

デュアル電流検出アンプを備えた100V定電流/定電圧コントローラ

特長

- 3000:1の True Color PWM™調光
- 広い入力電圧範囲: 6V~100V
- 最大100Vまでの電流モニタリング
- 高電位側PMOS切断スイッチ・ドライバとPWMスイッチ・ドライバ
- 定電流レギュレーションおよび定電圧レギュレーション
- 通知機能を備えたデュアル電流検出アンプ
- C/10検出によるバッテリーおよびスーパーキャパシタの充電
- 直線的な電流検出しきい値の設定
- 短絡保護
- 調整可能な周波数: 100kHz~1MHz
- 周波数同期 (LT3796)
- 独立した上側ゲート・イネーブル・ピン (LT3796-1)
- VMODEフラグ付きの設定可能な開放LED保護
- 設定可能な低電圧ロックアウト (ヒステリシスあり)
- 設定可能なフォルト再起動タイム付きソフトスタート
- 28ピンTSSOPパッケージで供給

アプリケーション

- 大電力のLED、高電圧のLED、2列のLED
- バッテリーおよびスーパーキャパシタの充電器
- 電流を正確に制限する電圧レギュレータ

概要

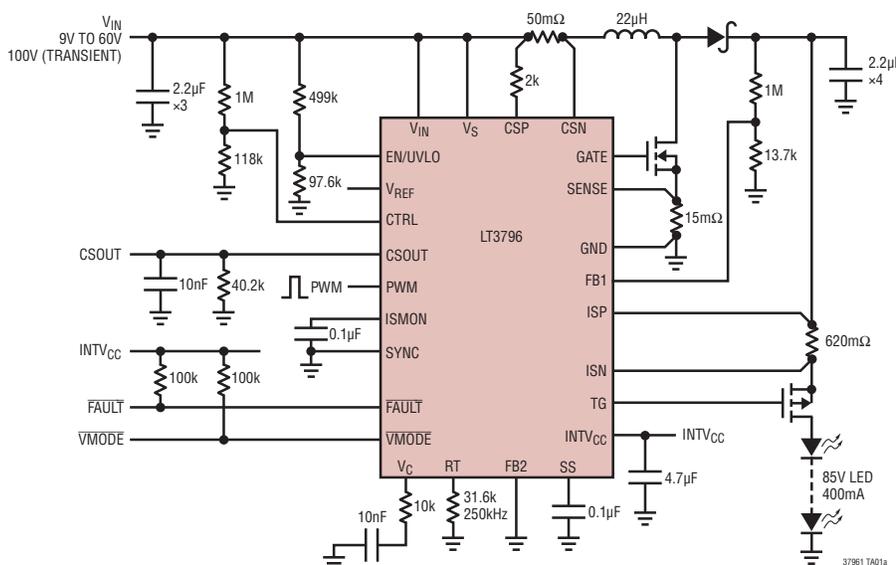
LT®3796/LT3796-1は、定電流または定電圧を安定化する目的で設計されたDC/DCコントローラで、LEDを駆動するのに最適です。固定周波数の電流モード・アーキテクチャにより、広い範囲の電源電圧および出力電圧にわたって安定した動作が得られます。グランドを基準にした電圧の2つのFBピンは、いくつかのLED保護機能の入力として機能します。また、FBピンを使用すると、コンバータを定電圧源として動作させることもできます。LT3796/3796-1は、レール・トゥ・レールの同相範囲を備えた設定可能なしきい値出力の検出アンプを特長としています。独立した高電位側アンプは2本の抵抗で利得を設定可能であり、いずれかのFBピンと組み合わせて第2の電流または電圧を安定化する目的で使用することができます。PWM入力は最大3000:1のLED調光比を実現します。

LT3796-1は、第2のLED列を駆動するか、アナログ調光範囲を広げるためにPMOSスイッチでイネーブル/ディセーブル可能な第2の出力電流レギュレーション・ループに合わせて最適化されます。

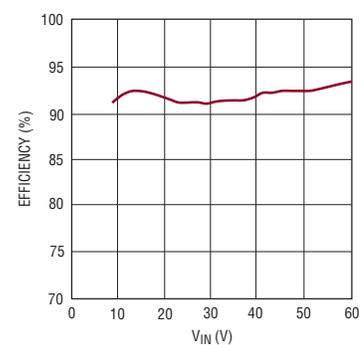
LT、LT、LTC、LTM、Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。True Color PWMはリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。7199560、7321203、7746300を含む米国特許によって保護されています。

標準的応用例

入力電流モニタを備えたブーストLEDドライバ



効率とVIN



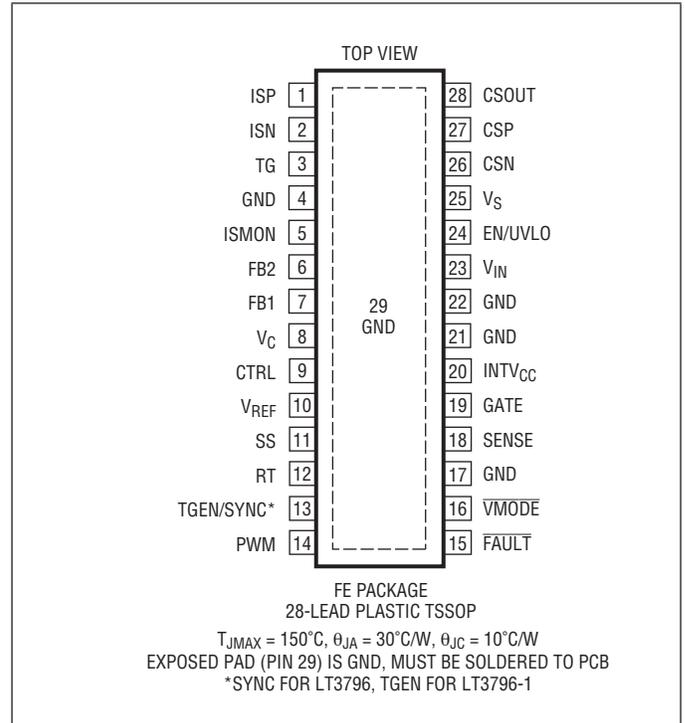
LT3796/LT3796-1

絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN} , V_S	100V
EN/UVLO.....	100V
ISP, ISN.....	100V
TG, GATE.....	Note 2
CSP, CSN.....	100V
V_S - CSP, V_S - CSN.....	-0.3V ~ 4V
INTV _{CC} (Note 3).....	8.6V, $V_{IN} + 0.3V$
PWM, \overline{VMODE} , FAULT.....	12V
FB1, FB2, SYNC (LT3796), TGEN (LT3796-1).....	8V
CTRL.....	15V
SENSE.....	0.5V
ISMON, CSOUT.....	5V
V_C , V_{REF} , SS.....	3V
RT.....	2V
動作接合部温度範囲 (Note 4)	
LT3796E/LT3796I.....	-40 ~ 125°C
LT3796H.....	-40 ~ 150°C
保存温度範囲.....	-65°C ~ 150°C

ピン配置



発注情報

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
LT3796EFE#PBF	LT3796EFE#TRPBF	LT3796FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT3796IFE#PBF	LT3796IFE#TRPBF	LT3796FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT3796HFE#PBF	LT3796HFE#TRPBF	LT3796FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 150°C
LT3796EFE-1#PBF	LT3796EFE-1#TRPBF	LT3796FE-1	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT3796IFE-1#PBF	LT3796IFE-1#TRPBF	LT3796FE-1	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT3796HFE-1#PBF	LT3796HFE-1#TRPBF	LT3796FE-1	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 150°C

さら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。非標準の鉛仕上げの製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

無鉛仕上げ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/tapeandree/> をご覧ください。

電気的特性 ●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 24\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 24\text{V}$ 、 $CTRL = 2\text{V}$ 、 $PWM = 5\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{IN} Minimum Operating Voltage	V_{IN} Tied to $INTV_{CC}$				6	V
V_{IN} Shutdown I_Q	$EN/UVLO = 0\text{V}$, $PWM = 0\text{V}$ $EN/UVLO = 1.15\text{V}$, $PWM = 0\text{V}$				1 12	μA μA
V_{IN} Operating I_Q (Not Switching)	$R_T = 82.5\text{k}$ to GND, $FB1 = 1.5\text{V}$			2.5	3	mA
V_{REF} Voltage	$-100\mu\text{A} \leq I_{REF} \leq 10\mu\text{A}$	●	1.97	2.015	2.06	V
V_{REF} Pin Line Regulation	$6\text{V} < V_{IN} < 100\text{V}$			1.5		m%/V
V_{REF} Pin Load Regulation	$-100\mu\text{A} < I_{REF} < 0\mu\text{A}$			10		m%/μA
SENSE Current Limit Threshold		●	100	113	125	mV
SENSE Input Bias Current	Current Out of Pin			60		μA
SS Sourcing Current	$SS = 0\text{V}$			28		μA
SS Sinking Current	$ISP - ISN = 1\text{V}$, $SS = 2\text{V}$			2.8		μA
エラーアンプ						
Full Scale LED Current Sense Threshold ($V_{(ISP-ISN)}$)	$ISP = 48\text{V}$, $CTRL \geq 1.2\text{V}$ $ISP = 0\text{V}$, $CTRL \geq 1.2\text{V}$	● ●	243 243	250 250	257 257	mV mV
9/10th LED Current Sense Threshold ($V_{(ISP-ISN)}$)	$CTRL = 1\text{V}$, $ISP = 48\text{V}$ $CTRL = 1\text{V}$, $ISP = 0\text{V}$	● ●	220 220	225 225	230 230	mV mV
1/2 LED Current Sense Threshold ($V_{(ISP-ISN)}$)	$CTRL = 0.6\text{V}$, $ISP = 48\text{V}$ $CTRL = 0.6\text{V}$, $ISP = 0\text{V}$	● ●	119 119	125 125	131 131	mV mV
1/10th LED Current Sense Threshold ($V_{(ISP-ISN)}$)	$CTRL = 0.2\text{V}$, $ISP = 48\text{V}$ $CTRL = 0.2\text{V}$, $ISP = 0\text{V}$	● ●	16 16	25 25	32 32	mV mV
ISP/ISN Current Monitor Voltage (V_{ISMON})	$V_{(ISP-ISN)} = 250\text{mV}$, $ISP = 48\text{V}$, $-50\mu\text{A} < I_{ISMON} < 0\mu\text{A}$ $V_{(ISP-ISN)} = 250\text{mV}$, $ISP = 0\text{V}$, $-50\mu\text{A} < I_{ISMON} < 0\mu\text{A}$	● ●	0.96 0.96	1 1	1.04 1.04	V V
ISP/ISN Over Current Protection Threshold ($V_{(ISP-ISN)}$)	$ISN = 48\text{V}$ $ISN = 0\text{V}$	● ●	360 360	375 375	390 390	mV mV
CTRL Input Bias Current	Current Out of Pin, $CTRL = 1.2\text{V}$			50	200	nA
ISP/ISN Current Sense Amplifier Input Common Mode Range			0		100	V
ISP/ISN Input Current Bias Current (Combined)	$PWM = 5\text{V}$ (Active), $ISP = 48\text{V}$ $PWM = 0\text{V}$ (Standby), $ISP = 48\text{V}$			700 0	0.1	μA μA
ISP/ISN Current Sense Amplifier g_m	$V_{(ISP-ISN)} = 250\text{mV}$			400		μs
V_C Output Impedance				2000		k Ω
V_C Standby Input Bias Current	$PWM = 0\text{V}$		-20		20	nA
FB1, FB2 Regulation Voltage (V_{FB})	$ISP = ISN = 48\text{V}$ $ISP = ISN = 48\text{V}$	●	1.230 1.238	1.250 1.250	1.270 1.264	V V
FB1 Amplifier g_m			450	600	750	μS
FB2 Amplifier g_m			130	170	210	μS
FB1, FB2 Pin Input Bias Current	$FB = V_{FB}$			100	200	nA
FB1 Open LED Threshold	\overline{VMODE} Falling, $ISP = ISN = 48\text{V}$		$V_{FB} - 70\text{mV}$	$V_{FB} - 60\text{mV}$	$V_{FB} - 50\text{mV}$	V
C/10 Comparator Threshold ($V_{(ISP-ISN)}$)	\overline{VMODE} Falling, $FB1 = 1.25\text{V}$, $ISP = 48\text{V}$ \overline{VMODE} Falling, $FB1 = 1.25\text{V}$, $ISN = 0\text{V}$			25 25		mV mV
FB1 Overvoltage Threshold	FAULT Falling		$V_{FB} + 35\text{mV}$	$V_{FB} + 50\text{mV}$	$V_{FB} + 60\text{mV}$	V
FB2 Overvoltage Threshold	TG Rising		$V_{FB} + 35\text{mV}$	$V_{FB} + 50\text{mV}$	$V_{FB} + 60\text{mV}$	V
V_C Current Mode Gain ($\Delta V_{VC}/\Delta V_{SENSE}$)				4.2		V/V

LT3796/LT3796-1

電気的特性 ●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 24\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 24\text{V}$ 、 $CTRL = 2\text{V}$ 、 $PWM = 5\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
電流検出アンプ (CSA)						
Power Supply Voltage Range (V_S)		●	3		100	V
CSA Input Voltage Common Mode Range (V_{CSP} and V_{CSN})		●	2.5		100	V
CSOUT Maximum Output Current		●			200	μA
Input Voltage Offset ($V_{CSP-CSN}$)	$V_{SNS} = 100\text{mV}$, $V_S = 48\text{V}$ (Note 5)	●	-3	0	3	mV
GSP, CSN Input Bias Current	$R_{IN1} = R_{IN2} = 1\text{k}$ (Note 5)			100		nA
GSP, CSN Input Current Offset	$R_{IN1} = R_{IN2} = 1\text{k}$ (Note 5)			0		nA
V_S Supply Current	$V_S = 48\text{V}$			80		μA
Input Step Response (to 50% of Output Step)	$\Delta V_{SENSE} = 100\text{mV}$ Step, $R_{IN1} = R_{IN2} = 1\text{k}$, $R_{OUT} = 5\text{k}$			1		μs
リニア・レギュレータ						
INTV _{CC} Regulation Voltage		●	7.4	7.7	8	V
Dropout ($V_{IN} - \text{INTV}_{CC}$)	$I_{\text{INTV}_{CC}} = -10\text{mA}$, $V_{IN} = 6\text{V}$			400		mV
INTV _{CC} Current Limit	$V_{IN} = 100\text{V}$, $\text{INTV}_{CC} = 6\text{V}$ $V_{IN} = 12\text{V}$, $\text{INTV}_{CC} = 6\text{V}$		20 85			 mA mA
INTV _{CC} Shutdown Bias Current if Externally Driven to 7V	$EN/UVLO = 0\text{V}$, $\text{INTV}_{CC} = 7\text{V}$			10		μA
INTV _{CC} Undervoltage Lockout			3.8	4	4.1	V
INTV _{CC} Undervoltage Lockout Hysteresis				150		mV
発振器						
Switching Frequency	$R_T = 82.5\text{k}$ $R_T = 19.6\text{k}$ $R_T = 6.65\text{k}$	● ● ●	85 340 900	105 400 1000	125 480 1150	 kHz kHz kHz
Minimum Off-Time	(Note 6)			190		ns
Minimum On-Time	(Note 6)			210		ns
ロジック入力/出力						
PWM Input Threshold Rising		●	0.96	1	1.04	V
PWM Pin Bias Current				10		μA
EN/UVLO Threshold Voltage Falling		●	1.185	1.220	1.250	V
EN/UVLO Rising Hysteresis				20		mV
EN/UVLO Input Low Voltage	I_{VIN} Drops Below $1\mu\text{A}$		0.4			V
EN/UVLO Pin Bias Current Low	$EN/UVLO = 1.15\text{V}$		2.5	3	3.8	μA
EN/UVLO Pin Bias Current High	$EN/UVLO = 1.30\text{V}$			40	200	nA
V _{MODE} OUTPUT Low	$I_{V_{MODE}} = 0.5\text{mA}$				300	mV
FAULT OUTPUT Low	$I_{FAULT} = 0.5\text{mA}$				300	mV
SYNC Pin Resistance to GND	LT3796 Only			40		$\text{k}\Omega$
SYNC Input Low Threshold	LT3796 Only		0.4			V
SYNC Input High Threshold	LT3796 Only				1.5	V
TGEN Pin Resistance to GND	LT3796-1 Only			40		$\text{k}\Omega$
TGEN Input Low Threshold	LT3796-1 Only		0.4			V
TGEN Input High Threshold	LT3796-1 Only				1.5	V

3796fa

電気的特性 ●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 24\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 24\text{V}$ 、 $CTRL = 2\text{V}$ 、 $\text{PWM} = 5\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ゲート・ドライバ					
t_r NMOS GATE Driver Output Rise Time	$C_L = 3300\text{pF}$, 10% to 90%		20		ns
t_f NMOS GATE Driver Output Fall Time	$C_L = 3300\text{pF}$, 10% to 90%		18		ns
NMOS GATE Output Low (V_{OL})				0.05	V
NMOS GATE Output High (V_{OH})		$\text{INTV}_{CC} - 0.05$			V
t_r Top GATE Driver Output Rise Time	$C_L = 300\text{pF}$		50		ns
t_f Top GATE Driver Output Fall Time	$C_L = 300\text{pF}$		100		ns
Top Gate On Voltage ($V_{ISP-V_{TG}}$)	$\text{ISP} = 48\text{V}$		7	8	V
Top Gate Off Voltage ($V_{ISP-V_{TG}}$)	$\text{PWM} = 0\text{V}$, $\text{ISP} = 48\text{V}$		0	0.3	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。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恐れがある。

Note 2: TGピンおよびGATEピンには正の電圧源および負の電圧源を印加してはならない。印加すると永続的な損傷が生じる場合がある。

Note 3: INTV_{CC} の最大動作電圧は8V。

Note 4: LT3796EおよびLT3796E-1は $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の範囲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。LT3796IおよびLT3796I-1は $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。LT3796HおよびLT3796H-1は $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の全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。

