

3相インバーター用絶縁ゲートドライバー デザインガイド

RD238-DGUIDE-01

東芝デバイス&ストレージ株式会社

目次

1. はじめに	3
2. 主な使用部品	4
2.1. スマートゲートドライバーカプラー-TLP5222	4
2.2. 小信号 MOSFET SSM3K15AFS.....	5
3. 3 相インバーター用絶縁ゲートドライバー概要	6
3.1. 特長.....	6
3.2. ゲートドライバー基板外観およびパワーモジュール接続例	6
3.3. 端子説明	7
3.4. 仕様.....	9
4. 回路設計	10
4.1. 全体ブロック図	10
4.2. 内部 5V 電源回路	10
4.3. ゲート制御信号入力回路 (TLP5222 1 次側)	11
4.3.1. ゲート制御信号入力	12
4.3.2. 異常検出出力	13
4.4. ゲート駆動用電源回路	14
4.5. ゲート駆動回路 (TLP5222 2 次側)	16
4.6. 保護回路	21
4.6.1. DESAT (非飽和) 検出回路動作.....	21
4.6.2. UVLO 機能 (Under Voltage Lock Out)	26
4.6.3. アクティブミラークランプ (AMC)	27
4.7. 温度検出出力	27

1. はじめに

本デザインガイドでは 3 相インバーター用絶縁ゲートドライバー（以下、本デザイン）の各部回路の設計について解説します。

3相インバーターは、産業用インバーターだけでなく、太陽光発電などの再生可能エネルギーに不可欠であり、今後ますます重要となる電力変換装置です。

本デザインは、3相インバーター回路に使用されるパワーモジュール（IGBTモジュールなど）の絶縁ゲート駆動が可能です。各種保護機能を内蔵し、複雑な外付け回路が不要なスマートゲートドライバーカップラー [TLP5222](#) を使用し、7 チャンネル（U 相、V 相、W 相のハイサイド・ローサイドとブレーキ回路用）のゲート駆動回路を小型基板上で実現しています。ゲート駆動電圧の低下を監視して保護する UVLO、DESAT（非飽和）検出による過電流保護機能、アクティブミラークランプによるセルフターンオン防止機能を搭載し、安全にパワーモジュールを駆動することができます。

実際の仕様に合わせて各部を調整することも可能です。各部の調整については本デザインガイドおよび TLP5222 データシート、その他搭載部品のデータシート、関連ドキュメントなど参照してください。

本デザインを実際のアプリケーションに応用する際は、TLP5222 のデータシートを参照し、動作条件・環境が適用される安全規格などを満足するように設計してください。



図 1 本デザインの外観写真

2. 主な使用部品

2.1. スマートゲートドライバーカプラー-TLP5222

本デザインでは、パワーモジュールのゲートドライブに各種保護機能が内蔵されたスマートゲートドライバーカプラー [TLP5222](#) を使用しています。TLP5222 の主な特長は以下のとおりです。

- 出力ピーク電流: $\pm 2.5\text{A}$ (最大)
- 動作温度: $-40\sim 110^{\circ}\text{C}$
- 入力側電源電圧: $-0.5\sim 7\text{V}$
- 出力側トータル電源電圧: $-0.5\sim 35\text{V}$
- 出力側トータル電源電圧: $15\sim 30\text{V}$ (推奨)
- スレッシュホールド入力電流: 6.0mA (最大)
- 伝搬遅延時間: 250ns (最大)
- コモンモード過渡耐性: $\pm 25\text{ kV}/\mu\text{s}$ (最小)
- 絶縁耐圧: 5000Vrms (最小)
- 供給電流: 5mA (最大)
- DESAT 立ち上がり時ブランキング時間: $1.4\mu\text{s}$
- DESAT ミュート時間: $40\mu\text{s}$ (最大)
- 安全規格

UL 認定品 UL 1577, ファイル No.E67349

cUL 認定品 CSA Component Acceptance Service No.5A ファイル No.E67349

VDE 認定品 EN 60747-5-5, EN 62368-1 (注 2.1)

CQC 認定品 GB4943.1, GB8898 日本工場生産品

注 2.1: VDE 認定品を採用する場合は“オプション (D4) 品”とご指定ください。

- 構造パラメーター: 最小沿面・空間距離 8mm

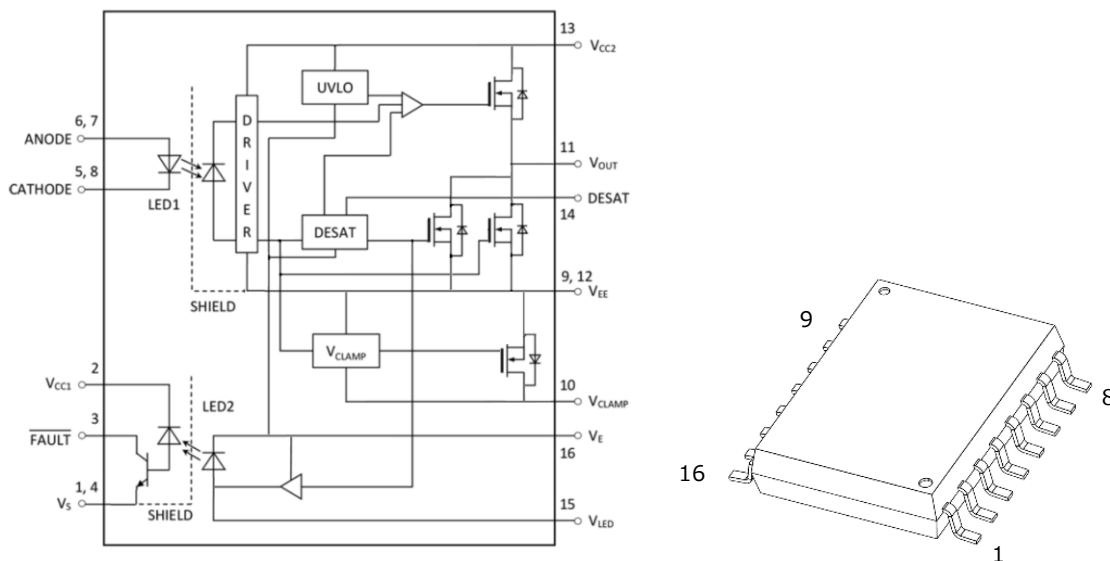


図 2.1 TLP5222 内部回路構成およびパッケージ (SO16L)

2.2. 小信号 MOSFET SSM3K15AFS

本デザインでは TLP5222 の入力駆動に N-ch MOSFET SSM3K15AFS を使用しています。[SSM3K15AFS](#) の主な特長は以下のとおりです。

- 2.5V 駆動です
- オン抵抗が低い
 - : $R_{DS(ON)} = 3.6\Omega$ (最大) (@ $V_{GS} = 4V$)
 - : $R_{DS(ON)} = 6.0\Omega$ (最大) (@ $V_{GS} = 2.5V$)

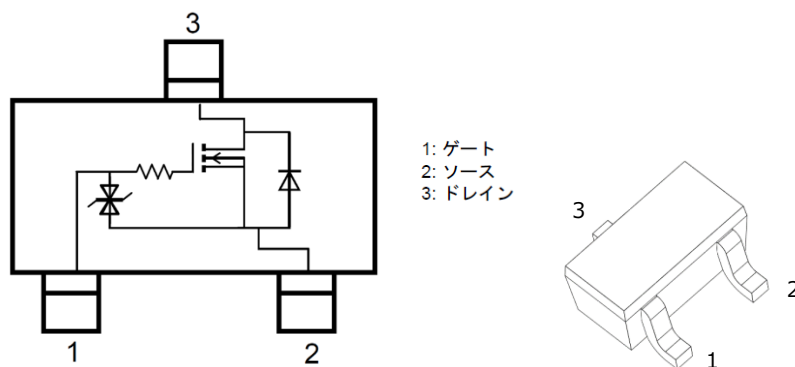


図 2.2 SSM3K15AFS 内部構成およびパッケージ (SOT-416)

3. 3相インバーター用絶縁ゲートドライバー概要

本デザインは、3相インバーター向けパワーモジュールを駆動できるゲートドライバーです。本デザインにはスマートゲートドライバーカプラー-TLP5222によるゲート駆動回路や絶縁電源、各保護回路が搭載されています。

3.1. 特長

- 単一電源入力 (DC24V)
- 短絡保護 (DESAT 検出方式)
- ゲート駆動電圧低下保護 (UVLO)
- アクティブミラークランプ (AMC)
- 出力オン/オフ制御
- 異常検出出力および保護動作自動リセット
- 温度モニター出力

3.2. ゲートドライバー基板外観およびパワーモジュール接続例

図 3.1 は本デザインの外観図です。



図 3.1 外観図

図 3.2 は本デザインとパワーモジュールを接続した例です。

パワーモジュール用基板に本デザインを接続させ (図 3.2 の表面)、パワーモジュール用接続基板にパワーモジュールを接続します (図 3.2 の裏面)。表 3.3 に従い、パワーモジュールの端子が本デザインのコネクタに接続できるためのパワーモジュール用基板を別途作成してください。

