

スマートゲートドライバカプラー
TLP5214A/TLP5214/TLP5212/TLP5222
アプリケーションノート ー応用編ー

概要

本資料はスマートゲートドライバカプラーを動作させるために必要な設計情報をまとめた資料です。

これは参考資料です。本資料での最終機器設計はしないでください。

目次

概要	1
目次	2
1. はじめに.....	5
2. 製品比較 (TLP5214A/TLP5214/TLP5212/TLP5222)	6
3. 保護機能.....	7
4. 応用設計.....	9
4.1. パラメーターの決定.....	9
4.2. ブランキング時間の設定と調整方法	10
4.2.1. ブランキング時間.....	10
4.2.2. ブランキング時間の計算方法.....	11
4.3. ブランキング時間とスイッチング時間の関係.....	13
4.4. 外部ブランキング回路 (R_B)による時間の調整方法	15
4.4.1. R_B 接続した V_{OUT} 実測波形	16
4.4.2. R_B の値を固定し、 C_{BLANK} を変えた場合	17
4.4.3. C_{BLANK} の値を固定し、 R_B を変えた場合	18
4.5. IGBT 短絡判断電圧の調整	19
4.6. 伝搬遅延時間とゲート容量、ゲート抵抗の関係	20
4.7. ソフトターンオフ時間の依存性	21
4.8. バイパスコンデンサー、不使用端子の処理について.....	22
4.9. IGBT のスイッチング時に発生する電圧スパイクからの DESAT 端子保護	23
4.10. バッファートランジスタの追加.....	24
4.11. LED 信号の波形整形方法	25
4.12. 1 次側 FAULT 信号のプルアップ抵抗 R_F の決定	26
4.13. 保護動作時の注意点.....	27
4.14. ミラー容量による誤動作と対策	28
5. 設計の留意点.....	29
製品取り扱い上のお願い.....	31

図目次

図 3-1 保護動作シーケンス (過電流検出時)	7
図 4-1 応用回路例 (C_{BLANK} 充電時)	10
図 4-2 タイミングチャート (LED OFF→ON 時).....	10
図 4-3 t_{BLANK} の変化イメージ	11
図 4-4 ブランキング容量とブランキング時間の関係グラフ	11
図 4-5 C_{BLANK} を変えた場合の実際の DESAT 端子の電圧波形	12
図 4-6 スイッチング時間の確認	13
図 4-7 パワー素子の $V_{CE} - Q_g$ グラフ	13
図 4-8 異常時のタイミングチャート(参考)	14
図 4-9 IGBT ターンオフ波形	14
図 4-10 IGBT の飽和電圧とコレクター電流の関係	14
図 4-11 外部ブランキング回路の提案例	15
図 4-12 R_B 接続した V_{OUT} 実測波形 (上段 R_B なし、下段 $R_B=30k\Omega$).....	16
図 4-13 R_B 接続した測定回路	16
図 4-14 R_B 固定し、 C_{BLANK} を変えた場合の実測波形	17
図 4-15 R_B 接続した測定回路 (C_{BLANK} 変化).....	17
図 4-16 t_{BLANK} の実測と計算値の比較	17
図 4-17 C_{BLANK} 固定し、 R_B を変えた場合の実測波形	18
図 4-18 R_B 接続した測定回路(C_{BLANK} 固定値)	18
図 4-19 t_{BLANK} の実測と計算値の比較 (C_{BLANK} 固定値).....	18
図 4-20 短絡判断電圧の調整(イメージ).....	19
図 4-21 ダイオード接続例	19
図 4-22 TLP5214A 伝搬遅延時間と C_g 、 R_g の関係	20
図 4-23 t_{pLH}/t_{pHL} 測定回路	20
図 4-24 t_{pLH}/t_{pHL} の定義	20
図 4-25 TLP5214A ソフトターンオフ時間と C_g 、 R_g の関係.....	21
図 4-26 ソフトターンオフ時間 (測定部分)	21
図 4-27 バイパスコンデンサーおよび不要端子処理例	22
図 4-28 DESAT 誤検出対策例	23

図 4-29 バッファートランジスター追加例	24
図 4-30 入力信号の波形整形方法例	25
図 4-31 1次側 FAULT 信号のプルアップ抵抗 R_F 接続図	26
図 4-32 内部回路図 (FAULT 時の動作経路).....	27
図 4-33 ミラー容量による誤動作の原因	28
図 4-34 負電源を使用する対策	28
図 4-35 ゲート抵抗の調整	28
図 4-36 ミラークランプ回路の使用	28

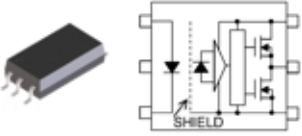
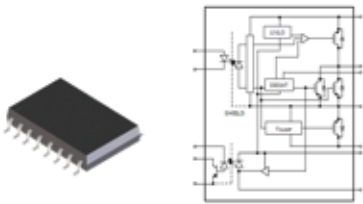
表目次

表 1-1 製品相違点	5
表 2-1 製品比較表	6
表 3-1 保護動作と FAULT 信号のリセット タイミングチャート.....	8
表 4-1 トランジスターラインアップ.....	24
表 4-2 CMOS ロジック推奨製品	25
表 4-3 TLP5214A 熱抵抗	27

1. はじめに

TLP5214A/TLP5214/TLP5212/TLP5222 は表 1-1 の相違点にあるとおり、汎用のゲートドライバーカプラーに $V_{CE(sat)}$ 検出・アクティブミラークランプ・FAULT 出力の機能を追加し、インバーター回路などで発生する過電流から IGBT や MOSFET を保護できるスマートゲートドライバー(SGD)カプラーです。

表 1-1 製品相違点

	汎用ゲートドライバーカプラー	SGDカプラー
製品名	TLP5702, TLP5754など	TLP5214A/TLP5214/TLP5212/TLP5222
パッケージ / 内部回路図	SO6L 	SO16L 
ピン数	6pin	16pin
IGBTゲート直接駆動	✓	✓
UVLO機能	✓	✓
$V_{CE(sat)}$ 検出機能	-	✓
ミラークランプ機能	-	✓
FAULT出力機能	-	✓

インバーター回路を必要とする汎用インバーター・太陽光発電パワーコンディショナーなどの産業機器を中心に、UPS や家庭用蓄電池などの住宅設備機器まで幅広く使用できます。

2. 製品比較 (TLP5214A/TLP5214/TLP5212/TLP5222)

東芝の SGD カプラー製品の主な違いを表 2-1 に示します。

表 2-1 製品比較表

Item	記号	TLP5214A	TLP5214	TLP5212	TLP5222	単位
動作温度	T_{opr}	-40 ~ 110	-40 ~ 110	-40 ~ 110	-40 ~ 110	℃
ピーク出力電流 (最大)	I_{OPH} / I_{OPL}	±4.0	±4.0	±2.5	±2.5	A
供給電流 (最大)	I_{CC2}	3.8	3.5	5	5	mA
電源電圧	$V_{CC2} - V_{EE}$	15~30	15~30	15~30	15~30	V
スレッシュルド入力電流 (最大)	I_{FLH}	6	6	6	6	mA
DESAT スレッシュルド (標準)	V_{DESAT}	6.5	6.5	6.6	6.6	V
ブランキング容量充電電流 (標準)	I_{CHG}	-0.24	-0.24	-0.26	-0.26	mA
クランプ端子スレッシュルド (標準)	V_{tClamp}	2.5	3.0	2.3	2.3	V
伝搬遅延時間 (最大) [注 1]	t_{pLH} / t_{pHL}	150	150	250	250	ns
伝搬遅延スキュー [注 1]	t_{psk}	-80 ~ 80	-80 ~ 80	-150 ~ 150	-150 ~ 150	ns
DESAT 遅延時間 (90%) (最大) [注 1]	$t_{DESAT(90\%)}$	500	500	500	500	ns
DESAT 遅延時間 (10%) (最大) [注 1]	$t_{DESAT(10\%)}$	8.5	5	3	3	μs
DESAT 立ち上がり時 ブランキング時間 (標準) [注 1]	$t_{DESAT(LEB)}$	1.1	-	1.27	1.4	μs
DESAT-フォルト間 遅延時間 (最大) [注 1]	$t_{DESAT(FAULT)}$ $C_F=open$	550	500	500	500	ns
DESAT 立ち下がり時間 (標準) [注 1]	$t_{DESAT(LOW)}$	200	200	172	167	ns
DESAT ミュート時間 (最小~最大) [注 1,2]	$t_{DESAT(MUTE)}$	7 ~ -	7 ~ -	5 ~ -	15 ~ 40	μs
リセット時フォルト信号 遅延時間 [注 1]	$t_{RESET(FAULT)}$	0.2 ~ 2	0.2 ~ 2	0.1 ~ 2.5	-	μs
保護機能	-	UVLO, $V_{CE(sat)}$ 検出, アクティブミラークランプ, FAULT 出力				-
FAULT 信号リセット方式 [注 3]	-	LED トリガー型			自動復帰型	-

各特性値の詳細は製品のデータシートをご参照ください。

[注 1] 測定条件は以下のとおりです。

TLP5214A/TLP5214: $C_g=25nF$, $R_g=10\Omega$

TLP5212/TLP5222: $C_g=10nF$, $R_g=10\Omega$

[注 2] TLP5214A/TLP5214/TLP5212 と TLP5222 で $t_{DESAT(MUTE)}$ の定義が異なります。第 3 章の表 3-1 をご参照ください。

[注 3] 詳細は第 3 章で説明します。

TLP5214A/TLP5212/TLP5222 は立ち上がりブランキング時間を設定し、パワーデバイスの立ち上がり時などの誤検知をしないようシャットダウン時間が遅めに設定された製品です。

また、TLP5214 は立ち上がりブランキング時間がなく、高速スイッチングする MOSFET や、保護動作にすばやく入る必要のある素子などに有利です。

3. 保護機能

● UVLO 機能

UVLO (under voltage lock-out) 機能は、ゲートドライバカプラー用電源(V_{CC2}) がスレッショルド電圧を下回った時のカプラーの誤出力を防止します。

電源投入後、 V_{CC2} がまだ UVLO スレッショルド電圧に達していない間に、カプラーの出力はローレベルに保ちます。

同様に、 V_{CC2} が UVLO スレッショルド電圧を下回った際に、カプラーが誤って出力されないように、カプラーの出力はシャットダウンします。電源電圧が上昇し UVLO スレッショルド電圧を上回ると UVLO は解除されます。

● $V_{CE(sat)}$ 検出機能

$V_{CE(sat)}$ 検出機能は、DESAT 端子により IGBT などのドライバー素子のコレクター-エミッター間電圧 (V_{CE}) の飽和電圧をモニターし、過電流を検出してシャットダウンさせる機能です。通常、IGBT が ON 状態では V_{CE} は飽和電圧 $V_{CE(sat)}$ (約 2 V 以下) となりますが、過電流が発生すると、非飽和状態となり $V_{CE(sat)}$ が上昇します。 $V_{CE(sat)}$ 電圧が規定値を超えた場合、FAULT 状態と判断して V_{OUT} を緩やかにシャットダウンします。

● アクティブミラークランプ機能

アクティブミラークランプ機能は、IGBT などのゲート-コレクター間に作られるミラー容量による電位の上昇を抑えるため、ゲート抵抗などをバイパスし V_{EE} に接続させる機能です。

● FAULT 出力機能

$V_{CE(sat)}$ 検出機能で検知した FAULT 状態を 1 次側 (コントローラー側) に伝達させ、FAULT 信号を出力させる機能です。

通常、IGBT が ON 状態では飽和電圧 $V_{CE(sat)}$ は 2V 程度になります。過電流が発生すると $V_{CE(sat)}$ が上昇し、DESAT-VE ピン間電圧 (V_{DESAT}) が 6.5V (標準) 以上になると、以下 2 つの動作を行います。

