

# 絶縁型パワーデバイスプリドライバの基礎 (TLP5231 の動作説明と保護機能設定例)

## 概要

本資料はパワー-MOSFET や IGBT のパワーデバイスゲート制御をするゲートドライバーの一種である絶縁型パワーデバイスプリドライバ-TLP5231 の基礎について述べたものです。ゲートドライバーを大別すると単機能型ドライバーと多機能型ドライバーがあります。また、これらドライバーはパワーデバイスを直接駆動するものとバッファを介して駆動するものがあり、この後者をプリドライバと呼んでいます。本資料ではデュアル出力を持つプリドライバ-TLP5231 ならではの動作の基礎と保護機能について解説します。

## 目次

|  |    |
|--|----|
| 1. 概要  | 3  |
| 2. アプリケーション                                      | 3  |
| 2.1. アプリケーション例                                   | 3  |
| 2.2. インバーターでの応用例                                 | 3  |
| 3. ゲートドライバーの機能的分類                                | 4  |
| 4. 絶縁型パワーデバイスプリドライバの保護機能について                     | 5  |
| 4.1. 過電流 DESAT 検出方式                              | 5  |
| 4.2. DESAT (非飽和) 検出の動作について                       | 6  |
| 4.3. ブランキングコンデンサー ( $C_{BLANK}$ ) の動作について        | 7  |
| 4.4. UVLO 機能 (Under Voltage Lock Out : 低電圧誤動作防止) | 8  |
| 5. プリドライバ TLP5231 の特長                            | 9  |
| 5.1. TLP5231 の概要と応用回路例                           | 9  |
| 5.2. TLP5231 と単機能ゲートドライバーの内部構造比較                 | 12 |
| 5.3. デッドタイム設計の負荷軽減                               | 12 |
| 5.4. 保護設計 (ソフトターンオフ設計の柔軟性向上)                     | 13 |
| 5.5. 保護設計 (フォルト信号オートリセット)                        | 13 |
| 6. TLP5231 を使用した回路設計例                            | 14 |
| 6.1. インバーター応用回路例                                 | 14 |
| 6.2. 外付け MOSFET の選定                              | 16 |
| 6.3. ソフトターンオフ用 MOSFET の選定とソフトターンオフ時間の設定          | 17 |
| 6.4. ブランキング容量充電電流と DESAT 検出電圧の設定                 | 18 |
| 6.5. ブランキングコンデンサー ( $C_{BLANK}$ ) の設定            | 18 |
| 7. TLP5231 を使用した動作波形例                            | 20 |
| 変更履歴   | 27 |
| 製品取り扱い上のお願い                                      | 28 |

## 1. 概要

絶縁型パワーデバイスプリドライバはゲートドライバーカプラーの一種で、パワーデバイスの主流であるパワーMOSFEET と IGBT のゲートをドライブするためのフォトカプラーです。

パワーMOSFEET と IGBT は数アンペアから数 100 アンペアの大電流と、数 10V から数 100V の高い電圧をスイッチング動作することで、例えばエレベーターや電気自動車あるいはドローンのモーターコントロールを行うため、現在の生活には欠かせないデバイスです。そのパワーデバイスを動かすタイミングはマイコンに代表されるコントローラーIC より信号出力されますが、例えばマイコンでパワーデバイスを直接ドライブすることはできません。パワーデバイスを動かすには数アンペアから 10 アンペア程度の電流と、10~30V の電圧が必要ですが、通常マイコンでこの電流、電圧は扱えません。

ゲートドライバーカプラーはコントローラーIC とパワーデバイスを仲介する専用のアイソレーター(光半導体)で、マイコンが送り出す数 V、数ミリ アンペアの小さなコントロール信号を、パワーデバイスをドライブするための 10V 以上の出力電圧と数アンペアの出力電流に増幅して直接パワーデバイスのゲートをオン、オフ制御します。

絶縁型パワーデバイスプリドライバもゲートドライバーカプラーの一種ですが、後述する特徴のため直接パワーデバイスのゲート端子に接続することはできません。このためプリドライバとしてカテゴリーを分けています。

なおゲートドライバーカプラーにはパワーデバイスのゲートドライブのみを行う単機能型ゲートドライバーカプラーと、単機能型ゲートドライバーカプラーに各種機能を追加した多機能型ゲートドライバーカプラーがあります(当社では多機能型ゲートドライバーカプラーをスマート・ゲートドライバーカプラーと呼んでいます)。本アプリケーションノートで取り上げる絶縁型パワーデバイスプリドライバも保護機能を内蔵しているため、スマート・ゲートドライバーカプラーの類似カテゴリーとなります。

## 2. アプリケーション

### 2.1. アプリケーション例

インバーターモーター制御、PV インバーター、EV 充電ステーション、無停電電源装置  
産業用インバーター、汎用インバーター、AC サーボンプ、DC ブラシレスモータードライブ

### 2.2. インバーターでの応用例

ゲートドライバーは MCU とパワーデバイスモジュール間を絶縁しつつ、パワーモジュールのオンオフを制御します。

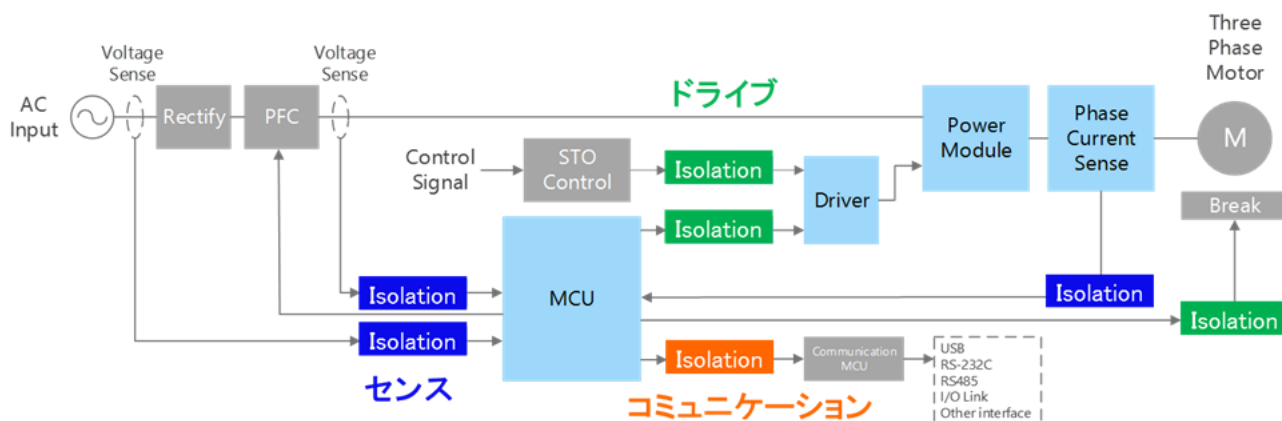


図 2 インバーターシステム応用例

### 3. ゲートドライバーの機能的分類

パワーデバイスを直接動かす半導体を一般的にゲートドライバーIC と呼び、図 3.1 に示すとおりゲートドライバーカプラーもこのゲートドライバーIC に含まれます。ゲートドライバーIC の中には応用回路に合わせて三相ドライバー、ハーフブリッジドライバー、フルブリッジドライバー、ローサイド/ハイサイドドライバーなどがあります。

この応用回路別分類のさらに大きな分類として、コントローラIC とパワーデバイスの間を電氣的に分離する絶縁型とそうではない非絶縁型の 2 種類が存在します。絶縁型と非絶縁型はパワーデバイスの耐電圧で使い分けられており、一般的に 100V 以下の低電圧 MOSFET や 200~300V の MOSFET の場合は非絶縁型が使われ、600V の高耐圧 MOSFET の場合は非絶縁型か絶縁型のどちらか、それ以上の例えば 1200V 耐圧 IGBT の場合は絶縁型が使われます。

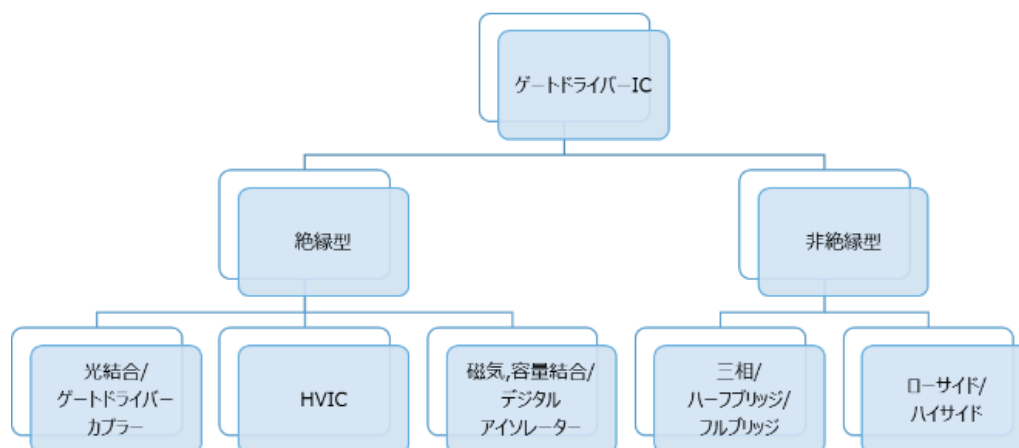


図 3.1 ゲートドライバーの種類

絶縁が必要な用途でも非絶縁型のゲートドライバーIC を用いてパワーデバイスを駆動することは可能ですが、絶縁のために別途アイソレーターが必要となります。これはコントローラIC とパワーデバイス間の半導体部品が 1 つ増えることを意味します。

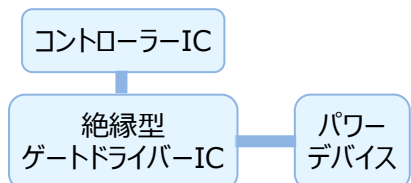


図 3.2 絶縁型のゲートドライバーIC 使用時

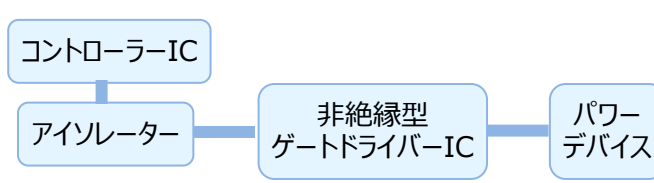


図 3.3 非絶縁型のゲートドライバーIC 使用時

ゲートドライバーカプラーは絶縁型のゲートドライバーIC で、その絶縁性能の高さと使い勝手より主に 600V 耐圧のパワー MOSFET や 1200V 耐圧の IGBT などと組み合わせて使われています。

また絶縁電圧は少し低くなりますがチップ内で電氣的分離を行っている高耐圧 IC もあり、同じく 600V の高耐圧 MOSFET や 1200V 耐圧の IGBT などと組み合わせて使われています。さらに近年では光絶縁と同等性能の磁気、容量絶縁によるデジタルアイソレーター型ゲートドライバーIC も商品化されています。

本アプリケーションノートでは光絶縁のゲートドライバーカプラーを取上げますが、その中には単機能型とスマート・ゲートドライバーカプラーが存在しますので、その構造の差異について [5.2 章](#) で説明します。

## 4. 絶縁型パワーデバイスプリドライバの保護機能について

概要で述べたとおり絶縁型パワーデバイスプリドライバ-TLP5231 はスマート・ゲートドライバーカプラーの類似カテゴリーでパワーデバイスの保護機能を内蔵しています。ここでは一般的な保護機能について説明します。

### 4.1. 過電流 DESAT 検出方式

ゲートドライバーカプラーの主な応用であるインバーター回路は通常、パワーデバイスが上下 2 段で構成されてそれが 3 列あるため、ゲートドライバーカプラーは合計 6 個使われます。この時、もしも図 4.1 のように直列に配置した上段下段のパワーデバイスが何らかのトラブルで同時にオン状態になると、数 100V の高電圧電源を短絡する異常事態になります。この異常事態は一般的にアーム短絡と呼ばれ、数 100A 以上の大電流が流れ発煙、発火、破壊を引き起こす可能性があります。