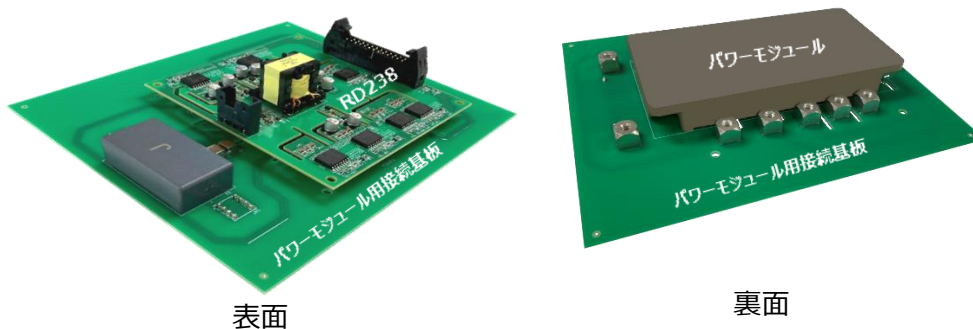


図 3.2 パワーモジュール用基板接続例

3.3. 端子説明

各種コネクタの端子仕様を説明します。

表 3.1 は制御電源用コネクタ (CN10) です。

表 3.1 コネクタ (CN10)

Pin#	信号名	説明	Pin#	信号名	説明
1	VDD	制御用電源電圧	2	GND	GND

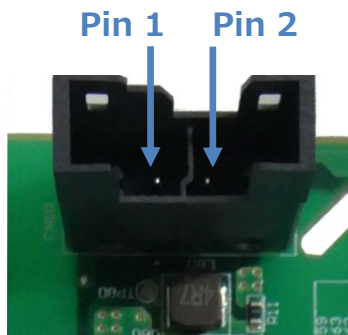


図 3.3 制御電源用コネクタ

表 3.2 は信号用コネクタ (CN11) です。

表 3.2 コネクタ (CN11)

Pin#	信号名	I/O	説明	Pin#	信号名	I/O	説明
1	IN_HU	I	U相ハイサイド PWM 信号入力	2	GND	-	GND
3	IN_HV	I	V相ハイサイド PWM 信号入力	4			
5	IN_HW	I	W相ハイサイド PWM 信号入力	6			
7	IN_LU	I	U相ローサイド PWM 信号入力	8			
9	IN_LV	I	V相ローサイド PWM 信号入力	10			
11	IN_LW	I	W相ローサイド PWM 信号入力	12			
13	EN	I	イネーブル信号入力	14			
15	FAULT	O	異常検出出力 (プルアップ抵抗コレクタ出力)	16			
17	IN_BR	I	ブレーキ用ゲート信号入力	18			
19	TH1	-	温度検出端子 1	20			
21	TH2	-	温度検出端子 2	22			
23	(5V)	-	外部 5V 電源印加用端子 (オプション)	24			
25				26			

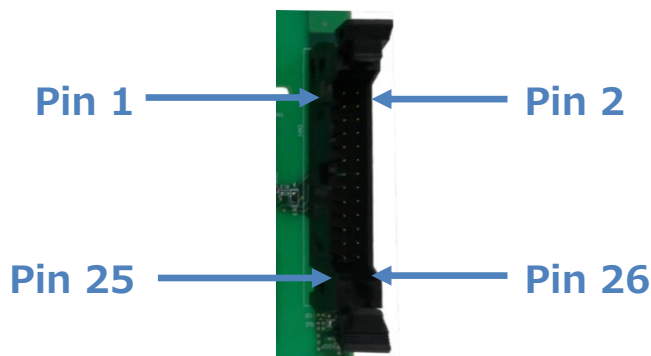


図 3.4 信号用コネクタ

表 3.3 はパワーモジュール用接続コネクタです。

表 3.3 パワーモジュール用接続コネクタ

	Pin#	説明		Pin#	説明
CN21	1,2,3,4	W 相ハイサイドコレクター	CN22	1,2,3,4	W 相ローサイドコレクター
CN24	1,3	W 相ハイサイドゲート	CN23	1,3	W 相ローサイドゲート
	2,4	W 相ハイサイドエミッター		2,4	W 相ローサイドエミッター
CN18	1,3	V 相ハイサイドゲート	CN12	1,3	温度検出 1
	2,4	V 相ハイサイドエミッター		2,4	温度検出 2
CN20	1,2,3,4	V 相ハイサイドコレクター	CN15	1,3	U 相ローサイドゲート
CN16	1,3	U 相ハイサイドゲート		2,4	U 相ローサイドエミッター
	2,4	U 相ハイサイドエミッター	CN14	1,2,3,4	U 相ローサイドコレクター
CN13	1,2,3,4	U 相ハイサイドコレクター	CN19	1,3	V 相ローサイドゲート
				2,4	V 相ローサイドエミッター
			CN17	1,2,3,4	V 相ローサイドコレクター
			CN26	1,3	ブレーキゲート
				2,4	ブレーキエミッター
			CN25	1,2,3,4	ブレーキコレクター

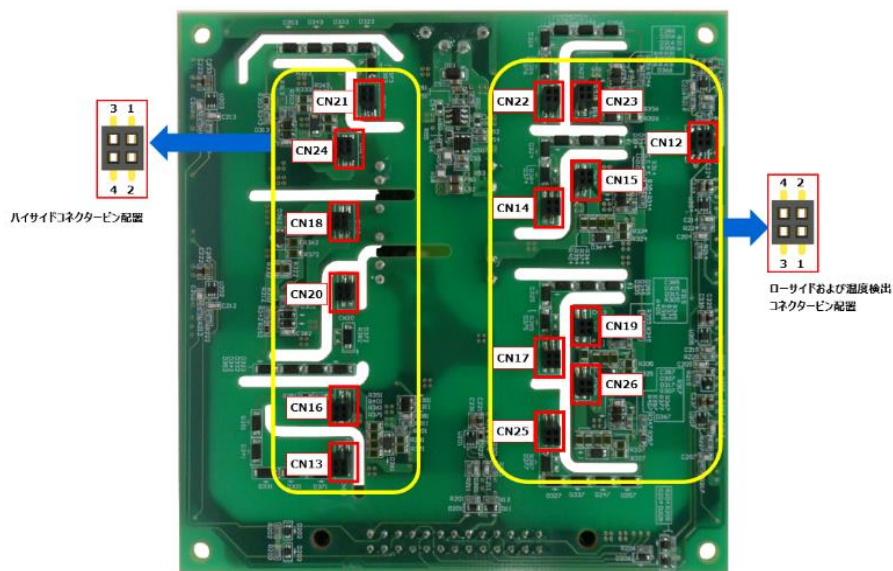


図 3.5 パワーモジュール用接続コネクタ

3.4. 仕様

表 3.4 に 3 相インバーター向けパワーモジュール用ゲートドライバーの推奨動作範囲、表 3.5 にゲートドライブ出力電圧および保護機能の電気的特性を示します。

表 3.4 推奨動作範囲

項目		Min.	Typ.	Max.	Unit	
制御用電源電圧	V_{DD}	20.0	24	28.0	V	
入力信号 (ゲート制御信号、イネーブル信号)	INPUT	H レベル	4.0	—	5.0	V
		L レベル	0	—	1.8	
スイッチング周波数 注 3.1)	f_{sw}	—	—	20	kHz	

注 3.1) 実際の使用条件で、各部品の定格温度内で設定してください。

表 3.5 電気的特性

項目	シンボル	条件	Min.	Typ.	Max.	Unit
ゲート駆動出力 H レベル電圧	V_{CC2_HU}	—	14.4	16	17.6	V
ゲート駆動出力 L レベル電圧	V_{EE_HU}	—	-10	-8	-6	V
UVLO_スレッショルド ($V_{CC2_HU}-V_{E_HU}$)	V_{UVLO-_HU}	保護動作電圧	9.2	10.0	11.1	V
	V_{UVLO+_HU}	保護解除電圧	10.5	11.4	12.5	
ゲート駆動 H レベル ピーク電流	I_{OPH_HU}	—	—	—	2.5	A
ゲート駆動 L レベル ピーク電流	I_{OPL_HU}	—	-2.5	—	—	A

表 3.5 は U 相ハイサイドの電気的特性を表しています。シンボルの HU が U 相ハイサイドを示しています。

V 相・W 相ハイサイド、U 相・V 相・W 相ローサイド、ブレーキ回路用も、U 相ハイサイドと同様です。

4. 回路設計

4.1. 全体ブロック図

図 4.1 に本デザインのブロック図を示します。スマートゲートドライバー-カプラー-TLP5222、絶縁 DCDC コンバーターが搭載されています。本デザインは、U 相・V 相・W 相それぞれのハイサイド・ローサイドとブレーキ回路用のゲート出力が 7 チャンネルあります。

