

60V 入力、100V 出力、低 EMI の同期整流式 4 スイッチ昇降圧 LED ドライバ・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
- 最大効率 95%
- 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 ~ 100V
- ±4% 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
- 10V 高電位側 PMOS PWM スイッチ・ドライバ
- 降圧または昇圧動作時に上側 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: 350kHz ~ 2MHz
- ちらつきのないスペクトラム拡散による低 EMI
- 障害通知機能付きの断線 LED および短絡 LED 保護
- AEC-Q100 認定進行中

アプリケーション

- 自動車のヘッドランプ/走行用ランプ
- 高電圧の LED 照明

概要

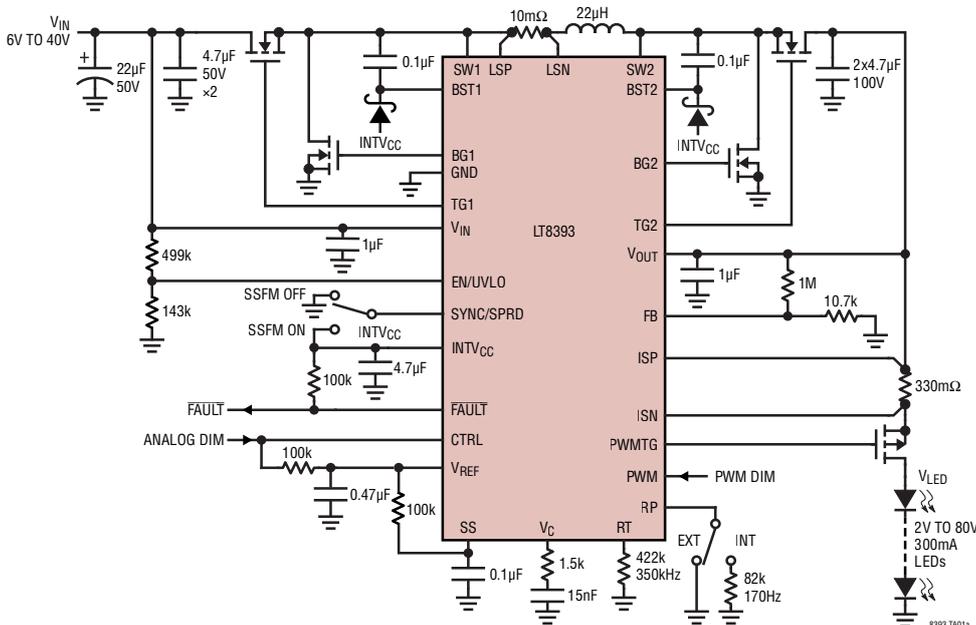
LT[®]8393 は、出力電圧より高い、低い、または等しい入力電圧から LED 電流を安定化する 4 スイッチ同期整流式昇降圧 LED コントローラです。独自のピーク降圧ピーク昇圧電流モード制御方式により、調整可能で同期可能な 350kHz ~ 2MHz の固定周波数動作、または EMI を低く抑えるための内部 25% 三角波スペクトラム拡散動作が可能です。4V ~ 60V の入力電圧および 0V ~ 100V の出力電圧で、動作領域間を低ノイズで継ぎ目なく遷移できるので、LT8393 は自動車、産業用、更にはバッテリー駆動システムでの LED ドライバおよびバッテリー・チャージャ・アプリケーションに最適です。

LT8393 は、10V の高電位側 PMOS ゲート駆動電圧を使用して、内部 (最大 128:1) および外部 (最大 2000:1) LED 電流 PWM 調光機能を提供します。CTRL ピンにより、柔軟な 20:1 のアナログ調光を実現します。この調光での LED 電流の精度は、フルスケール 100mV のとき ±4% です。LED の断線または短絡を検出する障害保護機能を備えており、障害保護の間、LT8393 は動作を再試行するか、ラッチオフするか、または維持します。

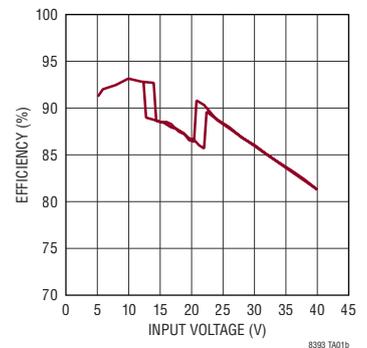
全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

効率 93% の 24W (80V、300mA) 350kHz 昇降圧 LED ドライバ



効率と VIN



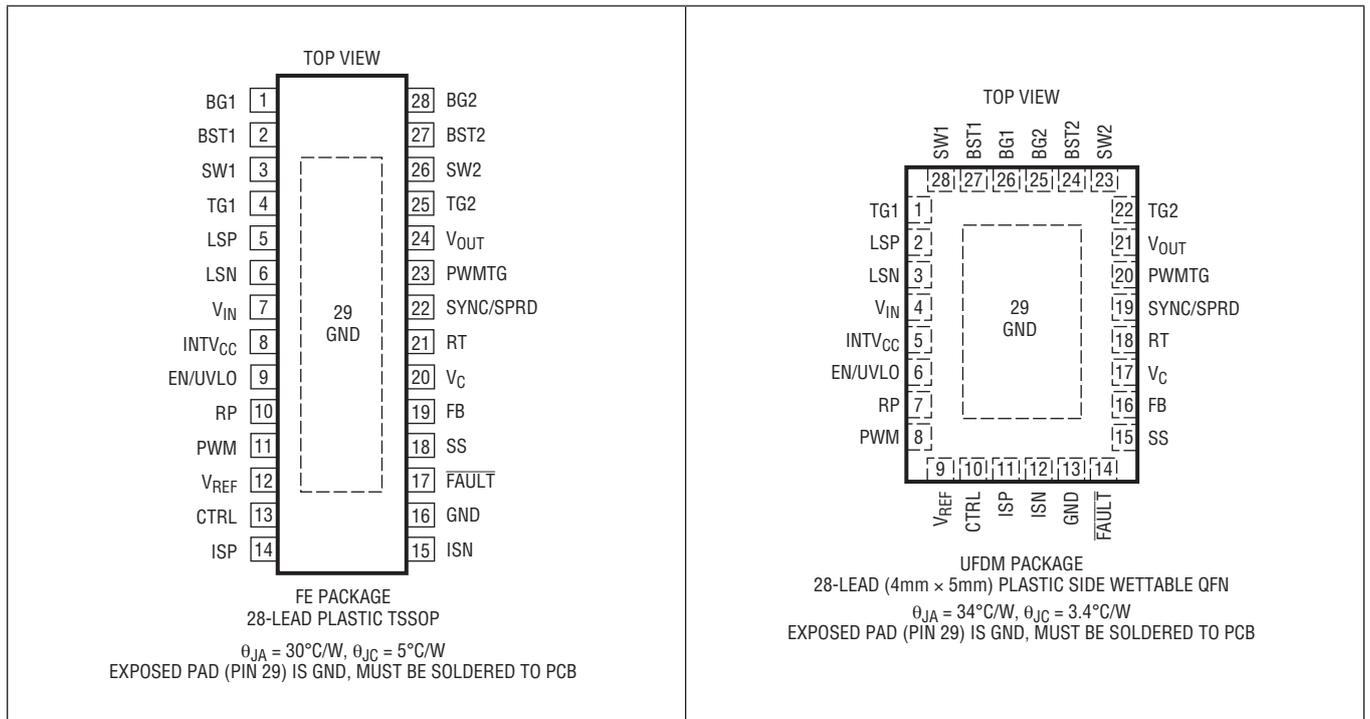
絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN} 、EN/UVLO	60V
V_{OUT} 、ISP、ISN	100V
(ISP-ISN 間)	-1V ~ 1V
BST1	66V
BST2	106V
SW1、LSP、LSN	-6V ~ 60V
SW2	-6V ~ 100V

$INTV_{CC}$ 、(BST1-SW1 間)、(BST2-SW2 間)	6V
(BST1-LSP 間)、(BST1-LSN 間)	6V
FB、PWM、SYNC/SPRD、CTRL、 \overline{FAULT}	6V
動作ジャンクション温度範囲 (Note 2、3)	
LT8393E	-40°C ~ 125°C
LT8393J	-40°C ~ 150°C
LT8393H	-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	温度範囲
LT8393EFE#PBF	LT8393EFE#TRPBF	LT8393FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT8393JFE#PBF	LT8393JFE#TRPBF	LT8393FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 150°C
LT8393HFE#PBF	LT8393HFE#TRPBF	LT8393FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 150°C
LT8393EUFDM#PBF	LT8393EUFDM#TRPBF	8393	28-Lead (4mm x 5mm) Plastic Side Wettable QFN	-40°C to 125°C
LT8393JUFDM#PBF	LT8393JUFDM#TRPBF	8393	28-Lead (4mm x 5mm) Plastic Side Wettable QFN	-40°C to 150°C
LT8393HUFDM#PBF	LT8393HUFDM#TRPBF	8393	28-Lead (4mm x 5mm) Plastic Side Wettable QFN	-40°C to 150°C

オートモーティブ製品**

LT8393JFE#WPBF	LT8393JFE#WTRPBF	LT8393FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 150°C
LT8393HFE#WPBF	LT8393HFE#WTRPBF	LT8393FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 150°C
LT8393JUFDM#WPBF	LT8393JUFDM#WTRPBF	8393	28-Lead (4mm x 5mm) Plastic Side Wettable QFN	-40°C to 150°C
LT8393HUFDM#WPBF	LT8393HUFDM#WTRPBF	8393	28-Lead (4mm x 5mm) Plastic Side Wettable QFN	-40°C to 150°C

更に広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。*温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

テープ&リールの仕様。一部のパッケージは、指定された販売経路を通じて、#TRMPBFの接尾辞を付けた500個入りリールで提供しています。

**このデバイス・バージョンは、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ため、管理の行き届いた製造工程により供給されます。これらのモデルは#W接尾部により指定されます。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に特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・デバイス代理店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 2.4	2 4	μA μA mA
	V_{OUT} Voltage Range		●	0	100	V
	V_{OUT} Quiescent Current	$V_{EN/UVLO} = 0.3\text{V}$, $V_{OUT} = 12\text{V}$ Not Switching, $V_{OUT} = 12\text{V}$		30 0.1 50	0.5 70	μA μA

リニア電圧レギュレータ

	INTV _{CC} Regulation Voltage	$I_{INTVCC} = 20\text{mA}$		4.85	5.0	5.15	V
	INTV _{CC} Current Limit	$V_{INTVCC} = 4.5\text{V}$		110	150	190	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	$I_{VREF} = 100\mu\text{A}$	●	1.96	2.00	2.04	V
	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

