

LM3401

LM3401 Hysteretic PFET Controller for High Power LED Drive



Literature Number: JAJSAU1

LM3401

高出力 LED 駆動用ヒステリシス PFET コントローラ

概要

LM3401 は、高出力 LED に定電流を供給するために設計されたスイッチング・コントローラです。LM3401 は、降圧型（バック）レギュレータ用の外部 P-MOSFET スイッチを駆動します。LM3401 は、直列接続した多種多数の LED に $\pm 6\%$ 以内の精度で定電流を供給します。出力電流は外付け電流センス抵抗によって調整され、1A を超える高出力 LED を駆動します。

精度と効率の向上のために、LM3401 は両側のヒステリシス、超低リファレンス電圧、および短い伝搬遅延時間という特長を備えています。サイクルごとの電流制限によって、過電流および短絡障害からデバイスを保護します。また、可変ヒステリシス機能と、PWM 調光用 CMOS 互換入力ピンも備えています。

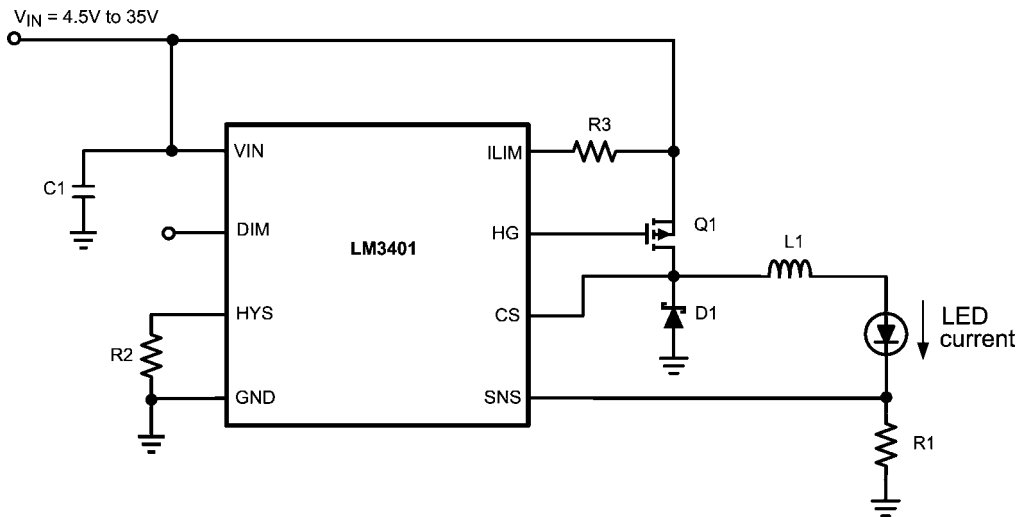
特長

- ヒステリシス制御による高速化と簡素化
- 入力動作範囲 4.5V ~ 35V
- 最大スイッチング周波数 1.5MHz
- 200mV の低リファレンス電圧
- リミット値を設定可能な電流制限機能
- 高速 CMOS 互換イネーブル / 調光
- 可変ヒステリシス
- 入力 UVLO
- 出力コンデンサが不要
- MSOP-8 パッケージ

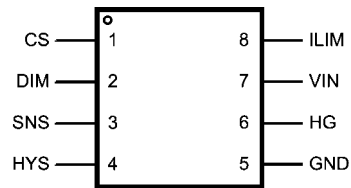
アプリケーション

- LED ドライバ
- バッテリー充電器

代表的なアプリケーション回路



ブロック図



Top View
8-Lead Plastic MSOP

製品情報

Part Number	Package Type	NS Package Drawing	Supplied As
LM3401MM	MSOP-8	MUA08A	1000 Units on Tape and Reel
LM3401MMX			3500 Units on Tape and Reel

ピン説明

ピン番号	ピン名	説明
1	CS	電流検出用ピン。PFETドレインに接続します。
2	DIM	調光入力ピン。DIMがLowのとき、HGドライブはオフです。論理レベルPWM信号に接続できます。
3	SNS	電流フィードバックピン(LEDカソードへ)。このピンとグラウンドとの間に抵抗を接続して、DC LED電流を設定します。
4	HYS	ヒステリシス調整用ピン。このピンとGNDとの間に抵抗を接続して、ヒステリシス・ウィンドウを設定します。
5	GND	グラウンド・ピン。
6	HG	ゲート駆動出力。PFETゲートに接続します。
7	VIN	電源電圧入力ピン。
8	ILIM	電流制限調整用ピン。このピンとPFETソースの間に接続した抵抗により、電流制限スレッショルドを設定します。

絶対最大定格 (Note 1)

本データシートには軍用・航空宇宙用の規格は記載されていません。
関連する電気的信頼性試験方法の規格を参照ください。

VIN	- 0.3V ~ 36V
CS	- 2.0V ~ 36V
SNS	- 0.3V ~ 8V
ILIM	- 0.3V ~ 36V
DIM	- 0.3V ~ 36V
HYS	- 0.3V ~ 4V
保存温度	- 65 ~ + 150

リード温度

ペーパー・フェーズ (60 秒)	215
赤外線 (15 秒)	220

ESD 定格 (Note 2)

人体モデル	2.5kV
-------	-------

動作定格 (Note 1)

VIN	4.5V ~ 35V
接合部温度範囲	- 40 ~ + 125
熱抵抗 J_A (Note 3)	151 /W
消費電力 (Note 3)	0.66W

電気的特性

標準字体で記載された規格値は $T_J = 25$ の場合に限り、太字で記載されたリミット値は - 40 ~ + 125 の接合部温度 (T_J) 範囲にわたって適用されます。特記のない限り、 $V_{IN} = 24V$ です。最小リミット値および最大リミット値は、試験、設計、または統計上の相関関係により保証されています。代表 (Typ) 値は $T_J = 25$ でのパラメータの最も標準と考えられる値を表し、参照を目的としてのみ提示されます (Note 4)。

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
SYSTEM						
V_{REF}	Reference Voltage		188	200	212	mV
$\Delta V_{REF} / \Delta V_{IN}$	Line regulation	5V < VIN < 35V		0.002		mV/V
I_Q	Operating VIN Current (Note 5)			1.05		mA
I_{HYS}	Hysteresis Pin Source Current	HYS pin = 50 mV to 500 mV	15	20	25	μ A
SNS_{HYS_MU}	SNS Comparator Hysteresis Multiplier	HYS pin = 250 mV	0.168	0.20	0.224	-
T_{DLY}	SNS Comparator to HG Delay	SNS rising		46	80	ns
T_{DIM}	DIM to HG Delay	DIM rising		69	120	ns
I_{ILIM}	ILIM Pin Sink Current		4	5.5	8	μ A
V_{CL_OFF}	Current Limit Comparator Offset		-10	0	+10	mV
V_{ZC}	Zero Cross Comparator Threshold	Measured at CS pin	-70	-130	-200	mV
V_{DIM}	DIM Threshold Voltage		1.85	2.0	2.25	V
	Hysteresis			286		mV
I_{SNS}	SNS pin Bias Current	$V_{SNS} = 200$ mV		300	780	nA
UVLO	UVLO threshold	Vin rising		4.3	4.48	V
	Hysteresis			0.5		V
DRIVER						
Ton_min	Minimum on-time			150		ns
R_{HG}	Gate Drive Resistance	Source Current = 100 mA		5.3		Ω
		Sink Current = 100 mA		10.5		Ω
I_{HG}	Driver Output Current	Source, HG = VIN -2.5V		0.41		A
		Sink, HG = VIN -2.5V		0.33		A
V_{HG}	HG on voltage	Referenced to VIN, steady state voltage	-4.2	-4.7	-5.5	V

Note 1: 「絶対最大定格」とは、デバイスが破損する可能性のあるリミット値を言います。「動作定格」とはデバイスが機能する条件を示しますが、特定の性能リミット値を示すものではありません。保証規格については、電気的特性を参照してください。

