

特長

- 独立した3つのLEDドライバ・チャネル
- 広い入力電圧範囲: 2.5V ~ 40V
- V_{IN} トランジェントのライドスルー: 最大 60V
- レール・トゥ・レールのLED電流検出: 0V ~ 100V
- 3000:1のPWM調光
- PMOS LED切断用のTGドライバ
- 昇圧、降圧、昇降圧の各モード、SEPIC、またはフライバック構成で動作
- 開放LED保護
- 短絡が保護された昇圧が可能
- 独立したチャネル用のフォルト・フラグ
- プログラム可能な V_{IN} 低電圧ロックアウトおよび過電圧ロックアウト
- 調整可能なスイッチング周波数: 100kHz ~ 1MHz
- 外部クロックに同期可能
- CTRLピンによるアナログ調光を実現
- プログラム可能なソフトスタート
- 52ピンQFNパッケージ

アプリケーション

- 自動車用および産業用の照明機器
- RGB照明機器
- 掲示板照明および大型表示装置

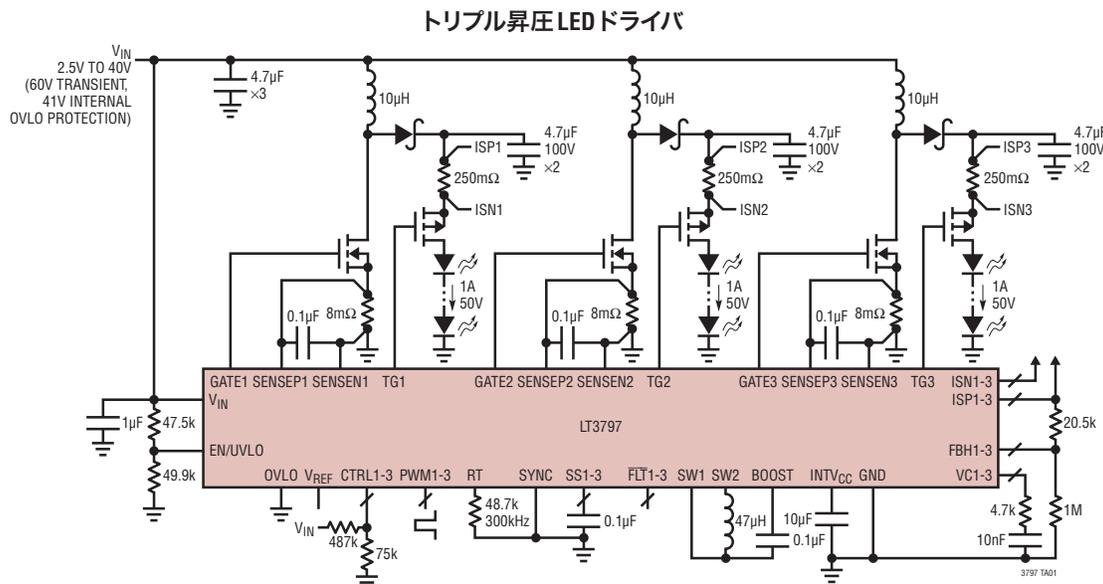
概要

LT[®]3797は、3列のLEDを駆動する目的で設計されたトリプル出力DC/DCコントローラです。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。LT3797は、3チャネルのNチャネルMOSFETゲート・ドライバに7.5Vの安定化電源を供給するDC/DCコンバータを内蔵しています。この高効率コンバータにより、デバイスは2.5V ~ 40Vの広い入力電圧範囲で動作できます。

LT3797は、各コンバータがそのLED負荷を駆動するのに最適な構成(昇圧、降圧、またはその組み合わせ)を使用できるように設計されています。この柔軟性が可能なのは、2つの重要な機能を備えているからです。第1に、LT3797はLED列の高電位側で出力電流を検出できます。第2に、電圧帰還ピンFBHはISP電流検出を入力を基準にしています。CTRL入力は、出力電流のアナログ調光機能を実現します。TGドライバはPWM信号のレベルをシフトして外付けのLED切断用PチャネルMOSFETのゲートを駆動するので、PWM調光範囲が広く、LED過電流保護機能や短絡保護された昇圧機能を実現します。

LT、LT、LTC、LTM、Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。その他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



3797f

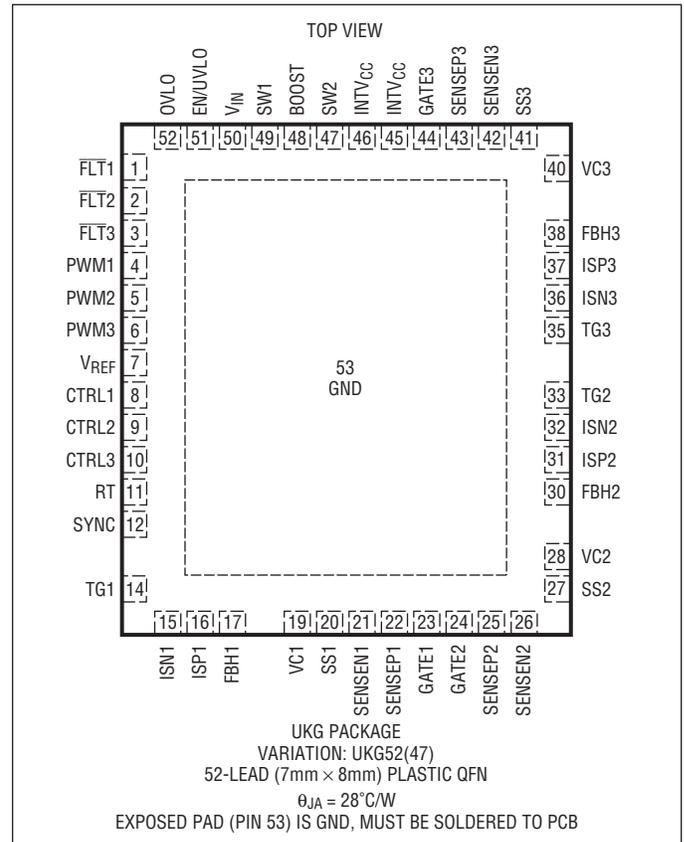
LT3797

絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN} , EN/UVLO	60V
INTV _{CC} , SYNC, OVLO, PWM1, PWM2, PWM3	8V
ISN1	ISP1-1.5V, 100V
ISN2	ISP2-1.5V, 100V
ISN3	ISP3-1.5V, 100V
FBH1	ISP1 ±6V, 100V
FBH2	ISP2 ±6V, 100V
FBH3	ISP3 ±6V, 100V
VC1, VC2, VC3, V _{REF} , SS1, SS2, SS3	3V
CTRL1, CTRL2, CTRL3, FLT1, FLT2, FLT3	12V
RT	1.5V
SENSEP1, SENSEP2, SENSEP3, SENSEN1, SENSEN2, SENSEN3	±0.3V
SW1, SW2, BOOST, TG1, TG2, TG3, GATE1, GATE2, GATE3	(Note 2)
動作周囲温度範囲 (Note 3)	-40°C ~ 125°C
最大接合部温度	125°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
LT3797EUKG#PBF	LT3797EUKG#TRPBF	LT3797UKG	52-Lead (7mm × 8mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LT3797IUKG#PBF	LT3797IUKG#TRPBF	LT3797UKG	52-Lead (7mm × 8mm) Plastic QFN	-40°C to 125°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、 $V_{IN} = 24\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 24\text{V}$ 、 $CTRL1$ 、 $CTRL2$ 、 $CTRL3$ 、 $PWM1$ 、 $PWM2$ 、 $PWM3 = 2\text{V}$ 、 $SENSE1$ 、 $SENSE2$ 、 $SENSE3 = 0\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{IN} Minimum Operation Voltage		●			2.5	V
V_{IN} Overvoltage Lockout	Rising V_{IN} Falling Hysteresis	●	40	41 1	42.5	V V
V_{IN} Shutdown I_Q	$EN/UVLO = 0\text{V}$ $EN/UVLO = 1.15\text{V}$			0.1 15	1	μA μA
V_{IN} Operating I_Q (Not Switching)	$PWM1$, $PWM2$, $PWM3 = 0\text{V}$, $INTV_{CC} = 8\text{V}$			0.5	0.75	mA
$INTV_{CC}$ Operating I_Q (Not Switching)	$PWM1$, $PWM2$, $PWM3 = 0\text{V}$, $INTV_{CC} = 8\text{V}$			2.4	3	mA
V_{REF} Voltage	$0\mu\text{A} \leq I_{VREF} \leq 450\mu\text{A}$	●	1.955	2.00	2.035	V
V_{REF} Line Regulation	$2.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 40\text{V}$			0.001		%/V
SENSEP1-SENSE1, SENSEP2-SENSE2, SENSEP2-SENSE2 Current Limit Threshold		●	100	110	120	mV
SENSEP1, SENSEP2, SENSEP3 Input Bias Current	Current Out of Pin, SENSEP1, SENSEP2, SENSEP3 = 0V			55		μA
SENSE1, SENSE2, SENSE3 Input Bias Current	Current Out of Pin			210		μA
内蔵 $INTV_{CC}$ 電源						
$INTV_{CC}$ Regulation Voltage		●	7.15	7.5	7.75	V
$INTV_{CC}$ Undervoltage Lockout Threshold	Falling $INTV_{CC}$ Hysteresis		5.15	5.25 0.4	5.4	V V
$INTV_{CC}$ Line Regulation ($\Delta V_{INTV_{CC}}/\Delta V_{IN}$)	$2.5\text{V} < V_{IN} < 40\text{V}$			0.001	0.02	%
エラーアンプ						
LED Current Sense Threshold (ISP1-ISP1, ISP2-ISP2, ISP3-ISP3)	ISP1, ISP2, ISP3, FBH1, FBH2, FBH3 = 48V ISP1, ISP2, ISP3, FBH1, FBH2, FBH3 = 0V	● ●	243 238	250 250	257 272	mV mV
8/10th LED Current Sense Threshold (ISP1-ISP1, ISP2-ISP2, ISP3-ISP3)	$CTRL1$, $CTRL2$, $CTRL3=1.1\text{V}$, ISP1, ISP2, ISP3 = 48V $CTRL1$, $CTRL2$, $CTRL3=1.1\text{V}$, ISP1, ISP2, ISP3 = 0V	● ●	194.5 192	200 200	203.5 218	mV mV
1/10th LED Current Sense Threshold (ISP1-ISP1, ISP2-ISP2, ISP3-ISP3)	$CTRL1$, $CTRL2$, $CTRL3=0.3\text{V}$, ISP1, ISP2, ISP3 = 48V $CTRL1$, $CTRL2$, $CTRL3=0.3\text{V}$, ISP1, ISP2, ISP3 = 0V	● ●	17 15	25 25	29 34	mV mV
$CTRL1$, $CTRL2$, $CTRL3$ Range for Linear Current Sense Threshold Adjustment		●	0.2		1.2	V
$CTRL1$, $CTRL2$, $CTRL3$ Input Bias Current	Current Out of Pin, $CTRL1$, $CTRL2$, $CTRL3 = 0.3\text{V}$			50	100	nA
$CTRL1$, $CTRL2$, $CTRL3$ Idle Mode Threshold	Falling Hysteresis		135	150 20	170	mV mV
LED Current Sense Amplifier Input Common Mode Range (ISP1, ISP2, ISP3)		●	0		100	V
LED Overcurrent Protection Threshold (ISP1-ISP1, ISP2-ISP2, ISP3-ISP3)	ISP1, ISP2, ISP3, FBH1, FBH2, FBH3 = 48V			1000		mV
ISP1, ISP2, ISP3 Input Bias Current (Active)	ISP1, ISP2, ISP3, ISN1, ISN2, ISN3 = 48V ISP1, ISP2, ISP3, ISN1, ISN2, ISN3 = 0V			630 -100		μA nA
ISP1, ISP2, ISP3 Input Bias Current (Idle)	$PWM1$, $PWM2$, $PWM3=0\text{V}$, ISP1, ISP2, ISP3, ISN1, ISN2, ISN3 = 48V $PWM1$, $PWM2$, $PWM3$, ISP1, ISP2, ISP3, ISN1, ISN2, ISN3 = 0V			2 -40		μA nA
ISP1, ISP2, ISP3 Input Bias Current (Active)	ISP1, ISP2, ISP3, ISN1, ISN2, ISN3 = 48V ISP1, ISP2, ISP3, ISN1, ISN2, ISN3 = 0V			20 -100		μA nA

LT3797

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、 $V_{IN} = 24\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 24\text{V}$ 、 $CTRL1$ 、 $CTRL2$ 、 $CTRL3$ 、 $PWM1$ 、 $PWM2$ 、 $PWM3 = 2\text{V}$ 、 $SENSEN1$ 、 $SENSEN2$ 、 $SENSEN3 = 0\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ISN1, ISN2, ISN3 Input Bias Current (Idle)	PWM1, PWM2, PWM3=0V, ISP1, ISP2, ISP3, ISN1, ISN2, ISN3 = 48V		0	1	μA
	PWM1, PWM2, PWM3, ISP1, ISP2, ISP3, ISN1, ISN2, ISN3 = 0V		-20		nA
LED Current Sense Amplifier g_m	ISP1-ISN1, ISP2-ISN2, ISP3-ISN3 = 250mV		250		μS
FBH1, FBH2, FBH3 Regulation Voltage "FBH(REG)" (ISP1-FBH1 , ISP2-FBH2 , ISP3-FBH3)	ISP1, ISP2, ISP3, ISN1, ISN2, ISN3 = 48V	● 1.225	1.250	1.275	V
FBH1, FBH2, FBH3 Pin Input Bias Current	ISP1-FBH1, ISP2-FBH2, ISP3-FBH3 = 1.25V		40	100	nA
	ISP1-FBH1, ISP2-FBH2, ISP3-FBH3 = -1.25V	2	2.4	3	μA
FBH1, FBH2, FBH3 Amplifier g_m	ISP1-FBH1 , ISP2-FBH2 , ISP3-FBH3 = 1.25V		480		μS
FBH1, FBH2, FBH3 Open-LED Threshold (ISP1-FBH1 , ISP2-FBH2 , ISP3-FBH3) Voltage	Rising (Note 4)	FBH(REG) - 0.07	FBH(REG) - 0.05	FBH(REG) - 0.04	V
	Hysteresis		20		mV
FBH1, FBH2, FBH3 Overvoltage Threshold (ISP1-FBH1 , ISP2-FBH2 , ISP3-FBH3) Voltage	Rising (Note 4)	FBH(REG) + 0.05	FBH(REG) + 0.06	FBH(REG) + 0.085	V
	Hysteresis		25		mV
VC1, VC2, VC3 Output Impedance			10		$\text{M}\Omega$
VC1, VC2, VC3 Standby Input Bias Current	PWM1, PWM2, PWM3 = 0V	-20		20	nA
	CTRL1, CTRL2, CTRL3 = 0V	-20		20	nA
VC1, VC2, VC3 Current Mode Gain $-\Delta V_{VC}/\Delta V_{SENSE}$			4		V/V
VC1, VC2, VC3 Source Current	ISP1, ISP2, ISP3, ISN1, ISN2, ISN3, FBH1, FBH2, FBH3 = 48V, Current Out of Pin		10.5		μA
VC1, VC2, VC3 Sink Current	ISP1, ISP2, ISP3, FBH1, FBH2, FBH3 = 48V, ISN1, ISN2, ISN3 = 47.7V		12		μA
	ISP1, ISP2, ISP3, ISN1, ISN2, ISN3 = 48V, FBH1, FBH2, FBH3 = 46.7V		32		μA
発振器					
Switching Frequency	$R_T = 140\text{k}\Omega$	● 95	100	107	kHz
	$R_T = 34.0\text{k}\Omega$	● 375	400	425	kHz
	$R_T = 10.7\text{k}\Omega$	● 950	1000	1050	kHz
RT Voltage			1.05		V
GATE1, GATE2, GATE3 Minimum Off-Time	$C_{GATE} = 3300\text{pF}$		200	270	ns
GATE1, GATE2, GATE3 Minimum On-Time	$C_{GATE} = 3300\text{pF}$		220	300	ns
SYNC Input Low		●		0.4	V
SYNC Input High		● 1.5			V
SYNC Resistance to GND			200		$\text{k}\Omega$
ロジック入力/出力					
EN/UVLO Threshold Voltage Falling		● 1.180	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 = 1.15V	● 1.5	2	2.6	μA
EN/UVLO Pin Bias Current High	EN/UVLO = 1.33V		40	100	nA
OVLO Pin Input Bias Current			20	100	nA
OVLO Threshold Voltage	Rising	● 1.225	1.250	1.275	V
	Hysteresis		125		mV

