

スペクトラム拡散機能付き、 60V、4スイッチ同期整流式 昇降圧LEDコントローラ

特長

- 4スイッチのシングル・インダクタ・アーキテクチャにより、出力電圧より高い、低い、または等しい入力電圧が可能
- 同期スイッチング効率: 最大 98%
- 独自のピーク降圧ピーク昇圧電流モード
- 広い入力電圧範囲: 4V ~ 60V
- 広い出力電圧範囲: 0V ~ 60V (51V LED)
- ±3% の LED 電流精度
- 2000:1 の外部 PWM 調光および 128:1 の内部 PWM 調光
- 高電位側 PMOS PWM スイッチ・ドライバ
- ブートストラップ・ダイオード内蔵
- 降圧または昇圧での上側 MOSFET のリフレッシュ・ノイズなし
- 調整可能および同期可能な周波数: 150kHz ~ 650kHz
- ちらつきのないスペクトラム拡散による低 EMI
- フォルト通知機能付きの開放 LED および短絡 LED 保護
- 露出パッド付き 28ピン TSSOP パッケージおよび 28ピン QFN (4mm×5mm) パッケージで供給

アプリケーション

- 自動車のヘッドランプ/走行用ランプ
- 大出力 LED 照明

概要

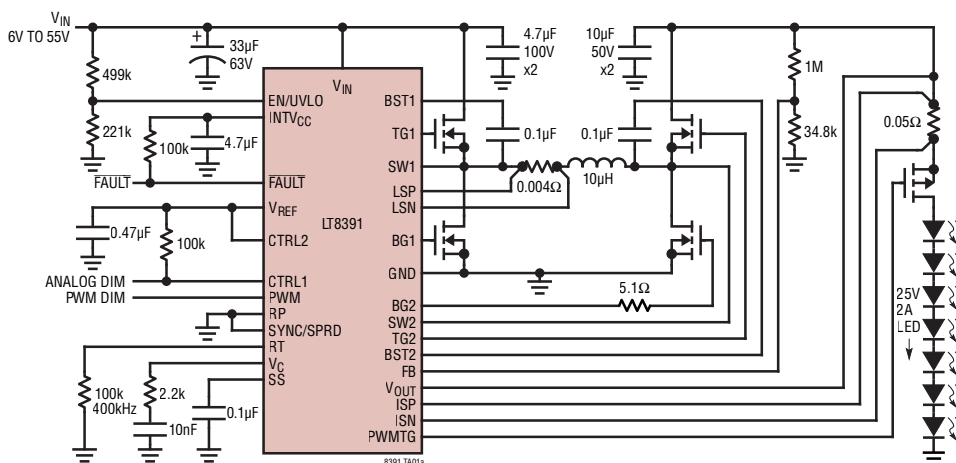
LT[®]8391 は、出力電圧より高い、低い、または等しい入力電圧から LED 電流を安定化する 4 スイッチ同期整流式昇降圧 LED コントローラです。独自のピーク降圧ピーク昇圧電流モード制御方式により、調整可能で同期可能な 150kHz ~ 650kHz の固定周波数動作、または EMI を低く抑えるための ±15% の内部トライアングル・スペクトラム拡散動作が可能です。4V ~ 60V の入力電圧および 0V ~ 60V の出力電圧で、動作領域間を低ノイズで継ぎ目なく遷移できるので、LT8391 は自動車、産業用、さらにはバッテリー駆動システムでの LED ドライバおよびバッテリー・チャージャ・アプリケーションに最適です。

LT8391 は、高電位側 PMOS スイッチを使用して内部 (最大 128:1) および外部 (最大 2000:1) LED 電流 PWM 調光を提供します。2 つの CTRL ピンにより、100mV のフルスケールでの ±3% LED 電流精度で、柔軟な 20:1 のアナログ調光を実現します。開放 LED 状態または短絡 LED 状態を検出するためにフォルト保護が提供され、フォルト保護の間、LT8391 は動作をリトライするか、ラッチオフするか、または維持します。

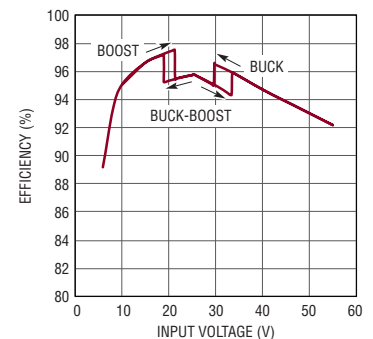
LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology および Linear のロゴは、リニアテクノロジー社の登録商標です。その他の商標の所有権は、いずれもそれぞれの所有者に帰属します。

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}



LT8391

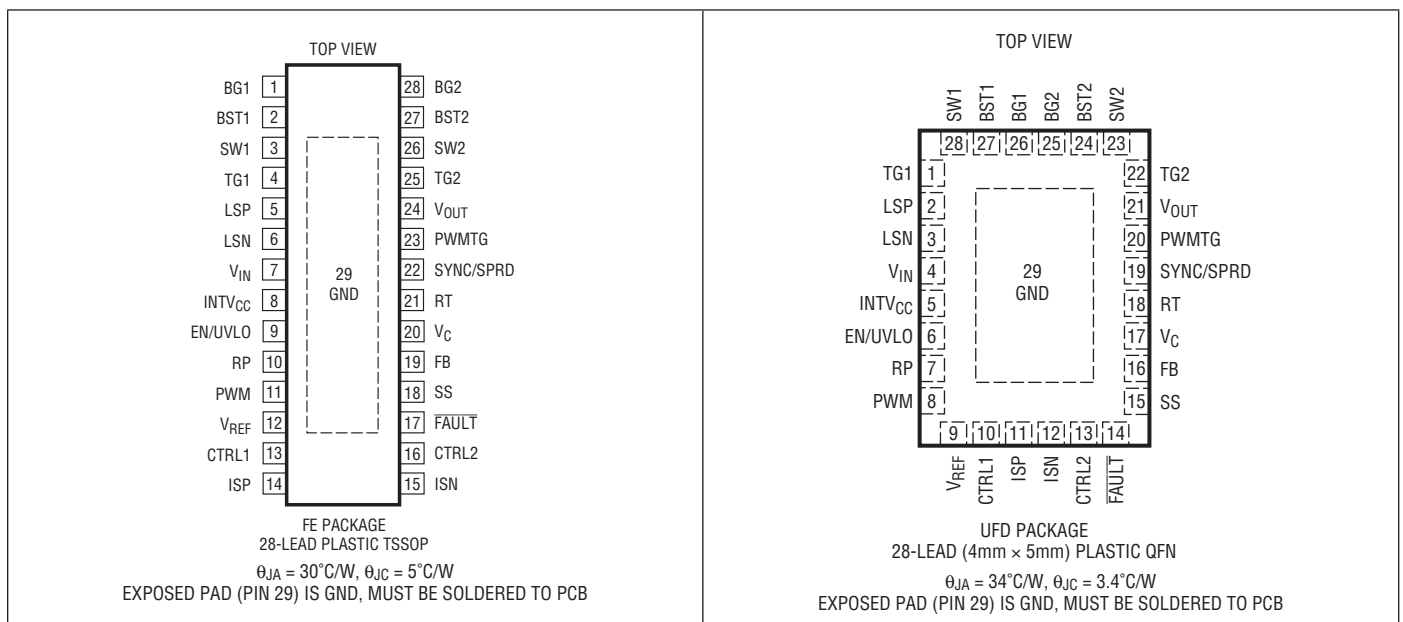
絶対最大定格 (Note 1)

V_{IN} , EN/UVLO, V_{OUT} , ISP, ISN.....	60V
(ISP-ISN)	-1V ~ 1V
BST1, BST2	66V
SW1, SW2, LSP, LSN	-6V ~ 60V
INTV _{CC} , (BST1-SW1), (BST2-SW2)	6V
(BST1-LSP), (BST1-LSN)	6V
FB, PWM, SYNC/SPRD, CTRL1, CTRL2, FAULT	6V

動作接合部温度範囲 (Note 2, 3)

LT8391E.....	-40°C ~ 125°C
LT8391I.....	-40°C ~ 125°C
保存温度範囲.....	-65°C ~ 150°C

ピン配置



発注情報

(<http://www.linear-tech.co.jp/product/LT8391#orderinfo>)

無鉛仕上げ	テープ・アンド・リール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LT8391EFE#PBF	LT8391EFE#TRPBF	LT8391FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT8391IFE#PBF	LT8391IFE#TRPBF	LT8391FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT8391EUFD#PBF	LT8391EUFD#TRPBF	8391	28-Lead (4mmx5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LT8391IUFD#PBF	LT8391IUFD#TRPBF	8391	28-Lead (4mmx5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C

より広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社へお問い合わせください。* 温度等級は出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。

テープ・アンド・リールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeand reel/> をご覧ください。

一部のパッケージは、指定販売チャンネルを通じて、#TRMPBFの接尾辞付きで500単位のリールで供給されます。

電气的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{EN/UVLO} = 1.5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
	V_{IN} Operating Voltage Range		● 4		60	V
	V_{IN} Quiescent Current	$V_{EN/UVLO} = 0.3\text{V}$ $V_{EN/UVLO} = 1.1\text{V}$ Not Switching		1 270 2.1	2 2.8	μA μA mA
	V_{OUT} Voltage Range		● 0		60	V
	V_{OUT} Quiescent Current	$V_{EN/UVLO} = 0.3\text{V}$, $V_{OUT} = 12\text{V}$ $V_{EN/UVLO} = 1.1\text{V}$, $V_{OUT} = 12\text{V}$ Not Switching, $V_{OUT} = 12\text{V}$		0.1 0.1 40	0.5 0.5 60	μA μA μA

リニア・レギュレータ

	INTV _{CC} Regulation Voltage	$I_{INTVCC} = 20\text{mA}$		4.85	5.0	5.15	V
	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{INTVCC} = 0\text{mA}$ to 80mA			0.01	0.04	%
	INTV _{CC} Line Regulation	$I_{INTVCC} = 20\text{mA}$, $V_{IN} = 6\text{V}$ to 60V			0.01	0.04	%
	INTV _{CC} Current Limit	$V_{INTVCC} = 4.5\text{V}$		80	110	160	mA
	INTV _{CC} Dropout Voltage ($V_{IN} - \text{INTV}_{CC}$)	$I_{INTVCC} = 20\text{mA}$, $V_{IN} = 4\text{V}$			160		mV
	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	$I_{VREF} = 100\mu\text{A}$	● 1.97	2.00	2.03	V	
	V _{REF} Load Regulation	$I_{VREF} = 0\text{mA}$ to 1mA			0.004	0.01	%
	V _{REF} Line Regulation	$I_{VREF} = 100\mu\text{A}$, $V_{IN} = 4\text{V}$ to 60V			0.001	0.002	%
	V _{REF} Current Limit	$V_{REF} = 1.8\text{V}$		2	2.5	3.2	mA
	V _{REF} Undervoltage Lockout Threshold	Falling		1.78	1.84	1.90	V
	V _{REF} Undervoltage Lockout Hysteresis				50		mV

制御入力/出力

	EN/UVLO Shutdown Threshold		● 0.3	0.6	1.0	V	
	EN/UVLO Enable Threshold	Falling	● 1.190	1.214	1.238	V	
	EN/UVLO Enable Hysteresis			13		mV	
	EN/UVLO Hysteresis Current	$V_{EN/UVLO} = 0.3\text{V}$ $V_{EN/UVLO} = 1.1\text{V}$ $V_{EN/UVLO} = 1.3\text{V}$		-0.1 2.2 -0.1	0 2.5 0	0.1 2.8 0.1	μA μA μA
	CTRL1, CTRL2 Input Bias Current	$V_{CTRL1/2} = 0.75\text{V}$ (Note 4), Current out of Pin		0	20	50	nA
	CTRL1, CTRL2 Dim-Off Threshold	Falling	● 190	200	210	mV	
	CTRL1, CTRL2 Dim-Off Hysteresis				28	mV	

PWM 調光

	External PWM Dimming Threshold	Rising, $R_p = 30\text{k}$	● 1.3	1.4	1.5	V
	External PWM Dimming Hysteresis	$R_p = 30\text{k}$		220		mV
	Internal PWM Dimming Duty Cycle	$V_{PWM} = 1\text{V}$, $R_p \geq 51\text{k}$ $V_{PWM} = 1.5\text{V}$, $R_p \geq 51\text{k}$ $V_{PWM} = 2\text{V}$, $R_p \geq 51\text{k}$		47 97	3 53	% % %
	Switching Frequency to Internal PWM Dimming Frequency Ratio	$R_p = 51\text{k}$ $R_p = 82\text{k}$ $R_p = 130\text{k}$ $R_p = 200\text{k}$ $R_p = 300\text{k}$			256 512 1024 2048 4096	

電气的特性

● は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{EN}/UVLO = 1.5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
	RP Pin Current Limit	$V_{RP} = 0\text{V}$, Current out of Pin		40		μA
	Minimum V_{OUT} for PWMTG to be On	PWM dimming on		2.4	3	V
	PWMTG On Voltage $V_{(V_{OUT}-PWMTG)}$	$V_{OUT} = 12\text{V}$	4.6	5	5.4	V
	PWMTG Off Voltage $V_{(V_{OUT}-PWMTG)}$	$V_{OUT} = 12\text{V}$	-0.1	0	0.1	V
	PWM to PWMTG Turn On Propagation Delay	$C_{PWMTG} = 3.3\text{nF}$ to V_{OUT} , 50% to 50%		90		ns
	PWM to PWMTG Turn Off Propagation Delay	$C_{PWMTG} = 3.3\text{nF}$ to V_{OUT} , 50% to 50%		40		ns
	PWMTG Turn On Fall Time	$C_{PWMTG} = 3.3\text{nF}$ to V_{OUT} , 10% to 90%		300		ns
	PWMTG Turn Off Rise Time	$C_{PWMTG} = 3.3\text{nF}$ to V_{OUT} , 90% to 10%		10		ns

エラーアンプ

	Full Scale LED Current Regulation $V_{(ISP-ISN)}$	$V_{CTRL1/2} \geq 1.35\text{V}$ (Note 4), $V_{ISP} = 12\text{V}$ $V_{CTRL1/2} \geq 1.35\text{V}$ (Note 4), $V_{ISP} = 0\text{V}$	● ●	97 97	100 100	103 103	mV mV
	9/10th LED Current Regulation $V_{(ISP-ISN)}$	$V_{CTRL1/2} = 1.15\text{V}$ (Note 4), $V_{ISP} = 12\text{V}$ $V_{CTRL1/2} = 1.15\text{V}$ (Note 4), $V_{ISP} = 0\text{V}$	● ●	87 87	90 90	93 93	mV mV
	1/2 LED Current Regulation $V_{(ISP-ISN)}$	$V_{CTRL1/2} = 0.75\text{V}$ (Note 4), $V_{ISP} = 12\text{V}$ $V_{CTRL1/2} = 0.75\text{V}$ (Note 4), $V_{ISP} = 0\text{V}$	● ●	47.5 47.5	50 50	52.5 52.5	mV mV
	1/20th LED Current Regulation $V_{(ISP-ISN)}$	$V_{CTRL1/2} = 0.30\text{V}$ (Note 4), $V_{ISP} = 12\text{V}$ $V_{CTRL1/2} = 0.30\text{V}$ (Note 4), $V_{ISP} = 0\text{V}$	● ●	3 3	5 5	7 7	mV mV
	Zero Scale LED Current Regulation $V_{(ISP-ISN)}$	$V_{CTRL1/2} = 0.25\text{V}$ (Note 4), $V_{ISP} = 12\text{V}$ $V_{CTRL1/2} = 0.25\text{V}$ (Note 4), $V_{ISP} = 0\text{V}$	● ●	-2 -2	0 0	2 2	mV mV
	ISP/ISN Input Common Mode Range		●	0		60	V
	ISP/ISN Low Side to High Side Switchover Voltage	$V_{ISP} = V_{ISN}$			1.8		V
	ISP/ISN High Side to Low Side Switchover Voltage	$V_{ISP} = V_{ISN}$			1.7		V
	ISP Input Bias Current	$V_{PWM} = 5\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 12\text{V}$ $V_{PWM} = 5\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 0\text{V}$ $V_{EN}/UVLO = 0\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 12\text{V}$ or 0V			23 -10 0		μA μA μA
	ISN Input Bias Current	$V_{PWM} = 5\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 12\text{V}$ $V_{PWM} = 5\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 0\text{V}$ $V_{EN}/UVLO = 0\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 12\text{V}$ or 0V			23 -10 0		μA μA μA
	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 Line Regulation	$V_{IN} = 4\text{V}$ to 60V			0.01	0.02	%
	FB Load Regulation	$V_C = 0.6\text{V}$ to 2.7V			0.002	0.01	%
	FB Voltage Regulation Amplifier g_m				660		μS
	FB Input Bias Current	FB in Regulation, Current Out of Pin			10	40	nA
	V_C Output Impedance				10		$\text{M}\Omega$
	V_C Standby Leakage Current	$V_C = 1.2\text{V}$, PWM Dimming Off		-10	0	10	nA

