

アプリケーションノート5336 (和訳版)

はじめに

このアプリケーション・ノートでは、ゲート駆動用フォトカプラICのゲート駆動電力と熱計算方法について述べます。ゲート駆動用フォトカプラは、電力半導体スイッチ(MOSFET/IGBT)の駆動、オン・オフに使用されます。ゲート駆動電力は、ドライバの内部回路で消費される電力、電力半導体スイッチ(IGBT/MOSFET)に送られる電力、ドライバICと電力半導体スイッチ間の外部部品(たとえば、外部ゲート抵抗)で消費される電力の3つに分けることができます。以下の例では、アバゴ・テクノロジーのACPL-332J(2.5Apeak多機能ゲート駆動)を使用したIGBTゲート駆動の設計について説明します。この設計ガイドは、MOSFETゲート駆動にも適用することができます。

IGBT/MOSFETのゲート抵抗

R_G の値を選択するときは、ゲート駆動ICと電力半導体スイッチ(MOSFET/IGBT)の両方の視点から見るのが重要です。ゲート駆動ICの視点から見ると、ICの最大許容消費電力定格内にあり得るだけ高い駆動電流を供給/注入できる R_G を選択します。IGBTまたはMOSFETの視点から見ると、ゲート抵抗は、ターンオン期間とターンオフ期間の電圧変化 dV_{CE}/dt と電流変化 di_C/dt に影響を及ぼします。したがって、ドライバの電流および電力定格が、IGBT/MOSFETがターンオン・オフする速さを決定するので、設計者は、IGBTまたはMOSFETを選択するときに、適切なゲート駆動フォトカプラを選択することが重要です。

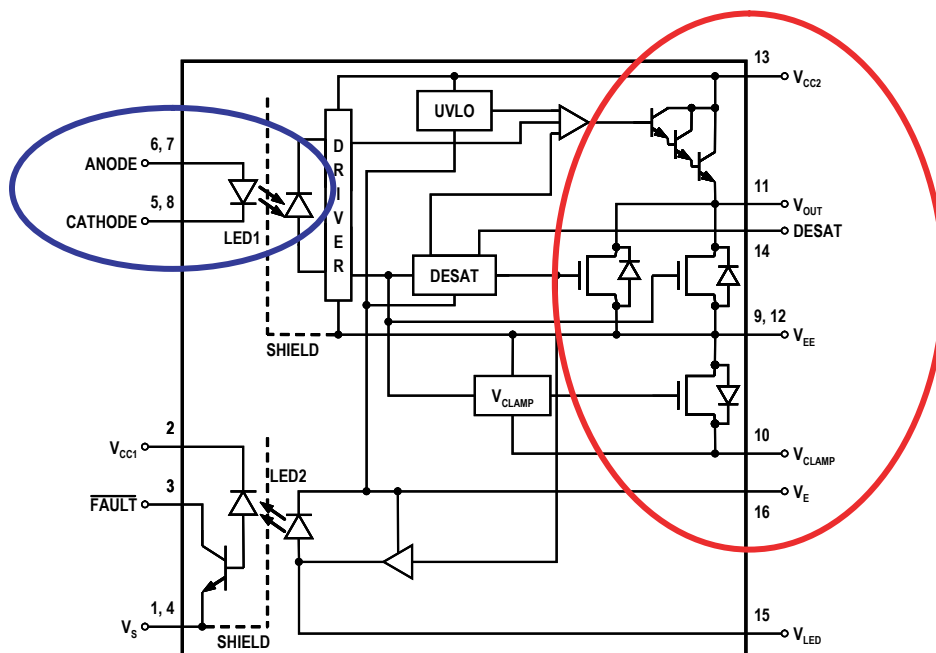


図1. ACPL-332Jのブロック図

ICの最大許容電力定格内のゲート駆動電力動作

ゲート駆動用フォトカプラの消費電力は、IGBT/MOSFETへの出力側電力(赤丸)と入力側LED消費電力による入力側電力(青丸)の組み合わせです。フォールト・フィードバックに使用される別のLEDの消費電力は、オープン・コレクタ・トランジスタを駆動する電流が小さいため無視します。

計算手順は、次の通りです。

1. 最大ピーク・ゲート電流から望ましい最小 R_G を計算します。
2. 全消費電力を計算します。
3. 手順2で計算した入出力消費電力をICの最大推奨消費電力と比較します。(最大推奨レベルを超えた場合は、 R_G の値を大きくしてスイッチング電力を低くし、手順2を繰り返してください。)