3797f

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、 $V_{IN} = 24\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 24\text{V}$ 、 $CTRL1$ 、 $CTRL2$ 、 $CTRL3$ 、 $PWM1$ 、 $PWM2$ 、 $PWM3 = 2\text{V}$ 、 $SENSEN1$ 、 $SENSEN2$ 、 $SENSEN3 = 0\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
PWM1, PWM2, PWM3 Input High Voltage		●	1.1	1.4	V
PWM1, PWM2, PWM3 Input Low Voltage		●	0.6	0.9	V
PWM1, PWM2, PWM3 Resistance to GND			200		k Ω
FLT1, FLT2, FLT3 Output Low	$I_{FLT} = 1\text{mA}$			300	mV
SS1, SS2, SS3 Sourcing Current	SS1, SS2, SS3 = 1V, Current Out of Pin		28		μA
SS1, SS2, SS3 Sinking Current	SS1, SS2, SS3 = 1V, OVLO = 1.3V		2.8		μA
SS1, SS2, SS3 Soft-Start Reset Threshold	Falling, Measured on SS1, SS2, SS3 Hysteresis		160 30		mV mV
SS1, SS2, SS3 Fault Reset Threshold	Measured on SS1, SS2, SS3		1.7		V
NMOSゲート・ドライバ					
GATE1, GATE2, GATE3 Output Rise Time (t_r)	$C_{GATE} = 3300\text{pF}$ (Note 5)		25		ns
GATE1, GATE2, GATE3 Output Fall Time (t_f)	$C_{GATE} = 3300\text{pF}$ (Note 5)		25		ns
Gate Output Low (V_{OL})				0.1	V
Gate Output High (V_{OH})		$INTV_{CC} - 0.05$			V
PMOSゲート・ドライバ					
TG1, TG2, TG3 Turn-On Time	$C_{TG} = 1000\text{pF}$ (Note 6)		200		ns
TG1, TG2, TG3 Turn-Off Time	$C_{TG} = 1000\text{pF}$ (Note 6)		70		ns
PMOS Gate On Voltage (ISP1-TG1, ISP2-TG2, ISP3-TG3)			6.5		V
PMOS Gate Off Voltage (ISP1-TG1, ISP2-TG2, ISP3-TG3)				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: SW1、SW2、GATE1、GATE2、GATE3、TG1、TG2、TG3の各ピンには正または負の電圧源または電流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: LT3797Eは、 $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LT3797Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。

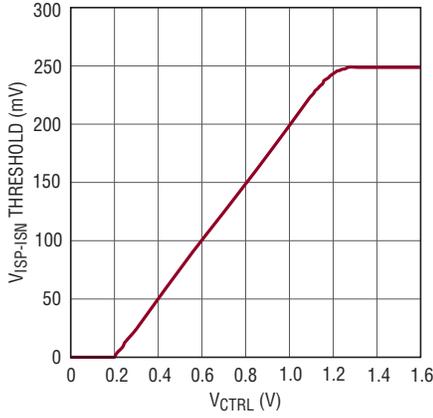
Note 4: FBH (REG)は、対応するFBHピンのレギュレーション電圧 ($|ISP-FBH|$)を意味する。

Note 5: 立ち上がり時間および立ち下がり時間は10%と90%のレベルで測定する。

Note 6: ゲートのターンオン/ターンオフ時間は、PWM電圧の50%のレベルからゲートのオン/オフ電圧の90%のレベルまでで測定される。

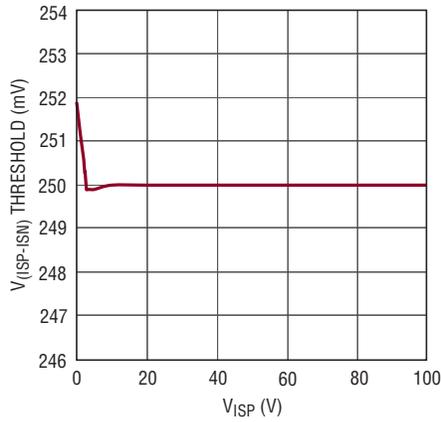
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

$V_{\text{ISP-ISN}}$ のしきい値と V_{CTRL}



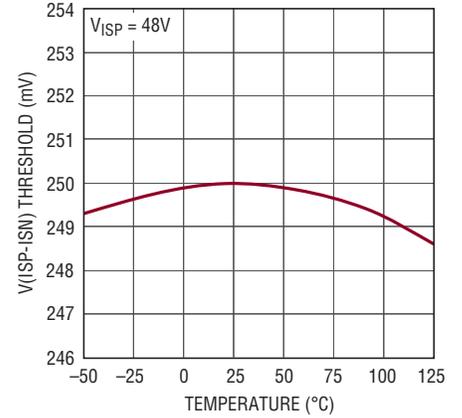
3797 G01

$V_{\text{ISP-ISN}}$ のしきい値と V_{ISP}



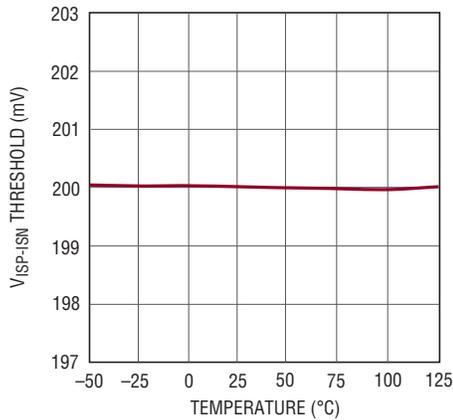
3797 G02

$V_{\text{ISP-ISN}}$ のフルスケールしきい値と温度



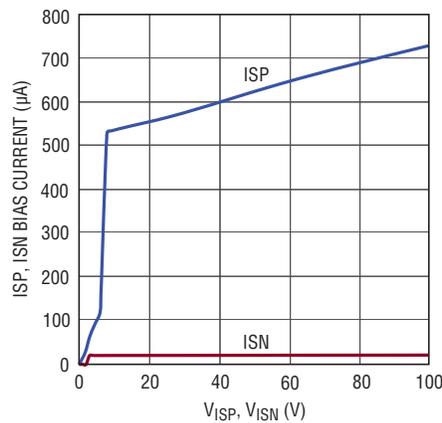
3797 G03

CTRL = 0.7Vでの $V_{\text{ISP-ISN}}$ のしきい値と温度



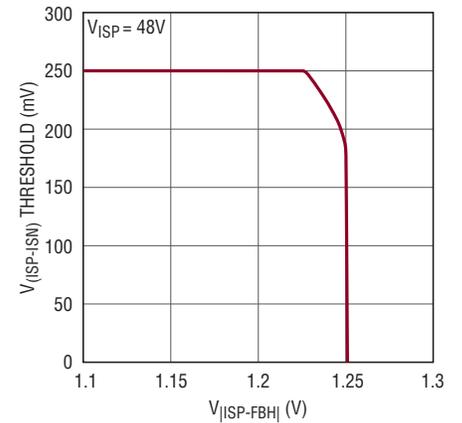
3797 F04

ISP/ISNの入カバイアス電流と $V_{\text{ISP}}/V_{\text{ISN}}$



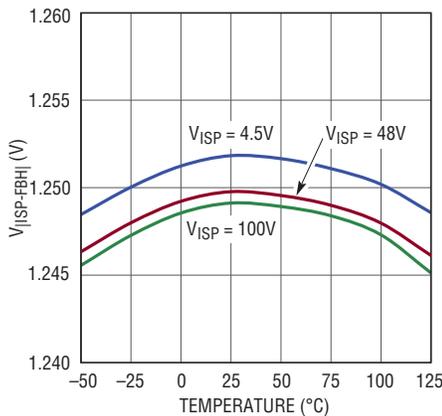
3797 G05

$V_{\text{ISP-ISN}}$ のしきい値と $V_{\text{ISP-FBH}}$



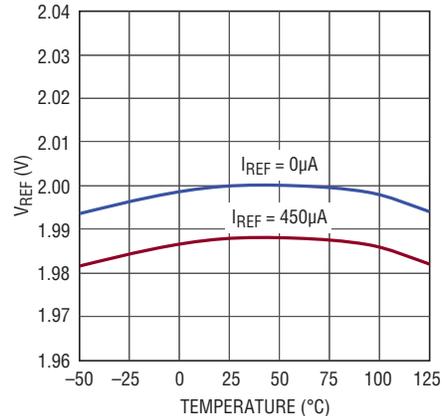
3797 G06

$|V_{\text{ISP-FBH}}|$ レギュレーション電圧と温度、 V_{ISP}



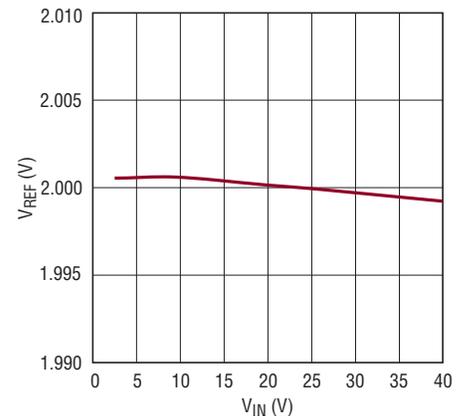
3797 G07

V_{REF} の電圧と温度



3797 G08

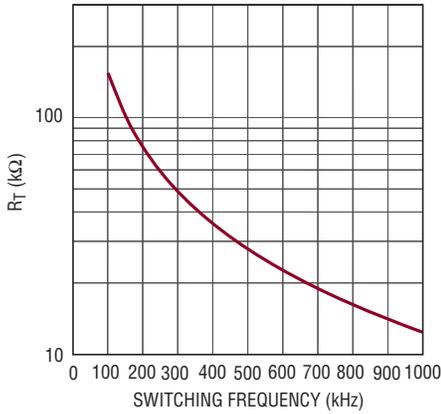
V_{REF} の電圧と V_{IN}



3797 G09

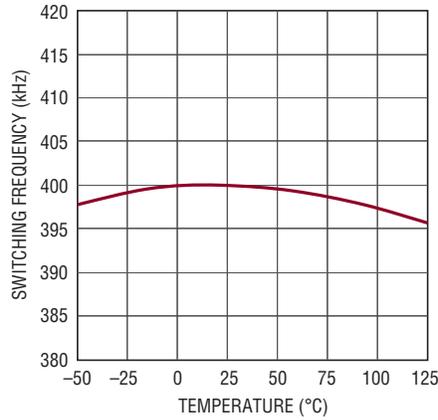
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

R_T とスイッチング周波数



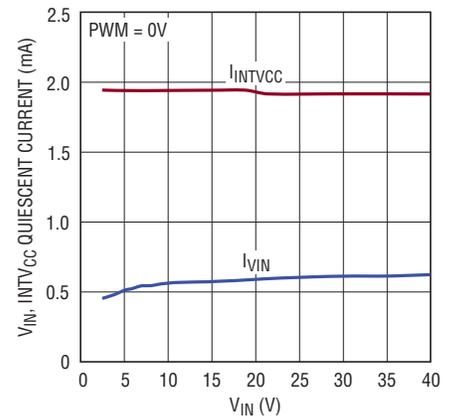
3797 G10

スイッチング周波数と温度



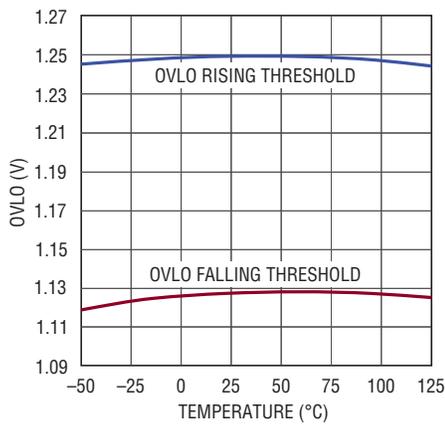
3797 G11

V_{IN} 、 I_{INTVCC} の消費電流と V_{IN}



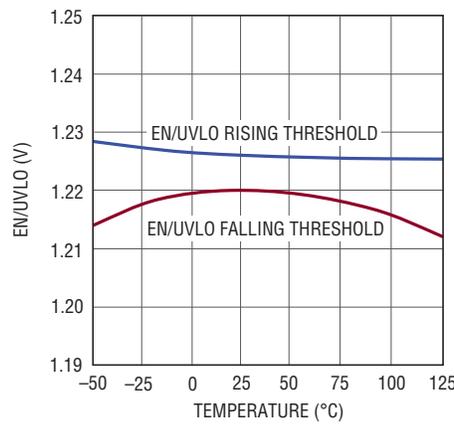
3797 G12

OVLOのしきい値と温度



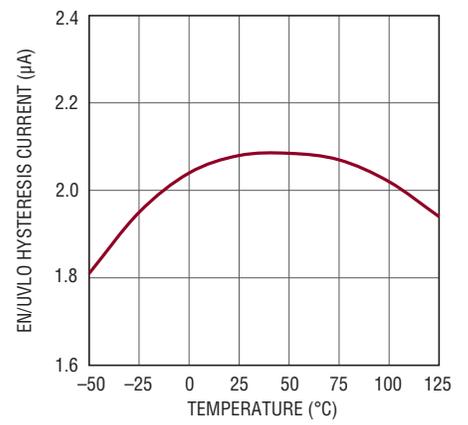
3797 G13

EN/UVLOの下降時/
上昇時しきい値と温度



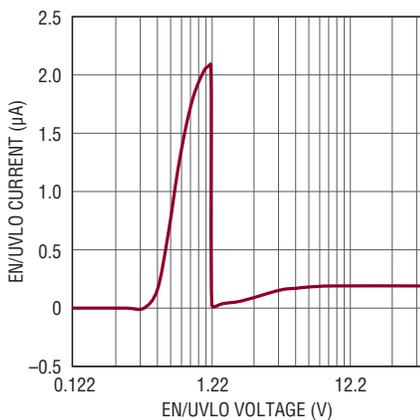
3797 G14

EN/UVLOのヒステリシス電流と
温度



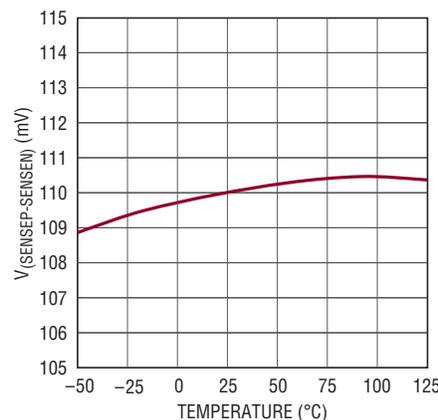
3797 G15

EN/UVLOの電流と電圧



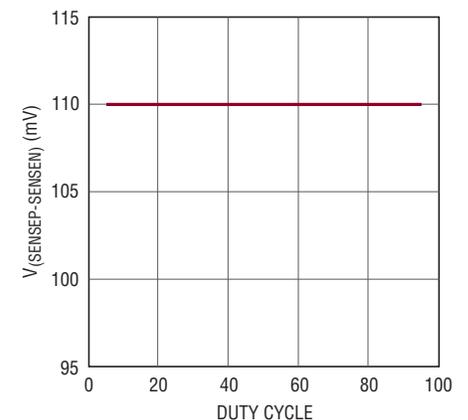
3797 G16

SENSEの電流制限しきい値と温度



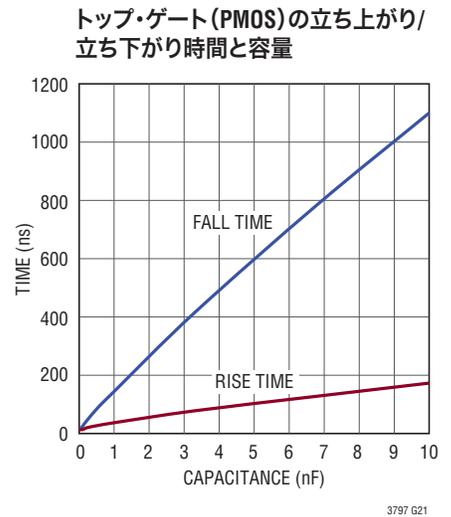
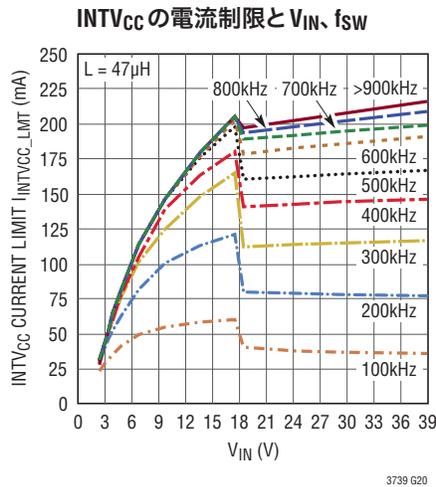
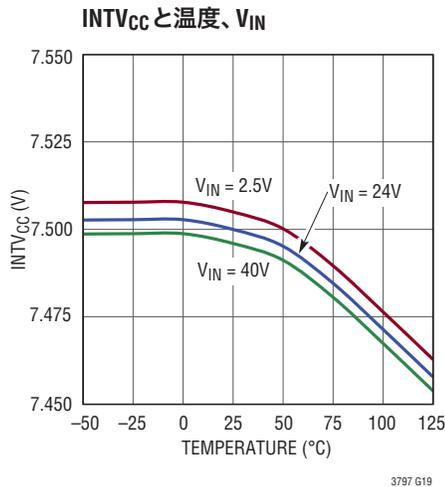
3797 G17