Note 2: 人体モデルでは、100pF のコンデンサから直列抵抗 1.5k を介して各ピンに放電させます。

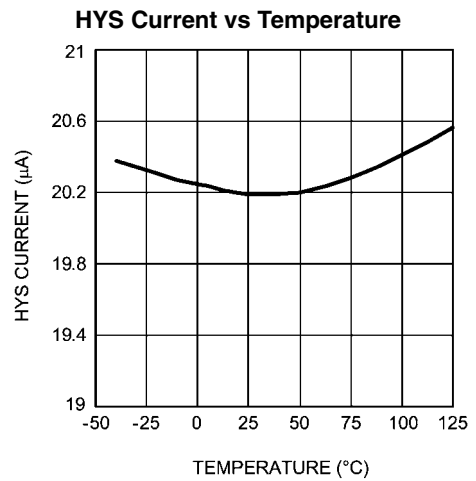
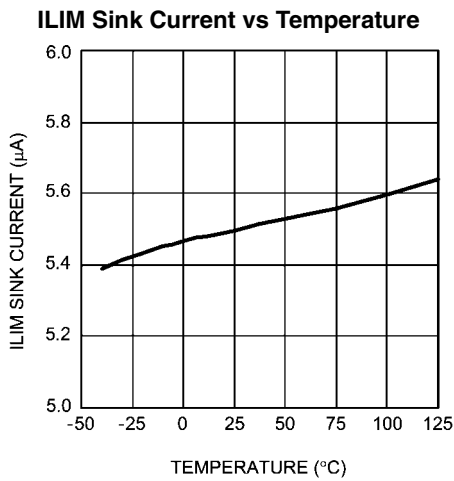
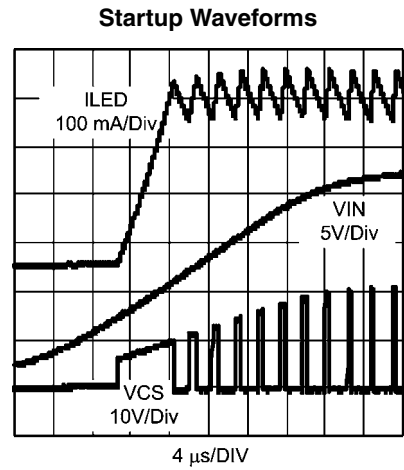
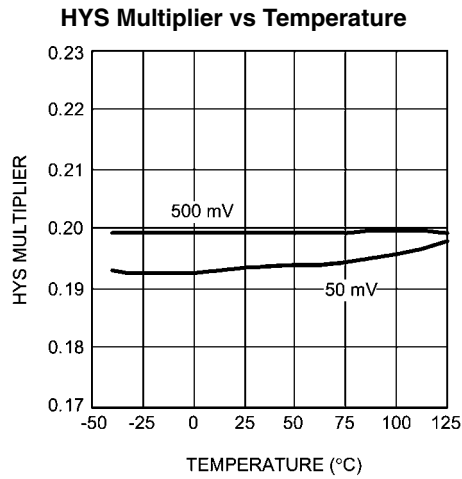
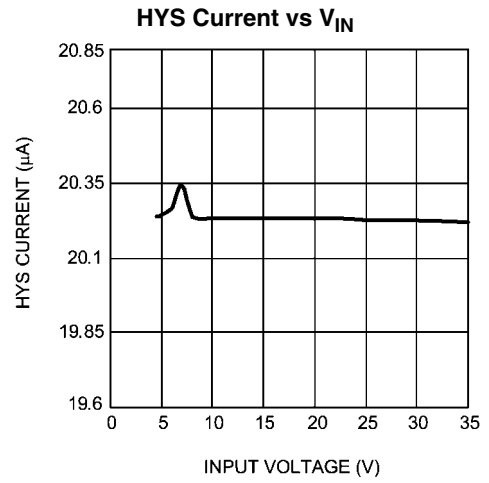
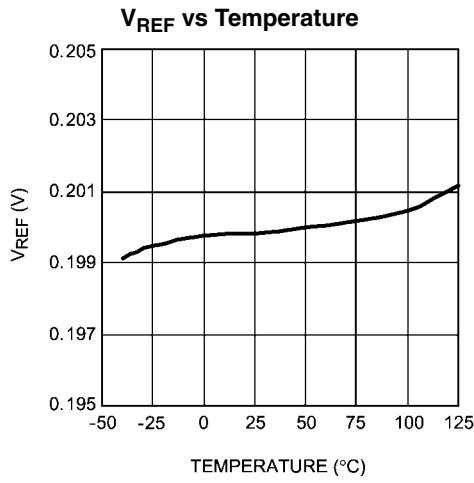
Note 3: 最大許容消費電力は、最大接合部温度 T_{J_MAX} 、接合部 - 周囲雰囲気間熱抵抗 J_A 、および周囲温度 T_A の関数です。任意の周囲温度での最大許容消費電力は次式から求めます。 $P_{D_MAX} = (T_{J_MAX} - T_A) / J_A$ 。0.66W という最大消費電力の値は、 $T_A = 25$ 、 $J_A = 151$ /W、 $T_{J_MAX} = 125$ を代入して求めたものです。 J_A はボード寸法および銅箔エリアによって異なります。 J_A 仕様は、JEDEC 標準 4 層基板に基づいています。

Note 4: 室温のリミット値はすべて 100% 試験されています。「動作接合部温度範囲」保証に対する各項目は、標準的な統計的品質管理 (SQC) 手法を用いた相関により保証されています。平均出荷品質水準 (AOQL: Average Outgoing Quality Level) の計算にはすべてのリミット値が使用されています。

Note 5: I_Q は VIN ピンへの流入電流を規定し、非スイッチング動作時に適用されます。

代表的な性能特性

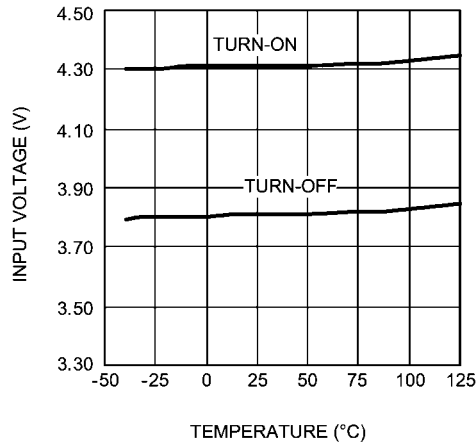
特記のない限り、 $V_{IN} = 24V$ 、 $T_A = 25$ とします。



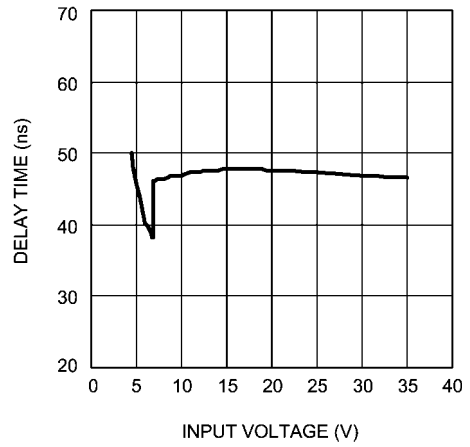
代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り、 $V_{IN} = 24V$ 、 $T_A = 25$ とします。

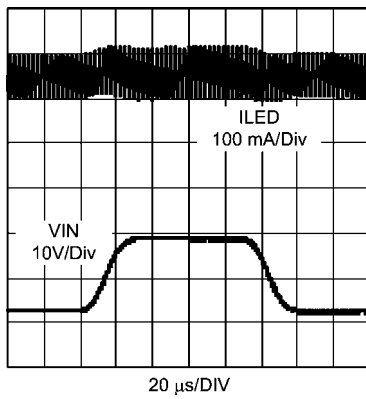
UVLO Threshold vs Temperature



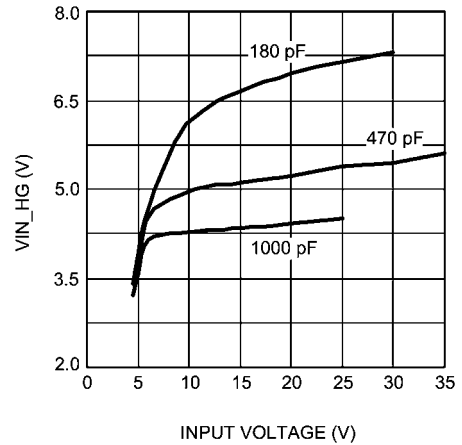
SNS to HG Propagation Delay vs V_{IN}



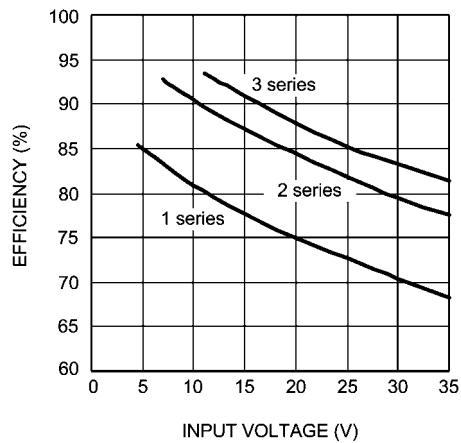
Line Transient Response



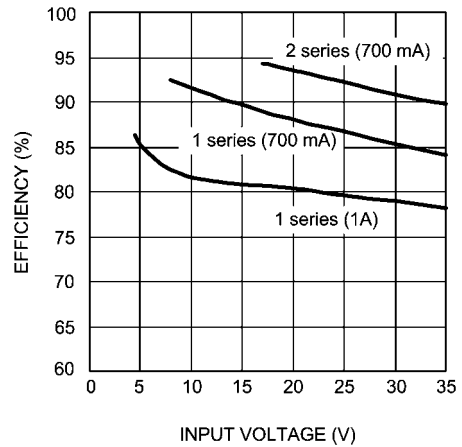
Initial HG Voltage vs Input Voltage



350 mA Efficiency



700 mA and 1A Efficiency



ブロック図

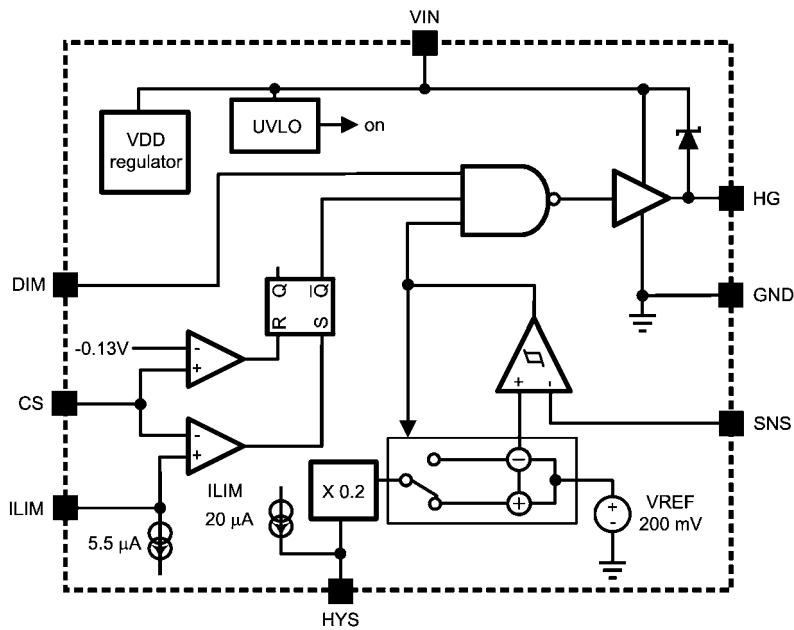


FIGURE 1. Block Diagram

動作の説明

ヒステリシス制御

LM3401 は、高出力 LED 列を駆動するための定電流を供給するために設計された降圧型 DC-DC コントローラです。

LM3401 は、単純で安定した設計にするために、コンパレータ・ベースの電圧モード・ヒステリシス制御を使用します。ヒステリシス制御は内部発振器を利用せず、出力条件によって直接にスイッチングを制御します。LM3401 は、可変ヒステリシス・ウィンドウ内で SNS ピンにおけるピーク電圧とバレー電圧を監視することによって LED 電流を制御します。精度を最適化するために、両側にヒステリシスのあるウィンドウを使用します。

