参考資料

Application Note

UCC23711 絶縁型 IGBT/SiC-FET ゲートドライバ、フォトカプラ互換入力および DESAT 設計ガイドライン

Martin Staebler, Yufeng Zhang

概要

産業用ロボットやサーボ ドライブ向けの産業用ドライブの設計において、堅牢性は譲れません。このアプリケーション ノートには、絶縁型シングル チャネル ゲートドライバ UCC23711 の回路設計ガイドラインが記載されています。これらは、高信頼性 3 相 IGBT インバータを開発するエンジニア向けに特化したものです。本ガイドでは、UCC23711 の主要パラメータに関する基礎的な概要にとどまらず、部品の許容誤差の制約下における入力抵抗構成の最適化を深掘りし、デサチュレーション (DESAT) 保護の実装を示すとともに、DESAT 保護時間の構成方法について詳しく解説しています。さらに本ガイドでは、アクティブ ミラー クランプや設定可能なゲート駆動のピーク ソース / シンク電流設定によるゲート駆動の最適化に加えて、ユニポーラおよびバイポーラの両方のゲート駆動電源構成における電源デカップリングおよび消費電力に関する検討事項についても扱っています。主要な設計パラメータは、550V DC バス電圧における 3 相 IGBT インバータのプロトタイプからの実測データによって検証されており、入力電流スレッショルドおよびヒステリシス、伝搬遅延、IGBT のスイッチング スルーレート、ソフト シャットダウンを伴うフォルト応答タイミング、ゲート駆動電源電流に関する詳細な性能データを提供しています。

目次

1 概要 2
2 SiC/IGBT 向け光入力絶縁型保護ゲートドライバ 3
3 UCC23711 の 3 相 IGBT インバータ設計ガイドライン 4
3.1 概要 4
3.2 UCC23711 の入力電流抵抗の構成 5
3.3 UCC23711 ゲート駆動のターンオンおよびターンオフピーク電流 5
3.4 UCC23711 アクティブ ミラー クランプ 6
3.5 UCC23711 電源のデカップリングおよび要件 6
3.6 DESAT 回路の構成 7
3.7 UCC23711 のフォルト (FLT) フィードバック 9
4 システムのテスト結果 9
4.1 テスト対象の 3 相 IGBT インバータ 9
4.2 UCC23711 入力電流スレッショルドおよびヒステリシス 10
4.3 UCC23711 伝搬遅延 10
4.4 位相 U のターンオンおよびターンオフ スルーレート 11
4.5 UCC23711 ミラー クランプおよびユニポーラ 15V 電源 13
4.6 UCC23711 の DESAT 応答とソフト シャットダウン 14
4.7 DESAT 充電電流の増加 15
4.8 UCC23711 VDD UVLO スレッショルドおよびゲート駆動出力 15
4.9 UCC23711 ゲート駆動の消費電力 16
5 まとめ 17
6 参考資料 17

商標

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

1 概要

IGBT (絶縁型ゲート バイポーラ トランジスタ) ゲートドライバは、可変速度ドライブ、サーボ ドライブ、産業用ロボットなどのアプリケーション向けの、110VAC ～ 690VAC 入力 3 相 IGBT インバータの重要な部品として採用されています。ホット側制御の 3 相電力段では、ゲートドライバは通常、制御マイコンに比べて非絶縁型または機能絶縁型です。コールド側制御の 3 相電力段を採用する場合、通常はゲートドライバを制御マイコンと比較して強化絶縁型にします (次の図を参照)。強化絶縁型電力段の利点の 1 つは、単一のマイコンでモーター制御、アプリケーション、産業用通信を実装できることです。

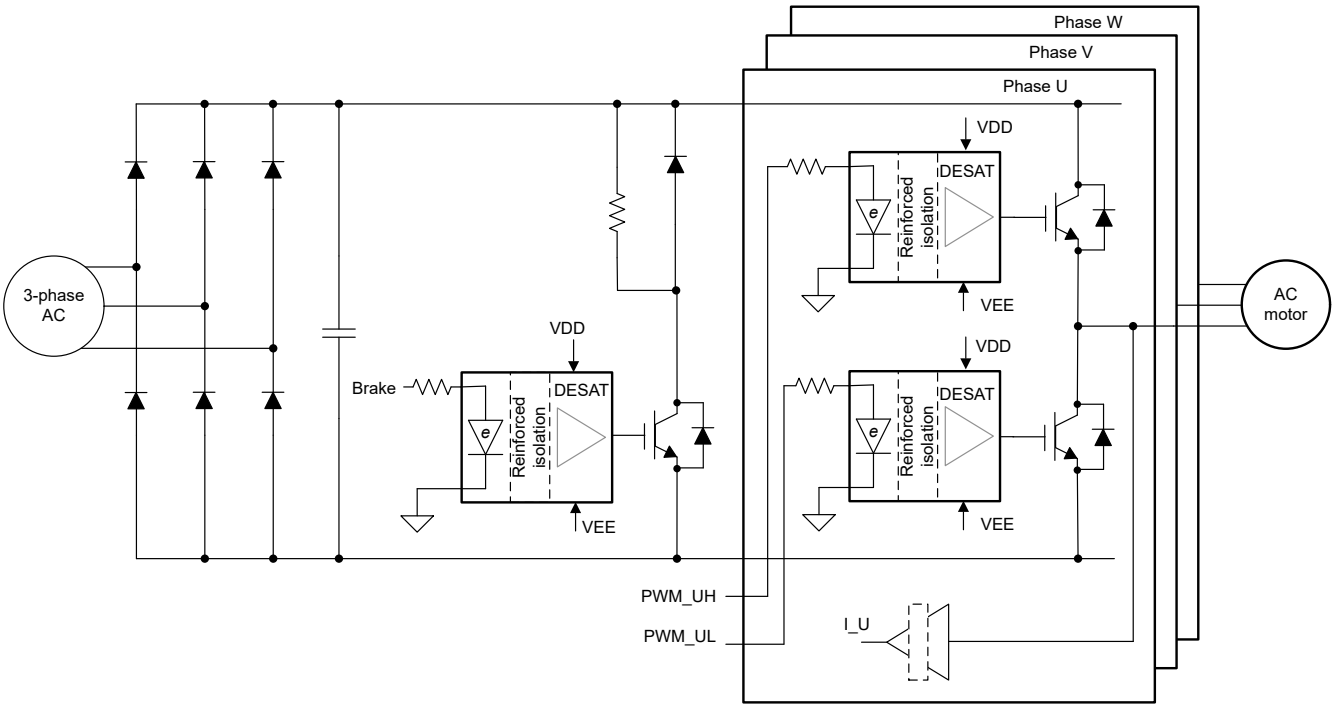


図 1-1. 強化絶縁型 3 相 IGBT 出力段の概略ブロック図

強化絶縁型 IGBT ゲートドライバの選択は、CMOS 入力または光互換入力 (電流入力)、ブート ストラップ電源、ユニポーラまたはバイポーラ ゲートドライバ電源、低電圧シャットダウン、IGBT のターンオンおよびターンオフ時間、短絡検出、過電流イベント発生時の IGBT ソフト ターンオフ、PWM デッドタイム、絶縁仕様、同相過渡耐性、機能安全 (セーフ トルク オフ) など、多くのシステム パラメータに依存します。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

2 SiC/IGBT 向け光入力絶縁型保護ゲートドライバ

UCC23711 および UCC23710 は、最高 1500VDC の動作電圧の SiC MOSFET および IGBT 用に設計されたガルバニック絶縁型シングル チャネル ゲート ドライバです。入力側は SiO2 絶縁技術により出力側から絶縁されており、最大 1.5kVPK の動作電圧、10kVPK のサージ耐量をサポートし、300V/ns 超の同相モードの過渡耐性を提供します。UCC23711 および UCC23710 は最大 ±5A のピーク電流をソースおよびシンクできます。どちらのデバイスも、過電流保護機能とソフト シャットダウン、アクティブ ミラー クランプ、フォルト診断機能、出力側電源 UVLO を搭載しており、SiC および IGBT のスイッチング動作と堅牢性を最適化できます。