VDD から入力された制御用電源電圧により動作します。

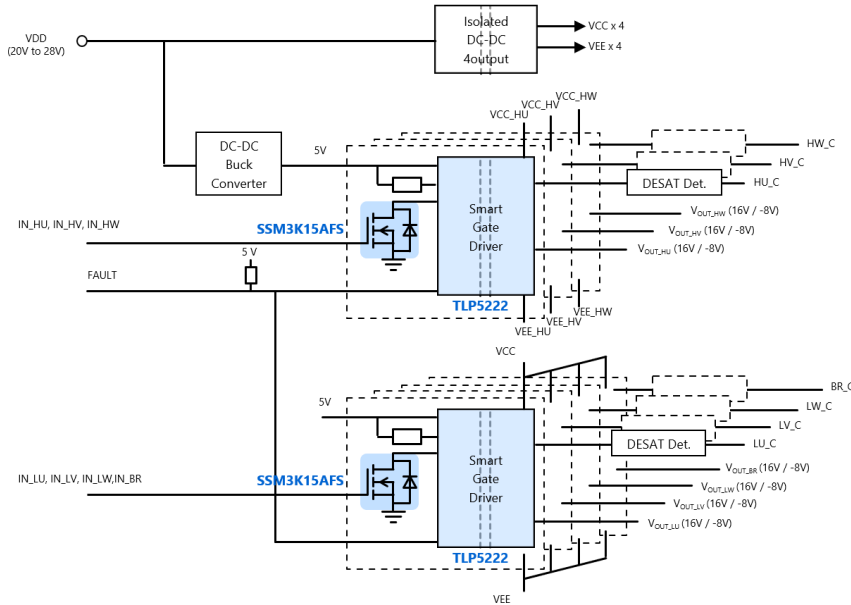


図 4.1 3 相インバーター用絶縁ゲートドライバーブロック図

4.2. 内部 5V 電源回路

図 4.2 に内部 5V 電源回路を示します。制御用電源電圧 V_{DD} は 5V 電源用制御 IC (U80) に供給されます。制御 IC には LMR51430XDDCR (Texas Instruments 製) を使用しています。内部 5V 電源回路の出力 5V は、TLP5222 (U301~U307) の入力側電源端子 V_{CC1}、ゲート制御信号入力回路に供給されます。

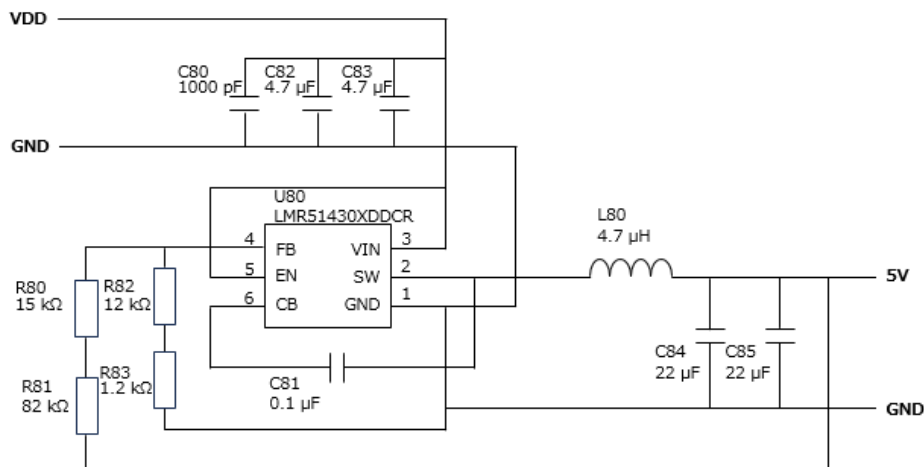


図 4.2 内部 5V 電源回路

4.3. ゲート制御信号入力回路 (TLP5222 1 次側)

図 4.3 に U 相ハイサイドの TLP5222 のゲート制御信号入力回路を示します。

V 相・W 相ハイサイド、U 相・V 相・W 相ローサイド、ブレーキ回路用も、U 相ハイサイドと同様です。ただし、EN 信号は 1 入力 (CN11 の Pin13) で本デザインのアクティブ・非アクティブを制御します。

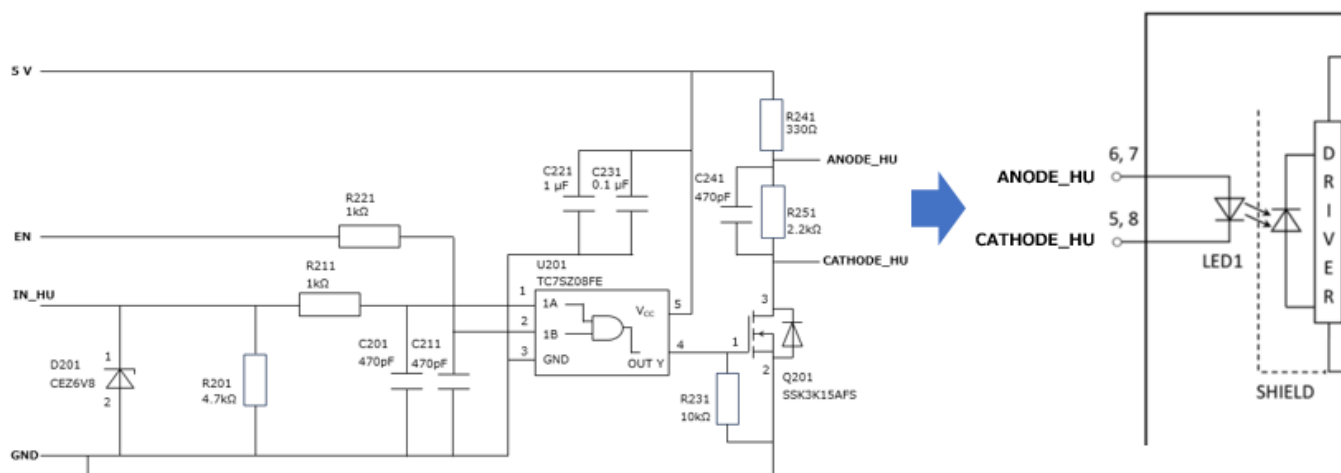


図 4.3 ゲート制御信号入力回路

4.3.1. ゲート制御信号入力

U相ハイサイドゲート制御信号入力 IN_HU (入力信号) と EN (イネーブル) があります。EN はゲートドライブ出力の有効/無効を制御できます。有効時の EN 信号は High で、無効は Low です。EN がオープン時は内部回路でプルアップされているため有効になります。IN_HU と EN は TC7SZ08FE (AND 回路) に入力され、出力 Y は MOSFET Q₂₀₁ のゲートに入力されます。IN_HU と EN が共に H のとき (出力 Y が H)、MOSFET Q₂₀₁ がオンし U 相ハイサイド用 TLP5222 の ANODE_HU と CATHODE_HU の間に入力オン電流 I_{F(ON)} が流れます。この I_{F(ON)} により U 相ハイサイドのパワーモジュールがオンします。Y が Low の時は ANODE_HU と CATHODE_HU の間に I_F が流れないため、パワーモジュールはオフします。

TLP5222 の 1 次側アノード・カソード間の I_F (LED 入力順電流) は、以下の式で表されます。

$$I_F = \frac{V_{DD} - V_F}{R241} - \frac{V_F}{R251} \quad (4-1)$$

TLP5222 の I_F は 9mA に設定して R241 に流れる電流を 10mA としています。R241 は 5V 電源に接続されており、また、R251 に流れる電流は 1mA となります。TLP5222 のアノード・カソード間の入力順電圧 V_F は、1.67V (標準) として計算しています。R241 および R251 は以下の式で決まります。

$$R241 = \frac{V_{DD} - V_F}{10mA} = \frac{5 - 1.67}{10mA} \cong 333\Omega$$

$$R251 = \frac{V_F}{1mA} = \frac{1.67}{1mA} \cong 1670\Omega$$

実際の回路では上記の計算結果に近い値として、R241 は 330Ω、R251 は 2200Ωを選択しています。この場合、式 (4-1) より I_F は 9.33mA になります。

$$I_F = \frac{5 - 1.67}{330} - \frac{1.67}{2200} = 9.33mA$$

表 4.1 に真理値表を示します。

表 4.1 真理値表

IN_HU (CN11:Pin1)	EN (CN1:Pin13)	U相ハイサイド パワーモジュール
L	L	OFF
H	L	OFF
H	H	ON
L	H	OFF

本デザインでは EN 端子にプルアップ抵抗が接続されているため、EN 信号が未入力の場合、アクティブ状態となります。EN 信号で非アクティブ状態にするためには、L レベルの入力が必要です。

4.3.2. 異常検出出力

本デザインでは、パワーモジュールの 7 チャンルのいずれかが DESAT 検出が働いた場合、FAULT 端子 (CN11 の Pin15) が L レベルになります。それぞれ 7 チャンルの異常検出はワイヤード OR 出力となり、FAULT 端子 (CN11 の Pin15) に出力しています。なお UVLO 動作では、TLP5552 のゲート出力電圧ピン (V_{OUT}) は VEE 電圧になりますが、FAULT 端子は L レベルになりません。

