

通信用 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 IC 出力の通信用 IC カプラーの種類と電気的特性および応用設計について述べたものです。

目次

1.	通信用フォトカプラーの種類	3
2.	IC カプラーの電気的特性と応用設計	4
2.1	20 kbps 中速カプラー TLP2301	4
2.1.1	変換効率 CTR (Current Transfer Ratio) : I_C/I_F	4
2.1.2	スイッチング特性	6
2.1.3	応用設計例	7
(1)	R_{IN} の算出	7
(2)	プルアップ抵抗 R_L の設定	9
2.2	1 Mbps 高速カプラー TLP2309	12
2.2.1	変換効率 CTR (Current Transfer Ratio): I_O/I_F	12
2.2.2	スイッチング特性	13
2.2.3	応用設計	14
2.3	高速 IC カプラー	14
2.3.1	スレッシュホールド入力電流 I_{FLH} 、 I_{FHL}	14
2.3.2	スレッシュホールド入力電圧 V_{FLH} 、 V_{FHL} 、 $V_{F(OFF)}$	15
2.3.3	スイッチング特性	15
2.3.4	応用設計例	17
(1)	$I_{FHL(max)}$ の算出	17
(2)	R_{IN} の算出	18
(3)	プルアップ抵抗 R_L の設定	19
2.3.5	アプリケーション例 プログラマブルロジックコントローラー (PLC)	20
<Column>	消費電力と磁気結合方式アイソレーター	21
3.	用語説明	23
	製品取り扱い上のお願い	27

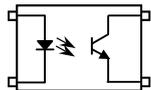
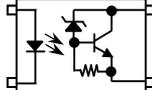
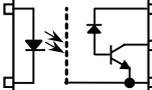
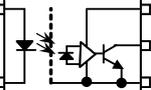
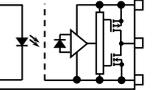
トスリンクは東芝デバイス&ストレージ株式会社の商標です。

産業用電子機器などのシステム設計を行う際には、伝送ライン上に介在する種々の問題に悩まされます。例えば、グラウンドループによるオフセット電圧が発生したときには、システム間にループ電流が流れ、機器を破損する可能性があります。これらの問題に関して、長距離用としてはファイバコプラー（トスリンク™）を、短距離用としてはフォトコプラーを用いることが有効な対処法です。通信用として使用されている汎用フォトトランジスタコプラーの伝送レートは、特に無理のない設計を行えば数 kbps 程度です。しかし、各装置間のデータ伝送待機時間は短縮化が進んでおり、回路間のループ処理を高速に行う場合にはフォトコプラーの遅れに伴うタイミング合わせも必要になります。このような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、標準伝送レート 20kbps ~ 50 Mbps クラスの中速、高速フォトコプラーを各種ラインアップしています。本資料ではこれら通信用 IC コプラーの種類と特性および応用設計について述べます。

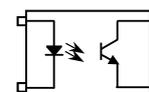
1. 通信用フォトコプラーの種類

表 1.1.1 に通信規格と主に使用されるフォトコプラーの種類を示します。

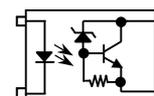
表 1.1.1 フォトコプラーの種類と主な通信規格

分類	トランジスタコプラー	中速コプラー	高速コプラー		
伝送レート	①数 kbps	②20kbps 周辺	③100k~1Mbps	④1Mbps 以上	
通信規格		RS-232	RS-232C	I2C, SPI, RS-485, RS-422, FA network	
内部回路図					
受光素子の主な構成	フォトトランジスタ	フォトトランジスタ ベース-エミッター間抵抗 ショットキーダイオード	フォトダイオード トランジスタ	フォトダイオード アンプ IC	フォトダイオード アンプ IC
代表製品	TLP293 TLP385	TLP2301	TLP2303 TLP2309	TLP2362 TLP2368	TLP2361 TLP2366

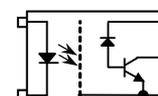
① TLP293 に代表されるトランジスタコプラーは数 kbps 程度までの通信に使用されます。一般的に受光側に用いられるフォトトランジスタは受光感度を高めるためにコレクターベースの接合領域を大きく取っており、コレクターベース間容量 C_{ob} も大きくなります。従って特にフォトトランジスタがオンからオフに遷移する際はミラー効果により伝搬遅延時間が長くなります。非飽和時は入力電流の大きさにより出力電流が変化するため、アナログ信号の伝送にも使用されます。



② トランジスタのベース領域に残存する少数キャリアおよびコレクターベース間容量の充電電流をエミッター側へバイパスするためのベース-エミッター間抵抗を内蔵して、フォトトランジスタオフ時の伝搬遅延時間を高速化した製品が TLP2301 に代表される 20 kbps 中速コプラーです。TLP2301 は汎用トランジスタコプラーでは難しい、飽和時の伝搬遅延時間の上限値を保証していますので ($t_{pHL} = 30 \mu s$ (最大)@ $T_a = 25 \text{ }^\circ C$)、RS-232 など 20 kbps 程度までの通信インターフェースに適しています。

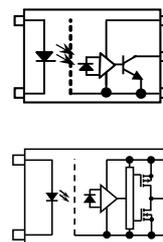


③ 100 k ~ 1 Mbps 高速 IC コプラーでは伝搬遅延時間に影響を与える C_{ob} を削減するために、受光チップ内でフォトダイオードとトランジスタを分離する事で高速スイッチングを実現しています。RS-232C など 1 Mbps 程度までの通信に適しています。また、アナログ信号



伝送用として①のトランジスタカプラーとともにスイッチング電源の出力誤差フィードバック用途としても使用されます。

④1 Mbps 以上の高速 IC カプラーではフォトダイオードの後段に高利得・高速の増幅回路を加えることでさらなる高速化を実現し、最高 50 Mbps クラスの伝送速度に対応しています。オープンコレクター出力とトータムポール出力品をラインアップしていますので応用機器に応じて選択することが可能です。増幅回路を搭載した IC カプラーはスレッシュホールド入力電流という特性を持ち、ある LED 入力電流のしきい値を超えるとデジタル的に出力がオンまたはオフします。したがってアナログ信号をリアに伝送することは出来ずデジタル信号伝送に使用されま



2. IC カプラーの電気的特性と応用設計

本項目では第 1 項で述べた②20kbps 中速カプラー、③1Mbps 高速カプラー、④1Mbps 以上の高速カプラーに関して主な電気的特性と応用設計について述べます。

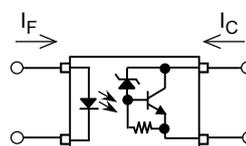
2.1 20 kbps 中速カプラー TLP2301

2.1.1 変換効率 CTR (Current Transfer Ratio) : I_C/I_F

TLP2301 には汎用トランジスタカプラーと同様に変換効率 CTR が存在します。変換効率の定義も同様で出力コレクター電流 I_C と入力電流 I_F の比率を%で表したものです。また、変換効率は $V_{CE} = 5\text{ V}$ の非飽和条件で保証されていますが、変換効率(飽和) $I_C/I_{F(\text{sat})}$ は $V_{CE} = 0.3\text{ V}$ の飽和条件での変換効率を表しています。

表 2.1.1 TLP2301 の変換効率

項目	記号	注記	測定条件	最小	標準	最大	単位
変換効率	I_C/I_F	(注1)	$I_F = 1\text{ mA}, V_{CE} = 5\text{ V}$	50	—	600	%
			$I_F = 1\text{ mA}, V_{CE} = 5\text{ V}, \text{GBランク品}$	100	—	600	
変換効率(飽和)	$I_C/I_{F(\text{sat})}$		$I_F = 1\text{ mA}, V_{CE} = 0.3\text{ V}$	—	100	—	
			$I_F = 1\text{ mA}, V_{CE} = 0.3\text{ V}, \text{GBランク品}$	50	—	—	



$$\text{CTR} = 100 \times I_C / I_F (\%)$$

図 2.1.1 に TLP2301 を使用したデジタル信号伝送回路の例を示します。デジタル信号を伝送する際は確実に出力をローレベル電圧まで下げて維持する必要があります。つまり LED 入力電流を流して出力トランジスタがオンした状態で出力トランジスタを飽和領域または後段素子で必要となるローレベル電圧に追い込む必要があります。後段素子のローレベル入力電圧を $V_{IL} = 0.6\text{ V}$ (最大)と仮定すると $V_O = 0.6\text{ V}$ の時に得られるコレクター電流の最小値を求めて、負荷電流がその電流値よりも小さくなるようにプルアップ抵抗を設定します。通常は $V_{CE} = 5\text{ V}$ の変換効率を基準としてデータシートに掲載されている $I_C - V_{CE}$ カーブから変動率 D_{VCE} を求めて計算を行います。

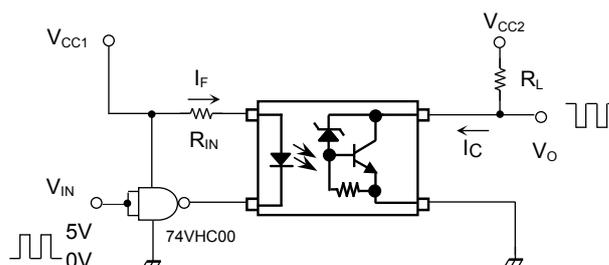


図 2.1.1 TLP2301 の信号伝送回路例

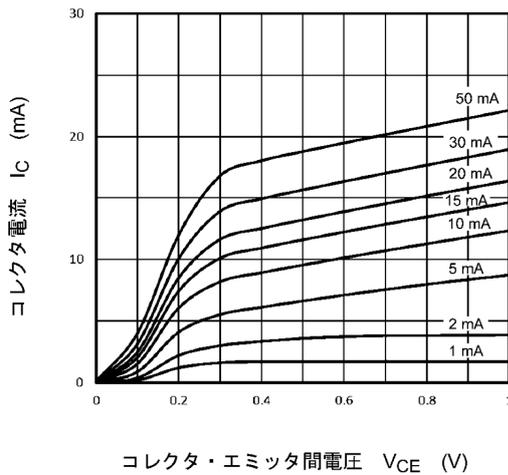


図 2.1.2 TLP2301 V_{CE} - I_C 特性 (to 1 V)

