

## アプリケーション ノート

## SCALE™-2 ゲート ドライバ コアを搭載したアプリケーション

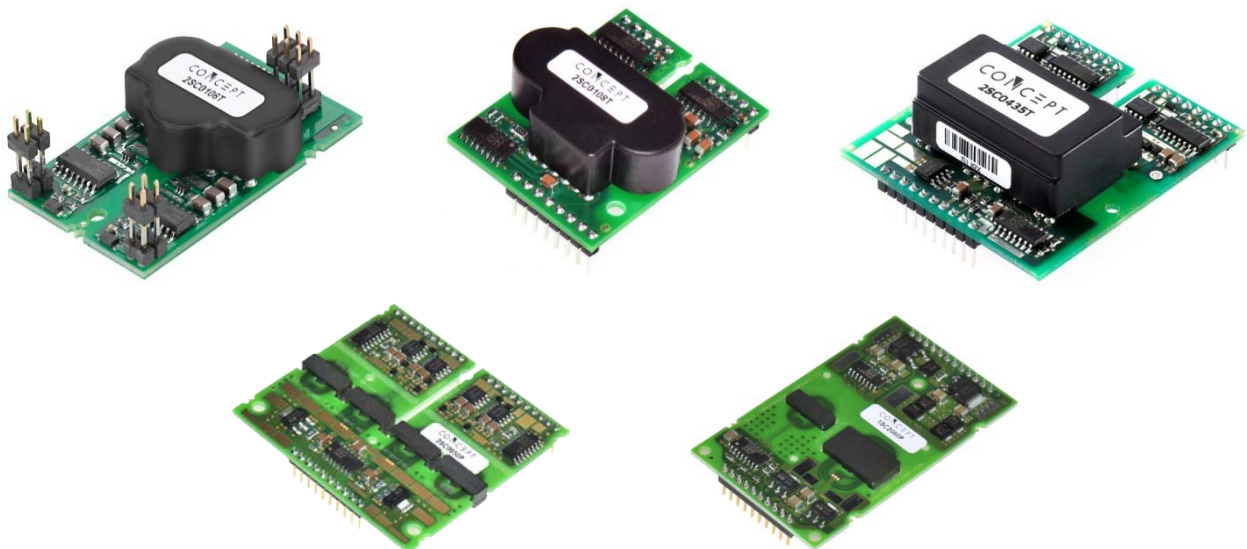
シングル及びデュアルチャンネルの SCALE™-2 IGBT 及び MOSFET ドライバ コア

## 製品の紹介と概要

SCALE™-2 IGBT 及び MOSFET ゲート ドライバ コアは、産業及び輸送分野に必要な最高レベルのテクノロジーと機能性を提供する、低コストの高集積化部品です。このような特徴に設計の柔軟性が加わり、すでに多くの非常に優れた電力コンバータが生み出されてきました。しかしながら、SCALE-2 ゲート ドライバ コアは、プラグアンドプレイ ゲート ドライバではありません。このコアを使用して信頼性の高いインバータ システムを開発するには、パワー エレクトロニクスに関する最低限の知識が必要です。

このアプリケーション ノートでは、重要な設計ルールを主に取り上げ、ユーザーを支援し、評価に関する問題を回避します。また、SCALE-2 ゲート ドライバ コアを適切に設計する方法について詳細な例を示すことで、開発期間の短縮を支援します。

検討される SCALE-2 ゲート ドライバ コアは、2SC0106T、2SC0108T、2SC0435T、2SC0650P、1SC2060P、2SC0535T、2SC0635T、及び 1SC0450V です。



アプリケーション ノート



図 1 SCALE-2 ゲートドライバコア

## アプリケーション ノート

## 目次

<b>SCALE-2 製品を使用する応用例</b> .....	<b>5</b>
<b>SCALE-2 のさまざまなトポロジ</b> .....	<b>5</b>
3 レベルまたはマルチレベルのトポロジで SCALE-2 ゲートドライバコアを使用する.....	5
並列接続した IGBT/MOSFET で一つの SCALE-2 ゲートドライバを使用する .....	6
直接並列接続 .....	7
<b>応用回路</b> .....	<b>8</b>
入力 INA 及び INB のための最小パルス抑制 .....	8
入力 INA 及び INB でノイズ耐性を高める (2SC0635T 以外) .....	9
外部光インターフェースと、内部電氣的インターフェースを搭載する SCALE-2 ゲートドライバを使用する .....	10
ハーフブリッジ モード.....	11
外付け回路によるハーフブリッジ モード.....	12
外付け回路による最小チャンネル インターロック タイム .....	13
SOx 異常出力を使用する .....	13
ゲート抵抗を使用する .....	14
VEx 端子の特性 .....	15
ブロッキング コンデンサ $C_{1x}$ 及び $C_{2x}$ .....	16
SCALE-2 ゲートドライバコアによる $V_{CEsat}$ 検出 (2SC0108T を除く) .....	17
SCALE-2 による $V_{CEsat}$ 検出の機能の停止 (2SC0106T 及び 2SC0108T を除く) .....	21
アドバンスド アクティブ クランプ機能の停止.....	22
レイルツーレイル出力及びゲート電圧クランプ .....	22
MOSFET モード (2SC0106T 及び 2SC0108T では使用不可).....	23
単一出力へのデュアルチャンネルドライバの並列接続 (2SC0106T では使用不可) .....	24
チョップ用途で一方のチャンネルを停止する.....	25
<b>コンバータ内のゲートドライバの位置</b> .....	<b>26</b>
17 mm IGBT モジュール上または高磁場の付近へのドライバの配置 .....	26
AC 及び DC バス バー.....	26
<b>PCB レイアウト</b> .....	<b>27</b>
基板の厚さ .....	27
異なる高電圧電位をもつ領域の分離 .....	27
プレーンの使用 .....	28
基板の空間距離及び沿面距離 .....	29
標高の高い場所で使用する場合のゲートドライバコア .....	29
CONCEPT ベース ボード .....	30
<b>使用時の一般的な障害</b> .....	<b>31</b>
<b>文献</b> .....	<b>32</b>

---

アプリケーション ノート

免責条項..... 32  
メーカー ..... 33

## アプリケーション ノート

### SCALE-2 製品を使用する応用例

SCALE-2 ゲート ドライバ コアを効果的に使用するには、全体を適切に設計する必要があります。以下に示す主要ポイントは、SCALE-2 ゲートドライバを使用するための重要なポイントです。

- トポロジ (IGBT モジュールの並列方式など)
- 回路図及び適切な部品の選択
- IGBT ゲートドライバの配置 (ゲートドライバを配置する位置)
- 磁場の影響
- 空間距離及び沿面距離
- PCB レイアウト
- 規格適用
- EMI の検討

### SCALE-2 のさまざまなトポロジ

#### 3 レベルまたはマルチレベルのトポロジで SCALE-2 ゲートドライバ コアを使用する

標準の半導体整流器では、3 レベル コンバータの動作中、対応するパワー半導体に DC リンクの全電圧がかからないようにするために、外側の IGBT/MOSFET がオン状態にある時は内部の IGBT/MOSFET はオフになりません。

CONCEPT SCALE-2 ゲートドライバを使用する時には、この状況を考慮する必要があります。ゲートドライバの保護機能によって短絡が検出された場合、または電源低電圧の場合に、この状況が発生する可能性があります。異常の検出後、ゲートドライバによって対応するチャンネルが即座にオフにされます (2SC0635T と 1SC0450V 以外。この 2 つでは、二次側での異常検出と IGBT ターンオフの間の遅延をプログラムすることができます。対応する製品ドキュメント /1/、/2/ を参照してください)。通常、パワー半導体は、DC リンクの全電圧に耐えられるようには設計されていません。このため、適切な保護措置を講じた場合にのみ、パワー半導体の破損を避けることができます。

SCALE-2 の高度なアクティブ クランプでは、このような状況でもコレクタエミッタ電圧を超えないよう IGBT/MOSFET を保護します。このため、異常状態時にドライバ チャンネルをオフにするために専用のターンオフ シーケンスを内蔵する必要はありません。代わりに、異常フィードバック直後にターンオフ コマンドを発生させます。異常フィードバック後、システムを安定した状態に保つために、コンバータ内のすべての IGBT ドライバに共通のターンオフ コマンド適用することを推奨します。

詳細については、アプリケーション ノート AN-0901 /3/ または論文『アドバンスド ゲートドライバ技術の使用により、マルチレベル コンバータの安全運転を実現』/5/ を参照してください。

**注:** SCALE-2 チップセットの低電圧保護機能を停止させることはできません。ゲートドライバ チャンネルは、一次側または二次側で低電圧が検出されるとすぐにオフにされます (例外: 2SC0635T 及び 1SC0450V。この 2 つでは、二次側異常時のデレーをプログラムすることができます)。このため、アクティブ クランプを使用することで、最適な保護を行うことができます。ただしこのような場合、CONCEPT では、コンバータの最終的な設計でアクティブ クランプ機能の効果をテストすることを強く推奨しています。

## アプリケーション ノート

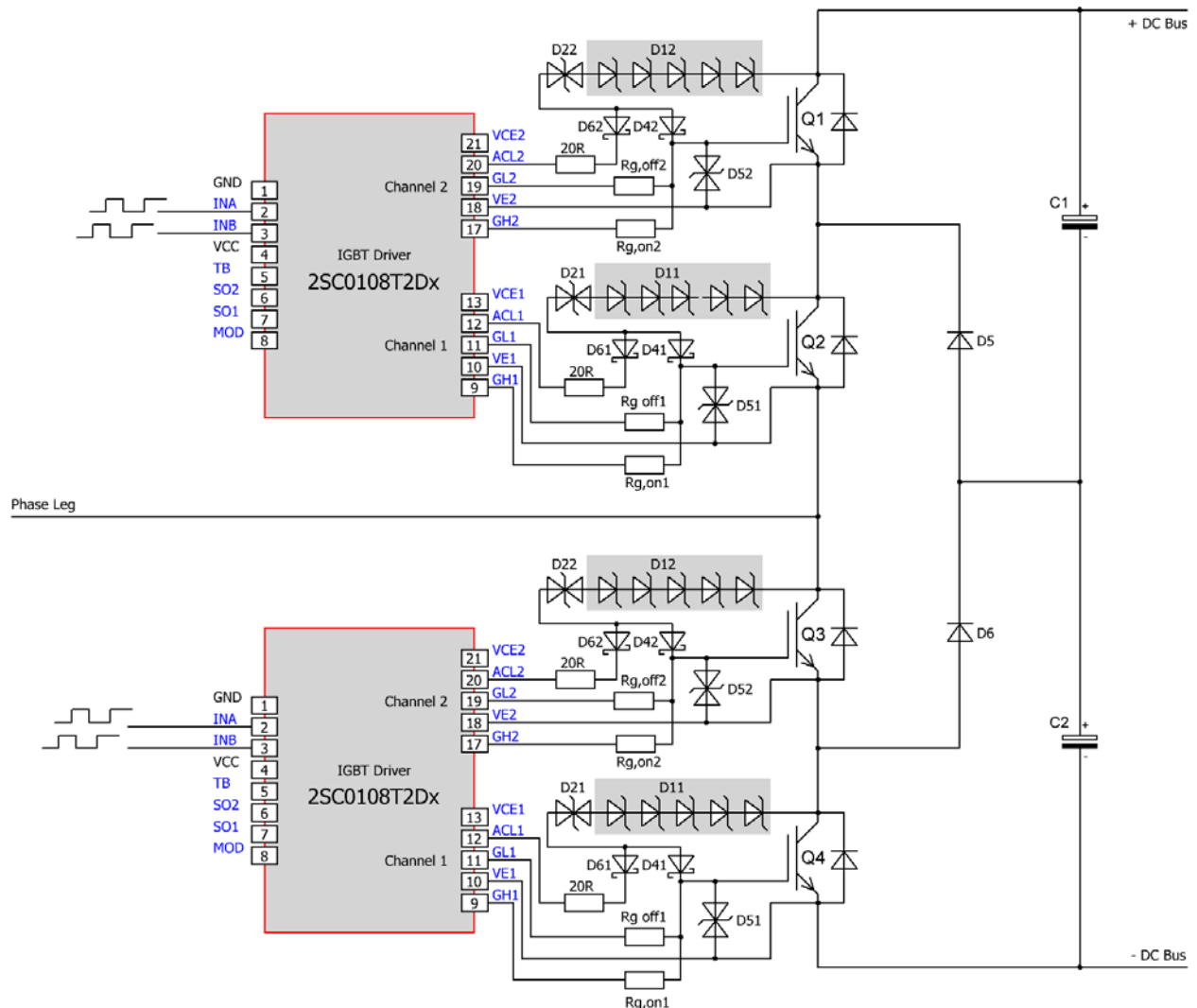


図2 アドバンスド アクティブ クランプを使用した 3 レベル コンバータ

## 並列接続した IGBT/MOSFET で一つの SCALE-2 ゲートドライバを使用する

## 一つの共通ドライバコアを使用して並列接続した IGBT 動作でのアドバンスド アクティブ クランプ

アクティブ クランプはコレクタエミッタ (ドレイン - ソース) 電圧が予め設定したスレッシュホールドを超えるとすぐにパワー半導体を部分的にオンにする技術です。これによりパワー半導体のリニアな動作が保たれます。

基本的なアクティブ クランプトポロジでは、IGBT のコレクタから過渡電圧サプレッサ デバイス (TVS) を経由し、IGBT ゲートに対し一つのフィードバック パスを持っています。ほとんどの SCALE-2 製品は CONCEPT のアドバンスド アクティブ クランプをサポートします。すなわち、ピン ACLx でドライバの二次側にもフィードバックされます。20 Ω 抵抗の右側の電圧 (図 3) が約 1.3 V を超えるとすぐに、アクティブ クランプの効果を向上させ、TVS の損失を抑えるために、ドライバ ステージのターンオフ MOSFET が漸次オフになります。20 Ω 抵抗の右側の電圧が 20 V (COMx ごとに計測) に近づくと、ターンオフ MOSFET は完全にオフになります。ドライバ コアを 1 つのみ使用して並列接続した IGBT を運転する場合は、並列接続したすべての IGBT/MOSFET をアドバンスド アクティブ クランプで制御する必要があります。図 3 に従って、ゲートごとに個別のフィードバックが必要です。

## アプリケーション ノート

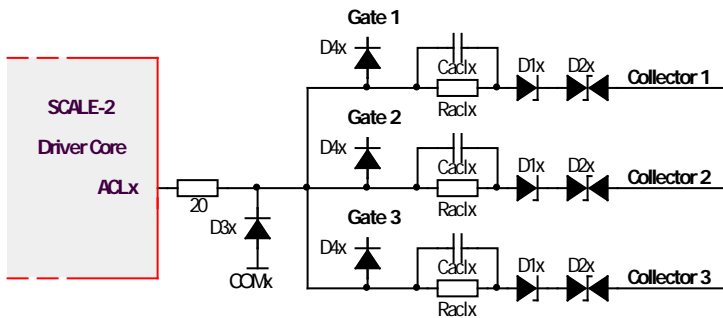


図 3 3つの IGBT/MOSFET と 1つの共通ゲートドライバコアを並列接続したアクティブ クランプ

一つのゲート ドライバ コアによる並列運転には、図 3 に示す回路を使用することを推奨します (2SC0635T と 1SC0450V は除く。この 2つはドライバ コアに  $D_{3x}$  及び  $20\ \Omega$  抵抗があらかじめ搭載されているため、外部で抵抗を使用する必要はありません)。TVS、 $R_{aclx}$ 、 $C_{aclx}$ 、 $D_{3x}$ 、及び  $D_{4x}$  の寸法については、対応するアプリケーション マニュアル /1/ を参照してください。直列接続した TVS のうち少なくとも 1つは双方向型にする必要があることに注意してください。

