

パワーデバイスゲートドライブ用 IC カプラーの基本特性と 応用設計

概要

本資料はフォトカプラーのラインアップの中でもパワーデバイスのゲートドライブ用 IC カプラーの種類と選定の際のポイント、主要な電気的特性および IC カプラーの電力損失の計算方法について述べたものです。

目次

1.	ゲートドライバーカプラーのラインアップと主な特性.....	3
1.1	ゲートドライバーカプラーのラインアップ	3
1.2	主な特性	5
1.2.1	ピーク出力電流 I_{OP} について	5
1.2.2	伝搬遅延時間 t_{pHL} / t_{pLH} , 伝搬遅延時間バラツキ $ t_{pHL} - t_{pLH} $, 伝搬遅延時間スキュー t_{psk} ...	8
1.2.3	電源電圧 V_{CC}	9
1.2.4	UVLO 機能 (Under Voltage Lock Out: 低電圧誤動作防止機能)	10
1.2.5	スレッショルド入力電流 I_{FLH}	10
2.	ゲートドライバーカプラーの応用回路と電力損失計算例	11
2.1	IGBT/MOSFET ドライバーカプラーの応用回路例	11
2.2	ゲートドライバーカプラーの電力損失の計算方法と計算例	12
2.2.1	電力損失の計算方法	13
2.2.2	計算例	14
3.	用語説明	16
	製品取り扱い上のお願い	20

産業用電子機器ではそのシステム構成の中でモーター制御が重要な役割を担うことが多くあります。インバーターモーターやサーボモーターなどはその一例です。この中では数ボルトの電圧で動かす制御系回路と 200 ~ 300 V を超える高い電圧系で動かすモーター周辺回路との間で、またモーターを直接駆動するパワー半導体デバイス周辺で構成する電子回路では 200 ~ 300 V を超える高い電位が変化することで、制御信号を伝送する必要があります。その時にフォトカプラーが用いられることが多くあります。フォトカプラーは、一般に発光素子と受光素子との間に光透過性の絶縁物を介して光学的に結合し、接地電位の異なる回路間の信号インタフェースとして使用されるデバイスです。小型化が進む中でも、入出力間の高い絶縁能力、誘導起電力の回避、ノイズしゃ断の容易性などのメリットからフォトカプラーが適用されています。

当社ではこの市場ニーズにこたえるため、高速応答の発光素子と受光 IC を光結合した高速フォトカプラーを各種ラインアップしていますが、その中でパワー半導体デバイスのゲートドライブ応用の機能に絞った IC カプラーのラインアップもそろえています。本資料ではそのパワー半導体デバイスのゲートドライブ用 IC カプラー (ゲートドライバーカプラー) の種類と選定の際のポイント、主要な電気的特性および IC カプラーの電力損失の計算方法について述べます。

1. ゲートドライバーカプラーのラインアップと主な特性

1.1 ゲートドライバーカプラーのラインアップ

当社のゲートドライバーカプラー製品の主なラインアップを表 1.1 に示します。

主にピーク出力電流、伝搬遅延時間、動作電源電圧およびパッケージで製品のラインアップを構成しており、パワーデバイスのゲート容量、動作周波数、ゲート電圧、必要な安全規格・絶縁距離に応じて適した製品を選定いただけます。

表 1.1 ゲートドライバーカプラー 主要ラインアップ

最小浴面・空間距離		5mm	8mm	8mm	8mm
絶縁耐圧		3750 Vrms	5000 Vrms	5000 Vrms	5000 Vrms
ピーク出力電流	伝搬遅延時間	SO6 	SO6L 	SO16L 	DIP8 
6.0 A	500 ns				TLP358H
4.0 A	150 ns		TLP5754 (R-to-R)* TLP5774 (R-to-R)*	TLP5214/TLP5214A (OCP/AMC/R-to-R)**	
2.5 A	~150 ns		TLP5752 (R-to-R)* TLP5772 (R-to-R)*		
	~200 ns	TLP152	TLP5702		TLP352
	500 ns				TLP250H TLP350H
1.0A	~150 ns		TLP5751 (R-to-R)* TLP5771 (R-to-R)*		
0.6A	~200 ns	TLP155E			
	500 ns	TLP151A	TLP5701		TLP351A
	700 ns				TLP351H

 : 電源電圧 = 10 ~ 30 V 製品

*R-to-R (Rail-to-Rail) :

出力電圧をほぼ電源電圧いっぱいまで取ることができる製品です。後段パワーデバイスのゲートにより高い電圧を印加し、低損失で動作させることができます。また、ゲートドライバカプラーの内部抵抗が小さいため、ゲートドライバカプラーも低損失となります。

**OCP (Over Current Protection) :

DESAT 端子により IGBT などの後段パワーデバイスのコレクター-エミッター間電圧 (V_{CE}) をモニターし、過電流状態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} が上昇します。 V_{CE} 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。

**AMC (Active Mirror Clamp) :

ミラークランプ機能は、IGBT などのゲート-エミッター間に存在するミラー容量によるゲート-エミッター間電位の上昇を抑えるため、パワーデバイスのゲートの電位をゲート抵抗などをバイパスし負電源 V_{EE} に接続させる機能です。

ラインアップの中で TLP5214/TLP5214A は、インバーター回路等で発生する過電流による破壊やノイズによる誤動作から IGBT やパワー-MOSFET を保護するための IGBT 非飽和電圧検出、アクティブミラークランプ、FAULT 信号フィードバックなどの機能をワンパッケージに搭載したスマートゲートドライバカプラーです。

TLP5214A の機能、製品詳細については、データシートやアプリケーションノートをご参照ください。

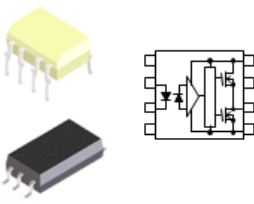
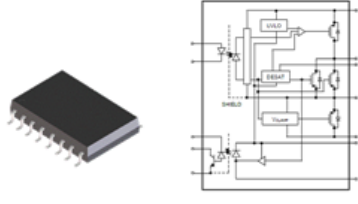
TLP5214A のデータシートダウンロードはこちらから →

<https://toshiba.semicon-storage.com/jp/product/opto/photocoupler/detail.TLP5214A.html>

TLP5214A のアプリケーションノートダウンロードはこちらから →

<https://toshiba.semicon-storage.com/jp/design-support/document/application-note.html>

表 1.2 汎用ゲートドライバカプラーと TLP5214A/TLP5214 の相違点

	汎用ゲートドライバカプラー	スマート・ゲートドライバカプラー
製品名	TLP352, TLP5701など	TLP5214, TLP5214A
パッケージ / 内部回路図	DIP8, SO6Lなど 	SO16L 
ピン数	8 pin, 6 pin	16 pin
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	-	✓

ゲートドライバーカプラーのピーク出力電流は後段のパワーデバイスのゲート充放電時間に影響し、パワーデバイスのターンオン・ターンオフ時間を決める要素となります。そしてこのパワーデバイスのターンオン・ターンオフ時間は、パワーデバイスのスイッチングロスによる発熱や、インバーター回路においてのハイサイド・ローサイドパワーデバイスのデッドタイムを決める要素となるため適切な時間に調整する必要があります。ゲートドライバーカプラーのピーク出力電流値は製品を選定する上で重要な情報となります。