TLP5222 の保護動作自動リセット機能に伴って、FAULT 端子は L レベルから H レベルに復帰します。

詳しくは TLP5222 のデータシートおよびスマートゲートドライバーカプラーのアプリケーションノート応用編を参照してください。

4.4. ゲート駆動用電源回路

図 4.4 にゲート駆動用電源回路を示します。ゲート駆動用電源回路は 4 出力絶縁 DC-DC コンバーターとなります。スイッチング動作に伴い各相ハイサイドのエミッター電位は独立して GND レベルからパワーモジュールのコレクター電圧までスイングするため、U 相・V 相・W 相のそれぞれハイサイド用に 3 出力で構成しています。各相ローサイドのエミッターは GND 共通のため、1 出力で構成されています。

本項では U 相ハイサイドの出力電圧を計算します。V 相ハイサイド・W 相ハイサイド・各相ローサイドの計算も、U 相ハイサイドと同様です。

本デザインでは、絶縁 DC-DC コンバーターはフライバックコンバーター方式となり、制御用電源電圧 V_{DD} を $V_{CC2_HU}-V_{EE_HU}$ 間電圧 24V に変換します。 $V_{CC2_HU}-V_{EE_HU}$ 間には、ツェナー電圧 16V のツェナーダイオード (D56) と抵抗 (R75) が直列に接続されています。ターンオンのゲート駆動出力電圧はツェナー電圧 16V ($V_{CC2_HU}-V_{E_HU}$)、ターンオフのゲート駆動出力電圧は R75 の両端電圧 -8V ($V_{EE_HU}-V_{E_HU}$) で生成されます。

これらのゲート駆動出力電圧は、パワーモジュールの定格ゲート電圧、ゲートスイッチング特性を考慮し設定しています。正電圧を変更する場合、ツェナー電圧で調整してください。

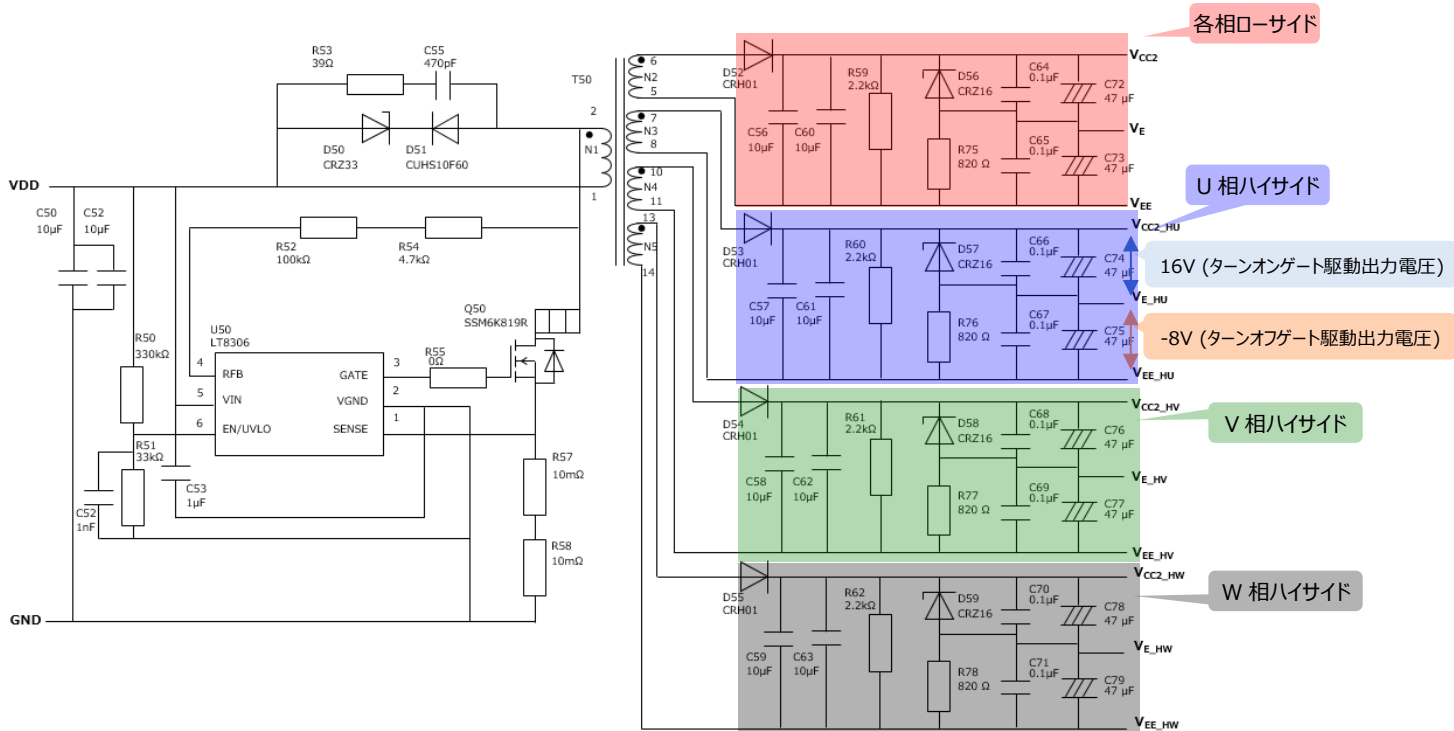


図 4.4 ゲート駆動用電源回路

フライバックコンバーターの制御 IC には LT8306 (Analog Devices 製) を使用しています。 $V_{CC2_HU}-V_{EE_HU}$ 間電圧は外付け抵抗 (R52, R54) とトランス巻き数比 (N_{PS1}) により式 (4-2) で表すことができます。

$$V_{CC2_HU} - V_{EE_HU} = I_{RFB} \times \left(\frac{R52 + R54}{N_{PS1}} \right) - V_F \quad (4-2)$$

式 (4-2) より、(R52+R54) は式 (4-3) で表すことができます。

$$R52 + R54 = \left(\frac{N_{PS1}}{I_{RFB}} \right) \times \{ (V_{CC2_HU} - V_{EE_HU}) + V_F \} \quad (4-3)$$

本デザインでは、以下の条件で R52、R54 を設定しています。

$N_{PS1} = 0.429$ (T50 の巻き数比)

$I_{RFB} = 100\mu\text{A}$ (U50 の内部リファレンス電流)

$V_F = 0.4\text{V}$ (D53 の順方向電圧)

$V_{CC2_HU} - V_{EE_HU} = 24\text{V}$

実際に実装されている抵抗値 (R52, R54) で、実測した出力電圧 $V_{CC2_TOP_U} - V_{EE_TOP_U (MEAS)}$ が、目標出力電圧 $V_{CC2_HU} - V_{EE_HU}$ に対して誤差がある場合、以下の式で最終抵抗値 (R52 (FINAL), R54 (FINAL)) に再調整します。

$$R_{52(FINAL)} + R_{54(FINAL)} = \frac{V_{CC2_HU} - V_{EE_HU}}{V_{CC2_HU} - V_{EE_HU (MEAS)}} \times (R_{52} + R_{54})$$

本デザインでは、 $R_{52} = 100\text{k}\Omega$, $R_{54} = 4.7\text{k}\Omega$ が再調整した抵抗値です。

4.5. ゲート駆動回路 (TLP5222 2次側)

図 4.5 に U 相ハイサイドのゲート駆動回路を示します (NM は Not Mounted の略、未実装)。V 相・W 相ハイサイド、U 相・V 相・W 相ローサイド、ブレーキ回路用も、U 相ハイサイドと同様です。