制御入出力

	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
	CTRL Input Bias Current	$V_{CTRL} = 0.75\text{V}$, Current Out of Pin		0	20	50	nA
	CTRL Dim-Off Threshold	Falling	●	180	200	220	mV
	CTRL 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	$R_p = 51\text{k}$ $R_p = 82\text{k}$ $R_p = 130\text{k}$ $R_p = 200\text{k}$ $R_p = 300\text{k}$			1024 2048 4096 8192 16384		
	Minimum V_{OUT} for PWMTG to be On	PWM Dimming On			2.4	4	V
	PWMTG On Voltage $V_{(V_{OUT}-PWMTG)}$	$V_{OUT} = 12\text{V}$		8.5	10	11.5	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%			180		ns
	PWM to PWMTG Turn Off Propagation Delay	$C_{PWMTG} = 3.3\text{nF}$ to V_{OUT} , 50% to 50%			50		ns
	PWMTG Turn On Fall Time PWMTG Turn Off Rise Time	$C_{PWMTG} = 3.3\text{nF}$ to V_{OUT} , 10% to 90% $C_{PWMTG} = 3.3\text{nF}$ to V_{OUT} , 90% to 10%			180 70		ns ns

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
エラーアンプ							
	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
	1/2 LED Current Regulation $V_{(ISP-ISN)}$	$V_{CTRL} = 0.75\text{V}$, $V_{ISP} = 12\text{V}$ $V_{CTRL} = 0.75\text{V}$, $V_{ISP} = 0\text{V}$	● ●	47 47	50 50	53 53	mV mV
	1/20th LED Current Regulation $V_{(ISP-ISN)}$	$V_{CTRL} = 0.30\text{V}$, $V_{ISP} = 12\text{V}$ $V_{CTRL} = 0.30\text{V}$, $V_{ISP} = 0\text{V}$	● ●	3 3	5 5	7 7	mV mV
	ISP/ISN Input Common Mode Range		●	0		100	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				1700		μS
	FB Regulation Voltage	$V_C = 1.2\text{V}$	●	0.98	1.00	1.02	V
	FB Voltage Regulation Amplifier g_m				615		μS
	FB Input Bias Current	FB in Regulation, Current Out of Pin			20	40	nA
	V_C Output Impedance				15		M Ω
	V_C Standby Leakage Current	$V_C = 1.2\text{V}$, PWM Dimming Off		-10	0	10	nA

電流コンパレータ

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

障害

	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, $V_{FB} = 1.0\text{V}$		7	10	13	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	12.5	15	μA
	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

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
発振器						
	Switching Frequency	$V_{\text{SYNC/SPRD}} = 0\text{V}$, $R_T = 422\text{k}$ $V_{\text{SYNC/SPRD}} = 0\text{V}$, $R_T = 51.1\text{k}$	● 330 1900	350 2000	370 2100	kHz kHz
	SYNC Frequency			350	2000	kHz
	SYNC/SPRD Threshold Voltage			0.4	1.5	V
領域遷移						
	Buck-Boost to Boost (V_{IN}/V_{OUT})			0.72	0.75	0.78
	Boost to Buck-Boost (V_{IN}/V_{OUT})			0.82	0.85	0.88
	Buck to Buck-Boost (V_{IN}/V_{OUT})			1.22	1.25	1.28
	Buck-Boost to Buck (V_{IN}/V_{OUT})			1.30	1.33	1.36
	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
	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

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、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{EN/UVLO} = 1.5\text{V}$ 。

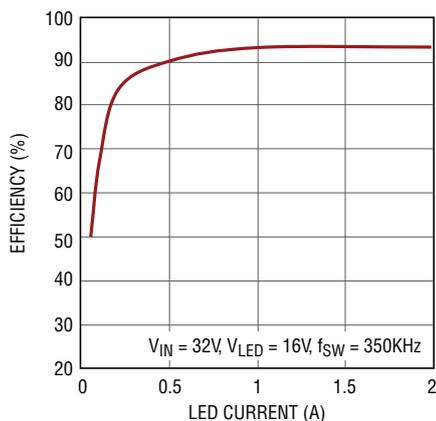
Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。また、長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

Note 2: LT8393Eは $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度で性能仕様に適合することが確認されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LT8393JおよびLT8393Hは、 $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲で動作することが確認されている。ジャンクション温度が高いと、動作寿命は短くなる。 125°C を超えるジャンクション温度では動作寿命がデレーティングされる。

Note 3: LT8393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を備えている。過熱保護機能がアクティブなときジャンクション温度は 150°C を超える。規定された絶対最大動作ジャンクション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。

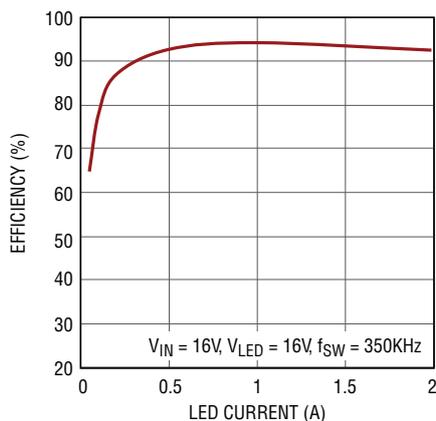
代表的な性能特性

効率とLED電流
(降圧領域)



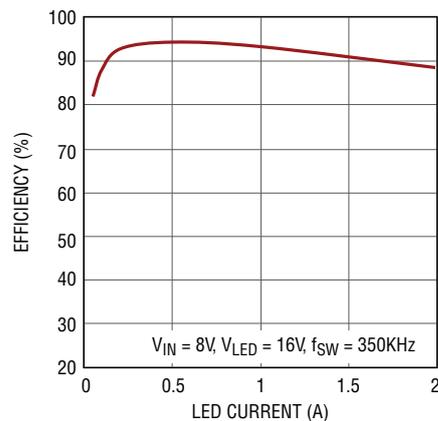
8393 G01

効率とLED電流
(昇降圧領域)



8393 G02

効率とLED電流
(昇圧領域)

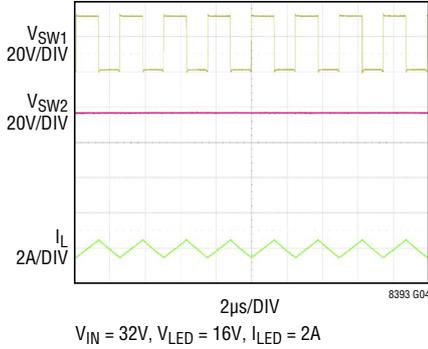


8393 G03

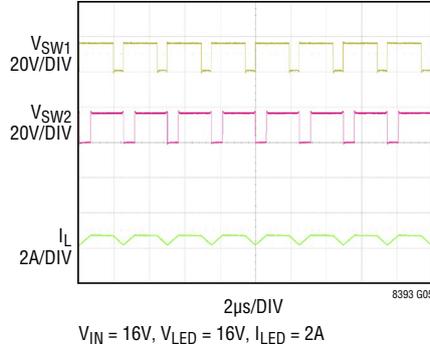
代表的な性能特性

注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

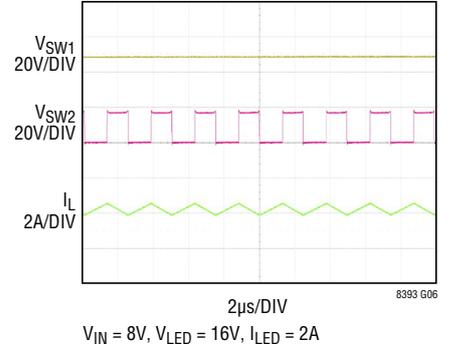
スイッチング波形
(降圧領域)



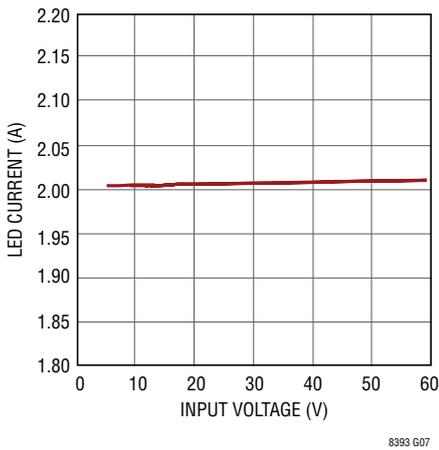
スイッチング波形
(昇降圧領域)



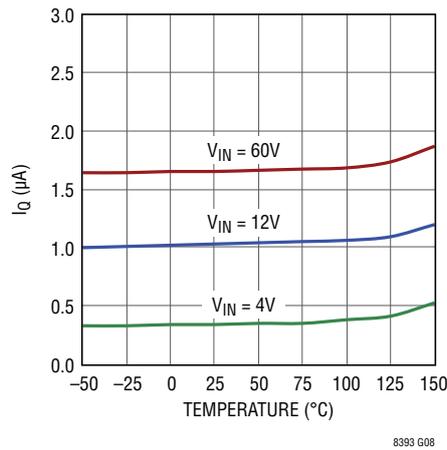
スイッチング波形
(昇圧領域)