図 1.1 に一般的なインバーター回路における東芝ゲートドライバーカプラーとパワーデバイス (IGBT)との組み合わせについて、その目安を示します。

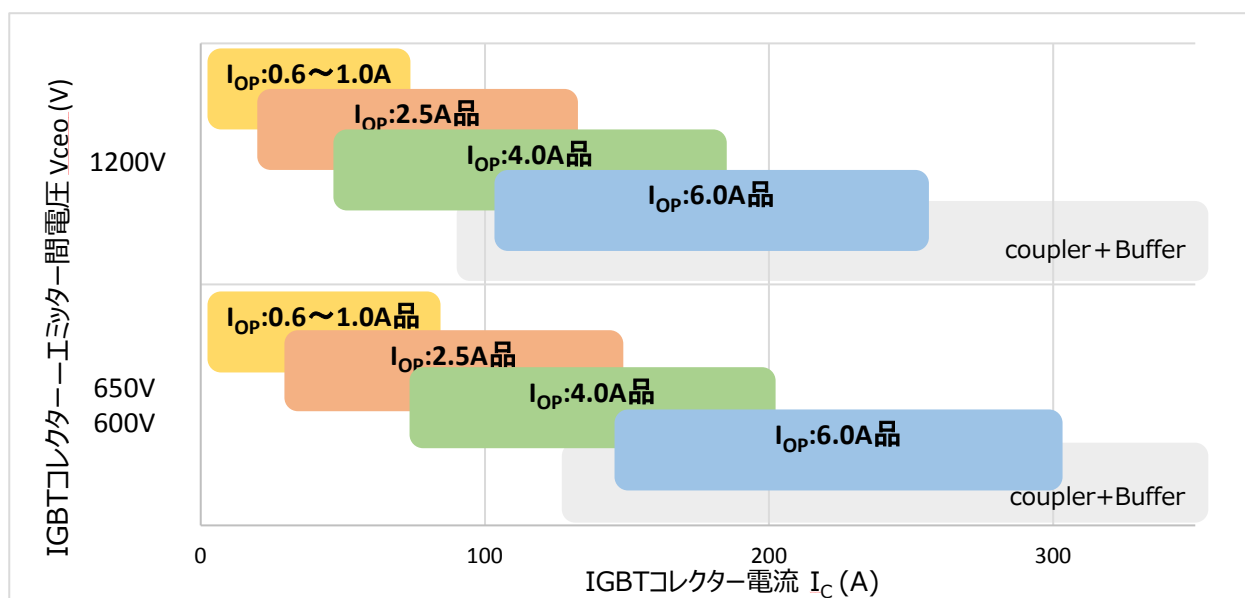


図 1.1 ゲートドライバーカプラーと IGBT の組み合わせ目安

1.2 主な特性

ここではピーク出力電流 I_{OP} 、伝搬遅延時間関係 (伝搬遅延時間 t_{pHL} / t_{pLH} , 伝搬遅延時間バラツキ $|t_{pHL} - t_{pLH}|$, 伝搬遅延時間スキュー t_{psk})、電源電圧 V_{CC} 、UVLO (Under Voltage Lock Out)機能、スレッショルド入力電流 I_{FLH} について説明します。

1.2.1 ピーク出力電流 I_{OP} について

ピーク出力電流はゲートドライバーカプラーがパワーデバイスのゲート容量を充放電する際に許容される出力電流のピーク値を意味します。

図 1.2 は TLP5751 の仕様例で、ピーク出力電流 I_{OPH} 、 I_{OPL} は $T_a = -40 \sim 110^\circ\text{C}$ で $\pm 1\text{ A}$ です。

	項目	記号	注記	定格	単位
受光側	ピークハイレベル出力電流 ($T_a = -40 \sim 110^\circ\text{C}$)	I_{OPH}	(注2)	-1.0	A
	ピークローレベル出力電流 ($T_a = -40 \sim 110^\circ\text{C}$)	I_{OPL}	(注2)	+1.0	

注2: 指数関数波形 パルス幅 $\leq 2\ \mu\text{s}$, $f \leq 15\ \text{kHz}$

図 1.2 ゲートドライバーカプラー TLP5751 の仕様例 (技術資料からの抜粋)

ピーク出力電流 I_{OPH} および I_{OPL} は、以下の式で大まかな電流値を算出することができます。

$$I_{OPH} = \frac{V_{CC} + |V_{EE}|}{R_{on,H} + R_g + r_g}$$

$$I_{OPL} = \frac{V_{CC} + |V_{EE}|}{R_{on,L} + R_g + r_g}$$

ここで

V_{CC} : 出力側正電源電圧

V_{EE} : 出力側負電源電圧 ($V_{EE} < 0$)

R_g : 外付けゲート抵抗

r_g : パワーデバイスの内部ゲート抵抗

$R_{on,H}$: フォトカプラー出力抵抗 (High 側) $R_{on,L}$: フォトカプラー出力抵抗 (Low 側)

この中でゲートドライバカプラー出力段の MOSFET オン抵抗 $R_{on,H}$ 、 $R_{on,L}$ は次のように見積ります。
まず上述した I_{OP} 算出式から $R_{on,H}$ および $R_{on,L}$ を仮に 0 Ω とし、ピーク出力電流の最大値 $I_{OP,worst}$ を計算します。

$$I_{OP,worst} = \frac{V_{CC} + |V_{EE}|}{R_g + r_g}$$

この電流値を用いて、フォトカプラー出力段のオン抵抗を特性カーブから求めます。

$$R_{on,H} = \frac{(V_{OH} - V_{CC}) @ I_{OP,worst}}{I_{OP,worst}}$$

$$R_{on,L} = \frac{V_{OL} @ I_{OP,worst}}{I_{OP,worst}}$$

なお、読み取るグラフは実際に使用する周囲温度 T_a よりも高い周囲温度のグラフから読み取ります。

この抵抗値を I_{OPH} 、 I_{OPL} の計算式に入れてピーク電流を算出します。

(1) ピーク出力電流 I_{OP} の計算例

図 1.3 の TLP5751 ピーク出力電流計算モデルに示した回路条件・周辺定数をもとに、ピーク電流 I_{OPH} 、 I_{OPL} を求めてみます。

計算条件 : $V_{CC} = 15 \text{ V}$ 、 $V_{EE} = 0 \text{ V}$ 、 $C_g = 10 \text{ nF} / 20 \text{ nF}$ 、 $R_g = 15 \text{ } \Omega$ 、 $r_g = 0 \text{ } \Omega$ 、 $T_a = 85 \text{ } ^\circ\text{C}$

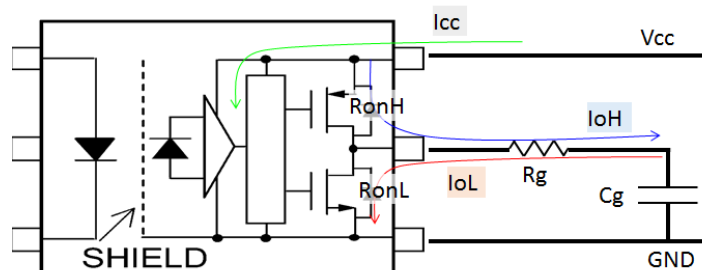


図 1.3 TLP5751 のピーク出力電流計算モデル: $V_{CC} = 15 \text{ V}$ 、 $R_g = 15 \text{ } \Omega$