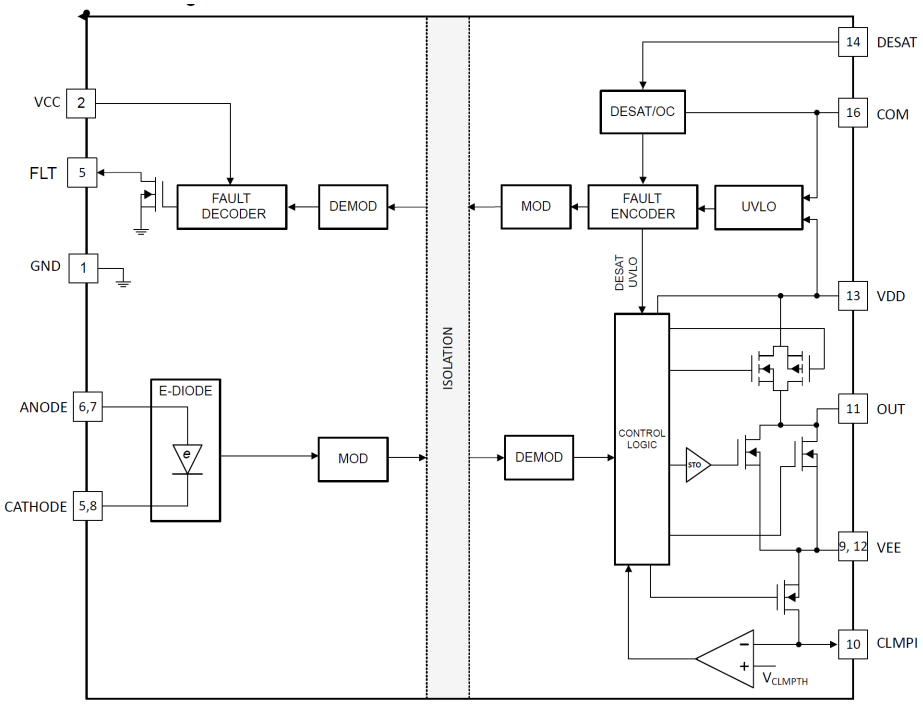


図 2-1. UCC23711 のブロック図

UCC23711 および UCC23710 デバイスは、高速な検出時間を備えた最先端のデサチュレーション (DESAT) 検出機能に加え、低電圧側のマイコンへ故障を通知する機能も備えています。DESAT 故障が発生した場合、このデバイスはソフトターンオフを実行し、短絡エネルギーを最小化するとともに、パワー スイッチの過電圧オーバーシュートを低減します。UCC23711 の DESAT スレッショルドは 6.5V、UCC23710 は 9V のスレッショルドを備え、広範なパワー スイッチをサポートしています。DESAT 機能は、ロボットやサーボ ドライブなどのアプリケーションで、ハーフブリッジ シュート スルー、モーターの位相間の短絡、位相からグランド間の短絡などの短絡から 3 相インバータを保護するのに役立ちます。

UCC23711 および UCC23710 の伝搬遅延時間が短く (最大 100ns)、パルス / 部品スキューは 30ns (最大値) であるため、3 相インバータでデッドタイムを短縮し、電力効率を最適化できます。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

3 UCC23711 の 3 相 IGBT インバータ設計ガイドライン

3.1 概要

以下の図は、UCC23711 のテストと検証に使用した UCC23711 (U1) と 1200V IGBT パワー モジュール (Q1) の回路図を示しています。