電气的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{EN/UVLO} = 1.5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
電流コンパレータ							
	Maximum Current Sense Threshold $V_{(LSP-LSN)}$	Buck, $V_{FB} = 0.8\text{V}$ Boost, $V_{FB} = 0.8\text{V}$	● ●	35 40	50 50	65 60	mV mV
	Reverse Current Sense Threshold $V_{(LSP-LSN)}$	Buck, $V_{FB} = 0.8\text{V}$ Boost, $V_{FB} = 0.8\text{V}$			-4 -4		mV mV
	LSP Pin Bias Current	$V_{LSP} = V_{LSN} = 12\text{V}$			60		μA
	LSN Pin Bias Current	$V_{LSP} = V_{LSN} = 12\text{V}$			60		μA

フォルト

	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	●	0.24	0.25	0.26	V
	FB Short LED Hysteresis	Hysteresis	●	35	50	65	mV
	ISP/ISN Over Current Threshold $V_{(ISP-ISN)}$	$V_{ISP} = 12\text{V}$			750		mV
	ISP/ISN Open LED Threshold $V_{(ISP-ISN)}$	Falling, $V_{FB} = 1.0\text{V}$	●	8	10	12	mV
	ISP/ISN Open LED Hysteresis	$V_{FB} = 1.0\text{V}$	●	3	5	7	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	$V_{FB} = 0.8\text{V}$, $V_{SS} = 0\text{V}$		10.5	12.5	14.5	μA
	SS Pull-Down Current	$V_{FB} = 1.0\text{V}$, $V_{SS} = 2\text{V}$		1.05	1.25	1.45	μA
	SS Fault Latch-Off Threshold	Falling			1.7		V
	SS Fault Latch-Off Hysteresis				50		mV
	SS Fault Reset Threshold				0.2		V

発振器

	RT Pin Voltage	$R_T = 100\text{k}\Omega$			1.00		V
	Switching Frequency	$V_{SYNC/SPRD} = 0\text{V}$, $R_T = 226\text{k}$ $V_{SYNC/SPRD} = 0\text{V}$, $R_T = 100\text{k}$ $V_{SYNC/SPRD} = 0\text{V}$, $R_T = 59.0\text{k}$	● ● ●	190 380 570	200 400 600	210 420 630	kHz kHz kHz
	SYNC Frequency			150		650	kHz
	SYNC/SPRD Input Bias Current	$V_{SYNC/SPRD} = 5\text{V}$		-0.1	0	0.1	μA
	SYNC/SPRD Threshold Voltage			0.4		1.5	V
	Highest Spread Spectrum Above Oscillator Frequency	$V_{SYNC/SPRD} = 5\text{V}$		13.8	14.5	15.2	%

LT8391

電気的特性

● は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{EN}/UVLO = 1.5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
	Lowest Spread Spectrum Below Oscillator Frequency	$V_{\text{SYNC/SPRD}} = 5\text{V}$	-16.5	-15.7	-14.9	%

領域遷移

	Buck-Boost to Boost (V_{IN}/V_{OUT})		●	0.73	0.75	0.77	
	Boost to Buck-Boost (V_{IN}/V_{OUT})		●	0.83	0.85	0.87	
	Buck to Buck-Boost (V_{IN}/V_{OUT})		●	1.16	1.18	1.20	
	Buck-Boost to Buck (V_{IN}/V_{OUT})		●	1.31	1.33	1.35	
	Peak-Buck to Peak-Boost (V_{IN}/V_{OUT})		●	0.96	0.98	1.00	
	Peak-Boost to Peak-Buck (V_{IN}/V_{OUT})		●	1.00	1.02	1.04	

NMOSドライバ

	TG1, TG2 Gate Driver On-Resistance Gate Pull-Up Gate Pull-Down	$V_{(\text{BST-SW})} = 5\text{V}$			2.6 1.4	Ω Ω
	BG1, BG2 Gate Driver On-Resistance Gate Pull-Up Gate Pull-Down	$V_{\text{INTVCC}} = 5\text{V}$			3.2 1.2	Ω Ω
	TG1, TG2 Rise Time TG1, TG2 Fall Time	$C_L = 3.3\text{nF}$, 10% to 90% $C_L = 3.3\text{nF}$, 90% to 10%			25 20	ns ns
	BG1, BG2 Rise Time BG1, BG2 Fall Time	$C_L = 3.3\text{nF}$, 10% to 90% $C_L = 3.3\text{nF}$, 90% to 10%			25 20	ns ns
	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
	TG1 Minimum Duty Cycle out Boost Region	Peak-Buck Current Mode			10	%
	TG1 Maximum Duty Cycle out Boost Region	Peak-Buck Current Mode			95	%
	TG1 Fixed Duty Cycle in Buck-Boost Region	Peak-Boost Current Mode			85	%
	BG2 Fixed Duty Cycle in Buck-Boost Region	Peak-Buck Current Mode			15	%
	BG2 Minimum Duty Cycle out Buck Region	Peak-Boost Current Mode			10	%
	BG2 Maximum Duty Cycle out Buck Region	Peak-Boost Current Mode			95	%

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに回復不可能な損傷を与える可能性がある。また、長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与えるおそれがある。

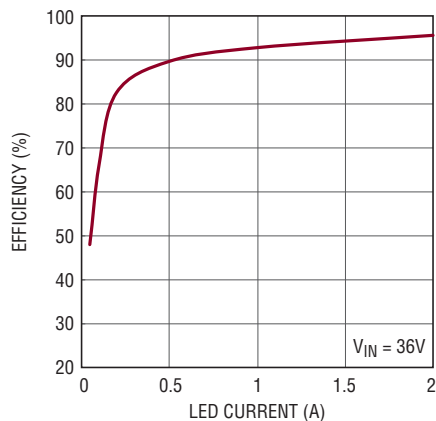
Note 2: LT8391Eは $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LT8391Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で保証されている。接合部温度が高いと、動作寿命は短くなる。 125°C を超える接合部温度では動作寿命がディレーティングされる。

Note 3: LT8391には、瞬間的な過負荷状態時にデバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。過熱保護機能がアクティブなとき接合部温度は 150°C を超える。規定された絶対最大動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なう恐れがある。

Note 4: $V_{\text{CTRL1/2}}$ は、CTRL2が2Vの場合にCTRL1の状態を表し、CTRL1が2Vの場合にCTRL2の状態を表す。

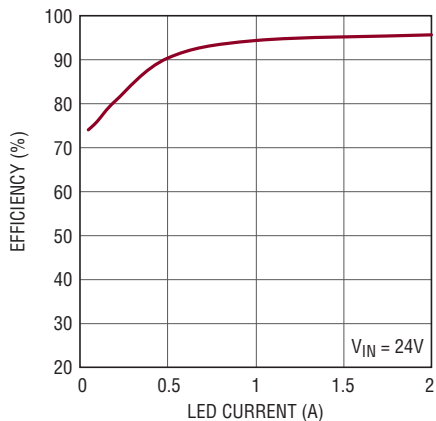
標準的性能特性 注記がない限り、TA = 25°C。

効率とLED電流 (降圧領域)



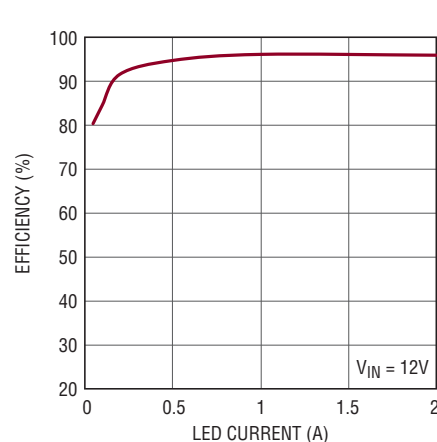
8391 G01

効率とLED電流 (昇降圧領域)



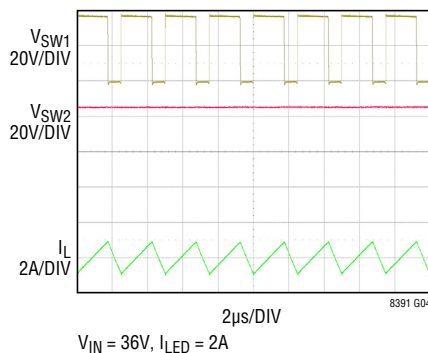
8391 G02

効率とLED電流 (昇圧領域)



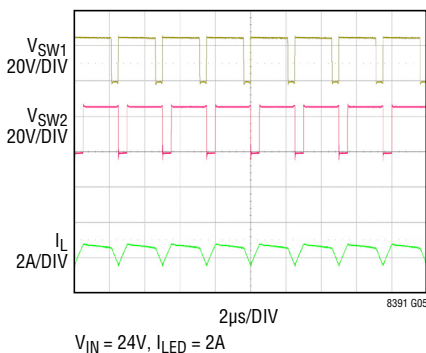
8391 G03

スイッチング波形 (降圧領域)



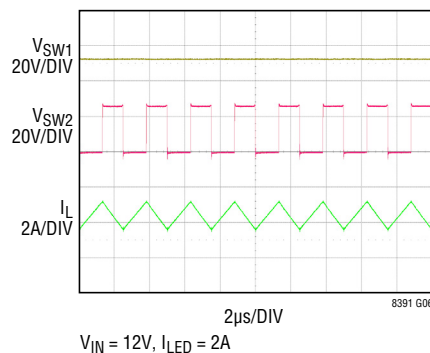
8391 G04

スイッチング波形 (昇降圧領域)



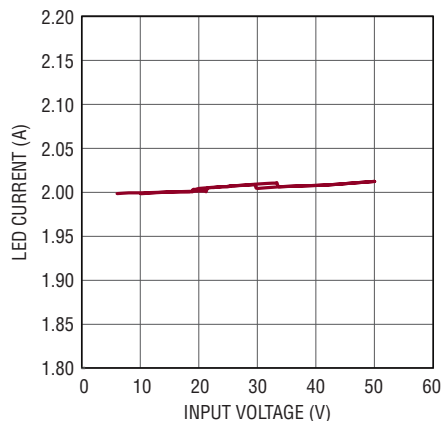
8391 G05

スイッチング波形 (昇圧領域)



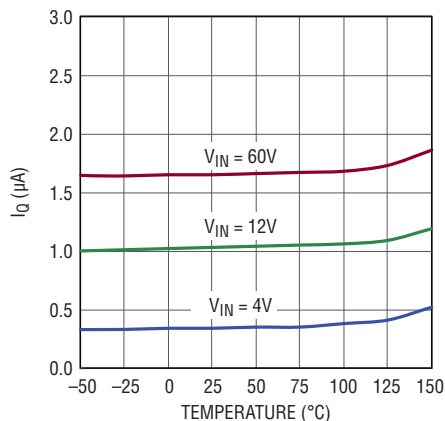
8391 G06

LED電流とVIN



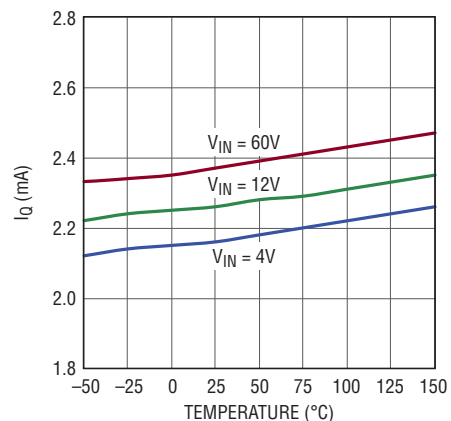
8391 G07

VINのシャットダウン電流



8391 G08

VINの静止電流

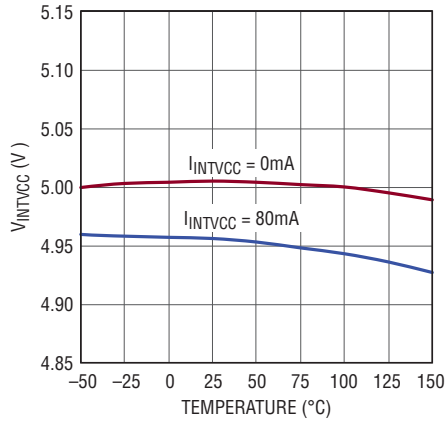


8391 G09

LT8391

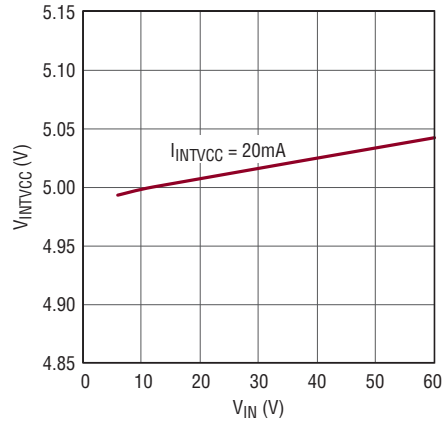
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