- ① $I_{OP, \text{worst}}$ を算出する

$$\begin{aligned} I_{OP, \text{worst}} &= \frac{V_{CC} + |V_{EE}|}{R_g + r_g} \\ &= \frac{15(\text{V}) + |0(\text{V})|}{15(\Omega) + 0(\Omega)} \\ &= 1 (\text{A}) \end{aligned}$$

- ② $I_{OP, \text{worst}}$ をもとに $R_{on, H}$ 、 $R_{on, L}$ を見積る

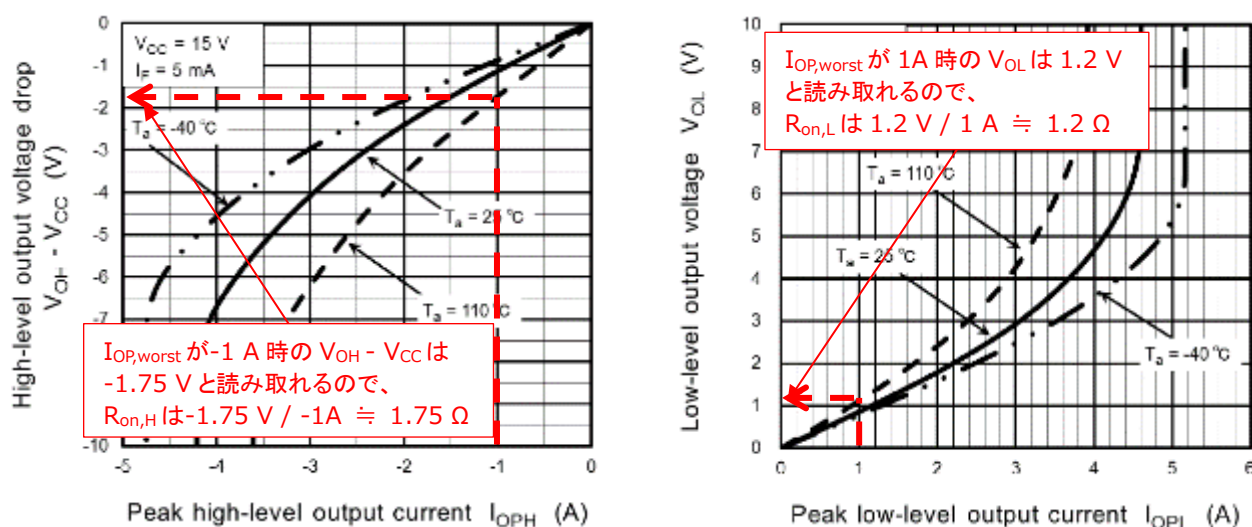


図 1.4 ゲートドライバーカプラーの $R_{on, H}$ 、 $R_{on, L}$ の求め方
(TLP5751 ($V_{OH} - V_{CC}$) - I_{OPH} 、 V_{OL} - I_{OPL} グラフより)

- ③ I_{OPH} 、 I_{OPL} を算出する

$$\begin{aligned} I_{OPH} &= \frac{V_{CC} + |V_{EE}|}{R_{on, H} + R_g + r_g} \\ &= \frac{15(\text{V}) + |0(\text{V})|}{1.75(\Omega) + 15(\Omega) + 0(\Omega)} \\ &\approx 0.9 (\text{A}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{OPL} &= \frac{V_{CC} + |V_{EE}|}{R_{on, L} + R_g + r_g} \\ &= \frac{15(\text{V}) + |0(\text{V})|}{1.2(\Omega) + 15(\Omega) + 0(\Omega)} \\ &\approx 0.93 (\text{A}) \end{aligned}$$

TLP5751 のピーク出力電流 I_{OPH} 、 I_{OPL} は $T_a = -40 \sim 110^\circ\text{C}$ で $\pm 1 \text{ A}$ ですので、この例の場合使用可能と判断できます。

実際の回路では、回路の L 成分やパワーデバイスのゲート容量等の影響を受け、 I_{OPH} 、 I_{OPL} は算出値よりも低くなる傾向があります。図 1.5 および図 1.6 は TLP5751 のピーク出力電流の測定回路とピーク出力電流の実測波形です。ピーク出力電流の詳細確認は実機にてご確認ください。

またこのゲートドライバカプラーのピーク出力電流は後段のパワーデバイスのゲート充放電時間に影響し、パワーデバイスのターンオン・ターンオフ時間を決める要素となります。

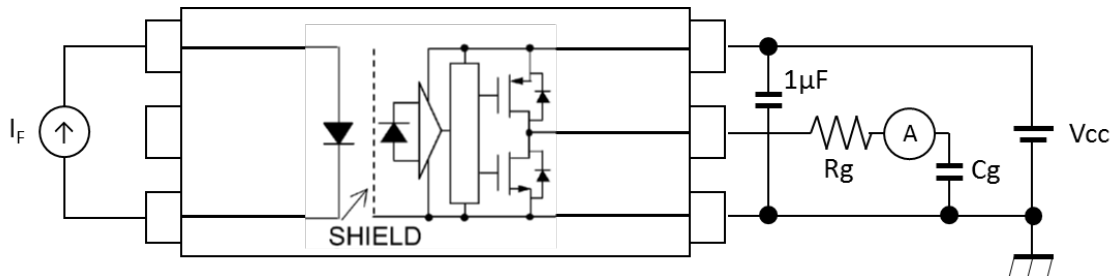
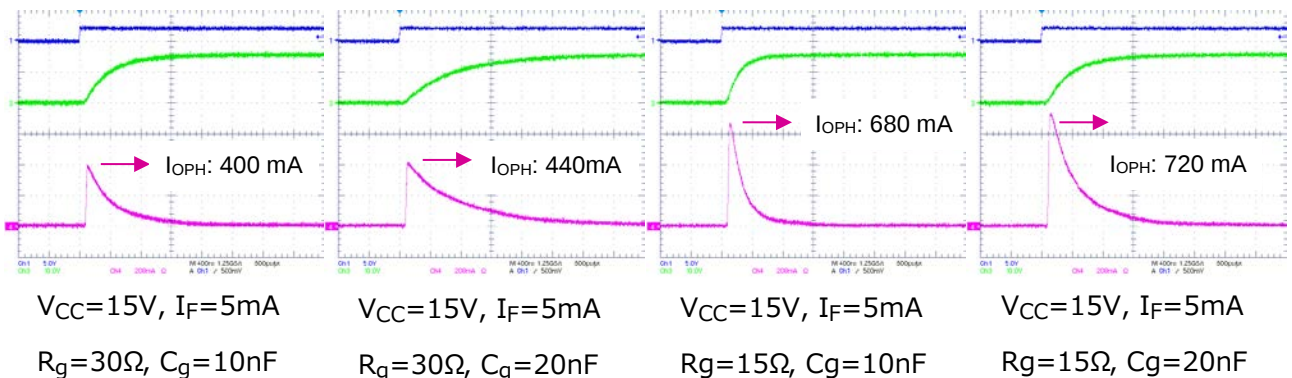


図 1.5 TLP5751 のピーク出力電流の測定回路



y axis upper I_F : 10mA/div, middle V_O : 10V/div, lower I_{OP} : 200mA/div
x axis time 400ns/div