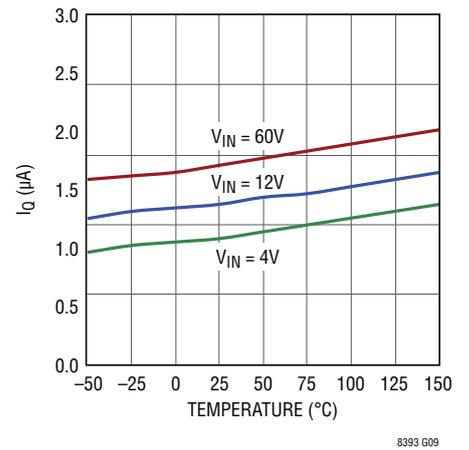
LED 電流と V_{IN}



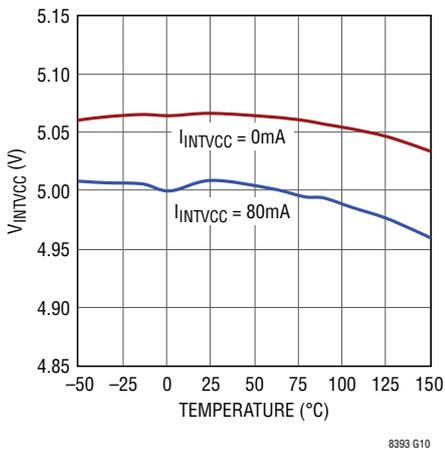
V_{IN} のシャットダウン電流



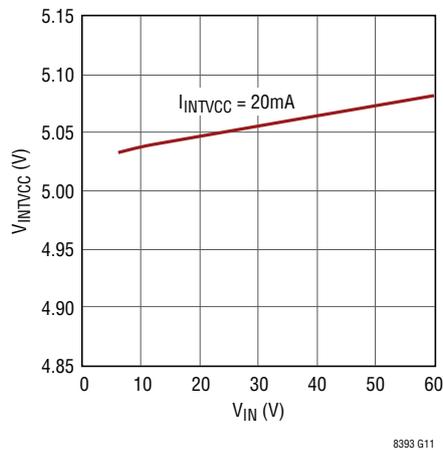
V_{IN} の静止電流



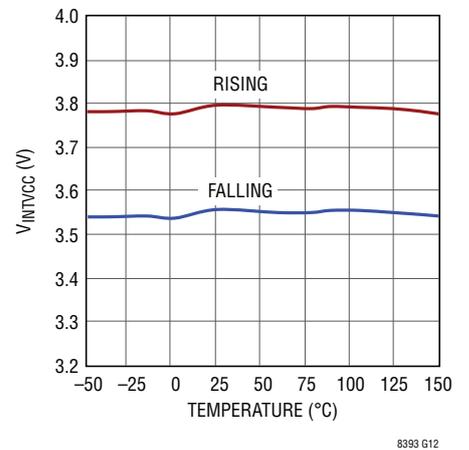
INTV_{CC} の電圧と温度



INTV_{CC} の電圧と V_{IN}



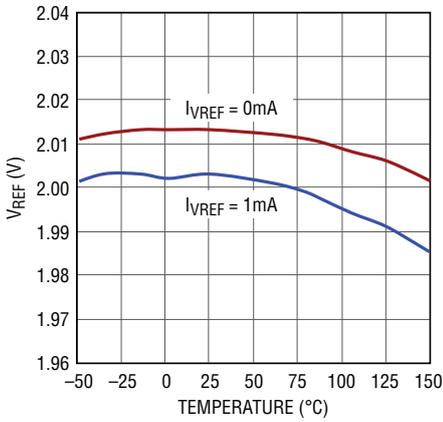
INTV_{CC} の UVLO 閾値



代表的な性能特性

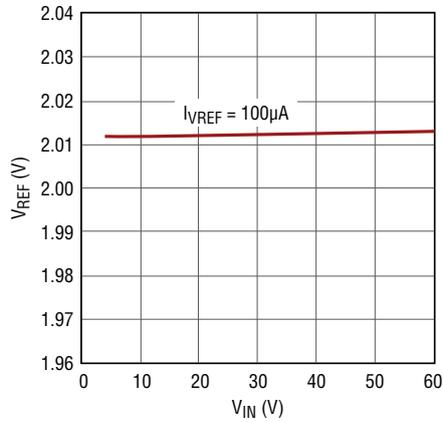
注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

V_{REF} の電圧と温度



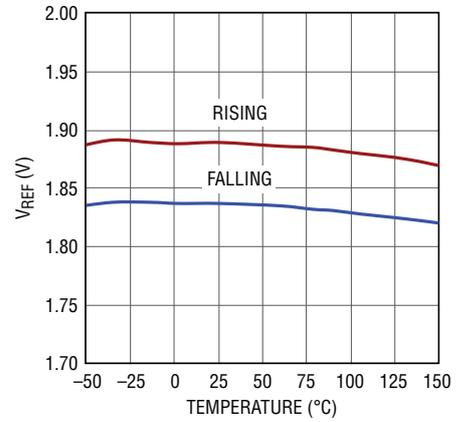
8393 G13

V_{REF} の電圧と V_{IN}



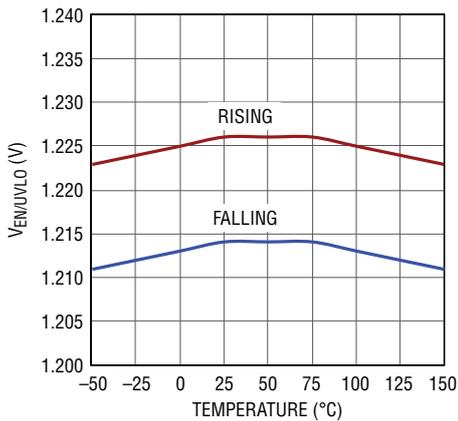
8393 G14

V_{REF} の UVLO 閾値



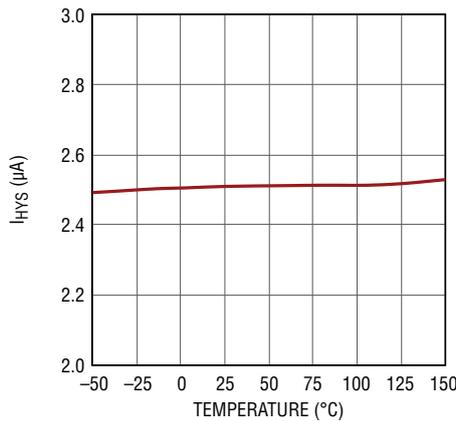
8393 G15

EN/UVLO のイネーブル閾値



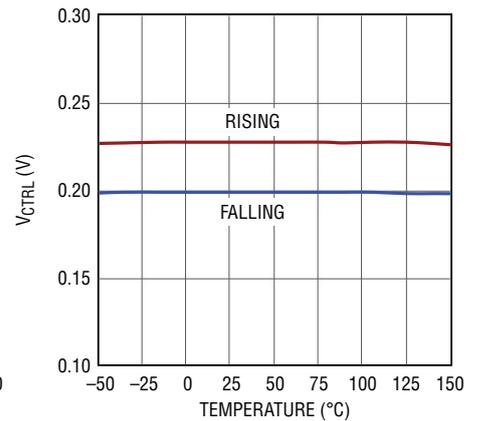
8393 G16

EN/UVLO のヒステリシス電流



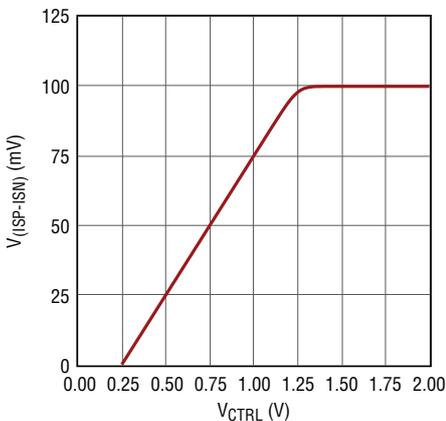
8393 G17

CTRL 調光オフ閾値



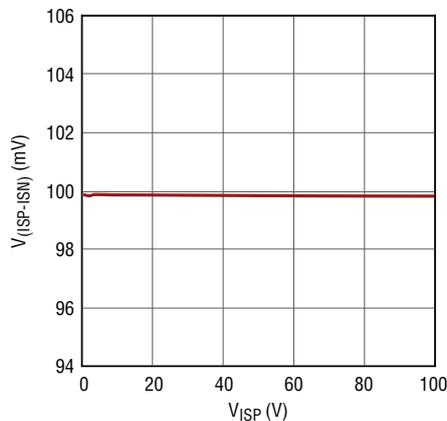
8393 G18

$V_{(ISP-ISN)}$ のレギュレーションと V_{CTRL}



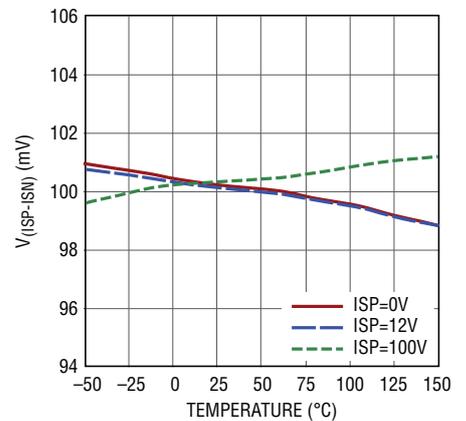
8393 G19

$V_{(ISP-ISN)}$ のレギュレーションと V_{ISP}



8393 G20

$V_{(ISP-ISN)}$ のレギュレーションと温度

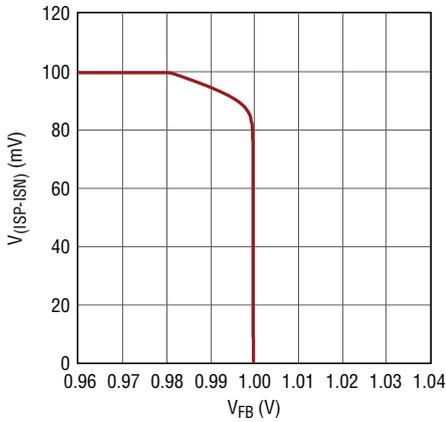


8393 G21

代表的な性能特性

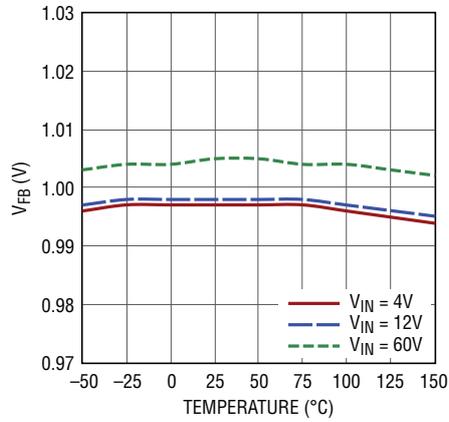
注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

