

高出力 LED 駆動用 1.5A 定電流降圧型レギュレータ

概要

LM3406/06HV は、高出力 LED に定電流を供給するために開発されたモノリシック・スイッチング・レギュレータです。自動車用、産業用、一般的な照明アプリケーションに最適な降圧型(バック)レギュレータでは、ハイサイドのスイッチに N チャンネル MOSFET が用いられ、その電流は最大 2.0A (typ) に制限されています。正確な平均電流によるオンタイム制御と外付けの電流センス抵抗を組み合わせれば、コンバータの出力電圧を必要に応じて調整し、直列や直並列接続されたさまざまな数と種類の LED アレイに定電流を供給できます。また、専用 DIM 端子を使用するか、電源入力電圧のパルス幅変調 (PWM) を行うと、PWM による LED 調光が可能です。この製品には、低消費電力シャットダウンやサーマル・シャットダウンによる保護機能も搭載されています。

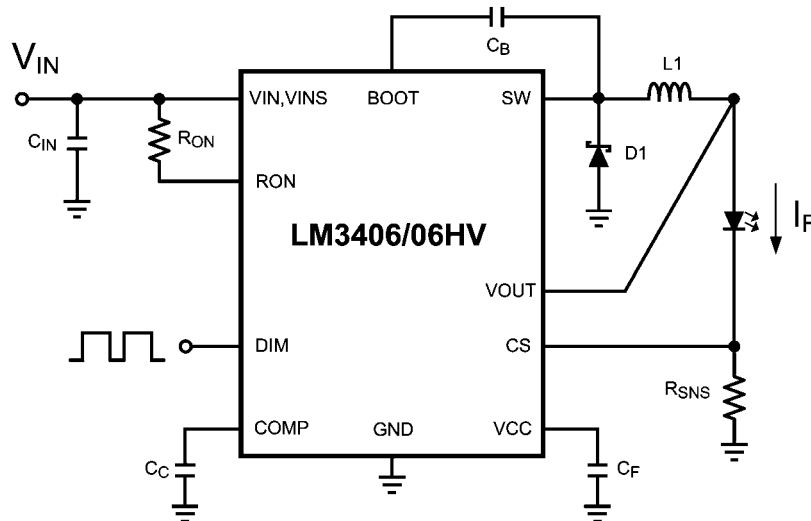
特長

- 電流量 2.0A MOSFET 内蔵
- 入力電圧範囲: 6V ~ 42V (LM3406)
- 入力電圧範囲: 6V ~ 75V (LM3406HV)
- 正確な平均出力電流制御
- 全温度範囲で 1.7A の最小出力電流制限
- サイクルごとの電流制限
- 専用ロジック入力による PWM 調光
- 電源入力電圧による PWM 調光
- シンプルな制御ループ補償
- 低消費電力シャットダウン
- 完全セラミックの出力コンデンサや、コンデンサのない出力に対応
- サーマル・シャットダウン保護
- eTSSOP-14 パッケージ

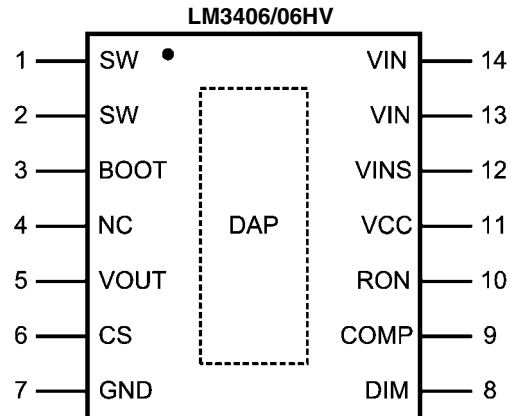
アプリケーション

- LED ドライバ
- 定電流源
- 自動車用照明
- 一般的な照明
- 産業用照明

代表的なアプリケーション



ピン配置図



製品情報

Order Number	Package Type	NSC Package Drawing	Supplied As
LM3406MH	eTSSOP-14	MXA14A	95 units in anti-static rails
LM3406MHX			2500 units on tape and reel
LM3406HVMH			95 units in anti-static rails
LM3406HVMHX			2500 units on tape and reel

ピン説明

ピン番号	ピン名	説明	アプリケーション情報
1,2	SW	スイッチング・ピン	出力インダクタとショットキ・ダイオードに接続します。
3	BOOT	MOSFET を駆動する ブートストラップ・ピン	SW ピンとこのピンの間に 22nF のセラミック・コンデンサを接続します。
4	NC	未接続	内部接続なし。このピンは未接続状態にしてください。
5	VOUT	出力電圧のセンス・ピン	インダクタと最初の LED のアノードが接続された出力ノードに接続します。
6	CS	電流を検出する帰還ピン	このピンとグラウンドの間に抵抗を接続して、LED アレイに流れる電流を設定します。
7	GND	グラウンド・ピン	システム・グラウンドに接続します。
8	DIM	PWM 調光のための入力	ロジック・レベルの PWM 信号源に接続してパワー MOSFET をイネーブル / ディスエーブルし、LED アレイの平均輝度出力を調整します。 ロジック High = 出力オン、ロジック Low = 出力オフ。
9	COMP	エラー・アンプ出力	X5R または X7R 誘電体を使用した 0.1 μ F のセラミック・コンデンサをこのピンとグラウンドの間に接続します。
10	RON	オン時間を設定するピン	このピンと VIN の間に接続した抵抗により、レギュレータによって調整されるオン時間を設定します。
11	VCC	チップ内部の 7V リニア・レギュレータの出力	0.1 μ F 以上の X5R または X7R 誘電体を使用したセラミック・コンデンサを使用して、グラウンドにバイパスしてください。
12	VINS	入力電圧 PWM 調光 コンパレータの入力	入力電圧の PWM による調光を可能にするには、このピンを入力ダイオードのアノードに接続します。
13,14	VIN	入力電圧ピン	このピンの動作時入力電圧範囲の公称値は 6V ~ 42V (LM3406) または 6V ~ 75V (LM3406HV) です。
DAP	DAP	サーマル・パッド	グラウンドに接続してください。DAP と最下層のグラウンド・プレーンを 4 ~ 6 個のビアで接続します。

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 ~ GND 間	- 0.3V ~ 45V (76V LM3406HV)	COMP ~ GND 間	- 0.3V ~ 7V
VINS ~ GND 間	- 0.3V ~ 45V (76V LM3406HV)	CS ~ GND 間	- 0.3V ~ 7V
VOUT ~ GND 間	- 0.3V ~ 45V (76V LM3406HV)	RON ~ GND 間	- 0.3V ~ 7V
BOOT ~ GND 間	- 0.3V ~ 59V (90V LM3406HV)	接合部温度	150 °C
SW ~ GND 間	- 1.5V ~ 45V (76V LM3406HV)	保存温度範囲	- 65 °C ~ 125 °C
BOOT ~ VCC 間	- 0.3V ~ 45V (76V LM3406HV)	ESD 耐圧 (Note 2)	2kV
BOOT ~ SW 間	- 0.3V ~ 14V	ハンダ付け温度	
VCC ~ GND 間	- 0.3V ~ 14V	リード温度 (ハンダ付け、10 秒)	260 °C
DIM ~ GND 間	- 0.3V ~ 7V	赤外線または対流リフロー (15 秒)	235 °C
		動作定格 (Note 1)	
		V _{IN} 電圧	6V ~ 42V (75V LM3406HV)
		接合部温度範囲	- 40 °C ~ + 125 °C
		熱抵抗 θ_{JA} (eTSSOP-14 パッケージ) (Note 4)	50 °C /W

電気的特性

特記のない限り、以下の規格は、V_{IN} = 24V の場合に適用されます。標準字体で表記される Typ 値および Min/Max 値は、T_A = T_J = + 25 °C の場合に適用されます (Note 3)。太字の Min/Max 値は、全動作温度範囲に対して適用されます。データシートの Min/Max 値は、設計、試験、または統計的解析によって保証されています。

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
REGULATION COMPARATOR AND ERROR AMPLIFIER						
V _{REF}	CS Regulation Threshold	CS Decreasing, SW turns on	187.5	200	210	mV
			191.0 (Note 5)		210.0 (Note 5)	
V _{OV}	CS Over-voltage Threshold	CS Increasing, SW turns off		300		mV
I _{CS}	CS Bias Current	CS = 0V		0.9		μA
I _{VOUT}	VOUT Bias Current	VOUT = 24V		83		μA
I _{COMP}	COMP Pin Current	CS = 0V		25		μA
G _{m-CS}	Error Amplifier Transconductance	150 mV < CS < 250 mV		145		μS
SHUTDOWN						
V _{SD-TH}	Shutdown Threshold	RON Increasing	0.3	0.7	1.05	V
V _{SD-HYS}	Shutdown Hysteresis	RON Decreasing		40		mV
ON AND OFF TIMER						
t _{OFF-MIN}	Minimum Off-time	CS = 0V		230		ns
t _{ON}	Programmed On-time	V _{IN} = 24V, V _O = 12V, R _{ON} = 200 kΩ	800	1300	1800	
t _{ON-MIN}	Minimum On-time			280		
VINS COMPARATOR						
V _{INS-TH}	VINS Pin Threshold	VINS decreasing		70		%VIN
I _{IN-2WD}	VINS Pin Input Current	VINS = 24V * 0.7		25		μA
INTERNAL REGULATOR						
V _{CC-REG}	V _{CC} Regulated Output	0 mA < I _{CC} < 5 mA	6.4	7	7.4	V
V _{IN-DO}	V _{IN} - V _{CC}	I _{CC} = 5 mA, 6.0V < V _{IN} < 8.0V, Non-switching		300		mV
V _{CC-BP-TH}	V _{CC} Bypass Threshold	V _{IN} Increasing		8.8		V
V _{CC-LIM}	V _{CC} Current Limit	V _{IN} = 24V, V _{CC} = 0V	4	20		mA

電氣的特性 (つづき)

特記のない限り、以下の規格は、 $V_{IN} = 24V$ の場合に適用されます。標準字体で表記される Typ 値および Min/Max 値は、 $T_A = T_J = +25^\circ C$ の場合に適用されます (Note 3)。太字の Min/Max 値は、全動作温度範囲に対して適用されます。データシートの Min/Max 値は、設計、試験、または統計的解析によって保証されています。

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
$V_{CC-UV-TH}$	V_{CC} Under-voltage Lock-out Threshold	V_{CC} Increasing		5.3		V
$V_{CC-UV-HYS}$	V_{CC} Under-voltage Lock-out Hysteresis	V_{CC} Decreasing		150		mV
I_{IN-OP}	I_{IN} Operating Current	Non-switching, $CS = 0.5V$		1.2		mA
I_{IN-SD}	I_{IN} Shutdown Current	$R_{ON} = 0V$		240	350	μA
CURRENT LIMIT						
I_{LIM}	Current Limit Threshold		1.7	2.1	2.7	A
DIM COMPARATOR						
V_{IH}	Logic High	DIM Increasing	2.2			V
V_{IL}	Logic Low	DIM Decreasing			0.8	V
I_{DIM-PU}	DIM Pull-up Current	DIM = 1.5V		80		μA
MOSFET AND DRIVER						
R_{DS-ON}	Buck Switch On Resistance	$I_{SW} = 200\text{ mA}$, $BOOT = 6.3V$		0.37	0.75	Ω
$V_{DR-UVLO}$	BOOT Under-voltage Lock-out Threshold	BOOT-SW Increasing	1.7	2.9	4.3	V
V_{DR-HYS}	BOOT Under-voltage Lock-out Hysteresis	BOOT-SW Decreasing		370		mV
THERMAL SHUTDOWN						
T_{SD}	Thermal Shutdown Threshold			165		$^\circ C$
T_{SD-HYS}	Thermal Shutdown Hysteresis			25		$^\circ C$
THERMAL RESISTANCE						
θ_{JA}	Junction to Ambient	eTSSOP-14 Package (Note 4)		50		$^\circ C/W$

Note 1: 絶対最大定格とは、IC に破壊が発生したり、使用不能になったり、信頼性や性能が低下する可能性のあるリミット値を示します。これは、絶対最大定格において、または推奨動作定格に示されている動作条件を超える条件でこのデバイスが有効に機能することや品質が劣化しないことは意味していません。推奨動作定格とは、デバイスが正常に機能する条件を示しており、この範囲を超えて動作させることは避けてください。

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

Note 3: 代表値は規定された条件における最も標準的な値を表すものであり、保証値ではありません。

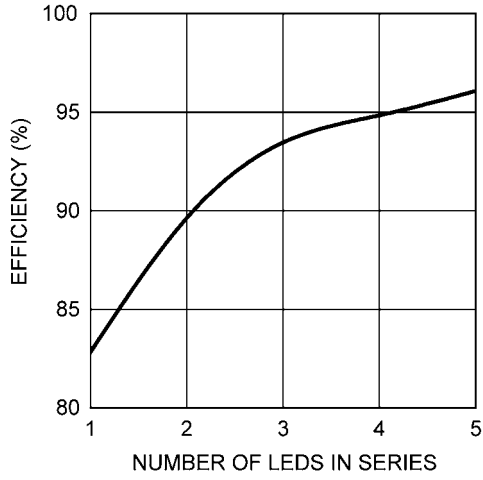
Note 4: θ_{JA} の 50 $^\circ C/W$ の値は、DAP をプリント基板の表面または裏面の 2 平方インチ以上の 35 μ 厚の銅箔にハンダ付けした場合の値です。

Note 5: 0 $^\circ C$ ~ 125 $^\circ C$ の接合部温度で規定されています。

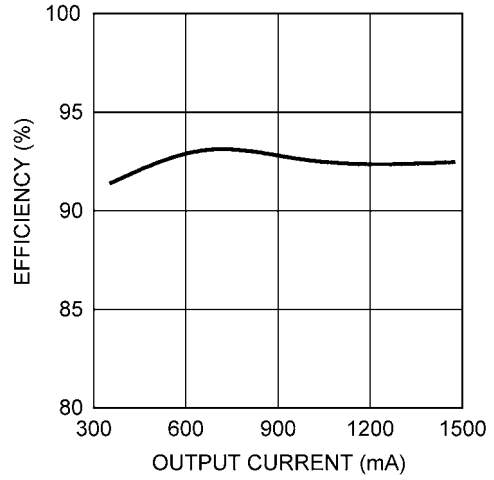
Note 6: 特記のない限り、 $V_{IN} = 24V$ 、 $I_F = 1A$ 、 $T_A = 25^\circ C$ であり、負荷は直列に接続された 3 個の InGaN LED で構成されています。データシート末尾の部品表 (BOM) を参照してください。

代表的な性能特性

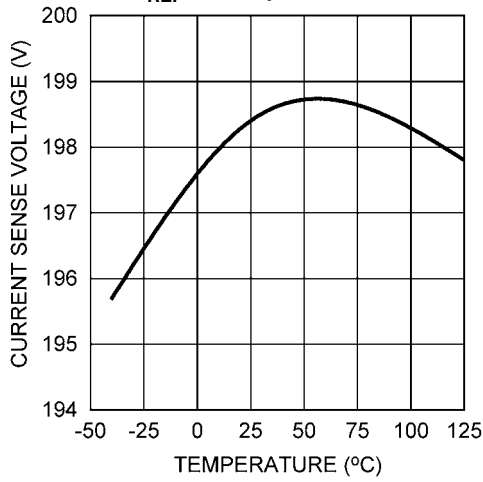
Efficiency Vs. Number of InGaN LEDs in Series
(Note 6)