レギュレートされた LED 電流は、SNS ピンのセンス抵抗を通してグラウンドに流れます。SNS ピンで生成された電圧は、200mV の内部リファレンスと比較されます。SNS 電圧がリファレンス電圧からヒステリシスを引いた値を下回るとき、ヒステリシス・コンパレータの出力は Low になります。この結果、駆動出力 HG は PFET のゲートを Low とし、PFET をオンにします。

PFET がオンになると、LED 電流は PFET およびインダクタを通じて上昇します。LED 電流が上昇すると、SNS 電圧はその上限スレッショルド（リファレンス電圧にヒステリシスを加えた値）に達します。それによってコンパレータおよび HG の出力が High になり、PFET がオフになります。PFET がオフになると、電流がキャッチ・ダイオードに流れ、LED およびインダクタ電流が低下します。SNS 電圧が下限スレッショルドまで低下したとき、このサイクルが繰り返されます。生成される LED 電流、SNS、およびスイッチ・ノード波形を Figure 2 に示しています。

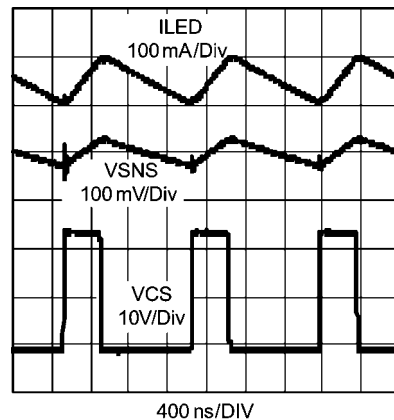


FIGURE 2. Hysteretic Switching Waveforms

出力電流の設定

LED の平均電流は、SNS と GND の間に接続した抵抗（代表的なアプリケーション回路図では R1）によって設定します。SNS 抵抗 (R_{SNS}) は次の式で計算できます。

$$R_{SNS} = \frac{V_{SNS}}{I_{LED}}$$

ここで、 V_{SNS} は、200mV（代表値）、 I_{LED} は平均の LED DC 電流です。

センス抵抗電力定格はその消費電力より高く設定されている必要があります。要求される電力定格は、次の式で計算できます（単位：W）。

動作の説明 (つづき)

$$V_{RSNS} = V_{SNS} \times I_{LED}$$

センス抵抗を選択するとき、熱に応じて使用定格を下げることも考慮しなければなりません。

R_{SNS} は LED の DC 電流を設定しますが、AC ピーク LED 電流は DC 設定より高くなります。このピーク電流が LED の最大ピーク電流定格 I_{LED_max} より大きくなってはいけません。ピーク LED 電流は次の式で計算できます。

$$I_{LED_PK} = I_{LED} + \frac{I_{LED_RIP}}{2}$$

LED リップル電流、 I_{LED_RIP} については、後の「ヒステリシス調整」で説明しています。

ヒステリシス調整

HYS ピンを介した可変ヒステリシスによって LED リップル電流を直接制御できます。HYS ピンはまた、スイッチング周波数に対する一定の制御を可能にします。ヒステリシス値はインダクタを選択した後で設定できますが、周波数計算を開始するためには仮の値を設定する必要があります。ヒステリシス・ウィンドウは、ピーク LED 電流がその最大定格 I_{LED_max} を超えないようにするために、十分に小さい値に設定する必要があります。

SNS ピンの最大ヒステリシスは次の式で計算できます。

$$SNS_{HYS_MAX} = (I_{LED_max} - I_{LED}) \times R_{SNS}$$

10mV とこの最大値の間の任意の SNS_{HYS} 値が許容されます。

SNS_{HYS} 値は、HYS ピンと GND の間に接続した単一抵抗 (代表的なアプリケーション回路図では $R2$) によって設定します。HYS ピンの電圧 V_{HYS} に内部的に SNS_{HYS_MU} (代表値 0.2) を掛けて、SNS ピンにおけるヒステリシス、 SNS_{HYS} を生成します。ヒステリシス設定抵抗は、次の式で計算できます。

$$R2 = \frac{SNS_{HYS} \times 5}{20 \mu A}$$

ここで、20 μ A は代表的な HYS ソース電流、 SNS_{HYS} は生成される SNS ピンのヒステリシス電圧です。ヒステリシス電圧は、10mV ~ 100mV (HYS ピンでは 50mV ~ 500mV) の範囲内で設定できます。 SNS_{HYS} 値によって、SNS ピンの上限と下限のスレッショルドが定義されます。例えば、 V_{HYS} を 100mV に設定すると、 SNS_{HYS} は 20mV になります。したがって、ヒステリシス・ウィンドウ全体は 40mV、つまり 200mV リファレンス電圧から上下 20mV の範囲になります。これはピーク・ツー・ピーク・インダクタと LED リップル電流と直接関係があり、近似的に次の式で表されます。

$$I_{LED_RIP} = \frac{SNS_{HYS} \times 2}{R_{SNS}}$$

LED のリップル電流が設計上の優先事項である場合、目標となる LED リップル電流を使って、次の式によって仮の $R2$ 値を求めることができます。

$$R2 = \frac{I_{LED_RIP} \times R_{SNS} \times 5}{40 \mu A}$$

リップル電流のより正確な式は、「インダクタの選択」セクションに示しています。インダクタを選択した後、より正確な式を使って、実際のリップル電流および LED ピーク電流を求める必要があります。ヒステリシス値が大きくなると、スイッチング周波数が低くなり、インダクタのリップル電流が高くなります。代表的な例を Figure 3 に示しています。

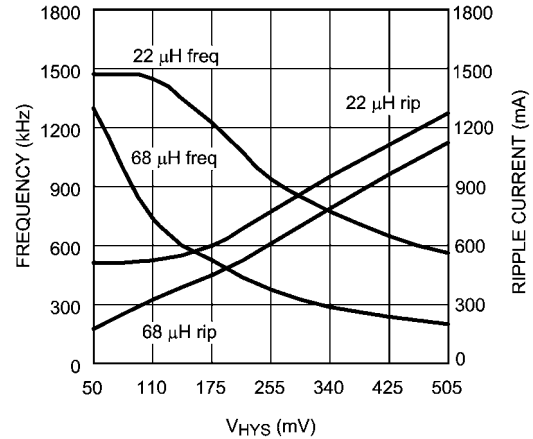


FIGURE 3. Switching Frequency and Ripple Current vs Hysteresis

スイッチング周波数

ヒステリシス制御は単純な制御方法ですが、スイッチング周波数はアプリケーションの条件および部品によって異なります。インダクタンス、入力電圧または LED 順方向電圧が変化すると、スイッチング周波数が変わります。したがって、目的の周波数範囲を得られる部品を選択する際には注意が必要です。一般的な方法は、アプリケーションの公称スイッチング周波数を調べ、それに合ったインダクタを選択します。インダクタを選択した後、 V_{HYS} を調整することによって周波数範囲をより正確に設定することができます。通常、目的の周波数とリップル電流を得られる適切な標準値を選択するために、この設計プロセスを数回繰り返します。

スイッチング周波数は次の式で近似的に計算できます。

$$f_{SW} = \frac{D}{\frac{2 \times SNS_{HYS} \times L}{R_{SNS} \times (V_{IN} - V_{ANODE})} + (2 \times \text{delay})}$$

ここで、 D はデューティ・サイクル ($(V_{OUT} + V_{DIODE}) / V_{IN}$ として定義される)、 V_{ANODE} は 200mV に LED 順方向電圧を加えた値、遅延は LM3401 伝搬遅延時間と PFET 遅延時間の合計です。LM3401 の伝搬遅延時間の代表値は 46ns です (「Propagation Delay」のグラフを参照)。代わりに、同じ式を次のように変形することによって、インダクタ値を既知の周波数から計算できます。

$$L = \frac{\left[\frac{D}{f_{SW}} - (2 \times \text{delay}) \right] \times R_{SNS} \times (V_{IN} - V_{ANODE})}{2 \times SNS_{HYS}}$$

代表的なアプリケーションのスイッチング周波数と計算上の周波数を Figure 4 に示しています。

動作の説明 (つづき)

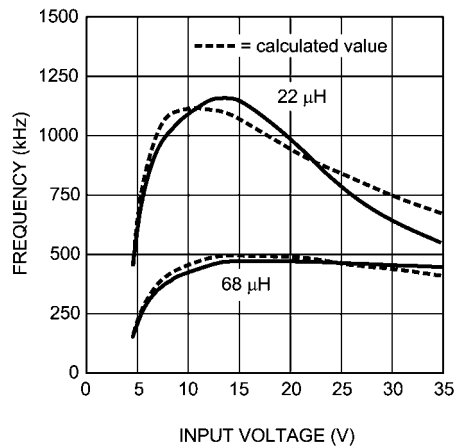


FIGURE 4. Frequency vs Input Voltage

最大スイッチング周波数は、通常、デューティ・サイクル 25%に対応する入力電圧の周囲で発生します。

入力電圧が LED 列の順方向電圧より低くなった場合、LM3401 は 100%のデューティ・サイクルで動作します。この状態では、アノード電圧は入力電圧と等しくなり、LED 電流は LED の $v-i$ 曲線によって決定されます。100%のデューティ・サイクル時には、LED 電流は連続モードになり、最大値は HYS ピンで設定される I_{LED_PK} レベルに等しくなります。

一部のアプリケーションでは、次の式に示すように、最大動作周波数が最小オン時間によって制限されます。

$$t_{on} = \frac{D}{f_{sw}}$$

入力電圧の上昇によってオン時間が最小時間 (代表値 150ns) に到達したとき、周波数が低減されて適切なデューティ・サイクルが維持されます。

インダクタの選択

インダクタの最も重要なパラメータはインダクタンス値と電流定格です。LM3401 は広範囲の周波数で動作するため、幅広いインダクタ値を使用できます。

周波数の式からインダクタンス値を決定した後、最大動作電流を確認する必要があります。

ピーク・ツー・ピーク・リップル電流はヒステリシス値によって制御されますが、伝搬遅延のために若干のばらつきがあります。つまり、インダクタンスは LED 電流のライン・レギュレーションに直接に影響を与えます。