$V_{(ISP-ISN)}$ のレギュレーションと V_{FB}



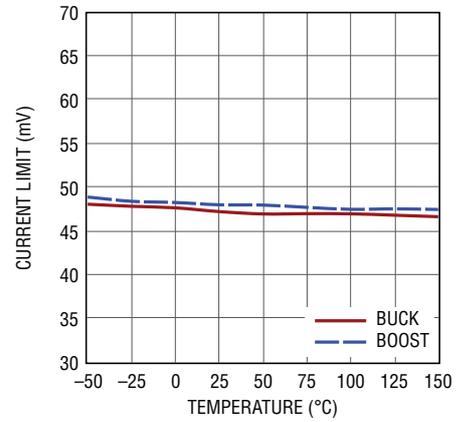
8393 G22

FB のレギュレーションと温度



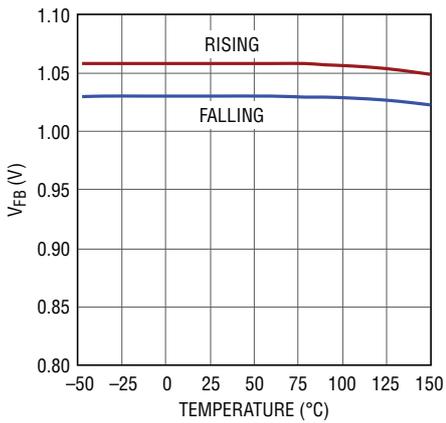
8393 G23

最大電流検出と温度



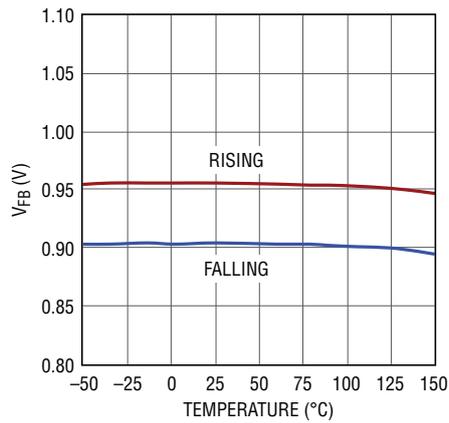
8393 G24

FB の過電圧閾値



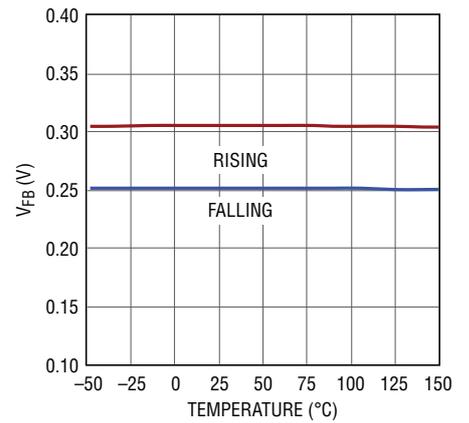
8393 G25

FB の断線LED 閾値



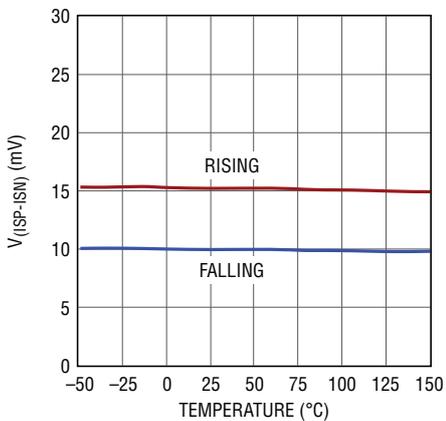
8393 G26

FB の短絡LED 閾値



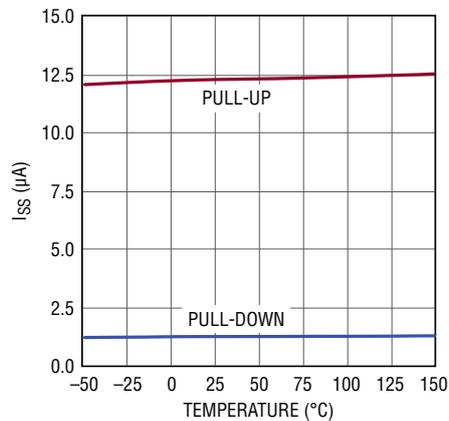
8393 G27

ISP/ISN の断線LED 閾値



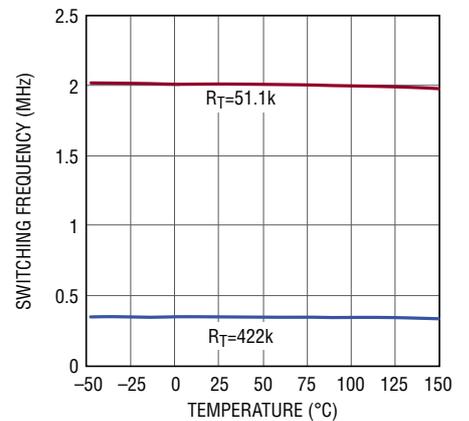
8393 G28

SS の電流と温度



8393 G29

発振周波数と温度



8393 G30

ピン機能

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2 μ A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1.233Vより高くします。高精度な1.220Vの下降時閾値を使用し、 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)閾値を設定できます。高精度な2.5 μ A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。

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。

CTRL : LED電流検出閾値の制御入力。CTRLピンは、LEDレギュレーション電流の設定に使用します。

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

V_{CTRL} は、外部電圧リファレンス、または V_{REF} とグラウンドの間に接続した抵抗分圧器によって設定できます。 $0.25V \leq V_{CTRL} \leq 1.15V$ の場合、電流検出閾値は0mVから90mVまで直線的に上昇します。 $V_{CTRL} \geq 1.35V$ の場合、電流検出閾値は、100mVのフルスケール値で一定になります。 $1.15V \leq V_{CTRL} \leq 1.35V$ の場合、電流検出閾値は V_{CTRL} の線形関数から100mVの一定値まで滑らかに遷移します。100mVのフルスケール閾値にする場合は、CTRL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。

V_{REF} : 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高精度の2Vリファレンスを提供します。このピンは0.47 μ F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。

SS : ソフトスタート・タイマー設定。SSピンは、接地されているコンデンサを接続することによってソフトスタートのタイミングを設定するのに使用します。12.5 μ Aの内部プルアップ電流がSSピンの外付けコンデンサを充電することにより、FBピンの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 μ 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ピンが直ちにグラウンドに引き下げられ、スイッチング動作が停止します。SSピンと V_{REF} の間に1つの抵抗を使用して、LT8393を、LEDの断線

または短絡障害状態時の3種類の障害保護モード(ヒカップ(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、[標準的応用例](#)セクションを参照してください。

V_C : インダクタ電流コンパレータ閾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回路網を使用して制御ループを補償するために使用します。PWMがロー状態の間、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遮断され、最高のPWM調光性能を実現します。

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障害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。断線LED($V_{FB} > 0.95V$ かつ $V_{(ISP-ISN)} < 10mV$)障害状態または短絡LED($V_{FB} < 0.25V$)障害状態の間、デバイスは \overline{FAULT} ピンをローに引き下げ、顧客の設定に従って、いずれかの障害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。

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、350kHz～2MHzの範囲で内部発振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。内部発振周波数でスynchronizing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。INTV_{CC}に接続すると、内部発振周波数を超える25%の三角波スペクトラム拡散が得られます。

\overline{FAULT} : LED障害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ローになります。

1. 断線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ピンがハイ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。

RP : 内部PWM調光周波数設定。RPピンを使用し、抵抗を接地して、内部PWM調光周波数を設定します。1M Ω より大きい抵抗は使用せず、また、このピンは開放状態のままにしないでください。外部PWM調光パルスをPWMピンで使用できる場合は、このピンを接地します。

ピン機能

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ピンを必ず接地します。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ローにすると、TG1およびTG2はオフになり、BG1およびBG2はオンになり、V_Cピンは全ての内部負荷から遮断されて、PWMTGはオフになります。

PWMTG: PWM調光用の上側ゲート駆動端子。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}-10V)と1V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。

BST2: 昇圧側のブートストラップ・フローティング・ドライバの電源。BST2ピンとINTV_{CC}ピンの間には外付けのブートストラップ・ショットキー・ダイオードが必要であり、BST2ピンとSW2ピンの間には外付けのブートストラップ・コンデンサが必要です。

TG2: 昇圧側の上側ゲート駆動端子。昇圧側上側Nチャンネル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。

BG2: 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のゲートを駆動します。

INTV_{CC}: 内蔵の5Vリニア電圧レギュレータの出力。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。

BG1: 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のゲートを駆動します。

SW1: 降圧側スイッチ・ノード。

TG1: 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のゲートを駆動します。

BST1: 降圧側のブートストラップ・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・ショットキー・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。

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。

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。

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。

GND (露出パッド): グラウンド。この露出パッドは、直接グラウンド・プレーンにハンダ処理してください。

動作

LT8393は、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。アナログ・デバイセス独自のピーク降圧ピーク昇圧電流モード制御方式では、1個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を滑らかに遷移します。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、電流モード制御を V_{IN}/V_{OUT} の比の関数として示し、[図3](#)に、動作領域を V_{IN}/V_{OUT} の比の関数として示します。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。

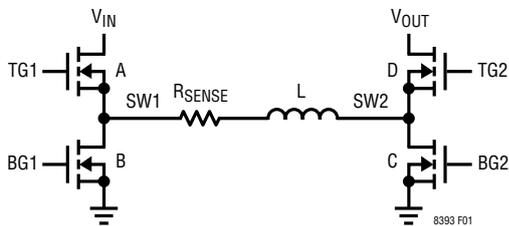


図1. パワー・スイッチの簡略図

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、波形を使用して各状態の詳細を説明します。説明を簡単にするために、スイッチAとBの間、およびスイッチCとDの間のシャートスルー保護のデッド・タイムは無視します。

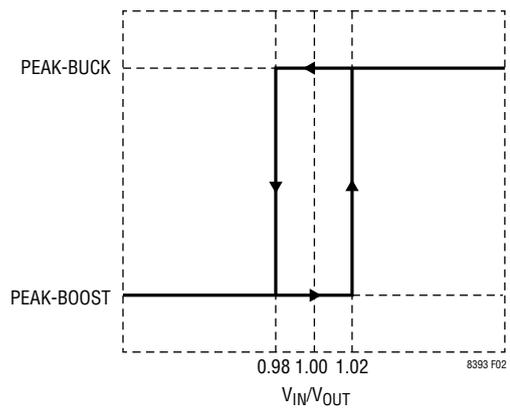


図2. 電流モードと V_{IN}/V_{OUT} の比

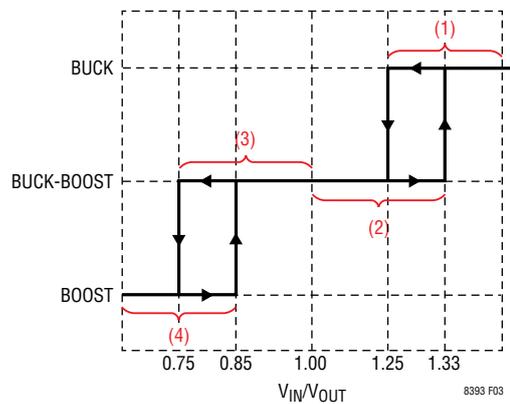


図3. 動作領域と V_{IN}/V_{OUT} の比

降圧領域でのピーク降圧(V_{IN} が V_{OUT} より非常に高い)

V_{IN} が V_{OUT} よりもはるかに高い場合、LT8393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での V_C 電圧で指定された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

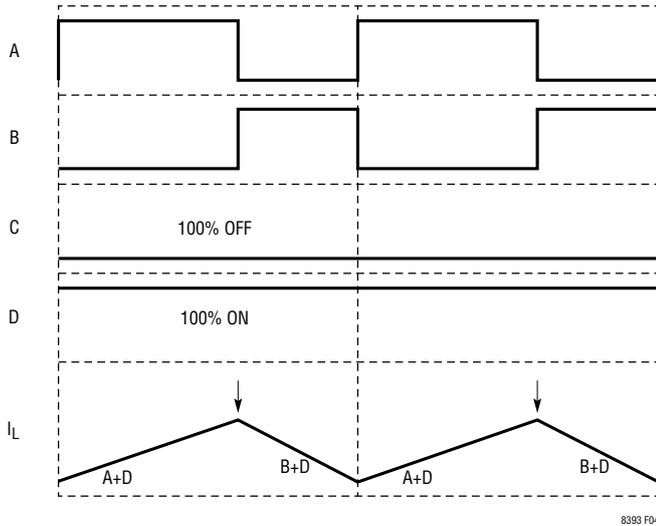


図4. 降圧領域でのピーク降圧 (V_{IN} が V_{OUT} より非常に高い)