INTV_{CC}の電圧と温度



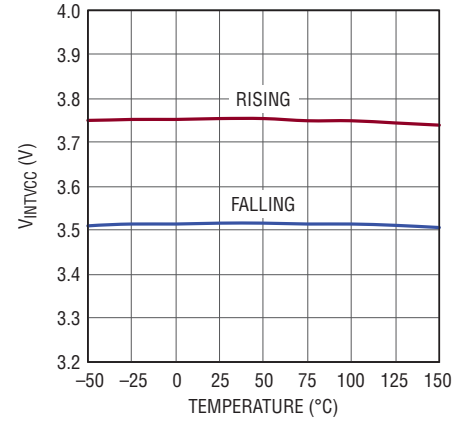
8391 G10

INTV_{CC}電圧とV_{IN}



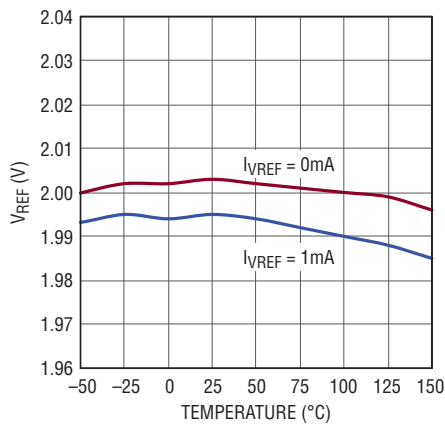
8391 G11

INTV_{CC}のUVLOしきい値



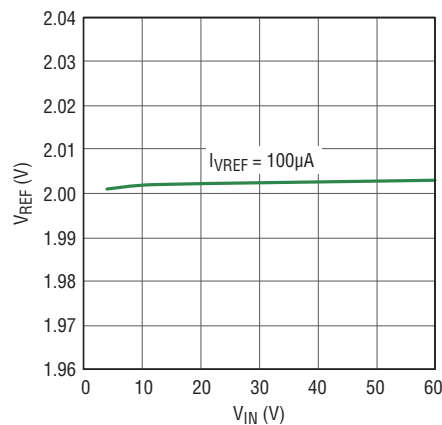
8391 G12

V_{REF}電圧と温度



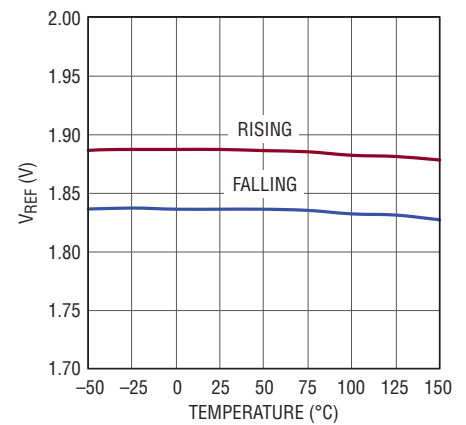
8391 G13

V_{REF}の電圧とV_{IN}



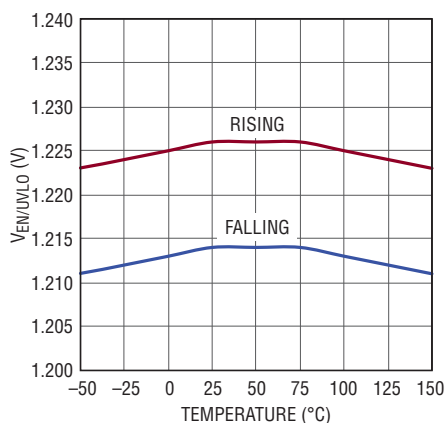
8391 G14

V_{REF}のUVLOしきい値



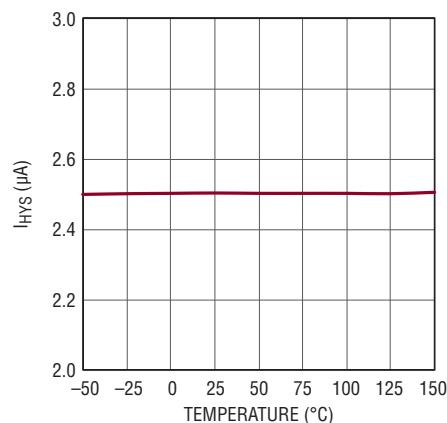
8391 G15

EN/UVLOのイネーブルしきい値



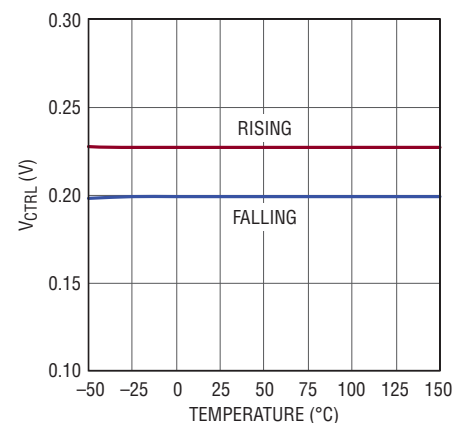
8391 G16

EN/UVLOのヒステリシス電流



8391 G17

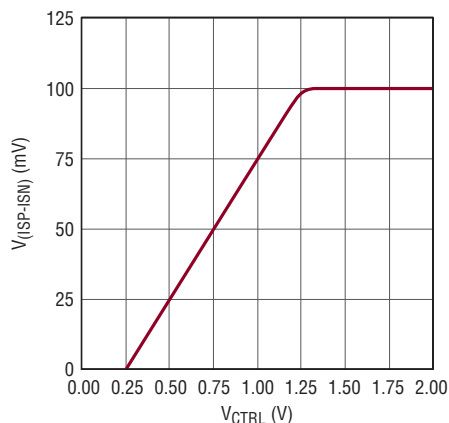
CTRL1/CTRL2の調光オフしきい値



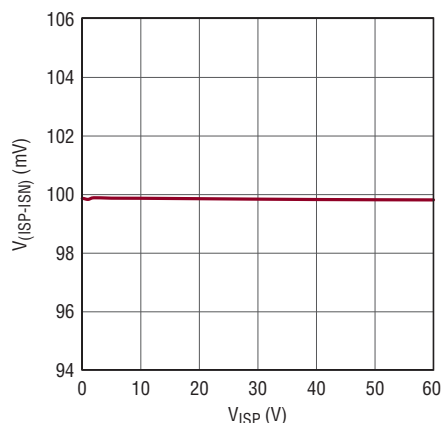
8391 G18

標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

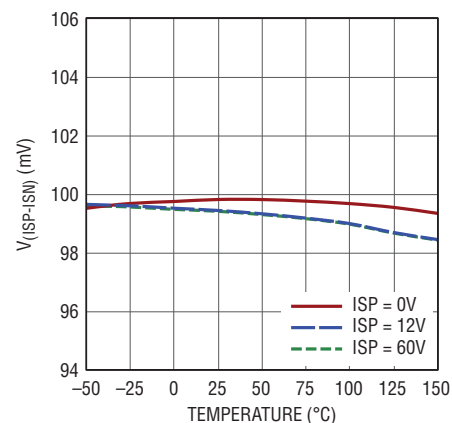
$V_{(ISP-ISN)}$ のレギュレーションと V_{CTRL}



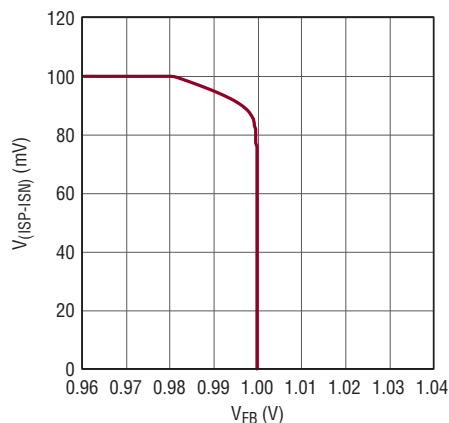
$V_{(ISP-ISN)}$ のレギュレーションと V_{ISP}



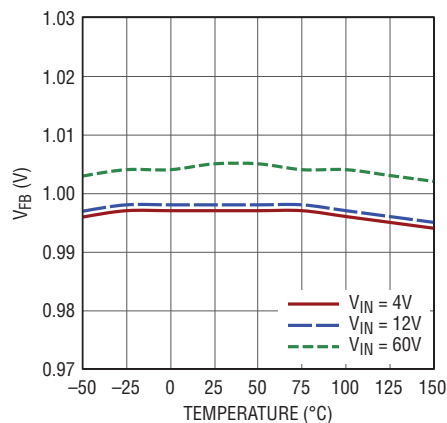
$V_{(ISP-ISN)}$ のレギュレーションと 温度



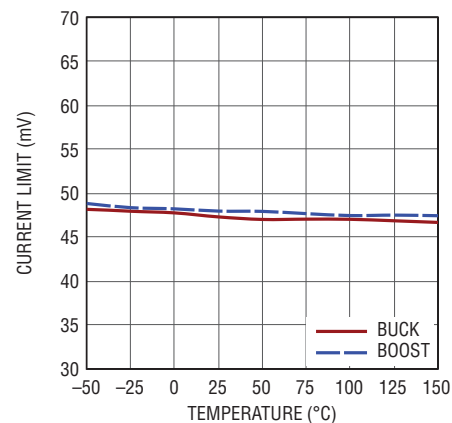
$V_{(ISP-ISN)}$ のレギュレーションと V_{FB}



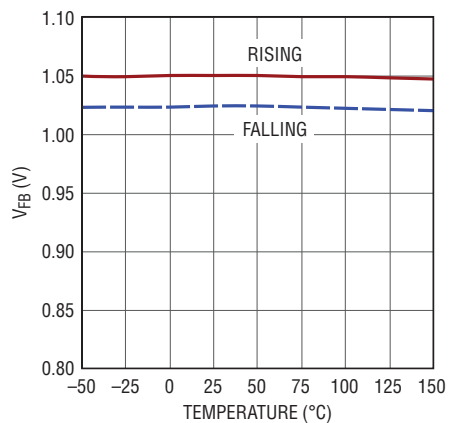
FBのレギュレーションと 温度



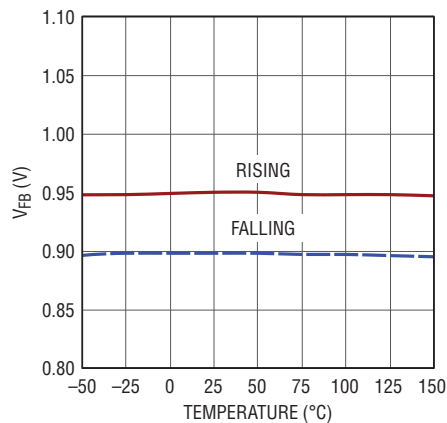
最大電流検出と 温度



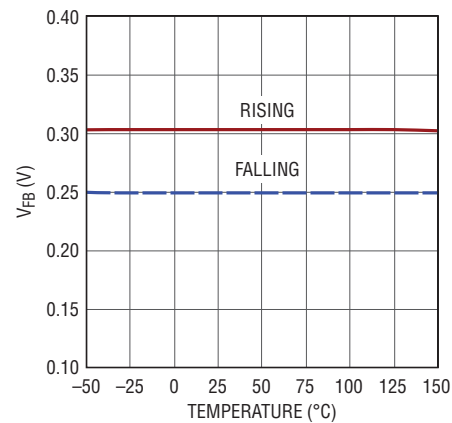
FBの過電圧しきい値



FBの開放LEDしきい値

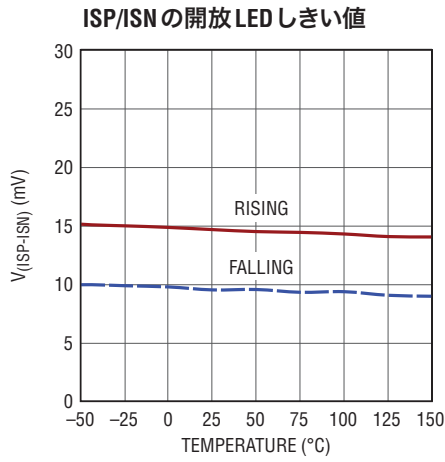


FBの短絡LEDしきい値

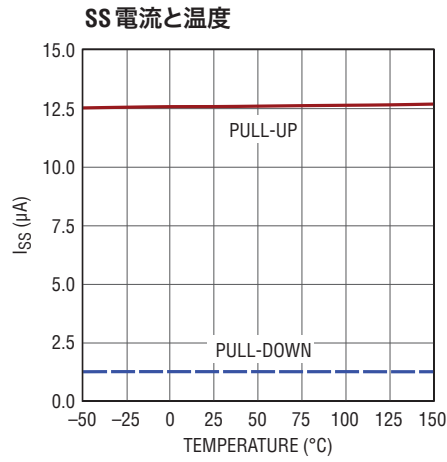


LT8391

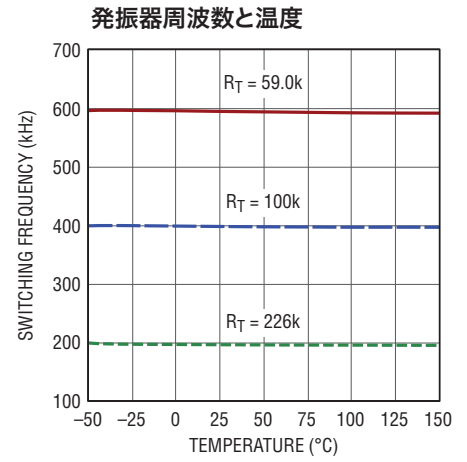
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。



8391 G28



8391 G29



8391 G30

ピン機能

BG1 : 降圧側下側ゲート駆動。グラウンドからINTV_{CC}までの電圧振幅で降圧側下側NチャンネルMOSFETのゲートを駆動します。

BST1 : 降圧側ブートストラップ・フローティング・ドライバの電源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・ダイオードが内蔵されており、BST1ピンとSW1ピン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ピンの電圧は、INTV_{CC}よりダイオードの電圧降下分だけ低い電位から(V_{IN} + INTV_{CC})まで振幅します。

SW1 : 降圧側スイッチ・ノード。SW1ピンの電圧は、グラウンドよりショットキ・ダイオードの電圧降下分だけ低い電位からV_{IN}まで振幅します。

TG1 : 降圧側上側ゲート駆動。SW1からBST1まで電圧振幅で降圧側上側NチャンネルMOSFETのゲートを駆動します。

LSP : 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、電流が正確に検出されるようにします。

LSN : 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、電流が正確に検出されるようにします。

V_{IN} : 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1μF以上のセラミック・コンデンサでデバイス近くのグラウンドにバイパスします。

INTV_{CC} : 内蔵の5Vリニア・レギュレータの出力。INTV_{CC}リニア・レギュレータはV_{IN}ピンから電源供給を受けており、内部制御回路およびゲート・ドライバに電力を供給します。このピンは4.7μF以上のセラミック・コンデンサでデバイス近くのグラウンドにバイパスします。

EN/UVLO : 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2μA未満に減少します。通常動作の場合は、このピンの電圧を強制的に1.234Vより高くします。高精度な1.224Vの下降時しきい値を使用し、V_{IN}からグラウンド間に抵抗分割器を接続して、低電圧ロックアウト(UVLO)しきい値を設定できます。高精度な2.5μAのプルダウン電流により、V_{IN}にUVLO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、このピンはV_{IN}に直接接続します。

RP : 内部PWM調光周波数設定。RPピンを使用し、抵抗をグラウンドに接続して、内部PWM調光周波数を設定します。1MΩよりも大きい抵抗を使用したり、このピンを開放のままにしたりしないでください。外部PWM調光パルスをPWMピンで使用できる場合は、このピンをグラウンドに接続します。

PWM : PWM調光入力。PWMピンは、外部PWM調光および内部PWM調光という2つの方法で使用できます。外部PWM調光では、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。その場合、RPピンを必ずグラウンドに接続します。内部PWM調光では、1V～2Vのアナログ電圧を加えて、内部ランプと比較することによって内部デジタル・パルスを生成します。PWM調光を使用しない場合は、このピンをINTV_{CC}に接続します。このピンを強制的に“L”にすると、TG1およびTG2をオフにし、BG1およびBG2をオンにし、V_Cピンを全ての内部負荷から切断して、PWMTGをオフにします。

V_{REF} : 電圧リファレンスの出力。V_{REF}ピンは、1mAの電流を供給できる高精度の2Vリファレンスを提供します。このピンは0.47μFのセラミック・コンデンサでデバイス近くのグラウンドにバイパスします。

CTRL1 : LED電流検出しきい値の制御入力。CTRL1ピンは、LEDレギュレーション電流の設定に使用します。

$$I_{LED} = \frac{\text{Min}(V_{CTRL1} - 0.25V, V_{CTRL2} - 0.25, 1V)}{10 \cdot R_{LED}}$$

外部電圧リファレンスによって、またはV_{REF}からグラウンドに接続した抵抗分割器によって、V_{CTRL1}を設定できます。0.25V ≤ V_{CTRL1} ≤ 1.15Vの場合、電流検出しきい値は、0mVから90mVまで直線的に上昇します。V_{CTRL1} ≥ 1.35Vの範囲における電流検出しきい値は、100mVのフルスケール値で一定です。1.15V ≤ V_{CTRL1} ≤ 1.35Vの場合、電流検出しきい値は、V_{CTRL1}の線形関数から100mVの一定値まで滑らかに遷移します。100mVのフルスケールしきい値にする場合は、CTRL1ピンをV_{REF}ピンに接続してください。このピンの電圧を強制的に0.2V未満にすると、スイッチング動作が停止します。

ISP : LED電流検出抵抗(R_{LED})の正端子。ケルビン接続を使って、電流が正確に検出されるようにします。

ISN : LED電流検出抵抗(R_{LED})の負端子。ケルビン接続を使って、電流が正確に検出されるようにします。

ピン機能

CTRL2: LED電流検出しきい値の熱制御入力。CTRL2ピンは、温度に対するLED電流ディレーティングを設定するために使用します。負温度係数を伴う V_{CTRL2} は、外部温度に依存する抵抗分割器を V_{REF} からグラウンドに接続することによって設定できます。 $0.25V \leq V_{CTRL2} \leq 1.15V$ の場合、電流検出しきい値は、0mVから90mVまで直線的に上昇します。 $V_{CTRL2} \geq 1.35V$ の範囲における電流検出しきい値は、100mVのフルスケール値で一定です。 $1.15V \leq V_{CTRL2} \leq 1.35V$ の場合、電流検出しきい値は、 V_{CTRL2} の線形関数から100mVの一定値まで滑らかに遷移します。100mVのフルスケールしきい値にする場合は、CTRL2ピンを V_{REF} ピンに接続してください。このピンの電圧を強制的に0.2V未満にすると、スイッチング動作が停止します。

FAULT: LEDフォルトのオープン・ドレイン出力。 \overline{FAULT} ピンは、以下の状態のいずれかが発生した場合に“L”になります。

1. 開放LED ($V_{FB} > 0.95V$ かつ $V_{(ISP-ISN)} < 10mV$)
2. 短絡LED ($V_{FB} < 0.25V$)

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。 \overline{FAULT} ピンの状態はPWMピンが“H”状態のときだけ更新され、PWMピンが“L”状態のときはラッチされています。

SS: ソフトスタート時間設定。SSピンは、コンデンサをグラウンドに接続してソフトスタート時間を設定するために使用します。12.5 μA の内部プルアップ電流が外付けSSコンデンサを充電することによって、FBレギュレーション電圧が徐々に上昇します。このピンには0.1 μF 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した場合、SSピンが直ちにグラウンドに引き下げられて、スイッチング動作が停止します。SSピンと V_{REF} の間で1つの抵抗を使用して、LT8391を、開放または短絡LEDフォルト状態の間の3種類のフォルト保護モード(一時中断(抵抗なし)、ラッチオフ(499k)、動作維持(100k))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: 電圧ループの帰還入力。FBピンは、定電圧レギュレーションおよびLEDフォルト保護のために使用します。出力が V_C となる内部エラーアンプが、 V_{FB} をDC/DCコンバータを介して1.00Vに安定化します。開放LED ($V_{FB} > 0.95V$ かつ $V_{(ISP-ISN)} < 10mV$)フォルト状態または短絡LED ($V_{FB} < 0.25V$)フォルト状態の間、デバイスはFAULTピンを“L”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、およびPWMTGを全てオフにします。

V_C : インダクタ電流コンパレータしきい値を設定するためのエラーアンプ出力。 V_C ピンは、外付けRCネットワークを使用して制御ループを補償するために使用します。PWMが“L”状態の間、電圧情報を保存するために V_C ピンが全ての内部負荷から切断され、最高のPWM調光性能を実現します。

RT: スwitching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周波数を設定します。

SYNC/SPRD: スwitching周波数同期またはスペクトラム拡散。内部発振器周波数でスitchingする場合は、このピンを接地します。外部周波数同期を行う場合は、クロック信号をこのピンに供給します。内部発振器周波数を中心にして $\pm 15\%$ のトライアングル・スペクトラム拡散を行う場合は、INTV_{CC}に接続します。

PWMTG: PWM調光上側ゲート駆動。PWM入力信号がバッファされて反転されたPWMTGピンの信号は、($V_{OUT} - 5V$)と1.2Vのうちの高い方の電圧から V_{OUT} までの電圧振幅で、外部高電位側PMOS PWMスイッチを駆動します。このピンは、使用しない場合、未接続のままにしておきます。

V_{OUT} : 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1 μF 以上のセラミック・コンデンサでデバイス近くのグラウンドにバイパスします。