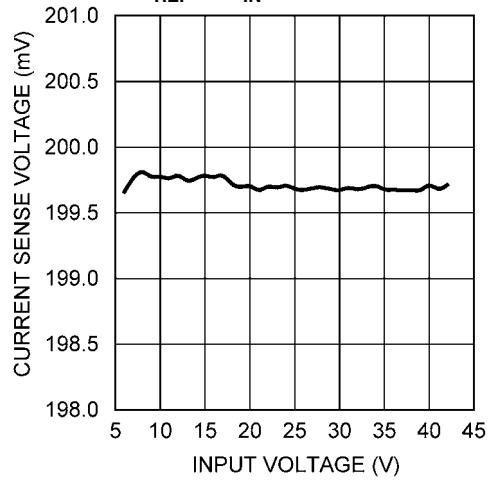
Efficiency Vs. Output Current
(Note 6)



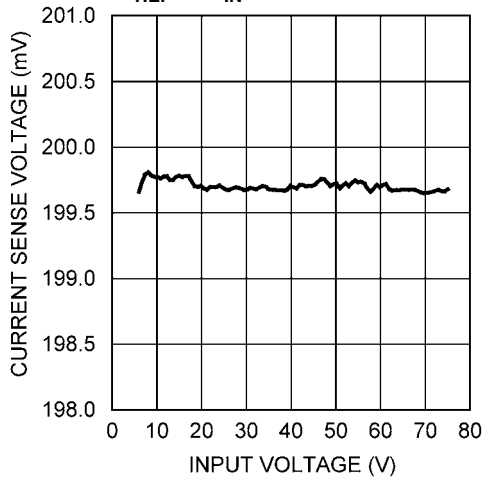
V_{REF} vs Temperature



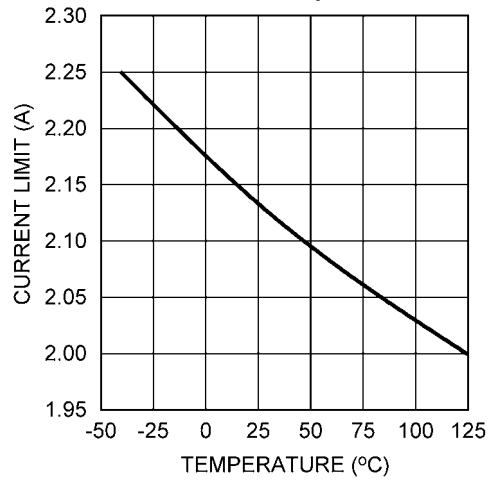
V_{REF} vs V_{IN} , LM3406



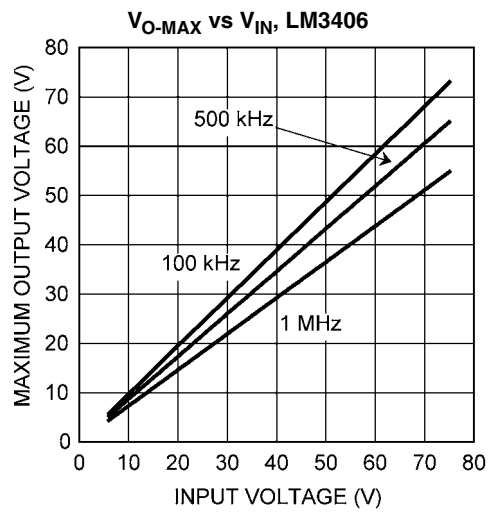
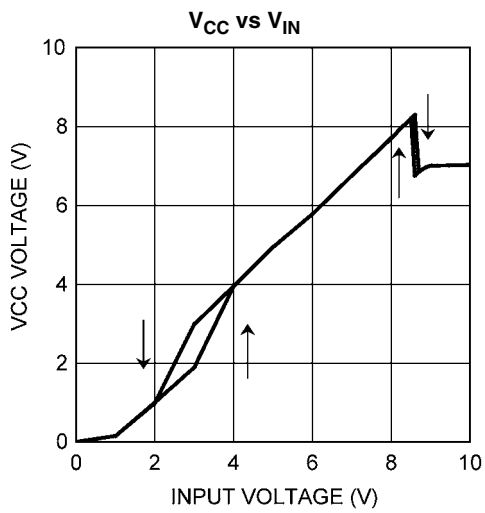
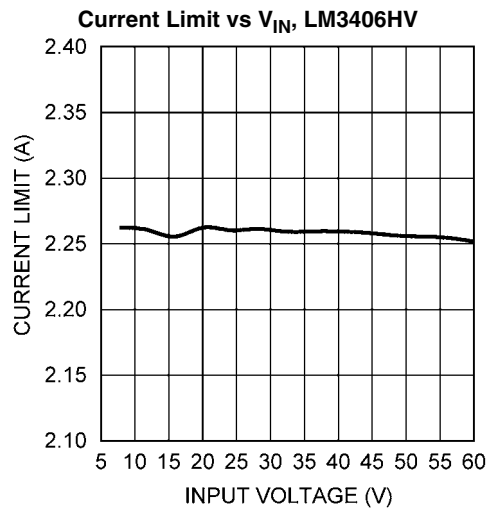
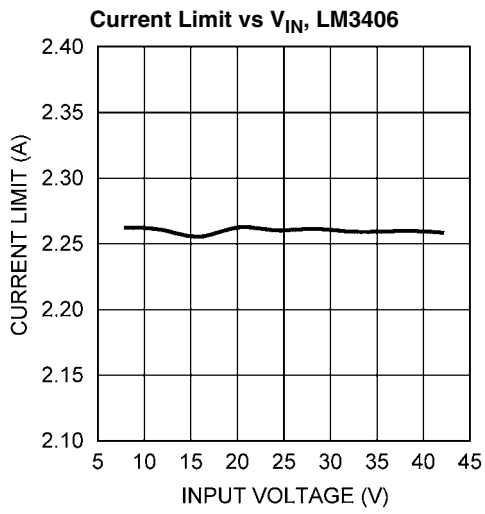
V_{REF} vs V_{IN} , LM3406HV



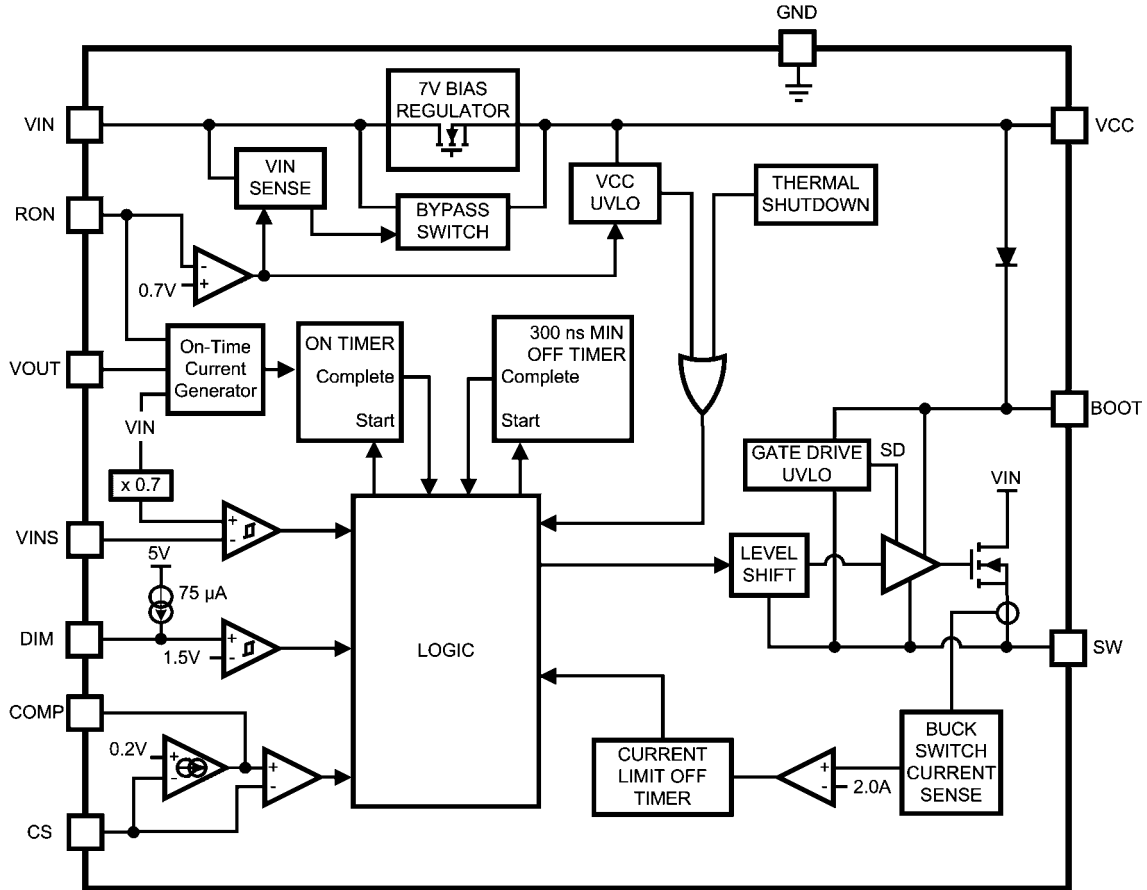
Current Limit vs Temperature



代表的な性能特性 (つづき)



ブロック図



アプリケーション情報

動作原理

LM3406とLM3406HVは、幅広い入力電圧範囲、低い基準電圧、高速の出力イネーブル/ディスエーブル機能を備えた降圧型レギュレータです。これらの機能を組み合わせることにより、順方向電流が1.5Aまでの高出力LEDに最適な定電流源が得られます。コンスタント・オンタイム制御アーキテクチャ(COT)は、コンパレータと固定クロックではなく入出力電圧に反比例して変化するワンショット・オンタイムが使用されます。LM3406/06HVには、出力電流を平均化する積分器回路も採用されています。コンバータが連続モード(CCM)で動作している間は、入力電圧や出力電圧が変化しても、オンタイム制御によってスイッチング周波数を一定に保ちます。こうした機能を組み合わせると、LM3406/06HVでは正確な出力電流、高速負荷応答、広範な条件で一定したスイッチング周波数を得られます。

オン時間制御の概要

Figure 1に、LEDアレイを流れる電流を制御するための帰還システムを簡単に示します。差動電圧信号 V_{SNS} は、電流設定抵抗 R_{SNS} を介してLED電流を流すことによって発生させます。 V_{SNS} はCSピンによって帰還入力され、統合されてから、エラー・アンプで生成された基準電圧と比較されます。エラー・アンプはトランスコンダクタンス (G_m) アンプであり、COMPの電圧を調整することにより、CSピンで平均200mVを維持します。 V_{SNS} が G_m アンプで生成された基準電圧を下回ると、オン・コンパレータがパワーMOSFETをオンにします。パワーMOSFETは、外付け抵抗の R_{ON} 、入力電圧 V_{IN} 、出力電圧 V_O によって決まる制御されたオン時間 t_{ON} の間だけ導通します。オン時間は次の簡略式で計算できます(この式の最も高精度なバージョンについては付録を参照)。

$$t_{ON} = 1 \times 10^{-11} \times R_{ON} \times \frac{V_O}{V_{IN}}$$

t_{ON} が経過すると、パワーMOSFETがオフになるので、少なくとも230nsはオフしておく必要があります。この $t_{OFF-MIN}$ が経過すると、CSコンパレータは統合された V_{SNS} と基準電圧を再度比較し、次のサイクルの開始を待ちます。

アプリケーション情報 (つづき)

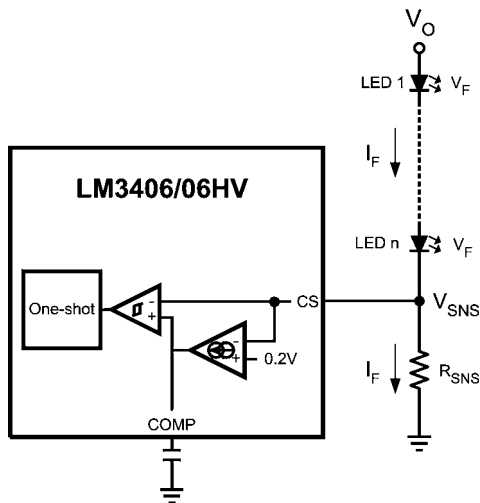


FIGURE 1. Comparator and One-Shot

スイッチング周波数

LM3406/06HV はクロックを持ちませんが、入力電圧と出力電圧に従ってオン時間を調整し、比較的一定した周波数を維持します。オン時間 t_{ON} 、デューティ・サイクル D、スイッチング周波数 f_{SW} は、次式で表せます。

$$f_{SW} = D/t_{ON}$$

$$D = (V_O + V_D)/(V_{IN} - V_{SW} + V_D)$$

$$V_D = \text{ショットキ・ダイオード (typ 値 0.5V)}$$

$$V_{SW} = I_F \times R_{DS(ON)}$$

LM3406/06HV レギュレータは、スイッチング周期の全範囲でインダクタ電流が正のままである連続モード (CCM) で動作させます。CCM の定常動作中、コンバータは一定のスイッチング周波数を保ちます。この周波数は次式で計算できます (入力電圧または出力電圧がおおよそ 12V 未満のアプリケーションのように、最も高精度な式が必要な場合は、付録を参照してください)。

$$f_{SW} = \frac{1}{1 \times 10^{-11} \times R_{ON}}$$

LED 電流の設定

LED 電流は抵抗 R_{SNS} により設定され、出力の平均化のための簡略式で計算できます。

$$R_{SNS} = 0.2/I_F$$

直列 LED の最大個数

LED ドライバの設計者は通常、回路によって駆動可能な LED の最大個数を決定しなければなりません。直列 LED の最大個数は、LED ドライバが供給可能な最大出力電圧 V_{O-MAX} によって設定されます。降圧型レギュレータは最小入力電圧より高い出力電圧を供給できず、LM3406/06HV の最大出力電圧は実質的に最小オフ時間によって制限されます。直列で駆動可能な LED の個数は V_{O-MAX} で決まります。Figure 1 を参照してください。出力電圧は次式で計算できます。

$$V_{O-MAX} = V_{IN-MIN} \times (1 - f_{SW} \times t_{OFF-MIN})$$

$$t_{OFF-MIN} = 230\text{ns}$$

V_{O-MAX} を求めたら、次式を使い、端数を切り捨てると、直列 LED の最大個数 n_{MAX} を計算できます。

$$n_{MAX} = V_{O-MAX}/V_F$$

V_F は各 LED の順方向電圧です。

スイッチング周波数が低い場合は、 V_{O-MAX} がより高くなり、LM3406/06HV は入力電圧にほぼ等しいレギュレート電圧を出力できます。その結果、直列で駆動可能な LED 数が増加します。ただし、大型で高価な部品が必要になるので、低スイッチング周波数が常に望ましいとは限りません。