ゲート駆動回路はターンオン・ターンオフ調整用ゲート抵抗、DESAT 検出用回路で構成されています。

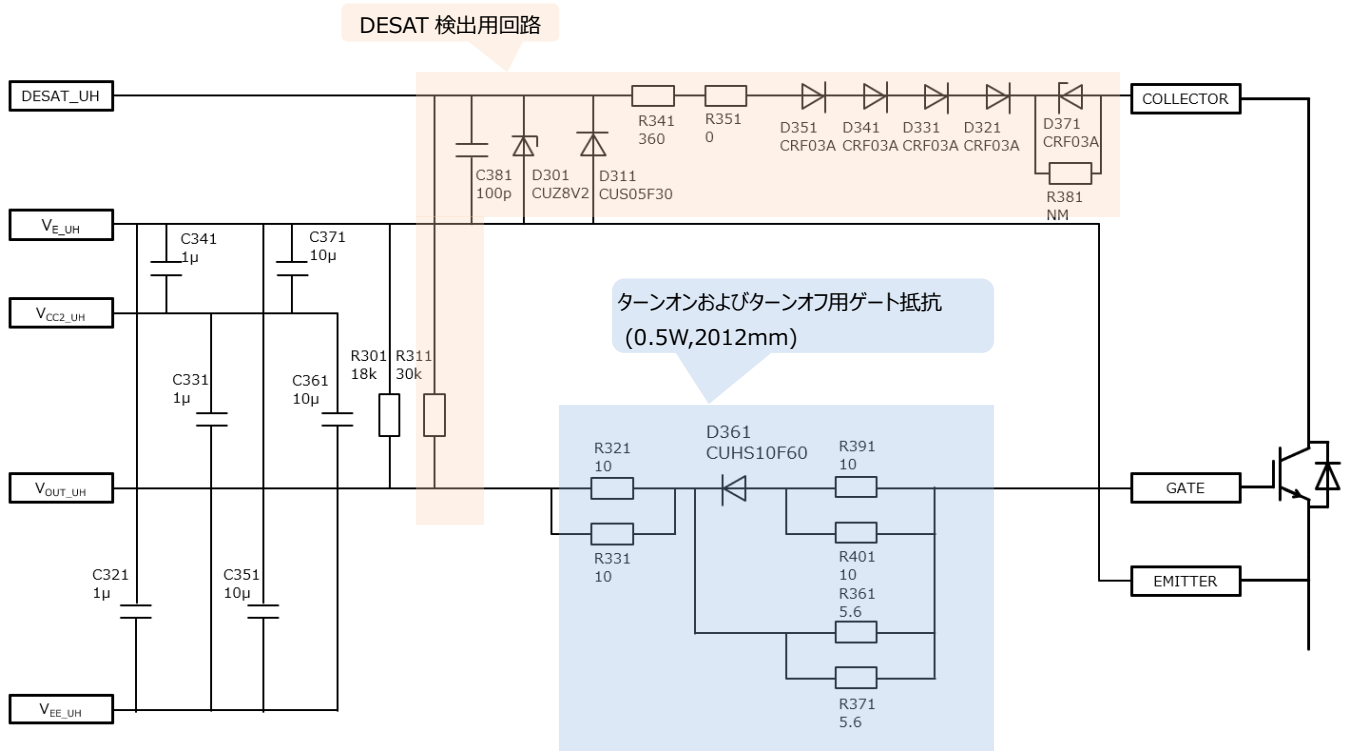


図 4.5 ゲート駆動回路

4.5.1. ゲート抵抗

図 4.6 はターンオン時のゲート抵抗構成です。HU (CN11 の Pin1) に入力されるゲート制御信号が H レベルになると、V_{OUT_HU} 出力が H レベルになります。パワーモジュールのゲートを図 4.6 の抵抗経路で充電しパワーモジュールをターンオンさせます。

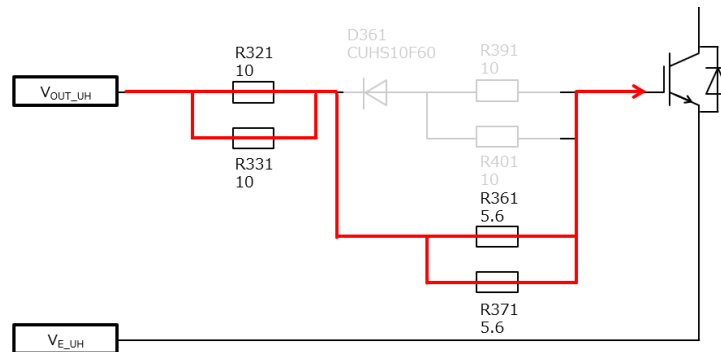


図 4.6 ターンオン時ゲート抵抗構成

ターンオン時のゲート抵抗 $R_{G(ON)}$ は、式 (4-4) で表せます。

$$R_{G(ON)} = \frac{R_{321} \times R_{331}}{R_{321} + R_{331}} + \frac{R_{361} \times R_{371}}{R_{361} + R_{371}} \quad (4-4)$$

ターンオン時のゲート駆動 H レベルピーク電流 I_{OPH} は、式 (4-5) で計算されます。

$$I_{OPH} = \frac{|V_{GS}|}{r_{ig} + R_{G(ON)}} \quad (4-5)$$

表 3.5 より $I_{OPH} < 2.5A$ にするため、式 (4-4) を変形し、 $R_{G(ON)}$ は式 (4-6) で表すことができます。

$$R_{G(ON)} > \frac{|V_{GS}|}{2.5A} - r_{ig} \quad (4-6)$$

本デザインでは、以下の条件で $R_{G(ON)}$ を調整しています。

$$|V_{GS}| = |V_{CC2_HU} - V_{EE_HU}| = |16V - (-8V)| = 24V$$

$$r_{ig} = 3.75\Omega \text{ (パワーモジュールの内部ゲート抵抗値)}$$

式 (4-6) より、

$$R_{G(ON)} > \frac{24V}{2.5A} - 3.75\Omega = 5.85\Omega$$

となります。

$R_{321} = R_{331} = 10\Omega$ 、 $R_{361} = R_{371} = 5.6\Omega$ を選定し、式 (4-4) より $R_{G(ON)}$ を 7.8Ω に調整しています。

この場合の I_{OPH} は、式 (4-5) より $I_{OPH} = 2.08A (< 2.5A)$ となります。

図 4.7 はターンオフ時のゲート抵抗構成です。HU (CN11 の Pin1) に入力されるゲート制御信号が L レベルになると、 V_{OUT_HU} 出力が L レベルになります。パワーモジュールのゲート電荷を図 4.7 の抵抗構成で引き抜きパワーモジュールをターンオフさせます。

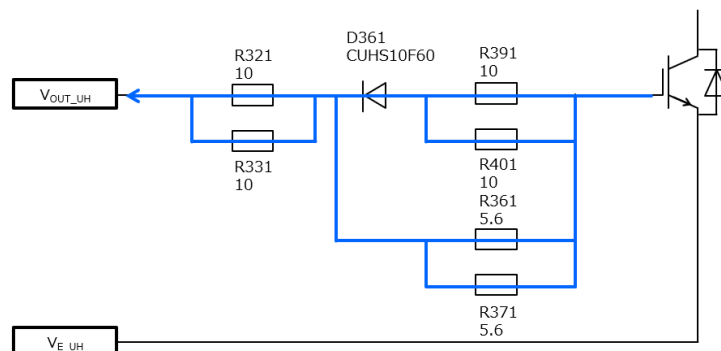


図 4.7 ターンオフ時ゲート抵抗構成

ターンオフ時のゲート抵抗 $R_{G(OFF)}$ は、式 (4-7) で表せます。

$$R_{G(OFF)} = \frac{R_{321} \times R_{331}}{R_{321} + R_{331}} + \frac{R_{361} \times R_{371} \times R_{391} \times R_{401}}{R_{361} \times R_{371} \times R_{391} + R_{371} \times R_{391} \times R_{401} + R_{391} \times R_{401} \times R_{361} + R_{401} \times R_{361} \times R_{371}} \quad (4-7)$$

ターンオフ時のゲート駆動 L レベルピーク電流 I_{OPL} は、式 (4-8) で計算されます。

$$I_{OPL} = \frac{|V_{GS}|}{r_{ig} + R_{G(OFF)}} \quad (4-8)$$

表 3.5 より $I_{OPL} < |-2.5A|$ にするため、式 (4-7) を変形し、 $R_{G(OFF)}$ は式 (4-9) で表すことができます。

$$R_{G(OFF)} > \frac{|V_{GS}|}{|-2.5A|} - r_{ig} \quad (4-9)$$

本デザインでは、以下の条件で $R_{G(OFF)}$ を調整しています。

$$|V_{GS}| = |V_{EE_TOP_U} - V_{CC2_TOP_U}| = |(-8V) - 16V| = 24V$$

$$r_{ig} = 3.75\Omega \text{ (パワーモジュールの内部ゲート抵抗値)}$$

式 (4-9) より、

$$R_{G(OFF)} > \frac{24V}{2.5A} - 3.75\Omega = 5.85\Omega$$

となります。

$R_{321} = R_{331} = R_{391} = R_{401} = 10\Omega$ 、 $R_{361} = R_{371} = 5.6\Omega$ を選定し、式 (4-7) より $R_{G(OFF)}$ を 6.8Ω に調整しています。

この場合の I_{OPL} は、式 (4-8) より $I_{OPL} = 2.27A (< 2.5A)$ となります。

本デザインでは、ゲート駆動ピーク電流 $I_{OPH} < 2.5A$ ($I_{OPL} < |-2.5A|$) にするために、実際に使用するパワーモジュールの内部ゲート抵抗に合わせて、 $R_{G(ON)}$ および $R_{G(OFF)}$ を調整してください。

一般に $R_{G(ON)}$ を大きくすると、DESAT 検出を設定したエミッター-コレクター間電圧に達するまでの立ち下がり時間 ($t_{ON_VCE_DESAT}$) が長くなります。 $t_{ON_VCE_DESAT}$ が、DESAT_HU- V_{E_HU} 間電圧 ($V_{DESAT_HU(ON)}$) が TLP5222 の DESAT スレッシュホールド電圧 (V_{DESAT}) に達するまでのブランキング時間 (t_{BLANK}) と TLP5222 の DESAT 立ち上がり時ブランキング時間 ($t_{DESAT(LEB)}$) の合計時間 (t_{DESAT_TOTAL}) より、長くなった場合、DESAT 検出してパワーモジュールがソフトシャットダウンし正常にターンオンしません。図 4.8 を参考に $t_{ON_VCE_DESAT}$ が t_{DESAT_TOTAL} よりも短くなるように $R_{G(ON)}$ を調整してください。