### 一つのドライバコアと並列運転する $V_{CEsat}$

通常、CONCEPT では、並列接続した IGBT/MOSFET にセントラル ゲートドライバコアを 1つのみ使用することで、 $V_{CEsat}$  検出回路を 1つのみ使用することを推奨しています。この構成で十分効果的なシステム保護ができるためです。 $V_{CEsat}$  検出は、並列接続した IGBT/MOSFET のいずれか 1つに接続し、行われます。短絡時には、並列接続したすべての IGBT が同時に非飽和状態になります。最大短絡電流は IGBT によって制限されます。

次の理由により、並列接続したハイサイド IGBT の補助コレクタを接続することは推奨されていません。

- 大量のオフセット電流が流れる可能性があります。
- 発振する可能性があります。

また、 $V_{CEsat}$  検出により過電流を測定することも推奨されていません。

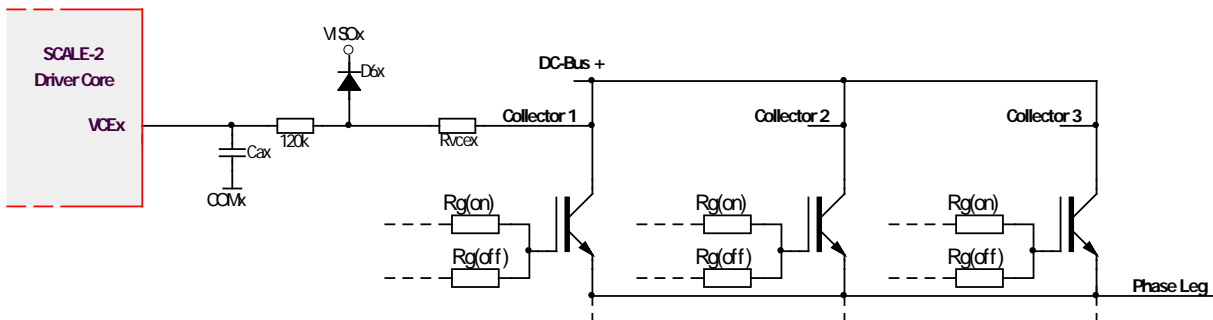


図 4 1つのゲートドライバコアで3つの IGBT を並列接続することによる  $V_{CEsat}$  検出

## 直接並列接続

並列接続された IGBT は従来、共通のドライバで駆動し、IGBT ごとに個別のゲートとエミッタ抵抗があります (最後の節を参照してください)。並列接続された IGBT モジュールを駆動するには、各モジュールで個別のドライバを使用する方法もあります (直接並列接続)。この駆動オプションは、このアプリケーション ノートで検討する、電気的インターフェイスを搭載したすべてのドライバコアで利用できます。

SCALE-2ドライバの直接並列接続が必要な場合は、アプリケーション ノート AN-0904 /4/ を参照してください。



## アプリケーション ノート

## 応用回路

## 入力 INA 及び INB のための最小パルス抑制

電氣的インターフェース機能を搭載した SCALE-2 ゲートドライバの信号伝搬デレイは、通常 90 ナノ秒未満と非常に高速です。これには、35 ナノ秒の最小パルス抑制時間も含まれます。潜在的な EMI による異常なゲートスイッチングを回避するために、入力 INA 及び INB にフィルタを追加することができます。図 5 に、SCALE-2 内部の最小抑制時間が十分でない場合に電氣的インターフェースを搭載したドライバ コアで最小パルス抑制時間を延長する方法を示します。

図 5 により、伝搬デレイのジッターが大幅に増加する可能性があるために、RC 回路を INA または INB に直接接続することは推奨されていないことがわかります。この欠点を改善するために、シュミットトリガを使用することを推奨します。

直接並列接続と最小パルス抑制を併用する場合は、シュミットトリガ インバータの後にドライバの入力 INA/INB を並列接続することが推奨されています。シュミットトリガ インバータのデレイのずれが大きくなりすぎ、IGBT 動作時に電流の大きなアンバランスが発生する原因となるため、直接並列接続することで各ドライバコアでシュミットトリガ インバータを使用することは推奨されていません。

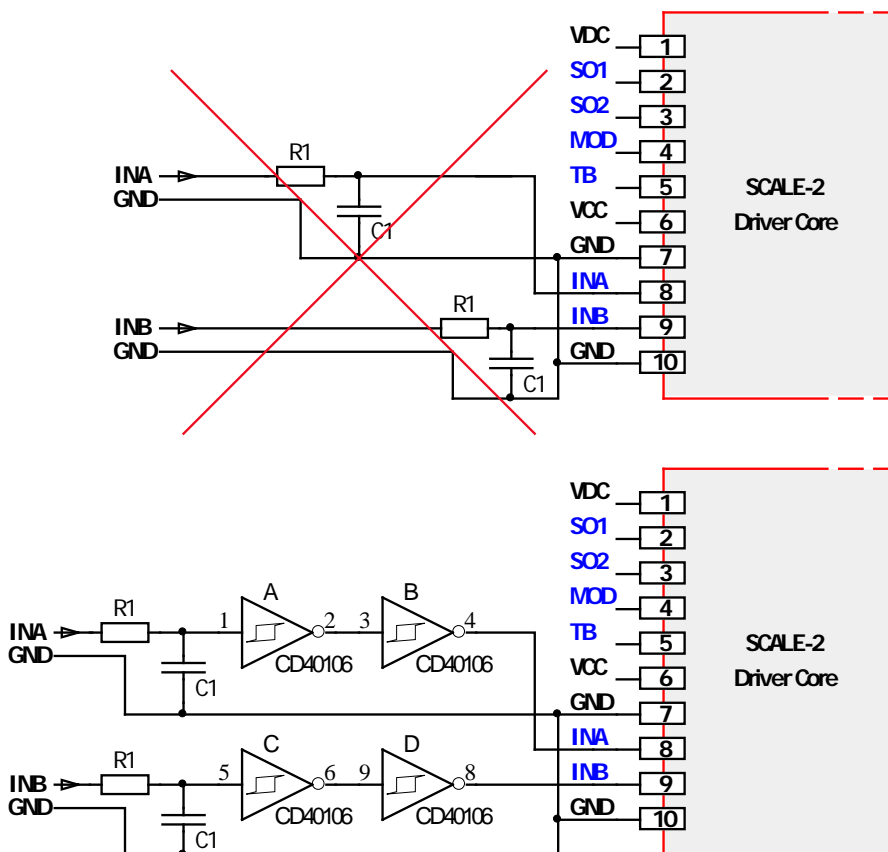


図 5 SCALE-2 ドライバコアのための INA 及び INB の最小パルス抑制

$R_1/C_1$  と 15 V シュミットトリガ インバータ CD40106 を組み合わせると、最小パルス抑制が可能です。たとえば、ターンオンレベルが 10 V でターンオフレベルが 5 V の場合、シュミットトリガ入力ヒステリシスは 5 V になります。INx を 15 V ロジックでターンオンすると、コンデンサ  $C_1$  は  $R_1$  によって充電されます。 $C_1$  の電圧が 10 V に達すると、シュミットトリガがスイッチします。また INx が低くなり (ターンオフコマンド)、コンデンサ  $C_1$  の電圧が 5 V を下回ると、シュ



## アプリケーション ノート

ミットトリガがスイッチします。この例では、2 つのシュミットトリガ インバータを使用していますが、入力信号を反転させる必要はありません。

ターンオン時の最小パルス抑制時間  $T_{min,on}$  は、以下の式で計算できます。

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

$V_{TH,high}$  はシュミットトリガの上限スレッショールド、 $V_{DD}$  は INx の論理レベルです。

ターンオフ時の最小パルス抑制時間  $T_{min,off}$  は、以下の式で計算できます。

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

$V_{TH,low}$  はシュミットトリガの下限スレッショールド、 $V_{DD}$  は INx の論理レベルです。

例:

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

## 入力 INA 及び INB でノイズ耐性を高める (2SC0635T 以外)

電氣的インターフェースを搭載するほとんどの SCALE-2 ゲートドライバコアは、INA/INB がスレッショールド電圧の約 2.6 V に達すると対応するチャンネルをオンにします (例外: 2SC0635T)。ターンオフ スレッショールド電圧は約 1.3 V で、その結果ヒステリシスは 1.3 V になります。発生ノイズ電圧 (EMI) が非常に高い一部の用途の場合、または長いケーブルを使用する場合は、入力スレッショールド電圧を上げるとスイッチング誤動作を回避することができます。この目的で、図 6 に従って、分圧抵抗  $R_2/R_3$  をゲートドライバコアのできるだけ近くに配置します。PCB レイアウト上のインダクティブ結合を回避するには、分圧抵抗  $R_2/R_3$  とゲートドライバ間の距離を最小にすることが不可欠です。

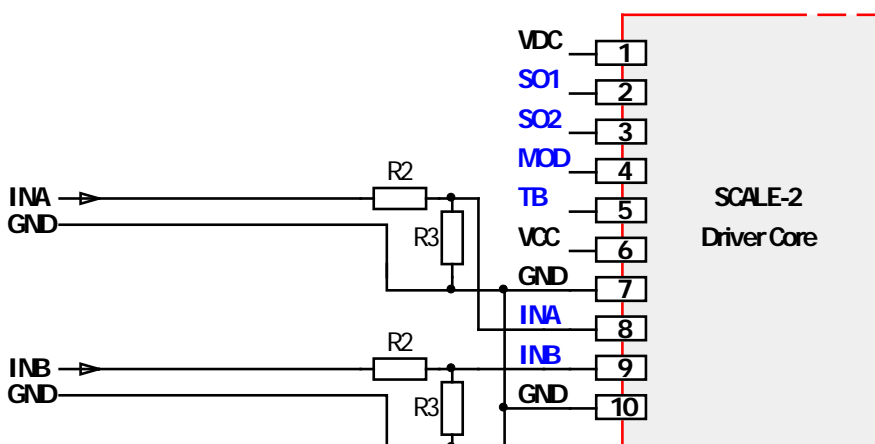


図 6 SCALE-2 ゲートドライバコアによって大きくした INA 及び INB のスレッショールド電圧

例: ターンオン時、 $R_2 = 3.3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $INA = 15 \text{ V}$  に設定します。 $R_2$  と  $R_3$  が無い場合は、 $INA$  が 2.6 V に達するとすぐにゲートドライバがオンになります。分圧抵抗によって、ターンオン スレッショールド電圧が約 11.2 V まで上がります。ターンオフ スレッショールド電圧は約 5.6 V になります。この例では、IGBT がオン状態の間、 $INA$  及び  $INB$  信号ドライバから 3.5 mA を供給する必要があります。

## アプリケーション ノート

### 外部光インターフェースと、内部電氣的インターフェースを搭載する SCALE-2 ゲートドライバを使用する

光 PWM 入力と異常出力を必要とするアプリケーションに対し、CONCEPT 製品ではさまざまなソリューションを適用することができます。高電圧 IGBT 及びドライバコア 1SC0450V 用の標準のプラグアンドプレイドライバソリューションの他に、電氣的インターフェースを搭載する SCALE-2 IGBT ゲートドライバ コアの前段で光インターフェースを使用するソリューションもあります。図 7 に、標準の AVAGO HFBR 型で SCALE-2 ドライバコアを駆動する方法の一例を示します (他のメーカーには、東芝、パナソニックなどがあります。CONCEPT のサポート サービスにご相談ください)。シュミットトリガ CD40106 (5 V 供給) で HFBR-2522ETZ の出力信号を 5 V の論理信号に反転しています。この信号で SCALE-2 ゲートドライバコアを駆動します。オープンドレイン異常出力の SO1 及び SO2 には 1 kΩ のプルアップ抵抗をつなげて光インターフェースを駆動しています。この光インターフェースは、通常状態時にオンになり、異常状態時にオフになります。通常動作時のダイオード電流は約 15 mA です。この電流は、異常状態の間は、それぞれオープンドレイン SO1 や SO2 を介して流れます。SO1/SO2 で許容される最大負荷電流は 20 mA です。

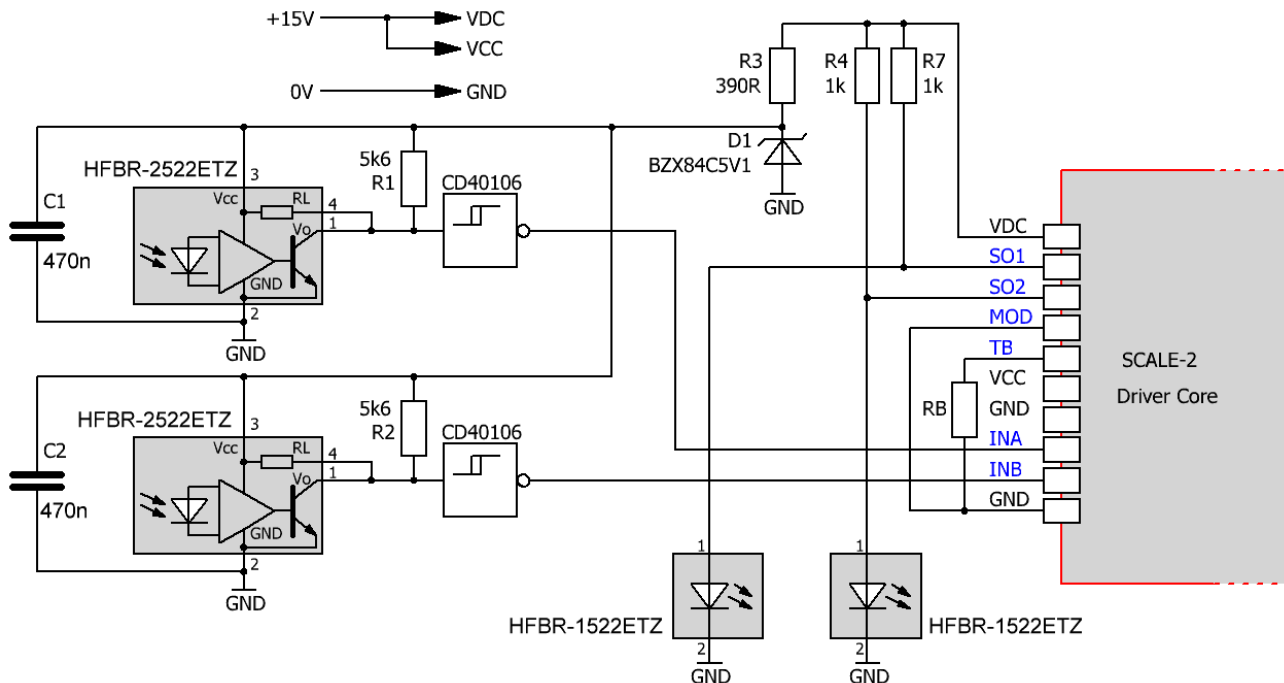


図 7 SCALE-2 ゲートドライバコアを駆動する光インターフェース

直接並列接続で複数の SCALE-2 ゲートドライバコアを使用する場合 (図 8) は、ダイレクト モードのみを推奨します (MOD を GND に接続します)。各ドライバの入力 INA 及び INB は並列に接続します。SOx 異常出力は、まとめて接続することも、それぞれを光ファイバ インターフェースに接続することもできます。プルアップ抵抗は、ゲートドライバコアのできるだけ近くに配置する必要があります。この抵抗は、ダイオード電流を約 13 mA、チャンネルごとの最大オープンコレクタ電流を 20 mA として計算されます。

両側の TB ピンが並列接続されていることに注意してください。そのため、対応するブロッキング時間を求めるには、データシート /2/ に示されている抵抗値  $R_B$  を 2 で割る必要があります。CD40106 の電源は 5 V にする必要があります。