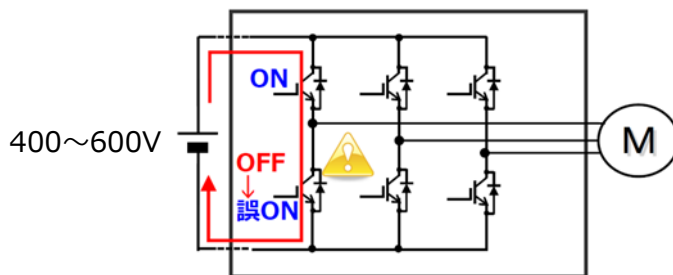


図 4.1 インバーター回路のアーム短絡異常

高い電圧と大きな電流を扱うパワーデバイスで短絡異常により発生する過電流からの保護は発煙、発火、破壊防止の観点から非常に重要です。パワーデバイスに過電流が流れてから破壊するまでの時間を短絡耐量と呼び、短絡耐量以内に過電流を遮断する必要があります。

短絡耐量はパワーデバイスにより異なりますが、最近ではパワーデバイスに内蔵された半導体チップの微細化が進み、その結果 1~5 $\mu$ s 以内で過電流を遮断するよう短時間での保護が必要な例が増えています。

絶縁型パワーデバイスプリドライバはパワーデバイスに何らかの異常が発生し過大な電流が流れた場合に、その電流に連動して増加するパワーデバイスの電圧降下をモニターすることで異常を検知し、パワーデバイスの動作を止める過電流保護機能を持っています。

図 4.2 のとおり高耐圧ダイオードを介して IGBT のコレクター・エミッター間、MOSFET のドレイン・ソース間の電圧をモニターする方式で、モニターしたパワーデバイスの電圧降下を、そのパワーデバイスの I-V 静特性カーブから電流に変換して推測します。このため使用するパワーデバイスの  $I_C$ - $V_{CE}$  カーブまたは  $I_D$ - $V_{DS}$  カーブは必須となります。

また、コレクターまたはドレイン端子を直接モニターするため、数 100V あるいは 1000V 以上の高耐圧ファストリカバリー ダイオードも必ず挿入します。この方式は DESAT (de saturation : 非飽和) 検出方式と呼ばれ、電流を直接モニターすることは困難ですが、比較的簡素、安価に構成できる特長があります。

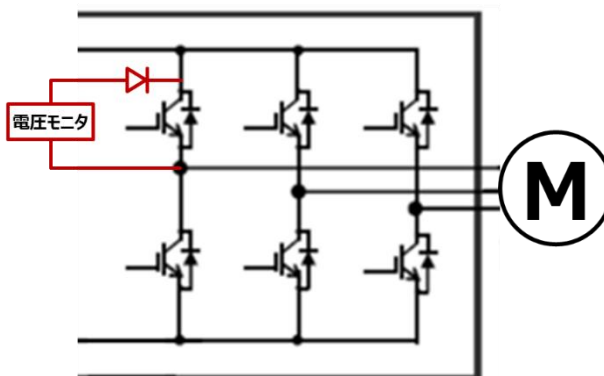


図 4.2  $V_{CE(sat)}$  DESAT 検出方式電流モニターイメージ図

4.2. DESAT (非飽和) 検出の動作について

TLP5231 を例に、DESAT 検出時の保護動作のシーケンスを図 4.3 に示します。

- ① パワーデバイス (ここでは IGBT) に過電流が発生。
- ② 過電流に応じて  $V_{CE(sat)}$  が上昇し、DESAT スレッシュホールド電圧 7.5V(最小)を超えると保護動作を開始。
- ③ ソフトターンオフ用外付け MOSFET をターンオンして緩やかに IGBT のゲートを放電、IGBT を OFF 状態へ遷移。
- ④ コントローラー IC に異常発生 (FAULT) 信号を伝送。

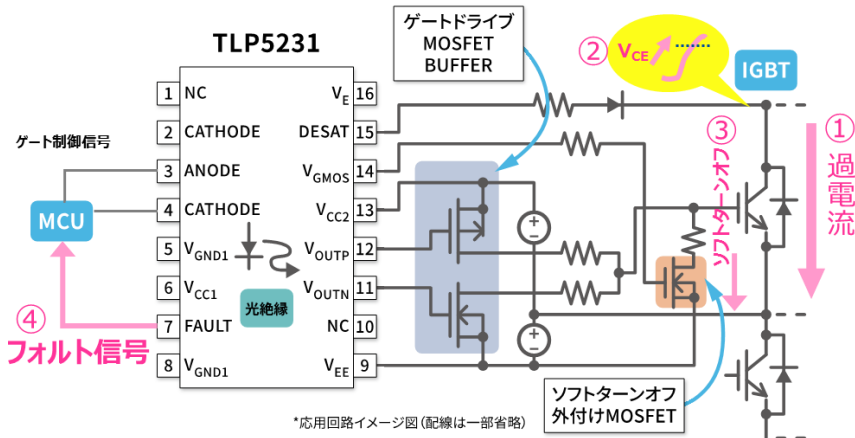


図 4.3 DESAT 検出時の保護動作シーケンス

次に DESAT 検出の動作について説明します。

図 4.4 は DESAT をモニターする電流のループを示したものです。

IGBT が正常にターンオンしてコレクター電流を流しているとき、DESAT 端子は定電流源としてブランキング容量充電電流  $I_{CHG}$  を出力し、抵抗  $R_{DESAT}$  と高耐圧ダイオード  $D_{DESAT}$  を経由して IGBT のコレクター・エミッター間にモニター電流を重畳します。

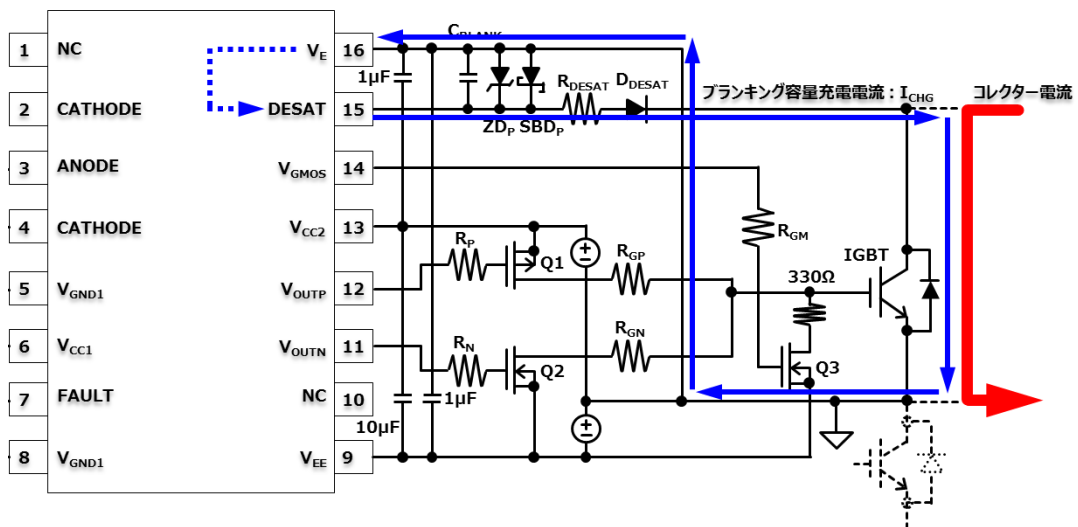


図 4.4 DESAT 検出方式の動作説明

$D_{DESAT}$  については流れる順方向電流は  $I_{CHG}$  だけなので小容量 (100mA 程度) のダイオードで十分ですが、IGBT のコレクター・エミッター間電圧 ( $V_{CES}$ )より十分高い逆耐圧を持ち、ノイズ誤検出対策のために接合容量の小さいダイオードを選定してください。ダイオードを直列にすると接合容量は直列個数分の 1 となりますので、接合容量低減の観点からは効果的です。ただし IGBT オフ時の逆耐圧は、ダイオード個々のリーク電流のばらつきなどで直列にしたダイオードに均等に印加されないことがあります。したがって IGBT の  $V_{CES}$ より高い逆耐圧を持つダイオードが必要です。

### 4.3. ブランキングコンデンサー ( $C_{BLANK}$ ) の動作について

前項では DESAT 端子からブランキング容量充電電流 ( $I_{CHG}$ ) を出力し、IGBT の  $V_{ce}$  をモニターすることで過電流発生有無が検出できることを説明しました。ここでは、過電流検出回路を設計する上で注意しなければならない点を説明します。

DESAT 端子は高耐圧のダイオード ( $D_{DESAT}$ ) を通して IGBT のコレクター端子に接続されています。IGBT が ON している際に外来ノイズによって IGBT コレクター電圧が変動すると、 $D_{DESAT}$  の接合容量を介して DESAT 電圧が変動する場合があります。この DESAT 電圧変動が DESAT スレッシュホールド (8.0V 標準) を超えてしまうと、保護動作を開始し IGBT をソフトターンオフさせてしまいます。TLP5231 を含む東芝のスマートゲートドライバーカプラーの DESAT 端子にはノイズフィルターが搭載されていますが、高電圧インバーター回路で発生するノイズは大きくなりがちであるため、図 4.5 に示すブランキングコンデンサー ( $C_{BLANK}$ ) を追加し、ローパスフィルターを形成することを推奨します。

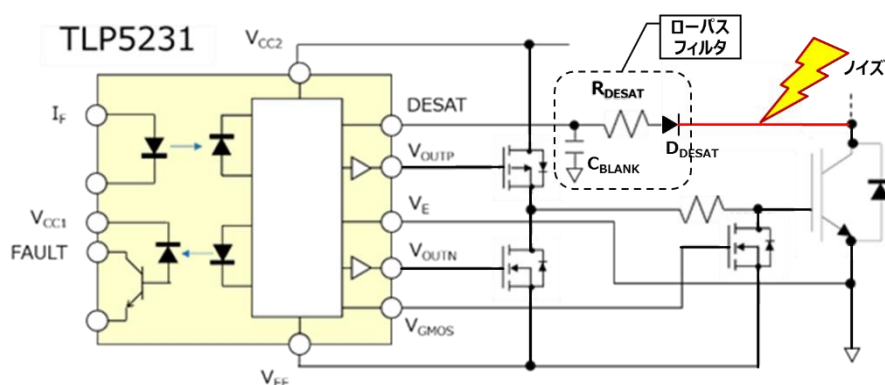
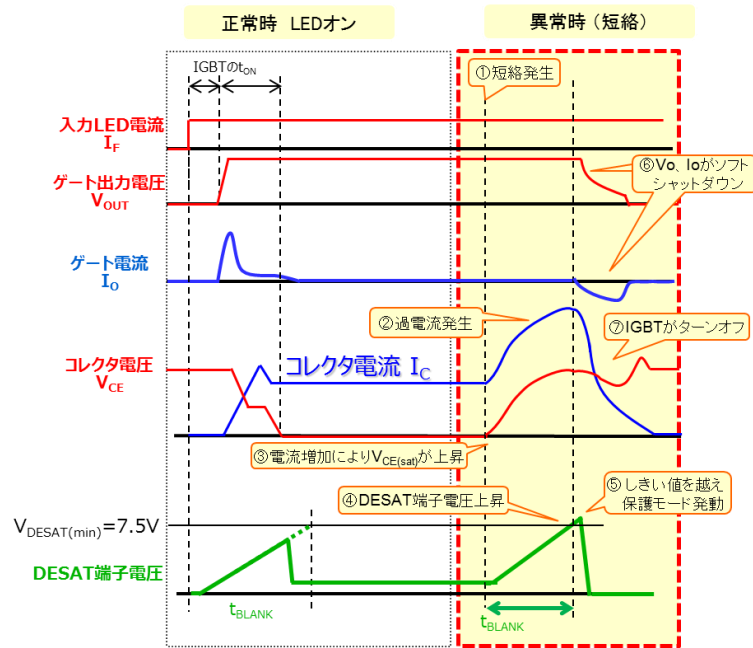


図 4.5 DESAT 回路 容量 ( $C_{BLANK}$ ) 追加によるノイズフィルター構成

この  $C_{BLANK}$  追加によるトレードオフとして、短絡異常発生時に  $V_{CE(SAT)}$  が DESAT しきい値電圧まで達する時間に遅延が生じます。

短絡発生から DESAT しきい値電圧までの時間をブランキング時間 ( $t_{BLANK}$ ) とすると、スマートゲートドライバーカプラーと IGBT の電流電圧動作イメージは図 4.6 のようになります。



本チャートは保護動作時の挙動を示すための参考図です。実際の波形とは異なる場合があります。

図 4.6 短絡発生時の IGBT とスマートゲートドライバカプラーのタイミングチャートイメージ

短絡による過電流で IGBT の  $V_{CE(SAT)}$  が急上昇すると、定電流源の電源電圧を超えてしまい  $I_{CHG}$  は IGBT に流れることができなくなります。

