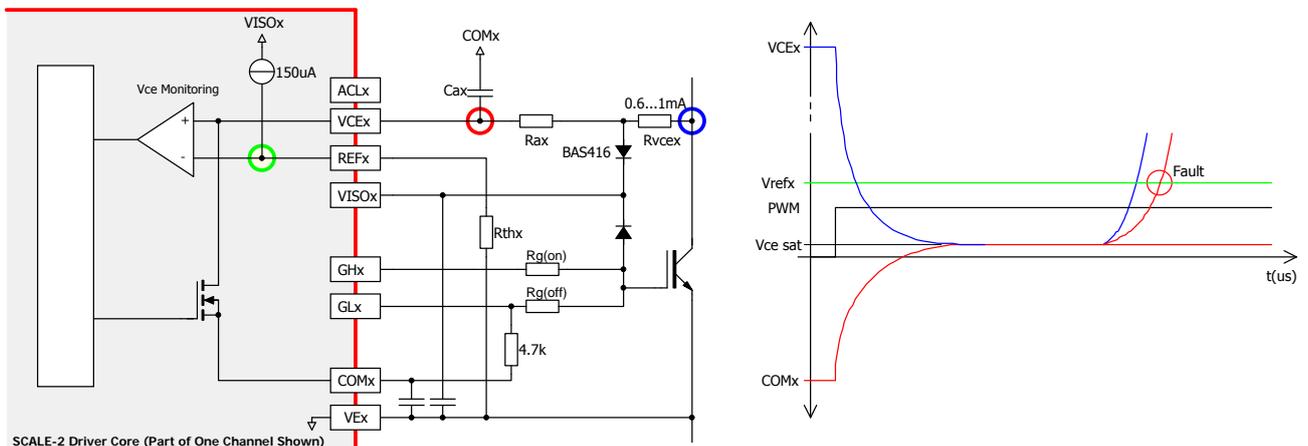


图16 使用电阻的 $V_{CE}$ 退饱和和保护（600V-1700V IGBT模块）

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16中的蓝色曲线）， $C_{ax}$ 电势从COMX被充电至IGBT饱和电压（如图16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/1/中已经给出，该响应时间有效的前提是短路时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。

## 应用指南

图17中的二极管D<sub>1</sub>的漏电流必须极低（特别是在环境温度/结温升高的情况下），阻断电压必须超过40V（例如，BAS416），并且不能使用肖特基二极管。

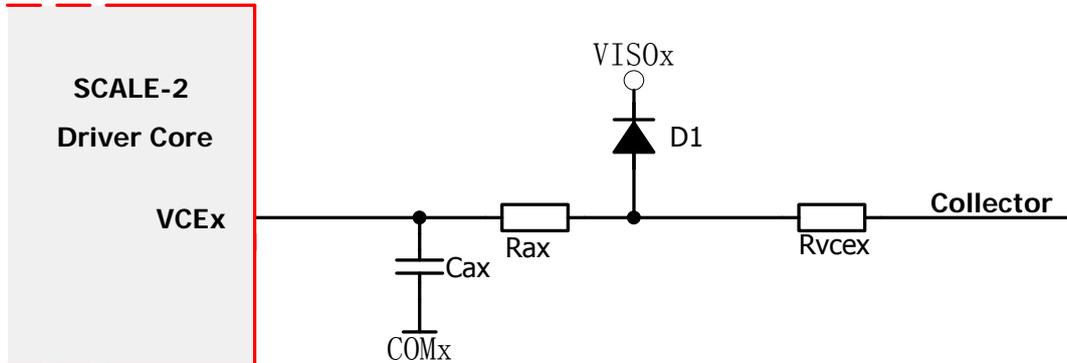


图17 使用电阻的退饱和保护的推荐电路（600V-1700V IGBT模块）

注：相关的元件C<sub>ax</sub>、R<sub>ax</sub>、R<sub>thx</sub>和D<sub>1</sub>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的布局建议：

[www.igbt-driver.com/go/2BB0435T](http://www.igbt-driver.com/go/2BB0435T)

建议设定一个足够长的响应时间（短路时间），以避免在IGBT开通时误保护。如果响应时间不够长，则可能在IGBT开通时触发故障，特别是在V<sub>CE</sub>电压下降时间较慢时（通常处于高直流母线电压、大集电极电流和高结温）。设计的稳定性可通过以下方式进行测试：

- IGBT必须在最高的直流母线电压、集电极电流和结温下进行开通（例如，使用双脉冲测试方法）。
- 如果没有发生故障，短路保护的灵敏度可以通过降低C<sub>ax</sub>的电容值和/或降低驱动器电源电压VDC来提高。这样就可以检查有多少设计裕量。
- 或者，可以通过提高开通门极电阻值，从而人为地降低IGBT模块的开通速度，来检查设计裕量。

如果设计裕量不够，建议提高响应时间。但请注意，在IGBT模块数据手册中规定的条件下，不得超过IGBT模块的最大允许短路时间（如有疑问，请咨询IGBT模块供应商）。

关于电压等级等于或超过3300V的驱动核，可参阅对应的应用手册/1/中的短路保护推荐电路。

### 使用二极管进行检测的退饱和保护（仅适用于650V-1700V驱动核）

SCALE-2技术还可利用高压二极管实现退饱和和保护，如图18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<sub>ce</sub>/dt相关的共模电流：高压二极管的结电容C<sub>j</sub>很大。这些电容与dv<sub>ce</sub>/dt共同作用产生了流入和流出测量电路的共模电流I<sub>com</sub>，

$$I_{com} = C_j \cdot \frac{dv_{ce}}{dt} \quad \text{公式 7}$$

- 市场价格：高压二极管比标准0805/150V或1206/200V SMD电阻价格更贵。
- 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<sub>CE</sub>水平下反应时间不会增大。因此，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<sub>thx</sub>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。

## 应用指南

在IGBT关断状态期间， $D_4$ （和 $R_{ax}$ ）将 $V_{CEx}$ 引脚设置为 $COM_x$ 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 $V_{EX}$ 大约为-10V。在IGBT导通时，电容 $C_{ax}$ 通过 $R_{ax}$ 充电至最高15V。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 $D_1$ 和 $D_2$ 钳住。 $C_{ax}$ 两端电压的计算公式如下：

$$V_{cax} = V_{CEsat} + V_{F(D1)} + V_{F(D2)} + (330\Omega \cdot \frac{(15V - V_{CEsat} - V_{F(D1)} - V_{F(D2)})}{(R_{ax} + 330\Omega)}) \quad \text{公式 8}$$