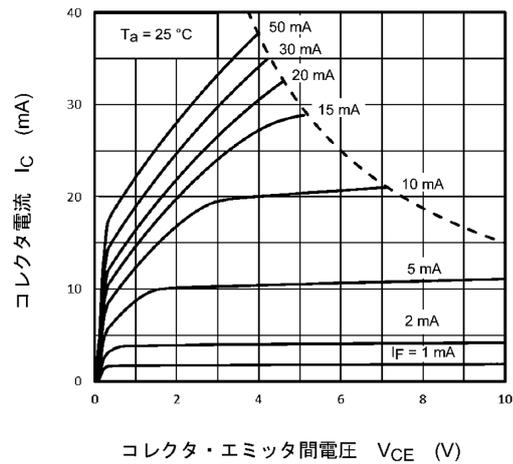


図 2.1.3 TLP2301 V_{CE} - I_C 特性 (to 10 V)

TLP2301 を $I_F = 1 \text{ mA}$ で使用する場合、 $V_{CE}: 5 \rightarrow 0.6 \text{ V}$ の変動率 $D_{V_{CE}}$ をデータシートの $I_C - V_{CE}$ 特性から求めます。

$$D_{V_{CE}} = \frac{I_C(V_{CE} = 0.6 \text{ V})}{I_C(V_{CE} = 5 \text{ V})} = \frac{1.9 \text{ (mA)}}{2.0 \text{ (mA)}} = 0.95$$

従って GB ランクを使用する場合、変換効率の最小値は $I_F = 1 \text{ mA}$ で 100 % ですので $I_C = 1 \text{ mA}$ となり、

$$\begin{aligned} I_C(@V_{CE} = 0.6 \text{ V}) &= I_C \times D_{V_{CE}} = 1 \text{ (mA)} \times 0.95 \\ &= 0.95 \text{ (mA)} \end{aligned}$$

となります。この値に設計マージン、ここでは 20 % とすると $0.95 \text{ mA} \times 0.8 = 0.76 \text{ mA}$ となり、負荷電流が 0.76 mA 以下となるように R_L を設定することで出力電圧が 0.6 V 以下の状態 (ローレベル) を維持することができます。実際にはトランジスタカプラーと同様に温度特性や LED の寿命特性によりコレクター電流はさらに小さくなりますので注意が必要です。計算例は 2-1-3 項で示します。

一方、変換効率 (飽和) $I_C/I_{F(\text{sat})}$ は $V_O = 0.3 \text{ V}$ 条件におけるコレクター電流を求める際に使用します。GB ランクの場合、コレクター電流の最小値は $I_C/I_{F(\text{sat})} = 50 \% @ I_F = 1 \text{ mA}$ ですので $I_C = 0.5 \text{ mA}$ 以下となるように負荷電流を設定することで、 $V_{CE}: 0.3 \text{ V}$ 以下の飽和状態を維持することができます。また、前述の通り $V_{CE} = 5 \text{ V}$ の変換効率を基準に $V_{CE}: 5 \rightarrow 0.3 \text{ V}$ の変動率 $D_{V_{CE}}$ と設計マージンを考慮して設定することもできます。 $I_C/I_{F(\text{sat})}$ を用いた場合にも温度特性など他の条件変動に対するコレクター電流の変動を考慮する必要があります。

2.1.2 スイッチング特性

一般的に汎用トランジスタカップラーの場合は伝搬遅延時間のばらつきが大きく、飽和条件での最大値の保証はありませんので標準値を基に変換効率や温度特性、プルアップ抵抗による特性変動分を考慮してスイッチング時間を見積もる必要があります。一方、TLP2301 は伝搬遅延時間、特にトランジスタのターンオフ時間を高速化し、ばらつきを抑えることで最大値を保証しています。製品の変換効率にかかわらず最大 30 μs を保証しているため、トランジスタカップラーのように変換効率によるスイッチング時間の変動分を考慮する必要がなく、より容易に遅延時間を設計することができます。

表 2.1.2 汎用トランジスタカップラー-TLP185 の遅延時間

項目	記号	測定条件	最小	標準	最大	単位
ターンオン時間	t_{on}	$R_L = 1.9 \text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 5 \text{ V}, I_F = 16 \text{ mA}$	—	2	—	μs
蓄積時間	t_s		—	30	—	
ターンオフ時間	t_{off}		—	70	—	

表 2.1.3. 20kbps 中速カップラー TLP2301 の遅延時間

項目	記号	注記	測定条件	最小	標準	最大	単位
伝搬遅延時間 (H/L)	t_{pHL}		図 10.1 参照 $V_{CC} = 5 \text{ V}, I_F = 1 \text{ mA},$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$	—	15	30	μs
伝搬遅延時間 (L/H)	t_{pLH}		図 10.1 参照 $V_{CC} = 5 \text{ V}, I_F = 1 \text{ mA},$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$	—	8	30	μs

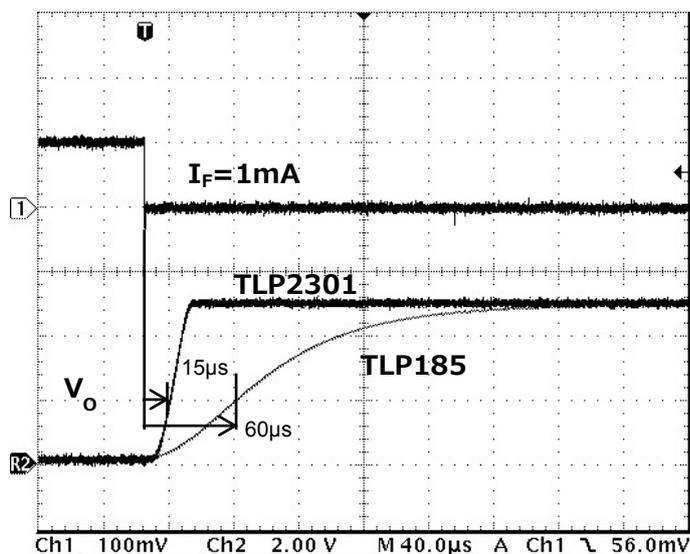


図 2.1.4 スイッチング時の波形比較 TLP185 と TLP2301

条件 : $I_F = 1 \text{ mA}, R_L = 10 \text{ k}\Omega, T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$

CTR TLP2301: 250 %, TLP185: 100 % @ $I_F = 1 \text{ mA}$

t_{pLH} 測定ポイント: $I_F = 0.5 \text{ mA}, V_O = 2 \text{ V}$

2.1.3 応用設計例

図 2.1.5 に示す回路図で TLP2301 を用いて信号伝送をするための R_{IN} 、 R_L の設計を行います。設定した LED 入力電流に対して出力が飽和電圧以下になるように R_L を設定する必要があります。従って初めに入力電流、 R_{IN} を仮設定し、次にトランジスタの飽和電圧時に得られるコレクター電流の最小値を求めて R_L を決定します。

設計仕様例

動作温度 T_{opr}	: 0 ~ 60 °C
データ速度	: 10 kbps
電源電圧	: $V_{CC} = 5 V \pm 5 \%$
動作寿命	: 10 年 (8.8 万時間)
duty	: 50 %

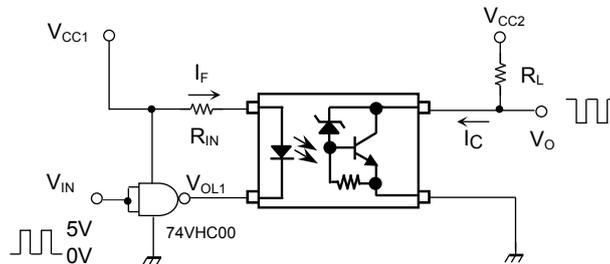


図 2.1.5 TLP2301 の信号伝送回路例

(1) R_{IN} の算出

はじめに LED 入力電流を設定します。TLP2301 は $I_F = 1 \text{ mA}$ の低電流条件で変換効率や伝搬遅延時間を規定しています。大きな電流を流すと伝搬遅延時間が遅くなるなどの影響がありますので $I_F = 1 \text{ mA}$ に近い条件で電流設定を行う方が有利です。今回はワースト条件でも $I_F = 1 \text{ mA}$ が流れるように仮設定をして設計を行います。 R_{IN} は以下の式で表されます。

$$R_{IN(min)} = \frac{V_{CC1} - V_F - V_{OL1}}{I_F}$$

R_{IN} が最も小さくなるのは $V_{CC1(min)}$ 、 $V_F(max)$ 、 $V_{OL1(max)}$ の条件なのでこれらを求めます。

V_{CC1} は $5 V \pm 5 \%$ より、

$$V_{CC1(min)} = 5 (V) \times 0.95 = 4.75 (V)$$

となります。

V_F は表 2.1.4 に示す通り $I_F = 10 \text{ mA}$ 、 $T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ で最大値 1.4 V です。この値を基準に $I_F = 1 \text{ mA}$ 、および周囲温度 $0 \sim 60 \text{ }^\circ\text{C}$ の範囲内で最大となる V_F 値を求めます。データシートの $I_F - V_F$ カーブを確認すると $I_F = 10 \text{ mA}$ が 1 mA に下がると V_F が約 0.1 V 下がることがわかります。一方、 V_F は低温になるほど上昇します。 V_F 温度係数のカーブを確認すると $I_F = 1 \text{ mA}$ 時に $-1.1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ です。従って T_a が $25 \text{ }^\circ\text{C}$ から $0 \text{ }^\circ\text{C}$ に下がった時の V_F の変動分は