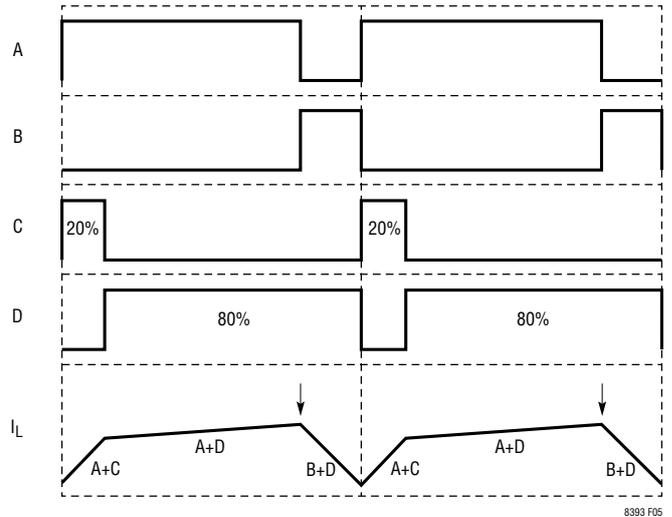


図5. 昇降圧領域でのピーク降圧 (V_{IN} が V_{OUT} よりわずかに高い)

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、LT8393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)。サイクルの最初の20%の間はスイッチCが常にオンになり、サイクルの残りの80%の間はスイッチDが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、インダクタ電流が増加します。サイクルの20%が経過した後はスイッチCがオフになってスイッチDがオンになり、インダクタ電流が増加し続けます。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での V_C 電圧で指定された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、LT8393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)。サイクルの最初の80%の間はスイッチAが常にオンになり、サイクルの残りの20%の間はスイッチBが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での V_C 電圧で指定された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80%経過後、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。

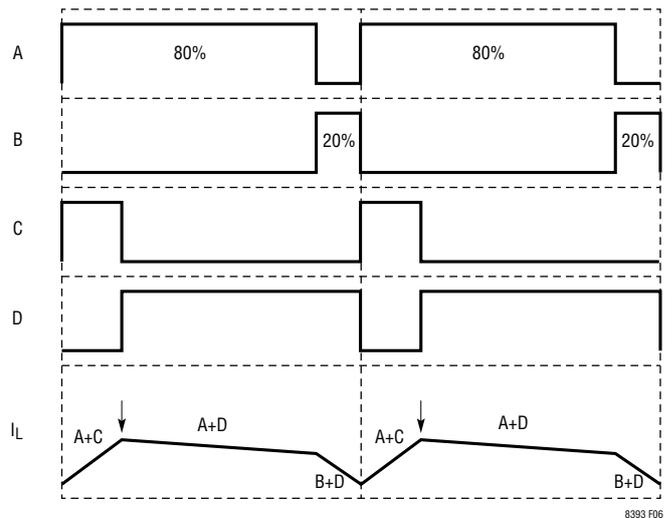


図6. 昇降圧領域でのピーク昇圧 (V_{IN} が V_{OUT} よりもわずかに低い)

昇圧領域でのピーク昇圧 (V_{IN} が V_{OUT} より非常に低い)

V_{IN} が V_{OUT} よりもはるかに低い場合、LT8393は、昇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での V_C 電圧で指定された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

動作

CとスイッチDは交互に動作し、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。

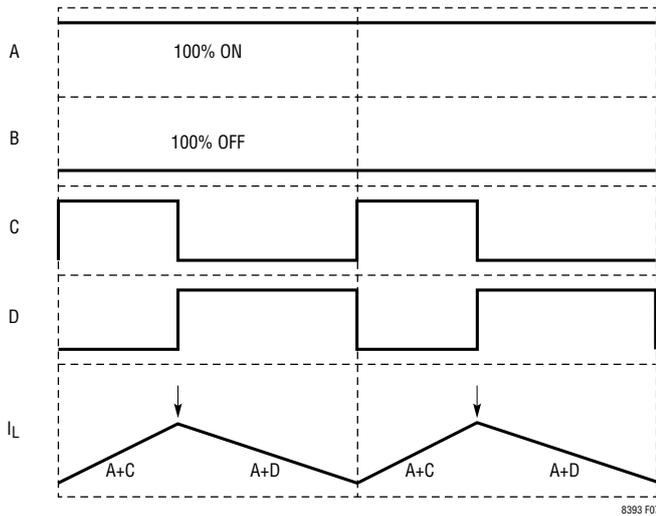


図7. 昇圧領域でのピーク昇圧 (V_{IN} が V_{OUT} より非常に低い)

メイン制御ループ

LT8393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。電流検出電圧は、アンプA1によって増幅されて、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、この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、降圧ロジックまたは昇圧ロジックのどちらかが、4つのパワー・スイッチを制御します。それによって、通常動作時に、FB電圧が1Vに安定化されるか、またはISPピンとISNピンの間の電流検出電圧がCTRLピンによって安定化されます。同じ補償回路網を使用して定電圧動作と定電流動作の間で滑らかに遷移するように、EA1およびEA2のゲインのバランスが調整されます。

軽負荷電流動作

軽負荷時に、LT8393は通常、降圧および昇圧の逆電流検出閾値が両方とも $-4mV$ 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。負の逆電流検出閾値により、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」フェーズの間に降圧逆電流閾値に達すると、スイッチBが必ずオフになります。昇圧領域では、「A+D」フェーズの間に昇圧逆電流閾値に達すると、スイッチDが必ずオフになります。昇降圧領域では、「A+D」フェーズの間に昇圧逆電流閾値に達すると、スイッチDが必ずオフになり、「B+D」フェーズの間に降圧逆電流閾値に達すると、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、LT8393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。LT8393の動作領域が降圧領域または昇圧領域に限定される場合、一方の上側MOSFETは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閾値(最小0.3V)より低いと、LT8393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閾値(最大1V)を超えると、LT8393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に電力を供給します。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、ヒステリシス電流(標準2.5μA)がEN/UVLOピンに流れて、LT8393は低電圧ロックアウト(UVLO)モードに移行します。INTV_{CC}ピンが充電されて上昇時UVLO閾値(標準3.78V)よりも高くなり、EN/UVLOピンが上昇時イネーブル閾値(標準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(標準165°C)より低くなると、LT8393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}がグラウ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閾値(標準1.89V)を超えるまで、LT8393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の後に、LT8393は準備が完了し、CTRLピンおよびPWMピンで信号を待機して、スイッチング動作を開始します。

起動および障害保護

図8に、LT8393の起動および障害のシーケンスを示します。POR状態の間、SSピンは100Ωでグラウ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、LT8393は、SSピンが完全にグラウンドに放電できるように10μs待機します。10μs後に、PWM_{ON}信号がハイになると、LT8393はUP/PRE状態に移行します。PWM_{ON}信号がハイになるのは、CTRLピンの電圧が上昇時調光オフ閾値(標準0.228V)を超えて、外部または内部PWM調光がオンになったときです。

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る一方で、スイッチング動作はディスエーブルされ、PMWTGはオフになります。SSピンが0.25Vより高く充電されると、LT8393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ィスエーブルされている間、最初にオンになります。これは、LED

列の出力過電圧条件の有無を確認してからスイッチングのエネルギーを供給するためです。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、LT8393をPOR状態にリセットします。LT8393のSSピンが0V~0.25Vの時ヒックアップ・モードとなり、POR状態、INIT状態、UP/PRE状態、およびUP/TRY状態をバイパスして、電圧出力コンデンサを、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。ISOC信号をトリガしないで、UP/TRY状態で10μs経過した後に、LT8393はUP/RUN状態に移行します。

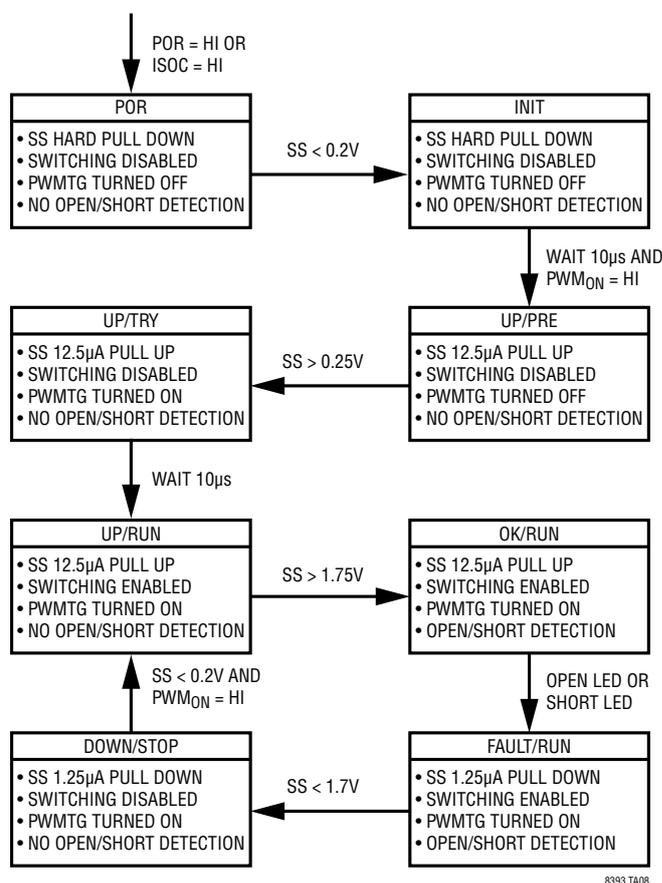


図8. 起動シーケンスと障害シーケンス

8393 TA08

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、LT8393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(更にそれより上)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ピンが充電されて1.75Vを超えると、LT8393はOK/RUN状態に移行します。この状態では、LED障害(断線LEDと短絡LEDの両方)の検出がアクティブになります。断線LED障害とは、 $V_{FB} > 0.95V$ かつ $V_{(ISP-ISN)} < 10mV$ になることであり、短絡LED障害とは、 $V_{FB} < 0.25V$ になることです。断線LED障害と短絡LED障害の両方が、 \overline{FAULT} ピンで合成されます。いずれかの障害が発生した場合、LT8393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、LT8393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障害検出が非アクティブになり、前の障害がラッチされます。SSピンが放電されて0.2Vより低くなり、 PWM_{ON} 信号がハイのままの場合、LT8393はUP/RUN状態に戻ります。

断線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、LT8393をヒカップ、ラッチオフ、または動作維持のいずれかの障害保護モードに設定できます。抵抗を使用しない場合、LT8393は0.2V~1.75Vの範囲のSSピンを使用したヒカップ・モードで動作し、障害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、LT8393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、LT8393は、障害の有無に関わらず、動作を維持します。

アプリケーション情報

LT8393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

LT8393は350kHz~2MHz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間で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・サイズ全体を最小限に抑えるため、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、通常は、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

LT8393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ピンから接地した抵抗によって設定されます。表1に、よく使われるスイッチング周波数に対応する R_T 抵抗の値を示します。

表1. スwitchング周波数と R_T の値(許容誤差1%の抵抗)

f_{osc} (MHz)	R_T (k)
0.4	374
0.6	237
0.8	169
1.0	130
1.2	102
1.4	84.5
1.6	71.5
1.8	60.4
2.0	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、LT8393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。SYNC/SPRDピンをINTV_{CC}に接続すると、LT8393は、そのスイッチング周波数を、内部発振周波数を25%超える範囲に拡散し始めます。図9および図10に、最初のページの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のノイズ・スペクトラムの比較を示します。

