

60V、4スイッチ同期整流式昇降圧 LEDドライバ・コントローラ

特長

- 4スイッチの単一インダクタ・アーキテクチャにより、 V_{OUT} より高い、低い、または等しい V_{IN} が可能
- 同期スイッチング: 最大98%の効率
- 独自のピーク降圧ピーク昇圧電流モード
- 広い V_{IN} 範囲: 4V~60V
- 広い V_{OUT} 範囲: 0V~60V
- $\pm 4\%$ のLED電流精度
- 降圧または昇圧モードで上側MOSFETのリフレッシュ・ノイズなし
- 調整可能な周波数: 150kHz~650kHz
- ちらつきのないスペクトラム拡散による低EMI
- フォルト報告機能によるLEDの開放/短絡からの保護
- オートモーティブ・アプリケーション向けのAEC-Q100に適合

アプリケーション

- 自動車のヘッド・ライト/昼間走行灯
- 高周波LED照明

概要

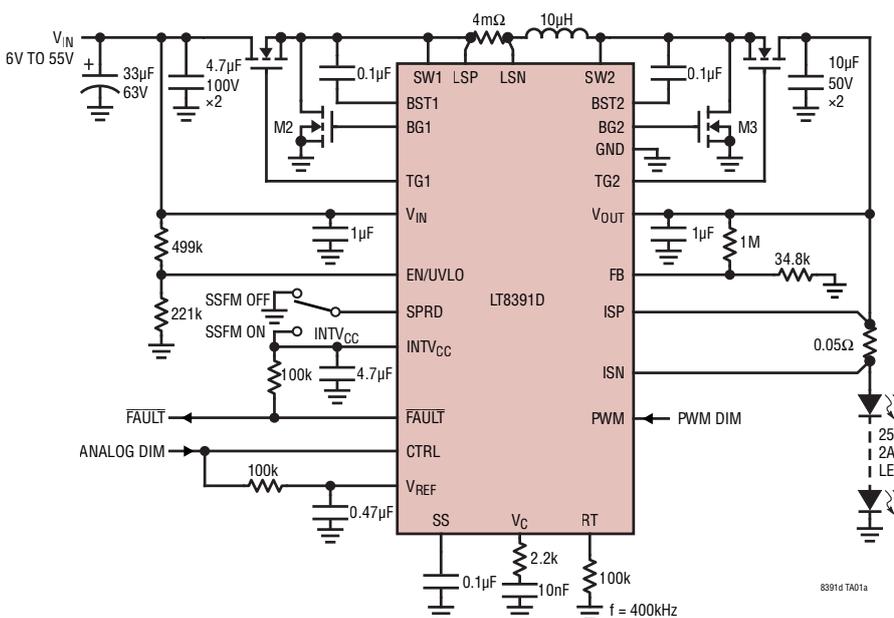
LT[®]8391Dは、出力電圧より高い、低い、または等しい入力電圧からLED電流をレギュレーションする4スイッチ同期整流式昇降圧LEDコントローラです。独自のピーク降圧ピーク昇圧電流モード制御方式により、調整可能な150kHz~650kHzの固定周波数動作、またはEMIを低く抑えるための内部 $\pm 15\%$ 三角波スペクトラム拡散動作が可能です。4V~60Vの入力、0V~60Vの出力、動作領域間の滑らかで低ノイズの遷移機能を備えているため、LT8391Dは、オートモーティブ、産業用、バッテリー駆動システムにおけるLED用ドライバ・アプリケーションに最適です。

LT8391Dは、オプションの低電位側NMOSスイッチを用いるLED電流PWM調光機能を備えます。CTRLピンにより、100mVフルスケールでLED電流精度が $\pm 4\%$ の、柔軟な20:1のアナログ調光を実現します。LEDの開放または短絡状態を検出するフォルト保護機能があり、フォルト保護の間、LT8391Dは動作のリトライまたはラッチオフを行うか、あるいは動作をそのまま継続します。

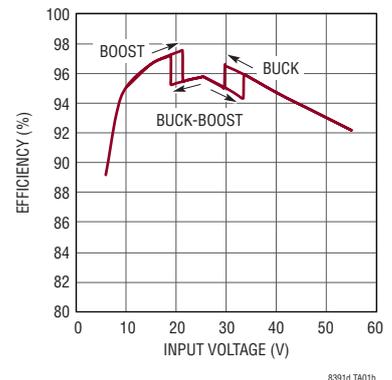
全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

効率98%の50W (25V、2A) 昇降圧LEDドライバ



効率と V_{IN} の関係



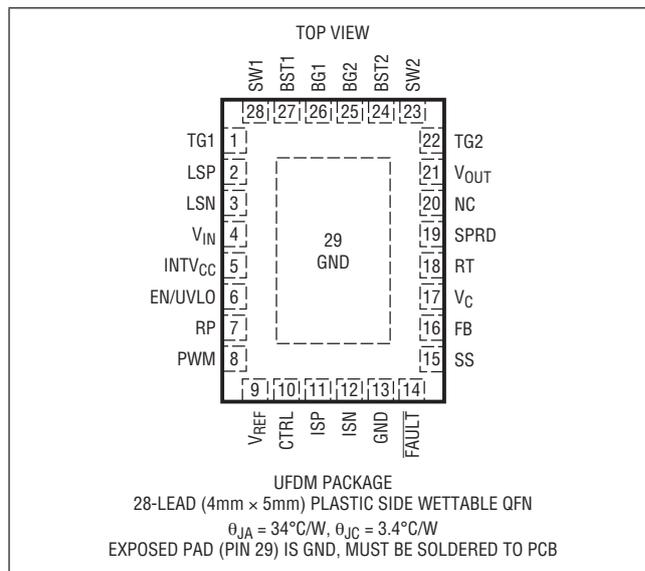
LT8391D

絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN} , EN/UVLO, V_{OUT} , ISP, ISN	-0.3V~60V
(ISP-ISN)	-1V~1V
BST1, BST2.....	-0.3V~66V
SW1, SW2, LSP, LSN.....	-5V~60V
INTV _{CC} , (BST1-SW1), (BST2-SW2)	-0.3V~6V
(BST1-LSP), (BST1-LSN)	-0.3V~6V
RP, RT, SS, V_C , V_{REF}	-0.3V~4V
FB, PWM, SPRD, CTRL, FAULT	-0.3V~6V
BG1, BG2, TG1, TG2.....	(Note 2)
動作ジャンクション温度範囲 (Note 3, 4)	
LT8391DJ.....	-40°C~150°C
保存温度範囲	65°C~150°C

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕上げ	テープ&リール	製品マーキング	パッケージの説明	温度範囲
オートモーティブ製品*				
LT8391DJUFDMP#WPBF	LT8391DJUFDMP#WTRPBF	8391D	28ピン(4mm × 5mm)プラスチック側面ハンダ付け可能QFN	-40°C~150°C

更に広い動作温度範囲仕様のデバイスについては、弊社または弊社代理店までお問い合わせください。

テープ&リールの仕様。一部のパッケージは指定された販売チャンネルを通じて500個単位のリールで供給され、製品番号末尾に「#TRMPBF」という記号が付いています。

*このデバイスには、オートモーティブ・アプリケーションの品質と信頼性の条件に対応するよう管理された製造工程により提供されるバージョンがあります。これらのモデルは「#W」というサフィックスで指定されます。オートモーティブ・アプリケーション向けには、上記のオートモーティブ・グレード製品のみを提供しています。特定製品のオーダー情報とこれらのモデル固有のオートモーティブ信頼性レポートについては、最寄りのアナログ・デバイスまでお問い合わせください。

電気的特性

●は、全動作温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値です (Note 2)。特に指定のない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{EN/UVLO} = 1.5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
	V_{IN} Operating Voltage Range		●	4		60	V
	V_{IN} Quiescent Current	$V_{EN/UVLO} = 0.3\text{V}$ Not Switching			1 2.1	2 2.8	μA mA
	V_{OUT} Voltage Range		●	0		60	V

Linear Regulators

	INTV _{CC} Regulation Voltage	I _{INTVCC} = 20mA		4.85	5.0	5.15	V
	INTV _{CC} Current Limit	V _{INTVCC} = 4.5V		80	120	160	mA
	INTV _{CC} Undervoltage Lockout Threshold	Falling		3.44	3.54	3.64	V
	INTV _{CC} Undervoltage Lockout Hysteresis				0.24		V
	V _{REF} Regulation Voltage	I _{VREF} = 100 μA	●	1.96	2.00	2.04	V

Control Inputs/Outputs

	EN/UVLO Shutdown Threshold		●	0.3	0.6	1.0	V
	EN/UVLO Enable Threshold	Falling	●	1.196	1.220	1.244	V
	EN/UVLO Enable Hysteresis				13		mV
	EN/UVLO Hysteresis Current	$V_{EN/UVLO} = 1.1\text{V}$ $V_{EN/UVLO} = 1.3\text{V}$		2.1 -0.1	2.5 0	2.9 0.1	μA μA

PWM Dimming

	PWM Dimming Threshold Voltage		●	0.4		1.5	V
--	-------------------------------	--	---	-----	--	-----	---

Error Amplifier

	Full Scale LED Current Regulation $V_{(ISP-ISN)}$	$V_{CTRL} = 2\text{V}$, $V_{ISP} = 12\text{V}$ $V_{CTRL} = 2\text{V}$, $V_{ISP} = 0\text{V}$	● ●	96 96	100 100	104 104	mV mV
	ISP/ISN Input Common Mode Range		●	0		50	V
	LED Current Regulation Amplifier g_m				2000		μS
	FB Regulation Voltage	$V_C = 1.2\text{V}$	●	0.98	1.00	1.02	V
	FB Voltage Regulation Amplifier g_m				660		μS

Current Comparator

	Maximum Current Sense Threshold $V_{(LSP-LSN)}$	Buck, $V_{FB} = 0.8\text{V}$ Boost, $V_{FB} = 0.8\text{V}$	● ●	34 38	48 48	62 58	mV mV
--	---	---	--------	----------	----------	----------	----------

Fault

	FB Overvoltage Threshold (V_{FB})	Rising		1.03	1.05	1.07	V
	FB Overvoltage Hysteresis			15	25	35	mV
	FB Open LED Threshold (V_{FB})	Rising, $V_{(ISP-ISN)} = 0\text{V}$		0.93	0.95	0.97	V
	FB Open LED Hysteresis	$V_{(ISP-ISN)} = 0\text{V}$		35	50	65	mV
	FB Short LED Threshold (V_{FB})	Falling		0.04	0.05	0.06	V
	FB Short LED Hysteresis	Hysteresis		35	50	65	mV
	FAULT Pull-Down Resistance				100	200	Ω
	SS Hard Pull-Down Resistance	$V_{EN/UVLO} = 1.1\text{V}$			100	200	Ω
	SS Pull-Up Current	$V_{FB} = 0.8\text{V}$, $V_{SS} = 0\text{V}$		10	12.5	15	μA

電気的特性

●は、全動作温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値です (Note 2)。特に指定のない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{EN/UVLO} = 1.5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
	SS Pull-Down Current	$V_{FB} = 1.0\text{V}$, $V_{SS} = 2\text{V}$	1	1.25	1.5	μA
	SS Fault Latch-Off Threshold	Falling		1.7		V
	SS Fault Reset Threshold			0.2		V

Oscillator

	Switching Frequency	$V_{SPRD} = 0\text{V}$, $R_T = 226\text{k}$	●	190	200	210	kHz
		$V_{SPRD} = 0\text{V}$, $R_T = 100\text{k}$	●	380	400	420	kHz

NMOS Drivers

	TG1, TG2 Gate Driver On-Resistance Gate Pull-Up Gate Pull-Down	$V_{(BST-SW)} = 5\text{V}$			2.6	Ω
					1.4	Ω
	BG1, BG2 Gate Driver On-Resistance Gate Pull-Up Gate Pull-Down	$V_{INTVCC} = 5\text{V}$			3.2	Ω
					1.2	Ω
	TG Off to BG On Delay	$C_L = 3.3\text{nF}$			60	ns
	BG Off to TG On Delay	$C_L = 3.3\text{nF}$			60	ns

Note 1: 上記の絶対最大定格を超えるストレスを加えるとデバイスに恒久的な損傷を与えることがあります。デバイスを長時間絶対最大定格状態に置くと、デバイスの信頼性と寿命に影響を与えることがあります。

Note 2: これらのピンには正または負の電圧源を接続しないでください。接続すると、デバイスに恒久的な損傷を与えることがあります。

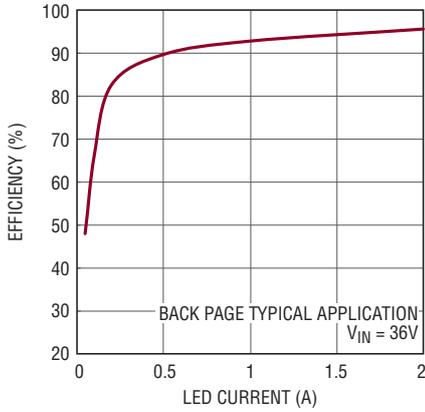
Note 3: LT8391DJは -40°C ~ 150°C の動作ジャンクション温度範囲での動作が確保されています。

Note 4: LT8391Dは、一時的な過負荷状態からデバイスを保護することを目的とした過熱保護機能を内蔵しています。過熱保護機能が作動した場合、ジャンクション温度は 150°C を超えています。仕様規定された絶対最大動作ジャンクション温度より上での動作は、デバイスの信頼性を損なう可能性があります。

