

# スペクトラム拡散周波数 変調回路を内蔵した 110V LED コントローラ

## 特長

- 3000:1 の True Color PWM™ 調光
- 広い入力電圧範囲: 4.5V ~ 110V
- 入力電流と出力電流の通知
- PWM 制御および出力切断用の PMOS スイッチ・ドライバ
- スペクトラム拡散周波数変調回路を内蔵
- 定電圧レギュレーション:  $\pm 2\%$
- 定電流レギュレーション:  $\pm 3\%$  ( $0V \leq V_{OUT} \leq 110V$ )
- 設定可能な入力電流制限
- CTRL 入力による LED 電流の直線的な調整
- 調整可能な周波数: 100kHz ~ 1MHz
- OPENLED フラグ付きの設定可能な開放 LED 保護
- 短絡保護と SHORTLED フラグ
- 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マ付きソフトスタート
- C/10 検出によるバッテリーの充電
- 28ピン TSSOP パッケージで供給

## アプリケーション

- 高電力の LED、高電圧の LED
- バッテリー・チャージャ
- 電流を正確に制限する電圧レギュレータ

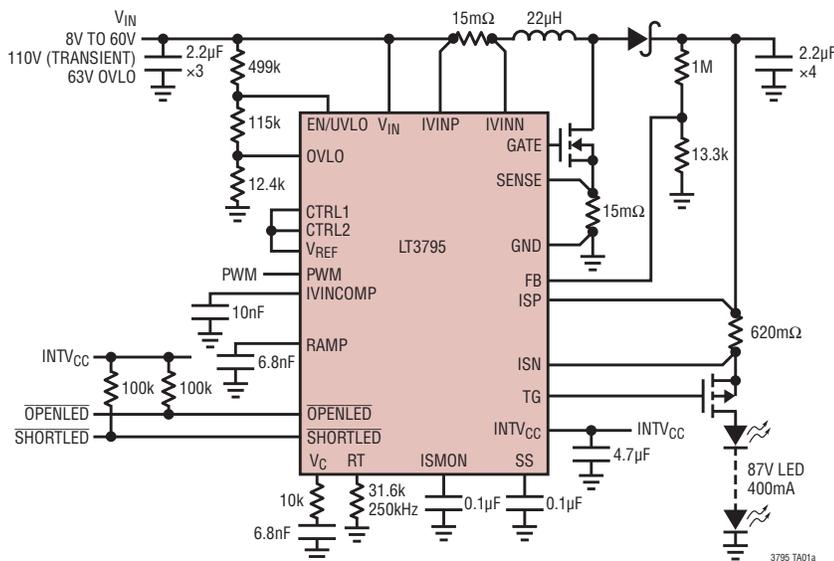
## 概要

LT®3795 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。このデバイスは、外付けの低電位側 N チャネル・パワー MOSFET を 7.7V の内部安定化電源で駆動します。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。スペクトラム拡散周波数変調 (SSFM) 回路を動作させることにより、電磁適合性 (EMC) 性能を向上させることができます。グラウンドを基準にした電圧帰還 (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。最大出力電流は外付け抵抗によって設定され、出力電流アンプはレール・トゥ・レールの同相電圧範囲を備えています。LT3795 には、入力電流を制限する目的で使用される、独立した入力電流検出アンプもあります。TG ピンで PWM 信号の反転およびレベルシフトを行うことにより、外付け P チャネル MOSFET のゲートを駆動します。PWM 入力は最大 3000:1 の LED 調光比を実現し、CTRL 入力は追加のアナログ調光機能を備えています。

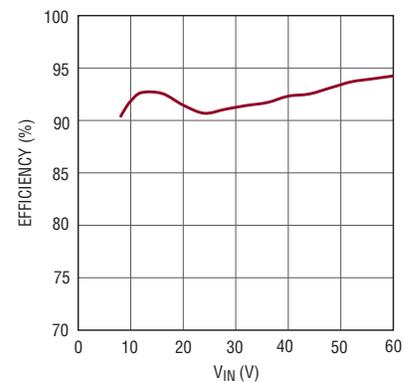
LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology および Linear のロゴはリアテクノロジ社登録商標です。True Color PWM はリアテクノロジ社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。7199560、7321203、7746300 を含む米国特許によって保護されています。

## 標準的応用例

スペクトラム拡散周波数変調機能を備えた短絡に強い昇圧型 LED ドライバ



効率と  $V_{IN}$



3795fb

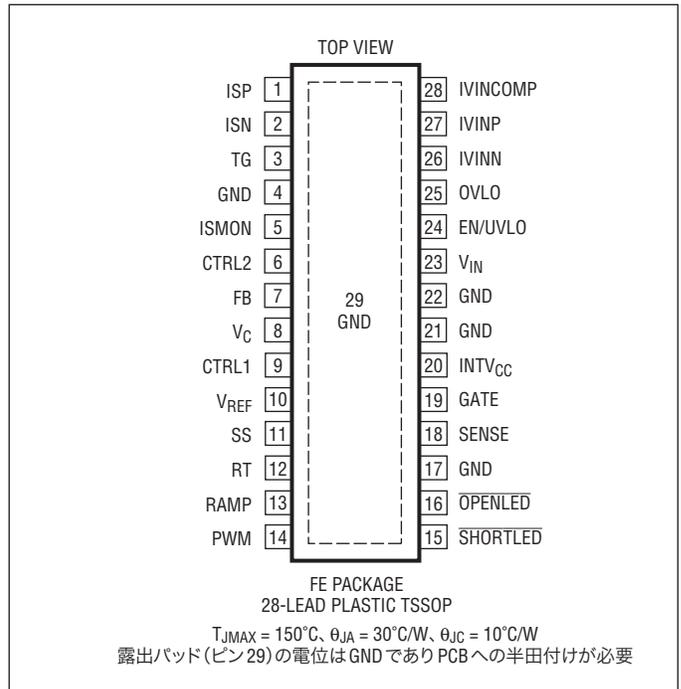
# LT3795

## 絶対最大定格

(Note 1)

$V_{IN}$ .....	110V
EN/UVLO .....	110V
ISP, ISN .....	110V
TG, GATE .....	Note 2
IVINP, IVINN .....	110V
$V_{IN}$ - IVINN 間 .....	-0.3V ~ 4V
INTV <sub>CC</sub> (Note 3) .....	8.6V, $V_{IN} + 0.3V$
PWM, SHORTLED, OPENLED .....	12V
FB, RAMP, OVLO .....	8V
CTRL1, CTRL2 .....	15V
SENSE .....	0.5V
ISMON, IVINCOMP .....	5V
$V_C$ , $V_{REF}$ , SS .....	3V
RT .....	2V
動作接合部温度範囲 (Note 4)	
LT3795E/LT3795I .....	-40 ~ 125°C
LT3795H .....	-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
LT3795EFE#PBF	LT3795EFE#TRPBF	LT3795FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT3795IFE#PBF	LT3795IFE#TRPBF	LT3795FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT3795HFE#PBF	LT3795HFE#TRPBF	LT3795FE	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  $T_A = 25^{\circ}C$  での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 24V$ 、EN/UVLO = 24V、CTRL1 = CTRL2 = 2V、PWM = 5V。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{IN}$ Minimum Operating Voltage	$V_{IN}$ Tied to INTV <sub>CC</sub>			4.5	V
$V_{IN}$ Shutdown I <sub>Q</sub>	EN/UVLO = 0V, PWM = 0V EN/UVLO = 1.15V, PWM = 0V			10 22	$\mu A$ $\mu A$
$V_{IN}$ Operating I <sub>Q</sub> (Not Switching)	$R_T = 82.5k$ to GND, FB = 1.5V		2.9	3.5	mA
$V_{REF}$ Voltage	$-100\mu A \leq I_{REF} \leq 10\mu A$	● 1.97	2.015	2.06	V
$V_{REF}$ Pin Line Regulation	$4.5V < V_{IN} < 110V$		1.5		m%/V
$V_{REF}$ Pin Load Regulation	$-100\mu A \leq I_{REF} \leq 0\mu A$		10		m%/ $\mu A$
SENSE Current Limit Threshold		● 100	117	125	mV

3795fb

**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、 $V_{IN} = 24\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 24\text{V}$ 、 $CTRL1 = CTRL2 = 2\text{V}$ 、 $PWM = 5\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
SENSE Input Bias Current	Current Out of Pin			65		$\mu\text{A}$
SS Sourcing Current	SS = 0V			28		$\mu\text{A}$
SS Sinking Current	ISP – ISN = 1V, SS = 2V			2.8		$\mu\text{A}$
<b>エラーアンブ</b>						
Full Scale LED Current Sense Threshold ( $V_{(ISP-ISN)}$ )	ISP = 48V, CTRL1 $\geq$ 1.2V, CTRL2 $\geq$ 1.2V ISP = 0V, CTRL1 $\geq$ 1.2V, CTRL2 $\geq$ 1.2V	●	243	250	257	mV
		●	243	250	257	mV
9/10th LED Current Sense Threshold ( $V_{(ISP-ISN)}$ )	ISP = 48V, CTRL1 = 1V, CTRL2 = 1.2V ISP = 0V, CTRL1 = 1V, CTRL2 = 1.2V	●	220	225	230	mV
		●	220	225	230	mV
1/2 LED Current Sense Threshold ( $V_{(ISP-ISN)}$ )	ISP = 48V, CTRL1 = 0.6V, CTRL2 = 1.2V ISP = 0V, CTRL1 = 0.6V, CTRL2 = 1.2V	●	119	125	130	mV
		●	119	125	130	mV
1/10th LED Current Sense Threshold ( $V_{(ISP-ISN)}$ )	ISP = 48V, CTRL1 = 0.2V, CTRL2 = 1.2V ISP = 0V, CTRL1 = 0.2V, CTRL2 = 1.2V	●	16	25	32	mV
		●	16	25	32	mV
ISP/ISN Current Monitor Voltage ( $V_{ISMON}$ )	$V_{(ISP-ISN)} = 250\text{mV}$ , ISP = 48V, $-50\mu\text{A} \leq I_{ISMON} \leq 0 \mu\text{A}$ $V_{(ISP-ISN)} = 250\text{mV}$ , ISP = 0V, $-50\mu\text{A} \leq I_{ISMON} \leq 0 \mu\text{A}$	●	0.96	1	1.04	V
		●	0.96	1	1.04	V
ISP/ISN Overcurrent Protection Threshold ( $V_{(ISP-ISN)}$ )	ISN = 48V ISN = 0V	●	360	375	390	mV
		●	360	375	390	mV
CTRL1, CTRL2 Input Bias Current	Current Out of Pin, CTRL = 1V			50	200	nA
ISP/ISN Current Sense Amplifier Input Common Mode Range			0		110	V
ISP/ISN Input Current Bias Current (Combined)	PWM = 5V (Active), ISP = 48V PWM = 0V (Standby), ISP = 48V			700		$\mu\text{A}$
				0	0.1	$\mu\text{A}$
ISP/ISN Current Sense Amplifier $g_m$	$V_{(ISP-ISN)} = 250\text{mV}$			350		$\mu\text{S}$
$V_C$ Output Impedance				2000		k $\Omega$
$V_C$ Standby Input Bias Current	PWM = 0V		-20		20	nA
FB Regulation Voltage ( $V_{FB}$ )	ISP = ISN = 48V ISP = ISN = 48V	●	1.230	1.250	1.270	V
			1.238	1.250	1.264	V
FB Amplifier $g_m$				600		$\mu\text{S}$
FB Pin Input Bias Current	Current Out of Pin, FB = $V_{FB}$			40	200	nA
FB Open LED Threshold	$\overline{\text{OPENLED}}$ Falling, ISP = ISN = 48V		$V_{FB} - 62\text{mV}$	$V_{FB} - 52\text{mV}$	$V_{FB} - 42\text{mV}$	V
C/10 Comparator Threshold ( $V_{(ISP-ISN)}$ )	$\overline{\text{OPENLED}}$ Falling, FB = 1.25V, ISP = 48V $\overline{\text{OPENLED}}$ Falling, FB = 1.25V, ISN = 0V			25		mV
				25		mV
FB 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
FB $\overline{\text{SHORTLED}}$ Threshold	$\overline{\text{SHORTLED}}$ Falling	●		300	350	mV
$V_C$ Pin Source Current	$V_C = 1.2\text{V}$			10		$\mu\text{A}$
$V_C$ Pin Sink Current	$V_C = 1.2\text{V}$ , FB = 1.4V			30		$\mu\text{A}$
<b>入力電流検出アンブ</b>						
Input Current Sense Amplifier Input Voltage Common Range ( $V_{IVINP}/V_{IVINN}$ )		●	2.5		110	V
Input Current Sense Threshold ( $V_{IVINP} - V_{IVINN}$ )	$V_{IVINP} = 48\text{V}$ , $V_{IN} = 48\text{V}$	●	57	60	63	mV
Input Current Monitor $V_{(IVINCOMP)}$	$V_{IVINP} - V_{IVINN} = 50\text{mV}$ , $V_{IN} = 48\text{V}$	●	0.94	1	1.06	V
Input Bias Current ( $I_{(IVINN)}$ )	$V_{IVINP} - V_{IVINN} = 50\text{mV}$ , $V_{IN} = 48\text{V}$			100	1000	nA
Input Current Sense Amplifier $g_m$	$V_{IVINP} - V_{IVINN} = 60\text{mV}$ , $V_{IN} = 48\text{V}$			3400		$\mu\text{S}$
Input Step Response (to 50% of Output Step)	$\Delta V_{SENSE} = 60\text{mV}$ Step, $V_{IN} = 48\text{V}$			1		$\mu\text{s}$
IVINCOMP Pin Resistance to GND	$V_{IN} = 48\text{V}$			15		k $\Omega$