出力電圧の計算

LED ドライバでは出力電流が制御パラメータですが、回路全体の設計では出力電圧を計算する必要があります。Figure 1 を参照してください。出力電圧は次式で計算できます。

$$V_O = n \times V_F + V_{SNS}$$

V_{SNS} は 200mV のセンス電圧、n は直列接続された LED の個数です。

最小オン時間

LM3406/06HV の最小オン時間は 280ns (typ) です。最小オン時間に到達する事例として、LED と並列に接続されたパワー FET により LED の光出力を調整する場合は挙げられます。FET がオンになると、出力電圧は 200mV に低下します。その結果、デューティ・サイクルが減少し、ほとんどの回路では 280ns 未満のオン時間が必要になります。この場合、LM3406/06HV はオン時間を 280ns に保ったまま、必要に応じてオフ時間を拡大するので、事実上スイッチング周波数が減少します。

高耐圧バイパス・レギュレータ (VCC)

LM3406/06HV には、VIN と VCC 間に接続された 7V 出力の内部リニア・レギュレータがあります。VCC ピンは、このピンのできる限り近くに接続した、0.1 μ F のセラミック・コンデンサで GND ピンにバイパスしてください。VCC は VIN が 8.8V (typ) に達するまでは VIN に追従し、その後は VIN が増大すると 7V にレギュレートされます。VCC が 5.3V を超えると、LM3406/06HV は UVLO から復帰し、動作を開始します。これについては、「代表的な性能特性」のグラフに示されています。

外部電源を VCC に接続して電力をゲート・ドライバに供給することは推奨できません。ただし、特定の予防策を行った場合は可能です。外部電源が絶対最大定格を超えないことと、VIN ピンに印加される電圧をどの点においても超えないことが必須です。VCC が外部電源で駆動されると、条件によっては、SW ピンや BOOT ピンにリンギングが発生するかもしれません。リンギング中にはこれらのピンの絶対最大定格を超えないことが重要です。そうでないと、デバイスが破壊される場合があります。

アプリケーション情報 (つづき)

内部 MOSFET とドライバ

LM3406/06HV は、パワー MOSFET と、SW ピンと BOOT ピンの間に接続されたフローティング・ドライバを内蔵しています。立ち上がり / 立ち下がり時間はいずれも 20ns (typ) であり、ゲート電荷は約 9nC です。ドライバ回路の High 側レール電圧は、内部高耐圧ダイオードと外付けの 22nF コンデンサ C_B によって構成されるブートストラップ回路によって発生します。パワー MOSFET がオフの間は、 V_{CC} によって、内部のダイオードを通して C_B が充電されます。MOSFET がオンになると内部ダイオードが逆バイアスされます。これによって、ソース電圧が V_{IN} の MOSFET を駆動するために、 V_{CC} からダイオードの電圧降下分だけ低いフローティング電圧を生成します。

PWM 調光のための高速ロジック・ピン

DIM ピンは、LED の PWM 調光を行うための TTL 互換の入力です。DIM ピンをロジック Low (0.8V 未満) とすると、内部の MOSFET がディスエーブルされ LED アレイへの電流が遮断されます。DIM ピンがロジック Low の間も、ロジック High (2.2V を超える電圧) に戻った場合に、LED アレイを再度オンする時間を最短にするため、サポート回路 (ドライバ、バンドギャップ、VCC) はアクティブ状態のままです。DIM ピンを開放しても、

75 μ A (typ) のプルアップ電流によって LM3406/06HV はオン状態となるためプルアップ抵抗は不要です。調光周波数 f_{DIM} とデューティ・サイクル D_{DIM} は、LED 電流の立ち上がり立ち下がり時間、DIM ピンがアクティブになってから内部のパワー MOSFET が応答するまでの遅延時間によって制限されます。一般に、エイリアシングを防止するために f_{DIM} は定常状態のスイッチング周波数よりも少なくとも 1 桁は低くする必要があります。

PWM 調光向けの入力電圧コンパレータ

外付け入力ダイオードを追加し、内部 VINS コンパレータを使用すると、LM3406/06HV は入力電圧の PWM によって行われる調光を検出し、応答できます。この方式は「2 線式調光」とも呼ばれており、代表的なアプリケーション回路を Figure 2 に示します。VINS ピンの電圧が VIN ピンの電圧の 70% に低下すると、LM3406/06HV は内部のパワー FET をディスエーブルにして、LED アレイへの電流を遮断します。VINS ピンの電圧が上昇して VIN ピンの 70% を超えた場合に、LED を再度オンにする時間を最短にするため、サポート回路 (ドライバ、バンドギャップ、VCC) はアクティブ状態のままです。これにより、LED アレイを再度オンにするのに必要な応答時間を最小限に抑えられます。

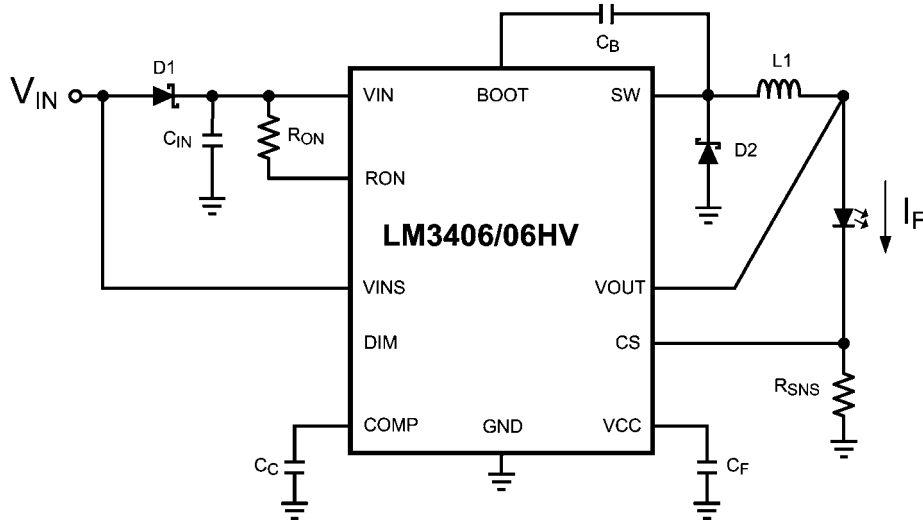


FIGURE 2. Typical Application using Two-Wire Dimming

高速 PWM 調光向けの並列 MOSFET

高い周波数での調光や、広範な調光デューティ・サイクル範囲を必要とするアプリケーションの場合、VINS コンパレータも DIM ピンも、LED 電流を 0 から十分高速な目標レベルにまで調整はできません。そのようなアプリケーションでは、Figure 3 に示すように LED または LED アレイと並列に接続された N-MOSFET によって LED 電流を短絡させることにより、LED 電流のスルーレートを増加できます。並列 FET がオンのときは出力電流がそこを流れ、出力電圧を CS ピンと同じ 0.2V にまで効果的に削減します。この調光方式では、インダクタを流れる連

続電流が維持されるので、LED をオン / オフする際の大きな遅延が解消されます。並列 FET 調光を行う際の代償として、FET がオンの間は消費電力が増加します。ただし、この消費電力はほとんどの場合、LED で消費される電力に比べればわずかな量です。並列 FET 回路では、ノイズ・フィルタ向けの出力コンデンサをなくすか容量を最小限にして、出力電圧のスルーレートを削減する必要があります。グラウンド基準ソースは CS ピンとともに 0.2V に保たれるので、調光 FET Q1 はグラウンド基準ソースによって駆動できます。

アプリケーション情報 (つづき)

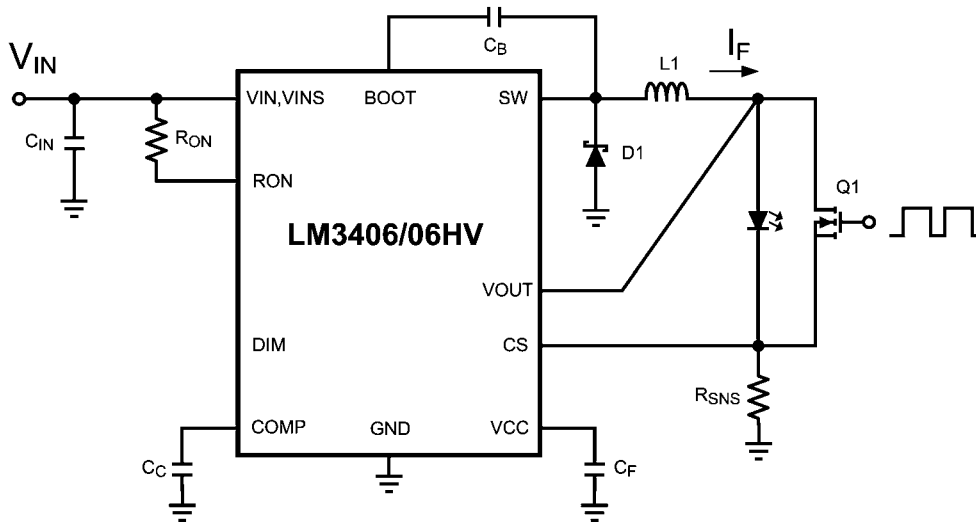


FIGURE 3. Dimming with a Parallel FET

ピーク電流制限

LM3406/06HV の電流制限コンパレータは、パワー MOSFET 電流 (MOSFET がオンの間はインダクタ電流と同じ) が 2.1A (typ) を超えると動作します。その場合、パワー MOSFET は約 $100\mu\text{s}$ のクールダウン期間だけ冷却のためにディスエーブルされます。このクールダウン期間が経過すると、システムは再起動します。電流制限状態が継続すると、クールダウンと再起動が繰り返されて低電力のヒックアップ・モードになり、LM3406/06HV や外付けの回路部品の熱ストレスを最小限に抑えます。

過電圧 / 過電流コンパレータ

CS ピンには、 V_{SNS} が 300mV を超えるとパワー MOSFET をディスエーブルする過電圧 / 過電流コンパレータが接続されています。このスレッショルドにより出力電流を絶対的に制限します。このコンパレータによって、過渡状態での出力電流のオーバーシュートは $300\text{mV}/R_{\text{SNS}}$ に制限されます。OVP/OCP コンパレータは、CS ピンの最大リップル電圧を $200\text{mV}_{\text{p,p}}$ に制限します。

出力の開放

パワー LED で最も多い故障モードはボンディング・ワイヤの切断であり、結果として出力の開放が発生します。これが発生した場合、帰還パスが切断され、出力電圧が上昇を試みます。降圧型コンバータの場合、出力電圧は入力電圧と同じ高さまでしか上昇せず、 $V_{\text{O(MAX)}}$ は最小オフ時間要件に従って V_{IN} よりわずかに低くなります。Figure 4 にツェナー・ダイオード Z1、ツェナー制限抵抗 R_Z を使用して、出力電圧を Z1 の逆方向ブレイクダウン電圧 + 200mV に制限する方法を示します。ツェナー・ダイオードの逆方向ブレイクダウン電圧 V_Z は、アレイ内のすべての LED の V_F の合計の最大値よりも大きくしなければなりません。 R_Z に推奨される最大値は $1\text{k}\Omega$ です。

出力コンデンサの定格が入力電圧に完全に対応している限り、 $V_{\text{O(MAX)}}$ が印加されても、LM3406/06HV の出力段 (SW ピンと VOUT ピン) は恒久的に耐えられます。LED が開放して出力コンデンサが存在しない場合、出力インダクタの磁界が弱まり、出力電圧でサージが発生します。その結果、出力電圧が V_{IN} を超えて、LM3406/06HV の IC を破壊することがあります。前述のツェナー・クランプ方式の代替手段として、レギュレータ回路の出力と入力間にダイオードを接続し、誘導性のサージを V_{IN} よりダイオードの V_D 分上にクランプすることもできます。

いずれの保護方式でも、LED 回路を再接続して VOUT ピンがグラウンドよりも低くなった場合に電流を制限できるように、VOUT ピンと直列に接続された抵抗 R_{OUT} の使用を推奨します。これは、LED へのリード線が長く、インダクタンスが大きい場合に頻繁に発生します。 $1\text{k}\Omega \sim 10\text{k}\Omega$ の抵抗を推奨します。

アプリケーション情報 (つづき)

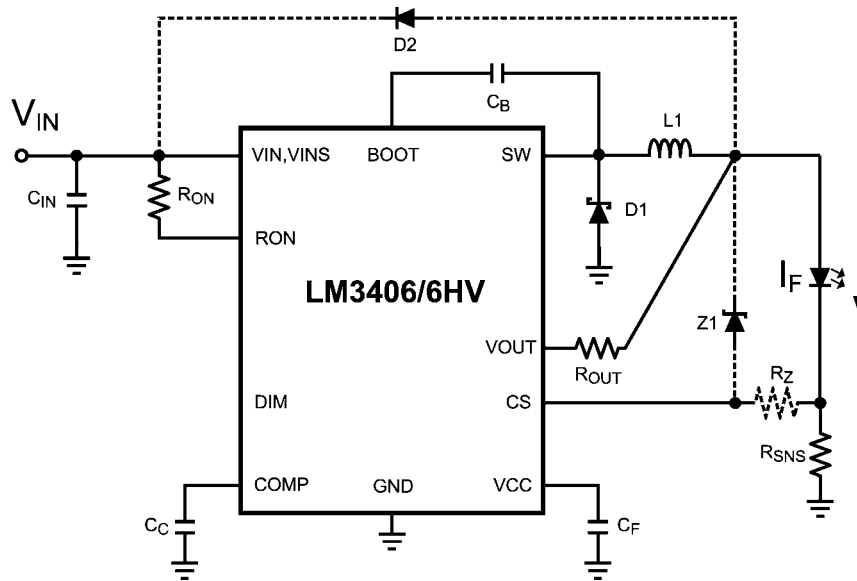


FIGURE 4. Two Methods of Output Open Circuit Protection

低消費電力シャットダウン

LM3406/06HV では、Figure 5 のように小電力用 MOSFET によって RON ピンを接地すれば、低消費電力状態 ($I_{IN-SD} = 240 \mu A$) に切り替えられます。LM3406/06HV を低消費電力シャットダウンにするための部品としては 2N7000、2N3904、またはこれに類似の小電力用 MOSFET を推奨します。また、ロジック Low 電圧が温度変化範囲で最小スレッショ

ルドの 0.3V よりも小さければ、ロジック・ゲートを用いて LM3406/06HV をシャットダウンできます。RON ピンに接続されたノイズ・フィルタ回路のために、RON が接地または開放された後に、オン時間が通常よりも長いパルスが発生する場合があります。これらの場合も、OVP/OCV コンパレータがインダクタまたは LED のピーク電流を $300mV/R_{SNS}$ を超えないようにします。