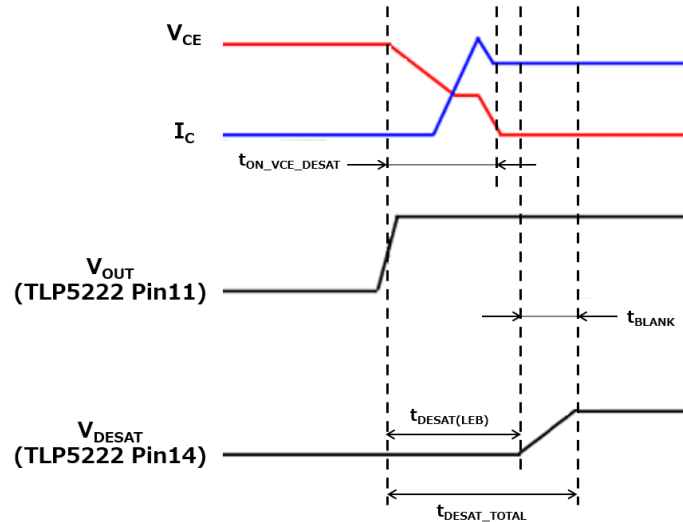


図 4.8 ターンオン時タイミングチャート

ゲート抵抗損失は発熱に影響するため、以下の損失計算を参考にして、定格内で使用してください。ターンオン時のゲート抵抗損失 $P_{RG(ON)}$ 、ターンオフ時のゲート抵抗損失 $P_{RG(OFF)}$ は、下式で計算することができます。

$$P_{RG(ON)} = \frac{R_{G(ON)}}{r_{ig} + R_{G(ON)}} \times P_{GATE(ON)} \quad (4-10)$$

$$P_{RG(OFF)} = \frac{R_{G(OFF)}}{r_{ig} + R_{G(OFF)}} \times P_{GATE(ON)} \quad (4-11)$$

ターンオン充電エネルギー (P_{GATE_ON}) は、ゲート電圧 V_{GS} ・パワーモジュールのゲート電荷量 Q_g ・ゲート駆動周波数 f_{SW} を用いて下式で計算することができます。

$$P_{GATE(ON)} = \frac{1}{2} \times V_{GS} \times Q_g \times f_{SW} \quad (4-12)$$

式 (4-12) を式 (4-10), (4-11) に代入すると、 $P_{RG(ON)}$ と $P_{RG(OFF)}$ は下式になります。

$$P_{RG(ON)} = \frac{R_{G(ON)}}{r_{ig} + R_{G(ON)}} \times \frac{1}{2} \times V_{GS} \times Q_g \times f_{SW} \quad (4-13)$$

$$P_{RG(OFF)} = \frac{R_{G(OFF)}}{r_{ig} + R_{G(OFF)}} \times \frac{1}{2} \times V_{GS} \times Q_g \times f_{SW} \quad (4-14)$$

ゲート抵抗の損失は使用するパワーモジュールの $r_{ig} \cdot Q_g$ に影響されるため、実際の仕様に合わせて定格内で使用してください。

表 4.2 は、以下条件で計算した 1 本当たりのゲート抵抗損失です。周期毎のゲート抵抗損失は、使用抵抗の定格 0.5W 内で設定しています。

ゲート電圧 $V_{GS} = 24V$

パワーモジュールのゲート電荷量 $Q_g = 900nC$

パワーモジュールの内部ゲート抵抗 $r_{ig} = 3.75\Omega$

ゲート駆動周波数 $f_{SW} = 20kHz$

表 4.2 ゲート抵抗損失

R#	抵抗値[Ω]	$P_{RG(ON)}$ [W]	$P_{RG(OFF)}$ [W]	周期毎[W]	使用抵抗定格[W]
R321	10	0.069	0.079	0.148	0.5 (2012mm)
R331	10				
R361	5.6	0.025	0.010	0.035	
R371	5.6				
R391	10	-	0.018	0.018	
R401	10				

実際の仕様に合わせてゲート抵抗を調整する場合、各部品の発熱、スイッチング損失、 V_{CE} サージ電圧などを考慮してください。使用するパワーモジュールなどのデータシート、関連ドキュメントを参照して、ゲート抵抗値を選定してください。

4.6. 保護回路

U相ハイサイドの保護回路について説明します。V相・W相ハイサイド、U相・V相・W相ローサイド、ブレーキ回路用も、U相ハイサイドと同様です。

4.6.1. DESAT (非飽和) 検出回路動作

DESAT 検出機能は DESAT_HU 端子でオン状態のパワーモジュール (IGBT モジュールなど) のコレクター-エミッター間電圧 (V_{CE}) をモニターし、パワーモジュールが過大な電流で破壊しないよう保護することを目的としています。パワーモジュールのコレクター電流 (I_C) に異常な大電流が流れた場合、コレクター電流 (I_C) - コレクター-エミッター間電圧 (V_{CE}) 静特性カーブに従って I_C とともに V_{CE} も上昇します。

V_{CE} を DESAT_HU 端子でモニターして TLP5222 の DESAT スレッショルド電圧 (以下、 V_{DESAT}) = 6.6V (標準) を超えた場合に、パワーモジュールの動作を停止し、CN11 の FAULT 端子出力が Hレベルから Lレベルとなります。DESAT 検出方式はコレクター電流 (I_C) を直接モニターできないため精度は上げられませんが、比較的簡素な構成なので大電流発生時の緊急停止用に使われます。

図 4.9 は DESAT をモニターする電流のループを示したものです。

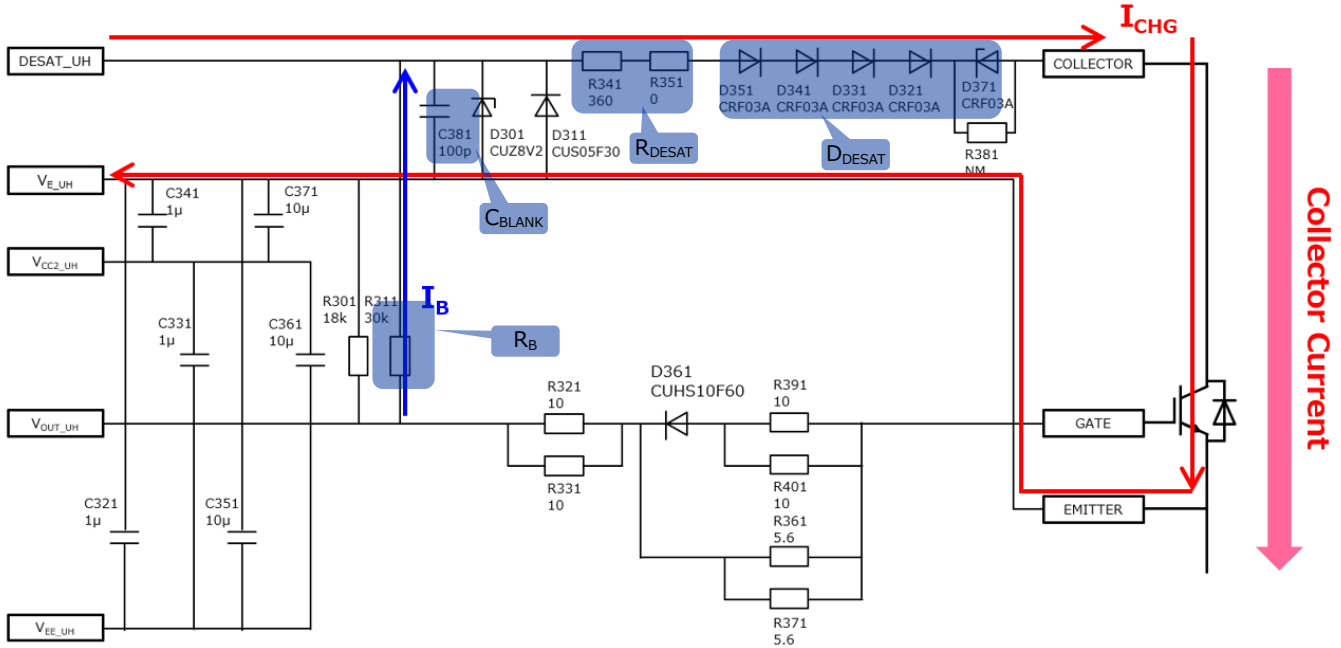


図 4.9 DESAT 検出動作

パワーモジュールがオンしているとき DESAT_HU 端子は定電流源として約 0.26mA のブランキング容量充電電流 I_{CHG} を出力します。また V_{OUT_HU} 端子と DESAT_HU 端子間の抵抗 (R_{311}) を経由する補完電流 I_B が流れます。この I_{CHG} と I_B が DESAT_HU 端子と V_{E_HU} 端子に接続されたブランキング容量 C_{BLANK} (C_{381}) を充電します。 C_{BLANK} に発生する電圧は I_{CHG} および I_B が抵抗 R_{DESAT} (R_{341}, R_{351}) と高耐圧ダイオード D_{DESAT} ($D_{321}, D_{331}, D_{341}, D_{351}$)、ツェナーダイオード D_Z (D_{371}) を経由してパワーモジュールのコレクター-エミッター間 V_{CE} に流れたときの電圧降下と等しくなります。その時の電圧 $V_{DESAT_HU(ON)}$ は、下式で表されます。

$$V_{DESAT_HU(ON)} = V_{CE} + VF(D_{DESAT}) + V_Z(D_{371}) + (I_{CHG} + I_B) \times R_{DESAT}$$

$$V_{DESAT_HU(ON)} = V_{CE} + VF(D_{321} + D_{331} + D_{341} + D_{351}) + V_Z(D_{371}) + (I_{CHG} + I_B) \times (R_{341} + R_{351})$$