- ① V_{OUT} をソフトシャットダウン (緩やかに OFF 状態へ遷移) し、過電流による IGBT の破壊を防止します。
- ② コントローラー側へ FAULT 信号を伝送します。

図 3-1 に過電流検出した際の保護動作シーケンスを示します。

通常、コントローラー側へ FAULT 信号をフィードバックし LED 信号/カプラー出力を停止するまでに数 μ s の時間がかかりますが、TLP5214A/TLP5214/TLP5212/TLP5222 は 500 ns 以下で V_{OUT} のシャットダウンを開始するため、高速で安全性の高い保護回路を提供します。

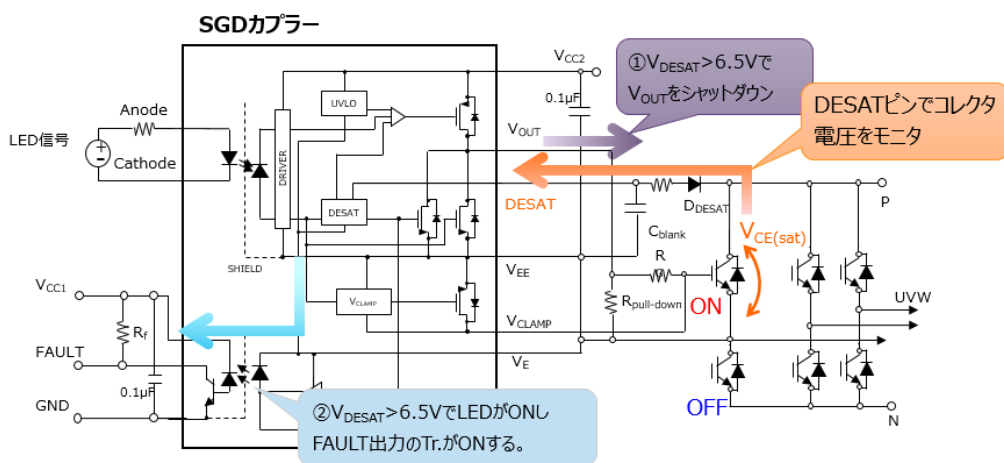


図 3-1 保護動作シーケンス (過電流検出時)

● FAULT 信号のリセット方法

SGD カプラーには保護動作発生後、入力 LED 信号を受け付けない時間 $t_{\text{DESAT(MUTE)}}$ が設けられています。保護動作中の FAULT 信号のリセット方式は 2 種類あります。

① LED トリガー型： $t_{\text{DESAT(MUTE)}}$ 経過後の入力 LED 信号でリセット。

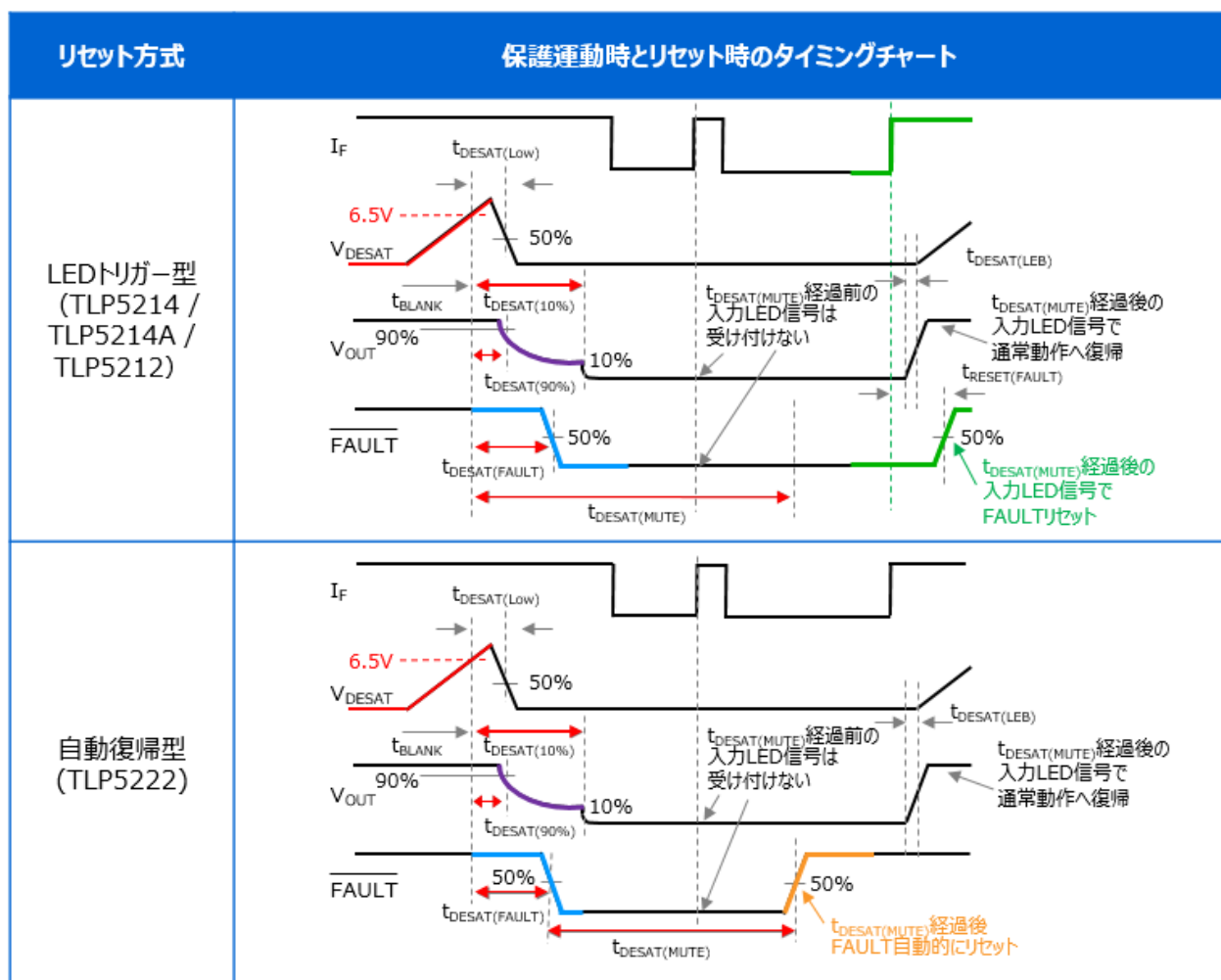
TLP5214A/TLP5214/TLP5212 が該当します。

② 自動復帰型： $t_{\text{DESAT(MUTE)}}$ 経過後自動的にリセット。

TLP5222 が該当します。

保護動作と FAULT 信号のリセットについて、表 3-1 のタイミングチャートを用いて説明します。

表 3-1 保護動作と FAULT 信号のリセット タイミングチャート



LED トリガー型では FAULT 信号のリセットは入力 LED 信号に連動するため、コントローラーからの指令が必要です。一方、自動復帰型では FAULT 信号は時間経過により自動的にリセットされるため、コントローラーでのシーケンス設定を簡略化することができます。

4. 応用設計

4.1. パラメーターの決定

SGD カプラーを使用する際には以下のパラメーターを決定します。

1. ゲート抵抗

ゲートドライバー製品の最大定格 (I_{OP}) 以下になるようにゲート抵抗を設定します。なおこの値はドライバー側では電流および電力定格が製品の最大定格内になる必要があり、また、パワーデバイス (IGBT / MOSFET) 側はターンオン時間やターンオフ時間の速さに影響しますので、双方を考慮して適切な値に設計します。

2. ブランキング時間

製品に電源を投入し、入力信号をいれると製品が動作し、 V_{OUT} からゲートドライブ用の電流が出力されます。同時に DESAT 機能が動作を開始しますが、パワーデバイスのターンオン時間が長い製品の場合、 V_{CE} 間電圧が下がりきる前に DESAT 機能が電圧レベルを検知しシャットダウンモードに入ります。

電圧検知のタイミングはブランキングコンデンサーや周辺回路で調整します。

3. 短絡判断電圧

パワーデバイスの異常 (短絡状態など) を検知するため、DESAT 端子を使用します。製品の短絡判断をするため、電圧を監視しており 6.5 V (標準値) を越えると製品はシャットダウンモードに入ります。パワー素子の短絡判断電圧をより引き下げたい場合は、DESAT ダイオードとは別にツェナーダイオードや SBD を追加して調整します。

4. 1 次側 FAULT 信号のプルアップ抵抗

フィードバック回路の出力はオープンコレクターとなっており、プルアップ抵抗を接続します。抵抗の設定値によっては FAULT からの復帰時間が長くなります。ご使用のシステムや電源に応じて抵抗を調整します。

5. 誤動作対策

各定数を設定後、必要に応じて誤動作対策部品を追加します。

4.2. ブランキング時間の設定と調整方法

4.2.1. ブランキング時間

図 4-1 は IGBT を駆動させる際の応用回路例で、図 4-2 はスイッチング時のタイミングチャートを示したものです。LED 入力電流 (I_F) を OFF→ON にすると出力端子 (V_{OUT}) の電圧が上昇し、外付け IGBT がターンオン動作を始めます。同時に、外付け IGBT のコレクター-エミッター間電圧 (V_{CE}) をモニターするために DESAT 端子からブランキング容量充電電流 I_{CHG} が出力され、DESAT 端子電圧が上昇し始めます。なお TLP5214A/TLP5212/TLP5222 の DESAT 端子の立ち上がりには誤動作防止の期間 $t_{DESAT(LEB)}$ が設定されています。

正常時の IGBT のターンオン動作時においては、誤動作防止のため V_{CE} が IGBT の短絡判断電圧 $V_{th(IGBT)}$ 以下になるまでの間、保護回路である DESAT 機能を無効にする必要があります。図 4-2 で示すとおり、 I_F の立ち上がりから DESAT 電圧が 6.5 V (標準値) に達するまでの時間をブランキング時間 t_{BLANK} と呼び、この時間は DESAT- V_E 端子間に挿入するコンデンサー C_{BLANK} の値で調整できます。

正常動作状態では、 t_{BLANK} は V_{CE} が $V_{th(IGBT)}$ に達する時間 t_{th} よりも長く、IGBT などの短絡許容時間 t_{SC} よりも短くなるように設定する必要があります。

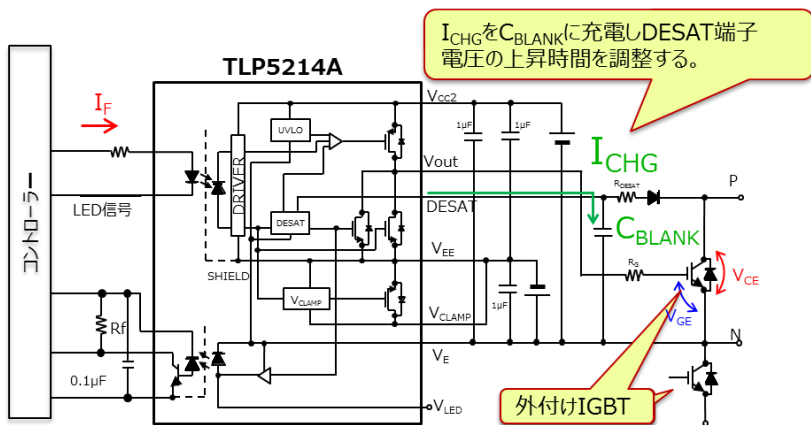
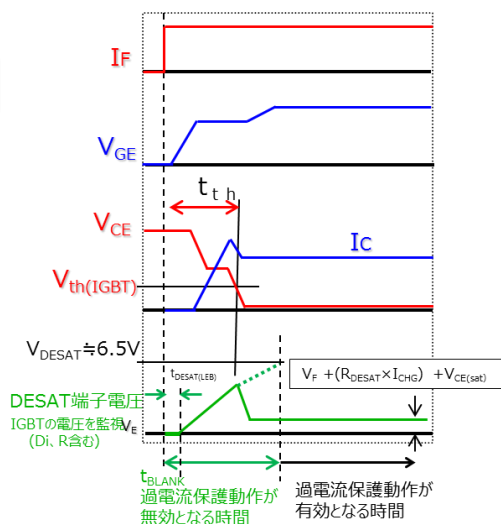