参考电压 $V_{refx}$ 需要高于 $V_{cax}$ 。参考电压通过电阻 $R_{thx}$ 来设置，并通过参考电流（典型值为150 $\mu$ A）和参考电阻 $R_{thx}$ 计算得出。

$$V_{refx} = 150\mu A \cdot R_{thx} \quad \text{公式 9}$$

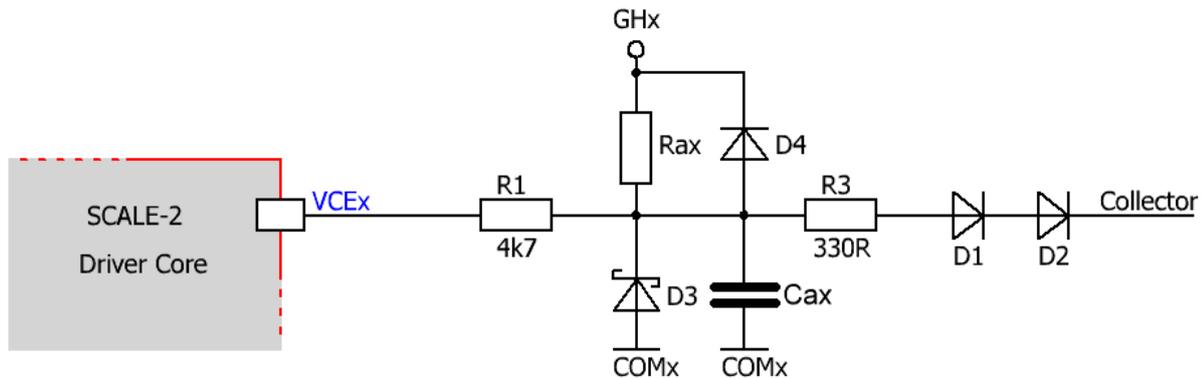


图18 使用二极管进行检测的退饱和保护的推荐电路

建议 $D_1$ 和 $D_2$ 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）。 $D_3$ 和 $D_4$ 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 $T_{ax}$ ：

$$R_{ax} [k\Omega] \approx \frac{1000 \cdot T_{ax} [\mu s]}{C_{ax} [pF] \cdot \ln\left(\frac{15V + |V_{GLx}|}{15V - V_{refx}}\right)} \quad \text{公式 10}$$

$V_{GLx}$ 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/2/中找到。

推荐的高压二极管 $D_1/D_2$ 以及 $R_{ax}$ 和 $C_{ax}$ 的值为：

- 高压二极管： 1个1N4007，用于650V IGBT  
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 $D_3$ 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 $REF_x$ 上的电压（流经 $R_{thx}$ 的电流为150 $\mu$ A）减去330 $\Omega$ 电阻两侧的压降以及 $D_1$ 和 $D_2$ 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： 如果使用 $R_{ax} \approx 46k\Omega$ ， $C_{ax}=150pF$ ， $R_{thx}=33k\Omega$ 且 $V_{GLx}=9V$ ，则响应时间将被定义为6 $\mu$ s。

## 应用指南

建议设定一个足够长的响应时间（短路时间），以避免在IGBT导通时误保护。如果响应时间不够长，则可能在IGBT导通时触发故障，特别是在 $V_{CE}$ 电压下降时间较慢时（通常处于高直流母线电压、大集电极电流和高结温）。设计的稳定性可通过以下方式进行测试：

- IGBT必须在最高的直流母线电压、集电极电流和结温下进行开通（例如，使用双脉冲测试方法）。
- 如果没有发生故障，短路保护的灵敏度可以通过降低 $C_{ax}$ 的电容值和/或降低驱动器电源电压VDC来提高。这样就可以检查有多少设计裕量。
- 或者，可以通过提高开通门极电阻值，从而人为地降低IGBT模块的开通速度，来检查设计裕量。

如果设计裕量不够，建议提高响应时间。但请注意，在IGBT模块数据手册中规定的条件下，不得超过IGBT模块的最大允许短路时间（如有疑问，请咨询IGBT模块供应商）。

