

# アクティブ PFC 機能付き オフライン絶縁型フライバック LED コントローラ

## 特長

- 外付け部品を最少に抑えた絶縁型 PFC LED ドライバ
- 外付け部品によってのみ制限される  $V_{IN}$  と  $V_{OUT}$
- アクティブ力率改善 (標準 PFC > 0.97)
- 少ない高調波成分
- オプトカプラ不要
- 高精度の安定化 LED 電流: 標準  $\pm 5\%$
- オープン LED 保護と短絡 LED 保護
- 熱特性が改善された 16 ピン MSOP パッケージ

## アプリケーション

- 4W ~ 100W 超のオフライン LED アプリケーション
- 高 DC 入力電圧 LED アプリケーション

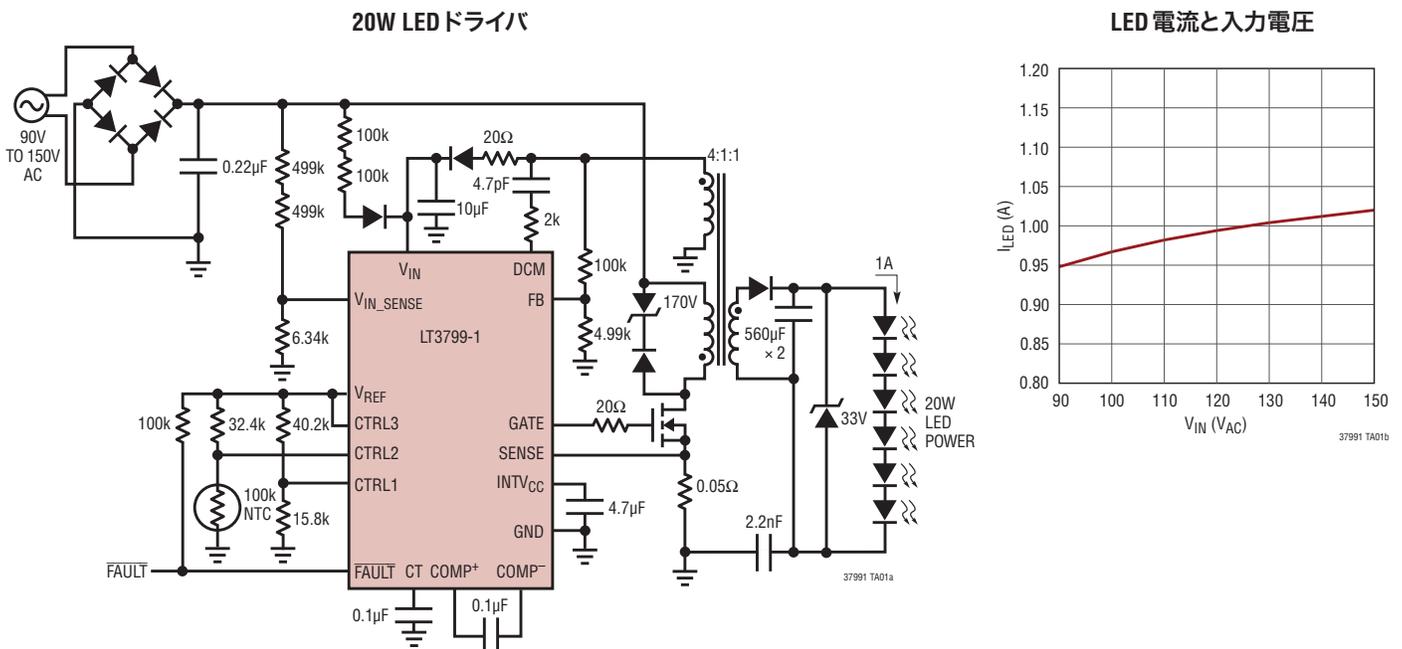
LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology および Linear のロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。True Color PWM はリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。特許出願中。

## 概要

LT<sup>®</sup>3799-1 は、特に LED ドライブ用に設計された、力率改善機能付きの絶縁型フライバック・コントローラです。このコントローラは臨界導通モードを使って動作するので、小型のトランスを使用できます。新しい電流センス方式により、オプトカプラを使用せずに十分安定化された電流を 2 次側に供給することができます。強力なゲート・ドライバを内蔵しているので、外付けの高電圧 MOSFET をドライブすることができます。LT3799-1 は内蔵の乗算器を利用して、標準 0.97 の力率を達成します。FAULT ピンは、オープン LED 状態と短絡 LED 状態を知らせます。LT3799-1 は LT3799 よりも優れた入力レギュレーションを実現しますが、トライアック調光器と組み合わせるようには設計されていません。

ヒステリシスを備えたマイクロパワーの起動により、オフライン入力電圧で効率的に動作し、3 次巻線を使用してデバイスに電力を供給します。内部 LDO により、デバイスの内部回路とゲート・ドライバに十分に安定化された電源を供給します。

## 標準的応用例

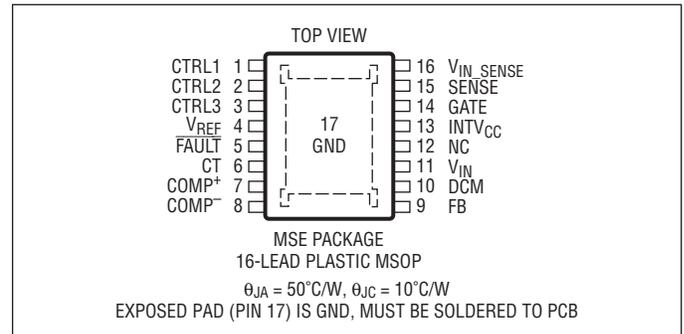


# LT3799-1

## 絶対最大定格 (Note 1)

$V_{IN}$ , FAULT	32V
GATE, INTV <sub>CC</sub>	12V
CTRL1, CTRL2, CTRL3, $V_{IN\_SENSE}$ , COMP <sup>-</sup>	4V
FB, CT, V <sub>REF</sub> , COMP <sup>+</sup>	3V
SENSE	0.4V
DCM	±3mA
最大接合部温度	125°C
動作温度範囲 (Note 2)	
LT3799-1E	-40°C ~ 125°C
LT3799-1I	-40°C ~ 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
LT3799EMSE-1#PBF	LT3799EMSE-1#TRPBF	37991	16-Lead Plastic MSOPE	-40°C to 125°C
LT3799IMSE-1#PBF	LT3799IMSE-1#TRPBF	37991	16-Lead Plastic MSOPE	-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。

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/tapeandreeel/> 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、 $V_{IN} = 18\text{V}$ 、 $\text{INTV}_{CC} = 11\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{IN}$ Turn-On Voltage		22.2	23	24.2	V
$V_{IN}$ Turn-Off Voltage		11.8	12.3	13.0	V
$V_{IN}$ Hysteresis	$V_{TURNON} - V_{TURNOFF}$		10.7		V
$V_{IN}$ Shunt Regulator Voltage	$I = 1\text{mA}$		25.0		V
$V_{IN}$ Shunt Regulator Current Limit		15			mA
$V_{IN}$ Quiescent Current	Before Turn-On	55	65	75	$\mu\text{A}$
	After Turn-On		70		$\mu\text{A}$
INTV <sub>CC</sub> Quiescent Current	Before Turn-On	12	16	20	$\mu\text{A}$
	After Turn-On	1.5	2.1	2.6	mA
$V_{IN\_SENSE}$ Linear Range		0		1.3	V
V <sub>REF</sub> Voltage	0 $\mu\text{A}$ Load	● 1.97	2	2.03	V
	200 $\mu\text{A}$ Load	● 1.95	1.98	2.03	V
Error Amplifier Voltage Gain	$\Delta V_{COMP+}/\Delta V_{COMP-}$ , CTRL1 = 1V, CTRL2 = 2V, CTRL3 = 2V		100		V/V
Error Amplifier Transconductance	$\Delta I = 5\mu\text{A}$		50		$\mu\text{mhos}$

## 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、 $V_{IN} = 18\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
FB Pin Bias Current	(Note 3), $FB = 1\text{V}$		100	600	nA
CTRL1/CTRL2/CTRL3 Pin Bias Current	CTRL1/CTRL2/CTRL3 = 1V			$\pm 25$	nA
Max SENSE Current Limit Threshold		96	100	106	mV
SENSE Input Bias Current	Current Out of Pin, $SENSE = 0\text{V}$		15		$\mu\text{A}$
Current Loop Voltage Gain	$\Delta V_{CTRL}/\Delta V_{SENSE}$ , 1000pF Cap from $COMP^+$ to $COMP^-$		21		V/V
CT Pin Charge Current			10		$\mu\text{A}$
CT Pin Discharge Current			200		nA
CT Pin Low Threshold	Falling Threshold		240		mV
CT Pin High Threshold	Rising Threshold		1.25		V
CT Pin Low Hysteresis			100		mV
FB Pin High Threshold		1.22	1.25	1.29	V
DCM Current Turn-On Threshold	Current Out of Pin		45		$\mu\text{A}$
Maximum Oscillator Frequency	$COMP^+ = 1.2\text{V}$ , $V_{IN\_SENSE} = 1\text{V}$		300		kHz
Minimum Oscillator Frequency	$COMP^+ = 0\text{V}$ , $V_{IN\_SENSE}$		25		kHz
Back-Up Oscillator Frequency			20		kHz

### リニア・レギュレータ

INTV <sub>CC</sub> Regulation Voltage		9.8	10	10.4	V
Dropout ( $V_{IN} - \text{INTV}_{CC}$ )	INTV <sub>CC</sub> = -10mA, Below $V_{IN}$ Turn-Off Voltage		750	1150	mV
Current Limit	Below Undervoltage Threshold	15	25		mA
Current Limit	Above Undervoltage Threshold	80	120		mA

### ゲート・ドライバ

$t_r$ GATE Driver Output Rise Time	$C_L = 3300\text{pF}$ , 10% to 90%		20		ns
$t_f$ GATE Driver Output Fall Time	$C_L = 3300\text{pF}$ , 90% to 10%		20		ns
GATE Output Low ( $V_{OL}$ )				0.05	V
GATE Output High ( $V_{OH}$ )			INTV <sub>CC</sub> - 0.05		V