電流ループが途切れるため DESAT 端子電圧は短時間で開放電圧に向けて上昇し、しきい値電圧を超え保護に入ります。この時  $C_{BLANK}$  があると行き場を失った  $I_{CHG}$  が流れ込むため、その充電時間分の遅延が発生します。

#### 4.4. UVLO 機能 (Under Voltage Lock Out : 低電圧誤動作防止)

この機能はゲート電源の電圧をモニターしており、ドライバカプラーごとに設定されている動作しきい値電圧 UVLO スレッシュヨルド ( $V_{UVLO}$ ) を下回ると、図 4.7 のとおり  $V_O$  または  $V_{OUT}$  端子が Low レベルに固定されゲート出力が遮断されます。

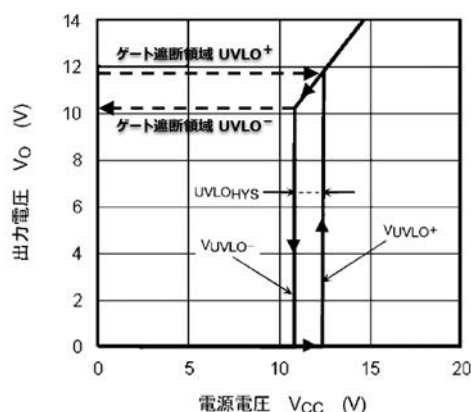


図 4.7 ゲートドライバカプラーの UVLO 動作例

これはパワーデバイスが不十分なゲート電圧でコレクター～エミッター間、あるいはドレイン～ソース間に電流を流すことを防止する機能で、過熱による破壊を防ぐ目的があります。特に上段のゲートドライブ回路の電源はフローティング電源が必要になりますので、例えばブートストラップ回路を用いてコンデンサーを電源とする場合、ゲート回路の消費電流でコンデンサーの電圧が



低下して UVLO スレッシュホールド ( $V_{UVLO}$ ) を下回らないよう注意が必要です。

なお TLP5231 は 2 次側の正電源 ( $V_{CC2} - V_E$ ) , 負電源 ( $V_E - V_{EE}$ ) それぞれの電圧をモニターしており、これらの電源電圧が UVLO スレッシュホールドより低いときはゲート出力を停止し、正電源電圧が UVLO スレッシュホールドを超え、かつ負電源電圧も UVLO スレッシュホールドを超えたときにゲート電圧を出力します。UVLO 解除後に TLP5231 は動作を開始しますので、UVLO は全ての機能より優先されます。

LED 入力信号が High レベルの状態でも図 4.8 のような電源電圧が入力される例を考えます。この場合、正電源側 ( $V_{CC2} - V_E$ ) は先に UVLO しきい値  $V_{UVLOP+}$  を超えています。負電源側 ( $V_E - V_{EE}$ ) は UVLO しきい値  $V_{UVLON+}$  を超えていません。したがって FAULT は High レベルとなり、1 次側に異常であることを知らせます。

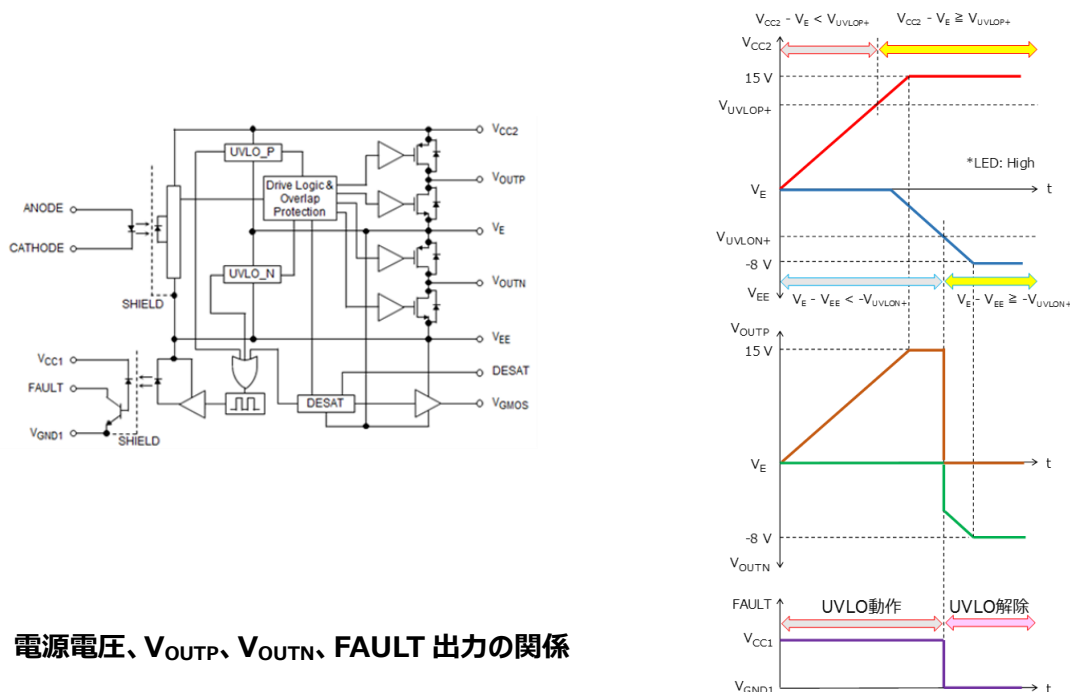


図 4.8 電源電圧、 $V_{OUTP}$ 、 $V_{OUTN}$ 、FAULT 出力の関係

## 5. プリドライバ-TLP5231 の特長

### 5.1. TLP5231 の概要と応用回路例

TLP5231 は、過電流検出機能やソフトターンオフ機能を内蔵した中大電流 IGBT/MOSFET の駆動用フォトカプラーです。中大電流 IGBT のコレクター電圧あるいは MOSFET のドレイン電圧をモニターする DESAT 短絡検出で過電流保護を提供します。この機能により過電流を検出し IGBT/MOSFET ゲート電圧をソフトターンオフさせます。このソフトターンオフにより、パワーデバイスのハイサイド/ローサイド貫通短絡による致命的な過電流を防ぎます。

さらに、従来のスマート・ゲートドライバカプラーでは UVLO 検出時には動作停止するだけでしたが、この TLP5231 では UVLO 検出時にも 1 次側にフォルト信号を出力することでゲート電源異常もモニターできる製品です。

また、TLP5231 は、P チャネルおよび N チャネルのコンプリメンタリー MOSFET バッファ (増幅用) を介して中大電流 IGBT および MOSFET のゲートを駆動するため、バッファ MOSFET ゲートの充放電時のみ電流を流し低消費電力化が図れます。さらに、外付けのコンプリメンタリー MOSFET バッファのサイズを変えるだけで、さまざまな IGBT/MOSFET で必要なゲート電流を作ることが可能です。TLP5231 と MOSFET バッファ、IGBT/MOSFET を組み合わせたプラットフォームにすることで、システムのパワーサイズに応じたラインアップをカバーできるため設計負荷の軽減に貢献します。

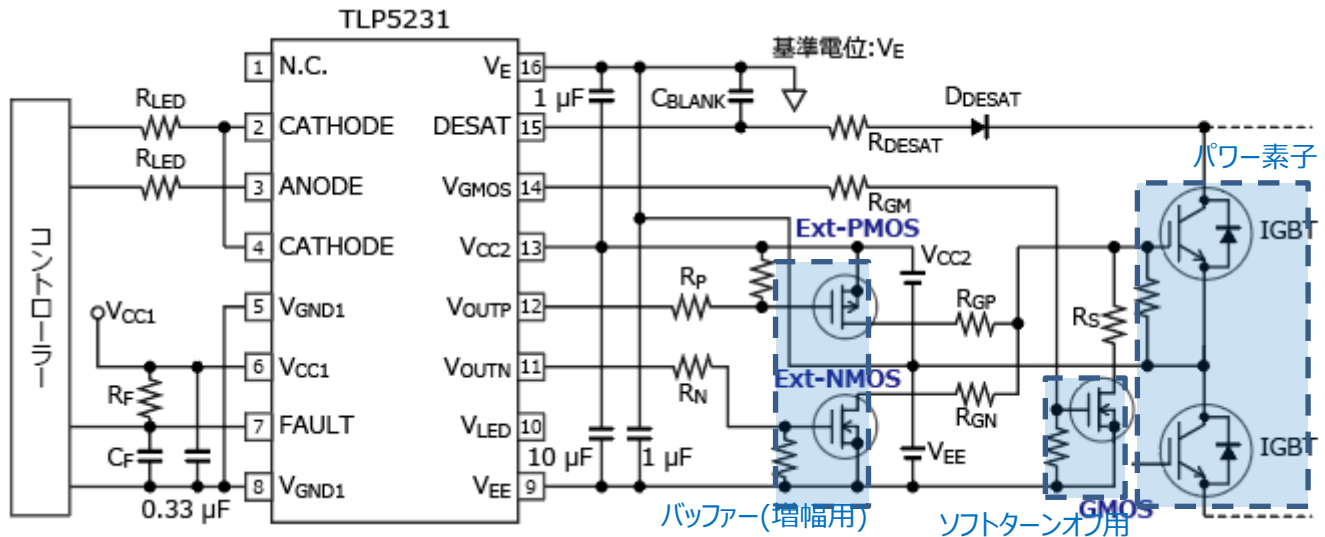


図 5.1 TLP5231の応用回路例

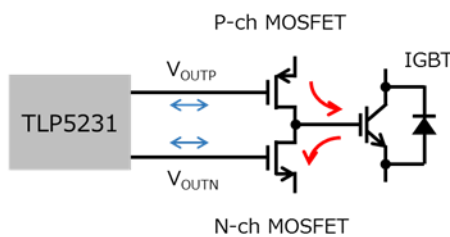
Ext-PMOS : P チャネル MOSFET (電流バッファ用)  
 Ext-NMOS : N チャネル MOSFET (電流バッファ用)  
 GMOS : N チャネル MOSFET (ソフトターンオフ制御用)

注: この応用回路例は参考例であり、量産設計に際しては十分な評価を行ってください。また、工業所有権の使用の許諾を行うものではありません。

TLP5231は、外付けのP/NチャネルMOSFETを介してパワーデバイスを駆動するプリドライバーとしてお使いいただけるように、これらのMOSFETを別々に駆動させるための出力を2つ有しています(図5.2.a)。

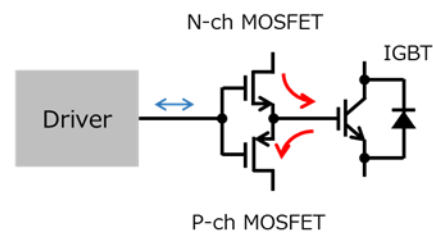
シングル出力タイプのゲートドライバー(図5.2.b)の場合、定格の大きなパワーデバイスのゲートを駆動するための外付けMOSFETの組み合わせは、上段がNチャネル、下段がPチャネルとなってしまいます。このとき、ハイレベル電圧がNチャネルMOSFETの $V_{DS(ON)}$ 分下がるため、パワーデバイスのゲートに印加される電圧はフルスイングとなりません。

デュアル出力タイプの場合(図5.2.a)はP/NチャネルMOSFETを別々に駆動させるため、パワーデバイスのゲート電圧のフルスイング動作が可能です。



ハイサイド : P-ch MOSFET  
 ローサイド : N-ch MOSFET  
 →パワー素子のゲートをフルスイング動作可能

図 5.2.a デュアル出力ゲートドライバー



ハイサイド : N-ch MOSFET  
 ローサイド : P-ch MOSFET  
 →パワー素子のゲートはフルスイング動作できない

図 5.2.b シングル出力ゲートドライバー

当社はシングル出力タイプのスマートゲートドライバーカップラーTLP5214Aも提供しています。表5は、TLP5214AとTLP5231の機能を比較したものです。また、図5.3に、周辺回路の違いを示しています。