一般に、インダクタが大きければ、周波数が低くなり、より適切なライン・レギュレーションが得られます。実際のピーク・ツー・ピーク・インダクタ電流は、次の式で計算できます。

$$I_{LED_RIP} = I_{L_RIP} = \frac{2 \times SNS_{HYS}}{R_{SNS}} + \frac{(V_{IN} - V_{ANODE}) \times 2 \times \text{delay}}{L}$$

ワーストケースの I_{LED_RIP} 値を決定するために、 V_{in} の最大値を使用します。この値を使って、「出力電流の設定」の項に示すピーク電流 I_{LED_PK} を決定する必要があります。

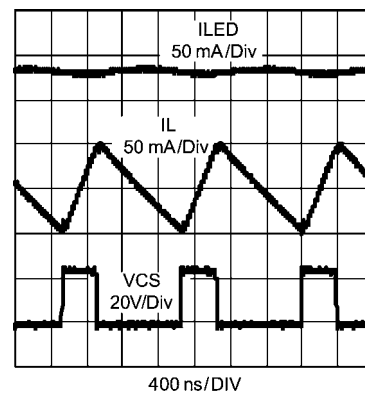
LM3401 は 100%のデューティ・サイクルで動作できるため、インダクタの定格は I_{LED_PK} を連続的に処理できるように設定する必要があります。

リップル低減用コンデンサ

1 ページ目の代表的なアプリケーション回路図は、LM3401 を使用する最も単純なアプリケーションです。この回路図では、インダクタ電流は LED 電流と等しくなります。そのため、リップル電流の式は、LED リップルとインダクタ・リップルの両方に適用されます。

しかし、バイパス・コンデンサを LED 列と並列に配置することによって (Figure 11 の回路図の C2)、インダクタ電流を変えることなく LED リップル電流を低減することができます。

こうすると、より大きなヒステリシス値を使用でき、しかも LED 列内のリップル電流を大幅に低減することができます。下の Figure 5 はこの効果を示しています。インダクタ・リップル電流は影響を受けませんが、LED リップル電流は大幅に低減されます。

FIGURE 5. LED Ripple Current Reduction with a 1 μ F Ripple Reduction Capacitor

リップル低減用のコンデンサを使用する場合、 SNS_{HYS_MAX} の式は 100%のデューティ動作にだけ適用されます。

LED の平均 DC 電流およびピーク・インダクタ電流は、リップル低減用のコンデンサの影響を受けません。しかし、LED ピーク電流が低減され、スイッチング周波数が若干変わる可能性があります。

使用電圧の定格が十分であれば、任意のタイプのコンデンサが使用できます。一般に、容量が大きく ESR が低いほど、リップル低減効果が大きくなります。代表値 100nF 以上を推奨します。これより小さい容量では効果も低く、ESR 値が大きいとむしろ LED のリップル電流が増えてしまうこともあります。

リップル低減用のコンデンサを使用すると、LED のリップル電流を平滑化する効果がありますが、重大な問題が 2 つあります。

第 1 の問題は、使用時に LED アノードがグラウンドに短絡しないよう注意が必要であることです。短絡が起こった場合、コンデンサによって SNS ピンに大きな負の電圧スパイクがかかり、その結果 IC を損傷する可能性があります。

第 2 の問題は、コンデンサの充電と放電に余分な時間がかかるため、最大 PWM 調光周波数が制限されることです。さらに、セラミック・コンデンサは、調光中の高速の電圧変化のために、可聴ノイズを発生させる場合があります。可聴ノイズを減らすために、ケース・サイズを可能な限り小さくするか、調光周波数を 500Hz 以下にするか、または非セラミックのリップル低減用コンデンサを使用します。

動作の説明 (つづき)

100pF ~ 200pF の範囲の小容量のバイパス・コンデンサを使って、高周波数のスイッチング・ノイズを低減することもできます。この方法は、スイッチング・ノイズが SNS ピンまたは DIM ピンに悪影響を与える可能性がある高電流アプリケーションで推奨します。ノイズ低減用の小容量のコンデンサは LED のリップル電流や調光に対してはまったく、あるいはほとんど影響を及ぼしませんが、予想される EMI の問題の解決に役立つことがあります。

HG および PFET の選択

スイッチングの際に、HG ピンは V_{IN} (オフ状態) から、 V_{IN} より 4.7V 低い値 (代表値) まで振幅します。DIM ピンが High で、SNS ピンが上限スレッショルドを超えない限り、HG は Low のままで、PFET をオンに駆動します。

PFET は、最大ドレイン・ソース電圧 (V_{DS})、ドレイン電流定格 (I_D)、最大ゲート・ソース電圧 (V_{GS})、オン抵抗 ($R_{DS(on)}$)、およびゲート容量に基づいて選択する必要があります。

オフになったときの PFET の両端間電圧は入力電圧とダイオードの順方向電圧の和に等しくなります。そのため、 V_{DS} はこの電圧より先大きくして、マージンがあるものを選択しなければなりません。

PFET を通るピーク電流はインダクタを通るピーク電流と等しいので、 I_D の定格は最大値の I_{LED_PK} より先大きい値に設定する必要があります。LM3401 は 100% のデューティ・サイクルで動作できるため、PFET のドレイン電流の定格は I_{LED_PK} を連続的に処理できるように設定する必要があります。この場合はリップルがないため、 $I_{PK} = I_{AVE}$ です。

代表的な HG 電圧は $V_{IN} - 4.7V$ ですが、この電圧は最初の PFET の起動時に大幅に低下することがあります。起動時の HG の変化の程度はゲート容量、オン時間、入力電圧などのいくつかの要素に依存します。「代表的な性能特性」に示すように、起動時の HG 電圧の振幅は PFET ゲート容量を減らすと大きくなります。したがって、最大 V_{GS} 定格が起動時の HG 電圧より大きい PFET を選択する必要があります。反対に、大きなゲート容量によって PFET を駆動すると、起動時の HG 電圧は低くなります。完全な起動を保証するために、 V_{GS} スレッショルドの低い PFET が必要となる場合もあります。適切な PFET を選択するためのガイドラインとして、「代表的な性能特性」のグラフを参照してください。

HG は、PFET ゲート容量に関係なく、最終的に代表的な電圧 $V_{IN} - 4.7V$ に近い値で落ち着きます。

通常、HG の絶対最小電圧は 1.2V です。入力電圧が約 6V より先低いとき、この最小値の制限のために駆動電圧が低下します。例えば、入力電圧が 5V であれば、HG は 1.2V (またはゲート駆動電圧の - 3.8V) まで振幅します。これは一部の PFET の駆動のためには不十分であり、この低い HG 電圧では $R_{DS(on)}$ が増え、電流制限をトリガする可能性が大きくなります。したがって、低入力電圧のアプリケーションでも V_{GS} スレッショルドの低い PFET を推奨します。

PFET での電力損失には、スイッチング損失と導通損失があります。スイッチング損失は正確な計算が困難ですが、下の式を使って総消費電力を概算できます。これは PD_{COND} と PD_{SW} の和です。

$$PD_{FET_COND} = R_{DS(on)} \times I_{LED}^2 \times D$$

$$PD_{FET_SW} = \frac{f_{SW} \times I_{LED} \times V_{IN} \times (P_{on} + P_{off})}{2}$$

ここで、 P_{on} は PFET のオン時間、 P_{off} は PFET のオフ時間、 D はデューティ・サイクルです。 P_{on} および P_{off} の代表値は 10ns ~

50ns です。PFET のオン時間およびオフ時間が長いと、効率と精度の両方が低下します。

$R_{DS(on)}$ が大きくなると、電力損失が大きくなり、効率が低下します。FET の $R_{DS(on)}$ は正の温度係数を持ちます。125 °C では、 $R_{DS(on)}$ は 25 °C のときの値より先 150% 大きくなります。PFET のゲート容量は PFET 遷移時間と LM3401 の消費電力に直接影響を与えます。LM3401 の消費電力の大部分は、PFET スイッチの駆動に使用されます。この電力は以下の方法で計算できます。

スイッチング時に必要なゲート駆動電流の平均量 (I_G) は次の式で求められます。

$$I_G = Q_g \times f_{SW}$$

ここで、 Q_g は PFET ゲート電荷量です。

IC の総電力損失は、次の式で計算できます。

$$PD = (I_q \times V_{IN}) + (I_G \times 4.7V)$$

ここで、 I_q の代表値は 1.05mA であり、4.7V は HG 電圧の代表値です。

LM3401 内の最大消費電力は、周囲温度によって制限されます。最大許容消費電力、または許容可能な最大周囲温度は次の式で計算できます。

$$PD_{max} = \frac{(125^\circ C - T_{a_max})}{\theta_{JA}}$$

ここで、 θ_{JA} は、151 °C/W の代表的な熱抵抗です。一般に、伝搬遅延、スイッチング損失、および電力損失を少なくするために、ゲート容量を 200pF 未満に保つことを推奨します。PFET の立ち上がり時間が非常に短く、長い HG 配線によってインダクタンス値が大きい場合に、HG ノードで過度のリングングが発生することがあります。このリングングを低減するために、HG と PFET ゲートの間に小さな抵抗を追加できます。通常は代表値 10 Ω で十分です。

電流制限動作

LM3401 の電流制限動作では、各スイッチング・サイクルにおけるインダクタ電流を監視します。電流は、CS ピンの PFET の $R_{DS(on)}$ で検出されます。PFET 電流が電流制限スレッショルドを超えると、HG がオフにされ電流制限ラッチが設定されます。電流制限モードでは、PFET はインダクタ電流が 0 に近い値へ低下するまでオフの状態を保ちます。

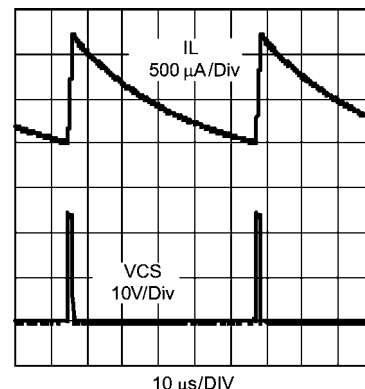


FIGURE 6. Typical Current Limit Operation

動作の説明 (つづき)