図 4-1 応用回路例
(C_{BLANK} 充電時)



※従来品の TLP5214 には $t_{DESAT(LEB)}$ は設定されておりません。

図 4-2 タイミングチャート
(LED OFF→ON 時)

4.2.2. ブランキング時間の計算方法

t_{BLANK} は下式のように C_{BLANK} 、 V_{DESAT} 、 I_{CHG} 、 $t_{\text{DESAT(LEB)}}$ により計算できます。

$$t_{\text{BLANK}} = C_{\text{BLANK}} \times V_{\text{DESAT}} / I_{\text{CHG}} + t_{\text{DESAT(LEB)}}$$

ここで TLP5214A を例として、 V_{DESAT} 、 I_{CHG} 、 $t_{\text{DESAT(LEB)}}$ は標準値で、それぞれ 6.5 V、240 μA 、1.1 μs です。

t_{BLANK} の計算例を示します。

C_{BLANK} として 200 pF を使う場合、 t_{BLANK} は次のように計算します。

$$\begin{aligned} t_{\text{BLANK}} &= 200 \times 10^{-12} \text{ F} \times 6.5 \text{ V} / (240 \times 10^{-6}) \text{ A} + 1.1 \text{ } \mu\text{s} \\ &= 6.5 \text{ } \mu\text{s} \end{aligned}$$

C_{BLANK} と t_{BLANK} の関係は図 4-4 のグラフとなります。また C_{BLANK} を大きくすることで、DESAT 端子間電圧の立ち上がり時の傾きが変わり、過電流保護動作が有効になるまでの時間が長くなります (図 4-3)。実際には C_{BLANK} だけでなく、接続したダイオードの寄生容量などが t_{BLANK} に影響しますので注意が必要です。

C_{BLANK} の値を調整することで、過電流保護検知が誤動作せず、パワー素子の短絡許容時間内となる t_{BLANK} の時間に設定します。

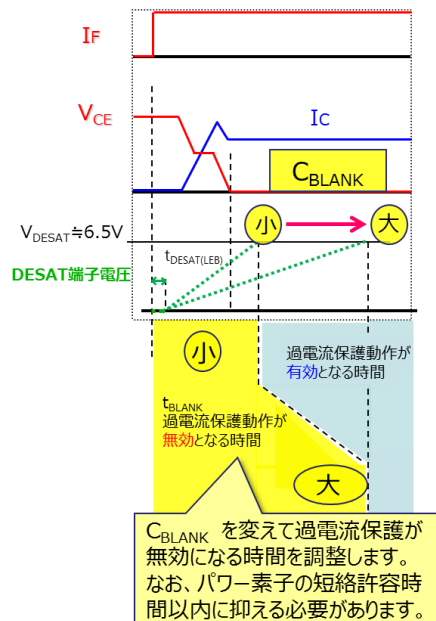


図 4-3 t_{BLANK} の変化イメージ

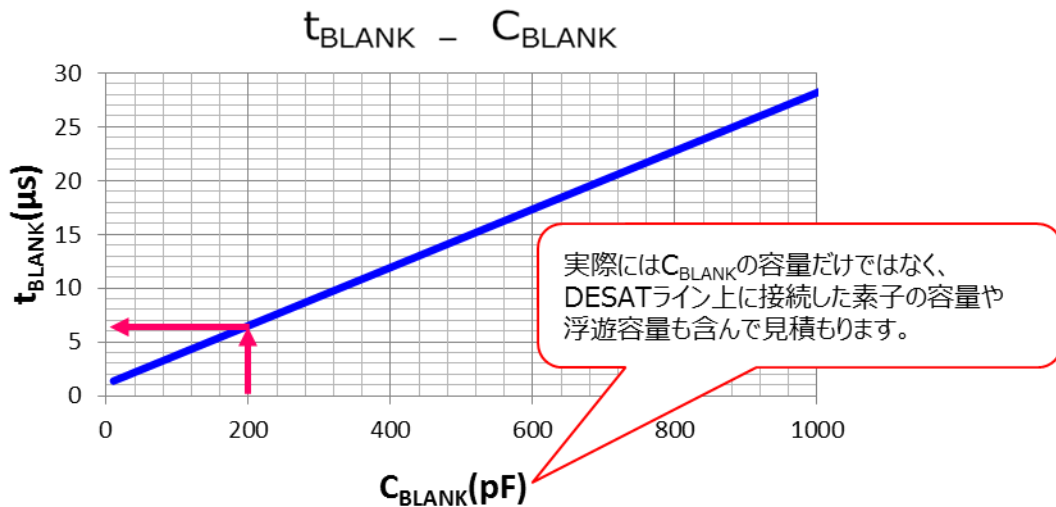
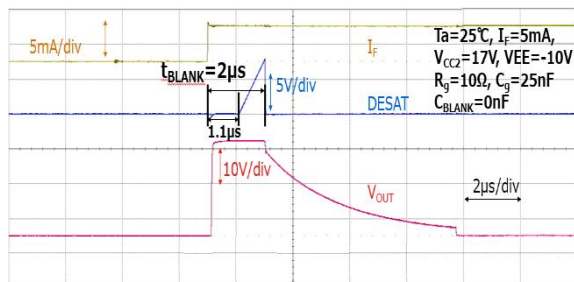
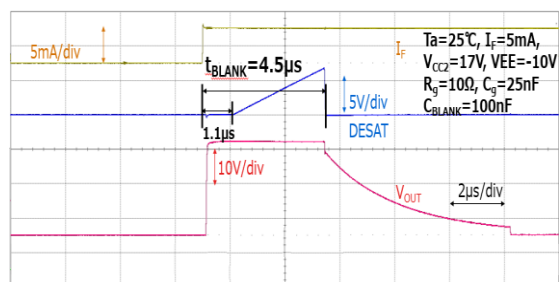


図 4-4 ブランキング容量とブランキング時間の関係グラフ

(参考) C_{BLANK} を変えた時の代表波形

TLP5214A の LED を ON させ、DESAT 端子、 V_{OUT} 端子をモニターした実際の波形を図 4-5 に示します。

TLP5214A C_{BLANK} 無しTLP5214A $C_{BLANK} = 100\text{pF}$ 図 4-5 C_{BLANK} を変えた場合の実際の DESAT 端子の電圧波形

このように C_{BLANK} によって t_{BLANK} が変わることが確認できます。実応用上は、DESAT ライン上に接続したダイオードの容量や回路の浮遊容量などが含まれるため、設計の際にはそれらを含めて見積もる必要があります。なお本評価に使用した基板の容量は 25 pF 程度です (波形取得時にはプローブ容量も追加されます)。

4.3. ブランキング時間とスイッチング時間の関係

SGD カプラーの LED を ON して IGBT がターンオンするまでのスイッチング時間は、 t_{BLANK} 以下であることが必要です(図 4-6)。ここで TLP5214A を例としてブランキング時間とスイッチング時間の関係を説明します。

条件： TLP5214A の t_{pLH} + IGBT の $t_{\text{ON}}^* = \text{スイッチング時間} < t_{\text{BLANK}}$ * ($t_{\text{th}} \doteq t_{\text{ON}}$ とする)

t_{pLH} : TLP5214A のデータシートより 150 ns (max)

t_{ON} : IGBT の Q_g 、TLP5214A の出力電流 I_O から推定します。(計算式 ; $t_{\text{ON}} = Q_g / I_O$)

ここで例として IGBT GT30J341 を $V_{\text{GE}} = 15 \text{ V}$, $I_O = 1.5 \text{ A}$ でスイッチングさせる場合、

データシートの V_{CE} , $V_{\text{GE}} - Q_g$ 特性から Q_g は 130 nC (図 4-7 参照)なので

$$t_{\text{ON}} = 130 \text{ nC} / 1.5 \text{ A} \doteq 87 \text{ ns}$$

従ってスイッチング時間は

$$t_{\text{ON}} = 150 \text{ ns} + 87 \text{ ns}$$

$$= 237 \text{ ns} < 6.5 \text{ } \mu\text{s} \text{ (p.11 に参照)}$$

となり、 t_{BLANK} 以下であることが確認できます。

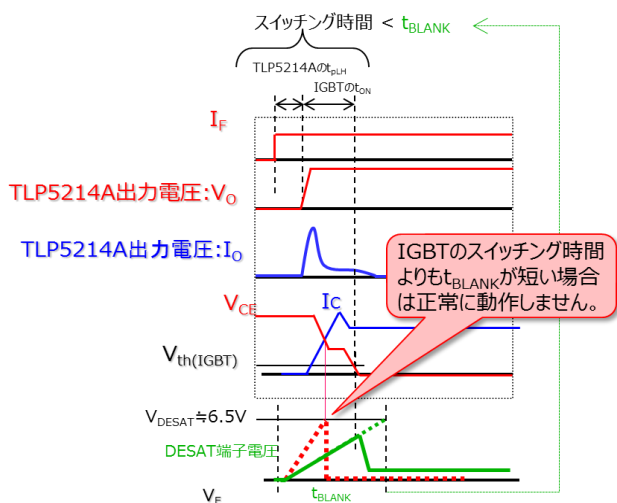


図 4-6 スwitchング時間の確認

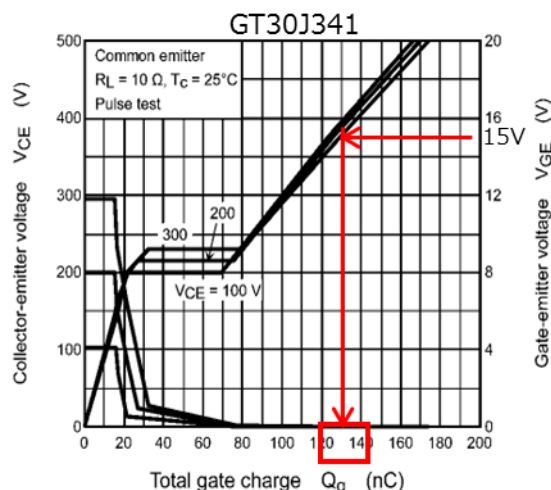


図 4-7 パワー素子の $V_{\text{CE}} - Q_g$ グラフ

(参考) 異常時のタイミングチャート

正常時のスイッチングと異常時における各端子 (I_F , V_O , I_O , V_{CE} , DESAT)の波形を図 4-8 に示します。

SGD カプラーに I_F 入力後、 V_O が出力され、IGBT のゲートをドライブします。

IGBT が正常にスイッチングすると、 V_{CE} 電圧が IGBT の飽和電圧まで下がります。同時にその端子をモニターしている DESAT 端子の電圧も同様に下がり、飽和電圧と DESAT ダイオードの V_F を合計した電圧値まで下がります。