# LT3795

**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、 $V_{IN} = 24\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 24\text{V}$ 、 $CTRL1 = CTRL2 = 2\text{V}$ 、 $PWM = 5\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>リニア・レギュレータ</b>						
INTV <sub>CC</sub> Regulation Voltage		●	7.4	7.7	8	V
Dropout ( $V_{IN}-INTV_{CC}$ )	$I_{INTV_{CC}} = -10\text{mA}$ , $V_{IN} = 4.5\text{V}$			550		mV
INTV <sub>CC</sub> Current Limit	$V_{IN} = 110\text{V}$ , INTV <sub>CC</sub> = 6V $V_{IN} = 12\text{V}$ , INTV <sub>CC</sub> = 6V		18 85			mA mA
INTV <sub>CC</sub> Shutdown Bias Current if Externally Driven to 7V	EN/UVLO = 0V, INTV <sub>CC</sub> = 7V			13	17	μA
INTV <sub>CC</sub> Undervoltage Lockout			3.8	4	4.1	V
INTV <sub>CC</sub> Undervoltage Lockout Hysteresis				200		mV
<b>発振器</b>						
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 5)			160		ns
Minimum On-Time	(Note 5)			210		ns
Switching Frequency Modulation	$V_{RAMP} = 2\text{V}$			70		%
RAMP Input Low Threshold				1		V
RAMP Input High Threshold				2		V
RAMP Pin Source Current	RAMP = 0.4V			12		μA
RAMP Pin Sink Current	RAMP = 1.6V			12		μA
<b>ロジック入力/出力</b>						
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	1.25	V
EN/UVLO Rising Hysteresis				20		mV
EN/UVLO Input Low Voltage	$I_{VIN}$ Drops Below 10μA		0.4			V
EN/UVLO Pin Bias Current Low	EN/UVLO = 1.15V		2.5	3	3.8	μA
EN/UVLO Pin Bias Current High	EN/UVLO = 1.30V			10	100	nA
OPENLED OUTPUT Low	$I_{OPENLED} = 0.5\text{mA}$				300	mV
SHORTLED OUTPUT Low	$I_{SHORTLED} = 0.5\text{mA}$				300	mV
OVLO Threshold Voltage Rising		●	1.215	1.25	1.28	V
OVLO Falling Hysteresis				28		mV
OVLO Pin Input Current				150		nA
<b>ゲート・ドライバ</b>						
$t_r$ 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 ( $V_{OH}$ )			INTV <sub>CC</sub> - 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 ( $V_{ISP}-V_{TG}$ )	ISP = 48V			7	8	V
Top Gate Off Voltage ( $V_{ISP}-V_{TG}$ )	PWM = 0V, ISP = 48V			0	0.3	V

3795fb

## 電気的特性

**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。

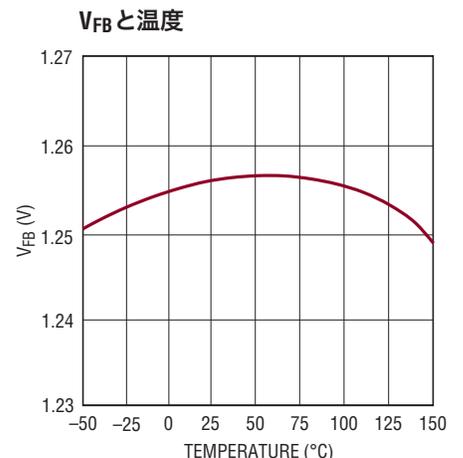
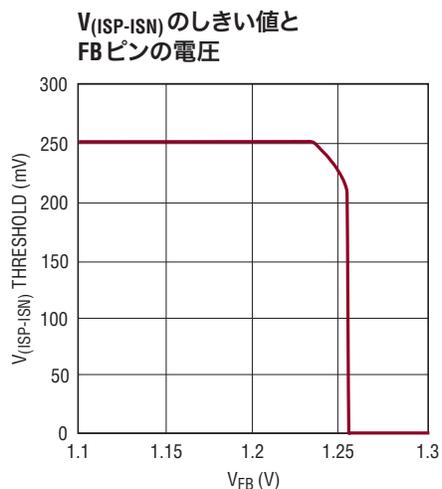
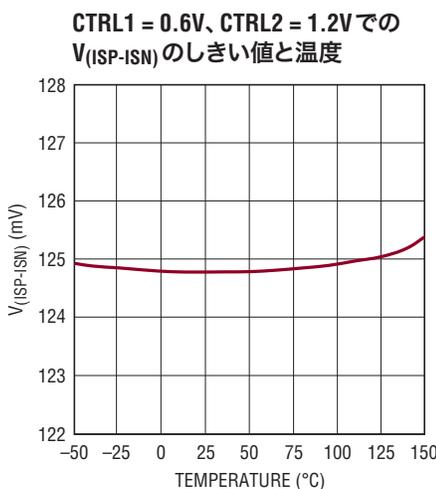
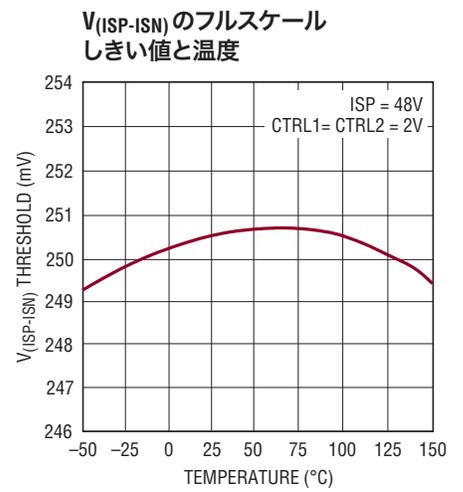
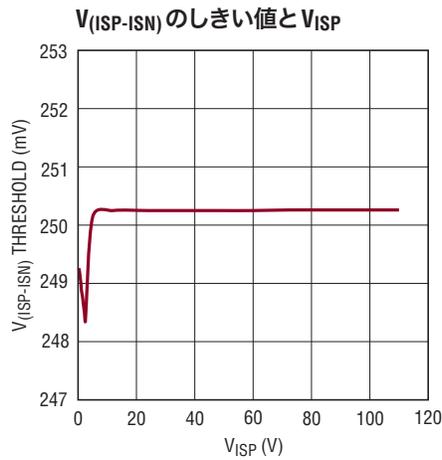
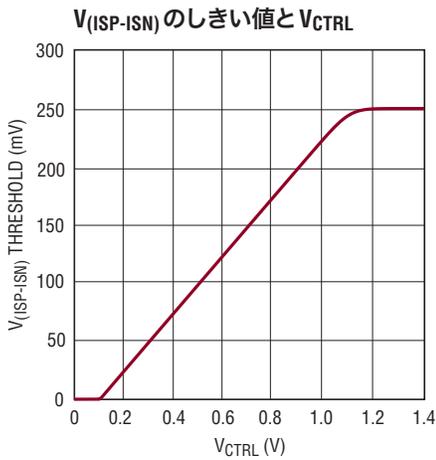
**Note 3:** INTV<sub>CC</sub> の最大動作電圧は 8V。

**Note 4:** LT3795E は 0°C ~ 125°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°C ~ 125°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。LT3795I は、-40°C ~ 125°C の動作接合部温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。LTC3795H は -40°C ~ 150°C の全動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。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レーティングされる。

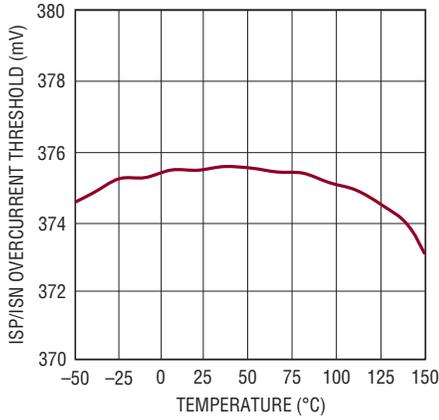
**Note 5:** 「アプリケーション情報」のセクションの「デューティ・サイクルに関する検討事項」のセクションを参照。

## 標準的性能特性 注記がない限り、T<sub>A</sub> = 25°C。



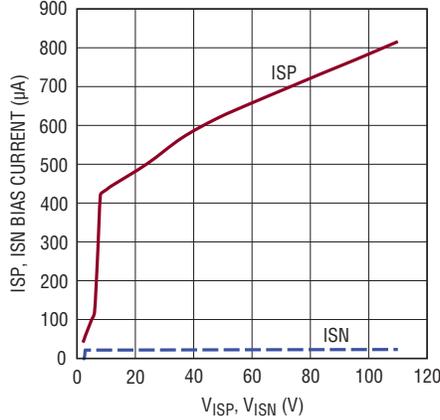
## 標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

ISP/ISNの過電流保護しきい値と温度



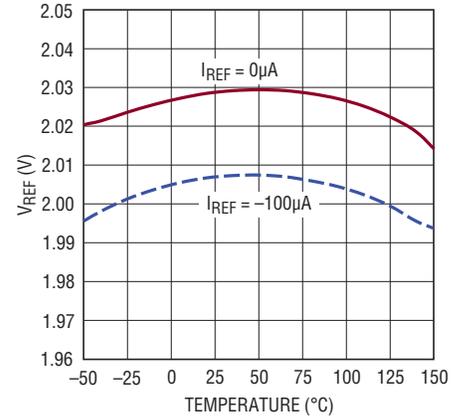
3795 G06

ISP/ISNの入力バイアス電流と  $V_{ISP}$ 、 $V_{ISN}$



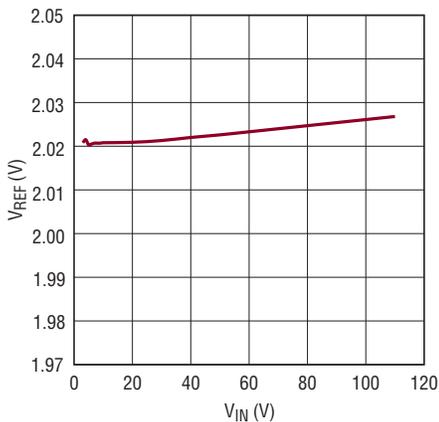
3795 G07

$V_{REF}$  電圧と温度



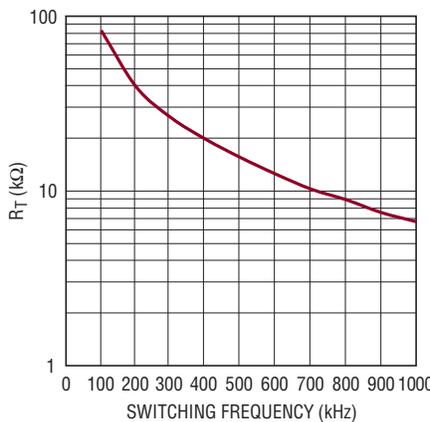
3795 G08

$V_{REF}$  と  $V_{IN}$



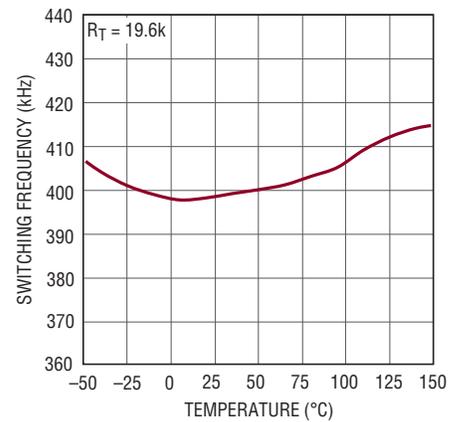
3795 G09

$R_T$  とスイッチング周波数 (kHz)