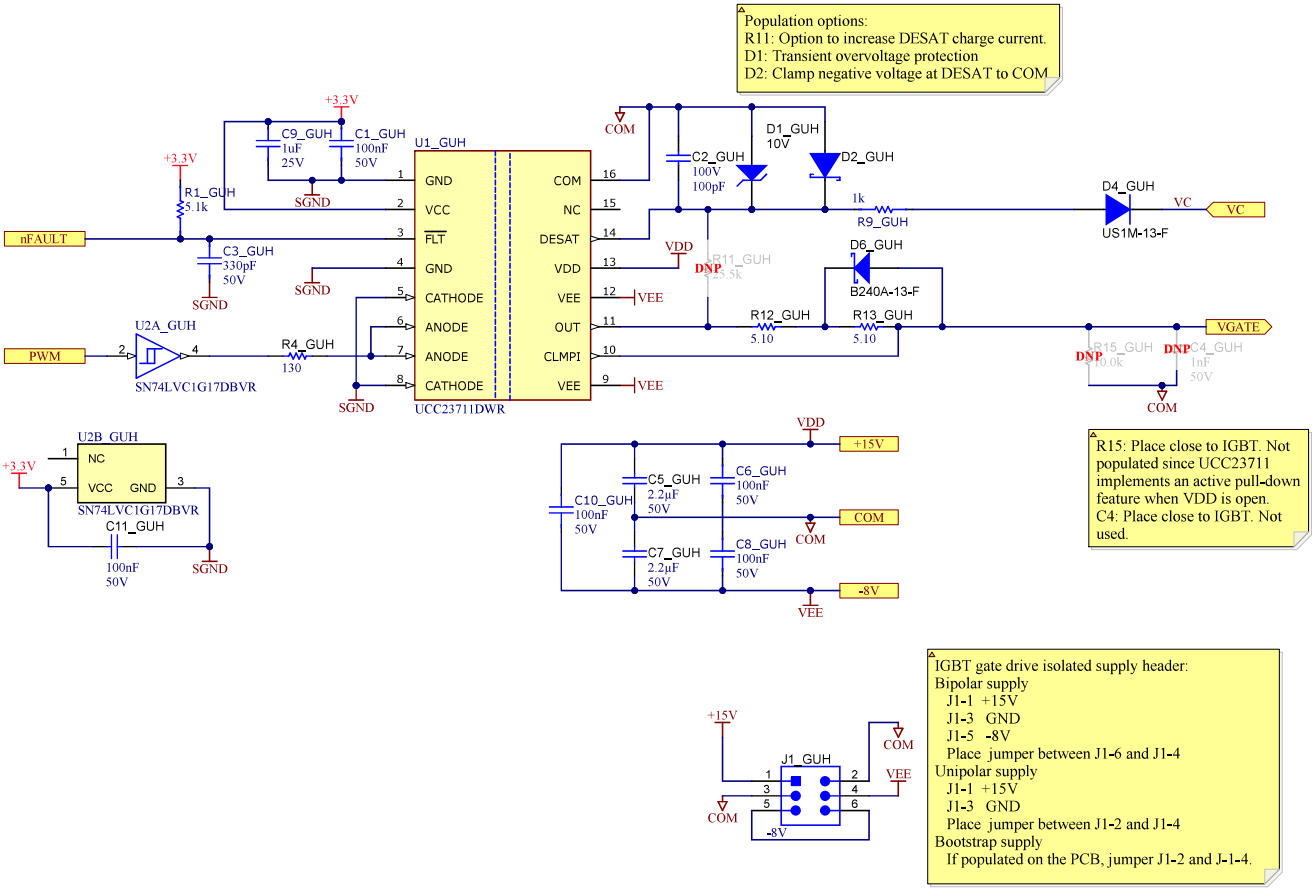


図 3-1. UCC23711 の回路図位相 U 上部ゲートドライバの例

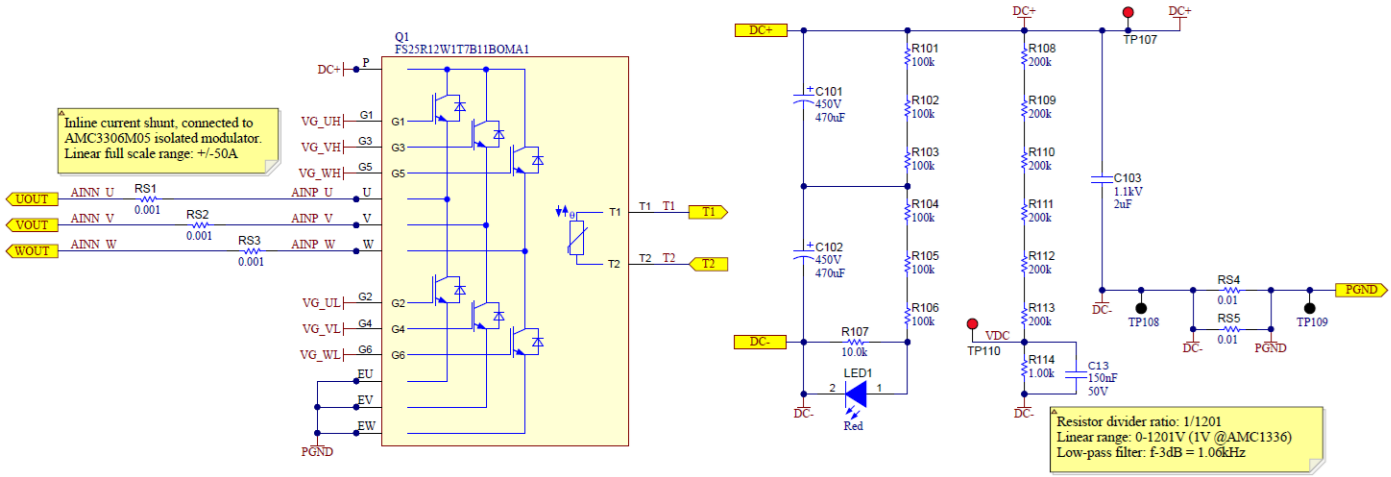


図 3-2. IGBT モジュールと DC バスの回路図

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

ブレーキ IGBT なし、NTC 付きの 3 相ハーフブリッジ トポロジの 1200V 6 パック IGBT パワー モジュール Q1 を使用しました。このテストには、IGBT モジュールを使用して 25A の連続電流と 50A のピーク電流をサポートします。25℃ でのコレクタ - エミッタ間飽和電圧の標準値は、VGE、25A 電流の両端で 15V で 1.6V です。代表的なゲートスレッショルド電圧は 5.8V、ゲート電荷は 600V 時に 0.395μC、VGE =±15V の場合、内部ゲート抵抗は通常 0Ω です。15V と -8V の電源電圧を使用するバイポーラ電源を使用する場合、対応するゲート電荷は約 0.3μC であり、ユニポーラ 15V 電源の場合、約 0.2μC です。ゲート電荷は、バイアス電源の定格電力とデカップリング コンデンサに影響を及ぼします。25℃ でのターンオン遅延時間は 35ns、ターンオフ遅延時間は 190ns です。これは、相補 PWM デッドタイム設定で考慮する必要があります。

この設計では、DESAT スレッショルドが 6.5V であることから UCC23711 を選択しています。

3.2 UCC23711 の入力電流抵抗の構成

UCC23711 入力抵抗は、順方向バイアス時に e-diode に流れる電流を制限します。順方向電流の推奨動作範囲は 5mA ～ 20mA です (e-diode オン)。スレッショルド電流 I_{FLH} は 1mA (標準値) です。

UCC23711 は、アノード側に配置した単一の入力抵抗 R4 で動作し、部品点数 (BOM) を削減しながらも、最小 300V/ns という高い同相モード過渡耐性 (CMTI) を実現します。カソードはロジック グランドに直接接続されているため、ノイズ耐性を最大限に高めています。入力抵抗 R4 には 130Ω が選定されており、SN74LVC1G17 シングル シュミットトリガ バッファ (U2) を使用した 3.3V 公称電源において、UCC23711 の最小、標準、および最大順方向電流仕様を満たしています。次の表を参照してください。

表 3-1. UCC23711 入力電流耐性

パラメータ	単位	最小値	標準値	最大値	備考
I_F	mA	5.4	10.8	15.8	UCC23711 の推奨順方向電流仕様に準拠
R_{EXT}	Ω	128.7	130	131.3	公差 1%
VCC	V	3.15	3.30	3.45	公差 ±5%
VCC の $VOH_{LVC1G17}$	V	2.7	3.1	3.45	4mA で推定された VCC(MIN) 時の VOH(MIN)
I_F= 10mA のときの V_F	V	1.4	1.7	2	UCC23711 データシート SLVSKN4 – 2025 年 12 月

3.3 UCC23711 ゲート駆動のターンオンおよびターンオフピーク電流

次の図に示すように、ゲート駆動出力抵抗 R12、R13、およびショットキー ダイオード D6 は、R13 と並列に配置されています。これにより、ターンオンおよびターンオフのピーク電流を構成できます。デフォルト構成 (R12 = R13 = 5.1kΩ、D6 実装) の場合、VDD - VEE = 23V のバイポーラ電源 (+15V および -8V 電源) における UCC23711 のソース / シンク ピーク電流は次のように試算できます。

$$I_{OUT,SOURCE} = min\left[5A, \frac{VDD - VEE}{R_{OUTH} + R12 + R13 + R_{Gint}}\right] = 2.1A \quad (1)$$

ここで、R_{Gint} = 0 は選択された IGBT の内部ゲート抵抗、R_{OUTH} = 0.7Ω は UCC23711 のソース電流に対する出力プルアップ抵抗です。

$$I_{OUT,SINK} = min\left[5A, \frac{VDD - VEE - V_F(D6)}{R_{OUTL} + R12 + R_{Gint}}\right] = 3.9A \quad (2)$$

ここで、V_F(D6) = 0.3V、$R_{GINT,IGBT}$ = 0、R_{OUTL} = 0.7Ω は、シンク電流用の UCC23711 の出力プルダウン抵抗です。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

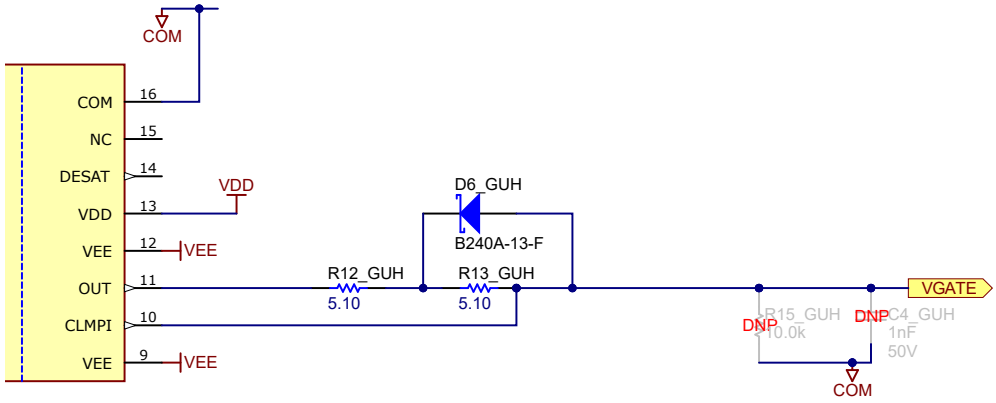


図 3-3. UCC23711 ゲートドライブの回路

推定ピーク電流は、PCB レイアウトと負荷容量の影響も受けます。ゲートドライバのループの寄生インダクタンスは、ピーク ゲート駆動電流を遅れさせ、オーバーシュートとアンダーシュートを発生させる可能性があります。したがって、IGBT へのゲートドライバの電流ループを最小限に抑える必要があります。

UCC23711 ゲートドライバの出力段はアクティブ プルダウン機能を備えており、VDD がオープン状態のときにゲートドライバの出力ピンが確実に VEE にクランプされるようにします。オプションの 10kΩ プルダウン抵抗 R15 は、たとえばゲートドライバと IGBT 間の接続に不具合が生じた場合や、ゲート駆動電源の立ち上がり時などに浮遊電荷を放電するため、IGBT のゲートおよびエミッタの近くに配置されています。UCC23711 は VDD がオフのときにアクティブ プルダウン機能を備えているため、テストには R15 は実装されていません。

上側の IGBT のターンオン時に、ミラー容量から起因する追加の電荷をシンクするため、IGBT のゲートとエミッタの近くにコンデンサ C4 を配置する選択肢があります。追加された容量により、IGBT の実効入力容量は C4||CGE となり、スレッショルド電圧に達するのに必要なゲート電荷量が増加するため、ターンオン時間およびターンオフ時間が遅くなります。UCC23711 はアクティブ ミラー クランプを備えているため、C4 は実装されていません。

3.4 UCC23711 アクティブ ミラー クランプ

UCC23711 は、アクティブ ミラー クランプ機能を備えており、ドライバがオフ状態の間に追加の低インピーダンス経路を設けることで、意図しないターンオンを防止します。IGBT ゲート電位は CLMPI ピンに直接接続されています。

3.5 UCC23711 電源のデカップリングおよび要件

3.5.1 入力側

VCC の電源電圧は、GND に対して 3V ～ 5.5V の範囲に対応できるため、UCC23711 のフォルト フィードバック (FLT) から 3.3V のマイコンや 5V の従来のマイコンとの直接インターフェイスにも対応します。100nF と 1µF のデカップリング コンデンサ (C1 および C9) は、UCC23711 の VCC および GND の近くに配置されています。