SENSEの電流制限しきい値と
デューティ・サイクル



3797 G18

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



ピン機能

FLT1、FLT2、FLT3 (ピン1、2、3) : FLTピンのオープン・コレクタのプルダウンで以下のフォルト状態を知らせます。

1. $V_{IN} > 41\text{V}$ (標準)
2. 過熱 ($T_J > 165^\circ\text{C}$)
3. $\text{INTV}_{CC} < 5.2\text{V}$ (標準)
4. $\text{OVLO} > 1.25\text{V}$ (標準)
5. LED 過電流
6. 開放 LED
7. 出力過電圧

PWM1、PWM2、PWM3 (ピン4、5、6) : パルス幅変調された入力ピン。“L”信号により、それぞれのコンバータがアイドル・モードになります。アイドル・モードは、スイッチングが停止し、TGピンが“H”に移行し、消費電流が減少し、VCが高インピーダンスになった状態です。使用しない場合はREFピンに接続してください。

V_{REF} (ピン7) : リファレンス出力ピン。最大450 μAの電流を供給することができます。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、CTRL1、CTRL2、CTRL3ピンの抵抗分割器を駆動します。公称出力電圧は2Vです。

CTRL1、CTRL2、CTRL3 (ピン8、9、10) : 電流検出しきい値の調整ピン。それぞれのコンバータのISPピンとISNピンの間の外付け検出抵抗両端の電圧を以下のように設定します。

$V_{CTRL} < 0.2\text{V}$ の場合、 $V_{ISP-ISN} = 0\text{V}$

$0.2\text{V} < V_{CTRL} < 1.2\text{V}$ の場合、 $V_{ISP-ISN} = (V_{CTRL} - 0.2\text{V})/4$

$V_{CTRL} > 1.2\text{V}$ の場合、 $V_{ISP-ISN} = 250\text{mV}$

250mVのデフォルトしきい値にするには、CTRLピンをV_{REF}に接続します。V_{CTRL} < 150mV (標準)の場合、それぞれのコンバータはアイドル・モードになります。これはPWMピンが“L”に引き下げられることと同様です。これらのピンは開放のままにしないでください。

RT (ピン11) : スwitching周波数調整ピン。GNDへの抵抗を使って周波数を設定します。RTピンは開放のままにしないでください。

SYNC (ピン12) : SYNCピンは、内部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。内部スイッチング周波数をSYNCパルス周波数より20%低い周波数に設定するように、R_T抵抗を選択する必要があります。ゲートは、SYNCの立ち上がりエッジから0.2 μs (標準)の遅延後にオンします。使用しない場合、SYNCはGNDに接続します。

ピン機能

TG1、TG2、TG3 (ピン 14、33、35) : LED 負荷切断用 P チャンネル MOSFET (PMOS) を駆動するためのトップ・ゲート・ドライバの出力ピン。各チャンネル用に1つ備わっています。反転 PWM 信号により、各コンバータの外付け PMOS ゲートが $V_{ISP} \sim (V_{ISP} - 6.5V)$ の範囲に駆動されます。使用しない場合、TG ピンは未接続のままにします。

ISN1、ISN2、ISN3 (ピン 15、32、36) : 電流帰還抵抗の負端子の接続点。

ISP1、ISP2、ISP3 (ピン 16、31、37) : 電流帰還抵抗の正端子の接続点。TG ピンのドライバの正電源レールと FBH の基準ポイントとしても機能します。

FBH1、FBH2、FBH3 (ピン 17、30、38) : 電圧ループの帰還ピン。出力帰還電圧 V_{FB} は、ISP ピンと FBH ピンの間の電圧の測定値 (絶対値) です ($V_{FB} = |ISP - FBH|$)。FBH ピンは、各チャンネルの定電圧レギュレーションまたは LED 保護/開放 LED 検出を目的とするものです。開放 LED 状態では、出力が VC の内部アンプが、それぞれのコンバータを介して V_{FB} を 1.25V (標準) に安定化します。 V_{FB} が過電圧しきい値 (標準 1.3V) を超えると、同じチャンネルの TG ピンが“H”になって外付け PMOS を切断することで、LED が過電圧状態になるのを防止します。開放 LED と過電圧のいずれかが生じると、フォルト状態を知らせます。FBH ピンは開放のままにしないでください。 V_{FB1} の電圧検出を高精度に保つため、ISP を 4.5V 以上にする必要があります。ISP が 4.5V を下回ると、電圧レギュレーションが非アクティブになり、 $|ISP - FBH|$ の値に関係なく、ISP-ISN 間の電流レギュレーションが支配的になります。使用しない場合、FBH ピンは同じチャンネルの ISP ピンに接続します。

VC1、VC2、VC3 (ピン 19、28、40) : エラーアンプの補償ピン。各 VC ピンから GND に RC を直列に接続します。各チャンネルでは、PWM ピンが“L”になるか、または CTRL ピンが 150mV を下回ると、VC ピンは高インピーダンスになります。この機能により、VC ピンには、PWM または CTRL が次に“H”に移行するのに必要な電流の状態変数を保存できます。

SS1、SS2、SS3 (ピン 20、27、41) : ソフトスタート・ピン。各 SS ピンは、それぞれのチャンネルの補償用 VC ピンの電圧を調整します。各ソフトスタート時間は外付けコンデンサによって設定されます。

SENSEN1、SENSEN2、SENSEN3 (ピン 21、26、42) : 制御ループの負の電流検出入力。SENSEN ピンは、それぞれのコンバータの (GND プレーンに接続された) スイッチ電流検出抵抗の負端子にケルビン接続します。SENSEN ピンは、ピンの近くに配置した 0.1 μ F のセラミック・コンデンサを使って、同じチャンネルの SENSEP ピンに接続します。

SENSEP1、SENSEP2、SENSEP3 (ピン 22、25、43) : 制御ループの正の電流検出入力。SENSEP ピンは、それぞれのコンバータの外付け N チャンネル MOSFET (NMOS) スイッチのソースのスイッチ電流検出抵抗の正端子にケルビン接続します。SENSEP ピンは、ピンの近くに配置した 0.1 μ F のセラミック・コンデンサを使って、同じチャンネルの SENSEN ピンに接続します。

GATE1、GATE2、GATE3 (ピン 23、24、44) : N チャンネル MOSFET ゲート・ドライバの出力。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 45、46) : INTV_{CC} ピンは、制御回路や NMOS ゲート・ドライバに電力を供給する内蔵電源の出力電圧ノードです。2つの INTV_{CC} ピンは内部で短絡されています。ピンの近くに配置した 10 μ F のコンデンサでバイパスする必要があります。

SW2 (ピン 47) : 内蔵電源のスイッチ・ノード。このピンは、内蔵電源のインダクタの片側に接続します。

BOOST (ピン 48) : このピンは、0.1 μ F のセラミック・コンデンサを介して SW1 ピンに接続します。

SW1 (ピン 49) : 内蔵電源のスイッチ・ノード。このピンは、内蔵電源のインダクタの反対側、ならびに 0.1 μ F のセラミック・コンデンサで BOOST ピンに接続します。

V_{IN} (ピン 50) : 入力電源ピン。 V_{IN} が 41V (標準) を上回ると、内蔵 INTV_{CC} 電源はオフします。3つのチャンネルもすべてオフする (GATE ピンが GND 電位になり、TG ピンが ISP の電位になる) ことで、ソフトスタートがリセットされます。このピンの近くに配置した低 ESR コンデンサでローカルにバイパスする必要があります。

EN/UVLO (ピン 51) : イネーブルおよび低電圧ロックアウトのピン。外部設定可能なヒステリシスを備えた高精度な 1.22V の下降時しきい値により、内蔵 INTV_{CC} 電源と各チャンネルのスイッチングをイネーブルするのに、電源に問題がないこと

ピン機能

を検出します。上昇時のヒステリシスは、外部抵抗分割器と $2\mu\text{A}$ の高精度内部プルダウン電流によって発生させます。電圧が 1.24V (標準) の上昇時しきい値より高い(ただし 2.5V より低い)場合、EN/UVLO の入力バイアス電流は $1\mu\text{A}$ 未満になります。電圧が 1.22V (標準) の下降方向しきい値より低い場合は $2\mu\text{A}$ 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。低電圧状態では、内蔵 INTV_{CC} 電源と3つすべてのチャンネルがオフし、ソフトスタートがリセットされます。 0.4V 以下に接続してデバイスをディスエーブルすると、V_{IN} に流れる消費電流は $1\mu\text{A}$ 未満に減少します。

OVLO (ピン52) : 過電圧ロックアウト・ピン。 125mV のヒステリシスを備えた高精度な 1.25V の上昇時しきい値により、過電圧状態を検出します。過電圧状態により、3つのチャンネルがすべてオフする (GATE ピンが GND 電位になり、TG ピンが ISP の電位になる) ことで、ソフトスタートがリセットされます。使用しない場合、OVLO は GND に接続します。

GND (露出パッド・ピン53) : グランド。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。

ブロック図

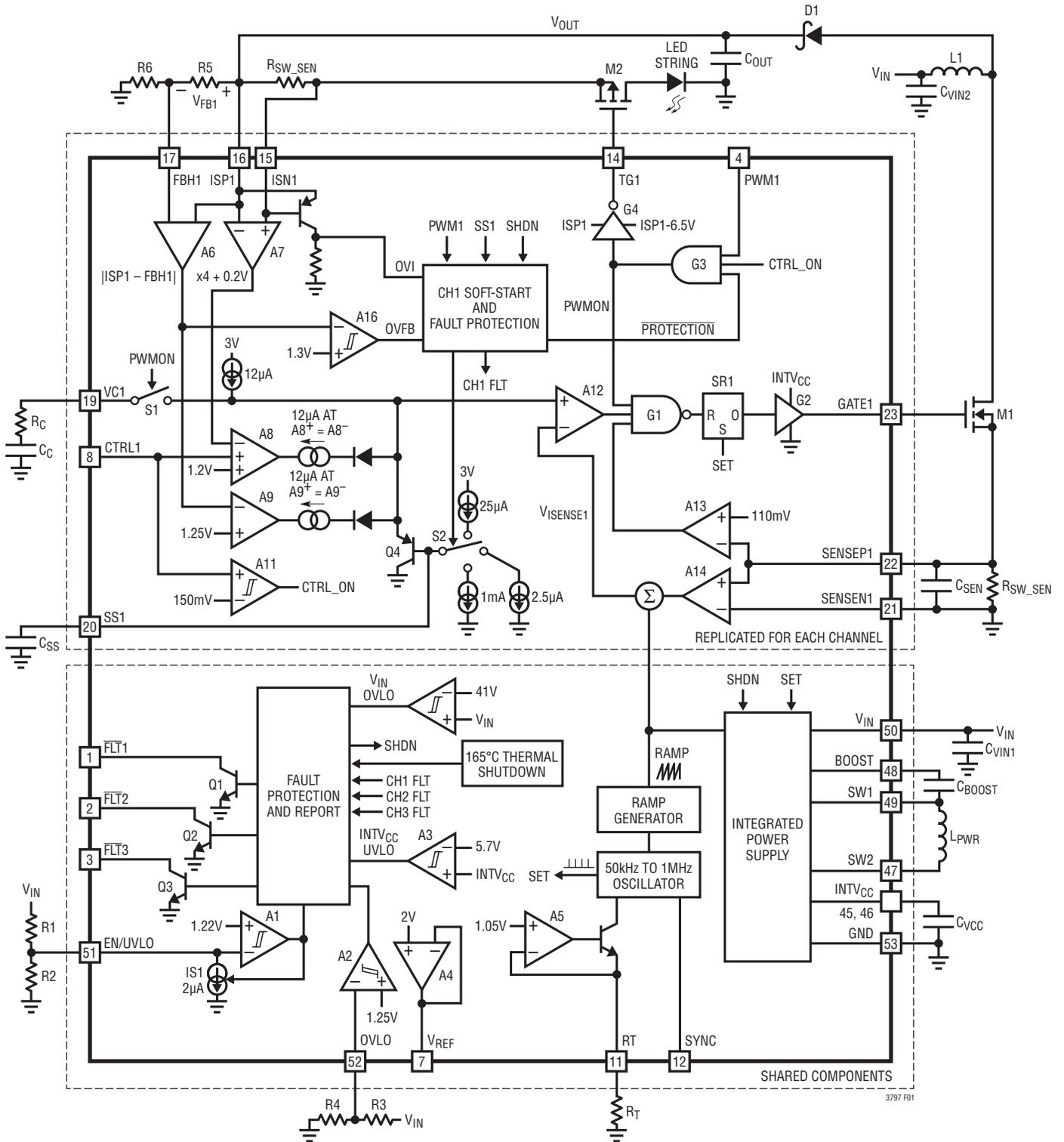


図1.昇圧構成で動作するLT3797のブロック図(説明を簡単にするため、チャンネル1のみが示されている)

動作

LT3797は、固定周波数の電流モード制御方式を使って、優れた入力レギュレーションと負荷レギュレーションを実現します。このデバイスは、独立した3つのスイッチング・レギュレータを備えています。図1の「ブロック図」を参照すると動作をよく理解できます。発振器、内部電源などは3つのコンバータで共有されています。LED電流制御回路、ゲート・ドライバなどは3つのコンバータで同一構成です。説明を簡単にするため、図1ではコンバータ1の共有回路とチャンネル固有の回路が示されています。

コンバータ1の動作を追っていくことにより、LEDの電流レギュレーションを理解できます。発振器の各サイクルの開始点でSRラッチSR1がセットされ、ゲート・ドライバG2によって外付けパワーMOSFETスイッチM1がオンします(3つのコンバータが同じ発振器を共有しているので、3つのチャンネルがすべてイネーブルされると、3つのチャンネルすべてのGATEピンが同時に“H”に移行します)。スイッチ電流が外部電流検出抵抗 R_{SW_SEN1} を通して流れ、スイッチ電流に比例した電圧を発生します。(A14によって増幅された)この電流検出電圧が安定化スロープ補償ランプへ加算され、その和 $V_{ISENSE1}$ がPWMコンパレータA12の負端子に与えられます。外付けインダクタL1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。 $V_{ISENSE1}$ がA12の正入力のレベル(VC1)を超えると、SR1はリセットされ、パワー・スイッチをオフします。スイッチがオフになっている期間中、L1の電流は減少します。

PWM制御アルゴリズムは、この動作の繰り返しでスイッチのデューティ・サイクルを確立し、LEDストリングの電流を安定化します。VC1の電圧はエラーアンプA8によって設定されたもので、ISP1とISN1の間で測定されたLED電流の検出電圧と、CTRL1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。

LT3797はスイッチ電流制限機能を備えています。スイッチ電流検出信号は電流制限コンパレータA13へ入力されます。電流検出電圧が検出電流制限しきい値 $V_{SENSE(MAX)}$ (標準110mV)より高いと、A13は直ちにSR1をリセットしてM1をオフします。

LT3797は、固定電圧レギュレーション・モードを備えているので、開放LED状態でも出力レギュレーション電圧を高精度に設定できます。電圧レギュレーション・モードでの動作は前述の内容と同様ですが、VC1の電圧はA9によって設定されたもので、1.25V(標準)の内部リファレンスとISP1とFBH1の間で測定された以下の出力帰還電圧 V_{FB1} (絶対値)との差を増幅したものです。

$$V_{FB1} = |ISP1 - FBH1|$$

LED電流検出帰還ではFBH1電圧帰還と連携するので、ISP1とISN1の間の検出電圧はCTRL1ピンによって設定されるしきい値を超えず、 V_{FB1} は1.25V(標準)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非アクティブにするには、FBH1をISP1に接続します。LED電流ループを全面的に非アクティブにするには、ISP1とISN1を互いに接続し、CTRL1入力を V_{REF} に接続する必要があります。