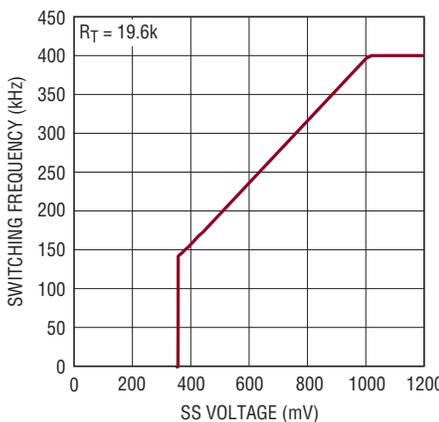
3795 G10

スイッチング周波数と温度



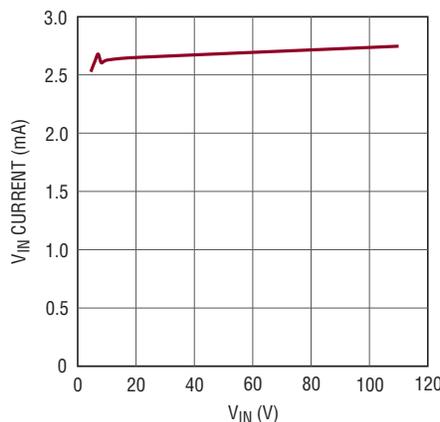
3795 G11

スイッチング周波数と SSピンの電圧



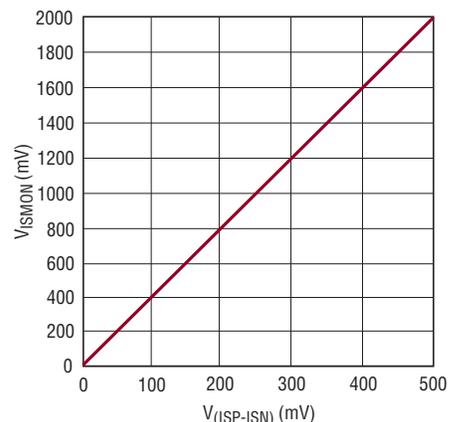
3795 G11a

静止電流と  $V_{IN}$



3795 G12

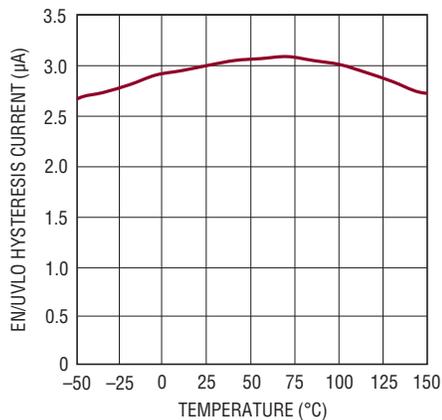
$V_{ISMON}$  と  $V_{(ISP-ISN)}$



3795 G13

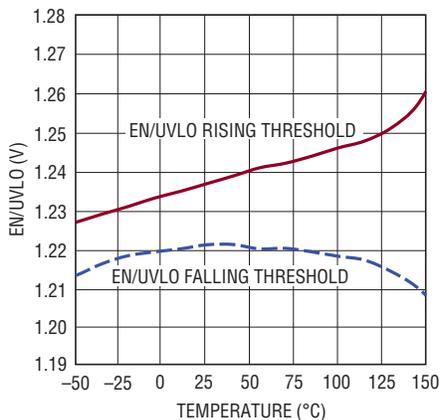
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

EN/UVLOピンのヒステリシス電流と温度



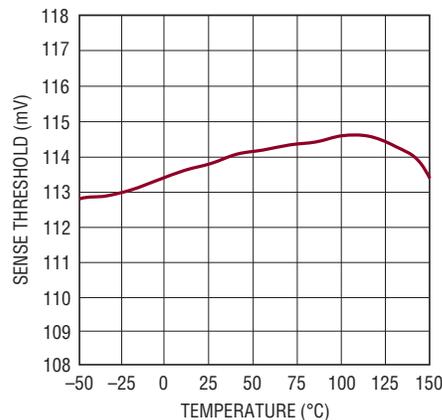
3795 G14

EN/UVLOピンの立ち上がり/立ち下がり時しきい値と温度



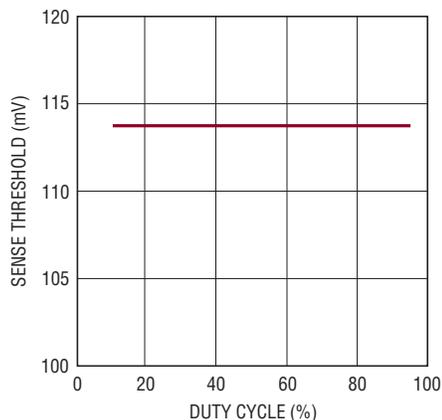
3795 G15

SENSEピンの電流制限しきい値と温度



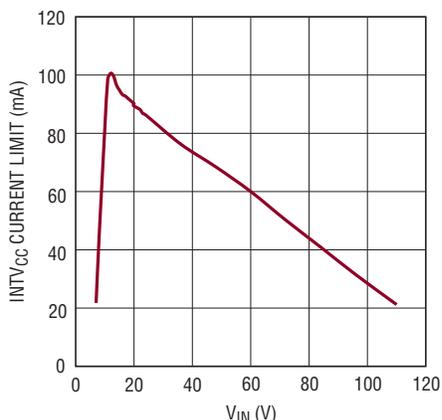
3795 G16

SENSEピンの電流制限しきい値とデューティ・サイクル



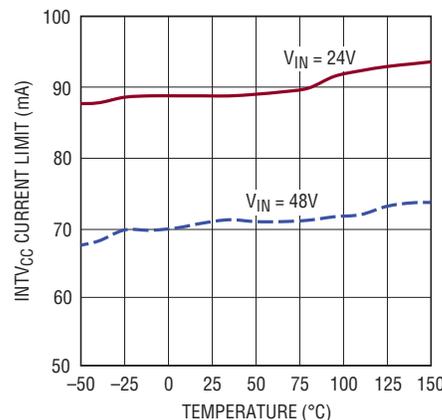
3795 G17

INTV<sub>CC</sub>の電流制限とV<sub>IN</sub>



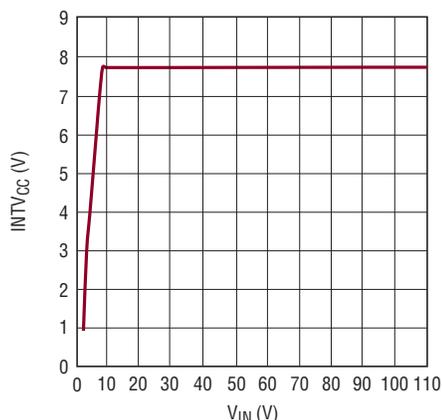
3795 G18

INTV<sub>CC</sub>の電流制限と温度



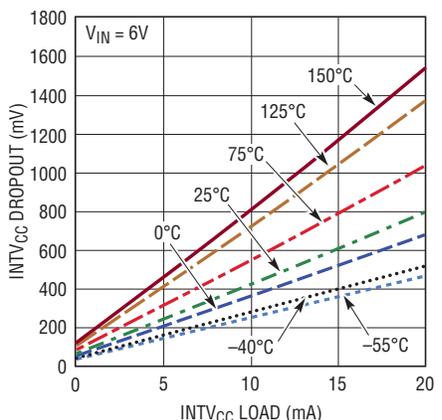
3795 G19

INTV<sub>CC</sub>とV<sub>IN</sub>



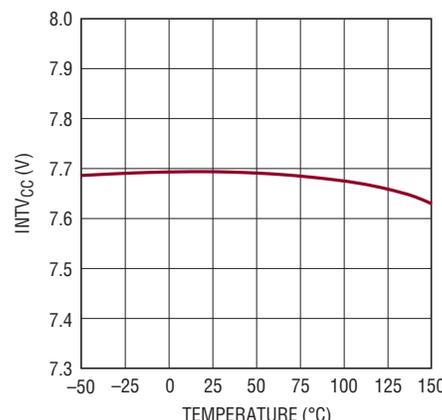
3795 G20

INTV<sub>CC</sub>ピンのドロップアウト電圧と電流、温度



3795 G21

INTV<sub>CC</sub>と温度

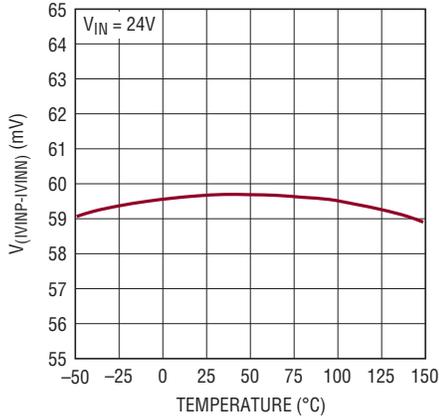


3795 G22

# LT3795

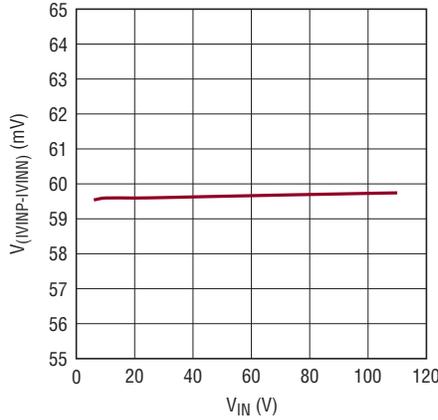
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

$V_{(IVINP-IVINN)}$ のしきい値と温度



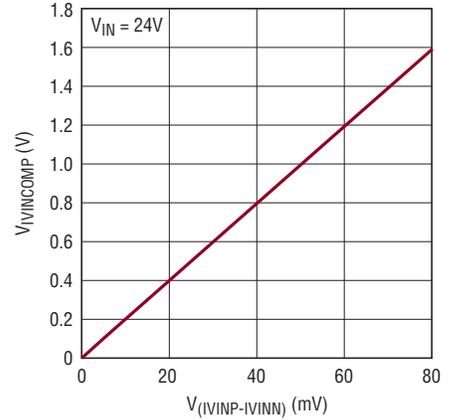
3795 G23

$V_{(IVINP-IVINN)}$ のしきい値と  $V_{IN}$



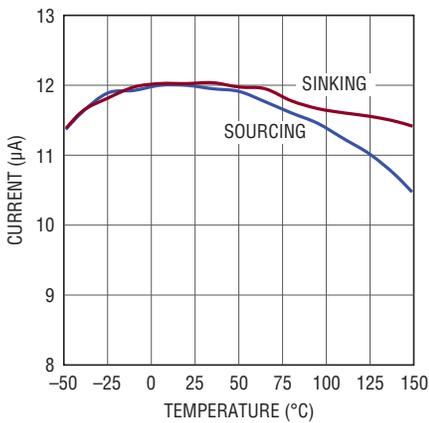
3795 G24

$V_{VINCOMP}$ と  $V_{(IVINP-IVINN)}$



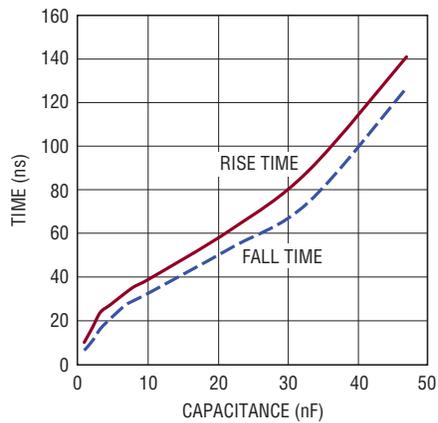
3795 G25

RAMPピンのソース電流およびシンク電流と温度



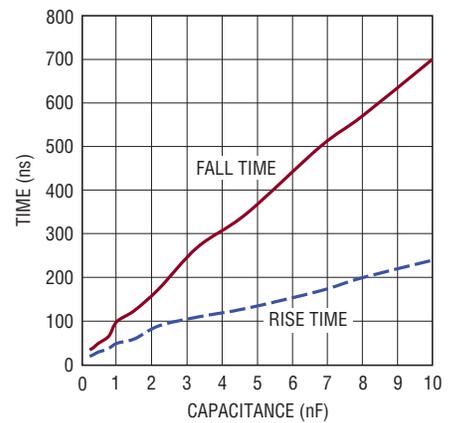
3795 G26

NMOSゲートの立ち上がり/立ち下がり時間と容量



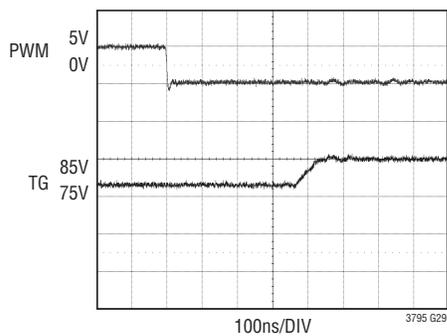
3795 G27

上側ゲート (PMOS)の立ち上がり/立ち下がり時間と容量



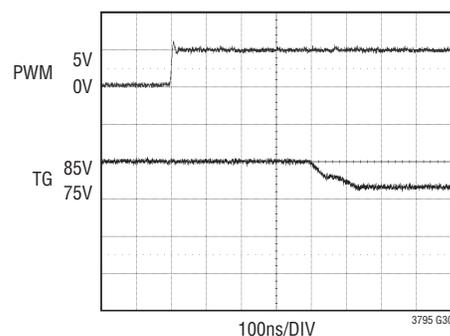
3795 G28

上側ゲート・ドライバの立ち上がりエッジ



3795 G29

上側ゲート・ドライバの立ち下がりエッジ



3795 G30

3795fb

## 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) :** 上側のゲート・ドライバ出力。  $V_{ISP} > 7V$  の場合、反転PWM信号により、直列のPMOSデバイスのゲートが  $V_{ISP} \sim (V_{ISP} - 7V)$  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のソース内部の電流検出抵抗の負側検出端子としても機能します。露出パッドは直接グランド・プレーンに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。