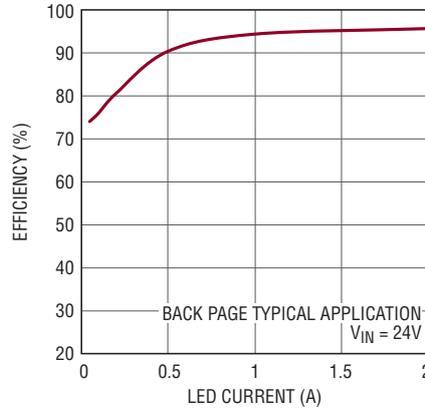
代表的な性能特性

特に指定のない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

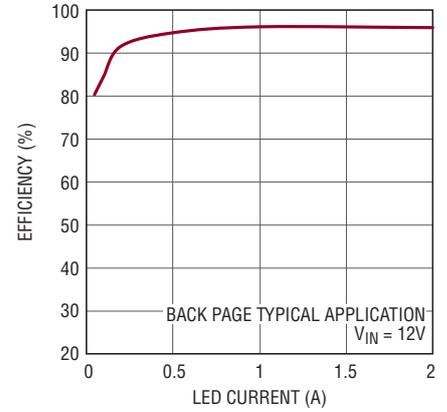
効率とLED電流の関係
(降圧領域)



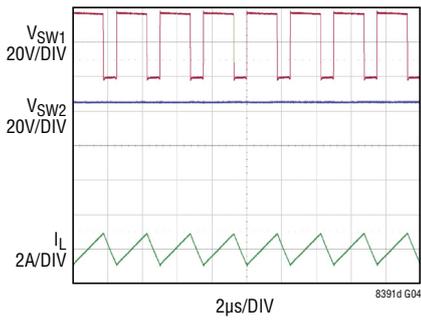
効率とLED電流の関係
(昇降圧領域)



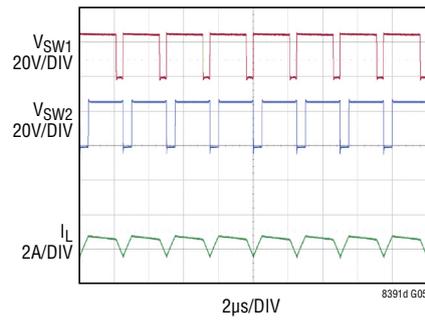
効率とLED電流の関係
(昇圧領域)



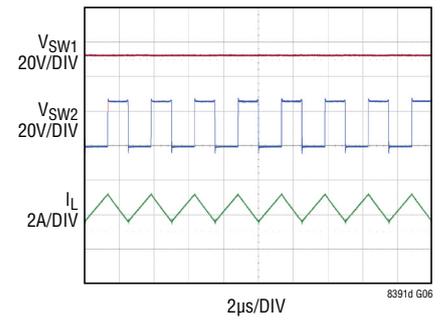
スイッチング波形
(降圧領域)



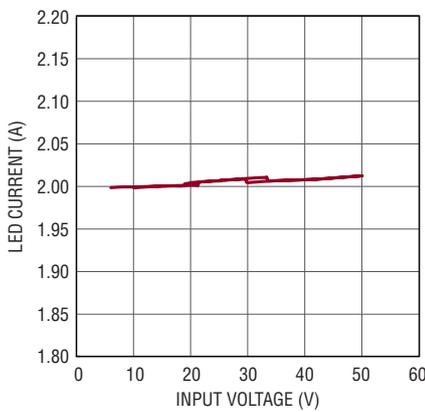
スイッチング波形
(昇降圧領域)



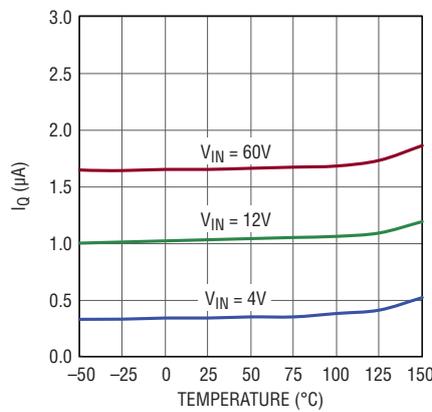
スイッチング波形
(昇圧領域)



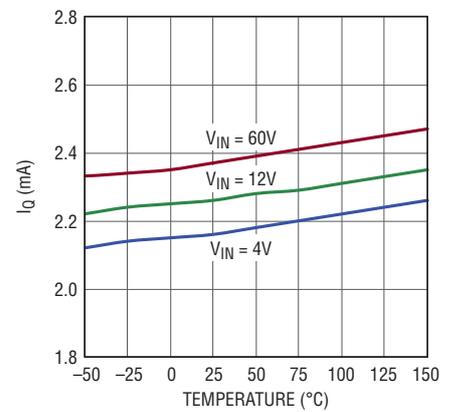
LED電流とVINの関係



VINシャットダウン電流



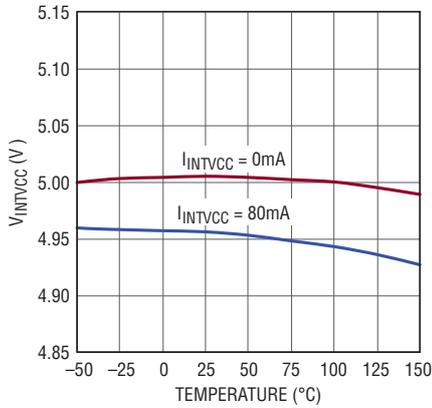
VIN静止電流



代表的な性能特性

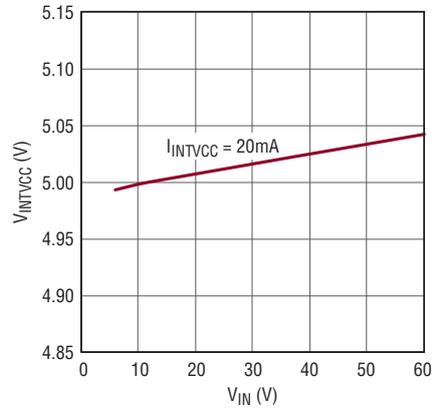
特に指定のない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