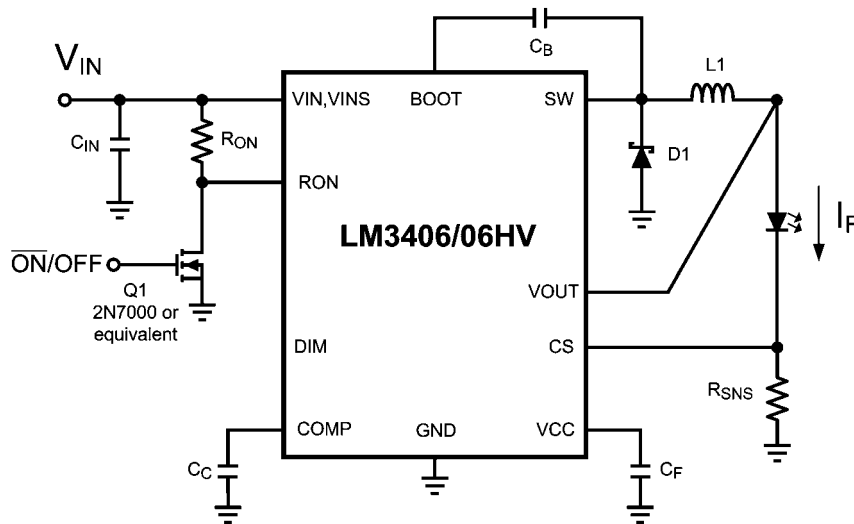


FIGURE 5. Low Power Shutdown

サーマル・シャットダウン

最大接合部温度を超えた場合に IC を保護する目的でサーマル・シャットダウン回路が内蔵されています。サーマル・シャットダウンのスレッショルドは 165 °C であり、25 °C のヒステリシス特

性を持っています (いずれの値も代表値です)。サーマル・シャットダウン時は MOSFET やドライバがデイスエーブルされます。

設計上の考慮事項

スイッチング周波数

スイッチング周波数は、効率（低周波数の方がよい）、ソリューションのサイズとコスト（高周波数の方が小さく安い）、レギュレート可能な出力電圧範囲（低周波数の方が広い）の間のトレードオフに基づいて選択します。多くのアプリケーションにおいて、スイッチング周波数は EMI 感度によって制限されます。LM3406/06HV のオン時間は、数十 kHz ~ 1MHz のスイッチング周波数となるように設定できます。このオン時間は、 V_{IN} と V_O の両方から変化し、スイッチング周波数全体にわたって一次制御を行います。ただし実際には、スイッチング周波数は、 V_{IN} または V_O の大きな変動に応じて変化します。スイッチング周波数の上限は、最小オン時間と最小オフ時間によってのみ制限されます。

LED のリップル電流

LED アレイを流れるリップル電流 Δi_F の選定は、標準的な電圧レギュレータの出力リップル電圧の選定に似ています。電圧レギュレータの出力リップルが通常、DC 出力電圧の $\pm 1\% \sim \pm 5\%$ であるのに対し、LED メーカーは通常、 Δi_F の範囲として I_F の $\pm 5\% \sim \pm 20\%$ を推奨しています。LED のリップル電流を大きく設定すれば、使用するインダクタを小さくでき、出力コンデンサを小さく、あるいは一切使用しないことも可能です。リップル電流を小さくするためには、出力インダクタンスを大きくスイッチング周波数を高くする必要があり、さらに出力容量も増やさねばなりません。また、マシン・ビジョンや工業用検査のように人間の目を対象としていないアプリケーションでも、リップル電流を小さくしなければならない場合があります。

出力コンデンサを使用しない降圧型コンバータ

降圧型コンバータは、スイッチング・サイクルの全期間でインダクタが負荷に直接接続されている点で、非絶縁型のトポロジーとしては独特の回路です。定義が示すようにインダクタはそこに流れる電流の変化率を制御するため、電流リップルの制御方法が、電圧レギュレータ、電流レギュレータのいずれも部品選定の根拠となります。LM3406/06HV は LED ドライバなどの電流レギュレータとして設計されており、負荷の両端間の電圧ではなく負荷を通して流れる電流の制御に主眼を置きます。定電流レギュレータでは負荷電流のトランジェントがないため、負荷に給電して出力電圧を保持するための出力容量を必要としません。本データシートの 1 ページ「代表的なアプリケーション」の回路に示すように、インダクタと LED は 1 つの直列電流経路を取り、同じ電流が流れます。したがって出力コンデンサを使用しない場合は、インダクタのリップル電流 Δi_L の式を、LED のリップル電流 Δi_F に対しても適用できます。LM3406/06HV などのオン時間を制御するコンバータの場合、リップル電流は次式から求められます。

$$\Delta i_L = \Delta i_F = \frac{V_{IN} - V_O}{L} \times t_{ON}$$

三角波のインダクタ電流リップルは、 R_{SNS} を流れ、CS ピンで三角波電圧を生成します。適切な信号/ノイズ比 (SNR) を得るには、CS ピンのリップル電圧 Δv_{CS} の振幅を $25mV_{P-P}$ 以上にする必要があります。 Δv_{CS} は次式から求められます。

$$\Delta v_{CS} = \Delta i_F \times R_{SNS}$$

出力コンデンサを使用した降圧型コンバータ

LED と並列にコンデンサを接続すると、インダクタと LED アレイに流れる平均電流を同じに保ったまま、LED の電流リップルを低減できます。出力コンデンサを使用すると出力インダクタンスを小さくできるため、磁性部品が小型化されてコストを下げられます。あるいは、インダクタの値はそのままにして回路の動作周波数を下げることも可能で、これによって電力効率が向上します。いずれの場合も、ピーク電流制限と OVP/OCV コンパレータによってインダクタのピーク電流は監視されており、 Δi_F を非常に小さくしたとしても Δi_L の増大を制限できます。コンデンサを追加して Δi_F を目標値よりも十分に小さくすれば、インダクタンスや V_{IN} の変動に対する余裕が大きくなり、これらの変動によって LED リップル電流が増大することを防止できます。

Figure 6 に、出力コンデンサ C_O とその等価直列抵抗 (ESR) を LED アレイと並列に接続した場合に、インダクタ電流リップルから見た等価インピーダンスを示します。セラミック・コンデンサの ESR は非常に小さいので、無視できます。インダクタのリップル電流はすべて R_{SNS} を通じて流れ、CS コンパレータの適切な動作に必要な $25mV$ のリップル電圧を発生します。

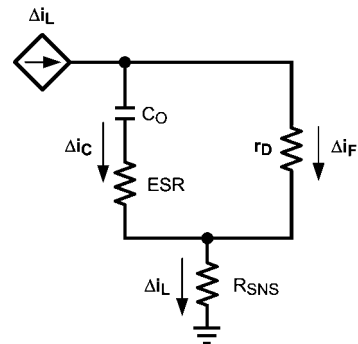


FIGURE 6. LED and C_O Ripple Current

各リップル電流を計算するために、LED アレイは動的抵抗 r_D として表します。LED メーカーのデータシートには動的抵抗が記載されていない場合もありますが、値は LED の V_F 対 I_F の特性曲線の傾きの逆数として計算できます。 V_F を I_F で除算しても正しい答えは得られず、値は 5 倍から 10 倍大きくなることに注意してください。n 個の直列接続された LED の動的全抵抗は、1 個の LED の r_D の n 倍として計算します。インダクタのリップル電流は、ここでも「出力コンデンサを使用しない降圧型コンバータ」に示したものと同じ式で計算できます。次式によって、並列コンデンサを使用した場合の Δi_F を推定します。

$$\Delta i_F = \frac{\Delta i_L}{1 + \frac{r_D}{Z_C}}$$

$$Z_C = ESR + \frac{1}{2\pi \times f_{sw} \times C_O}$$

Z_C の計算では、インダクタのリップル電流の波形がほぼ正弦波となることを前提としています。

Δi_F の低減にはさほど効果のない小さい値の C_O でも、LM3406/06HV のスイッチング動作によって発生する EMI を制御できます。LED と他の回路の間の配線長が増すほど EMI の低減はより重要になります。

設計上の考慮事項 (つづき)

入力コンデンサ

LM3406/06HV の VIN ピンに接続する入力コンデンサは、最小容量と rms リップル電流の要件に従って選定します。入力コンデンサは、パワー MOSFET がオンの間は、ほぼ I_F に等しい電流パルスを供給し、パワー MOSFET がオフになると入力電圧によって充電されます。すべてのスイッチング・レギュレータでは入力電圧が増加すると入力電流が減少するため、入力インピーダンスが負の値になります。この入力電圧に対する入力電流の逆比例特性は、負の入力インピーダンスが入力フィルタのインピーダンスよりも大きいと発振（「電源相互作用」と呼ぶ場合があります）を引き起こす場合があります。最小容量は入力インピーダンスをコンバータの負性抵抗と比較することによって選定できます。しかし、これには入力電圧源のインダクタンスと抵抗を正確に計算する必要があり、これらの値を求めるのは困難な場合があります。最小入力容量 $C_{IN(MIN)}$ を求める他の方法として、許容可能な最大リップル電圧に基づいて選定する方法があります。この最大リップル電圧 $\Delta V_{IN(MAX)}$ は、コンバータのオン時間、つまり C_{IN} によって負荷電流が供給される期間の、 C_{IN} の両端間の電圧変化に等しくなります。 $C_{IN(MIN)}$ は、次式によって求めることができます。

$$C_{IN(MIN)} = \frac{I_F \times t_{ON}}{\Delta V_{IN(MAX)}}$$

C_{IN} を選定するために、 V_{IN} の 5% ~ 10% となるリップル電圧から始めます。LM3406/06HV を使用するすべての回路で、最小入力容量は $C_{IN(MIN)}$ の 2 倍とすることを推奨します。rms 電流定格を決定するには、次式を使用します。

$$I_{IN(rms)} = I_F \times \sqrt{D(1-D)}$$

LM3406/06HV の入力には、他のタイプに比べて、リップル電流定格が大きく、ESR、コスト、サイズが小さいセラミック・コンデンサが最適です。セラミック・コンデンサの選定時は、アプリケーションの動作条件に十分注意を払う必要があります。セラミック・コンデンサは、定格 DC 電圧を印加すると半分以上の容量が失われる場合があり、また高温側でも容量が低下します。コンデンサの定格 DC 電圧は、予想される最大入力電圧の 2 倍とすることを推奨します。また、電源入力スイッチングに使用するコンデンサの誘電体品質は、少なくとも X5R とし、可能であれば X7R 以上を使用してください。

フライホイール・ダイオード

LM3406/06HV は、MOSFET がオフの期間にインダクタ電流を流すフライホイール・ダイオード D1（「代表的なアプリケーション」の回路を参照）を必要とする、非同期整流降圧型レギュレータです。効率を最大化するために、D1 には順方向電圧降下が小さく、逆方向回復時間がほぼゼロのショットキ・ダイオードを使用します。D1 の定格は最大入力電圧に MOSFET がオンした際にスイッチング・ノードに発生するリンギングの値を加えた電圧に対応できるものでなければなりません。実際には、あらゆるスイッチング・コンバータのスイッチング・ノードに、ダイオードの寄生容量と配線インダクタンスによる、ある程度のリンギングが発生します。D1 は、次式で計算される平均電流 I_D の定格も満たす必要があります。

$$I_D = (1 - D) \times I_F$$

この計算は、予想される最大入力電圧に対して行う必要があります。コンバータ全体の効率はデューティ・サイクルが小さい領域で D1 の影響をより大きく受けます。デューティ・サイクルが小さいと、全時間のうちフライホイール・ダイオードに負荷電流が流れる時間の割合が増えるためです。この消費電力は、製品データシートの I-V 曲線からダイオードの順方向電圧 V_D の代表値を調べ、これに I_D を乗算すると計算できます。ダイオードのデータシートには代表的な接合部・周囲間熱抵抗 θ_{JA} も記載されているので、デバイスの動作時ダイ温度も推定できます。消費電力 ($P_D = I_D \times V_D$) に θ_{JA} を乗算すると温度上昇値が得られます。この値から、ショットキ・ダイオードの温度が最大動作温度を超えないようにするためのダイオードのパッケージ・サイズを選択できます。

トランジェント保護に関する考慮事項

スイッチング・コンバータ回路に対して外部のソース、負荷、接続を適用する場合は、静電気放電 (ESD) イベントや過電圧 (EOS) イベントが発生して集積回路 (IC) デバイスを破壊する可能性があるため、検討が必要です。すべての IC デバイス・ピンには、ESD をクランプするためのツェナー・ベース・クランプ構造が採用されています。ESD イベントは、通常は $5 \mu J$ (マイクロジュール) 未満の、きわめて低エネルギーのイベントです。これよりも多くのエネルギーを伝えるイベントが発生すると、ESD 構造が破壊される可能性があります。破壊は通常、ピンとグラウンドの間の短絡の形で起こります。ESD/EOS イベントにより熱が集中した結果、チップのアルミ部分が融解して短絡が発生します。このような状況は、すべての IC デバイスで一般的に見られます。

CS ピンの保護

負荷 (テスト・ポイント、負荷ボード、LED スタックなど) でホットスワップを行うと、Figure 7 に示すように、負荷上の残留電荷が即座に出力コンデンサを介して CS ピンに流れ、CS ピンが破壊されます。負荷からの残留電荷による EOS イベントは、 $V_{TRANSIENT}$ として表されます。

測定結果によれば、CS ピン上の 8V ESD 構造は通常、25mA の直流 (DC) まで耐えられます。Figure 8 に示すように、CS ピンと直列に $1k\Omega$ の抵抗を追加すると、トランジェント・エネルギーの大半がデバイスではなくディスクリート・センス抵抗を通過します。この直列抵抗は、トランジェント・イベント時に流れるピーク電流を制限して、CS ピンを保護します。図の $1k\Omega$ 抵抗の場合、次式の計算のように、LED リターン・コネクタ端子上の 33V、49A のトランジェントを吸収できます。

$$V = 25mA * 1k\Omega + 8V = 33V$$

$$I = 33V/0.67\Omega = 49A$$

これはきわめて高エネルギーのイベントなので、問題解決には前述の保護対策で十分です。

トランジェント保護に関する考慮事項 (つづき)