表 5 TLP5231とTLP5214Aの機能の違い

| 項目               | TLP5231   | TLP5214A   |
|------------------|---|--|
| 2次側出力            | デュアル出力（負論理）<br>*外付け P/N チャンネル MOSFET 駆動                   | シングル出力（正論理）  |
| 電源電圧（2次側）        | $V_{CC2}$ （正電源）、 $V_E$ （共通）、 $V_{EE}$ （負電源）の3レール          | $V_{CC2}$ , $V_{EE}$ の2レール<br>( $V_{EE}=V_E$ で使用可) |
| 出力ピーク電流（max）     | $\pm 2.5$ A   | $\pm 4.0$ A  |
| アクティブタイミング制御（注1） | 外付け P/N チャンネル MOSFET<br>同時 ON 防止                          | -  |
| パワー素子非飽和検出       | 内蔵（DESAT- $V_E$ 間検出）                                      | 内蔵（DESAT- $V_E$ 間検出）                               |
| ソフトターンオフ         | 制御可（外付け）  | 固定（内蔵）   |
| UVLO 機能          | 正/負電源用<br>$V_E$ 基準で $V_{CC2}$ と $V_{EE}$ に対して2系統のUVLO回路搭載 | 正電源用のみ<br>( $V_E$ 基準 $V_{CC2}$ )                   |
| ミュート時間（保護時）（注2）  | 0.68 ~ 1.7 ms   | 7 $\mu$ s（最小）                                      |
| フィードバック機能        | $V_{CE(sat)}$ 非飽和検出時<br><b>UVLO の状態</b>                   | $V_{CE(sat)}$ 非飽和検出時                               |

（注1）アクティブタイミング制御：外付けのPチャンネル、NチャンネルMOSFETが同時ONしないように制御します。NチャンネルMOSFETがオフになってからPチャンネルMOSFETがオンし、PチャンネルMOSFETがオフしてからNチャンネルMOSFETがオンするような制御をします。

（注2）ミュート時間：保護機能が働いた場合、一定時間入力LED信号を受け付けられない時間。この間、保護動作を維持します。

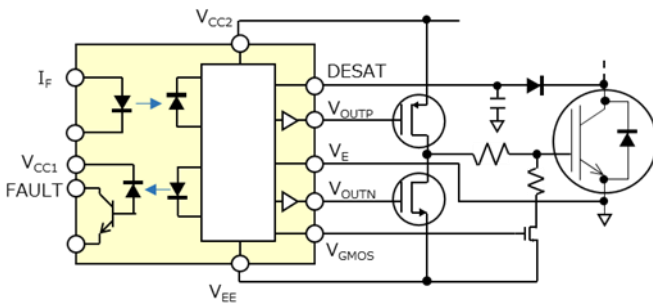


図 5.3.a TLP5231の周辺回路

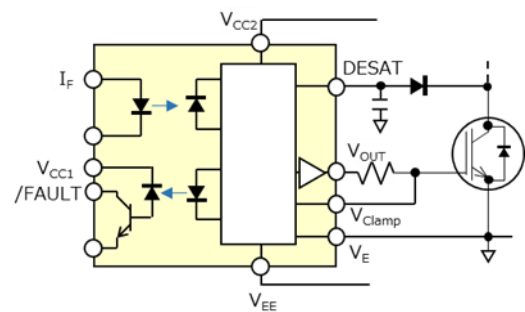


図 5.3.b TLP5214Aの周辺回路

### 5.2. TLP5231 と単機能ゲートドライバーの内部構造比較

光絶縁方式であるTLP5231および単機能ゲートドライバーは確実な絶縁を提供するために、発光素子—受光素子間をエポキシ樹脂で封止し、かつ絶縁距離0.4mmを担保した構造となっています。産業機器から各種IT機器まで幅広い用途で安全規格に対応することができます。

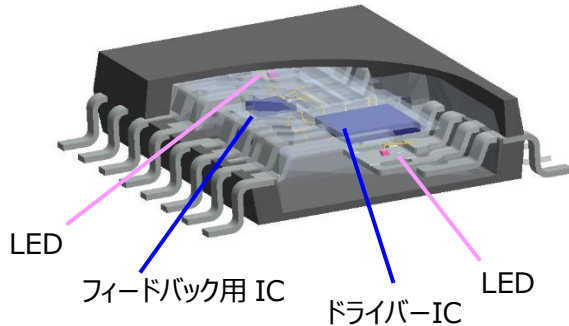


図 5.4.a スマート・ゲートドライバーカップラーの内部透視図

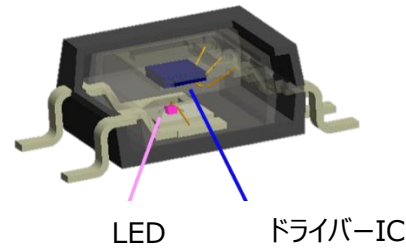


図 5.4.b 単機能ゲートドライバーカップラーの内部透視図

スマート・ゲートドライバーカップラーは図5.4.aのとおり周辺回路を取り込んだドライバーICとフィードバック用ICをそれぞれ光結合しています。一方、単機能ゲートドライバーカップラーの保護機能は4章で説明したUVLO機能のみとなっており、内部構造も図5.4.bのようにシンプルな構造となっています。それゆえ、システムとしての保護機能は必要に応じて、ゲートドライバーとは別に回路設計をする必要があります。

### 5.3. デッドタイム設計の負荷軽減

TLP5231はMOSFETバッファ—Q1、Q2制御用に2本の出力ラインを持ち、Q1、Q2それぞれのON/OFF信号に時間差（非オーバーラップ時間）を設けることで、Q1、Q2が共にOFF状態になるデッドタイムを確保しています。バイポーラトランジスターでのバッファ構成で困難であったデッドタイム設計を不要とし、同時オン発生でのスイッチングロスを防ぎます。

- Pチャンネル、Nチャンネルコンプリメンタリーバッファ—MOSFETの駆動に適したアクティブタイミング制御内蔵デュアル出力。
- バッファ—MOSFETのデッドタイム設計が格段に容易になりスイッチング損失軽減を支援。

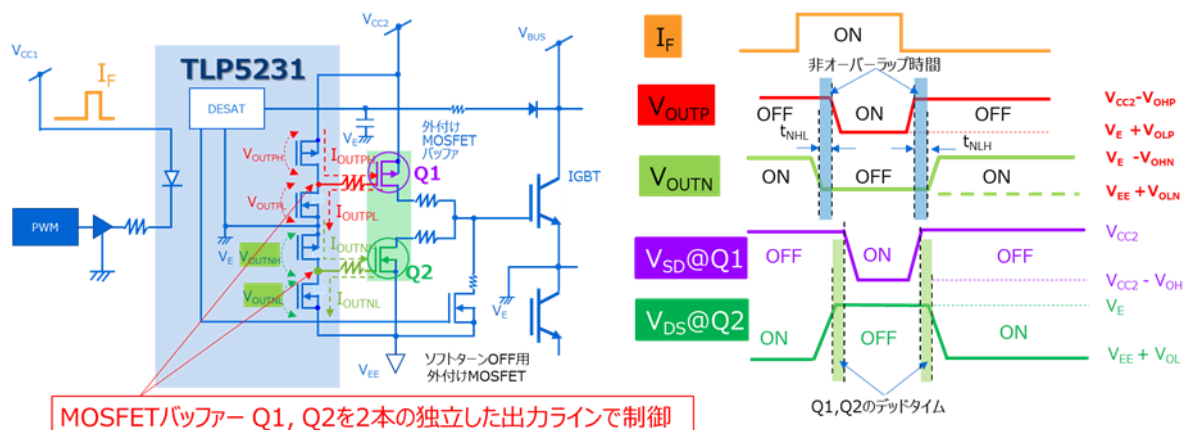


図 5.5 デッドタイムのタイミングイメージ

#### 5.4. 保護設計（ソフトターンオフ設計の柔軟性向上）

TLP5231は異常が発生した場合のソフトターンオフ用に追加のMOSFETが必要です。このソフトターンオフ用MOSFETはバッファMOSFET Q2と配線(ライン)を共有しないので、通常のオフ動作とのトレードオフを気にせずフレキシブルに設計できます。なお短絡耐量が低い新素材パワーデバイス（例:SiC MOSFET）を保護する場合、現在のIGBTとは逆に高速でのターンオフを要求されるケースがあります。その場合ソフトターンオフ用のMOSFETのサイズを大きくすることで対応が可能です。

- 過電流発生時のゲートソフトターンオフ時間を外部回路構成で制御可能。
- ソフトターンオフ用MOSFETを独立した外付けにしたことで通常オフ動作からも独立させ、通常オフ動作のスピード低下懸念を払しょく。

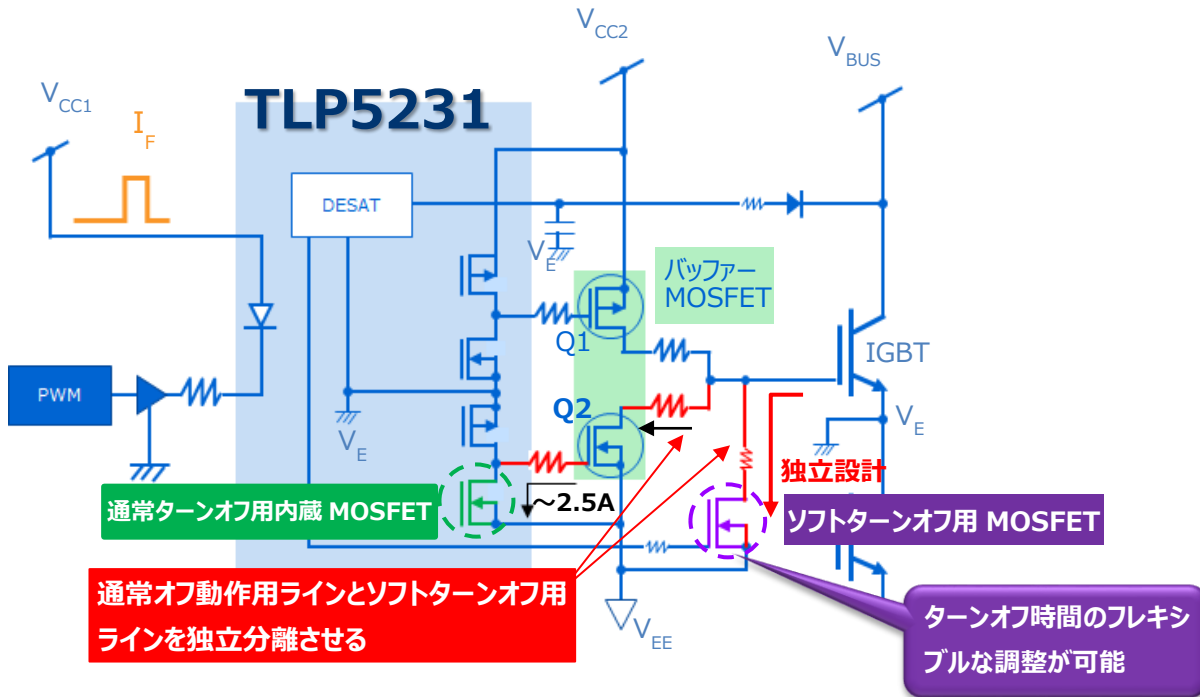


図 5.6 ソフトターンオフ回路接続

#### 5.5. 保護設計（フォルト信号オートリセット）

高電圧を制御するパワーデバイスのゲート回路はノイズが非常に多く、DESATモニターの誤検知もしばしば発生します。異常による過電流とノイズ誤検知を切り分けるため、一例としてフォルト信号を複数回検知した場合にシステムを止める方法があります。この場合、異常停止からのリカバリーがオートリセットタイプであれば、フォルト信号に対し毎回MCUからリセット信号を出す必要はありません。特定回数数のフォルト信号をカウントしたらシステムを停止すればよいので動作を簡潔にします。結果、システム運用の安定性が向上します。

- コレクター電圧(DESAT)モニターによる過電流検出時とUVLO検知時に1次側へフォルト信号を出力。
- コントローラーからのリセット信号配線が不要。

### 6. TLP5231 を使用した回路設計例

#### 6.1. インバーター応用回路例

図 6.1 は、TLP5231 のインバーター応用回路例です。U 相、V 相、W 相の 3 相がありますが、回路構成は全ての相で共通のため、図 6.1.b と図 6.1.c には U 相を代表として記載しています。表 6.1 は本回路例での出力仕様です。

表 6.1 出力仕様

|                           |    |     |
|---------------------------|----|-----|
| 正電源電圧 (V <sub>CC2</sub> ) | 15 | V   |
| 負電源電圧 (V <sub>EE</sub> )  | -8 | V   |
| 駆動周波数                     | 20 | kHz |