INTV_{CC} 電圧と温度の関係



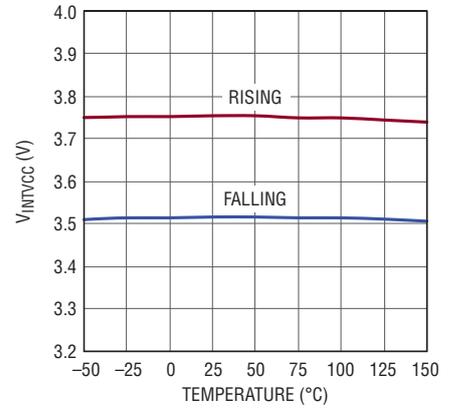
8391d G10

INTV_{CC} 電圧と V_{IN} の関係



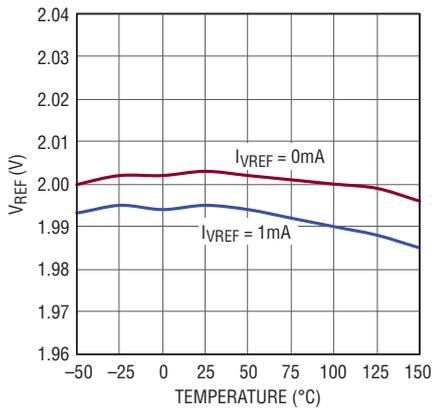
8391d G11

INTV_{CC} の UVLO 閾値



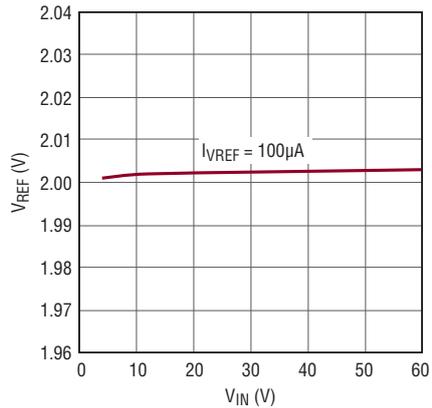
8391d G12

V_{REF} 電圧と温度の関係



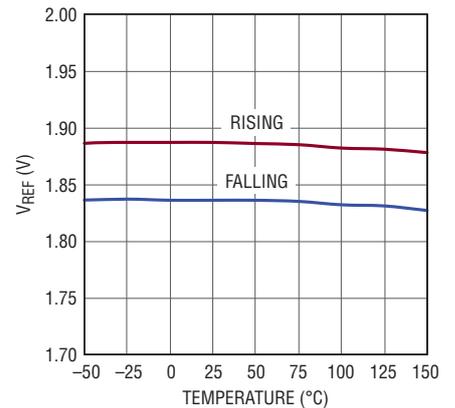
8391d G13

V_{REF} 電圧と V_{IN} の関係



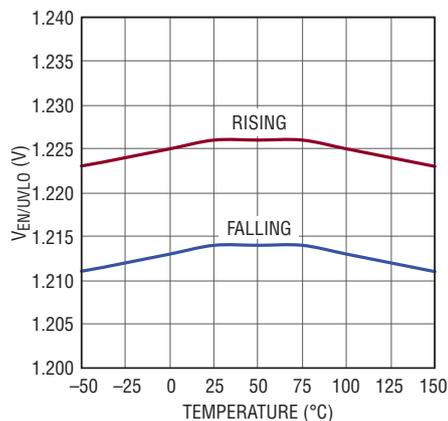
8391d G14

V_{REF} の UVLO 閾値



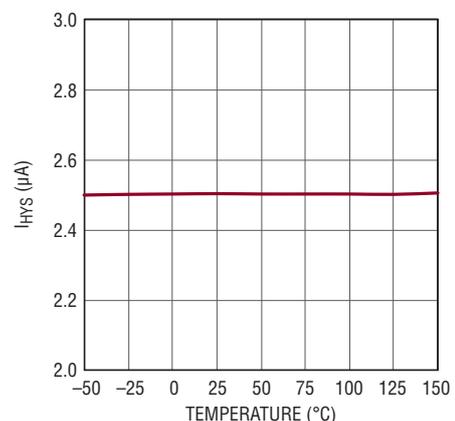
8391d G15

EN/UVLO イネーブル閾値



8391d G16

EN/UVLO ヒステリシス電流

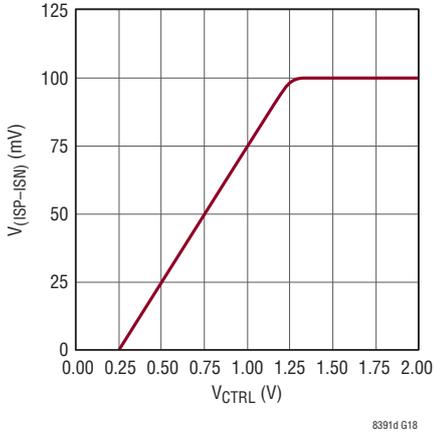


8391d G17

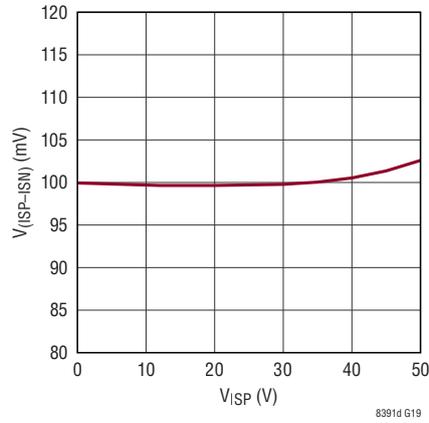
代表的な性能特性

特に指定のない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

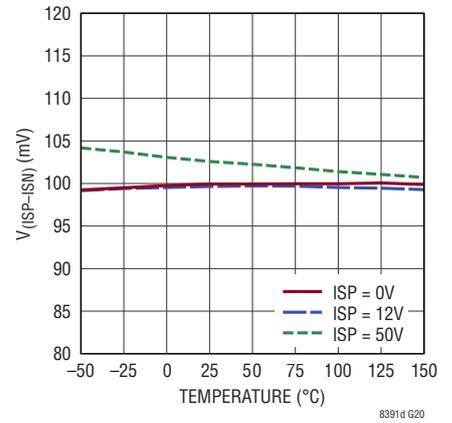
$V_{(ISP-ISN)}$ レギュレーションと V_{CTRL} の関係



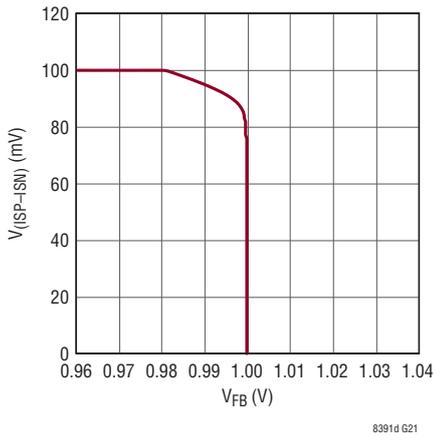
$V_{(ISP-ISN)}$ レギュレーションと V_{ISP} の関係



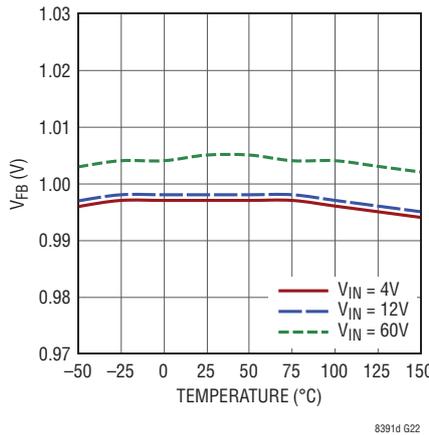
$V_{(ISP-ISN)}$ レギュレーションと 温度の関係



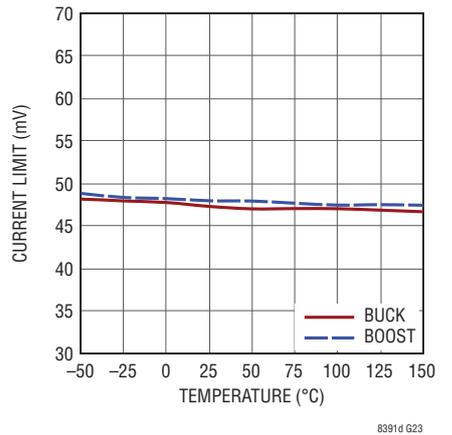
$V_{(ISP-ISN)}$ レギュレーションと V_{FB} の関係



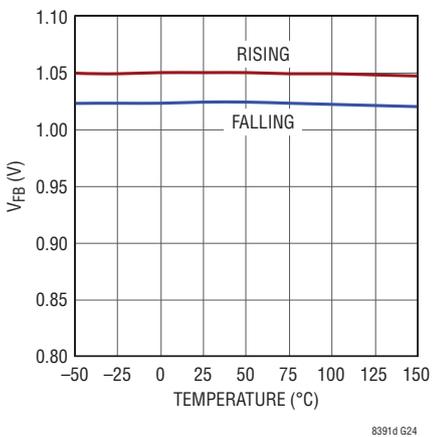
FBレギュレーションと温度の関係



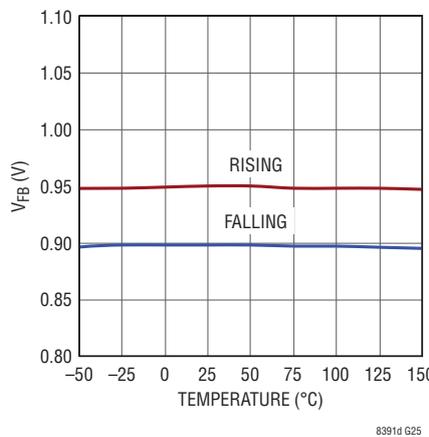
最大電流検出と温度の関係



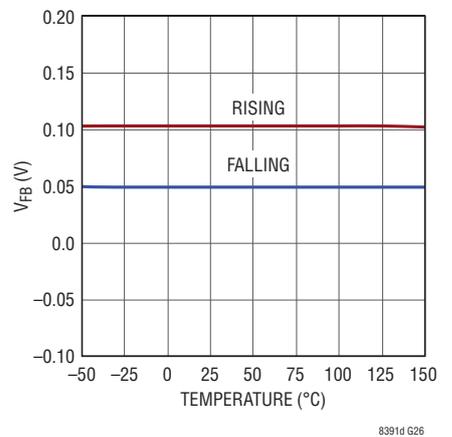
FBの過電圧閾値



FBの開放LED 閾値



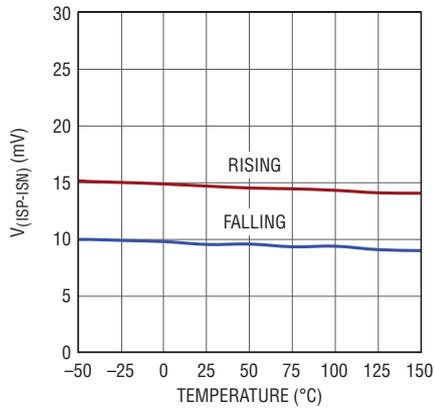
FBの短絡LED 閾値



代表的な性能特性

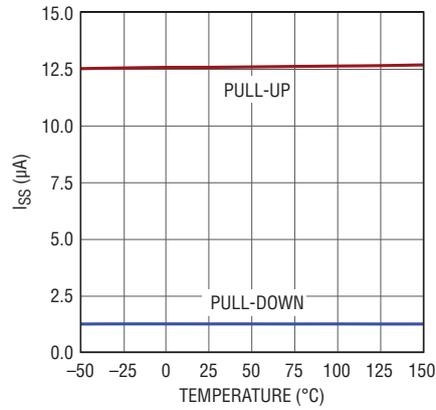
特に指定のない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

ISP/ISNの開放LED 閾値



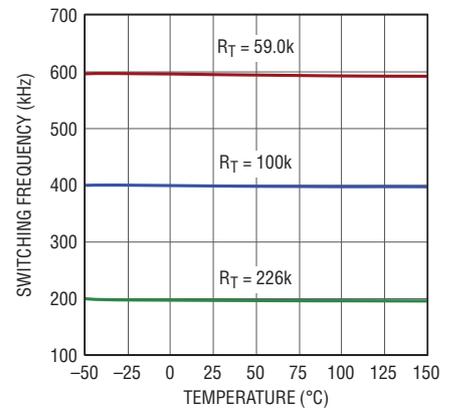
8391d G27

SS 電流と温度の関係



8391d G28

発振器周波数と温度の関係



8391d G29

ピン機能

TG1 (ピン1) : 降圧側の上側ゲート駆動端子。SW1からBST1までの電圧振幅で降圧側の上側NチャンネルMOSFETのゲートをドライブします。

LSP (ピン2) : 降圧側インダクタ電流検出抵抗(R_{SENSE})の正端子。ケルビン接続を使って正確な電流検出を確保してください。

LSN (ピン3) : 降圧側インダクタ電流検出抵抗(R_{SENSE})の負端子。ケルビン接続を使って正確な電流検出を確保してください。

V_{IN} (ピン4) : 入力電源。 V_{IN} ピンは、降圧動作領域、昇降圧動作領域、または昇圧動作領域を決定するために、電源入力に接続する必要があります。このピンは、 $1\mu\text{F}$ 以上のセラミック・コンデンサを使って、ローカルでグラウンドにバイパスします。

INTV_{CC} (ピン5) : 内部5Vリニア電圧レギュレータ出力。INTV_{CC}リニア電圧レギュレータは V_{IN} ピンから電源供給を受け、内部制御回路およびゲート・ドライブに電力を供給します。このピンは、 $4.7\mu\text{F}$ 以上のセラミック・コンデンサを使って、ローカルでグラウンドにバイパスします。

EN/UVLO (ピン6) : イネーブルおよび低電圧ロックアウト。このピンの電圧を強制的に0.3V未満にすると、デバイスがシャットダウンし、 V_{IN} の静止電流が $2\mu\text{A}$ 未満に減少します。通常動作の場合にはこのピンを1.233Vより高く設定します。正確な1.220Vの立下がり閾値を使用すれば、 V_{IN} とグラウンドの間にある抵抗分圧器によって低電圧ロックアウト(UVLO)閾値を設定できます。正確な $2.5\mu\text{A}$ のプルダウン電流を使用すれば、 V_{IN} UVLOのヒステリシスを設定できます。どちらの機能も使用しない場合は、このピンを直接 V_{IN} に接続します。

RP (ピン7) : 工場テスト・ピン。通常動作時はこのピンをグラウンドに接続します。

PWM (ピン8) : PWM調光入力。PWM調光を用いるには、0Vから1.5Vより高い電圧までのデジタル・パルスを使用してこのピンを駆動し、LED列のPWM調光を制御します。PWM調光を使用しない場合、このピンはINTV_{CC}に接続します。このピンを強制的にローにすると、TG1およびTG2がオフ、BG1およびBG2がオンになり、 V_C ピンはすべての内部負荷から切断されます。

V_{REF} (ピン9) : 電圧リファレンス出力。 V_{REF} ピンは、1mAの電流を供給できる正確な2Vリファレンスを提供します。このピンは、 $0.47\mu\text{F}$ のセラミック・コンデンサを使って、ローカルでグラウンドにバイパスします。

CTRL (ピン10) : LED電流検出閾値の制御入力。CTRLピンを使用して次式のようにLEDレギュレーション電流を設定できます。

$$I_{LED} = \frac{\text{Min}(V_{CTRL} - 0.25\text{V}, 1\text{V})}{10 \cdot R_{LED}}$$

V_{CTRL} は、外部電圧リファレンスまたは V_{REF} とグラウンド間の抵抗分圧器で設定できます。 $0.25\text{V} \leq V_{CTRL} \leq 1.15\text{V}$ の場合、電流検出閾値は0mVから90mVまで直線的に増加します。 $V_{CTRL} \geq 1.35\text{V}$ の場合、電流検出閾値は100mVのフルスケール値で一定となります。 $1.15\text{V} \leq V_{CTRL} \leq 1.35\text{V}$ では、電流検出閾値は、 V_{CTRL} に正比例する関数から100mVの一定値へ滑らかに遷移します。100mVのフルスケール閾値に設定する場合は、CTRLを V_{REF} に接続します。

ISP (ピン11) : LED電流検出抵抗(R_{LED})の正端子。ケルビン接続を使って正確な電流検出を確保してください。

ISN (ピン12) : LED電流検出抵抗(R_{LED})の負端子。ケルビン接続を使って正確な電流検出を確保してください。

GND (ピン13、露出パッド) : グラウンド。この露出パッドはグラウンド・プレーンに直接ハンダ付けします。

FAULT (ピン14) : LEDフォルト・オープン・ドレイン出力。下記の少なくとも1つの条件が満たされると、FAULTピンはローになります。

1. 開放LED ($V_{FB} > 0.95\text{V}$)
2. 短絡LED ($V_{FB} < 0.05\text{V}$)

このピンを機能させるには、外付けのプルアップ抵抗が必要です。FAULTピンのステータスはPWMピンがハイの状態のときだけ更新され、PWMピンがロー状態のときはラッチされています。

SS (ピン15) : ソフトスタート・タイマー設定。SSピンを使用すると、コンデンサをグラウンドに接続することでソフトスタート・タイマーを設定できます。外付けのSSコンデンサを充電する $12.5\mu\text{A}$ の内部プルアップ電流が、FBレギュレーション電圧を徐々に上昇させます。このピンには $0.1\mu\text{F}$ のコンデンサを推奨します。UVLOまたはサーマル・シャットダウンが発生すると、SSピン電圧は直ちにグラウンドに引き下げられてスイッチングが停止します。SSから V_{REF} へ1個の抵抗を接続することにより、LT8391Dは開放または短絡LEDフォルト状態に対して、ヒカップ(抵抗なし)、ラッチオフ(499k)、動作

ピン機能

続行(100k)の3つの異なるフォルト保護モードに設定できます。詳細については、[アプリケーション情報](#)のセクションを参照してください。

FB (ピン16) : 電圧ループ帰還入力。FBピンは、定電圧レギュレーションとLEDフォルト保護に使用します。V_Cの出力を持つ内部エラー・アンプが、DC/DCコンバータを介してV_{FB}を1.00Vにレギュレーションします。開放LED (V_{FB} > 0.95V) または短絡LED (V_{FB} < 0.05V) フォルト状態の間、デバイスはFAULTピンをローに引き下げ、顧客の設定に従っていずれかのフォルト・モードに移行します。過電圧 (V_{FB} > 1.05V) 状態の間、デバイスはTG1、BG1、TG2、BG2をすべてオフにします。

V_C (ピン17) : インダクタ電流コンパレータ閾値を設定するエラー・アンプ出力。V_Cピンを使用すると、外部RCネットワークを使用して制御ループを補償できます。PWMがロー状態の場合、電圧情報を保存するため、V_Cピンはすべての内部負荷から切り離され、最高のPWM調光性能を実現します。

RT (ピン18) : スイッチング周波数の設定。このピンとグラウンドの間に抵抗を接続して、150kHz~650kHzの範囲で内部発振器の周波数を設定します。

SPRD (ピン19) : スペクトラム拡散。このピンを接地すると、内部発振器周波数でスイッチングします。INTV_{CC}に接続すると、内部発振器周波数を中心に±15%の三角波スペクトラム拡散が得られます。

NC (ピン20) : 内部接続なしピン。

V_{OUT} (ピン21) : 出力電源。V_{OUT}ピンは、降圧動作領域、昇降圧動作領域、または昇圧動作領域を決定するために、電源出力に接続する必要があります。V_{OUT}ピンは、PWMTGを駆動するための正レールとしても機能します。このピンは、1μF以上のセラミック・コンデンサを使って、ローカルでグラウンドにバイパスします。

TG2 (ピン22) : 昇圧側の上側ゲート駆動端子。SW2からBST2までの電圧振幅で昇圧側の上側NチャンネルMOSFETのゲートをドライブします。

SW2 (ピン23) : 昇圧側のスイッチ・ノード。SW2ピンの電圧は、グラウンドよりショットキー・ダイオードの電圧降下分だけ低い電位からV_{OUT}まで変動します。

BST2 (ピン24) : 昇圧側のブートストラップ・フローティング・ドライバ電源。BST2ピンには、INTV_{CC}ピンからのブートストラップ・ショットキー・ダイオードが内蔵されており、SW2ピンとの間に外付けブートストラップ・コンデンサを接続する必要があります。BST2ピンは、INTV_{CC}よりダイオード電圧降下分低い電圧から、(V_{OUT} + INTV_{CC})まで変動します。