V_{FB1} の電圧検出を高精度に保つため、ISPを4.5V以上にする必要があります。ISPが4.5Vを下回ると、電圧レギュレーションが非アクティブになり、 $|ISP1 - FBH1|$ の値に関係なく、電流レギュレーションが支配的になります。

LT3797の特長となっているLEDドライバに固有の2つの機能は、電圧帰還ピン(FBH1)によって制御されます。まず、 V_{FB1} が V_{FB1} のレギュレーション電圧(標準1.25V)より50mV低い(-4%)電圧を下回った場合、LED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します。 $\overline{FLT1}$ が“L”に引き下げられて、フォルト状態を知らせます。次に、 V_{FB1} が V_{FB1} のレギュレーション電圧を60mV(標準5%)超える場合、出力過電圧フォルトを示します。この状態では、TG1ピンがG3とG4によって“H”に駆動され、外付けPMOS M2をオフします。この動作は、LED負荷を電力経路から切断し、過度の電流によってLEDが損傷しないようにするものです。 $\overline{FLT1}$ が“L”に保たれて、フォルト状態を知らせます。

アプリケーション情報

スイッチング周波数と同期

RT周波数調整ピンにより、100kHz～1MHzの範囲内でスイッチング周波数(f_{sw})を設定して、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高い効率が得られ、高い最大デューティ・サイクルまたは低い最小デューティ・サイクルを実現しますが、外付け部品のサイズが大きくなります。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。適切な R_T 抵抗値については表1を参照してください。

表1. スwitchング周波数(f_{sw})と R_T の値

f_{sw} (kHz)	R_T (k Ω)	f_{sw} (kHz)	R_T (k Ω)
100	154	600	22.6
150	102	650	20.5
200	75.0	700	17.4
250	59.0	750	19.1
300	48.7	800	16.2
350	41.2	850	15.0
400	35.7	900	14.0
450	31.6	950	13.3
500	28.0	1000	12.4
550	24.9		

LT3797の動作周波数は外部クロック・ソースに同期させることができます。デジタル・クロック信号をSYNCピンに与えることにより、LT3797はSYNCクロック周波数で動作します。この機能を使用する場合、SYNCパルス周波数より20%低いスイッチング周波数を設定するように R_T 抵抗を選択します。この機能を使用しない場合には、SYNCピンをGNDに接続します。

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設定するときは、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・サイクルは、一定の最小オン時間(最大200ns)とスイッチング周波数(f_{sw})によって制限されます。スイッチの最大デューティ・サイクルは、一定の最小オフ時間(最大200ns)と f_{sw} によって制限されます。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。

$$\text{最小デューティ・サイクル} = 200\text{ns} \cdot f_{sw}$$

$$\text{最大デューティ・サイクル} = 1 - 200\text{ns} \cdot f_{sw}$$

最小オフ時間による制限事項に加えて、最大デューティ・サイクルは95%より低い値を選択することを推奨します。

PWM 調光制御

各チャンネルのLEDの調光は、PWMピンを使ったパルス幅変調によって行うことができます。チャンネル1のドライバを図1に示します。PWM1ピンが“H”に引き上げられると、G3とG4によってM2がオンします。コンバータ1は通常動作をします。G4はISP1-TG1間の電圧を6.5Vに制限し、M2のゲートを保護します。PWM1ピンが“L”に引き下げられると、G1などによって外付けNMOS M1がオフし、コンバータ1は動作を停止します。TG1ピンによってM2がオフし、LED1を切断して出力コンデンサ C_{OUT} から流れる電流を停止します。VC1ピンも、S1によって内部回路から切断されます。PWM1が再びプルアップされるまで、コンデンサ C_C および C_{OUT} がLEDストリングの状態を保存します。これにより、PWMのデューティ・サイクルと出力光(輝度)の間には高度にリニアな関係が生じ、広く高精

アプリケーション情報

度な調光範囲が可能になります。調光のためにPWMピンを使用し、電流検出しきい値をリニアに調整するためにCTRLピンを使用することにより、PWM調光範囲を最大限に高めることができます。

LT3797の動作周波数をSYNCピンに与えられる外部クロック・ソースに同期させるアプリケーションでは、図2に示すように、外部クロックの立ち上がりエッジと3つのチャンネルのそれぞれのPWM信号の立ち上がりエッジを同期させることを推奨します。

アナログ調光に加え、CTRLピンはPWM調光制御に使用することもできます。チャンネル1の動作については図1を参照してください。CTRL1が150mVを下回ると、CTRL_ON信号がコンパレータA11によって“L”に引き下げられます。CTRL_ONがG3の入力の1つに接続されているので、チャンネル1はPWM1が“L”に引き下げられたのと同じ動作をします(LED1がCOUTから切断される、CcがVC1から切断されるなど)。したがって、CTRLピンが、“L”レベルが150mVより下で“H”レベルが0.2V～1.3VのPWM信号に接続されている場合、リニア調光制御とPWM調光制御の組み合わせにCTRLピンを使用することができます。CTRLピンがPWM調光に使用されているか、またはPWM調光が使用されていない場合、PWMピンをVREFピンに接続します。

LED切断用に低いVTHのPMOSは使用しないでください。最小VTHが-1V～-2VのPMOSを推奨します。高精度なPWM調光を必要としないアプリケーションでは、PチャンネルMOSFETを省いてコストを低減することができます。これらの条件では、TGピンは開放のままにしておきます。

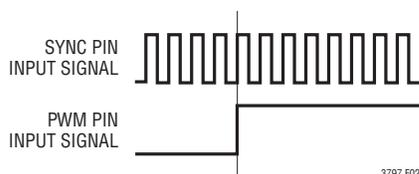


図2. SYNCピンの入力信号とPWMピンの入力信号の同期

LED電流の設定

各チャンネルのLED電流は、外付け検出抵抗(RLED_SEN)をLED負荷と直列に接続し、CTRL入力を使ってRLED_SEN両端の電圧レギュレーションしきい値を設定することにより、設定されます。ISPとISNの検出ノードのトレースは互いに平行に配線し、RLED_SENの正端子と負端子にケルビン接続します。通常、電流の検出はLEDストリングの上端で行います。この方法を使用できない場合は、LEDストリング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1.3Vより高い電圧に接続する必要があります。CTRLピンはLED電流をフルスケールからゼロまで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1.1Vより低く0.2Vより高い場合、LED電流は次のようになります。

$$I_{LED} = \frac{V_{CTRL} - 200mV}{R_{LED_SEN} \cdot 4}$$

CTRLピンの電圧が1.1V～1.3Vの範囲の場合、LED電流はCTRLの電圧とともに変化しますが、上の式から逸脱して、CTRLの電圧が上昇するにつれてその値を増していきます。最終的にCTRLが1.3Vを超えると、LED電流がCTRLピンの電圧に応じて変化することはなくなります。CTRLが1.2Vに近いときのCTRL電圧に対する標準的な(ISP-ISN間)しきい値を表2に示します。

表2. CTRLが1.2Vに近いときのCTRL電圧に対する標準的な(ISP-ISN間)しきい値

V _{CTRL} (V)	(ISP-ISN間)しきい値 (mV)
1.1	225
1.15	236
1.2	244.5
1.25	248.5
1.3	250

アプリケーション情報

CTRLの電圧が1.3Vより高くなると、LED電流は次式に従って安定化されます。

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

CTRLが200mV(標準)より低いと、LED電流は0Aに安定化されます。

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} との間に抵抗分割器を接続して、 V_{IN} の電圧が低いときに出力電力の低減とピーク・スイッチング電流の制限を行うことができます。ISPとISNの間に、スイッチング周波数で時間とともに変化する差動電圧信号(リップル)が生じることが予想されます。この信号の振幅は、LED負荷電流が大きいのか、スイッチング周波数が低いのか、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されます。VC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とISNの間の平均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・トゥ・ピーク)が50mV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。

開放LED状態の出力レギュレーション電圧の設定

開放LED状態の各チャンネルの出力電圧は、2本の外付け検出抵抗を選択することによって設定できます。チャンネル1に接続する検出抵抗を図3に示します。開放LED状態では、 V_{FB1}

が1.25Vに安定化されるので、出力レギュレーション電圧は次式に従って設定できます。

$$V_{OUT} = 1.25V \cdot \frac{R5+R6}{R5}$$

出力電圧がISP1とLED1⁻の間で直接測定されるので、図3の方法は、LED1⁻がGNDに接続されるコンバータのトポロジー(昇圧、SEPIC、フライバックなど)および、LED1⁻がインダクタに接続されるトポロジー(降圧モード、昇降圧モードのLEDドライバなど)に適しています。

通常、図3に示すように、電流検出抵抗 R_{LED_SEN1} と切断用PMOS M2はLEDストリングの上端(LED1⁺)に接続されます。この方法が利用できない場合(例えば、複数列のLEDモジュールが共通アノード構成の場合)には、図4に示すように、電流はLEDストリングの下端で検出できます。この構成では、FBHピンには2 μ A(標準)の電流が流れます。したがって、開放LED状態の出力レギュレーション電圧は次式に従って設定できます。

$$V_{OUT} = 1.25V \cdot \frac{R5+R6}{R5} + 2\mu\text{A} \cdot R6$$

通常動作状態では、LED電流のレギュレーション・ループが支配的です。このため、開放LED状態の出力レギュレーション電圧(V_{OUT})は、LED1が接続されたときに V_{FB1} ($V_{FB1} = |ISP1-FBH1|$)が1.1Vを超えることがないように設定する必要があります。 V_{FB1} をレギュレーション電圧(1.25V)の50mV以内にするための唯一の方法は、開放LED状態にすることです。

アプリケーション情報

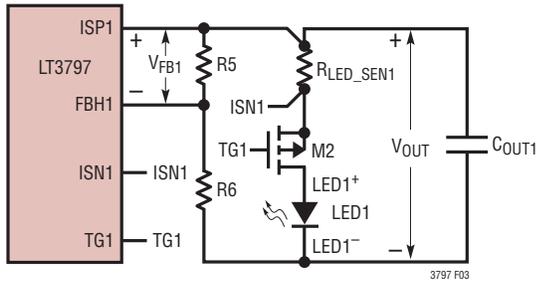


図3. 出力電圧検出抵抗の接続

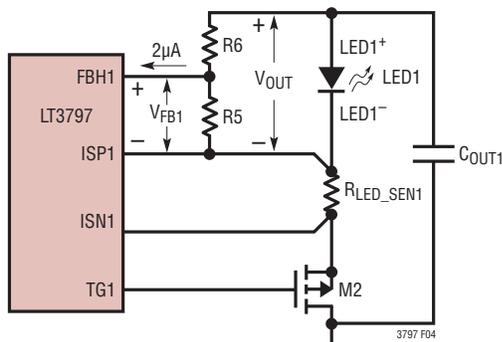


図4. R_{LED_SEN1}とM2がLEDストリングの下端に接続される場合の出力電圧検出抵抗の接続

EN/UVLOピンを使用したイネーブルと低電圧ロックアウトの設定

EN/UVLOピンにより、LT3797をイネーブルするかそれともシャットダウン状態にするかが制御されます。図1に示されているように、1.22Vのリファレンス、コンパレータA1、および制御可能な電流源IS1により、デバイスがオン/オフする電源電圧を高精度に設定することができます。下降時の値は、抵抗分割器のR1とR2によって高精度に設定できます。EN/UVLO

の電圧が0.4Vより高く1.22Vのしきい値より低いとき、小さなプルダウン電流源IS1（標準2μA）がアクティブになります。この電流の目的は、上昇時のヒステリシスを設定できるようにすることです。下降時しきい値電圧と上昇時しきい値電圧は、次式によって計算することができます。

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

$$V_{IN(RISING)} = V_{IN(FALLING)} + 2\mu A \cdot R1$$

EN/UVLOピンがロジック入力としてだけ使用されるアプリケーションでは、EN/UVLOピンは「常時オン」動作のため入力電圧V_{IN}に直接接続することができます。

OVLOピンを使用した過電圧ロックアウトしきい値の設定

LT3797は、過電圧ロックアウトを設定可能なOVLOピンを備えています。125mVのヒステリシスを備えた1.25V（標準）の上昇時しきい値により、過電圧状態を検出します。OVLOピンを使って、過電圧状態に対するV_{IN}やその他の電圧をモニタすることができます。

図1では、OVLOを分圧器を介してV_{IN}に接続することでV_{IN}の過電圧に対して保護しています。上昇時しきい値電圧と下降時しきい値電圧は、次式によって計算することができます。

$$V_{OV(RISING)} = 1.25V \cdot \frac{R3+R4}{R4}$$

$$V_{OV(FALLING)} = 1.125V \cdot \frac{R3+R4}{R4}$$

過電圧状態により、3つのチャンネルがすべてオフする（GATEピンがGND電位になり、TGピンがISPの電位になる）ことで、ソフトスタートがリセットされます。

アプリケーション情報

ループ補償

ループ補償により安定性とトランジェント性能が決まります。LT3797は電流モード制御を使って出力を安定化するので、ループ補償が簡単になります。最適値はコンバータのトポロジー、部品の値および動作条件(入力電圧、LED電流、スイッチング周波数など)に依存します。LT3797の帰還ループを補償するには、通常、抵抗とコンデンサの直列ネットワークをVCピンからGNDに接続します。図1では、標準的なVC補償ネットワークが示されています。ほとんどのアプリケーションでは、コンデンサは2.2nF～22nFの範囲、抵抗は2k～25kの範囲にします。補償ネットワークを設計する実用的な手法としては、このデータシートの回路の中から目的のアプリケーションに似た回路を選んで出発点とし、補償ネットワークを調整して性能を最適化します。次に、LED電流、入力電圧、温度などすべての動作条件にわたって安定性をチェックします。ループ補償については、「アプリケーションノートAN76」を参照してください。

ソフトスタートとフォルト保護

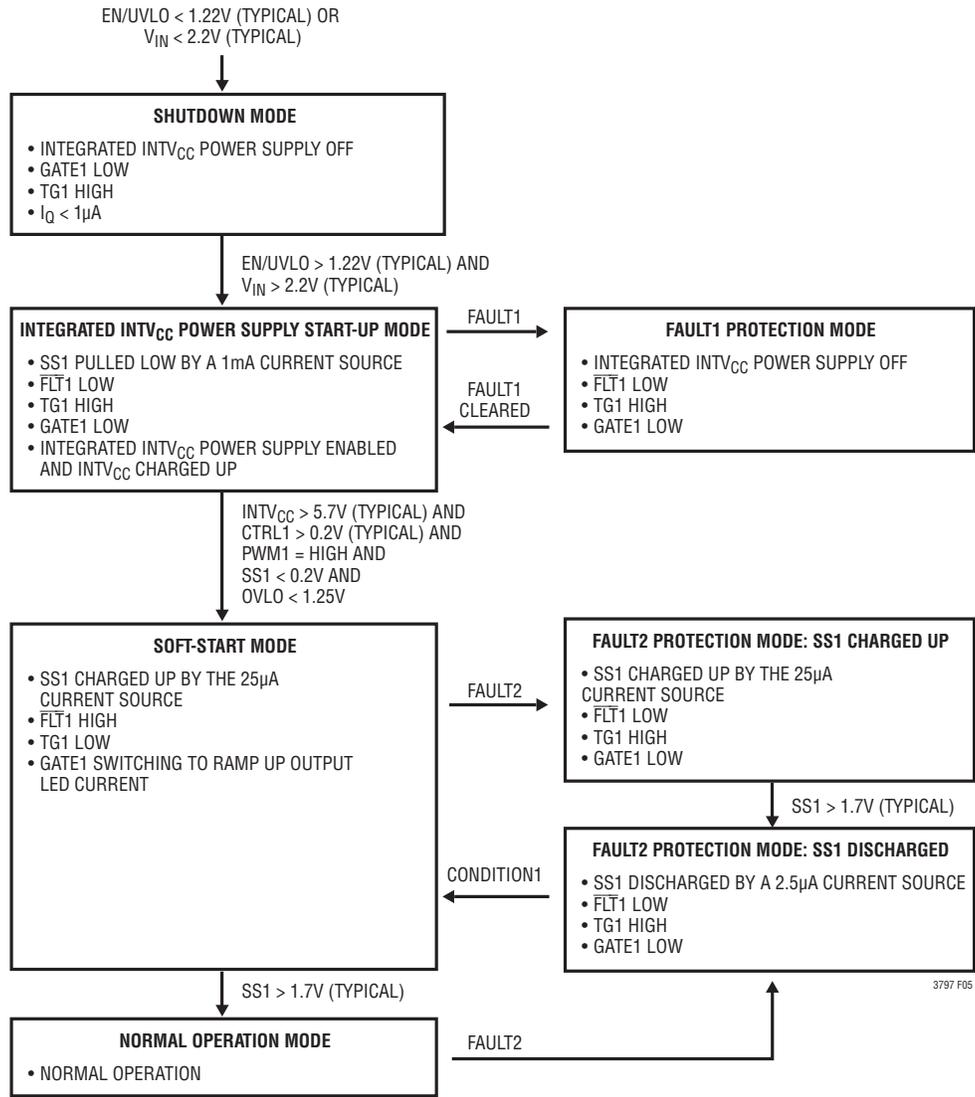
LT3797では、各チャンネルに同一のソフトスタート機能と保護機能を備えています。ソフトスタート機能は、起動時またはフォルト状態からの回復時にピーク・スイッチ電流と出力電圧(V_{OUT})のオーバーシュートを制限するように設計されています。チャンネル1のソフトスタートとフォルト保護の状態図を図5に示します。また、チャンネル1の動作については図1を参照してください。ソフトスタート・モードでは、25 μ Aの電流源によってソフトスタート・コンデンサが充電されます。Q4によってVC1電圧をクランプすることで、SS1ピンがM1に許容されるピーク・