## アプリケーションノート

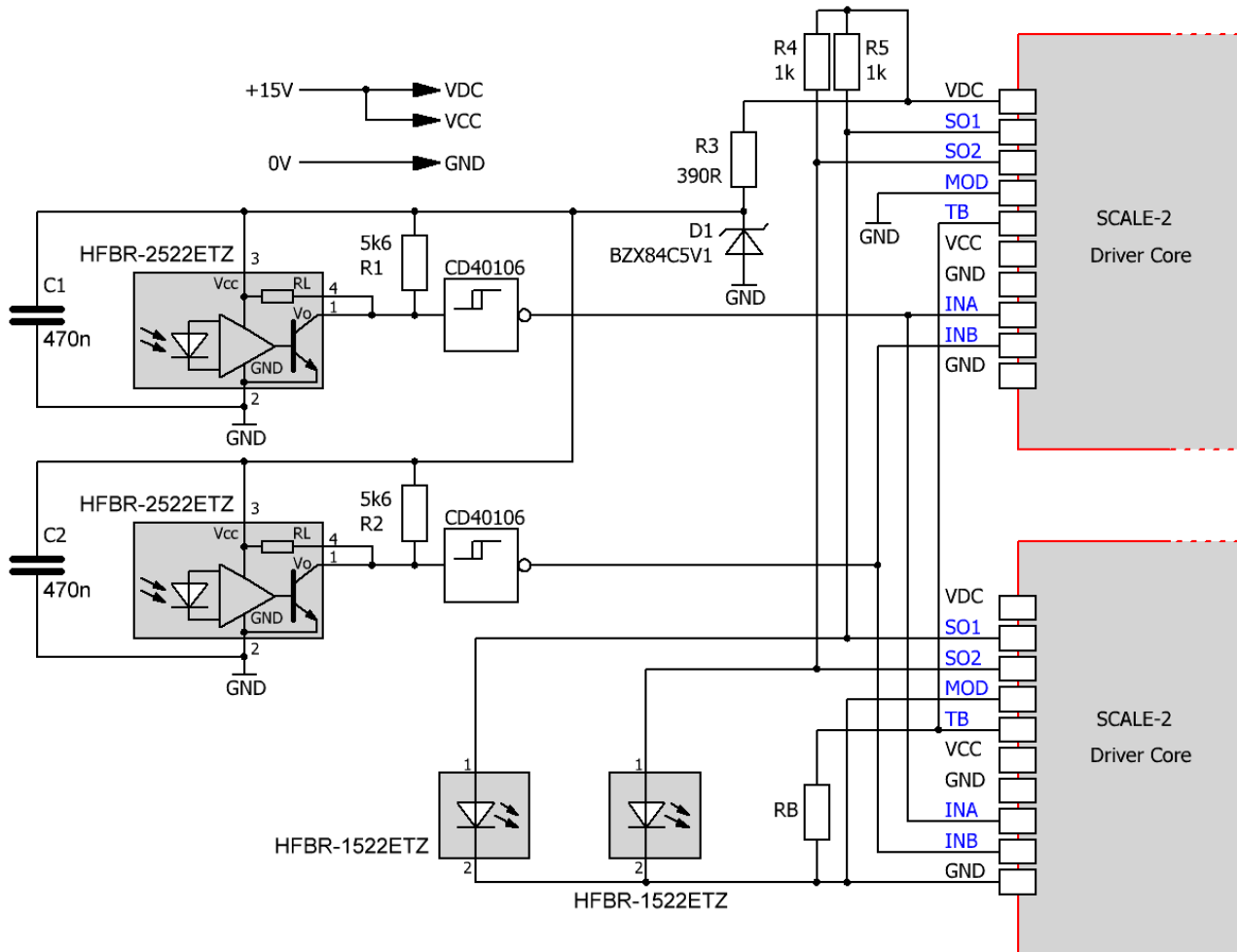


図 8 並列接続した SCALE-2 ゲートドライバコアを駆動する光インターフェース (2SC0435T の例)

INA 及び INB の入カスレッシュホールドのほうが高い (15 V 論理レベルに調整する必要がある) ため、図 7 と図 8 の回路はともに 2SC0635T では使用できません。

## ハーフブリッジ モード

デュアルチャンネルドライバでは、MOD ピン (使用できる場合) を使用して、ダイレクト モードまたはハーフブリッジ モードを設定することができます (詳細については対応するアプリケーション マニュアル /1/ を参照してください)。

部品  $R_m$  と  $C_m$  を MOD ピンのできるだけ近くに配置してループが大きくなるようにすることを推奨します (対応するアプリケーション マニュアル /1/ を参照してください)。

デッドタイムの公差は、製品やデッドタイム設定によって変化することがあり、対象とする PCB レイアウトによっても異なります。予測される公差は、約  $\pm 15\%$  です。

また、ダイレクト モードとハーフブリッジ モードの切り換え、つまりドライバ動作中の切り換えはできません。この切り替えを行うと、ドライバの破損につながる高周波のバーストパルスが発生する可能性があります。

## アプリケーション ノート

### 外付け回路によるハーフブリッジ モード

ドライバ コアの両チャンネル間のデッドタイムは、SCALE-2 ドライバのダイレクト モードを使用する外付け回路でも作ることができます。このことは、必要なデッドタイム長が SCALE-2 技術で実現される範囲 (約 0.6 ~ 4.1  $\mu$ s) 外にある場合や、より高度なタイミング精度が必要な場合に役立ちます。

必要なデッドタイムを含む PWM パターンは、デジタル回路 ( $\mu$ P、FPGA、CPLD など) を使用するか、外付け回路で生成することができます。以下の図 9 に、イネーブル信号とスイッチング信号を使用して SCALE-2 技術によく似た方法でデッドタイムを作る回路の例を示します。

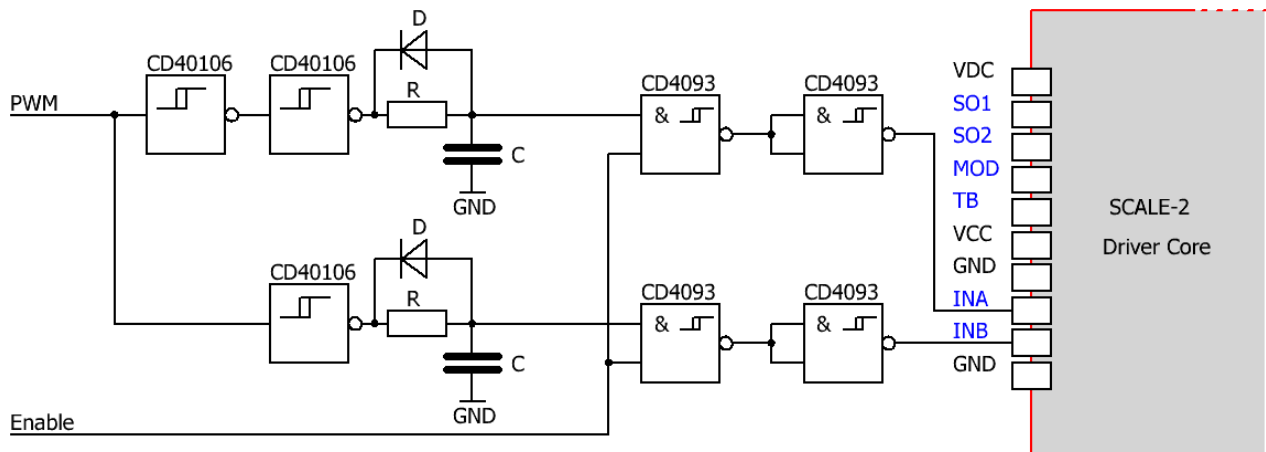


図 9 ハーフブリッジ デッドタイムを外部で作るための推奨回路

必要なデッドタイム  $T_D$  は、使用する NAND ゲートのスレッシュホールドを考慮して部品 R と C でおよそその値を設定することができます。

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

$V_{TH,high}$  はシュミットトリガの上限スレッシュホールド、 $V_{DD}$  はシュミットトリガ インバータ/NAND ゲートの論理レベル (5 V ~ 15 V) です。ダイオード D には、高速のスイッチング ダイオードを使用することを推奨します。

例: ハーフブリッジ デッドタイム  $T_D \approx 7.7 \mu$ s は、 $R = 4.7 \text{ k}\Omega$ 、 $C = 1.5 \text{ nF}$  ( $V_{DD} = 15 \text{ V}$ 、 $V_{TH,high} = 10 \text{ V}$ ) で設定できます。

## アプリケーション ノート

### 外付け回路による最小チャンネル インターロック タイム

SCALE-2 ドライバ コアのダイレクト モードを使用してデッドタイムを外部で作る場合は、スイッチング信号が不適切でも入力/出力の同時スイッチングを回避するインターロック回路により対応することができます (図 10 参照)。

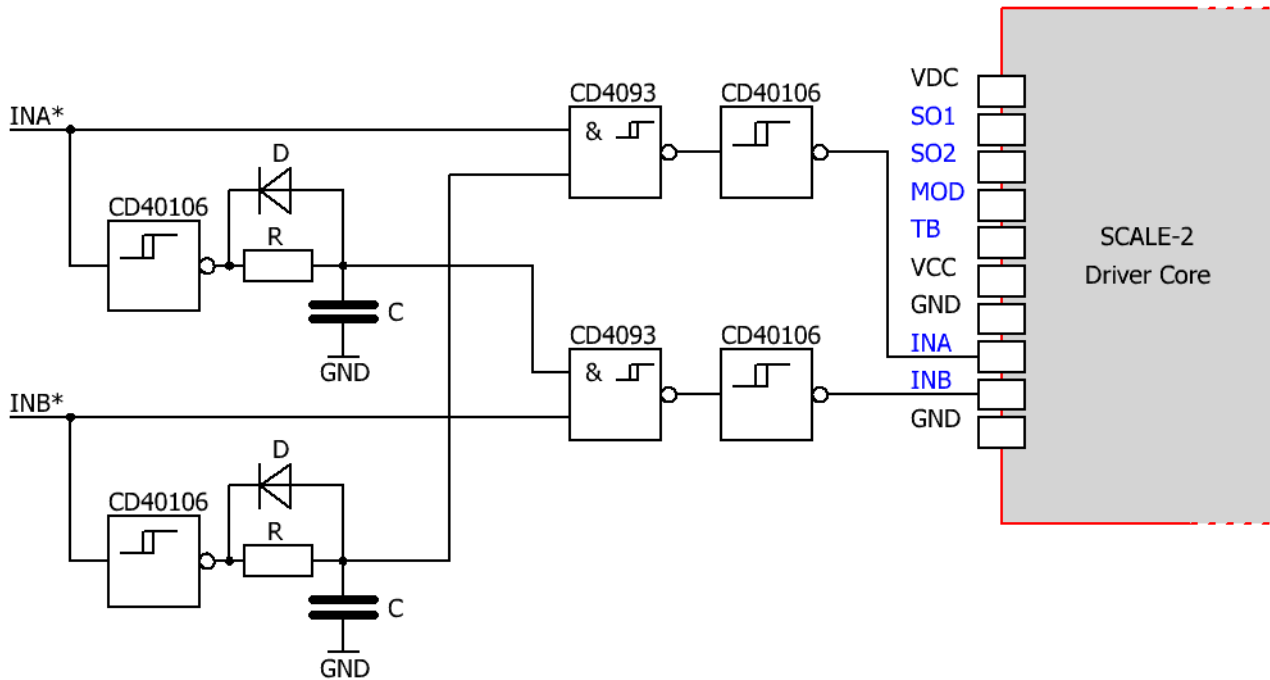


図 10 最小インターロック タイムを設定するための推奨回路

図 10 に示す回路では、プログラム済みの最小インターロック タイム  $T_I$  が切り下げられない場合でも、スイッチング信号  $INA^*$  及び  $INB^*$  を大幅には変更しません。

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

$V_{TH,high}$  はシュミットトリガの上限スレッショールド、 $V_{DD}$  はシュミットトリガ インバータ/NAND ゲートの論理レベル (5 V ~ 15 V) です。ダイオード D には、高速のスイッチング ダイオードを使用することを推奨します。

信号  $INA^*$  と  $INB^*$  にはプログラムされている最小インターロック タイム  $T_I$  より短いデッドタイムがあり、両チャンネル間のデッドタイムは自動的に  $T_I$  に延長されます。

その時点で、信号  $INA^*$  と  $INB^*$  の両方が高くなり、両チャンネルがオフになります。

外付け回路の場合、ゲートドライバの伝搬遅延時間全体が長くなることに注意してください。

### SOx 異常出力を使用する

マイクロコントローラへの距離が長くなればなるほど、SOx ラインの EMI からの影響が大きくなります。異常な状態が何も検出されない時は、SOx 出力のインピーダンスが高くなります。そのため、電圧スパイクが大きくなりやすくなります。

CONCEPT では、ケーブルの距離を長くする必要がある場合や、SOx 電流 (20 mA) が不十分な場合は、図 11 に示す回路を使用することを推奨します。MOSFET T11/T12 は、ドライバの SOx 出力を EMI の影響から保護します。また、SOx 信号が (ケーブル破損などのために) 適切に接続されないことが予想される場合、安全のためにホスト コント

アプリケーション ノート

ローラのケーブル側でプルダウン抵抗を使用することも推奨します。分圧抵抗は MOSFET プルダウン抵抗で構成されているため、プルダウン抵抗値を低くしすぎてはいけないことに注意してください。

SOx 駆動電流は、MOSFET の 2.7 k プルアップ 抵抗値を減らすことで、簡単に大きくすることができます。

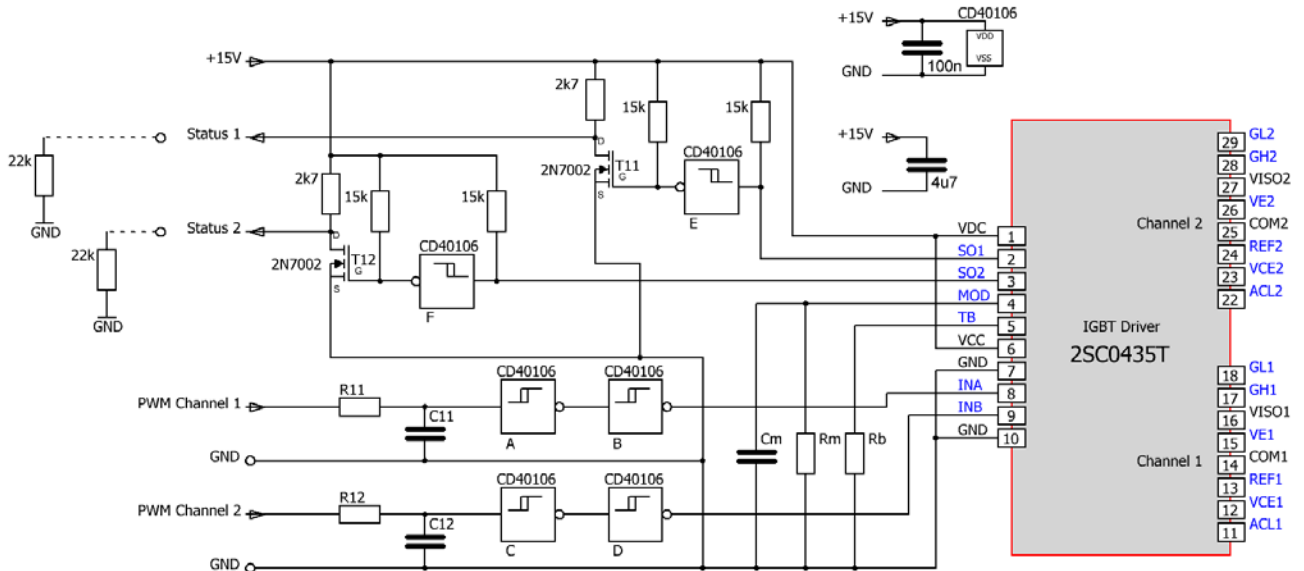


図 11 距離が長い場合の SOx 異常信号の使用

SOx ピンの保護回路と 10 kΩ のプルアップ抵抗は、ドライバコア 2SC0635T 及び 1SC0450V で使用することができます。

ゲート抵抗を使用する

ほとんどの SCALE-2 ドライバコアには、分離パス GHx と GLx があり、ターンオン及びターンオフ ゲート抵抗に接続できます。図 12 に示すように、ターンオン ゲート抵抗とターンオフ ゲート抵抗は分離して使用する必要があります。GHx を GLx に直接接続すると、電力損失が増え、発振する可能性があります。ただし、これらは 2SC0106T には適されません。