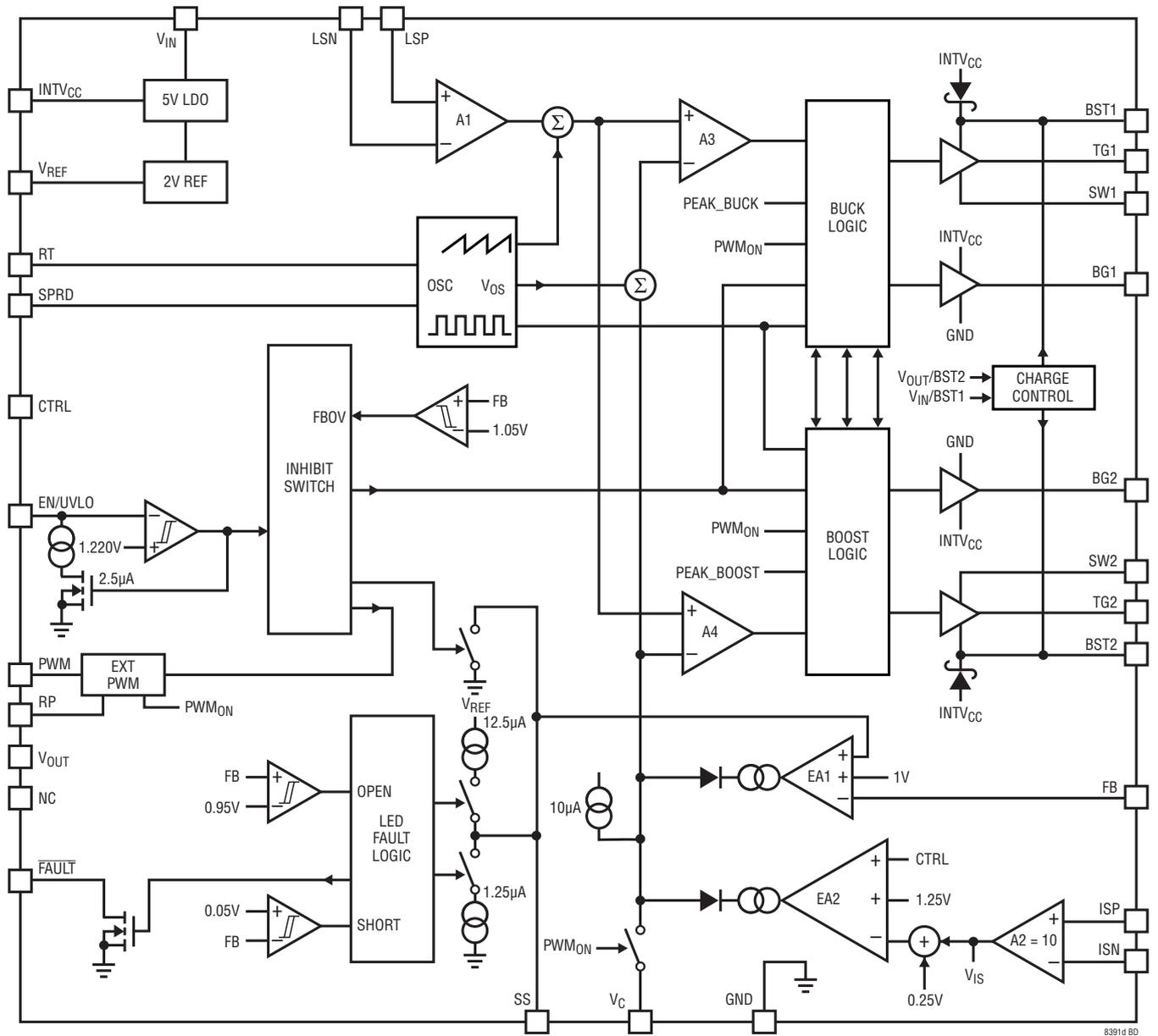
BG2 (ピン25) : 昇圧側の下側ゲート駆動端子。グラウンドからINTV_{CC}までの電圧振幅で昇圧側の下側NチャンネルMOSFETのゲートをドライブします。

BG1 (ピン26) : 降圧側の下側ゲート駆動端子。グラウンドからINTV_{CC}までの電圧振幅で降圧側の下側NチャンネルMOSFETのゲートをドライブします。

BST1 (ピン27) : 降圧側のブートストラップ・フローティング・ドライバ電源。BST1ピンには、INTV_{CC}ピンからのブートストラップ・ショットキー・ダイオードが内蔵されており、SW1ピンとの間に外付けブートストラップ・コンデンサを接続する必要があります。BST1ピンは、INTV_{CC}よりダイオード電圧降下分低い電圧から、(V_{IN} + INTV_{CC})まで変動します。

SW1 (ピン28) : 降圧側のスイッチ・ノード。SW1ピンの電圧は、グラウンドよりショットキー・ダイオードの電圧降下分だけ低い電位からV_{IN}まで変動します。

ブロック図



8391d BD

動作

LT8391Dは、電流モードのLEDコントローラで、LED列の電圧より高い、低いまたは等しい入力電圧からLED電流をレギュレーションします。アナログ・デバイス独自のピーク降圧ピーク昇圧電流モード制御方式は、単一の電流検出抵抗を使用し、降圧領域、昇降圧領域、昇圧領域間のスムーズな遷移を実現します。ブロック図を参照すると、動作をよりよく理解できます。

パワー・スイッチの制御

図1に、4つのパワー・スイッチA、B、C、Dを、インダクタL、電流検出抵抗 R_{SENSE} 、電源入力 V_{IN} 、電源出力 V_{OUT} 、およびグラウンドに接続する方法の簡略図を示します。LSPピンおよびLSNピンに接続された電流検出抵抗 R_{SENSE} は、降圧領域、昇降圧領域、および昇圧領域におけるピーク電流モード制御および逆電流検出の両方に関するインダクタ電流情報を提供します。図2に V_{IN}/V_{OUT} 比の関数として電流モード制御を、図3に V_{IN}/V_{OUT} 比の関数として動作領域を示します。パワー・スイッチは、モードおよび領域間でスムーズに遷移するよう、適切に制御されます。モード間や領域間のチャタリングを防ぐため、ヒステリシスが設けられています。

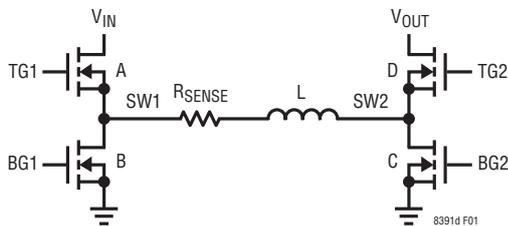


図1. パワー・スイッチの簡略図

状態は全部で4つあります。すなわち、(1)降圧領域でのピーク降圧電流モード制御、(2)昇降圧領域でのピーク降圧電流モード制御、(3)昇降圧領域でのピーク昇圧電流モード制御、(4)昇圧領域でのピーク昇圧電流モード制御です。以下のセクションでは、波形を用いて各状態を詳細に説明しますが、簡単化のため、スイッチAとスイッチBの間、およびスイッチCとスイッチDの間のショートスルー保護のデッド・タイムは無視しています。

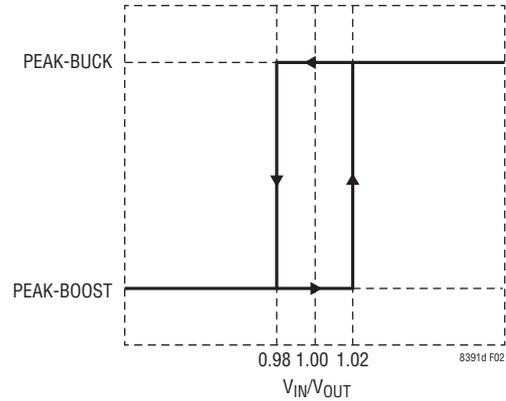


図2. 電流モードと V_{IN}/V_{OUT} 比の関係

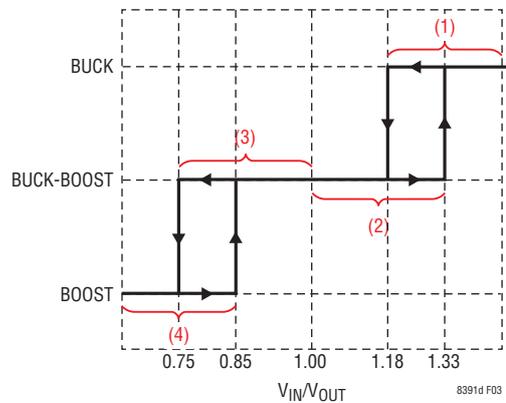


図3. 動作領域と V_{IN}/V_{OUT} 比の関係

降圧領域のピーク降圧 ($V_{IN} \gg V_{OUT}$)

V_{IN} が V_{OUT} を大幅に上回る場合、LT8391Dは降圧領域でピーク降圧電流モード制御を使用します(図4)。スイッチCは常時オフでスイッチDは常時オンです。各サイクルの開始時、スイッチAがオンになりインダクタ電流が増加します。インダクタ電流が、(A+D)フェーズの間に降圧電流コンパレータA3の V_C 電圧で指示されるピーク降圧電流閾値に達すると、サイクルの残りの期間はスイッチAがオフになり、スイッチBがオンになります。スイッチAとBはオルタネートし、典型的な同期整流式降圧レギュレータのように動作します。

動作

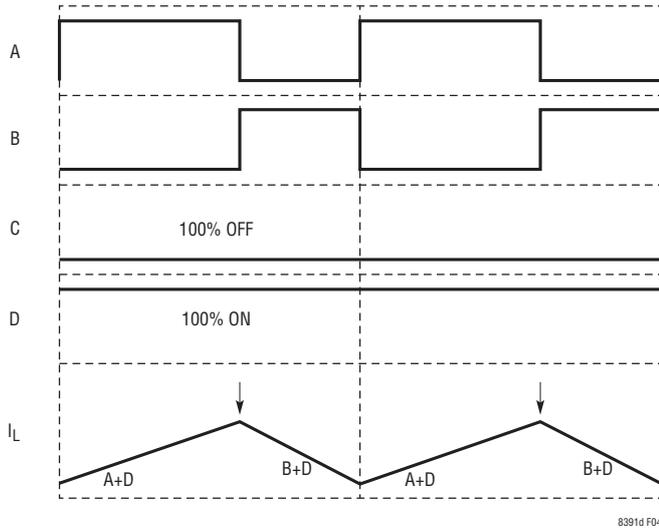


図4. 降圧領域のピーク降圧 ($V_{IN} \gg V_{OUT}$)

昇降圧領域のピーク降圧 ($V_{IN} \sim V_{OUT}$)

V_{IN} が V_{OUT} をわずかに上回る場合、LT8391Dは昇降圧領域でピーク降圧電流モード制御を使用します(図5)。サイクルの初めの15%ではスイッチCがオンになり、サイクルの残り85%ではスイッチDがオンになります。各サイクルの開始時、スイッチAとCがオンになりインダクタ電流が増加します。サイクルの15%が経過するとスイッチCはオフになり、スイッチDがオンになります。なお、インダクタ電流は増加を続けます。インダクタ電流が、(A+D)フェーズの間に降圧電流コンパレータA3の V_C 電圧で指示されるピーク降圧電流閾値に達すると、サイクルの残りの期間はスイッチAがオフになり、スイッチBがオンになります。

昇降圧領域のピーク昇圧 ($V_{IN} \ll V_{OUT}$)

V_{IN} が V_{OUT} をわずかに下回る場合、LT8391Dは昇降圧領域でピーク昇圧電流モード制御を使用します(図6)。サイクルの初めの85%ではスイッチAがオンになり、サイクルの残り15%ではスイッチBがオンになります。各サイクルの開始時、スイッチAとCがオンになりインダクタ電流が増加します。インダクタ電流が、(A+C)フェーズの間に昇圧電流コンパレータA4の V_C 電圧で指示されるピーク昇圧電流閾値に達すると、サイクルの残りの期間はスイッチCがオフになり、スイッチDがオンになります。サイクルの85%が経過するとスイッチAはオフになり、サイクルの残りの期間はスイッチBがオンになります。

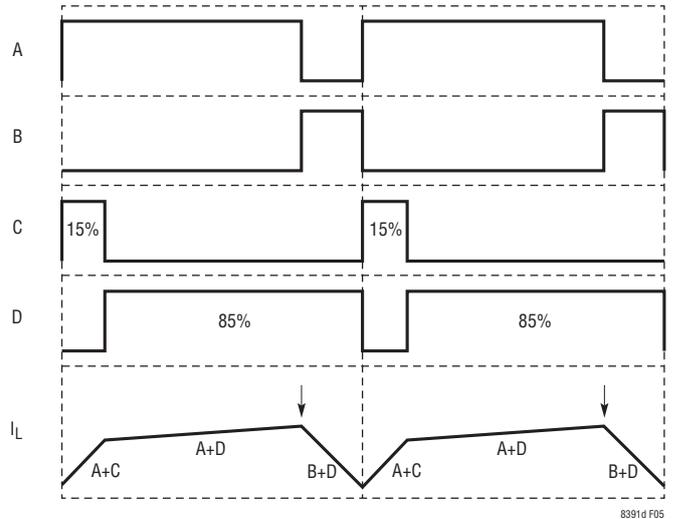


図5. 昇降圧領域のピーク降圧 ($V_{IN} \sim V_{OUT}$)

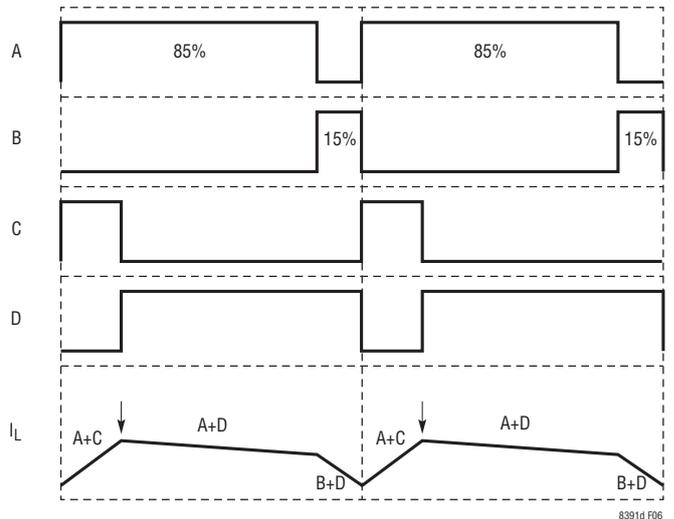


図6. 昇降圧領域のピーク昇圧 ($V_{IN} \ll V_{OUT}$)

昇圧領域のピーク昇圧 ($V_{IN} \ll V_{OUT}$)

V_{IN} が V_{OUT} を大幅に下回る場合、LT8391Dは昇圧領域でピーク昇圧電流モード制御を使用します(図7)。スイッチAは常時オンでスイッチBは常時オフです。各サイクルの開始時、スイッチCがオンになりインダクタ電流が増加します。インダクタ電流が、(A+C)フェーズの間に昇圧電流コンパレータA4の V_C 電圧で指示されるピーク昇圧電流閾値に達すると、サイクルの残りの期間はスイッチCがオフになり、スイッチDがオンになります。スイッチCとDはオルタネートし、典型的な同期整流式昇圧レギュレータのように動作します。