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

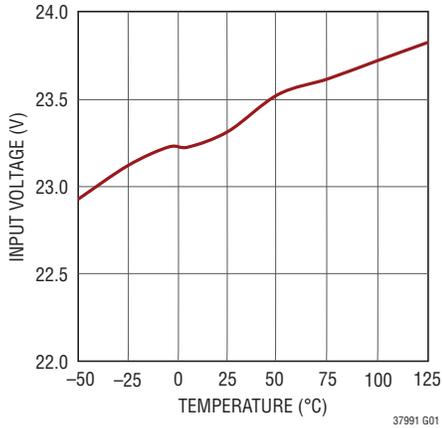
**Note 2:** LT3799-1Eは、 $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロ

セス・コントロールとの相関で確認されている。LT3799-1Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。

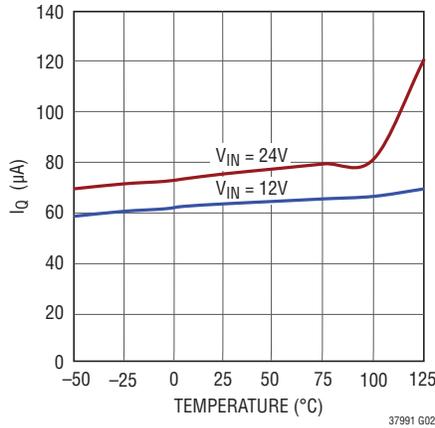
**Note 3:** 電流はFBピンから流れ出す。

## 標準的性能特性

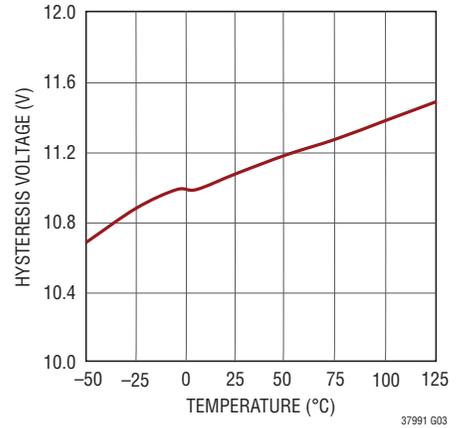
$V_{IN}$  起動電圧と温度



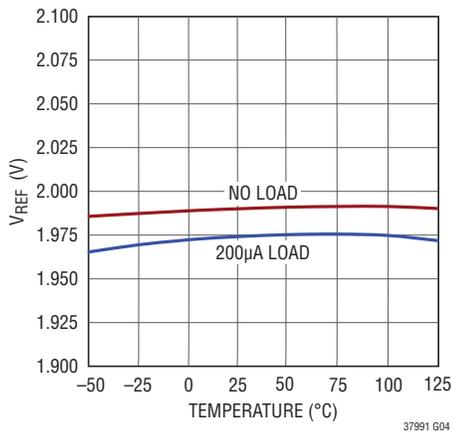
$V_{IN}$  および  $I_Q$  と温度



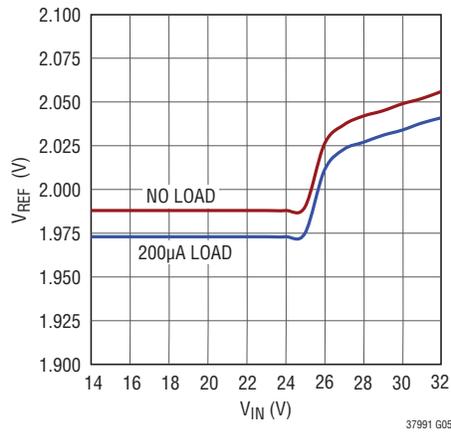
入力電圧ヒステリシスと温度



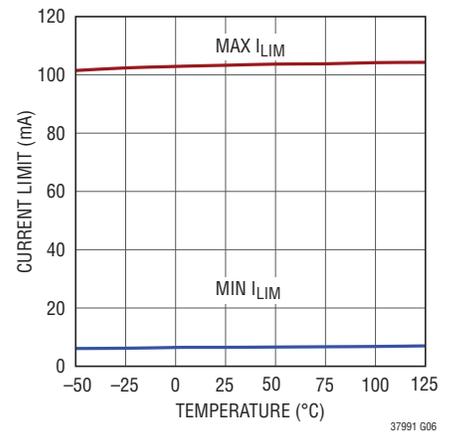
$V_{REF}$  と温度



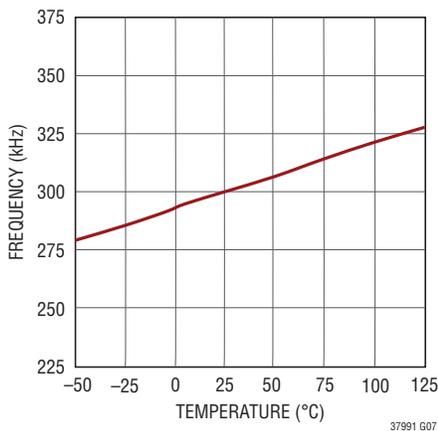
$V_{REF}$  と  $V_{IN}$



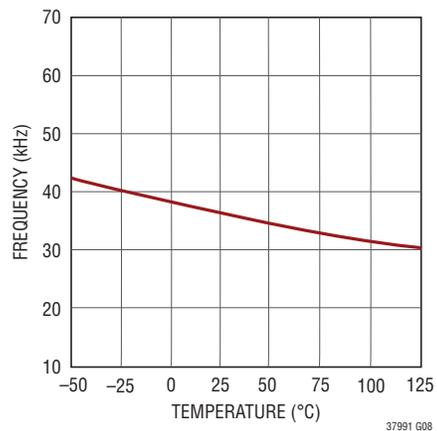
電流制限と温度



最大発振器周波数と温度

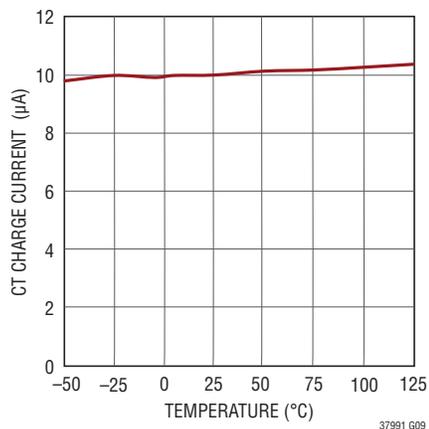


最小発振器周波数と温度

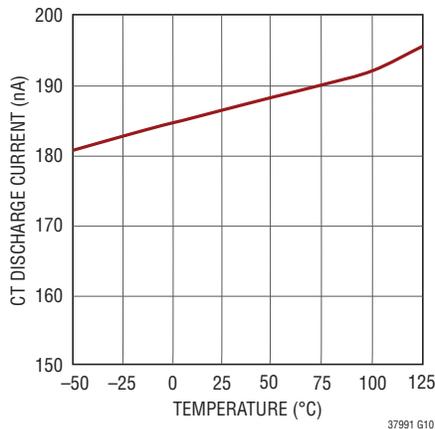


標準的性能特性

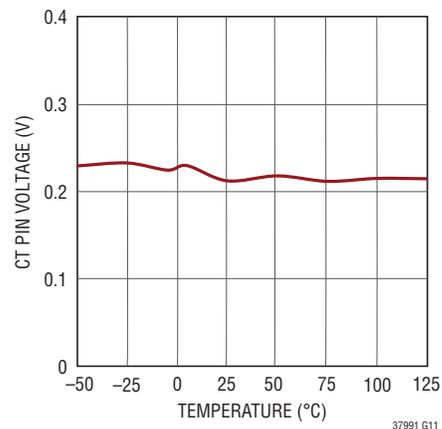
CTピンの充電電流と温度



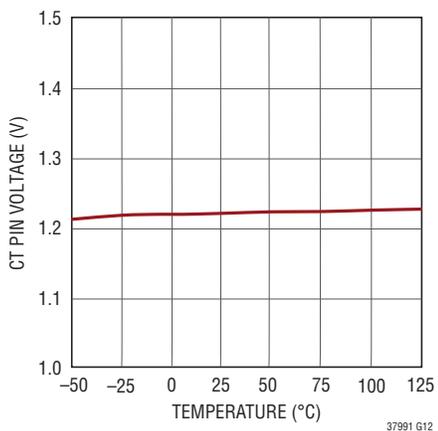
CTピンの放電電流と温度



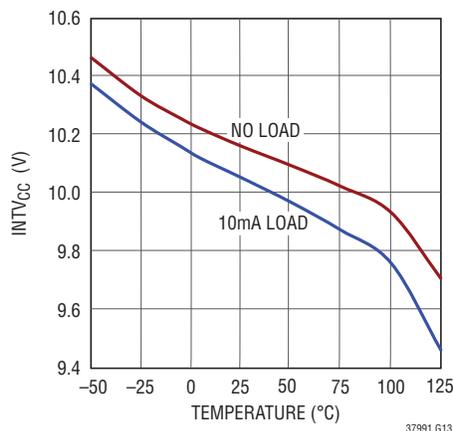
CTピンの“L”スレッシュホールドと温度



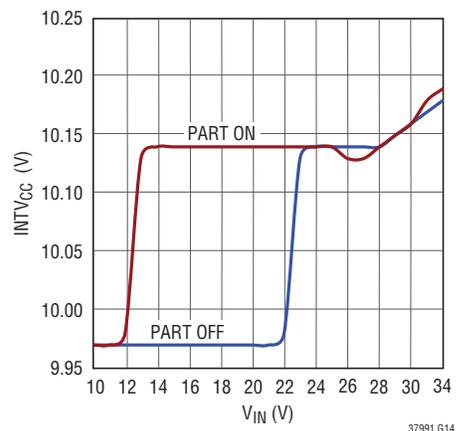
CTピンの“H”スレッシュホールドと温度



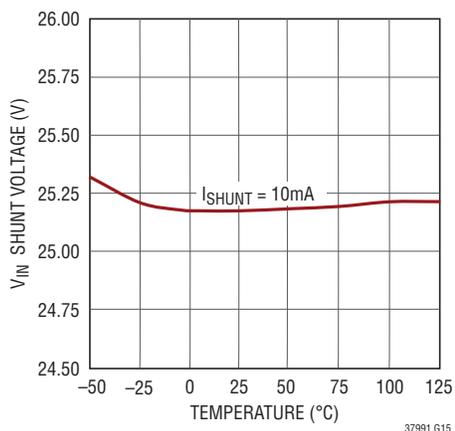
INTV<sub>CC</sub>と温度



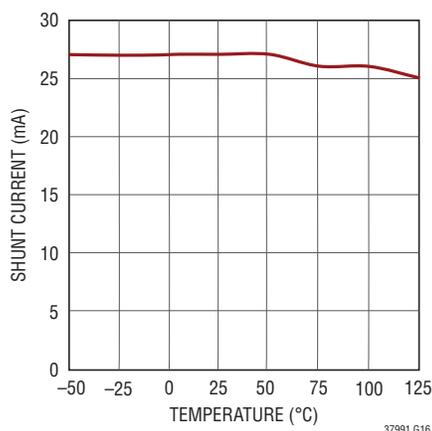
INTV<sub>CC</sub>とV<sub>IN</sub>



V<sub>IN</sub> シャント電圧と温度

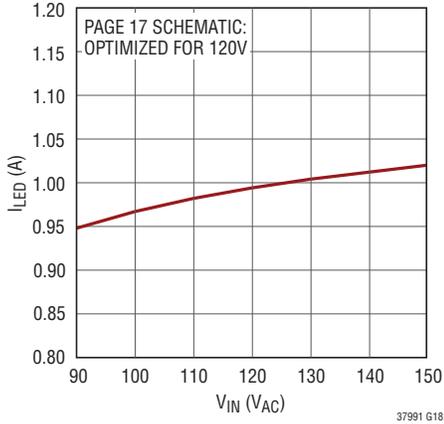


最大シャント電流と温度

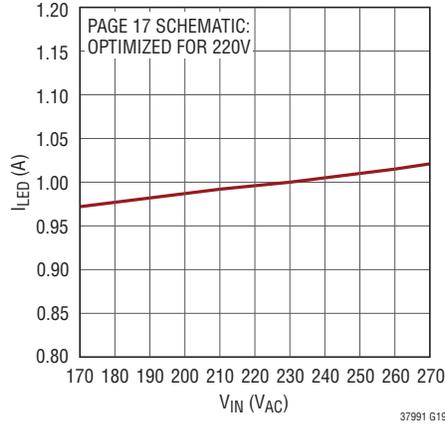


## 標準的性能特性

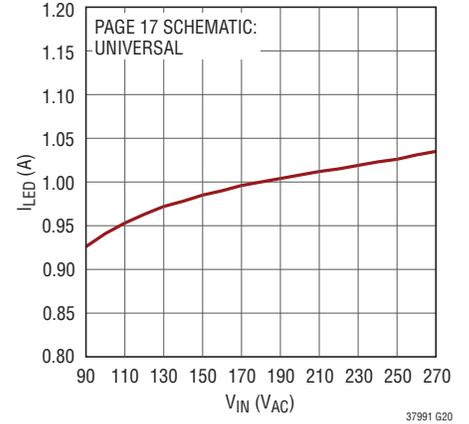
LED 電流と入力電圧



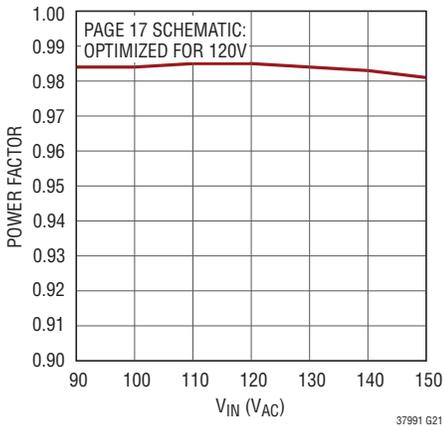
LED 電流と入力電圧



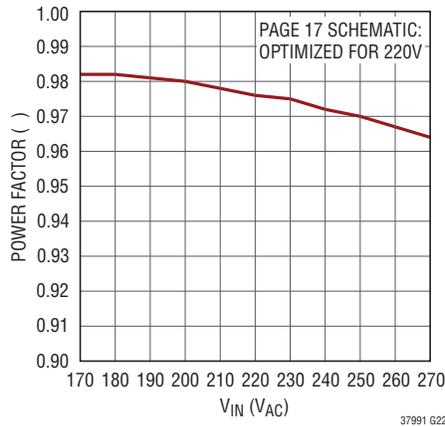