请注意，对于电压等级等于或超过3300V的驱动核，建议不要使用含检测二极管的短路保护电路。

屏蔽SCALE-2的 $V_{CEsat}$ 检测功能（不包括2SC0106T和2SC0108T）

要屏蔽驱动核的 $V_{CEsat}$ 检测功能，需要在 $V_{CEx}$ 和 $COMx$ 之间放置一个不小于1k $\Omega$ 的电阻。

参考电阻 $R_{thx}$ （如有）可选择33k $\Omega$ 到无穷大，即REFx引脚可以保留为开路。

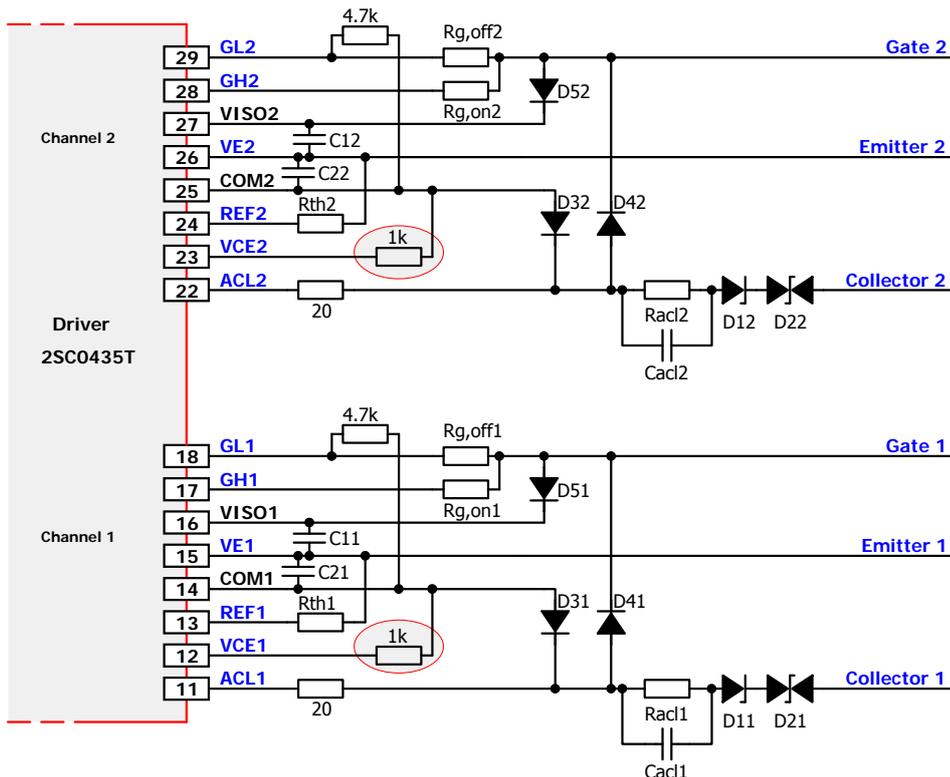


图19 屏蔽SCALE-2驱动核的 $V_{CEsat}$ 检测功能（2SC0435T示例）

## 应用指南

## 屏蔽高级有源钳位功能

要屏蔽有源钳位功能，ACLx输入需要保留为开路。请参阅相应的应用手册/1/。

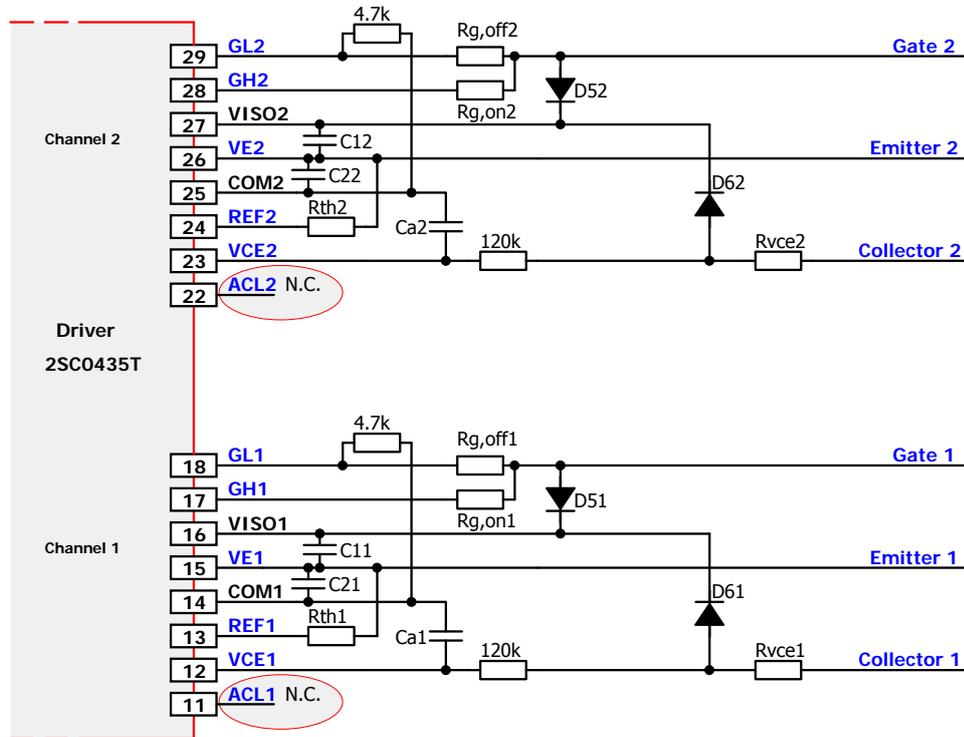


图20 屏蔽SCALE-2的高级有源钳位功能（2SC0435T示例）

## 轨到轨输出和门极钳位功能

CONCEPT SCALE-2驱动器使用N沟道输出级，如图21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21中的D5），门极电压可被钳位在稳定的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 $V_{GE}$ ：

$$I_{SC} = f(V_{GE}) \quad \text{公式 11}$$

此处所述的门极钳位比使用瞬态抑制二极管的门极钳位更高效。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在静态时导通并由此使 $V_{GE}=15V$ 过载，所以钳位电压的设置需要留出裕量。

第二个优势是在驱动器未加电源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：

$$I_g = C_{Miller} \cdot \frac{dV_{CE}}{dt} \quad \text{公式 12}$$

在图21中使用D5后，电流 $I_g$ 将会向支撑电容 $C_{12}$ 和 $C_{22}$ 充电。 $C_{12}$ 和 $C_{22}$ 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）。