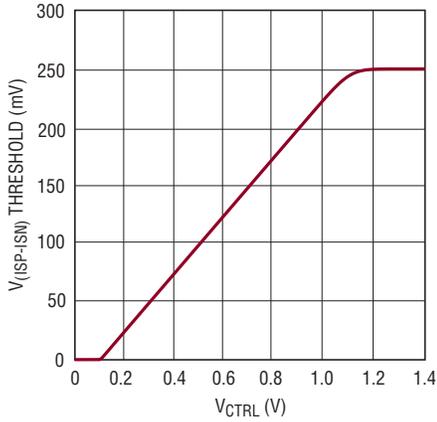
Note 5: サーボ制御状態で測定。詳細については図9を参照してください。

Note 6: 「アプリケーション情報」のセクションの「デューティ・サイクルに関する検討事項」のセクションを参照してください。

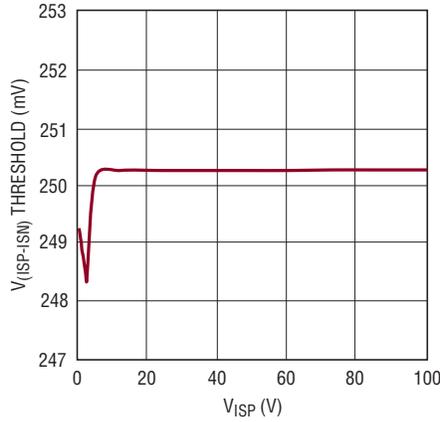
LT3796/LT3796-1

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

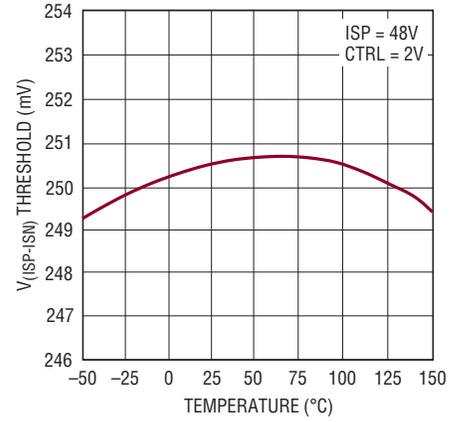
$V_{(ISP-ISN)}$ のしきい値と V_{CTRL}



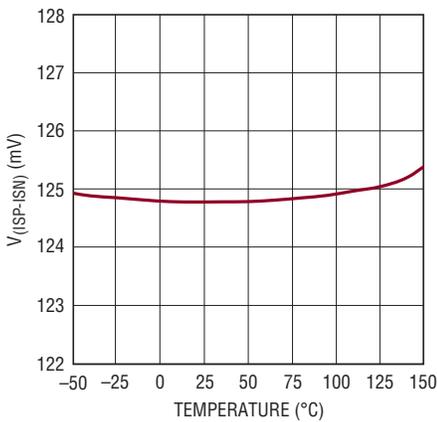
$V_{(ISP-ISN)}$ のしきい値と V_{ISP}



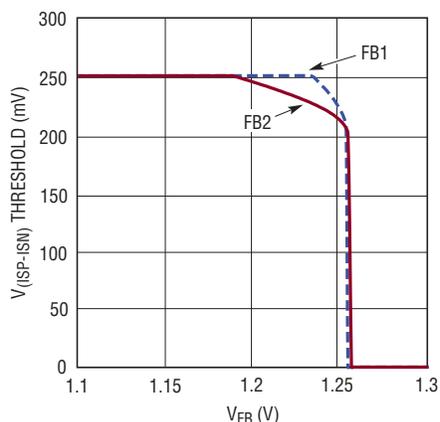
$V_{(ISP-ISN)}$ のフルスケールしきい値と温度



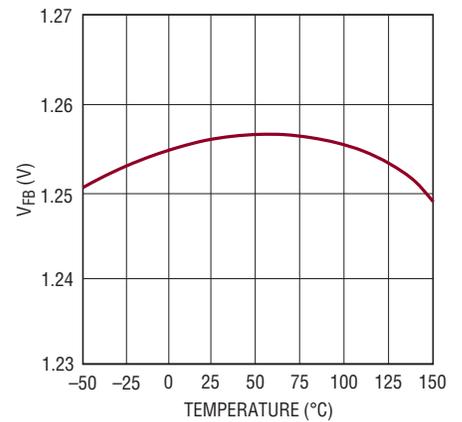
CTRL = 0.6V での $V_{(ISP-ISN)}$ のしきい値と温度



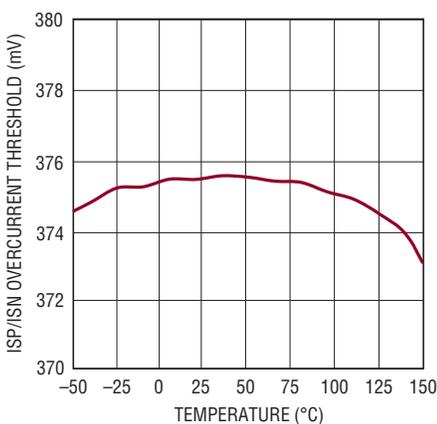
$V_{(ISP-ISN)}$ のしきい値と FB の電圧



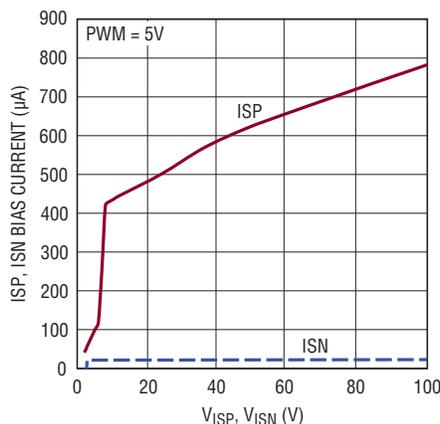
V_{FB} と温度



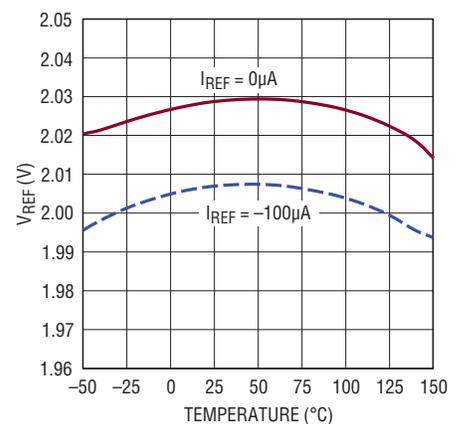
ISP/ISN の過電流保護しきい値と温度



ISP/ISN の入力バイアス電流と V_{ISP} 、 V_{ISN}

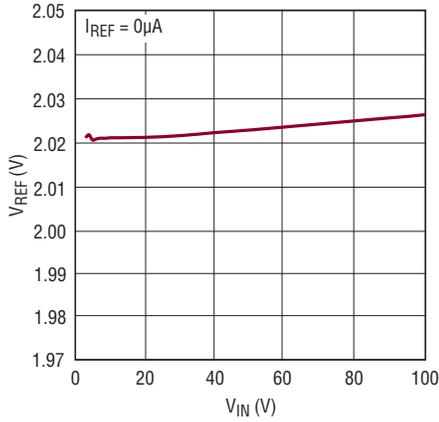


V_{REF} 電圧と温度



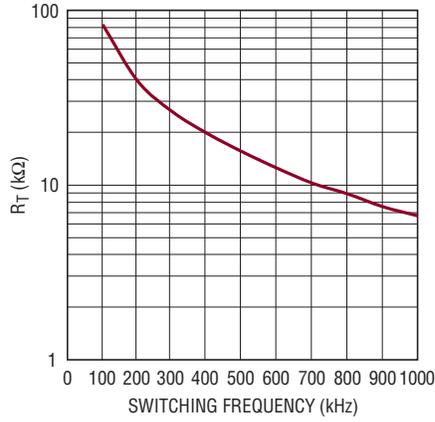
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

V_{REF} と V_{IN}



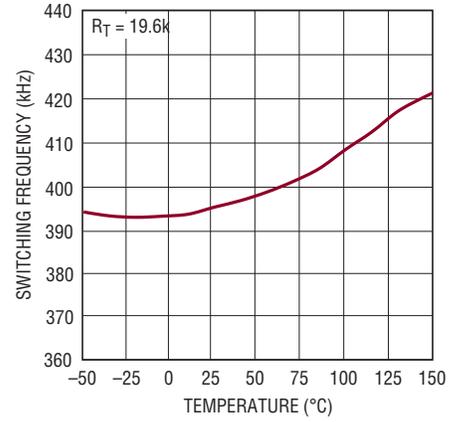
37961 G09

R_T とスイッチング周波数



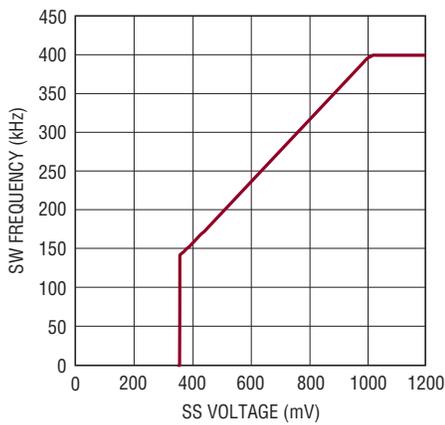
37961 G10

スイッチング周波数と温度



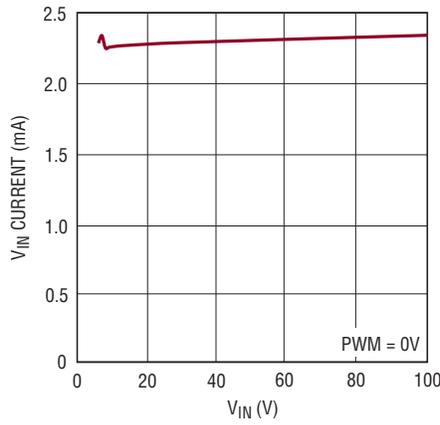
37961 G11

スイッチング周波数とSSの電圧



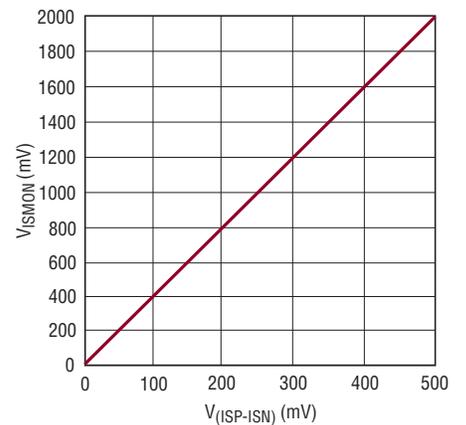
37961 G11a

静止電流と V_{IN}



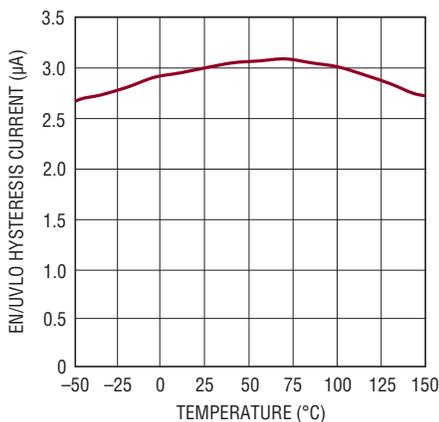
37961 G12

V_{ISMON} と $V_{(ISP-ISN)}$



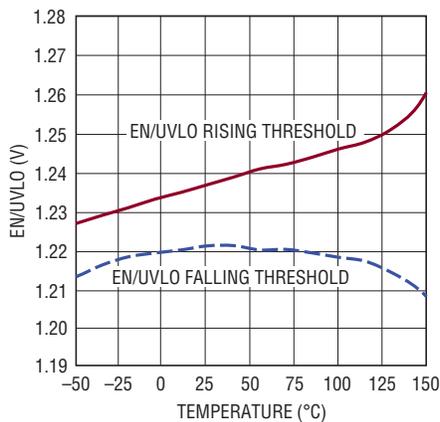
37961 G13

EN/UVLO のヒステリシス電流と温度



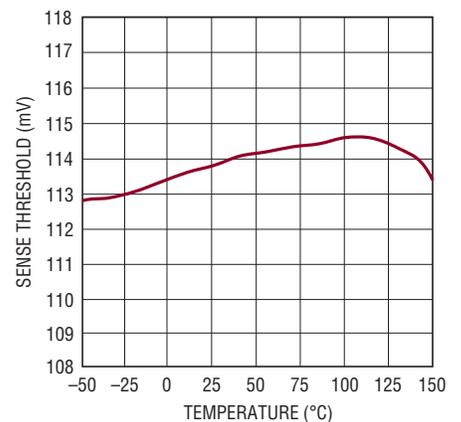
37961 G14

EN/UVLO の立ち上がり / 立ち下がり時しきい値と温度



37961 G15

SENSE の電流制限しきい値と温度



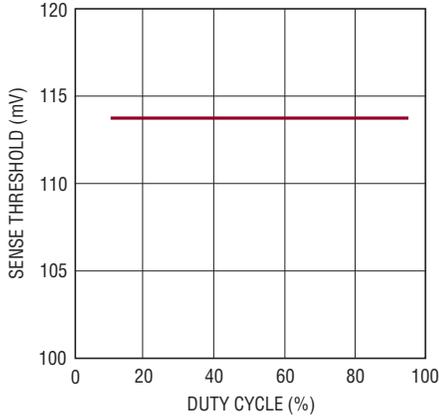
37961 G16

3796fa

LT3796/LT3796-1

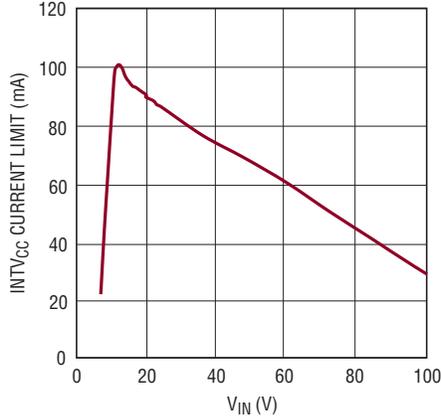
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

SENSEの電流制限しきい値と
デューティ・サイクル



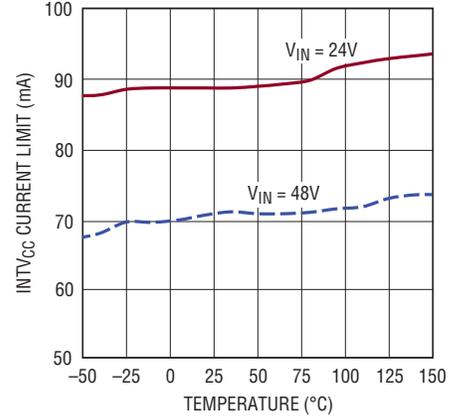
37961 G17

INTV_{CC}の電流制限とV_{IN}



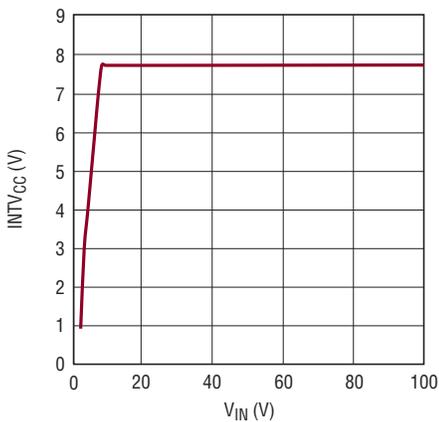
37961 G18

INTV_{CC}の電流制限と温度



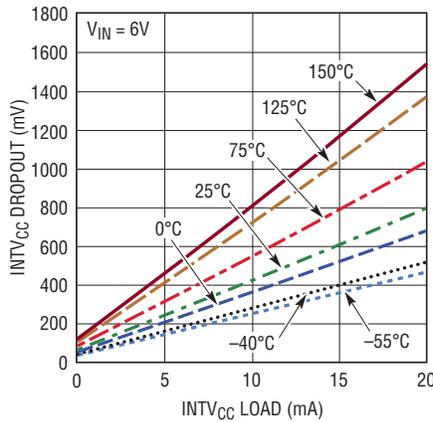
37961 G19

INTV_{CC}とV_{IN}



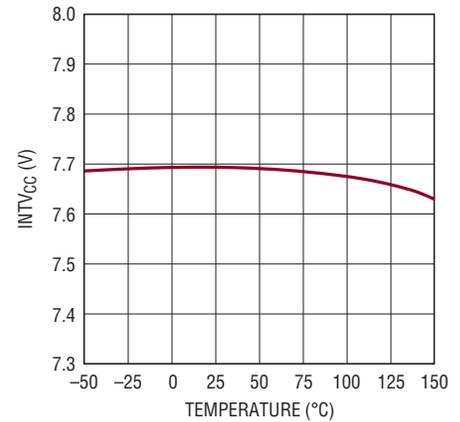
37961 G20

INTV_{CC}のドロップアウト電圧と
電流、温度



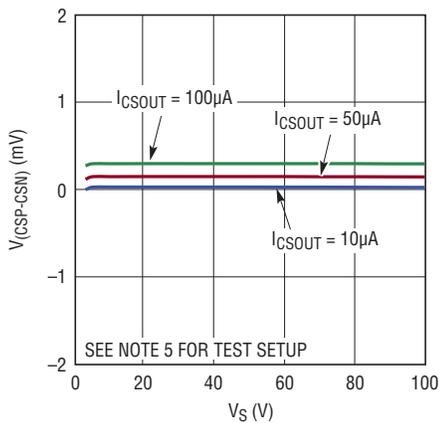
37961 G21

INTV_{CC}と温度



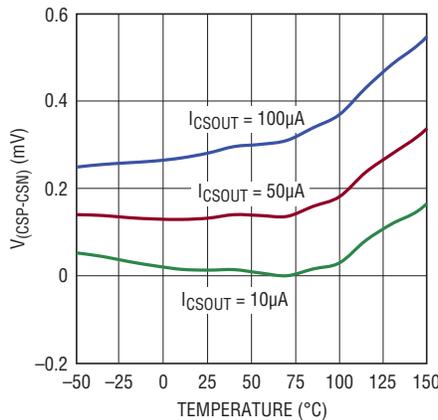
37961 G22

異なるI_{CSOUT}でのV_(CSP-CSN)の
オフセット電圧とV_S



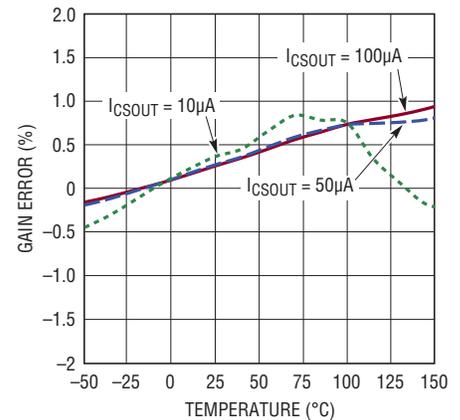
37961 G23

V_(CSP-CSN)のオフセット電圧と温度



37961 G24

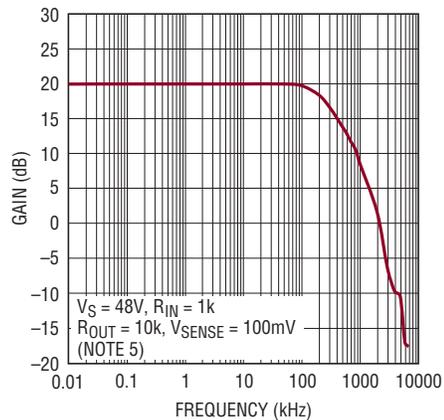
電流検出アンプの利得誤差と温度



37961 G25

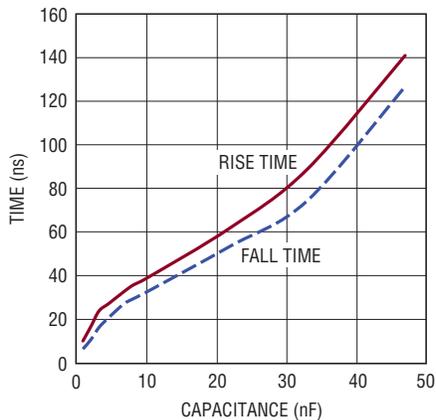
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