I_B は R_{311} の両端電圧を R_{311} で割った値となり、下式で表せます。

$$I_B = \frac{V_{OUT_HU} - V_{DESAT_HU(ON)}}{R_{311}}$$

ここでパワーモジュールはオン状態なので I_{CHG} はコレクター-エミッター間を流れる数 10A~のコレクター電流 I_C に重畳されます。このため上式の V_{CE} はパワーモジュールの $I_C - V_{CE}$ 静特性カーブに従って発生する電圧となり、微小電流 I_{CHG} の電圧降下は I_C の電圧降下に包含されて見えなくなります。正常時オン状態のパワーモジュールの V_{CE} は I_C に応じた電圧ですが、過電流が発生すると V_{CE} も上昇します。 V_{CE} の上昇により $V_{DESAT_HU(ON)}$ が V_{DESAT} を超えると、異常状態と判断してパワーモジュールを破壊ないようにソフトシャットダウンします。DESAT 検出の条件は、 $V_{DESAT_HU(ON)}$ が V_{DESAT} と等しくなるため、下式になります。

$$V_{DESAT} = V_{DESAT_HU(ON)} = V_{CE} + V_F(D_{321} + D_{331} + D_{341} + D_{351}) + V_Z(D_{371}) + (I_{CHG} + I_B) \times (R_{341} + R_{351}) \quad (4-15)$$

式 (4-15) を変形し I_B を代入すると、 $(R341+R351)$ は式 (4-16) で表すことができます。

$$R341 + R351 = \frac{(V_{DESAT} - V_F(D321 + D331 + D341 + D351) - V_Z(D371) - V_{CE})}{I_{CHG} + \frac{V_{OUT_HU} - V_{DESAT}}{R_{311}}} \quad (4-16)$$

DESAT 検出時の V_{CE} は、パワーモジュールのコレクター-エミッター間電圧 (V_{CE}) - コレクター電流 (I_C) 特性より求めます。本デザインでは、DESAT 検出時の V_{CE} 設定値を最小にするため、以下の条件で、 $(R341+R351)$ を調整しています。

DESAT 検出時のパワーモジュールのコレクター-エミッター間電圧 (V_{CE}) : 2.0V

DESAT スレッショルド電圧 V_{DESAT} : 6.0V (TLP5222 の最小値)

ブランキング容量充電電流 I_{CHG} : 0.33mA (TLP5222 の最大値)

高耐圧ダイオード D_{DESAT} (D321~D351) 順方向電圧 V_F : 1.96V

ツエナーダイオード D_Z (D371) 電圧 V_Z : 1.8V

V_{OUT_HU} 端子電圧 (V_{OUT_HU}) : 16V (正電源電圧: $V_{CC2_HU} - V_{E_HU}$)

V_{OUT_HU} 端子と DESAT_HU 端子間の抵抗 (R_{311}) : 30k Ω

式 (4-16) より $R341 + R351$ は、

$$R341 + R351 = \frac{(6V - 1.96V - 1.8V - 2.0V)}{0.33mA + \frac{16V - 6V}{30k\Omega}} = 361.8\Omega$$

になります。 $R341 = 360\Omega$ 、 $R351 = 0\Omega$ を選択し、その場合のパワーモジュールの V_{CE} は式 (4-15) より約 2.0V となります。実際の仕様に応じて、適正な設計をし、実機上で十分な動作確認をしてください。

DESAT_HU 端子は高耐圧のダイオード (D_{DESAT})、ツエナーダイオード (D_{371}) を通してパワーモジュールのコレクター端子に接続されています。パワーモジュールがオンしている際に外来ノイズによってパワーモジュールの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_HU 電圧が変動する場合があります。この DESAT_HU 電圧変動が V_{DESAT} を超えてしまうと、保護動作を開始しパワーモジュールをソフトシャットダウンさせてしまいます。高電圧インバーター回路で発生するノイズは大きいので、ブランキングコンデンサー C_{BLANK_HU} (C_{381}) を追加し、ローパスフィルターを形成します。

この C_{BLANK_HU} (C_{381}) の追加によるトレードオフとして、 $V_{DESAT_HU(ON)}$ が V_{DESAT} に達するまでのブランキング時間 t_{BLANK} が発生します。

ノイズ耐性強化のために C_{BLANK_HU} を大きくすると、 t_{BLANK} が長くなりますが、 V_{OUT_HU} -DESAT_HU 間の抵抗 R_B (R_{311}) を用いることにより、 C_{BLANK_HU} への充電電流をコントロールできるため、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。本デザインでは C_{BLANK_HU} だけでなく、接続したダイオード D_{301} および D_{311} の端子間容量 (以降、 C_{t_D301} および C_{t_D311}) が追加され、 t_{BLANK} に影響しますので注意が必要です。

ブランキング時間 t_{BLANK} は、下式になります。

$$t_{BLANK} = -(C_{BLANK} + C_{t_{D301}} + C_{t_{D311}}) \times R_B \times \ln\left(1 - \frac{V_{DESAT}}{(V_{OUT} - V_E) + R_B \times I_{CHG}}\right)$$

$$t_{BLANK} = -(C_{318} + C_{t_{D301}} + C_{t_{D311}}) \times R_{311} \times \ln\left(1 - \frac{V_{DESAT}}{(V_{OUT} - V_E) + R_{311} \times I_{CHG}}\right) \quad (4-17)$$

ブランキング時間 t_{BLANK} を経て、パワーモジュールはソフトシャットダウンします。

過電流発生時からソフトシャットダウンまでの時間 t_{DESAT_TOTAL} は t_{BLANK} と $t_{DESAT(LEB)}$ (TLP5222 の DESAT 立ち上がり時ブランキング時間) の合計時間となります。

$$t_{DESAT_TOTAL} = t_{BLANK} + t_{DESAT(LEB)} \quad (4-18)$$

本デザインでは t_{BLANK} を最大に設定するため、以下の条件で、 $t_{DESAT_TOTAL(MAX)}$ を式 (4-18) を用いて計算します。

ブランキング容量 C_{BLANK} : 100pF

D301 端子間容量 $C_{t_{D301}}$: 30pF

D311 端子間容量 $C_{t_{D311}}$: 120pF

V_{OUT_HU} - $DESAT_HU$ 間抵抗 R_B : 30k Ω

DESAT スレッショルド電圧 V_{DESAT} : 7.5V (TLP5222 の最大値)

ブランキング容量充電電流 I_{CHG} : 0.13mA (TLP5222 の最小値)

V_{OUT_HU} - V_{E_HU} 間電圧: 16V (正電源電圧: V_{CC2_HU} - V_{E_HU})

DESAT 立ち上がり時ブランキング時間 $t_{DESAT(LEB)}$: 1.4 μ s

$t_{DESAT_TOTAL(MAX)}$ は、下式のとおり 4.95 μ s になります。

$$t_{DESAT_TOTAL(MAX)} = -(100pF + 30pF + 120pF) \times 30k\Omega \times \ln\left(1 - \frac{7.5V}{16V + 30k\Omega \times 0.13mA}\right) + 1.4\mu s = 4.95\mu s$$

C_{BLANK_HU} (C381) と R_{DESAT_HU} (R341, R351) は、DESAT 検出時のパワーモジュールの V_{CE} や $DESAT_HU$ 端子ノイズ耐性 (CR フィルター定数) にも関係するため、注意して調整してください。 t_{DESAT_TOTAL} はパワーモジュールの短絡耐量時間よりも短くする必要があります。図 4.10 に DESAT 検出動作のタイミングチャートを示します。