図 1.6 TLP5751 のピーク出力電流 I_{OP} 測定波形例

1.2.2 伝搬遅延時間 t_{pHL} / t_{pLH} 、伝搬遅延時間バラツキ $|t_{pHL} - t_{pLH}|$ 、伝搬遅延時間スキュー t_{psk}

(1) 伝搬遅延時間 t_{pHL} / t_{pLH}

ゲートドライバカプラーの LED の ON/OFF から V_O が $V_{OH} \times 50\%$ まで遷移する時間です。

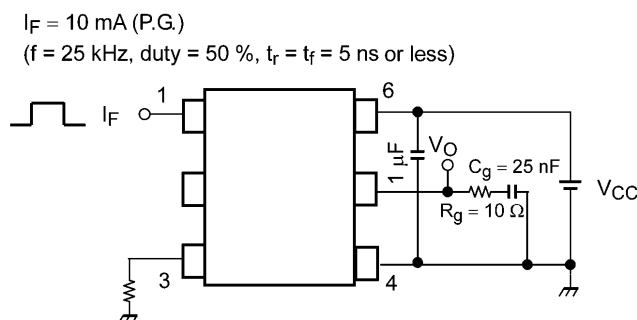


図 1.7 伝搬遅延時間の測定回路例

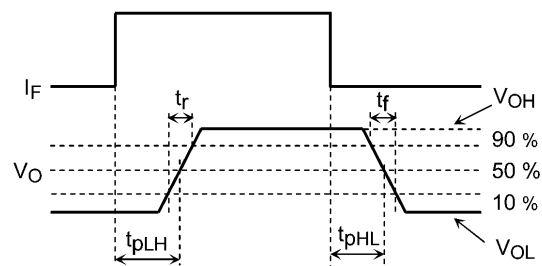


図 1.8 伝搬遅延時間の測定ポイント例

(2) 伝搬遅延時間バラツキ $|t_{pHL} - t_{pLH}|$

伝搬遅延時間 t_{pHL} と t_{pLH} の差の絶対値です。

(3) 伝搬遅延時間スキュー t_{psk}

複数製品間の伝搬遅延時間 (t_{pHL} または t_{pLH}) の最小値と最大値の差です。 t_{psk} は同一動作条件下 (電源電圧、入力電流、温度条件等) で適用されます。

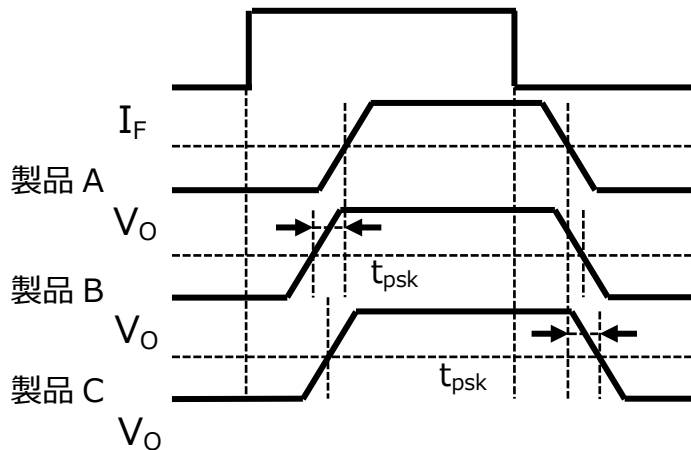


図 1.9 伝搬遅延時間スキューの測定ポイント例

インバーター回路における上下アームには複数のゲートドライバーを用いますので、そのアーム短絡の設計には単品のゲートドライバーの伝搬遅延時間および伝搬遅延時間バラツキだけではなく、複数のゲートドライバーの伝搬遅延時間差を考慮する必要があります。伝搬遅延時間スキューはこの検証に役立ちます。

なお、各伝搬遅延時間は各ゲートドライバーカプラーの伝搬遅延時間測定条件に基づいた遅延時間であり、実際にパワーデバイスのゲートをドライブした場合の伝搬遅延時間とは異なります。デッドタイムの設定等の際は、実機の遅延時間をご確認ください。

図 1.10 は TLP5751 の t_{pHL} / t_{pLH} , $|t_{pHL} - t_{pLH}|$, t_{psk} 仕様例です。

($T_a = -40 \sim 110 \text{ }^\circ\text{C}$)

項目	記号	注記	測定回路	測定条件	最小	標準	最大	単位
伝搬遅延時間 (L/H)	t_{pLH}	(注1)	図13.1.7	$I_F = 0 \rightarrow 10 \text{ mA}$, $V_{CC} = 30 \text{ V}$, $R_g = 10 \text{ } \Omega$, $C_g = 25 \text{ nF}$	50	—	150	ns
伝搬遅延時間 (H/L)	t_{pHL}			$I_F = 10 \rightarrow 0 \text{ mA}$, $V_{CC} = 30 \text{ V}$, $R_g = 10 \text{ } \Omega$, $C_g = 25 \text{ nF}$	50	—	150	
伝搬遅延時間バラツキ	$ t_{pHL} - t_{pLH} $	(注1)		$I_F = 0 \leftrightarrow 10 \text{ mA}$, $V_{CC} = 30 \text{ V}$, $R_g = 10 \text{ } \Omega$, $C_g = 25 \text{ nF}$	—	—	50	
伝搬遅延スキュー	t_{psk}	(注1), (注2)			-80	—	80	

注1: 入力信号(周波数 $f = 25 \text{ kHz}$, duty = 50 %, $t_r = t_f = 5 \text{ ns}$ 以下)

C_L はプローブとワイヤ浮遊容量 (~ 15 pF)

図 1.10 ドライバカプラー-TLP5751 の仕様例 (技術資料からの抜粋)

1.2.3 電源電圧 V_{CC}

電源電圧 V_{CC} はゲートドライバーカプラーの V_{CC} -GND 間にかけることができる電圧です。

図 1.11 は TLP5751 の V_{CC} 仕様例です。

(T_a = -40 ~ 110 °C)

項目	記号	注記	測定回路	測定条件	最小	標準	最大	単位
電源電圧	V _{CC}		—	—	15	—	30	V

図 1.11 ドライバーカプラーTLP5751 の仕様例 (技術資料からの抜粋)

推奨動作条件に記載している電圧範囲よりも電圧が低い場合は UVLO により動作が停止し、高い場合はデバイスの破壊に至る場合がありますので、推奨動作条件範囲内で使用してください。

ゲートドライバーカプラーの V_O はこの V_{CC} に準じた電圧が出力され、パワーデバイスのゲート電圧となります。

また、パワーデバイスのゲート誤動作防止のため OFF 時の電位をマイナスに設定する場合、プラスの電位とマイナスの電位の和がこの電源電圧 V_{CC} を超えないよう、設定する必要があります。

ゲート耐圧 V_{GSS} の低いパワーデバイスを使用する場合はゲートドライバーカプラーの V_{CC} も低い電圧に設定する必要があります。このような場合、後述する UVLO が低い電圧に設定されている低 V_{CC} (10 ~ 30 V) 動作品からゲートドライバーカプラーを選定してください。