電流検出アンプの利得と周波数



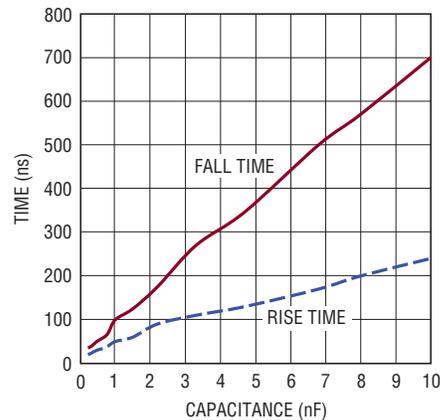
37961 G26

NMOSゲートの立ち上がり/立ち下がり時間と容量



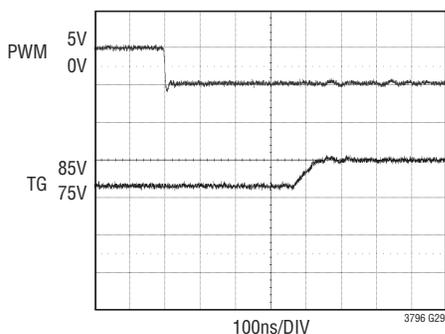
37961 G27

トップ・ゲート(PMOS)の立ち上がり/立ち下がり時間と容量



37961 G28

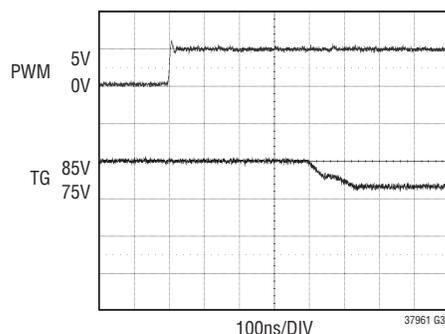
トップ・ゲート・ドライバの立ち上がりエッジ



3796 G29

PMOS VISHAY SILICONIX Si7113DN

トップ・ゲート・ドライバの立ち下がりエッジ



37961 G30

PMOS VISHAY SILICONIX Si7113DN

ピン機能

ISP (ピン1) : 電流帰還抵抗 (R_{LED}) の正側端子の接続点。TGピン・ドライバの正の電源レールとしても機能します。

ISN (ピン2) : 電流帰還抵抗 (R_{LED}) の負側端子の接続点。

TG (ピン3) : 上側ゲート・ドライバの出力。 $V_{ISP} > 7V$ の場合、反転PWM信号により、直列のPMOSデバイスが $V_{ISP} \sim (V_{ISP} - 7V)$ の範囲に駆動されます。内部の7Vクランプは、VGSを制限することによってPMOSのゲートを保護します。TGピンは、使用しない場合、未接続のままにしておきます。

GND (ピン4、17、21、22、露出パッドのピン29) : グランド。これらのピンは、制御ループの電流検出入力、NチャネルMOSFETのソースでの電流検出抵抗の負側検出端子としても機能します。露出パッドはグランド・プレーンに直接半田付けしてください。

ISMON (ピン5) : ISP/ISNの電流通知ピン。ISP/ISNピンの入力によって検出されたLED電流は、 $V_{ISMON} = I_{LED} \cdot R_{LED} \cdot 4$ として通知されます。ISMONピンは、使用しない場合、未接続のままにしておきます。PWMピンが“L”のとき、ISMONピンはグランド電位に駆動されます。必要に応じて47nF以上のコンデンサでバイパスします。

FB2 (ピン6) : 第2の電圧ループ帰還ピン。このピンは内部トランスコンダクタンス・アンプの正側入力ノードに接続されています。内部トランスコンダクタンス・アンプは、出力 V_c とともに、DC/DCコンバータを介してFB2ピンの電圧を1.25Vに安定化します。LT3796のみ、FB2ピンに追加機能があります。FB2ピンが駆動されて1.3Vより高くなると、TGピンは“H”になって外付けのPチャネルMOSFETがオフになり、GATEピンはGND電位に駆動されて外付けのNチャネルMOSFETがオフになります。使用しない場合は、GNDに接続します。

FB1 (ピン7) : 第1の電圧ループ帰還ピン。FB1ピンは、定電圧レギュレーションまたはLED保護/開放LED検出を目的としています。内部トランスコンダクタンス・アンプは、出力 V_c とともに、DC/DCコンバータを介してFB1ピンの電圧を1.25V(公称)に安定化します。FB1ピンの入力が入力がループを安定化していて、 $V_{(ISP-ISN)}$ が25mV未満(通常)である場合は、 \overline{VMODE} の電圧が“L”レベルにアサートされます。この動作によって開放状態LEDのフォルトを通知することができます。(たとえば、外部電源のスパイクにより) FB1ピンが駆動されて1.3Vより高くなると、 \overline{FAULT} ピンの電圧が“L”レベルにアサートされ、GATEピンが“L”になって外付けのNチャネルMOSFETがオフになり、TGピンが“H”に駆動されてLEDが過電流事象から保護されます。FB1ピンは開放のままにしないでください。使用しない場合、FB1ピンはGNDに接続してください。

V_c (ピン8) : トランスコンダクタンス・エラーアンプの出力ピン。RC回路網を接続して制御ループを安定化するために使用します。このピンはPWMピンが“L”のとき高インピーダンスになります。これは、PWMピンが次に“H”に移行するときに備えて要求電流の状態変数を保存する機能です。このピンとGNDの間にはコンデンサを接続してください。トランジェント応答を高速にするため、コンデンサと直列に抵抗を接続することを推奨します。このピンは開放のままにしないでください。

CTRL (ピン9) : 電流検出しきい値の調整ピン。安定化しきい値 $V_{(ISP-ISN)}$ は、 $0.1V < V_{CTRL} < 1V$ の場合、 $0.25 \cdot V_{CTRL}$ にオフセットを加えた値です。 $V_{CTRL} > 1.2V$ の場合、電流検出しきい値はフルスケール値の250mVで一定です。 $1V < V_{CTRL} < 1.2V$ の場合、電流検出しきい値の V_{CTRL} 依存性は、一次関数から一定値に移行し、 $V_{CTRL} = 1.1V$ までにフルスケール値の98%に達します。デフォルトの電流しきい値である250mVにする場合は、CTRLピンを V_{REF} ピンに接続してください。このピンは開放のままにしないでください。LED電流を0にする場合は、CTRLピンをGND電位にしてください。

V_{REF} (ピン10) : 電圧リファレンスの出力ピン。通常は2.015Vです。このピンは、アナログ調光またはLED負荷の温度制限/温度補償のために、CTRLピンの抵抗分割器を駆動します。最大100 μ Aの電流を供給することができます。

SS (ピン11) : ソフトスタート・ピン。このピンは発振器周波数および補償ピンの電圧 (V_c) クランプを調整します。ソフトスタート時間は外部コンデンサによって設定されます。このピンには、内部の2.5Vレールに接続されている28 μ A(標準)のプルアップ電流源が備わっています。このピンはフォルト・タイマとして使用できます。SSピンの電圧が1.7Vを超えているという前提で、次のいずれかのフォルト状態が発生すると、プルアップ電流源はディスエーブルされ、2.8 μ Aのプルダウン電流がイネーブルされます。

1. LEDの過電流状態
2. $INTV_{CC}$ の低電圧状態
3. 熱制限状態

ソフトスタート・サイクルを再開するには、SSピンを0.2Vより低くなるまで放電する必要があります。SSピンが再充電されるまでスイッチングはディスエーブルされます。

RT (ピン12) : スイッチング周波数調節ピン。このピンとGNDの間に抵抗を接続して周波数を設定します(抵抗値については、「標準的性能特性」の曲線または表2を参照してください)。RTピンは開放のままにしないでください。

ピン機能

SYNC (ピン13) (LT3796): SYNCピンは内部の発振器を外部のロジック・レベル信号に同期させるために使用します。SYNCピンを使用する場合は、抵抗 R_T を選択して、内部のスイッチング周波数がSYNCピンのパルス周波数より20%低くなるように設定してください。ゲートはSYNCピンの立ち上がりエッジから一定の遅延後にオンします。このピンを駆動するとき、デューティ・サイクルが50%の波形を使用します。使用しない場合、このピンはGNDに接続してください。

TGEN (ピン13) LT3796-1: トップ・ゲート・ドライバのイネーブル入力ピン。TGEN信号が“L”になると、PWM入力に関係なく、TGピンが“H”に移行してPMOSスイッチをオフします。PWMと異なり、TGENが“L”になってもスイッチング・レギュレータはアイドル状態になりません。TGENをTGとPMOSスイッチと組み合わせて使って、2つの出力電流レギュレーション・ループのうちの1つを非アクティブにすることができます。この機能を使用しない場合はTGENピンを1.5V以上に接続します。TGENからグラウンドに90kの等価抵抗が内蔵されています。

PWM (ピン14): PWM入力信号ピン。信号“L”を入力すると、スイッチングが停止し、発振器がアイドル状態になり、 V_C ピンがすべての内部負荷から切断され、TGピンの電圧が“H”になります。PWMピンからグラウンドに500kの等価抵抗が内蔵されています。このピン使用しない場合はVREFに接続します。

FAULT (ピン15): 以下のいずれかの状態が発生すると、FAULTピンのオープン・コレクタの電圧が“L”レベルにアサートされます。1. FB1ピンの過電圧状態($V_{FB1} > 1.3V$)、2. INTV_{CC}ピンの低電圧状態、3. LEDの過電流状態($V_{(ISP-ISP)} > 375mV$)、4. サーマル・シャットダウン。すべてのフォルトが解消すると、FAULTフラグは“H”に戻ります。フォルト状態は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。前述の2、3および4の場合には、SSピンが放電されて0.2Vより低くなるまで、FAULTは引き続きアサートされたままです。

V_{MODE} (ピン16): FB1ピンの入力電圧が1.19V(標準)より高く、 $V_{(ISP-ISP)}$ が25mV(標準)より小さい場合、V_{MODE}ピンのオープン・コレクタの電圧が“L”レベルにアサートされます。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。V_{MODE}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。

SENSE (ピン18): 制御ループの電流検出入力ピン。このピンは、NチャネルMOSFETのソースのスイッチ電流検出抵抗 R_{SENSE} の正端子に4端子接続します。電流検出抵抗の負端子はデバイスのGNDプレーンに4端子接続します。

GATE (ピン19): NチャネルMOSFETのゲート・ドライバの出力ピン。INTV_{CC}とGNDの間でスイッチングします。このピンは、シャットダウン状態、フォルト状態、またはアイドル状態のときGND電位に駆動されます。

INTV_{CC} (ピン20): 内部負荷、ゲート・ドライバ、および上側ゲート(PMOS)ドライバの安定化電源ピン。V_{IN}から給電され、7.7V(標準)に安定化されます。INTV_{CC}ピンは、近くに配置した4.7μFのコンデンサでバイパスする必要があります。V_{IN}ピンの電圧が常に7V以下である場合は、INTV_{CC}ピンをV_{IN}ピンに直接接続してください。

V_{IN} (ピン23): 入力電源ピン。デバイスの近くに配置した0.22μF(以上)のコンデンサを使って短距離でバイパスする必要があります。

EN/UVLO (ピン24): イネーブルおよび低電圧ロックアウトのピン。外部で設定可能なヒステリシスを備えた正確な1.22V下降方向しきい値により、スイッチングをイネーブルしても電源がOKであることを検出します。上昇方向のヒステリシスは外部抵抗分割器と正確な内部3μAプルダウン電流によって発生させます。電圧がしきい値より高い場合(ただし6Vより低い場合)、EN/UVLOの入力バイアス電流は1μA未満になります。電圧が下降方向しきい値より低い場合は3μAのプルダウン電流がイネーブルされるので、ユーザは外付け抵抗を選択してヒステリシスを規定できます。低電圧状態はソフトスタートをリセットします。0.4V以下に接続してデバイスをデイスエーブルすると、V_{IN}ピンに流れる静止電流は1μA未満に減少します。

V_S (ピン25): 電流検出アンプの電源ピン。このピンは電流検出アンプに電源電流を供給する役割を果たし、3V~100Vの範囲で動作します。

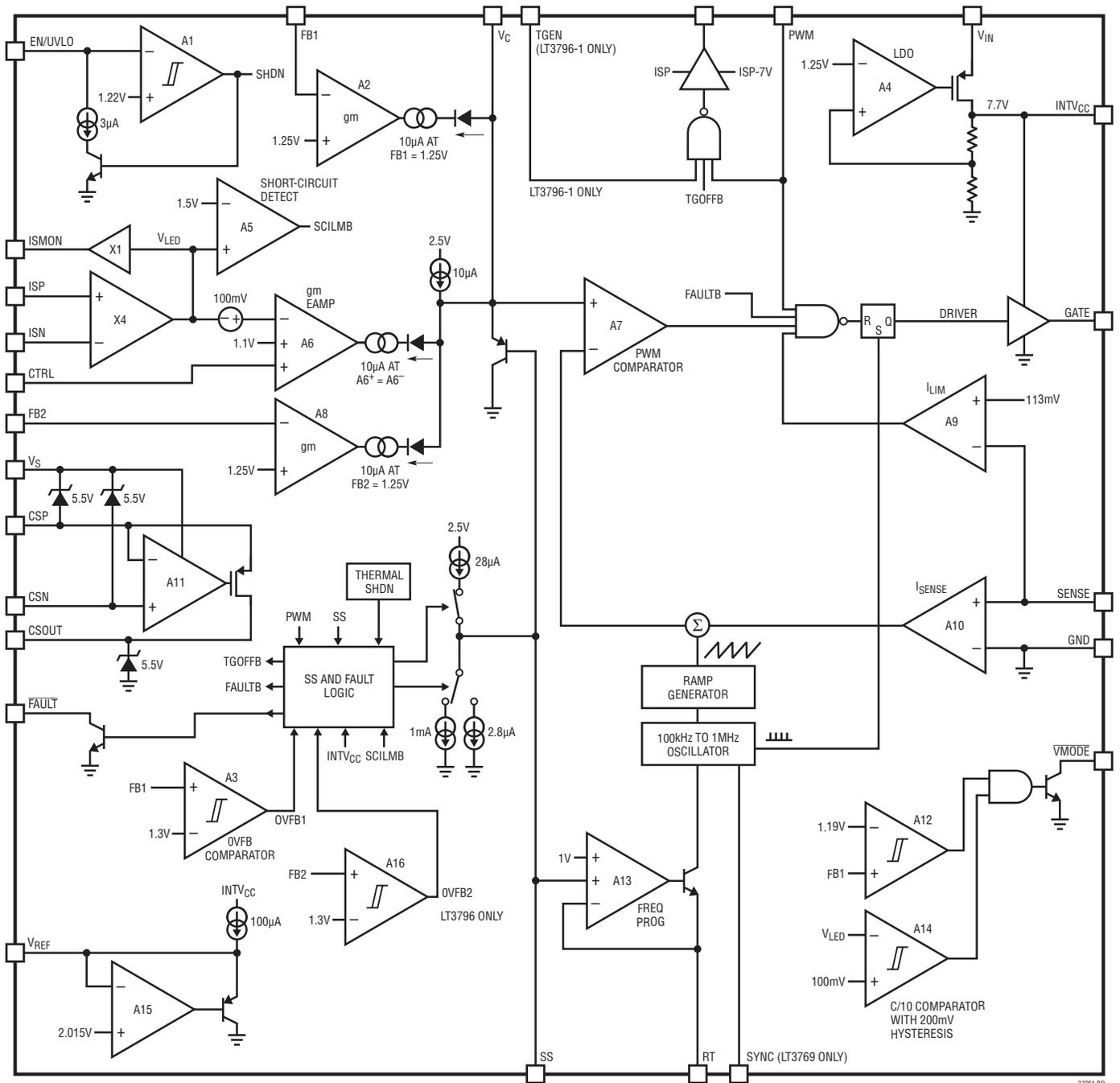
CSN (ピン26): 負の電流検出入力端子。CSNピンは100Vまでの電圧に対して機能を維持します。通常は図9に示すようにV_SピンとCSPピンに接続されます。