※ 出力駆動周波数はモーターとの接続配線長の影響があるため、最終製品で周波数を調整し確認してください。

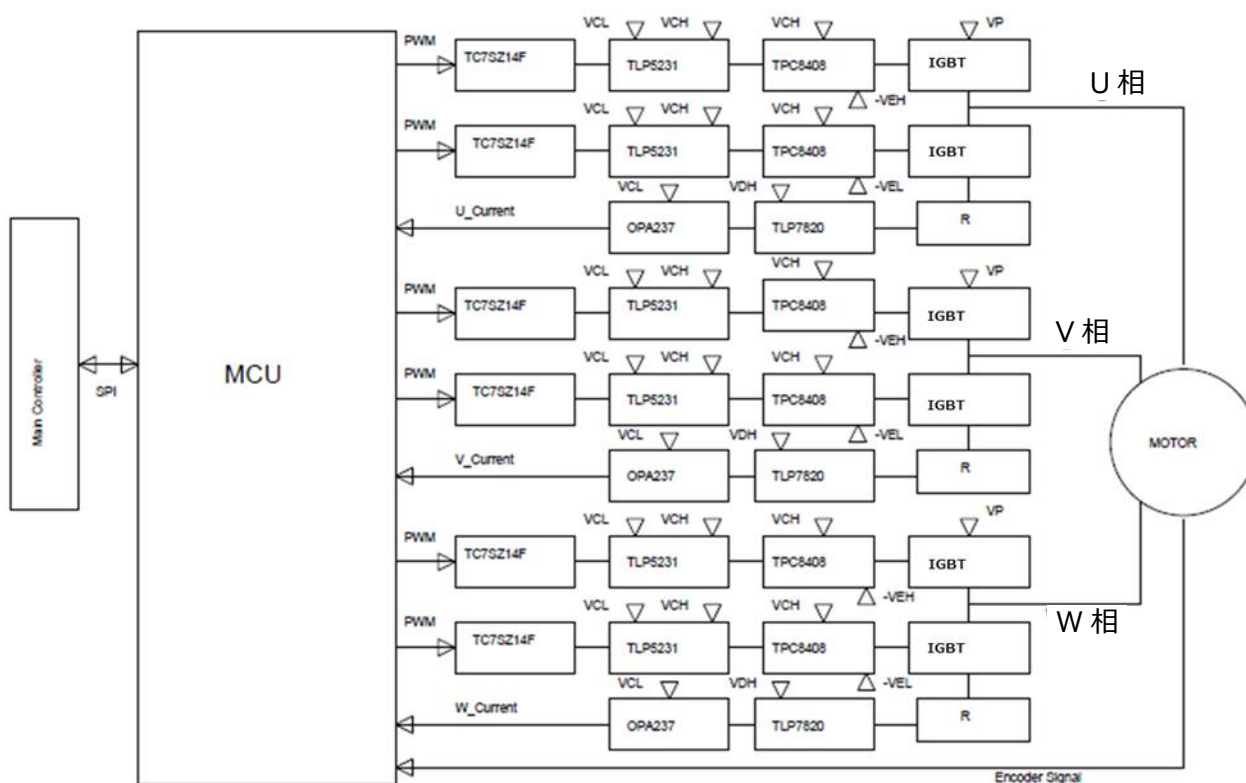


図 6.1.a TLP5231 のインバーター応用回路例 全体ブロック図

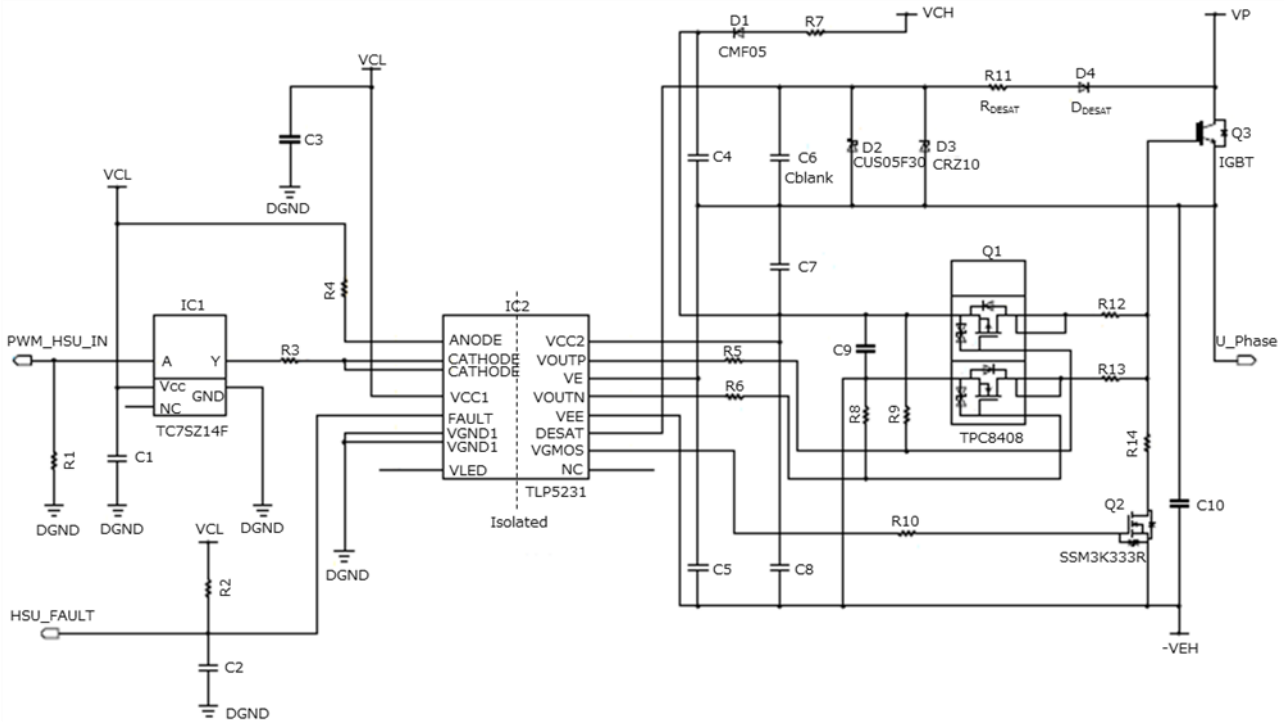


図 6.1.b TLP5231 のインバーター応用回路例 U相 (ハイサイド)

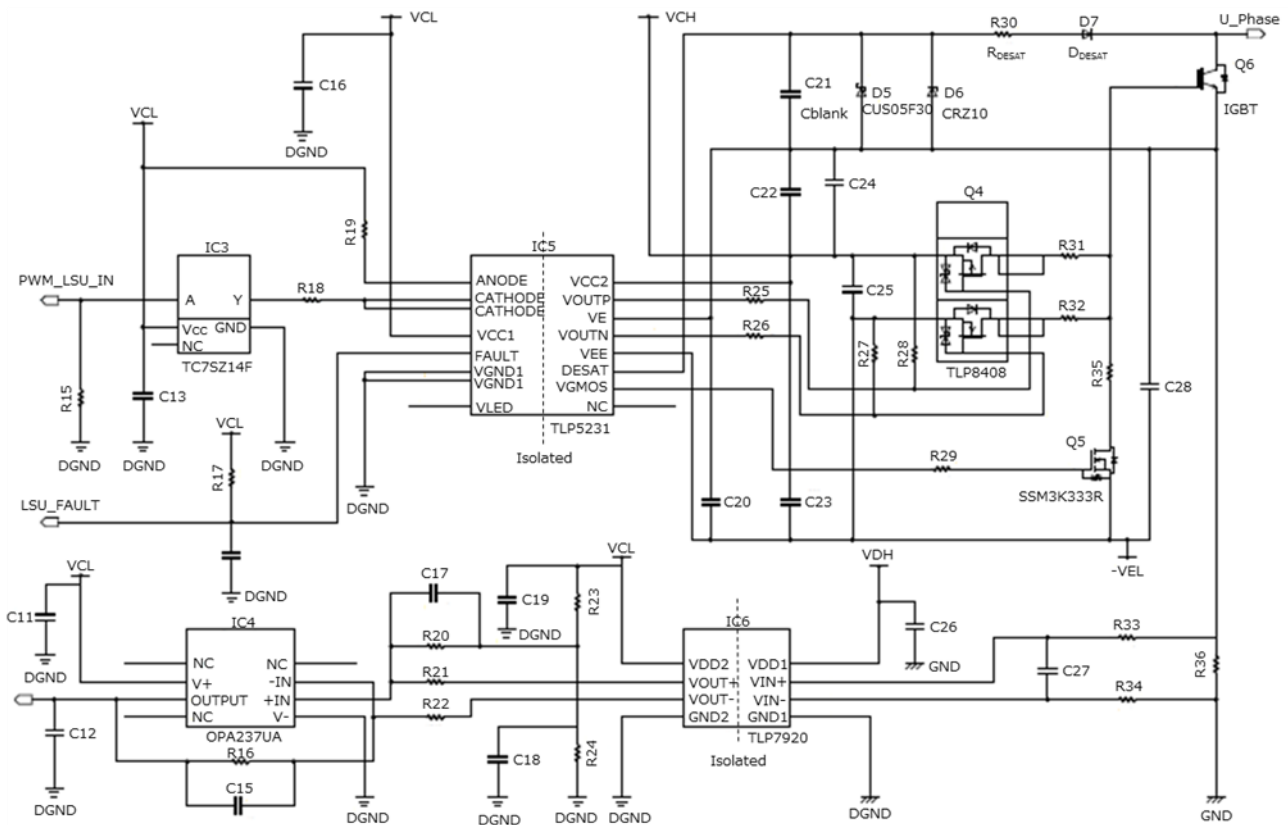


図 6.1.c TLP5231 のインバーター応用回路例 U相 (ローサイド)

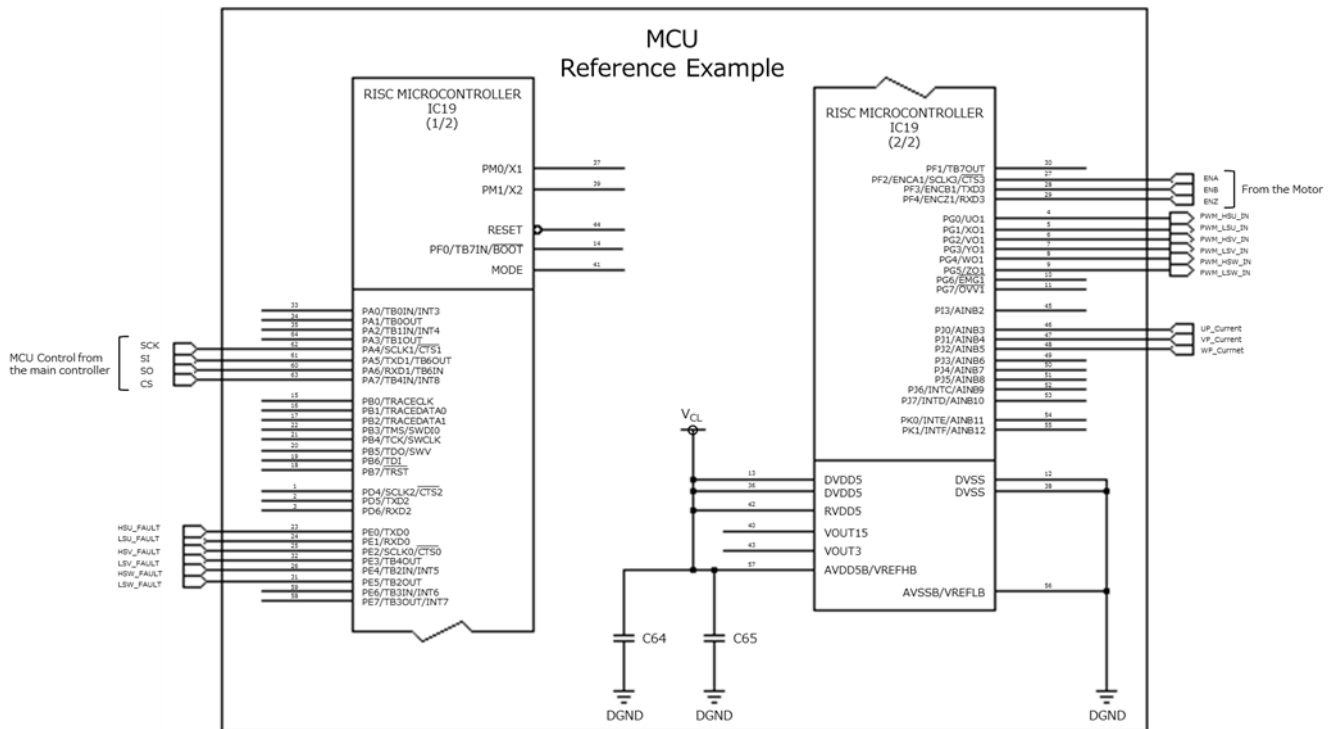


図 6.1.d TLP5231 のインバーター応用回路 MCU 部分の例

## 6.2. 外付け MOSFET の選定

パワーデバイスゲート駆動用の外付けバッファMOSFET (Ext-PMOS、Ext-NMOS) の出力電流定格  $I_{pw\_charge}$  の選定は、パワーデバイスを駆動するのに必要なゲート電荷  $Q_g$  と充電時間  $t_{pw\_charge}$  により算出します。

$$I_{pw\_charge} = \frac{Q_g}{t_{pw\_charge}}$$

例として 1200V/600A の IGBT を駆動する場合を考えます。  $Q_g$  を 3500 nC、充電時間を 500 ns とすると、

$$I_{pw\_charge} = \frac{3500nC}{500ns} = 7A$$

となります。ピーク電流はこの 2 倍程度とします。表 6.2 に動かしたいパワーデバイスに応じた外付けバッファMOSFET とソフトターンオフ用 MOSFET の選定例を示します。なお、これら MOSFET の耐圧は使用する電源電圧  $|V_{CC2} - V_{EE}|$  に応じて選定してください。