**CTRL2 (ピン6) :** 電流検出しきい値の第2調整ピン。このピンの機能はCTRL1ピンの機能と同一です。  $V_{(ISP-ISN)}$  のしきい値は、1.1Vの内部リファレンス電圧、CTRL1またはCTRL2ピンの電圧により安定化されます。どちらか低い方の電圧が優先されます。安定化しきい値  $V_{(ISP-ISN)}$  は、  $0.1V < V_{CTRLX} < 1V$  の場合、  $0.25 \cdot V_{CTRLX}$  からオフセットを減じた値です。  $V_{CTRLX} > 1.2V$  の範囲における電流検出しきい値は、250mVのフルスケール値で一定です。  $1V < V_{CTRLX} < 1.2V$  の場合、電流検出しきい値の  $V_{CTRLX}$  依存性は、一次関数から一定値に移行し、  $V_{CTRLX} = 1.1V$  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、CTRL1ピンとCTRL2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、いずれかのCTRLピンをGNDに接続してください。

**FB (ピン7) :** 電圧ループの帰還ピン。FB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。出力が  $V_C$  となる内部トランスコンダクタンス・アンプが、FBピンの電圧をDC/DCコンバータを介して1.25V(公称)に安定化します。FBピンの入力ループを安定化していて、  $V_{(ISP-ISN)}$  が25mV未満(標準)である場合は、 $\overline{OPENLED}$  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)FBピンの電圧が1.3Vより高くなると、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”になってLEDが過電流から保護されます。 $\overline{SHORTLED}$  がアサートされてデバイスがシャットダウンするので、このピンはGNDに接続しないでください。

**$V_C$  (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。

**CTRL1 (ピン9) :** 電流検出しきい値の第1調整ピン。このピンの機能はCTRL2ピンの機能と同一です。CTRL2ピンの説明を参照してください。

**$V_{REF}$  (ピン10) :** 電圧リファレンスの出力ピン。標準は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ドライブします。最大100 $\mu$ 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 $\mu$ 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。起動時にSSピンの電圧が1.7Vを超えてブランキング期間が完了するという前提で、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 $\mu$ 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 (ISP-ISN間の電圧  $> 0.375V$ )
2.  $INTV_{CC}$  の低電圧状態
3. 出力短絡状態 (起動後のFBピン電圧  $< 0.3V$ )
4. 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ピンの再充電が始まるまでスイッチングはディスエーブルされています。SSピンの電圧が1.7Vを超える前に通常の負荷状態でFBピンの電圧が0.3Vを超えることができるのに十分な大きさのコンデンサを選択することが重要です。このピンは開放のままにしないでください。

## ピン機能

**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」のグラフまたは表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。

**RAMP (ピン13) :** RAMPピンは、スペクトラム拡散周波数変調のために使用されます。内部のスイッチング周波数は元の値の70%まで範囲が広がります。変調周波数は $12\mu\text{A}/(2 \cdot 1\text{V} \cdot \text{CRAMP})$ で設定されます。使用しない場合、このピンはGNDに接続してください。

**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ISPピンの電圧レベルになります。PWMには500kの内部プルダウン抵抗が組み込まれています。使用しない場合は、 $V_{REF}$ に接続してください。

**SHORTLED (ピン15) :** 以下のいずれかの状態が発生すると、 $\overline{\text{SHORTLED}}$ ピンのオープン・コレクタの電圧は“L”にアサートされます。

1. 起動時にSSピンの電圧が1.7Vに達した後、FBピンの電圧が0.3Vより低くなった状態
2. LEDの過電流状態( $V_{(ISP-ISN)} > 375\text{mV}$ )

このピンを機能させるには、外付けのプルアップ抵抗が必要です。 $\overline{\text{SHORTLED}}$ 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。 $\overline{\text{SHORTLED}}$ ピンは、SSピンが放電されて電圧が0.2Vより低くなるまでアサートされたままです。

**OPENLED (ピン16) :** FBピンの入力電圧が1.20V(標準)より高く、 $V_{(ISP-ISN)}$ が25mV(標準)より小さい場合、 $\overline{\text{OPENLED}}$ ピンのオープン・コレクタの電圧は“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。 $\overline{\text{OPENLED}}$ 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。 $\text{INTV}_{CC}$ 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<sub>CC</sub> (ピン20) :** 内部負荷とゲート・ドライバの安定化電源。 $V_{IN}$ から給電され、7.7V(標準)に安定化されます。 $\text{INTV}_{CC}$ ピンは、近くに配置した4.7 $\mu\text{F}$ 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8V以下である場合は、 $\text{INTV}_{CC}$ ピンを $V_{IN}$ ピンに直接接続してください。

**V<sub>IN</sub> (ピン23) :** 入力電源ピン。デバイスの近くに配置した0.22 $\mu\text{F}$ (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3 $\mu\text{A}$ 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、EN/UVLOの入力バイアス電流は1 $\mu\text{A}$ 未満になります。電圧が下降方向しきい値より低い場合は3 $\mu\text{A}$ 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。低電圧状態になるとソフトスタートはリセットされます。このピンを0.4V以下にすると、デバイスはディスエーブルされます。

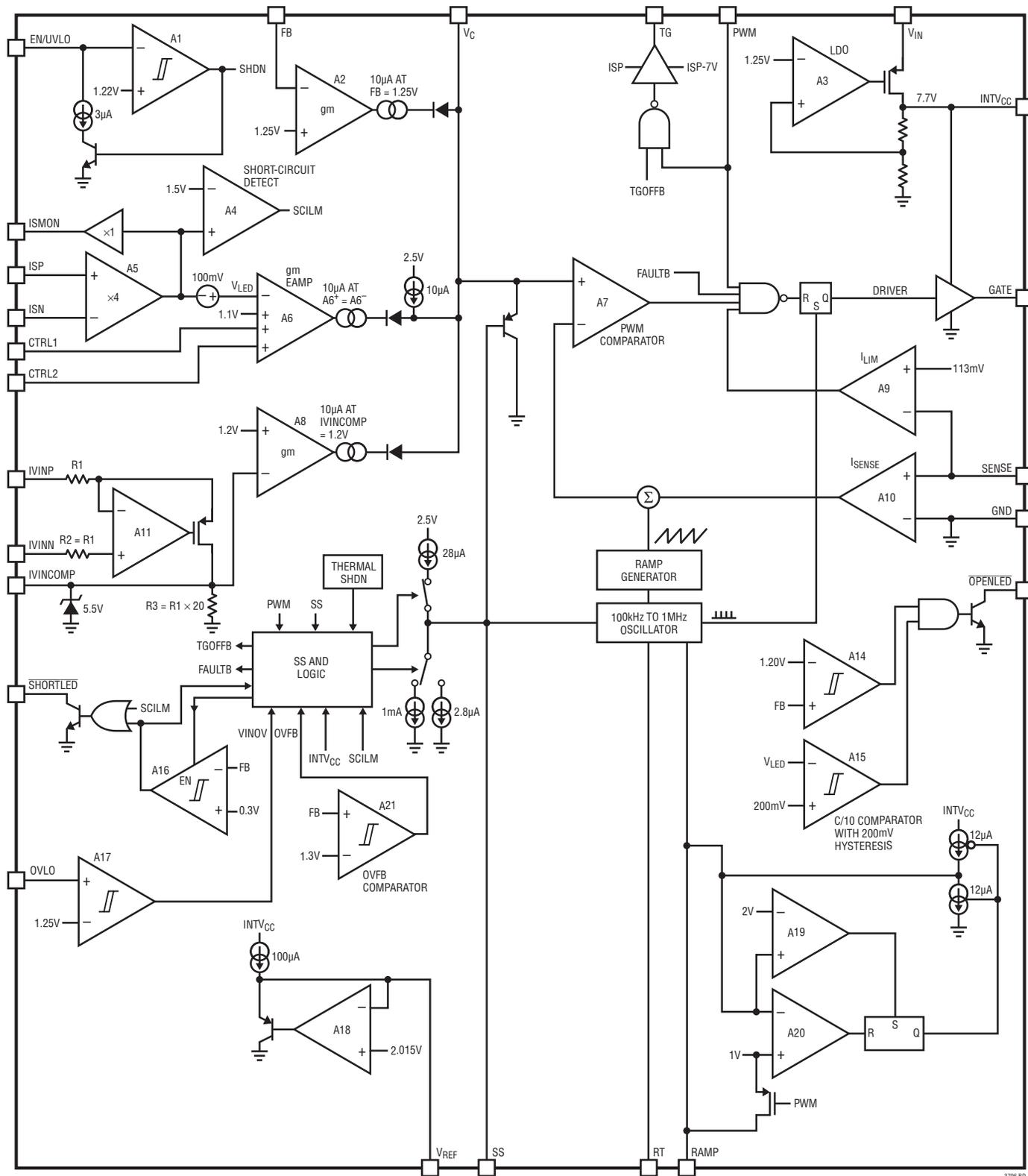
**OVLO (ピン25) :** 入力過電圧ロックアウト・ピン。正確な1.25V上昇方向しきい値により、スイッチングをイネーブルしても電源がOKであることを検出します。

**IVINN (ピン26) :** 入力電流検出抵抗( $R_{INSNS}$ )の負側端子の接続点。入力電流は $I_{IN} = 60\text{mV}/R_{INSNS}$ でプログラムできます。

**IVINP (ピン27) :** 入力電流検出抵抗の正側端子の接続点。

**IVINCOMP (ピン28) :** 入力電流検出アンプの出力ピン。 $V_{IVINCOMP} = I_{IN} \cdot R_{INSNS} \cdot 20$ なので、IVINCOMPピンの電圧は $I_{IN}$ に比例します。入力電流ループを補償するため、このピンとGNDとの間に10nF以上のコンデンサが必要です。このピンを開放のままにしないでください。また、このピンに電流負荷をかけないでください。

ブロック図



3795 80

## 動作

LT3795は、低電位側NMOS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。LT3795の動作は、デバイスの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、 $V_C$ 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を発生し、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プ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電圧( $V_C$ )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、スロープ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。 $V_C$ 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ピンとISNピンの間で測定されたLED電流の検出電圧と、CTRL1ピンまたはCTRL2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FBピンの過電圧状態( $FB > 1.3V$ )、起動後の出力短絡( $FB < 0.3V$ )、入力過電圧状態( $OVLO > 1.25V$ )、LEDの過電流状態、またはINTV<sub>CC</sub>ピンの低電圧状態( $INTV_{CC} < 4V$ )が発生すると、GATEピンはすぐにGND電位まで低下します。

電圧帰還モードでの動作は前述の内容と同様ですが、 $V_C$ ピンの電圧は、1.25V（公称）の内部リファレンスとFBピンとの電圧差を増幅した値によって設定されます。FBピンの電圧が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、FBピンの電圧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に作用するので、FBピンの電圧は内部リファレンス電圧を超えず、ISPピンとISNピンの間の電圧はいずれかの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。電圧ループを完全に不動作状態にするには、FBピンと $V_{REF}$ ピンとの間に抵抗回路網を接続して、FBピンの電圧を0.4V～1Vの範囲内に設定します。LED電流ループを完全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、CTRL1ピンとCTRL2ピンを $V_{REF}$ に接続する必要があります。