TG2: 昇圧側上側ゲート駆動。昇圧側上側NチャネルMOSFETのゲートを、SW2からBST2までの電圧振幅で駆動します。

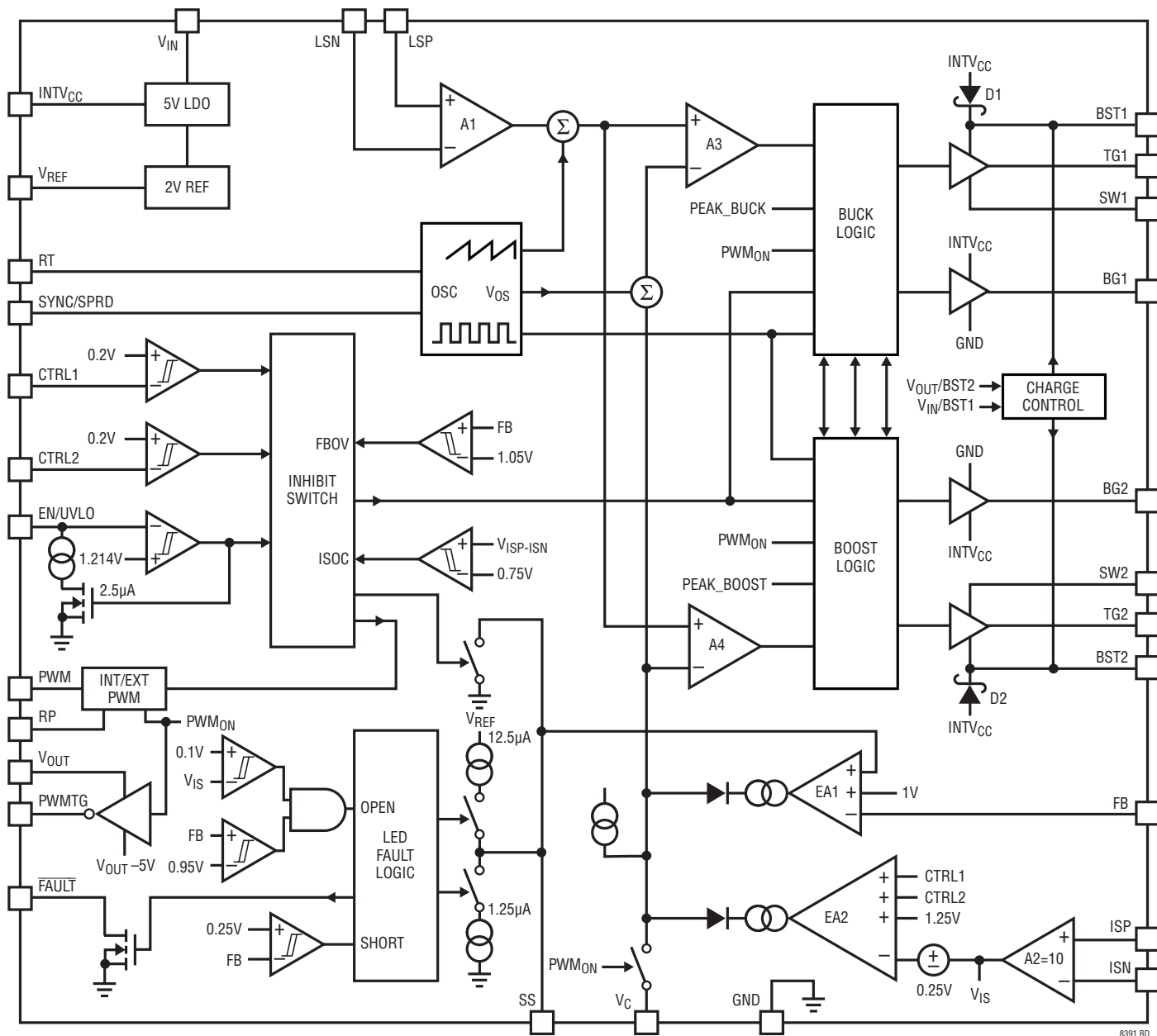
SW2: 昇圧側スイッチ・ノード。SW2ピンの電圧は、グラウンドよりショットキ・ダイオードの電圧降下分だけ低い電位から V_{OUT} まで振幅します。

BST2: 昇圧側ブートストラップ・フローティング・ドライバの電源。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・ダイオードが内蔵されており、BST2ピンとSW2ピン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ピンの電圧は、INTV_{CC}よりダイオードの電圧降下分だけ低い電位から($V_{OUT} + INTV_{CC}$)まで振幅します。

BG2: 昇圧側下側ゲート駆動。グラウンドからINTV_{CC}までの電圧振幅で昇圧側下側NチャネルMOSFETのゲートを駆動します。

GND(露出パッド): グラウンド・ピン。この露出パッドは、直接グラウンド・プレーンに半田付けしてください。

ブロック図



8391 BD

動作

LT8391は、LED電流をLED列の電圧より高い、低い、または等しい入力電圧からLED電流を安定化できる電流モードLEDコントローラです。リアテクノロジー独自のピーク降圧ピーク昇圧電流モード制御方式は、1つのインダクタ電流検出抵抗を使用して、降圧領域、昇降圧領域、および昇圧領域の間での滑らかな遷移を実現します。その動作は、ブロック図を参照するとよく理解できます。

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、および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} の比率の関数として電流モード制御を示し、図3に、 V_{IN}/V_{OUT} の比率の関数として動作領域を示します。パワー・スイッチは正確に制御され、各モード間および各領域間で滑らかに遷移します。各モード間および各領域間でのチャタリングを防ぐために、ヒステリシスが追加されています。

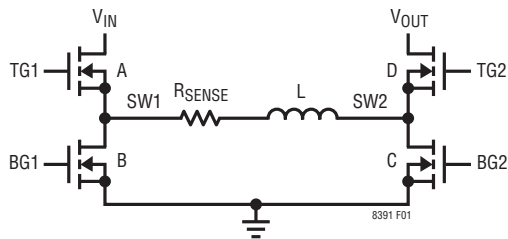


図1. パワー・スイッチの簡略図

全部で、次の4つの状態があります。(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。以下のセクションでは、波形を用いて各状態について詳細に説明します。説明では、簡略化のために、スイッチAとBの間、スイッチCとDの間でのシュートスルー保護のデッドタイムは無視されます。

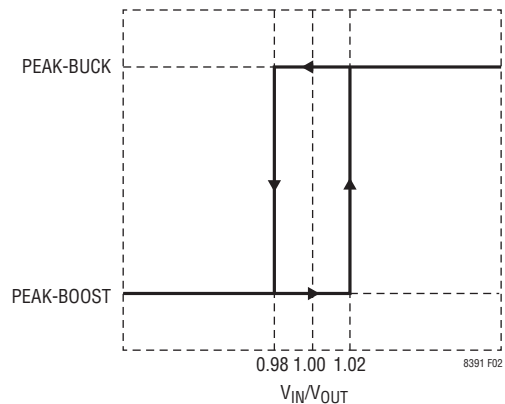


図2. 電流モードと V_{IN}/V_{OUT} の比

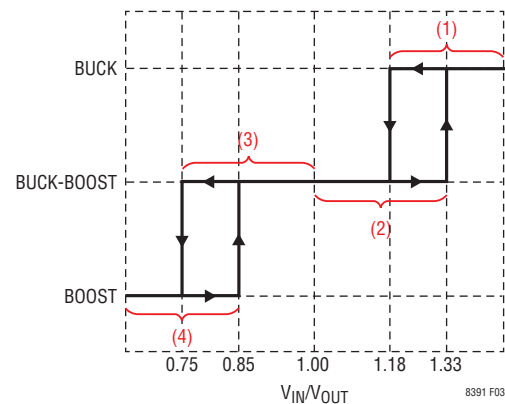


図3. 動作領域と V_{IN}/V_{OUT} の比

降圧領域でピーク降圧($V_{IN} \gg V_{OUT}$)

V_{IN} が V_{OUT} よりも極めて高い場合、LT8391は、降圧領域において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は常にオフになり、スイッチDは常にオンになります。各サイクルの開始時に、スイッチAがオンになり、インダクタ電流が上昇します。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での V_C 電圧で指定されたピーク降圧電流しきい値に達すると、サイクルの残りの期間、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とスイッチBは交互に動作し、典型的な同期整流式降圧レギュレータと同様に動作します。

動作

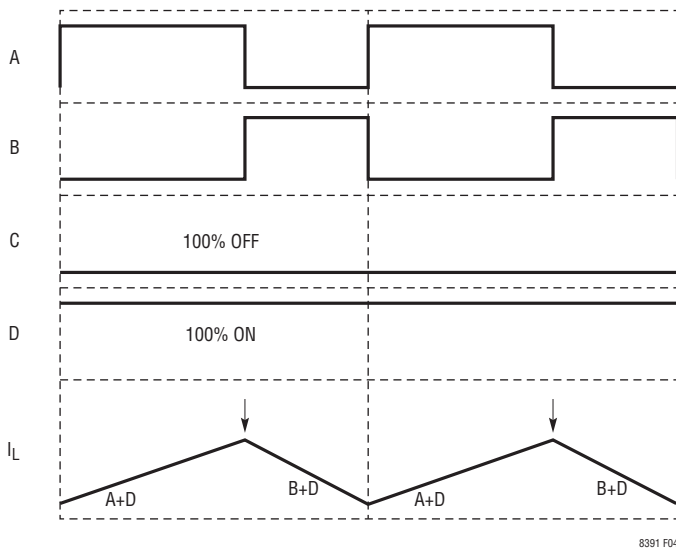


図4. 降圧領域でのピーク降圧 ($V_{IN} \gg V_{OUT}$)

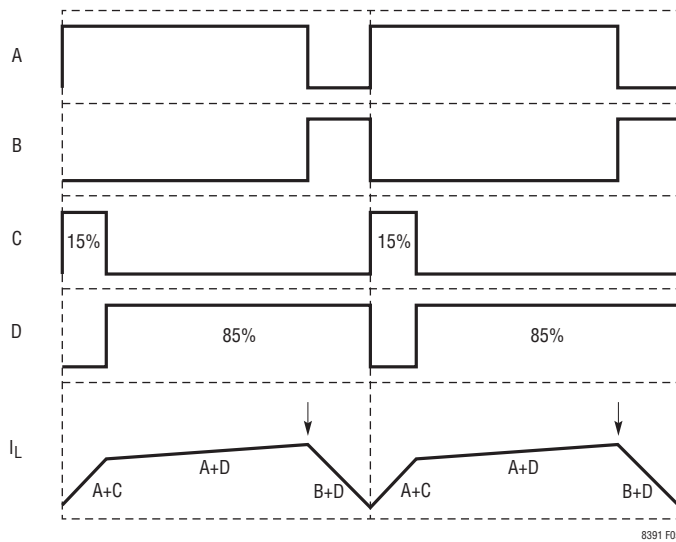


図5. 昇降圧領域でのピーク降圧 (V_{IN} が V_{OUT} よりもわずかに高い)

昇降圧領域でのピーク降圧 (V_{IN} が V_{OUT} よりもわずかに高い)

V_{IN} が V_{OUT} よりもわずかに高い場合、LT8391 は昇降圧領域においてピーク降圧電流モード制御を使用します (図5)。スイッチCは、サイクルの開始から15%までの間、常にオンになり、スイッチDは、サイクルの残りの85%の間、常にオンになります。各サイクルの開始時に、スイッチAおよびCがオンになり、インダクタ電流が上昇します。サイクルの15%の経過後、スイッチCがオフになり、スイッチDがオンになり、インダクタ電流の上昇が維持されます。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での V_C 電圧で指定されたピーク降圧電流しきい値に達すると、サイクルの残りの期間、スイッチAがオフになり、スイッチBがオンになります。

昇降圧領域でのピーク昇圧 (V_{IN} が V_{OUT} よりもわずかに低い)

V_{IN} が V_{OUT} よりもわずかに低い場合、LT8391 は昇降圧領域においてピーク昇圧電流モード制御を使用します (図6)。スイッチAは、サイクルの開始から85%までの間、常にオンになり、スイッチBは、サイクルの残りの15%の間、常にオンになります。各サイクルの開始時に、スイッチAおよびCがオンになり、インダクタ電流が上昇します。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での V_C 電圧で指定されたピーク昇圧電流しきい値に達すると、サイクルの残りの期間、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%の経過後、サイクルの残りの期間、スイッチAがオフになり、スイッチBがオンになります。

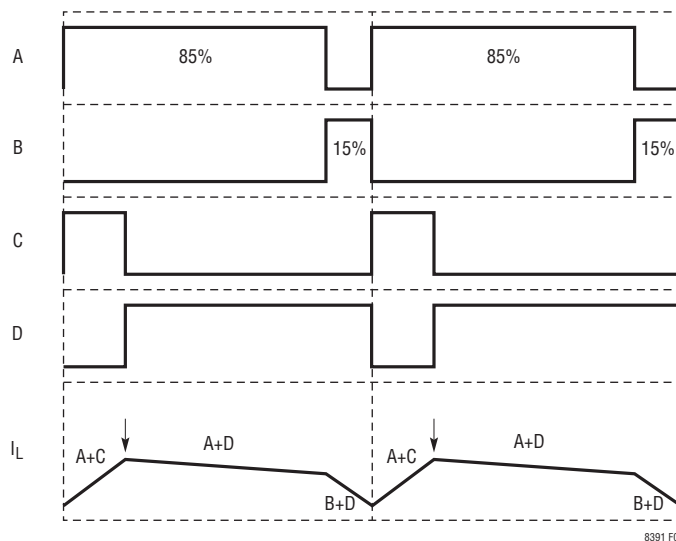


図6. 昇降圧領域でのピーク昇圧 (V_{IN} が V_{OUT} よりもわずかに低い)

昇圧領域でのピーク昇圧 ($V_{IN} \ll V_{OUT}$)

V_{IN} が V_{OUT} よりも極めて低い場合、LT8391 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は常にオンになり、スイッチBは常にオフになります。各サイクルの開始時に、スイッチCがオンになり、インダクタ電流が上昇します。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での V_C 電圧で指定されたピーク昇圧電流しきい値に達すると、サイクルの残りの期間、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とスイッチDは交

動作

互に動作し、典型的な同期整流式昇圧レギュレータと同様に動作します。

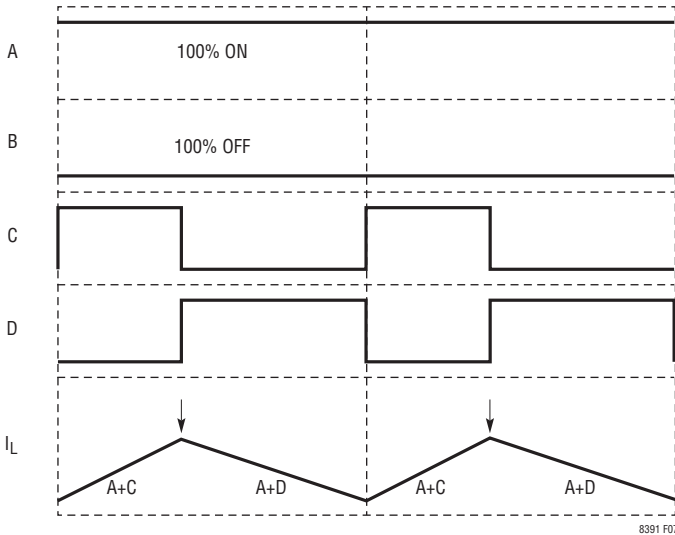


図7. 昇圧領域でのピーク昇圧 ($V_{IN} \ll V_{OUT}$)

メイン制御ループ

LT8391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ピンの間のインダクタ検出抵抗を介して検出されます。電流検出電圧が、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。その後、加算信号が、降圧電流コンパレータA3および昇圧電流コンパレータA4の正端子に供給されます。A3およびA4の負端子は、エラーアンプEA1およびEA2のダイオードOR出力である 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、FB電圧が1Vに安定化されるか、または通常動作時にCTRL1ピンまたはCTRL2ピンによってISPピンとISNピンの間の電流検出電圧が安定化されるように、降圧ロジックまたは昇圧ロジックのいずれかが、4つのパワー・スイッチを制御します。同じ補償ネットワークを使用して定電圧動作と定電流動作の間で滑らかな遷移を保証するように、EA1およびEA2の利得のバランスが調整されます。

軽負荷電流動作

軽負荷時に、LT8391は通常、降圧および昇圧の逆電流検出しきい値が両方とも $-4mV$ に設定されるため、連続導通モードまたは不連続導通モードのいずれかで、引き続き最大スイッチング周波数で動作します。負の逆電流検出しきい値により、全てのサイクルで出力から入力に少量のエネルギーが流れることが可能になり、それによって、パルススキップ周波数が100Hzを下回ってLED列のちらつきを引き起こすのを防ぎます。

降圧領域では、(B+D)フェーズの間、降圧逆電流しきい値がトリガされたときにスイッチBが必ずオフになります。昇圧領域では、(A+D)フェーズの間、昇圧逆電流しきい値がトリガされたときにスイッチDが必ずオフになります。昇降圧領域では、(A+D)フェーズの間、昇圧逆電流しきい値がトリガされたときにスイッチDが必ずオフになり、(B+D)フェーズの間、降圧逆電流しきい値がトリガされたときにスイッチBとDの両方が必ずオフになります。

ただし、値の小さいインダクタが使用され、インダクタ電流リップルが大きい場合、LT8391はパルススキップ・モードで動作できます。パルススキップ・モードでは、レギュレーションを維持するために複数のサイクルの間、スイッチがオフに保たれます(つまり、パルスをスキップします)。