動作

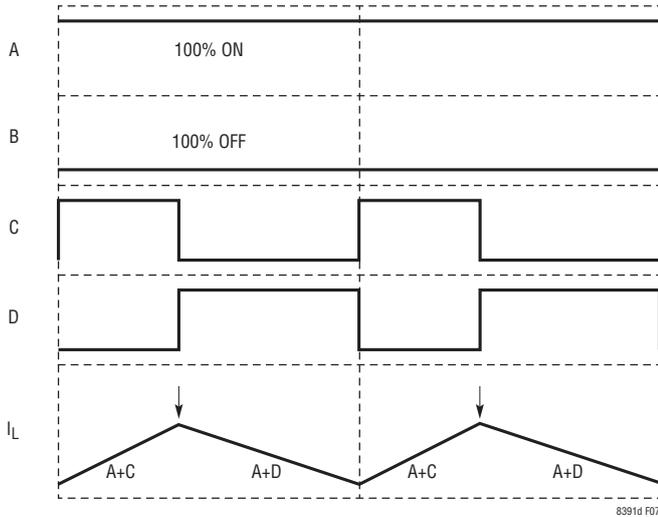


図7. 昇圧領域のピーク昇圧 ($V_{IN} \ll V_{OUT}$)

メイン制御ループ

LT8391Dは、固定周波数の電流モード・コントローラです。インダクタ電流は、LSPピンとLSNピンの間にある電流検出抵抗を通じて検出されます。この電流検出電圧はアンプA1によって増幅され、内部発振器からのスロープ補償ランプ信号に加えられます。更に、この加算信号が降圧電流コンパレータA3と昇圧電流コンパレータA4の正端子に送られます。A3とA4の負端子は、エラー・アンプEA1およびEA2のダイオードORである、 V_C ピンの電圧によって制御されます。

ピーク降圧ピーク昇圧電流モード制御の状態に応じて、降圧ロジックまたは昇圧ロジックが4個のパワー・スイッチを制御し、これによって通常動作時は、FB電圧が1Vにレギュレーションされるか、ISPピンとISNピン間の電流検出電圧がCTRLピンによってレギュレーションされます。EA1とEA2のゲインの均衡がとられているため、同じ補償ネットワークで定電圧動作と定電流動作の間のスムーズな遷移が確保されます。

軽負荷電流動作

軽負荷時には、LT8391Dは不連続導通モードで動作します。

降圧領域では、(B+D)フェーズで降圧逆電流閾値がトリガされると常に、スイッチBがオフになります。昇圧領域では、(A+D)フェーズで昇圧逆電流閾値がトリガされると常に、

スイッチDがオフになります。昇降圧領域では、(A+D)フェーズで昇圧逆電流閾値がトリガされると常に、スイッチDがオフになり、(B+D)フェーズで降圧逆電流閾値がトリガされると常に、スイッチBとスイッチDの両方がオフになります。

内部充電経路

2つの上側MOSFETドライバは、それぞれフローティング・ブートストラップ・コンデンサからバイアスされます。これらのコンデンサは通常、上側MOSFETがオフになると、外付けと内蔵の両方のブートストラップ・ダイオードを介してINTV_{CC}によって再充電されます。LT8391Dが降圧または昇圧領域でのみ動作する場合、上側MOSFETの1つは常にオンとなります。 V_{OUT} およびBST2からBST1、または V_{IN} およびBST1からBST2への内部充電経路がブートストラップ・コンデンサを4.6Vに充電するため、上側MOSFETはオンを維持できません。

シャットダウンとパワーオンリセット

EN/UVLOピンがそのシャットダウン閾値(最小0.3V)を下回るとLT8391Dはシャットダウン・モードになり、消費する静止電流は2 μ A未満になります。EN/UVLOピンがそのシャットダウン閾値(最大1V)を超えるとLT8391Dはスタートアップ回路を起動し、バンドギャップ・リファレンスを生成して内部INTV_{CC} LDOをパワー・アップします。INTV_{CC} LDOは、内部制御回路とゲート・ドライバに電力を供給します。これでLT8391Dは低電圧ロックアウト(UVLO)モードになり、ヒステリシス電流(代表値2.5 μ A)がEN/UVLOピンに流れます。INTV_{CC}ピンがその立上がりUVLO閾値(代表値3.78V)を超えて充電され、EN/UVLOピンがその立上がりイネーブル閾値(代表値1.233V)を超え、ジャンクション温度がサーマル・シャットダウン温度(代表値165 $^{\circ}$ C)未満の場合、LT8391Dはイネーブル・モードになります。このモードでは、EN/UVLOヒステリシス電流がオフになり、リファレンス電圧 V_{REF} がグラウンドから充電されます。イネーブル・モードになってから V_{REF} がその立上がりUVLO閾値(代表値1.89V)を超えるまでの時間、LT8391Dは、パワーオンリセット(POR)、内部制御回路全体のウェイク・アップ、適切な初期状態への設定を行います。POR後、LT8391Dはレディ状態となり、PWMピンの信号がスイッチングを開始するまで待機します。

動作

スタートアップとフォルト保護

LT8391Dのスタートアップとフォルト保護のシーケンスを図8に示します。POR状態の間、SSピンは100Ωの抵抗を介してグラウンドにプルダウンされています。プリバイアス状態では、SSピンを0.2V未満に引き下げてINIT状態にする必要があります。この状態でSSピンが完全にグラウンドに放電できるように、LT8391Dは10μs間待機します。10μs後、PWM_{ON}信号がハイになると、LT8391DはUP/PRE状態になります。

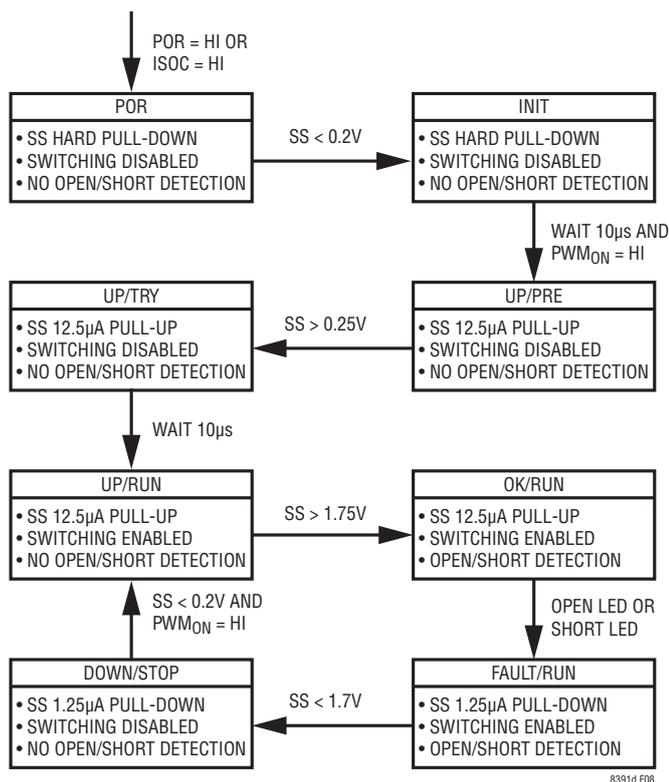


図8. 起動とフォルトのシーケンス

UP/PRE状態の間、SSピンは12.5μAのプルアップ電流によって充電されますが、スイッチングはディスエーブルされます。SSピンが0.25Vを超えて充電されると、LT8391DはUP/TRY状態になりますが、スイッチングはディスエーブルのままです。UP/TRY状態で10μsが経過すると、LT8391DはUP/RUN状態になります。

UP/RUN状態では、スイッチングがイネーブルされ、出力電圧V_{OUT}の起動がSSピンの電圧で制御されます。SSピン電圧が1V未満に低下すると、LT8391DはFBピン電圧を、1VのリファレンスではなくSSピンの電圧にレギュレーションします。このため、SSピンとGNDの間に外部コンデンサを接続することにより、SSピンを使ってソフトスタートを設定することができます。12.5μAの内部プルアップ電流がコンデンサを充電して、SSピンの電圧が次第に増加します。SSピン電圧は0.25Vから1V(以上)まで直線的に増加するので、出力電圧V_{OUT}は最終的なLED列の電圧までスムーズに増加します。

SSピンの充電が1.75Vを超えると、LT8391DはOK/RUN状態になり、LEDフォルト(開放LEDと短絡LEDの両方)の検出が起動します。開放LEDとはV_{FB} > 0.95Vになることであり、短絡LEDはV_{FB} < 0.05Vになることです。開放LEDフォルトと短絡LEDフォルトの両方が、FAULTピンに結合されます。いずれかのフォルトが発生すると、LT8391DはFAULT/RUN状態になり、1.25μAのプルダウン電流がSSピンを緩やかに放電しますが、他の条件はOK/RUN状態と同じままです。SSピンが1.7V未満に放電すると、LT8391DはDOWN/STOP状態になり、この状態ではスイッチングはディスエーブルされ、LEDフォルト検出は前のフォルトをラッチした状態で停止します。SSピンが0.2V未満に放電し、PWM_{ON}信号がハイのままであれば、LT8391DはUP/RUN状態に戻ります。

開放LEDまたは短絡LED状態の場合、SSピンとV_{REF}ピンの間の抵抗を使用して、LT8391Dをヒカップ、ラッチオフ、動作続行のいずれかのフォルト保護モードに設定できます。抵抗がない場合、LT8391DはSSピン電圧が0.2V~1.75Vとなるヒカップ動作を行い、フォルト状態が解消されるまで、UP/RUN、OK/RUN、FAULT/RUN、DOWN/STOPの状態を繰り返します。499kの抵抗を使用すると、LT8391DはEN/UVLOがトグルされるまでラッチオフします。100kの抵抗を使用すると、LT8391Dはフォルトに関わらず動作を続けます。

アプリケーション情報

LT8391Dの代表的なアプリケーション回路図を最初のページに示します。この**アプリケーション情報**のセクションは、代表的なアプリケーションにおいて外付け部品を選択する際のガイドラインの役割を果たします。特に指定のない限り、このセクションに示す例と式は、連続導通モードでの動作を前提としています。

スイッチング周波数の選択

LT8391Dは、範囲が150kHz~650kHzの固定周波数制御方式を採用しています。スイッチング周波数の選択は、効率と部品サイズのトレードオフです。低周波数動作ではMOSFETのスイッチング損失が減ることで効率が向上しますが、インダクタとコンデンサの値を大きくする必要があります。高消費電力アプリケーションでは、スイッチング損失によるMOSFETの発熱を最小限に抑えるために、より低い周波数での動作を考える必要があります。これに対し低消費電力アプリケーションでは、最終的なソリューション・サイズを最小限に抑えるために、より高い周波数での動作を検討します。

スイッチング周波数の選択においては、個々の具体的なアプリケーションも重要な役割を果たします。ノイズに敏感なシステムでは、通常、スイッチング・ノイズを敏感な周波数帯から外すようにスイッチング周波数を選択します。

スイッチング周波数の設定

LT8391Dのスイッチング周波数は内部発振器によって設定できます。SPRDピンをグラウンドにプルダウンすると、スイッチング周波数はRTピンとグラウンドの間の抵抗によって設定されます。一般的なスイッチング周波数に対する R_T 抵抗の値を表1に示します。

表1. スwitchング周波数と R_T 値の関係(1%抵抗)

f_{osc} (kHz)	R_T (k)
150	309
200	226
300	140
400	100
500	75
600	59
650	51.1

スペクトラム拡散周波数変調

スイッチング・レギュレータは、電磁干渉(EMI)が懸念されるアプリケーションでは特に問題を生じることがあります。EMI性能を改善するために、LT8391Dには三角波スペクトラム拡散周波数変調方式が実装されています。SPRDピンをINTV_{CC}に接続すると、LT8391Dはスイッチング周波数を内部発振器周波数を中心に±15%に拡散し始めます。図9と図10は、最初のページに示すアプリケーションでスペクトラム拡散をイネーブルした場合とディスエーブルした場合のノイズ・スペクトラムの比較を示します。

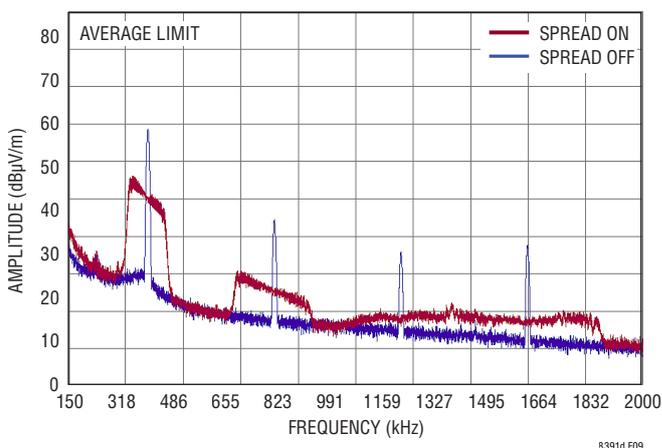


図9. CISPR25平均伝導EMI

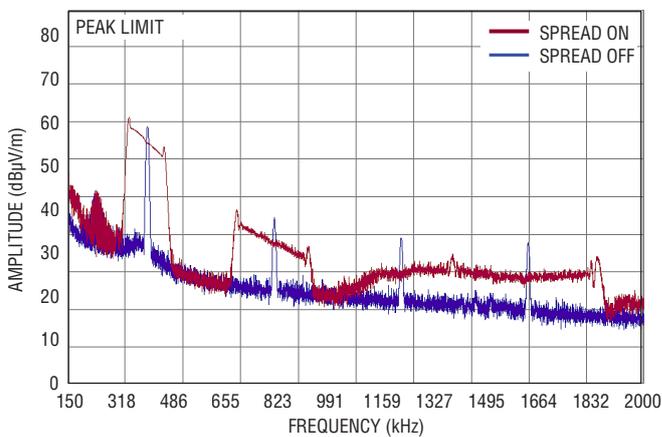


図10. CISPR25ピーク伝導EMI

インダクタの選択

スイッチング周波数が高いほど小さな値のインダクタとコンデンサを使用できるという意味で、スイッチング周波数と

アプリケーション情報

インダクタの選択には相関関係があります。インダクタの値は、リップル電流に直接影響を与えます。最大の電流リップル $\Delta I_L\%$ は、降圧領域の $V_{IN(MAX)}$ で生じます。また、最小の電流リップル $\Delta I_L\%$ は、昇圧領域の $V_{IN(MIN)}$ で生じます。ユーザが設定した任意のリップル許容値に対し、最小インダクタンスは次のように計算できます。

$$L_{BUCK} > \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{f \cdot I_{LED(MAX)} \cdot \Delta I_L\% \cdot V_{IN(MAX)}}$$

$$L_{BOOST} > \frac{V_{IN(MIN)}^2 \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MAX)})}{f \cdot I_{LED(MAX)} \cdot \Delta I_L\% \cdot V_{OUT}}$$