1.2.4 UVLO 機能 (Under Voltage Lock Out: 低電圧誤動作防止機能)

UVLO 機能は、電源投入時などにゲートドライバーカプラーの電源電圧が UVLO 解除電圧 (V_{UVLO+}) に達するまでは二次側の内部回路により V_O の出力を停止させる機能であり、入力電圧の立ち上げ途中等における誤動作を防止します。

また、動作中に電源電圧が低下し、UVLO 検出電圧 (V_{UVLO-}) を下回った際にも動作を停止します。この機能によりパワーデバイスがアンダードライブになることを防止します。電源電圧が上昇し UVLO 解除電圧を上回ると UVLO は解除されます。

電源電圧を V_{UVLO-} よりも低く設定するとゲートドライバーカプラーは動作しませんのでご注意ください。

図 1.12 は TLP5751 の UVLO 仕様例です。

(T_a = -40 ~ 110 °C)

項目	記号	注記	測定回路	測定条件	最小	標準	最大	単位
UVLOスレッシュホールド	V _{UVLO+}		—	I _F = 5 mA, V _O > 2.5 V	12.1	12.7	13.5	V
	V _{UVLO-}		—	I _F = 5 mA, V _O < 2.5 V	11.1	11.7	12.4	
UVLOヒステリシス	UVLO _{HYS}		—	—	—	1.0	—	

図 1.12 ドライバーカプラーTLP5751 の仕様例 (技術資料からの抜粋)

なおゲートドライバーカプラーを正負両電源で使う場合、UVLO スレッシュホールドは負電源電圧の分を差し引く必要があります。

1.2.5 スレッシュホールド入力電流 I_{FLH}

増幅回路を搭載したドライバーカプラーは入力電流 I_F がある電流値以上になると出力が反転し、ロジカルな動作をします。出力を反転させるために必要な入力電流をスレッシュホールド入力電流と呼び I_{FLH} で表します。“LH”の部分は LED 入力電流を流した時の出力電圧の変化の方向を意味しており、ドライバーカプラーの場合 LED 入力電流を流した時に出力電圧がローレベルからハイレベルへ上がるため I_{FLH} と表記しています。スレッシュホールド入力電流は、多くのドライバーカプラーでは TLP5751 の場合の T_a = -40 ~ 110 °C のように製品の動作温度範囲内で保証されています。

図 1.13 は TLP5751 の I_{FLH} 仕様例です。

(T_a = -40 ~ 110 °C)

項目	記号	注記	測定回路	測定条件	最小	標準	最大	単位
スレッシュホールド入力電流 (L/H)	I _{FLH}		—	V _{CC} = 15 V, V _O > 1 V	—	1.4	4	mA

図 1.13 ドライバークプラーTLP5751 の仕様例 (技術資料からの抜粋)

またこの I_{FLH} は TLP5751 の場合その最大値として I_{FLH} = 4 mA と規定されています。これは「I_{FLH}」は製品や温度によりばらつきがありますが、大きくても 4 mA 以内に収まっている」ことを表していますので、実使用においては I_F は少なくとも 4 mA 以上で動作させなければならないことになります。

2. ゲートドライバークプラーの応用回路と電力損失計算例

主にモーター駆動用インバータ回路のパワーデバイスの絶縁ドライブ用途として用いられるゲートドライバークプラーは、パワーデバイスの前段に使用されるため高温環境下に位置する場合が多く、またゲートのドライブ自体には電力も要します。そのことからゲートドライバーの部品検証には自身の電力損失の計算が不可欠であり、本章ではゲートドライバークプラーの電力損失に関する計算方法について回路例を用いて解説します。

2.1 IGBT/MOSFET ドライバークプラーの応用回路例

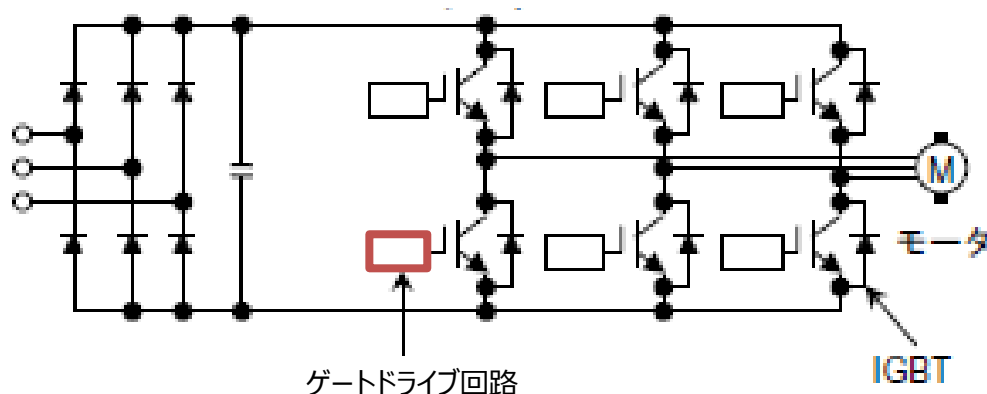


図 2.1(a) ゲートドライバークプラーのインバータ応用回路例

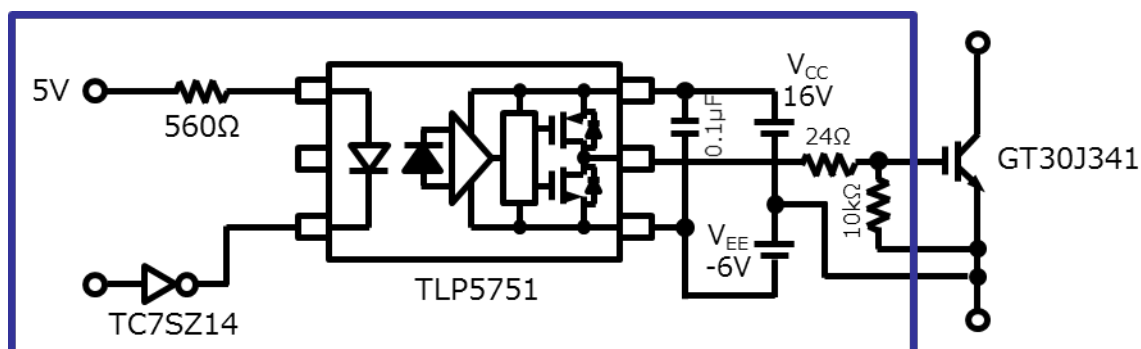


図 2.1(b) TLP5751 を使用したゲートドライブ回路の回路定数例

図 2.1(b)の回路定数例の各条件の背景を以下に示します。

入力順電流 I_F の設定 : $\approx 6 \text{ mA}$ 。TLP5751 のスレッシュホールド入力電流最大値 4 mA に LED の経年変化等のマージンも考慮した電流値

V_{CC} : 16 V 。GT30J341 のコレクター・エミッター間飽和電圧規定電圧をもとに設定。

V_{EE} : -6 V 。 V_{CC} と合わせて IGBT のゲート・エミッター間電圧定格を超えない範囲で設定。

ゲート抵抗 R_g : $24 \text{ } \Omega$ 。GT30J341 のスイッチング時間測定条件の定数を使用。 $(V_{CC} + |V_{EE}|) / R_g$ が TLP5751 の I_{OP} を超えないことを考慮。