電流制限スレッシュホールドは、 I_{LIM} から PFET の V_{IN} ノードに接続される設定抵抗 (代表的なアプリケーション回路図では R3) によって調整されます。

ILIM ピンの内部の $5.5\mu A$ (代表値) の電流シンクは、設定抵抗両端間に電圧を生成します。この電圧が CS ピンで検出された電圧と比較されます。電流制限は、CS ピンの電圧が ILIM ピンの電圧より低くなったときにアクティブになり、ラッチされます。

電流制限設定抵抗 R3 は、次の式で計算できます。最小の電流制限は、 $R_{DS(on)}$ 値が最大で I_{LIM} 値が最小のときに発生します。

$$R3 = \frac{I_{LIM_PK} \times R_{DS(on)}}{4\mu A}$$

ここで、 $4\mu A$ は I_{LIM} の最小値、 I_{LIM_PK} はピーク・インダクタ電流制限スレッシュホールドです。電流制限の誤作動を避けるために、 I_{LIM_PK} を最大 LED 電流 I_{LED_PK} より大きい値に設定する必要があります。PFET の $R_{DS(on)}$ の温度変化が起こると、電流制限でも同様の変化が起こります。電流制限が誤作動しないようにするため、R3 の値を設定する際には、全温度範囲にわたって最も高い $R_{DS(on)}$ 値を使用します。

電流制限がアクティブになると、HG ドライバは、CS 電圧が $-130mV$ (代表値) に上昇するまでオフのままになります。これによって、電流制限ラッチが解放されたときインダクタ電流が 0A に近い値になることを保証します。実際の最小インダクタ電流は、CS ピンの負電圧を決定するキャッチ・ダイオードの順方向電圧特性によって異なります。

LM3401 は電流制限をリセットするために CS ピンで電圧を監視しますが、オフ時間の最小値 (通常は $3\mu s$) もあります。電流制限が作動したとき、HG は、インダクタ電流に関わりなく、少なくともこの時間の間オフになります。

電流制限コンパレータは、各スイッチング・サイクルの開始時にブランキング時間 (通常 $150ns$) を挿入します。これにより、電流が検出されると PFET が完全にオンになり、すべてのスイッチ・ノード・リングングが消失することが保証されます。しかし、PFET が低速である場合、ブランキング時間内に完全にオンにならない可能性があります。この場合は、電流制限スレッシュホールドを大きくするか、より高速の PFET を使用する必要があります。

電流制限コンパレータは電圧差を制限する機能を備えているため、R3 には最大 1M を推奨します。

PWM 調光

DIM ピンは、PWM (パルス幅変調) 調光信号の CMOS 互換入力です。PWM 調光は、デューティ・サイクルを変動させる (それにより LED の平均電流が変動する) ことによって LED の輝度を調整します。PWM 調光を推奨する理由は、LED ピーク電流が輝度に関わりなく一定に保たれるので、アナログ調光と比較して LED の色と性能が予測しやすくなるためです。Figure 7 は、代表的な PWM 調光波形を示しています。

DIM が High (通常 2V 以上) のとき、LM3401 は通常動作状態にあり、LED 列は設定電流で駆動されます。Low に降下した時、DIM は HG をディスエーブル状態にし、スイッチングが停止します。PFET は、DIM が Low である間はオフのままになります。LM3401 の電源がオンにされるか、DIM ピンによってイネーブル状態にされたとき、LED 電流は急激にその設定点まで上がります。

DIM ロジックの変化と HG スwitchングの間にごくわずかな遅延時間があります。また、LM3401 は出力コンデンサを必要としないため、LED 電流を上昇させるために最低限の時間が必要です。これによって、低デューティ・サイクル、高周波数の PWM 調光信号が使用できるようになります。

可視的なちらつきを防ぐために、調光周波数は 100Hz 以上を推奨します。LM3401 は、デューティ・サイクル 1 ~ 100% の範囲で最大 10kHz の PWM 調光周波数を処理できます。100ns 以上の任意の DIM 信号パルス幅を使用できます。ほとんどの場合、最大調光周波数はインダクタ・サイズおよび入力電圧対アノード電圧比によって制限されます。インダクタンスを小さくし、 V_{IN}/V_{ANODE} の比を大きくすることによって、インダクタおよび LED 電流の上昇速度を上げることができ、それによって PWM 周波数を大きくするか、調光デューティ・サイクルを小さくすることが可能になります。

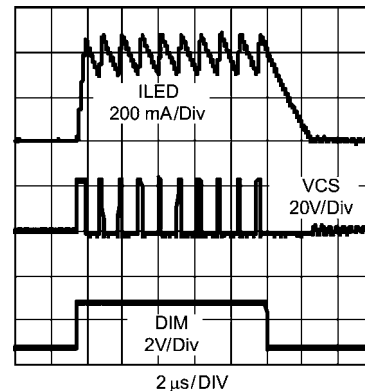


FIGURE 7. Typical PWM DIM Signal and LED Current
 $L = 22\mu H$

DIM はハイ・インピーダンスのピンであり、ノイズにやや敏感です。DIM ピンで過度なスイッチング・ノイズが発生する場合、小容量のバイパス・フィルタ・コンデンサを使用できます。「リップル低減用コンデンサ」セクションを参照してください。ロジック信号を利用できない場合、 V_{IN} を PWM 調光に利用することもできます。この動作モードでは、DIM は 10k 抵抗を通じて V_{IN} に接続する必要があります。調光のために V_{IN} を使用するとき、通常 $10\mu s$ の起動遅延時間があります。アプリケーションによっては、この遅延のために最大調光周波数が数百 Hz 程度に制限されます。

FET スwitch を LED 列と並列に使用すれば、より高い調光周波数とより低い調光デューティ・サイクルが得られます。これを下の Figure 8 に示しています。

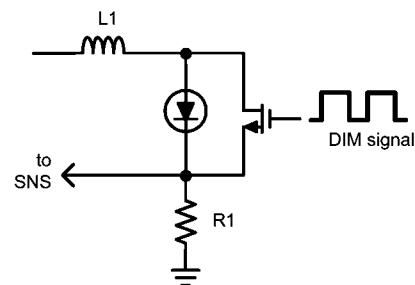


FIGURE 8. Parallel FET Dimming

FET スwitch をオンにしたとき、インダクタ電流は FET に流れ、調整された平均インダクタ電流は変化しません。この方法を使用すると、インダクタ電流の立ち上がり時間のために調光周波数が制限されることはありません。FET を並列に接続して調光する方法を用いるときは、リップル低減用コンデンサを使用してはいけません。使用すると LED 電流の立ち上がり時間が大幅に増えるからです。しかし、小容量のノイズ・フィルタ・コンデンサを使用することは可能です。

動作の説明 (つづき)

入力コンデンサの選択

V_{IN} とグラウンドの間に入力バイパス・コンデンサが必要です。入力コンデンサにより、入力での大きな電圧過渡が防止され、PFET がオンとなる時の瞬時電流を供給します。入力コンデンサの重要なパラメータは定格電圧と RMS 電流定格です。メーカーの推奨する電圧デレーティングに従ってください。RMS 電流は次の式で計算できます。RMS 電流が最大になるのは、デューティ・サイクルが約 50% の時です。

$$I_{rms} = I_{LED} \times \sqrt{\frac{V_{ANODE}}{V_{IN}} \times \left(1 - \frac{V_{ANODE}}{V_{IN}}\right)}$$

セラミック入力コンデンサは、PFET のドレインのすぐ近くに配置する必要があります。そうすればスイッチング・ノイズの原因となる V_{IN} と PFET の間の配線インダクタンスを最小限に抑えることができます。入力コンデンサが適切に配置されていない場合、スイッチング・ノイズによって電流制限や安定性の問題が発生することがあります。

キャッチ・ダイオードの選択

キャッチ・ダイオードは、PFET のオフ時間中の LED 列への電流経路を確保します。このダイオードの定格は、以下の式で計算できる、ダイオードを通る平均電流より先高く設定する必要があります。

$$I_{DIODE} = I_{LED} \times (1 - D)$$

キャッチ・ダイオードの両端間のピーク逆方向電圧は入力電圧とほぼ等しくなります。したがって、ダイオードの逆方向ピーク電圧定格は、最大入力電圧に、安全のための若干の余裕を加えた値より先大きくなければなりません。

ショットキ・ダイオードは順方向電圧が低いと効率が最大になるため、ショットキ・ダイオードの使用を推奨します。高温のアプリケーションでは、ダイオードの漏れ電流が大きくなり、許容できる性能を得るためには、より大きい逆電圧定格、または漏れが少ないダイオードが必要になります。

LED 電流の精度

LED の平均電流の全体的な精度には、LM3401 の内部および外部のいくつかの要因が影響します。全体の静的な精度はデバイス間でばらつきがあり、下の式で計算できます。

$$I_{LED_Acc\%} = \sqrt{R_{SNS\%}^2 + V_{SNS\%}^2}$$

ここで、ワーストケース $V_{SNS\%}$ は $\pm 6\%$ 、 $R_{SNS\%}$ はセンス抵抗の精度です。これらの要素に相関関係はないので、RSS (2 乗和の平方根) による計算を使用します。

また、LED 電流では入力電圧にも若干のばらつきがあります。これは主に伝搬遅延と LED の動的抵抗によるものです。オン時間動作が長いときは動的抵抗によるエラーの影響が優位になり、オン時間動作が短いときは伝搬遅延の影響が優位になります。この 2 つの効果は相互に打ち消し合うため、レギュレーションは通常 Figure 9 のグラフのようになります。インダクタが大きくなれば、伝搬遅延によるエラーが減り、全体的なライン・レギュレーションが改善されます。