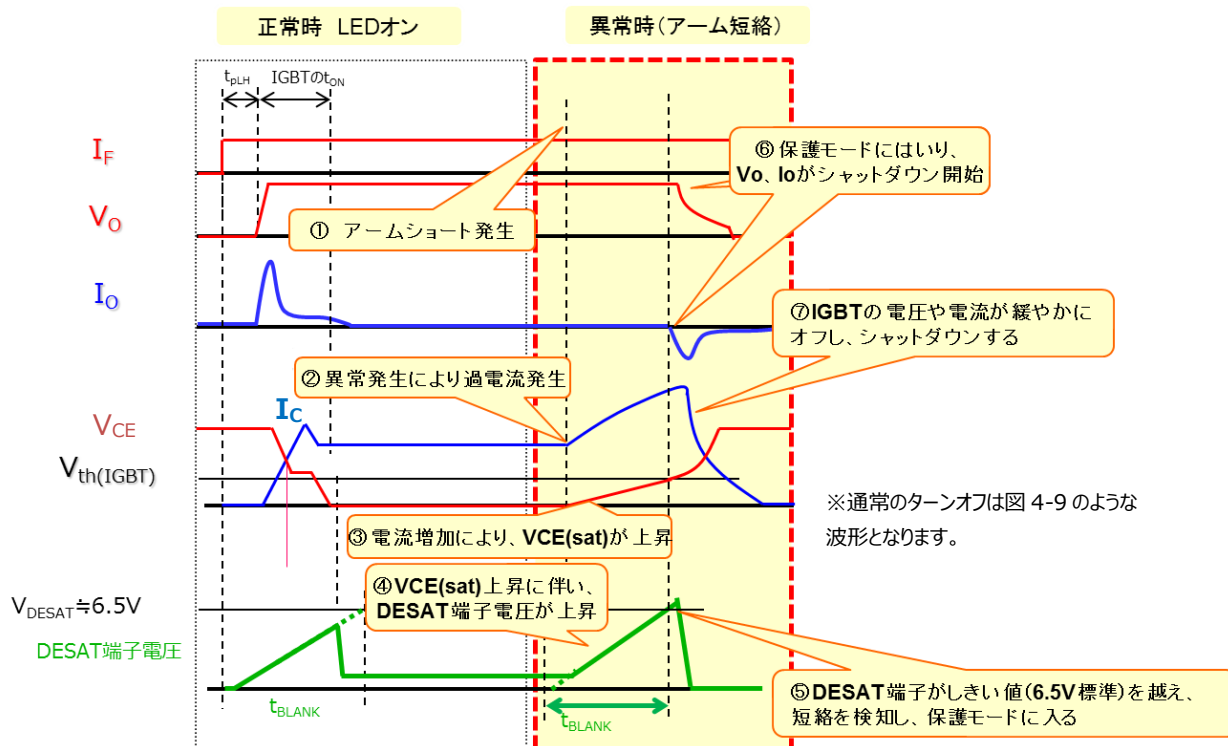


図 4-8 異常時のタイミングチャート(参考)

次にアーム短絡などの異常が発生した場合①、ショート状態によって電流 I_C (青線)が増加し過電流状態②となります。IGBT の電流が増加すると IGBT の $V_{CE(sat)}$ は電流につられて上昇③ (図 4-10)、同時に DESAT 端子電圧も上昇します④。その後 DESAT 端子電圧がしきい値 (標準値 6.5 V)を超えると、カプラーは短絡状態と判断し、保護モードに入り⑤、カプラーは V_O , I_O をシャットダウンさせますが⑥、急峻なオフなどでノイズなどを発生させないよう、緩やかにシャットダウンさせます⑦。なお異常状態を検知したカプラーは、FAULT 状態であることを入力側に伝えるため、内部の LED を点灯させ、FAULT 状態であることを出力します。

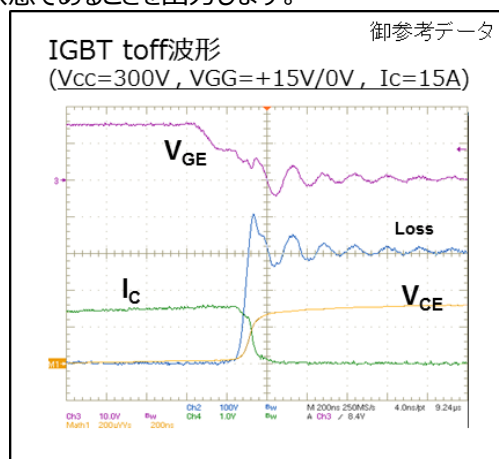


図 4-9 IGBT ターンオフ波形

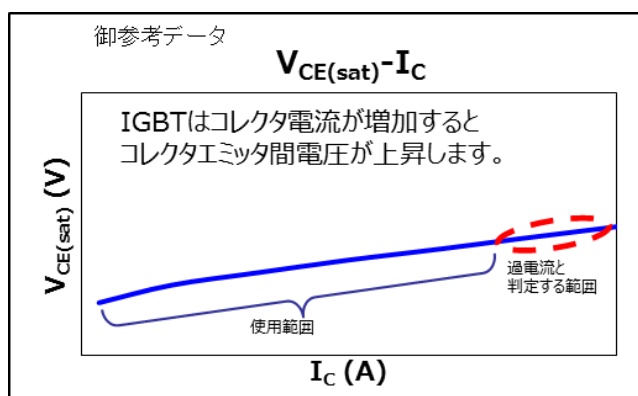


図 4-10 IGBT の飽和電圧とコレクター電流の関係

4.4. 外部ブランキング回路 (R_B)による時間の調整方法

スイッチング時のノイズ耐性強化のために C_{BLANK} を大きくすると、充電時間が長くなるため t_{SC} 以内に保護動作が機能しない可能性があります。そこで、図 4-11 のように外部抵抗を用いて C_{BLANK} への充電電流を増やすことで保護動作を確実に行うことができます。具体的には出力 V_{OUT} から DESAT 端子間に外部抵抗 (R_B)を追加して外部電流 (I_B)を引き込み、I_{CHG}を補完します。

C_{BLANK} への充電電流を R_B によってコントロールできるため、より自由度の高いブランキング時間の設定ができるようになります。

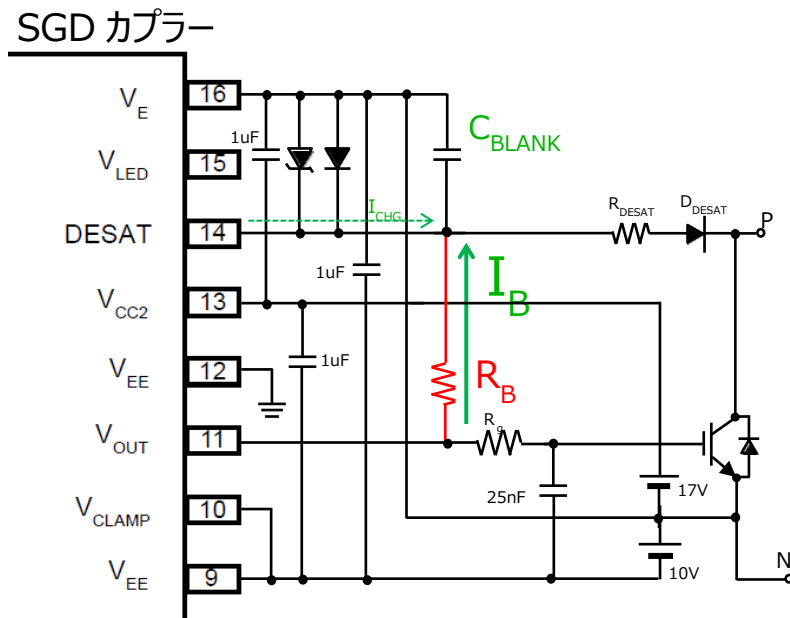


図 4-11 外部ブランキング回路の提案例

ブランキングコンデンサーに印加される電圧は次のように表すことができます。

$$V_I = V_{OUT} - V_E$$

$$= R_B \times i(t) + \int (I_{CHG} + i(t)) dt / C_{BLANK}$$

$$i(t) = (V_I / R_B + I_{CHG}) \exp(-t / (C_{BLANK} \times R_B)) - I_{CHG}$$

$$V_{DESAT}(t) = V_I - R_B \times i(t)$$

$$= V_I - (V_I + R_B \times I_{CHG}) \exp(-t / (C_{BLANK} \times R_B)) + R_B \times I_{CHG}$$

この式よりブランキング時間は

$$t_{BLANK} = -C_{BLANK} \times R_B \times \log(1 - V_{DESAT} / (V_I + R_B \times I_{CHG})) \text{ となりますが、}$$

TLP5214A/TLP5212/TLP5222 の場合、DESAT 立ち上がり時ブランキング時間 t_{DESAT(LEB)}を加えて計算します。

計算例として、C_{BLANK} = 300 pF、R_B = 30 kΩ、V_{OUT} = 17 V、V_{EE} = -10 V、V_E ≒ 0 Vとし、

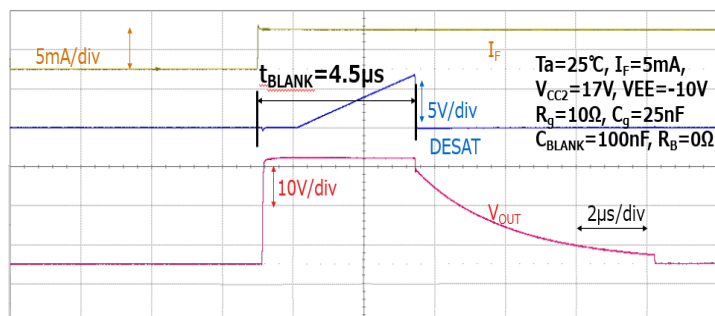
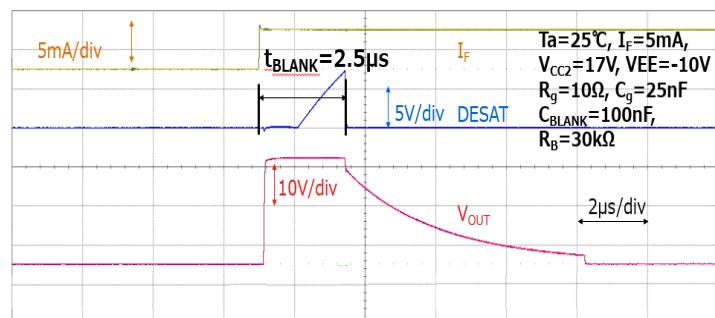
TLP5214A のデータシートより、V_{DESAT} = 6.5 V、I_{CHG} = 0.24 mA、t_{DESAT(LEB)} = 1.1 μs を使って

$$\begin{aligned} t &= -300 \times 10^{-12} \times 30 \times 10^3 \times \log(1 - 6.5 / (17 + 30 \times 10^3 \times 240 \times 10^{-6})) + 1.1 \times 10^{-6} \\ &= -9000 \times 10^{-9} \times \log(1 - 6.5 / (17 + 7.2)) + 1.1 \times 10^{-6} \\ &= -9 \times 10^{-6} \times \log(0.7314) + 1.1 \times 10^{-6} \\ &= 2.815 \times 10^{-6} + 1.1 \times 10^{-6} \end{aligned}$$