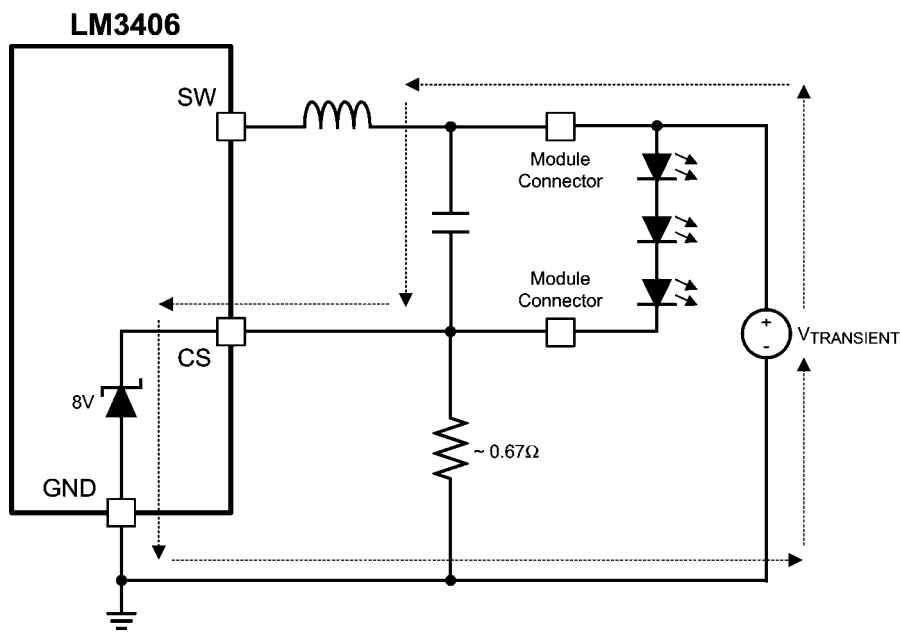


FIGURE 7. CS Pin, Transient Path

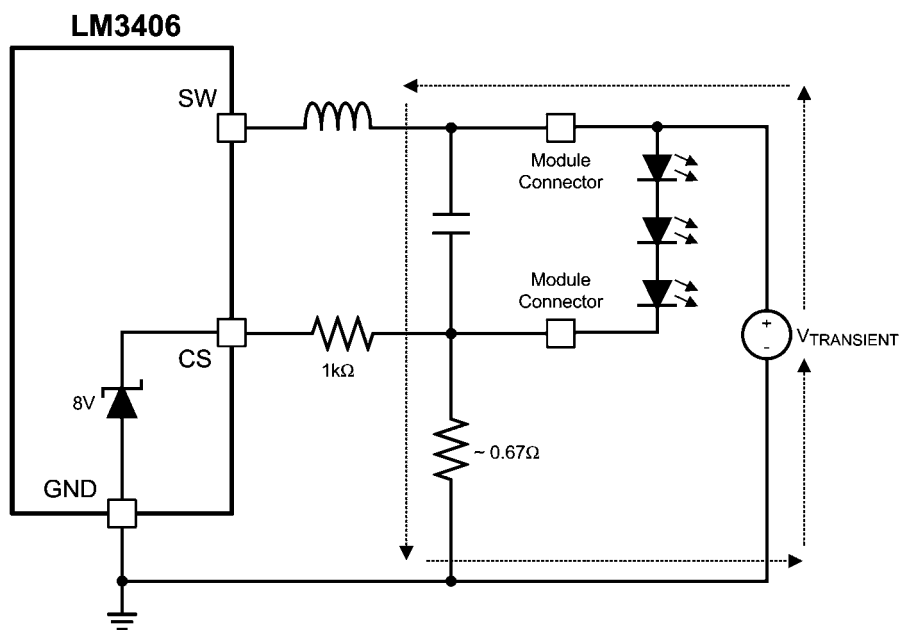


FIGURE 8. CS Pin, Transient Path with Protection

CS ピンと直列に抵抗を追加すると、測定される出力 LED 電流がわずかに変化します。これには2つの理由があります。(1) CS ピンは内部に約 20pF の固有の容量を備えており、これがわずかな遅延 (1kΩ の直列抵抗で 20ns) の原因となります。(2) CS ピンの電圧を監視するコンパレータの入力では、PNP バイポーラ・トランジスタが使用されています。この PNP トランジスタの

ベース電流は約 100nA であり、200mV のスレッショルドでは 0.1mV の変化が生じます。これはきわめて小さな変化で、十分に理解されています。この電流の変化は、無視することも、電流センス抵抗のわずかな変更によって考慮に入れることもできます。

トランジェント保護に関する考慮事項 (つづき)

OVP による CS ピンの保護

ツェナー・ダイオードを使用して出力オーバーボルテージ保護をスイッチング・コンバータ回路に組み込む場合、CS ピンのトランジェント保護にはさらに考慮が必要です。Figure 9 に示すように、出力と CS ピン (直列抵抗と接続) の間にツェナー・ダイ

オードを追加して出力オーバーボルテージ保護を行うと、トランジェント・エネルギーが CS ピンの ESD 保護回路を通過し、ESD 保護回路が破壊されます。

Figure 10 に示すように、直列抵抗を CS ピンに追加すると、トランジェント・エネルギーの大半がセンス抵抗を通過するので、LM340X デバイスを保護できます。

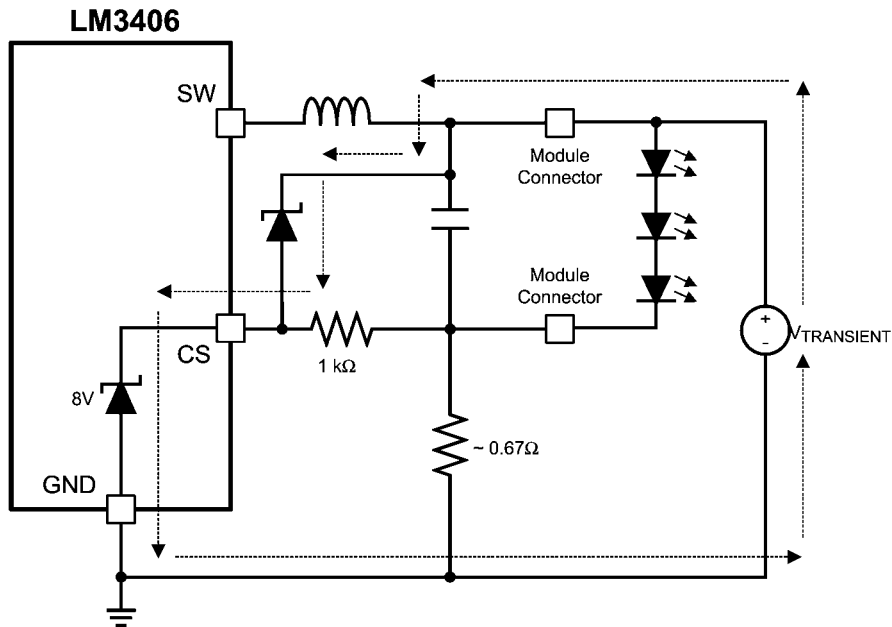


FIGURE 9. CS Pin with OVP, Transient Path

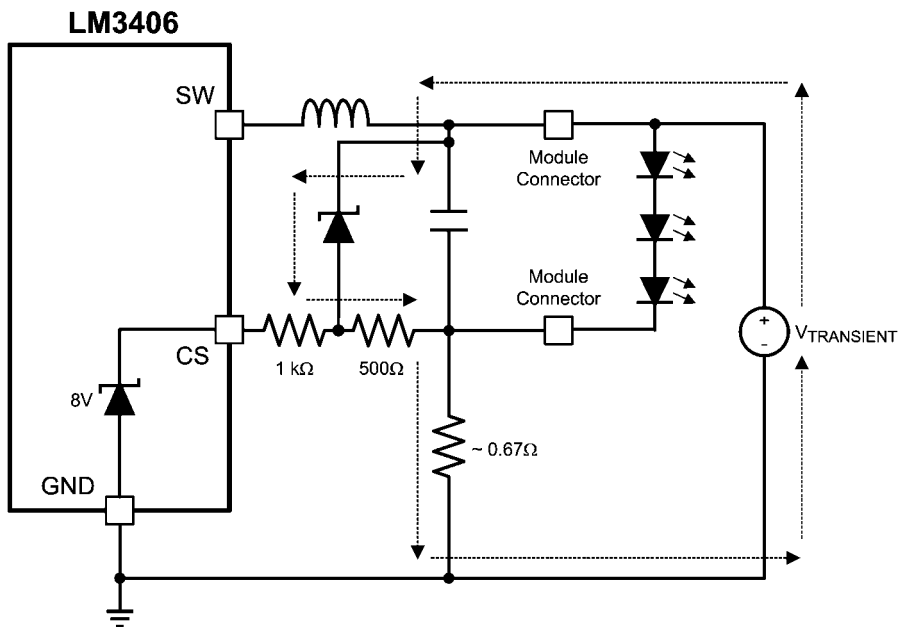


FIGURE 10. CS Pin with OVP, Transient Path with Protection

トランジェント保護に関する考慮事項 (つづき)

VIN ピンの保護

VIN ピンでも、ピンと GND の間に ESD 保護回路が存在し、ブレイクダウン電圧は約 80V です。この電圧を超えるトランジェントが発生すると、デバイスが破壊されることがあります。スイッチング・コンバータ回路のフロント・エンドでは通常、トランジェントの吸収が行われますが、その場合でも VIN ピンが破壊される可能性は存在します。

Figure 11 に示すように、VIN のホットスワップを行うと、C_{IN} を V_{IN} 値まで充電する突入電流が、回路基板の配線のインダクタンスに対しても充電 (エネルギー供給) を行います。励起された配線のインダクタンスは、入力コンデンサと共振します (アンダーダンパ LC タンク回路と同様)。その結果、VIN ピンの電

圧が上昇して、V_{IN} と、入力 TVS でクランプされたモジュール入力コネクタの電圧をはるかに上回ります。VIN ピンの共振電圧が ESD 保護回路の 80V のブレイクダウン電圧を上回ると、ESD 保護回路がアクティブになり、固有の設計に基づいて低電圧に「スナッチバック」します。この低下したスナッチバック電圧が、印加された公称 V_{IN} 電圧を下回る場合は、大量の電流が ESD 保護回路を流れ、IC が破壊されます。

Figure 12 に示すように、基板上では追加の TVS または小型のツェナー・ダイオードを各 IC の VIN ピンのできるだけ近くに配置して、入力コンデンサと並列に接続してください。入力ライン上に少量の直列抵抗を配置しても効果はありますが、全体的な変換効率が低下します。こうした理由から多くの場合、突入電流リミッタとして NTC 抵抗が使用されます。

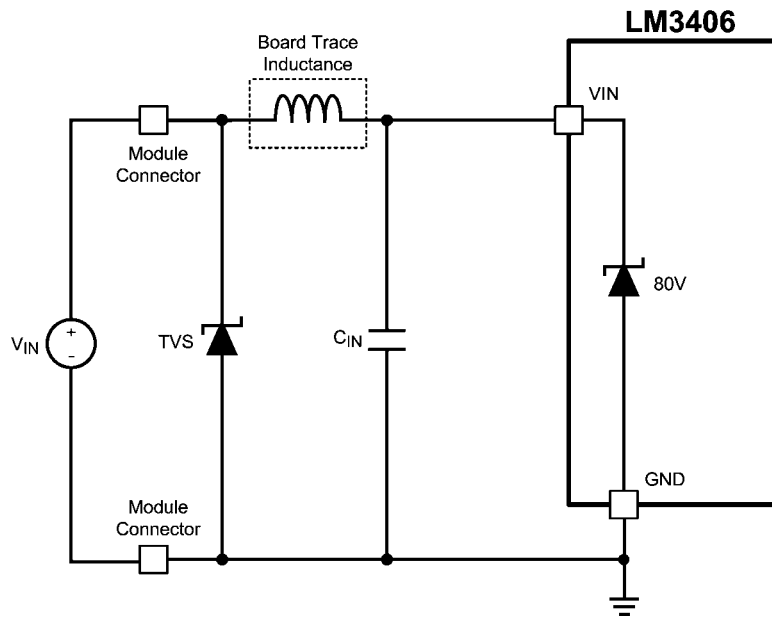


FIGURE 11. VIN Pin with Typical Input Protection

トランジェント保護に関する考慮事項 (つづき)

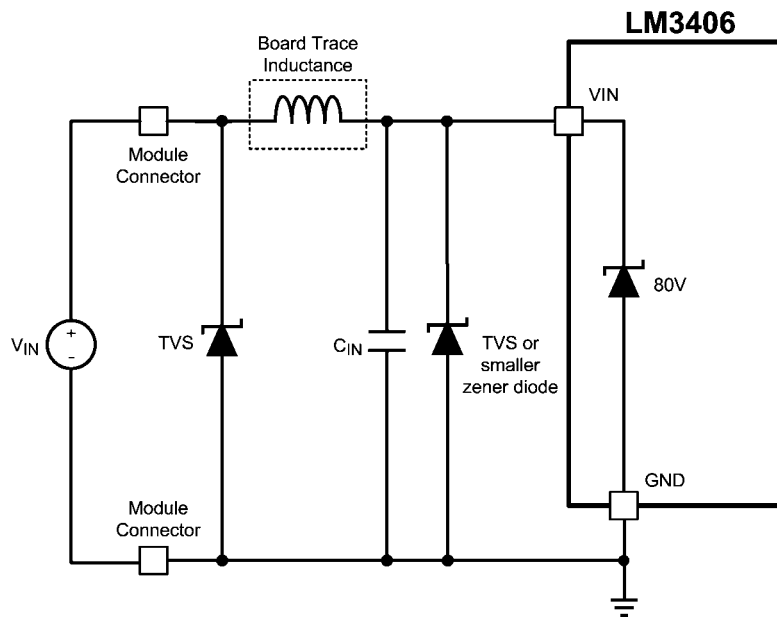


FIGURE 12. VIN Pin with Additional Input Protection

その他のピンに関する補足

コネクタを介して「基板外」に接続されているピンは、少なくとも $1k\Omega \sim 10k\Omega$ の直列抵抗を直列に接続して、ESD やその他のトランジェントから保護する必要があります。これらの直列抵抗は、トランジェント・イベント時に流れる (または電圧降下を発生させる) ピーク電流を制限して、ピンとデバイスを保護します。使用されていないピンは、フロート状態にしないでください。代わりに、抵抗を介して GND または適切な電圧に接続します。

設計例 1

最初の回路例では、LM3406 を使用して LED 灯数を自由に換えられる回路を作成します。この回路は、レギュレートされた $24V \pm 10\%$ の DC 入力電圧を利用し、 $1.5A \pm 5\%$ の電流のもとで、直列接続された 1 ~ 5 個の白色 LED を駆動できます。平均出力電流の許容誤差が $\pm 5\%$ に定められているほか、LED リップル電流を DC 値の $10\%_{p.p.}$ 、または $150mA_{p.p.}$ に制御する必要があります。1.5A における各 LED の順方向電圧の代表値は 3.9V なので、出力電圧の範囲は、電流センスでの 0.2V の低下を加味して 4.1V ~ 19.7V になります。25 ページの Table 1 に、部品表 (BOM) を示しています。

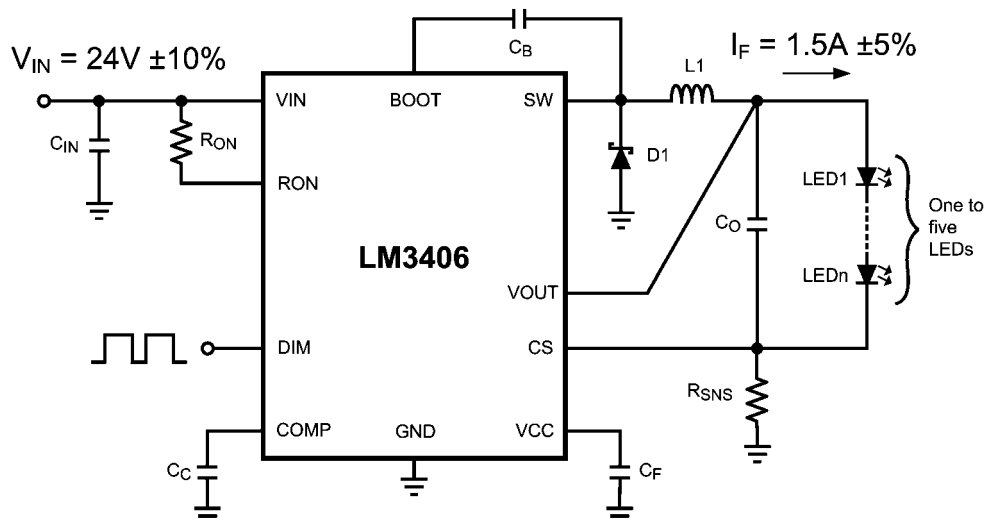


FIGURE 13. Schematic for Design Example 1

設計例 1 (つづき)