$$\Delta V_F = \Delta V_F / \Delta T_a \times \Delta T_a = -1.1 (mV/^\circ\text{C}) \times (0 - 25) (^\circ\text{C}) = 27.5 (mV) \cong$$

$$0.03 (V)$$

となります。従って、

$$V_{F(max)} = 1.4 (V) - 0.1 (V) + 0.03 (V) = 1.33 (V)$$

となります。

$V_{OL1(max)}$ は使用するロジック IC の V_{OL} の最大値を利用します。ここでは 0.4 V とします。

表 2.1.4 TLP2301 の入力順電圧特性

項目	記号	注記	測定条件	最小	標準	最大	単位
発光側 入力順電圧	V_F		$I_F = 10 \text{ mA}$	1.1	1.25	1.4	V

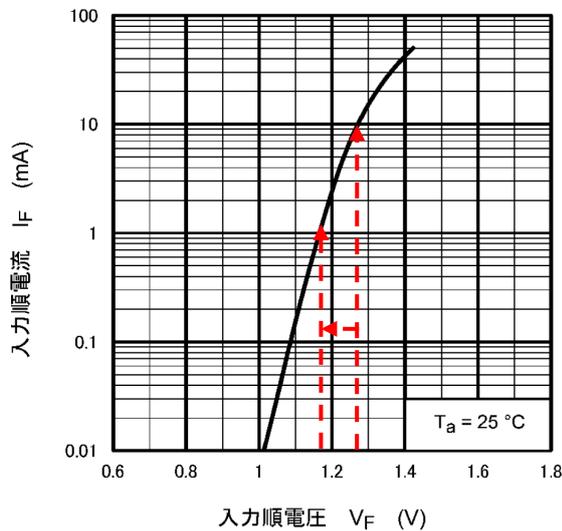


図 2.1.6 TLP2301 の $I_F - V_F$ 特性

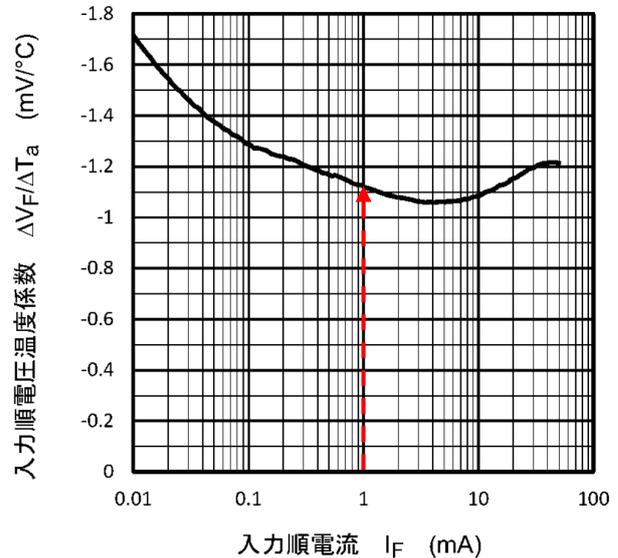


図 2.1.7 TLP2301 の $I_F - \Delta V_F/\Delta T_a$ 特性

この条件で $R_{IN(min)}$ を計算すると、

$$\begin{aligned}
 R_{IN(min)} &= \frac{V_{CC1} - V_F - V_{OL1}}{I_F} \\
 &= \frac{4.75 \text{ (V)} - 1.33 \text{ (V)} - 0.4 \text{ (V)}}{1 \text{ (mA)}} \\
 &= 3.02 \text{ (k}\Omega\text{)}
 \end{aligned}$$

従って今回は $R_{IN} = 3 \text{ k}\Omega$ を選択するとワースト条件でも LED 入力電流は 1 mA 流れることになります。ここで標準電流と最大電流を確認しておきます。

標準電流は $V_{CC1(typ.)} = 5 \text{ V}$ 、 $V_F(typ.) = 1.25 \text{ V} - 0.1 \text{ V} = 1.15 \text{ V}$ 、 $V_{OL1(typ.)} = 0.2 \text{ V}$ として、

$$I_{F(typ.)} = \frac{5 \text{ (V)} - 1.15 \text{ (V)} - 0.2 \text{ (V)}}{3 \text{ (k}\Omega\text{)}} \cong 1.22 \text{ (mA)}$$

となります。

最大電流は $V_{CC1(max)} = 5.25 \text{ V}$ 、 $V_F(min) = 1.1 \text{ V} - 0.1 \text{ V} - 0.04 \text{ V} = 0.96 \text{ V}$ 、 $V_{OL1(min)} = 0.1 \text{ V}$ として、

$$I_{F(max)} = \frac{5.25 \text{ (V)} - 0.96 \text{ (V)} - 0.1 \text{ (V)}}{3 \text{ (k}\Omega\text{)}} \cong 1.4 \text{ (mA)}$$

となります。

V_F の最小値は温度特性による変動量を確認します。 T_a が $25 \text{ }^\circ\text{C}$ から $60 \text{ }^\circ\text{C}$ に上がった時の V_F の変動分は

$$\Delta V_F = \Delta V_F/\Delta T_a \times \Delta T_a = -1.1 \text{ (mV/}^\circ\text{C)} \times (60 - 25) \text{ (}^\circ\text{C)} = -38.5 \text{ (mV)} \cong$$

$$-0.04 \text{ (V)}$$

と計算されます。

(2)プルアップ抵抗 R_L の設定

ワーストケースの I_C 時に出力電圧 V_O が V_{IL} を超えないように、プルアップ抵抗 R_L を設定します。

ワーストケースの I_C 値を $\min I_C$ とすると、

$$R_L \geq \frac{V_{CC(max)} - V_{IL}}{\min I_C}$$

$$\min I_C = I_{C(min)} \times D_{IF} \times D_t \times D_{VCE} \times D_{Ta} \times \alpha$$

で表します。ここで、

V_{IL} : 後段素子のローレベル入力電圧の最大値 (または必要なローレベル出力電圧)

D_{IF} : データシート条件に対する I_F 設定値での I_C 変化率

D_t : ある時間経過後の I_C 劣化率

D_{VCE} : $V_{CE(sat)}$ 状態での I_C 低下率

D_{Ta} : 動作温度内での I_C 変動率

α : 設計マージン

として、これらの値をデータシート等から確認します。

$I_{C(min)}$: 今回は TLP2301 の GB ランクを選択します。GB ランクは $I_F = 1 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5 \text{ V}$ の条件で変換効率の最小値が 100 %なので、今回の $I_F = 1 \text{ mA}$ の条件では $I_{C(min)} = 1 \text{ mA} \times 100 \% = 1 \text{ mA}$ となります。

D_t : 時間経過後の I_C の劣化率は LED の光出力劣化と 1:1 の相関があります。図 2.1.8 に示す LED の光出力劣化カーブから 4.4 万時間 (期待寿命 10 年、約 8.8 万時間の稼働率 50 %)の光出力を算出すると、およそ 95 %です。若干のマージンを考慮し 90 %として式に値を入れると $D_t = 0.9$ となります。

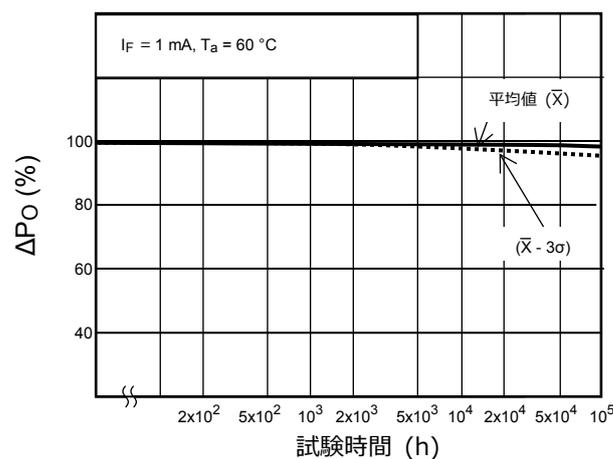


図 2.1.8 LED の光出力劣化カーブの例*

*本データは LED 光出力劣化カーブの例であり TLP2301 のデータそのものではありません。TLP2301 を含めた各製品の実際の回路設計の際には個別製品の信頼性情報をご確認の上適切な設計をお願い致します。

D_{IF} : データシート条件に対する I_F 設定値での I_C 変化率は TLP2301 の $I_C - I_F$ カーブから求めます。今回は $I_F = 1$ mA 条件ですので $D_{IF} = 1$ です。例えば $I_F = 3$ mA の場合、図 2.1.9 のカーブから、 $I_C(@I_F = 1 \text{ mA}) = 1.8 \text{ mA}$, $I_C(@I_F = 3 \text{ mA}) = 5 \text{ mA}$ を読み取り、変化率を計算すると $D_{IF} = 5 \text{ mA} / 1.8 \text{ mA} \approx 2.7$ となります。

D_{VCE} : $V_{CE(sat)}$ 状態での I_C 低下率は 2.1.1 の通り $I_C - V_{CE}$ カーブから算します。今回は 2.1.1 で求めた $D_{VCE} = 0.95$ を用います。