スイッチ電流を徐々に増加させます。このようにして、SS1ピンにより、M1の電流オーバーシュートを制限しながら、出力コンデンサ C_{OUT} の電圧を最終値に向かって徐々に充電することができます。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。

$$t_{SS} = \frac{1.2V}{25\mu A} \cdot C_{SS}$$

ソフトスタート・コンデンサの放電時間は2.5 μ Aの電流源によって制御されます。したがって、SS1ピンをフォルト2保護モード(図5参照)の可変タイマとして使って、外付け部品やLEDの熱暴走を防止することもできます。フォルト状態によっては、ソフトスタート・コンデンサが繰り返し充放電されますが、これはヒックアップ・モード動作と呼ばれます。通常、ヒックアップ・モード動作は、LT3797のLEDドライバが出力短絡フォルト状態の時に生じます。図5では、通常動作モードで出力短絡フォルトによってLT3797の過電流(ISP1-ISP1間で検出)が生じると、LT3797がフォルト2保護モードに移行することが示されています。ここで、TG1が“H”に引き上げられ、外付けPMOSをオフして出力を絶縁します。この結果、過電流状態が解消されます。SS1が200mV以下に放電されると、LT3797はソフトスタート・モードに移行します。ここで、TG1が“L”に引き下げられて外付けPMOSがオンします。短絡フォルトが継続すると、LT3797は再度過電流フォルトを検出し、フォルト2保護モードに移行し、SS1が充電されて新しいサイクルが開始します。このようにして、短絡フォルトが解消されるまで、ソフトスタート・コンデンサが200mV～1.7Vの間で充放電を繰り返します。

アプリケーション情報



NOTES:

FAULT1 = $V_{IN} > 41V$ (TYPICAL) OR
OVER TEMPERATURE ($T_J > 165^\circ C$)

FAULT2 = $V_{IN} > 41V$ (TYPICAL) OR
OVER TEMPERATURE ($T_J > 165^\circ C$) OR
 $INTV_{CC} < 5.2V$ (TYPICAL) OR
 $OVLO > 1.25V$ OR
OUTPUT OVER CURRENT

CONDITION1 = FAULT2 CLEARED AND
 $CTRL1 > 0.2V$ (TYPICAL) AND
 $PWM1 = HIGH$ AND
 $SS1 < 0.2V$

図5. チャンネル1のソフトスタートおよびフォルト保護の状態図

アプリケーション情報

LT3797のフォルト保護は、SSピンとV_{REF}ピンの間に470kの抵抗を接続することにより、ラッチオフ・モードとして設定できます。フォルト2状態(図5参照)によってLT3797はラッチオフします。フォルト状態が解消されると、LT3797はソフトスタート・イベントを再試行しません。その理由は、470k抵抗のプルアップのため、SSピンが2.5μAのプルダウン電流によって0.2V以下に低下してラッチをリセットすることができないからです。ラッチオフは、EN/UVLOピンを“L”から“H”にトグルすることによってのみクリアできます。

開放LEDフォルトと出力過電圧フォルトは、図5のフォルト2に含まれていません。これら2つのフォルトはソフトスタート・ステータスに影響を与えません。チャンネル1の開放LEDフォルトにより、FLT1が“L”になります。チャンネル1の出力過電圧フォルトにより、FLT1が“L”になり、TG1が“H”になって、電力経路からLED負荷を切断します。

アプリケーション回路の設計ガイドライン

LT3797は、独立した3つのスイッチング・レギュレータを備えています。以下のセクションでは、LT3797 LEDドライバのキー・パラメータの計算や外付け部品の選択における設計ガイドラインを説明します。この設計ガイドラインは、それぞれのスイッチング・レギュレータを対象としています。

スイッチのデューティ・サイクル

LT3797は各種のトポロジーで構成することができます。LED電圧が入力電圧より高いアプリケーションでは、昇圧LEDドライバが使用されます。LT3797は、LED電圧が入力電圧より低いアプリケーションでは、降圧モードLEDドライバとして構成することができます。昇降圧モードとSEPIC LEDドライバにより、入力電圧をLED電圧より高くするか、またはLED電圧以

下にすることができます。連続導通モード(CCM)での各種トポロジーのスイッチ・デューティ・サイクルは以下のとおりです。

$$D_{\text{BOOST}} = \frac{V_{\text{LED}} - V_{\text{IN}}}{V_{\text{LED}}}$$

$$D_{\text{BUCK}} = \frac{V_{\text{LED}}}{V_{\text{IN}}}$$

$$D_{\text{BUCK-BOOST}} = \frac{V_{\text{LED}}}{V_{\text{LED}} + V_{\text{IN}}}$$

$$D_{\text{SEPIC}} = \frac{V_{\text{LED}}}{V_{\text{LED}} + V_{\text{IN}}}$$

デューティ・サイクルが最大(D_{MAX})になるのは、コンバータの入力電圧が最小(V_{IN(MIN)})のときです。

インダクタの選択

LEDドライバが最小入力電圧で最大出力電流になるときの、インダクタの標準的な電流波形を図6に示します。ΔI_LとI_{L_AVG(MAX)}は、それぞれインダクタのリップル電流と最大平均インダクタ電流を示します。

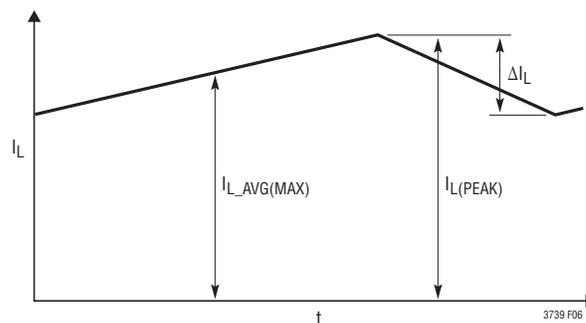


図6. 標準的なインダクタ波形

アプリケーション情報

CCMでの昇圧、降圧、昇降圧の各モードのLEDドライバの $I_{L_AVG(MAX)}$ は以下のとおりです。

$$I_{L_AVG(MAX)_BUCK} = I_{LED(MAX)}$$

$$I_{L_AVG(MAX)_BOOST} = I_{LED(MAX)} \cdot \frac{1}{1-D_{MAX}}$$

$$I_{L_AVG(MAX)_BUCK-BOOST} = I_{LED(MAX)} \cdot \frac{1}{1-D_{MAX}}$$

SEPIC LEDドライバの1次側と2次側の最大平均インダクタ電流は以下のとおりです。

$$I_{L1_AVG(MAX)_SEPIC} = I_{LED(MAX)} \cdot \frac{D_{MAX}}{1-D_{MAX}}$$

$$I_{L2_AVG(MAX)_SEPIC} = I_{LED(MAX)}$$

ここで、 $I_{LED(MAX)}$ は最大LED電流です。

インダクタ・リップル電流 ΔI_L は、インダクタの値の選択に直接影響を与えます。小さな値の ΔI_L を選択すると、大きなインダクタンスが必要になり、電流ループの利得が減少します(コンバータは電圧モードに近づきます)。大きな ΔI_L の値を許容できればトランジェント応答が速くなり、低インダクタンスを使用できますが、入力電流リップルが大きくなってコア損失も大きくなります。

昇圧、降圧、昇降圧の各モードのLEDドライバのインダクタ・リップルの割合は以下のとおりです。

$$\frac{\Delta I_L}{I_{L(MAX)}}$$

SEPICコンバータでは、1次側インダクタの ΔI_L は2次側インダクタの ΔI_L に等しくなります。インダクタ・リップルの割合は次のように計算できます。

$$\frac{2 \cdot \Delta I_L}{I_{L1(MAX)} + I_{L2(MAX)}}$$

トレードオフに基づいて適切な ΔI_L を選択し、LEDドライバの性能を最適化する必要があります。 D_{MAX} でのリップル電流の割合を20%～60%の範囲内にするのを推奨します。

動作入力電圧範囲が与えられ、動作周波数 f とインダクタのリップル電流 ΔI_L を選択すれば、次式を使って昇圧、降圧、昇降圧の各モードのLEDドライバのインダクタ値を決めることができます。

$$L_{BUCK} = \frac{V_{LED}}{\Delta I_L \cdot f} \cdot (1-D_{MAX})$$

$$L_{BOOST} = \frac{V_{IN(MIN)}}{\Delta I_L \cdot f} \cdot D_{MAX}$$

$$L_{BUCK-BOOST} = \frac{V_{IN(MIN)}}{\Delta I_L \cdot f} \cdot D_{MAX}$$

SEPIC LEDドライバの1次側と2次側のインダクタ値は以下のとおりです。

$$L1=L2 = \frac{V_{IN(MIN)}}{\Delta I_L \cdot f} \cdot D_{MAX}$$

$L1=L2$ とし、これらを同じコアに巻くと、相互インダクタンスにより、前式のインダクタンスの値は $2L$ で置き換えられます。

$$L = \frac{V_{IN(MIN)}}{2 \cdot \Delta I_L \cdot f} \cdot D_{MAX}$$

連続モード動作のインダクタ・ピーク電流とRMS電流は、 $I_L(MAX)$ と ΔI_L に基づいて計算することができます。

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

$$I_{L(RMS)} \approx I_{L(MAX)}$$

前式に基づいて、飽和電流定格とRMS電流定格が十分なインダクタを選択します。

アプリケーション情報

スイッチ電流検出抵抗の選択

LT3797は、GNDとMOSFETのソースの間の検出抵抗(図1の R_{SW_SEN})を使って、各チャンネルのNチャンネル・パワーMOSFETの電流を測定します。CCMでの検出抵抗両端の検出電圧(V_{SW_SENSE})の標準的な波形を図7に示します。検出抵抗 R_{SW_SEN} は、MOSFETのソースとGNDの近くに配置する必要があります。SENSEPとSENSENの検出ノードのトレースは互いに平行に配線し、 R_{SW_SEN} の正端子と負端子にケルビン接続します。

パワースイッチ電流制御には電流制限機能があるので、定常状態の通常動作の間のピーク電流検出電圧 $V_{SW_SENSE(PEAK)}$ がSENSE電流制限しきい値(最小100mV)よりも確実に低くなるように R_{SW_SEN} を選択します。20%のマージンを与えて $V_{SW_SENSE(PEAK)}$ を80mVに設定することを推奨します。すると、スイッチ電流検出抵抗の値は次のように計算できます。

$$R_{SW_SEN} = \frac{80\text{mV}}{I_{SW(PEAK)}}$$

ここで、 $I_{SW(PEAK)}$ はピーク・スイッチ電流です。昇圧、降圧、昇降圧の各モードのLEDドライバの $I_{SW(PEAK)}$ は以下のとおりです。

$$I_{SW(PEAK)} = I_L(PEAK)$$

SEPIC LEDドライバの $I_{SW(PEAK)}$ は以下のとおりです。

$$I_{SW(PEAK)} = I_{L1(PEAK)} + I_{L2(PEAK)}$$

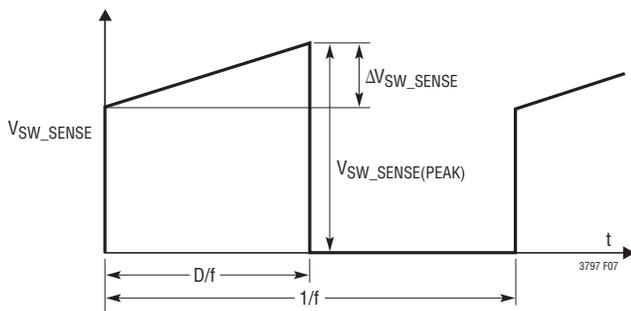


図7.CCMでの検出抵抗両端の検出電圧

検出電圧リップルの検証

前のセクションに従ってインダクタ・リップル電流とスイッチ電流検出抵抗の値が選択されていると、昇圧、降圧、昇降圧のLEDドライバの検出電圧リップル ΔV_{SW_SENSE} (図7参照)は次式で決定できます。

$$\Delta V_{SW_SENSE} = \Delta I_L \cdot R_{SW_SEN}$$

SEPIC LEDドライバの ΔV_{SW_SENSE} は次式で決定できます。

$$\Delta V_{SW_SENSE} = 2 \cdot \Delta I_L \cdot R_{SW_SEN}$$

LT3797はスロープ補償を内蔵しており、低調波発振に対して制御ループを安定化します。LT3797がCCMで0.66より高いデューティ・サイクルで動作しているとき、検出電圧リップル ΔV_{SW_SENSE} (図7参照)を制限して、内部スロープ補償を十分にし、制御ループを安定化する必要があります。デューティ・サイクルに対する最大 ΔV_{SW_SENSE} を図8に示します。最大デューティ・サイクルで ΔV_{SW_SENSE} がこの曲線より下になることを確認することを推奨します。最大デューティ・サイクルで ΔV_{SW_SENSE} が最大 ΔV_{SW_SENSE} 曲線より上になると、 ΔI_L を減らし、最適な値が得られるまで前の2つのセクションのパラメータを再計算する必要があります。

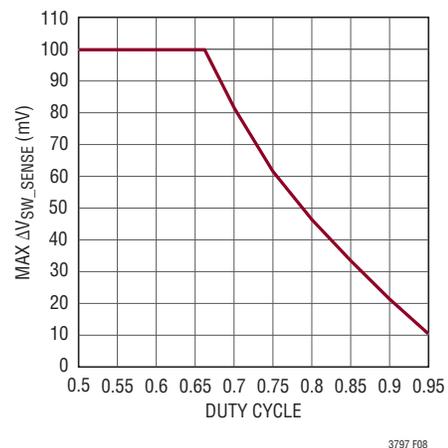


図8.CCMの最大検出電圧リップルとデューティ・サイクル

アプリケーション情報

パワー MOSFET の選択

パワー MOSFET の選択基準は、ドレイン-ソース間ブレイクダウン電圧 (BV_{DSS})、しきい値電圧 ($V_{GS(TH)}$)、オン抵抗 ($R_{DS(ON)}$)、総ゲート電荷 (Q_G)、最大ドレイン電流 ($I_{D(MAX)}$)、MOSFET の熱抵抗 ($R_{\theta JC}$ および $R_{\theta JA}$) などです。

各種のトポロジーに必要なパワー MOSFET の BV_{DSS} 定格は、次式を使って推定できます。ダイオードの順方向電圧やオフ時間のドレイン-ソース間のリンギングを加えます。

$$BV_{DSS_BOOST} > V_{LED}$$

$$BV_{DSS_BUCK} > V_{IN(MAX)}$$

$$BV_{DSS_BUCK-BOOST} > V_{IN(MAX)} + V_{LED}$$

$$BV_{DSS_SEPIC} > V_{IN(MAX)} + V_{LED}$$

昇圧モード、降圧モード、または昇降圧モードの LED ドライバの MOSFET によって消費される電力は次のとおりです。

$$P_{FET} = I_{L(MAX)}^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot D_{MAX} + 2 \cdot V_{SW(PEAK)} \cdot I_{L(MAX)} \cdot C_{RSS} \cdot f / 1.5A$$