3.5.2 出力側

IGBT を飽和状態に十分に切り替えるために、標準値として 15V の正の V_{GE} を使用します。低消費電力の IGBT では、ゲートドライバのミラー クランプ機能により、ユニポーラ電圧 (VEE を COM に接続) で動作できます。より大電力の IGBT では、設計で使用されている -8V などの V_{GE} の負の値を使用して、IGBT をオフに維持し、特に短絡障害発生時のノイズ過渡による意図しない導通を防止します。

高周波ノイズをフィルタして除去するために、100nF のコンデンサ C10、C6、C8 を VDD-VEE、VDD-COM、および VEE-COM の近くに配置しています。

コンデンサ C5 および C7 は、2.2µF 50V を選択し、UCC23711 データシートに従うことで、推奨される 10µF の 50V MLCC コンデンサよりも意図的に低い値です。その理由は、選択した IGBT (U1) のゲート電荷が 0.3µC と、目標とする最大 PWM スイッチング周波数が 16kHz であるからです。C5 (X7R、0805) の最小容量。負の 10% の許容誤差、15V DC バイアスを想定すると、1.2µF 付近です。-8V DC バイアスでの C7 (X7R、0805) の場合、最小容量は 1.7µF 付近です。C5 の両端間の最大電圧降下は、C7 の場合 0.25V (15V バイアス) および 0.17V (-8V バイアス) であり、これは約

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

2% で、15V および -8V 電源の許容誤差内です。ゲート電荷量が高く、許容誤差が小さい IGBT の場合、デカップリング コンデンサはそれぞれ増やします。

3.5.3 出力電源電流

15V ユニポーラ、バイポーラの +15V および –8V 電源の電力仕様は、UCC23711 VDD 静止電流と IGBT のゲート電荷から推定できます。

UCC23711 の VDD の静止電流は、OUT = High の場合は 2.3mA (標準値)、4mA (最大値)、OUT = Low の場合は 2mA (標準値) および 3mA (最大値) です。VEE の静止電流は、OUT = High のとき -1.8mA (標準値)、OUT = Low のとき -1.5mA です。

600V DC リンクにおける IGBT (Q1) のゲート電荷 Q_G、およびバイポーラの 15V および -8V 電源電圧は、約 0.3µC です。推定平均充電電流は、16kHz PWM では 4.8mA、8kHz PWM では 2.4mA です。VDD の総消費電流の推定値は、16kHz PWM、50% デューティ サイクル時の 6.95mA です。

ユニポーラ 15V 電源の場合、ゲート電荷は約 0.2µC です。16kHz PWM、50% デューティ サイクルの場合、合計電源電流は 5.35mA と推定されます。

最大平均電源電流は、最大 PWM、最大ゲート電荷、ゲート ドライバ電源に依存し、十分なマージンを確保するように設計する必要があります。

3.6 DESAT 回路の構成

DESAT ピンのスレッショルド $V_{DESATTH}$ は、IGBT のエミッタに接続された UCC23711 COM ピンを基準としています。UCC23711 の DESAT スレッショルドは 6.5V (標準値) です。駆動がオフ状態の場合、DESAT が誤ってトリガされないように内部 MOSFET によって DESAT ピンがプルダウンされます。そのため、DESAT ピンから COM ピンへのプルダウン抵抗は通常必要ありません。

ドライバがオン状態のとき、内部電流源がアクティブになって、外部コンデンサを充電します。UCC23711 は、スイッチング過渡中のノイズによる誤トリガを防止するため、ゲート ドライバ出力 (OUT ピン) が ON 状態に切り替わった後に内部リーディング エッジ ブランキング時間を備えています。ドライバがオフになると、内部プルダウン MOSFET が DESAT ピンの電圧を放電します。

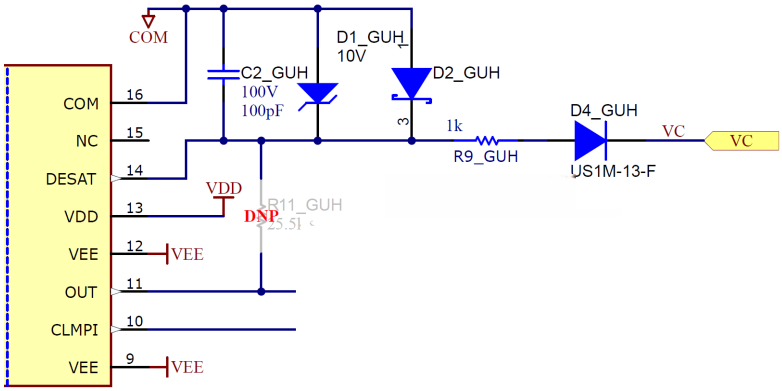


図 3-4. UCC23711 DESAT 回路

主要なパッシブ部品は、高電圧ブロッキング ダイオード D4、電流制限抵抗 R9 (1kΩ)、ブランキング コンデンサ C4 です。1000V、1A のブロッキング ダイオード D4 は、逆回復時間が 75ns と非常に高速で、接合部容量が 10pF と最小限であるため、IGBT コレクタからエミッタへの高速過渡時の過渡充電電流が低減されるため、DESAT の誤検出が回避されます。電流制限抵抗 R9 は DESAT 検出スレッショルドの調整にも役立ち、ブランキング コンデンサ C4 (100pF) および D1 ツェナー ダイオードの寄生容量 (65pF) とともにローパス フィルタとして動作し、ノイズ耐性を向上させます。カットオフ周波数は約 1MHz です。

10V ツェナー ダイオード D1 は、VDD より高い電圧から DESAT を保護し、システムの条件に応じて任意です。ショットキー ダイオード D2 は重要であり、高い dv/dt のスイッチングによって D4 接合容量を介してカップリングされることによって発生する可能性がある COM ピンに対して DESAT ピンを負の電圧から保護します。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

UCC23711 ブランキング コンデンサの充電電流は通常 250µA です。充電電流を大きくするには、より高い充電電流やより短い応答時間が求められる場合、VOUT ピンから DESAT ピンに抵抗 R11 を追加することで、充電電流を大きくできます。DESAT ピンへの逆電流をブロックし、COM ピンに対して負の電圧を避けるため、抵抗 R11 と直列に高速ショットキー ダイオード D2 を配置することが重要です。これは、バイポーラ電源 +15V/-8V を使用する場合です。詳細については、『DESAT 充電電流を増やす方法』をご覧ください。

実効ブランキング時間と過電流に対する応答は、過電流が発生したときの IGBT のコレクタからエミッタへの電圧によって決まります。次の図に、過電流が発生したタイミングに応じて 2 つの異なるタイミングについて示します。

実効ブランキング時間と過電流に対する応答は、過電流が発生したときの IGBT のコレクタからエミッタへの電圧によって決まります。次の図に、過電流が発生したタイミングに応じて 2 つの異なるタイミングについて示します。

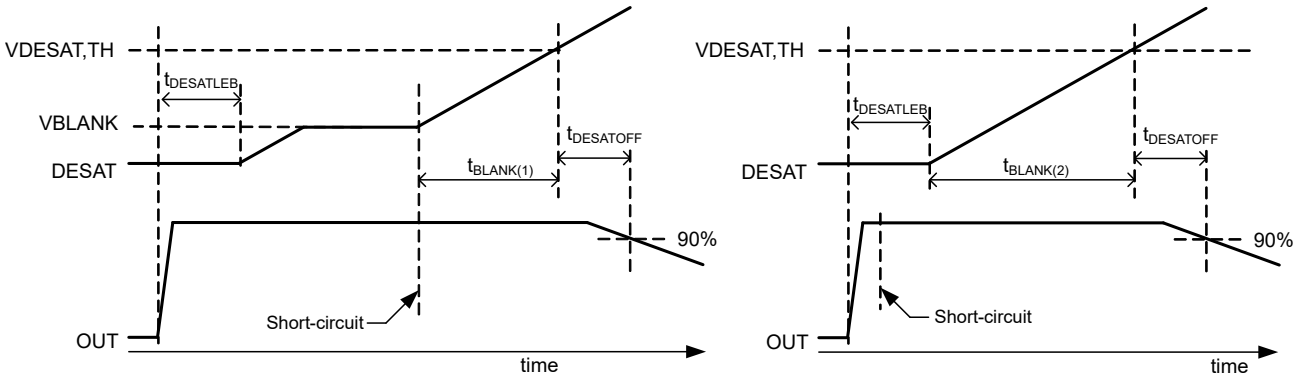


図 3-5. UCC23711 の DESAT 保護タイミング

左側のタイミングは例で、IGBT がオンになった後に過電流が発生しています。通常動作で IGBT がオンになり、UCC23711 リーディング エッジ ブランキング遅延時間が経過した後、ブランキング コンデンサ C2 は、ブランキング電圧に達するまで充電されます。

$$V_{BLANK} = V_F(D4) + \mathrm{R9} \times I_{CHG} + V_{CE(Sat)} = 2.15V, \quad (3)$$