LED 電流と入力電圧



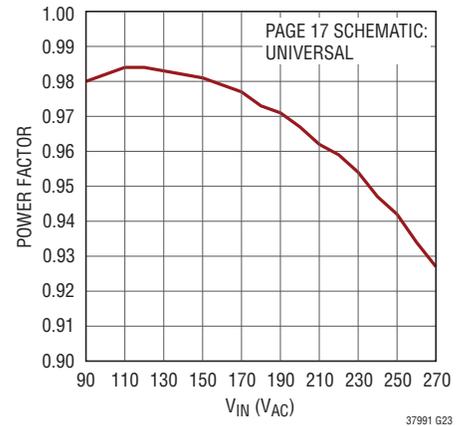
力率と入力電圧



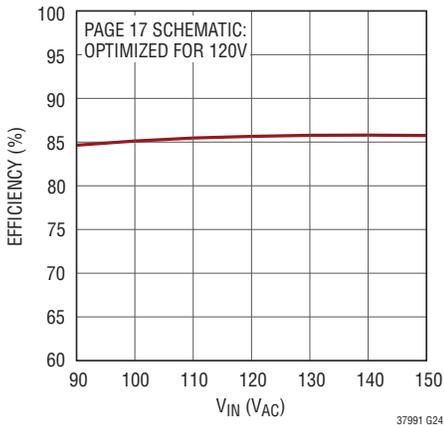
力率と入力電圧



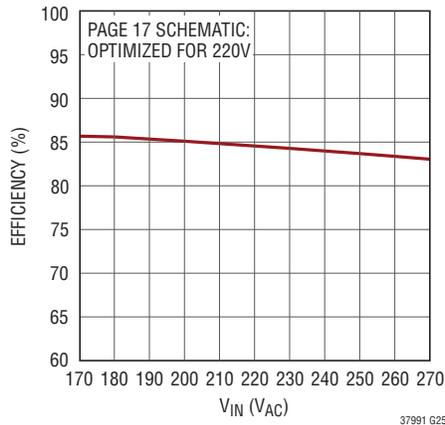
力率と入力電圧



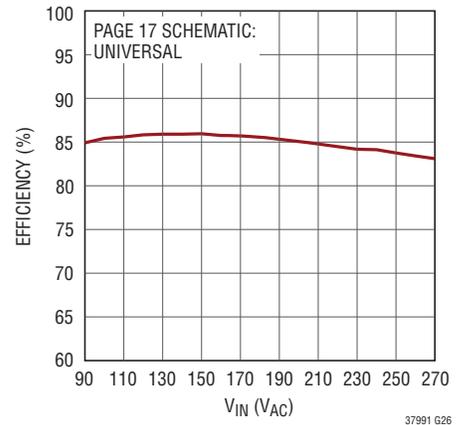
効率と入力電圧



効率と入力電圧



効率と入力電圧



## ピン機能

**CTRL1、CTRL2、CTRL3 (ピン1、ピン2、ピン3) :** 電流出力の調整ピン。これらのピンで出力電流を制御します。3つのCTRL入力の最小値がオペアンプの負入力と比較されます。LT3799-1の制御ループは独自の特性を備えているので、最大電流は $V_{CTRL}$ 電圧に直接対応しません。

**V<sub>REF</sub> (ピン4) :** 電圧リファレンス出力ピンで、標準2V。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200 $\mu$ Aの電流を供給することができます。

**$\overline{FAULT}$  (ピン5) :** フォールト・ピン。CTピンが1.25Vより高いときにFBが1.25Vより高いと、 $\overline{FAULT}$ のオープン・コレクタのプルダウンがアサートされます。

**CT (ピン6) :** タイマ・フォールト・ピン。このピンとグラウンドの間にコンデンサを接続して、フォールト動作の内部タイマを与えます。起動時に、このピンはグラウンドに引き下げられてから10 $\mu$ Aの電流で充電されます。CTピンが1.25Vに達するまで、FBピンに関係するフォールトは無視されます。フォールトが検出されると、コントローラはスイッチングを停止し、200nAのプルダウン電流でCTコンデンサを放電し始めます。このピンが240mVに達すると、コントローラはスイッチングを再開します。

**COMP<sup>+</sup>、COMP<sup>-</sup> (ピン7、ピン8) :** 内部エラーアンプの補償ピン。これらの2つのピンの間にコンデンサを接続して、内部帰還ループを補償します。

**FB (ピン9) :** 電圧ループの帰還ピン。FBを使用し、3次巻線の電圧をサンプリングすることにより、オープンLED状態を検出します。CTピンとFBピンが1.25Vより高いと、オープンLED状態を知らせます。

**DCM (ピン10) :** 不連続導通モードの検出ピン。このピンから3次巻線にコンデンサと抵抗を直列に接続します。

**V<sub>IN</sub> (ピン11) :** 入力電圧。このピンは、内部起動回路とINTV<sub>CC</sub> LDOに電流を供給します。このピンはコンデンサでローカルにバイパスする必要があります。25Vのシャント・レギュレータがこのピンに内部で接続されています。

**NC (ピン12) :** 接続なし。

**INTV<sub>CC</sub> (ピン13) :** 内部負荷とゲート・ドライバの安定化電源。V<sub>IN</sub>から給電され、10V (標準)に安定化されます。INTV<sub>CC</sub>は、ピンの近くに配置した4.7 $\mu$ Fのコンデンサでバイパスする必要があります。