CSP (ピン27): 正の電流検出入力端子。内部の検出アンプはCSPピンから電流を流し込み、CSPピンの電位を安定化してCSNピンの電位と同じにします。V_{IN}ピンとCSPピンの間に接続した抵抗(R_{IN1})により、出力電流が設定されます($I_{CSOUT} = V_{SNS}/R_{IN1}$)。V_{SNS}はR_{SNS}の両端に発生する電圧です。図9を参照してください。

CSOUT (ピン28): 電流検出アンプの出力ピン。CSOUTピンは、CSPから流れる電流を流し出します。通常は、GNDとの間に接続されている外付け抵抗へ出力されます。

LT3796/LT3796-1

ブロック図



LT3796/LT3796-1のブロック図

動作

LT3796/LT3796-1は、低電位側NMOSのゲート・ドライバを備えた固定周波数の電流モード・コントローラです。LT3796/LT3796-1の動作は、ブロック図を参照するとよく理解できます。通常動作では、PWMピンの電圧を“L”にすると、GATEピンはGND電位に駆動され、TGピンはISPピンより電位が高くなってPMOS切断スイッチがオフになり、Vcピンは高インピーダンスになって外付けの補償コンデンサで以前のスイッチング状態を保存し、ISPピンとISNピンのバイアス電流は漏れ電流のレベルまで減少します。PWMピンの電圧が“H”に移行すると、TGピンの電圧は短い遅延の後に“L”に移行します。同時に、内部発振器が起動してパルスが発生し、PWMラッチをセットして、外付けのNチャネル・パワーMOSFETスイッチをオンします(GATEの電圧が“H”になります)。スイッチ電流はSENSEおよびGNDの入力ピン間に接続されている外付けの電流検出抵抗によって検出されますが、このスイッチ電流に比例する電圧入力安定化スローブ補償ランプに加えられ、その結果生じたスイッチ電流検出信号がPWMコンパレータの負端子に供給されます。外付けのインダクタに流れる電流は、スイッチがオンになっているときは安定して増加します。スイッチ電流の検出電圧がエラーアンプの出力(Vc)電圧を超えると、ラッチはリセットされ、スイッチはオフになります。スイッチがオフになっている期間中、インダクタの電流は減少します。発振器の各サイクルが完了すると、スローブ補償などの内部信号はその開始点に戻り、発振器からのセット・パルスによって新しいサイクルが始まります。この繰り返し動作を通じて、PWM制御アルゴリズムはスイッチのデューティ・サイクルを確立し、負荷での電流または電圧を安定化します。Vcの信号は多くのスイッチング・サイクルにわたって積分されており、ISPとISNの間で測定されたLED電流の検出電圧と、CTRLピンで設定された目標の差電圧との差を増幅したものです。このようにして、エラーアンプは正しいピーク・スイッチ電流レベルを設定し、LED電流をレギュレーション状態に保ちます。エラーアンプの出力電圧が上昇すると、スイッチに必要な電流が増加します。逆に、エラーアンプの出力電圧が低下すると、必要な電流は減少します。スイッチ電流はオンの期間中にモニタされ、SENSEピンの電圧が電流制限しきい値である113mV(標準)を超えることはできません。SENSEピンの電圧が電流制限しきい値を超えると、SRラッチは、PWMコンパレータの出力状態に関係なくリセットされます。同様に、何らかのフォルト状態、つまりFB1ピンの過電圧状態($V_{FB1} > 1.3V$)、LEDの過電流状態、また

はINTV_{CC}ピンの低電圧状態($INTV_{CC} < 4V$)が発生すると、GATEピンは即座にGND電位に低下します。

電圧帰還モードでの動作は前述の内容と同様ですが、Vcピンの電圧は、1.25V(公称)の内部リファレンスと、FB1ピンおよびFB2ピンとの電圧差を増幅した値によって設定されます。FB1とFB2の電圧が両方ともリファレンス電圧より低い場合、スイッチ電流は増加します。逆に、FB1とFB2の電圧の一方がリファレンス電圧より高いと、スイッチの要求電流は減少します。LED電流検出帰還部は電圧帰還部と相互作用するので、FB1およびFB2の電圧はどちらも内部リファレンス電圧を超えず、ISPとISNの間の電圧はCTRLピンによって設定されるしきい値を超えません。電流または電圧のレギュレーションを正確に行うには、通常の動作状態では適切なループが主体になっていることを確認する必要があります。電圧ループを全面的に不動作状態にするために、FB1およびFB2をGNDに接続することができます。LED電流ループを全面的に不動作状態にするには、ISPピンとISNピンを互いに接続し、CTRL入力をV_{REF}に接続する必要があります。

LT3796/LT3796-1の特長となっているLEDに固有の2つの機能は、FB1ピン(電圧帰還ピン)によって制御されます。まず、FB1ピンの電圧がFB1のレギュレーション電圧より60mV低い(-5%)電圧を超え、V_(ISP-ISN)が25mV(標準)より小さくなると、V_{MODE}ピンのプルダウン・ドライバが作動します。この機能は、負荷を切断することが可能で定電圧帰還ループがスイッチング・レギュレータを制御していることを示す状態インジケータになっています。FB1ピンの電圧がFB1のレギュレーション電圧を50mV(標準で4%)超えると、FAULTピンが作動状態になります。

LT3796/LT3796-1は、PMOS切断スイッチ・ドライバを備えています。PMOS切断スイッチは、PWM調光比を改善するために使用することと、さらにフォルト保護回路として動作させることができます。フォルト状態が検出されると、TGピンの電圧は“H”になり、PMOSスイッチはオフになります。この動作は、LEDの配列を電力の経路から分離し、過剰な電流によってLEDが損傷しないようにするものです。

LT3796/LT3796-1は、独立した電流検出アンプを内蔵しています。このアンプは入力電流制限回路または開放LED保護回路として動作することができます。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。

アプリケーション情報

INTV_{CC}レギュレータのバイパスと動作

安定動作を確保し、大量のGATEスイッチング電流に備えて電荷を蓄積するため、INTV_{CC}ピンにはコンデンサが必要です。最高の性能を発揮するため、10V定格で低ESRのX7R型またはX5R型セラミック・コンデンサを選択してください。多くのアプリケーションでは、4.7μFのセラミック・コンデンサが適切です。コンデンサをデバイスの近くに配置して、INTV_{CC}ピンとパワー・グランドまでの配線長を最短にします。

INTV_{CC}出力に内蔵の電流制限回路により、LT3796/LT3796-1はデバイス内部で電力を過剰に損失しないよう保護されます。スイッチング用のNチャンネルMOSFETと動作周波数を選択するときには、この電流制限の最小値を検討する必要があります。I_{INTVCC}は次式によって計算できます。

$$I_{INTVCC} = Q_G \cdot f_{osc}$$

Q_Gの小さいMOSFETを慎重に選択することにより、スイッチング周波数が高くなり、磁気部品の小型化につながります。INTV_{CC}ピンには、4V(標準)に設定されている固有の低電圧ディスプレイ機能(UVLO)があり、外付けFETの導電性が最大まで高まらないことに起因した過剰な電力損失が発生しないよう保護されます。INTV_{CC}ピンの電圧がUVLOのしきい値より低くなると、GATEピンの電圧は強制的に0Vになり、TGピンの電圧は“H”になってソフトスタート(SS)ピンの電圧はリセットされます。入力電圧(V_{IN})が7Vを超えない場合は、INTV_{CC}ピンを入力電源に接続してください。シャットダウン時には小電流(標準で10μA)がINTV_{CC}の負荷になることに注意してください。V_{IN}の電圧がINTV_{CC}のレギュレーション電圧より通常は高いがときどき低くなる場合、V_{IN}の最小動作電圧は6Vに近くなります。この値はリニア・レギュレータのドロップアウト電圧と、前述したINTV_{CC}低電圧ロックアウトのしきい値である4Vによって決まります。

EN/UVLOピンを使用したターンオンとターンオフのしきい値のプログラミング

下降方向UVLOの値は抵抗分割器によって正確に設定できます。EN/UVLOの電圧がしきい値より低くなると、少量の

3μAプルダウン電流が流れます。この電流の目的はユーザーが上昇方向ヒステリシスをプログラムできるようにすることです。抵抗の値を求めるには、以下の式を使用してください。

$$V_{IN(FALLING)} = 1.22 \cdot \frac{R1 + R2}{R2}$$

$$V_{IN(RISING)} = V_{IN(FALLING)} + 3\mu A \cdot R1$$

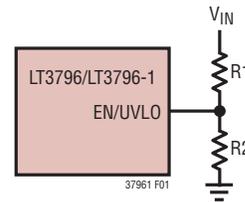


図1.

LED電流のプログラミング

LED電流は、ISPピンとISNピンの間に電流検出抵抗R_{LED}を配置することによってプログラミングします。通常、電流の検出はLED列の上端で行います。この方法が使えない場合はLED列の下端で電流を検出することができます。検出抵抗の両端で250mV(標準)のフルスケールしきい値を得るため、CTRLピンは1.2Vより高い電圧に接続する必要があります。CTRLピンはLED電流を0に調光する目的で使用することもできますが、電圧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。CTRLピンの電圧が1Vより低くなると、LED電流は次のようになります。

$$I_{LED} = \frac{V_{CTRL} - 100mV}{R_{LED} \cdot 4}, \quad 0.1V < V_{CTRL} \leq 1V$$

$$I_{LED} = 0, \quad V_{CTRL} = 0V$$

CTRLピンの電圧が1V~1.2Vのとき、LED電流はCTRLピンの電圧に応じて変化しますが、CTRLピンの電圧が大きくなるにつれて次第に上記の式から離れていきます。最終的に1.2Vを超えると、LED電流がCTRLピンの電圧に応じて変

アプリケーション情報

化することはなくなります。標準的な $V_{(ISP-ISN)}$ のしきい値と CTRL ピンの電圧を表1に示します。

表1. $V_{(ISP-ISN)}$ のしきい値と CTRL ピンの電圧

V_{CTRL} (V)	$V_{(ISP-ISN)}$ (mV)
1	225
1.05	236
1.1	244.5
1.15	248.5
1.2	250

CTRL ピンの電圧が 1.2V より高くなると、LED 電流は次式に従って安定化されます。

$$I_{LED} = \frac{250\text{mV}}{R_{LED}}$$

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ることで 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 ピンと ISN ピンの間に、スイッチング周波数で時間と共に変化する差動電圧信号(リップル)が存在す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、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。

出力電圧(定電圧レギュレーション)または開放 LED/過電圧しきい値のプログラミング

LT3796/LT3796-1 には、2つの電圧帰還ピン(FB1 および FB2)があります。昇圧アプリケーションおよび SEPIC アプリケーションにはどちらのピンも使用できます。これら2つのピンの違いは、FB1 には、FB1 の電圧が $V_{FB} - 60\text{mV}$ ($\overline{V_{MODE}}$ のしきい値)を超えたことを検出して、 $V_{(ISP-ISN)}$ が 25mV より小さくなった場合に V_{MODE} 出力をアサートするコンパレータがあることです。このことは、出力が電流レギュレーションではなく電圧レギュレーション・モードに入っていることを示しています。FB2 にはこうした特別なコンパレータはありません。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2を参照)。

$$V_{OUT} = 1.25 \cdot \frac{R3 + R4}{R4}$$

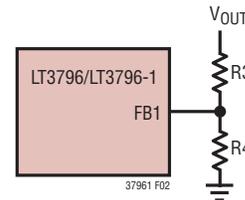


図2. 昇圧アプリケーションおよび SEPIC アプリケーションでの帰還抵抗の接続

昇圧型の LED ドライバの場合は、通常動作時に予想される V_{FB1} が 1.15V を超えないように、出力と FB1 ピンの間に接続する抵抗を設定します。降圧モード構成または昇降圧モード構成の LED ドライバの場合は、図3に示すように、通常は FB ピンの電圧レベルを GND を基準にした信号までシフトします。出力電圧は次式で表すことができます。

$$V_{OUT} = 1.25 \cdot \frac{R5}{R8} \cdot \frac{R6 + R7}{R6} \text{ for Figure 3a}$$

$$\text{or } V_{OUT} = 1.25 \cdot \frac{R9}{R10} + V_{BE(Q1)} \text{ for Figure 3b}$$

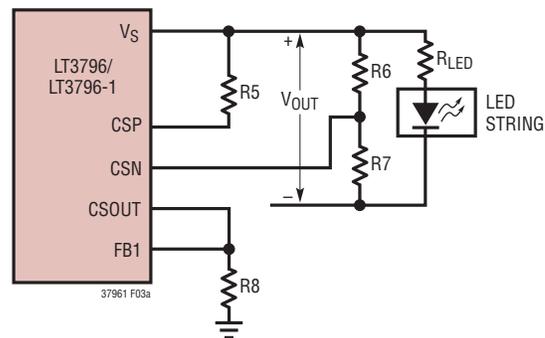


図3a. 降圧モードまたは昇降圧モードの LED ドライバでの帰還抵抗の接続

アプリケーション情報

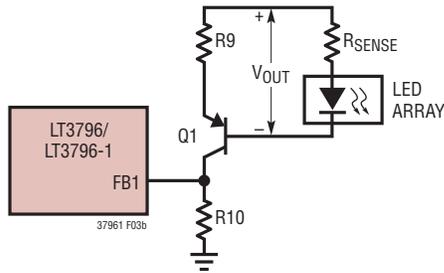


図3b. 外付けPNPを使用した場合の降圧モードまたは昇降圧モードのLEDドライバでの帰還抵抗の接続

開放LEDの検出

LT3796/LT3796-1、FB1ピンの電圧が1.19Vより高く、 $V_{(ISP-ISN)}$ が25mVより小さいと“L”になるオープン・コレクタの状態ピン(VMODE)を備えています。抵抗分割器を使用して開放LEDのクランプ電圧を正しくプログラミングしている場合は、LEDが接続されたときにFB1ピンの電圧が1.15Vを超えることはないで、FB1ピンの電圧が1.25Vのレギュレーション電圧から60mV以内に入るには、LEDが開放状態になる事象が発生することが唯一の条件です。

LEDの過電流保護機能

ISPピンとISNピンには、LED電流の検出機能とは独立した短絡保護機能があります。この機能により、過剰なスイッチング電流の発生が防止され、パワー部品が保護されます。短絡保護のしきい値(375mV、標準)は、デフォルトのLED電流検出しきい値より50%高く設計されています。LEDの過電流が検出されると、GATEピンはGND電位に駆動されてスイッチングが停止し、TGピンは“H”になってLEDの配列が電力の経路から切り離されます。

昇圧モードまたは昇降圧モードのコンバータの標準的なLED短絡保護回路図を図4に示します。ショットキ・ダイオードD2は、基板上的のM2のドレインの近くに配置する必要があります。このダイオードは、LED⁺ノードが長いケーブルを介してグラウンドに短絡した場合、グラウンド電位よりも明らかに低い電位まで振幅しないよう保護します。通常、内部の保護ループは、応答するまでに約1μsかかります。トランジェント短絡電流を制

限するには、PNPヘルパーのQ1を組み込むことを推奨します。図5および図6にそれぞれ示すように、PNPヘルパーを使用すると短絡電流を2Aに制限できるのに対して、PNPヘルパーがないと短絡電流は20Aまで達する可能性があります。テスト回路図については、「出力短絡保護回路およびLED電流モニタを備えた昇圧LEDドライバ」を参照してください。短絡ケーブルのインピーダンスはピーク電流に影響することに注意してください。