2.2 ゲートドライバークプラーの電力損失の計算方法と計算例

ここではゲートドライバークプラーの電力損失の計算方法を記述します。

ゲート駆動用フォトカプラーは IGBT などのパワーデバイスのゲートに短時間に電荷を供給する・引き抜くために、スイッチング時には短時間に大きな出力電流を吐き出す・吸い込む動作をします。そのため、フォトカプラーのスイッチング損失や発熱を考慮する必要があります。スイッチング時の損失はフォトカプラーの動作周波数、駆動電圧、パワーデバイスのゲート容量、ゲート抵抗などにより決まります。周辺回路の設計においては、ゲートドライバークプラー内の LED チップおよび受光チップの許容損失を超えないように注意する必要があります。

以下にここで用いる各項目の定義を示します。

記号	定義	記号	定義
P_{in}	入力側 LED の電力損失	P_O	出力側の電力損失
Duty	フォトカプラー動作のデューティ比		
I_F	LED 順電流	V_F	LED 順電圧
$P_{O(bias)}$	出力側 DC 消費電力		
$P_{O(bias:on)}$	LED 動作時の出力側 DC 消費電力	$P_{O(bias:off)}$	LED オフ時の出力側 DC 消費電力
$P_{O(swg)}$	パワーデバイススイッチングに伴う出力側消費電力		
$P_{O(swg:H)}$	出力側が“H”にスイッチングするときの消費電力	$P_{O(swg:L)}$	出力側が“L”にスイッチングするときの消費電力
I_{CCH}	“H”レベル供給電流	I_{CCL}	“L”レベル供給電流
E_{sw}	1 回のスイッチングでパワーデバイスゲートに蓄積・放出される静電エネルギー		
f_{sw}	スイッチング周波数		
R_g	外付けゲート抵抗	r_g	パワーデバイスの内部ゲート抵抗
$R_{on,H}$	フォトカプラー出力抵抗 (High 側)	$R_{on,L}$	フォトカプラー出力抵抗 (Low 側)
Q_g	パワーデバイスゲート入力電荷量		
$I_{OP,worst}$	ピーク出力電流の最大値		
$T_{j,LED}$	LED チップのジャンクション温度	$T_{j,Photo}$	受光チップのジャンクション温度
$R_{th(j-a),LED}$	LED チップの熱抵抗	$R_{th(j-a),Photo}$	受光チップの熱抵抗

2.2.1 電力損失の計算方法

(1)入力側電力損失: P_{in}

$$P_{in} = Duty \times I_F \times V_F$$

(2)出力側電力損失: P_O

$$P_O = P_{O(bias)} + P_{O(swg)}$$

 $P_{O(bias)}$ と $P_{O(swg)}$ の求め方を下記に示します。① 電源バイアス損失: $P_{O(bias)}$

$$\begin{aligned} P_{O(bias)} &= P_{O(bias:on)} + P_{O(bias:off)} \\ &= Duty \times I_{CCH} \times (V_{CC} + |V_{EE}|) + (1 - Duty) \times I_{CCL} \times (V_{CC} + |V_{EE}|) \end{aligned}$$

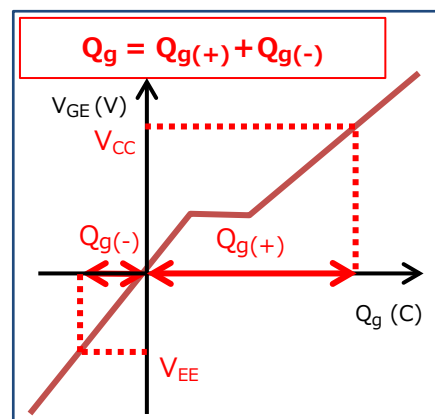
② スイッチング損失: $P_{O(swg)}$ 1 回のスイッチングでパワーデバイスのゲート (= 静電容量とする) に蓄電・放電されるエネルギー E_{sw} は

$$E_{sw} = \frac{1}{2} \times C_g \times V^2 = \frac{1}{2} \times Q_g \times (V_{CC} + |V_{EE}|)$$

となります。

この E_{sw} は 1 秒間に f_{sw} 回、直列に接続された $R_{on,H}$ 、 $R_{on,L}$ と R_g および r_g で消費されることになるので、これらの総和の内ゲートドライバカプラー部でのスイッチング損失 $P_{O(swg)}$ は次の関係式から算出できます。

$$\begin{aligned} P_{O(swg)} &= E_{sw} \times \left(\frac{R_{on,H}}{R_g + R_{on,H}} + \frac{R_{on,L}}{R_g + R_{on,L}} \right) \times f_{sw} \\ &= \frac{1}{2} \times Q_g \times (V_{CC} + |V_{EE}|) \times \left(\frac{R_{on,H}}{R_g + R_{on,H}} + \frac{R_{on,L}}{R_g + R_{on,L}} \right) \times f_{sw} \end{aligned}$$

ここでパワーデバイスのゲート入力電荷量 Q_g は次のように求めます。パワーデバイスの $V_{GE}-Q_g$ 特性から、使用する V_{CC} から V_{EE} までの Q_g 合計値を読み取ります。図 2.2 ゲートドライバカプラーの後段に接続するパワーデバイスの $V_{GE}-Q_g$ 特性の例

2.2.2 計算例

前項の図 2.1(b)のゲートドライブ回路例に示した回路条件・周辺定数をもとに、ゲートドライバーカプラーの電力損失を計算してみます。

計算条件：

$$V_{CC} = 16 \text{ V}, V_{EE} = -6 \text{ V},$$

$$I_{CCH} = 3 \text{ mA}, I_{CCL} = 3 \text{ mA} \text{ (TLP5751 の規格最大値)},$$

$$Q_g = 150 \text{ nC}, R_g = 24 \text{ } \Omega, r_g = 0 \text{ } \Omega, \text{Duty} = 0.5, f_{sw} = 15 \text{ kHz}, T_a = 85 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$I_F = 6 \text{ mA}, V_F = 1.4 \text{ V} \text{ (TLP5751 の } I_F - V_F \text{ カーブ@} T_a = 110 \text{ } ^\circ\text{C、} I_F = 6 \text{ mA の電圧値を使用)}$$

(1)入力側電力損失： P_{in}

$$\begin{aligned} P_{in} &= \text{Duty} \times I_F \times V_F \\ &= 0.5 \times 6(\text{mA}) \times 1.4(\text{V}) = 4.2 (\text{mW}) \end{aligned}$$

TLP5751 の入力許容損失 P_D は $T_a = 85 \text{ } ^\circ\text{C}$ で 400 mW です。この例の場合使用可能と判断できます。

(2)出力側電力損失： P_O

$$P_O = P_{O(bias)} + P_{O(sw)} g)$$

① 電源電力損失： $P_{O(bias)}$

$$\begin{aligned} P_{O(bias)} &= P_{O(bias:on)} + P_{O(bias:off)} \\ &= \text{Duty} \times I_{CCH} \times (V_{CC} + |V_{EE}|) \\ &\quad + (1 - \text{Duty}) \times I_{CCL} \times (V_{CC} + |V_{EE}|) \\ &= 0.5 \times 3(\text{mA}) \times 22(\text{V}) + (1 - 0.5) \times 3(\text{mA}) \times 22(\text{V}) \\ &= 66 (\text{mW}) \end{aligned}$$