## 应用指南

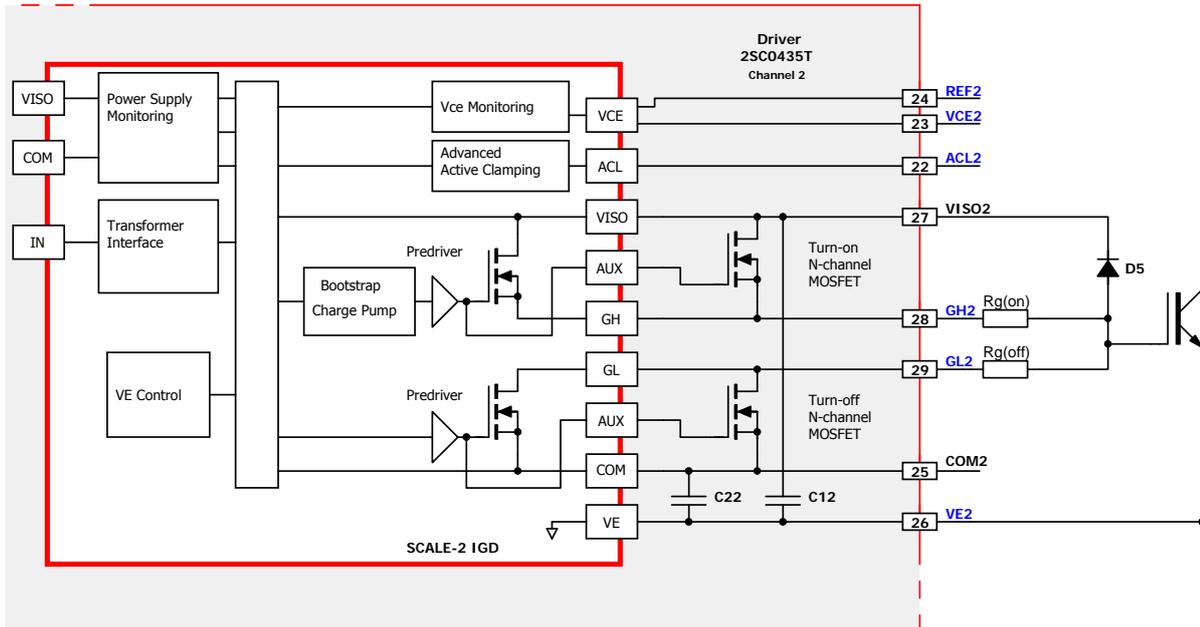


图21 轨到轨输出和门极钳位（2SC0435T示例）

请注意，此处所述的门极钳位在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-发射极钳位。

## MOSFET模式 ( 不可用于2SC0106T和2SC0108T )

在IGBT模式下，开通门极电压可稳定在15V，关断门极电压为负值，对于SCALE-2驱动核通常为大约-10V。

借助MOSFET模式，可将关断门极电压设置为0V。

建议按照下面的方法操作以在SCALE-2驱动核上激活MOSFET模式：

- 1) 将副边端子COMx和VEx连接在一起。这必须在驱动器电源关断的情况下执行，否则可能会损坏副边ASIC IGD。如有必要，可使用图21中的支撑电容C<sub>12</sub>。图21中的支撑电容C<sub>22</sub>不再需要，因为它们已经被短路。
- 2) 选择开通时所需的门极-发射极电压。原方电源电压VCC仍需要为15V。改变原方的VDC使副方VISOx到COMx的电压调节到10V到20V之间（2SC0535T和2SC0635T除外，请参阅相应的应用手册/1/），这对应于门极的导通电压。VDC至VISOx-COMx的传输比率的典型值为1.67。副方的欠压保护点从IGBT模式下的12.6V变为MOSFET模式下的8.75V（典型值）。VDC电压在MOSFET模式下低于大约5.2V会产生欠压故障。例如，VDC=6V通常可产生10V的正门极导通电压。但是请注意，此值取决于驱动器输出功率和温度。
- 3) V<sub>CE</sub>检测的参考电压V<sub>th</sub>（需要使用R<sub>thx</sub>设定）必须设置为不低于4V的值（参考COMx）。

应用指南

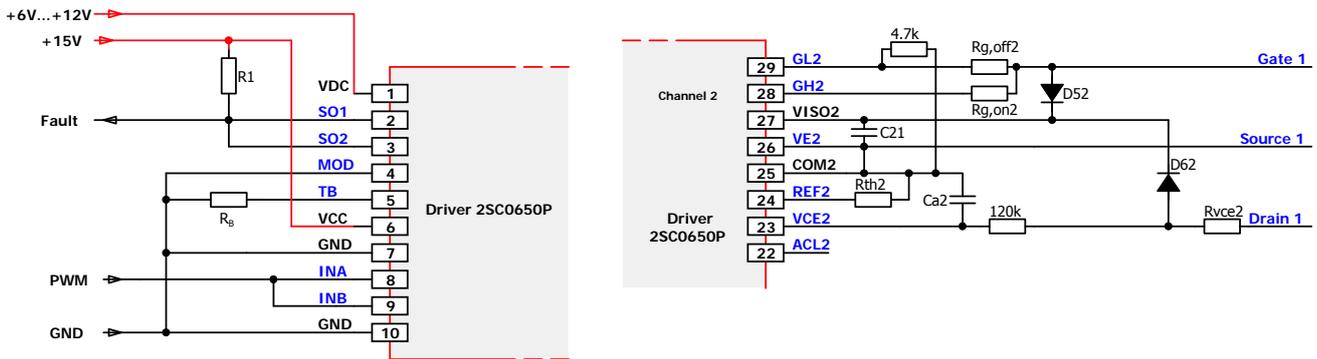


图22 MOSFET模式 (2SC0650P示例)

请注意，MOSFET模式设计主要用于实现超快速MOSFET的驱动。因此，开关延迟需要降到最小，这样就需要单电源驱动电压。

MOSFET的门极-源极开通阈值电压较低。因此，MOSFET模式的使用不是总被推荐的，而需要视应用而定。IGBT模式也可以用于驱动MOSFET，因为关断状态下的负的门极-源极电压可以避免寄生导通。

将双通道驱动器并联成单输出 (不可用于2SC0106T)

双通道驱动核可以配置为两倍输出功率和峰值电流的单通道驱动核 (2SC0106T例外)。

建议按照下面的方式和图23中的电路，以将两个驱动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短路保护，而对另一个通道启用。
- 如果可用，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。驱动通道在驱动电阻靠近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%)。
- 有源钳位在驱动器关断IGBT时控制推动级的关断MOSFET，因此，两个通道的高级有源钳位引脚ACLx都必须按照图23所示连接到20 $\Omega$ 电阻 (在2SC0635T上必须省略20 $\Omega$ 电阻和D<sub>3x</sub>，因为这些元件已存在于驱动核中)。
- 两个故障信号SO1和SO2可连接成单故障信号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通道。忽略这一点可能会造成驱动器过热损坏，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。使用2SC0635T时如果采用CSHDx管脚，则可能还需要额外的限制 (请参阅相应的应用手册/1/)。