ここで、VCE(Sat) は Q1 IGBT の標準飽和電圧である 1.6V です。

次に、過電流が発生した後の実効ブランキング時間は、次に基づいて推定できます。

$$t_{BLANK}(1) = \frac{C_{BLANK} \times I_{CHG}}{V_{DESAT,TH} - V_{BLANK}} \quad (4)$$

ここで、$V_{DESAT,TH}$ は UCC23711 の標準 DESAT スレッショルド 6.5V、I_{CHG} 充電電流 250µA (標準値)、C_{BLANK} は上記のように 10V ツェナー ダイオード D1 および V_{BLANK} の寄生容量と並列にブランキング コンデンサ C2 を配置します。

右側のタイミングは、IGBT がオンになって短絡が発生し、コレクタからエミッタへの電圧が UCC23711 の DESAT スレッショルドから D4 と R9 の間の電圧降下 V_F を減算した値よりも大きい例を示しています。

$$V_C \geq V_{DESAT,TH} - V_F(D4) - \mathrm{R9} \times I_{CHG}. \quad (5)$$

UCC23711 の標準的な充電電流 I_{CHG} は 0.250mA、$V_C \geq 5.45V$ で、UCC23711 のゲートドライバ出力がオンになり、リーディング エッジのブランキング時間が経過した後の実効ブランキング時間は、次に基づいて推定できます。

$$t_{BLANK}(2) = \frac{C_{BLANK} \times I_{CHG}}{V_{DESAT,TH}} \quad (6)$$

以下の表に、実効ブランキング容量に基づき、ゲート駆動出力が 90% に低下するまでの保護時間の推定値を示します。これは、実効ブランキング容量に基づき、C2 = 100pF、C (D1) = 60pF となります。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

表 3-2. DESAT 保護タイミングの推定

パラメータ	$t_{DESATLEB}$ (標準値)	t_{BLANK} (標準値)	$t_{DESATOFF}$ (標準値)	t_{TOTAL} (標準値)
事例 1	該当なし	2.5us	0.2us	2.7us
事例 2	0.47us	4.1us	0.2us	4.8us

3.7 UCC23711 のフォルト (FLT) フィードバック

FLT ピンはオープン ドレイン、アクティブ "Low" です。DESAT フォルトが検出されると、FLT ピンは GND にプルダウンされます。これは、デバイスがリセットされるまで Low に保持されます。デバイスをリセットするには、22us (標準値) の $t_{FLTMUTE}$ ミュート時間経過後に PWM 入力が Low から High へ遷移する必要があります。ミュート時間が経過する前の Low から High への PWM 遷移はリセットされません。

FLT プルアップ抵抗 R1 は 5.1kΩ です。ノイズ耐性を向上させ、FLT の誤信号を防止するために、330pF のコンデンサ C3 が追加されています。C3 には、カットオフ周波数が 100kHz のローパス フィルタがあります。アクティブ FLT プルダウンによる High から Low への遷移が高速化されます。20mA の最大入力電流により、330pF のコンデンサは 55ns 未満で放電されます。

4 システムのテスト結果

4.1 テスト対象の 3 相 IGBT インバータ

以下の図に、テスト対象の 3 相 IGBT インバータの PCB を示します。TMS320F28379 マイコン ローンチパッドを使用して、制御ボード インターフェイスに 3 相相補 PWM を供給しました。6 つの絶縁型バイポーラ 15V および –8V 電源を備えた外部バイポーラ電源が、6 つの強化絶縁型ゲート ドライバ UCC23711 に接続されています。DC リンク電圧は 550VDC で、整流された 3 相 400VAC 入力電圧に相当します。

この章での UCC23711 ゲートドライバのテストは、IGBT 6 パック モジュールの U 相ハーフブリッジ (公称 550V DC バス電圧) を使用して行われました。相補型 PWM 信号は、TMS320F28379D Launchpad によって生成されました。

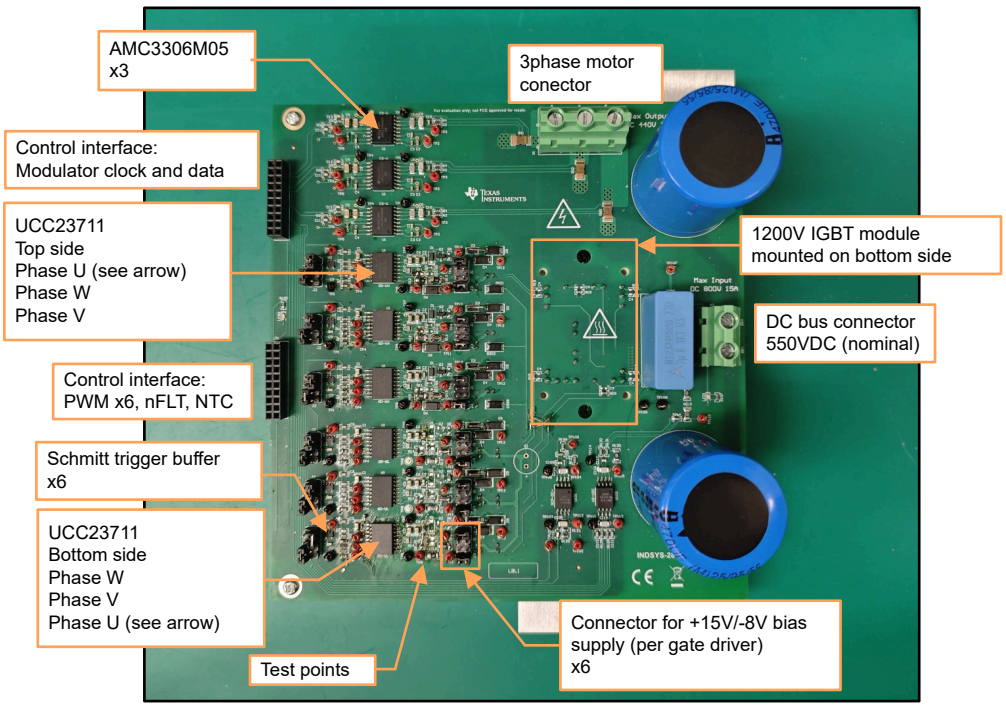


図 4-1. UCC23711 を使用した 3 相 IGBT インバータ

English Document: SDAA444
Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

4.2 UCC23711 入力電流スレッショルドおよびヒステリシス

入力スレッショルドとヒステリシスを検証するために、図 4-2 に示すように、シュミット トリガ インバータ出力に 1µF コンデンサを追加することで、オクタル バッファ出力のスルーレートを約 150mV/µs まで遅くしました。

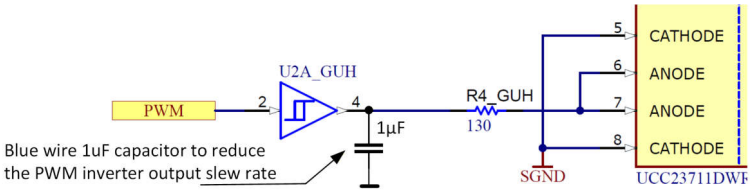


図 4-2. UCC23711 の入力電流スレッショルドのテスト回路

図 4-3 に、入力ターンオン電圧および電流を示します。電流スレッショルドは、電流制限抵抗 R4 での電圧降下を介して間接的に測定されます。図 4-4 に、入力がオフになる様子を示します。ターンオフ電流を測定する分解能を高めるために、このテストでのみ電流制限抵抗 R4 を 680Ω に置き換えました。