よって t_{BLANK} は 3.9 μs となります。

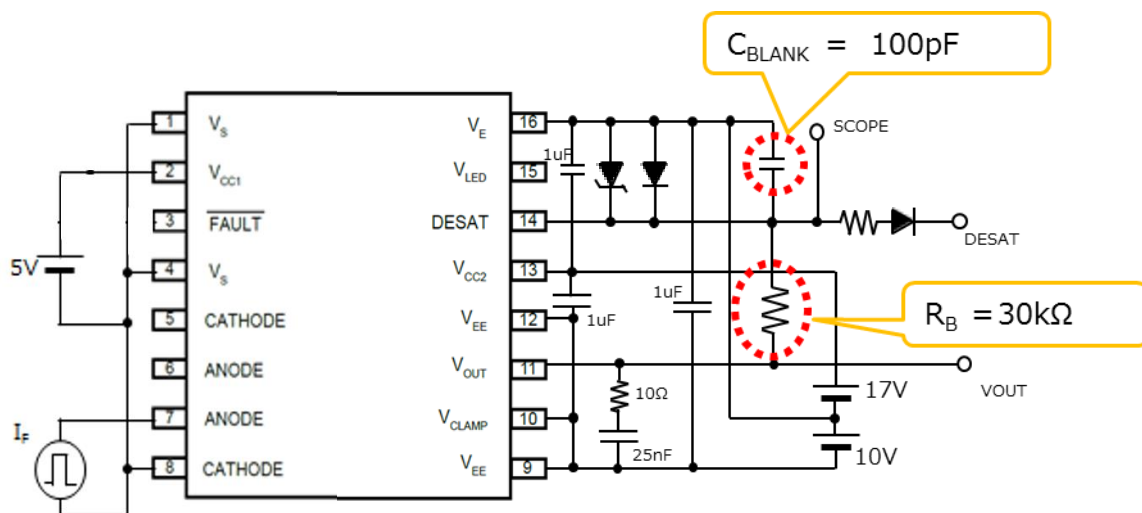
4.4.1. R_B 接続した V_{OUT} 実測波形

R_B を接続した際の実測波形を図 4-12 に示します。評価は図 4-13 に示す回路図を用い、 $C_{BLANK} = 125 \text{ pF}$ (外付け $100 \text{ pF} +$ 評価基板上の容量 25 pF) を接続した状態で、 $R_B = 30 \text{ k}\Omega$ の抵抗がある場合とない場合で確認しています。
($V_{CC2} = 17 \text{ V}$, $V_{EE} = -10 \text{ V}$)

 R_B 無し $R_B = 30\text{k}\Omega$

R_B を接続しない場合の t_{BLANK} は $4.5 \mu\text{s}$ ですが、接続した場合は $2.5 \mu\text{s}$ と、 R_B を経由して流れる I_B によりブランク時間が短くなっています。

これにより C_{BLANK} をより大きな値に設定しても、短絡保護時間を超えない設計ができるようになります。

図 4-12 R_B 接続した V_{OUT} 実測波形 (上段 R_B 無し、下段 $R_B=30\text{k}\Omega$)

※本評価に使用した基板の容量 25pF 程度(SBD, ツェナーダイオード含む)

図 4-13 R_B 接続した測定回路

4.4.2. R_B の値を固定し、 C_{BLANK} を変えた場合

次に C_{BLANK} の影響を確認するため、 C_{BLANK} を 100 pF から 680 pF まで変えたときの波形を図 4-14 に示します。

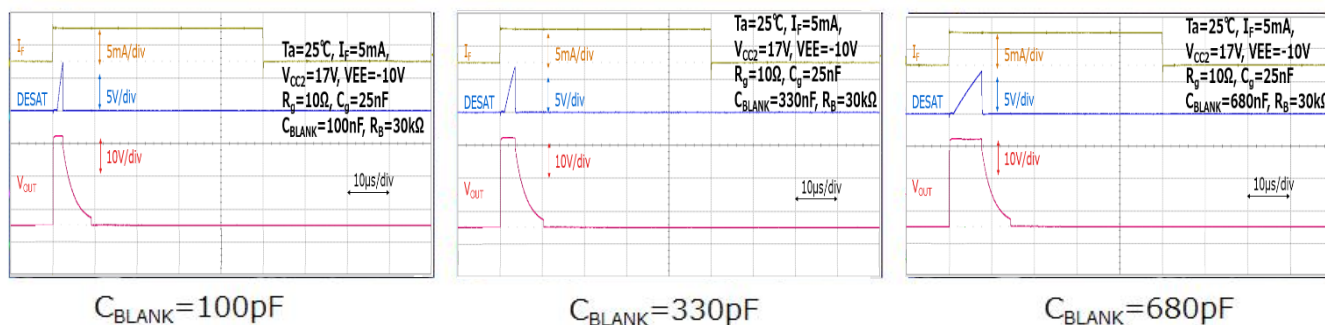
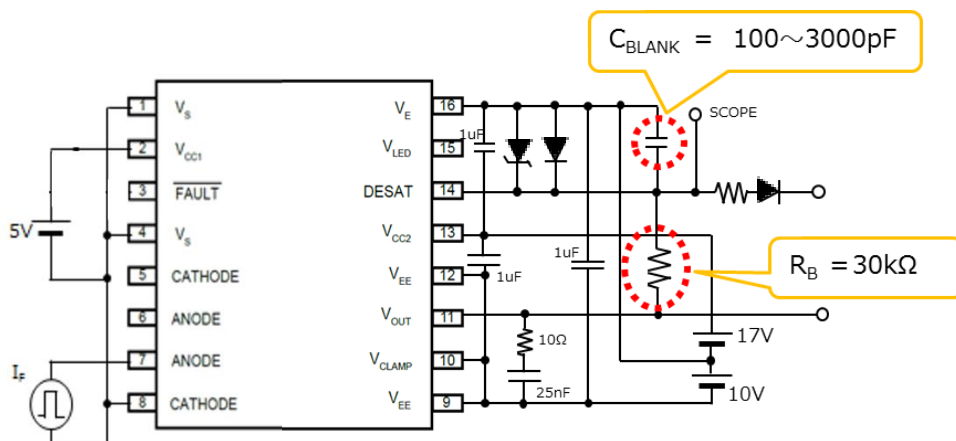


図 4-14 R_B 固定し、 C_{BLANK} を変えた場合の実測波形

この波形の測定回路図は図 4-15 に示すとおりで、 R_B は 30 k Ω を使用しています。接続するコンデンサーを $C_{BLANK} = 100 \sim 3000$ pF (および評価基板上の容量 25 pF)で条件を振り、 $V_{CC2} = 17$ V、 $V_{EE} = -10$ V の電圧で測定しています。



※本評価に使用した基板の容量 25pF 程度(SBD, ツェナーダイオード含む)

図 4-15 R_B 接続した測定回路 (C_{BLANK} 変化)

C_{BLANK} を変えた条件で測定した t_{BLANK} と

$$t_{BLANK} = -C_{BLANK} \times R_B \times \log(1 - V_{DESAT}/(V_I + R_B \times I_{CHG})) \cdots p.15$$

の計算式で求められる t_{BLANK} を比較したグラフを図 4-16 に示します。

$C_{BLANK} = 2000$ pF まではほぼ計算とおりとなると予想できます。ただし、大きなコンデンサーを使用する場合、IGBT の短絡耐量時間によって制限されますので、適切な容量のコンデンサーを選択してください。

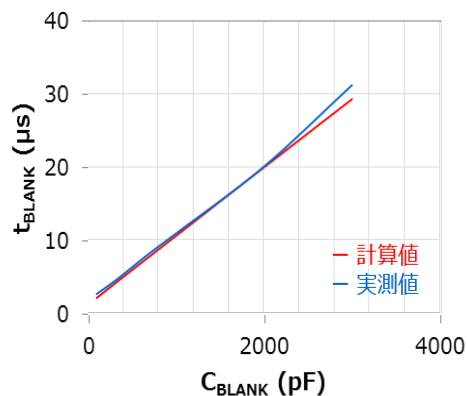


図 4-16 t_{BLANK} の実測と計算値の比較

4.4.3. C_{BLANK} の値を固定し、 R_B を変えた場合

次に R_B の条件を変えた場合の実測波形を図 4-17 に示します。

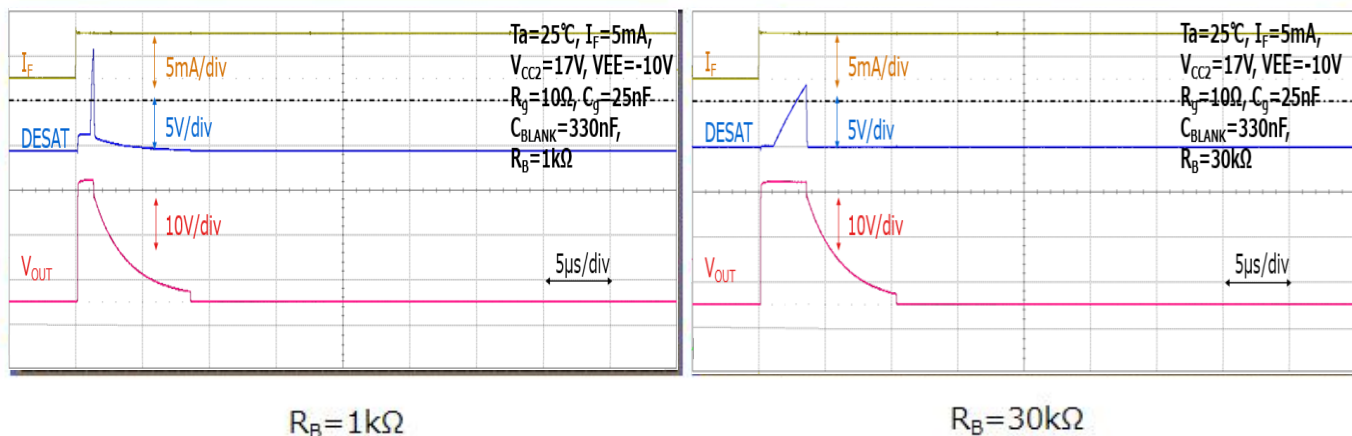
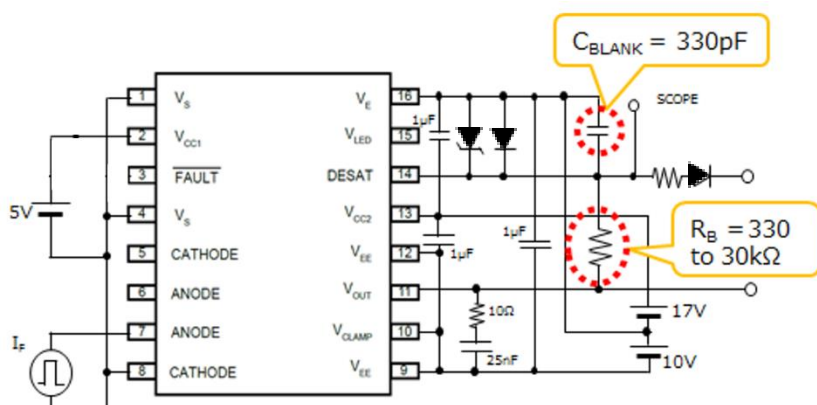


図 4-17 C_{BLANK} 固定し、 R_B を変えた場合の実測波形

測定回路は図 4-18 に示すとおりで、外付けの $C_{BLANK} = 330 \text{ pF}$ (基板容量除く) で固定し、 R_B の条件を $330 \Omega \sim 30 \text{ k}\Omega$ に変化させています。なお電圧条件は $V_{CC2} = 17 \text{ V}$ 、 $V_{EE} = -10 \text{ V}$ で測定しています。



※本評価に使用した基板の容量 25pF 程度(SBD, ツェナーダイオード含む)

図 4-18 R_B 接続した測定回路(C_{BLANK} 固定値)

R_B を変えた条件で測定した t_{BLANK} と式 (p.15) で計算される t_{BLANK} を比較したグラフを図 4-19 に示します。低い抵抗値を用いることで t_{BLANK} を短く設定できますが、 V_{OUT} が出力されている間、 R_B に流れる電流が大きくなるため消費電流の増加に注意してください。