D_{Ta} : T_{opr} 内での I_C 変動率は $I_C - T_a$ カーブから求めます。 I_C が小さくなるのは 0°C の時なので、 $I_C(@T_a = 25^\circ \text{C}) = 1.8 \text{ mA}$, $I_C(@T_a = 0^\circ \text{C}) = 1.6 \text{ mA}$ を読み取り、変化率を計算すると

$$D_{Ta} = 1.6/1.8 \approx 0.88$$

α : 設計マージンは今回 20 % とし $\alpha = 0.8$ とします。

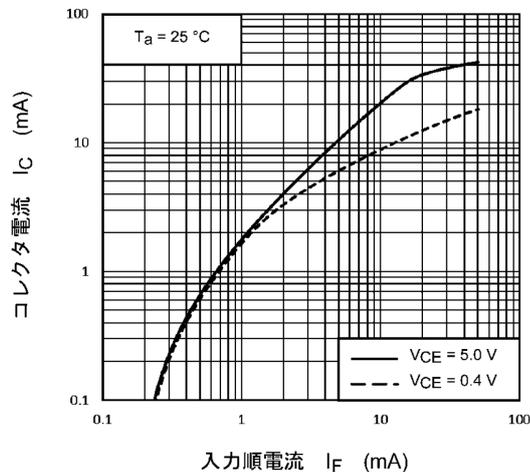


図 2.1.9 TLP2301 $I_C - I_F$ 特性

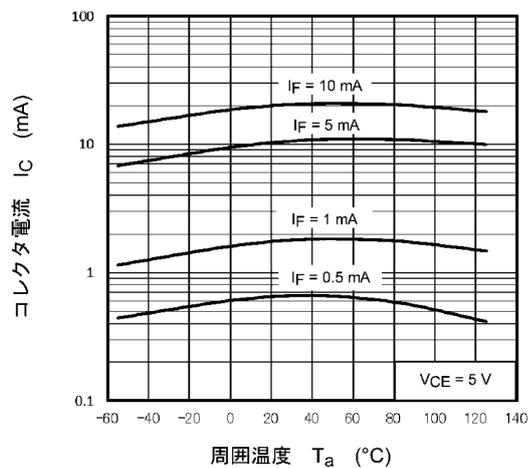


図 2.1.10 TLP2301 $I_C - T_a$ 特性

よってこれらを計算すると

$$\begin{aligned} \min I_C &= I_{C(min)} \times D_{IF} \times D_t \times D_{VCE} \times D_{Ta} \times \alpha \\ &= 1 \text{ (mA)} \times 1 \times 0.9 \times 0.95 \times 0.88 \times 0.8 \\ &\approx 0.6 \text{ (mA)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_L &\geq \frac{V_{CC2(max)} - V_{IL}}{\min I_C} = \frac{5.25 \text{ (V)} - 0.6 \text{ (V)}}{0.6 \text{ (mA)}} \\ &\geq 7.75 \text{ (k}\Omega\text{)} \end{aligned}$$

R_L を大きくしすぎると伝搬遅延時間 t_{pLH} が遅くなりますので今回は 10 k Ω を選択します。

最後に伝搬遅延時間の見積もりを行います。今回は 10 kbps の信号伝送を行うのでスイッチング時間の合計は、

$$T = t_{pHL} + t_{pLH} \leq 100 \text{ } (\mu\text{s})$$

を満たす必要があります。TLP2301 は伝搬遅延時間 30 μs Max を保証しています。I_F、R_L、V_{CC} は保証条件と同じ 1 mA、10 k Ω 、5 V です。T_a 依存性を確認します。T_a = 60 °C 時に遅延時間は最も遅くなります。

t_{pLH}(@T_a = 25 °C) = 16 μs 、t_{pLH}(@T_a = 60 °C) = 19 μs を読み取り、変化率を計算すると

$$D_{Ta} = \frac{19 \text{ } (\mu\text{s})}{16 \text{ } (\mu\text{s})} \cong 1.19$$

t_{pHL}(@T_a = 25 °C) = 8 μs 、t_{pHL}(@T_a = 60 °C) = 9 μs を読み取り、変化率を計算すると

$$D_{Ta} = \frac{9 \text{ } (\mu\text{s})}{8 \text{ } (\mu\text{s})} \cong 1.13$$

したがって

$$T = 30 \times 1.19 + 30 \times 1.13 \cong 70 \leq 100 \text{ } (\mu\text{s})$$

以上より温度特性を考慮してもデータ伝送は可能と推定されます。波形確認を行うと図 2.1.12 の通り 10 kbps の信号を伝送できていることが確認できました。

今回はロジック IC 74VHC00 を用いた回路で入力電流を駆動しましたが、TLP2301 の駆動電流は 1 mA と小さく設定を行いましたので、信号を発生するマイコンの出力電流の定格に余裕があればロジック IC を使用せず、マイコンから直接 LED を駆動することも可能です。

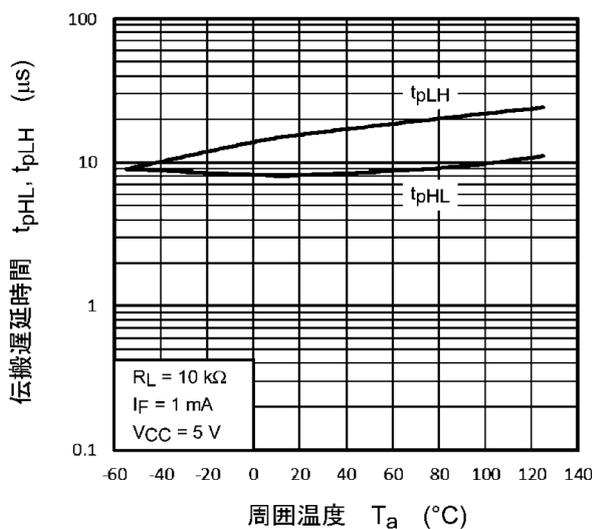


図 2.1.11 TLP2301 t_{pHL}, t_{pLH} - T_a 特性

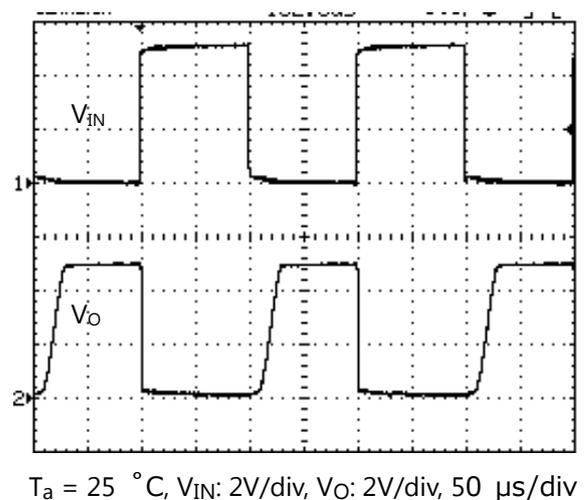


図 2.1.12 TLP2301 のスイッチング波形

2.2 1 Mbps 高速カプラー TLP2309

2.2.1 変換効率 CTR (Current Transfer Ratio): I_O/I_F

TLP2309 タイプの IC カプラーはフォトダイオードとトランジスターを分離した構造を取っており、 V_{CC} 端子に電源を接続しフォトダイオードへ逆電圧を印加して使用します。トランジスターカプラーや中速カプラーTLP2301と同様に出力電流 I_O と入力電流 I_F の比である変換効率が存在します (表 2.2.1)。

表 2.2.1 TLP2309 の変換効率

項目	記号	測定条件	最小	標準	最大	単位
変換効率	I_O/I_F	$I_F = 10 \text{ mA}, V_O = 0.4 \text{ V}, V_{CC} = 3.3 \text{ V}$	15	—	—	%
		$I_F = 16 \text{ mA}, V_O = 0.4 \text{ V}, V_{CC} = 4.5 \text{ V}$	15	—	—	

図 2.2.1 のような信号伝送回路例で R_L の設計を行う場合はトランジスターカプラーと同様にワーストケースの I_O 値 ($\min I_O$) を算出します。通常、TLP2309 タイプの IC フォトカプラーの変換効率は $V_O = 0.4 \text{ V}$ の飽和電圧条件で保証されていますので、 $\min I_O$ は D_{VCE} を除いた以下式に基づいて計算を行います。

$$\min I_O = I_{O(\min)} \times D_{IF} \times D_t \times D_{Ta} \times \alpha$$

$$R_L \geq \frac{V_{CC2(\max)} - V_{IL}}{\min I_O}$$

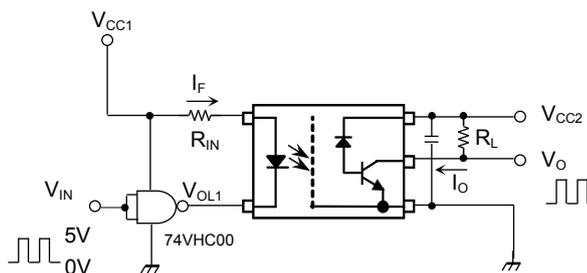


図 2.2.1 TLP2309 の信号伝送回路例

V_{IL} : 後段素子のローレベル入力電圧の最大値 (または必要なローレベル出力電圧)

D_t : ある時間経過後の I_C 劣化率

D_{IF} : データシート条件に対する I_F 設定値での I_C 変化率

D_{VCE} : $V_{CE(\text{sat})}$ 状態での I_C 低下率

D_{Ta} : 動作温度内での I_C 変動率

α : 設計マージン

2.2.2 スイッチング特性

伝搬遅延時間 t_{pHL} 、 t_{pLH} は入力信号が入ってから出力ロジックが反転するまでの時間を表しており、“HL”の部分は出力電圧の変化の方向を意味しています。図 2.2.2 にスイッチング特性の測定回路を示します。通常はエミッター接地で使用するので入力電流に対する出力信号は反転して出力されます。 V_{CC} - GND 間には電源ノイズをバイパスするためのパイパスコンデンサ $0.1 \mu\text{F}$ を取り付けています。