この例では、ACPL-332Jの全入出力消費電力は、以下の条件で計算されます。

- $I_G = I_{ON, MAX} \approx 2.0 \text{ A}$
- $V_{CC2} = 18 \text{ V}$
- $V_{EE} = -5 \text{ V}$ (注: 負電圧電源が不要な用途では $V_{EE} = 0 \text{ V}$)
- $f_{SWITCH} = 15 \text{ kHz}$
- 周囲温度 = 70°C

ステップI: $I_{OL, PEAK}$ 仕様から R_G の最小値を計算します。

ピーク充電電流 I_{OL} を求めるとき、初期状態としてゲートが最初に定常値 V_{CC} に充電されていると仮定します。ACPL-332Jの場合、電圧降下は、 70°C で出力電流が 2.5 A の場合に線形近似として 4.5 V になります(図2の V_{OL} と I_{OL} の関係)。したがって、次の式が適用されます。

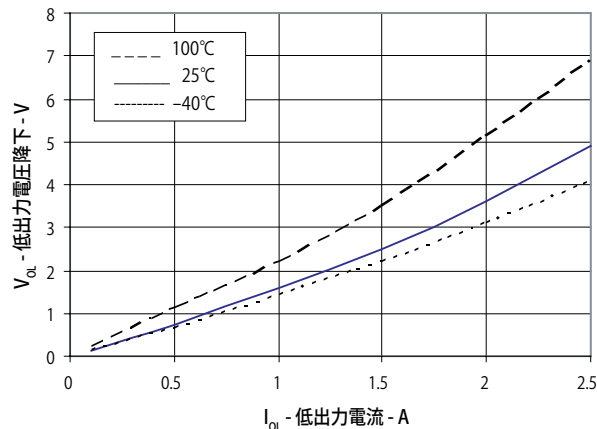


図2. V_{OL} と I_{OL} の関係

$I_{OL, PEAK} = 2.0 \text{ A}$ (内部電圧降下 4.5 V のとき)

$$R_G = \frac{V_{CC2} - V_{EE} - V_{OL}}{I_G} = \frac{(18 \text{ V} - (-5 \text{ V}) - 6.3)}{2.5 \text{ A}} = 6.68 \Omega (\text{約} 6.8 \Omega)$$

注: ゲート抵抗の値は、IGBT/MOSFETの動的性能に大きく影響します。ゲート抵抗が小さいほどパワートランジスタの入力キャパシタの充電が速くなり、スイッチング時間が短くなり、スイッチング損失が減少します。この際の問題は、これにより電圧振動が大きくなる可能性があることです。MOSFETとIGBTのデータシートには、通常、データシート特性の決定に使用される推奨ゲート抵抗が記載されています。ただし、設計者は、IGBTまたはMOSFETのデータシートの推奨ゲート抵抗を使用してゲート駆動ICをオーバードライブしないように注意してください。

ステップII: ゲート駆動の全消費電力を計算します。

全消費電力(P_T)は、入力側電力(P_I)と出力側電力(P_O)の消費電力の和になります。

$$P_T = P_I + P_O$$

$$P_I = I_{F(ON), max} * V_{F, max}$$

where,

$$I_{F(ON), max} = 12 \text{ mA}$$

$$V_{F, max} = 1.95 \text{ V}$$

$I_{F(ON)}$ は、推奨動作条件にあり、 V_F は、ACPL-332Jデータシートの電気仕様の表5にあります。

電気特性

	最小	標準	最大	単位
入力順方向電圧 V_F	1.2	1.6	1.95	V

$$P_O = P_{O(BIAS)} + P_{O(SWITCH)}$$

$$= I_{CC2, MAX} * (V_{CC2} - V_{EE}) + \Delta V_{GE} * Q_G * f_{SWITCH}$$

ここで、

$P_{O(BIAS)}$ = デバイスにバイアスをつけることによるドライバの定常消費電力

$P_{O(SWITCH)}$ = デバイスのゲート容量を充電するドライバ電力

$I_{CC2, MAX}$ = 内部回路に電力供給する電源電流

ΔV_{GE} = $V_{CC2} + |V_{EE}|$

Q_G = メーカー仕様書(図3に示した)に示されたようなIGBTまたはMOSFETの全ゲート電荷= 240 nC (100 A IGBTの近似値)

f_{SWITCH} = 応用例のスイッチング周波数

以上の情報を使用して、 P_I と P_O の両方を以下のように計算します。

$$P_I = 12 \text{ mA} * 1.95 \text{ V} = 23.4 \text{ mW}$$

$$\begin{aligned} P_O &= P_{O(\text{BIAS})} + P_{O(\text{SWITCH})} \\ &= 5.0 \text{ mA} * (18 \text{ V} - (-5 \text{ V})) + (18 \text{ V} + 5 \text{ V}) * 240 \text{ nC} * 15 \text{ kHz} \\ &= 115 \text{ mW} + 82.8 \text{ mW} \\ &= 197.8 \text{ mW} \end{aligned}$$