LT3795の特長となっているLEDに固有の2つの機能は、FBピン（電圧帰還ピン）によって制御されます。まず、FBピンの電圧がFBのレギュレーション電圧より52mV低い（-4%）電圧を超え、 $V_{(ISP-ISN)}$ が25mV（標準）より小さくなると、OPENLED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。起動後にFBピンの電圧が0.3Vより低くなると、コンパレータA16によってSHORTLEDピンがアサートされます。起動時には、EN/UVLOピンの状態が切り替わってからSSピンの電圧が1.7Vに達するまで、SHORTLED保護機能のブランキング期間が発生します。

LT3795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。

LT3795は、独立した入力電流検出アンプを内蔵しています。入力電流検出アンプA11は、入力電流を検出して、IVINCOMPピンで電圧信号に変換します。IVINCOMPピンの電位が1.2Vに近づくと、アンプA8が $V_C$ ピンとの相互作用を開始するので、安定化したLED電流が減少します。入力電流はこのようにして制限されます。

## アプリケーション情報

### INTV<sub>CC</sub>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<sub>CC</sub>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。このコンデンサはデバイスの近くに配置して、INTV<sub>CC</sub>ピンとデバイスのグランドまでの配線長を最短にしてください。

INTV<sub>CC</sub>出力に内蔵の電流制限回路により、LT3795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<sub>INTVCC</sub>は次式によって計算できます。

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

Q<sub>G</sub>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<sub>CC</sub>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<sub>CC</sub>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<sub>IN</sub>)が8Vを超えない場合は、INTV<sub>CC</sub>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少量の電流(標準で13μA)がINTV<sub>CC</sub>の負荷になることに注意してください。V<sub>IN</sub>の電圧がINTV<sub>CC</sub>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<sub>IN</sub>の最小動作電圧は4.5V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<sub>CC</sub>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。

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

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

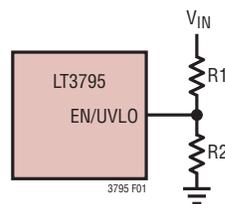


図1.

### OVLOピンを使用した過電圧ロックアウトしきい値のプログラミング

入力過電圧ロックアウト保護機能を実装するには、図2に示すように、V<sub>IN</sub>ピンとOVLOピンの間に抵抗を接続します。抵抗の値を求めるには、以下の式を使用してください。

$$V_{IN,OVLO} = 1.25 \cdot \frac{R3+R4}{R4}$$

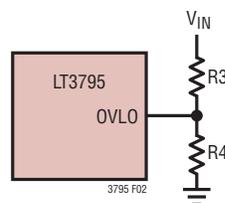


図2.

### 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<sub>LED</sub>を配置することによってプログラミングします。高電位側PMOS切断スイッチによるフォルト保護を最適にするには、電流の検出をLED列の上端で行う必要があります。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ピンを両方とも1.2Vより高い電圧に接続する必要があります。どちらか一方のCTRLピンはLED電流を0に減少させる目的で使用することもできますが、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。2つのCTRLピンの機能はまったく同一です。どちらか低い方の電圧が優先されます。電圧が低い方の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。

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

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

## アプリケーション情報

電圧が低い方の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ピンの電圧が両方とも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)。どちらか一方の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およびスイッチング電流を減らすことができます。スイッチング周波数では、ISPピンとISNピンの間に、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。最高の精度を得るため、このリップルの振幅は25mVより小さくしてください。

### 出力電圧(定電圧レギュレーション)のプログラミングと出力電圧の開放LEDしきい値および短絡LEDしきい値のプログラミング

LT3795には、定電圧出力をプログラムするために使用できる電圧帰還ピンFBがあります。さらに、FBピンのプログラミングにより、 $\overline{OPENLED}$ ピンと $\overline{SHORTLED}$ ピンがアサートされる出力電圧が決まります。昇圧型LEDドライバでは、以下の式に従って $R5$ と $R6$ (図3を参照)の値を選択することにより、出力電圧を設定することができます。

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

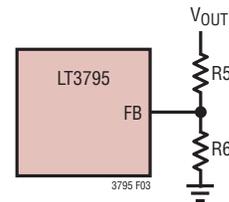


図3. 昇圧アプリケーションおよびSEPICアプリケーションでの帰還抵抗の接続

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4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。

$$V_{OUT} = 1.25 \cdot \frac{R7}{R8} + V_{BE(Q1)}$$

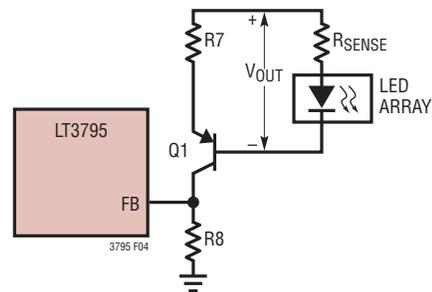


図4. 降圧モードまたは昇降圧モードのLEDドライバでの帰還抵抗の接続

開放LEDクランプ電圧が抵抗分割器を使用して正しく設定されていれば、LEDを接続してもFBピンの電圧が1.2Vを超えることはありません。

開放状態および短絡状態を出力で検出するため、LT3795は出力電圧と出力電流の両方をモニタします。FBピンの電圧が $V_{FB} - 52\text{mV}$ を超えると、 $V_{(ISP-ISN)}$ が25mVより小さい場合は $\overline{OPENLED}$ ピンがアサートされます。 $\overline{OPENLED}$ ピンがデアサートされるのは、 $V_{(ISP-ISN)}$ が70mV(標準)より大きくなるか、FBピンの電圧が $V_{FB} - 62\text{mV}$ (標準)より低くなる場合です。

$\overline{SHORTLED}$ ピンがアサートされるのは、 $V_{(ISP-ISN)}$ が375mVより大きい場合か、最初の起動後にFBピンの電圧が300mV(標準)より低くなり、SSピンの電圧が1.7Vに達した場合です。FBピンの $\overline{OPENLED}$ しきい値である1.2Vと $\overline{SHORTLED}$ しきい値である0.3Vの比は、 $V_{OUT}$ の範囲を制限することができます。最大の $\overline{SHORTLED}$ しきい値である0.35Vを使用す

## アプリケーション情報

ると、 $V_{OUT}$ の範囲は3.5:1になります。 $V_{OUT}$ の範囲は、図5および図6に示す回路を使用して広げることができます。8:1より広い $V_{OUT}$ の範囲については、弊社にお問い合わせください。

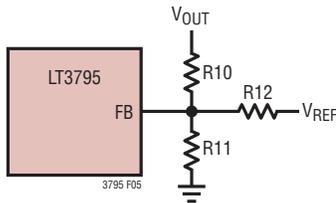


図5. 昇圧およびSEPICアプリケーションで出力電圧範囲が広い場合の帰還抵抗の接続

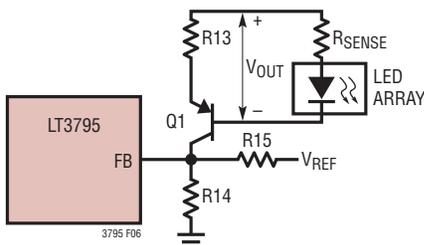


図6. 降圧モードおよび昇降圧モード・アプリケーションで出力電圧範囲が広い場合の帰還抵抗の接続

$V_{OUT}$ の範囲を広げる式は、 $\overline{SHORTLED}$ しきい値として0.35V、 $\overline{OPENLED}$ しきい値として1.2V、およびリファレンス電圧 $V_{REF}$ として2Vを使用して得られます。図5のR11およびR12の抵抗値は、以下のようにして計算できます。R10の推奨値については、以下の例を参照してください。

$$R11=R10 \cdot \frac{1.7}{1.65 \cdot V_{OUT}^H - 0.8 \cdot V_{OUT}^L - 1.7}$$

$$R12=R10 \cdot \frac{1.7}{0.35 \cdot V_{OUT}^H - 1.2 \cdot V_{OUT}^L}$$

例：昇圧LEDドライバの $V_{OUT}$ の範囲を5:1に広げるためと、 $V_{OUT}$ が91.4Vになったら $\overline{OPENLED}$ がアサートされるために必要な抵抗値を以下の手順で計算します。

ステップ1: R10 = 1Mを選択します。

ステップ2:  $V_{OUT}^L = 91.4/5 = 18.3$

ステップ3:

$$R11=1000 \frac{1.7}{(1.65) 91.4 - (0.8) 18.3 - 1.7} = 12.64,$$

Use R11=12.7k $\Omega$

$$R12=1000 \frac{1.7}{(0.35) 91.4 - (1.2) 18.3}$$

図6のR14およびR15の抵抗値は、以下のようにして計算できます。R13の推奨値については、以下の例を参照してください。

$$R14=R13 \cdot \frac{1.7}{1.65 \cdot V_{OUT}^H - 0.8 \cdot V_{OUT}^L - 0.85 \cdot V_{BE}(Q1)}$$

$$R15=R13 \cdot \frac{1.7}{0.35 \cdot V_{OUT}^H - 1.2 \cdot V_{OUT}^L + 0.85 \cdot V_{BE}(Q1)}$$

例：昇降圧モードLEDドライバの $V_{OUT}$ の範囲を7.5:1に広げるためと、 $V_{OUT}$ が43.5Vになったら $\overline{OPENLED}$ がアサートされるために必要な抵抗値を以下の手順で計算します。 $V_{BE}(Q1) = 0.7V$ を使用します。

ステップ1: R13 = 357kを選択します。

ステップ2:  $V_{OUT}^L = 43.5/7.5 = 5.8$

ステップ3:

$$R14=357 \frac{1.7}{(1.65) 43.5 - (0.8) 5.8 - (0.85) 0.7} = 9.12,$$

Use R14=9.09k $\Omega$

$$R15=357 \frac{1.7}{(0.35) 43.5 - (1.2) 5.8 + (0.85) 0.7} = 68.5,$$

Use R15=68.1k $\Omega$

### 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列が電力の経路から切り離され、SSピンを介してフォルト保護が起動します。

## アプリケーション情報

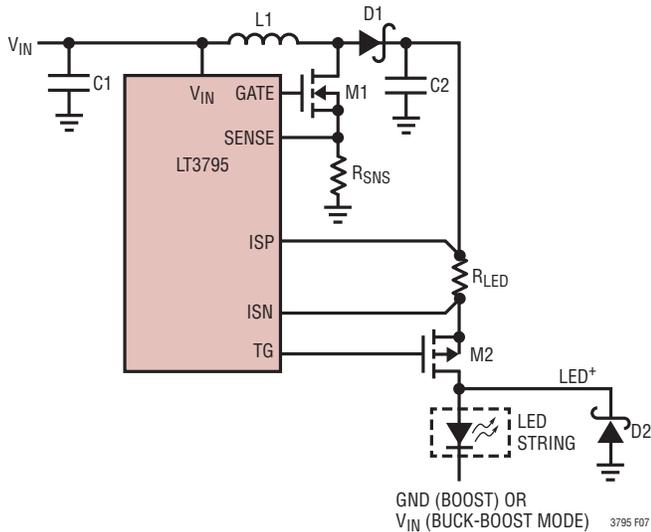


図7. 昇圧または昇降圧モード・コンバータでのLED短絡保護回路の簡略回路図

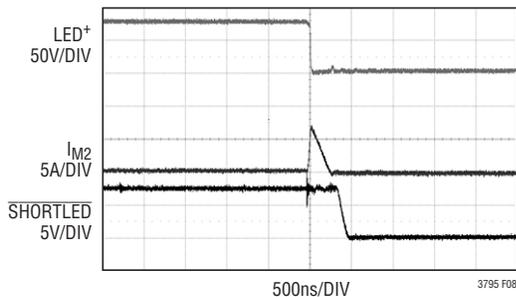


図8. 短絡電流

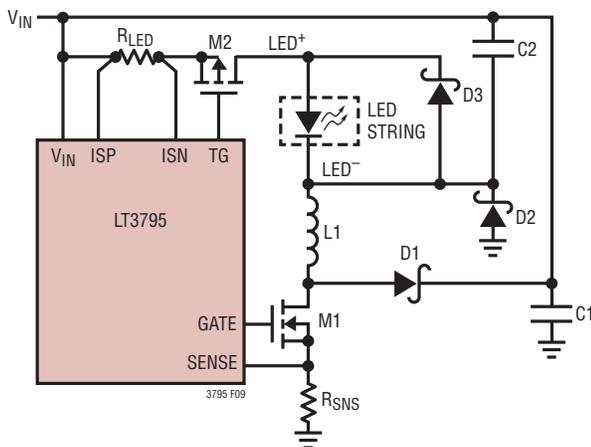


図9. 降圧モード・コンバータでのLED短絡保護回路の簡略回路図

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7に示します。ショットキ・ダイオードまたは超高速ダイオードD2は、基板上的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<sup>+</sup>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。図8に示すように、通常、内部保護ループは応答するのに100nsかかります。テスト回路図については、「入力電流制限機能およびスペクトラム拡散周波数変調機能を備えた短絡に強い昇圧型LEDドライバ」のアプリケーション回路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9に示す降圧モード回路の短絡から保護するには、ショットキ・ダイオードまたはUltraFastリカバリ・ダイオードD2およびD3を推奨します。