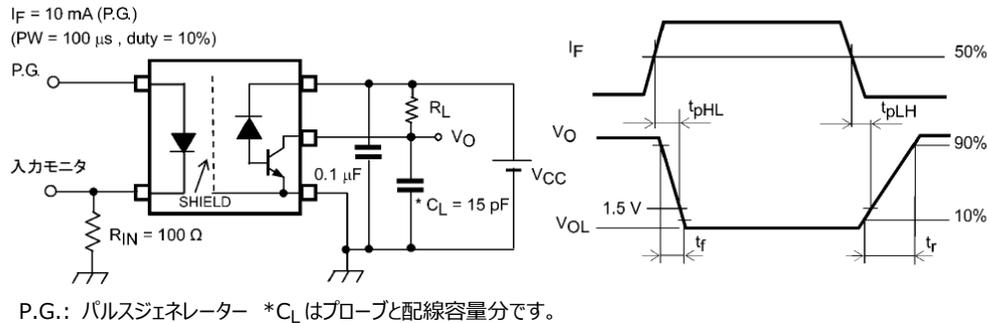


図 2.2.2 TLP2309 のスイッチング特性測定回路

スイッチング時間の設計を行う際は I_F 、 R_L 、 V_{CC} 、 T_a の条件変動を考慮します。TLP2309 は周囲温度 T_a : $-40 \sim 110 \text{ }^\circ\text{C}$ の範囲内でスイッチング時間の最大値を保証していますので T_a の条件変動の考慮が不要です。また、 V_{CC} は通常使用される 3.3 V 、 5 V の各条件で保証をしていますので使用条件により設計で用いる項目を選択します。図 2.2.3 に示す通り I_F : 10 mA と 16 mA で遅延時間の比較をすると t_{pLH} への影響はそれほど大きくありませんが、特に R_L が大きくなると t_{pLH} が遅くなります。 R_L 、遅延時間最大値の設計を行う際は 2.1.3 項 R_L の設定と同様にデータシート条件 ($R_L = 1.9 \text{ k}\Omega$) と設定条件における遅延時間の変動率を考慮してください。

表 2.2.2 TLP2309 のスイッチング特性

(特に指定のない限り、 $T_a = -40 \sim 110 \text{ }^\circ\text{C}$)

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 (H/L)	t_{pHL}		図12.1.1	$I_F = 0 \rightarrow 10 \text{ mA}$, $R_L = 1.9 \text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 3.3 \text{ V}$, $C_L = 15 \text{ pF}$	—	—	1	μs
伝搬遅延時間 (L/H)	t_{pLH}			$I_F = 10 \rightarrow 0 \text{ mA}$, $R_L = 1.9 \text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 3.3 \text{ V}$, $C_L = 15 \text{ pF}$	—	—	1	
伝搬遅延時間 (H/L)	t_{pHL}		図12.1.1	$I_F = 0 \rightarrow 16 \text{ mA}$, $R_L = 1.9 \text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $C_L = 15 \text{ pF}$	—	—	0.8	
伝搬遅延時間 (L/H)	t_{pLH}			$I_F = 16 \rightarrow 0 \text{ mA}$, $R_L = 1.9 \text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $C_L = 15 \text{ pF}$	—	—	0.8	

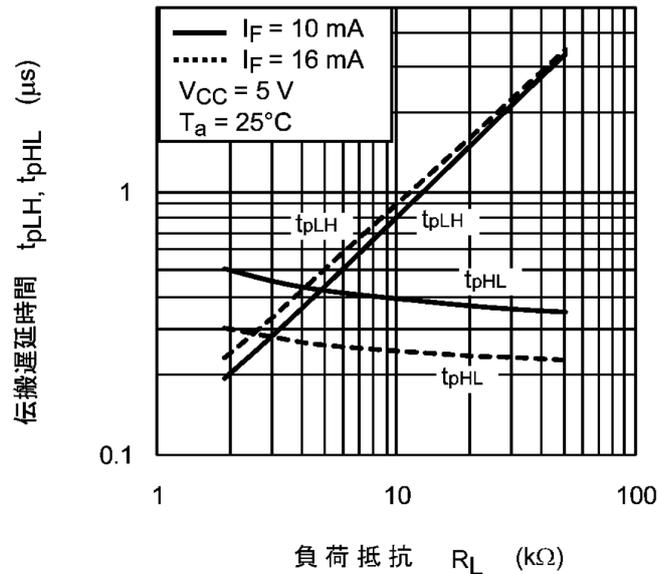


図 2.2.3 TLP2309 t_{pHL} , t_{pLH} - R_L 特性

2.2.3 応用設計

図 2.2.1 に示す TLP2309 の回路例は TLP2301 を用いた図 2.1.5 の回路例と類似です。信号伝送をするための R_{IN} 、 R_L の設計は 2-1-3 項で述べたプロセスと同じように進めることで決定することができます。

2.3 高速 IC カプラー

本項目ではフォトダイオードの後段に高利得・高速の増幅回路を加えて高速化させた IC カプラーの主な電気的特性と応用設計例を示します。

2.3.1 スレッシュホールド入力電流 I_{FLH} 、 I_{FHL}

増幅回路を搭載した IC 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_{FHL} 、 I_{FLH} 等で表します。“HL”の部分には 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います。インバータ出力製品の場合、例えば TLP2366 では LED 入力電流を流した時に出力電圧がハイレベルからローレベルへ下がるため、表 2.3.1 に示す通り I_{FHL} と規定されます。スレッシュホールド入力電流は、多くの IC カプラーでは TLP2366 の場合の $T_a = -40 \sim 125^\circ\text{C}$ のように製品の動作温度範囲内で保証されています。

図 2.3.1 に TLP2366 の $V_O - I_F$ カーブを示します。TLP2366 は標準で $I_F = 0.9 \text{ mA}$ で出力が反転しますが、最大値は $I_{FHL} = 3.5 \text{ mA}$ と規定されています。これは「 I_{FHL} は製品や温度によりばらつきがありますが、大きくても 3.5 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 3.5 mA 以上で動作させなければならないこととなります。

次に、オープンコレクター出力品 TLP2368 のスレッシュホールド入力電流のプルアップ抵抗による影響を図 2.3.2 に示します。オープンコレクター出力品ではプルアップ抵抗を調整して伝搬遅延時間や負荷電流を調整します。プルアップ抵抗を大きくした方が、スレッシュホールド入力電流を若干小さくすることができますが、その差はほとんどありません。伝搬遅延時間はプルアップ抵抗が大きいほうが遅くなりますので、スピードを重視する場合にはできるだけ小さい抵抗値を選択します。

表 2.3.1 インバータ出力製品 TLP2366

(特に指定のない限り、 $T_a = -40 \sim 125 \text{ }^\circ\text{C}$ 、 $V_{CC} = 2.7 \sim 5.5 \text{ V}$)

項目	記号	注記	測定回路	測定条件	最小	標準	最大	単位
ローレベル供給電流	I_{OCL}		図12.1.3	$I_F = 14 \text{ mA}$	—	1.6	3	mA
ハイレベル供給電流	I_{OCH}		図12.1.4	$I_F = 0 \text{ mA}$	—	1.5	3	
スレッシュホールド入力電流 (H/L)	I_{FHL}		—	$I_O = 1.6 \text{ mA}$, $V_O < 0.4 \text{ V}$	—	0.9	3.5	

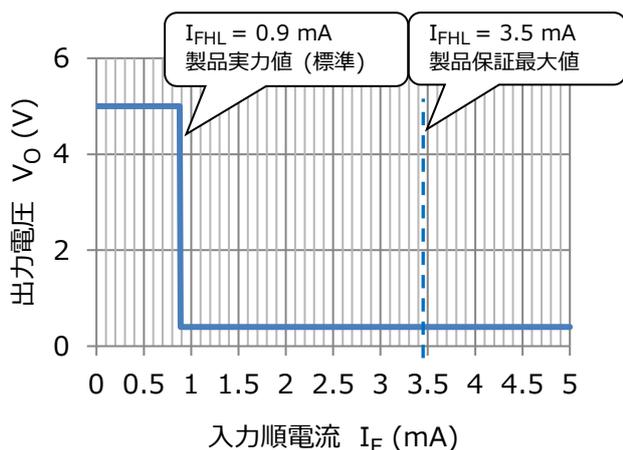


図 2.3.1 TLP2366 の $V_O - I_F$ 波形と製品保証値

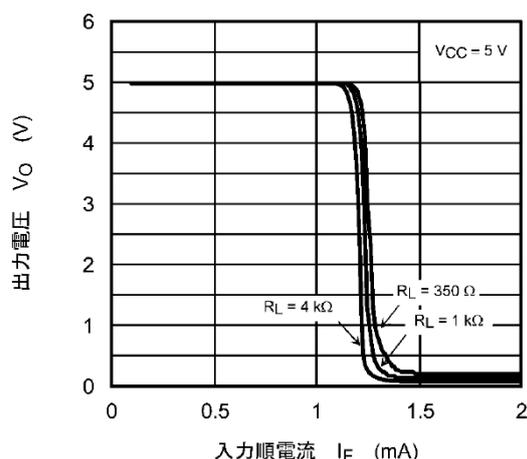


図 2.3.2 TLP2368 の $V_O - I_F$ 波形の R_L 依存性

2.3.2 スレッシュホールド入力電圧 V_{FLH} 、 V_{FHL} 、 $V_{F(OFF)}$

TLP2366 は入力電流を 3.5 mA 以上流すと出力がハイレベルからローレベルへ反転します。LED 側の電流制限抵抗値は I_{FHL} の値を基準に LED の出力劣化や設計マージンを基に適切な電流が流れるよう設計します。一方、出力をローからハイレベルへ反転させるためには LED 入力電流をオフレベルにする必要があり、スレッシュホールド入力電圧 V_{FLH} 、 V_{FHL} または入力オフ電圧 $V_{F(OFF)}$ を参考にします。TLP2366 の場合入力オフ電圧 $V_{F(OFF)}$ は 0.8V (最大) です。これは LED 両端の電圧を 0.8 V 以下にすれば LED 入力電流がローレベルとなり、出力がローレベルからハイレベルへ反転することを意味しています。

2.3.3 スイッチング特性

伝搬遅延時間 t_{pHL} 、 t_{pLH} は入力信号が入ってから出力ロジック反転するまでの時間を表しており、“HL”の部分は出力電圧の変化の方向を意味しています。