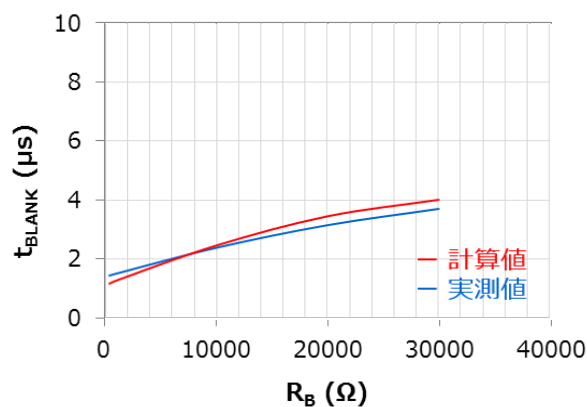


図 4-19 t_{BLANK} の実測と計算値の比較 (C_{BLANK} 固定値)

4.5. IGBT 短絡判断電圧の調整

DESAT 端子は I_F 入力時に端子にかかる電圧をチェックします。端子電圧 V_{DESAT} が 6.5 V (標準値)を越えると DESAT 回路が動作し、本製品は保護動作に入ります。ここでパワーデバイスの V_{CE} はダイオードや抵抗を経由して確認していますので、実際の IGBT の V_{CE} とは差があります。図 4-20 はダイオードなどを接続した際に変化する短絡判断電圧の調整方法を示したものです。

IGBT 側の電圧を基準としたときの短絡判断電圧を $V_{th(IGBT)}$ と定義した場合、使用する IGBT の安全動作領域を考慮して $V_{th(IGBT)}$ を下げる必要がある場合、またはより低い電圧で保護動作をさせたい場合、図 4-21 のように DESAT ダイオードを複数接続し、複数素子の V_F による電圧降下を利用し、 $V_{th(IGBT)}$ を引き下げて New $V_{th(IGBT)}$ として設定することが可能です (方法①)。また、同様にツェナーダイオードを使用することで、微調整も可能です (方法②)。

方法①の場合 $\text{New } V_{th(IGBT)} = V_{DESAT} - (n \times V_F + R_{DESAT} \times I_{CHG})$ n : ダイオードの数

方法②の場合 $\text{New } V_{th(IGBT)} = V_{DESAT} - (V_F + V_Z + R_{DESAT} \times I_{CHG})$ V_Z : ツェナー電圧

例えば、方法①で、ダイオード ($V_F = 0.4 \text{ V@}240 \mu\text{A}$) を 3 個、 R_{DESAT} として 100 Ω を使用した場合、 $\text{New } V_{th(IGBT)} = 6.5 - (3 \times 0.4 \text{ V} + 100 \Omega \times 240 \mu\text{A}) \div 5.3 \text{ V}$ とすることができます。

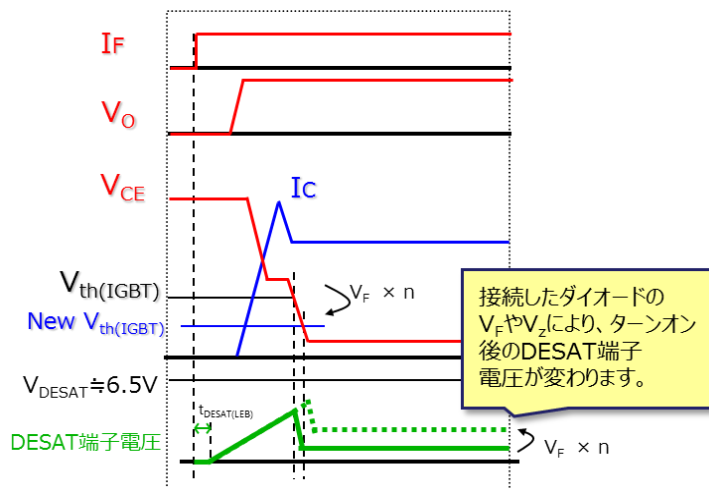


図 4-20 短絡判断電圧の調整(イメージ)

SGD カプラー

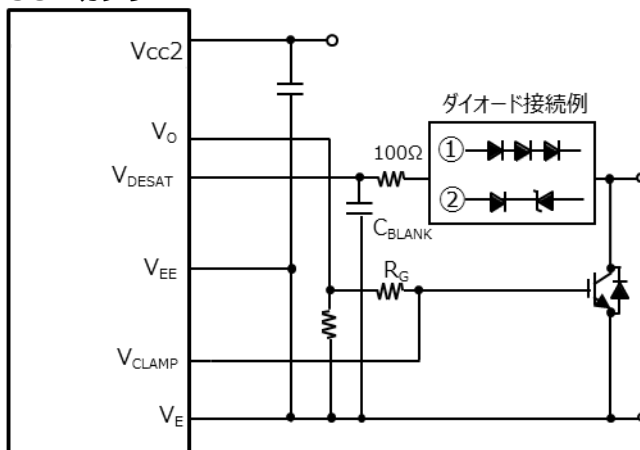


図 4-21 ダイオード接続例

なお、正常動作時には DESAT ダイオードに順電流が流れ、IGBT の V_{CE} を監視しています。ただし大電力のアプリケーションではスイッチングの際の逆回復電流などにより DESAT 電圧の誤検出を誘発します。この逆回復電流を最小化させるために、寄生容量の小さい FRD を推奨します。

4.6. 伝搬遅延時間とゲート容量、ゲート抵抗の関係

図 4-22 に、TLP5214A を例として、伝搬遅延時間 t_{pLH} / t_{pHL} と C_g 、 R_g の関係を示します。また評価回路(図 4-23)や波形の測定場所(図 4-24)は下図のとおりとなっておりますが、伝搬遅延時間は C_g 、 R_g にはほとんど依存しません。

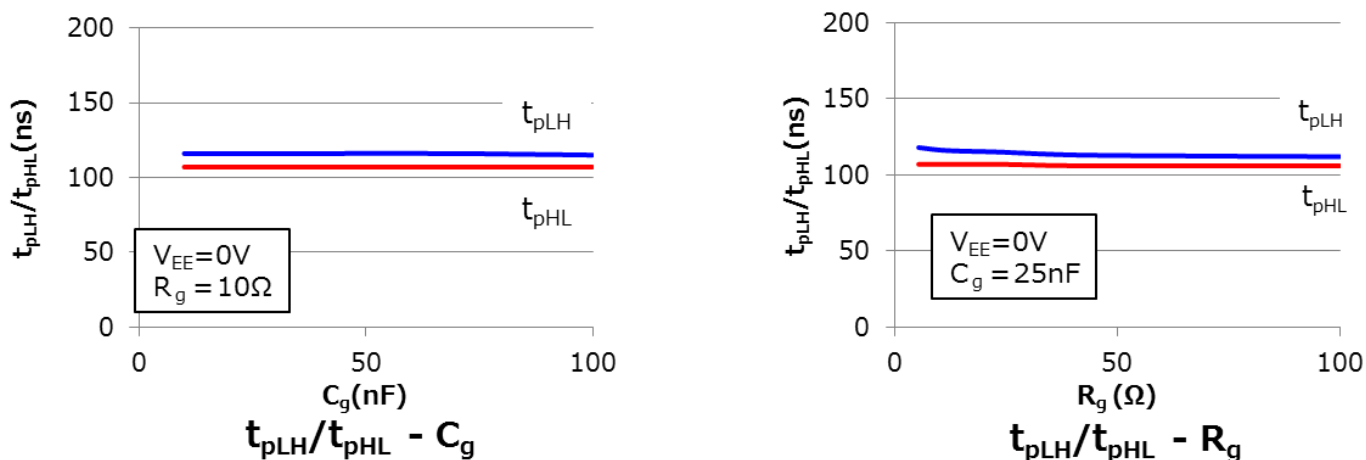


図 4-22 TLP5214A 伝搬遅延時間と C_g 、 R_g の関係

$I_F = 10 \text{ mA (P.G.)}$
 $(f = 10\text{kHz, duty} = 50\%, tr = tf = 5\text{ns 以下})$

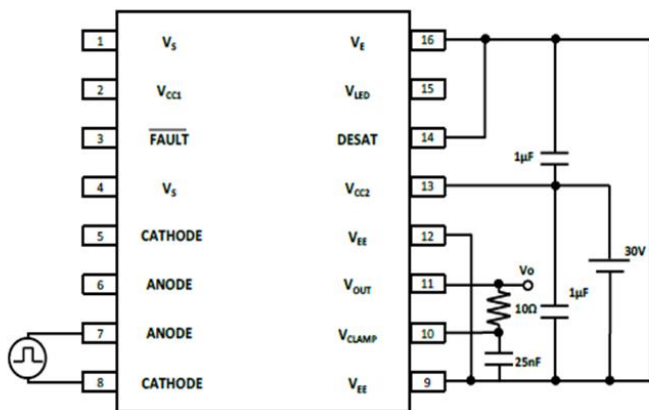


図 4-24 t_{pLH}/t_{pHL} 測定回路

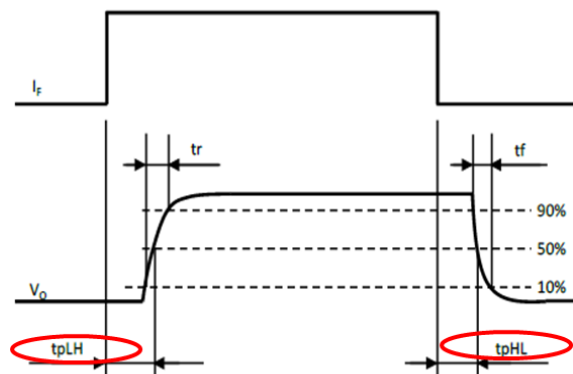


図 4-23 t_{pLH}/t_{pHL} の定義

4.7. ソフトターンオフ時間の依存性

保護動作時におけるソフトターンオフ時間 ($t_{\text{DESAT}(10\%)}$) はゲート容量 C_g 、出力電源電圧 V_{CC2} に依存します。図 4-25 は TLP5214A を例として、ソフトターンオフ時間の変動を容量 C_g 、抵抗 R_g のそれぞれの条件を振って結果を示したものです。通常時のスイッチングと異なり図 4-26 のタイミングチャートのように保護動作時はソフトシャットダウン動作を行って、ゆっくりと電位が下がります。電源電圧やゲート容量によって時間が変わることが確認できます。