### 輝度のPWM調光制御

LT3795を使用した調光では、LED電流を制御する方法が2つあります。1つ目の方法では、LED内で安定化されている電流をCTRLピンを使用して調整します。2つ目の方法では、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V<sub>C</sub>ノードに保存されます。この機能により、PWMピンの信号が“H”になったときの回復時間が最小になります。回復時間をさらに改善するには、LED電流の経路に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入力で設定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( $f_{sw} = 1\text{MHz}$ では3 $\mu\text{s}$ )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かのように過剰な起動時間がかかる原因となる場合があります。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、LT3795は外部からのPWM入力信号によるデイスエーブルのロジック信号を無視します。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

## アプリケーション情報

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。周波数を低くすると性能を向上させることができますが、外付け部品のサイズが大きくなります。RT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。

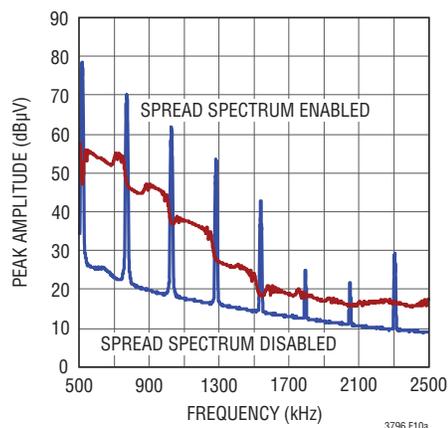
表2. 標準的なスイッチング周波数とRTの値 (1%精度の抵抗)

fosc(kHz)	RT(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

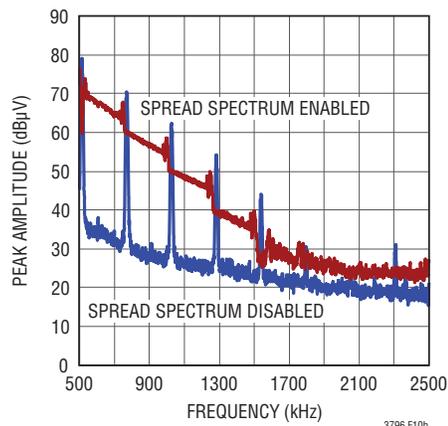
### スペクトラム拡散周波数変調

スイッチング・レギュレータは、電磁干渉(EMI)が懸念されるアプリケーションで特に手間がかかることがあります。EMI性能を改善するため、LT3795にはスペクトラム拡散周波数機能が組み込まれています。RAMPピンにコンデンサ(CRAMP)が接続されている場合は、1V～2Vの範囲で掃引する三角波が発生します。この信号は内部発振器に送り込まれ、スイッチング周波数が基礎周波数(抵抗RTで設定)の70%から基礎周波数までの範囲で変調されます。変調周波数は12μA/(2・1V・CRAMP)で設定されます。(LT3795のRAMPピンをGNDに接続した)従来の昇圧スイッチング・コンバータと、RAMPピンに6.8nFを接続してスペクトラム拡散周波数変調機能をイネーブルした昇圧スイッチング・コンバータのノイズ・スペク

ラムとの比較を図10に示します(「入力電流制限機能およびスペクトラム拡散周波数変調機能アプリケーション回路を備えた昇圧型LEDドライバ」を参照してください)。EMIの測定結果はコンデンサで選択したRAMP周波数によって変わってきます。ピーク測定値を最適化するには、1kHzから始めるのが望ましいと言えますが、特定のシステムにおけるEMIの測定値全体を最適化するには、細かく調整が必要かもしれません。EMIの低減に関する詳細情報は、工場における応用担当者にご相談ください。



(10a)伝導EMI(標準)比較



(10b)伝導EMI(ピーク)比較

図10.

### 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

## アプリケーション情報

定の最小オン時間と最小オフ時間(図11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witching周波数

最大デューティ・サイクル = 1 - 最小オフ時間 × スwitching周波数

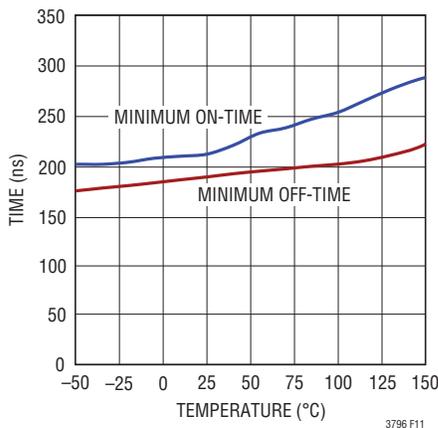


図11. 標準的な最小オン時間および最小オフ時間と温度

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

LT3795には、入力電流を制限する独立型の入力電流検出アンプがあります。図12に示す入力電流 $I_{IN}$ は、IVINCOMPピンで出力電圧に変換されます。IVINCOMPピンの電圧が1.2V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。

$$I_{IN} = \frac{60\text{mV}}{R_{INSENS}}$$

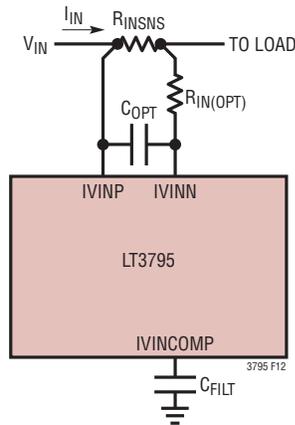


図12. 入力電流制限値の設定

図12に示すフィルタ・コンデンサ $C_{FILT}$ は、IVINCOMPピンの電圧をフィルタにかけて入力電流に起因するリップルを最小限に抑えます。 $C_{FILT}$ には、入力電流レギュレーション・ループを補償する役目もありますが、その選択基準はループ応答の他に、IVINCOMPピンでの目的とする電圧リップルがあります。IVINCOMPピンからグランドまでの抵抗値と $C_{FILT}$ により、 $V_C$ ピンでの主要なポールの他に、入力電流レギュレーション・ループに第2ポールが形成されます。 $C_{FILT}$ を推奨値の10nF~0.1 $\mu$ Fにすると、通常は入力電流レギュレーション・ループに第2ポールが形成されます。この第2ポールはループ応答が安定しており、出力コンデンサ $C_{OUT}$ とLED負荷の動作抵抗で構成されるISP/ISNピンのレギュレーション・ループの第2ポールと等価です。降圧モード・アプリケーションの場合は、フィルタ部品( $R_{IN(OPT)}$ および $C_{OPT}$ )をLT3795の近くに配置して、IVINNピンとIVINPピンで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ができます。昇圧および昇降圧モード・アプリケーションの場合、 $R_{IN(OPT)}$ および $C_{OPT}$ は必要ありません。

### 熱に関する検討事項

LT3795の最大入力電圧の定格は110V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

## アプリケーション情報

Nチャンネル・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、 $I_Q$  はデバイスの静止電流（標準 2.9mA）、 $\theta_{JA}$  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 チャンネル 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そ次のようになります。

$$T_J = 85^\circ\text{C} + [60\text{V} \cdot (2.9\text{mA} + 400\text{kHz} \cdot 20\text{nC}) \cdot 30^\circ\text{C/W}]$$

$$\approx 104.6^\circ\text{C}$$

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部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

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 ( $T_{sw} = 1/f_{osc}$ )。

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

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、2.2μF 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、降圧モード・コンバータの入力コンデンサは次式で概算できます。

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

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、10μF 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

## アプリケーション情報

### 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。データシートのアプリケーションで示す部品の値は、規定のLED列を駆動するのに適しています。出力コンデンサの容量とLED列のインピーダンスの積により、LED電流レギュレーション・ループでの第2主要ポールが決まります。実際の負荷を使用して電源を検証するのが賢明です。

### 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。LT3795のINTV<sub>CC</sub>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<sub>CC</sub>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。いくつかのMOSFETメーカーを表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、LT3795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のメーカー

メーカー	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

LT3795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、FB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。PWM機能を使用して調光するときは、漏れ電流が十分に小さいショットキ・ダイオードを選択することが重要です。漏れ電流は温度とともに増加し、PWM信号が“L”の期間に出力から流れるからです。いくつかの推奨部品メーカーを表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ー

メーカー	WEBサイト
On Semiconductor	www.onsemi.com
Diodes, Inc	www.diodes.com
Central Semiconductor	www.centralsemi.com
Rohm Semiconductor	www.rohm.com

### 検出抵抗の選択

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、LT3795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。

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

## アプリケーション情報

昇降圧モードでは、次式に従って抵抗を選択します。

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

昇圧モードでは、次式に従って抵抗を選択します。

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

$R_{\text{SENSE}}$  はNチャネルMOSFETのソースおよびLT3795のGNDの近くに配置してください。LT3795のSENSE入力は、 $R_{\text{SENSE}}$ 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

LT3795と組み合わせて使用するインダクタは、 $R_{\text{SENSE}}$ 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( $T_{\text{SW}} = 1/f_{\text{osc}}$ )。

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

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

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

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

LT3795は内部のトランスコンダクタンス・エラーアンプを使用しており、その $V_C$ 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10nFが妥当です。また、直列抵抗を必ず使用して $V_C$ ピンでのスルーレートを大きくし、コンバータの入力電源での高速トランジェント時にLED電流のレギュレーション範囲を狭く保つことが必要です。

### 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。

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

ソフトスタート・コンデンサの標準値は0.1 $\mu\text{F}$ 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」のセクションを参照してください。

## アプリケーション情報

### 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<sub>CC</sub>の低電圧状態、出力短絡(FBピンの電圧が0.3V以下)、または熱制限状態が生じると、TGピンが“H”になってLED列が電源経路から切り離され、GATEピンは“L”になります。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セーブルされ、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<sub>REF</sub>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より高く保持すると、LT3795はラッチオフ・モードに入ってGATEピンは“L”になり、TGピンは“H”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。