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。このフローティング・ブートストラップ・コンデンサは、通常、上側MOSFETがオフになると、内蔵ブートストラップ・ダイオードD1またはD2を介してINTV_{CC}によって再充電されます。LT8391が降圧領域または昇圧領域限定で動作する場合、一方の上側MOSFETが常時オンになります。 V_{OUT} およびBST2からBST1まで、または V_{IN} およびBST1からBST2までの内部充電経路は、上側MOSFETをオンに維持できるように、ブートストラップ・コンデンサを4.6Vに充電します。

動作

シャットダウンおよびパワーオン・リセット

EN/UVLOピンの電圧がシャットダウンしきい値(最小0.3V)より低いとき、LT8391はシャットダウン・モードになり、静止電流は2μA未満になります。EN/UVLOピンの電圧がシャットダウンしきい値(最大0.9V)を超えると、LT8391は起動回路を起動してバンドギャップ・リファレンスを生成し、内部INTV_{CC} LDOをパワーアップします。INTV_{CC} LDOは、内部制御回路およびゲート・ドライバに電力を供給します。このとき、LT8391は、ヒステリシス電流(標準2.5μA)がEN/UVLOピンに流れる低電圧ロックアウト(UVLO)モードに移行します。INTV_{CC}ピンが、上昇時UVLOしきい値(標準3.73V)よりも高く充電され、EN/UVLOピンが上昇時イネーブルしきい値(標準1.234V)を通過し、接合部温度がサーマル シャットダウン温度(標準165°C)を下回ると、LT8391はイネーブル・モードに移行します。イネーブル・モードでは、EN/UVLOヒステリシス電流がオフになり、電圧リファレンスV_{REF}がグランドから充電されます。イネーブル・モードに移行してから、V_{REF}が上昇時UVLOしきい値(標準1.89V)を通過するまで、LT8391はパワーオン・リセット(POR)を経て、内部制御回路全体を起動し、適切な初期状態に安定化します。PORの後、LT8391は準備が完了し、CTRL1ピン、CTRL2ピン、PWMピンで信号を待ち受け、スイッチング動作を開始します。

起動およびフォルト保護

LT8391の起動およびフォルト・シーケンスを図8に示します。POR状態の間、SSピンは100Ωでグランドに強く引き下げられます。プリバイアスされた状態では、SSピンを0.2V未満に引き下げて、INIT状態に移行する必要があります。INIT状態では、LT8391は、SSピンがグランドに完全に放電できるように、10μs間待機します。10μs経過した後、PWM_{ON}信号が“H”になると、LT8391はUP/PRE状態に移行します。CTRL1ピンとCTRL2ピンの両方が上昇時調光オフしきい値(標準0.225V)を超え、外部または内部PWM調光がオンになったときに、PWM_{ON}信号が“H”になります。

UP/PRE状態の間、スイッチング動作がデイスエーブルされ、PMWTGがオフになっているときに、SSピンが12.5μAのプルアップ電流によって充電されます。SSピンが0.25Vより高く充電されると、LT8391はUP/TRY状態に移行します。UP/TRY

状態では、PMWTGは、スイッチング動作が引き続きデイスエーブルされている間、最初にオンになります。これは、スイッチング・エネルギーを供給する前に、出力コンデンサの電圧がLED列に対して高すぎないかどうかをチェックするためにです。電圧の高い出力コンデンサが電圧の低いLED列に接続された場合、過剰な電流がLED列に流れ、検出抵抗がISP/ISN過電流(ISOC)信号をトリガして、LT8391をPOR状態にリセットします。そのため、LT8391は、0V~0.25Vの範囲のSSピンを使用した一時中断モードになり、POR状態、INIT状態、UP/PRE状態、およびUP/TRY状態を循環して、電圧の高い出力コンデンサを、電圧の低いLED列の電圧に近づくまでゆっくりと放電します。LT8391は、ISOC信号をトリガしないで、UP/TRY状態になって10μs後に、UP/RUN状態に移行します。

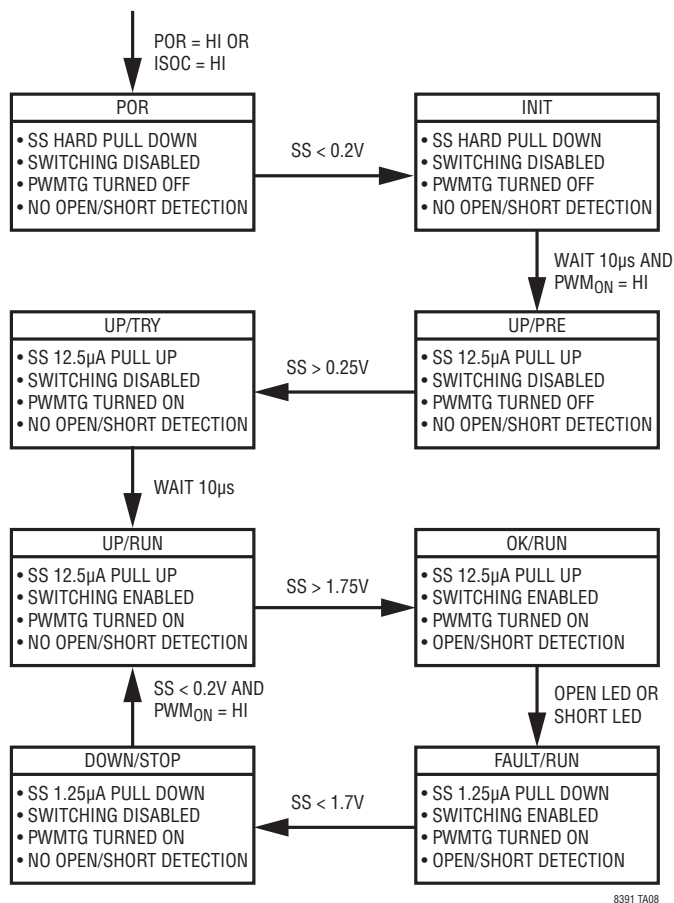


図8. 起動シーケンスとフォルト・シーケンス

動作

UP/RUN状態の間、スイッチング動作がイネーブルされ、出力電圧 V_{OUT} の起動は、SSピンの電圧によって制御されます。SSピンの電圧が1Vより低いと、LT8391はFBピンの電圧を1Vのリファレンス電圧ではなく、SSピンの電圧に安定化します。このため、外付けコンデンサをSSピンからGNDに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。12.5 μ Aの内部プルアップ電流がこのコンデンサを充電して、SSピンに電圧ランプを生成します。SSピンの電圧が0.25Vから1V(さらにそれより上)に直線的に上昇するのに従って、出力電圧 V_{OUT} が最終的なLED列電圧まで滑らかに上昇します。

SSピンが1.75Vより高く充電されると、LT8391は、LEDフォルト(開放LEDおよび短絡LEDの両方)検出がアクティブになるOK/RUN状態に移行します。開放LEDとは、 $V_{FB} > 0.95V$ かつ $V(ISP-ISN) < 10mV$ になることであり、短絡LEDとは、 $V_{FB} < 0.25V$ 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した場合、LT8391はFAULT/RUN状態に移行しま

す。FAULT/RUN状態では、1.25 μ Aのプルダウン電流がSSピンをゆっくりと放電し、その他の状態はOK/RUN状態と同じです。SSピンが1.7V未満に放電されると、LT8391はDOWN/STOP状態に移行します。DOWN/STOP状態では、スイッチング動作がディスエーブルされ、LEDフォルト検出が非アクティブになり、前のフォルトがラッチされます。SSピンが0.2V未満に放電され、PWM_{ON}信号が“H”のままになると、LT8391はUP/RUN状態に戻ります。

開放LED状態または短絡LED状態では、SSピンと V_{REF} ピンの間に抵抗を接続して、LT8391を一時中断、ラッチオフ、または動作維持のいずれかのフォルト保護モードに設定できます。抵抗を使用しない場合、LT8391は0.2V～1.75Vの範囲のSSピンを使用した一時中断モードで動作し、フォルト状態が解消されるまで、UP/RUN状態、OK/RUN状態、FAULT/RUN状態、およびDOWN/STOP状態を循環します。499kの抵抗を使用すると、LT8391はEN/UVLOが切り替わるまでラッチオフします。100kの抵抗を使用すると、LT8391は、フォルトの有無に関わらず、動作を維持します。

アプリケーション情報

LT8391の標準的なアプリケーション回路を最初のページに示します。アプリケーション情報のセクションは、一般的なアプリケーションにおいて外付け部品を選択するためのガイドラインとして使用してください。このセクションの例および式では、特に規定されない限り、連続導通モードを前提とします。

スイッチング周波数の選択

LT8391は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間のトレードオフになります。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高まりますが、値の大きいインダクタおよびコンデンサが必要になります。大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、低周波数での動作を検討してください。低消費電力アプリケーションでは、ソリューション全体のサイズを最小にするため、高周波数での動作を検討してください。

加えて、スイッチング周波数の選択に際しては、特定の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、スイッチング・ノイズが敏感な周波数帯の内側にこない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

LT8391のスイッチング周波数は内部発振器を使用して設定することができます。SYNC/SPRDピンをグラウンドに引き下げると、スイッチング周波数は、RTピンからグラウンドに接続した抵抗によって設定されます。よく使われるスイッチング周波数に対応する R_T 抵抗の値を表1に示します。

表1. スイッチング周波数と R_T の値(1%精度の抵抗)

fosc (kHz)	R_T (k)
150	309
200	226
300	140
400	100
500	75
600	59
650	51.1

アプリケーション情報

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特に手間がかかることがあります。EMI 性能を改善するため、LT8391 ではトライアングル・スペクトラム拡散周波数変調方式が実装されています。SYNC/SPRD ピンを INTV_{CC} に接続すると、LT8391 は、内部発振器周波数を中心とした ±15% で、スイッチング周波数の拡散を開始します。図9および10に、最初のページのアプリケーションのノイズ・スペクトラムについて、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比較を示します。

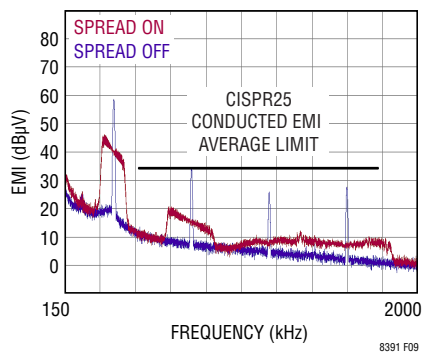


図9. 導通平均 EMI の比較

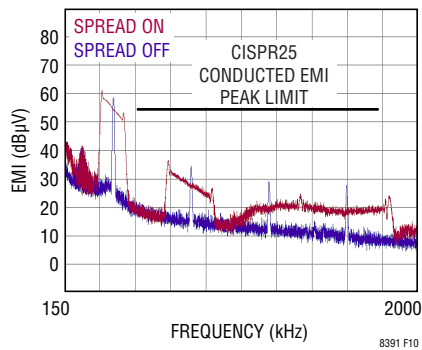


図10. 導通ピーク EMI の比較

周波数同期

LT8391 のスイッチング周波数は、SYNC/SPRD ピンを使用して外部クロックに同期させることができます。SYNC/SPRD ピンを 50% のデューティ・サイクル波形でドライブするのは常に良い選択ですが、それ以外の場合はデューティ・サイクルを 10% から 90% の間に保ってください。内部でフェーズロック・ループ (PLL) が使用されているため、同期周波数と内部発振器周波数との間に制約はありません。同期クロックの立ち上がりエッジは、スイッチ A および C またはスイッチ A および D をオンにするスイッチング・サイクルの開始を表します。

インダクタの選択

スイッチング周波数が高いほど小さい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。最大電流リップル $\Delta I_L\%$ は、降圧領域において $V_{IN(MAX)}$ で発生し、最小電流リップル $\Delta I_L\%$ は、昇圧領域において $V_{IN(MIN)}$ で発生します。特定のリップル許容量に対して、最小インダクタンスを次のように計算できます。

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

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

ここで、

f はスイッチング周波数

$\Delta I_L\%$ は許容インダクタ電流リップル

$V_{IN(MIN)}$ 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

アプリケーション情報

スロープ補償を行うと、特定のデューティ・サイクルでの低調波発振を防止することにより、固定周波数電流モード制御での安定性が得られます。安定性に必要な最小インダクタンスは、次のように計算できます。

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

高効率を実現するには、フェライトなど、コア損失の小さなインダクタを選択します。また、 I^2R 損失を減らすため、インダクタはDC抵抗が低く、飽和せずにピーク・インダクタ電流を扱えるものにします。放射ノイズを抑えるには、シールドされた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しきい値(ピーク降圧で50mV、ピーク昇圧で50mV)は、降圧領域、昇降圧領域、および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・トゥ・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・トゥ・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。

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

降圧と昇圧のどちらの領域でも、最終的なR_{SENSE}の値は、算出されるR_{SENSE}よりも小さくする必要があります。通常は20%~30%のマージンを推奨します。

パワー MOSFETの選択

LT8391には外付けのNチャネル・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)}、しきい値電圧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。

ドライブ電圧は5VのINTV_{CC}電源によって設定されます。したがって、LT8391のアプリケーションでは、ロジック・レベルのしきい値のMOSFETを使用する必要があります。

パワー MOSFETを選択するには、デバイスによって消費される電力を知る必要があります。スイッチAの場合、最大電力損失は(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。最大出力電流での最大電力損失は次式で与えられます。

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

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。125°Cの最大接合部温度の場合は、 $\rho_T = 1.5$ の値を使うのが妥当です。

アプリケーション情報

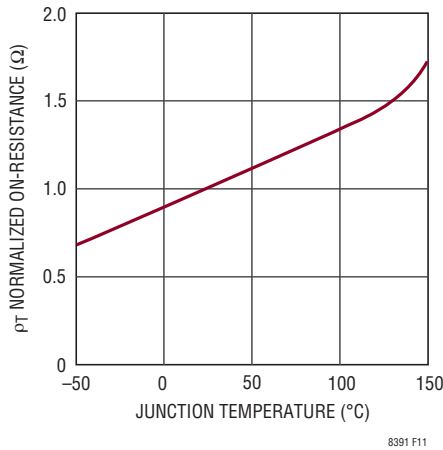


図 11. 正規化された R_{DS(ON)} と温度

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。最大出力電流での電力損失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。最大電流での電力損失は次式で与えられます。

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

ここで、C_{RSS} は通常 MOSFET の製造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・ドライブ電流に反比例し、その経験値は 1.7 です。

スイッチ D の場合、最大電力損失は昇圧領域で生じ、そのときのデューティ・サイクルは 50% を超えます。最大出力電流での最大電力損失は次式で与えられます。

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

出力電圧および出力電流が同じである場合、通常、スイッチ A では、降圧領域において V_{IN(MAX)} で最大電力損失が発生し、スイッチ C では、昇圧領域において V_{IN(MIN)} で最大電力損失が発生します。

パワー MOSFET で消費される既知の電力から、次式を使って接合部温度を求めることができます。

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

接合部-周囲間熱抵抗 R_{TH(JA)} には、接合部-ケース間熱抵抗 R_{TH(JC)} およびケース-周囲間熱抵抗 R_{TH(CA)} が含まれます。次に、T_J のこの値を、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・ダイオード (D_B、D_{Dd}) の選択

オプションのショットキ・ダイオード D_B (スイッチ B と並列に接続) および D_{Dd} (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_{Dd} 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、コンバータの効率を向上し、スイッチ電圧ストレスを低減します。このダイオードが効果を発揮するには、この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。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

入力容量と出力容量は、レギュレータとの間を出入りする不連続な電流によって生じる電圧リップルを抑えるために必要です。通常はコンデンサを並列に組み合わせて使用することで大容量と低 ESR (等価直列抵抗) を実現します。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、全て表面実装パッケージで入手できます。OS-CON や POSCAP など、低 ESR で高リップル電流定格のコンデンサも入手できます。

アプリケーション情報

セラミック・コンデンサをレギュレータの入力と出力の近くに配置して、高周波のスイッチング・スパイクを抑えてください。1μF以上のセラミック・コンデンサもLT8391のピンにできるだけ近づけてV_{IN}とGNDの間およびV_{OUT}とGNDの間に配置してください。セラミック・コンデンサは優れた低ESR特性を備えているので、入力リップル電圧を大幅に低減することが可能であり、ESRの高いバルク・コンデンサでの電力損失を抑えるのに役立ちます。X5RやX7Rの誘電体材料は広い電圧範囲と温度範囲にわたって容量を保持するので推奨されます。多くのセラミック・コンデンサ(特にケース・サイズが0805または0603のものは、目的の動作電圧での容量が大きく減少します。

入力容量 C_{IN}

スイッチAのオンとオフが切り替わることが原因で、降圧領域では不連続な入力電流が最も大きくなります。C_{IN}コンデンサ回路網のESRが十分に低く、最大RMS電流を扱うのに十分な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。

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

この式はV_{IN} = 2V_{OUT}のとき最大値をとり、I_{RMS} = I_{LED}(MAX)/2になります。設計では多くの場合、この単純なワーストケース条件が使用されます。条件を大きく振っても値は改善されないからです。

出力容量 C_{OUT}

昇圧領域において、不連続電流が入力から出力に移動します。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定常状態の最大リップルは次式で与えられます。

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

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

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。

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

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

INTV_{CC}レギュレータ

内部Pチャネル低損失レギュレータは、V_{IN}電源ピンからINTV_{CC}ピンに5Vを発生します。INTV_{CC}は、LT8391の内部回路およびゲート・ドライバに電力を供給します。INTV_{CC}レギュレータは100mAのピーク電流を供給可能であり、4.7μF以上のセラミック・コンデンサで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トランジェント電流を供給するには、適切な短距離のバイパスが必要です。