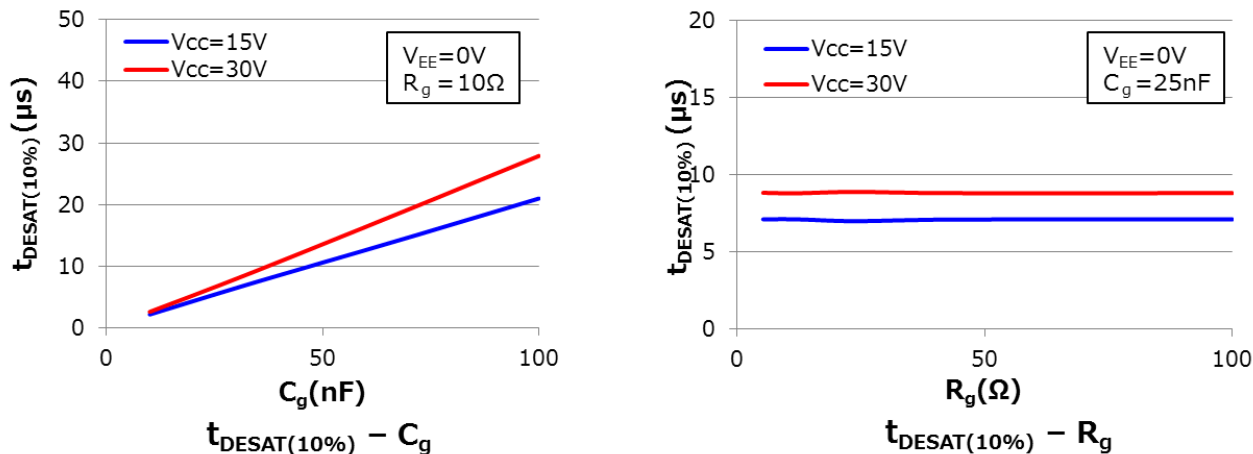


図 4-25 TLP5214A ソフトターンオフ時間と C_g 、 R_g の関係

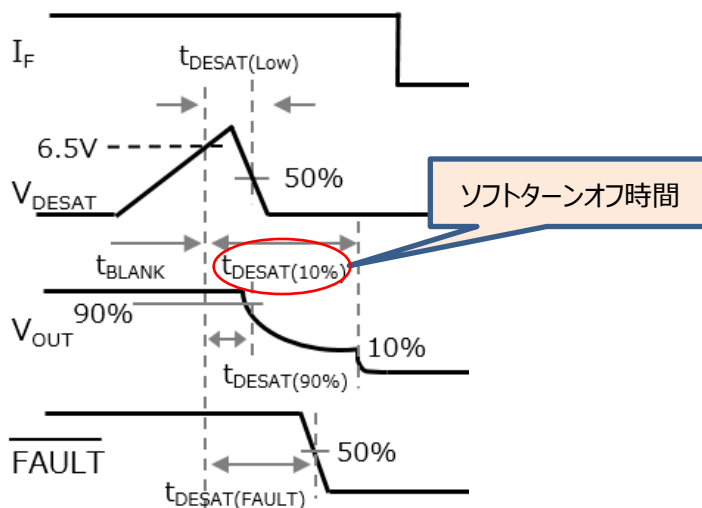


図 4-26 ソフトターンオフ時間 (測定部分)

4.8. バイパスコンデンサー、不使用端子の処理について

SGD カプラーは高性能 IC カプラーのため、電源ノイズや未使用端子の処理方法によっては誤動作を起こす可能性があります。

図 4-27 のように、バイパスコンデンサーや不要な端子の処理を行ってください。

- ① $V_E - V_{CC2}$ 端子間、 $V_{CC2} - V_{EE}$ 端子間に、バイパスコンデンサー $1\mu\text{F}$ を端子近傍に取り付けてください。
負電源を使用される場合は、 $V_E - V_{EE}$ 端子間にも取り付けてください。
- ② $V_{CC1} - V_S$ 端子間には、バイパスコンデンサー $0.1\mu\text{F}$ を端子近傍につけてください。
- ③ LED 端子 (15 番ピン) はテストピンです。回路のいずれにも接続しないでください。
- ④ V_{CLAMP} 端子を使用しない場合 (アクティブミラークランプ機能を使用しない場合) は、 V_{EE} 端子とショートしてください。
- ⑤ DESAT 端子を使用しない場合は、 V_E 端子とショートして保護動作に入らないようにしてください。

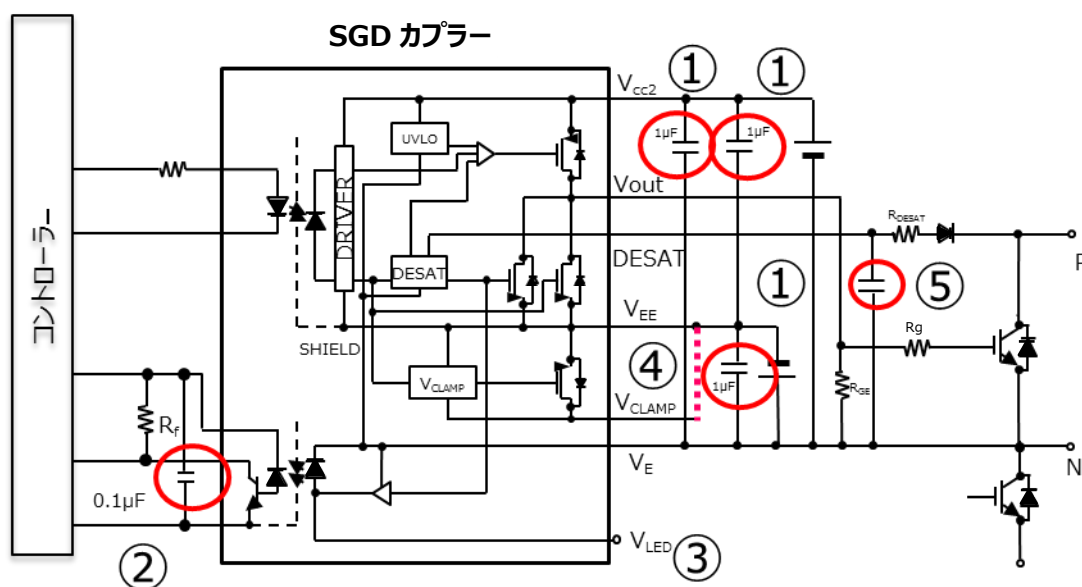


図 4-27 バイパスコンデンサーおよび不要端子処理例

4.10. バッファートランジスタの追加

TLP5214A/TLP5214 の出力電流は最大 4 A、TLP5212/TLP5222 の出力電流は最大 2.5A です。IGBT ゲート駆動電流が不足する場合はバッファートランジスタを使用して、IGBT を駆動することができます。保護動作時に IGBT をソフトターンオフさせるためバッファー入力端子から V_{EE} にコンデンサーを接続してください。(例: $t_{DESAT(10\%)} = 7 \mu s$ を想定した場合は、25 nF のコンデンサーを接続)

お客様の回路やソフトターンオフの時間に応じて容量を設定してください。また SGD カプラーの出力と NPN/PNP ベースの間には各製品の最大定格を考慮して抵抗 R_G を接続してください。

負電源を使う場合などの V_{CLAMP} 端子を使用しないときは V_{EE} に接続してください。

IGBT のゲート駆動電流が SGD カプラーの最大定格以上必要な場合は、表 4-1 にあるような TTC3710B/TTA1452B などのトランジスタをご検討ください。また DESAT ダイオードを検討の場合は、IGBT などの耐圧と同等の FRD を推奨します。

表 4-1 トランジスタラインアップ

製品名		絶対最大定格				パッケージ
NPN	PNP	$ V_{CEO} $	$ I_C $	$ I_{CP} $	P_C	
TTC3710B	TTA1452B	80 V	12 A	-	30 W	TO-220SIS
TPCP8902		30 V	2 A	8 A	1.6 W	PS8

SGD カプラー

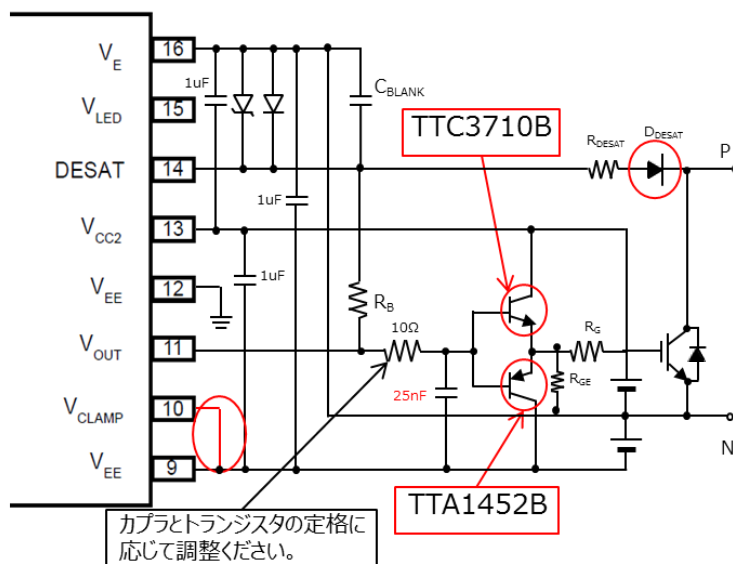


図 4-29 バッファートランジスタ追加例

なお、IGBT のゲート電流やトランジスタのコレクター電流はゲート抵抗で制限され、下式のとおり計算することができます。また、 V_{OUT} 端子の最大定格、IGBT やトランジスタの定格を考慮し設計してください。

$$\text{ゲート電流} = (V_{OH} - V_{OL}) / (R_G + r_g) \quad \text{※} r_g \text{ は IGBT の内部ゲート抵抗}$$

4.11. LED 信号の波形整形方法

コントロール基板とモーター制御基板が離れている場合、SGD カプラーと CPU 間の距離が長くなるため、配線によるインダクタンスなどの影響を受けて、入力信号の傾きが変わる可能性があります。

対策として図 4-30 に示すように、SGD カプラーの入力端子の前段に、ヒステリシス機能付き Buffer を入れ、入力信号の波形整形を行う方法があります。表 4-2 に Buffer (CMOS ロジック) の推奨製品を示します。

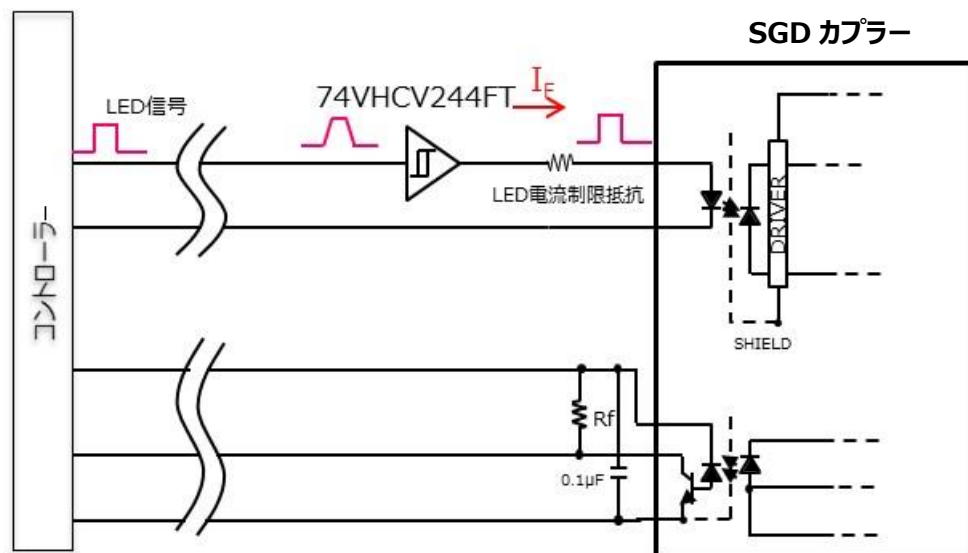


図 4-30 入力信号の波形整形方法例

表 4-2 CMOS ロジック推奨製品

製品名	ファンクション	$V_{CC(opr)}$	$ I_{OH} / I_{OL} $	tpd	パッケージ
74VHCV244FT	Octal Schmitt Bus Buffer	1.8 ~ 5.5V	16 mA	3.9 ns (typ.)	TSSOP20B

4.12. 1次側 FAULT 信号のプルアップ抵抗 R_F の決定

製品の出力部分はオープンコレクターとなっており、電圧信号とするには図 4-31 に示すとおりプルアップ抵抗 (R_F)が必要で
す。

- ・FAULT 信号の 2 次側 LED は約 10 mA が流れ、FAULT 出力時の FAULT

信号出力端子の吸込み電流は、5 mA 以上 (参考値)流れます。仮に $V_{CC1} = 5\text{ V}$ で使用した場合、
経時変化・温度変動なども考慮し、50 % のマージンを取り、 $R_F = 5\text{ V} / 2.5\text{ mA} = 2\text{ k}\Omega$ となり、
2 k Ω 以上が必要になります。