SEPIC LED ドライバの MOSFET によって消費される電力は次のとおりです。

$$P_{FET} = (I_{L1(MAX)} + I_{L2(MAX)})^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot D_{MAX} + 2 \cdot V_{SW(PEAK)} \cdot (I_{L1(MAX)} + I_{L2(MAX)}) \cdot C_{RSS} \cdot f / 1.5A$$

上式の最初の項はデバイスの導通損失を表し、2 番目の項はスイッチング損失を表します。 C_{RSS} は逆伝達容量で、通常 MOSFET の特性で規定されています。効率を最大にするには、 $R_{DS(ON)}$ と Q_G を最小限に抑えます。パワー MOSFET で消費

される既知の電力から、次式を使って接合部温度を求めることができます。

$$T_J = T_A + P_{FET} \cdot \theta_{JA} = T_A + P_{FET} \cdot (\theta_{JC} + \theta_{CA})$$

T_J が MOSFET の最大接合部温度定格を超えてはなりません。定常状態の MOSFET の温度を測定して、絶対最大定格を超えないことを確認することを推奨します。

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間に導通します。LT3797 LED ドライバでは、ショットキ・ダイオードを同じチャネルの N チャネル・パワー MOSFET と等しい電圧定格のものにする必要があります。ピーク逆電圧の選択については、前のセクションのパワー MOSFET の BV_{DSS} 定格を参照してください。調光のために PWM ピンの機能を使用する場合、PWM が“L”の間に出力から流れるダイオードの漏れ電流を考慮することが重要です (漏れ電流は温度とともに増加します)。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。

CCM での昇圧、降圧、または昇降圧コンバータのダイオードによって消費される電力は次のとおりです。

$$P_D = I_{L_AVG(MAX)} \cdot V_D \cdot (1 - D_{MAX})$$

ここで、 V_D はダイオードの順方向電圧降下です。

SEPIC コンバータのダイオードによって消費される電力は次のとおりです。

$$P_D = (I_{L1_AVG(MAX)} + I_{L2_AVG(MAX)}) \cdot V_D \cdot (1 - D_{MAX})$$

また、ダイオードの接合部温度は次のとおりです。

$$T_J = T_A + P_D \cdot (\theta_{JC} + \theta_{CA})$$

T_J がダイオードの最大接合部温度定格を超えてはなりません。

アプリケーション情報

高電位側 PMOS 切断スイッチの選択

大部分の LT3797 のアプリケーションには、PWM 調光比を上げて、フォルト状態時に LED アレイが過熱状態にならないように、高電位側切断スイッチに最小 $V_{GS(TH)}$ が $-1V \sim -2V$ の PMOS を推奨します。PMOS の BV_{DSS} 定格は、FBH ピンによって設定される開放 LED レギュレーション電圧よりも高い必要があります。最大連続ドレイン電流 $I_{D(MAX)}$ の定格は、最大 LED 電流よりも大きい必要があります。

入力コンデンサの選択

入力コンデンサ C_{IN} は、コンバータのパワー・インダクタに AC リップル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。必要な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。X5R または X7R のタイプのセラミック・コンデンサは、温度と DC バイアスに対する変化が小さいので、一般に望ましい選択肢です。通常、昇圧コンバータや SEPIC コンバータでは、インダクタが入力と直列に接続されていることと入力電流波形が連続であることから、必要な入力コンデンサの値は降圧モードや昇降圧モードのコンバータよりも小さくなります。入力コンデンサの値は、インダクタのリップル ΔI_L (「インダクタの選択」のセクションを参照)、スイッチング周波数、 C_{IN} の許容入力電圧リップル ΔV_{IN} に基づいて推定できます。昇圧コンバータと SEPIC コンバータの C_{IN} の値は次式で計算できます。

$$C_{IN} = 0.125 \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta V_{IN} \cdot f}$$

降圧モードと昇降圧モードの LED ドライバの C_{IN} の値は次式で計算できます。

$$C_{IN} = I_{LED} \cdot \frac{V_{LED} \cdot (V_{IN(MIN)} - V_{LED})}{V_{IN(MIN)}^2 \cdot \Delta V_{IN} \cdot f}$$

出力コンデンサの選択

出力フィルタ・コンデンサは、LED の電流リップルを減衰できるサイズにする必要があります。X5R または X7R のタイプのセラミック・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ための、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、昇圧モード、昇降圧モード、および SEPIC アプリケーションの場合よりも小さくなります。これは、降圧コンバータでは、インダクタが出力と直列に接続され、出力コンデンサを流れるリップル電流が連続であるためです。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。

SEPIC LED ドライバに対する DC 結合コンデンサの選択

1 次側インダクタと 2 次側インダクタの間に接続される DC 結合コンデンサ C_{DC} の DC 電圧の定格は、次式のように最大入力電圧より大きくする必要があります。

$$V_{CDC} > V_{IN(MAX)}$$

CCM での C_{DC} の電流は方形に近い波形をしています。スイッチのオフ時間の間 C_{DC} を流れる電流は I_{VIN} ですが、オン時間の間は約 $-I_{LED}$ の電流が流れます。 C_{DC} の電圧リップルにより、1 次側インダクタと 2 次側インダクタの電流波形に歪みが生じます。 C_{DC} は、その電圧リップルを制限するようにサイズを選択する必要があります。 C_{DC} の ESR による電力損失は、LED ドライバの効率を低下させます。このため、十分に低い ESR のセラミック・コンデンサを選択してください。 C_{DC} には、X5R または X7R タイプのセラミック・コンデンサを推奨します。

内蔵 INTV_{CC} 電源

LT3797 は、7.5V に安定化された INTV_{CC} 電源を発生するスイッチ・モード DC/DC コンバータを内蔵し、3 つのチャンネルの NMOS ゲート・ドライバに電力を供給します (I_{DRIVE})。この INTV_{CC} 電源は、外部回路の駆動に使用することもできます (I_{EXT})。この INTV_{CC} 電源には、従来の内部 LDO レ

アプリケーション情報

レギュレータに比べて2つの大きな利点があります。最小2.5Vの V_{IN} 電圧から7.5Vの $INTV_{CC}$ 電圧を生成可能なので、LT3797は、低入力電圧のアプリケーションで高いしきい値のMOSFETを駆動できます。効率が低い(最大負荷で70%以上)ため、パッケージを過熱させることなく、最大40Vの V_{IN} 電圧から大きな電流を供給することもできます。図1に示されているように、この内蔵DC/DCコンバータを動作させるには、3つの外付け部品(C_{VCC} 、 C_{BOOST} および L_{PWR})が必要です。これらの3つの部品は以下のガイドラインに基づいて選択します。

- C_{VCC} は、 $INTV_{CC}$ をGNDにピンに隣接してバイパスするのに使用される10 μ F/10Vのセラミック・コンデンサです。
- C_{BOOST} は、BOOSTピンとSW1ピンの間に接続される0.1 μ F/10Vのセラミック・コンデンサです。
- L_{PWR} には、飽和電流定格が0.6A以上で、RMS電流定格が0.4A以上の47 μ Hのインダクタを選択します。

$INTV_{CC}$ 電源には出力電流制限があり、過度の電氣的ストレスや熱ストレスから保護します。 $INTV_{CC}$ 出力制限(I_{INTVCC_LMT})と V_{IN} およびスイッチング周波数を図9に示します。アプリケーション回路の全入力電圧範囲にわたって、 I_{DRIVE} と I_{EXT} の合計が常に I_{INTVCC_LMT} より小さくなるようにします。

$$I_{DRIVE} + I_{EXT} < I_{INTVCC_LMT}$$

ここで、

$$I_{DRIVE} = (Q_{G_CH1} + Q_{G_CH2} + Q_{G_CH3}) \cdot f_{SW}$$

Q_{G_CH1-3} は、 $V_{GS} = 0V \sim 7.5V$ のときの3つのチャネルのNMOSの総ゲート電荷です。

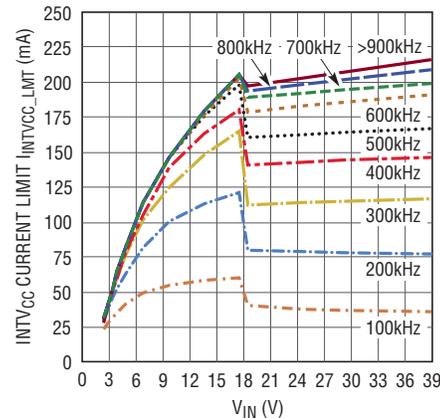


図9. $INTV_{CC}$ の電流制限と V_{IN} 、 f_{SW}

基板レイアウト

LT3797は高速で動作するので、基板レイアウトと部品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唯一のGND端子であり、このデバイスの熱管理に重要です。したがって、露出パッドと基板のグランド・プレーンの間を電氣的および熱的に十分接触させることが重要です。LT3797が最大出力で電力を供給するには、パッケージ内部で発生した熱を放散するのに十分な熱経路を与えることが不可欠です。プリント回路基板のビアを多数使って、できるだけ面積の大きな銅箔プレーンにデバイスの熱を逃がすことを推奨します。

アプリケーション情報

補償ネットワーク(VC1～VC3)やその他のDC制御信号(SS1～SS3、RT、EN/UVLO、OVLO、CTRL1～CTRL3など)は、信号グランド(SGND)を電力段のグランド(PGND)から離す必要があります。SGNDとPGNDは、LT3797の露出したGNDパッド(ピン53)でのみ接続します。FBHやVCなどの高インピーダンスの信号は、スイッチング・ノイズを拾う可能性があるため、配線を長くしないでください。

LT3797の V_{IN} 、 $INTV_{CC}$ 、 $SENSEP1$ ～ $SENSEP3$ および $SENSEN1$ ～ $SENSEN3$ に接続するデカップリング・コンデンサは、これらのピンと物理的に近い位置にする必要があります。 $SENSEP1$ ピン～ $SENSEP3$ ピンと $SENSEN1$ ピン～ $SENSEN3$ ピンの間に接続するデカップリング・コンデンサには、

実装面積が小さいサイズ(0201または0402)のセラミック・コンデンサを推奨します。デカップリング・コンデンサのPCBレイアウトとグランドの分離の例を図10に示します。

電磁干渉(EMI)や高周波共振の問題を軽減するには、LT3797 LEDドライバの電力段、特に高 di/dt の電力経路を適切にレイアウトすることが不可欠です。高 di/dt のループを強調表示した、昇圧モード、降圧モード、昇降圧モードおよびSEPICのトポロジーの簡略化した電力段回路を図11～図14に示します。各種トポロジーの高 di/dt ループをできるだけ狭くして、誘導性リンギングを減らします。図11～図14に示されている各種トポロジーの高 di/dt ループのレイアウトの例を図15と図16に示します。

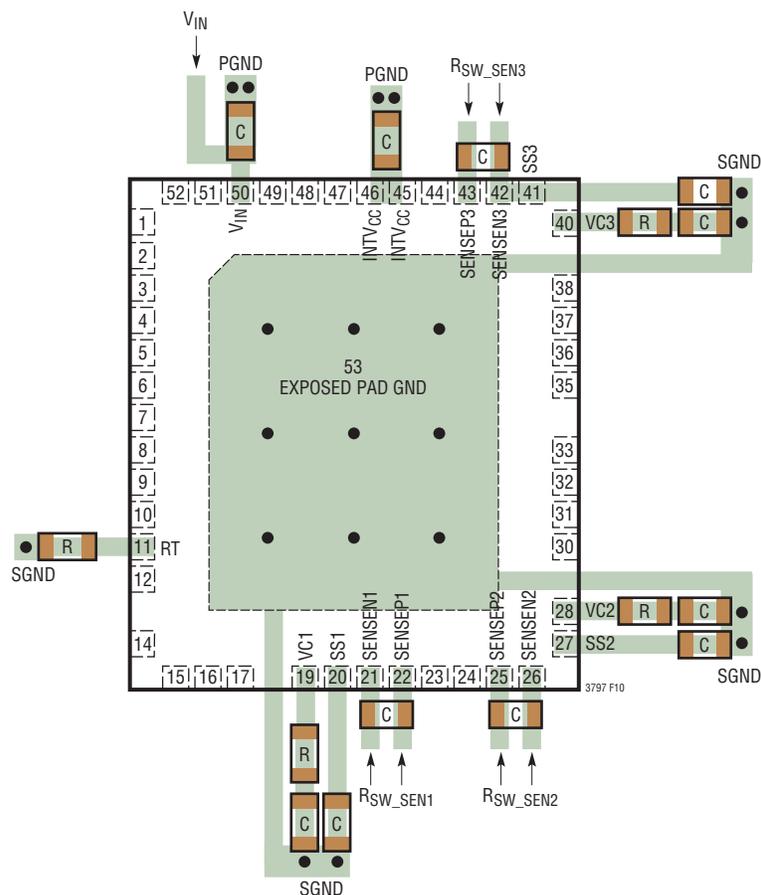


図10. デカップリング・コンデンサとグランドの分離

アプリケーション情報

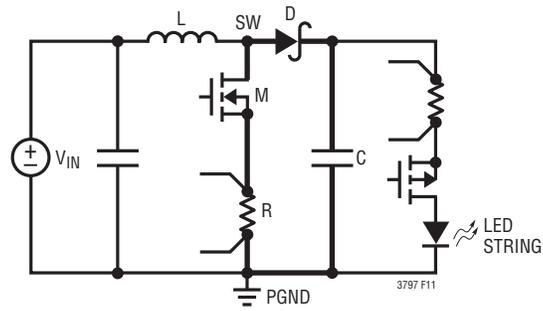


図11. 高 di/dt ループを強調表示した昇圧LEDドライバの電力段の簡略回路図

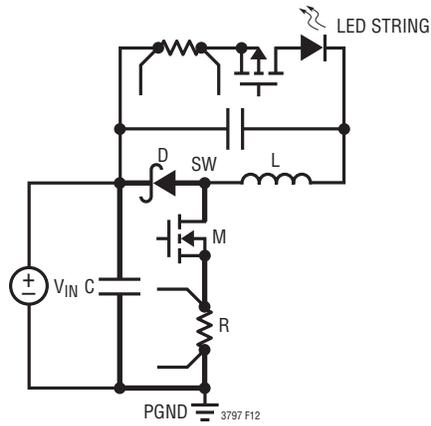


図12. 高 di/dt ループを強調表示した降圧モードLEDドライバの電力段の簡略回路図

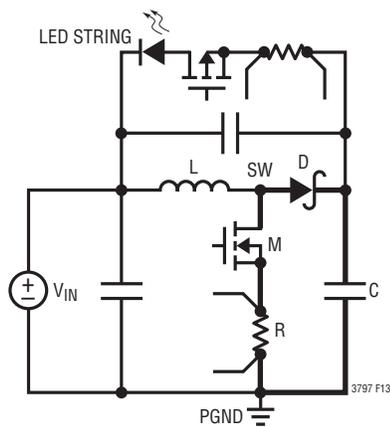


図13. 高 di/dt ループを強調表示した昇降圧モードLEDドライバの電力段の簡略回路図

アプリケーション情報

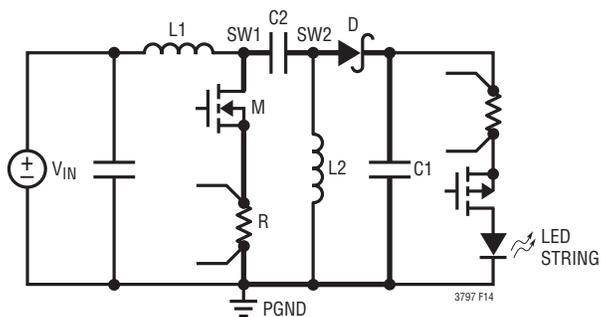


図 14. 高 di/dt ループを強調表示した SEPIC LED ドライバの電力段の簡略回路図

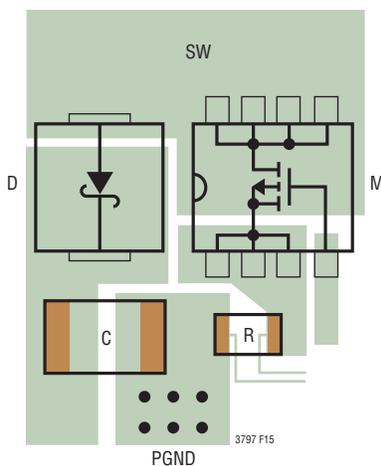


図 15. 昇圧、降圧、昇降圧の各モードの LED ドライバの高 di/dt ループのレイアウト例

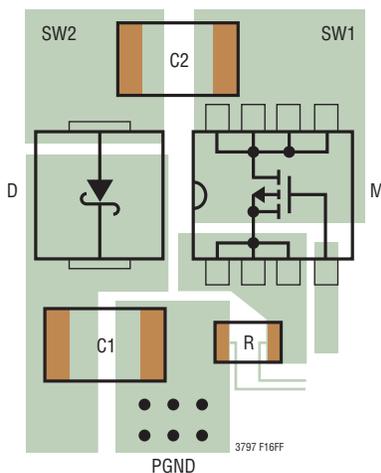


図 16. SEPIC ドライバの高 di/dt ループのレイアウト例

アプリケーション情報

各デバイスの端子間でドレイン-ソース間電圧を直接測定することにより、パワー MOSFET のストレスをチェックします(オシロスコープの1本のプローブのグランドをPC基板上のソース・パッドに直接当てます)。MOSFETの最大規定電圧定格を超える可能性のある誘導性リングングに注意してください。このリングングを避けることができず、デバイスの最大定格を超える場合、さらに定格電圧の高いデバイスを選択するか、あるいはアバランシェ耐量が十分なパワー MOSFET を指定します。