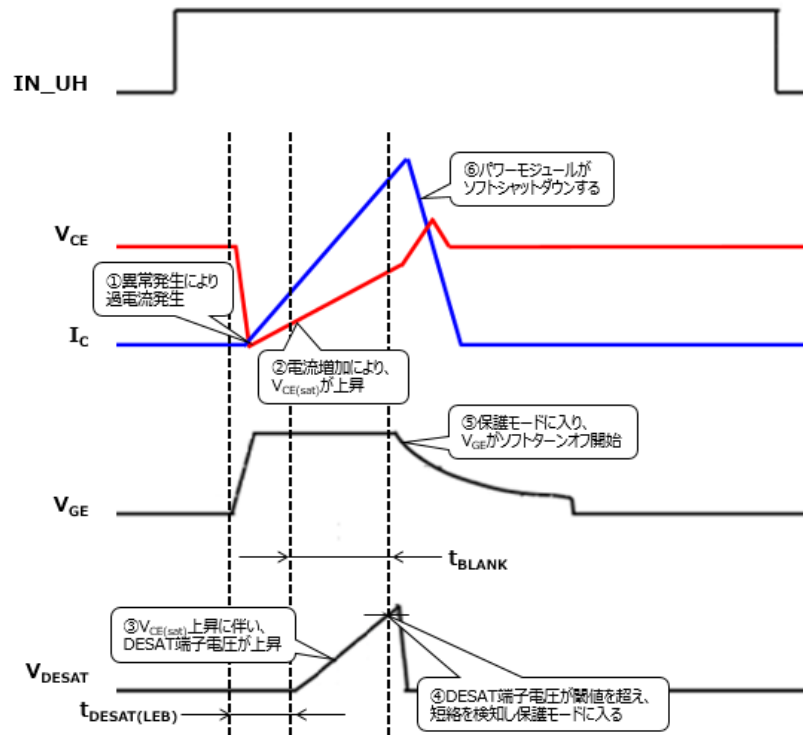


図 4.10 DESAT 検出動作タイミングチャート

実際の使用条件により、電気配線の寄生インダクタンス (Ls) が電流遮断時に大きなサージ電圧を発生させ、部品定格電圧を超える場合、破壊に至る可能性があります。Lsによるサージ電圧を低減するために、パワーモジュールの直近にスナバー回路の接続が有効です。実機上で DESAT 検出動作の十分な検証をしてください。

4.6.2. UVLO 機能 (Under Voltage Lock Out)

本デザインに搭載されている TLP5222 には UVLO 機能が内蔵されています。2 次側の正電源 ($V_{CC2_HU}-V_{E_HU}$) のゲート電源の電圧をモニターし、動作しきい値電圧 UVLO スレッシュホールド (V_{UVLO_HU}) を下回ると動作を停止します。正電源電圧が V_{UVLO+_HU} を超えたときに正常動作に復帰します。これはパワーモジュールが不十分なゲート電圧でコレクター-エミッター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。

正電源電圧低電圧保護 (UVLO)

TLP5222 の 2 次側の正電源電圧 ($V_{CC2_HU}-V_{E_HU}$) がしきい値電圧 V_{UVLO_HU} まで低下すると、入力信号に関わらずパワーモジュールをオフします。2 次側の正電源電圧 ($V_{CC2_HU}-V_{E_HU}$) がしきい値電圧 V_{UVLO+_HU} まで上昇すると正常動作に復帰します。

表 4.3 に UVLO スレッシュホールド電圧を示します。

表 4.3 UVLO スレッシュホールド電圧

UVLO スレッシュホールド	V_{UVLO+_HU}	11.4V (標準)
	V_{UVLO_HU}	10V (標準)

4.6.3. アクティブミラーランプ (AMC)

IGBT などのスイッチング素子を上下に直列接続するブリッジ構成では、片方の素子がターンオン時に発生するコレクター-エミッター間の大きな電圧変動 dv/dt により、オフ状態のもう片方のコレクター-ゲート間容量に電流が流れゲート電圧を上昇させて誤点弧するケースがあります。これをセルフターンオンと言います。アクティブミラーランプ (AMC) は、この現象を防ぐ機能です。

本デザインに搭載されている TLP5222 には AMC が内蔵されているため、外付け部品によるクランプ回路が必要ありません。

ミラーランプピン V_{CLAMP_HU} は IGBT のゲート端子に接続します。IN_HU (CN11 の Pin1) のゲート制御信号が L レベル (V_{OUT_HU} が L レベル) になると、パワーモジュールのゲート電圧が低下し、 $V_{CLAMP_HU}-V_{EE_HU}$ 間の MOSFET がオンしゲートをエミッター電位 (V_{EE_HU}) へクランプします。これにより、ゲート電圧の上昇を抑制しセルフターンオンを防いでいます。図 4.11 にアクティブミラーランプの動作概要を示します。

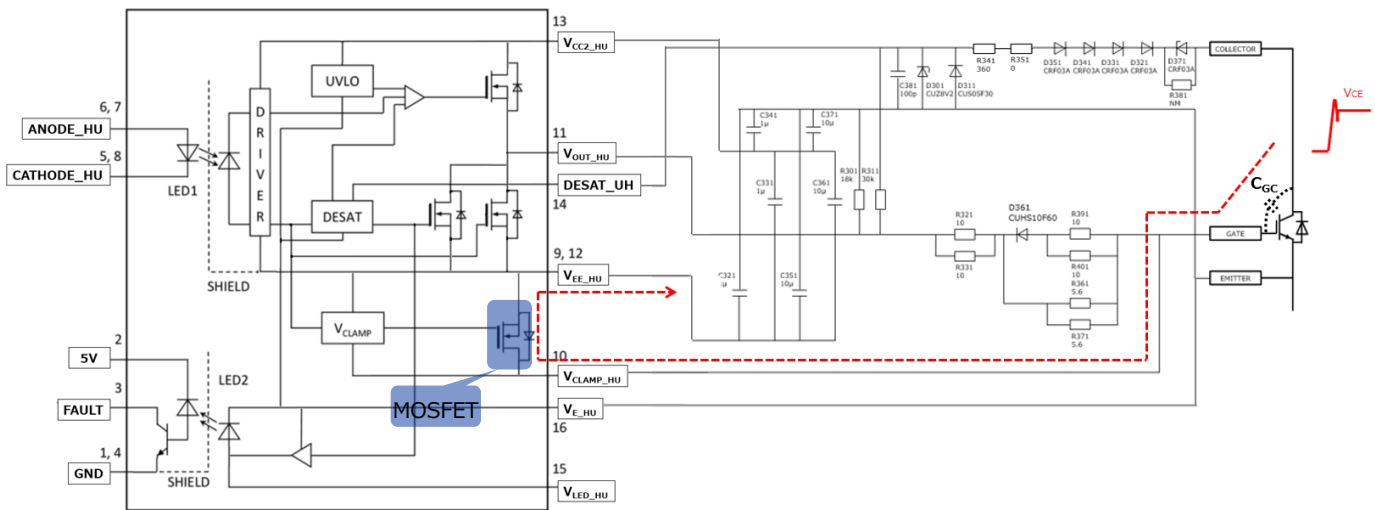


図 4.11 アクティブミラーランプ動作

4.7. 温度検出出力

本デザインの CN11 の Pin19, Pin21 にはパワーモジュールに内蔵されているサーミスター出力があり、基板裏面のコネクタ CN12 をパワーモジュールと接続し、温度をモニターすることができます。本デザインには温度検出回路が搭載されていないため、必要な場合は外部に検出回路を追加してください。

ご利用規約

本規約は、お客様と東芝デバイス&ストレージ株式会社（以下「当社」といいます）との間で、当社半導体製品を搭載した機器を設計する際に参考となるドキュメント及びデータ（以下「本リファレンスデザイン」といいます）の使用に関する条件を定めるものです。お客様は本規約を遵守しなければなりません。本リファレンスデザインをダウンロードすることをもって、お客様は本規約に同意したものとみなされます。なお、本規約は変更される場合があります。当社は、理由の如何を問わずいつでも本規約を解除することができます。本規約が解除された場合は、お客様は、本リファレンスデザインを破棄しなければなりません。またお客様が本規約に違反した場合は、お客様は、本リファレンスデザインを破棄し、その破棄したことを証する書面を当社に提出しなければなりません。

第1条 禁止事項

お客様の禁止事項は、以下の通りです。

1. 本リファレンスデザインは、機器設計の参考データとして使用されることを意図しています。信頼性検証など、それ以外の目的には使用しないでください。
2. 本リファレンスデザインを販売、譲渡、貸与等しないでください。
3. 本リファレンスデザインは、高温・多湿・強電磁界などの対環境評価には使用できません。
4. 本リファレンスデザインを、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しないでください。

第2条 保証制限等

1. 本リファレンスデザインは、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。
2. 本リファレンスデザインは参考用のデータです。当社は、データおよび情報の正確性、完全性に関して一切の保証をいたしません。
3. 半導体素子は誤作動したり故障したりすることがあります。本リファレンスデザインを参考に機器設計を行う場合は、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。また、使用されている半導体素子に関する最新の情報（半導体信頼性ハンドブック、仕様書、データシート、アプリケーションノートなど）をご確認の上、これに従ってください。
4. 本リファレンスデザインを参考に機器設計を行う場合は、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下さい。当社は、適用可否に対する責任を負いません。
5. 本リファレンスデザインは、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。
6. 当社は、本リファレンスデザインに関して、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。）をせず、また当社は、本リファレンスデザインに関する一切の損害（間接損害、結果的損害、特別損害、付随的損害、逸失利益、機会損失、休業損、データ喪失等を含むがこれに限らない。）につき一切の責任を負いません。

第3条 輸出管理

お客様は本リファレンスデザインを、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てはなりません。また、お客様は「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なければなりません。

第4条 準拠法

本規約の準拠法は日本法とします。