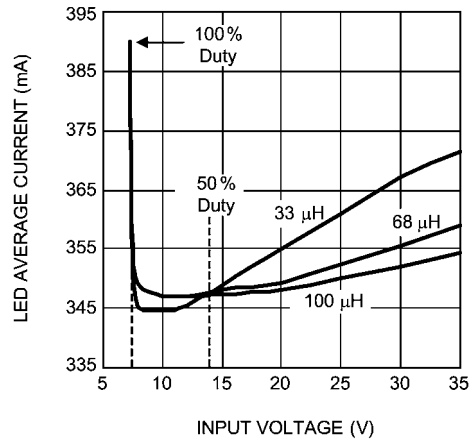


FIGURE 9. LED DC current line regulation LED Vf = 7.0V

ほとんどのアプリケーションで、LED の平均電流は、最大入力電圧で最も高くなり、デューティ・サイクルが 50% を少し上回るところで最も低くなります。LED 電流の最大の変動は、下の式によって計算できます。

$$I_{LED_reg} (A) = \frac{(V_{IN_max} - V_{IN_60\%}) \times delay}{2 \times L}$$

ここで、 $V_{IN_60\%}$ はデューティ・サイクル 60% に対応する入力電圧です。実際に LED 電流が最小になる入力電圧はアプリケーションによって異なるため、これは概算です。デューティ・サイクルが 100% に近づくと、LED の平均電流は I_{LED_PK} に近づきます。LED の平均電流は、デューティ・サイクルが 100% に達した時点で最高になります。デューティ・サイクル 100% が発生する可能性がある場合の LED 電流の最大の変動は次の式で計算できます。

$$I_{LED_var_100\%} (A) = \frac{SNS_{HYS}}{R_{SNS}}$$

プリント基板レイアウト

スイッチング・レギュレータの設計においては常に、プリント基板のレイアウトは非常に重要です。レイアウトが適切でないと、EMI の問題や、過剰スイッチング・ノイズ、デバイスの不適切な動作などの問題が発生します。良質のレイアウトを実現するために、以下の注意に従ってください。

配線のインダクタンスを最小限に抑えるために、大きな AC 電流が流れる配線はできる限り太く、短くする必要があります。対象となる領域は以下の通りで、Figure 10 では濃い網掛けで示しています。

- 入力コンデンサと PFET の間の V_{IN}
- 入力コンデンサとキャッチ・ダイオードの間の GND
- スイッチ・ノード

Figure 10 に示すように、入力コンデンサのグラウンドはキャッチ・ダイオードのアノードに可能な限り近づけてください。入力コンデンサの V_{IN} 側は、PFET の上端のすぐ近くに配置します。

CS ノード (キャッチ・ダイオードのカソード、インダクタ、PFET のソースを接続するノード) はできる限り小さくしてください。このノードは EMI 放射の主要な発生源の 1 つです。SNS ピンと HYS ピンはノイズに敏感です。必ず SNS 配線を、ノイズ発生源となるインダクタおよびスイッチ・ノードから離してください。

動作の説明 (つづき)

SNS および HYS 抵抗は、それぞれの対応するピンの近くに配置し、GND ピンの近くで接地しなければなりません。SNS、HYS および GND ピンは、絶縁されているグラウンド領域 (Figure 10 では SGND の領域) に接続することを推奨します。2 つのグラウンド領域、GND と SGND は内層または最下層に接続しなければなりません。この接続は Figure 10 に 2 つのスレーホールとして示しています。

入力コンデンサとキャッチ・ダイオードのグラウンド領域が何らかの方法で絶縁されている限りは、大きな連続的なグラウンド・プレーンを使用することもできます。

インダクタンスとゲート・リングングを最小限に抑えるために、HG 配線は可能な限り短くしてください (「HG および PFET の選択」セクションを参照)。

最後に、正確な電流制限センシングを可能にするために、CS ピンと ILIM 抵抗を別の配線で PFET パッドに接続しなければなりません。

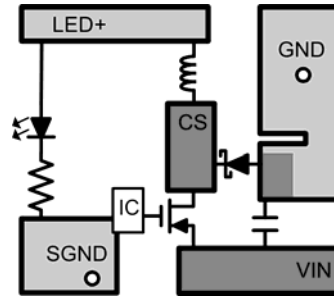


FIGURE 10. Example PCB Layout

設計例

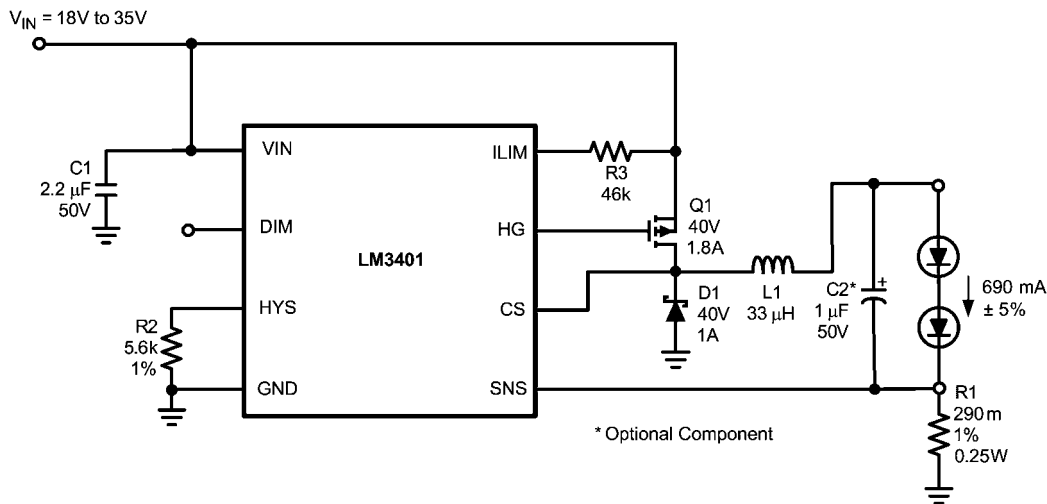


FIGURE 11. Example Circuit

以下の設計例を利用して、前述の設計プロセスを順を追って説明します。この例の回路を Figure 11 に示し、結果を Table 1 にまとめています。構成された回路は、18V ~ 35V の入力電圧にて 2 つの Luxeon V Star からなる LED 列を 700mA で駆動します。

この例の LED は、最大 DC 電流定格が 700mA、順方向電圧が 5.4V ~ 8.3V、最大ピーク電流定格が 1.0A です。

はじめに、R1 によって LED の DC 電流を設定します。

$$R1 = \frac{200 \text{ mV}}{700 \text{ mA}} = 286 \text{ m}\Omega$$

必要な電力は次のように求められます。

$$W_{RSNS} = 700\text{mA}^2 \times 0.286 = 140\text{mW}$$

標準値の 290m と、1/4W 抵抗を選択すると、LED の DC 電流は 690mA となります。

LED のピーク電流を I_{LED_MAX} 未満に保つための最大ヒステリシスは、次の式で求められます。

$$SNS_{HYS_MAX} = (1.0A - 0.690A) \times 0.29 = 90\text{mV}$$

これにより R2 の最大値は次のようになります。

$$R2 = \frac{90 \text{ mV} \times 5}{20 \text{ }\mu\text{A}} = 22.48 \text{ k}\Omega$$

次に、この例に適したスイッチング周波数として 1MHz を選択します。

これは比較的高いスイッチング周波数なので、適切なライン・レギュレーションを維持するためにコンパレータ・ヒステリシスには低い開始点 25mV を選択しています。これによって同じ動作周波数でより大きいインダクタを使用でき、計算上の最大値より十分に低い値が得られます。R2 によって仮のヒステリシス値を設定します。

$$R2 = \frac{25 \text{ mV} \times 5}{20 \text{ }\mu\text{A}} = 6.25 \text{ k}\Omega$$

スイッチング周波数 1MHz、ヒステリシス 25mV でのインダクタンスを計算できます。周波数は入力電圧と LED の順方向電圧によって変わるため、この計算ではそれぞれ代表値 24V および 13.6V、および PFET 遅延時間 15ns を想定します。

$$L = \frac{\left[\frac{0.60}{1 \text{ MHz}} - (2 \times 60 \text{ ns}) \right] \times [0.29 \times (24V - 13.8V)]}{2 \times 25 \text{ mV}} = 29.6 \text{ }\mu\text{H}$$

値 33μH を選択し、同じ周波数の式を変形することによって、ヒステリシスを下方に調整できます。

$$SNS_{HYS} = \frac{\left[\frac{0.60}{1 \text{ MHz}} - (2 \times 60 \text{ ns}) \right] \times [0.29 \times (24V - 13.8V)]}{2 \times 33 \text{ }\mu\text{H}} = 22.4 \text{ mV}$$

これにより新しい R2 値として 5.6k が得られます。その結果、動作周波数の代表値は $24V_{IN}$ で 1MHz となります。次に、ピーク LED 電流が許容最大値以内であることを確認しなければなりません。

現在の段階では、設計にリップル低減用コンデンサを使用していません。したがって LED のリップル電流はインダクタのリップル電流と同じです。LED の最大リップル電流は次の式で計算されます。

$$I_{LED_RIP} = \frac{2 \times 22.4 \text{ mV}}{0.29\Omega} + \frac{(35V - 11V) \times 2 \times 60 \text{ ns}}{33 \text{ }\mu\text{H}} = 227 \text{ mA}$$

このワーストケースの計算では、最大入力電圧と最小アノード電圧を使用しています。

LED のピーク電流は、次の式で求められます。

設計例 (つづき)

$$I_{LED_PK} = 690 \text{ mA} + \frac{227 \text{ mA}}{2} = 804 \text{ mA}$$

これによって、この部品を選択した場合に LED のピーク電流が最大 LED 定格以下に保たれることが確認されます。リップル低減用コンデンサを選択した場合には、ピーク・インダクタ電流は 804mA のままですが、LED ピーク電流は低減されます。したがって、インダクタの DC 電流定格は 804mA 以上でなければなりません。これでインダクタの値の選択と確認が完了したので、次に動作周波数範囲を決定できます。最小動作周波数になるのは、最小入力電圧と最大アノード電圧のときです。この例では、最小入力電圧は 18V、最大アノード電圧は 16.8V (SNS 電圧の 200mV に最大 LED 順方向電圧を加えた値) なので、次の式で計算します。

$$f_{sw} = \frac{0.96}{\frac{2 \times 22.4 \text{ mV} \times 33 \mu\text{H}}{0.29\Omega \times (18\text{V} - 16.8\text{V})} + (2 \times 60 \text{ ns})} = 219 \text{ kHz}$$