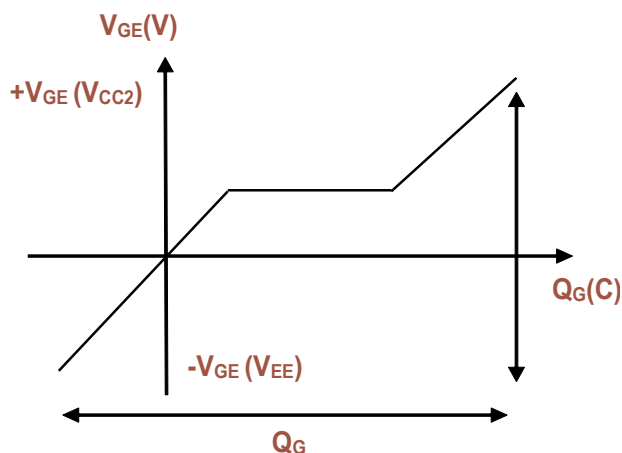


図3. IGBTゲート電荷曲線の一例

ステップIII: 計算した消費電力をICの絶対最大定格値と比較します。

ACPL-332Jデータシートの表3に電力の絶対最大定格を示します。また、この際の注意点として動作温度が90°Cを超えると、10 mW/°Cのデレーティングが必要になります。(ACPL-332Jデータシートの注2)。

絶対最大定格

	最小	最大	単位
出力IC消費電力, P_O		600	mW
入力IC消費電力, P_I		150	

$$P_I = 23.4 \text{ mW} < 150 \text{ mW (絶対最大値)} \quad \text{OK}$$

$$P_O = 197.8 \text{ mW} < 600 \text{ mW (絶対最大値)} \quad \text{OK}$$

したがって、上記の例では、消費電力の絶対最大定格を超えていません。

注: パッケージにより放熱条件は異なり、動作温度が特定レベルを超えたときにデレーティングが必要になります。ACPL-332Jは、動作温度が90°C未満ではデレーティングは不要です。動作温度は製品ごとに異なります。

デバイスが最大定格内にあるかどうかを確認する次の方法は、デバイスの接合温度を計算することです。前に示した例を用いて説明します。

$$\text{消費電力, } P_D = 23.4 + 197.8 = 221.2 \text{ mW}$$

出力部の接合温度は、次の式によって与えられます。

$$T_J = P_D * (q_{J-P} + q_{P-A}) + T_A$$

$\theta_{J-P} = \theta_{P-A} = 30^\circ\text{C/W}$ (ACPL-332J 表7, パッケージ特性)と70°Cの T_A を使用すると、端子から周囲への熱抵抗 θ_{P-A} は50°C/Wです。

$$T_J = 197.8 * (30 + 50) + 70^\circ\text{C} = 85.8^\circ\text{C}$$

接合温度が最大接合部温度定格(この場合は125°C)を超える場合は、それに応じて仕様を下げなければなりません。

設計者は、端子と周囲の間の熱抵抗が、PCBヒートシンクの熱抵抗でもあることに注意してください。この場合、熱抵抗は、PCBの面積と空気の流れに依存します。

補足:

外付け電流バッファを使用した出力電流の強化

IGBTゲート駆動電流を増やすために、非反転電流バッファ(HCPL-316Jデータシートの図75に示したNPN/PNPバッファなど)を使用することができます。反転型は、非飽和フォルト保護回路と互換性がないため、使用しないでください。フォルト状態でIGBTが低速にターンオフするのを防ぐために、バッファ入力からVEEに10nFのキャパシタを接続し、出力と共通NPN/PNPベースの間に10Ωの抵抗を接続してください。電流が最大8Aの場合はMJD44H11/MJD45H11のペアが適しています。電流が最大15Aの場合はD44VH10/D45VH10のペアが適しています。

熱モデル

ゲート駆動用フォトカプラの定常状態の熱モデルについては、AN1087に述べられています。この熱モデルで提供される熱抵抗値を用いて、所定の動作条件における各ノードでの温度を計算することができます。