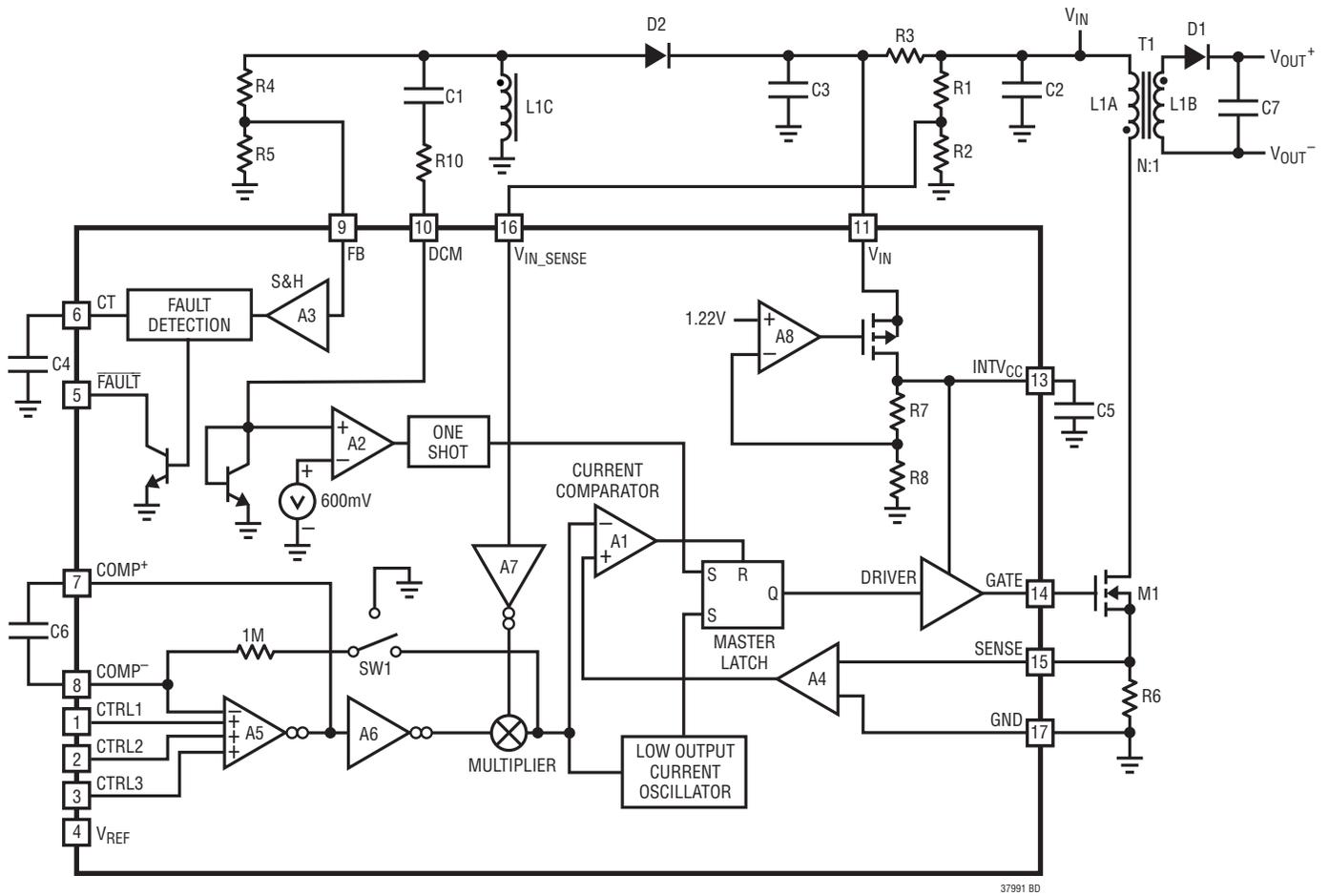
**GATE (ピン14) :** NチャネルMOSFETのゲート・ドライバの出力。INTV<sub>CC</sub>とGNDの間でスイッチングします。シャットダウン状態の間、このピンはGNDに引き下げられます。

**SENSE (ピン15) :** 制御ループの電流検出入力。このピンは、スイッチ電流検出抵抗R<sub>SENSE</sub>の正端子とNチャネルMOSFETのソースに4端子接続します。電流検出抵抗の負端子はデバイスの近くでGNDプレーンに接続します。

**V<sub>IN\_SENSE</sub> (ピン16) :** ライン電圧の検出ピン。このピンを使ってACライン電圧を検出し、力率補正を行います。ライン電圧からの抵抗分割器の出力をこのピンに接続します。最大入力電圧時に、このピンの電圧が1.25V～1.5Vになるようにします。

**GND (露出パッドのピン17) :** グラウンド。パッケージの露出パッドは、グラウンドへの電氣的接続とプリント回路基板への良好な熱的接触場所を提供します。適切に動作させるため、露出パッドを回路基板に半田付ける必要があります。

ブロック図



## 動作

LT3799-1は、特に絶縁型フライバック・トポロジーを使って平均電流出力を生成するために設計された、電流モード・スイッチング・コントローラ・デバイスです。一般に、このような回路で生じる特殊な問題として、レギュレーションを維持するために、トランスの絶縁されている2次側の出力電圧と電流に関する情報を1次側に伝えなくてはならない点があります。従来、これはオプトアイソレータを使って行われていました。LT3799-1は、センス抵抗からの外部MOSFETのピーク電流情報を用いてフライバック・コンバータの出力電流を計算するという新しい手法を使用しており、オプトカプラは不要です。さらに、このデバイスは、メイン・パワースイッチがオフのときに3次巻線の電圧を調べることにより、オープンLED状態の検出も行います。

力率は照明の重要な仕様の1つになっています。力率1は、供給される電流が入力電圧に比例する場合に得られます。LT3799-1は、スケール調整された入力電圧を使ってピーク電流制限を調整します。この手法により、0.97以上の力率が得られます。

システムの全体図を「ブロック図」に示します。外付け部品はフライバック・トポロジーに構成されています。3次巻線は出力電圧を検出するとともに、定常状態の動作時にデバイスに電力を供給します。 $V_{IN}$ ピンはINTV<sub>CC</sub>ピンに10Vを生成する内部LDOに電力を供給します。この新しい制御回路は、エラーアンプ、乗算器、伝送ゲート、電流コンパレータ、低出力電流発振器、およびマスタ・ラッチで構成されています。これらについては以下のセクションで説明します。このデバイスはサンプル・ホールド機能を備えており、FAULTピンとともにオープンLED状態の検出も行います。3次巻線にコンデンサを接続して、コンパレータを使って不連続導通モード(DCM)の検出を行います。このデバイスは1.9Aのゲート・ドライバを備えています。

LT3799-1はヒステリシスを伴ったマイクロパワー起動機能を備えているので、入力電圧と出力電圧のあらゆる組み合わせで動作可能です。「ブロック図」のR3は高い電源電圧を耐えるために使用されています。 $V_{IN}$ が23Vを超えると、内部LDOがINTV<sub>CC</sub>に電流を供給し始めます。 $V_{IN}$ とINTV<sub>CC</sub>のコンデンサはR3からの電流によって充電されます。 $V_{IN}$ が23Vを超えて、INTV<sub>CC</sub>が10Vでレギュレーション状態になると、デバイスは10 $\mu$ AでCTピンを充電し始めます。CTピンが340mVに達すると、スイッチングが開始します。 $V_{IN}$ ピンには10.7Vのヒステリシスがあるので、入力コンデンサおよび出力コンデンサの値に大きな柔軟性をもたせることができます。3次巻線の電圧が $V_{IN}$ の電圧より高いと、3次巻線が $V_{IN}$ に電力を供給します。フォールト保護のために電圧シャント機能が備えられており、 $V_{IN}$ が25Vを超えると、最大15mAの電流をシンクすることができます。

標準的サイクルでは、ゲート・ドライバが外部MOSFETをオンし、1次巻線に電流が流れます。この電流は、入力電圧に比例し、トランスの磁化インダクタンスに反比例したレートで増加します。制御ループによって最大電流が決定され、その電流レベルに達すると電流コンパレータがスイッチをオフします。スイッチがオフすると、トランスのコア内のエネルギーが出力ダイオードD1を介して2次巻線から流れます。この電流は出力電圧に比例したレートで減少します。電流がゼロまで減少すると、出力ダイオードがオフし、トランスの寄生容量と磁化インダクタンスにより、2次巻線の両端の電圧が発振し始めます。すべての巻線の両端の電圧は等しいので、3次巻線にもリングングが生じます。リングングが生じると、DCMピンに接続されたコンデンサC1が、dv/dt検出器として機能するコンパレータA2をトリップします。このタイミング情報を使って出力電流を計算します(以下の説明を参照)。dv/dt検出器がリングング波形が最小値に達するのを待ってから、スイッチがオンに戻り

## 動作

ます。このスイッチング動作はゼロ・ボルト・スイッチングと同様で、スイッチがオンに戻る時のエネルギーの損失量を最小限に抑えて、効率を5%程度改善します。このデバイスは連続導通モードと不連続導通モードの境界で動作するので、この動作モードは臨界導通モード(またはバウンダリ導通モード)と呼ばれています。

### 1次側電流制御ループ

CTRL1、CTRL2、CTRL3の各ピンは、フライバック・コントローラの出力電流を制御します。ループを簡素化するため、VIN\_SENSEピンが1V以上の一定電圧に保たれていると仮定して、制御ループから乗算器を切り離します。エラーアンプA5は、外付けコンデンサC6を使った積分器として構成されています。COMP+ノードの電圧は、V/IコンバータA6によって乗算器への電流に変換されます。A7の出力は一定なので無視することができ、乗算器の出力はA6に比例します。乗算器の出力は、電流コンパレータA1に接続されており、ピーク電流を制御します。乗算器の出力は伝送ゲートSW1にも接続されています。出力コンデンサに2次側電流が流れると、伝送ゲートSW1はオンします。これはフライバック期間と呼ばれています(出力ダイオードD1がオンしている間)。1M抵抗を介した電流はA5によって積分されます。定常状態の最も小さいCTRL入力がA5の負入力に等しくなります。