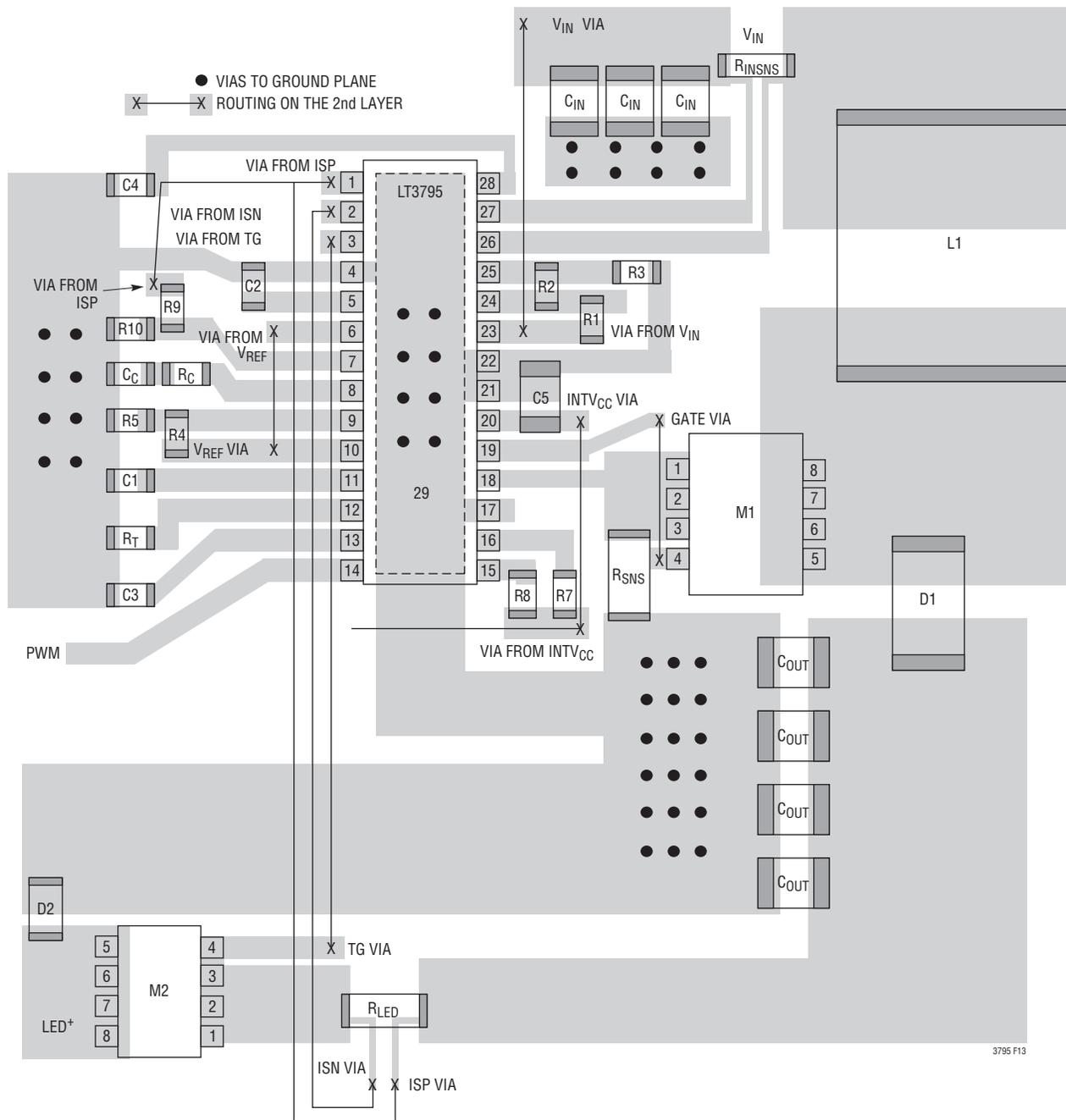
### 基板のレイアウト

LT3795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

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ンド点は、共通の点に集めてからLT3795の下のグランド・プレーンに接続します。同様に、INTV<sub>CC</sub>レギュレータのバイパス・コンデンサのグランド端子は、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<sub>CC</sub>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制御信号のグランドは、デバイスの下側で星形結線する必要があります。FB、RT、V<sub>C</sub>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しないようにします(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13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

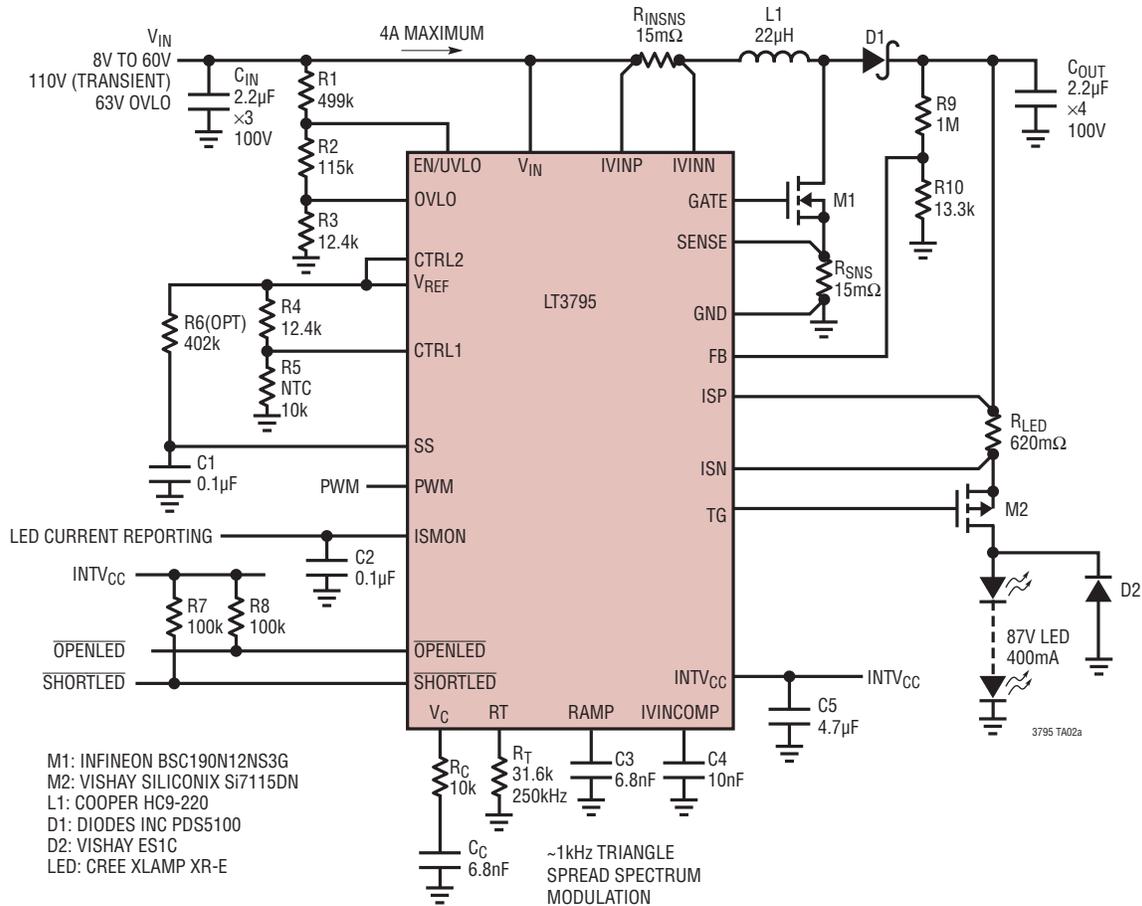


COMPONENT DESIGNATIONS REFER TO PAGE 23 CIRCUIT

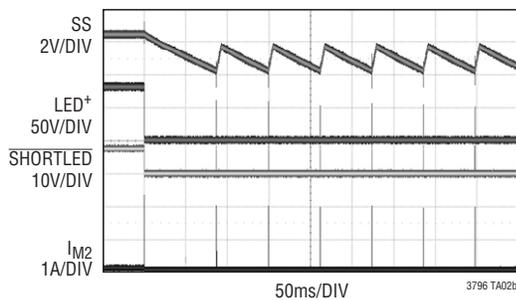
図 13. 昇圧コンバータの推奨レイアウト

## 標準的応用例

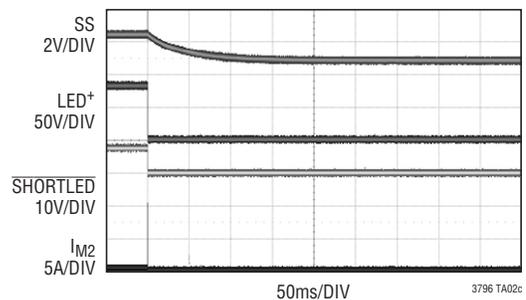
入力電流制限機能およびスペクトラム拡散周波数変調機能を備えた短絡に強い昇圧型LEDドライバ