应用指南

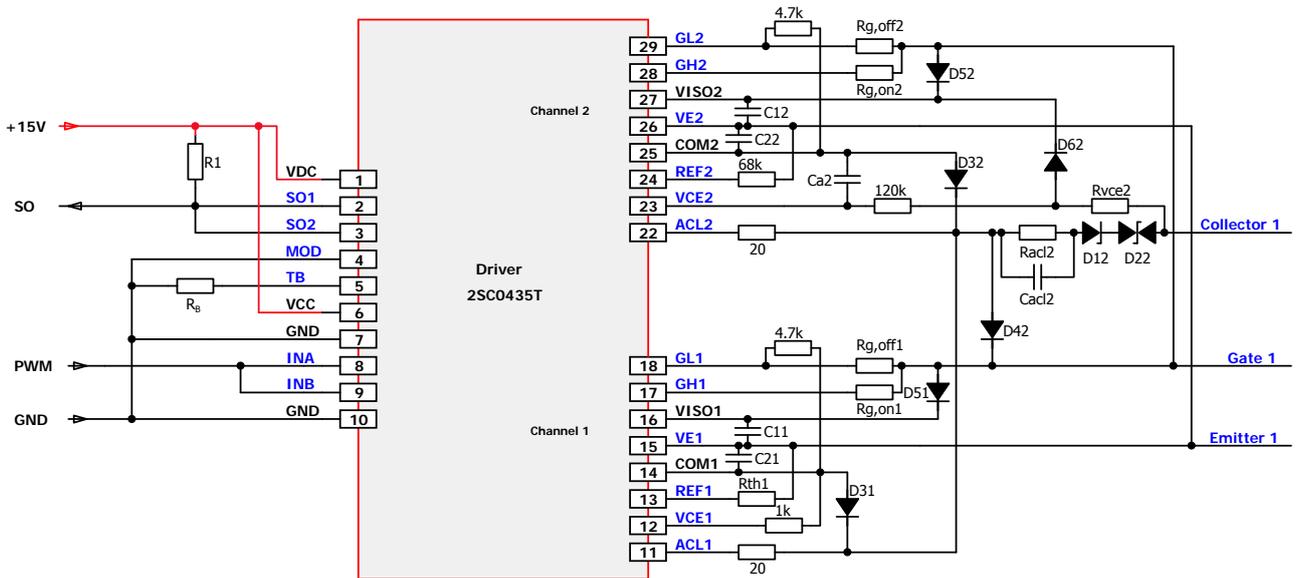


图23 将双通道驱动器并联成单输出 (2SC0435T示例)

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钳位。如果使用(基本)有源钳位, TVS链直接连接到门极(参见图24)。

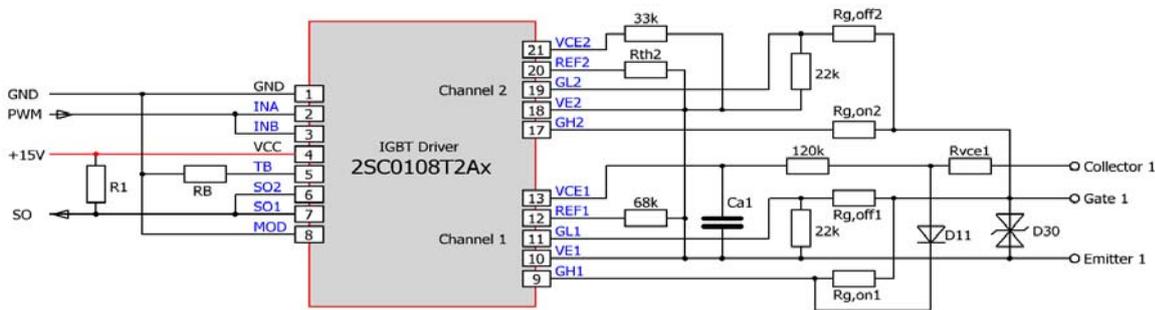


图24 并联2SC0108T的两个驱动通道

请注意, 2SC0106T的两个门极驱动通道不能并联使用。

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(如有)(即MOD管脚拉到GND)。
- 通道的副边可保留为开路(不连接)。

## 应用指南

### 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。在电力电子系统中正确选择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允许的最大环境温度。

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的影响极为恶劣。下面我们会详细说明这一点。

### 驱动器安装在17mm IGBT模块的上方或靠近强磁场

17mm IGBT模块在电力电子应用中越来越流行。Danfoss Silicon Power、Fuji、Infineon、IXYS、Mitsubishi和Semikron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模块上面使用大部分的SCALE-2驱动核（下列产品例外），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。

有些SCALE-2驱动核已经过优化设计，能够在强磁场环境中工作。它们可以直接在IGBT模块上使用，不会有任何问题。这些驱动器包括：

- 2SC0106T – 整个驱动器系列
- 2SC0108T2D0-07和2SC0108T2D0-12
- 2SC0435T2F0-17
- 2SC0650P – 整个驱动器系列
- 1SC2060P – 整个驱动器系列
- 1SC0450V – 整个驱动器系列

### AC和DC母排

由于三明治结构，叠层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。输出电流在输出母排周围产生磁场，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布局

SCALE-2驱动核是复杂精密的产品，必须正确设计PCB布局才能让驱动核高效工作并提供完整的性能。因此，无焊面包板（“万能板”）不得与SCALE-2驱动核一起使用。通常建议使用4层PCB板。也可以使用双层PCB板，但总体性能和/或灵活性会有所降低。

### PCB厚度

CONCEPT推荐使用厚度至少为1.55mm的PCB板。许多SCALE-2驱动核的2.54mm典型管脚长度已经过优化，适用于1.55mm的PCB厚度。

当使用至少为2mm的PCB厚度时，推荐使用更长的管脚，以避免生产过程中的焊接问题。下列驱动器具有长管脚(5.84mm)：

- 2SC0108T2C0-17、2SC0108T2F0-17
- 2SC0435T2C0-17、2SC0435T2E0-17、2SC0435T2F0-17
- 2SC0650P2C0-17
- 1SC2060P2A0-17
- 2SC0535T2A0-33
- 2SC0635T2A0-45
- 1SC0450V2A0-45、1SC0450V2A0-65

### 隔离具有不同高压电位的区域

为电力电子应用设计PCB的一个重要原则是带有不同的高压电位的PCB层不得交叠，如图25中所示。如果出现交叠，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，绝缘的长期可靠性也可能会有问题。