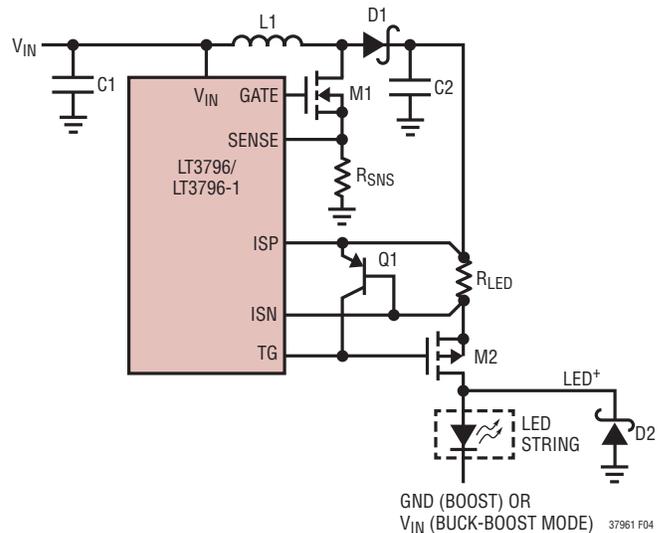


図4. 昇圧/昇降圧モードのLEDドライバでのLED短絡保護回路の簡略図

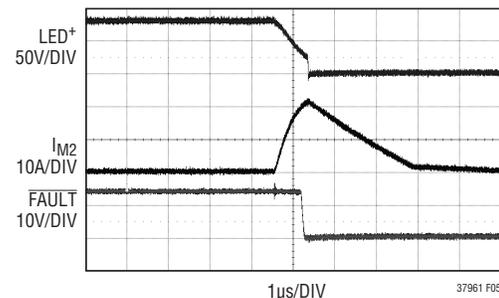


図5. PNPヘルパーを使用しない場合の短絡電流

アプリケーション情報

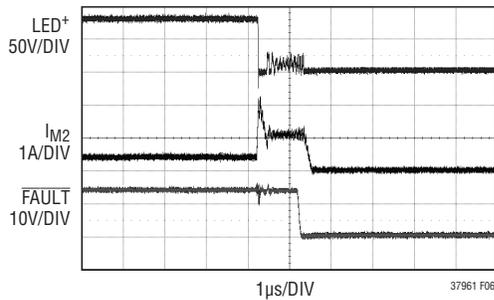


図6. PNPヘルパーを使用した場合の短絡電流

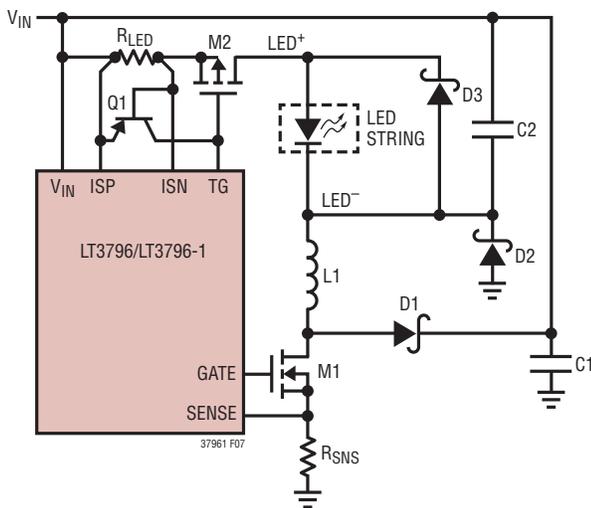


図7. 降圧モード・コンバータでのLED短絡保護回路の簡略図

降圧モードで短絡事象を保護するには、昇圧モードの場合と同様に、ショットキ・ダイオード D2、D3 と PNP トランジスタ Q1 を推奨します。

輝度のPWM調光制御

調光のためにLT3796/LT3796-1を使用してLED電流を制御する方法は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、PWMピンを使用してLED電流を0から最大電流まで調整し、正確に設定された平均電流を実現するとともに、LEDに流れる電流が少ないと発生する色ずれの可能性がないようにします。PWM調光の精度を向上するため、PWMピンの信号が“L”のときは、静止の期間中スイッチ要求電流がVc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”になると回復時間は最小になります。回復時間をさらに改善するには、LED電流の経路に切断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。PWM信号の最小オン時間または最小オフ時間は、RT入力を使用した動作周波数の選択に依存します。電流の精度を最高にするには、PWMピンに“H”が入力されている最小時間をスイッチング・サイクル3回分以上 (fs_w = 1MHzでは3µs) にする必要があります。

PWM信号のデューティ・サイクルが低いと、PWM信号によってソフトスタート・シーケンスを中断できるように過剰な起動時間がかかる原因となります場合があります。したがって、PWMピンの電圧が1Vより高くなることでいったん起動が開始されると、外部からのPWM入力信号によるディスエーブルのロジック信号は無視されます。デバイスは、SSピンの電圧が1.0Vレベルに達するか、出力電流がフルスケール電流の4分の1に達するまで、スイッチングおよびTGピンをイネーブルにした状態でソフトスタートを継続します。この時点で、デバイスはPWM信号が示すとおり調光制御の追従を開始します。出力の過電流が検出されると、SSピンが充電を継続している場合でも、GATEピンおよびTGピンは必ずディスエーブルされます。

スイッチング周波数のプログラミング

RT周波数調整ピンを使用すると、ユーザは100kHz～1MHzのスイッチング周波数をプログラムして、効率や性能あるいは外付け部品のサイズを最適化することができます。周波数の高い動作にすると部品サイズは小さくなりますが、スイッチング損失およびゲート駆動電流が増加し、デューティ・サイクルが十分に高い動作または低い動作ができないことがあります。周波数の低い動作にすると性能は向上しますが、外付け

アプリケーション情報

部品のサイズは大きくなります。R_Tの適切な抵抗値については、表2を参照してください。RTピンとGNDの間には外付け抵抗が必要です。RTピンは開放のままにしないでください。

表2. 標準的なスイッチング周波数とR_Tの値(1%精度の抵抗)

f _{osc} (kHz)	R _T (kΩ)
1000	6.65
900	7.50
800	8.87
700	10.2
600	12.4
500	15.4
400	19.6
300	26.1
200	39.2
100	82.5

周波数同期

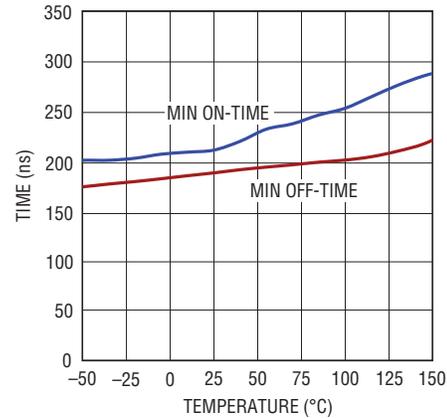
LT3796のスイッチング周波数は、SYNCピンを使用して外部クロックに同期させることができます。正常に動作させるには、外部クロック周波数より20%低いスイッチング周波数になるように抵抗R_Tを選択します。SYNCピンはソフトスタート期間中はディスエーブルされます。SYNCの波形について以下の指針に従えば、この機能の正常動作が保証されます。デューティ・サイクルが50%の波形でSYNCピンを駆動するのは常に賢明な選択ですが、そうしない場合は、デューティ・サイクルを20%～60%の範囲に維持してください。PWMピンとSYNCピンの機能を両方とも使用する場合は、PWM信号の立ち上がりエッジに、最適化された高いPWM調光比を実現するための整合した立ち上がりエッジが必要です。SYNCピンを使用しない場合は、GNDに接続してください。

デューティ・サイクルに関する検討事項

スイッチングのデューティ・サイクルはコンバータの動作を規定する重要な変数なので、特定のアプリケーションのスイッチング周波数をプログラミングするときは、デューティ・サイクルの制限値を検討する必要があります。スイッチの最小デューティ・サイクルおよび最大デューティ・サイクルは、それぞれ固定の最小オン時間と最小オフ時間(図8を参照)およびスイッチング周波数によって規定されます。最小デューティ・サイクルおよび最大デューティ・サイクルは、以下の式で表されます。

最小デューティ・サイクル = 最小オン時間 × スwitchング周波数

最大デューティ・サイクル = 1 - (最小オフ時間 × スwitchング周波数)



37961 F08

図8. 標準的な最小オン時間および最小オフ時間と温度

動作の制限値を計算する場合は、データシートのオン時間/オフ時間の標準値より少なくとも100ns長くして、PWMの制御範囲、GATEピン電圧の立ち上がり時間/立ち下がり時間、SWノードの立ち上がり時間/立ち下がり時間に余裕を持たせる必要があります。

入力電流制限値の設定

LT3796/LT3796-1は独立型の電流検出アンプを内蔵しています。このアンプは入力電流を制限するのに使用できます。図9に示すように、入力電流信号はCSOUTピンで電圧出力に変換されます。CSOUTピンの電圧がFB2ピンのレギュレーション電圧を超えると、GATEピンの電圧は“L”になり、コンバータはスイッチングを停止します。入力電流の制限値は次のように計算されます。

$$I_{IN} = 1.25 \cdot \frac{R_{IN1}}{R_{OUT} \cdot R_{SNS}}$$

アプリケーション情報

降圧アプリケーションの場合は、フィルタ部品 ($R_{IN2(OPT)}$ および C_{OPT}) を LT3796/LT3796-1 の近くに配置して、CSN ピンと CSP ピンの間に発生する大量のトランジェント信号またはノイズを抑えることを推奨します。昇圧アプリケーションおよび昇降圧アプリケーションの場合、 $R_{IN2(OPT)}$ および C_{OPT} は必要ありません。

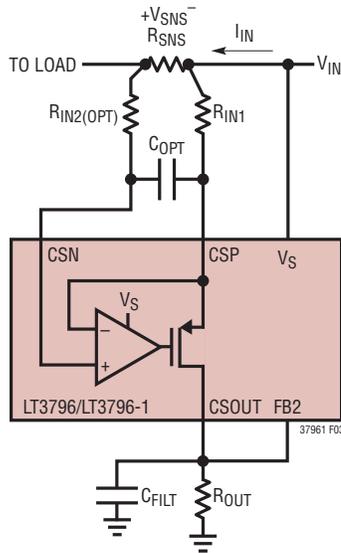


図9. 入力電流制限値の設定

熱に関する検討事項

LT3796/LT3796-1 の最大入力電圧の定格は100Vです。入力電圧が高いときはデバイス内部での電力損失に十分な注意を払い、接合部温度が150°Cを超えないようにする必要があります。高い周囲温度で動作させる場合は、この接合部温度の制限が特に重要です。デバイス内での電力損失の大半は、外付けのNチャネル・パワーMOSFETのゲート容量を駆動するために必要な電源電流が発生源です。このゲート駆動電流は次のように計算することができます。

$$I_{GATE} = f_{SW} \cdot Q_G$$

高い入力電圧で動作させるときは、常に Q_G の小さいパワーMOSFETを使用し、スイッチング周波数を慎重に選択して、デバイスが安全な接合部温度を超えないようにする必要があります。デバイスの内部接合部温度 T_J は次式で概算できます。

$$T_J = T_A + [V_{IN} \cdot (I_Q + f_{SW} \cdot Q_G) \cdot \theta_{JA}]$$

ここで、 T_A は周囲温度、 I_Q は V_{IN} でのデバイスの動作電流 (標準2.5mA)、 θ_{JA} はパッケージの熱インピーダンス (TSSOP パッケージでは30°C/W) です。たとえば、 $T_{A(MAX)} = 85^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN(MAX)} = 60\text{V}$ 、 $f_{SW} = 400\text{kHz}$ のアプリケーションで、 $Q_G = 20\text{nC}$ のNチャネルMOSFETを使用する場合、デバイスの接合部温度の最大値はおおよ次のようになります。

$$\begin{aligned} T_J &= 85^\circ\text{C} + [60\text{V} \cdot (2.5\text{mA} + 400\text{kHz} \cdot 20\text{nC}) \cdot 30^\circ\text{C/W}] \\ &\approx 104^\circ\text{C} \end{aligned}$$

パッケージ底面の露出パッドはグランド・プレーンに半田付けする必要があります。このグランドは、パッケージの直下に配置されているサーマル・ビアにより、プリント回路基板内部にある銅のグランド・プレーンと接続して、デバイスによって放散された熱を外へ拡散させる必要があります。

プリント回路基板の最上層または最下層に銅プレーンを広げて、できるだけ空気に触れるようにするのが最適です。基板内部のグランド層では、最上層および最下層の銅プレーンほど熱を放散しません。一例として推奨レイアウトを参照してください。

入力コンデンサの選択

入力コンデンサはコンバータのパワー・インダクタのトランジェント入力電流を供給するので、トランジェント電流の要件に従って配置し、サイズを決める必要があります。コンデンサの値を見積もるために重要な入力情報は、スイッチング周波数、出力電流、および許容入力電圧リップルです。X7R型のセラミック・コンデンサは温度とDCバイアスによる変動が最も少ないので、通常は最適な選択肢です。一般に、昇圧コンバータおよびSEPICコンバータでは、降圧モードのコンバータより

アプリケーション情報

値の小さいコンデンサが必要です。100mVの入力電圧リップルが許容されるとすると、昇圧コンバータに必要なコンデンサの値は次式で概算できます ($T_{SW} = 1/f_{OSC}$)。

$$C_{IN}(\mu F) = I_{LED}(A) \cdot \frac{V_{LED}}{V_{IN}} \cdot T_{SW}(\mu s) \cdot \frac{1\mu F}{A \cdot \mu s \cdot 2.8}$$

したがって、12V入力、48V出力、500mA負荷の400kHz昇圧レギュレータの場合は、2.2 μ Fのコンデンサが適しています。

同じく入力電圧リップルが100mV未満の場合、降圧コンバータの入力コンデンサは次式で概算できます。

$$C_{IN}(\mu F) = I_{LED}(A) \cdot \frac{V_{LED}(V_{IN} - V_{LED})}{V_{IN}^2} \cdot T_{SW}(\mu s) \cdot \frac{10\mu F}{A \cdot \mu s}$$

24V入力、12V出力、1A負荷の400kHz降圧モード・コンバータの場合は、10 μ Fの入力コンデンサが適しています。

降圧モードの構成では、スイッチがオフになると、ショットキ・ダイオードを介して戻される電流による大量のパルス電流が入力コンデンサに流れます。コンデンサはショットキ・ダイオードおよびスイッチのグランド帰路(つまり検出抵抗)にできるだけ近づけて配置することが重要です。コンデンサのリップル電流定格を考慮することも重要です。最高の信頼性を確保するには、このコンデンサのESRおよびESLが低く、リップル電流定格が適切であることが必要です。降圧モードLEDドライバの実効入力電流は、次式で表されます。

$$I_{IN(RMS)} = I_{LED} \cdot \sqrt{(1-D)D}$$

$$D = \frac{V_{LED}}{V_{IN}}$$

ここで、Dはスイッチのデューティ・サイクルです。

表3. 推奨のセラミック・コンデンサ・メーカ

メーカ	WEBサイト
TDK	www.tdk.com
Kemet	www.kemet.com
村田製作所	www.murata.com
太陽誘電	www.t-yuden.com
AVX	www.avx.com

出力コンデンサの選択

出力コンデンサの選択は、負荷とコンバータの構成(つまり、昇圧または降圧)および動作周波数によって異なります。LEDアプリケーションの場合、LEDの等価抵抗は一般に低いので、電流リップルを減衰させるように出力フィルタ・コンデンサのサイズを選ぶことが必要です。X7R型のセラミック・コンデンサの使用を推奨します。

同じLEDリップル電流を実現するには、昇圧モードおよび昇降圧モード・アプリケーションに必要なフィルタ・コンデンサは、降圧モード・アプリケーションの場合より大きくなります。動作周波数が低いと、それに比例して大きい値のコンデンサが必要になります。

パワー MOSFETの選択

高い入力電圧または出力電圧で動作するアプリケーションの場合は、ドレイン電圧 V_{DS} の定格と小さいゲート電荷 Q_G を考慮して、通常はNチャネルパワー MOSFET スイッチが選択されます。スイッチのオン抵抗 ($R_{DS(ON)}$) についての検討は通常は二次的です。スイッチング損失は主に電力損失によって決まるからです。LT3796/LT3796-1のINTV_{CC}レギュレータには、高い入力電圧でのデバイスの電力損失が過剰にならないよう保護するために一定の電流制限値が設定されています。このため、MOSFETを選ぶときは、7.7Vでの Q_G とスイッチング周波数の積がINTV_{CC}の電流制限値を超えないようにする必要があります。LEDを駆動するためには、負荷開放のフォルト発生に備えて、FBピンで設定したしきい値を超える V_{DS} 定格を持つスイッチを選択するよう注意してください。いくつか

アプリケーション情報

のMOSFETメーカを表4に示します。このデータシートに記載したアプリケーション回路で使用されているMOSFETは、LT3796/LT3796-1と併用して問題なく動作することが分かっています。その他の推奨MOSFETについては、弊社へお問い合わせください。

表4. MOSFETのメーカ

メーカ	WEBサイト
Vishay Siliconix	www.vishay.com
Fairchild	www.fairchildsemi.com
International Rectifier	www.irf.com
Infineon	www.infineon.com

高電位側PMOS切断スイッチの選択

LT3796/LT3796-1の大半のアプリケーションでは、PWM調光比を最適化または最大化し、加えてフォルト状態のときに過剰な発熱からLED列を保護するため、最小の V_{TH} が $-1V \sim -2V$ の高電位側PMOS切断スイッチを推奨します。PMOS切断スイッチは、通常、ドレイン-ソース間電圧 V_{DS} と、連続ドレイン電流 I_D を考慮して選択します。正常に動作させるには、 V_{DS} の定格が、FB1ピンによって設定された開放LEDレギュレーション電圧を超える必要があり、また I_D の定格は I_{LED} より大きくすることが必要です。

ショットキ・ダイオード整流器の選択

パワー・ショットキ・ダイオードは、スイッチがオフになっている期間中に導通します。最大スイッチ電圧の定格があるダイオードを選択してください。調光のためにPWMピンの機能を使用する場合は、PWMピンの電圧が“L”の期間中に出力から流れるダイオード漏れ電流を考慮することが重要です(漏れ電流は温度と共に増加します)。このため、漏れ電流が十分に小さいショットキ・ダイオードを選択してください。いくつかの推奨部品メーカを表5に示します。

表5. ショットキ・ダイオード整流器のメーカ

メーカ	WEBサイト
On Semiconductor	www.onsemi.com
Diodes, Inc	www.diodes.com
Central Semiconductor	www.centalsemi.com
ローム	www.rohm.com

センス抵抗の選択

外付けのNチャネルMOSFETのソースとGNDの間に接続する抵抗 R_{SENSE} は、LT3796/LT3796-1のSENSEピンでの電流制限しきい値(標準113mV)を超えることなくアプリケーションを駆動するのに十分なスイッチ電流を供給できるように選択します。降圧モード・アプリケーションの場合は、必要なLED電流より30%以上大きいスイッチ電流が得られる抵抗を選択します。降圧モードでは、次式に従って抵抗を選択します。

$$R_{SENSE(BUCK)} \leq \frac{0.07V}{I_{LED}}$$

昇降圧モードでは、次式に従って抵抗を選択します。

$$R_{SENSE(BUCK-BOOST)} \leq \frac{V_{IN} \cdot 0.07V}{(V_{IN} + V_{LED}) I_{LED}}$$

昇圧モードでは、次式に従って抵抗を選択します。

$$R_{SENSE(BOOST)} \leq \frac{V_{IN} \cdot 0.07V}{V_{LED} \cdot I_{LED}}$$

R_{SENSE} はNMOS FETのソースおよびLT3796/LT3796-1のGNDの近くに配置してください。LT3796/LT3796-1へのSENSE入力は、 R_{SENSE} の正側端子に4端子接続してください。