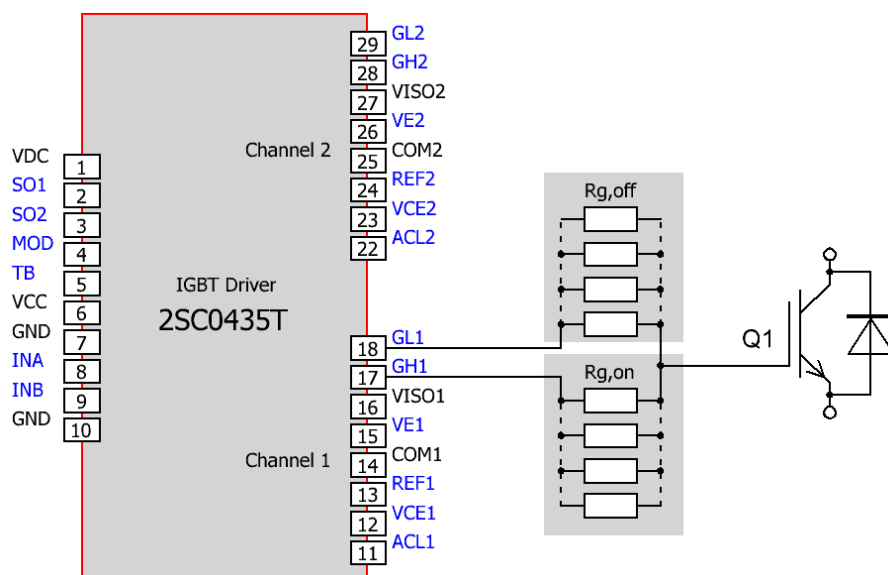


図 12 端子 GHx と GLx でのゲート抵抗の使用

## アプリケーション ノート

また、いくつかの理由から、ゲート ループのインダクタンスをできるだけ小さく保つ必要があります。

- ゲートループ インダクタンスが高いと IGBT のスイッチング特性が変化します。特に、ターンオン時のスイッチングが速くなることがあります。これによって、対応するフリーホイーリング ダイオードの SOA を外れる可能性があります。
- インダクタンスが高い抵抗 (巻線型抵抗など) は使用できません。高電力対応の 1206 SMD 抵抗 (Vishay 製の CRCW1206 抵抗など) または有鉛メタル フィルム抵抗 (Vishay 製の PR02 や PR03 など) を使用し、過熱状態を避けるために目標スイッチング発振周波数でゲート抵抗の温度上昇を測定することを推奨します。通常推奨される最大温度上昇は 40 K 以下です。また、ゲート抵抗のピーク電力容量を超えないようにする必要があります。
- ゲート ループ インダクタンスを低くすると、発生する可能性のある、外部の磁場からゲート回路へのカップリングが減少します。このようなカップリングによって、ゲート ドライバの特性が変化し、発振する可能性があります。また、特定の状況で IGBT SOA を外れることもあります。可能な場合や必要な場合は、シールド プレーンを使用すると外部磁場の影響を小さくすることができます。

## VEx 端子の特性

VEx はエミッタ電位に対応します。これは、SCALE-2 ASIC の内部で作られる電位です。通常動作中は、VISOx ピンと VEx ピンの間の電圧は定格値 15 V に制御されます。これは、SCALE-2 の内部電流源と二次側 ASIC IGD の電圧センスによって実現されます。最大シンク/電源容量は、動作中の ASIC の過熱を避けるために、 $\pm 2.5$  mA に制限されます。

VISOx と COMx の間の二次電圧が下がり始めると、まず、VISOx と VEx の間の電圧が一定 (15 V) に保たれます。VEx と COMx の間の電圧は、最大約 5.5 V まで下がります。VISOx から COMx への電圧が下がり続ける場合は、VEx から COMx への電圧が一定 (5.5 V) に保たれ、VISOx から VEx への電圧が下がり始めます。この機能によって、供給電源の低電圧が発生した場合にも、IGBT の適切なターンオフが保証されます。

VISOx と VEx の間の電圧を確実に 15 V に制御するため、VISOx と VEx、または VEx と COMx の間に一定の負荷をかけてはいけません。必要に応じて VISOx と COMx の間には一定の負荷をかけることができます (外付け電子機器の供給負荷など)。これについて図 13 に示します。

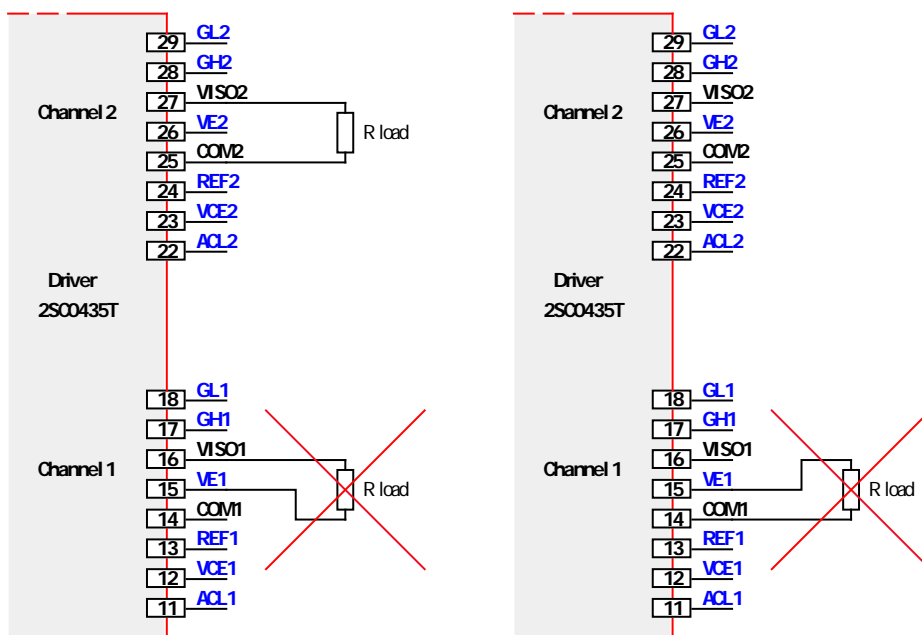


図 13 VISOx、VEx、COMx の外部負荷 (2SC0435T の例)



## アプリケーション ノート

図 14 に示すように、ゲートとエミッタの間に抵抗を挿入することはできません。挿入すると、15 V レギュレータにも一定の負荷がかかってしまうためです。

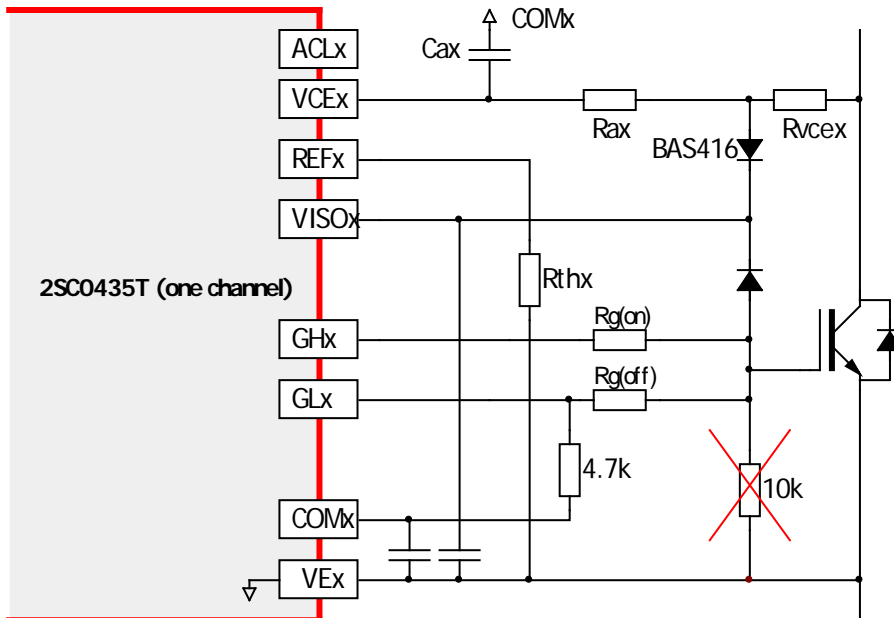


図 14 ゲートとエミッタの間に使用できない抵抗 (2SC0435T の例)

VEx の電圧 (またゲートエミッタ電圧) は、外付け回路により特定の値に設定することができます。その後、内部で 2.5 mA に制御された VEx の DC 電流が、抵抗とツェナー ダイオードの組み合わせによる外付け回路や、リニア レギュレータによって供給されます。外付け回路によって電圧レベルを変更した場合は、次のいくつかのポイントを確認する必要があります。

- VISOx と VEx 及び VEx と COMx の間の電圧が 20 V を超えないようにする必要があります。
- VISOx と VEx 及び VEx と COMx の間の電圧は、低電圧監視 (UVLO) をトリガする値に設定しないようにする必要があります。具体的な値については、それぞれのゲートドライバのデータシート /2/ を参照してください。MOSFET モードは例外です (セクション「MOSFET モード (2SC0106T 及び 2SC0108T では使用不可)」を参照してください)。
- ドライバに電力が供給されている時、VEx を COMx 電位に切り替えることはできません。

上記のルールに適合しない電圧レベルが必要な場合には、CONCEPT のサポート サービスにご相談ください。

## ブロッキング コンデンサ $C_{1x}$ 及び $C_{2x}$

SCALE-2 ゲートドライバは、DC/DC コンバータの二次側にブロッキング コンデンサを搭載しています (値については、対応するドライバのデータシート /2/ を参照してください)。このブロッキング コンデンサにより、N チャンネル MOSFET ドライバ回路を介して、(ゲート電荷量によって特徴付けられる) パワー半導体のゲート容量を高速に充放電させることができます。

IGBT または MOSFET では、対応するアプリケーション マニュアル /1/ で他に指定されていない限り、ゲート電荷量が  $1 \mu\text{C}$  増えるごとに最小  $3 \mu\text{F}$  の合計ブロッキング容量に設定することを推奨します。SCALE-2 ドライバ コアに不足しているブロッキング容量は、外部で追加する必要があります。

ブロッキング コンデンサは、VISOx と VEx (図 15 の  $C_{1x}$ ) 及び VEx と COMx (図 15 の  $C_{2x}$ ) の間に配置する必要があります。コンデンサは、インダクタンスが最小となる範囲で、ドライバの端子ピンにできるだけ近づけて接続しなければなりません。 $C_{1x}$  と  $C_{2x}$  には同じ容量値にすることを推奨します (IGBT モード)。20 V 以上の絶縁耐力を持つセラミ

## アプリケーション ノート

ック コンデンサを推奨します。電源がオンになっている時は、SCALE-2 ゲート ドライバに内蔵されているソフト スタート機能により、コンデンサは制限された電流で充電されます。

必要なコンデンサ  $C_{1x}$  または  $C_{2x}$  が対応する説明やアプリケーション マニュアル /1/ の最大値を超える場合は、CONCEPT のサポート サービスにご相談ください。

タンタル コンデンサなどや電解コンデンサを使用することは推奨されません。

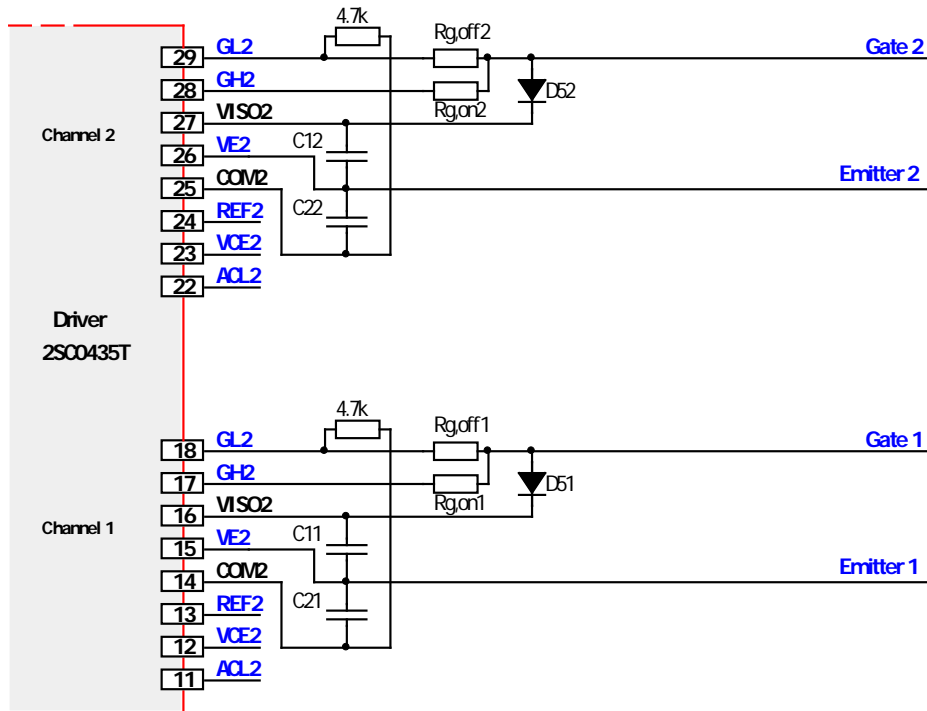


図 15 二次側での外部ブロッキング コンデンサの使用 (2SC0435T の例)

## SCALE-2 ゲートドライバコアによる $V_{CEsat}$ 検出 (2SC0108T を除く)

### 抵抗によるデサチュレーション保護 (650 V ~ 1700 V ドライバコア)

IGBT または MOSFET の短絡を検出するため、コレクタ センスを図 16 及び図 17 に示す回路により IGBT コレクタ または MOSFET ドレインに接続する必要があります。

IGBT オフ状態では、ドライバの内部 MOSFET は、ピン  $V_{CEx}$  がピン  $COMx$  に接続されます。続いて、コンデンサ  $C_{ax}$  は、マイナスの供給電圧にプレ充電/放電されます。これは  $V_{Ex}$  よりで約 10 V 低い電圧です (図 16 の赤い円)。この時電流は、抵抗回路及びダイオード BAS416 を通してコレクタ (図 16 の青い円) から  $VISOx$  に流れます。電流は抵抗チェーンによって制限されます。

$R_{V_{CEx}}$  に約  $I_{R_{V_{CEx}}} = 0.6 \sim 1 \text{ mA}$  の電流が流れるように、 $R_{V_{CEx}}$  の抵抗値を設定することを推奨します (例:  $V_{DC-LINK} = 1200 \text{ V}$  の場合は  $1.2 \sim 1.8 \text{ M}\Omega$ )。抵抗の直列接続以外に、高電圧抵抗も使用することができます。抵抗  $R_{V_{CEx}}$  は、電圧または熱による過負荷状態にならないようにする必要があります。

- 最悪条件においては、通常 40 K 以下の最大温度上昇が推奨されます。
- 使用される抵抗の最大耐電圧を超えないようにする必要があります。また、該当の用途に関連する最小沿面距離を考慮する必要があります。

アプリケーション ノート

$$I_{R_{VCEX}} = \frac{(V_{CEX} - V_{ISOx})}{R_{VCEX}}$$

式 5

基準電圧は、抵抗  $R_{thx}$  によって設定されます。基準電流 (標準 150  $\mu$ A) 及び基準抵抗  $R_{thx}$  (図 16 の緑の円) から計算します。

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

式 6

CONCEPT では、短絡の検出に 68 k $\Omega$  の  $R_{thx}$  を使用することを推奨しています。抵抗値がより低い場合はシステムが影響を受けやすくなり、非飽和 IGBT (短絡) に対して何の利点もありません。抵抗  $R_{thx}$  は、2SC0106T、2SC0108T2D0-07、2SC0108T2D0-12、2SC0635T、1SC0450V などの一部のドライバ コアではすでに利用可能です。