## 应用指南

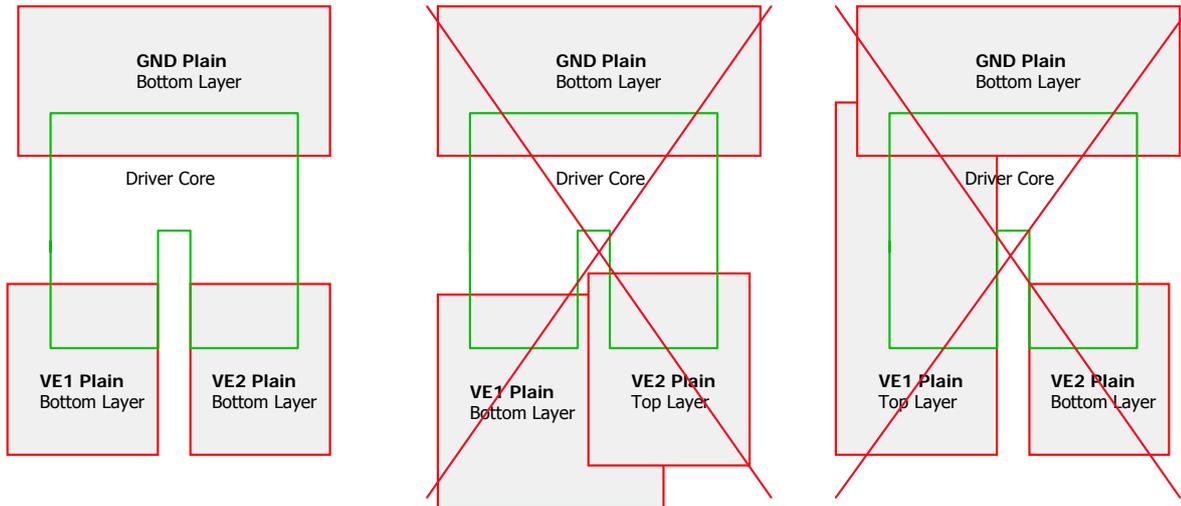


图25 SCALE-2驱动器转接板的PCB布局

公式13和14描述在集电极-发射极电压变化速度为 $dV_{CE}/dt$ 的IGBT换流时，如何计算不同PCB层中的交叠平面相关的共模电流 $I_{com}$ ：

$$C_{PCB} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{A}{l} \quad \text{公式 13}$$

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

$$I_{com} = C_{PCB} \cdot \frac{dV_{ce}}{dt} \quad \text{公式 14}$$

这些规则不仅适用于铺地层（例如，地和发射极电位）。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，上管集电极电位出于这个原因也不得跨过PCB布局上的下管门极信号。

必须根据相应的标准预留出足够的电气间隙和爬电距离（另请参见“PCB的电气间隙和爬电距离”一节）。

## 铺地层的应用

强烈推荐使用铺地层以便在相应的PCB区域有效分配恒定电位（特别是电源和地）。此外，如果设计恰当，铺地层还充当磁屏蔽的作用，可有效降低外部磁场的影响。

铺地层可以采用以下方式（示例）：

### 驱动器原方

- 顶层： 元件、散热面和布线
- 中间层1： VCC
- 中间层2： VDC
- 底层： GND、散热面和测试点

## 应用指南

### 驱动器副方

- 顶层： 元件、散热面和布线
- 中间层1： 发射极或VISO
- 中间层2： VISO或发射极
- 底层： COM、散热面和测试点

具有不同电位的铺地层（例如，发射极和COM）当然也可以位于同一层上（如有要求）。也可以额外建立具有其他稳定电位（如有）的铺地层，（5V, -15V, ...）。

另一方面，不允许建立具有变化电位的铺地层，因为这种铺地层将会产生耦合电容，从而在电位变化时产生相应的电流。此外，也不允许将铺地层放置在具有变化的高压电位的区域：短路保护功能的整个电阻串以及高级有源钳位的所有TVS都不得与铺地层有交叠，否则容易引起误保护。

### PCB的电气间隙和爬电距离

表1为多种IGBT电压等级所需的电气间隙和爬电距离概览，参照了多项被广泛采用的标准。表中的数据假定采用污染等级2 (PD2)、过压类别II (OV II)和材料类别IIIa中的标准FR4 PCB材料。

请注意，表1中给出的工作电压不一定对应于设计相应驱动核时所采用的工作电压。请检查对应数据手册/2/中给出的爬电距离。

功率模块的电压等级(V <sub>CEs</sub> )	标准	系统电压	工作电压	最大工作高度	功能绝缘的脉冲电压	加强绝缘的脉冲电压	功能绝缘的最小电气间隙	加强绝缘的最小电气间隙	功能绝缘的最小爬电距离 <sup>1)</sup>	加强绝缘的最小爬电距离 <sup>1)</sup>
600V	EN 50178 1997-07	424V <sub>RMS</sub>	400V <sub>DC</sub>	2000m	3121V	4994V	2.1mm	4.2mm	2.1mm	4.2mm
650V		460V <sub>RMS</sub>	400V <sub>DC</sub>		3298V	5277V	2.3mm	4.6mm	2.3mm	4.6mm
1200V		349V <sub>RMS</sub>	800V <sub>DC</sub>		5243V	8388V	4.6mm	8.7mm	4.6mm	8.7mm
1700V		1202V <sub>RMS</sub>	1200V <sub>DC</sub>		6808V	10893V	6.5mm	12.3mm	6.5mm	12.3mm
3300V		2333V <sub>RMS</sub>	2500V <sub>DC</sub>		11334V	18134V	13.0mm	22.8mm	13.0mm	25.0mm
4500V		3182V <sub>RMS</sub>	3400V <sub>DC</sub>		14667V	23468V	18.0mm	30.9mm	18.0mm	34.0mm
6500V		4596V <sub>RMS</sub>	4500V <sub>DC</sub>		19853V	31764V	25.5mm	45.5mm	25.5mm	45.5mm
600V	IEC 60077-1 Ed. 1 1999-10	424V <sub>RMS</sub>	400V <sub>DC</sub>	1400m	4000V	6400V	3.0mm	8.0mm	4.0mm	8.0mm <sup>2)</sup>
650V		460V <sub>RMS</sub>	400V <sub>DC</sub>		4000V	6400V	3.0mm	8.0mm	4.0mm	8.0mm <sup>2)</sup>
1200V		349V <sub>RMS</sub>	800V <sub>DC</sub>		5000V	8000V	4.0mm	8.0mm	8.0mm	8.0mm <sup>2)</sup>
1700V		1202V <sub>RMS</sub>	1000V <sub>DC</sub>		8000V	12800V	8.0mm	18.0mm	10.0mm	18.0mm <sup>2)</sup>
3300V		N.a. <sup>3)</sup>								
4500V		N.a. <sup>3)</sup>								
6500V		N.a. <sup>3)</sup>								
600V	IEC 60664-1 Ed. 2 2007-04	424V <sub>RMS</sub>	400V <sub>DC</sub>	2000m	4000V	6000V	3.0mm	5.5mm	3.0mm	5.5mm
650V		460V <sub>RMS</sub>	400V <sub>DC</sub>		4000V	6000V	3.0mm	5.5mm	3.0mm	5.5mm
1200V		349V <sub>RMS</sub>	800V <sub>DC</sub>		6000V	8000V	5.5mm	8.0mm	5.5mm	8.0mm
1700V		1000V <sub>RMS</sub>	1000V <sub>DC</sub>		6000V	8000V	5.5mm	8.0mm	5.5mm	10.0mm
3300V		N.a. <sup>3)</sup>								
4500V		N.a. <sup>3)</sup>								
6500V		N.a. <sup>3)</sup>								
600V	IEC 61800-5-1 Ed. 2 2007-07	424V <sub>RMS</sub>	400V <sub>DC</sub>	2000m	4000V	6000V	3.0mm	5.5mm	3.0mm	5.5mm
650V		460V <sub>RMS</sub>	400V <sub>DC</sub>		4000V	6000V	3.0mm	5.5mm	3.0mm	5.5mm
1200V		349V <sub>RMS</sub>	800V <sub>DC</sub>		6000V	8000V	5.5mm	8.0mm	5.5mm	8.0mm
1700V		1202V <sub>RMS</sub>	1200V <sub>DC</sub>		6777V	10844V	6.5mm	12.3mm	6.5mm	12.3mm
3300V		2333V <sub>RMS</sub>	2500V <sub>DC</sub>		11129V	17806V	12.7mm	22.0mm	25.0mm	50.0mm
4500V		3182V <sub>RMS</sub>	3400V <sub>DC</sub>		14392V	23028V	17.3mm	30.3mm	34.0mm	68.0mm
6500V		4596V <sub>RMS</sub>	4500V <sub>DC</sub>		19597V	31356V	24.5mm	44.9mm	45.0mm	90.0mm