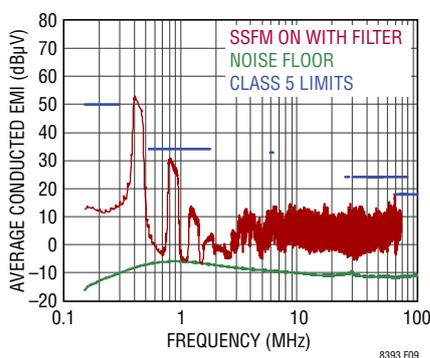


図9. CISPR 25 規格での伝導 EMI の平均値

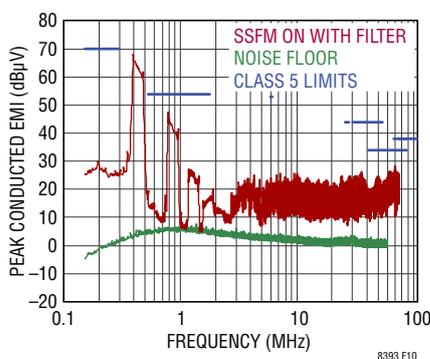


図10. CISPR 25 規格での伝導 EMI のピーク値

周波数同期

LT8393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周波数との間に制約はありません。同期クロックの立

上がりエッジは、スイッチング・サイクルの開始、スイッチAおよびCのオン、またはスイッチAおよびDのオンを表します。

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。顧客が設定した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

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。

アプリケーション情報

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、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。

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

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

LT8393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)}、閾値電圧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。

高周波動作を実現するには、パワー MOSFETの選択が極めて重要になります。シュートスルー保護のデッド・タイムが標準60nsの場合は、Q_gとR_{DS(ON)}の低い高性能パワー MOSFETを使用する必要があります。

ゲート駆動電圧が5VのINTV_{CC}電源によって設定されるため、LT8393アプリケーションでは、ロジック・レベル閾値のMOSFETを使用する必要があります。高い周波数で4つのMOSFETをスイッチングする場合、INTV_{CC}からの大きなゲート充電電流は次のように概算できます。

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

ここで、

fはスイッチング周波数です。

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。

必要なINTV_{CC}電流の合計がデータシートのINTV_{CC}電流制限を超えていないことを確認してください。

LT8393は、V_{IN}/V_{OUT}の比を使用して、モード間および領域間を遷移します。MOSFETとインダクタの不適切な選択が原因で電力経路でのIR電圧降下が大きくなると、LT8393が滑らかに遷移できないことがあります。低R_{DS(ON)}のMOSFETと低DCRのインダクタを使用して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

アプリケーション情報

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。最大出力電流での最大消費電力は次式で与えられます。

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

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考慮に入れており、図11に示すように標準で0.4%/°Cです。125°Cの最大ジャンクション温度の場合は、 $\rho_T = 1.5$ の値を使うのが妥当です。

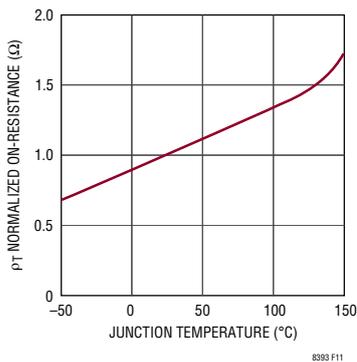


図11. 正規化された $R_{DS(ON)}$ と温度

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。最大電流での消費電力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、ゲート駆動電流に反比例し、その経験値は1.7です。

スイッチDの場合、最大消費電力は昇圧領域で生じ、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消費電力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 $V_{IN(MAX)}$ で最大消費電力が発生し、スイッチCでは、昇圧領域において $V_{IN(MIN)}$ で最大消費電力が発生します。

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。

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

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ので、これらの部品は必ず隣接させて配置します。

アプリケーション情報

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等価直列抵抗(ESR)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。

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LT8393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がそれほど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}コンデンサ回路網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。

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

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

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、LT8393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145mA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過渡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、LT8393の最大ジャンクション温度定格を超える恐れがあります。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。消費電力を計算する際には、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LT8393の全消費電力はV_{IN}・I_{INTVCC}で、全体的な効率低下します。ジャンクション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。

アプリケーション情報

最大ジャンクション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、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。昇圧側には (内部ブートストラップ・ダイオードだけでなく) 外付けブートストラップ・ダイオードが必須です。降圧側の場合はオプションです。内部ブートストラップ・ダイオードは上側 MOSFET を 2MHz でリフレッシュできるほど十分強力であるとは限らないため、外付けブートストラップ・ダイオードを推奨します。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、 $0.1\mu F \sim 0.47\mu F$ 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} ピンと EN/UVLO ピンの間に抵抗分圧器を接続することにより、 V_{IN} の低電圧ロックアウト (UVLO) を実装できます。EN/UVLO のイネーブル立下がり閾値は 1.220V 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 1.220V より低いと、このピンに $2.5\mu A$ のシンク電流が流れます。この電流により、R1 の値に基づいてプログラマブルなヒステリシスが得られます。プログラマブルな UVLO 閾値は次のようになります。

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

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

図 12 は、外部シャットダウン制御を実施しつつ、一方で UVLO 機能を使用する回路を示しています。NMOS をオンすると EN/UVLO ピンが接地され、LT8393 は静止電流が $2\mu A$ 未満のシャットダウン状態になります。

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。検出

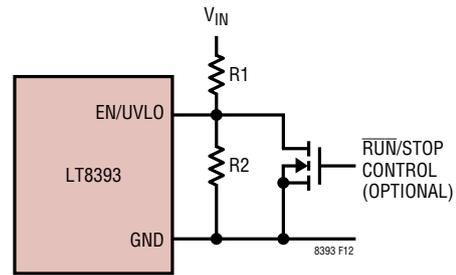


図 12. V_{IN} の低電圧ロックアウト (UVLO)

抵抗両端で 100mV (標準) 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します。CTRL ピンは LED 電流をゼロに調光するために使用できますが、検出閾値が減少するにつれて相対精度は低下します。CTRL ピンの電圧が 1.15V より低くなると、LED 電流は次のようになります。

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

ここで、 V_{CTRL} は CTRL ピンの電圧です。 V_{CTRL} が 1.15V ~ 1.35V の間にある場合、LED 電流は V_{CTRL} と共に変化しますが、上の式から離れて、 V_{CTRL} の増加と共にその値を増していきます。最終的には、 $V_{CTRL} > 1.35V$ になると LED 電流はそれ以上変化しなくなります。表 2 に、 V_{CTRL} の代表的な閾値と V_{CTRL} との関係を示します。

表 2. $V_{(ISP-ISN)}$ の閾値と V_{CTRL}

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 よりも高い場合、LED 電流は次式の値に安定化されます。

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

CTRL 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)。CTRL 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} との間に抵抗分圧器を接続して、 V_{IN} の電圧が低いときに出力

アプリケーション情報

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共に変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設定値に保たれます。リップル電圧振幅(ピークtoピーク)が20mVを超えても誤動作は起こりませんが、平均値とユーザ設定値間のオフセットが大きくなる可能性があります。

調光制御

LT8393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CTRL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信号がローのときに、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信号がハイになったときの回復時間が最小限に抑えられます。回復時間を更に改善するには、LED電流の経路に高電位側PMOS PWMスイッチを使用して、PWM信号の位相がローの間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オン時間より短くなると、LT8393はLED電流の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、LT8393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2000:1)、昇圧領域において最小のPWM調光比(最大1000:1)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調光性能を発揮します。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信号の両方の立上がりエッジが同期する必要があります。

LT8393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調光の場合は、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ピンの間に抵抗分圧器を接続します。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_Pの値 (許容誤差5%の抵抗)

5% R _P (kΩ)	<30	51	82	130	200	300
f _{sw}	External	f _{sw} /1024	f _{sw} /2048	f _{sw} /4096	f _{sw} /8192	f _{sw} /16384
f _{sw} = 2MHz	External	1953Hz	977Hz	488Hz	244Hz	122Hz
f _{sw} = 1MHz	External	977Hz	488Hz	244Hz	122Hz	61Hz
f _{sw} = 400kHz	External	391Hz	195Hz	98Hz	49Hz	24Hz

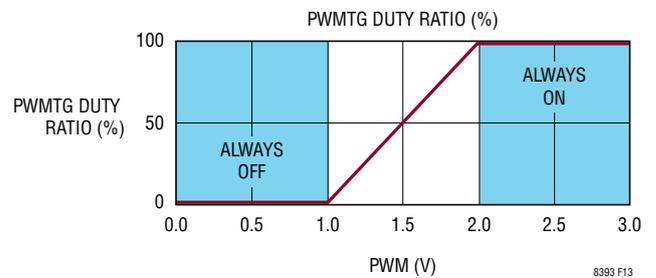


図13. 内部PWM調光のデューティ比とPWM電圧

高電位側PMOS PWMスイッチの選択

LT8393の大半のアプリケーションでは、PWM調光比を最大化し、障害状態のときに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PMOS 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ウンド・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-ソース間閾値電

アプリケーション情報

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 ピンで設定された断線LEDレギュレーション電圧を超える必要があります、 $V_{GS(TH)}$ の絶対値が5V未満になる必要があります、 I_D の定格が $I_{LED(MAX)}$ を超える必要があります。

出力電圧および閾値の設定

LT8393 には、定電圧出力を設定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の値を選択すれば設定できます(図14)。

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

加えて、FBピンは、出力過電圧閾値、断線LED閾値、および短絡LED閾値も設定します。小さい出力コンデンサを接続

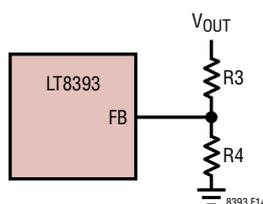


図14. 帰還抵抗の接続

したLEDドライバ・アプリケーションでは、出力電圧が通常、断線LED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の過電圧閾値に達すると、LT8393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列を切断します。出力過電圧閾値は、次のように設定できます。

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

通常動作時に予想される V_{FB} が0.3Vの短絡LED上昇時間閾値と、0.9Vの断線LED下降時間閾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、LT8393が51Vになる最大の断線LED保護で設定します。

FAULTピン

LT8393は、LEDの断線または短絡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状態ピン(FAULT)を備えています。断線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信号がハイの場合に更新されます。

ソフトスタートと障害保護

図8に示し、動作セクションで説明しているように、外付けコンデンサをSSピンとグラウンドの間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(更にそれより上)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。セラミック・コンデンサの値として、22nFから始めるのが適切です。

SSピンは障害タイマーとしても使われます。断線LED障害または短絡LED障害が検出されると、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、LT8393を、ヒカップ(抵抗なし)、ラッチオフ(499k)、および動作維持(100k)という3種類の障害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、LT8393は、スイッチング動作を正常に続行し、断線LED障害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障害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、LT8393は、EN/UVLOピンがローに引き下げられてからハイ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。ヒカップ・モードで抵抗を使用しない場合、LT8393は低デューティ・サイクルの自動再試行動作に移行します。1.25μAのプルダウン電流がSSピンを0.2Vに放電し、その後、12.5μAのプルアップ電流がSSピンを充電します。SSピンが1.75Vに達したときに障害状態が解