大きなMOSFETが高いスイッチング周波数でドライブされる高入力電圧アプリケーションでは、LT8391の最大接合部温度定格を超えるおそれがあります。システムの電源電流は、通常、ゲート充電電流によって支配されます。電力損失を計算する際には、INTV_{CC}の追加的な外付け負荷も考慮に入れる必要があります。この場合のLT8391の合計電力損失はV_{IN}・I_{INTVCC}で、全体的な効率は低下します。接合部温度は次の式を使って推算することができます。

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

ここで、θ_{JA}(°C/W)はパッケージの熱抵抗です。

最大接合部温度を超えないようにするには、連続モード動作時の入力電源電流を最大V_{IN}で検査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(TG1およびTG2)は、それぞれのSWピンの電圧とBSTピンの電圧の間で駆動されます。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、内部ブートストラップ・ダイオードD1およびD2を介して再充電されます。両方のコンデンサは、INTV_{CC}と同じ電圧に充電されます。ブートストラップ・コ

アプリケーション情報

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 倍の電荷を保存する必要があります。ほとんどのアプリケーションでは、 $0.1\mu\text{F} \sim 0.47\mu\text{F}$ 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} ピンから EN/UVLO ピンに抵抗分割器を接続することによって V_{IN} の低電圧ロックアウト (UVLO) が実現されます。EN/UVLO のイネーブル立ち下がりしきい値は 1.214V に設定されており、10mV のヒステリシスがあります。また、EN/UVLO ピンの電圧が 1.214V より低いと、このピンに 2.5 μA のシンク電流が流れます。この電流は、R1 の値に基づいてユーザーが設定可能なヒステリシスを与えます。設定可能な UVLO しきい値は次のようになります。

$$V_{IN(UVLO+)} = 1.227\text{V} \cdot \frac{R1+R2}{R2} + 2.5\mu\text{A} \cdot R1$$

$$V_{IN(UVLO-)} = 1.214\text{V} \cdot \frac{R1+R2}{R2}$$

図 12 では、UVLO 機能を使って外部シャットダウン制御を行う回路も示しています。NMOS をオンすると EN/UVLO ピンが接地され、LT8391 は静止電流が 2 μA 未満のシャットダウン状態になります。

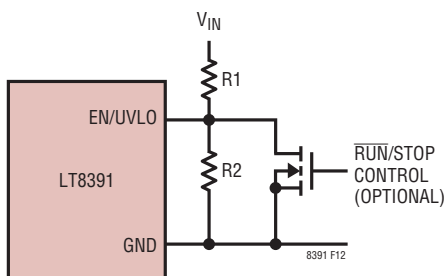


図 12. V_{IN} の低電圧ロックアウト (UVLO)

LED 電流の設定

LED 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によって設定します。 R_{LED} による電圧降下は、ISP ピンと ISN ピンによって (ケルビン) 検出します。センス抵抗両端で 100mV (標準) のフルスケールしきい値を得るには、CTRL1 ピンおよび CTRL2 ピンを 1.35V より高い電圧に接続します。CTRL1 ピンまたは CTRL2 のいずれかを、LED 電流を 0 に減少させる目的で使用することもできますが、検出しきい値が減少するにつれて相対精度は低下します。CTRL1 ピンまたは CTRL2 ピンのいずれかの電圧が 1.15V より低くなると、LED 電流は次のようになります。

$$I_{LED} = \frac{\text{Min}(V_{CTRL1}, V_{CTRL2}) - 250\text{mV}}{10 \cdot R_{LED}}$$

ここで、 $\text{Min}(V_{CTRL1}, V_{CTRL2})$ は、CTRL1 ピンおよび CTRL2 ピンの電圧の最小値です。 $\text{Min}(V_{CTRL1}, V_{CTRL2})$ が 1.15V ~ 1.35V である場合、LED 電流は $\text{Min}(V_{CTRL1}, V_{CTRL2})$ とともに変化しますが、 $\text{Min}(V_{CTRL1}, V_{CTRL2})$ が増加するに従って、増加した量だけ上の式から逸脱します。最終的には、 $\text{Min}(V_{CTRL1}, V_{CTRL2}) > 1.35\text{V}$ 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 $V_{(ISP-ISN)}$ しきい値と $\text{Min}(V_{CTRL1}, V_{CTRL2})$ の関係を表 2 に示します。

表 2. $V_{(ISP-ISN)}$ のしきい値と $\text{Min}(V_{CTRL1}, V_{CTRL2})$

$\text{Min}(V_{CTRL1}, V_{CTRL2})$ (V)	$V_{(ISP-ISN)}$ (mV)
1.15	90
1.20	94.5
1.25	98
1.30	99.5
1.35	100

$\text{Min}(V_{CTRL1}, V_{CTRL2})$ が 1.35V より高い場合、LED 電流は次式の値に安定化されます。

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

CTRL1/CTRL2 ピンは開放のままにしないでください (使用しない場合は V_{REF} に接続してください)。CTRL1/CTRL2 ピンはサーミスタと組み合わせて LED 負荷の過熱保護を実現したり、 V_{IN} との間に抵抗分割器を接続して、 V_{IN} の電圧が低いときに出力電力およびスイッチング電流を減らすことができます。ISP と ISN の間に、スイッチング周波数で時間とともに変

アプリケーション情報

化する差動電圧リップル信号が生じることが予想されます。この信号の振幅は、LED 負荷電流が大きいか、スイッチング周波数が低いか、あるいは出力フィルタ・コンデンサの値が小さいと大きくなります。ある程度のリップル信号は許容できます。V_Cピンの補償コンデンサが信号のフィルタリングを行うので、ISPピンとISNピンの間の平均の電圧差はユーザー設定値に保たれます。リップル電圧振幅(ピーク・トゥ・ピーク)が20mVを超えても誤動作は起こりませんが、平均値とユーザー設定値間のオフセットが大きくなる場合があります。

調光制御

LT8391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内で安定化されている電流をCTRL1ピンまたはCTRL2ピンを使用して調整します。2つ目の方法では、平均電流を正確に設定するために、PWMピンを使用してLED電流を0と最大電流の間で調整します。

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極めて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“L”のときに、スイッチに必要な電流がV_Cノードに保存されます。この機能により、PWMピンの信号が“H”になったときの回復時間が最小になります。回復時間をさらに改善するには、LED電流の経路に高電位側PMOS PWMスイッチを使用して、PWMピンの信号が“L”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、最小PWMオン時間に影響を与えます。この最小PWMオン時間を下回ると、LT8391がLED電流レギュレーションを失います。同じアプリケーションでは、LT8391は、降圧領域において最大のPWM調光比(最大2000:1)、昇降圧領域において中間のPWM調光比(最大1000:1)、昇圧領域において最小のPWM調光比(最大400:1)を達成します。

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信号の立ち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。外部周波数同期動作では、ちらつきのないPWM調光性能を実現するために、SYNC信号とPWM信号の両方の立ち上がりエッジが同期する必要があります。

LT8391は、外部PWM調光と内部PWM調光の両方を提供します。外部PWM調光の場合、30k未満のR_P抵抗を選択し、外部PWMクロック信号をPWMピンに供給します。内部PWM調光の場合、R_P抵抗を、表3の5つの抵抗値のいずれかになるように選択し、PWMピンにアナログDC電圧を加えるか、V_{REF}とPWMピンの間に抵抗分割器を接続します。R_P抵抗は内部PWM調光周波数を設定し、PWMピンへの1V~2VのアナログDC電圧は、0%~100%の内部PWM調光のデューティ比を図13の離散的な1/128ステップ・サイズで設定します。スイッチング・ノイズによって生じる内部PWM調光のデューティ比のジッタを最小限に抑えるために、1μFのセラミック・コンデンサをPWMピンに接続することを推奨します。

表3. 内部PWM調光周波数とR_Tの値(5%精度の抵抗)

R _P (k)	f _{sw}	f _{sw} = 200kHz	f _{sw} = 400kHz	f _{sw} = 600kHz
± 30	External	External	External	External
51	f _{sw} /256	781Hz	1563Hz	2344Hz
82	f _{sw} /512	391Hz	781Hz	1172Hz
130	f _{sw} /1024	195Hz	391Hz	586Hz
200	f _{sw} /2048	98Hz	195Hz	293Hz
300	f _{sw} /4096	49Hz	98Hz	146Hz

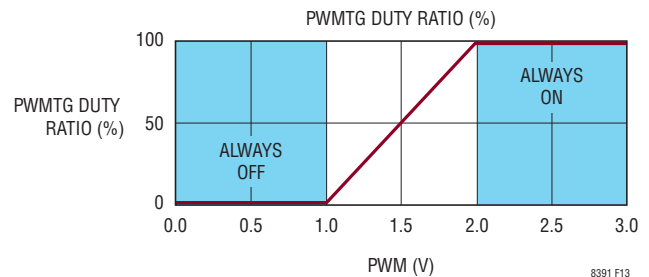


図13. 内部PWM調光のデューティ比とPWM電圧

高電位側PMOS PWMスイッチの選択

LT8391の大半のアプリケーションでは、PWM調光比を最大化し、フォルト状態のときにLED列を保護するため、高電位側PMOS PWMスイッチを推奨します。低電位側NMOS PWMスイッチと比べて、高電位側NMOS PWMスイッチは、LED列への1本の導線、および筐体を通るグランド・リターン・パスを可能にします。高電位側PMOS PWMスイッチは、通常、ドレイン-ソース間電圧V_{DS}、ゲート-ソース間しきい値電圧V_{GS(TH)}、および連続ドレイン電流I_Dを考慮して選択します。適切に動作するために、V_{DS}の定格が、FBピンで設定された開放LEDレギュレーション電圧を超える必要があり、V_{GS(TH)}の絶対値が3V未満になる必要があり、I_Dの定格がI_{LED(MAX)}を超える必要があります。

アプリケーション情報

出力電圧およびしきい値の設定

LT8391には、定電圧出力をプログラムするために使用できる電圧帰還ピンFBがあります。出力電圧は、次式に従ってR3とR4(図14)の値を選択すれば設定できます。

$$V_{OUT} = 1.00V \cdot \frac{R3+R4}{R4}$$

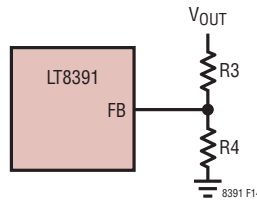


図14. 帰還抵抗の接続

加えて、FBピンは、出力過電圧しきい値、開放LEDしきい値、および短絡LEDしきい値も設定します。小さい出力コンデンサを備えるLEDドライバ・アプリケーションの場合、出力電圧は、通常、開放LEDイベントの発生時に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、出力をオーバーシュートから防ぐには遅すぎます。FBピンが1.05Vの過電圧しきい値に達すると、LT8391はTG1、BG1、TG2、およびBG2をオフにしてスイッチング動作を停止し、PWMTGも停止して、保護するためにLED列を切斷します。出力過電圧しきい値は、次のように設定できます。

$$V_{OUT(OVP)} = 1.05V \cdot \frac{R3+R4}{R4}$$

通常動作時に予想される V_{FB} が0.3Vの短絡LED上昇時しきい値と、0.9Vの開放LED下降時しきい値との間に留まることを確認します。

$$0.3V \leq V_{LED} \cdot \frac{R4}{R3+R4} \leq 0.9V$$

これらの式は、最大LED列電圧を、LT8391が51Vになる最大の開放LED保護で設定します。

FAULTピン

LT8391は、開放LED状態または短絡LED状態の発生時に“L”に引き下げられるオープンドレイン状態ピン(FAULT)を備えています。開放LED状態は、FBピンの電圧が0.95Vより高く、 $V_{(ISP-ISN)}$ 両端の電圧が10mVより小さい場合に発生します。短絡LED状態は、FBピンが0.25Vを下回ると発生します。FAULT状態は、SSピンの電圧が1.75Vを超え、PWM信号が“H”の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に示され、「動作」セクションで説明されているように、外付けコンデンサをSSピンからグランドに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このコンデンサを充電して、SSピンに電圧ランプを生成します。SSピンの電圧が0.25Vから1V(さらにそれより上)に直線的に上昇するのに従って、出力電圧が滑らかに上昇して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のように計算できます。

$$t_{SS} = V_{LED} \cdot \frac{R4}{R3+R4} \cdot \frac{C_{SS}}{12.5\mu A}$$

C_{SS} が、 V_C ピンの補償コンデンサの少なくとも5倍～10倍であることを確認します。0.1μFのセラミック・コンデンサは、適切な出発点になります。

SSピンはフォルト・タイマとしても使われます。開放LEDフォルトまたは短絡LEDフォルトが検出されると、1.25μAのプルダウン電流源がアクティブになります。SSピンと V_{REF} ピンの間に1つの抵抗を使用して、LT8391を、一時中斷(抵抗なし)、ラッチオフ(499k)、および動作維持(100k)という3種類のフォルト保護モードに設定できます。

動作維持モードで100kの抵抗を使用すると、LT8391は、スイッチング動作を正常に続行し、開放LEDフォルトの発生時に設定された V_{OUT} を安定化するか、または短絡LEDフォルトの発生時に電流を安定化します。ラッチオフ・モードで499kの抵抗を使用すると、LT8391は、EN/UVLOピンが“L”に引き下げられてから“H”に引き上げられて再起動されるまで、スイッチング動作を停止します。一時中斷モードで抵抗を使用しない場合、LT8391は低デューティ・サイクルの自動リトライ

アプリケーション情報

動作に移行します。1.25 μ Aのプルダウン電流がSSピンを0.2Vに放電し、その後、1.25 μ Aのプルアップ電流がSSピンを充電します。SSピンが1.75Vに達した時にフォルト状態が解消していなかった場合は、もう一度1.25 μ Aのプルダウン電流がオンして新しい一時中断サイクルを開始します。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

LT8391は内部のトランスコンダクタンス・エラーアンプを使用しており、その出力 V_C によって制御ループが補償されます。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まります。

インダクタと出力コンデンサは、性能、サイズおよび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、制御ループの応答性と安定性を最適化するように設定されます。標準的なLEDアプリケーションでは、 V_C ピンに接続する補償コンデンサは10nFが妥当です。また、直列抵抗を必ず使用して、 V_C ピンでのスルーレートを大きくし、コンバータの入力電源での高速トランジェント時にLED電流のレギュレーション範囲を狭く保つことが必要です。

効率に関する検討事項

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て100%を掛けた値に等しくなります。個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば効率が最も改善されるかを判断できる場合がよくあります。回路内の全ての電力消費要素で損失が生じますが、LT8391の回路の損失の大部分は4つの主な損失要因によって生じます。

1. DCの I^2R 損失。これは、MOSFET、センス抵抗、インダクタおよびPC基板のトレースの各抵抗成分から生じ、大きな出力電流で効率を低下させます。
2. 遷移損失。この損失は、スイッチ・ノードが遷移するとき、スイッチAまたはスイッチCが短時間飽和領域に留まることから生じます。これは、入力電圧、負荷電流、ドライブ強度、MOSFET容量などの要因に依存します。

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} と C_{OUT} の損失。入力コンデンサは降圧領域においてレギュレータに流れる大きなRMS入力電流をフィルタリングするという困難な役目を担っています。出力コンデンサも、昇圧領域において大きなRMS出力電流をフィルタリングするという困難な役目を担っています。 C_{IN} と C_{OUT} は両方とも、ACの I^2R 損失を最小にするためにESRを小さくして、RMS電流が上流でヒューズやバッテリー内の追加損失を生じないように十分な容量にすることが必要です。
5. 他の損失。ショットキ・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。スイッチAは、降圧領域において逆回復電流損失を引き起こし、スイッチCは昇圧領域において逆回復電流損失を引き起こします。

効率を改善するための調整を行う場合、入力電流は効率の変化を示す最良の指標です。変更を加えて入力電流が減少すれば、効率は向上しています。入力電流に変化がなければ効率にも変化はありません。

PC基板レイアウトのチェックリスト

基本的なPC基板の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、大電流では、多層基板がパワー部品を放熱する役割を果たします。