R_{ON} と t_{ON}

スイッチング周波数を 500kHz 程度にすれば、インダクタのサイズ要件と全体的な電力効率要件のバランスが取れます。LM3406 では、直列に接続された LED の個数に応じて V_O が変化した場合に、スイッチング周波数も多少の変動が確認されます。そのため、R_{ON} の計算は、直列に接続された 3 個の LED の中点で行われ、V_O = 11.8V となります。実際の R_{ON} の計算は、付録に記載された高精度な式で行われていることに注意してください。

$$R_{ON} = \frac{1}{f_{SW} \times 1 \times 10^{-11}}$$

$$R_{ON} = 144k\Omega$$

許容誤差 1% の最も近い値の抵抗は 143kΩ です。LED が 1 個、3 個、5 個の場合について、f_{SW} に対する R_{ON} と t_{ON} の関係式から回路のスイッチング周波数とオン時間を求めます。R_{ON} の計算と同様に、実際の f_{SW} と t_{ON} の値も、付録に記載された高精度な式で計算されています。

$$f_{SW} = \frac{1}{1 \times 10^{-11} \times R_{ON}}$$

$$f_{SW(1 \text{ LED})} = 362kHz$$

$$f_{SW(3 \text{ LEDs})} = 504kHz$$

$$f_{SW(5 \text{ LEDs})} = 555kHz$$

$$t_{ON} = 1 \times 10^{-11} \times R_{ON} \times \frac{V_O}{V_{IN}}$$

$$t_{ON(1 \text{ LED})} = 528ns$$

$$t_{ON(3 \text{ LEDs})} = 1014ns$$

$$t_{ON(5 \text{ LEDs})} = 1512ns$$

出力インダクタ

出力コンデンサによって AC リップル電流の一部がフィルタリングされるため、インダクタのリップル電流が LED リップル電流より高く設定できます。多くの降圧型コンバータで標準的な値は 40%p-p です。

$$\Delta i_L = 0.4 \times 1.5 = 0.6A_{p-p}$$

上記で得られた目標リップル電流から、インダクタンスを決定します。

$$L = \frac{V_{IN} - V_O}{\Delta i_L} \times t_{ON}$$

$$L_{MIN} = [(24 - 11.8) \times 1.01 \times 10^{-6}] / (0.6) = 20.5 \mu H$$

値が最も近い標準インダクタは 22μH です。インダクタの過熱を避けるために平均電流の定格は 1.5A より大きくする必要があります。LED が 1 個、3 個、5 個の場合について、インダクタ電流リップルを計算します。

$$\Delta i_L(1 \text{ LED}) = [(24 - 4.1) \times 5.28 \times 10^{-7}] / 22 \times 10^{-6} = 478mA_{p-p}$$

$$\Delta i_L(3 \text{ LEDs}) = [(24 - 11.8) \times 1.01 \times 10^{-6}] / 22 \times 10^{-6} = 560mA_{p-p}$$

$$\Delta i_L(5 \text{ LEDs}) = [(24 - 19.7) \times 1.51 \times 10^{-6}] / 22 \times 10^{-6} = 295mA_{p-p}$$

したがって LED/インダクタのピーク電流を次のように推定できます。この計算では、LED が 3 個の場合に発生するワーストケースのリップル電流が使用されています。

$$I_L(\text{PEAK}) = I_L + 0.5 \times \Delta i_L(\text{MAX})$$

$$I_L(\text{PEAK}) = 1.5 + 0.5 \times 0.56 = 1.78A$$

インダクタの飽和を防ぐには、インダクタのピーク電流の定格を 1.8A より大きくする必要があります。電流定格が 2.1A (ピーク)/1.9A (平均)、DCR が 59mΩ の、インダクタンス 22μH の既製インダクタを使用します。

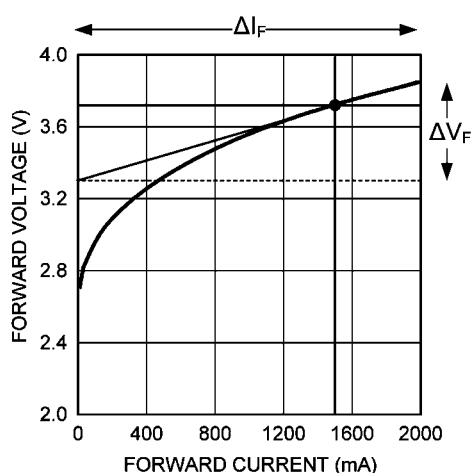
出力コンデンサの使用

このアプリケーションは高周波の PWM 調光を必要とせず、出力コンデンサを利用して、LED リップル電流での 10%p-p の目標を達成しながら、出力インダクタのサイズとコストを削減できます。適切な出力コンデンサを選択するために、「出力コンデンサを使用した降圧型コンバータ」に示した式を次のように変形します。

$$Z_C = \frac{\Delta i_F}{\Delta i_L - \Delta i_F} \times r_D$$

LED が 1 個の場合の動的抵抗 r_D は、LED のデータシートに掲載された V_F 対 I_F の特性曲線に接線を加えると計算できます。Figure 14 に、r_D の計算例を示します。

設計例 1 (つづき)

FIGURE 14. Calculating r_D from the V_F vs. I_F Curve

接線をグラフの両側まで伸ばすと、 ΔV_F 値が 0.5V、 ΔI_F 値が 2000mA になります。この場合、動的抵抗は次式で計算できます。

$$r_D = \Delta V_F / \Delta I_F = 0.5V / 2A = 0.25 \Omega$$

r_D が最も低い場合 (LED が 1 個のみの場合) に、最大のフィルタ (つまり最大の出力容量) が必要になります。LED が 1 個の場合のインダクタ・リップル電流は $478mA_{p-p}$ です。 C_O に必要なインピーダンスは次式で計算できます。

$$Z_C = [0.15 / (0.478 - 0.15)] \times 0.25 = 0.114 \Omega$$

セラミック・コンデンサを使用し、必要な容量は 362kHz におけるインピーダンスに基づいて選定します。

$$C_O = 1 / (2 \times \pi \times 0.114 \times 3.62 \times 10^5) = 3.9 \mu F$$

この計算では、 C_O がセラミック・コンデンサのため、デバイスの等価直列抵抗 (ESR) と等価直列インダクタンス (ESL) によるインピーダンスは無視できます。許容誤差 10% の最も近いコンデンサは $4.7 \mu F$ です。使用するコンデンサは 25V 以上の定格を持ち、X7R 誘電体を使用したものとします。以上の仕様を満たすパッケージ・サイズ 1206 のセラミック・コンデンサは複数のメーカーから発売されています。製品データシートのインピーダンス対周波数のプロットから、ESR の代表値は $3m\Omega$ と読み取れます。

R_{SNS}

次式を使用して R_{SNS} を計算します。

$$R_{SNS} = 0.2 / I_F$$

$$R_{SNS} = 0.2 / 1.5 = 0.133 \Omega$$

1Ω 以下の抵抗には許容誤差が 1% と 5% のものがあります。最も近い値の部品は 1%、 0.13Ω です。 $0.33W$ 、1210 サイズならば消費電力 $290mW$ に対応できます。抵抗を選択したら LED 電流の平均値を再度計算して、許容誤差要件である $\pm 5\%$ の範囲内にあることを確認します。「平均 LED 電流」の式を使用します。

$$I_F = 0.2 / 0.13 = 1.54A \quad \text{目標電流より 3\% 高い}$$

入力コンデンサ

「入力コンデンサ」の計算に従って選択します。 $\Delta V_{IN(MAX)}$ は $24V \times 2\%_{p-p} = 480mV$ となります。 t_{ON} が最大の場合 (LED が 5 個の場合) に必要な最小容量は次式で計算できます。

$$C_{IN(MIN)} = (1.5 \times 1.5 \times 10^{-6}) / 0.48 = 4.7 \mu F$$

出力コンデンサの場合と同様に、この必要容量は十分に小さいので、セラミック・コンデンサを使用できます。 C_{IN} の両端電圧が 24V であると、実効容量は定格値より小さくなります。いくつかのコンデンサに関する %C 対 DC バイアスのグラフによると、X7R 誘電体を使用した、定格 50V、 $4.7 \mu F$ 、1812 サイズのコンデンサは 24V で定格容量の約 40% を失うので、コンデンサが 2 つ必要になります。

降圧型レギュレータでは入力 rms 電流が高く、デューティ・サイクルが 50% のときにワーストケースになります。降圧型レギュレータのデューティ・サイクルは $D = V_O / V_{IN}$ によって計算可能であり、3 個の LED を駆動するとデューティ・サイクルが 50% 近くになります。

$$I_{IN-RMS} = 1.5 \times \text{Sqrt}(0.5 \times 0.5) = 750mA$$

1812 サイズのセラミック・コンデンサのリップル電流の定格は通常 2A を超えるので、2 つを並列に配置すると、この設計には十分耐えられます。

フライホイール・ダイオード

入力電圧 $24V \pm 5\%$ に対しては、逆方向電圧定格が 30V よりも大きなショットキ・ダイオードが必要です。次のレベルの最大電圧は 40V です。定格 40V のダイオードを選定すればスイッチ・ノードのリングングに対しても最大限のマージンが得られ、さらに他のメーカー間とのダイオードの相互比較もしやすくなります。

次に決定するパラメータは順方向電流の定格とパッケージ・サイズです。デューティ・サイクルが低下するほど、フライホイール・ダイオードにかかる熱ストレスは増加します。1 個の LED を駆動する場合のデューティ・サイクルは次式で計算できます。

$$D = 4.1 / 24 = 0.17$$

平均ダイオード電流は次のように推定されます。

$$I_D = (1 - 0.17) \times 1.54 = 1.28A$$

定格 2A のダイオードを使用します。適切なパッケージ・サイズを決定するには、「設計上の考慮事項」に示した式により $D1$ の消費電力と温度上昇を計算します。SMB のようなパッケージに収められた 40V/2A ショットキ・ダイオードの 1.5A における V_D は約 0.4V、 θ_{JA} は $75^\circ C / W$ です。消費電力と温度上昇は次のように計算できます。

$$P_D = 1.28 \times 0.4 = 512mW$$

$$T_{RISE} = 0.51 \times 75 = 38^\circ C$$

設計例 1 (つづき)

C_B 、 C_C 、 C_F

ブートストラップ・コンデンサ C_B には、必ず X7R 誘電体を用いた 22nF セラミック・コンデンサを使用します。定格を 25V とするとすべてのアプリケーション回路に適用できます。COMP ピンのコンデンサ C_C とリニア・レギュレータのフィルタ・コンデンサ C_F は、必ず 100nF で定格 25V とし、やはり X7R 誘電体を用いたセラミック・コンデンサを使用します。

効率

この例の電氣的効率を見積もるには、電流を流す各 부품の消費電力を計算して合計します。電氣的効率 η を、回路の光學的な効率と混同してはなりません。光學的な効率は LED 自体の特性に依存します。3 個の LED を直列に接続した場合 ($V_O = 11.8V$) の計算について詳しく説明します。この計算は、LED の個数が異なる場合にも適用できます。

合計出力電力 P_O は、次のように計算されます。

$$P_O = I_F \times V_O = 1.54 \times 11.8 = 18.2W$$

内部 MOSFET の導通損失 P_C :

$$P_C = (I_F^2 \times R_{DS(on)}) \times D = (1.54^2 \times 0.75) \times 0.5 = 890mW$$

ゲート・ドライバやリニア・レギュレータにおけるゲート充電と VCC 損失 P_G :

$$P_G = (I_{IN-OP} + f_{SW} \times Q_G) \times V_{IN}$$

$$P_G = (600 \times 10^{-6} + 5 \times 10^5 \times 9 \times 10^{-9}) \times 24 = 122mW$$

内部 MOSFET のスイッチング損失 P_S :

$$P_S = 0.5 \times V_{IN} \times I_F \times (t_R + t_F) \times f_{SW}$$

$$P_S = 0.5 \times 24 \times 1.54 \times 40 \times 10^{-9} \times 5 \times 10^5 = 370mW$$

$V_{IN} = 6V$ (cold-crank)
 $V_{IN} = 9V$ to 16V (nominal)
 $V_{IN} = 28V$ (2 minutes)
 $V_{IN} = 40V$ (300 ms)

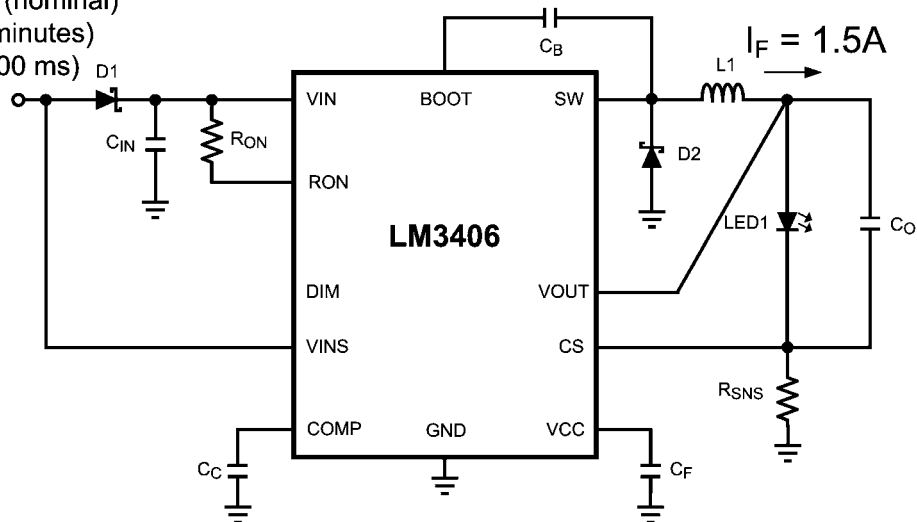


FIGURE 15. Schematic for Design Example 2

入力コンデンサの AC rms 電流損失 P_{CIN} :

$$P_{CIN} = I_{IN(rms)}^2 \times ESR = 0.75^2 \times 0.003 = 2mW \text{ (無視できます)}$$

インダクタの DCR 損失 P_L :

$$P_L = I_F^2 \times DCR = 1.54^2 \times 0.06 = 142mW$$

フライホイール・ダイオードの損失 $P_D = (1 - 0.5) \times 1.54 \times 0.4 = 300mW$

電流センス抵抗の損失 $P_{SNS} = 293mW$

電氣効率 $\eta = P_O / (P_O + \text{損失項の合計}) = 18.2 / (18.2 + 2.1) = 89\%$

LM3406 IC の温度上昇は、次のように計算されます。

$$T_{LM3406} = (P_C + P_G + P_S) \times \theta_{JA} = (0.89 + 0.122 + 0.37) \times 50 = 69^\circ C$$