表 6.2 外付け MOSFET の選定例

| 回路図内の部品番号 | Q3/Q6                                | Q1/Q4     |          | Q2/Q5    |
|-----------|--------------------------------------|-----------|----------|----------|
| パワーデバイス   | IGBT                                 | Ext-PMOS  | Ext-NMOS | GMOS     |
| パターン1     | 600V/ 50A (Q <sub>g</sub> =300nC)    | -2A (DC)  | 2A (DC)  | 2A (DC)  |
| パターン2     | 1200V/ 200A (Q <sub>g</sub> =2000nC) | -5A (DC)  | 5A (DC)  | 5A (DC)  |
| パターン3     | 1200V/ 600A (Q <sub>g</sub> =3500nC) | -10A (DC) | 10A (DC) | 10A (DC) |

### 6.3. ソフトターンオフ用 MOSFET の選定とソフトターンオフ時間の設定

DESAT 端子によるパワーデバイスの短絡 ( $V_{CE(sat)}$ ) 検知後に、そのゲートをゆっくりとオフさせるため外付けの MOSFET (GMOS) を使用します。ゲートをゆっくりとオフさせることで、配線の寄生インダクタンスによるスパイク電圧 ( $= |L \cdot di/dt|$ ) を抑制し、パワーデバイスを破壊しないようにします。

パワーデバイスゲート電荷を引き抜く必要があるため、ソフトターンオフ用 MOSFET (GMOS) の定格は、表 6.2 に示すように Ext-NMOS と同等のゲート電圧・ドレイン電流定格の N チャンネル MOSFET を使用することを推奨します。

パワー素子のゲート電圧  $V_G$  は以下の式に示すように、時間とともに指数関数的に減少します。

$$V_G = (V_{CC2} + |V_{EE}|) \times \exp\left(\frac{-t}{C_{in} \times R_S}\right) - |V_{EE}|$$

ここで、

t: 時間、 $C_{in}$ : パワーデバイスの入力容量、 $R_S$ : パワーデバイスのゲート-ソフトターンオフ MOSFET 間の抵抗

ただし、外付けバッファ-MOSFET の出力電圧はフルスイング動作のため初期値は電源電圧とし、GMOS の  $R_{DS(on)}$  は十分に小さいため無視します。

例として  $C_{in}=40\text{nF}$ 、 $R_S=180\Omega$ 、 $V_{CC2}=15\text{V}$ 、 $V_{EE}=-8\text{V}$  の場合には図 6.2 ように  $V_G$  が変化します。

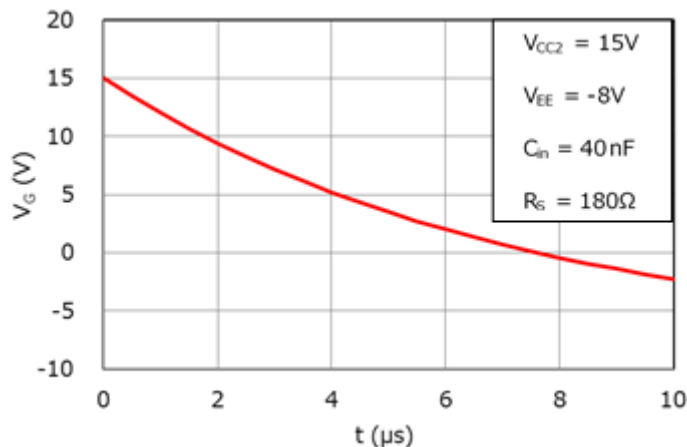


図 6.2 パワーデバイスのゲート電圧の変化例 (ソフトターンオフ)

また、例えば  $V_G$  がパワーデバイスの  $V_{th}$  と比べて十分に低く、2V まで低下する時間をソフトターンオフ時間  $t_{STO}$  とした場合、上式を変形し、

$$t_{STO} = -C_{in} \times R_S \times \ln\left(\frac{2 + |V_{EE}|}{V_{CC2} + |V_{EE}|}\right) = -40\text{nF} \times 180\Omega \times \ln\left(\frac{2 + |-8\text{V}|}{15\text{V} + |-8\text{V}|}\right) \cong 6.0\mu\text{s}$$

と  $t_{STO}$  を計算することができます。

#### 6.4. ブランキング容量充電電流と DESAT 検出電圧の設定

ブランキング容量充電電流  $I_{CHG}$  による DESAT モニター回路の計算は以下のとおりです。

仮に IGBT を GT40QR21 として、コレクター電流の設計値を 20A とした場合、GT40QR21 のコレクター電流-コレクター・エミッター間電圧特性 図 6.3 の  $V_{GE}=15V$  曲線より  $V_{CE(SAT)}$  は約 1.8V と見積もれます。なお  $V_{GE}=15V$  曲線は一般的な IGBT の最小ゲート設計電圧として選択しています。さらに DESAT ダイオード  $D_{DESAT}$  の  $V_F$  を 2.4V、また TLP5231 の DESAT 端子からの  $I_{CHG} \approx 540\mu A$ 、 $R_{DESAT}$  を  $3k\Omega$  とすると、DESAT 端子と  $V_E$  端子 (IGBT のエミッター電位) に発生する電圧降下は

$$\begin{aligned} V_{DESAT(ON)} &= V_{CE(SAT)} + V_F(D_{DESAT}) + (R_{DESAT} \times I_{CHG}) \\ &= 1.8V + 2.4V + (3000\Omega \times 540\mu A) = 5.82V \end{aligned}$$

となります。

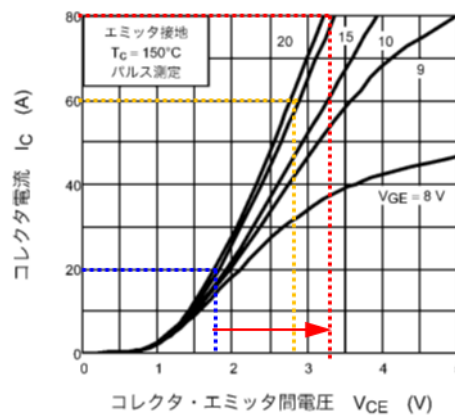


図 6.3 IGBT (GT40QR21) の  $I_C$ - $V_{CE}$  代表特性カーブ

今、何らかの理由で短絡が発生し、IGBT に流れる電流が静特性カーブに沿って増加した場合、 $V_{DESAT(ON)}$  は 5.82V から増加していきます。

TLP5231 はこの  $V_{DESAT(ON)}$  が 7.5V(最小)を超えると異常として判断し、保護機能を動作させます。

この時の GT40QR21 の  $V_{CE}$  は、

$$\begin{aligned} V_{CE(SAT)} &= V_{DESAT(ON)} - V_F(D_{DESAT}) - (R_{DESAT} \times I_{CHG}) \\ &= 7.5V - 2.4V - 1.62V = 3.48V \end{aligned}$$

ですので、静特性カーブよりコレクター電流が 80A を超えた後に DESAT 状態と認識して保護動作に入ります。

#### 6.5. ブランキングコンデンサー ( $C_{BLANK}$ ) の設定

4.3 章で IGBT の短絡耐量  $t_{SC}$  よりもブランキング時間  $t_{BLANK}$  を短くする設定することを説明しました。

$C_{BLANK}$  が充電開始してから、保護動作が起動するまでの時間  $t_{BLANK}$  は、IGBT の飽和電圧  $V_{CE(sat)}$  と DESAT ダイオードの順方向電圧  $V_F$ 、 $R_{DESAT}$  の電圧降下より計算されます。

$$t_{BLANK} = \{ C_{BLANK} \times ( V_{DESAT(ON)} - ( V_{CE(sat)} + V_F + I_{CHG} \times R_{DESAT} ) ) \} / I_{CHG}$$

なお  $t_{BLANK}$  はソフトシャットダウンの時間と合わせて、IGBT の短絡耐量  $t_{SC}$  より短くする必要があります。

仮に  $C_{BLANK}$  を 100pF として前項からの事例に照らし合わせると

$$\begin{aligned} t_{BLANK} &= \{ C_{BLANK} \times ( V_{DESAT(ON)} - ( V_{CE(sat)} + V_F + I_{CHG} \times R_{DESAT} ) ) \} / I_{CHG} \\ &= \{ 100pF \times ( 7.5V - ( 1.8V + 2.4V + 540\mu A \times 3k\Omega ) ) \} / 540\mu A \\ &= \{ 100pF \times ( 7.5V - 5.82V ) \} / 540\mu A = 0.31\mu s \end{aligned}$$

となります。1 $\mu$ s 以下ですので短絡耐量が 5 $\mu$ s 以上であれば問題無い遅延ですが、例えばノイズ対策を強化して C<sub>BLANK</sub> を 500pF に、また V<sub>F</sub> を 1V まで低減した場合、には

$$\begin{aligned} & \{500\text{pF} \times (7.5\text{V} - (1.8\text{V} + 1.0\text{V} + 540\mu\text{A} \times 3\text{k}\Omega))\} / 540\mu\text{A} \\ & = \{500\text{pF} \times (7.5\text{V} - 4.42\text{V})\} / 540\mu\text{A} = 2.85\mu\text{s} \end{aligned}$$

まで遅延するので設計の際に注意が必要です。

## 7. TLP5231 を使用した動作波形例

表 7.1 のパワーデバイスと外付けバッファ-MOSFET、ソフトターンオフ用 MOSFET を用いて図 7.1 の回路でダブルパルス動作評価を実施しました。ダブルパルス試験は、MOSFET や IGBT などのパワーデバイスのスイッチング特性を評価するために広く用いられている試験方法です。今回 TLP5231 をゲートドライバーにしてダブルパルス試験を行い、IGBT のスイッチング波形を確認しました。評価用基板の回路は図 7.2、定数設定は表 7.2 のとおりです。

表 7.1 動作試験使用デバイス

| パワーデバイス<br>IGBT                                   | バッファ-MOSFET                   |                            | ソフトターンオフ用 MOSFET<br>GMOS     |
|---|-------------------------------|----------------------------|------------------------------|
|   | Ext-PMOS                      | Ext-NMOS                   |                              |
| 富士電機製 IGBT モジュール<br>7MBR150XRE120-50(1200V/ 150A) | TPC8407<br>$I_{D(MAX)}=-7.4A$ | TPC8407<br>$I_{D(MAX)}=9A$ | SSM3K333R<br>$I_{D(MAX)}=6A$ |