LT3797 LEDドライバの回路は2層PCB基板に実装できます。ただし、適切に設計された4層または6層のPCB基板では、グランド・プレーンのシールドと電気的および熱的導通経路の面積を大きくできるので、さらに良好な電気的性能および熱性能が得られます。

推奨部品のメーカー

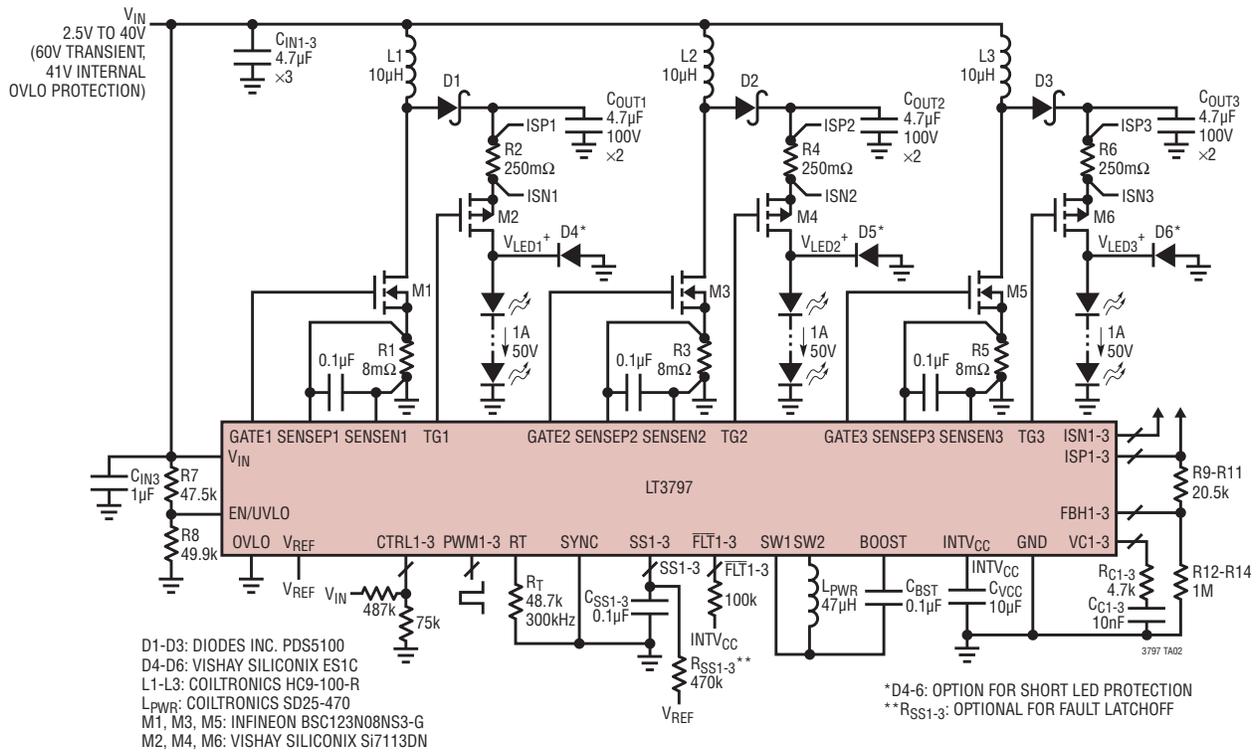
参考として推奨部品のメーカーを数社表3に示します。

表3. 推奨部品のメーカー

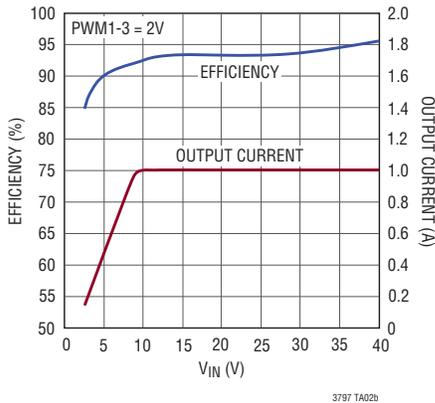
メーカー	部品	Webアドレス
AVX	Capacitors	avx.com
BH Electronics	Inductors, Transformers	bhelectronics.com
Central Semiconductor	Diodes	centralsemi.com
Coilcraft	Inductors	coilcraft.com
Coiltronics	Inductors	cooperindustries.com
Diodes, Inc	MOSFETs, Diodes	diodes.com
Fairchild	MOSFETs, Diodes	fairchildsemi.com
International Rectifier	MOSFETs, Diodes	irf.com
IRC	Sense Resistors	ircct.com
Kemet	Capacitors	kemet.com
Murata	Inductors, Capacitors	murata.com
Nichicon	Capacitors	nichicon.com
On Semiconductor	MOSFETs, Diodes	onsemi.com
Panasonic, Industrial	Capacitors, Resistors	panasonic.com
Sumida	Inductors	sumida.com
Taiyo Yuden	Inductors, Capacitors	t-yuden.com
TDK	Inductors, Capacitors	component.tdk.com
United Chemicon	Electrolytic Capacitors	chemi-con.com
Vishay	MOSFETs, Diodes, Inductors, Capacitors, Sense Resistors	vishay.com
Würth-Midcom	Inductors	katalog.we-online.de