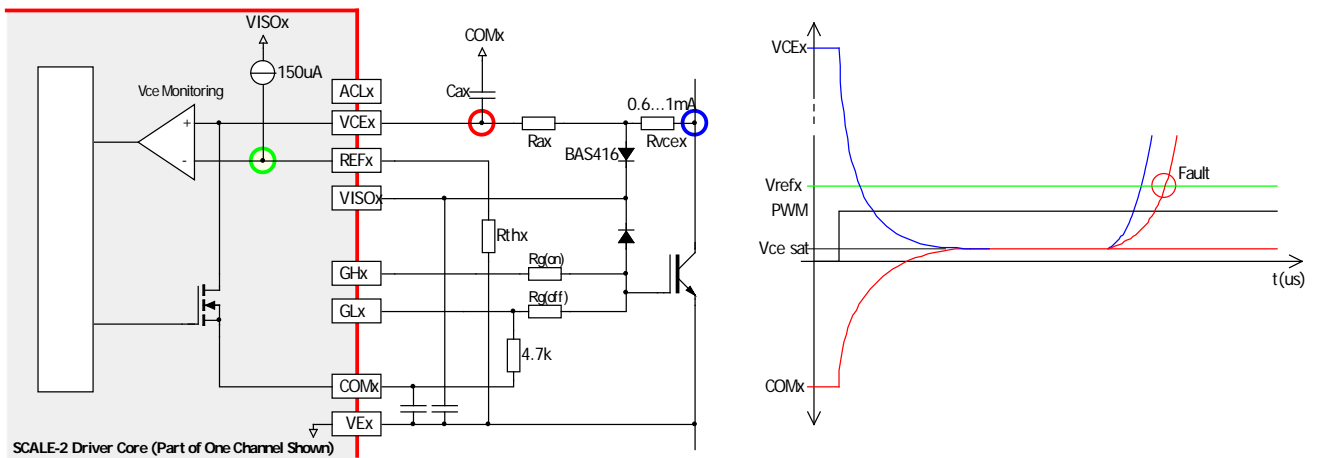


図 16 抵抗による  $V_{CE}$  デサチュレーション保護 (600 V ~ 1700 V IGBT モジュール)

IGBT ターンオン時及びオン状態では、上記の MOSFET はオフになります。 $V_{CE}$  が低下すると (図 16 の青いカーブ)、 $C_{ax}$  は  $COMx$  電位から IGBT 飽和電圧 (図 16 の中の赤いカーブ) まで充電されます。 $C_{ax}$  の充電に必要な時間は、DC バス電圧、抵抗  $R_{ax}$  の値、コンデンサ  $C_{ax}$  の値で決まります。1200V 及び 1700V IGBT では、 $R_{ax} = 120$  k $\Omega$  に設定することをお勧めします。600 V IGBT では、推奨される値は  $R_{ax} = 62$  k $\Omega$  です。応答時間の結果は対応するアプリケーション マニュアル /1/ に記載されています。最小 DC リンク電圧約  $25 \cdot V_{VCEX} / R_{ax}$  の短絡状態で有効です。応答時間は、DC リンク電圧が低くなると増大します。ただし、短絡状態の IGBT で消費されるエネルギーは通常同水準のままであり、低くなることもあります。

図 17 のダイオード  $D_1$  は、(特に周囲温度/ジャンクション温度が上昇している状況下で) 漏れ電流が極めて小さい必要があり、また 40 V を上回るブロッキング電圧が必要です (BAS416 など)。ショットキー ダイオードの使用は絶対に避けてください。

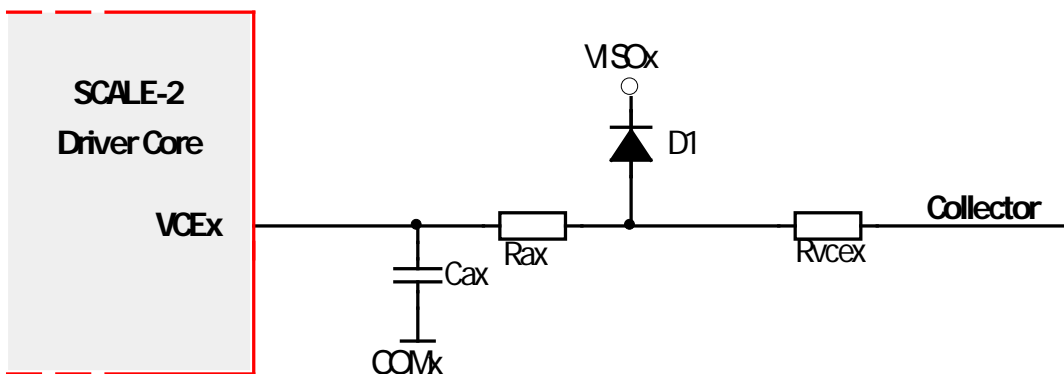


図 17 抵抗によるデサチュレーション保護に推奨する回路 (600 V ~ 1700 V IGBT モジュール)

## アプリケーション ノート

注: 関連する部品  $C_{ax}$ 、 $R_{ax}$ 、 $R_{thx}$ 、 $D_1$  は、ドライバに可能な限り近づけて配置する必要があります。大きなコレクタ - エミッタ ループも避けてください。2BB0435T のレイアウト案を参照してください。

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

IGBT のターンオン時にデサチュレーション保護の誤動作を避けるのに十分な長さの応答時間 (短絡時間) を設定することを推奨します。応答時間の長さが不十分なままデサチュレーション保護機能が設定されると、特に  $V_{CE}$  電圧降下時間が短い場合に、IGBT のターンオン時に誤動作が発生する可能性があります (通常は DC リンク電圧が高く、コレクタ電流及びジャンクション温度が高い時)。設計の耐久性は以下の方法でテストすることができます。

- IGBT を最大 DC リンク電圧、コレクタ電流及びジャンクション温度でオンにする必要があります (ダブルパルス法を使用するなどの方法で)。
- 誤動作が発生しない場合には、 $C_{ax}$  の容量の値を減らしたり、ドライバ供給電圧  $V_{DC}$  を低減して、デサチュレーション保護機能の感度を上げることができます。これにより、設計マージンを確認できます。
- または、ターンオン ゲート抵抗を増やすことで IGBT モジュールのターンオン速度をあえて遅くし、設計マージンを確認することができます。

設計マージンが不十分な場合には、応答時間を長くすることを推奨します。ただし、IGBT モジュールのデータシートに記載された条件下で IGBT モジュールの最大許容短絡時間を超えないようにする必要があります (明確でない場合には、IGBT モジュールのサプライヤに確認してください)。

電圧クラスが 3300 V 以上のドライバ コアの場合は、対応するアプリケーション マニュアル /1/ に推奨されるデサチュレーション保護用の回路が記載されています。

### センス ダイオードによるデサチュレーション保護 (650 V ~ 1700 V ドライバコアのみ)

SCALE-2 技術は、図 18 に示されているような高電圧ダイオードによるデサチュレーション保護にも対応します。ただし、高電圧ダイオードの使用には抵抗の使用と比較していくつかの欠点があります。

- コレクタ - エミッタ電圧の変化率  $dv_{ce}/dt$  に関連するコモンモード電流: 高電圧ダイオードには大きな接合入力容量  $C_j$  があります。これらの容量を  $dv_{ce}/dt$  と組み合わせることで、コモンモード電流  $I_{com}$  が測定回路内を流れるようになります。

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

- 価格: 高電圧ダイオードは標準の 0805/150 V や 1206/200 V SMD 抵抗よりも高額です。
- 入手: 標準の厚膜抵抗は、市場で入手するのが比較的簡単です。
- 使用の制限: 反応時間は、 $V_{CE}$  レベルが低下しても長くなりません。そのため、IGBT の温度が高くなる、コレクタ電流が大きくなる、あるいは共振スイッチまたは位相シフト PWM の場合、とりわけ基準電圧  $V_{thx}$  が約 10 V より下に設定されている場合に、誤ったトリガが行われる可能性があります。基準電圧の上限は約 10V に制約され、これにより IGBT の動作が制限されます。コレクタ電流が定格電流の 2 倍未満の値に制限されるか、短絡に耐える能力が低下する可能性があります。

IGBT のオフ状態では、 $D_4$  (及び  $R_{ax}$ ) が  $V_{CEx}$  ピンを  $COMx$  電位に設定し、コンデンサ  $C_{ax}$  をマイナスの供給電圧にプレ充電/放電します。これは  $V_{Ex}$  より約 10 V 低い値です。IGBT ターンオン時に、コンデンサ  $C_{ax}$  は  $R_{ax}$  を通して 15 V まで充電されます。IGBT コレクタエミッタ電圧がこの値を下回ると、 $C_{ax}$  の電圧は高電圧ダイオード  $D_1$  及び  $D_2$  により制限されます。 $C_{ax}$  の電圧は以下により計算されます:

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

基準電圧  $V_{refx}$  は  $V_{cax}$  より高い必要があります。抵抗  $R_{thx}$  によって設定され、基準電流 (標準 150 uA) 及び基準抵抗  $R_{thx}$  から計算できます。

## アプリケーション ノート

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

式 9

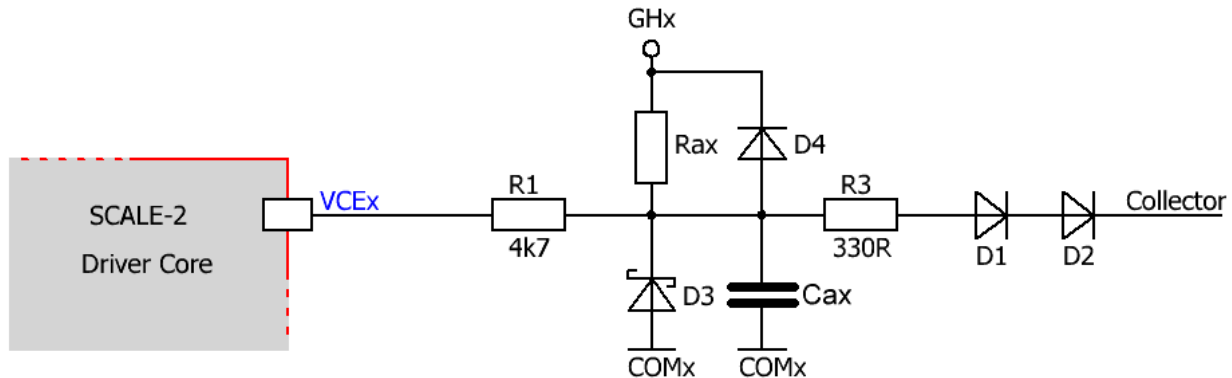


図 18 センス ダイオードによるデサチュレーション保護に推奨する回路

D<sub>1</sub> 及び D<sub>2</sub> には、1N4007 などの標準の整流ダイオードを使用することを推奨します (1200 V IGBT の場合は 2 個のダイオード、1700 V IGBT の場合は 3 個のダイオード)。D<sub>3</sub> 及び D<sub>4</sub> は高速ダイオードである必要があります (BAS316 など)。ショットキー ダイオードの使用は避けてください。

抵抗 R<sub>ax</sub> の値は、ターンオン時の必要な応答時間 T<sub>ax</sub> を計算する次の方程式によって計算することができます。

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

式 10

V<sub>GLx</sub> は、ドライバ出力のターンオフ電圧の絶対値です。これはドライバ ロードに依存し、ドライバ データ シート /2/ に記載されています。

推奨される高電圧ダイオード D<sub>1</sub>/D<sub>2</sub> と、R<sub>ax</sub> 及び C<sub>ax</sub> の値は以下の通りです。

- 高電圧ダイオード: 650 V IGBT では 1N4007 を 1 個  
1200 V IGBT では 1N4007 を 2 個  
1700 V IGBT では 1N4007 を 3 個
- R<sub>ax</sub>=24kΩ...62kΩ
- C<sub>ax</sub>=100pF...560pF

C<sub>ax</sub> は基板及びダイオード D<sub>3</sub> の寄生容量を含む必要があることに注意してください。

また瞬間的な V<sub>CE</sub> スレッシュホールド電圧は、ピン REF<sub>x</sub> での電圧 (R<sub>thx</sub> を流れるのは 150 μA) から 330 Ω 抵抗の電圧と D<sub>1</sub> 及び D<sub>2</sub> の順方向電圧を差し引くことで求められます。

最小のオフ期間は、次のターンオン パルスの応答時間を著しく低減させないために、約 1 μs よりも短くならないようにしてください。

例: C<sub>ax</sub> = 150 pF, R<sub>thx</sub> = 33 kΩ, V<sub>GLx</sub> = 9 V での応答時間 6 μs を定義するには、R<sub>ax</sub> ≈ 46 kΩ の抵抗を使用する必要があります。

IGBT のターンオン時にデサチュレーション保護の誤動作を避けるのに十分な長さの応答時間 (短絡時間) を設定することを推奨します。応答時間の長さが不十分なままデサチュレーション保護機能が設定されると、特に V<sub>CE</sub> 電圧降下時間が短い場合に、IGBT のターンオン時に誤動作が発生する可能性があります (通常は DC リンク電圧が高く、コレクタ電流及びジャンクション温度が高い時)。設計の耐久性は以下の方法でテストすることができます。

- IGBT を最大 DC リンク電圧、コレクタ電流及びジャンクション温度でオンにする必要があります (ダブルパルス法を使用するなどの方法で)。

## アプリケーション ノート

- 誤動作が発生しない場合には、 $C_{ax}$  の容量の値を減らしたり、ドライバ供給電圧 VDC を低減して、デサチュレーション保護機能の感度を上げることができます。これにより、設計マージンを確認できます。
- または、ターンオン ゲート抵抗を増やすことで IGBT モジュールのターンオン速度をあえて遅くし、設計マージンを確認することができます。

設計マージンが不十分な場合には、応答時間を長くすることを推奨します。ただし、IGBT モジュールのデータシートに記載された条件下で IGBT モジュールの最大許容短絡時間を超えないようにする必要があります (明確でない場合には、IGBT モジュールのサプライヤに確認してください)。

電圧クラスが 3300 V 以上のドライバ コアに推奨される、センス ダイオードによるデサチュレーション保護回路はありません。

### SCALE-2 による $V_{CEsat}$ 検出の機能の停止 (2SC0106T 及び 2SC0108T を除く)

ゲートドライバコアの  $V_{CEsat}$  検出を停止させるには、最小値が 1 k $\Omega$  の抵抗を VCEx と COMx の間に配置する必要があります。

基準抵抗  $R_{thx}$  は (利用可能な場合には) 33 k $\Omega$  から無限大の間で選択できます。つまり、REFx ピンはオープンでもかまいません。

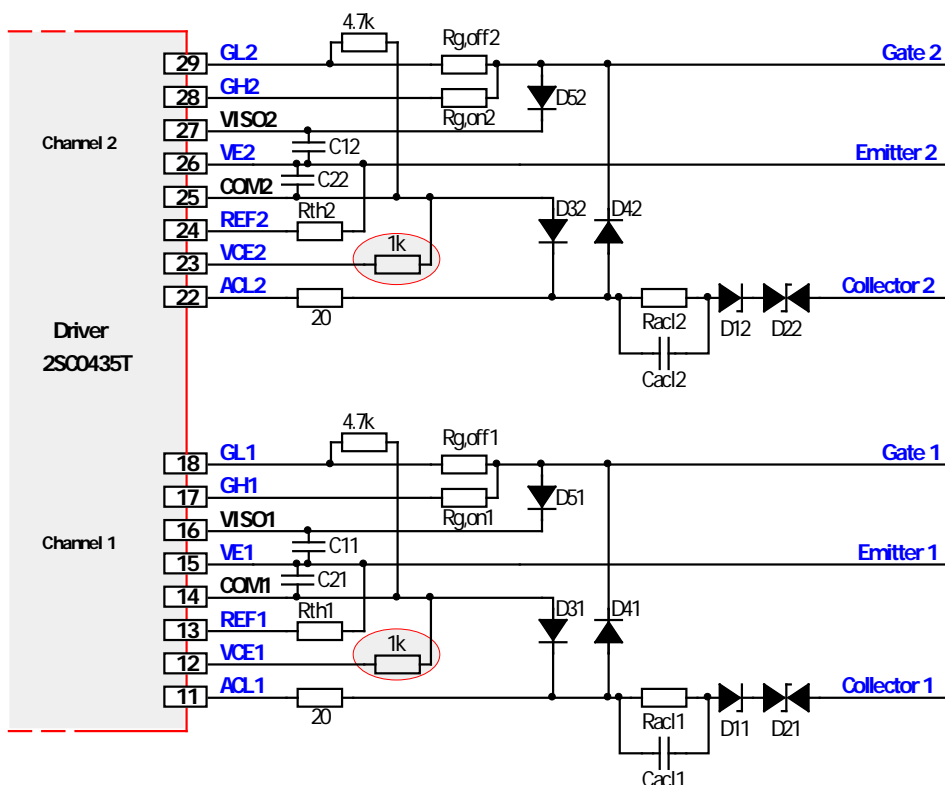


図 19 SCALE-2 ドライバコアによる  $V_{CEsat}$  検出機能の停止 (2SC0435T の例)