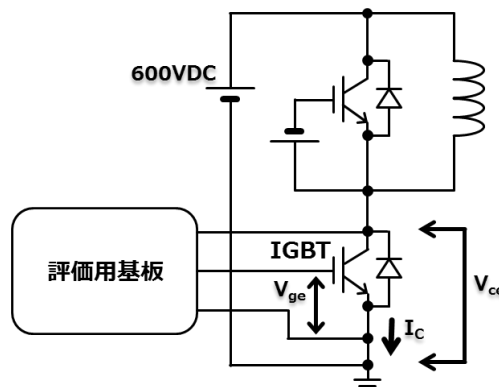


図 7.1 通常動作確認回路

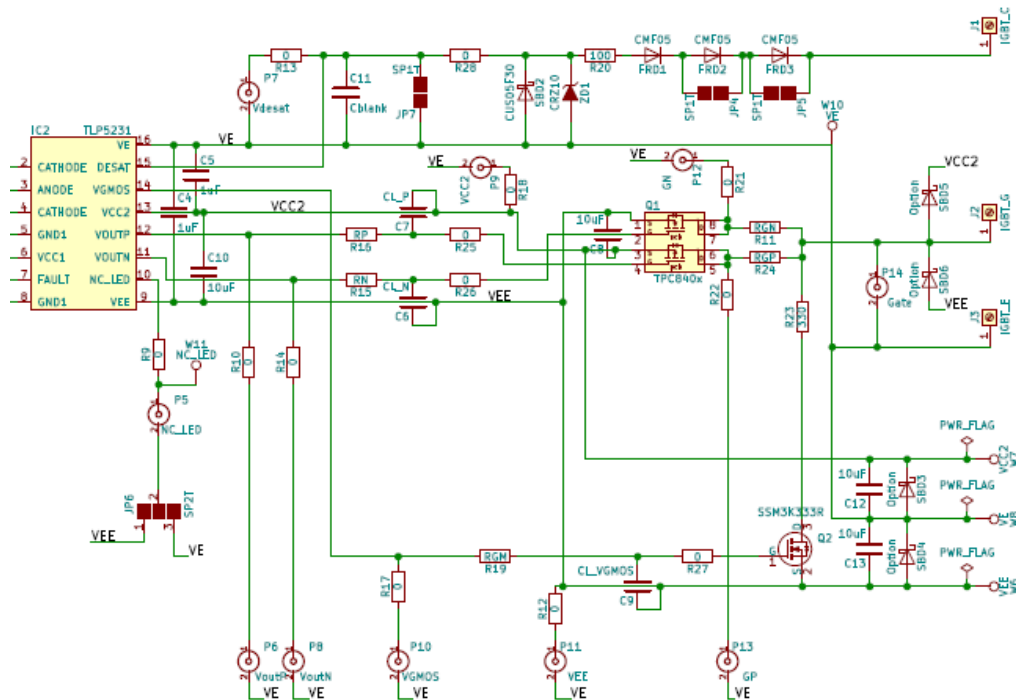


図 7.2 評価用基板回路

表 7.2 TLP5231 評価用基板 定数設定

| 種類     | 部品記号             | 数値   | 単位 | 備考                     |
|--------|------------------|------|----|------------------------|
| ゲート正電源 | V <sub>CC2</sub> | 15V  | V  | IGBT プラス側ゲート電源電圧       |
| ゲート負電源 | V <sub>EE</sub>  | -15V | V  | IGBT マイナス側ゲート電源電圧      |
| 抵抗     | R16              | 4.7  | Ω  | バッファ入力抵抗 (P 側) RP      |
| 抵抗     | R15              | 4.7  | Ω  | バッファ入力抵抗 (N 側) RN      |
| 抵抗     | R24              | 20   | Ω  | IGBT オン用ゲート抵抗 RGP      |
| 抵抗     | R11              | 10   | Ω  | IGBT オフ用ゲート抵抗 RGN      |
| 抵抗     | R19              | 10   | Ω  | ソフトターンオフ用 MOSFET ゲート抵抗 |
| 抵抗     | R23              | 330  | Ω  | IGBT ソフトターンオフ用ゲート抵抗    |
| 抵抗     | R20              | 100  | Ω  | DESAT 抵抗               |
| コンデンサー | C11              | 100  | pF | ブランキングコンデンサー           |
| ダイオード  | FRD1             | 1000 | V  | CMF05(VRRM:1000V)      |
| ダイオード  | FRD2             | 1000 | V  | CMF05(VRRM:1000V)      |

下記図7.3は通常動作の全体波形になります。青枠 (b)と(c)の波形を拡大したものを図7.4と図7.5に示します。

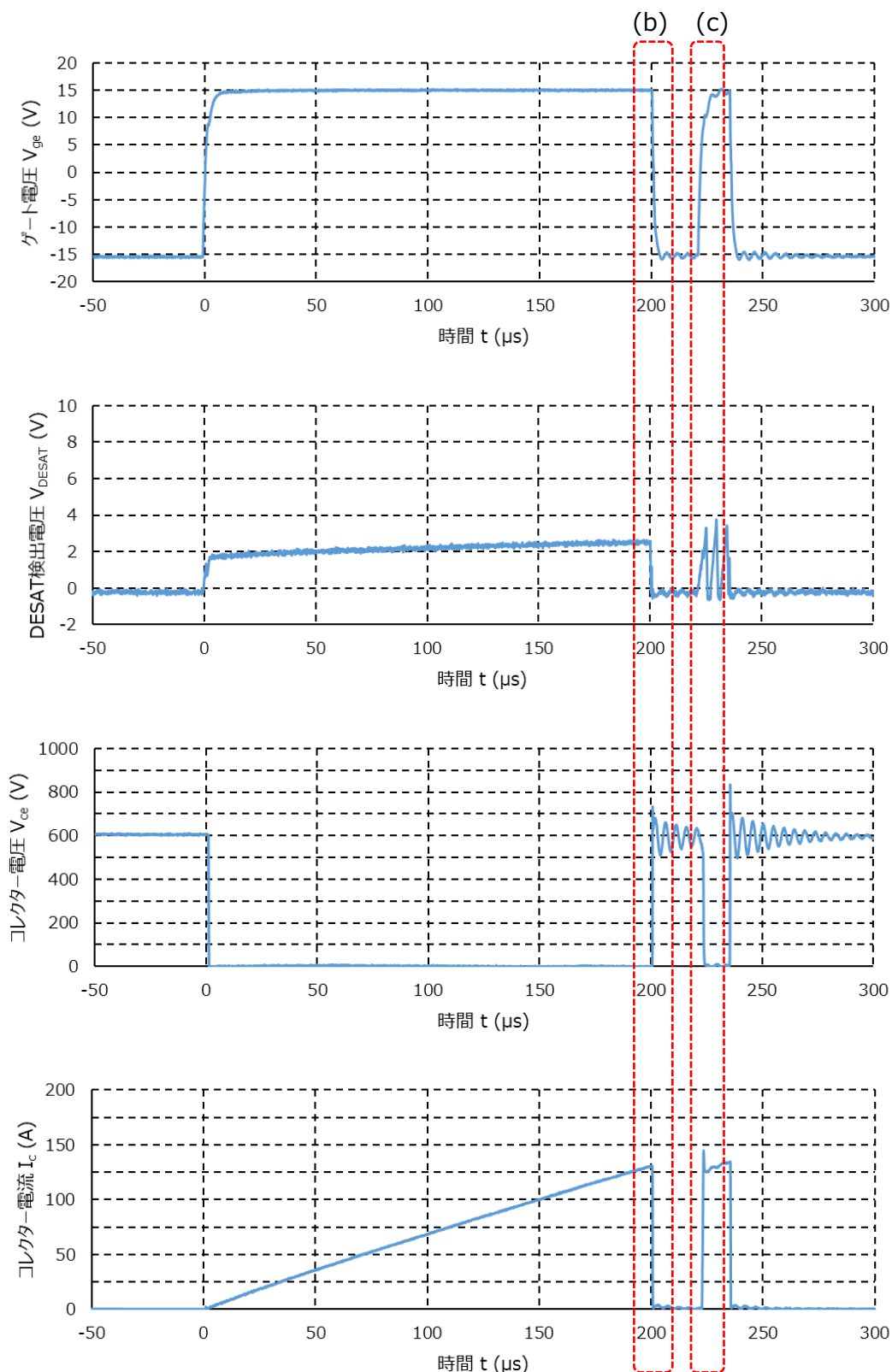


図 7.3 通常スイッチング動作全体波形 (a)

下記図7.4は先述の赤枠(b)を拡大した波形です。

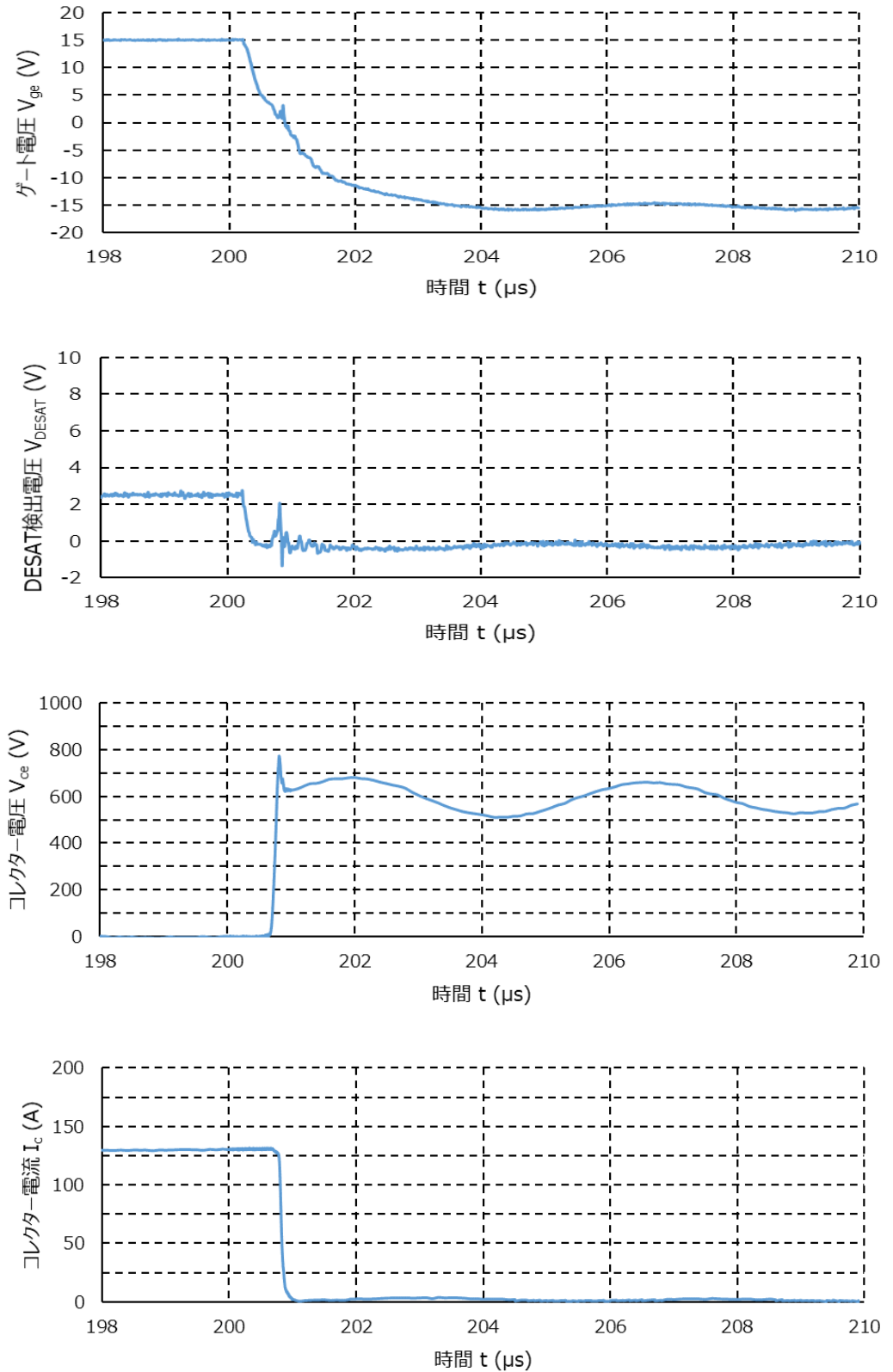


図 7.4 通常スイッチング動作ターンオフ拡大波形 (b)