R6を使用しない場合の短絡LED保護動作:一時中断モード



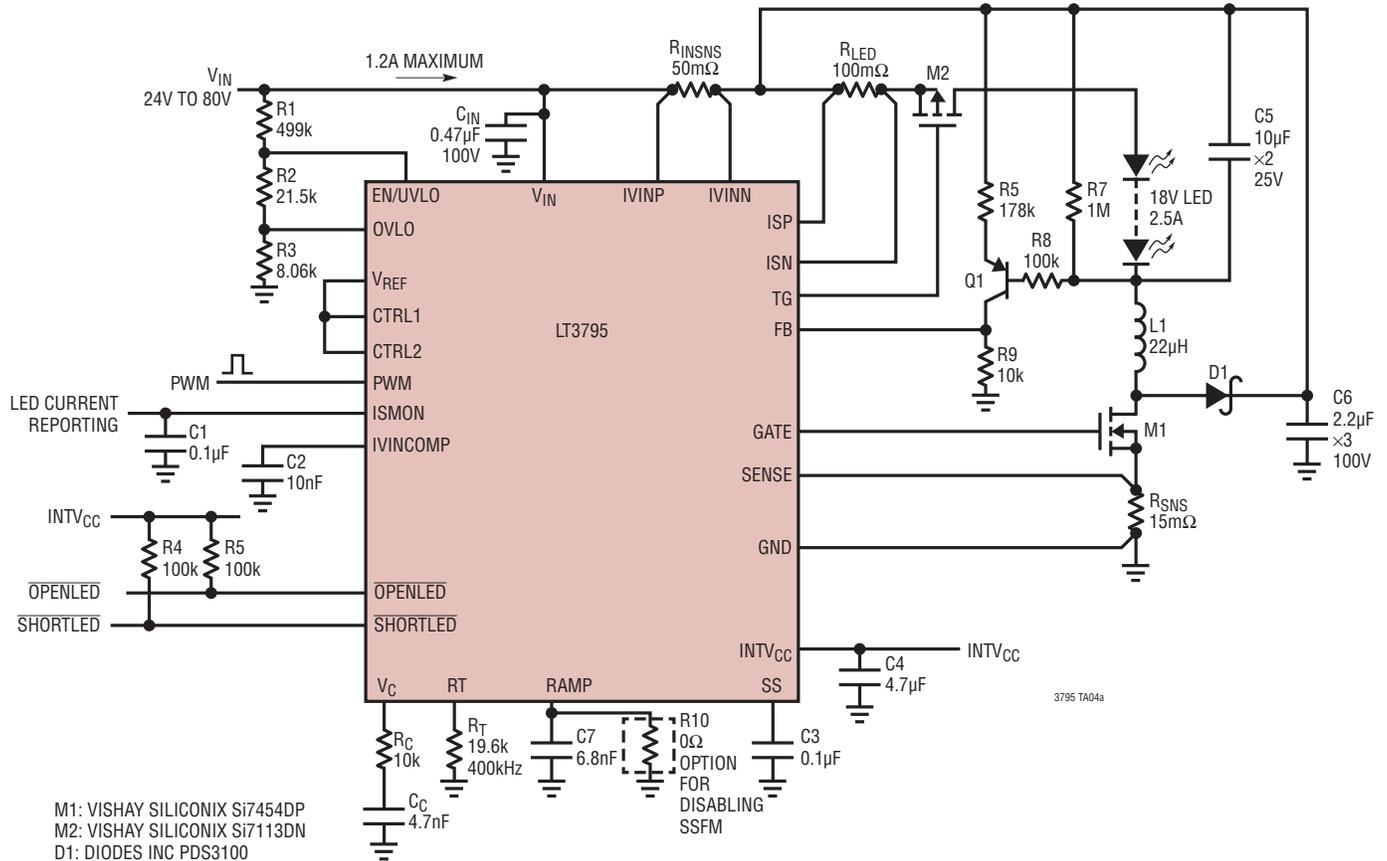
R6を使用した場合の短絡LED保護動作:ラッチオフモード





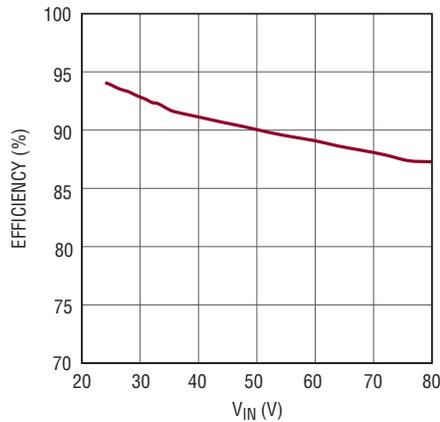
## 標準的応用例

降圧モードのLEDドライバ



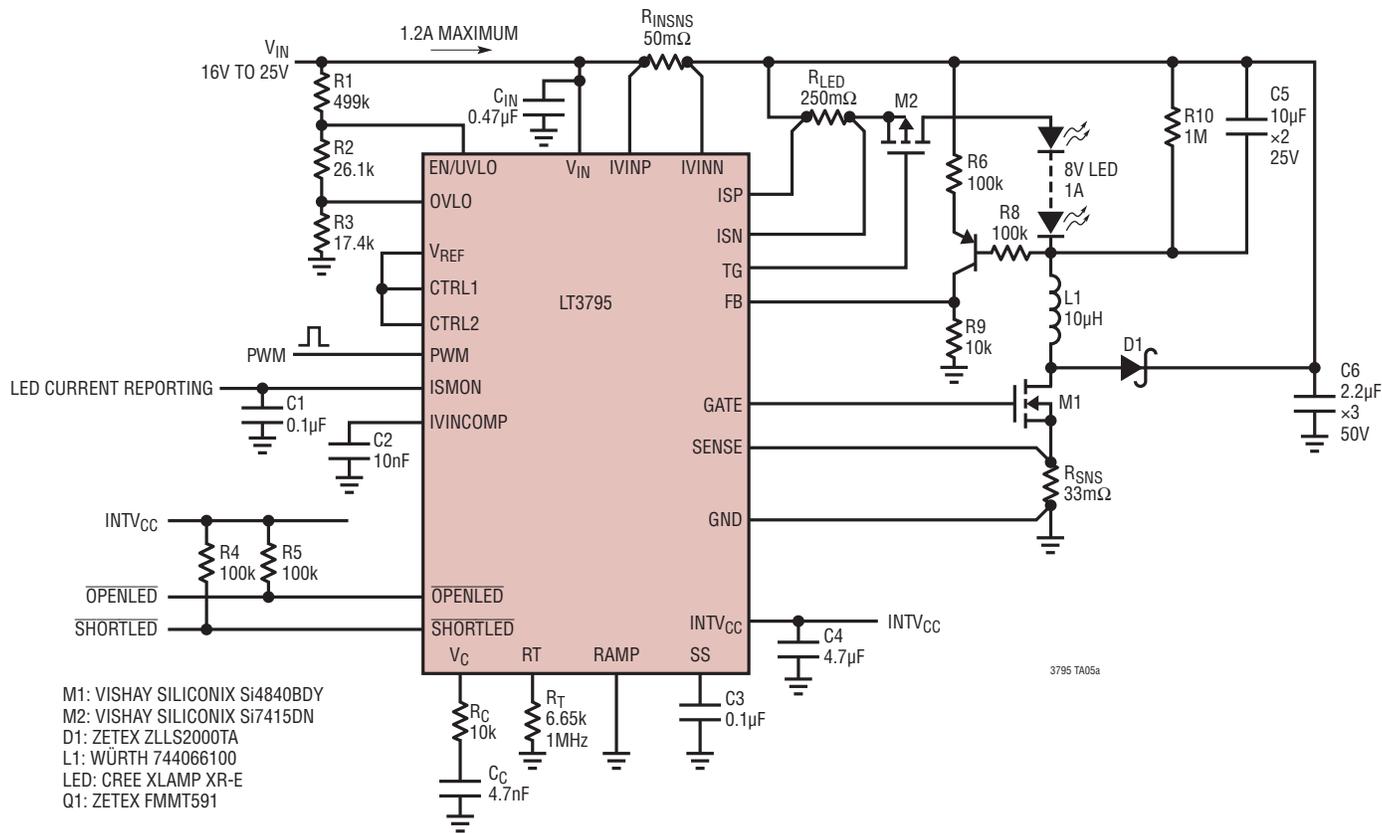
- M1: VISHAY SILICONIX Si7454DP
- M2: VISHAY SILICONIX Si7113DN
- D1: DIODES INC PDS3100
- L1: COILTRONICS HC9-220
- LED: CREE XLAMP XM-L
- Q1: ZETEX FMMT593

効率

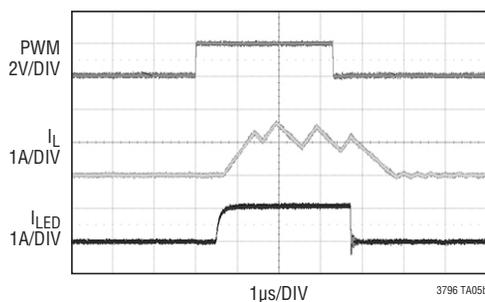


標準的応用例

3000:1のPWM調光機能を備えた降圧モードのLEDドライバ



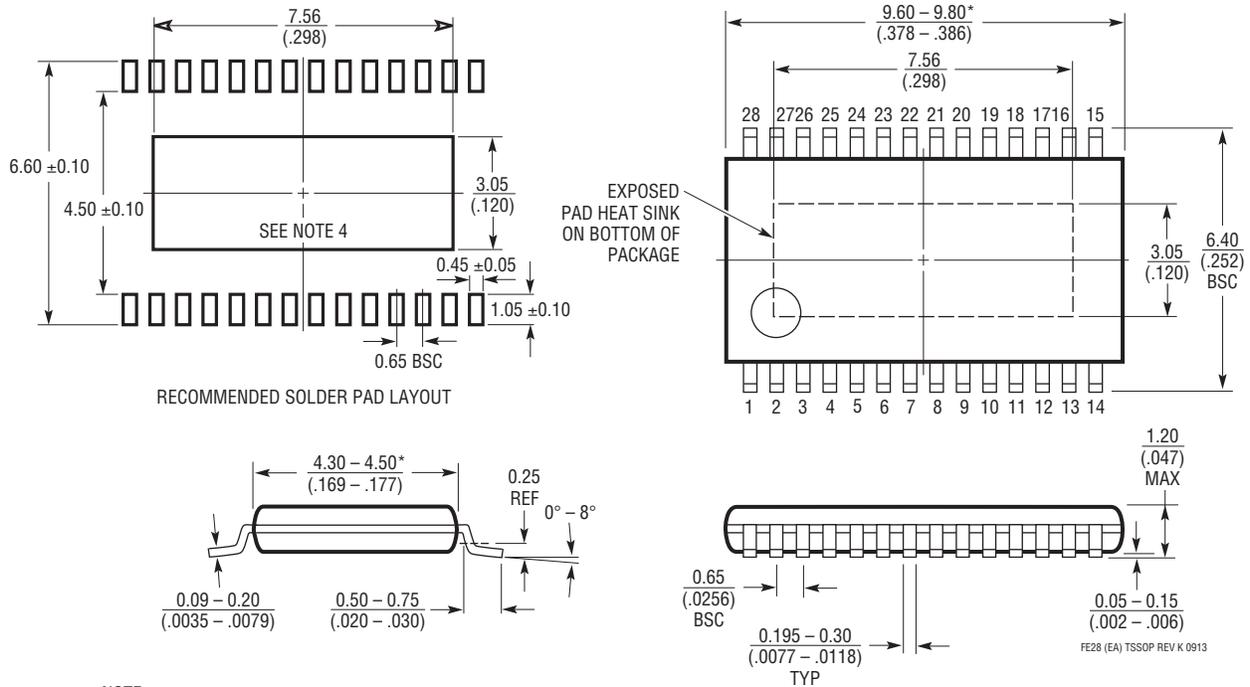
100HzおよびVIN = 24Vでの3000:1のPWM調光



## 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。

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



**NOTE:**

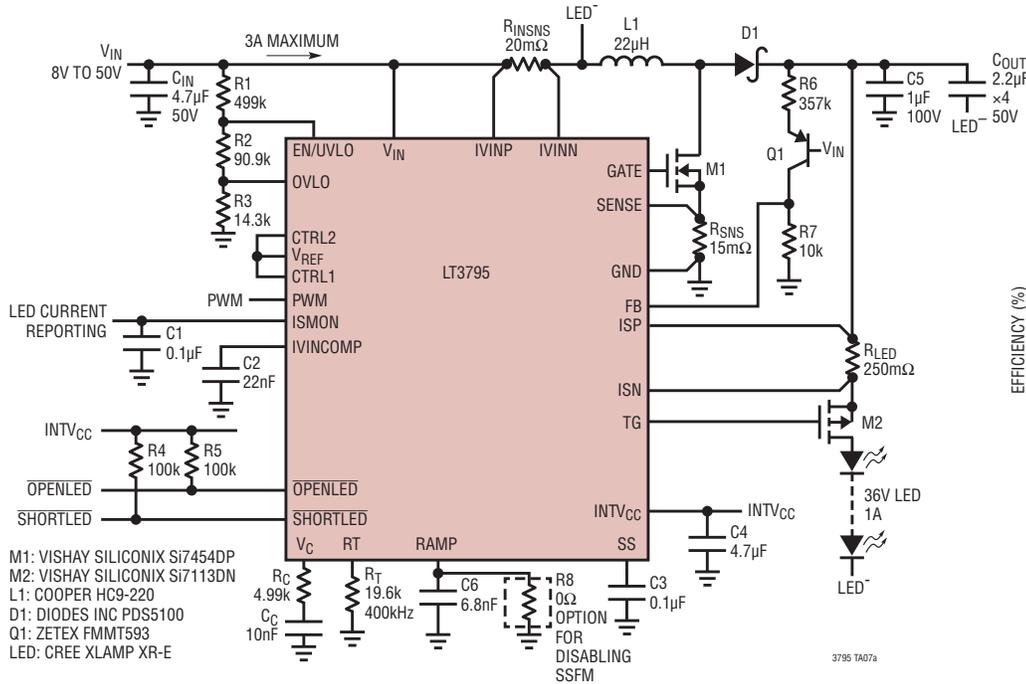
1. 標準寸法：ミリメートル
  2. 寸法はミリメートル / (インチ)
  3. 図は実寸とは異なる
  4. 露出パッド接着のための推奨最小 PCB メタルサイズ
- \* 寸法にはモールドのバリを含まない。  
 モールドのバリは各サイドで 0.150mm (0.006") を超えないこと

## 改訂履歴

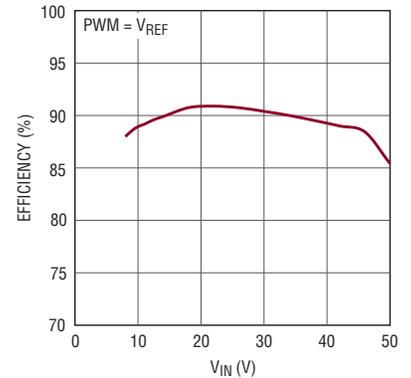
REV	日付	概要	ページ番号
A	03/14	「スペクトラム拡散周波数変調」の説明と図10を明確化。 回路図とグラフの明確化。	17 24、25、26、30
B	05/14	「標準的応用例」の図を明確化。 「電気的特性」セクションを明確化。 「標準的応用例」の図を明確化。	1 2、3、4 30

## 標準的応用例

### 昇降圧モードのLEDドライバ



効率と  $V_{IN}$



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LT3791	60V、1MHz同期整流式昇降圧LEDコントローラ	$V_{IN}$ : 4.7V ~ 60V、 $V_{OUT}$ の範囲: 0V ~ 60V、True Color PWM調光、アナログ調光 = 100:1、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、TSSOP-38Eパッケージ
LT3796/LT3796-1	デュアル電流検出回路を備えた100V定電流/定電圧コントローラ	$V_{IN}$ : 6V ~ 100V、 $V_{OUT(MAX)} = 100V$ 、True Color PWM調光 = 3000:1、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、28ピンTSSOPパッケージ
LT3755/LT3755-1/ LT3755-2	高電位側60V、1MHz LEDコントローラ、3,000:1のTrue Color PWM調光付き	$V_{IN}$ : 4.5V ~ 40V、 $V_{OUT}$ の範囲: 5V ~ 60V、True Color PWM調光、アナログ調光 = 3000:1、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm QFN-16、MSOP-16Eパッケージ
LT3756/LT3756-1/ LT3756-2	高電位側100V、1MHz LEDコントローラ、3,000:1のTrue Color PWM調光付き	$V_{IN}$ : 6V ~ 100V、 $V_{OUT}$ の範囲: 5V ~ 100V、True Color PWM調光、アナログ調光 = 3000:1、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm QFN-16、MSOP-16Eパッケージ
LT3743	20Aの同期整流式降圧LEDドライバ、スリーステートLED電流制御付き	$V_{IN}$ : 5.5V ~ 36V、 $V_{OUT}$ の範囲: 5.5V ~ 35V、True Color PWM調光、アナログ調光 = 3000:1、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、4mm×5mm QFN-28、TSSOP-28Eパッケージ
LT3517	1.3A、2.5MHz高電流LEDドライバ、3,000:1の調光付き	$V_{IN}$ : 3V ~ 30V、True Color PWM調光、アナログ調光 = 3000:1、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、4mm×4mm QFN-16パッケージ
LT3518	2.3A、2.5MHz高電流LEDドライバ、3,000:1の調光付き	$V_{IN}$ : 3V ~ 30V、True Color PWM調光、アナログ調光 = 3000:1、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、4mm×4mm QFN-16パッケージ
LT3474/LT3474-1	36V、1A ( $I_{LED}$ )、2MHz、降圧LEDドライバ	$V_{IN}$ : 4V ~ 36V、 $V_{OUT}$ の範囲 = 13.5V、True Color PWM調光 = 400:1、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、TSSOP-16Eパッケージ
LT3475/LT3475-1	デュアル1.5A ( $I_{LED}$ )、36V、2MHz、降圧LEDドライバ	$V_{IN}$ : 4V ~ 36V、 $V_{OUT}$ の範囲 = 13.5V、True Color PWM調光、アナログ調光 = 3000:1、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、TSSOP-20Eパッケージ