アプリケーション ノート

アドバンスト アクティブ クランプ機能の停止

アクティブ クランプ機能を停止させるには、ACLx 入力をオープンにする必要があります。対応するアプリケーション マニュアル /1/ を参照してください。

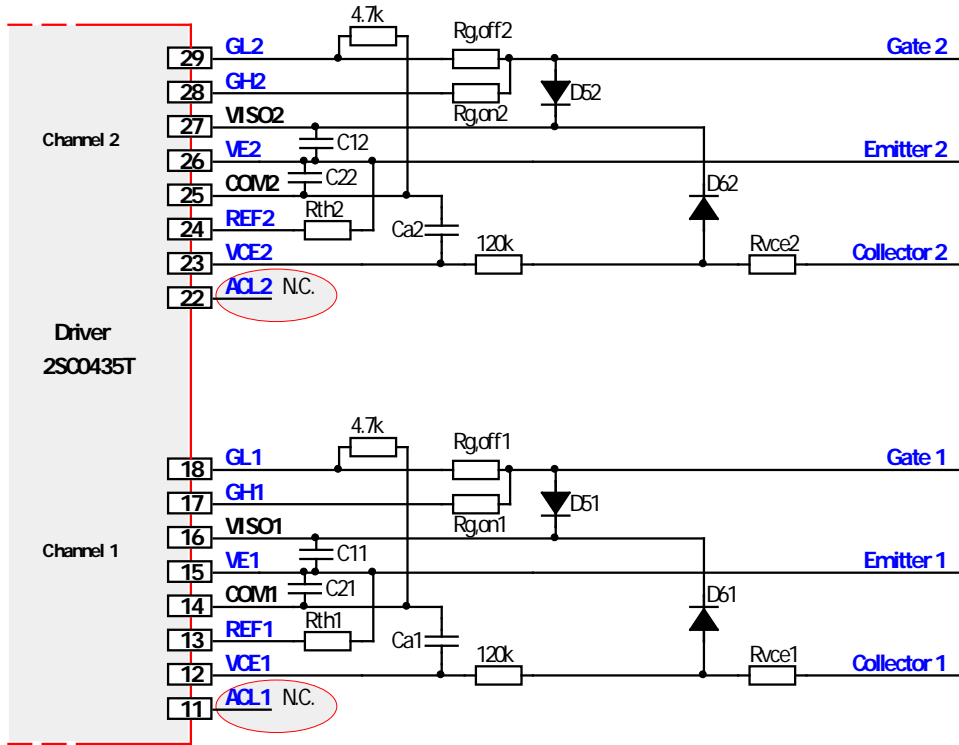


図 20 SCALE-2 によるアドバンスト アクティブ クランプ機能の停止 (2SC0435T の例)

レールツーレール出力及びゲート電圧クランプ

CONCEPT SCALE-2 のゲートドライバは、図 21 に示されているような N チャンネル出力回路を使用します。パワー半導体のゲート入力の充電後は、N チャンネル MOSFET の電圧降下はほぼゼロになります。そのため SCALE-2 ドライバはレールツーレール ゲート出力を備えています。

レールツーレール出力には、パワー半導体の駆動に関する複数の利点があります。1 つ目の利点は、VISOx 電圧を 15 V に制御できることです。ショットキー ダイオード (図 21 の D5) を使用することで、ゲート電圧が制御され、15 V にクランプされます。これにより外部ゲートエミッタ電圧の増加を防ぐことができるため、IGBT 短絡電流 I<sub>SC</sub> 及びエネルギーが抑えられます。これは、前者がゲートエミッタ電圧 V<sub>GE</sub> に大きく依存するためです。

$$I_{SC} = f(V_{GE}) \tag{式 11}$$

ここで説明したゲート クランプは、過渡電圧サプレッサによるゲートエミッタ クランプよりもはるかに効率的です。後者は、ゲートエミッタ電圧が短絡状態で 15 V に制限しません。V<sub>GE</sub> = 15 V での一定動作と過負荷を避けるために、部品公差と温度への依存性を考慮してクランプ電圧の一定の余裕を持つ必要があるためです。

2 つ目の利点は、ゲートドライバの電源がオフになった時にパワー半導体の寄生ターンオンを防げることです。この場合、パワー半導体のゲートエミッタ電圧はゼロです。コレクタエミッタ電圧 V<sub>CE</sub> が指定した dV<sub>CE</sub>/dt で増加した場合、電流 I<sub>g</sub> がミラー容量 C<sub>Miller</sub> を介してゲート ループで流れます。

$$I_g = C_{Miller} \cdot \frac{dV_{CE}}{dt} \tag{式 12}$$



## アプリケーション ノート

図 21 の  $D_5$  を使用して、電流  $I_g$  がブロッキング コンデンサ  $C_{12}$  及び  $C_{22}$  を充電します。 $C_{12}$  及び  $C_{22}$  の電圧は通常は低いままです。このため、パワー半導体の寄生ターンオンは不可能です。この機能は STO (Safe Torque Operation) にも使用できます。

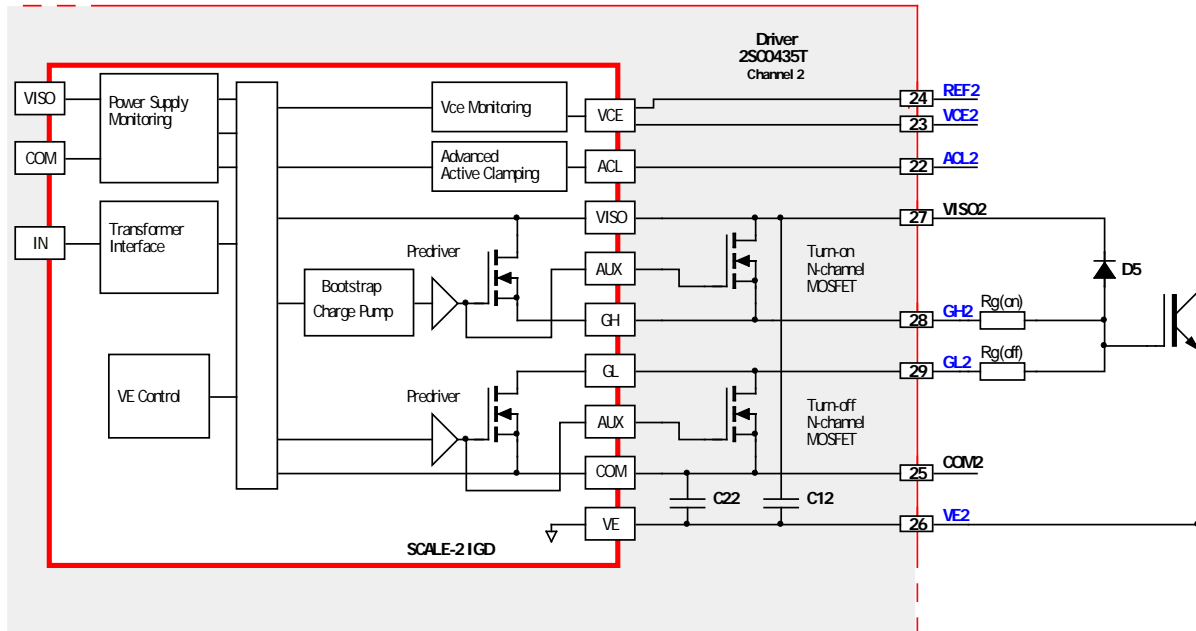


図 21 レイルツーレイル出力及びゲート クランプ (2SC0435T の例)

VISO<sub>x</sub> を外部で使用することはできないため、ここに記載されているゲート クランプは 2SC0108T ドライバでは使用できません。代わりに過渡電圧サプレッサによるゲートエミッタ クランプを使用します。

### MOSFET モード (2SC0106T 及び 2SC0108T では使用不可)

IGBT モードでは、正のターンオン ゲート電圧は 15 V に制御され、ターンオフ ゲート電圧は負です。通常は、SCALE-2 ゲートドライバコアでは約 -10 V です。

MOSFET モードでは、ターンオフ ゲート電圧を 0 V に設定することができます。

SCALE-2 ドライバコアで MOSFET モードを有効にするには、以下の方法に従うことを推奨します。

- 1) 二次側の端子 COM<sub>x</sub> 及び VEx を接続します。この手順はドライバ電源をオフにした状態で行う必要があります。ドライバ電源がオンのまま作業を行うと、二次側 ASIC IGD に損傷を与えることがあります。必要な場合には、図 21 のブロッキング コンデンサ  $C_{12}$  を使用することができます。図 21 のブロッキング コンデンサ  $C_{22}$  は、短絡のため不要になっています。
- 2) ターンオン時に必要なゲートエミッタ電圧を選択します。一次側供給電圧 VCC は引き続き 15 V とする必要があります。二次側供給電圧 VISO<sub>x</sub> から COM<sub>x</sub> は、VDC で 10 V から 20 V に調整することができます (例外: 2SC0535T 及び 2SC0635T、対応するアプリケーション マニュアル /1/ を参照してください)。この電圧はゲート ターンオン電圧に対応しています。VDC から VISO<sub>x</sub>-COM<sub>x</sub> への伝達比は通常 1.67 です。二次側の低電圧ロックアウトは、IGBT モードの 12.6 V から MOSFET モードの 8.75 V まで変化します (標準値)。VDC 電圧が約 5.2 V よりも小さいと、通常、MOSFET モードで低電圧異常が発生します。たとえば、VDC = 6 V の場合、通常は正のゲート ターンオン電圧が 10 V となります。しかし、この値はドライバ出力電力と温度によって異なります。
- 3) V<sub>CE</sub> 監視 (R<sub>thx</sub> でプログラム) の基準電圧 V<sub>th</sub> は、COM<sub>x</sub> に対し、4 V 以上の値に設定する必要があります。

## アプリケーション ノート

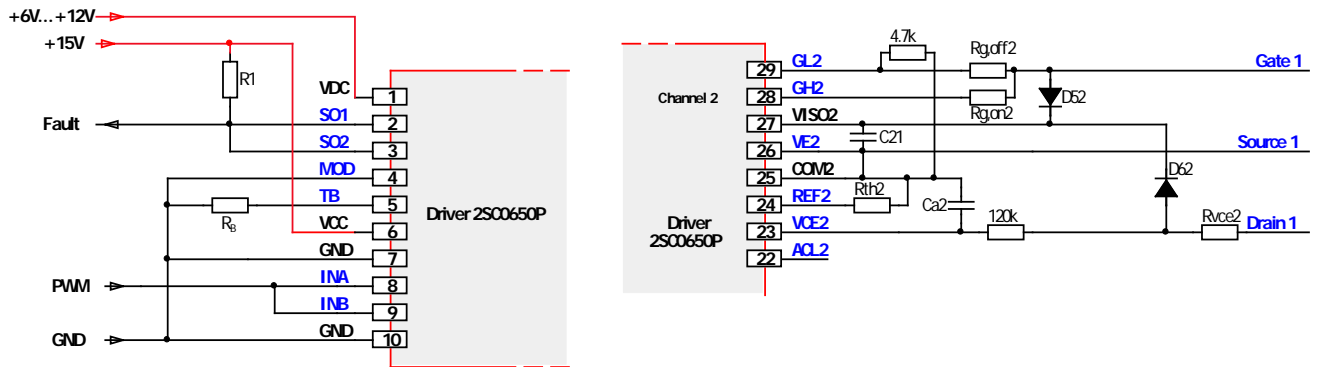


図 22 MOSFET モード (2SC0650P の例)

MOSFET モードは、超高速 MOSFET スイッチングに対応し、設計されています。そのためスイッチングの遅延を最小限に抑えることができます。一つの正のターンオン電圧が必要です。

MOSFET のゲートソース スレッシュホールド電圧は低くなっています。そのため、MOSFET モードの使用は常に推奨されるわけではなく、用途によって異なります。IGBT モードを使用して MOSFET を駆動し、オフ状態でのゲートソース電圧を負にすることで誤動作によるターンオンを防ぐことができます。

### 単一出力へのデュアルチャンネルドライバの並列接続 (2SC0106T では使用不可)

デュアルチャンネルドライバ コアは、2 倍の出力電力とゲート電流を備えた一つのドライバ コアで構成できます (例外: 2SC0106T)。

両方のドライバ チャンネルを 1 つの論理チャンネルに統合するには、以下の方法と図 23 に従うことを推奨します (2SC0108T を除く)。

- ダイレクト モードを選択する必要があります (MOD ピンを GND に引き下げ)。
- 入力信号 INA と INB の両方をまとめて接続する必要があります。
- 二次側のエミッタ電位 VE1 と VE2 はまとめて接続する必要があります。
- 一方のチャンネルでデサチュレーション保護を有効にしている間は、もう一方ではこの保護を停止させることを推奨します。
- 可能な場合は、リファレンス電圧  $V_{th2}$  を  $R_{th2} = 68 \text{ k}\Omega$  で最大 10 V に設定します。
- ドライバ出力回路をデカップリングするために、両チャンネルにはゲート抵抗が必要です。ドライバ チャンネルはまとめてゲート抵抗の IGBT ゲート側に接続します。ターンオン及びターンオフ ゲート抵抗は、両チャンネルで同じものを使用し、公差値は 5% 以下 (1% 推奨) にする必要があります。
- ターンオフ時は、アクティブ クランプでドライバ コアのターンオフドライバ回路を制御します。そのため、両チャンネルのアドバンスト アクティブ クランプ ピン  $ACLx$  を、図 23 に従ってそれぞれ 20  $\Omega$  抵抗に接続する必要があります (2SC0635T では 20  $\Omega$  抵抗と  $D_{3x}$  がドライバ コアにあらかじめ搭載されているため、これらの部品を省略する必要があります)。
- 異常信号 SO1 と SO2 はともに、一つの異常信号 SO に接続できます。
- SO で異常が検出された場合はすぐに、まだオフになっていない可能性のあるすべてのドライバ チャンネルをオフにするために、PWM 入力信号を GND に下げる必要があります。このポイントを省略すると、異常状態時に一方のドライバ チャンネルはオフになりますが、もう一方はオンのままとなり、その結果ドライバの電力損失が大きくなるため、ドライバの熱損傷を招く可能性があります。SO 異常信号が再び高くなるまで、つまり使用できる異常信号がない間は、PWM 入力を有効にしないでください。このことは、一方のみのチャンネル スイッチングを避けるために重要です。両ドライバ チャンネルのブロッキング時間は厳密には同じではないから

## アプリケーション ノート

です。CSHDx ピンを使用している場合、2SC0635T を使用するには追加の制約事項があることがあります (対応するアプリケーション マニュアル /1/ を参照してください)。