ここで、

- f はスイッチング周波数
- $\Delta I_L\%$ はインダクタ電流リップルの許容値
- $V_{IN(MIN)}$ は最小入力電圧
- $V_{IN(MAX)}$ は最大入力電圧
- V_{OUT} は出力電圧
- $I_{LED(MAX)}$ は最大LED電流

スロープ補償を使うと、特定のデューティ・サイクルでの低調波発振を防止できるため、固定周波数電流モード制御の安定性を確保できます。安定性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。

$$L > \frac{10 \cdot V_{OUT} \cdot R_{SENSE}}{f}$$

高効率化のため、フェライトなどの低コア損失のインダクタを選択してください。また、インダクタは I^2R 損失を減らすために低DC抵抗値のものとし、飽和することなくピークインダクタ電流を処理できることも必要です。放射ノイズを最小限に抑えるには、シールド付きインダクタを使用します。

R_{SENSE} の選択と最大出力電流

R_{SENSE} は必要な出力電流に基づいて選択します。デューティ・サイクルに無関係な最大電流検出閾値（ピーク降圧で 50mV、ピーク昇圧で 50mV）は、降圧領域、昇降圧領域、昇圧領域での最大インダクタ・ピーク電流を設定します。

昇圧領域において、最も低い最大平均負荷電流は $V_{IN(MIN)}$ で発生し、次のように計算できます。

$$I_{OUT(MAX_BOOST)} = \left(\frac{50mV}{R_{SENSE}} - \frac{\Delta I_L(BOOST)}{2} \right) \cdot \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{OUT}}$$

ここで、 $\Delta I_L(BOOST)$ は昇圧領域でのインダクタのピーク to ピーク・リップル電流であり、次のように計算できます。

$$\Delta I_L(BOOST) = \frac{V_{IN(MIN)} \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{f \cdot L \cdot V_{OUT}}$$

降圧領域において、最も低い最大平均負荷電流は $V_{IN(MAX)}$ で発生し、次のように計算できます。

$$I_{OUT(MAX_BUCK)} = \left(\frac{50mV}{R_{SENSE}} - \frac{\Delta I_L(BUCK)}{2} \right)$$

ここで、 $\Delta I_L(BUCK)$ は降圧領域でのインダクタのピーク to ピーク・リップル電流であり、次のように計算できます。

$$\Delta I_L(BUCK) = \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{f \cdot L \cdot V_{IN(MAX)}}$$

昇圧領域での電流検出抵抗 R_{SENSE} の最大値は次のとおりです。

$$R_{SENSE(BOOST)} = \frac{2 \cdot 50mV \cdot V_{IN(MIN)}}{2 \cdot I_{LED(MAX)} \cdot V_{OUT} + \Delta I_L(BOOST) \cdot V_{IN(MIN)}}$$

降圧領域での電流検出抵抗 R_{SENSE} の最大値は次のとおりです。

$$R_{SENSE(BUCK)} = \frac{2 \cdot 50mV}{2 \cdot I_{LED(MAX)} + \Delta I_L(BUCK)}$$

最終的な R_{SENSE} の値は、計算による降圧と昇圧の両方の領域での R_{SENSE} 値より小さくする必要があります。通常は 20%~30% のマージンを持たせることを推奨します。

パワー MOSFET の選択

LT8391D には外付けの N チャンネル・パワー MOSFET が 4 つ必要です。内訳は上側スイッチが 2 つ (図 1 に示すスイッチ A および D) と下側スイッチが 2 つ (図 1 に示すスイッチ B およ

アプリケーション情報

びC)です。パワーMOSFETの重要なパラメータは、ブレイクダウン電圧 $V_{BR(DSS)}$ 、スレッシュホールド電圧 $V_{GS(TH)}$ 、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、逆伝達容量 C_{RSS} 、および最大電流 $I_{DS(MAX)}$ です。

ゲート・ドライブ電圧は5VのINTV_{CC}電源によって設定されるので、LT8391Dのアプリケーションにはロジックレベル閾値のMOSFETを使用する必要があります。4個のMOSFETを一定の周波数でスイッチングするために、INTV_{CC}からゲート充電電流が流れますが、その量は次式で概算できます。

$$I_{INTVCC} = f \cdot (Q_{gA} + Q_{gB} + Q_{gC} + Q_{gD})$$

ここで、

f はスイッチング周波数、

Q_{gA} 、 Q_{gB} 、 Q_{gC} 、 Q_{gD} は、 V_{GS} が5VのときのMOSFET A、B、C、Dの全ゲート電荷です。

必要とされる合計INTV_{CC}電流が、データシートに定めるINTV_{CC}電流制限を超えないようにしてください。

LT8391Dは、 V_{IN}/V_{OUT} 比を使用してモード間および領域間を遷移します。不適切なMOSFETやインダクタの選択によって電力経路内のIR電圧降下が大きくなると、LT8391Dの滑らかな遷移が妨げられる場合があります。低 $R_{DS(ON)}$ のMOSFETと低DCRのインダクタを使用し、次式を満たすようにしてください。

$$I_{LED(MAX)} \leq \frac{0.025 \cdot V_{OUT}}{R_{A,B} + R_{C,D} + R_{SENSE} + R_L}$$

ここで、

$R_{A,B}$ は25°CでのMOSFET AまたはBの最大 $R_{DS(ON)}$

$R_{C,D}$ は25°CでのMOSFET CまたはDの最大 $R_{DS(ON)}$

R_L は25°Cでのインダクタの最大DCR抵抗

ジャンクション温度が高くなると $R_{DS(ON)}$ およびDCRが増加します。また、上の計算にはプロセスによるばらつきが含まれています。

パワーMOSFETを選択するには、デバイスが消費する電力を知る必要があります。スイッチAについては、最大消費電力はスイッチAが常にオン状態に留まる昇圧領域で生じます。最大出力電流時の最大消費電力は次式で与えられます。

$$P_{A(BOOST)} = \left(\frac{I_{LED(MAX)} \cdot V_{OUT}}{V_{IN}} \right)^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)}$$

ここで ρ_T は正規化係数(25°Cで1)で、温度によるオン抵抗の大きな変化を表し、図11に示されているように標準で0.4%/°Cです。最大ジャンクション温度が125°Cの場合は、 $\rho_T = 1.5$ の値を使うのが妥当です。

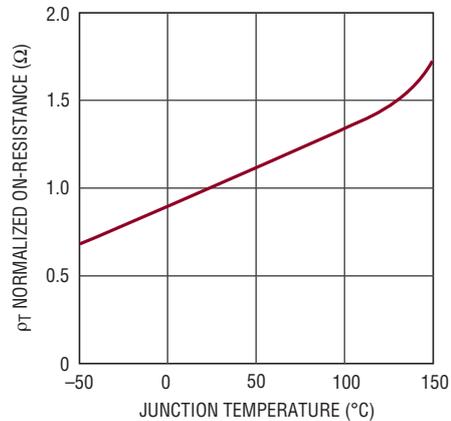


図11. 正規化した $R_{DS(ON)}$ と温度の関係

スイッチBは、降圧領域では同期整流器として動作します。最大出力電流時の消費電力は次式で与えられます。

$$P_{B(BUCK)} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{LED(MAX)}^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)}$$

スイッチCは、昇圧領域では制御スイッチとして動作します。最大電流時の消費電力は次式で与えられます。

$$P_{C(BUCK)} = \frac{(V_{OUT} - V_{IN}) \cdot V_{OUT}}{V_{IN}^2} \cdot I_{LED(MAX)}^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)} + k \cdot V_{OUT}^3 \cdot \frac{I_{LED(MAX)}}{V_{IN}} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

C_{RSS} は通常MOSFETのメーカーにより規定されています。逆回復電流によって生じる損失を反映する定数 k は、ゲート駆動電流に反比例し、その経験値は1.7です。

アプリケーション情報

スイッチDについては、最大電力消費はデューティ・サイクルが50%以上となる昇圧領域で生じます。最大出力電流時の最大消費電力は次式で与えられます。

$$P_{D(\text{BOOST})} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \cdot I_{\text{LED}(\text{MAX})}^2 \cdot P_T \cdot R_{\text{DS}(\text{ON})}$$

出力電圧および出力電流が同じであれば、通常、スイッチAでは、降圧領域において $V_{\text{IN}(\text{MAX})}$ で最大電力消費が発生し、スイッチCでは、昇圧領域において $V_{\text{IN}(\text{MIN})}$ で最大電力消費が発生します。

パワーMOSFET内での消費電力が得られると、次の式を使ってそのジャンクション温度を求めることができます。

$$T_J = T_A + P \cdot R_{\text{TH}(\text{JA})}$$

ジャンクションから周囲への熱抵抗 $R_{\text{TH}(\text{JA})}$ には、ジャンクション-ケース間熱抵抗 $R_{\text{TH}(\text{JC})}$ およびケースから周囲への熱抵抗 $R_{\text{TH}(\text{CA})}$ が含まれます。この T_J の値を、反復計算に使用された元の仮定値と比べることができます。

オプションのショットキー・ダイオード (D_B , D_D) の選択

オプションのショットキー・ダイオード D_B (スイッチBと並列に接続)および D_D (スイッチDと並列に接続)は、パワーMOSFETスイッチの導通と導通の間のデッド・タイム中に導通します。これらは、デッド・タイム中に同期スイッチBとDのボディ・ダイオードがオンして電荷を蓄積するのを防ぐためのものです。特に D_B は、スイッチBのオフとスイッチAのオンの間の逆回復電流を大幅に削減し、 D_D は、スイッチDのオフとスイッチCのオンの間の逆回復電流を大幅に削減します。これにより、コンバータの効率が向上し、スイッチ電圧ストレスが低減されます。このダイオードが効果を発揮するには、ダイオードと同期スイッチの間のインダクタンスをできるだけ小さくする必要がありますので、これらの部品は必ず隣接させて配置します。

C_{IN} と C_{OUT} の選択

レギュレータへの不連続な電流の流出入による電圧リップルを抑えるために、入出力コンデンサが必要です。高容量と低等価直列抵抗(ESR)を実現するために、通常、コンデンサを並列に組み合わせます。乾式タンタル、特殊ポリマー、アルミ電解およびセラミックの各コンデンサは、すべて表面実装パッケージで入手できます。低ESRで高リップル電流定格のコンデンサ(OS-CONやPOSCAPなど)も使用できます。

高周波数のスイッチング・スパイクを抑えるためには、セラミック・コンデンサをレギュレータの入出力に配置します。少なくとも $1\mu\text{F}$ のセラミック・コンデンサを、 V_{IN} とGNDの間および V_{OUT} とGNDの間にLT8391Dのピンのできるだけ近い場所で配置する必要があります。セラミック・コンデンサは優れた低ESR特性を持っているため、入力リップル電圧を大幅に減らし、ESRの高いバルク・コンデンサの電力損失を低減するのに役立ちます。X5RまたはX7R誘電体は広い電圧範囲と温度範囲にわたって容量を維持できるので、これらの材料を使ったコンデンサの使用が望まれます。多くのセラミック・コンデンサ、特に0805または0603のケース・サイズのコンデンサでは、目的とする動作電圧での容量が大きく低減します。

入力容量 C_{IN}

スイッチAのオンとオフが切り替わるため、不連続な入力電流は降圧領域で最も大きくなります。 C_{IN} コンデンサ・ネットワークはESRが十分に低く、また最大RMS電流を処理できる大きさであることを確認してください。降圧領域では入力RMS電流は次式で与えられます。

$$I_{\text{RMS}} \approx I_{\text{LED}(\text{MAX})} \cdot \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \cdot \sqrt{\frac{V_{\text{IN}}}{V_{\text{OUT}}} - 1}$$

この式は $V_{\text{IN}} = 2V_{\text{OUT}}$ のとき最大値をとり、 $I_{\text{RMS}} = I_{\text{LED}(\text{MAX})}/2$ となります。設計ではこの単純で最も厳しい条件がよく使用されます。条件を大きく変化させても状況はそれほど改善されないからです。

アプリケーション情報

出力容量 C_{OUT}

昇圧領域では不連続電流が入力から出力にシフトします。 C_{OUT} コンデンサ・ネットワークが出力電圧リップルを低減できることを確認してください。与えられた出力リップル電圧に対する適切なコンデンサを選択するには、ESRとバルク容量の影響について検討する必要があります。バルク容量の充放電による最大定常状態リップルは次式で与えられます。

$$\Delta V_{CAP(BOOST)} = \frac{I_{LED} \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{C_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot f}$$

$$\Delta V_{CAP(BOOST)} = \frac{V_{OUT} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}}\right)}{8 \cdot L \cdot f^2 \cdot C_{OUT}}$$

ESR両端の電圧降下による最大定常リップルは次式で与えられます。

$$\Delta V_{ESR(BOOST)} = \frac{V_{OUT} \cdot I_{LED(MAX)} \cdot ESR}{V_{IN(MIN)}}$$

$$\Delta V_{ESR(BUCK)} = \frac{V_{OUT} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}}\right)}{L \cdot f} \cdot ESR$$