電流出力レギュレータは、一般に出力電流と直列のセンス抵抗を用い、帰還ループを使ってスイッチング・コンバータのピーク電流を制御します。この絶縁型の場合、出力電流の情報は得られないので、代わりに、LT3799-1はトランスの1次側で得られる情報を使って出力電流を求めます。出力電流は、出力ダイオードの電流を平均することによって計算することができます。図1に示すように、ダイオードの電流は、底辺がフライバック期間で高さが2次巻線のピーク電流の三角波形をしています。フライバック・トポロジーでは、2次巻線の電流は1次巻線の電流のN倍になります。ここで、Nは1次対2次の巻数比です。この領域を三角波形とみなす代わりに、パルス幅変調

(PWM)波形として考えます。フライバック期間の間、平均電流は2次巻線のピーク電流の半分になり、サイクルの残りの期間はゼロになります。出力電流の計算式は以下のようになります。

$$I_{OUT} = 0.5 \cdot I_{PK} \cdot N \cdot D'$$

ここで、D'はフライバック期間で表されるサイクルの割合に等しくなります。

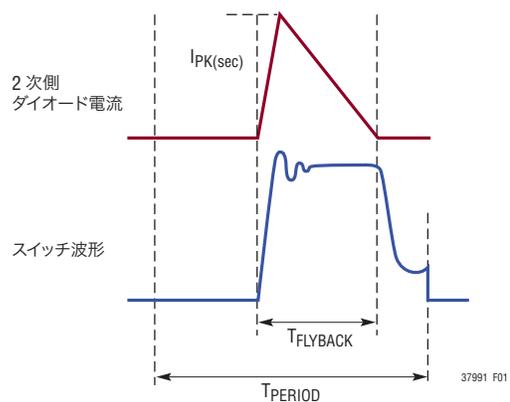


図1. 2次側ダイオード電流とスイッチ波形

LT3799-1は、電流コンパレータへの入力である1次巻線の電流とフライバック期間の開始時および終了時の両方を操作できます。したがって、出力電流は、電流制限の大きさとサイクル全体のフライバック期間のデューティ・サイクルを使ってPWM波形を平均化することにより、計算することができます。前に説明した帰還ループでは、積分器への入力はこのような波形をしています。積分器は、計算された出力電流が制御電圧に等しくなるまでピーク電流を調整します。計算された出力電流が制御ピンに比べて小さいと、エラーアンプがCOMP+の電圧を上げるので、電流コンパレータの入力電圧が上昇します。

## 動作

$V_{IN\_SENSE}$  電圧が電源電圧の抵抗分割器に接続されている場合、COMP+ が一定に保たれていると、電流制限は電源電圧に比例します。エラーアンプの出力は  $V_{IN\_SENSE}$  ピンの電圧で乗算されます。LT3799-1 が高速制御ループで構成されている場合、 $V_{IN\_SENSE}$  ピンが低速で変化しても、電流制限や出力電流に対して干渉しません。COMP+ ピンは  $V_{IN\_SENSE}$  の変化に対応します。乗算器を適切に機能させる唯一の方法は、制御ループの周波数を  $V_{IN\_SENSE}$  信号の基本周波数より 1 桁小さい値に設定することです。AC ライン電源の場合、電源電圧の基本周波数は 120Hz なので、制御ループのユニティゲイン周波数を約 120Hz 以下に設定する必要があります。2 次側に大きなエネルギー蓄積がない場合、出力電流は電源電圧の変化による影響を受けますが、出力電流の DC 成分は精確に保たれます。

## 起動

LT3799-1 はヒステリシスを伴った起動を使用し、高いオフライン電源電圧から動作します。電源電圧に抵抗を接続することにより、デバイスを高電圧から保護します。この抵抗はデバイスの  $V_{IN}$  ピンとコンデンサに接続します。抵抗がデバイスを 23V まで充電し、INTV<sub>CC</sub> が 10V でレギュレーション状態になると、デバイスは CT ピンを 340mV まで充電してからスイッチングを開始します。定常状態では、抵抗はデバイスに電力を供給しませんが、コンデンサによってデバイスが起動し、3 次巻線が抵抗とともに  $V_{IN}$  ピンに電力を供給し始めます。 $V_{IN}$  ピンには内部電圧クランプが備わっており、抵抗の電流によって  $V_{IN}$  ピンがこのピンの絶対最大定格電圧より高くなるのを防ぎます。内部クランプは 25V に設定されており、室温で 28mA (標準) の電流を流すことができます。ただし、理想的には、入力電源と  $V_{IN}$  ピンの間に接続される抵抗は、この内部クランプによってシャントされる電流が 10mA 以下になるように選択する必要があります。

## CT ピンとフォールト

CT ピンはフォールト回路のタイミング・ピンです。入力電圧が適正なレベルになると、CT ピンは 10 $\mu$ A の電流をソースします。CT ピンが 340mV に達すると、デバイスはスイッチングを開始します。出力電圧情報が FB ピンからサンプリングされますが、CT ピンが 1.25V に達するまでは無視されます。CT ピンが 1.25V に達したときに FB ピンが 1.25V より高いと、フォールト・フラグが“L”になります。FAULT ピンは、INTV<sub>CC</sub> ピンまたはその他の電源へ大きなプルアップ抵抗を接続して使用することを意図したものです。CT ピンは 200nA の電流をシンクし始めます。CT ピンが 240mV を下回ると、デバイスは自己を再イネーブルし、スイッチングを開始し、CT ピンに 10 $\mu$ A の電流をソースし始めますが、フォールト状態は解除されません。CT ピンが 1.25V に達して FB が 1.25V より低いと、FAULT ピンは解除されて“H”になり、スイッチングが継続します。1.25V より低くなければ、このプロセスが繰り返されます。

## 出力電流の設定

フライバック・トポロジーでは、最大出力電流は電源電圧と出力電圧に依存します。 $V_{IN\_SENSE}$  ピンが 1V と DC 電源電圧に接続された状態では、最大出力電流は、最小電源電圧と最大出力電圧のときに次式で求められます。

$$I_{OUT(MAX)} = 2 \cdot (1-D) \cdot \frac{N}{42 \cdot R_{SENSE}}$$

ここで、

$$D = \frac{V_{OUT} \cdot N}{V_{OUT} \cdot N + V_{IN}}$$

この最大出力電流を達成するための最大制御電圧は  $2V \cdot (1-D)$  です。

デバイスの許容差にマージンを与えるため、これらの値の 95% で動作させることを推奨します。

## 動作

力率の補正を設計する場合、出力電流波形が半正弦波の二乗波になり、上記の電流を供給することができなくなります。半サイクルにわたって正弦波の二乗を積分することにより、平均出力電流がピーク出力電流の値の半分になることが分かります。この場合、推奨する最大平均出力電流は以下のようになります。

$$I_{OUT(MAX)} = 2 \cdot (1-D) \cdot \frac{N}{42 \cdot R_{SENSE}} \cdot 47.5\%$$

ここで、

$$D = \frac{V_{OUT} \cdot N}{V_{OUT} \cdot N + V_{IN}}$$

この最大出力電流を達成するための最大制御電圧は(1-D)・47.5%です。

最大制御電圧以下では、出力電流は次式に等しくなります。

$$I_{OUT} = CTRL \cdot \frac{N}{42 \cdot R_{SENSE}}$$

V<sub>REF</sub>ピンは制御ピンで使用される2Vのリファレンス電圧を供給します。出力電流を設定するには、2Vのリファレンスから制御ピンのうちの1つに抵抗分割器を接続します。次式では抵抗分割器を使って出力電流を設定します。

$$R1 = R2 \left( \frac{2N}{42 \cdot I_{OUT} \cdot R_{SENSE}} - 1 \right)$$

ここで、R1はV<sub>REF</sub>ピンとCTRLピンに接続された抵抗で、R2はCTRLピンとグラウンドに接続された抵抗です。

## 臨界導通モードの動作

臨界導通モードは可変周波数スイッチング手法であり、サイクルごとに2次側電流を必ずゼロに戻します。電流検出手法がサイクルごとに2次側電流をゼロに戻すことを仮定しているため、LT3799-1はバウンダリ・モードと不連続モードに基づいて臨界電流を求めます。DCMピンは小容量のコンデンサと併用して高速電流入力コンパレータを使用し、3次巻線のdv/dtを検出します。漏れインダクタンスによるリングングによって誤ってトリップしないように、スイッチがオフした後、電流制限に応じて600ns～2.25μsのブランキング時間が与えられます。検出器は、2次側ダイオードがオフするときの3次巻線の電圧低下によってDCMピンに流れる40μAの電流を検出します。出力電流がこのコンパレータの出力を使って求められるので、この検出は重要です。スイッチ電圧が引き続きV<sub>IN</sub> + V<sub>OUT</sub>・Nに近く、スイッチ・ノードの寄生容量に蓄積されたすべてのエネルギーを消費する可能性があるため、これはスイッチをオンする最適な時点ではありません。2次側電流がゼロに達すると不連続なリングングが始まり、スイッチ・ノードの寄生容量のエネルギーが入力コンデンサに移動します。これは、スイッチ・ノードの寄生容量とトランスの1次巻線の磁化インダクタンスで構成される2次のネットワークです。この不連続なリングングの間のスイッチ・ノードの最小電圧はV<sub>IN</sub> - V<sub>OUT</sub>・Nです。LT3799-1は、不連続なスイッチ波形の間、dv/dt検出器を使ってスイッチ波形の勾配が負から正に変わる時点を検出することにより、この時点でスイッチをオンに戻します。このスイッチング手法は効率を5%改善する可能性があります。

## 動作

### センス抵抗の選択

外部NチャンネルMOSFETのソースとGNDの間の抵抗 $R_{SENSE}$ は、電流制限スレッシュホールドを超えることなくアプリケーションをドライブする適正なスイッチ電流を与えるように選択します。