設計例 2

第 2 の回路例では、LM3406 を使用し、 $1.5A \pm 10\%$ の電流と 20% p.p. のリップル電流のもとで、標準的な 12V 車載電氣システムにおける単一の白色 LED を駆動します。2 線式調光機能を採用して、従来の「シアター調光」方式を実現します。この方式では、200Hz PWM 信号で入力電圧のチョッピングを行い、自動車の内部照明を調光します。前の例と同様に、白色 LED の V_F の代表値が 3.9V、電流センス電圧が 0.2V で、合計出力電圧は 4.1V になります。LED ドライバは、9V ~ 16V の入力電圧範囲にわたって仕様どおりに動作しなければなりません。また、28V では 2 分間 (「ダブル・バッテリー・ジャンプスタート」テスト)、40V では 300ms の間 (「ロード・ダンプ」テスト)、損傷を受けることなく動作する必要があります。さらに、「コールドクランク」テストに合格するには、6V の低い入力電圧でも損傷を受けることなく動作しなければなりません。Table 2 に、部品表 (BOM) を示してあります。

設計例 2 (つづき)

R_{ON} と t_{ON}

スイッチング周波数を 450kHz とすれば、インダクタのサイズ要件と全体的な電力効率要件のバランスを取れるほか、重要な点として、スイッチング周波数を AM ラジオ帯域の始まりである 530kHz 未満に抑えられます。この設計では、9V ~ 16V の公称入力電圧範囲にわたってスイッチング周波数と LED 電流の要件を満たすことと、トランジエント状態の発生によって LM3406 が過熱しないようにすることに重点を置きます。LM3406 では、V_{IN} の変化に応じてスイッチング周波数も多少の変動が許容されます。そのため、R_{ON} の計算は、V_{IN} = 13.8V、V_O = 4.1V の代表的な予想条件のもとで行われます。実際の R_{ON} の計算では、付録に記載された高精度な式が使用されています。

$$R_{ON} = \frac{1}{f_{SW} \times 1 \times 10^{-11}}$$

$$R_{ON} = 124k\Omega$$

許容誤差 1% の最も近い値の抵抗は 124kΩ です。V_{IN-MIN} が 9V、V_{IN-MAX} が 16V の場合について、回路のスイッチング周波数とオン時間を求めます。実際の f_{SW} と t_{ON} の値は、付録に記載された高精度な式で計算されています。

$$f_{SW} = \frac{1}{1 \times 10^{-11} \times R_{ON}}$$

$$f_{SW(VMIN)} = 463kHz$$

$$f_{SW(VMAX)} = 440kHz$$

$$t_{ON} = 1 \times 10^{-11} \times R_{ON} \times \frac{V_O}{V_{IN}}$$

$$t_{ON(VMIN)} = 1090ns$$

$$t_{ON(VMAX)} = 650ns$$

出力インダクタ

出力コンデンサによって LED リップル電流の一部がフィルタリングされるため、インダクタのリップル電流を LED リップル電流より高く設定できます。多くの降圧型コンバータで標準的な値は 40%_{p-p} です。

$$\Delta i_L = 0.4 \times 1.5 = 0.6A_{p-p}$$

V_{IN-MAX} で 600mA_{p-p} 以下のリップル電流の確保に必要な最小インダクタンスは、次式で計算できます。

$$L = \frac{V_{IN} - V_O}{\Delta i_L} \times t_{ON}$$

$$L_{MIN} = [(16 - 4.1) \times 6.5 \times 10^{-7}] / (0.6) = 12.9\mu H$$

値が最も近い標準インダクタは 15μH です。インダクタの過熱を避けるために平均電流の定格は 1.5A より大きくする必要があります。V_{IN-MIN} と V_{IN-MAX} について、インダクタ電流リップルを計算します。

$$\Delta i_{L(VMIN)} = [(9 - 4.1) \times 6.5 \times 10^{-7}] / 15 \times 10^{-6} = 357mA_{p-p}$$

$$\Delta i_{L(VMAX)} = [(16 - 4.1) \times 1.09 \times 10^{-6}] / 15 \times 10^{-6} = 516mA_{p-p}$$

したがって LED/インダクタのピーク電流を次のように推定できます。この計算では、V_{IN-MAX} で発生するワーストケースのリップル電流が使用されています。

$$I_{L(PEAK)} = I_L + 0.5 \times \Delta i_{L(MAX)}$$

$$I_{L(PEAK)} = 1.5 + 0.5 \times 0.516 = 1.76A$$

インダクタの飽和を防ぐには、インダクタのピーク電流の定格を 1.8A より大きくする必要があります。電流定格が 2.4A (ピーク)/2.2A (平均)、DCR が 47mΩ の、インダクタンス 15μH の既製インダクタを使用します。

出力コンデンサの使用

このアプリケーションは高周波の PWM 調光を必要とせず、出力コンデンサを利用して、LED リップル電圧での 20%_{p-p} (300mA) の目標を達成しながら、出力インダクタのサイズとコストを削減できます。適切な出力コンデンサを選択するために、「出力コンデンサを使用した降圧型コンバータ」に示した式を次のように変形します。

$$Z_C = \frac{\Delta i_F}{\Delta i_L - \Delta i_F} \times r_D$$

LED が 1 個の場合の動的抵抗 r_D は、LED のデータシートに掲載された V_F 対 I_F の特性曲線に接線を加えれば計算できます。Figure 14 に、r_D の計算例を示します。

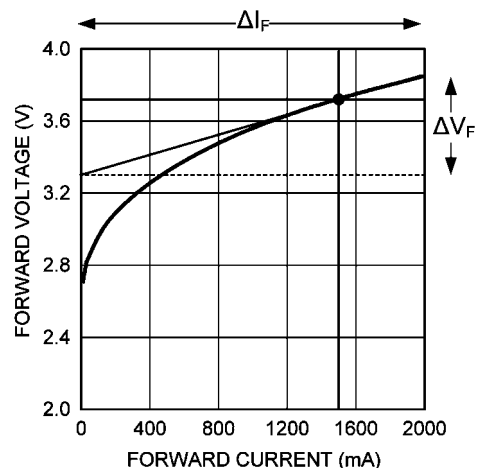


FIGURE 16. Calculating r_D from the V_F vs. I_F Curve

接線をグラフの両側まで伸ばすと、ΔV_F 値が 0.7V、ΔI_F 値が 2000mA になります。この場合、動的抵抗は次式で計算できます。

$$r_D = \Delta V_F / \Delta I_F = 0.5V / 2A = 0.25\Omega$$

設計例 2 (つづき)

ΔI_L が最も高い場合に (V_{IN-MAX} で発生)、最大のフィルタ (つまり最大の出力容量) が必要になります。LED が 1 個の場合のインダクタ・リップル電流は 516mA_{p-p} です。 C_O に必要なインピーダンスは次式で計算できます。

$$Z_C = [0.3/(0.516 - 0.3)] \times 0.25 = 0.35 \Omega$$

セラミック・コンデンサを使用し、必要な容量は 440kHz におけるインピーダンスに基づいて選定します。

$$C_O = 1/(2 \times \pi \times 0.35 \times 4.4 \times 10^5) = 1.03 \mu\text{F}$$

この計算では、 C_O がセラミック・コンデンサであるため、デバイスの等価直列抵抗 (ESR) と等価直列インダクタンス (ESL) によるインピーダンスは無視できます。許容誤差 10% の最も値の近いコンデンサは $1.5 \mu\text{F}$ です。使用するコンデンサは 50V の定格を持ち、X7R 誘電体を使用したものとします。定格電圧が高いと、LED が開放に失敗した場合やロード・ダンブが発生した場合でも、 C_O が損傷を受けません。以上の仕様を満たすパッケージ・サイズ 1206 のセラミック・コンデンサは複数のメーカーから発売されています。DC バイアスが 4V のみであれば、 50V 定格のセラミック・コンデンサは、定格容量の 90% 以上を利用できるので、この設計には十分です。

R_{SNS}

次式を使用して R_{SNS} を計算します。

$$R_{SNS} = 0.2/I_F$$

$$R_{SNS} = 0.2/1.5 = 0.133 \Omega$$

1Ω 以下の抵抗には許容誤差が 1% と 5% のものがあります。最も近い値の部品は 1%、 0.13Ω です。 0.33W 、1210 サイズならば消費電力 290mW に対応できます。抵抗を選択したら LED 電流の平均値を再度計算して、許容誤差要件である $\pm 5\%$ の範囲内にあることを確認します。「平均 LED 電流」の式を使用します。

$$I_F = 0.2/0.13 = 1.54\text{A} \quad \text{目標電流より 3\% 高い}$$

入力コンデンサ

車載アプリケーションでは入力リップル電流と電圧の制御が重要であり、電磁干渉テストの厳格な実施が要求されます。 $\Delta v_{IN(MAX)}$ は、 300mV_{p-p} 以下に制限されます。 t_{ON} が最大の場合 (1090ns 、最小入力電圧のときに発生) に必要な最小容量は次式で計算できます。「入力コンデンサ」の式を使用します。

$$C_{IN(MIN)} = (1.5 \times 1.09 \times 10^{-6})/0.3 = 5.5 \mu\text{F}$$

出力コンデンサの場合と同様に、この必要容量は十分に小さいので、セラミック・コンデンサを使用できます。 C_{IN} の両端電圧が 16V であると、実効容量は定格値より小さくなります。いくつかのコンデンサに関する %C 対 DC バイアスのグラフによると、X7R 誘電体を使用した、定格 50V 、 $3.3 \mu\text{F}$ 、1210 サイズのコンデンサは 16V で定格容量の約 22% を失うので、コンデンサが 2 つ必要になります。

降圧型レギュレータでは入力 rms 電流が高く、デューティ・サイクルが 50% のときにワーストケースになります。降圧型レギュレータのデューティ・サイクルは $D = V_O/V_{IN}$ によって計算可能であり、 V_{IN} が 9V に低下するとデューティ・サイクルが 50% 近くになります。

$$I_{IN-RMS} = 1.5 \times \text{Sqrt}(0.5 \times 0.5) = 750\text{mA}$$

1210 サイズのセラミック・コンデンサのリップル電流の定格は通常 2A を超えるので、2 つを並列に配置すると、この設計には十分耐えられます。

フライホイール・ダイオード

40V の入力電圧トランジェントに耐えるには、ショットキ・ダイオードの定格をより高耐圧なものにする必要があります。次のレベルの最大電圧は 60V です。定格 60V のダイオードを選定すればスイッチ・ノードのリングングに対しても最大限のマージンが得られ、さらに他のメーカー間とのダイオードの相互比較もしやすくなります。

次に決定するパラメータは順方向電流の定格とパッケージ・サイズです。デューティ・サイクルが低下するほど、フライホイール・ダイオードにかかる熱ストレスは増加します。1 個の LED を駆動する場合のデューティ・サイクルは次式で計算できます。

$$D = 4.1/13.8 = 0.3$$

平均ダイオード電流は次のように推定されます。

$$I_D = (1 - 0.3) \times 1.54 = 1.1\text{A}$$

定格 2A のダイオードを使用します。適切なパッケージ・サイズを決定するには、「設計上の考慮事項」に示した式により $D1$ の消費電力と温度上昇を計算します。SMB のようなパッケージに収められた $60\text{V}/2\text{A}$ ショットキ・ダイオードの 1.5A における V_D は約 0.4V 、 θ_{JA} は $75 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$ です。消費電力と温度上昇は次のように計算できます。

$$P_D = 1.1 \times 0.4 = 440\text{mW}$$

$$T_{RISE} = 0.44 \times 75 = 33 \text{ }^\circ\text{C}$$

C_B 、 C_C 、 C_F

ブートストラップ・コンデンサ C_B には、必ず X7R 誘電体を用いた 22nF セラミック・コンデンサを使用します。定格を 25V とするとすべてのアプリケーション回路に適用できます。COMP ピンのコンデンサ C_C とリニア・レギュレータのフィルタ・コンデンサ C_F は、必ず 100nF で定格 25V とし、やはり X7R 誘電体を用いたセラミック・コンデンサを使用します。

効率

この例の電氣的効率を見積もるには、電流を流す各部品の消費電力を計算して合計します。公称入力電圧 13.8V での計算について詳しく説明します。この計算は、LED の個数が異なる場合にも適用できます。

合計出力電力 P_O は、次のように計算されます。

$$P_O = I_F \times V_O = 1.54 \times 4.1 = 6.3\text{W}$$

内部 MOSFET の導通損失 P_C :

$$P_C = (I_F^2 \times R_{DS(ON)}) \times D = (1.54^2 \times 0.75) \times 0.3 = 530\text{mW}$$

設計例 2 (つづき)

ゲート・ドライバやリニア・レギュレータにおけるゲート充電と VCC 損失 P_G :

$$P_G = (I_{IN-OP} + f_{SW} \times Q_G) \times V_{IN}$$

$$P_G = (600 \times 10^{-6} + 4.5 \times 10^5 \times 9 \times 10^{-9}) \times 13.8 = 64\text{mW}$$

内部 MOSFET のスイッチング損失 P_S :

$$P_S = 0.5 \times V_{IN} \times I_F \times (t_R + t_F) \times f_{SW}$$

$$P_S = 0.5 \times 13.8 \times 1.54 \times 40 \times 10^{-9} \times 4.5 \times 10^5 = 190\text{mW}$$

入力コンデンサの AC rms 電流損失 P_{CIN} :

$$P_{CIN} = I_{IN(rms)}^2 \times ESR = 0.75^2 \times 0.003 = 2\text{mW} \text{ (無視できます)}$$

インダクタの DCR 損失 P_L :

$$P_L = I_F^2 \times DCR = 1.54^2 \times 0.05 = 120\text{mW}$$

フライホイール・ダイオードの損失 $P_D = (1 - 0.3) \times 1.54 \times 0.4 = 430\text{mW}$

電流センス抵抗の損失 $P_{SNS} = 293\text{mW}$

電気効率 $\eta = P_O / (P_O + \text{損失項の合計}) = 6.3 / (6.3 + 1.6) = 80\%$

LM3406 IC の温度上昇は、次のように計算されます。

$$T_{LM3406} = (P_C + P_G + P_S) \times \theta_{JA} = (0.53 + 0.06 + 0.19) \times 50 = 39^\circ\text{C}$$

入カトランジェント時の熱に関する考慮事項

LM3406 のエラー・アンプでは、40V のトランジェント・ロード・ダンパ電圧のもとでも平均 LED 電流が制御されるので、高電圧トランジェント時の熱特性が設計時の主要な考慮事項になっています。LM3406 のダイ温度を超えないようにするには、40V の入力における動作条件を確認すると役立ちます。スイッチング周波数は 325kHz、オン時間は 350ns、デューティ・サイクルは 0.12 にそれぞれ低下します。導通、ゲート充電、スイッチング損失の計算を繰り返すと、総内部損失は 731mW、ダイ温度の上昇は 37 °C の結果が得られます。LM3406 は、周囲温度が 85 °C の高温であっても適切に動作する必要があります。