上の式では、検出電流制限しきい値である113mV(標準)より小さい70mVを使用して、いくらかの余裕を持たせています。

インダクタの選択

LT3796/LT3796-1と組み合わせて使用するインダクタは、 R_{SENSE} 抵抗によって選択される最大スイッチ電流に対して適切な飽和電流定格のものにする必要があります。動作周波数、入力電圧および出力電圧に基づいてインダクタ値を選択

アプリケーション情報

して、約20mVの大きさの電流モード信号がSENSEピンに入力されるようにします。以下の式はインダクタの値を概算するのに役立ちます ($T_{SW} = 1/f_{OSC}$)。

$$L_{BUCK} = \frac{T_{SW} \cdot R_{SENSE} \cdot V_{LED} (V_{IN} - V_{LED})}{V_{IN} \cdot 0.02V}$$

$$L_{BUCK, BOOST} = \frac{T_{SW} \cdot R_{SENSE} \cdot V_{LED} \cdot V_{IN}}{(V_{LED} + V_{IN}) \cdot 0.02V}$$

$$L_{BOOST} = \frac{T_{SW} \cdot R_{SENSE} \cdot V_{IN} (V_{LED} - V_{IN})}{V_{LED} \cdot 0.02V}$$

いくつかの推奨インダクタ・メーカを表6に示します。

表6. インダクタ・メーカ

メーカ	WEBサイト
スミダ電機	www.sumida.com
Würth Elektronik	www.we-online.com
Coiltronics	www.cooperet.com
Vishay	www.vishay.com
Coilcraft	www.coilcraft.com

ループ補償

LT3796/LT3796-1は内蔵のトランスコンダクタンス・エラーアンプを使用しますが、その V_c 出力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 の補償抵抗と補償コンデンサは制御ループの応答と安定性を最適化するように選択します。標準的なLEDアプリケーションでは、 V_c に接続する補償コンデンサは22nF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。

ソフトスタート・コンデンサの選択

多くのアプリケーションでは、起動時の突入電流を最小に抑えることが重要です。内蔵のソフトスタート回路により、起動時の電流スパイクおよび出力電圧のオーバーシュートが大幅に減少します。ソフトスタート時間は、次式に従ってソフトスタート・コンデンサを選択して設定します。

$$T_{SS} = C_{SS} \cdot \frac{2V}{28\mu A}$$

ソフトスタート・コンデンサの標準値は0.1μFです。ソフトスタート・ピンには、発振器周波数およびスイッチの最大電流を減少させる機能があります。ソフトスタートはフォルト保護としても動作し、コンバータを強制的に一時中断モードまたはラッチオフ・モードにします。詳細については、「フォルト保護：一時中断モードとラッチオフ・モード」のセクションで説明します。

フォルト保護：一時中断モードとラッチオフ・モード

LEDの過電流状態、INTV_{CC}の低電圧、または熱制限が発生すると、FAULTピンのオープン・ドレインの電圧が“L”レベルにアサートされます。TGピンは“H”になってLEDの配列が電力の経路から切り離され、GATEピンは“L”に駆動されます。ソフトスタート・ピンが充電中で依然1.7Vより低い場合は、28μAの電流源によって充電が継続されます。1.7Vを超えると、プルアップ電流源はディスエーブルされ、2.8μAのプルダウン電流源が作動します。SSピンが放電している間、GATEピンは強制的に“L”になっています。SSピンが放電して0.2Vより低くなると、新しいサイクルが開始されます。これを一時中断モード動作と呼びます。SSピンの電圧が0.2Vより低くなっても引き続きフォルトが解消しない場合は、スイッチングがイネーブルされてFAULTフラグがデアサートされる前にSSピンの充電/放電サイクルを完了する必要があります。

V_{REF}ピンとSSピンの間に抵抗を配置して、フォルト状態の間SSピンの電圧を0.2Vより高くすると、LT3796/LT3796-1はラッチオフ・モードに入ってGATEピンが“L”、TGピンが“H”、FAULTピンが“L”になります。ラッチオフ・モードから抜けるには、EN/UVLOピンを“L”から“H”に切り替える必要があります。

アプリケーション情報

基板レイアウト

LT3796/LT3796-1は高速で動作するので、基板レイアウトと部品の配置には細心の注意が必要です。パッケージの露出パッドはデバイスのGND端子であり、デバイスの熱管理にとっても重要です。露出パッドと基板のグラウンド・プレーンの間を電気的および熱的に十分接触させることが非常に重要です。電磁干渉(EMI)を低減するには、インダクタ、スイッチのドレイン、ショットキ・ダイオード整流器のアノードの間にある dV/dt の高いスイッチング・ノードの面積を最小限に抑えることが重要です。スイッチング・ノードの下にグラウンド・プレーンを使用して、影響を受けやすい信号へのプレーン間結合を排除します。 dI/dt の高い配線の長さをできるだけ短くする必要があります。該当するのは、1)スイッチ・ノードからスイッチ抵抗と検出抵抗を介してGNDまでの配線と、2)スイッチ・ノードからショットキ・ダイオード整流器とフィルタ・コンデンサを介してGNDまでの配線です。これら2つのスイッチング電流配線のグラウンド点は、共通の点に集めてからLT3796/LT3796-1の下のグラウンド・プレーンに接続します。同様に、INTV_{CC}レギュレータ

のバイパス・コンデンサのグラウンド端子は、スイッチング経路のGNDの近くに配置する必要があります。通常はこの要件によって、INTV_{CC}のバイパス・コンデンサと共に、外付けのスイッチがデバイスに最も近い配置になります。補償回路網やその他のDC制御信号のグラウンドは、デバイスの下側で星形結線する必要があります。FB1、FB2、RTなど、高インピーダンスの信号が入力されるピンへの配線は長くしないでください。これらのピンへの配線が長いと、スイッチング・ノイズを拾うことがあるからです。ISN入力およびISP入力には少量の可変DC入力バイアス電流が流れるので、これらのピンと直列の抵抗は最小限に抑えて、電流検出しきい値にオフセットが発生しないようにします。同様に、SENSE入力と直列の抵抗も最小限に抑えて、スイッチ電流制限のしきい値が変動ないようにします(可能性が高いのはしきい値の低下です)。

昇圧コンバータの推奨両面レイアウトを図10に示します。ただし、最高の性能を得るためには、4層レイアウトを推奨しています。参考用のレイアウト設計については、弊社へお問い合わせください。

アプリケーション情報

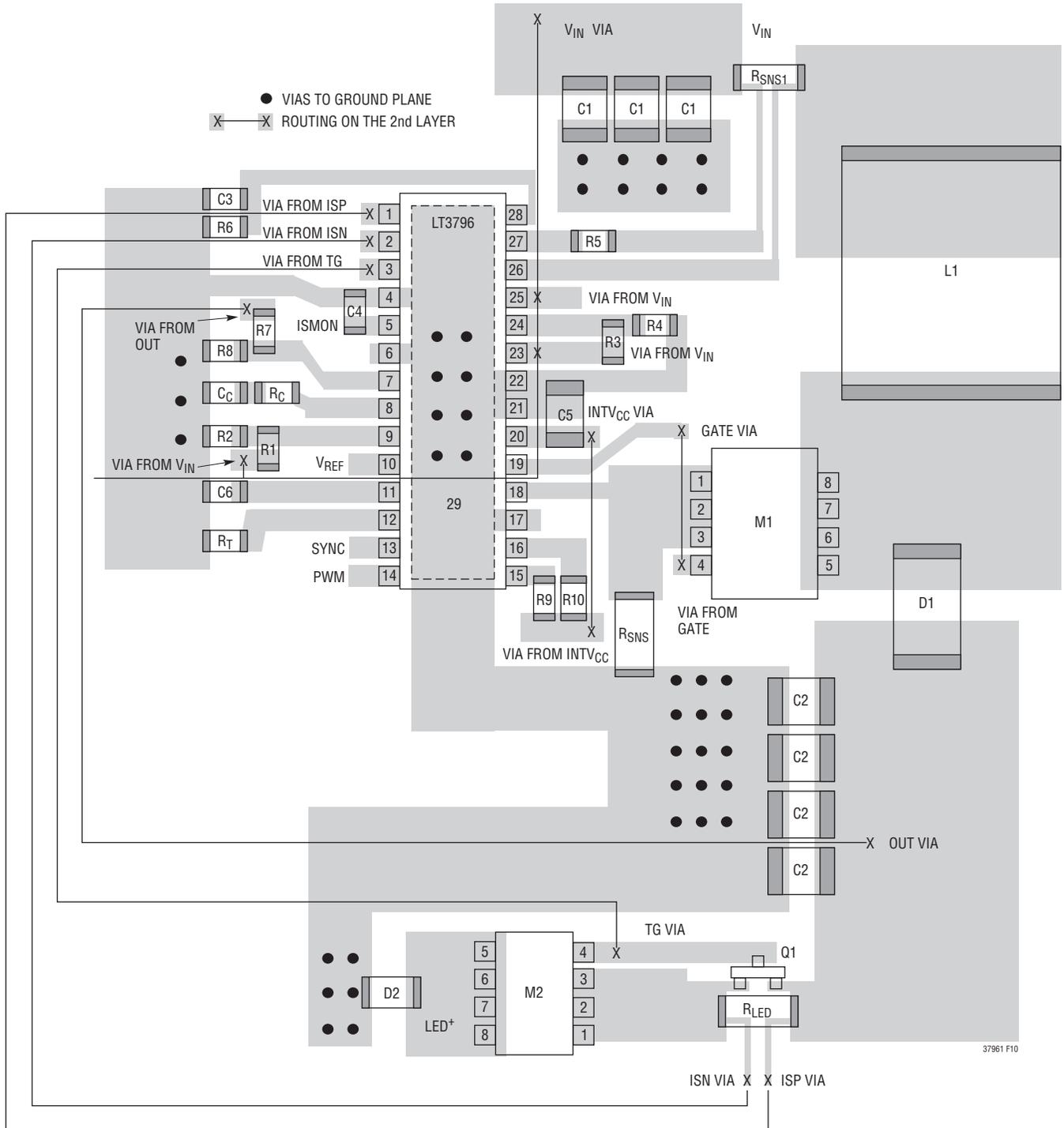
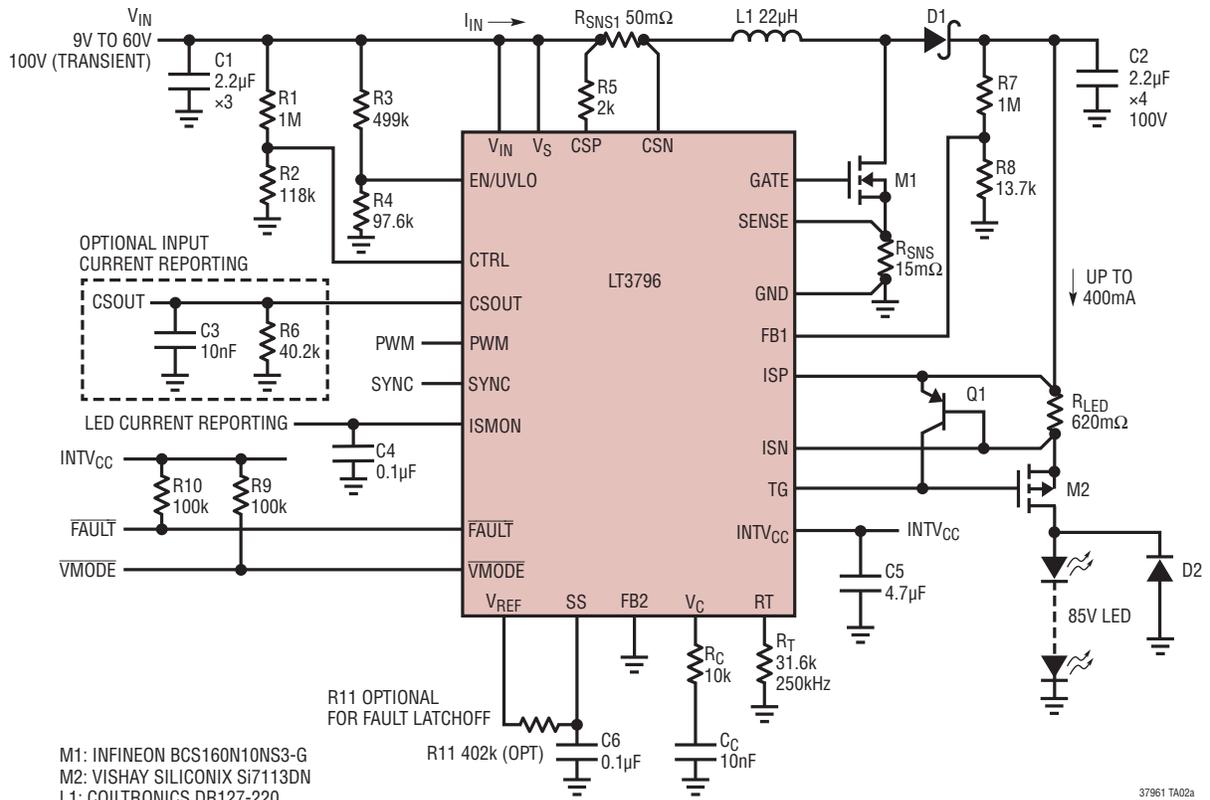