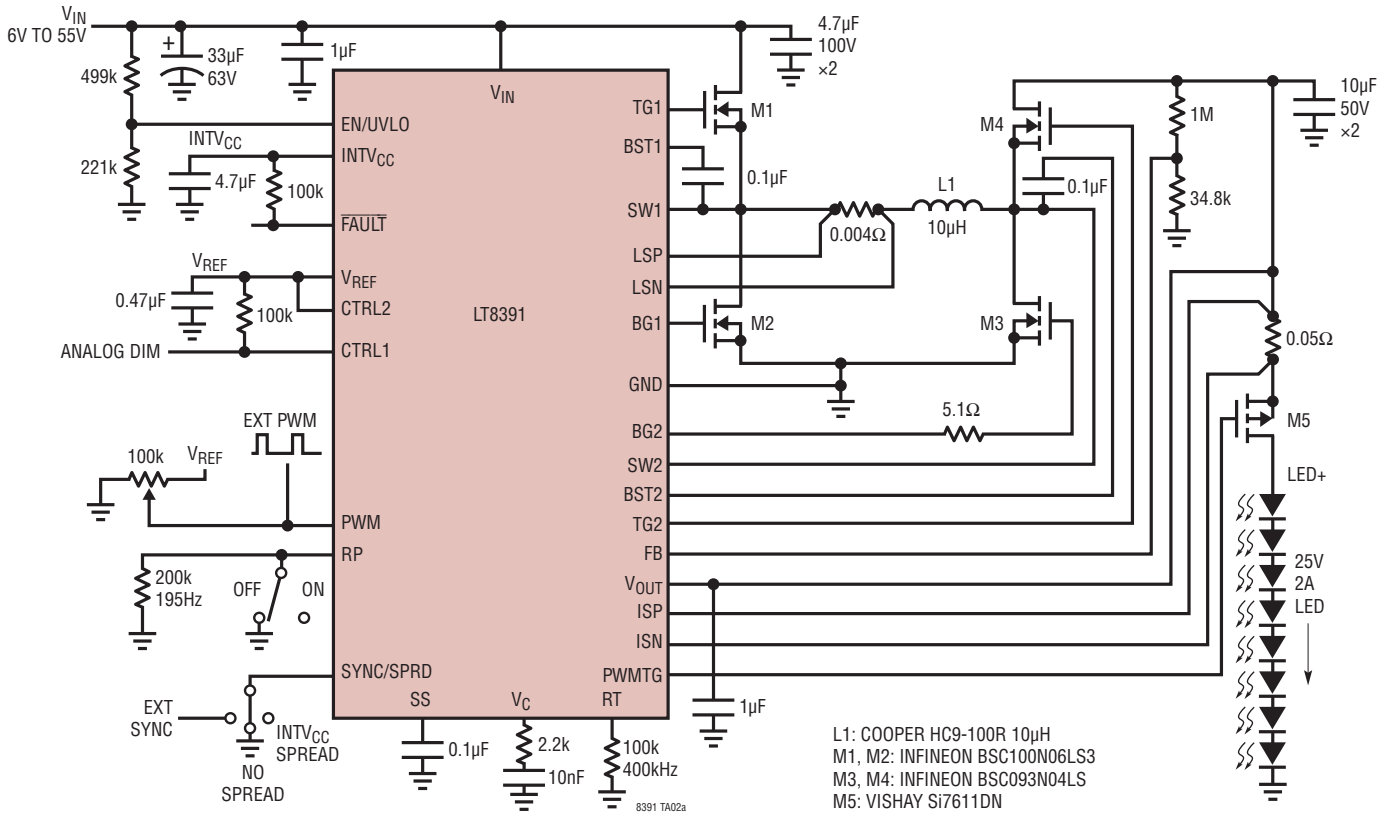
- グラウンド・プレーン層にはトレースがあってはならず、パワーMOSFETの置かれている層にできるだけ近くします。
- C_{IN} 、スイッチA、スイッチB、および D_B も一箇所に密集させて配置します。 C_{OUT} 、スイッチC、スイッチD、および D_D も一箇所に密集させて配置します。
- 近接するビアを使用して部品をグラウンド・プレーンに接続します。各パワー部品には大きなビアを複数使います。
- 十分な電圧フィルタリングを維持し、電力損失を低く抑えるため、 V_{IN} と V_{OUT} にはプレーンを使用します。

アプリケーション情報

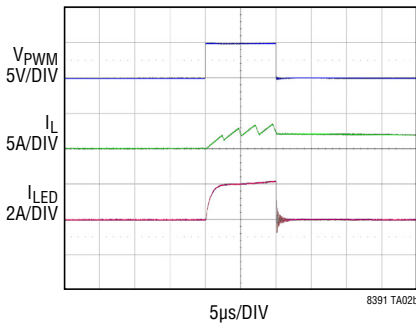
- 全ての層の全ての未使用領域を銅箔で覆います。銅箔で覆うことにより、電源部品の温度上昇を抑えることができます。これらの銅領域はDCネットのどれか(V_{IN} またはGND)に接続します。
- 信号グラウンドと電源グラウンドを分離します。全ての小信号部品は、底面からGND露出パッドに戻します。このGND露出パッドは、スイッチBとスイッチCのソースに近づけてパワーGNDに接続します。
- スイッチAとスイッチCはできるだけコントローラに近づけて配置し、パワーGND、BG、およびSWのトレースは短くしておきます。 Q_g の低いMOSFETの場合、 5.1Ω のゲート抵抗がスイッチCに必要です。
- dV/dt の高いSW1、SW2、BST1、BST2、TG1、および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 、および C_{IN} コンデンサで形成される経路はリードとPCBトレースを短くします。スイッチC、スイッチD、 D_D 、および C_{OUT} コンデンサで形成される経路も、リードとPCBトレースを短くします。
- 出力コンデンサの(-)端子は入力コンデンサの(-)端子にできるだけ近づけて接続します。
- トップ・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。トップ・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のトレースはPCBの最小トレース間隔で一緒に配線します。検出ラインが、スイッチ・ノードなどのノイズの大きい領域を通過しないようにしてください。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} 抵抗では、ケルビン接続を使用して高精度の電流検出を確実に行ってください。
- V_C ピンの補償ネットワークはデバイスに近づけて、 V_C と信号グラウンドの間に接続します。コンデンサはPCBノイズと出力電圧リップルの影響を補償ループから除去するのに役立ちます。
- $INTV_{CC}$ のバイパス・コンデンサ(C_{INTVCC})はデバイスの近くで $INTV_{CC}$ と電源グラウンドの間に接続します。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。

標準的応用例

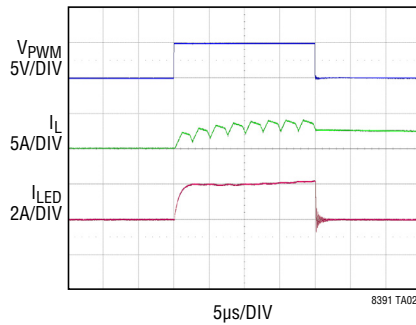
効率98%の50W(25V 2A)昇降圧LEDドライバ



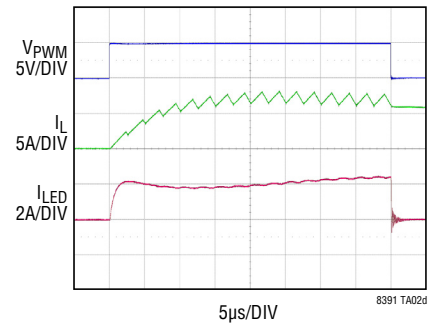
100Hzでの1000:1の外部PWM調光
($V_{IN} = 36V$)



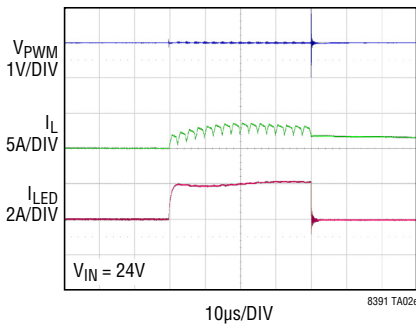
100Hzでの500:1の外部PWM調光
($V_{IN} = 24V$)



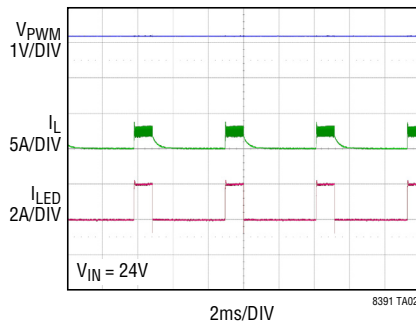
100Hzでの250:1の外部PWM調光
($V_{IN} = 12V$)



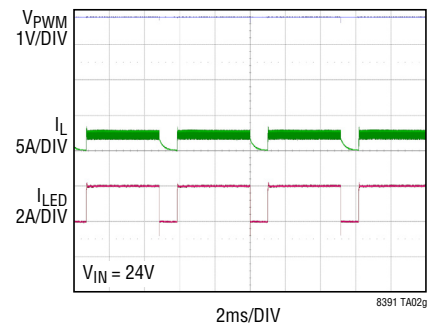
195Hzでの128:1の内部PWM調光
($V_{PWM} = 1V$)



195Hzでの20%の内部PWM調光
($V_{PWM} = 1.2V$)

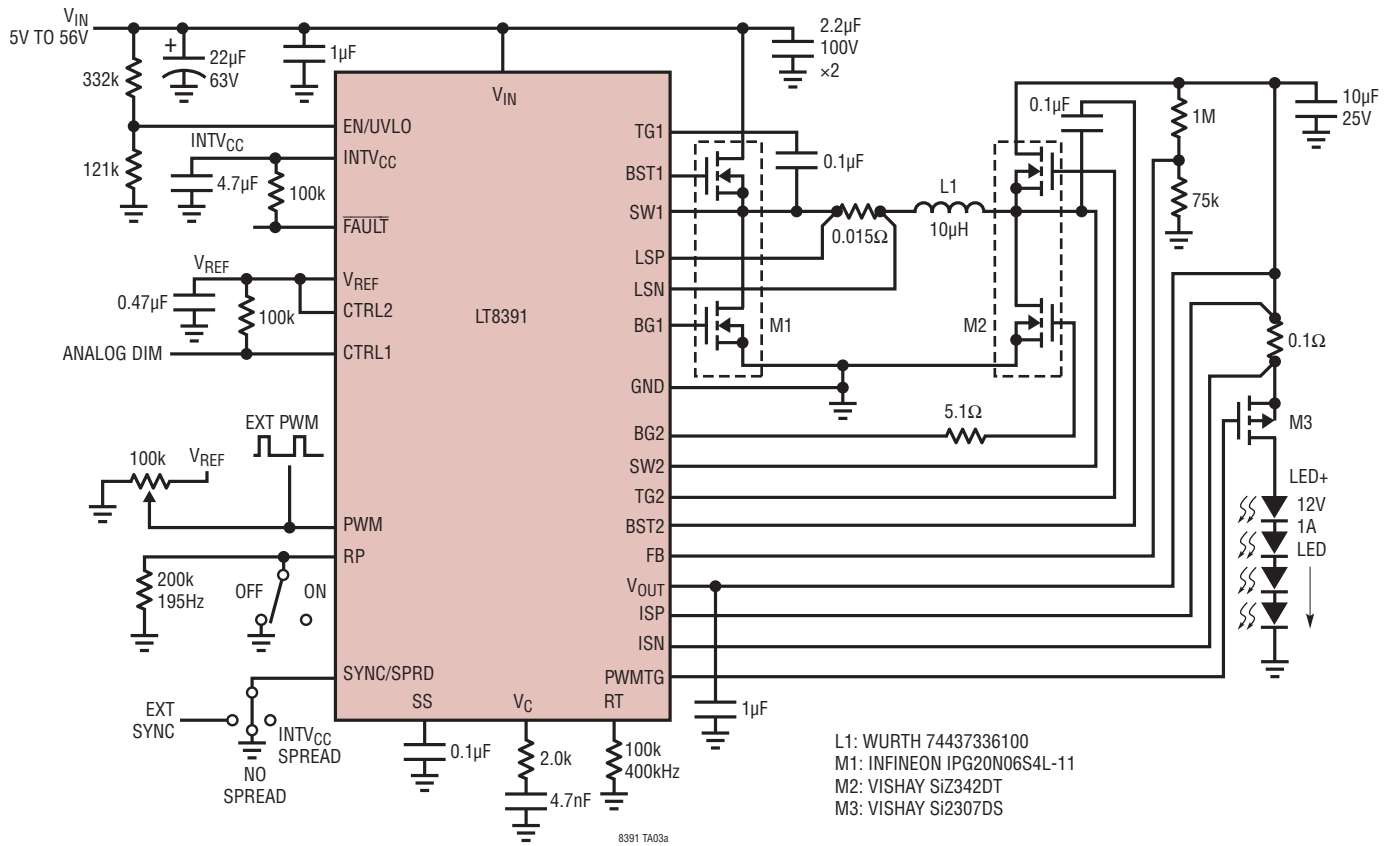


195Hzでの80%の内部PWM調光
($V_{PWM} = 1.8V$)