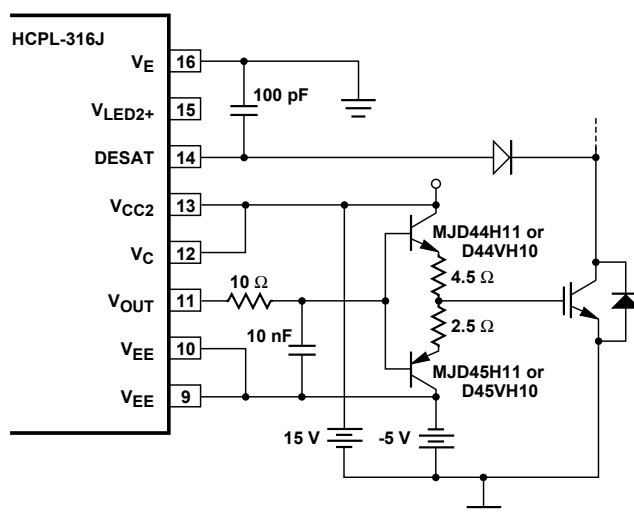


図4. 駆動電流を増やすための電流バッファ

プリント回路基板のレイアウト

高電圧絶縁回路と入力基準回路との間は、常に適切な間隔が保たれていなければなりません。プリント回路基板の2つの近接したハイサイド絶縁領域は、等しい最小間隔が保たれているように注意してください。この間隔が不十分だと、有効絶縁性能が低下し、寄生結合が増大し、CMR性能が低下します。

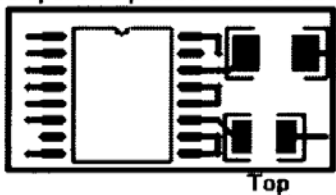
電源のバイパス・コンデンサの配置と引き回しには特に注意してください。スイッチング動作中、ゲート電荷の大部分はバイパス・コンデンサによって供給されます。バイパス・コンデンサのトレース長を短くすることにより、電源リップルが減少し、スイッチング波形がきれいになります。

下の図5は、HCPL-316Jゲート・ドライバ・フォトカプラを使用したPCBレイアウトの例です。HCPL-316Jは、生じた熱の大部分を端子4(GND1)、端子9および10(V_{EE})を介して放熱するように設計され

ているため、消費電力を最大にするにはこれらの端子を接地平面に接続してください。このことはACPL-332Jにも当てはまります。この場合、接地平面への接続は、端子1、端子4(V_S)と端子9と12(V_{EE})です。実際の消費電力は、応用環境(PCBレイアウト、空気の流れ、部品配置など)に依存します。接合温度を推定方法の詳細は、アプリケーション・ノート1087を参照してください。

図5のレイアウト例は、電源バイアスと温度特性が適切で、PCBフットプリントが小さく、信号線と電源線の接続が容易です。4つの例は、部品が片面と両面に配置され、回路が小さく性能が改善されています。

Minimum Components placed on two sides



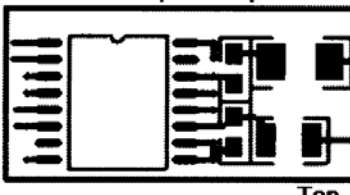
Top



Bottom

Total Area= 0.39 sq. in.

Maximum Components placed on two sides



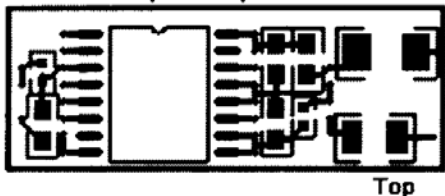
Top



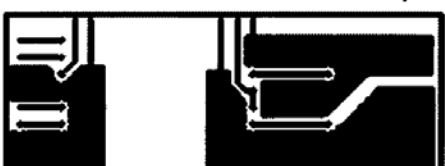
Bottom

Total Area= 0.46 sq. in.

Minimum Components placed on one side



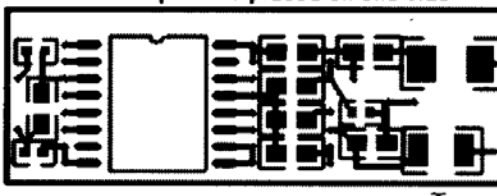
Top



Bottom

Total Area= 0.54 sq. in.

Maximum Components placed on one side



Top



Bottom

Total Area= 0.61 sq. in.

図5. 推奨レイアウト

製品、販売代理店、その他の情報は当社のウェブサイトをご覧ください。 www.avagotech.co.jp

注: 日本語データシート、アプリケーションノートは、版が古い場合がございます。最新の内容については、英語版をご参照ください。

Avago, Avago Technologies, Aのロゴ、および本紙記載の商標および登録商標は、米国をはじめとする各国におけるAvago Technologiesの所有に属します。 Copyright©2012 Avago Technologies. All rights reserved. AV02-0421JP - November01, 2012

AVAGO
TECHNOLOGIES