アプリケーション情報

消していなかった場合は、もう一度 $1.25\mu\text{A}$ のプルダウン電流がオンして新しいヒカップ・サイクルを開始します。これは、障害状態が解消されるまで続きます。

ループ補償

LT8393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。代表的な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 $3.3\text{nF} \sim 22\text{nF}$ 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。多くの場合、個々の損失を分析して、効率を制限する要素が何であり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断することが有益です。回路内の電力を消費する全ての素子で損失が生じますが、LT8393の回路での損失の大部分は主に次の4つの要因によって生じます。

1. DCの I^2R 損失。これは、MOSFET、検出抵抗、インダクタ、およびプリント回路基板のパターンの各抵抗成分によって発生し、大きな出力電流が流れるときに効率低下の原因になります。
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、降圧領域で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、昇圧領域で大きな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インジケータです。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。

プリント回路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。

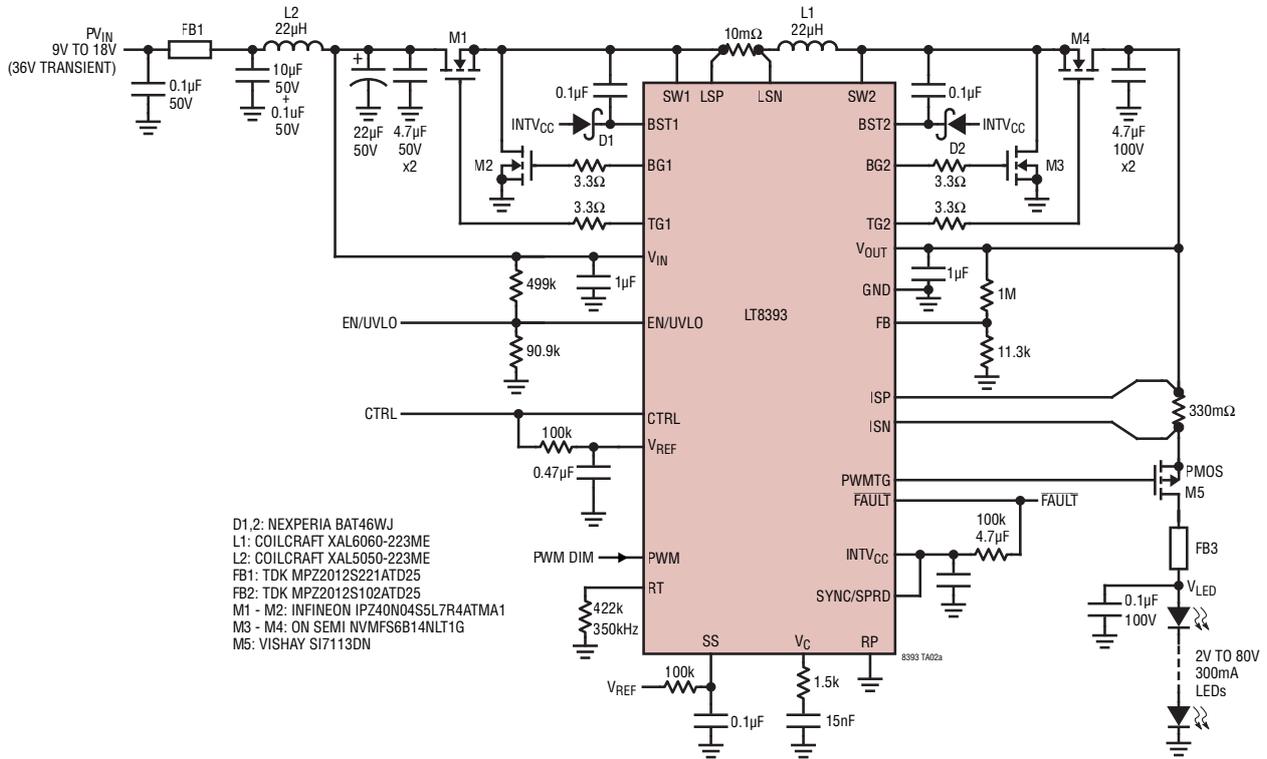
- グラウンド・プレーン層にはパターンがあってはならず、パワーMOSFETの置かれている層にできるだけ近くなります。
- C_{IN} 、スイッチA、スイッチB、および D_B も一箇所に密集させて配置します。 C_{OUT} 、スイッチC、スイッチD、および D_D も一箇所に密集させて配置します。
- 近接するビアを使用して部品をグラウンド・プレーンに接続します。各パワー部品には大きなビアを複数使います。
- 十分な電圧フィルタリングを維持し、電力損失を低く抑えるため、 V_{IN} と V_{OUT} にはプレーンを使用します。
- 全ての層の全ての未使用領域を銅箔で覆います。銅箔で覆うことにより、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。

アプリケーション情報

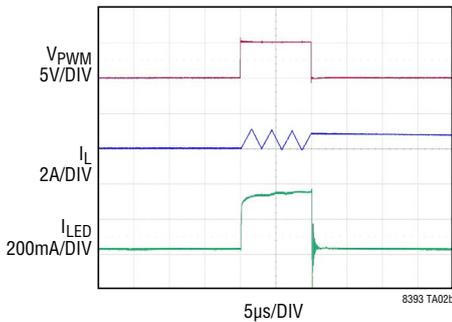
- 信号グラウンドと電源グラウンドを分離します。全ての小信号部品は、底面からGND露出パッドに戻します。このGND露出パッドは、スイッチBとスイッチCのソースに近づけてパワーGNDに接続します。
- スイッチAとスイッチCはできるだけコントローラに近づけて配置し、パワーGND、BG、およびSWのパターンを短くします。
- dV/dT の高いSW1、SW2、BST1、BST2、TG1、およびTG2の各ノードは敏感な小信号ノードから離します。
- スイッチA、スイッチB、 D_B 、および C_{IN} コンデンサで形成される経路のリード長とPCBパターン長を短くします。また、スイッチC、スイッチD、 D_D および C_{OUT} コンデンサで形成される経路のリード長とPCBパターン長も短くします。
- 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。
- 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パターンの間隔を最小にして一緒に配線します。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。低ESLの検出抵抗を推奨します。
- V_C ピンの補償回路網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ノイズと出力電圧のリップル電圧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

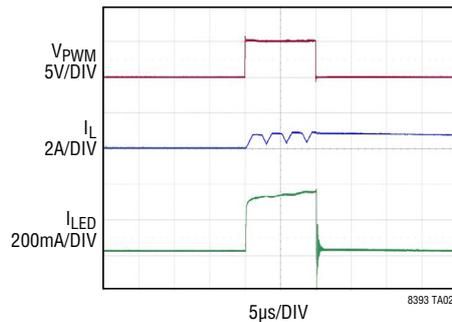
低EMI、効率93%の350kHz、2.5V～80V昇降圧LEDドライバ



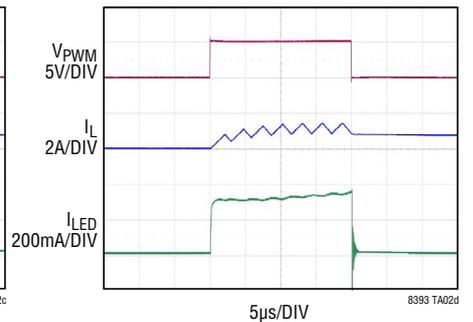
100Hzでの1000:1の外部PWM調光
($V_{IN} = 32V$, $f_{SW} = 350kHz$)



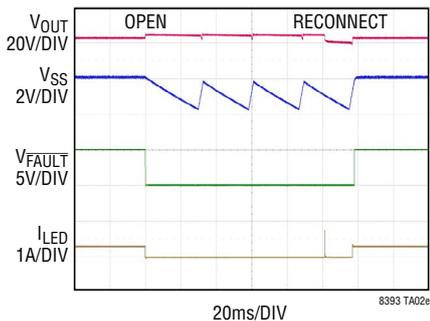
100Hzでの1000:1の外部PWM調光
($V_{IN} = 16V$, $f_{SW} = 350kHz$)



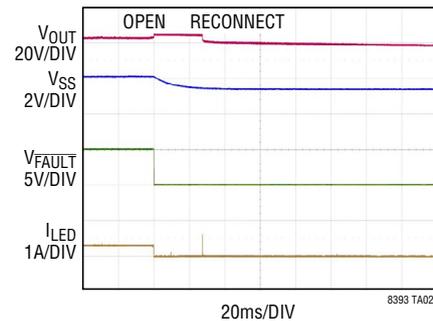
100Hzでの500:1の外部PWM調光
($V_{IN} = 8V$, $f_{SW} = 350kHz$)



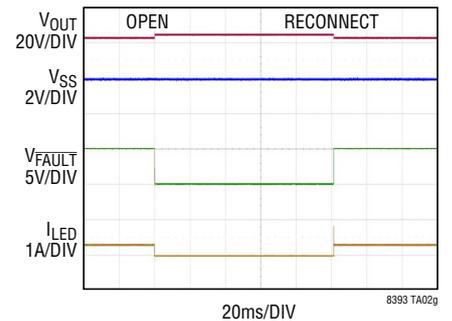
断線LEDの保護:ヒカッパ・モード
($R_{SS} = \text{開放}$)



断線LEDの保護:
ラッチオフ・モード ($R_{SS} = 499k$)

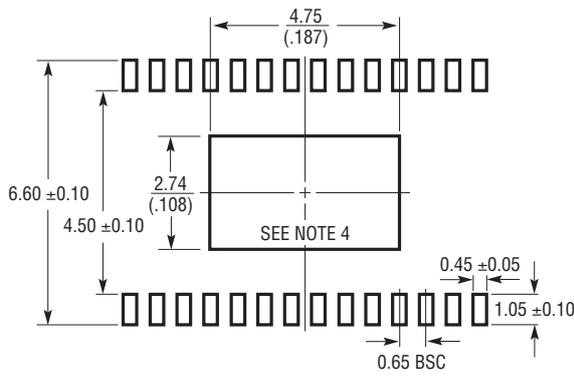


断線LEDの保護:動作維持モード
($R_{SS} = 100k$)

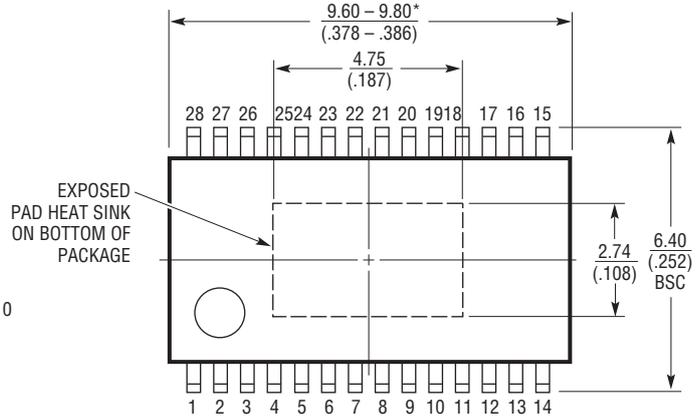
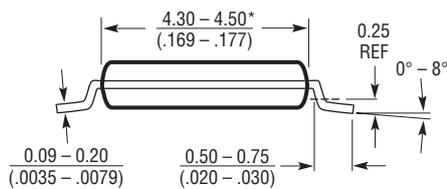