ターンオフ スレッショルドは 0.4mA 付近です。オン / オフ スレッショルド間のヒステリシスは 0.4mA です。

10.6mA 付近の定常状態入力電流は、表 3-1 で計算した値と一致しています。

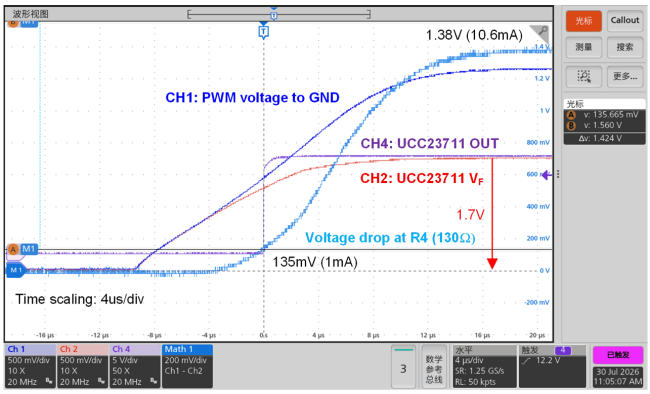


図 4-3. UCC23711 入力ターン オフ

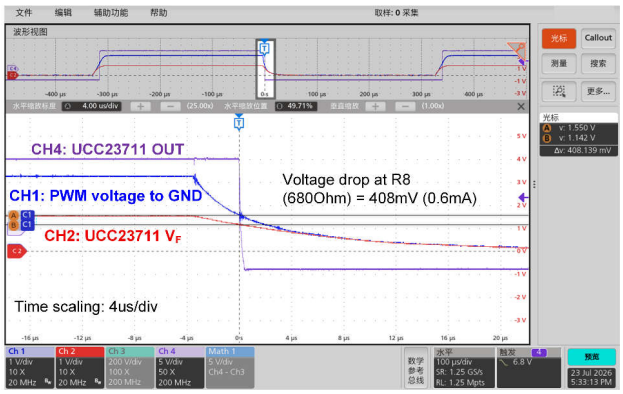


図 4-4. UCC23711 入力ターン オフ

4.3 UCC23711 伝搬遅延

図 4-5 および図 4-6 に、UCC23711 の入力順方向電流 I_F とゲート出力電圧の間の伝搬遅延 t_{PDLH} と t_{PDHL} を示します。UCC23711 の入力電流は、入力抵抗 R4 = 130Ω での電圧降下により間接的に測定されました。測定された立ち上がりエッジ遅延は t_{PDLH} は約 68ns、立ち下がりエッジ遅延は約 64ns です。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

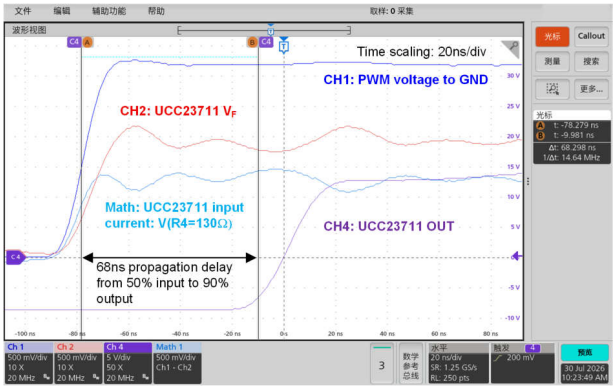


図 4-5. UCC23711 立ち上がりエッジ遅延

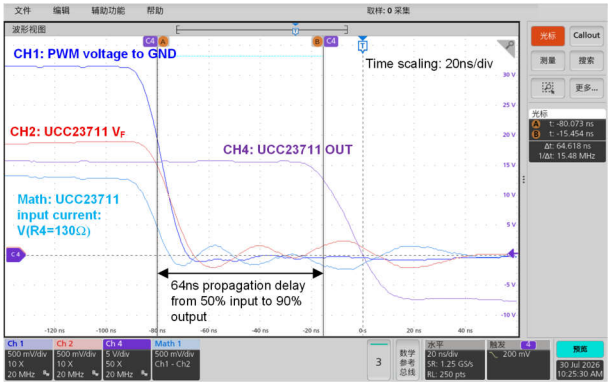


図 4-6. UCC23711 立ち下がりエッジ遅延

4.4 位相 U のターンオンおよびターンオフ スルーレート

以下の図は正の 3.5A における U 相スイッチ ノードの立ち上がりエッジおよび立ち下がりエッジを示しており、図 4-9 および図 4-10 は負の -3.5A の位相電流における波形を示しています。PWM デッドタイムは 2.5µs、DC リンク電圧 550VDC に設定されています。

IGBT がハード スイッチングをオンにしたとき、U 相のスイッチ ノード電圧のスルーレートは約 5.5V/µs です。IGBT がソフトオフになっているとき (ゼロ電圧スイッチング)、スルーレートは位相電流の大きさに依存します。3.5A の振幅では、スルーレートは 1.2V/ns ～ 1.3Vns の間でした。スイッチ ノードの実効寄生容量は、$C_{SW} = I_U/(dV_U/dt)$ から推定でき、これは約 2.6nF ～ 2.9nF です。

ゲート電流制限抵抗 R12 + R13 = 10.2Ω で IGBT ゲート V_{GE} を -8V から 15V に充電する時間は約 520ns であり、15V から -8V までの放電時間はゲート電流制限抵抗 R12 = 5.1Ω で約 360ns です。

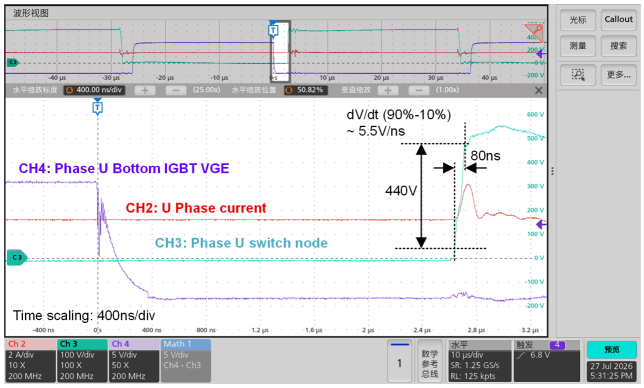


図 4-7. U 相立ち上がりエッジ (3.5A)

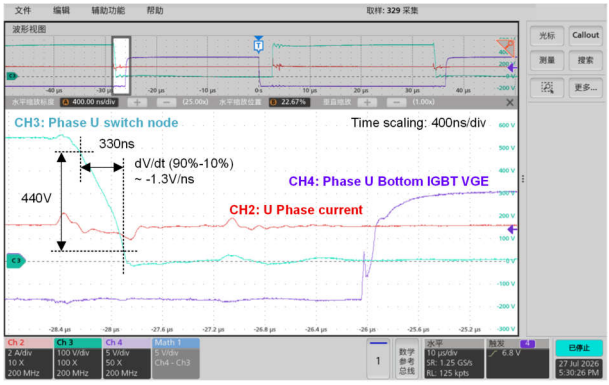


図 4-8. 3.5A での U 相立ち下がりエッジ

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

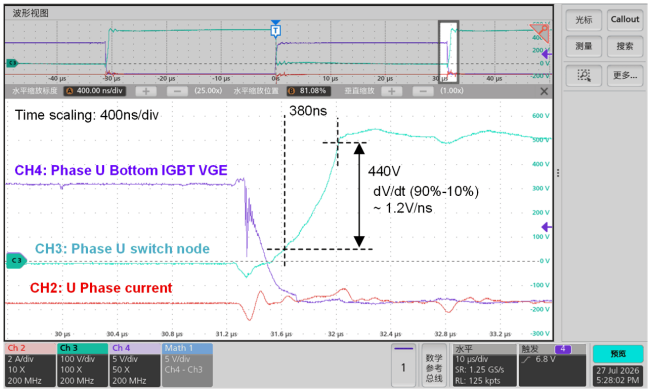


図 4-9. U 相立ち上がりエッジ (-3.5A)

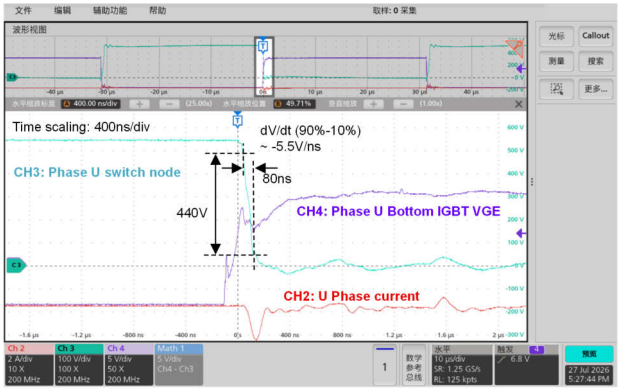


図 4-10. -3.5A での U 相立ち下がりエッジ

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

4.5 UCC23711 ミラー クランプおよびユニポーラ 15V 電源

IGBT のゲート電圧 V_{GE} が VEE ピンを基準とするミラー クランプ スレッショルド電圧 V_{CLMPTH} 2.1V (標準値) を下回ると、ミラー クランプのアクティブ化は常にオンになります。ミラー クランプのターンオン応答時間は標準 38ns で、プルダウン抵抗は標準 0.8Ω です。