伝搬遅延時間バラツキ $|t_{pHL} - t_{pLH}|$ は単一製品における t_{pHL} と t_{pLH} の差の絶対値を示しており、伝送波形の歪みのレベルを確認する指標として使用します。TLP2366 は伝搬遅延バラツキを 30 ns (最大) で保証しています。仮に伝搬遅延時間バラツキを保証していないとすると、極端な例ですが図 2.3.3 のように $t_{pHL} = 55 \text{ ns}$ 、 $t_{pLH} = 5 \text{ ns}$ の場合、入力時のパルス幅 200 ns に対して出力されるパルス幅は 150 ns となり 50 ns のパルス幅歪みが発生します。実際には TLP2366 は伝搬遅延時間バラツキを 30 ns (最大) で保証していますので図 2.3.3 のように、出力されるパルス幅は最小でも 170 ns となります。従ってより正確なパルス信号を伝送するには伝搬遅延時間バラツキが保証されている製品を選択する方が有利です。

表 2.3.2 TLP2366 の伝搬遅延時間

(特に指定のない限り、 $T_a = -40 \sim 125 \text{ }^\circ\text{C}$ 、 $V_{CC} = 2.7 \sim 5.5 \text{ V}$)

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 (H/L)	t_{pHL}	(注1)	図12.1.5	$I_F = 0 \rightarrow 6 \text{ mA}$, $R_{IN} = 100 \text{ } \Omega$, $C_L = 15 \text{ pF}$	—	36	55	ns
伝搬遅延時間 (L/H)	t_{pLH}	(注1)		$I_F = 6 \rightarrow 0 \text{ mA}$, $R_{IN} = 100 \text{ } \Omega$, $C_L = 15 \text{ pF}$	—	27	55	
伝搬遅延時間バラツキ	$ t_{pHL} - t_{pLH} $	(注1)		$I_F = 6 \text{ mA}$, $R_{IN} = 100 \text{ } \Omega$, $C_L = 15 \text{ pF}$	—	9	30	
伝搬遅延スキュー	t_{psk}	(注1), (注2)		$I_F = 6 \text{ mA}$, $R_{IN} = 100 \text{ } \Omega$, $C_L = 15 \text{ pF}$	-30	—	30	

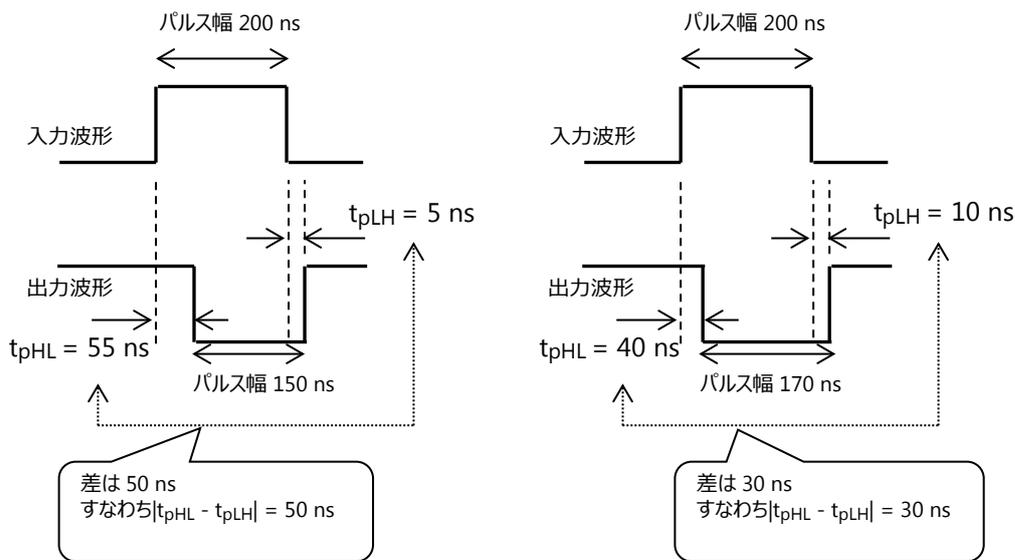


図 2.3.3 伝搬遅延時間バラツキ

伝搬遅延スキューは異なる製品間における t_{pHL} または t_{pLH} の差の最大値を表しています。図 2.3.4 に波形例を示します。上段は複数製品の t_{pHL} の波形、下段は複数製品の t_{pLH} の波形を示しています。図 2.3.4 では t_{pHL} の最小値と t_{pLH} の最大値の差が最大の遅延時間差となり、 t_{psk} で表されます。特に平行データ伝送ではクロックの読み取り信号時に合わせてデータ信号をオン/オフさせる必要がありますので、複数製品のフォトカプラー遅延時間のばらつきを考慮してマージンを持った伝送レートで信号伝送する必要があります。伝搬遅延時間バラツキと共に t_{psk} がより小さいほど高速の平行通信に有利です。

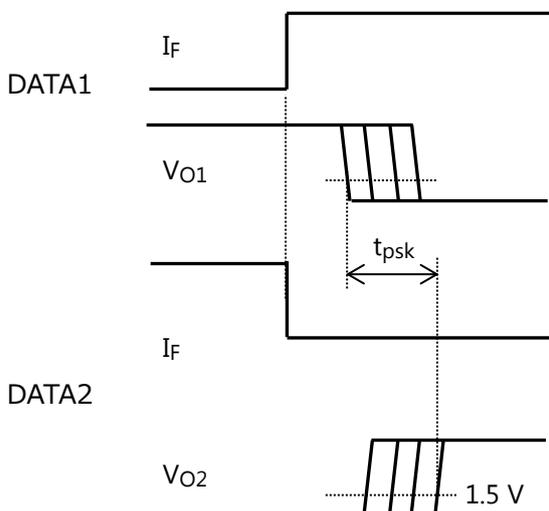


図 2.3.4 伝搬遅延スキュー

2.3.4 応用設計例

図 2.3.5 に示す回路図で TLP2368 を用いて信号伝送をするための R_{IN} 、 R_L の設計を行います。スレッシュド入力電流のある製品の場合、スレッシュド入力電流の最大値以上の LED 入力電流となるように I_F および R_{IN} を算出する必要があります。また、フォトカプラー出力側の $V_{CC} - GND$ 端子間には $0.1 \mu F$ のバイパスコンデンサを挿入します。特に増幅回路を内蔵した IC カプラーの場合には、電源ノイズや負荷のスイッチングによる V_{CC} 電圧トランジェントなどにより内部発振する可能性があります。正常動作のためにピンから 1 cm 以内にバイパスコンデンサを挿入してください。

設計仕様例

動作温度 T_{opr}	: $0 \sim 85 \text{ }^\circ\text{C}$
データ速度	: 10 Mbps
電源電圧	: $V_{CC} = 5 \text{ V} \pm 5 \%$
動作寿命	: 10 年 (8.8 万時間)
Duty	: 50%

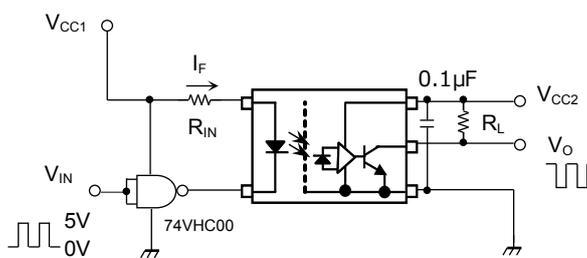


図 2.3.5 TLP2368 の信号伝送回路例

(1) $I_{FHL(max)}$ の算出

まず初めに製品のスレッシュド入力電流の最大値を以下の式で算出します。

$$I_{FHL(max)} = I_{FHL} \times D_{ta} \times D_t \times \alpha$$

I_{FHL} : データシートで保証されているスレッシュド入力電流の最大値

D_{ta} : スレッシュド入力電流の温度依存性の増加係数。

I_{FHL} が全動作温度範囲内で保証されていれば考慮は不要

D_t : I_{FHL} の経年変化係数

α : 設計マージン

TLP2368 の場合、 I_{FHL} の最大値は周囲温度 $T_a = -40 \sim 125 \text{ }^\circ\text{C}$ の範囲において 5 mA です。従って温度依存性 D_{ta} は考慮する必要がありませんので D_t 経年劣化係数を算出します。 I_{FHL} は LED の光出力劣化の逆数と 1:1 の相関があります。図 2.3.6 に示す LED の光出力劣化カーブから 4.4 万時間後 (期待寿命 10 年、約 8.8 万時間の稼働率 50 %) の光出力を算出すると、およそ 85 % です。若干のマージンを考慮して 80 % としその逆数をとり $D_t = 1.25$ とします。

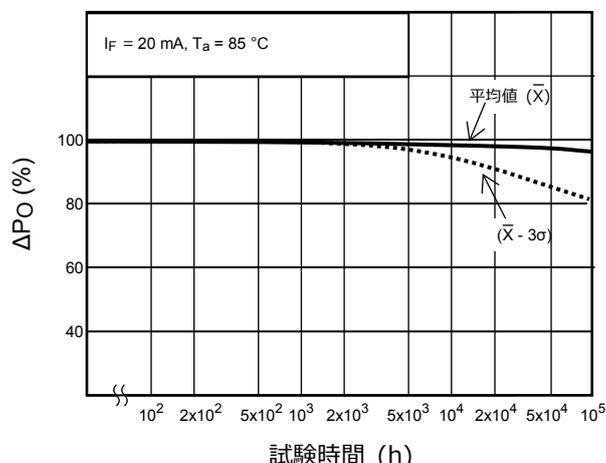


図 2.3.6 LED の光出力劣化カーブの例*

*本データは LED 光出力劣化カーブの例であり TLP2368 のデータそのものではありません。TLP2368 を含めた各製品の実際の回路設計の際には個別製品の信頼性情報をご確認の上適切な設計をお願い致します。

設計マージン α を 1.2 とすると $I_{FHL(max)}$ は以下の通り算出されます。

$$\begin{aligned} I_{FHL(max)} &= I_{FHL} \times D_{ta} \times D_t \times \alpha \\ &= 5 \text{ (mA)} \times 1 \times 1.25 \times 1.2 \\ &= 7.5 \text{ (mA)} \end{aligned}$$