デューティ・サイクルが 100%に近い場合 (この例では 96%)、この周波数の式の精度が低下します。実際のスイッチング周波数は、一般に計算値より低くなります。

最大動作周波数を予想するためには、デューティ・サイクル 25% に対応する V_{in} を使って計算します。この例では、デューティ・サイクル 25%になるのは $35V_{IN}$ 以上のときなので、最大周波数になるのは最大入力電圧の時点です。

$$f_{sw} = \frac{0.41}{\frac{2 \times 22.4 \text{ mV} \times 33 \mu\text{H}}{0.29\Omega \times (35\text{V} - 13.8\text{V})} + (2 \times 60 \text{ ns})} = 1.1 \text{ MHz}$$

「スイッチング周波数」セクションで示した式を使って、この最大周波数がオン時間によって制限される最小周波数の範囲内である (かつ、最大動作周波数以下である) ことを確認できます。

最大周波数の計算は単なる予想であり、実際の最大周波数はベンチ・テストによって確認しなければなりません。

次に、PFET を選択します。PFET の重要なパラメータは、回路の最小限の要件である入力電圧 35V、DC 電流 804mA と、適当なゲート・ドライブ電圧定格を満たしていなければなりません。

したがって、下記の定格を持つ PFET を選択します。

最大 V_{DS} が 40V

最大 V_{GS} が - 20V

連続的な I_d が 1.8A

最大 $R_{DS(on)}$ が 130m

一般に、PFET はデューティ・サイクル約 50%で 690mA を供給するにすぎません。しかし、最小入力電圧では、デューティ・サイクルは 100%近くまで増大します。したがって、PFET の I_d 定格は、連続電流駆動能力 (パルス電流駆動能力ではなく) をベースにして選択する必要があります。

次に、消費電力を確認します。選択した PFET のゲート容量が 200pF (推奨値の範囲内) で、ゲート電荷量が 15nC であると仮定します。ワーストケースの計算では、最大周波数と入力電圧を使います。

$$\begin{aligned} I_G &= 15\text{nC} \times 1.1\text{MHz} = 16.5\text{mA} \\ PD &= (1.05\text{mA} \times 35\text{V}) + (16.5\text{mA} \times 4.7\text{V}) = 0.114\text{W} \\ T_{a_max} &= 125 - (151 / \text{W} \times 0.114\text{W}) = 108 \end{aligned}$$

選択した部品を使用するとき、最大周囲温度は 100 以上であり、ほとんどのアプリケーションに十分です。この制限は IC にも適用され、プリント基板の種類とサイズによって異なります。PFET および他の部品には、さらに低い周囲温度制限が適用される可能性もあります。

ここでは電流制限スレッシュホールドは R3 によって 0.95A に設定されています。これは最大ピーク電流の 120%です。125 でのワーストケース値 $R_{DS(on)}$ を使用しています。これは公称値の 150% であり、ILIM ピンのワーストケースのシンク電流です。

$$R3 = \frac{0.95\text{A} \times 195 \text{ m}\Omega}{4 \mu\text{A}} = 46.3 \text{ k}\Omega$$

標準的な電流制限スレッシュホールドは 1A より高く、 $R_{DS(on)}$ および I_{LIM} シンク電流の代表値を使って決定できます。PFET、インダクタおよびキャッチ・ダイオードは、短時間の間、この電流を処理できなければなりません。

次の部品は入力コンデンサ C1 です。低 ESR のセラミック・コンデンサを使用し、プリント基板上に適切に配置しなければなりません。この設計では、コンデンサの使用電圧定格は 40V 以上でなければならず、推奨値は 50V です。プリント基板のレイアウトが適切であることを前提にすれば、2.2 μF の入力コンデンサで十分です。ワーストケースの入力 RMS 電流は、デューティ・サイクル 50%以下で計算されています。

$$I_{rms} = 690 \text{ mA} \times \sqrt{\frac{13.8\text{V}}{27.6\text{V}} \times \left(1 - \frac{13.8\text{V}}{27.6\text{V}}\right)} = 345 \text{ mA}$$

選択した入力コンデンサがこの電流を許容できることを確認しなければなりません。入力電圧接続点に追加のバルク・コンデンサを配置することを推奨します。

次に、D1 (キャッチ・ダイオード) を選択します。必ずショットキ・ダイオードを使用します。逆耐圧定格は 35V 以上でなければならず、平均順方向電流定格は次の値より大きくなければなりません。

$$I_{DIODE} = 690\text{mA} \times (1 - 0.31) = 480\text{mA}$$

この計算は、最小のデューティ・サイクル、すなわち最大入力電圧と最小アノード電圧を想定しています。このダイオードはまた、短時間の間、電流制限スレッシュホールドに近いピーク電流を処理できなければなりません。この例では、全温度範囲にわたって十分な能力を保証するために、1A ダイオードを選択しています。

必要ならば、LED のリップル電流を低減するために、C2 にリップル低減用コンデンサを追加することもできます。C2 の最小開始値として 100nF を推奨します。多くのアプリケーションでは 1 μF で十分です。LED の開放故障が発生する場合は、リップル低減用コンデンサの最大入力電圧定格を 35V にしなければなりません。C2 を使用する場合、LED のリップル電流が低減され、算出された R2 の最大値は制限として適用されなくなります。

最後に精度をチェックします。全体の静的な精度は、センス抵抗を 1%として次の式で計算できます。

$$I_{LED_Acc\%} = \sqrt{0.01^2 + 0.06^2} = 6.1\%$$

ライン・レギュレーションを予想するために、最大入力電圧とデューティ・サイクル 60%の入力電圧を使っています。この例では、デューティ・サイクル 60%は、(13.6V + 0.2V)/0.60または 23V の入力電圧で起こります。

$$I_{LED_reg} = \frac{(35\text{V} - 23\text{V}) \times 60 \text{ ns}}{2 \times 33 \mu\text{H}} = 11 \text{ mA}$$

設計例 (つづき)

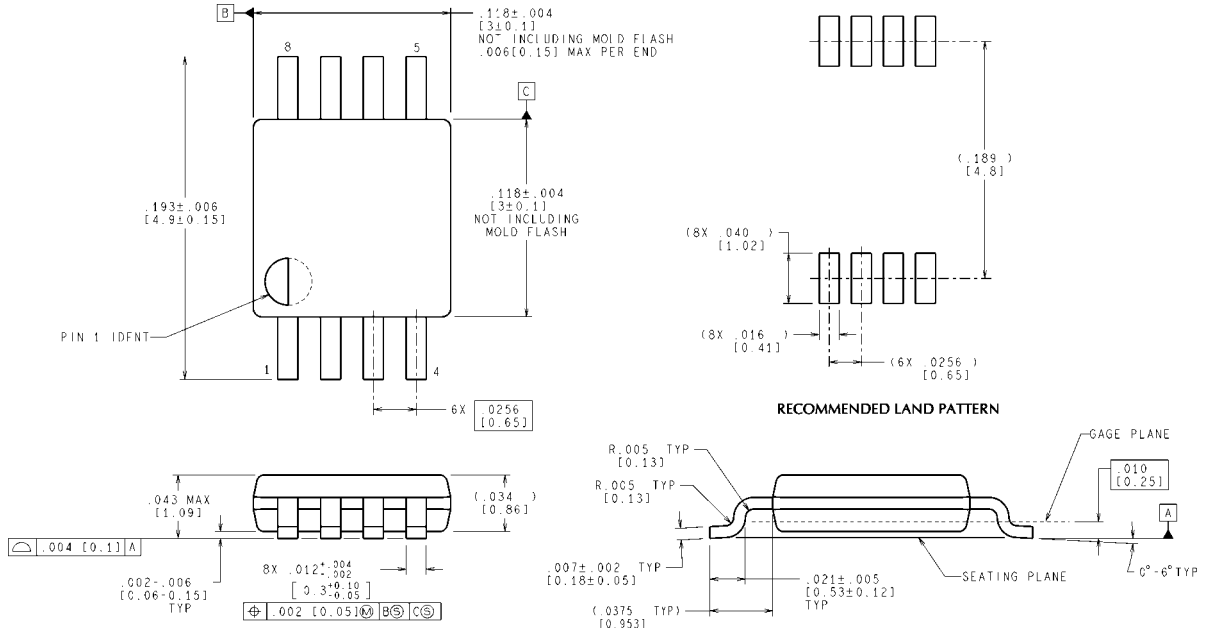
動は、デューティ・サイクル 100%の場合の式を使って計算されま
す。

これが広範な入力電圧範囲にわたる LED 電流の変動の予想量
です。最小入力電圧が 17V 未満である場合、LED 電流の変

TABLE 1. 設計例のまとめ

Parameter	Value	Result	Comment
R1	290 m Ω	690 mA DC	1%
R2	5.6 k Ω	± 22.4 mV hysteresis	$V_{HYS} = 112$ mV (adjustable)
L1	33 μ H, >804 mA		
f_{sw}	-	1MHz typical	219 kHz min
I_{ripple}	-	227 mA p-p	worst case
I_{LED_PK}	-	804 mA	worst case
PFET	40V, 1.8A, 130 m Ω		
R3	46 k Ω	0.95A minimum peak current limit	adjustable
C1	2.2 μ F, 50V ceramic	>345 mA rms	
D1	40V, 1A		Schottky
Accuracy	$\pm 6.1\%$	± 42 mA max variation	part-to-part
Regulation	1.6%	11 mA variation	vs VIN
Ta_max	108 $^{\circ}$ C		worst case
C2	1.0 μ F, 50V	LED ripple reduction	optional

外形寸法図 特記のない限り inches (millimeters)



CONTROLLING DIMENSION IS INCH
VALUES IN [] ARE MILLIMETERS

MUA08A (Rev F)