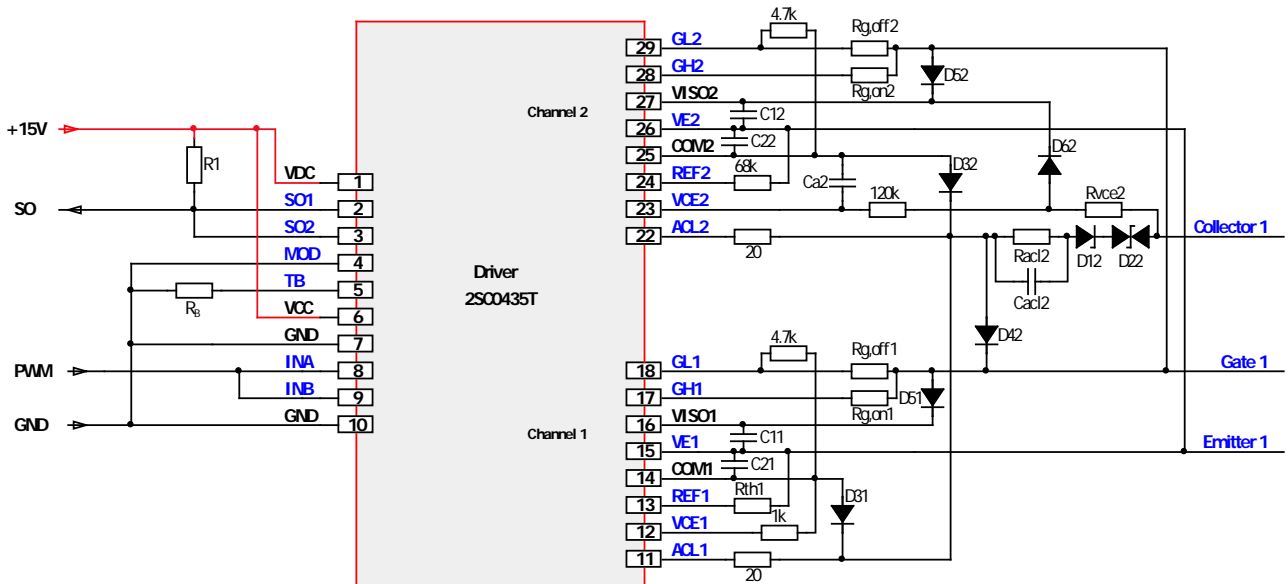


図 23 単一出力へのデュアルチャンネルドライバの並列接続 (2SC0435T の例)

2SC0108T での 2 つのゲートドライバチャンネルの並列接続は、他のすべての SCALE-2 ゲートドライバコアの場合の手順とよく似ています。主な違いは、アドバンスド アクティブ クランプが使用できないことです。(基本的な) アクティブ クランプを使用する場合は、過渡電圧サプレッサ チェーンをゲートに直接接続します (図 24 を参照してください)。

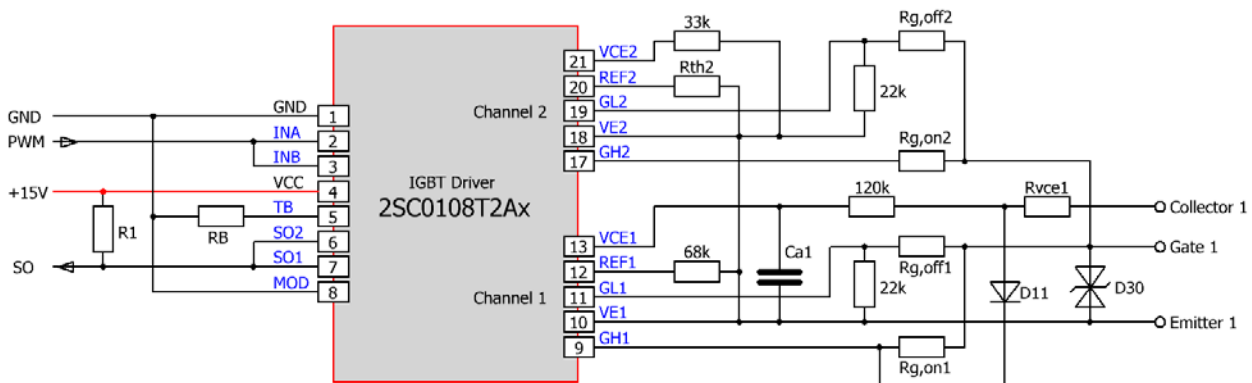


図 24 2SC0108T の両ドライバチャンネルの並列接続

2SC0106T の 2 つのゲートドライバチャンネルを並列使用することはできないことに注意してください。

### チョップ用途で一方のチャンネルを停止する

チョップ動作 (例: DC リンク バスでのブレーキ チョップ) の場合など、一つのゲートドライバが必要なことがあります。このような用途の一つのゲートドライバは、常に使用できたり、経済的に採算が合うわけではありません。そのため、一方のチャンネルを停止しなければいけない状況で、デュアルチャンネル ゲートドライバ コアを使用することができます。

一方のドライバチャンネルを停止するには、以下の方法に従うことを推奨します。

- 対応する信号入力 INx を GND に下げる必要があります。
- 異常フィードバック SOx はオープンにすることができます。

## アプリケーション ノート

- (利用できる場合には) ダイレクト モードを選択する必要があります (MOD ピンを GND に引き下げ)。
- チャンネルの二次側はオープンにできます (未接続)。

### コンバータ内のゲートドライバの位置

温度だけでなく磁場、電場も信号用電子機器の機能に影響を与える可能性があります。パワー エレクトロニクス システム内でゲートドライバの位置を適切に選択することは、システムの機能不全や EMI の影響の予防に役立ちます。

CONCEPT SCALE-2 ゲートドライバは通常、最高 85 °C の周囲温度で設計されています。温度が非常に高くなると、DC/DC コンバータの電力が主に制限されます。最悪条件では、DC/DC トランス コアが飽和状態になり、ゲートドライバコアが破損します。ヒート シンクまたはパワー半導体の近くにゲートドライバが配置されているコンバータでは、ドライバの周囲の最高許容温度を超えていないことを確認することが重要です。

また、電流を大きくすると高磁場が発生し、電圧を大きくすると高電場が発生します。これらの電磁場は、高速なスイッチングと組み合わせることで、ゲートドライバで使用可能な信号用電子機器にとって過酷な環境となります。この点について、詳細を以下に示します。

### 17 mm IGBT モジュール上または高磁場の付近へのドライバの配置

17 mm IGBT モジュールはパワー エレクトロニクス アプリケーションで次第に一般的になりつつあります。Danfoss Silicon Power、Fuji、Infineon、IXYS、Mitsubishi、Semikron などのメーカーはさまざまな 17 mm パッケージを市場に出しています。

大半の SCALE-2 ドライバコアは、IGBT モジュール上に直接使用することは推奨されません (例外については下記を参照)。特に、17 mm IGBT モジュール上では推奨されません。ターンオン時、ターンオフ時、及び特に IGBT 短絡時の磁気結合が、ドライバの誤作動の原因となる可能性があります。

一部の SCALE-2 ドライバ コアは高磁場環境下で動作するように最適化されています。これらのドライバ コアは問題なく IGBT モジュール上で直接使用することができます。該当するドライバを以下に示します。

- 2SC0106T – 全ドライバ ファミリー
- 2SC0108T2D0-07 及び 2SC0108T2D0-12
- 2SC0435T2F0-17
- 2SC0650P – 全ドライバ ファミリー
- 1SC2060P – 全ドライバ ファミリー
- 1SC0450V – 全ドライバ ファミリー

### AC 及び DC バス バー

ラミネート加工された DC バス バーは通常、ラミネート構造のため、発生する外部磁場及び電場は弱いです。そのため、絶縁や空間が十分確保されている場合には、ゲートドライバを DC バスの上または下に配置することができます。

ただし、AC またはフェーズレグ バス バーに関連する場合は異なります。出力電流によりバス バーの周囲に磁場が発生し、通常は電場の変化率が高くなります。AC バス バーの下または上にゲートドライバを直接配置する場合は、シールドが必要となる場合があります。シールドには鉄製プレート (低周波用シールド) や、厚いアルミニウムまたは銅製プレート (高周波用シールド) を使用することができます。シールドに流れる渦電流により、ゲートドライバの近くで発生する磁場の一部が相殺されます。

ただし、通常は AC バス バーとゲートドライバ コア間の最小距離を維持して (通常は数センチで十分です)、ドライバに対する磁場の影響を低減することを推奨します。一般に、伝導電流と信号用電子機器が接近するほど、電磁気による影響を受けるリスクが大きくなります。

## アプリケーション ノート

### PCB レイアウト

SCALE-2 ドライバ コアは、効率的に動作して性能を最大限に発揮するために適切に設計された PCB レイアウトを必要とする高度な製品です。そのため、ストリップボード ("Veroboard") を SCALE-2 ドライバ コアとともに使用することはできません。通常は 4 層基板を使用することを推奨します。2 層基板も使用することができますが、性能と柔軟性は低下します。

### 基板の厚さ

CONCEPT では 1.55 mm 以上の厚さの基板を使用することを推奨します。多くの SCALE-2 ドライバ コアの標準的なピンの長さである 2.54 mm は、1.55 mm の厚さの基板の使用に最適化されています。

2 mm 以上の厚さの基板を使用する時は、生産時のはんだ付けに関する問題を回避するために、より長いピンとともにドライバを使用することを推奨します。以下のドライバには長いピン (5.84 mm) が使用されています。

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

### 異なる高電圧電位をもつ領域の分離

パワー エレクトロニクス アプリケーション用に設計する基板に対する重要なルールに、図 25 に示すように異なる高電圧電位の層が重ならないようにするというものがあります。これを怠ると、異なる高電圧電位間に大きな結合容量が生じ、スイッチング動作中に基板に大きなコモンモード電流  $I_{com}$  が流れます。さらに、長期的な絶縁の信頼性が低下します。

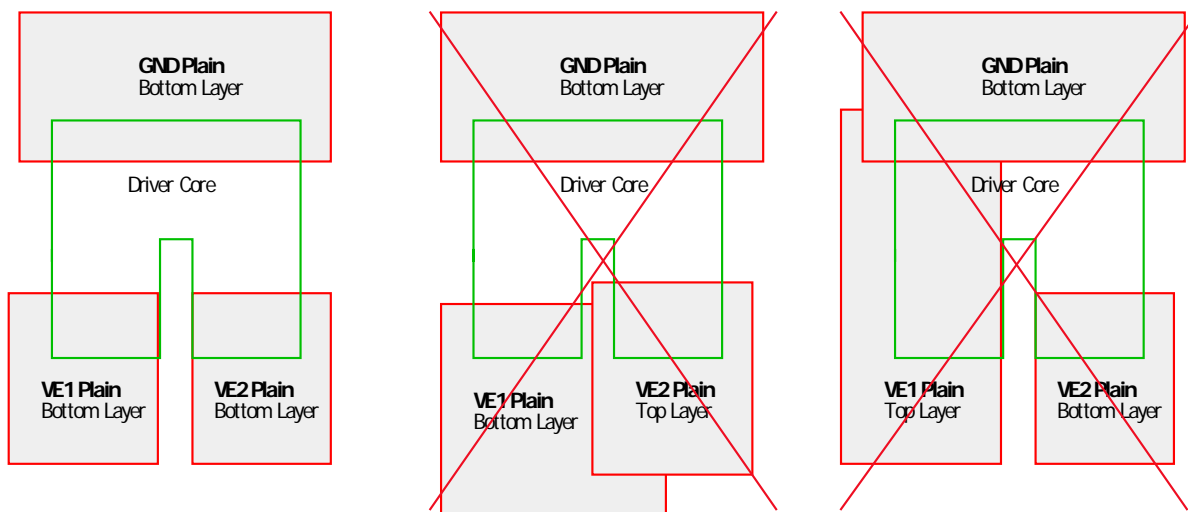


図 25 SCALE-2 ドライバ アダプタ ボードの PCB レイアウト

## アプリケーション ノート

数式 13 及び 14 は、コレクタエミッタ電圧の変化率  $dV_{CE}/dt$  を使用して、IGBT 使用時に、異なる基板の層の重なったプレーンに関連するコモンモード電流  $I_{com}$  を計算する方法を示しています。

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

A は高電圧電位が重なった領域、l は両方の基板の層の間の距離、 $\epsilon_r = 5$ 、 $\epsilon_0 = 8.85 \text{ pF/m}$  です。

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

このルールの影響を受けるのは、プレーン (グラウンドやエミッタ電位など) だけではありません。切り替え電位差の大きなその他の信号ラインもすべて、このルールを満たす必要があります。そのため、ハイサイドのコレクタ電位は、例えば PCB レイアウトでローサイドのゲート信号を横断しないようにする必要があります。

対応する基準によって求められる、十分な空間距離と沿面距離を確保することが不可欠です (セクション「基板の空間距離及び沿面距離さい」)。

## プレーンの使用

対応する基板に効率的に安定電位 (特に電源とグラウンド) を分散させるために、プレーンを使用することを強く推奨します。また、プレーンは磁気シールドとしても機能するため、適切に設計することで外部の磁場の影響を大幅に減らすことができます。

例として、層は以下のように使用することができます。

### ドライバの一次側

- 上層: 部品、冷却面及び配線
- 中層 1: VCC
- 中層 2: VDC
- 下層: GND、冷却面及びテストポイント

### ドライバの二次側

- 上層: 部品、冷却面及び配線
- 中層 1: エミッタまたは VISO
- 中層 2: VISO またはエミッタ
- 下層: COM、冷却面及びテストポイント

必要な場合には、異なる電位 (エミッタと COM など) を持つ複数のプレーンを同じ層に配置することもできます。別の安定した電位を持つ追加のプレーンでも構成できます (5 V、-15 V、...)。

一方で、安定しない電位を持つプレーンで構成することはできません。このようなプレーンでは結合容量が発生し、電位の変化時にそれに対応した電流が流れるためです。また、安定しない高電圧電位のある領域にプレーンを配置することもできません。デサチュレーション保護機能の抵抗チェーン全体と、アドバンスト アクティブ クランプ用のすべての TVS は常にプレーンから離す必要があります。



## アプリケーション ノート

### 基板の空間距離及び沿面距離

表 1 に、いくつかの IGBT 電位クラスに必要な空間距離と沿面距離の概要を示します。広く使用されている複数の基準が考慮されています。リストのデータは、汚染度 2 (PD2)、過電圧カテゴリ II (OV II)、素材カテゴリ IIIa の標準 FR4 PCB 素材を想定しています。

表 1 に示されている動作電圧は、対応するドライバ コア の設計に使用される動作電圧と常に対応するわけではないことに注意してください。該当するデータシート /2/ に示されている沿面距離を確認してください。