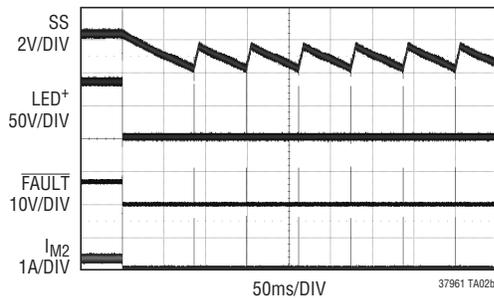
図10. 昇圧コンバータの推奨レイアウト

標準的応用例

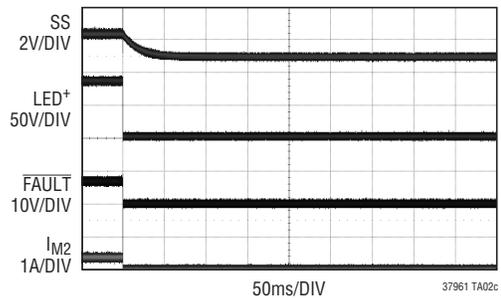
出力短絡保護回路およびLED電流モニタを備えた昇圧LEDドライバ



R11を使用しない場合のフォルト (短絡LED)
保護動作: 一時中断モード



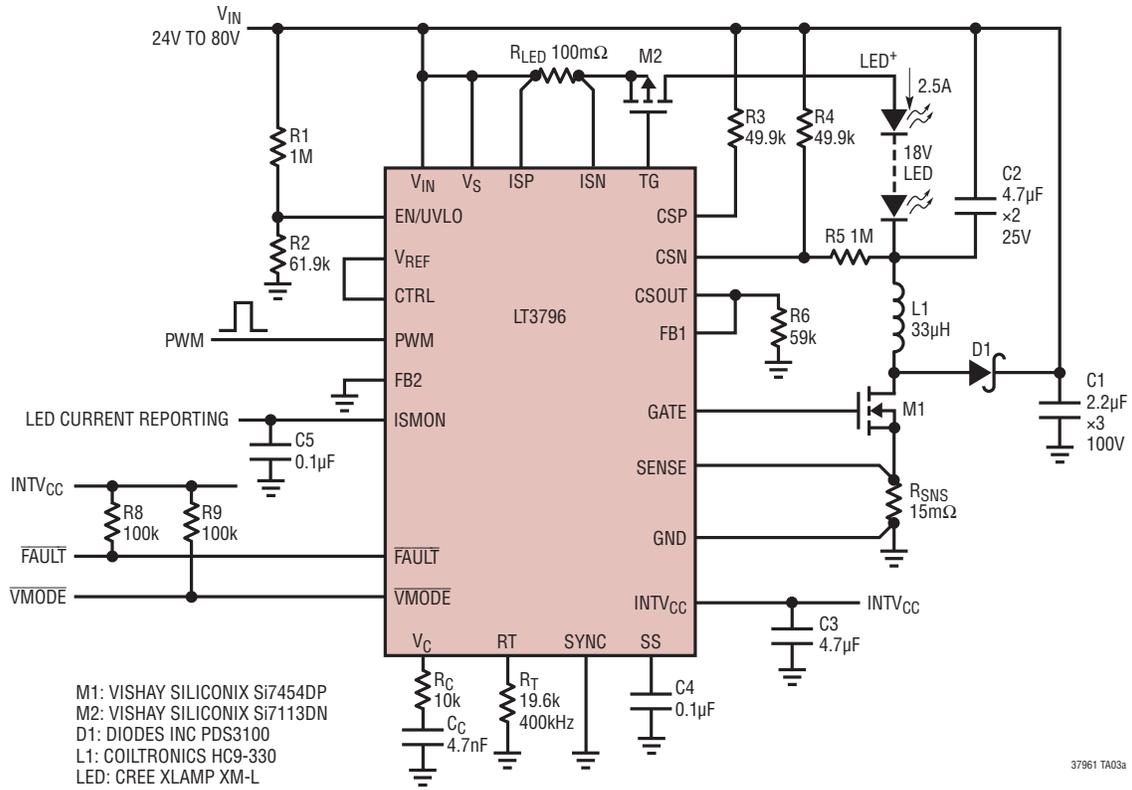
R11を使用した場合のフォルト (短絡LED)
保護動作: ラッチオフ・モード



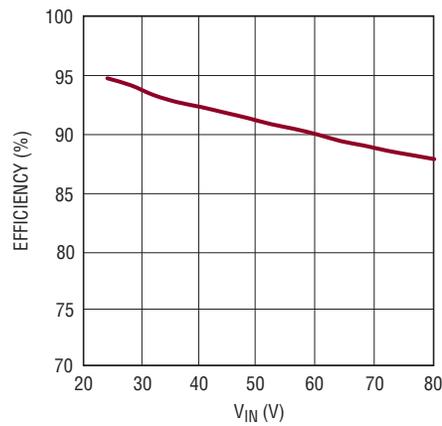
LT3796/LT3796-1

標準的応用例

開放LEDフラグおよびLED電流通知機能を備えた降圧LEDドライバ



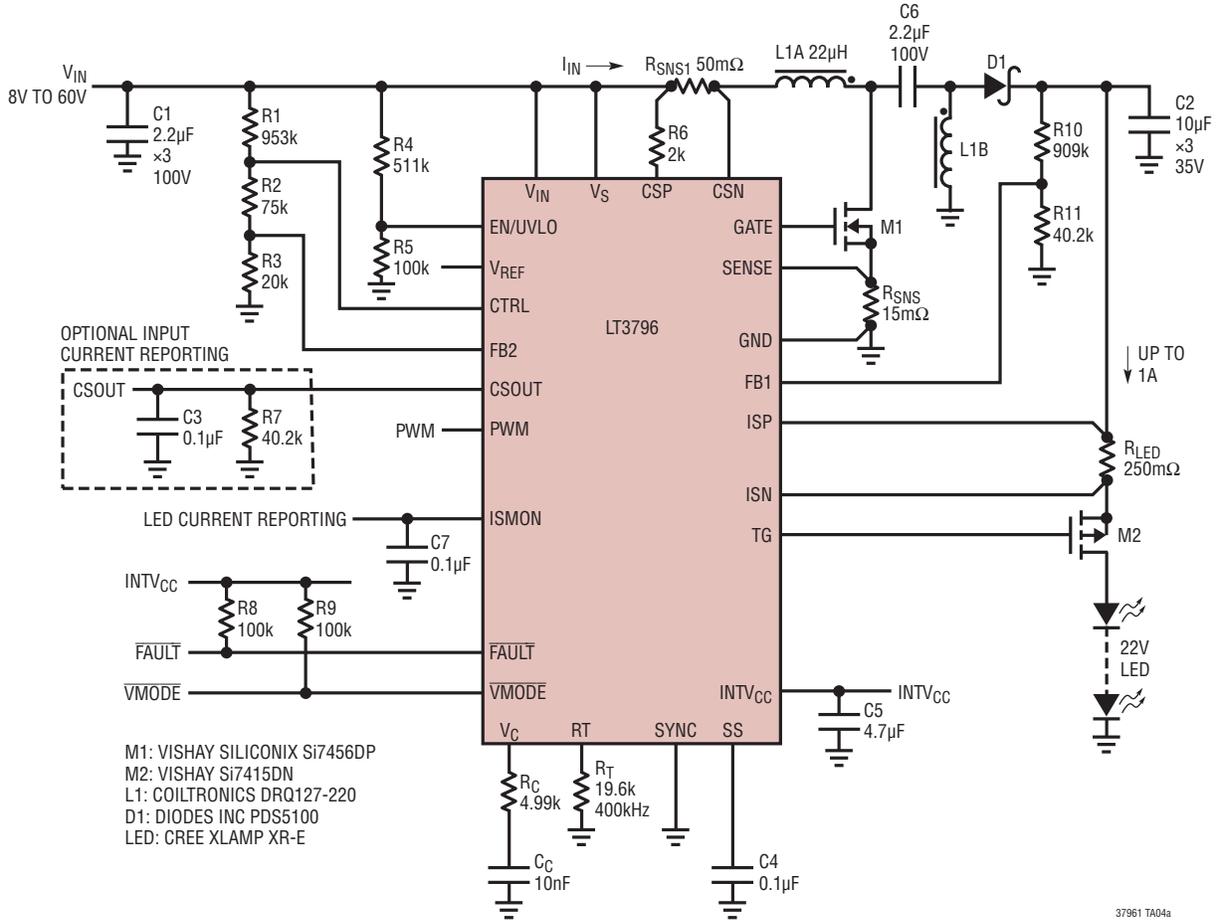
効率とV_{IN}



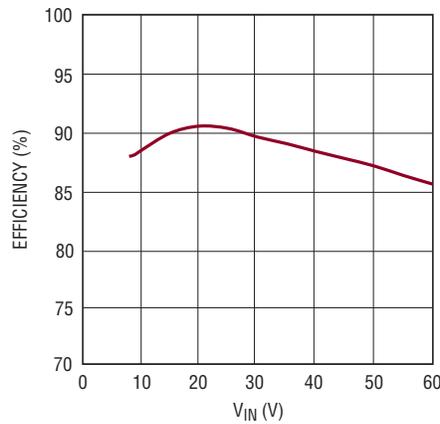
3796fa

標準的応用例

FB2を入力過電圧保護のために使用したSEPIC LEDドライバ

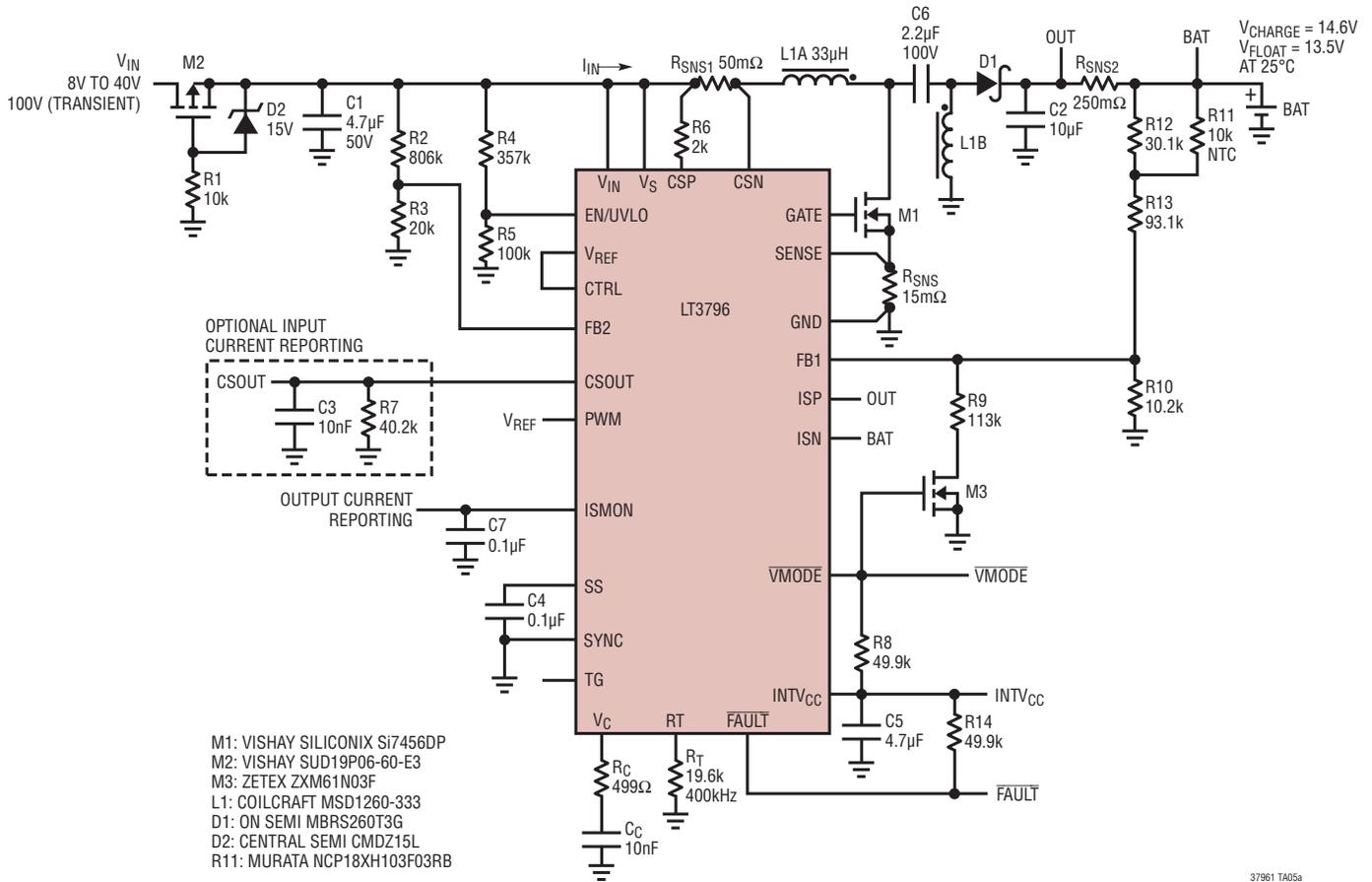


効率とV_{IN}



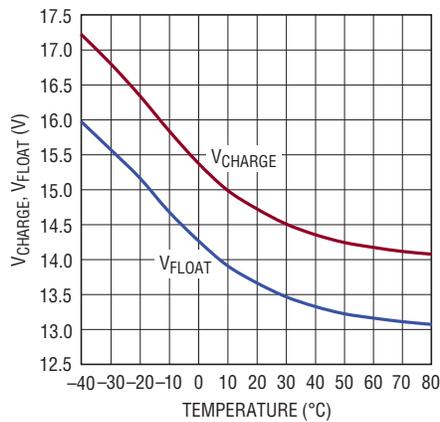
標準的応用例

密閉型鉛 (SLA) 蓄電池の充電器



37961 TA05a

V_{CHARGE}、V_{FLOAT}と温度

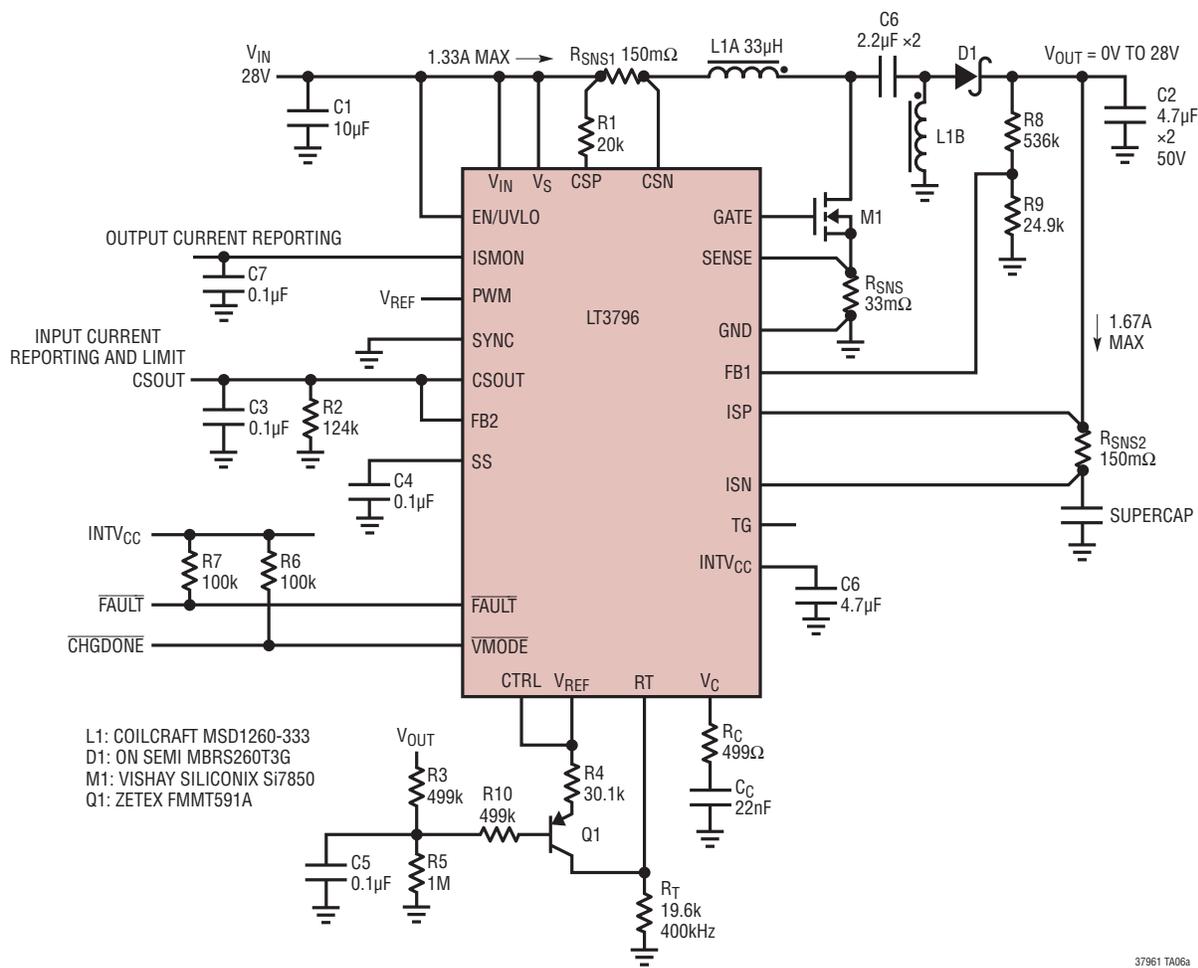


37961 TA05b

3796fa

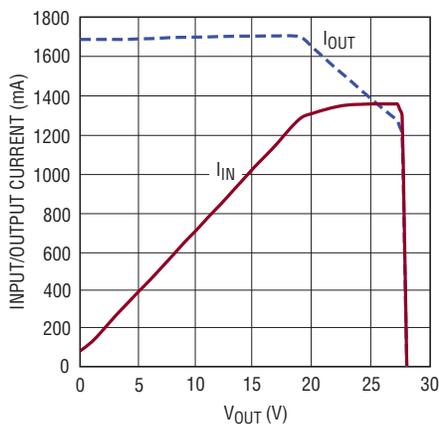
標準的応用例

入力電流制限回路と充電完了フラグを備えた 28V スーパーキャパシタの充電器 ($V_{IN} = 28V$)