8-Lead MSOP Package
NS Package Number MUA08A

このドキュメントの内容はナショナル セミコンダクター社製品の関連情報として提供されます。ナショナル セミコンダクター社は、この発行物の内容の正確性または完全性について、いかなる表明または保証もいたしません。また、仕様と製品説明を予告なく変更する権利を有します。このドキュメントはいかなる知的財産権に対するライセンスも、明示的、黙示的、禁反言による惹起、またはその他を問わず、付与するものではありません。

試験や品質管理は、ナショナル セミコンダクター社が自社の製品保証を維持するために必要と考える範囲に用いられます。政府が課す要件によって指定される場合を除き、各製品のすべてのパラメータの試験を必ずしも実施するわけではありません。ナショナル セミコンダクター社は製品適用の援助や購入者の製品設計に対する義務を負いかねます。ナショナル セミコンダクター社の部品を使用した製品および製品適用の責任は購入者にあります。ナショナル セミコンダクター社の製品を用いたいかなる製品の使用または供給に先立ち、購入者は、適切な設計、試験、および動作上の安全手段を講じなければなりません。

それら製品の販売に関するナショナル セミコンダクター社との取引条件で規定される場合を除き、ナショナル セミコンダクター社は一切の義務を負わないものとし、また、ナショナル セミコンダクター社の製品の販売が使用、またはその両方に関連する特定目的への適合性、商品の機能性、ないしは特許、著作権、または他の知的財産権の侵害に関連した義務または保証を含むいかなる表明または黙示的保証も行いません。

生命維持装置への使用について

ナショナル セミコンダクター社の製品は、ナショナル セミコンダクター社の最高経営責任者 (CEO) および法務部門 (GENERAL COUNSEL) の事前の書面による承諾がない限り、生命維持装置または生命維持システム内のきわめて重要な部品に使用することは認められていません。

ここで、生命維持装置またはシステムとは (a) 体内に外科的に使用されることを意図されたもの、または (b) 生命を維持あるいは支持するものをいい、ラベルにより表示される使用方法に従って適切に使用された場合に、これの不具合が使用者に身体的障害を与えると予想されるものをいいます。重要な部品とは、生命維持にかかわる装置またはシステム内のすべての部品をいい、これの不具合が生命維持用の装置またはシステムの不具合の原因となりそれらの安全性や機能に影響を及ぼすことが予想されるものをいいます。

National Semiconductor とナショナル セミコンダクターのロゴはナショナル セミコンダクター コーポレーションの登録商標です。その他のブランドや製品名は各権利所有者の商標または登録商標です。

Copyright © 2010 National Semiconductor Corporation

製品の最新情報については www.national.com をご覧ください。

ナショナル セミコンダクター ジャパン株式会社

本社 / 〒 135-0042 東京都江東区木場 2-17-16 TEL.(03)5639-7300

技術資料 (日本語 / 英語) はホームページより入手可能です。

www.national.com/jpn/

ご注意

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社（以下TIJといいます）及びTexas Instruments Incorporated (TIJの親会社、以下TIJないしTexas Instruments Incorporatedを総称してTIといいます)は、その製品及びサービスを任意に修正し、改善、改良、その他の変更をし、もしくは製品の製造中止またはサービスの提供を中止する権利を留保します。従いまして、お客様は、発注される前に、関連する最新の情報を取得して頂き、その情報が現在有効かつ完全なものであるかどうかご確認下さい。全ての製品は、お客様とTIJとの間取引契約が締結されている場合は、当該契約条件に基づき、また当該取引契約が締結されていない場合は、ご注文の受諾の際に提示されるTIJの標準販売契約約款に従って販売されます。

TIは、そのハードウェア製品が、TIの標準保証条件に従い販売時の仕様に対応した性能を有していること、またはお客様とTIJとの間で合意された保証条件に従い合意された仕様に対応した性能を有していることを保証します。検査およびその他の品質管理技法は、TIが当該保証を支援するのに必要とみなす範囲で行なわれております。各デバイスの全てのパラメーターに関する固有の検査は、政府がそれ等の実行を義務づけている場合を除き、必ずしも行なわれておりません。

TIは、製品のアプリケーションに関する支援もしくはお客様の製品の設計について責任を負うことはありません。TI製部品を使用しているお客様の製品及びそのアプリケーションについての責任はお客様にあります。TI製部品を使用したお客様の製品及びアプリケーションについて想定される危険を最小のものとするため、適切な設計上および操作上の安全対策は、必ずお客様にてお取り下さい。

TIは、TIの製品もしくはサービスが使用されている組み合わせ、機械装置、もしくは方法に関連しているTIの特許権、著作権、回路配置利用権、その他のTIの知的財産権に基づいて何らかのライセンスを許諾するということは明示的にも黙示的にも保証も表明もしておりません。TIが第三者の製品もしくはサービスについて情報を提供することは、TIが当該製品もしくはサービスを使用することについてライセンスを与えたり、保証もしくは是認するということを含みません。そのような情報を使用するには第三者の特許その他の知的財産権に基づき当該第三者からライセンスを得なければならない場合もあり、またTIの特許その他の知的財産権に基づきTIからライセンスを得て頂かなければならない場合もあります。

TIのデータブックもしくはデータシートの中にある情報を複製することは、その情報に一切の変更を加えること無く、かつその情報と結び付けられた全ての保証、条件、制限及び通知と共に複製がなされる限りにおいて許されるものとします。当該情報に変更を加えて複製することは不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような変更された情報や複製については何の義務も責任も負いません。

TIの製品もしくはサービスについてTIにより示された数値、特性、条件その他のパラメーターと異なる、あるいは、それを超えてなされた説明で当該TI製品もしくはサービスを再販売することは、当該TI製品もしくはサービスに対する全ての明示的保証、及び何らかの黙示的保証を無効にし、かつ不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような説明については何の義務も責任もありません。

TIは、TIの製品が、安全でないことが致命的となる用途ないしアプリケーション(例えば、生命維持装置のように、TI製品に不良があった場合に、その不良により相当な確率で死傷等の重篤な事故が発生するようなもの)に使用されることを認めておりません。但し、お客様とTIの双方の権限有る役員が書面でそのような使用について明確に合意した場合は除きます。たとえTIがアプリケーションに関連した情報やサポートを提供したとしても、お客様は、そのようなアプリケーションの安全面及び規制面から見た諸問題を解決するために必要とされる専門的知識及び技術を持ち、かつ、お客様の製品について、またTI製品をそのような安全でないことが致命的となる用途に使用することについて、お客様が全ての法的責任、規制を遵守する責任、及び安全に関する要求事項を満足させる責任を負っていることを認め、かつそのことに同意します。さらに、もし万一、TIの製品がそのような安全でないことが致命的となる用途に使用されたことによって損害が発生し、TIないしその代表者がその損害を賠償した場合は、お客様がTIないしその代表者にその全額の補償をするものとします。

TI製品は、軍事的用途もしくは宇宙航空アプリケーションないし軍事的環境、航空宇宙環境にて使用されるようには設計もされていませんし、使用されることを意図されておられません。但し、当該TI製品が、軍需対応グレード品、若しくは「強化プラスチック」製品としてTIが特別に指定した製品である場合は除きます。TIが軍需対応グレード品として指定した製品のみが軍需品の仕様書に合致いたします。お客様は、TIが軍需対応グレード品として指定していない製品を、軍事的用途もしくは軍事的環境下で使用することは、もっぱらお客様の危険負担においてなされるということ、及び、お客様がもっぱら責任をもって、そのような使用に関して必要とされる全ての法的要求事項及び規制上の要求事項を満足させなければならないことを認め、かつ同意します。

TI製品は、自動車用アプリケーションないし自動車の環境において使用されるようには設計されていませんし、また使用されることを意図されておられません。但し、TIがISO/TS 16949の要求事項を満たしているとして特別に指定したTI製品は除きます。お客様は、お客様が当該TI指定品以外のTI製品を自動車用アプリケーションに使用しても、TIは当該要求事項を満たしていなかったことについて、いかなる責任も負わないことを認め、かつ同意します。

Copyright © 2012, Texas Instruments Incorporated
日本語版 日本テキサス・インスツルメンツ株式会社

弊社半導体製品の取り扱い・保管について

半導体製品は、取り扱い、保管・輸送環境、基板実装条件によっては、お客様での実装前後に破壊/劣化、または故障を起こすことがあります。

弊社半導体製品のお取り扱い、ご使用にあたっては下記の点を遵守して下さい。

1. 静電気

- 素手で半導体製品単体を触らないこと。どうしても触る必要がある場合は、リストストラップ等で人体からアースをとり、導電性手袋等をして取り扱うこと。
- 弊社出荷梱包単位（外装から取り出された内装及び個装）又は製品単品で取り扱いを行う場合は、接地された導電性のテーブル上で（導電性マットにアースをとったもの等）、アースをした作業者が行うこと。また、コンテナ等も、導電性のものを使うこと。
- マウンタやはんだ付け設備等、半導体の実装に関わる全ての装置類は、静電気の帯電を防止する措置を施すこと。
- 前記のリストストラップ・導電性手袋・テーブル表面及び実装装置類の接地等の静電気帯電防止措置は、常に管理されその機能が確認されていること。

2. 温・湿度環境

- 温度：0～40℃、相対湿度：40～85%で保管・輸送及び取り扱いを行うこと。（但し、結露しないこと。）

- 直射日光があたる状態で保管・輸送しないこと。
3. 防湿梱包
 - 防湿梱包品は、開封後は個別推奨保管環境及び期間に従い基板実装すること。
 4. 機械的衝撃
 - 梱包品（外装、内装、個装）及び製品単品を落下させたり、衝撃を与えないこと。
 5. 熱衝撃
 - はんだ付け時は、最低限260℃以上の高温状態に、10秒以上さらさないこと。（個別推奨条件がある時はそれに従うこと。）
 6. 汚染
 - はんだ付け性を損なう、又はアルミ配線腐食の原因となるような汚染物質（硫黄、塩素等ハロゲン）のある環境で保管・輸送しないこと。
 - はんだ付け後は十分にフラックスの洗浄を行うこと。（不純物含有率が一定以下に保証された無洗浄タイプのフラックスは除く。）

以上