INTV_{CC}レギュレータ

内部Pチャンネル低ドロップアウト・レギュレータは、 V_{IN} 電源ピンを使用してINTV_{CC}ピンに5Vの電圧を発生させます。INTV_{CC}は、LT8391Dの内部回路とゲート・ドライバに電力を供給します。INTV_{CC}レギュレータは145mAのピーク電流を供給できますが、少なくとも4.7μFのセラミック・コンデンサを使ってグラウンドにバイパスする必要があります。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大きな過渡電流を供給するには、良好なローカル・バイパスが必要です。

高いスイッチング周波数で大きいMOSFETをドライブする高入力電圧アプリケーションでは、LT8391Dの最大ジャンクション温度定格を超えてしまう可能性があります。通常、システム電源電流の支配的な成分はゲート充電電流です。また、消費電力の計算時にはINTV_{CC}に追加される外部負荷も考慮する必要があります。この場合のLT8391Dの合計消

費電力は $V_{IN} \cdot I_{INTVCC}$ で、全体的な効率は低下します。ジャンクション温度は次式で見積もることができます。

$$T_J = T_A + P_D \cdot \theta_{JA}$$

ここで、 θ_{JA} (°C/W)はパッケージの熱抵抗です。

最大ジャンクション温度を超えないようにするには、最大 V_{IN} での連続モード動作時に入力電源電流をチェックする必要があります。

上側ゲートMOSFETドライバ電源 (C_{BST1} 、 C_{BST2})

上側MOSFETドライバのTG1およびTG2は、それぞれのSWピンとBSTピンの電圧の差分で駆動されます。昇圧電圧はフロート状態のブートストラップ・コンデンサ C_{BST1} および C_{BST2} によってバイアスされますが、これらは通常、それぞれの上側MOSFETがオフすると、外付けブートストラップ・ダイオードおよび内部ブートストラップ・ダイオードの両方を介して再充電されます。両方のコンデンサは、INTV_{CC}と同じ電圧まで充電されます。ブートストラップ・コンデンサ C_{BST1} および C_{BST2} は、上側スイッチAおよびDが必要とするゲート電荷の約100倍の電荷を保持できる必要があります。ほとんどのアプリケーションでは、0.1μF~0.47μFのX5RまたはX7R誘電体コンデンサで十分です。

V_{IN} UVLOの設定

V_{IN} とEN/UVLOピンの間の抵抗分圧器は、 V_{IN} 低電圧ロックアウト機能(UVLO)を備えています。EN/UVLOイネーブルの立下がり閾値は、1.220Vに設定され13mVのヒステリシスがあります。また、EN/UVLOピンには、ピン電圧が1.220V未満の場合、2.5μAの電流が流れ込みます。この電流により、R1の値に基づきユーザ設定可能なヒステリシスを実現できます。設定可能なUVLO閾値は次式で表されます。

$$V_{IN(UVLO+)} = 1.233V \cdot \frac{R1+R2}{R2} + 2.5\mu A \cdot R1$$

$$V_{IN(UVLO-)} = 1.220V \cdot \frac{R1+R2}{R2}$$

UVLO機能をそのまま使用する外部シャットダウン制御の実装例を図12に示します。NMOSがオンになると、EN/UVLOピンが接地されてLT8391Dをシャットダウン状態にします。このときの静止電流は2μA未満です。

アプリケーション情報

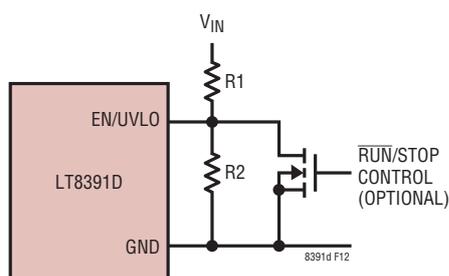


図 12. VIN 低電圧ロックアウト (UVLO)

LED 電流の設定

LEDの電流は、適切な値の電流検出抵抗 R_{LED} をLED列と直列に配置することで設定できます。 R_{LED} での電圧降下は、ISPピンおよびISNピンで(ケルビン)検出されます。検出抵抗の両端で100mV(代表値)のフルスケール閾値を得るには、CTRLピンを1.35Vより高い電圧に接続する必要があります。CTRLピンを使用してLED電流がゼロになるまで調光することができますが、相対精度は検出閾値の低下に伴い減少します。CTRLピンの電圧が1.15V未満のとき、LED電流は次のようになります。

$$I_{LED} = \frac{V_{CTRL} - 250\text{mV}}{10 \cdot R_{LED}}$$

V_{CTRL} が1.15V~1.35Vであるとき、LED電流は V_{CTRL} と共に変化しますが、 V_{CTRL} の増加に伴い増加した量だけ上の式から逸脱します。最終的には、 $V_{CTRL} > 1.35\text{V}$ になるとLED電流はそれ以上変化しなくなります。標準的な $V_{(ISP-ISN)}$ 閾値と V_{CTRL} の関係を表2に示します。

表 2. $V_{(ISP-ISN)}$ 閾値と V_{CTRL} の関係

V_{CTRL} (V)	$V_{(ISP-ISN)}$ (mV)
1.15	90
1.20	94.5
1.25	98
1.30	99.5
1.35	100

V_{CTRL} が1.35Vより高い場合、LED電流は次式の値にレギュレーションされます。

$$I_{LED} = \frac{100\text{mV}}{R_{LED}}$$

CTRLピンはオープンのままにはできません(使用しない場合 V_{REF} に接続します)。CTRLピンは、サーミスタを併用してLED負荷の過熱保護を行うことや、 V_{IN} に接続した抵抗分圧器を併用して V_{IN} が低い場合に出力電力やスイッチング電流を低減することもできます。ISPおよびISNにはスイッチング周波数で時間変動する差動電圧リップル信号が存在することが想定されます。この信号の振幅が増加するのは、LED負荷電流が大きくなった場合、スイッチング周波数が低い場合、出力フィルタ・コンデンサの値が小さい場合です。ある程度のリップル信号は許容できます。また、 V_C ピンに配置した補償コンデンサがこの信号をフィルタリングするため、ISPとISN間の平均偏差はユーザ設定値になるようレギュレーションされます。20mVを超えるリップル電圧振幅(ピークtoピーク)は誤動作の原因とはなりません、平均値とユーザ設定値の間に顕著なオフセットを生じさせる可能性があります。

調光制御

LT8391Dを使用した調光では、LED電流を制御する方法が2つあります。1つ目の方法では、LED内でレギュレーションされている電流をCTRLピンを使用して調整します。2つ目の方法では、PWMピンを使用してLED電流を0と最大電流の間で変調し、平均電流を正確に設定します。

アナログ調光方法と比べて、PWM調光方法は、色ずれを生じることなくはるかに高い調光比を実現します。PWM調光の精度を上げるために、PWM信号がローのときに、スイッチに必要な電流が V_C ノードに蓄えられます。この機能により、PWMピンの信号がハイになったときの回復時間が最小になります。回復時間を更に改善するには、LED電流の経路に低電位側NMOS PWMスイッチを使用して、PWMピンの信号がローの期間中に出力コンデンサが放電されないようにする必要があります。

スイッチング周波数、インダクタ値、およびループ補償の選択は、LT8391DによるLED電流のレギュレーションがなくなる最小PWMオン時間に影響を与えます。アプリケーションが同じ場合、LT8391Dでは降圧領域で最大のPWM調光比、昇降圧領域で中程度のPWM調光比、昇圧領域で最小のPWM調光比となります。

アプリケーション情報

R_T 抵抗によって設定された固定周波数動作またはスペクトラム拡散周波数動作のいずれかで、内部発振器はPWM信号の立上がりエッジに同期され、これにより、ちらつきのないPWM調光性能を提供します。

出力電圧と閾値の設定

LT8391Dには電圧帰還ピンFBがあり、定電圧出力を設定するために使用できます。出力電圧は、次式に従い R_3 と R_4 (図13)の値を選択することによって決定します。

$$V_{OUT} = 1.00V \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_4}$$

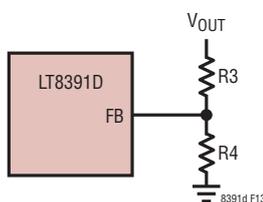


図13. 帰還抵抗の接続

更に、FBピンは出力過電圧閾値、開放LED閾値、短絡LED閾値も設定します。使用する出力コンデンサが小さいLEDドライバ・アプリケーションでは、開放LEDイベントの発生時に、出力電圧が通常大きくオーバーシュートします。1.00V FBレギュレーション・ループが出力を安定化しようとしませんが、通常このループは、出力のオーバーシュートを防ぐには遅すぎます。FBピンが1.05Vの過電圧閾値に達すると、LT8391DはTG1、BG1、TG2、BG2をオフにしてスイッチング動作を停止します。出力過電圧閾値は次のように設定できます。

$$V_{OUT(OVP)} = 1.05V \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_4}$$

通常動作時に想定される V_{FB} が、0.1Vの短絡LED上昇時間閾値と0.9Vの開放LED下降時間閾値の間に留まることを確認します。

$$0.1V \leq V_{LED} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \leq 0.9V$$

これらの式では、開放LED保護を満たす最大LED列電圧を設定します。

FAULTピン

LT8391Dは、開放LED状態または短絡LED状態の発生時にローに引き下げられるオープンドレインのステータス・ピン \overline{FAULT} を備えています。開放LED状態は、FBピンの電圧が0.95Vより高い場合に発生します。短絡LED状態は、FBピンの電圧が0.05Vより低い場合に発生します。 \overline{FAULT} ステータスは、SSピンの電圧が1.75Vを超え、PWM信号が高い場合に更新されます。

ソフトスタートとフォルト保護

図8に示し、動作のセクションで述べたように、SSピンとグラウンドの間に外部コンデンサを接続することにより、SSピンを使ってソフトスタートをプログラムできます。12.5 μ Aの内部プルアップ電流がコンデンサを充電して、SSピンの電圧が次第に増加します。SSピン電圧は0.25Vから1V(以上)まで直線的に増加するのに伴い、出力電圧が滑らかに増加してLED電流レギュレーション状態に移行します。ソフトスタートの範囲は、0VからLED電流レギュレーションにおけるFB電圧までの電圧範囲になるように定められます。ソフトスタート時間は次式で計算できます。

$$t_{SS} = V_{LED} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{C_{SS}}{12.5\mu A}$$

C_{SS} の値は、 V_C ピンの補償コンデンサの少なくとも5倍~10倍にする必要があります。22nFのセラミック・コンデンサが、出発点として妥当です。

SSピンはフォルト・タイマーとしても使用できます。開放LEDもしくは短絡LEDのフォルトが検出された場合、1.25 μ Aのプルダウン電流源が作動します。SSピンと V_{REF} の間に1個の抵抗を接続することにより、LT8391Dは、ヒカッパ(抵抗なし)、ラッチオフ(499k)、動作続行(100k)の3つの異なるフォルト・モードに設定できます。

動作続行モードで100kの抵抗を使用すると、LT8391Dは、スイッチング動作を通常どおりに続行し、開放LEDフォルトの発生時には設定された V_{OUT} をレギュレーションし、短絡LEDフォルトの発生時には電流をレギュレーションします。499k抵抗のラッチオフ・モードの場合、EN/UVLOピンが一度ローになった後ハイになって再起動するまで、LT8391Dはスイッチングを停止します。抵抗を設けないヒカッパ・モードの場合、LT8391Dは低デューティ・サイクルの自動再試行

アプリケーション情報

動作を行います。1.25 μ Aのプルダウン電流によりSSピンが0.2Vまで放電され、その後12.5 μ Aのプルアップ電流によってSSピンが充電されます。SSピンが1.75Vに達するまでにフォルト状態が解消されない場合、1.25 μ Aのプルダウン電流が再びオンになり、新しいヒカップ・サイクルが開始されます。これはフォルト状態が解消されるまで続きます。

ループ補償

LT8391Dは、内蔵のトランスコンダクタンス・エラー・アンプを備え、その出力 V_C を使用して制御ループを補償します。外部インダクタ、出力コンデンサ、および補償抵抗とコンデンサにより、ループの安定性が決定されます。

インダクタと出力コンデンサは、性能、サイズ、コストに基づいて選択します。 V_C ピンの補償抵抗とコンデンサは、制御ループの応答と安定性を最適化できるように設定します。代表的なLEDアプリケーションでは、 V_C ピンの補償コンデンサの値を10nFとするのが妥当な選択です。また、コンバータの入力電源の高速トランジェント時もLED電流の厳密なレギュレーションを維持するために、直列抵抗を常に使用して V_C ピンのスルー・レートを大きくする必要があります。

効率に関する考慮事項

スイッチング・レギュレータの電力効率は、出力電力を入力電力で割った値に100%を乗じた値です。効率を制限しているのは何か、何を変更すれば最も効率が向上するかを判定するには、多くの場合、個々の損失を分析することが有益です。損失は以下のすべての電力消費要素で生じますが、そのうち4つの主要因がLT8391Dの回路の損失の大部分を占めます。

1. DCの I^2R 損失。これらは、MOSFET、検出抵抗、インダクタ、およびPCボード・パターンの各抵抗によって生じ、出力電流が大きい場合に効率を低下させます。
2. 遷移損失。この損失は、スイッチ・ノードの遷移時にスイッチAまたはスイッチCが飽和領域で費やすわずかな時間によって生じます。これには多くの要素が関係しますが、特に入力電圧、負荷電流、ドライブ強度、およびMOSFET容量に依存します。