② スイッチング損失： $P_{O(sw)}$

ピーク出力電流の最大値からゲートドライバーカプラー出力段のパワーデバイスのオン抵抗を見積ります。

まずピーク出力電流の最大値 $I_{OP,worst}$ を計算すると

$$\begin{aligned} I_{OP,worst} &= \frac{V_{CC} + |V_{EE}|}{R_g + r_g} \\ &= \frac{16(\text{V}) + |-6(\text{V})|}{24(\Omega) + 0(\Omega)} \\ &\approx 0.92 (\text{A}) \end{aligned}$$

この 0.92A を TLP5751 の $(V_{OH} - V_{CC}) - I_{OPH}$ および $V_{OL} - I_{OPL}$ 特性カーブ (図 2.3) に当てはめて $(V_{OH} - V_{CC})@I_{OP,worst}$ と $V_{OL}@I_{OP,worst}$ を求めると、それぞれ、-1.6 V、1.0 V となります。

以上から、ゲートドライバーカプラー出力段のオン抵抗 $R_{on,H}$ 、 $R_{on,L}$ はそれぞれ

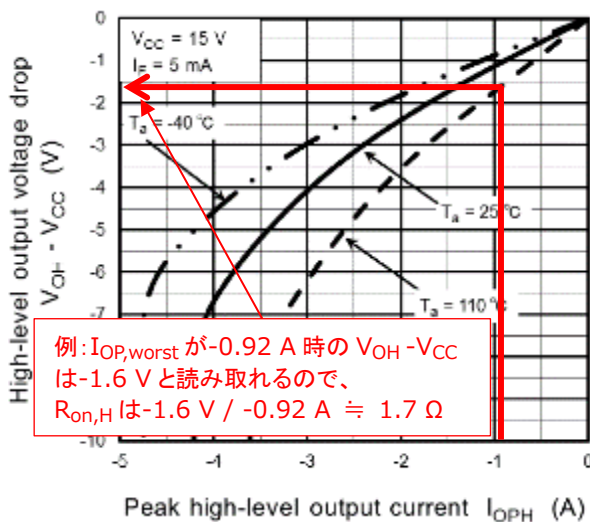
$$\begin{aligned} R_{on,H} &= \frac{(V_{OH} - V_{CC})@I_{OP,worst}}{I_{OP,worst}} \\ &= \frac{-1.6(\text{V})}{-0.92(\text{A})} \\ &\approx 1.7 (\Omega) \end{aligned}$$

$$R_{on,L} = \frac{V_{OL@I_{OP,worst}}}{I_{OP,worst}}$$

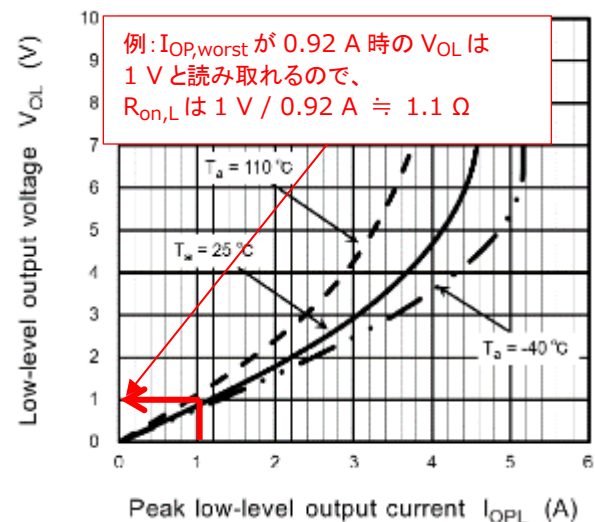
$$= \frac{1.0(V)}{0.92(A)}$$

$$\approx 1.1 (\Omega)$$

となります。



(a) TLP5751 ($V_{OH} - V_{CC}$) - I_{OPH}



(b) TLP5751 V_{OL} - I_{OPL}

図 2.3 ゲートドライバーカプラーの $R_{on,H}$ 、 $R_{on,L}$ の求め方

次にこれらの値を用いてスイッチング損失を求めます。

$$\begin{aligned} P_{O(sw)} &= E_{sw} \times \left(\frac{R_{on,H}}{R_g + R_{on,H}} + \frac{R_{on,L}}{R_g + R_{on,L}} \right) \times f_{sw} \\ &= \frac{1}{2} \times Q_g \times (V_{CC} + |V_{EE}|) \times \left(\frac{R_{on,H}}{R_g + R_{on,H}} + \frac{R_{on,L}}{R_g + R_{on,L}} \right) \times f_{sw} \\ &= \frac{1}{2} \times 150(nC) \times 22(V) \times \left(\frac{1.7(\Omega)}{24(\Omega) + 1.7(\Omega)} + \frac{1.1(\Omega)}{24(\Omega) + 1.1(\Omega)} \right) \times 15(kHz) \\ &= 2.7 (mW) \end{aligned}$$

よって、出力電力損失は下記となります。

$$\begin{aligned} P_O &= P_{O(bias)} + P_{O(sw)} \\ &= 66 (mW) + 2.7 (mW) = 68.7 (mW) \end{aligned}$$

TLP5751 の出力許容損失 P_O は $T_a = 85^\circ\text{C}$ まで 450 mW ですので、この例の場合使用可能と判断できます。

3. 用語説明

(フォトカプラー共通)

用 語	記 号	説 明
絶 対 最 大 定 格		動作中に瞬時といえども超えてはならない最大値
絶 縁 耐 圧	BV_S	入力・出力間の絶縁耐量を定義する電圧
入 出 力 間 浮 遊 容 量	C_S	入力端子 - 出力端子間の静電容量
端 子 間 容 量 (入 力 - 出 力 間)	C_T	LED アノード端子 - カソード端子間の静電容量
端 子 間 容 量 (入 力 側)	C_t	
直 流 順 電 流	I_F	連続的に LED 順方向に流し得る電流定格
入 力 順 電 流	I_{FP}	瞬時的に LED 順方向に流し得る電流定格
パ ル ス 順 電 流		
入 力 順 電 流 (パ ル ス)	I_{FPT}	瞬時的に LED 順方向に流し得る電流定格
過 度 パ ル ス 順 電 流		
ピ ー ク 過 渡 入 力 順 電 流		
直 流 逆 電 圧	V_R	LED 逆方向 (カソード - アノード間)に印加し得る逆電圧定格
入 力 逆 電 圧	I_R	LED 逆方向 (カソード - アノード間)に流れる漏れ電流
逆 電 流		
入 力 逆 電 流	V_F	規定の順電流値での LED アノード - カソード間電圧
順 電 圧		
入 力 順 電 圧	P_D	LED で許容し得る電力損失定格
L E D 許 容 損 失	P_T	入力・出力の全回路で許容し得る電力損失定格
入 力 許 容 損 失	R_S	規定の電圧値での入力端子-出力端子間の抵抗値
全 許 容 損 失	T_j	受光素子または LED のジャンクション部で許容し得る温度定格
絶 縁 抵 抗	T_{opr}	素子の機能を損なうことなく動作させ得る周囲温度範囲
接 合 (部) 温 度	T_{sol}	素子の機能を損なうことなく端子をはんだ付けするための温度定格
動 作 温 度	T_{stg}	素子を動作させない状態で保存し得る周囲温度範囲
は ん だ 付 け 温 度		
保 存 温 度		
沿 面 距 離		絶縁物質に沿った 2 つの導体間 (入力 - 出力間)の最短距離
空 間 距 離		空気中で 2 つの導体間 (入力 - 出力間)の最短距離
絶 縁 物 厚		2 つの導体間 (入力 - 出力間)に存在する絶縁物の最小厚み