下記図7.5は先述の赤枠(c)を拡大した波形です。特に問題となる箇所は見られず、TLP5231が正常にゲートドライブしていることを確認できます。

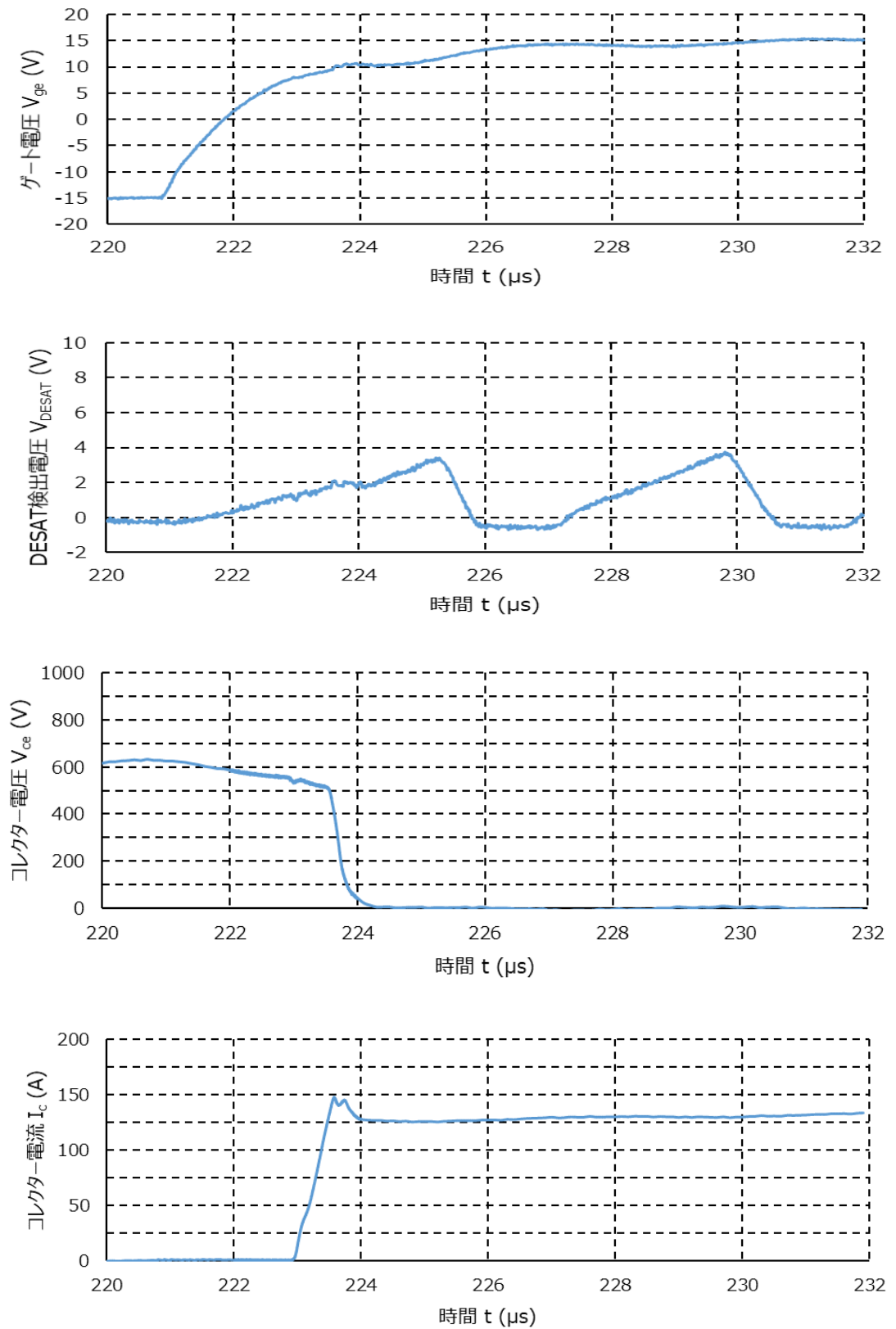


図 7.5 通常スイッチング動作ターンオン拡大波形 (c)



続いて図7.6の回路でIGBTが短絡するときの動作を検証しました。図7.7が検証の波形です。短絡電流が流れてから約5 $\mu$ s後にソフトターンオフを開始し、IGBTの破壊なく正常に短絡保護動作することを確認できます。

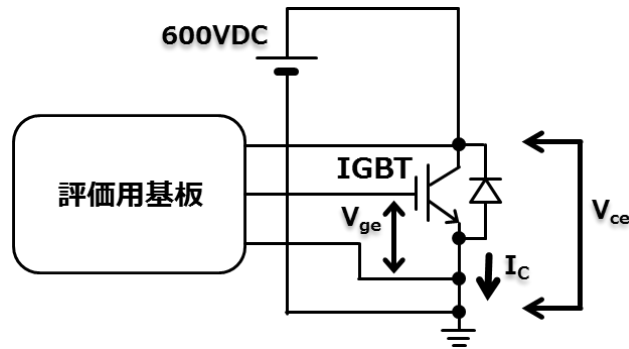


図 7.6 IGBT 短絡保護検証回路

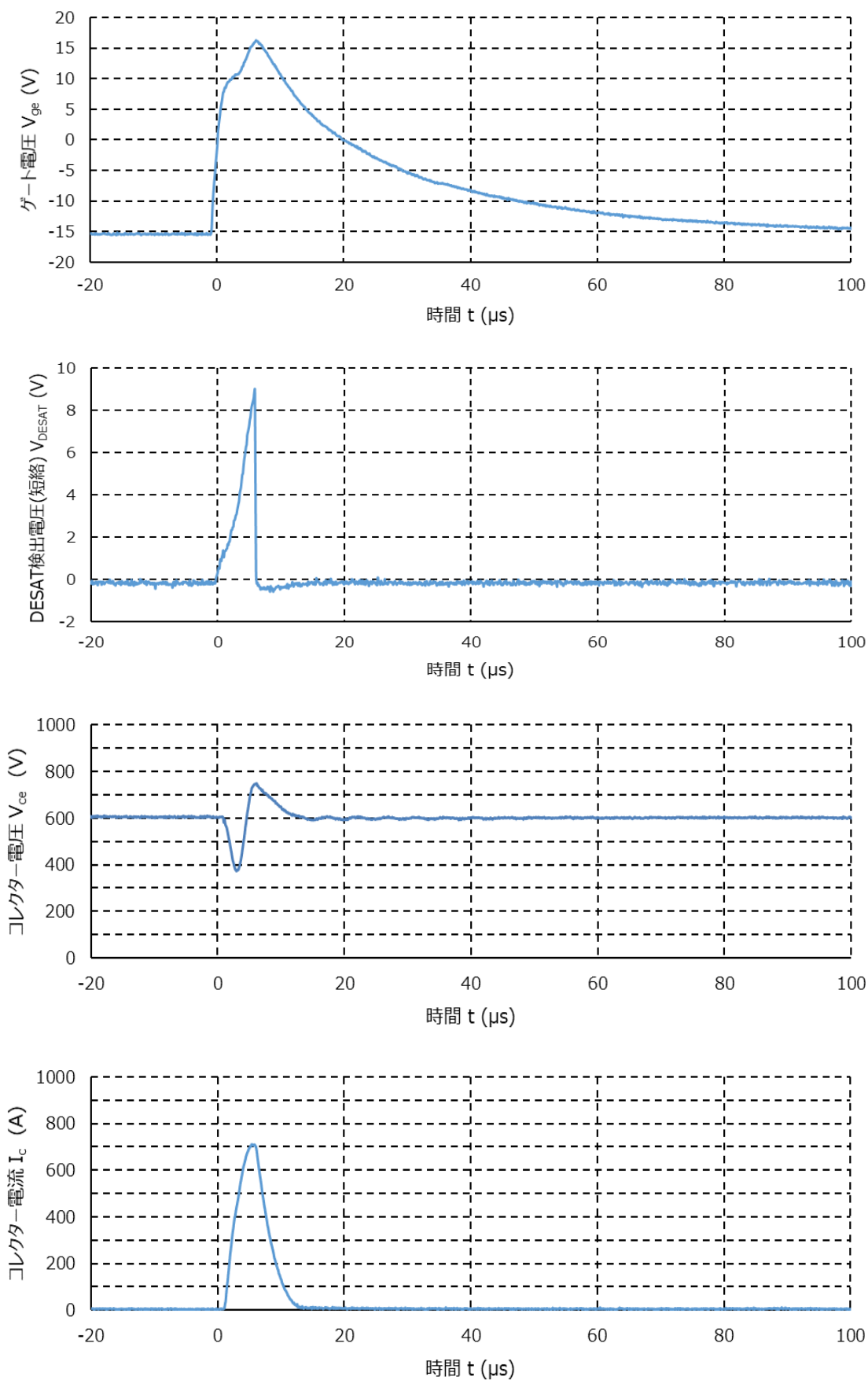


図 7.7 IGBT短絡保護動作波形

**変更履歴**

| バージョン情報  | 日付         | 変更内容 |
|----------|------------|------|
| Rev. 1.0 | 2021-10-28 | 初版   |

## 製品取り扱い上のお願い

株式会社東芝およびその子会社ならびに関係会社を以下「当社」といいます。  
本資料に掲載されているハードウェア、ソフトウェアおよびシステムを以下「本製品」といいます。

- 本製品に関する情報等、本資料の掲載内容は、技術の進歩などにより予告なしに変更されることがあります。
- 文書による当社の事前の承諾なしに本資料の転載複製を禁じます。また、文書による当社の事前の承諾を得て本資料を転載複製する場合でも、記載内容に一切変更を加えたり、削除したりしないでください。
- 当社は品質、信頼性の向上に努めていますが、半導体・ストレージ製品は一般に誤作動または故障する場合があります。本製品をご使用頂く場合は、本製品の誤作動や故障により生命・身体・財産が侵害されることのないように、お客様の責任において、お客様のハードウェア・ソフトウェア・システムに必要な安全設計を行うことをお願いします。なお、設計および使用に際しては、本製品に関する最新の情報（本資料、仕様書、データシート、アプリケーションノート、半導体信頼性ハンドブックなど）および本製品が使用される機器の取扱説明書、操作説明書などをご確認の上、これに従ってください。また、上記資料などに記載の製品データ、図、表などに示す技術的な内容、プログラム、アルゴリズムその他応用回路例などの情報を使用する場合は、お客様の製品単独およびシステム全体で十分に評価し、お客様の責任において適用可否を判断してください。
- 本製品は、特別に高い品質・信頼性が要求され、またはその故障や誤作動が生命・身体に危害を及ぼす恐れ、膨大な財産損害を引き起こす恐れ、もしくは社会に深刻な影響を及ぼす恐れのある機器（以下“特定用途”という）に使用されることは意図されていませんし、保証もされていません。特定用途には原子力関連機器、航空・宇宙機器、医療機器（ヘルスクエア除く）、車載・輸送機器、列車・船舶機器、交通信号機器、燃焼・爆発制御機器、各種安全関連機器、昇降機器、発電関連機器などが含まれますが、本資料に個別に記載する用途は除きます。特定用途に使用された場合には、当社は一切の責任を負いません。なお、詳細は当社営業窓口まで、または当社 Web サイトのお問い合わせフォームからお問い合わせください。
- 本製品を分解、解析、リバースエンジニアリング、改造、改変、翻案、複製等しないでください。
- 本製品を、国内外の法令、規則及び命令により、製造、使用、販売を禁止されている製品に使用することはできません。
- 本資料に掲載してある技術情報は、製品の代表的動作・応用を説明するためのもので、その使用に際して当社及び第三者の知的財産権その他の権利に対する保証または実施権の許諾を行うものではありません。
- 別途、書面による契約またはお客様と当社が合意した仕様書がない限り、当社は、本製品および技術情報に関して、明示的にも黙示的にも一切の保証（機能動作の保証、商品性の保証、特定目的への合致の保証、情報の正確性の保証、第三者の権利の非侵害保証を含むがこれに限らない。）をしておりません。
- 本製品には GaAs（ガリウムヒ素）が使われています。その粉末や蒸気等は人体に対し有害ですので、破壊、切断、粉砕や化学的な分解はしないでください。
- 本製品、または本資料に掲載されている技術情報を、大量破壊兵器の開発等の目的、軍事利用の目的、あるいはその他軍事用途の目的で使用しないでください。また、輸出に際しては、「外国為替及び外国貿易法」、「米国輸出管理規則」等、適用ある輸出関連法令を遵守し、それらの定めるところにより必要な手続を行ってください。
- 本製品の RoHS 適合性など、詳細につきましては製品個別に必ず当社営業窓口までお問い合わせください。本製品のご使用に際しては、特定の物質の含有・使用を規制する RoHS 指令等、適用ある環境関連法令を十分調査の上、かかる法令に適合するようご使用ください。お客様がかかる法令を遵守しないことにより生じた損害に関して、当社は一切の責任を負いかねます。

東芝デバイス&ストレージ株式会社

<https://toshiba.semicon-storage.com/jp/>