1) 如果爬电距离小于电气间隙，无论是功能绝缘或加强绝缘，出于安全考虑，该爬电距离应放大至与电气间隙相同的水平。

2) IEC 60077-1在爬电距离方面并不区分功能绝缘和加强绝缘。因此，只要各自的加强绝缘的电气间隙不太高，功能绝缘的值就可用于加强绝缘（另请参见前面的脚注）。

3) N.a.: 不适用

表1 多种标准所需的爬电距离和电气间隙摘要

## 应用指南

### 在较高海拔时应用门极驱动核

CONCEPT门极驱动核的爬电距离和电气间隙根据对应的标准来确定（参见产品文档/1/、/2/），标准中规定了最大工作高度（另请参见表1）。

对于在更高海拔下使用驱动器的情况，标准中规定了爬电距离和电气间隙的校正因子，必须加以考虑。

例如，对于电压等级为1700V的IGBT功率模块，2SC0108T驱动器的最大海拔为2000m。如果是更高海拔的应用且必须满足相应的标准，则必须降低最大允许系统电压，或需要使用下一档更大的CONCEPT IGBT驱动器。因此，按照标准，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。

### CONCEPT基板

CONCEPT开发出了以下基板，来说明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](http://www.igbt-driver.com/go/2BB0108T)）

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

适用于2SC0535T的2BB0535T（请参阅[www.igbt-driver.com/go/2BB0535T](http://www.igbt-driver.com/go/2BB0535T)）