基板レイアウトの検討

スイッチング・コンバータの性能を決めるのは部品選定だけではなく、プリント回路基板 (PCB) のレイアウトも重要な影響を与えます。次のガイドラインは外部からの EMI を最大限排除し、望ましくない EMI の発生を極力抑えた回路の設計に役立ちます。

コンパクトなレイアウト

寄生インダクタンスを低減するには電力経路上の部品をできるだけまとめて配置し、大電流が流れるループの面積をできるだけ小さくします。短く厚いトレースまたは Copper Pour (ポリゴン配線パターン) とするのが最適です。特にスイッチ・ノード (L1、D1、SW ピンを接続するノード) は、3 つの部品を接続しても流れる電流によって過熱しない十分広い領域を確保するようにします。LM3406/06HV の動作は 2 つのサイクルに明確に分けられます。それぞれのサイクルの大電流経路を Figure 17 に示します。

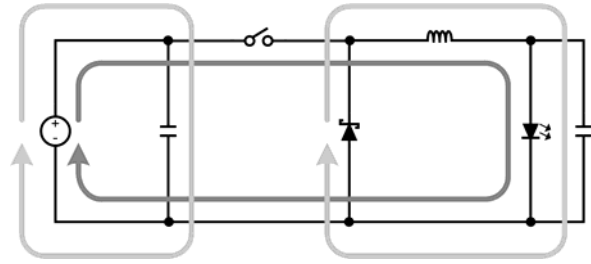


FIGURE 17. Buck Converter Current Loops

内側の濃い灰色のループは、MOSFET のオン期間における大電流経路を表しています。外側の薄い灰色のループは、MOSFET のオフ期間における大電流経路を表しています。

グラウンド・プレーンとポリゴン配線パターン (Copper Pour)

Figure 17 は定常電流とパルス電流の経路を解析するときにも役立ちます。オン期間とオフ期間の両方で電流を流す部分は定常電流、オン期間またはオフ期間のいずれかで電流を流す部分はパルス電流の経路と見なせます。配線時にはパルス電流の経路を優先します。この経路は最も EMI を放射する可能性が高いためです。PCB のグラウンド・プレーンは導体であり、リターン経路であるため他の回路の経路と同様にノイズが注入される可能性があります。グラウンド回路の定常電流経路は、他の回路にノイズを注入する危険性は低く、システム・グラウンド・プレーンを経路として使用できます。定常電流経路の例には、入力電源と入力コンデンサ間、フライホイール・ダイオードと LED/電流検出抵抗間などがあります。一方、フライホイール・ダイオードと入力コンデンサ間には大きなパルス電流が流れます。この経路は短く厚いポリゴン・パターンで配線し、可能ならば PCB の部品実装側の面を使用します。ショットキ・ダイオードのアノードの近くには、ビアを配置しないでください。代わりに、入力コンデンサのパッドの直近で複数のビアを並列使用して、部品実装側のポリゴン配線をグラウンド・プレーンに接続します。見落とされることが多い第 2 のパルス電流ループは、SW ピン/BOOT ピンとコンデンサ C_B 間に形成されるゲート駆動電流が流れる経路です。このループと EMI を最小化するには、 C_B を SW ピンと BOOT ピンの近くに配置します。

電流検出

CS ピンは高インピーダンスの入力であり、 R_{SNS} 、 R_Z (使用している場合)、CS ピン、グラウンドによって形成されるループはできるだけ小さくして、ノイズを最大限排除します。したがって R_{SNS} は IC の CS ピンと GND ピンのできるだけ近くに配置します。

離れた LED アレイ

LED または LED アレイを LM3406/06HV から離して (数インチ以上) 配置するアプリケーション、または配線ハーネスによって接続される独立した PCB 上に実装するアプリケーションがあります。出力コンデンサを使用し、LED アレイが大規模な場合、または他のコンバータ部分と独立している場合は、出力コンデンサを LED の近くに配置してコンデンサの AC インピーダンスに対する寄生インダクタンスの影響を低減します。電流センス抵抗は、コンバータの基板上の LM3406/06HV 近くに配置します。

基板レイアウトの検討 (つづき)

離れた LED アレイと、並列 FET による高速調光には、特別な注意を払う必要があります。並列調光 FET は、LED と同じ基板 / ヒートシンク上に配置して、それらのループ面積を最小限に抑えてください。並列 FET による出力電流のスイッチングは、LM3406 内部のパワー FET とショットキ・ダイオードのスイッチング動作と同様に、パルス電流の発生原因になります。

Figure 18 に、インダクタ電流が LED または調光 FET を経由して取る経路を示します。並列 FET 調光による EMI を最小限に抑えるには、LED と調光 FET によって形成されたループ (濃い灰色の矢印で示された部分) の寄生インダクタンスを可能な限り削減してください。ループの寄生インダクタンスは通常、ループ面積によって制御されるので、このループを物理的にできるだけ小さく (短く) すれば、インダクタンスを削減できます。

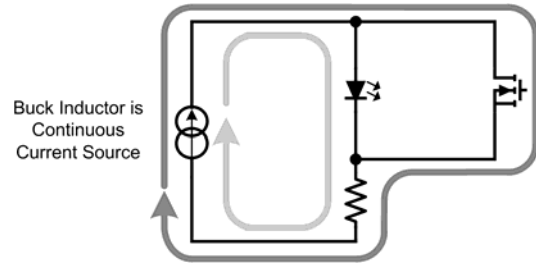


FIGURE 18. Parallel FET Dimming Current Loops

TABLE 1. 設計例 1 の BOM

ID	Part Number	Type	Size	Parameters	Qty	Vendor
U1	LM3406	LED Driver	eTSSOP-14	42V, 2A	1	NSC
L1	SLF10145T-220M1R-PF	Inductor	10 x 10 x 4.5mm	22 μ H, 1.9A, 59 m Ω	1	TDK
D1	CMSH2-40	Schottky Diode	SMB	40V, 2A	1	Central Semi
Cc, Cf	VJ0603Y104KXXAT	Capacitor	0603	100 nF 10%	2	Vishay
Cb	VJ0603Y223KXXAT	Capacitor	0603	22 nF 10%	1	Vishay
Cin1 Cin2	C4532X7R1H475M	Capacitor	1812	4.7 μ F, 50V	2	TDK
Co	C2012X7R1E105M	Capacitor	0805	1.0 μ F, 25V	1	TDK
Rsns	ERJ14RQFR13V	Resistor	1210	0.13 Ω 1%	1	Panasonic
Ron	CRCW08051433F	Resistor	0805	143 k Ω 1%	1	Vishay

TABLE 2. 設計例 2 の BOM

ID	Part Number	Type	Size	Parameters	Qty	Vendor
U1	LM3406	LED Driver	eTSSOP-14	42V, 2A	1	NSC
L1	SLF10145T-150M2R2-P	Inductor	10 x 10 x 4.5mm	15 μ H, 2.2A, 47 m Ω	1	TDK
D1	CMSH2-60	Schottky Diode	SMB	60V, 2A	1	Central Semi
Cc, Cf	VJ0603Y104KXXAT	Capacitor	0603	100 nF 10%	2	Vishay
Cb	VJ0603Y223KXXAT	Capacitor	0603	22 nF 10%	1	Vishay
Cin1 Cin2	C3225X7R1H335M	Capacitor	1210	3.3 μ F, 50V	2	TDK
Co	C3216X7R1H105M	Capacitor	1206	0.15 μ F, 50V	1	TDK
Rsns	ERJ14RQFR13V	Resistor	1210	0.13 Ω 1%	1	Panasonic
Ron	CRCW08051243F	Resistor	0805	124 k Ω 1%	1	Vishay
Rpd	CRCW08051002F	Resistor	0805	10 k Ω 1%	1	Vishay

TABLE 3. 効率曲線の BOM

ID	Part Number	Type	Size	Parameters	Qty	Vendor
U1	LM3406	Buck LED Driver	eTSSOP-14	42V, 1.5A	1	NSC
Q1	Si3458DV	N-MOSFET	SOT23-6	60V, 2.8A	1	Vishay
D1	CMSH2-60M	Schottky Diode	SMA	60V, 2A	1	Central Semi
L1	VLF10045T-330M2R3	Inductor	10 x 10 x 4.5mm	33 μ H, 2.3A, 70 m Ω	1	TDK
Cin1 Cin2	C4532X7R1H685M	Capacitor	1812	6.8 μ F, 50V	2	TDK
Co	C3216X7R1H474M	Capacitor	1206	470 nF, 50V	1	TDK
Cf ,Cc	VJ0603Y104KXXAT	Capacitor	0603	100 nF 10%	2	Vishay
Cb	VJ0603Y223KXXAT	Capacitor	0603	22 nF 10%	1	Vishay
R3.5	ERJ6RQFR56V	Resistor	0805	0.56 Ω 1%	1	Panasonic
R.7	ERJ6RQFR62V	Resistor	0805	0.62 Ω 1%	1	Panasonic
R1	ERJ6RQFR30V	Resistor	0805	0.3 Ω 1%	1	Panasonic
R1.5	ERJ6RQFR16V	Resistor	0805	0.16 Ω 1%	1	Panasonic
Ron	CRCW08051433F	Resistor	0805	143k Ω 1%	1	Vishay
Rpd Rout	CRCW06031002F	Resistor	0603	10 k Ω 1%	2	Vishay
OFF* DIM1 DIM2	160-1512	Terminal	0.062"		3	Cambion
VIN GND CS/LED- Vo/LED+	160-1026	Terminal	0.094"		2	Cambion

付録

次式は、コンピュータ・ベースのシミュレーションや回路計算ツールを作成するユーザー向けに最高の精度を提供します。

$$t_{ON} = \frac{9.92 \times 10^{-12} \times (V_O + 0.65) \times R_{ON}}{V_{IN} - 1.5} + 1.75 \times 10^{-7}$$

$$R_{ON} = \frac{(D - f_{SW} \times 1.75 \times 10^{-7}) \times (V_{IN} - 1.5)}{9.92 \times 10^{-12} \times f_{SW} \times (V_O + 0.65)}$$

$$f_{SW} = \frac{D \times (V_{IN} - 1.5)}{9.92 \times 10^{-12} \times (V_O + 0.65) \times R_{ON} + 1.75 \times 10^{-7} \times (V_{IN} - 1.5)}$$

非認定エンジニアリング・サンプルの証明書

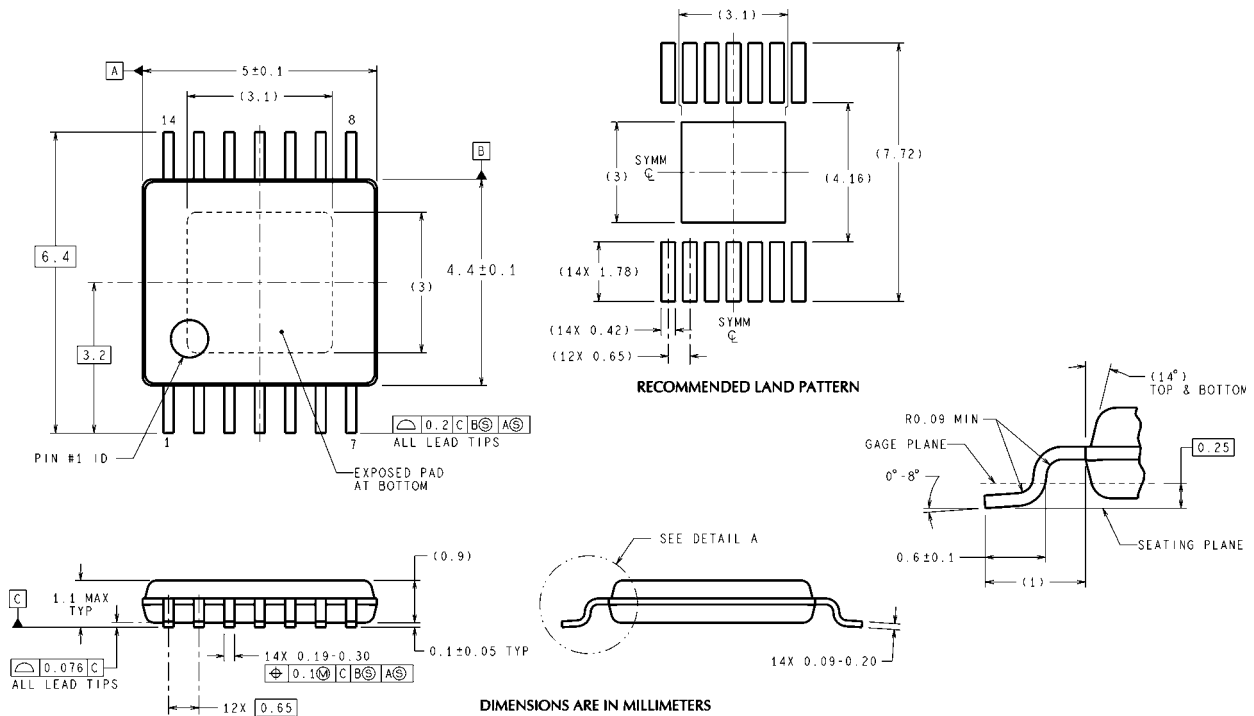
ナショナル セミコンダクターとその全額出資子会社（以下「ナショナル セミコンダクター」）による完全な認定や生産リリースよりも前に生産前の暫定的なデバイス（以下「エンジニアリング・サンプル」）を試せる権利について考慮した上で、ユーザーは、エンジニアリング評価/テストのみを目的に、いかなる種類の保証もない生産前の形態で「現状のまま」このようなエンジニアリング・サンプルを受け入れることに同意するものとします。

ナショナル セミコンダクターはエンジニアリング・サンプルを「現状のまま」提供し、明示されているか否かにかかわらず、商品適格性、特定目的への適合性、知的財産権の非侵害性への保証を含め、いかなる保証もいたしません。また、その他の人物がナショナル セミコンダクターに代わってエンジニアリング・サンプルに関するその他の責任を負うことも、想定および許可し

ていません。品質に関するリスクや、エンジニアリング・サンプルの使用または特性から生じるリスクはすべて、ユーザーが負うものとします。ナショナル セミコンダクターは契約、不法行為、保証、無過失責任などにおける特別損害、間接的損害、付随的損害、または結果的損害（人件費、再認定、遅延、利益や信用の損失などを含みますが、これらに限定されません）について、そのような損害の可能性を知らされていたとしても、一切責任を負いません。

ナショナル セミコンダクターは、ナショナル セミコンダクターによる完全な認定および生産よりも前にエンジニアリング・サンプルの回路や仕様をいつでも予告なく変更できる権利を保有します。また、完全な認定および生産リリースの後もエンジニアリング・サンプルを生産前の形態で製造し続けるとの表明はいたしません。

外形寸法図 特記のない限り inches (millimeters)



14-Lead Exposed Pad Plastic TSSOP Package
NS Package Number MXA14A

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は負いかねます。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か使用、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思えるものをいいます。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 © 2011 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をご確認下さい。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いません。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るとか、保証もしくは是認するということを意味しません。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いません。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いません。但し、TIがISO/TS 16949の要求事項を満たしていると特別に指定した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 © 2011, 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。）

- 直射日光が当たる状態で保管・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