力率補正を行わないアプリケーションでは、次式に従って抵抗を選択します。

$$R_{SENSE} = \frac{2(1-D)N}{I_{OUT} \cdot 42} \cdot 95\%$$

ここで、

$$D = \frac{V_{OUT} \cdot N}{V_{OUT} \cdot N + V_{IN}}$$

力率補正を行うアプリケーションでは、次式に従って抵抗を選択します。

$$R_{SENSE} = \frac{2(1-D)N}{I_{OUT} \cdot 42} \cdot 47.5\%$$

ここで、

$$D = \frac{V_{OUT} \cdot N}{V_{OUT} \cdot N + V_{IN}}$$

### 最小電流制限

LT3799-1は、ピーク電流制限の約7%の最小電流制限を行います。電流制限値が小さいと動作周波数が非常に高くなるので、臨界導通モードで動作するときに最小電流制限が必要になります。出力電圧検出回路には、3次巻線の出力電圧を検出するために最小時間のフライバック波形が必要です。必要な時間は350nsです。最小電流制限により、小型のトランスを使用することができます。これは、出力電圧の情報をサンプリングする時間を与えるのに、1次側インダクタンスを大きく磁化させる必要がないからです。

### 電流出力のレギュレーションに影響を与える誤差

製造環境においては、何らかのシステム的な問題とともに、電流のレギュレーションに影響を与えるいくつかの要因があります。製造の主な課題は、巻数比とLT3799-1の制御ループの精度です。巻数比はトランス・メーカーの巻線装置によって適正に制御されていますが、ほとんどのトランスは巻数比に厳密な許容差を必要としません。弊社は、トランス・メーカーと協力して巻数比に対して±1%の誤差を規定しました。その他のLEDドライバと同様に、デバイスもテストされ、制御ループのオフセットを除去するように調整され、最大出力電流の80%で±3%の誤差が規定されています。LED電流が最大出力電流から減少するに従って、誤差は大きくなります。最大出力電流の半分で、誤差は2倍の±6%になります。

制御電圧を理想電圧から調整することによって除去できる、システム的なオフセットがいくつかあります。フライバック期間を完璧な精度で測定するのは困難です。フライバック期間が高精度でない場合、制御電圧を理想値から調整してオフセットを除去する必要がありますが、この誤差は引き続きライン・レギュレーション誤差を生じます。電源電圧が低下すると、スイッチング・サイクルの時間誤差の割合が小さくなるので、オフセットが小さくなります。またその逆も同様です。この誤差は1次側電源電圧に対して補償することができますが、これは他の電源電圧に対する問題を十分に解決するものではありません。もう1つのシステム的な誤差は、電流コンパレータがメイン・パワー・デバイスを瞬時にオフできない点です。この遅延時間は1次側電流のオーバーシュートを生じます。オーバーシュートは1次側電流の勾配のみに関係し、電流レベルには関係しないので、出力電流が最大値に近いときには、このオーバーシュートが大きな問題になることはありません。オーバーシュートは電源電圧に比例するので、この場合もライン・レギュレーションに影響を与えます。

## 動作

### 汎用入力

LT3799-1は90V<sub>AC</sub>～265V<sub>AC</sub>の汎用入力範囲で容易に動作しますが、この範囲に制限されるわけではありません。LT3799-1を使用して、入力電圧が500V<sub>AC</sub>を超えるアプリケーションを実装できます。出力電流のレギュレーション誤差は、広い入力電圧範囲に対応する2つの応用回路を使って最小限に抑えることができます。1つは120V<sub>AC</sub>に対して最適化された回路で、もう1つは220V<sub>AC</sub>に対して最適化された回路です。「標準的応用例」のセクションの最初の応用回路では、汎用入力、120V<sub>AC</sub>、220V<sub>AC</sub>の3つの選択肢が示されています。この回路は3本の抵抗で変わります。「標準的性能特性」のセクションの、「LED電流とV<sub>IN</sub>」のグラフが3つすべての回路の出力電流のライン・レギュレーションを示しています。

### 巻数比の選択

バウンダリ・モード動作では、トランスの巻数比の選択に大きな自由度が与えられます。最大入力電圧ではデューティ・サイクルを小さくし、N<sub>PS</sub>を小さく保つことを推奨します。これは、AC波形がゼロ・ボルトまで低下すると、デューティ・サイクルが大きくなるからです。N<sub>PS</sub>を大きくすると出力電流が増加しますが、1次側の電流制限は一定に保たれます。これは良い案に思えますが、代償として2次側ダイオードのRMS電流が増加します。このことは、1次側MOSFETのスイッチとしての性能が優れているので、望ましいと言えないかもしれません。N<sub>PS</sub>を大きくすると2次側ダイオードの電圧ストレスが小さくなりますが、1次側MOSFETの電圧ストレスが大きくなります。全出力負荷でのスイッチング周波数が一定に保たれると、N<sub>PS</sub>に関係なく、トランスによってサイクルごとに供給されるエネルギーの量も一定に保たれます。したがって、トランスのサイズは実際的なN<sub>PS</sub>の値では変わりません。所定のアプリケーションに最適なMOSFETとダイオードを探す有効な方法は、巻数比を調整することです。

### スイッチ電圧のクランプ要件

絶縁要件が追加されることにより、AC電源トランスの漏れインダクタンスが大きくなります。漏れインダクタンスによるエネルギーは2次側に結合されず、MOSFETのドレイン・ノードに

注入されます。400V以上の定格のMOSFETがなだれ降伏によってこのエネルギーを必ずしも処理できるとは限らないので、これは問題です。したがって、MOSFETを保護する必要があります。すべてのAC電源アプリケーションには、図3に示すように、過渡電圧サプレッサ(TVS)とダイオードを接続することを推奨します。TVSデバイスには(V<sub>OUT</sub> + V<sub>f</sub>) \* Nより大きな逆ブレークダウン電圧が必要です。ここで、V<sub>OUT</sub>はフライバック・コンバータの出力電圧、V<sub>f</sub>は2次側ダイオードの順方向電圧、Nは巻数比です。

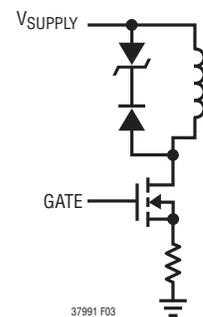


図3. クランプ

### トランスの設計に関する検討事項

トランスの仕様と設計は、LT3799-1をうまく利用する上で重要な部分です。高周波数用絶縁型電源トランスの設計に関する一般的な注意事項に加えて、以下の情報を注意深く検討します。トランスの2次側の電流は1次側でサンプリングされる電流から推定されるので、トランスの巻数比を厳密に制御して安定した出力電流を確保する必要があります。

トランス間の巻数比に±5%の許容誤差があると、出力レギュレーションに±5%より大きな変化が生じる可能性があります。幸い、ほとんどの磁気部品メーカーは1%以内の許容誤差の巻数比を保証することができます。リニアテクノロジーは、LT3799-1と一緒に使用するように予め設計されたフライバック・トランスを製作するため、主要な磁気部品メーカー数社と協力してきました。これらのいくつかのトランスの詳細を表1に示します。

## 動作

表 1. 予め設計されたトランス (注記がない限り、標準仕様)

トランスの 製品番号	サイズ (L×W×H)	L <sub>PRI</sub> (μH)	N <sub>PSA</sub> (N <sub>P</sub> :N <sub>S</sub> :N <sub>A</sub> )	R <sub>PRI</sub> (mΩ)	R <sub>SEC</sub> (mΩ)	メーカー	ターゲット・ アプリケーション (V <sub>OUT</sub> /I <sub>OUT</sub> )
JA4429	21.1mm×21.1mm×17.3mm	400	1:0.24:0.24	252	126	Coilcraft	22V/1A
7508110210	15.75mm×15mm×18.5mm	2000	6.67:1:1.67	5100	165	Würth Elektronik	10V/0.4A
750813002	15.75mm×15mm×18.5mm	2000	20:1.0:5.0	6100	25	Würth Elektronik	3.8V/1.1A
750811330	43.2mm×39.6mm×30.5mm	300	6:1.0:1.0	150	25	Würth Elektronik	18V/5A
750813144	16.5mm×18mm×18mm	600	4:1:0.71	2400	420	Würth Elektronik	28V/0.5A
750813134	16.5mm×18mm×18mm	600	8:1:1.28	1850	105	Würth Elektronik	14V/1A
750811291	31mm×31mm×25mm	400	1:1:0.24	550	1230	Würth Elektronik	85V/0.4A
750813390	43.18mm×39.6mm×30.48mm	100	1:1:0.22	150	688	Würth Elektronik	90V/1A
750811290	31mm×31mm×25mm	460	1:1:0.17	600	560	Würth Elektronik	125V/0.32A
X-11181-002	23.5mm×21.4mm×9.5mm	500	72:16:10	1000	80	Premo	30V/0.5A

## ループ補償

電流出力の帰還ループは、オペアンプの負入力と出力の間の補償コンデンサを使った積分器で構成されています。これは1ポール・システムなので、補償にゼロを必要としません。PFCを使ったオフライン・アプリケーションでは、クロスオーバー周波数を120Hzや100Hzのライン周波数より1桁小さく設定する必要があります。「標準的応用例」では、補償コンデンサは0.1μFです。

PFCを使わないアプリケーションでは、クロスオーバー周波数を上げて過渡性能を改善することができます。最適な性能を得るには、望みのクロスオーバー周波数をスイッチング周波数より1桁小さく設定する必要があります。

## MOSFETとダイオードの選択

LT3799-1は、強力な1.9Aゲート・ドライバを備えており、ほとんどの高電圧MOSFETを効率的にドライブすることができます。効率を最大にするには、 $Q_g$ が小さいMOSFETを推奨します。ほとんどのアプリケーションでは、MOSFETの温度

上昇を制限するように $R_{DS(ON)}$ を選択する必要があります。MOSFETがオフ状態で2次側ダイオードに電流が流れている間、MOSFETのドレインが $V_{OUT} \cdot N_{PS} + V_{IN}$ のストレスを受けます。ただし、ほとんどのアプリケーションでは、漏れインダクタンスによる電圧スパイクはこの電圧を超えます。このストレスの電圧はスイッチの電圧クランプによって決まります。スイッチ波形をオシロスコープで常にチェックして、漏れインダクタンスによる電圧スパイクがMOSFETのブレークダウン電圧より低いことを確認します。過渡電圧サプレッサとダイオードは漏れインダクタンスによる電圧スパイクより遅いので、計算値より高い電圧になります。