図 4-11 に、VEE=-8V のバイポーラ電源を使用して、ゲートドライバがオフになるときのミラー クランプの影響を示します。VGE が VEE + VCLMPTH を下回るとすぐに、ミラー クランプがアクティブになります。38ns の遅延を考慮すると、この電圧降下は VGE = -6V の付近で観測されます。

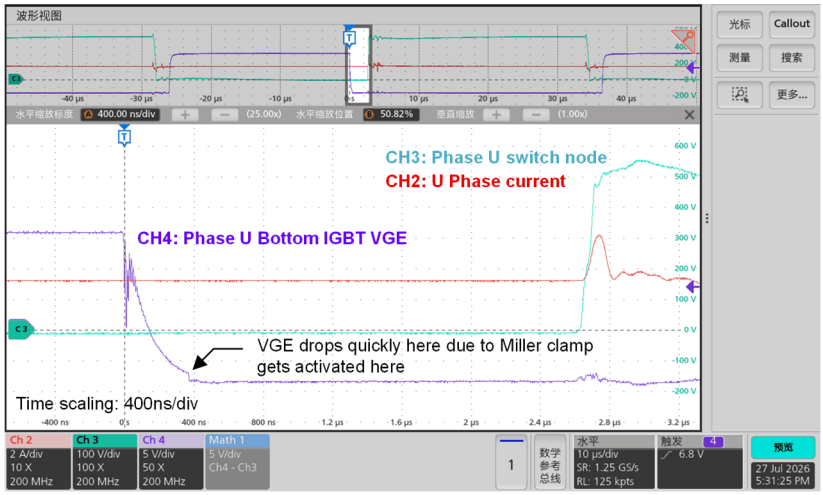


図 4-11. ターンオフ時にバイポーラ電源を使用した下側 IGBT VGE におけるミラー クランプの影響

ミラー クランプを検証するため、3 相インバータは、550V の公称 DC リンク電圧でユニポーラ電源で動作しました。位相電圧の最大スルーレートを得るには、出力電流がゼロになります。図 4-12 に、オフ状態で下側 IGBT のゲートからエミッタへの電圧 V_{GE} を示します。上側 IGBT が約 10V/ns のスルーレートでハードオンする場合です。

ミラー クランプがアクティブになっていますが、V_{CE} のスルーレートが高いことから、下側の V_{GE} は約 2.4V まで 25ns 未満しか上昇せず、IGBT のゲート スレッショルド電圧である 5.8V よりも十分低く保たれています。

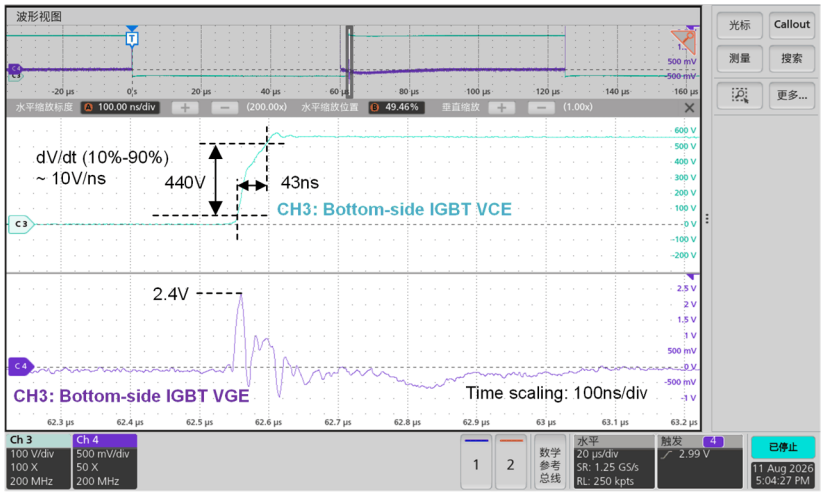


図 4-12. ユニポーラ 15V 電源付き、下側 IGBT V_{GE}

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

4.6 UCC23711 の DESAT 応答とソフト シャットダウン

DESAT テストでは、ローサイド IGBT を 550V の全 DC バス電圧下でオンにしたため、ターンオン直後に短絡状態が発生しました。V_{CE} >> $V_{DESATH,TH}$ であるため、ブランキング時間は次のように定義されます。

$$t_{BLANK}(2) = \frac{C_{BLANK} \times I_{CHG}}{V_{DESAT,TH}} \quad (7)$$

以下の図は、測定されたブランキング時間が約 4.1µs であり、ゲート駆動出力が 90% に低下するまでの合計保護時間が 4.8µs であることを示しています。

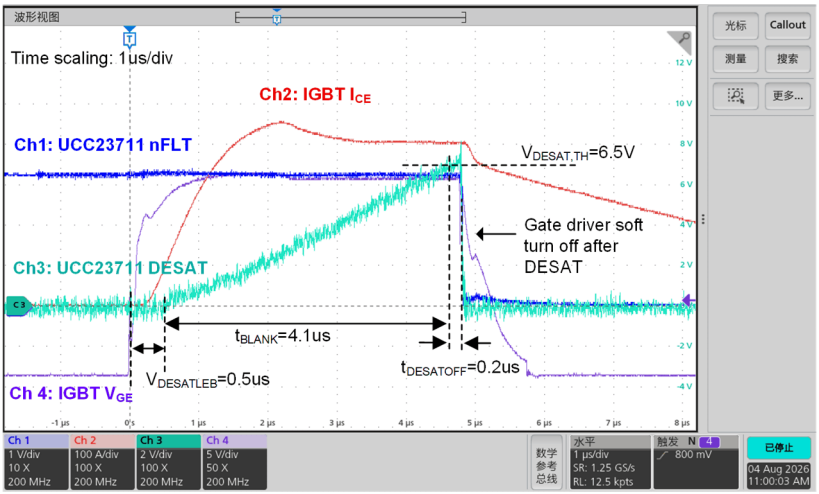


図 4-13. C4-100pF と D1 を並列に接続した場合の DESAT タイミング、R11 DNP

ブランキング コンデンサ C4 = 100pF と、ツェナー ダイオード D1 が支配的である残りの寄生容量 60pF により、実効ブランキング容量は 160pF と計算できます。DESAT がトリガされた後、ゲート ドライバは 0.25A のシンク電流でソフト ターンオフされます。図 4-14 はソフト シャットダウンを拡大表示しています。

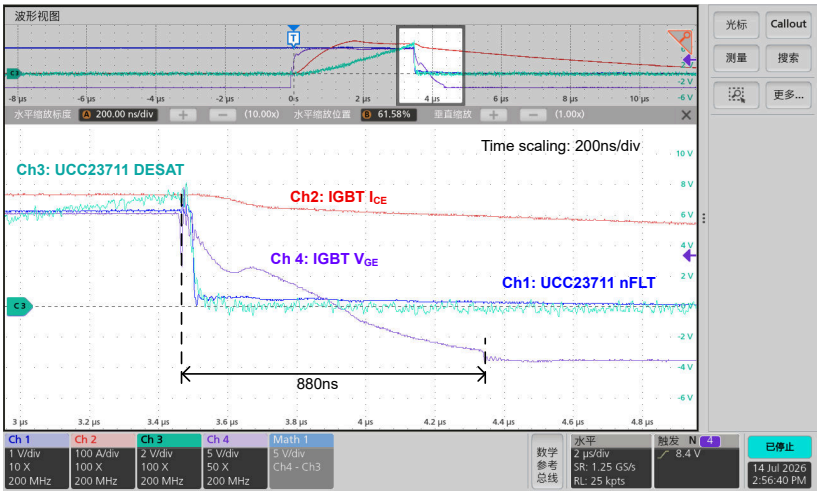


図 4-14. DESAT 後のソフト ターンオフ。C4-100pF と D1 を並列に接続、R11 DNP

ソフト ターンオフ時の UCC23711 のシンク電流は 0.25A です。IGBT のゲート電荷が 0.3µC であり、15V から -8V まで約 880ns で放電されます。これは、前の図に示したように、通常モード (360ns) の約 2.5 倍遅くなります。880ns が経過した後に V_{GE} が -6V 付近から -8V 付近に低下するのは、ミラー クランプがアクティブになることによるものです。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