パッケージ

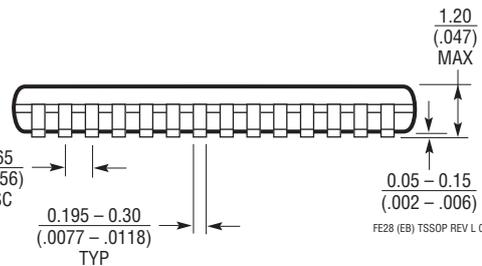
FE Package
28-Lead Plastic TSSOP (4.4mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1663 Rev L)
Exposed Pad Variation EB



RECOMMENDED SOLDER PAD LAYOUT



EXPOSED
PAD HEAT SINK
ON BOTTOM OF
PACKAGE



FE28 (EB) TSSOP REV L 0117

注記:

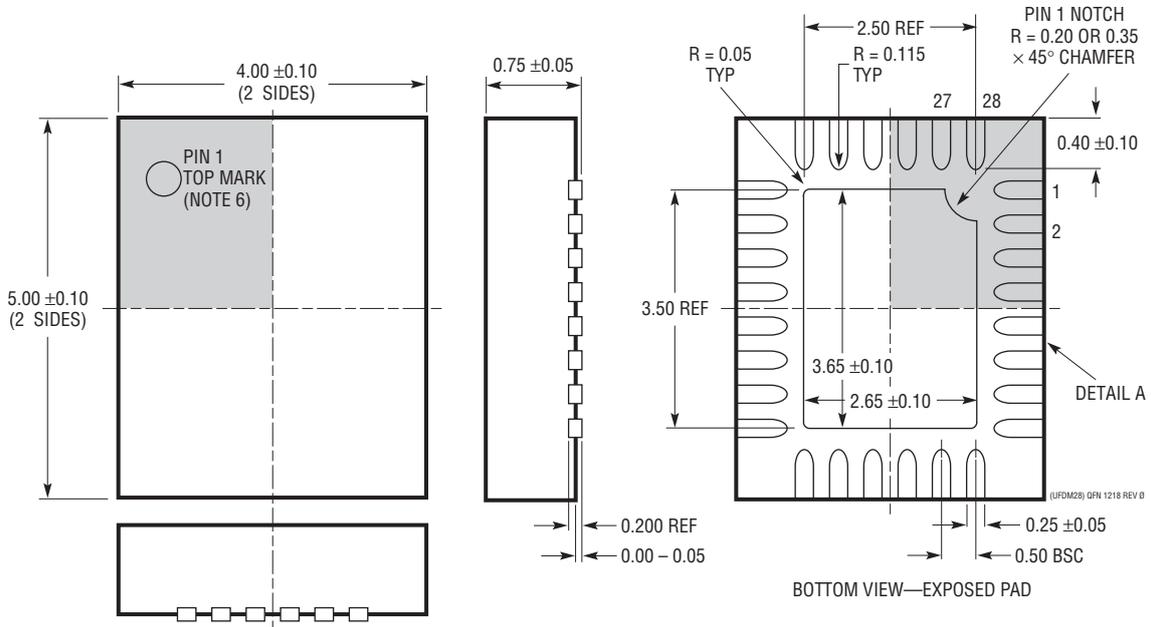
1. 標準寸法の単位: ミリメートル
2. 寸法の単位はミリメートル/(インチ)
3. 図は実寸とは異なる

4. 露出パッド接続のための推奨最小 PCB メタルサイズ

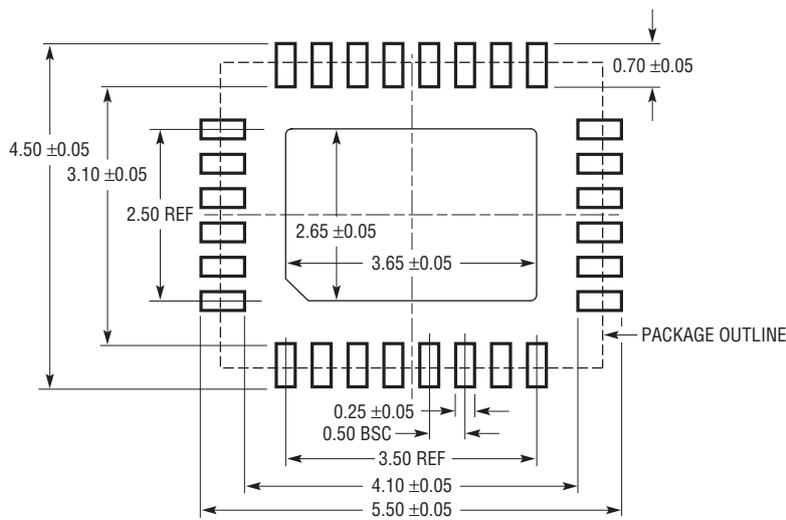
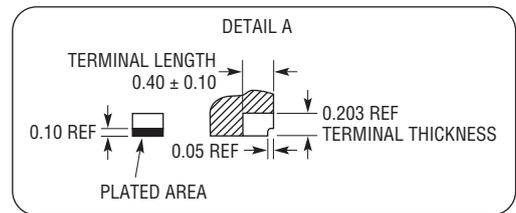
* 寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは、各サイドで 0.150mm (0.006 インチ) を超えない

パッケージ

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



- 注記:
1. 図は実寸とは異なる
 2. 全ての寸法の単位はミリメートル
 3. 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
モールドのバリ(存在する場合)はどの側でも 0.15mm を超えない
 4. 灰色の部分はパッケージの上面と底面の1番ピンの位置の参考にすぎない

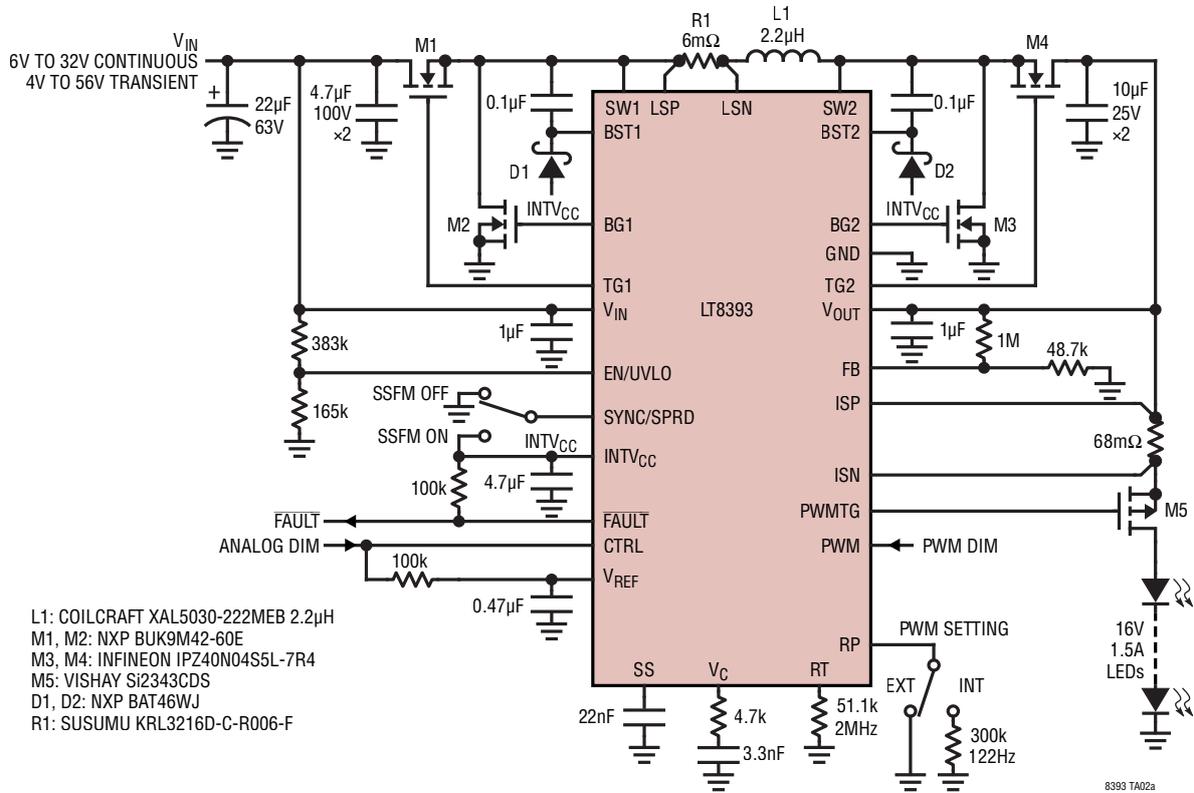


改訂履歴

REV	日付	説明	ページ番号
A	10/20	表紙下部の回路図で170kHzを350kHzに変更。 V_{IN} UVLOの設定のパラグラフで1.214Vを1.220Vに変更。	1 23

標準的応用例

大電流(1.5A)でLEDを駆動する高効率の2MHz昇降圧コントローラ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT8391/LT8391A	スペクトラム拡散機能を備えた60V同期整流式4スイッチ昇降圧LEDコントローラ	V_{IN} : 4V ~ 60V, V_{OUT} : 0V ~ 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 ~ 60V, V_{OUT} : 1V ~ 60V, $I_{SD} = < 1\mu A$, TSSOP-28Eおよび4mm × 5mm QFN-28
LT3922	36V、2A、2MHz同期整流式昇圧LEDドライバ、128:1のPWM調光回路を内蔵	V_{IN} : 2.8V ~ 36V, V_{OUT} : 4V ~ 34V, $I_{SD} = 1\mu A$, 128:1の内部PWM調光、外部調光: 5000:1, 4mm × 5mm QFN-28
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 ~ 40V, V_{OUT} : V_{IN} ~ 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 ~ 60V, V_{OUT} : V_{IN} ~ 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
LT3762	スペクトラム拡散機能を備えた60V同期整流式昇圧LEDドライバ・コントローラ	V_{IN} : 2.5V ~ 38.5V, V_{OUT} : 0V ~ 60V, $\pm 3.5\%$ 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
LT3763	60V同期整流式降圧LEDコントローラ	V_{IN} : 6V ~ 60V, V_{OUT} : 0V ~ 55V, 内部および外部PWM調光、TSSOP-28パッケージ
LT3795	スペクトラム拡散周波数変調機能を備えた110V 1MHz非同期整流式昇圧LEDコントローラ	V_{IN} : 4.5V ~ 110V, V_{OUT} : V_{IN} ~ 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