3. $INTV_{CC}$ 電流。これはMOSFETドライブ電流と制御電流の和です。
4. C_{IN} および C_{OUT} 損失。入力コンデンサには、降圧領域のレギュレータへの大きなRMS入力電流をフィルタリングするという難しい役割があります。出力コンデンサには、昇圧領域の大きなRMS出力電流をフィルタリングするという難しい役割があります。 C_{IN} にも C_{OUT} にも、ACの I^2R 損失を最小限に抑えるために低ESRであることが求められます。同時に、RMS電流によってヒューズやバッテリーといった上流側に新たな損失が生じるのを防ぐために、十分な容量を備えている必要もあります。
5. その他の損失。ショットキー・ダイオード D_B と D_D により、デッド・タイムと軽負荷導通期間に導通損失が生じます。インダクタのコア損失は主に軽負荷で生じます。降圧領域ではスイッチAによって逆回復電流損失が発生し、昇圧領域ではスイッチCによって逆回復電流損失が発生します。

効率を向上させるために調整を加えるときは、入力電流が、効率の変化を表す最も良い指標となります。何らかの変更を加えて入力電流が減少した場合は、効率が向上したことを示しています。入力電流に変化がなければ、効率も変化していません。

PCボード・レイアウト時のチェックリスト

基本的なPCボード・レイアウトには、専用のグラウンド・プレーン層が必要です。また、電流値が大きい場合は、多層ボードを使用すれば電源部品が発する熱を放出することができます。

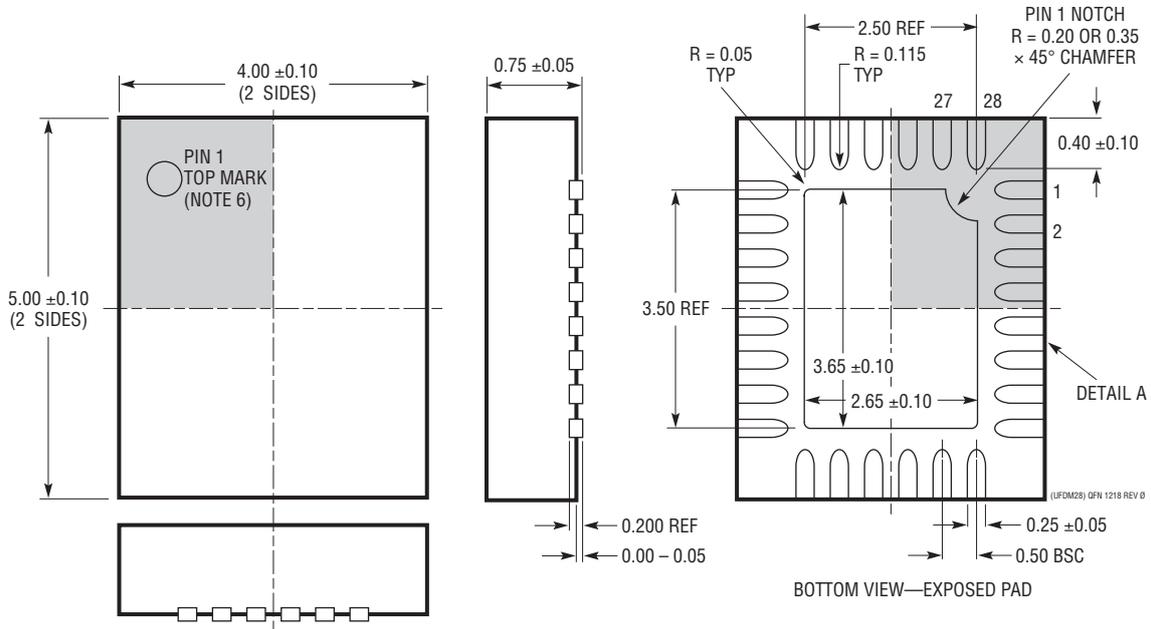
- グラウンド・プレーン層にはパターンを配置しないでください。また、この層は、パワーMOSFETが置かれた層にできるだけ近づける必要があります。
- C_{IN} 、スイッチA、スイッチB、 D_B を一箇所に近接させて配置します。 C_{OUT} 、スイッチC、スイッチD、 D_D も一箇所に近接させて配置します。
- 近傍のビアを使って各種部品をグラウンド・プレーンに接続します。各電源部品には複数の大きいビアを使ってください。
- 十分な電圧フィルタリングを維持して電力損失を抑えるために、 V_{IN} と V_{OUT} にはプレーンを使用します。

アプリケーション情報

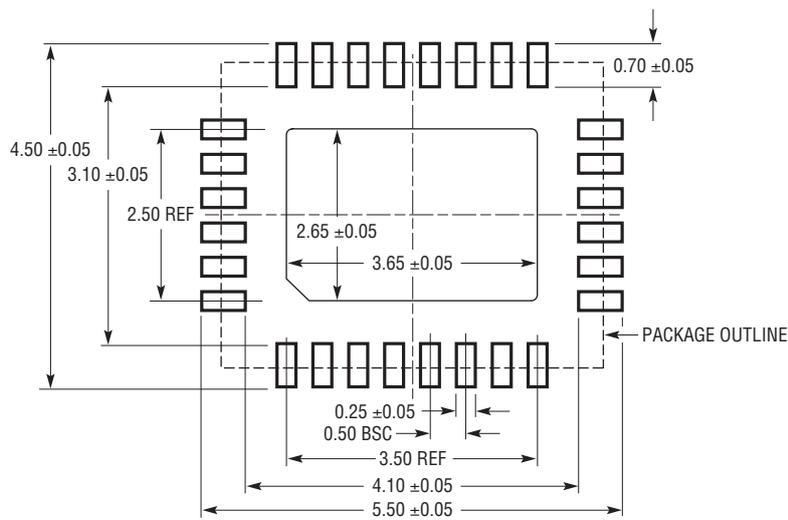
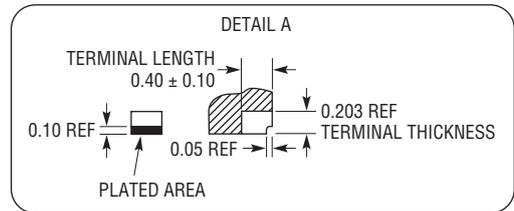
- すべての層のすべての未使用領域を銅で覆います。これにより、電源部品の温度上昇を抑えることができます。これらの銅領域は、DC ネット (V_{IN} または GND) のいずれかに接続してください。
- 信号グラウンドと電源グラウンドを分離します。すべての小信号部品は底面から露出 GND パッドに戻し、この露出パッドはスイッチ B およびスイッチ C のソースの近くで電源 GND に接続します。
- スイッチ A とスイッチ C はできるだけコントローラに近接して配置し、電源 GND、BG、SW のパターンを短くします。
- dv/dt の高い SW1、SW2、BST1、BST2、TG1、TG2 の各ノードは敏感な小信号ノードから離します。
- スイッチ A、スイッチ B、 D_B と C_{IN} コンデンサで形成される経路はリードとプリント基板パターンを短くします。スイッチ C、スイッチ D、 D_D と C_{OUT} コンデンサで形成される経路もリードとプリント基板パターンを短くします。
- 出力コンデンサの (-) 端子は、入力コンデンサの (-) 端子のできるだけ近くで接続する必要があります。
- 上側ドライバのブートストラップ・コンデンサ C_{BST1} は、BST1 ピンと SW1 ピンに近づけて接続します。上側ドライバのブートストラップ・コンデンサ C_{BST2} は、BST2 ピンと SW2 ピンに近づけて接続します。
- 入力コンデンサ C_{IN} と出力コンデンサ C_{OUT} は、パワー MOSFET に近づけて接続します。これらのコンデンサは MOSFET の AC 電流を供給します。
- LSP と LSN のパターンは PCB の最小パターン間隔と一緒に配線します。検出ラインは、スイッチ・ノードなどのノイズの多い領域を避けて通してください。LSP と LSN の間のフィルタ・コンデンサは、できるだけデバイスに近づけて配置します。 R_{SENSE} 抵抗にはケルビン接続を使い、正確な電流検出ができるようにしてください。低 ESL の検出抵抗の使用を推奨します。
- V_C ピン補償ネットワークは、 V_C と信号グラウンド間にデバイスに近い位置で接続します。このコンデンサは、補償ループから PCB ノイズと出力電圧のリップルの影響を除去するのに役立ちます。
- $INTV_{CC}$ バイパス・コンデンサ C_{INTVCC} は、 $INTV_{CC}$ と電源グラウンド間のデバイスに近い位置で接続してください。このコンデンサは MOSFET ドライバのピーク電流を供給します。

パッケージの説明

UFDM Package
28-Lead Plastic Side Wettable QFN (4mm × 5mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1682 Rev 0)



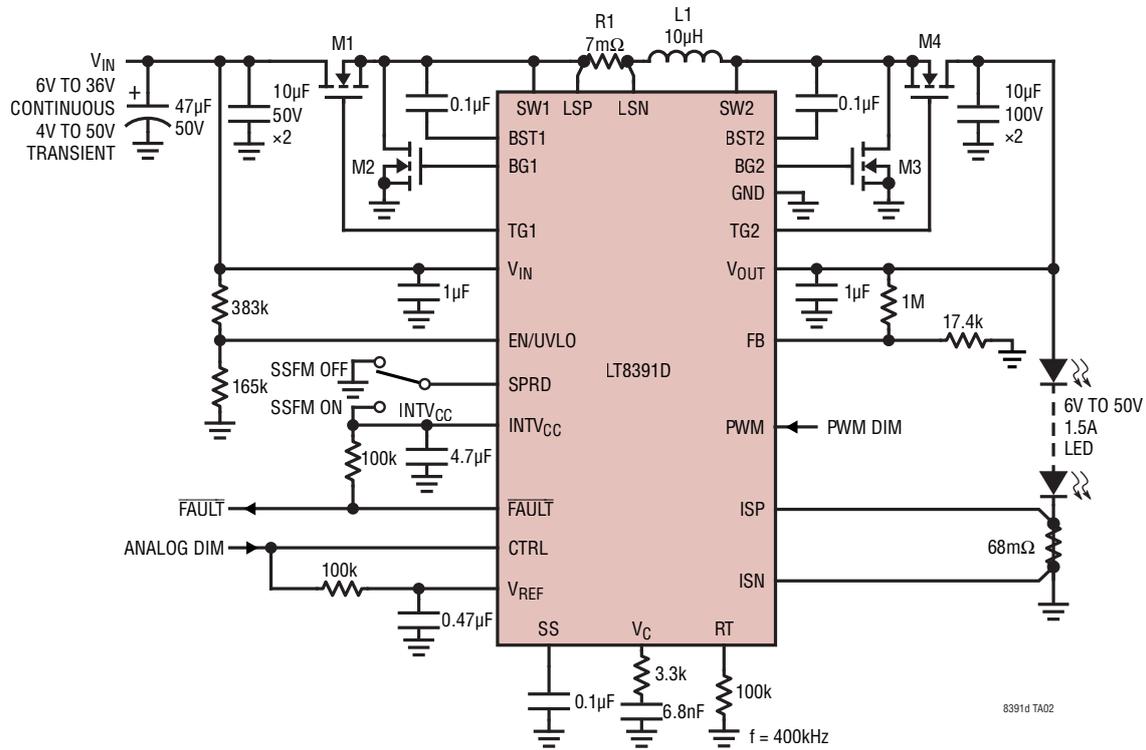
- NOTE:
1. DRAWING NOT TO SCALE
 2. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
 3. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.15mm ON ANY SIDE
 4. SHADED AREA IS ONLY A REFERENCE FOR PIN 1 LOCATION ON THE TOP AND BOTTOM OF PACKAGE



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS
 APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED

標準的応用例

効率97%のフォルト保護機能付き75W(50V、1.5A)昇降圧LEDドライバ



関連製品

製品番号	概要	注釈
LT8391/LT8391A	スペクトラム拡散機能を備える60V、2MHz、4スイッチ同期整流式昇降圧LEDコントローラ	$V_{IN}: 4V \sim 60V$ 、 $V_{OUT}: 0V \sim 60V$ 、 $\pm 3\%$ の電流精度、内部および外部PWM調光、TSSOP-28および4mm × 5mm QFN-28パッケージ
LT8390/LT8390A	高効率2MHz同期整流式4スイッチ昇降圧コントローラ	$V_{IN}: 4V \sim 60V$ 、 $V_{OUT}: 1V \sim 60V$ 、 $I_{SD} = < 1\mu A$ 、TSSOP-28Eおよび4mm × 5mm QFN-28パッケージ
LT3791	60V、700kHz、4スイッチ同期整流式昇降圧LEDコントローラ	$V_{IN}: 4.7V \sim 60V$ 、 $V_{OUT}: 0V \sim 60V$ 、 $\pm 6\%$ の電流精度、TSSOP-38パッケージ
LT3922	128:1のPWM調光回路を内蔵した36V、2A、2MHz同期整流式昇圧LEDドライバ	$V_{IN}: 2.8V \sim 36V$ 、 $V_{OUT}: 4V \sim 34V$ 、 $I_{SD} = 1\mu A$ 、128:1の内部PWM調光、外部調光5000:1、4mm × 5mm QFN-28パッケージ
LT3755/LT3755-1/ LT3755-2	40V入力、75V出力の1MHz非同期整流式昇圧LEDコントローラ	$V_{IN}: 4.5V \sim 40V$ 、 $V_{OUT}: V_{IN} \sim 75V$ 、 $\pm 4\%$ の電流精度、3mm × 3mm QFN-16およびMSE-16パッケージ
LT3761	PWM信号発生器を内蔵した60V入力、80V出力の1MHz非同期整流式昇圧LEDコントローラ	$V_{IN}: 4.5V \sim 60V$ 、 $V_{OUT}: V_{IN} \sim 80V$ 、 $\pm 3\%$ の電流精度、外部および内部PWM調光、MSE-16パッケージ
LT3795	スペクトラム拡散周波数変調機能を備える110V、1MHz非同期整流式昇圧LEDコントローラ	$V_{IN}: 4.5V \sim 110V$ 、 $V_{OUT}: V_{IN} \sim 110V$ 、 $\pm 3\%$ の電流精度、内部スペクトラム拡散、TSSOP-28パッケージ