標準的応用例

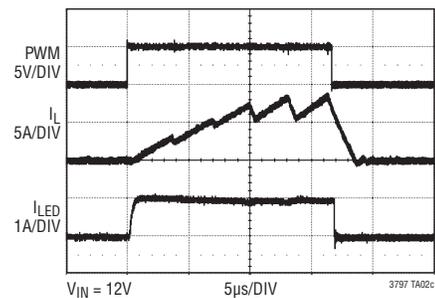
トリプル昇圧LEDドライバ



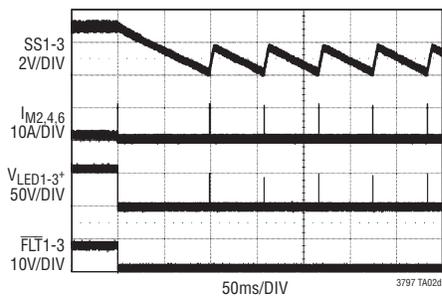
効率および出力電流と V_{IN}



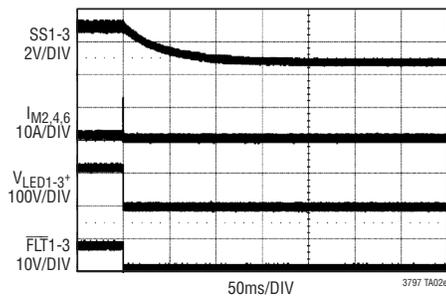
120Hzでの500:1 PWM調光



R_{SS1-3}を使用しない場合の
 フォルト(短絡LED)保護:ヒカッパ・モード

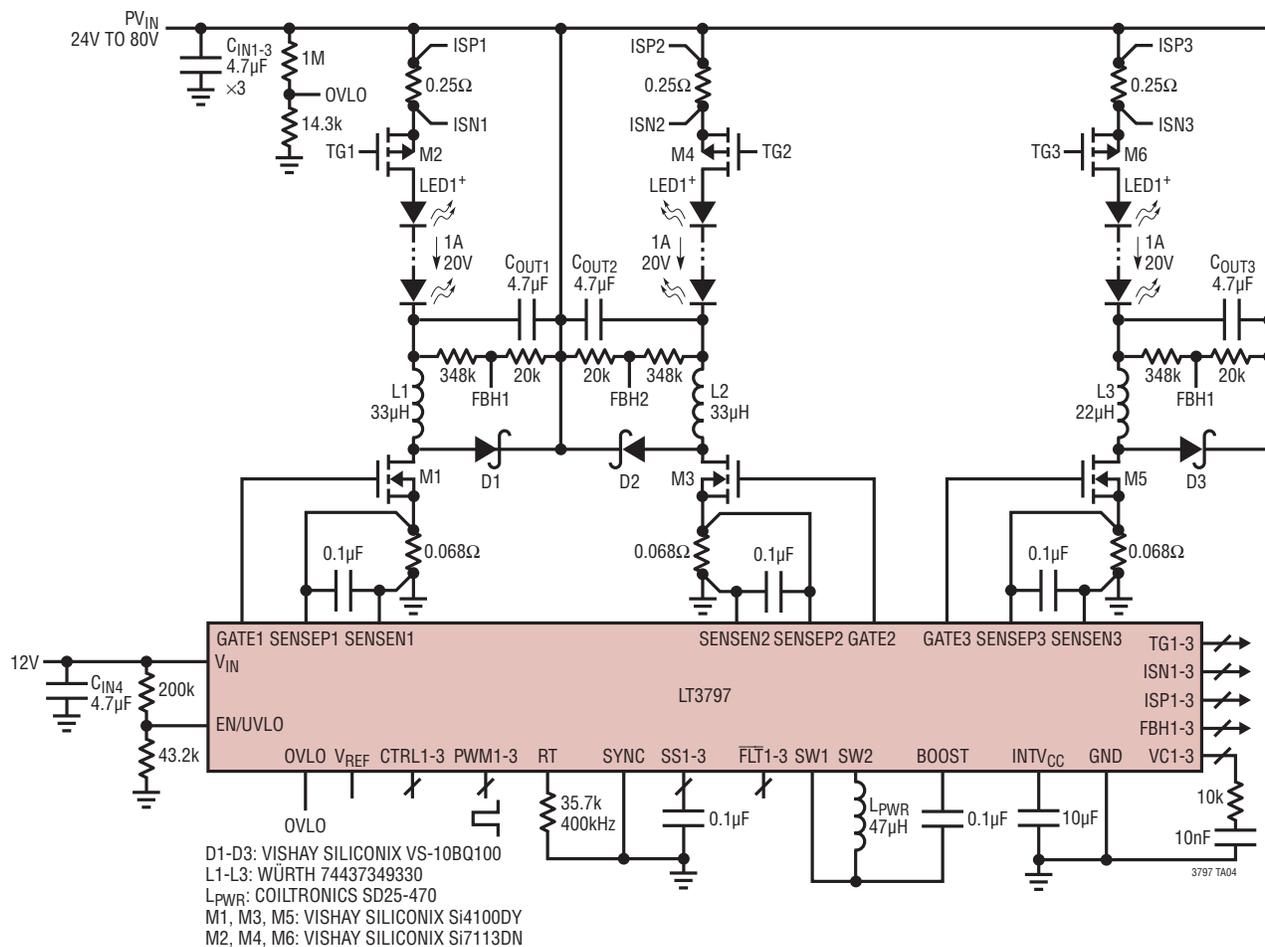


R_{SS1-3}を使用しない場合の
 フォルト(短絡LED)保護:ラッチオフ・モード

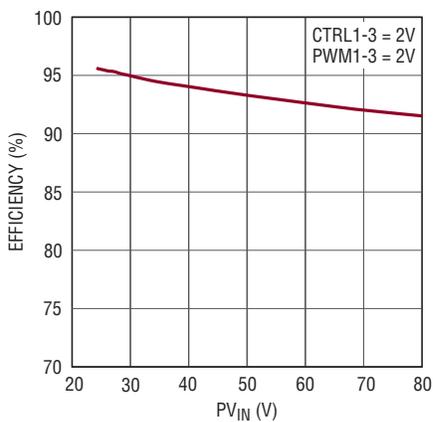


標準的応用例

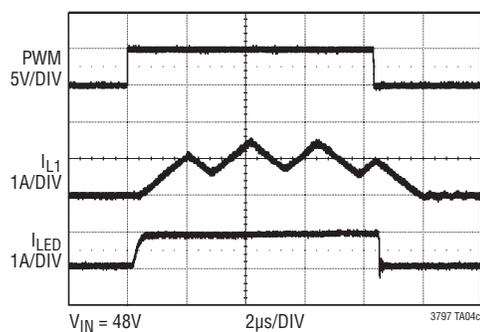
トリプル降圧モードLEDドライバ



効率とPVIN

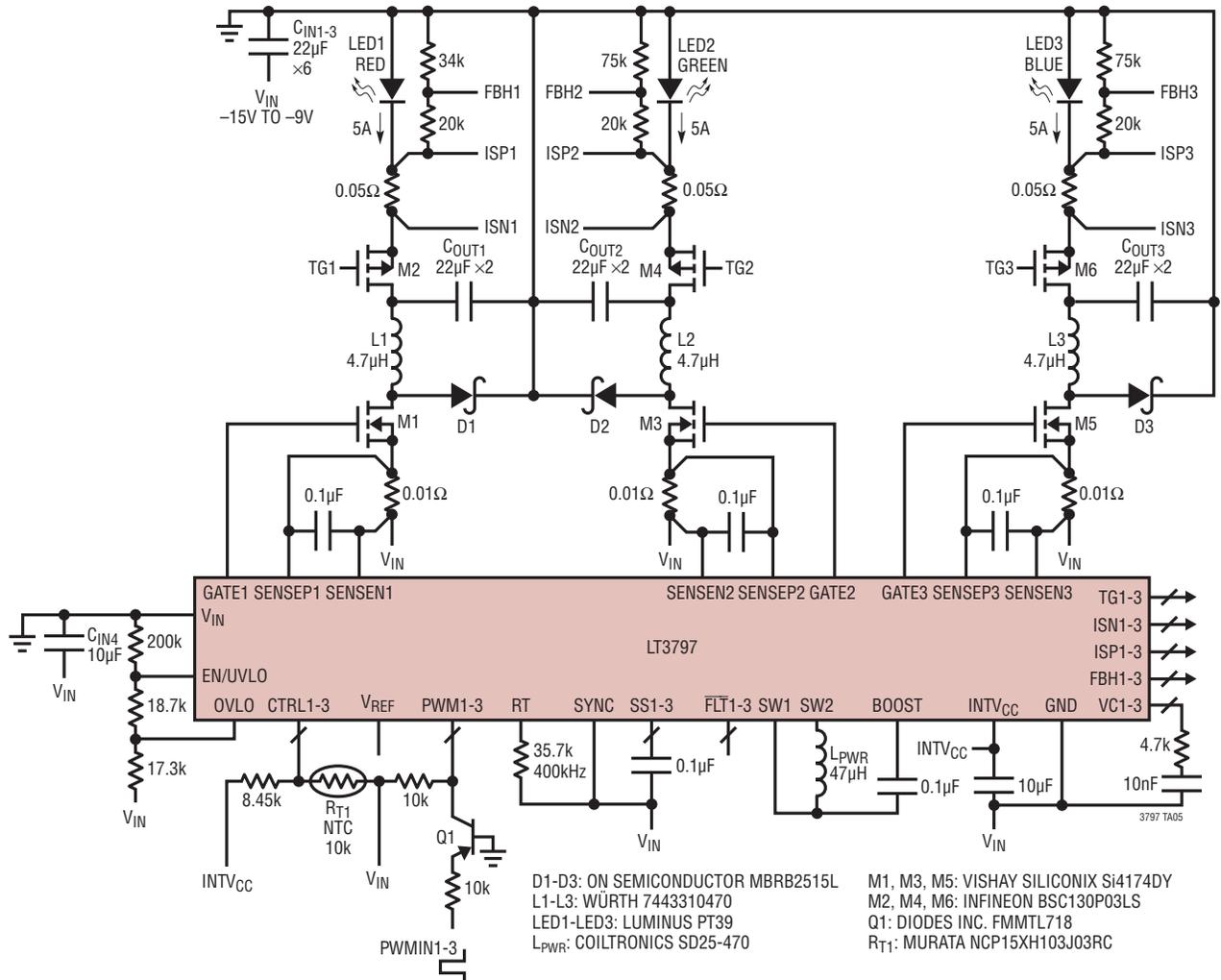


120Hzでの1000:1 PWM調光

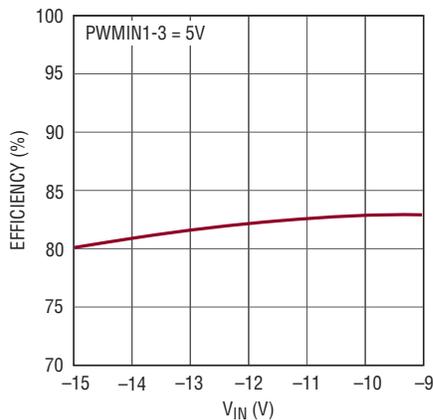


標準的応用例

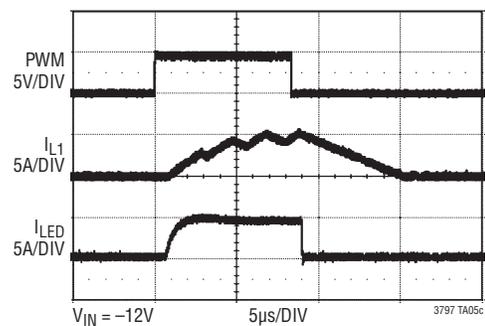
共通アノードLED用トリプル降圧モードLEDドライバ



効率と V_{IN}

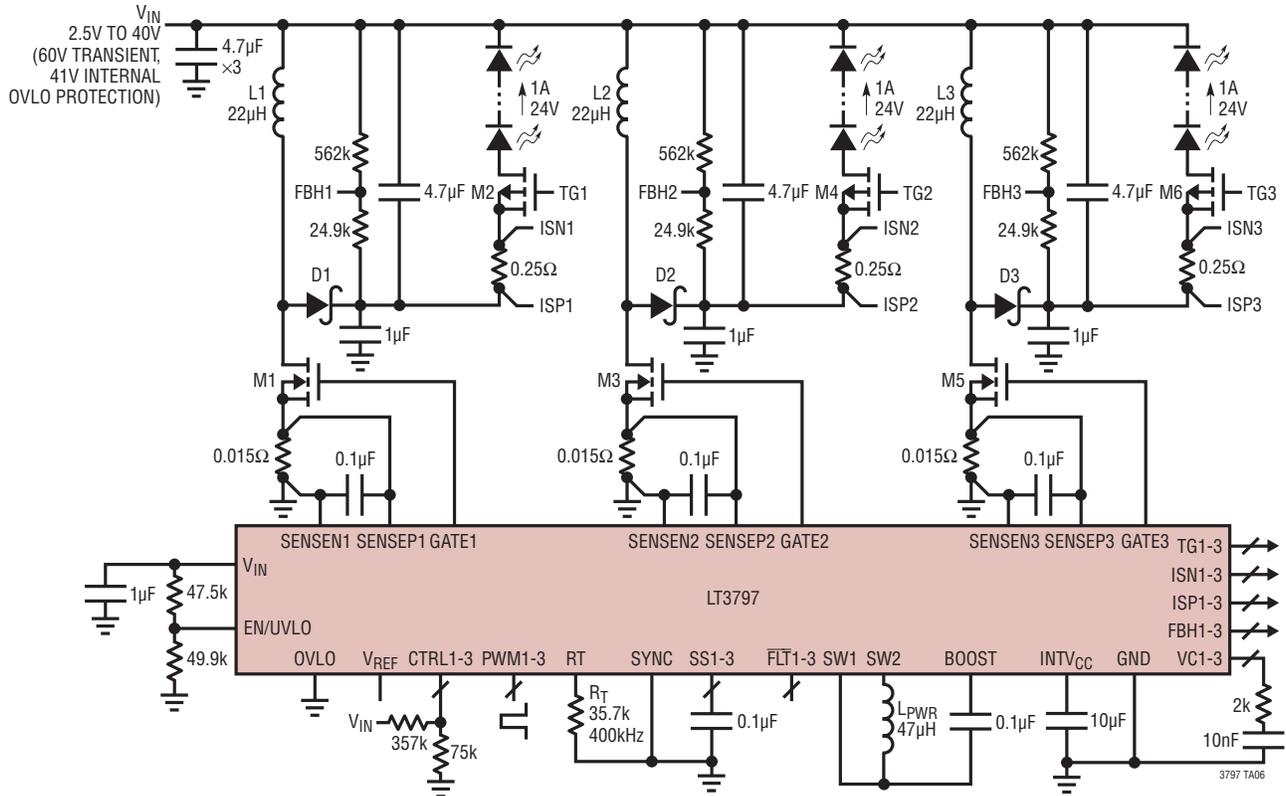


120Hzでの1000:1 PWM調光



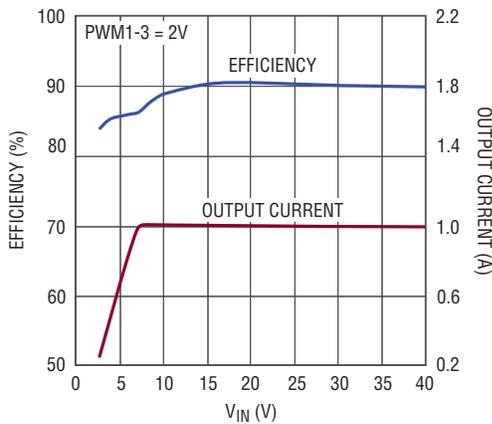
標準的応用例

広入力範囲のトリプル昇降圧LEDドライバ

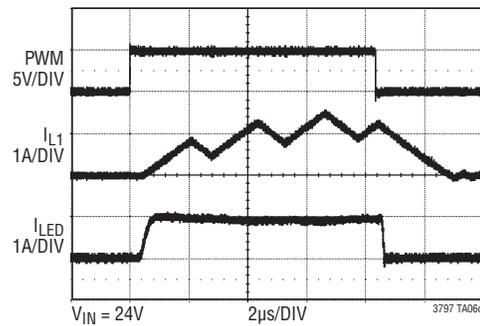


- D1-D3: DIODES INC. PDS5100
- L1-L3: COILTRONICS HC9-220R
- L_{PWR}: COILTRONICS SD25-470
- M1, M3, M5: INFINEON BSC160N10NS3G
- M2, M4, M6: VISHAY SILICONIX Si4401BDY

効率および出力電流と V_{IN}



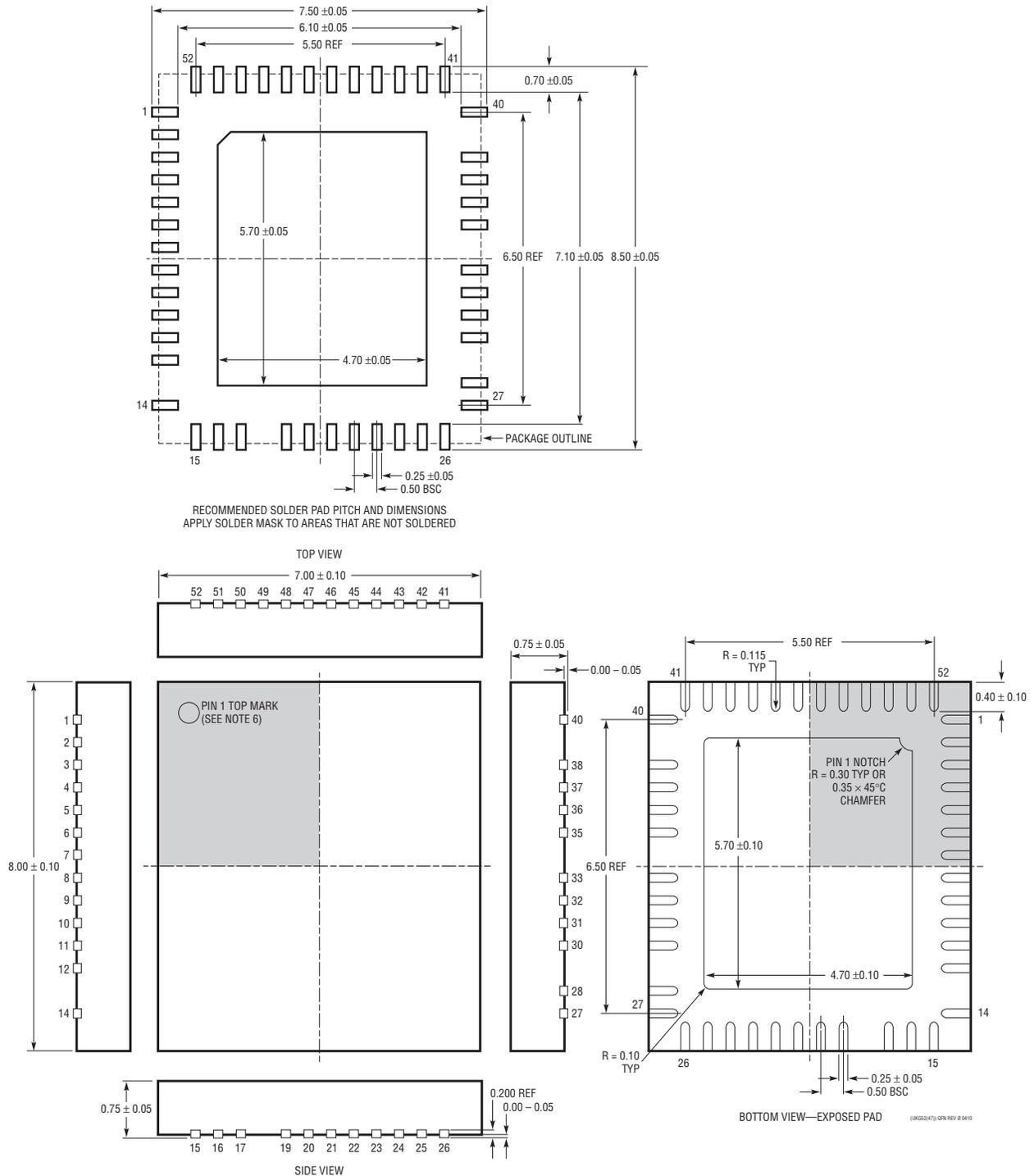
120Hzでの1000:1 PWM調光



パッケージ

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

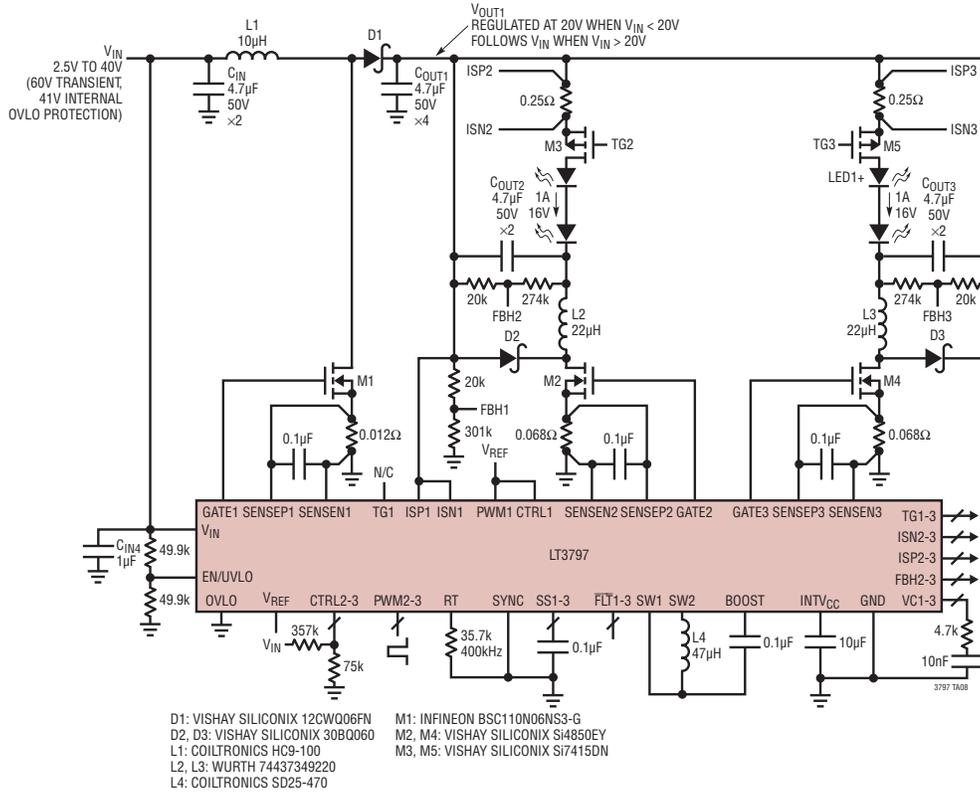
UKG Package
Variation UKG52(47)
52-Lead Plastic QFN (7mm × 8mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1874 Rev 0)



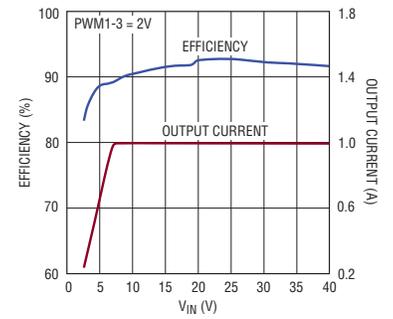
- 注記:
- 図は JEDEC のパッケージ外形ではない
 - 図は実寸とは異なる
 - 全ての寸法はミリメートル
 - パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで 0.20mm を超えないこと
 - 露出パッドは半田メッキとする
 - 灰色の部分はパッケージのトップとボトムのパイン 1 の位置の参考に過ぎない

標準的応用例

昇圧プリレギュレータ付きデュアル降圧モードLEDドライバ



効率および出力電流とV_{IN}



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT3476	クワッド出力1.5A、2MHz高電流LEDドライバ、1000:1の調光付き	V _{IN} : 2.8V ~ 16V、V _{OUT} (MAX) = 36V、PWM調光 = 1000:1、I _{SD} < 10μA、5mm×7mm QFN-10パッケージ
LT3492	60V、2.1MHz、3チャンネル(I _{LED} = 600mA)のフル機能LEDドライバ	V _{IN} : 3V ~ 30V (40V _{MAX})、V _{OUT} (MAX) = 45V、PWM調光 = 3000:1、I _{SD} < 1μA、4mm×5mm QFN-28およびTSSOPパッケージ
LT3496	45V、2.1MHz、3チャンネル(I _{LED} = 750mA)のフル機能LEDドライバ	V _{IN} : 3V ~ 30V (40V _{MAX})、V _{OUT} (MAX) = 45V、PWM調光 = 3000:1、I _{SD} < 1μA、4mm×5mm QFN-28およびTSSOPパッケージ
LT3795	スペクトラム拡散周波数変調機能付き110V LEDコントローラ	V _{IN} : 4.5V ~ 110V、V _{OUT} (MAX) = 110V、I _{SD} < 10μA、TSSOP-28Eパッケージ
LT3595	45V、2MHz、16チャンネルのフル機能LEDドライバ	V _{IN} : 4.5V ~ 55V、V _{OUT} (MAX) = 45V、PWM調光 = 5000:1、I _{SD} < 1μA、5mm×9mm QFN-56パッケージ
LT3596	60V降圧LEDドライバ	V _{IN} : 6V ~ 60V、PWM調光 = 10000:1、I _{SD} < 1μA、5mm×8mm QFN-52パッケージ
LT3598	44V、1.5A、2.5MHz昇圧6チャンネルLEDドライバ	V _{IN} : 3V ~ 30V (40V _{MAX})、V _{OUT} (MAX) = 44V、PWM調光 = 1000:1、I _{SD} < 1μA、4mm×4mm QFN-24パッケージ
LT3599	2A昇圧コンバータ、4列150mA LED安定器内蔵	V _{IN} : 3V ~ 30V、V _{OUT} (MAX) = 44V、PWM調光 = 1000:1、I _{SD} < 1μA、5mm×5mm QFN-32およびTSSOP-28パッケージ
LT3754	16チャンネル×50mA LEDドライバ、60V昇圧コントローラおよびPWM調光機能付き	V _{IN} : 6V ~ 40V、V _{OUT} (MAX) = 45V、PWM調光 = 3000:1、I _{SD} < 1μA、5mm×5mm QFN-32パッケージ