消費電流低減のためには、10 k Ω 程度を推奨します。なお R_F が大きくなる場合、Fault 端子の復帰時間が遅くなります
の

で復帰時間のタイミングを考慮して選択してください。

- ・FAULT 端子は通常動作時はオープンコレクター- T_F がオフしているので、高インピーダンスになります。

FAULT 信号配線が長くなり、外来ノイズの干渉が問題になる場合でも、 $V_{CC1} = 5\text{ V}$ では 2 k Ω 以下の

R_F の使用は避けてください。複数の素子の FAULT 端子をまとめて接続する場合、同時に FAULT 信号が予想される
場合は供給電流にも注意が必要です。

ノイズ対策や供給電流の補助として必要に応じてバッファを接続してください。

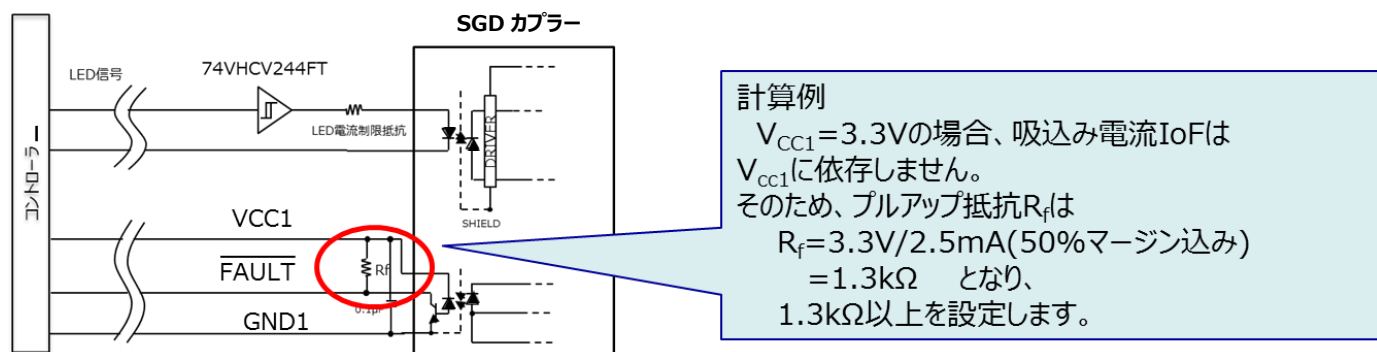


図 4-31 1次側 FAULT 信号のプルアップ抵抗 R_F 接続図

4.13. 保護動作時の注意点

SGD カプラーは保護動作に入ると、フィードバック側にある LED (FAULT 出力用 LED) を点灯し IGBT の異常をしらせる FAULT 端子が動作します。この時、保護動作状態が継続すると 2 次側の FAULT 出力動作用 LED が点灯状態になり、約 10 mA の電流が $V_{CC2} - V_E$ 間に流れ、2 次側の電力損失が増えます。またブートストラップ回路で IC の電源を設計している場合、コンデンサーの急激な放電が起こりますので電圧降下にご注意ください。

保護動作の解除は P.8 に記載されているとおり、LED トリガー型 (TLP5214A/TLP5214/TLP5212) の場合、入力 LED を OFF から ON にする必要があり、自動復帰型 (TLP5222) の場合、 $t_{DESAT(MUTE)}$ 分の時間経過が必要です。保護機能が働いたときは、速やかにシステムを停止して再起動するなどの対応をしてください。図 4-32 は SGD カプラーの内部ブロック図です。

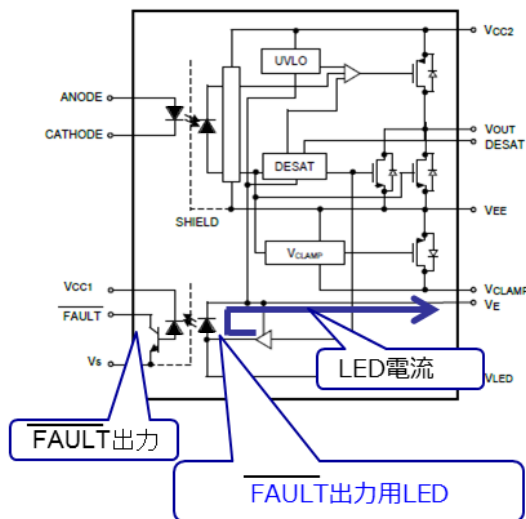


図 4-32 内部回路図 (FAULT 時の動作経路)

なお、 $V_{CC2} = 30\text{ V}$ 、FAULT モード発生時に LED 電流は 10 mA 流れ、その際 IC は約 28 V 消費 (V_{drop}) することになります。この時、IC にかかる損失は

$$\begin{aligned} P &= V_{drop} \times I_{LED} \\ &= 28\text{ V} \times 10\text{ mA} \\ &= 280\text{ mW} \end{aligned}$$

で計算されます。

製品の熱抵抗 $R_{th(j-a)} = 70^\circ\text{C/W}$ (表 4-3)として温度を計算すると、

$$\Delta T_j = 70 \times 0.28 = 19.6^\circ\text{C}$$

となり、高温下での使用には注意が必要となります。

評価基板：JEDEC 標準基板

(参考値)	TLP5214A
$R_{th(j-a)}$	70°C/W

表 4-3 TLP5214A 熱抵抗

4.14. ミラー容量による誤動作と対策

インバーターにおけるスイッチングノイズによる誤動作の例として、IGBT のコレクター-ゲート間に寄生するミラー容量 C_{CG} による誤動作が挙げられます。図 4-33 はインバーター回路の下アームに使用したカプラーの例で、ミラー容量による誤動作を表したものです。

インバーター回路において上アームの IGBT が ON すると中点の電位が急峻に上昇し、下アームの IGBT の C_{CG} を介して変位電流 $I_S = C_{CG} \times (dV_{CG} / dt)$ が発生しフォトカプラーの出力方向へ流れます。このとき回路のゲート抵抗 R_g を通過する際に電圧降下が発生しゲート電圧が上がることで IGBT の誤オンが発生し、上下アームの短絡が引き起こされることがあります。

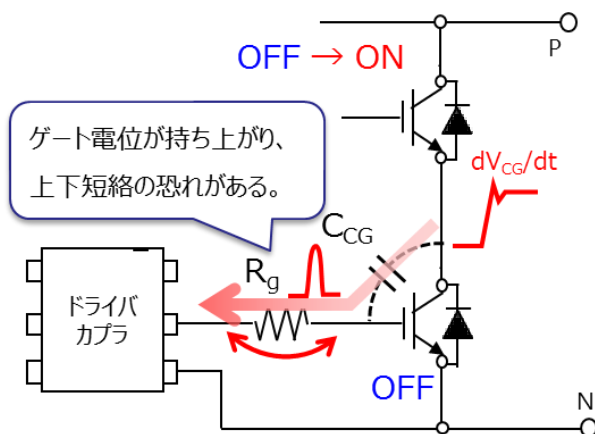


図 4-33 ミラー容量による誤動作の原因

このミラー容量による誤動作の対策には主に 3 つの方法があります。

① 負電源の使用

負電源を使用することで、IGBT オフ時にゲートが負電位になり誤動作を防ぎます (図 4-34)。

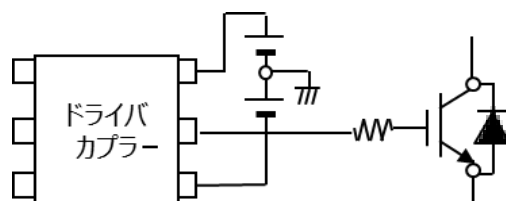


図 4-34 負電源を使用する対策

② ゲート抵抗の調整

小さなゲート抵抗とダイオードを並列に用いることでゲート部分の電圧上昇を抑制することができます (図 4-35)。

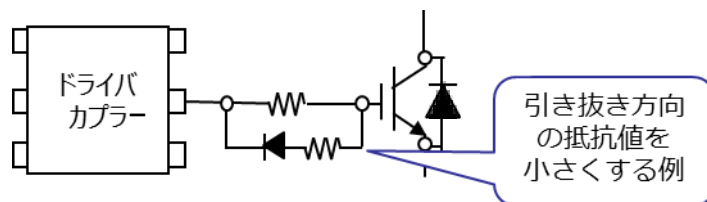


図 4-35 ゲート抵抗の調整

③ ミラークランプ回路の使用

SGD カプラーは IGBT のゲート-エミッター間を短絡するアクティブミラークランプ回路を搭載しています。フォトカプラーの出力が High から Low へスイッチし、ゲート電圧が約 3 V 以下になると $V_{CLAMP} - V_{EE}$ 間の MOSFET が ON しゲートをエミッター (V_{EE}) へクランプします (図 4-36)。

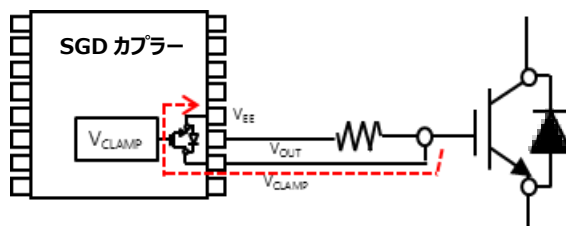


図 4-36 ミラークランプ回路の使用

5. 設計の留意点

SGD カプラーは内部に複数の機能を取り込んだ高機能 IC カプラーの一種です。ご使用の際には本製品だけでなく、周辺に配置する製品の影響も誤動作の要因となりますので、十分注意して設計してください。また下記にあげる留意点についても参考にしてください。

1. ゲート抵抗 R_g

R_g を大きくすることでスイッチング時のサージ電圧の減少や dv/dt による誤点弧が発生し難くなります。しかし、抵抗を大きくすることで、パワー素子のスイッチング時間増大による損失が大きくなるため、周辺回路やパワー素子に応じて調整してください。

2. ドライブ回路とパワー素子の配線

ドライブ回路 (カプラー) とパワー素子の配線が長い場合、ゲート信号にノイズや振動が起こり、誤動作を起こす可能性があります。配線を極力太く短くする、ゲート抵抗をパワー素子に近づける、ゲート抵抗を大きくするなどの対策が必要です。

パワー素子の飽和電圧をモニターする DESAT 端子の配線は、ブランキング時間に影響するため、 V_E からできるだけ離し、容量成分とならないように設計してください。

3. ブートストラップ回路用ダイオード

ハイサイド側に配置した IGBT/MOSFET の GND 電位はアプリケーションによって 0 V から高電圧 (例: 600 V) まで変化します。そのためドライバーカプラーを動作させるためにはフローティング電源やブートストラップ回路による電源供給が必要です。ブートストラップ回路を採用する場合、ダイオードはパワー素子の耐圧同様の 600 V 以上の耐圧を持つ高速ダイオードを推奨します。

4. ゲート-エミッター間抵抗 R_{GE}

IGBT のゲート-エミッター間がオープン状態で、コレクター-エミッター間に電圧を印加すると IGBT が破壊する可能性があります。破壊防止のため必要に応じて 10 k Ω 程度の抵抗を接続したり、電源投入順はゲート部の確定が先になるよう設定してください。

5. パワー素子の並列接続

大容量のインバーター機器を動作させるためにパワー素子を並列に接続する場合があります。素子を並列に接続した場合、それぞれに均等な電流が流れるよう設計する必要があります。電流のバランスが崩れた場合、ひとつの素子に電流集中を起こしたり、発振する恐れがあります。設計の際には十分注意して設計してください。

変更履歴

バージョン情報	日付	対応ページ数	変更内容
Rev. 1.0	2018-3-30	-	初版
Rev. 2.0	2022-12-5	全ページ	TLP5212/TLP5222 の説明と保護動作 リセット方式の追記など

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（ヘルスケア除く）、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、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。