(2) R_{IN} の算出

次に R_{IN} を算出します。 R_{IN} を計算する際の基本関係式を示します。

$$R_{IN(min)} = \frac{V_{CC1} - V_F - V_{OL1}}{I_{FHL(max)}}$$

R_{IN} が最も小さくなるのは $V_{CC1(min)}$ 、 $V_F(max)$ 、 $V_{OL1(max)}$ の条件ですのでこれらを求めます。

V_{CC1} は 5 V \pm 5 % の精度なので、

$$V_{CC1(min)} = 5 \text{ (V)} \times 0.95 = 4.75 \text{ (V)}$$

となります。

V_F は表 2.3.3 に示す通り $I_F = 10 \text{ mA}$ 、 $T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ で最大値 1.7 V です。データシートの $I_F - V_F$ カーブに掲載されている温度特性を確認すると $T_a = 25 \rightarrow 0 \text{ }^\circ\text{C}$ の変動で約 0.05 V 上がることがわかりますので

$$V_{F(max)} = 1.7 \text{ (V)} + 0.05 \text{ (V)} = 1.75 \text{ (V)}$$

$V_{OL1(max)}$ は使用するロジック IC の V_{OL} の最大値を利用します。ここでは 0.4V とします。

表 2.3.3 TLP2368 の V_F 特性

項目	記号	注記	測定回路	測定条件	最小	標準	最大	単位
入力順電圧	V_F		—	$I_F = 10 \text{ mA}$, $T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	1.45	1.55	1.7	V

この条件で $R_{IN(min)}$ を計算すると、

$$\begin{aligned} R_{IN(min)} &= \frac{V_{CC1} - V_F - V_{OL1}}{I_{FHL(max)}} \\ &= \frac{4.75 \text{ (V)} - 1.75 \text{ (V)} - 0.4 \text{ (V)}}{7.5 \text{ (mA)}} \\ &\cong 0.346 \text{ (k}\Omega) \cong 330 \text{ (}\Omega) \end{aligned}$$

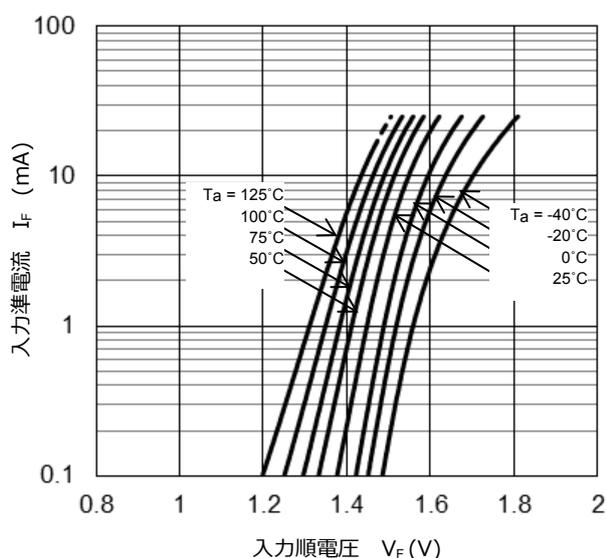


図 2.3.7 TLP2368 $I_F - V_F$ カーブ

したがって今回は $R_{IN} = 330 \Omega$ を選択するとLED入力電流が最小になる条件でも7.5 mAが流れることとなります。ここで標準電流と最大電流を確認しておきます。標準電流は $V_{CC1}(typ.) = 5 V$ 、 $V_F(typ.) = 1.55 V$ 、 $V_{OL}(typ.) = 0.2 V$ として、

$$I_{F(typ.)} = \frac{5 (V) - 1.55 (V) - 0.2 (V)}{330 (\Omega)} \approx 9.85 (mA)$$

となります。

最大電流は $V_{CC1}(max) = 5.25 V$ 、 $V_F(min) = 1.45 V - 0.1 V = 1.35 V$ 、 $V_{OL}(min) = 0.1 V$ として、

$$I_{F(max)} = \frac{5.25 (V) - 1.35 (V) - 0.1 (V)}{330 (\Omega)} \approx 11.5 (mA)$$

となります。

V_F の最小値は $I_F - V_F$ カーブから温度特性による変動量を確認します。 $T_a = 25 \rightarrow 85 \text{ }^\circ\text{C}$ の変動で約0.1 V下がりますので

$$V_{F(min)} = 1.45 (V) - 0.1 (V) = 1.35 (V)$$

とします。

(3)プルアップ抵抗 R_L の設定

プルアップ抵抗 R_L は出力電流 I_O の最大定格を超えない範囲で設定をします。実際には後段素子のローレベル入力電圧の最大値 V_{IL} (または必要なローレベル出力電圧)以下になるように R_L を設定するのが一般的です。 R_L は以下の式から求めます。TLP2368の場合、 $I_O = 13 \text{ mA}$ ですので I_O 以下になるように R_L を計算すると

$$R_L > \frac{V_{CC2} - V_{IL}}{I_O} = \frac{5 (V) - 0.6 (V)}{13 (mA)}$$

$$> 338 (\Omega)$$

となりますので 338Ω 以上の抵抗値を選択します。 R_L が大きいほうが消費電力は小さくなりますが、伝搬遅延時間が遅くなる傾向があります。図 2.3.8 に伝搬遅延時間 t_{pHL} 、 t_{pLH} の R_L 依存性を示します。今回は 10 Mbps の信号伝送をするためにあまり大きな抵抗値を選択するのは避けて $R_L = 510 \Omega$ を選択します。最後に設定した条件でスイッチング波形の確認を行います。図 2.3.9 に示す通り、10 Mbps の信号を伝送できていることが確認できました。

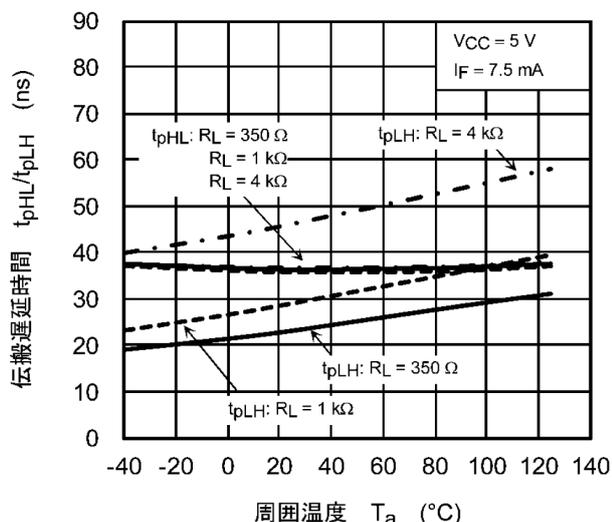


図 2.3.8 TLP2368 t_{pHL} 、 $t_{pLH} - T_a$ カーブ*

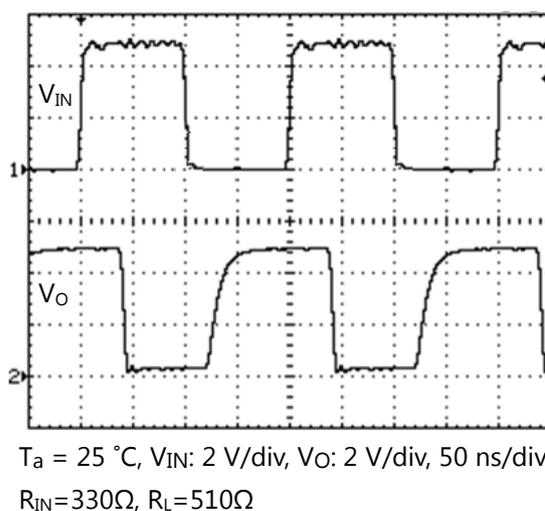


図 2.3.9 スイッチング波形*

*本資料に掲載されている特性データは代表サンプルによる特性例で保証値ではありません。

2.3.5 アプリケーション例 プログラマブルロジックコントローラー (PLC)

PLC はシーケンス制御用のコントローラーで、信号の入力または出力部分は一般的にフォトカプラーを使用して絶縁されています。PLC の入力回路にはセンサーからの信号やエンコーダーのパルス信号などが入力され、低速信号伝送の場合にはトランジスタカプラーが、高速信号伝送の場合には高速カプラーが使用されます。これら入力回路に接続される機器にはシンク型の機器とソース型の機器 (図 2.3.10)があり、どちらの入力信号にも対応させる場合にはブリッジダイオードを使用するか、AC 入力タイプ (シンク/ソース入力タイプ)のフォトカプラーを選択します。ブリッジダイオードと高速のシンク/ソース対応 10 Mbps 高速カプラー-TLP2391 を使用した回路例を図 2.3.11 に示します。TLP2391 ではブリッジダイオードが不要になる他、トータムポール出力なのでプルアップ抵抗 R_L も不要で部品点数の削減が可能です。