4.7 DESAT 充電電流の増加

図 4-15 に、より高い DESAT 充電電流を駆動するためにブランキング抵抗 R11 = 25.5kΩ を実装した状態での DESAT タイミングを示します。過渡ノイズ耐性をさらに高めるため、ブランキング コンデンサ C4 を 220pF に置き換えました。実効ブランキング時間は約 2.9µs です。実効ブランキング容量が 220pF (C4) + 60pF (D1) の場合、実効ブランキング電流 I_{CHG} + I_{R11} は 0.6mA 付近になります。

したがって、R11 を追加すると、SiC-FET を駆動するときに UCC23711 を使用して DESAT 保護時間を短縮できます。『DESAT 充電電流を増やす方法』をご覧ください。

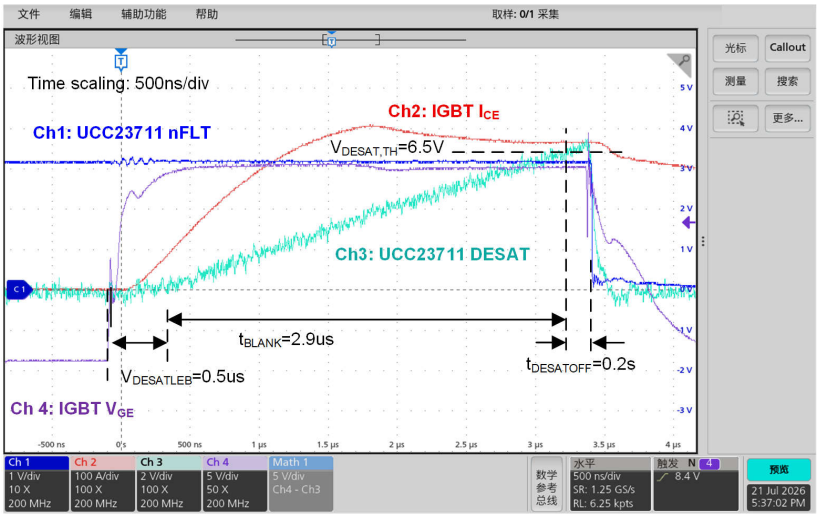


図 4-15. C4=220pF と D1 を並列に接続した場合の DESAT タイミング、R11=25.5k

4.8 UCC23711 VDD UVLO スレッショルドおよびゲート駆動出力

図 4-16 および 図 4-17 に、バイポーラ電源電圧の VDD-COM=15V および VEE-COM=-8V のランプアップおよびランプダウン時の UCC23711 のゲート駆動出力を示します。

UCC23711 の VDD UVLO スレッショルドは、UCC23711 の COM ピンを基準とする IGBT エミッタに対して測定されています。

VDD の立ち下がりエッジのスレッショルドは 11V、VDD の立ち上がりエッジのスレッショルドは 12V で、UCC23711 のデータシートに規定された標準仕様と一致しています。

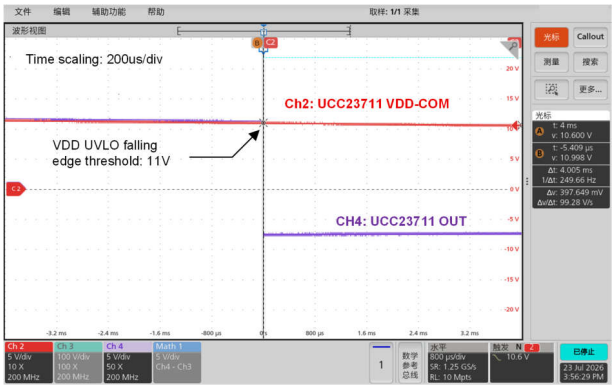


図 4-16. VDD UVLO 立ち下がりエッジ スレッショルド

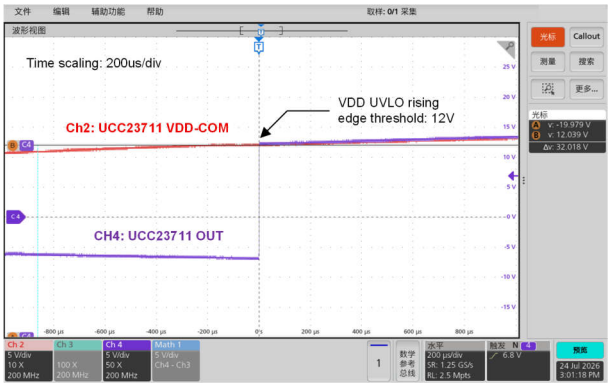


図 4-17. VDD UVLO 立ち上がりエッジ スレッショルド

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

4.9 UCC23711 ゲート駆動の消費電力

表 4-1 に、ユニポーラ電源 VDD = 15V の、表 4-2 に、バイポーラ電源 VDD=15V および VEE=-8V の場合の UCC23711 の電源電流の測定値を示します。ゲートドライバがユニポーラ 15V 駆動時に 0.2µC、バイポーラ +15V および -8V 駆動時に 0.3µC である IGBT モジュール Q1 を、PWM 周波数 0Hz、8kHz、および 16kHz で駆動した際の消費電流を測定するため、マルチメータをゲートドライバ電源回路の VDD および VEE に接続しました。IGBT のゲートからエミッタへのオプションのプルダウン抵抗 R15 は実装されていません。測定された消費電流は、計算された数値の 5% 以内です。

表 4-1. ユニポーラ電源での UCC23711 の消費電流

PWM	0Hz	8kHz	16kHz
VDD-COM=15V 時の I_{VDD}*	2mA (2mA)	3.56mA (3.75mA)	5.02mA (3.53mA)

表 4-2. バイポーラ電源での UCC23711 の消費電流

PWM	0Hz	8kHz	16kHz
VDD-COM=15V 時の I_{VDD}*	2mA (2mA)	4.39mA (4.55mA)	6.65mA (6.95mA)
VEE-COM=-8V 時の I_{VEE}*	-1.57mA (-1.5mA)	-3.83mA (-4.05mA)	-6.1mA (-6.45mA)

* 括弧内の数値は計算された数値です。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

5 まとめ

この資料では、構成可能な DESAT (6.5V/9V) 機能を搭載した UCC23711 および UCC23710 絶縁型ゲートドライバを使用して、3 相 IGBT インバータの堅牢性を強化するための回路設計のガイドラインを掲載しています。ユニポーラとバイポーラの両方の設定について、入力抵抗構成、ピーク出力電流、DESAT 保護、アクティブ ミラー クランプ、電源デカップリングの最適化が詳細に示されています。すべての設計パラメータは、550V DC バスで動作する 3 相 IGBT インバータ プロトタイプでの実証的なテストにより検証されています。UCC23711 および UCC23710 ゲートドライバは、SiO_2 絶縁とフォトカプラ互換入力を活用して、従来のフォトカプラ アプリケーションとシームレスに統合できると同時に、伝搬遅延の低減と CMTI の向上を実現しています。

6 参考資料

1. テキサス インスツルメンツ、UCC23711、製品ページ。
2. テキサス インスツルメンツ、UCC23710、製品ページ。
3. テキサス・インスツルメンツ、UCC23711DWREVM、ツール ページ。
4. テキサス・インスツルメンツ、『IGBT および SiC パワー モジュールに適した保護アプローチの選択』、アプリケーション ノート。
5. テキサス・インスツルメンツ、『DESAT 充電電流を増やす方法』、E2E フォーラム。
6. テキサス・インスツルメンツ、『UCC217xx XL 計算ツール』、計算ツール。

Copyright © 2026 Texas Instruments Incorporated

重要なお知らせと免責事項

TI は、技術データと信頼性データ (データシートを含みます)、設計リソース (リファレンス デザインを含みます)、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の黙示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含むいかなる保証も、明示的または黙示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、TI 製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したものです。(1) お客様のアプリケーションに適した TI 製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、その他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとします。

上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されている TI 製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、TI はその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。TI や第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、TI およびその代理人を完全に補償するものとし、TI は一切の責任を拒否します。

TI の製品は、 TI の販売条件 、 TI の総合的な品質ガイドライン 、 ti.com または TI 製品などに関連して提供される他の適用条件に従い提供されます。TI がこれらのリソースを提供することは、適用される TI の保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。 TI がカスタム、またはカスタマー仕様として明示的に指定していない限り、TI の製品は標準的なカタログに掲載される汎用機器です。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案する場合も、TI はそれらに異議を唱え、拒否します。

Copyright © 2026, Texas Instruments Incorporated

最終更新日：2025 年 10 月