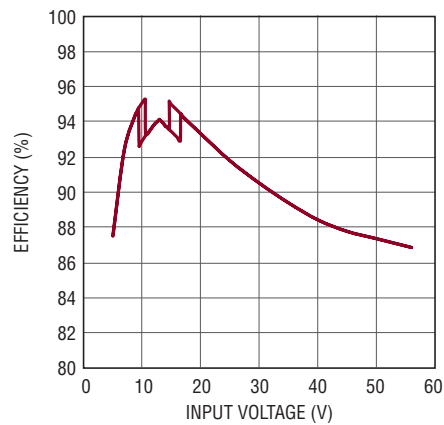


標準的応用例

デュアル・パッケージ MOSFET を備える効率 95% の 12W (12V 1A) 昇降圧 LED ドライバ

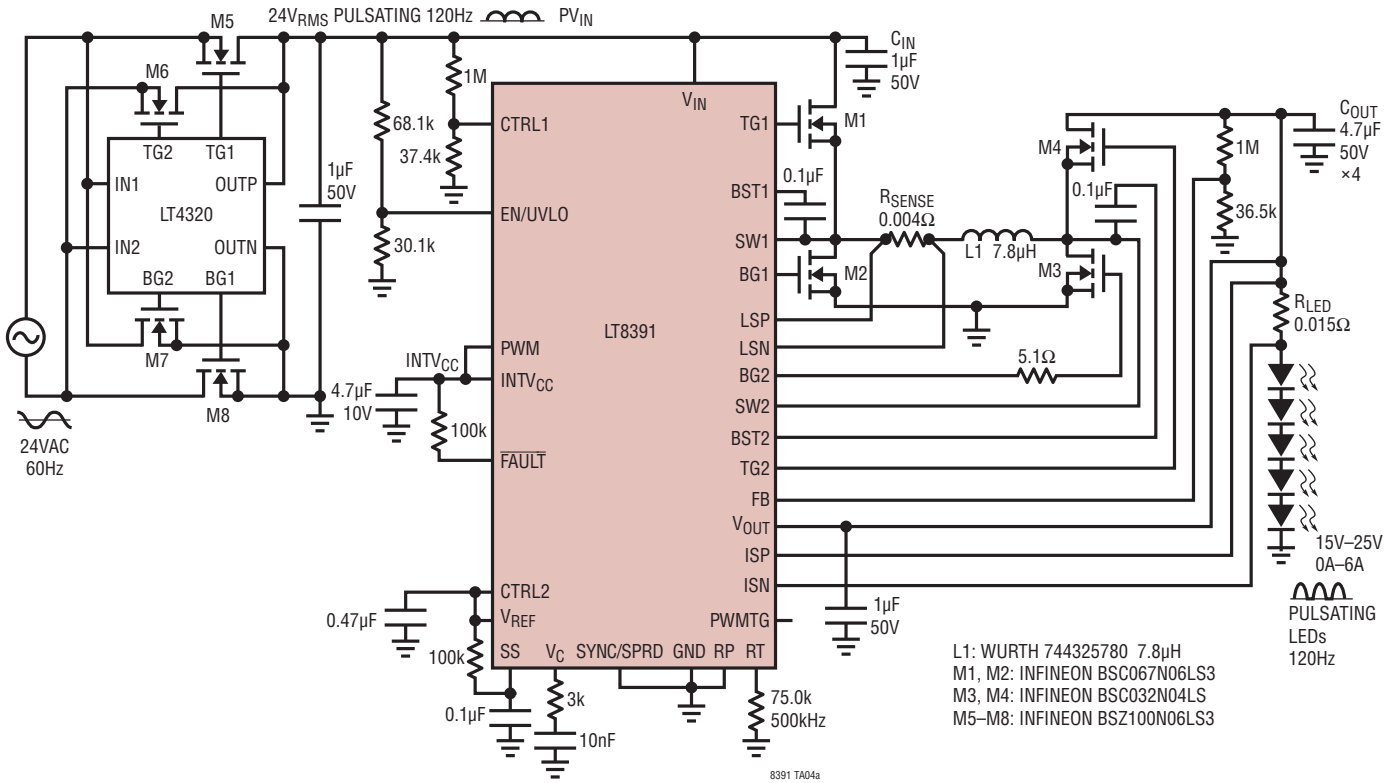


効率と V_{IN}

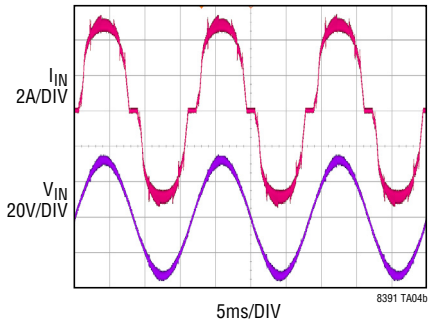


標準的応用例

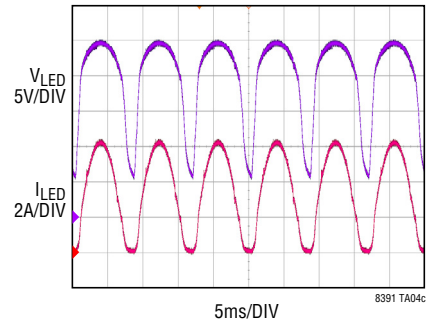
AC24Vからの効率95%の84W昇降圧LEDドライバ



60Hz AC24V 入力からの98%の
力率

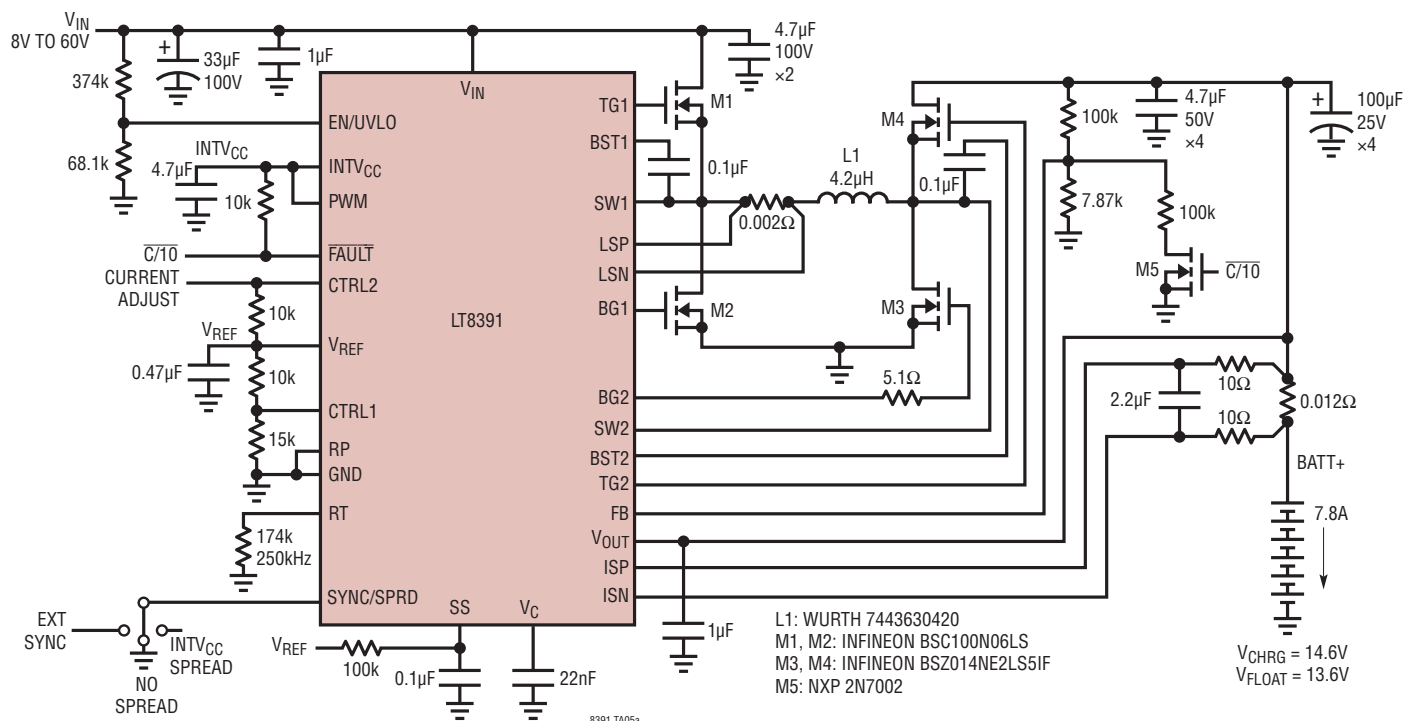


84W 120Hz AC LED 出力

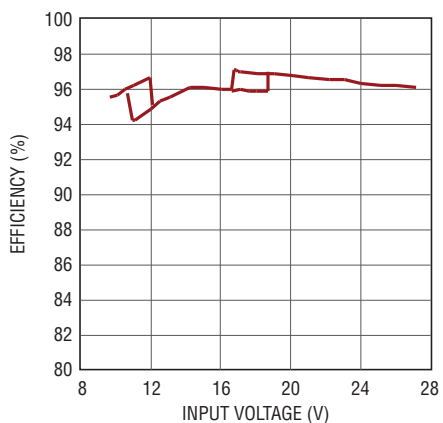


標準的応用例

効率97%の8A昇降圧SLAバッテリー・チャージャ

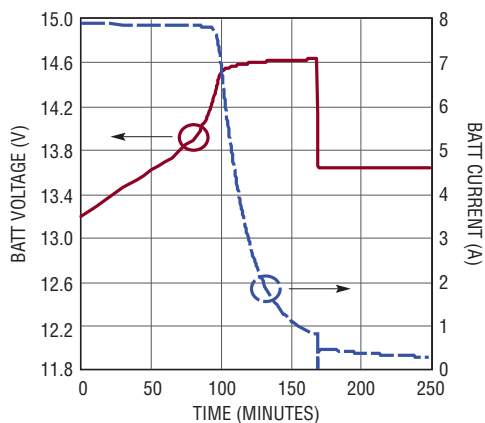


効率と V_{IN}



8391 TA05b

充電プロファイル

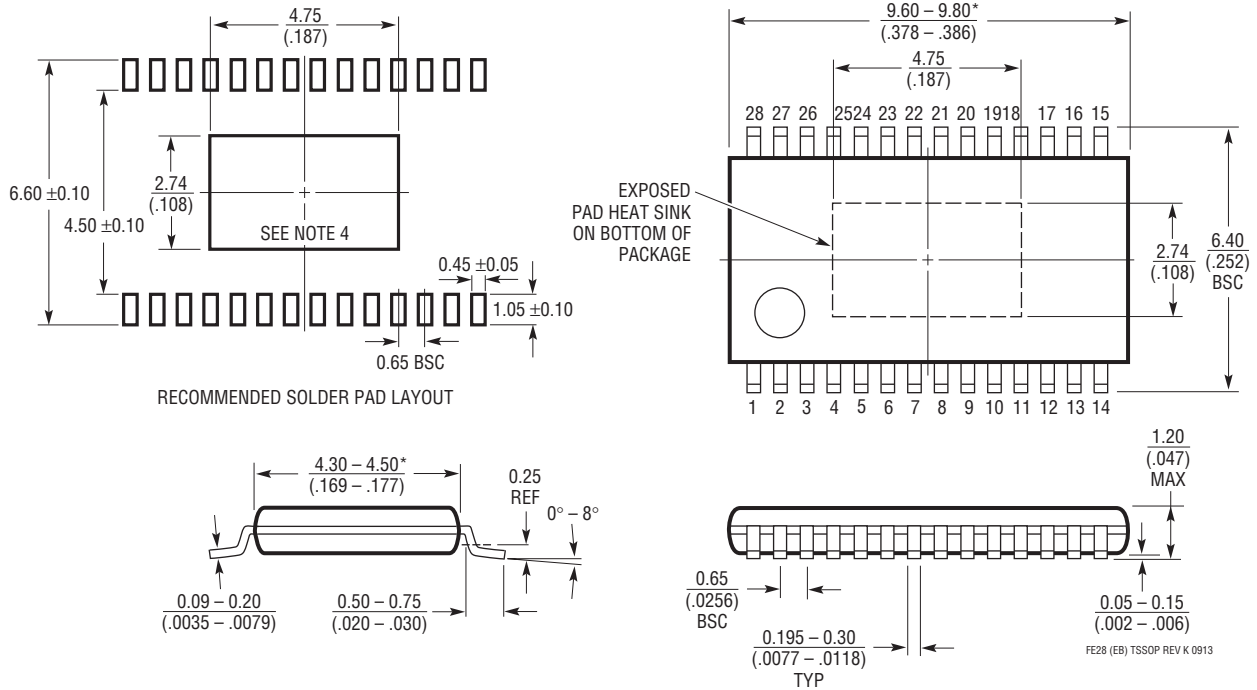


8391 TA05c

パッケージの寸法

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/product/LT8391#packaging> を参照してください。

FE Package
28-Lead Plastic TSSOP (4.4mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1663 Rev K)
Exposed Pad Variation EB



注記:

1. 標準寸法: ミリメートル
2. 寸法は ミリメートル (インチ)
3. 図は実寸とは異なる

4. 露出パッド接着のための推奨最小 PCB メタルサイズ

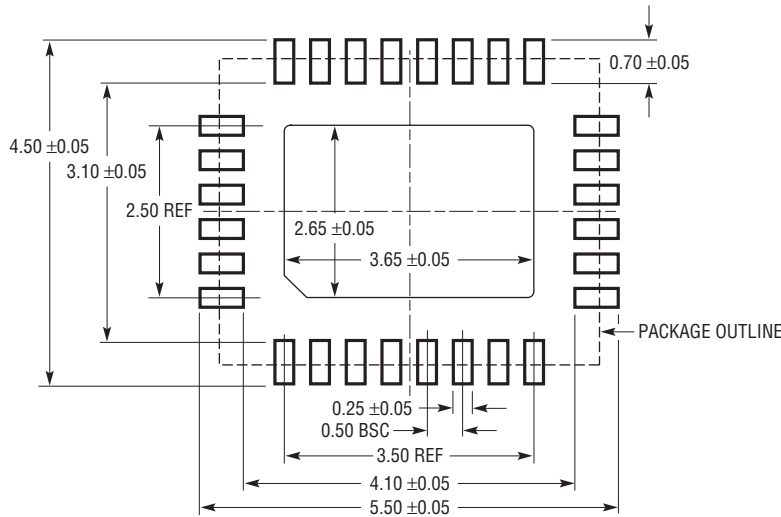
* 寸法にはモールドのバリを含まない。
 モールドのバリは各サイドで 0.150 mm (0.006°) を超えないこと

FE28 (EB) TSSOP REV K 0913

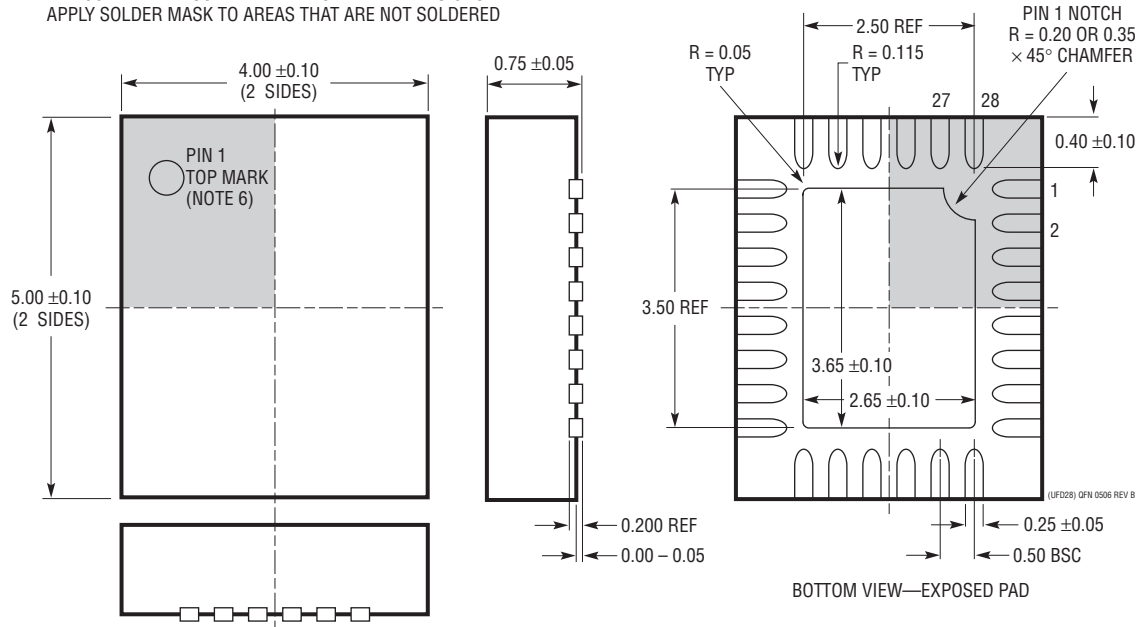
パッケージの寸法

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/product/LT8391#packaging> を参照してください。

UFD Package
28-Lead Plastic QFN (4mm × 5mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1712 Rev B)



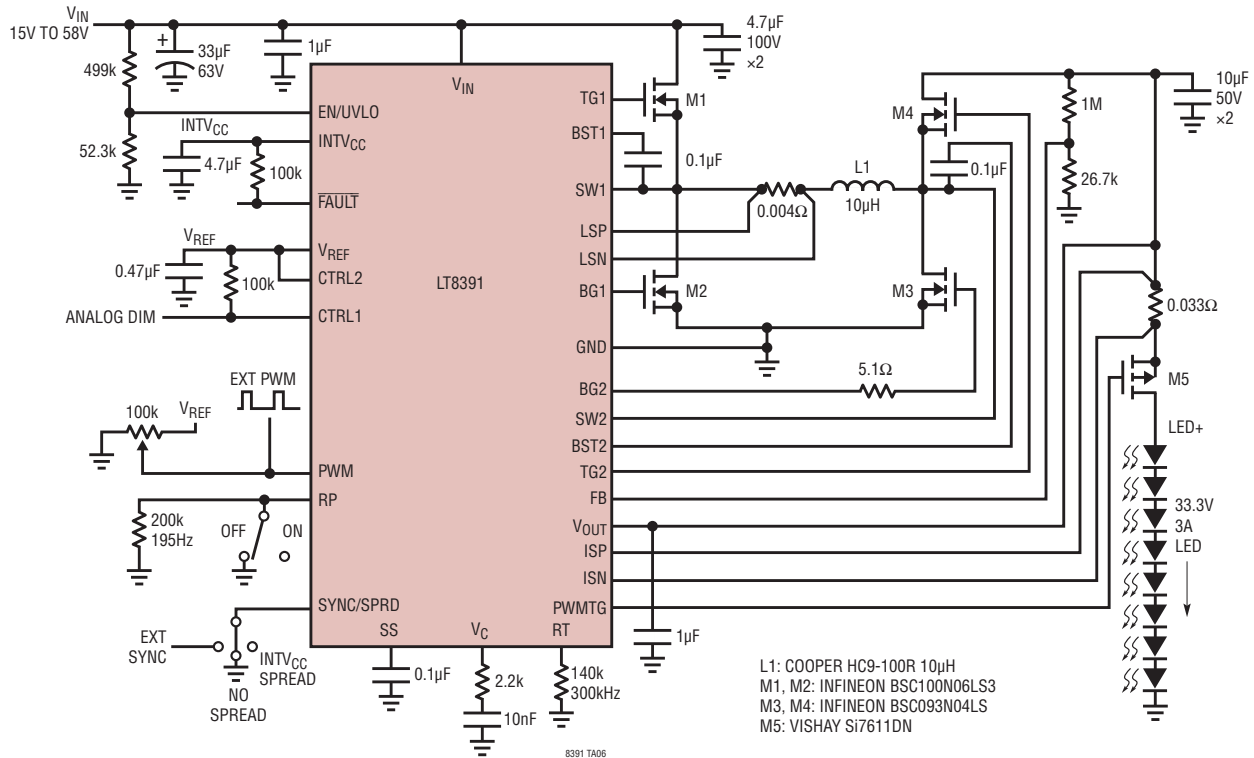
RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS
APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED



- 注記:
1. 図はJEDECパッケージ外形MO-220のバリエーション(WXXX-X)にするよう提案されている
 2. 図は実寸とは異なる
 3. すべての寸法はミリメートル
 4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない
MOLD FLASH. モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.15mmを超えないこと
 5. 露出パッドは半田メッキとする
 6. 灰色の部分はパッケージの上面と底面のピン1の位置の参考に過ぎない

標準的応用例

効率98%の100W(33.3V 3A)昇降圧LEDドライバ



関連製品

製品番号	DESCRIPTION	注釈
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
LT3743	スリープ制御を備える36V、1MHz同期整流式降圧LEDコントローラ	$V_{IN}: 6V \sim 36V$ 、 $V_{OUT}: 0V \sim V_{IN} - 2V$ 、 $\pm 6\%$ の電流精度、高速スリープ電流制御、4mm×5mm QFN-28およびTSSOP-28パッケージ
LT3744	4ステート制御を備える36V、1MHz同期整流式降圧LEDコントローラ	$V_{IN}: 3.3V \sim 36V$ 、 $V_{OUT}: 0V \sim 36V$ 、 $\pm 2\%$ の電流精度、高速4ステート電流制御、5mm×6mm QFN-36パッケージ
LT3763	60V、1MHz同期整流式降圧LEDコントローラ	$V_{IN}: 6V \sim 60V$ 、 $V_{OUT}: 0V \sim V_{IN} - 2V$ 、 $\pm 6\%$ の電流精度、TSSOP-28パッケージ
LT3755/LT3755-1/LT3755-2	40V _{IN} 、75V _{OUT} 、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
LT3756/LT3756-1/LT3756-2	100V、1MHz非同期整流式昇圧LEDコントローラ	$V_{IN}: 6V \sim 100V$ 、 $V_{OUT}: V_{IN} \sim 100V$ 、 $\pm 4\%$ の電流精度、3mm×3mm QFN-16およびMSE-16パッケージ
LT3761	PWM信号発生器を内蔵する60V _{IN} 、80V _{OUT} 、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付き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
LT3797	トリプル出力、40V _{IN} 、100V _{OUT} 、1MHz非同期整流式昇圧LEDコントローラ	$V_{IN}: 2.5V \sim 40V$ (60Vのライドスルー)、 $V_{OUT}: V_{IN} \sim 100V$ 、 $\pm 3\%$ の電流精度、7mm×8mm QFN-52(47)パッケージ