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26和图27所示为基板布局的示例。

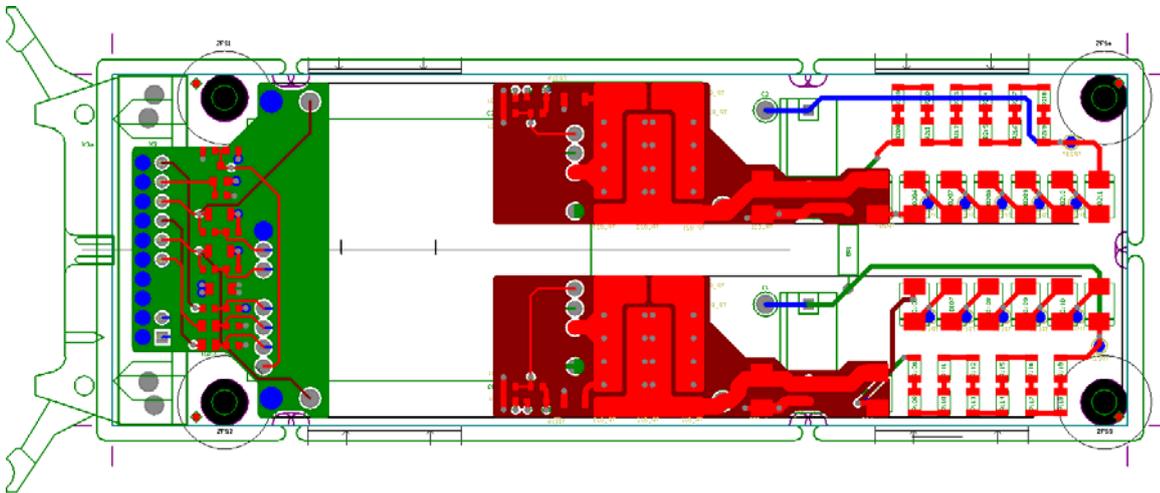


图26 CONCEPT基板2BB0108T的PCB布局

## 应用指南

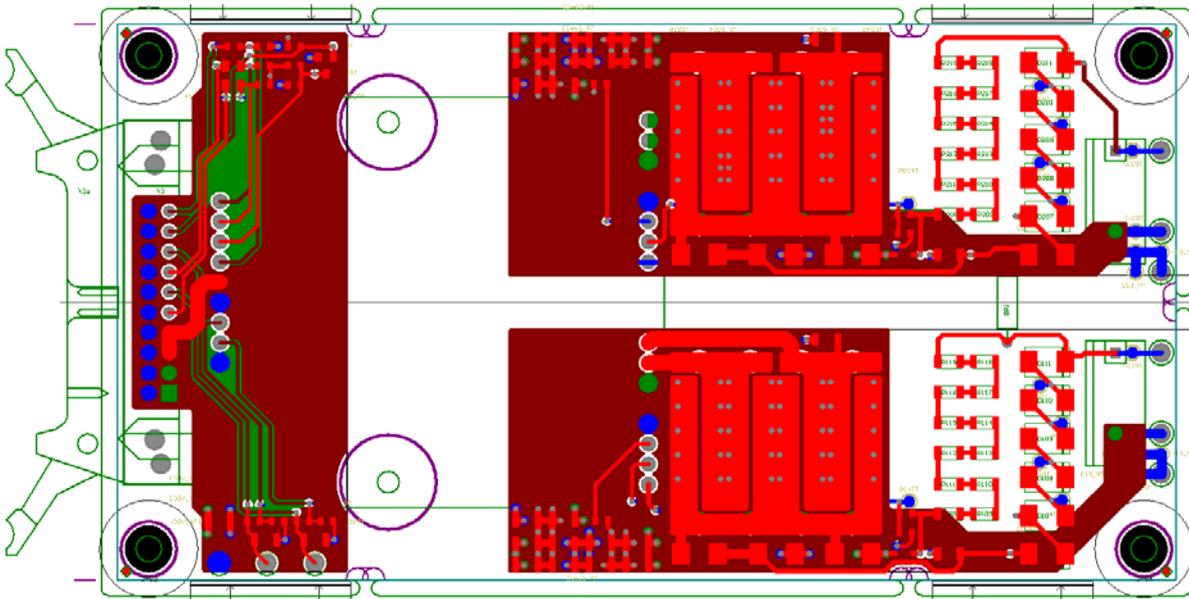


图27 CONCEPT基板2BB0435T的PCB布局

## 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"> <li>• 开关频率过高</li> <li>• INA或INB上的噪声太高</li> <li>• 局部放电</li> <li>• 门极、发射极、VEx、VIS0x或COMx短路</li> <li>• 使用尺寸过大的门极/发射极电容<math>C_{GE}</math></li> <li>• 门极电荷<math>Q_g</math>过高</li> <li>• 门极LC振荡</li> <li>• 环境温度过高</li> <li>• 陶瓷电容损坏</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 选择下一档更大功率的门极驱动器，或降低开关频率</li> <li>• EMI防护，例如窄脉冲抑制</li> <li>• 主要是PCB布局故障；检查所有电气间隙和爬电距离</li> <li>• 装配或布局故障</li> <li>• 计算<math>C_{GE}</math>对应的功耗</li> <li>• 计算<math>Q_g</math>对应的功耗</li> <li>• 消除门极回路中过高的电感</li> <li>• 将环境温度降低到<math>85^{\circ}\text{C}</math>以下</li> <li>• 避免工艺流程中或弯折PCB时的机械应力</li> </ul>
LDI ASIC损坏		<ul style="list-style-type: none"> <li>• <math>V_{DD} &gt; 16\text{V}</math></li> <li>• SOx处的上拉电阻值太小</li> <li>• ESD处理不当</li> <li>• 超过1700V的最大绝缘电压</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 将VDD限制为16V以内</li> <li>• 升高电阻值</li> <li>• 改进ESD处理</li> <li>• 通过有源钳位等方式降低<math>V_{CE}</math>过压，或提高至更高一级的耐压水平</li> </ul>

## 应用指南

IGD ASIC损坏	高级有源钳位反馈过强(>3 $\mu$ s)	<ul style="list-style-type: none"> <li>直流母线电压过高</li> <li>杂散电感过高</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>总体设计故障，提高至更高一级的耐压水平</li> <li>改进DC母排（降低杂散电感）；不要向ACLx引脚施加超过40mA（平均值）的电流</li> </ul>
IGD ASIC损坏		<ul style="list-style-type: none"> <li>VISOx &gt; 30V</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>将VDC限制在16V以内</li> </ul>
短路且LDI、IGD或DC/DC MOSFET受损	陶瓷电容破裂	<ul style="list-style-type: none"> <li>工艺流程中，机械应力损坏；也可能发生在最终的机械装配流程中</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>小心地完成机械处理和装配流程</li> </ul>
并联IGBT之间的门极信号存在延迟不一致(>25ns)或抖动>5ns	初始传输延迟增加	<ul style="list-style-type: none"> <li>使用了半桥模式</li> <li>驱动器输入信号的上升和下降沿缓慢</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>使用直接模式</li> <li>在INA/INB前插入施密特触发器</li> </ul>

## 参考文献

- /1/ Description and Application Manual of SCALE™-2 driver cores, CONCEPT
- /2/ Data sheets of SCALE™-2 driver cores, CONCEPT
- /3/ Application Note AN-0901: Methodology for Controlling Multi-Level Converter Topologies with SCALE™-2 IGBT Drivers, CONCEPT
- /4/ Application Note AN-0904: Direct Paralleling of SCALE™-2 Gate Driver Cores, CONCEPT
- /5/ Paper: Safe Driving of Multi-Level Converters Using Sophisticated Gate Driver Technology, PCIM Asia, June 2013

注： 本应用指南可从以下网址获得：[www.igbt-driver.com/go/app-note](http://www.igbt-driver.com/go/app-note)，论文请见 [www.IGBT-Driver.com/go/paper](http://www.IGBT-Driver.com/go/paper)

## 法律免责声明

本文中的陈述、技术信息和建议在撰写之日被认为是准确的。技术信息中提供的所有参数、数字、数值以及其他数据均根据相关技术标准（如有）尽我们所知地进行计算和确定。它们可能基于并不能适用于所有情况的假设或工作条件。在本文所含陈述、技术信息和建议的准确性和完整性方面，我们不提供任何明示或暗示的陈述或保证。我们不对所提供的任何陈述、技术信息、建议或观点的准确性或充分性承担任何责任，也不对由此所引起的任何直接、间接或后果性损失或损坏承担任何责任。

## 应用指南

## 生产厂商

CT-Concept Technologie GmbH  
Power Integrations旗下子公司  
Johann-Renfer-Strasse 15  
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](mailto:Info@IGBT-Driver.com)  
网站 [www.IGBT-Driver.com](http://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](mailto:Support.China@IGBT-Driver.com)

© 2011...2013 CT-Concept Technologie GmbH - Switzerland.  
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。

版权所有。  
2013-09-20 2.0版