電力モジュールの電圧クラス (V <sub>CEs</sub> )	基準	システム電圧	動作電圧	最大動作高度	機能絶縁のためのインパルス電圧	強化絶縁のためのインパルス電圧	機能絶縁のための最小空間距離	強化絶縁のための最小空間距離	機能絶縁のための最小沿面距離 <sup>1)</sup>	強化絶縁のための最小沿面距離 <sup>1)</sup>
600V	EN 50178 1997-07	424V <sub>RMS</sub>	400V <sub>DC</sub>	2,000m	3,121V	4,994V	2.1mm	4.2mm	2.1mm	4.2mm
650V		460V <sub>RMS</sub>	400V <sub>DC</sub>		3,298V	5,277V	2.3mm	4.6mm	2.3mm	4.6mm
1,200V		849V <sub>RMS</sub>	800V <sub>DC</sub>		5,243V	8,388V	4.6mm	8.7mm	4.6mm	8.7mm
1,700V		1,202V <sub>RMS</sub>	1,200V <sub>DC</sub>		6,808V	10,893V	6.5mm	12.3mm	6.5mm	12.3mm
3,300V		2,333V <sub>RMS</sub>	2,500V <sub>DC</sub>		11,334V	18,134V	13.0mm	22.8mm	13.0mm	25.0mm
4,500V		3,182V <sub>RMS</sub>	3,400V <sub>DC</sub>		14,667V	23,468V	18.0mm	30.9mm	18.0mm	34.0mm
6,500V		4596V <sub>RMS</sub>	4500V <sub>DC</sub>		19,853V	31,764V	25.5mm	45.5mm	25.5mm	45.5mm
600V	IEC 60077-1 Ed. 1 1999-10	424V <sub>RMS</sub>	400V <sub>DC</sub>	1,400m	4,000V	6,400V	3.0mm	8.0mm	4.0mm	8.0mm <sup>2)</sup>
650V		460V <sub>RMS</sub>	400V <sub>DC</sub>		4,000V	6,400V	3.0mm	8.0mm	4.0mm	8.0mm <sup>2)</sup>
1,200V		849V <sub>RMS</sub>	800V <sub>DC</sub>		5,000V	8,000V	4.0mm	8.0mm	8.0mm	8.0mm <sup>2)</sup>
1,700V		1,202V <sub>RMS</sub>	1,000V <sub>DC</sub>		8,000V	12,800V	8.0mm	18.0mm	10.0mm	18.0mm <sup>2)</sup>
3,300V		N.a. <sup>3)</sup>								
4,500V		N.a. <sup>3)</sup>								
6,500V		N.a. <sup>3)</sup>								
600V	IEC 60664-1 Ed. 2 2007-04	424V <sub>RMS</sub>	400V <sub>DC</sub>	2,000m	4,000V	6,000V	3.0mm	5.5mm	3.0mm	5.5mm
650V		460V <sub>RMS</sub>	400V <sub>DC</sub>		4,000V	6,000V	3.0mm	5.5mm	3.0mm	5.5mm
1,200V		849V <sub>RMS</sub>	800V <sub>DC</sub>		6,000V	8,000V	5.5mm	8.0mm	5.5mm	8.0mm
1,700V		1,000V <sub>RMS</sub>	1,000V <sub>DC</sub>		6,000V	8,000V	5.5mm	8.0mm	5.5mm	10.0mm
3,300V		N.a. <sup>3)</sup>								
4,500V		N.a. <sup>3)</sup>								
6,500V		N.a. <sup>3)</sup>								
600V	IEC 61800-5-1 Ed. 2 2007-07	424V <sub>RMS</sub>	400V <sub>DC</sub>	2,000m	4,000V	6,000V	3.0mm	5.5mm	3.0mm	5.5mm
650V		460V <sub>RMS</sub>	400V <sub>DC</sub>		4,000V	6,000V	3.0mm	5.5mm	3.0mm	5.5mm
1,200V		849V <sub>RMS</sub>	800V <sub>DC</sub>		6,000V	8,000V	5.5mm	8.0mm	5.5mm	8.0mm
1,700V		1,202V <sub>RMS</sub>	1,200V <sub>DC</sub>		6,777V	10,844V	6.5mm	12.3mm	6.5mm	12.3mm
3,300V		2,333V <sub>RMS</sub>	2,500V <sub>DC</sub>		11,129V	17,806V	12.7mm	22.0mm	25.0mm	50.0mm
4,500V		3,182V <sub>RMS</sub>	3,400V <sub>DC</sub>		14,392V	23,028V	17.3mm	30.3mm	34.0mm	68.0mm
6,500V		4596V <sub>RMS</sub>	4500V <sub>DC</sub>		19,597V	31,356V	24.5mm	44.9mm	45.0mm	90.0mm

1) 定められている沿面距離が機能絶縁または強化絶縁のための空間距離よりも小さい場合は、安全規格上、この場合の沿面距離には空間距離が適用されます。

2) IEC 60077-1 では、沿面距離に関して機能絶縁と強化絶縁を区別していません。そのため、強化絶縁の空間距離の方が大きくない限りは、機能絶縁の値が強化絶縁に適用されます (前の脚注も参照してください)。

3) N.a.: 該当なし

表 1 複数の基準に従った沿面距離及び空間距離の概要

### 標高の高い場所で使用する場合のゲートドライバ コア

CONCEPT ゲートドライバ コアの沿面距離と空間距離は特定の基準に従って定められており (製品ドキュメント /1/、/2/ を参照)、これによって最大動作高度が決まります (表 1 も参照してください)。

標高の高い場所でのドライバの使用については、通常は基準内で空間距離に対する補正率が指定されているため、この補正率を考慮する必要があります。



## アプリケーション ノート

たとえば、電圧クラス 1700 V の IGBT 電力モジュールの場合、2SC0108T ドライバの最大高度は 2000 m です。より標高の高い場所で動作させる際に対応する基準を満たす必要がある場合、最大許容システム電圧を減らすか、次に大きな CONCEPT IGBT ゲートドライバを使用する必要があります。これにより、2SC0435T ドライバは高度 2900 m まで基準に従って動作させることができます。

これらの要件を無視すると、IGBT ドライバや IGBT モジュールが破損する可能性があります。

## CONCEPT ベース ボード

CONCEPT はドライバコアの最適なレイアウトを実現するために以下のベース ボードを開発しました。

2SC0108T 用の 2BB0108T ([www.igbt-driver.com/go/2BB0108T](http://www.igbt-driver.com/go/2BB0108T) を参照)

2SC0435T 用の 2BB0435T ([www.igbt-driver.com/go/2BB0435T](http://www.igbt-driver.com/go/2BB0435T) を参照)

2SC0535T 用の 2BB0535T ([www.igbt-driver.com/go/2BB0535T](http://www.igbt-driver.com/go/2BB0535T) を参照)

レイアウトの回路図、BOM、さらに Gerber ファイルも記載のインターネット ページでご覧いただけます。

図 26 及び図 27 にベース ボードレイアウトの例を示します。

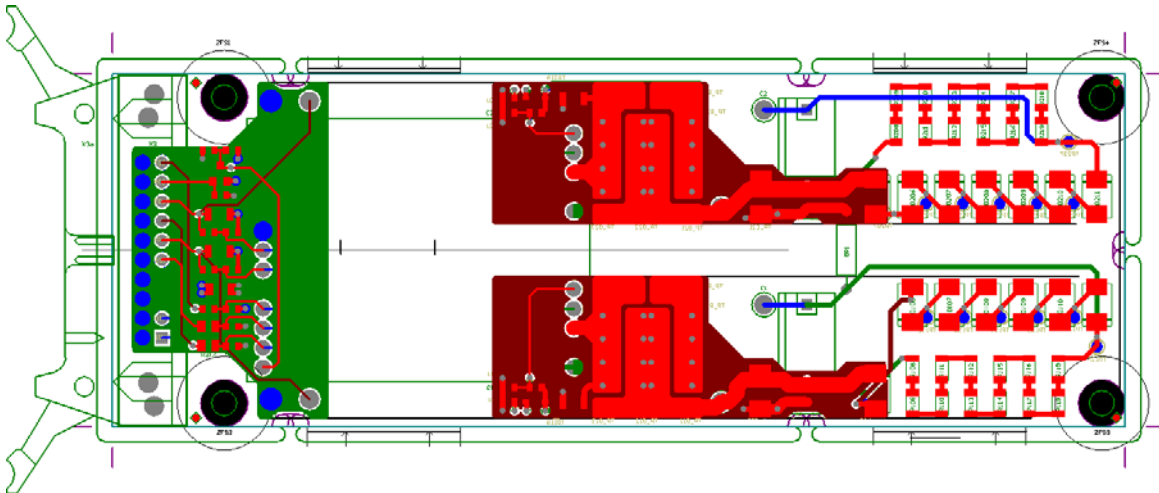


図 26 CONCEPT ベース ボード 2BB0108T の PCB レイアウト

## アプリケーション ノート

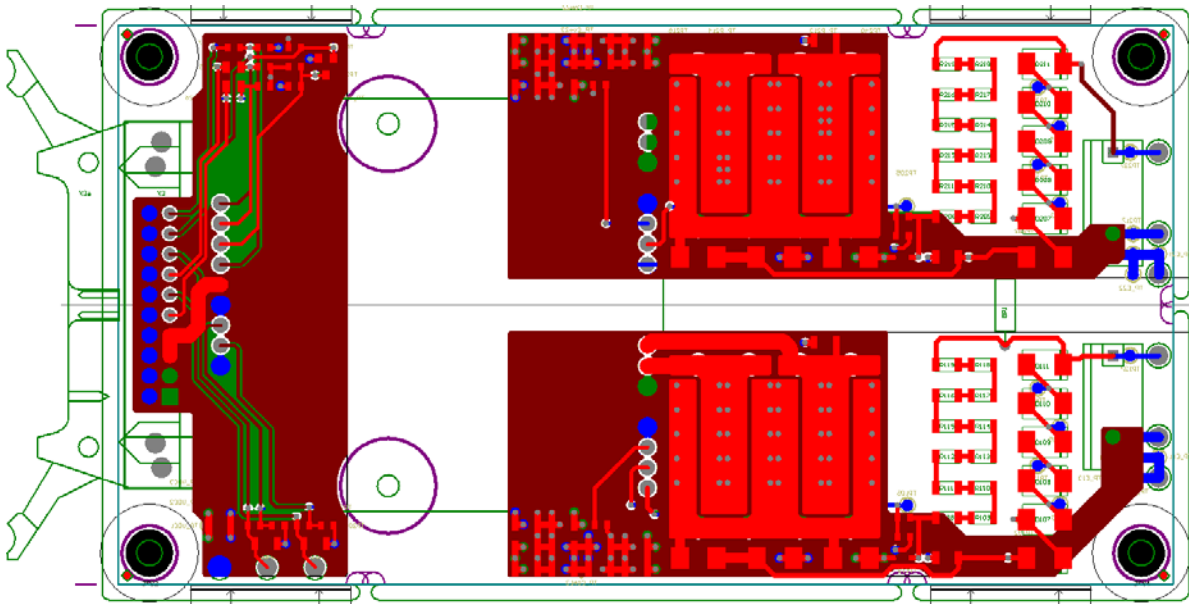


図 27 CONCEPT ベース ボード 2BB0435T の PCB レイアウト

## 使用時の一般的な障害

ドライバへの影響	影響	原因	是正措置
一次側 DC/DC MOSFET の破損または LDI ASIC の破損 (2SC0108T)	DC/DC の過負荷	<ul style="list-style-type: none"> <li>• スイッチング周波数が高すぎる</li> <li>• INA または INB での高ノイズ</li> <li>• 部分的な放電</li> <li>• ゲート、エミッタ、VEx、VISOx または COMx の短絡</li> <li>• 大きすぎるゲート/エミッタ コンデンサ <math>C_{GE}</math> の使用</li> <li>• ゲート電荷 <math>Q_g</math> が大きすぎる</li> <li>• LC ゲートの発振</li> <li>• 周囲温度が高すぎる</li> <li>• セラミックコンデンサに欠陥がある</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 次に強力なゲートドライバを選択するか、スイッチング周波数を低くする</li> <li>• 最小パルス抑制などの EMI 保護</li> <li>• 大半が PCB レイアウトの障害のため、すべての空間距離及び浴面距離を確認する</li> <li>• 組み立てまたはレイアウトの障害</li> <li>• <math>C_{GE}</math> の電力損失を計算する</li> <li>• <math>Q_g</math> の電力損失を計算する</li> <li>• ゲートループの過剰なインダクタンスをなくす</li> <li>• 周囲温度を <math>85^\circ\text{C}</math> よりも下にする</li> <li>• 取り扱い時や基板の曲げによる物理的な損傷を避ける</li> </ul>
LDI ASIC の破損		<ul style="list-style-type: none"> <li>• VDD が <math>16\text{V}</math> より大きい</li> <li>• SOx のプルアップ抵抗の値が小さすぎる</li> <li>• ESD 発生時の動作</li> <li>• 最大絶縁電圧 <math>1700\text{V}</math> を超過した</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• VDD を <math>16\text{V}</math> に制限する</li> <li>• 抵抗値を増やす</li> <li>• ESD に対する設計を改善する</li> <li>• アクティブ クランプやより大きな IGBT ブロッキング電圧への変更により <math>V_{CE}</math> 過電圧を減らす</li> </ul>
IGD ASIC の破損	アドバンスト アクティブ クランプの	<ul style="list-style-type: none"> <li>• DC リンク電圧が高すぎる</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 設計全体の障害であるため、より大きな IGBT ブロッキング電圧に</li> </ul>

## アプリケーション ノート

	フィードバックが過剰 (3 $\mu$ s より大きい)	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 浮遊インダクタンスが高すぎる</li> </ul>	変更する <ul style="list-style-type: none"> <li>• DC バス バーを改善する (浮遊インダクタンスを低減する)。ACLx ピンに 40 mA (平均値) より大きい電流を流さないようにする</li> </ul>
IGD ASIC の破損		<ul style="list-style-type: none"> <li>• VISOx が 30 V より大きい</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• VDC を 16 V に制限する</li> </ul>
LDI、IGD、または DC/DC MOSFET の破損による短絡	セラミック コンデンサのひび割れ	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 取り扱い時の物理的な破損。最終組み立てプロセスでも発生することがある</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 物理的な取り扱い及び組み立てを慎重に行う</li> </ul>
並列接続された IGBT 間のゲート信号の遅延のずれが 25 ns より大きい、またはジッターが 5 ns より大きい	初期伝搬遅延の増加	<ul style="list-style-type: none"> <li>• ハーフブリッジ モードの使用</li> <li>• ドライバ入力に適用される立ち上がり時間と立ち下がり時間が長い</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• ダイレクト モードを使用する</li> <li>• INA/INB にシュミットトリガ ゲートを挿入する</li> </ul>

### 文献

- /1/ 『SCALE™-2 ドライバ コアの説明及びアプリケーション マニュアル』、CONCEPT
  - /2/ SCALE™-2 ドライバ コアのデータ シート、CONCEPT
  - /3/ アプリケーション ノート AN-0901: 『SCALE™-2 IGBT ドライバによりマルチレベル コンバータトポロジを制御するための方法』、CONCEPT
  - /4/ アプリケーション ノート AN-0904: 『SCALE™-2 ゲート ドライバ コアの直接並列接続』、CONCEPT
  - /5/ 論文: 『アドバンスド ゲート ドライバ技術の使用により、マルチレベル コンバータの安全運転を実現』、PCIM Asia、2013 年 6 月
- 注: アプリケーション ノートはインターネット上の [www.igbt-driver.com/go/app-note](http://www.igbt-driver.com/go/app-note) で、論文は [www.IGBT-Driver.com/go/paper](http://www.IGBT-Driver.com/go/paper) でご覧いただけます。

### 免責条項

本書に含まれている記述、技術情報、推奨事項は記載時点で正確であるとみなされているものです。技術情報に含まれているすべてのパラメータ、番号、数値、及びその他の技術データは、弊社が知る限り関連する技術基準 (存在する場合) に従って計算及び決定されています。これらのデータは、通常は必ずしも適用する必要のない前提条件や動作条件に基づいている場合があります。本書に含まれている記述、技術情報、推奨事項の正確性または完全性に関する表明及び保証は、明示または黙示を問わず行いません。弊社は、すべての記述、技術情報、推奨事項、伝えられた見解の正確性または充足性についての一切の責任を負わず、またそこから生じた、いかなる人物による直接的、間接的、または派生的な損失や損害に対する責任についても明示的にこれを否定いたします。

---

アプリケーション ノート

メーカー

CT-Concept Technologie GmbH  
Power Integrations グループ  
Johann-Renfer-Strasse 15  
2504 Biel-Bienne  
Switzerland

電話 +41 - 32 - 344 47 47  
ファックス +41 - 32 - 344 47 40

電子メール [Info@IGBT-Driver.com](mailto:Info@IGBT-Driver.com)  
インターネット [www.IGBT-Driver.com](http://www.IGBT-Driver.com)

© 2011...2013 CT-Concept Technologie GmbH - Switzerland.  
当社は事前の通告なしで任意の技術的変更を加える権利を有しています。

All rights reserved.  
2.0 版 2014-04-30