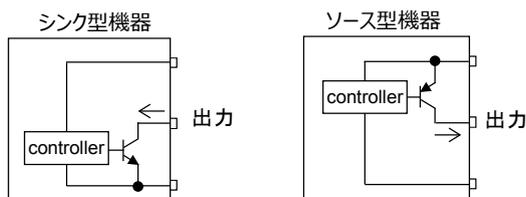


図 2.3.10 シンク型機器とソース型機器

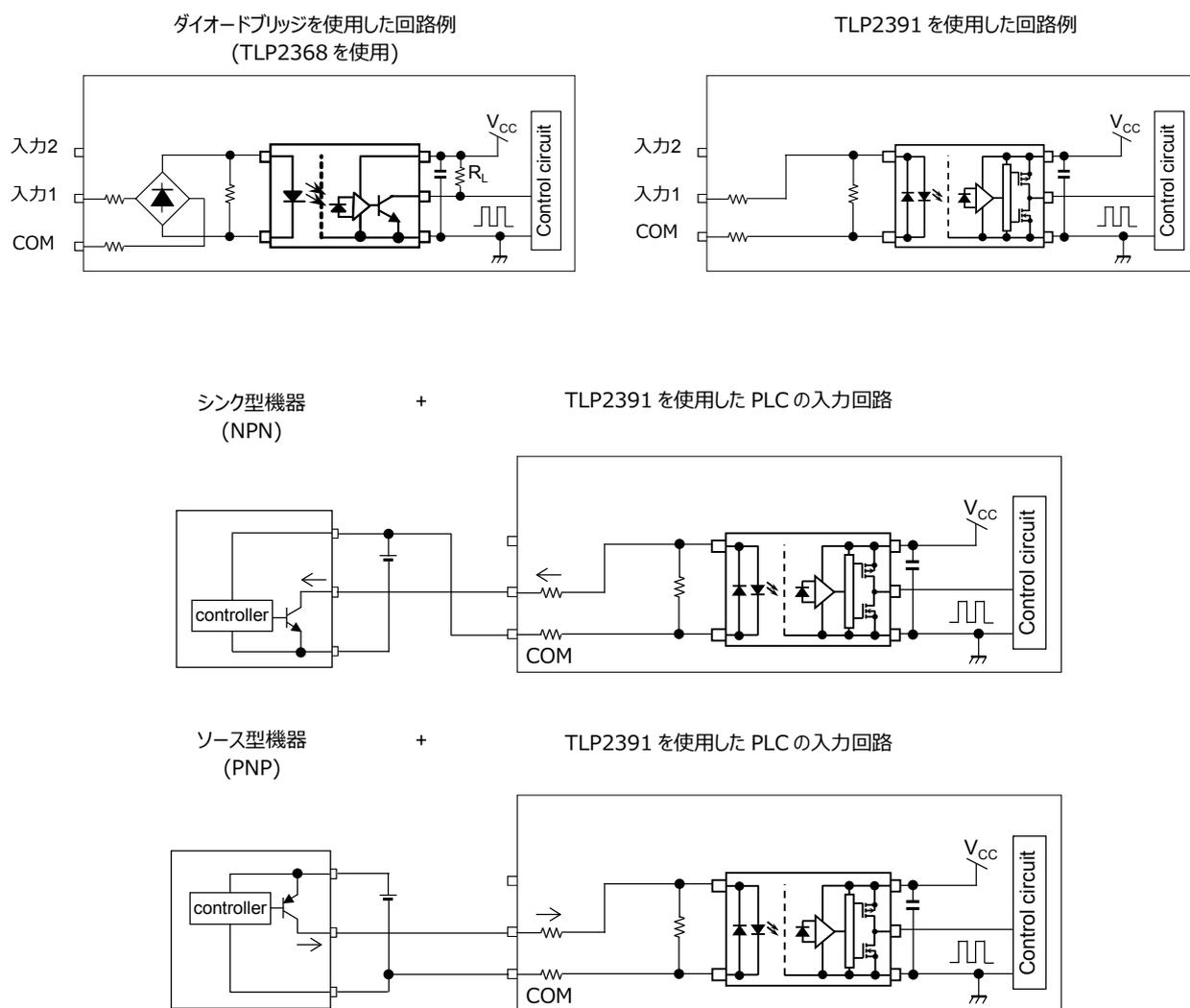


図 2.3.11 PLC とシンク型機器、ソース型機器との接続例

<Column> 消費電力と磁気結合方式アイソレーター

通信用フォトカプラーの消費電力はLED側の消費電力と受光側の消費電力を合計して計算します。出力無負荷時の消費電力は以下の式で表されます。

$$P_{TTL} = P_I + P_O$$

$$P_I = V_F \times I_F \times duty$$

$$P_O = I_{CC} \times V_{CC} + f_{IN} \times C_{PD} \times V_{CC}^2$$

P_I : 入力側消費電力

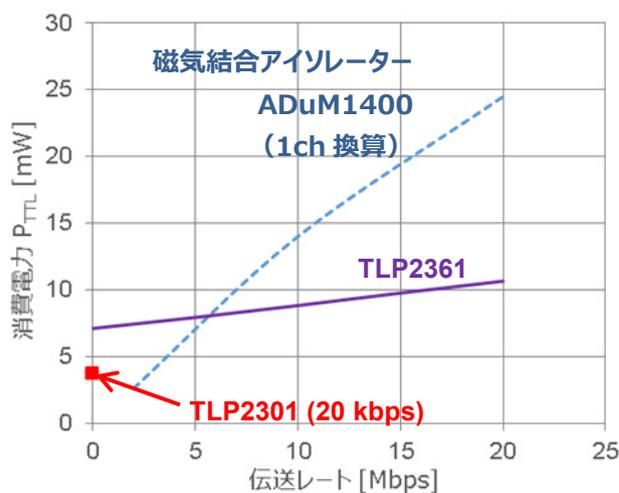
P_O : 出力側消費電力

f_{IN} : 入力周波数

C_{PD} : IC 内部の等価内部容量

$I_{CC} \times V_{CC}$ は静的消費電力を表しており、出力がハイまたはローレベルに固定された状態での消費電力です。 $f_{IN} \times C_{PD} \times V_{CC}^2$ は動作消費電力を表しています。動作消費電力は受光 IC 回路内の MOSFET や Tr 素子に付加される各種容量を充電する電力です。

近年、光結合方式以外に磁気結合方式や容量結合方式のアイソレーターが製品化されていますが、これらのアイソレーターは特に高速信号伝送時の消費電力が増大する傾向があります。図 2.3.12 に同条件でスイッチングを行った際のトーテムポール出力型高速カプラー TLP2361 と磁気結合方式のアイソレーターの総消費電力 P_{TTL} データを示します。磁気結合方式アイソレーターは 5 Mbps を超えたところから消費電力がフォトカプラーを上回り、20 Mbps では TLP2361 の 2 倍程度となりました。特に PLC など多数の通信インターフェースを持つ応用では大きな消費電力の差となります。また、フォトカプラーの場合、中速通信では消費電力が小さい TLP2301 (20 kbps)、TLP2303 (100 kbps) がありますので必要な伝送速度に応じてより消費電力の小さい製品をお選びいただけます。



[条件] $f_{IN} = 0 \sim 20$ Mbps (0 ~ 10 MHz), $T_a = 25$ °C

TLP2361:

入力側 $V_{DD1} = 5$ V, $I_F = 1.6$ mA, duty = 50 %

出力側 $V_{DD2} = 5$ V, 出力無負荷

磁気結合アイソレーター-ADuM1400 (1ch 換算)

入力側 $V_{DD1} = 5$ V

出力側 $V_{DD2} = 5$ V, 出力無負荷

通常、フォトカプラーの入力消費電力は上述の通り $P_I = V_F \times I_F \times duty$ で計算されますが本計算では入力回路の消費電力として磁気結合アイソレーターと同条件で比較するため $P_I = V_{CC} \times I_F \times duty$ で計算を行っています。

TLP2301 :

入力電源 $V_{CC1} = 5\text{ V}$, $I_F = 1.0\text{ mA}$

出力電源 $V_{CC2} = 5\text{ V}$, $I_C = 0.5\text{ mA}$ (ローレベル時の消費電流。ハイレベル時は $I_{DARK} = 0.01\text{ }\mu\text{A}$ (typ.) 程度のため無視する。)

$$P_I = V_F \times I_F \times duty = 5\text{ (V)} \times 1.0\text{ (mA)} \times 0.5 = 2.5\text{ (mW)}$$

$$P_O = V_{CC} \times I_C \times duty = 5\text{ (V)} \times 0.5\text{ (mA)} \times 0.5 = 1.25\text{ (mW)}$$

$$P_{TTL} = 2.5 + 1.25 = 3.75\text{ (mW)}$$

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		
端子間容量 (入力 - 出力間)	C_S	入力端子 - 出力端子間の静電容量
端子間容量	C_T	
端子間容量 (入力側)	C_t	LED アノード端子 - カソード端子間の静電容量
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		
パルス順電流	I_{FP}	瞬時的に LED 順方向に流し得る電流定格
入力順電流 (パルス)		
過度パルス順電流	I_{FPT}	瞬時的に LED 順方向に流し得る電流定格
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		
逆電流	I_R	LED 逆方向 (カソード - アノード間)に流れる漏れ電流
入力逆電流		
順電圧	V_F	規定の順電流値での LED アノード - カソード間電圧
入力順電圧		
LED 許容損失	P_D	LED で許容し得る電力損失定格
入力許容損失		
全許容損失	P_T	入力・出力の全回路で許容し得る電力損失定格
絶縁抵抗	R_S	規定の電圧値での入力端子-出力端子間の抵抗値
接合 (部) 温度	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
動作温度	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
はんだ付け温度	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
保存温度	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
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 - エミッター間に流れる漏れ電流
コレクタオフ電流	$I_{C(off)}$	入りに低電圧を印加したときのコレクタ - 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}
ベース光電流	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-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 - エミッター間の電圧
コレクタ-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 - ベース間の降伏電圧値
コレクタ-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 - 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 - コレクタ間の降伏電圧値
コレクタ-ベース間電圧	V_{CBO}	コレクタ - ベース間に印加し得る電圧定格
コレクタ-エミッター間電圧	V_{CEO}	コレクタ - 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-コレクタ間電圧	V_{ECO}	エミッター - コレクタ間に印加し得る電圧定格
端子間容量	C_{CE}	コレクタ端子 - エミッター端子間の静電容量
コレクタ-エミッター間容量		

(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 _{CCH} 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 _{CCL} 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
スレッシュホールド入力電流	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
スレッシュホールド入力電圧	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
UVLO スレッシュホールド	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	2014-08-25	-	初版
Rev. 2.0	2018-04-06	-	改訂
Rev. 3.0	2019-11-14	-	改訂

製品取り扱い上のお願

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情報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。