(トランジスタ出力)

用 語	記 号	説 明
コレクタ－電流	I_C	コレクターに流し得る電流定格
変換効 率	I_C/I_F (CTR)	入力 LED 電流 I_F に対する出力電流 I_C の比 : $I_C/I_F \times 100$ (単位%)
暗電流	I_{CEO} I_{DARK}	コレクター - エミッター間に流れる漏れ電流
コレクタ－オフ電流	I_C (off)	入力を低電圧を印加したときのコレクター - エミッター間に流れる漏れ電流
直流電流増幅率	h_{FE}	受光トランジスタの h_{FE}
－ス光電流	I_{PB}	規定の入力電流 I_F で受光トランジスタベース部に発生する光電流
コレクタ－損失	P_C	コレクターで許容し得る電力損失定格
ターンオン時間	t_{ON} t_{on}	入力オフ → オン時点から、出力波形が 100 (0) %から 10 (90) %まで遷移する のに要する時間
ターンオフ時間	t_{OFF} t_{off}	入力オン → オフ時点から、出力波形が 0 (100) %から 90 (10) %まで遷移する のに要する時間
蓄積時間	t_S	入力オン → オフ時点から、出力波形が 0 (100) %から 10 (90) %まで遷移する のに要する時間
立ち下がり時間	t_f	出力波形の 90%から 10%まで遷移するのに要する時間
立ち上がり時間	t_r	出力波形の 10%から 90%まで遷移するのに要する時間
コレクターエミッター間飽和電圧	V_{CE} (sat)	規定の飽和条件におけるコレクター - エミッター間の電圧
コレクターベース間降伏電圧	V (BR) CBO	エミッターを開放にしたときのコレクター - ベース間の降伏電圧値
コレクターエミッター間降伏電圧	V (BR) CEO	(ベースを開放にしたときの)コレクター - エミッター間の降伏電圧値
エミッターベース間降伏電圧	V (BR) EBO	コレクターを開放にしたときのエミッター - ベース間の降伏電圧値
エミッターコレクター間降伏電圧	V (BR) ECO	(ベースを開放にしたときの)エミッター - コレクター間の降伏電圧値
コレクターベース間電圧	V_{CBO}	コレクター - ベース間に印加し得る電圧定格
コレクターエミッター間電圧	V_{CEO}	コレクター - エミッター間に印加し得る電圧定格
エミッターベース間電圧	V_{EBO}	エミッター - ベース間に印加し得る電圧定格
エミッターコレクター間電圧	V_{ECO}	エミッター - コレクター間に印加し得る電圧定格
端子間容量	C_{CE}	コレクター端子 - エミッター端子間の静電容量

(IC 出力)

用 語	記 号	説 明
ハイレベルコモンモード過渡耐性	CM _H	規定のハイレベルを維持できる、入出力間コモンモード電圧の最大上昇 (下降)率
ローレベルコモンモード過渡耐性	CM _L	規定のローレベルを維持できる、入出力間コモンモード電圧の最大上昇 (下降)率
ハ イ レ ベ ル 供 給 電 流	I _{CC} I _{DDH}	出力がハイレベルのとき電源端子に流れ込む回路供給電流
ロ ー レ ベ ル 供 給 電 流	I _{CC} I _{DDL}	出力がローレベルのとき電源端子に流れ込む回路供給電流
ス レ ッ シ ョ ル ド 入 力 電 流	I _{FHL} (I _{FLH})	出力をハイ (ロー) からロー (ハイ) へ移行させるに必要な入力電流 I _F の最小値 (*1)
入 力 電 流 ヒ ス テ リ シ ス	I _{HYS}	同一素子における I _{FLH} と I _{FHL} の差
ス レ ッ シ ョ ル ド 入 力 電 圧	V _{FLH} (V _{FHL})	初期出力のハイ (ロー) を維持する、または反転させた出力ロー (ハイ) から初期出力ハイ (ロー) へ復帰移行させるときの入力電圧 V _F の最大値
変 換 効 率	I _O /I _F	入力 LED 電流 I _F に対する出力電流 I _O の比: I _O /I _F × 100 (単位%)
ハ イ レ ベ ル 出 力 電 流	I _{OH}	規定のハイレベル出力電圧条件での出力電流値
ピ ーク ハ イ レ ベ ル 出 力 電 流	I _{OPH}	規定のハイレベル出力電圧条件でのピーク出力電流値
ロ ー レ ベ ル 出 力 電 流	I _{OL}	規定のローレベル出力電圧条件での出力電流値
ピ ーク ロ ー レ ベ ル 出 力 電 流	I _{OPL}	規定のローレベル出力電圧条件でのピーク出力電流値
ハイレベルショート回路出力電流	I _{OSH}	規定のハイレベル出力およびショート回路条件下での出力電流値
ローレベルショート回路出力電流	I _{OSL}	規定のローレベル出力およびショート回路条件下での出力電流値
ハ イ レ ベ ル 出 力 電 圧	V _{OH}	規定のハイレベル出力電流条件での出力電圧値
ロ ー レ ベ ル 出 力 電 圧	V _{OL}	規定のローレベル出力電流条件での出力電圧値
出 力 許 容 損 失	P _O	出力段で許容し得る電力損失定格
伝 達 遅 延 時 間 (H → L)	t _{pHL}	入力オフ (オン) → オン (オフ) 時点から出力波形がハイレベルからローレベルの規定値まで遷移するのに要する時間
伝 達 遅 延 時 間 (L → H)	t _{pLH}	入力オン (オフ) → オフ (オン) 時点から出力波形がローレベルからハイレベルの規定値まで遷移するのに要する時間
出 力 電 流	I _O	出力端子に流し得る電流定格
ピ ー ク 出 力 電 流	I _{OP}	出力端子に流し得るピーク電流定格
電 源 電 圧	V _{CC} V _{DD}	電源端子に印加し得る電圧定格
出 力 電 圧	V _O	出力端子に印加し得る電圧定格
U V L O ス レ ッ シ ョ ル ド	V _{UVLO}	低電圧誤動作防止機能 (UVLO: Under Voltage Lock Out) が働き出す電圧
3 ス テ ー ト イ ネ ー ブ ル 端 子 電 圧	V _E	イネーブル端子に印加し得る電圧定格
ハ イ レ ベ ル イ ネ ー ブ ル 電 圧	V _{EH}	イネーブル端子をハイレベルとする電圧
ロ ー レ ベ ル イ ネ ー ブ ル 電 圧	V _{EL}	イネーブル端子をローレベルとする電圧

(*1) IC 出力タイプの出力のハイ (ロー) ⇔ ロー (ハイ) を確実に動作させるためには I_{FHL} (I_{FLH}) の最大規格値以上の I_F 電流で使用する必要があります。

変更履歴

バージョン情報	日付	対応頁数	変更内容
Rev. 1.0	2019-06-01	-	初版

製品取り扱い上のお願ひ

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事務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。