2次側漏れインダクタンスによってダイオードのアノードにリングングが生じることにより、2次側ダイオードのストレスが最大で $V_{OUT} + 2 \cdot V_{IN}/N_{PS}$ になる可能性があります。ダイオードと並列にRCスナバを接続すると、このリングングが除去されるので、逆電圧ストレスは $V_{OUT} + V_{IN}/N_P$ に制限されます。 $N_{PS}$ が大きく出力電流が3A以上の場合、ダイオードを流れる $I_{RMS}$ が非常に大きくなる可能性があるため、順方向電圧降下が小さいショットキー・ダイオードを推奨します。

## 動作

### 不連続モードの検出

不連続モードの検出器は、AC結合を使って3次巻線のリングングを検出します。ほとんどの設計に、500Ωの抵抗と直列接続した10pFのコンデンサを推奨します。漏れインダクタンスによるリングングの大きさによっては、漏れインダクタンスによるリングングによって誤ったトリップが生じないように、追加の電流が必要になる可能性があります。INTV<sub>CC</sub>からDCMピンに抵抗を接続すると、この電流が増えます。場合によっては、最大100μAの追加の電流が必要になる可能性があります。DCMピンは約0.7Vなので、抵抗値は以下の式を使って選択します。

$$R = \frac{10V - 0.7V}{I}$$

ここで、IはDCMピンに流れる追加の電流に相当します。

### 力率改善/高調波成分

LT3799-1は、内部乗算器を使ってメイン・パワースイッチのピーク電流をライン電圧に比例させることにより、力率を大きくして高調波成分を小さくします。ほとんどのアプリケーションでは、このデータシートの設計の計算式に従うことにより、0.97以上の力率が容易に達成できます。適正に設計すると、LT3799-1のアプリケーションはIEC 6100-3-2のクラスCの高調波標準規格を満たします。

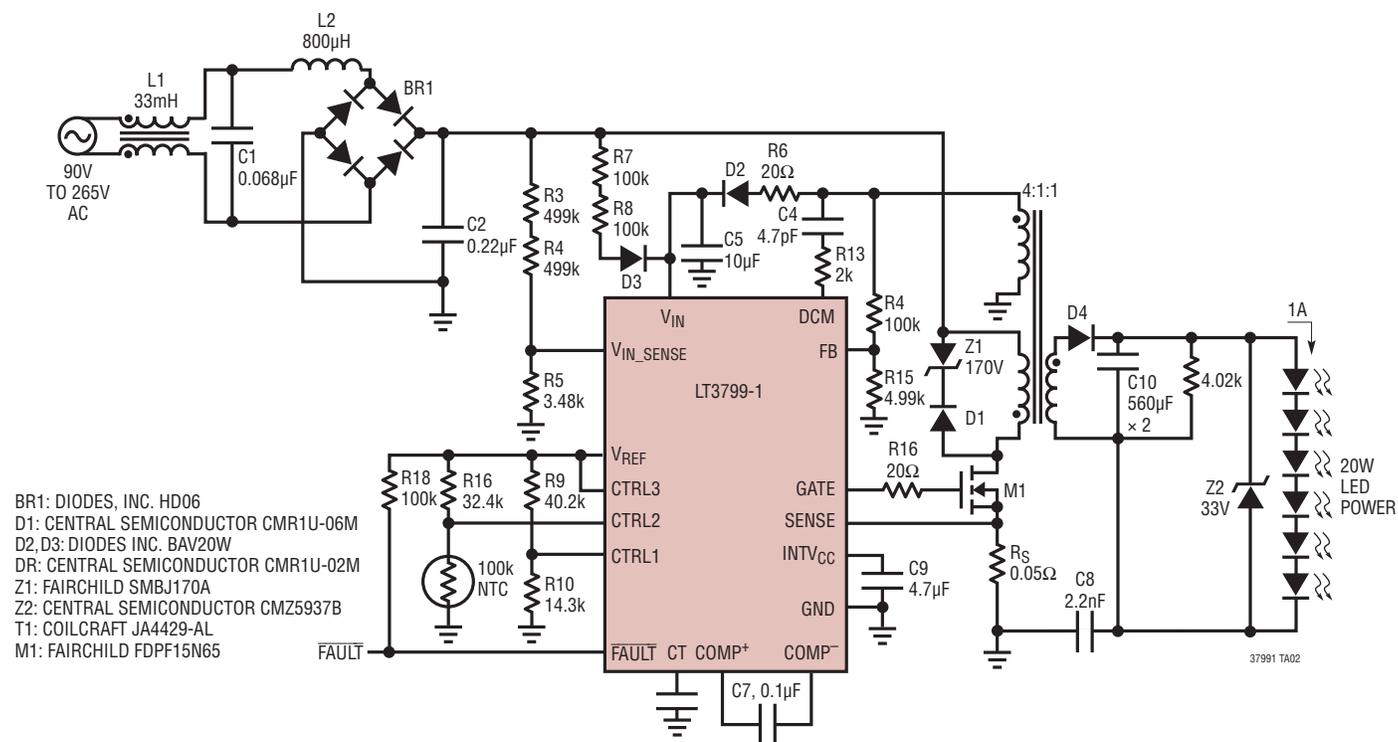
### オープンLEDフォールトと短絡LEDフォールトからの保護

LT3799-1は、3次巻線の電圧を調べることにより、出力の過電圧状態を検出します。メイン・パワースイッチがオフ状態で2次側ダイオードに電流が流れている場合、3次巻線の電圧は出力電圧に比例します。出力電圧を検出するには、出力に電力を供給する必要があります。「動作」のセクションの「CTピンとフォールト」で説明されているように、CTピンを使用して、過電圧状態が生じたときにスイッチングをオフし、過電圧状態が解消されているかどうかを再度確認します。これにより、出力に供給される出力電流が大幅に減少しますが、オープンLED状態の間に、設定される出力電流の2%を消費するために、ツェナー・ダイオードが必要です。ツェナー・ダイオードの電圧は、FBピンに接続された抵抗分割器によって設定される出力電圧より10%高くする必要があります。高出力電力のアプリケーションでは、ツェナー・ダイオードの温度を仕様範囲内に保つために、複数のツェナー・ダイオードを直列に接続する必要がありますがあるかもしれません。

短絡LED状態の間、LT3799-1は最小動作周波数で動作します。通常動作時には3次巻線がデバイスに電力を供給しますが、短絡LED状態の間は3次巻線の電圧はゼロになります。これにより、デバイスのV<sub>IN</sub>のUVLOがスイッチングをシャットダウンします。V<sub>IN</sub>がターンオン電圧に達すると、デバイスはスイッチングを再開します。

標準的応用例

20Wの汎用LEDドライバ

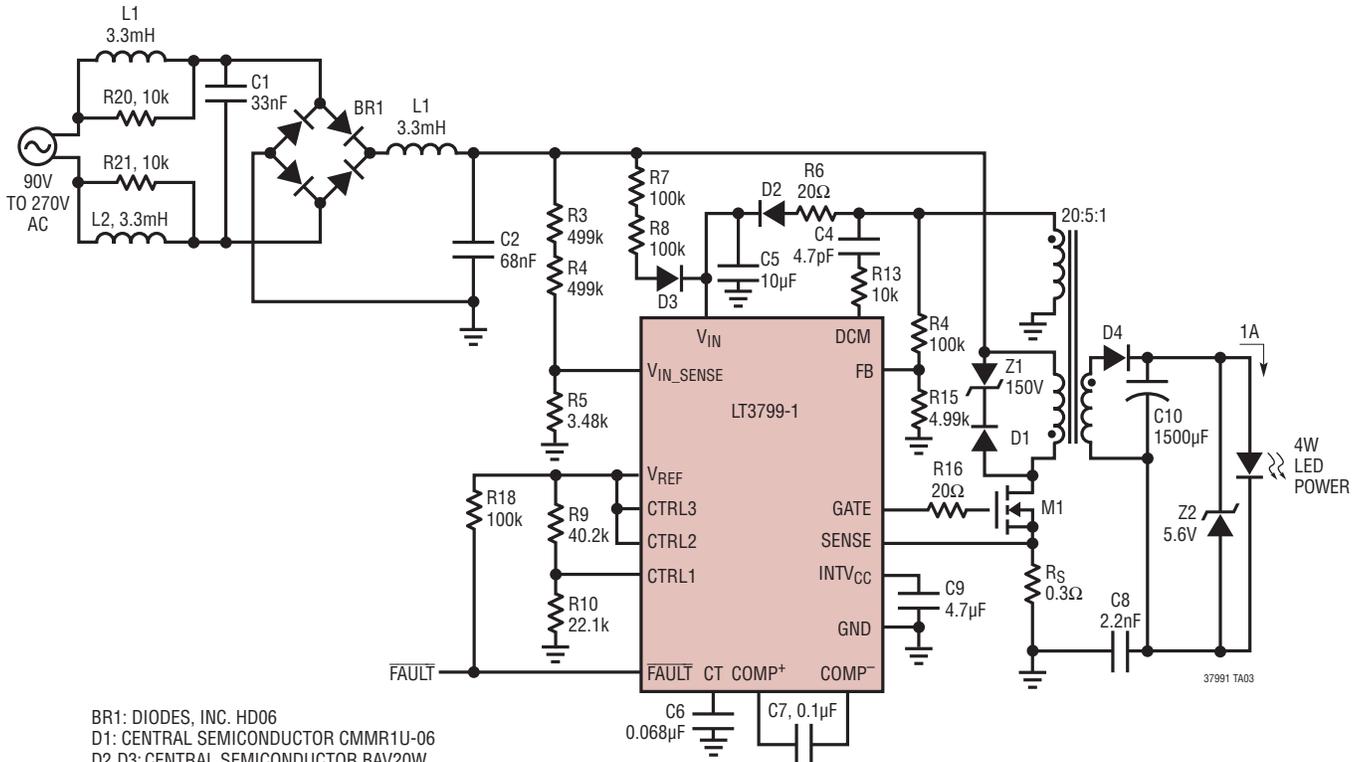


入力電圧範囲に対する部品の値

	R5 (Ω)	R10 (Ω)	RS (Ω)	C2 (µF)
Optimized for 110V	6.34k	15.8k	0.05	0.22
Optimized for 220V	3.48k	24.9k	0.075	0.1
Universal	3.48k	14k	0.05	0.22