37961 TA06a

入力電流および出力電流と出力電圧

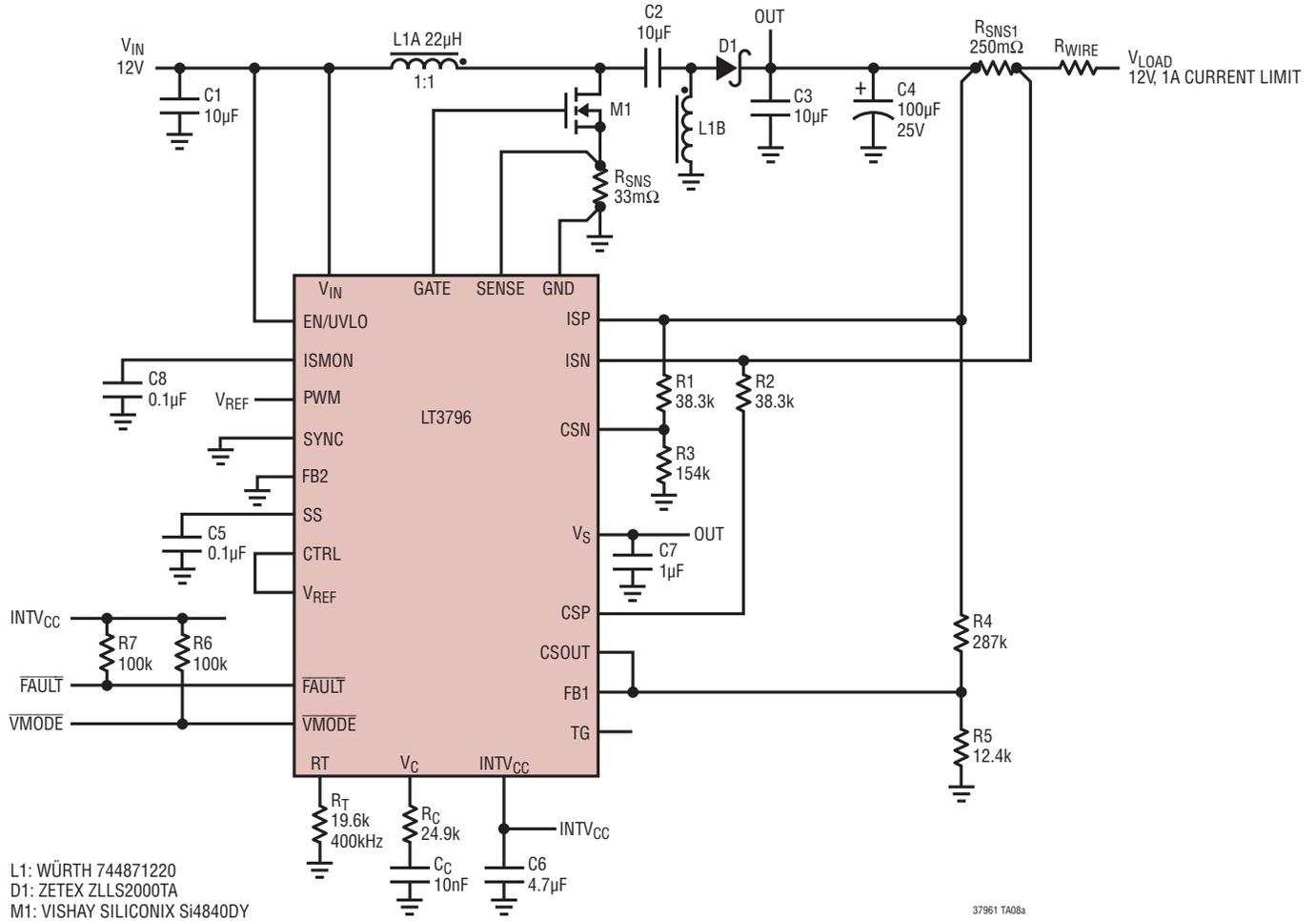


37961 TA06b

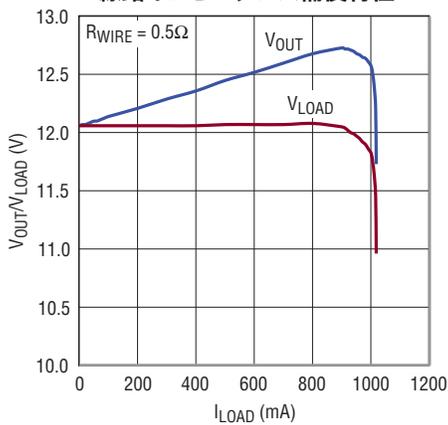
LT3796/LT3796-1

標準的応用例

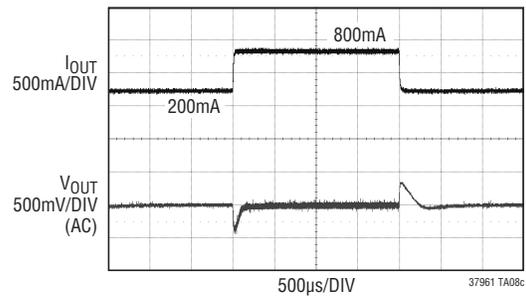
R_{WIRE} 補償回路と出力電流制限回路を備えた SEPIC コンバータ



線路インピーダンス補償特性

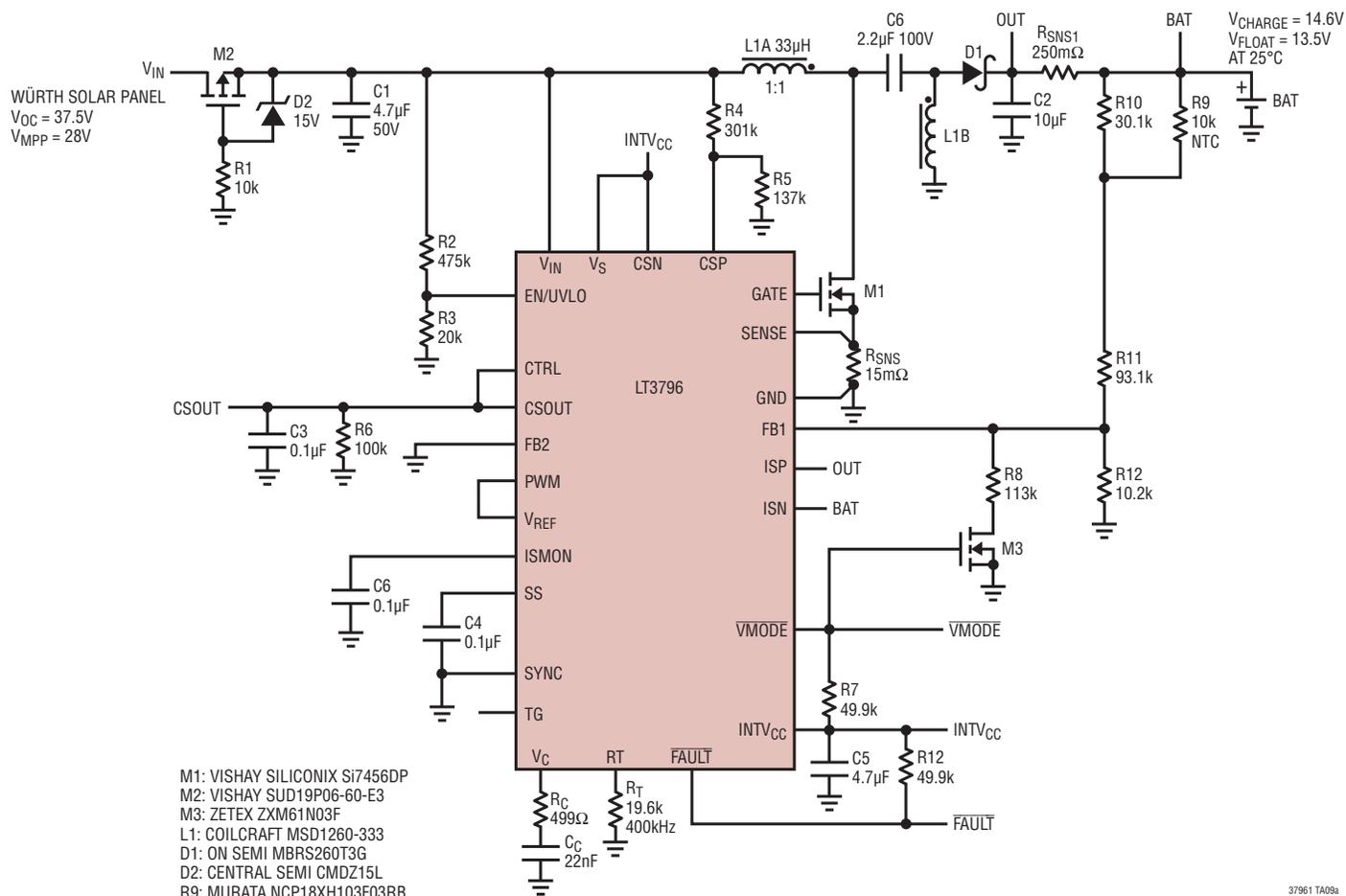


負荷ステップ応答



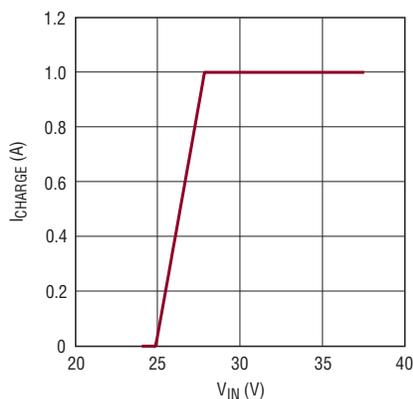
標準的応用例

最大電力点のトラッキング機能を備えた太陽電池パネル駆動のSLAバッテリー・チャージャ



37961 TA09a

I_{CHARGE} と V_{IN}



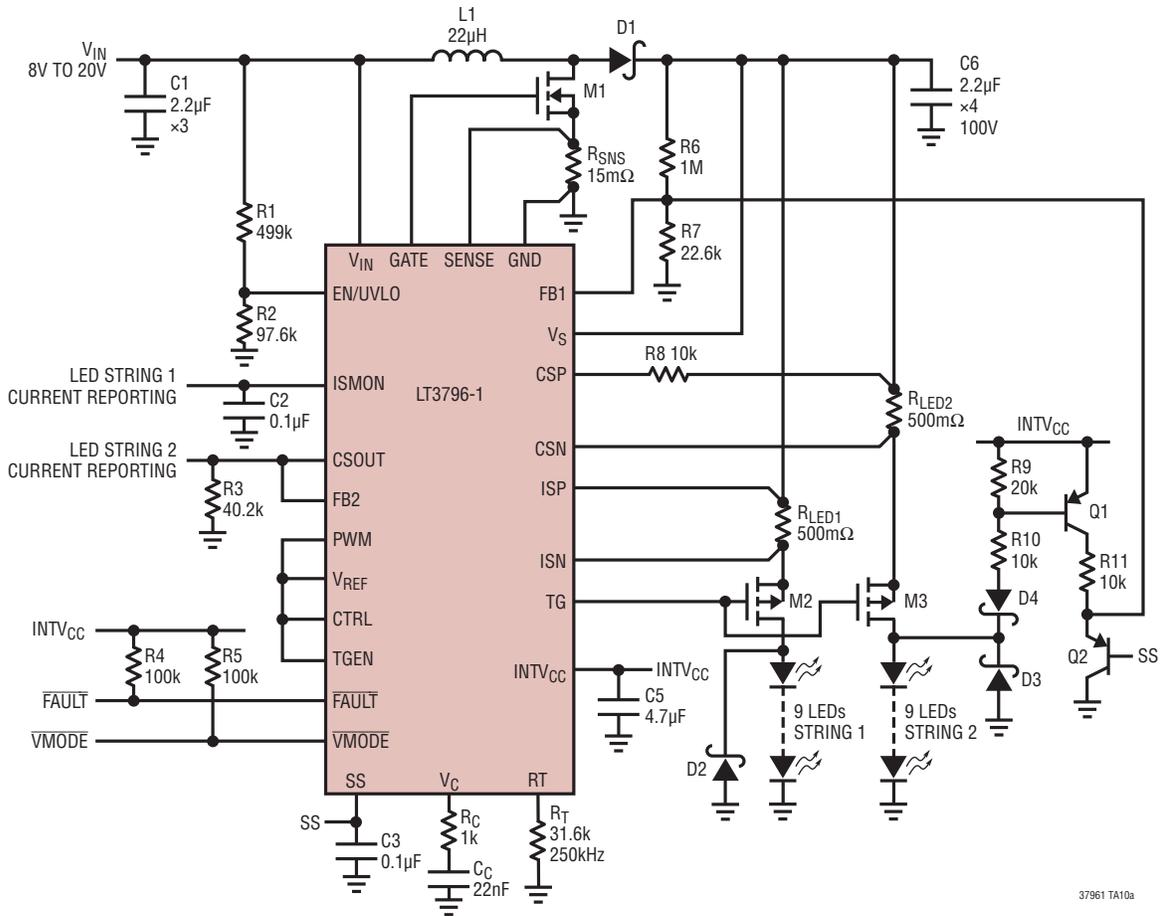
37961 TA09b

3796fa

LT3796/LT3796-1

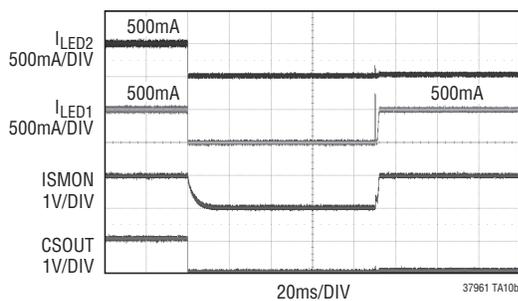
標準的応用例

損傷したLEDの検出機能および保護機能を備えたツインLED用昇圧LEDドライバ

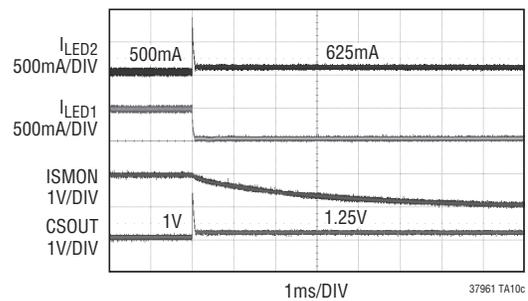


M1: VISHAY SILICONIX SI7460DP
M2: VISHAY SILICONIX SI7415DN
D1: DIODES INC PDS3100
D2, D3, D4: NXP PMEG6010CEJ
Q1, Q2: ZETEX FM5T589
L1: WÜRTH 744 355 122 1
LED: CREE XLAMP XR-L

ストリング1から1つのLEDを短絡



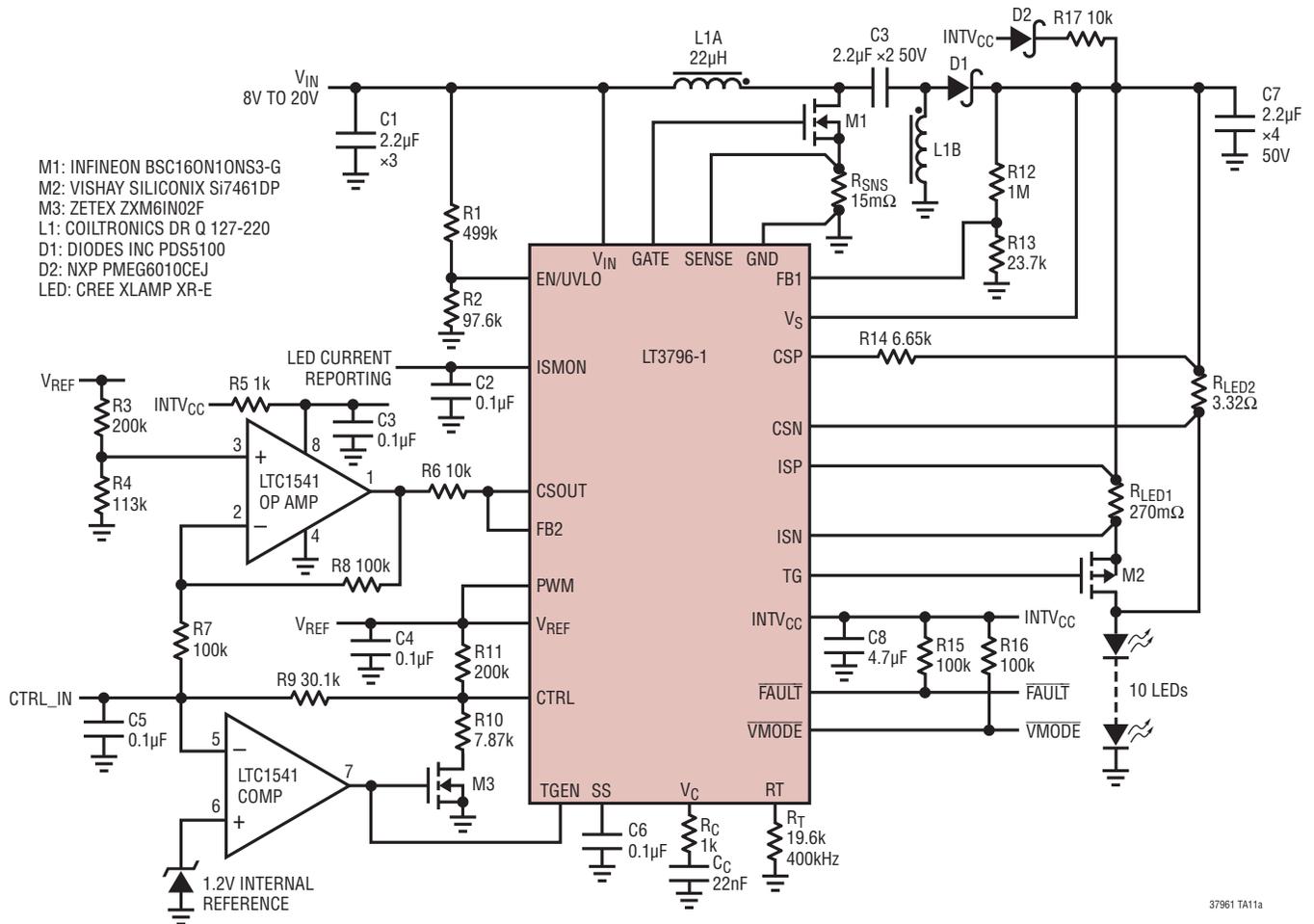
ストリング2から1つのLEDを短絡



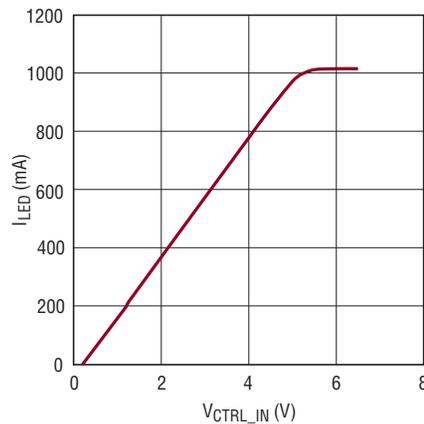
3796fa

標準的応用例

100:1のアナログ調光機能を備えたSEPIC LEDドライバ



I_{LED}とV_{CTRL_IN}

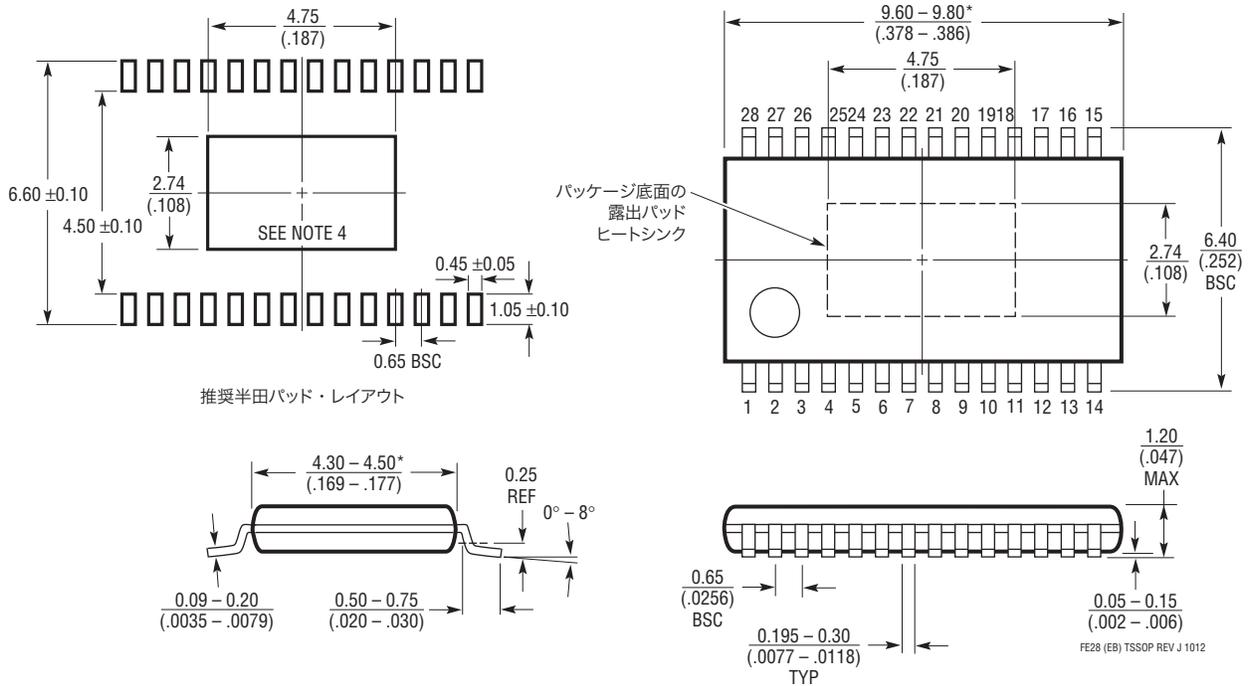


LT3796/LT3796-1

パッケージ

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

FE パッケージ 28ピン・プラスチックTSSOP(4.4mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1663 Rev J) 露出パッド・バリエーション EB



NOTE:

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 0.150mm ($0.006''$) を超えないこと

FE28 (EB) TSSOP REV. J 1012

改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	1/13	LT3796-1オプションを追加。	1~36