## 標準的応用例

### 4Wの汎用入力LEDドライバ

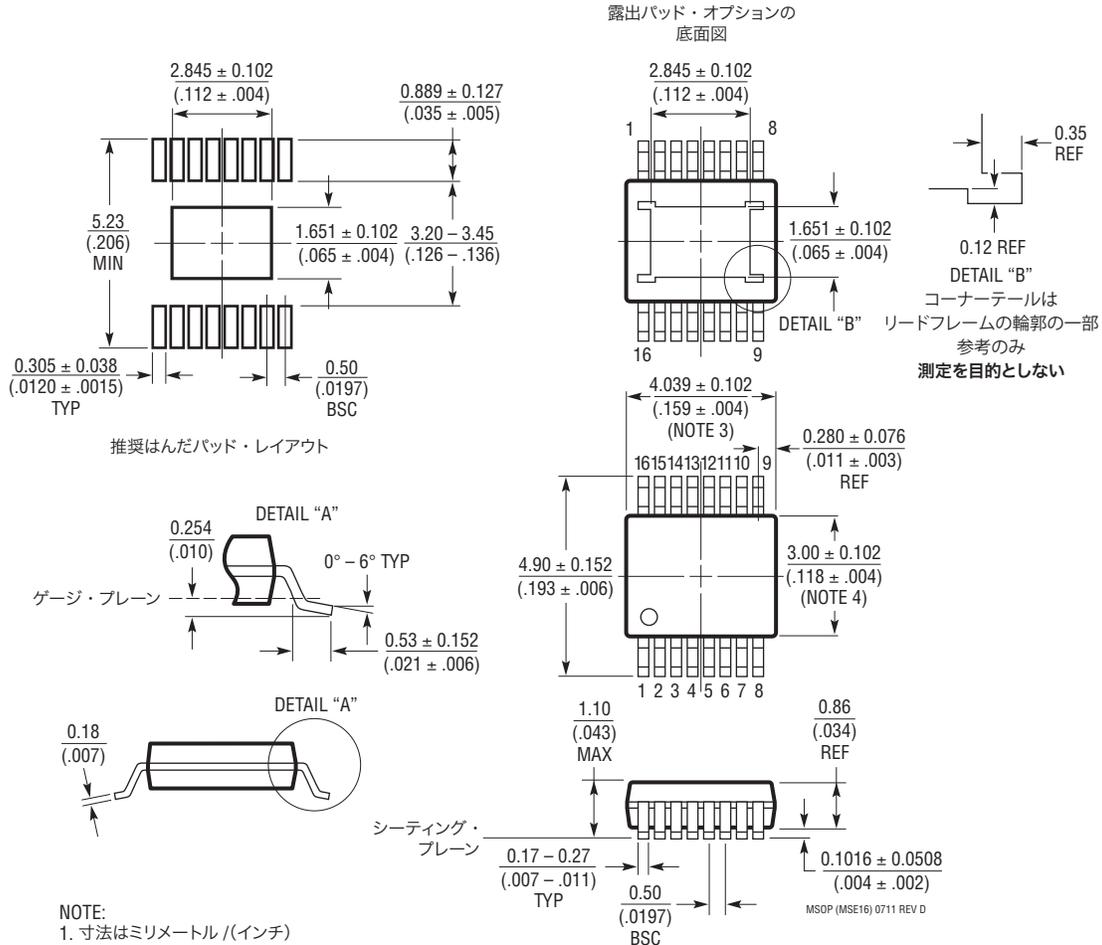


- BR1: DIODES, INC. HD06
- D1: CENTRAL SEMICONDUCTOR CMMR1U-06
- D2, D3: CENTRAL SEMICONDUCTOR BAV20W
- D4: CENTRAL SEMICONDUCTOR CSMH2-40L
- Z1: DIODES, INC SMAJ150
- Z2: CENTRAL SEMICONDUCTOR CMZ5919B
- T1: WÜRTH ELEKTRONIK WE-750813002
- M1: INFINEON SPU04N60C3

パッケージ

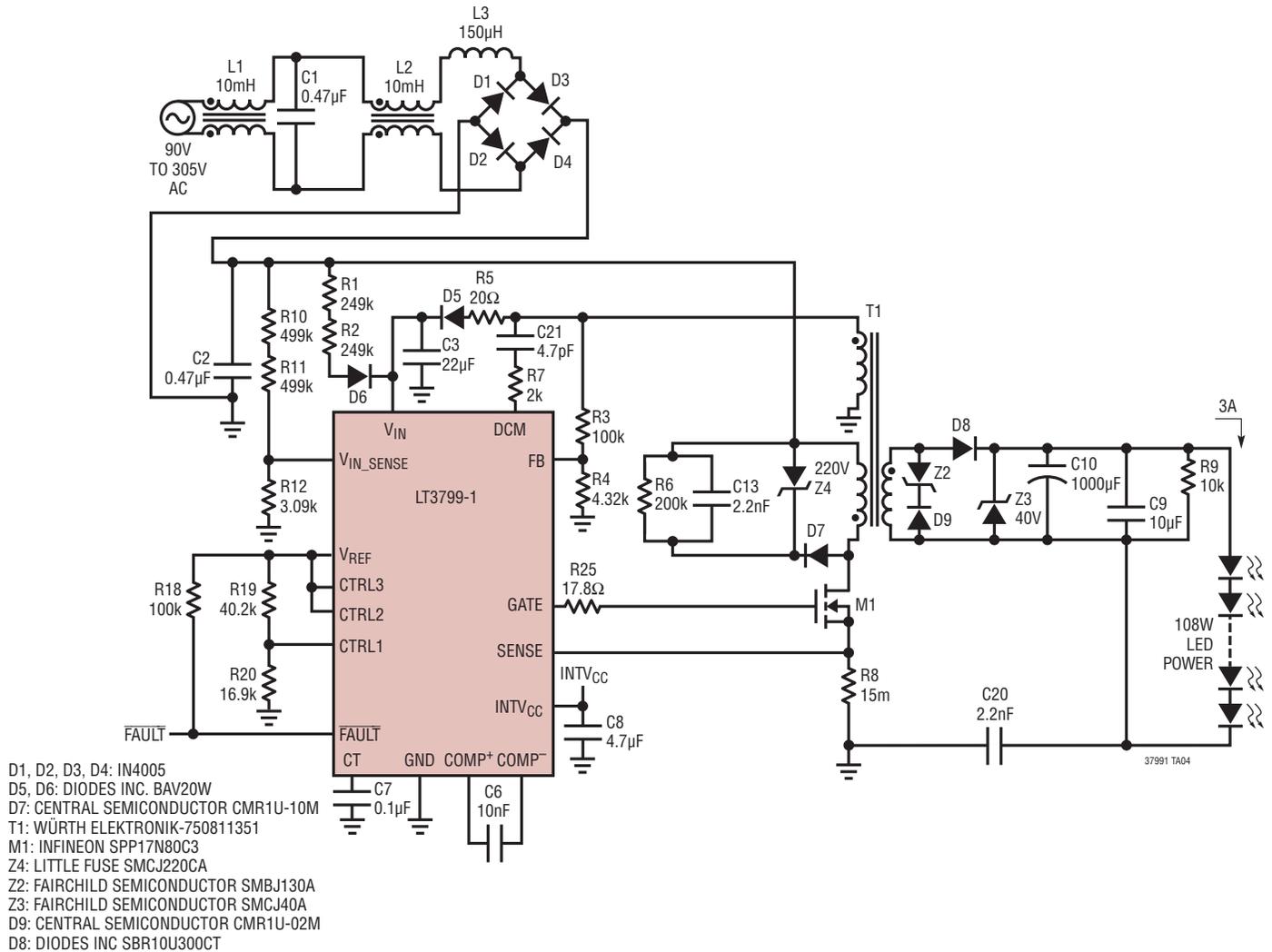
最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/> を参照してください。

MSE パッケージ  
16 ピン・プラスチック MSOP、露出ダイ・パッド  
(Reference LTC DWG # 05-08-1667 Rev D)



## 標準的応用例

108Wの90V～305V AC 入力LEDドライバ



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LT3755/LT3755-1/ LT3755-2	ハイサイド60V、1MHz LEDコントローラ、3000:1のTrue Color PWM <sup>TM</sup> 調光付き	V <sub>IN</sub> : 4.5V～40V、V <sub>OUT(MAX)</sub> = 60V、3000:1のTrue Color PWM調光、I <sub>SD</sub> < 1μA、3mm×3mm QFN-16およびMSOP-16Eパッケージ
LT3756/LT3756-1/ LT3756-2	ハイサイド100V、1MHz LEDコントローラ、3000:1のTrue Color PWM調光付き	V <sub>IN</sub> : 6V～100V、V <sub>OUT(MAX)</sub> = 100V、3000:1のTrue Color PWM調光、I <sub>SD</sub> < 1μA、3mm×3mm QFN-16および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 <sub>IN</sub> : 5.5V～36V、10000:1のTrue Color PWM調光、I <sub>SD</sub> < 1μA、5mm×8mm QFN-52パッケージ
LT3518	2.3A、2.5MHz高電流LEDドライバ、3000:1の調光付き	V <sub>IN</sub> : 3V～30V、3000:1のTrue Color PWM調光、I <sub>SD</sub> < 1μA、4mm×4mm QFN-16パッケージ
LT3517	1.3A、2.5MHz高電流LEDドライバ、3000:1の調光付き	V <sub>IN</sub> : 3V～30V、3000:1のTrue Color PWM調光、I <sub>SD</sub> < 1μA、4mm×4mm QFN-16パッケージ
LT3741	高電力、定電流、定電圧同期整流式降圧コントローラ	V <sub>IN</sub> : 6V～36V、平均電流モード制御、I <sub>SD</sub> < 1μA、4mm×4mm QFN-20およびTSSOP-20Eパッケージ

37991f