

アクティブPFC機能を備えた オプトカプラ不要の 絶縁型フライバック・コントローラ

特長

- 外付け部品点数を最小限に抑えた絶縁型PFCフライバック
- V_{IN} と V_{OUT} は外付け部品のみで制限
- アクティブ力率補正
- 高調波歪みが少ない
- オプトカプラ不要
- 定電流および定電圧レギュレーション
- 高精度の安定化電圧および電流(標準±5%)
- エネルギー・スター規格準拠(無負荷動作時の消費電力が0.5W未満)
- 熱特性の優れた16ピンMSOPパッケージ

アプリケーション

- 5W～100W超のオフライン・アプリケーション
- DC入力電圧の高い絶縁型アプリケーション
- オフラインのバス・コンバータ(12V、24V、または48V出力)

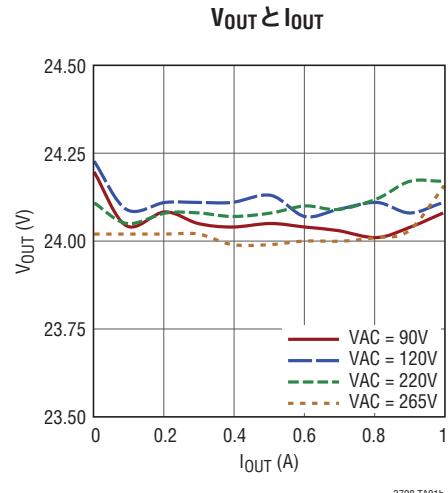
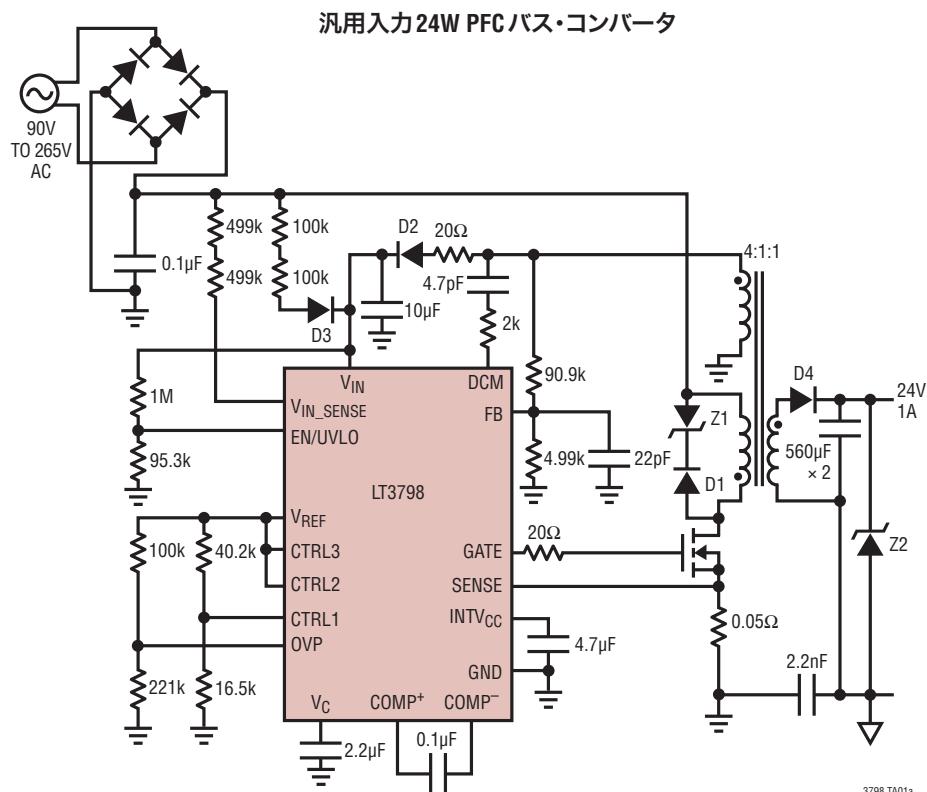
概要

LT[®]3798は、アクティブ力率補正(PFC)機能を備え、かつ1段式のコンバータに出力電圧を帰還するのにオプトカプラが不要な定電圧/定電流の絶縁型フライバック・コントローラです。LT3798を基本にした設計では、入力電流をアクティブに調整することにより、0.97より大きい力率を達成できるので、最高の高調波電流要件に適合することができます。

LT3798はさまざまな種類のオフライン・アプリケーションに適しています。入力範囲は、主に外付け部品の選択に応じて変更できます。最大100Wの出力電力レベルで86%より高い効率を達成できます。さらに、LT3798はDC入力電圧の高いアプリケーションの設計にも簡単に組み込むことができます。

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。5438499および7471522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



LT3798

絶対最大定格

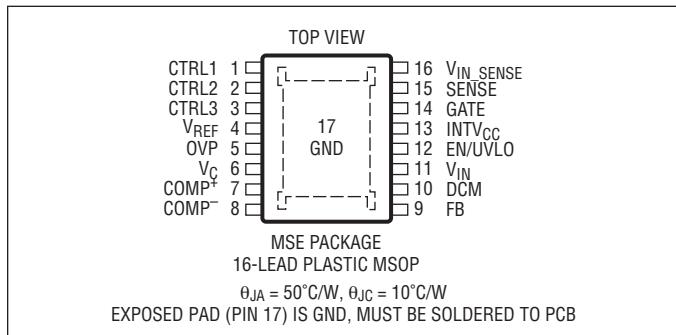
(Note 1)

EN/UVLO	30V
V _{IN}	42V
INTV _{CC}	12V
CTRL1、CTRL2、CTRL3	4V
FB、V _{REF} 、COMP ⁺	3V
V _C 、OVP、COMP ⁻	4V
SENSE	0.4V
V _{IN_SENSE}	1mA
DCM	±3mA

動作温度範囲(Note 2)

LT3798E/LT3798I	-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
LT3798EMSE#PBF	LT3798EMSE#TRPBF	3798	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT3798IMSE#PBF	LT3798IMSE#TRPBF	3798	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT3798HMSE#PBF	LT3798HMSE#TRPBF	3798	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 150°C
LT3798MPMSE#PBF	LT3798MPMSE#TRPBF	3798	16-Lead Plastic MSOP	-55°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。

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/tapeandreel/> 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°Cでの値。注記がない限り、V_{IN} = 18V、INTV_{CC} = 11V。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Voltage Range		10	38		V
V _{IN} Quiescent Current	V _{EN/UVLO} = 0.2V V _{EN/UVLO} = 1.5V, Not Switching	45 70	60 70	70	μA μA
V _{IN} Quiescent Current, INTV _{CC} Overdriven	V _{INTVCC} = 11V		60		μA
V _{IN} Shunt Regulator Voltage	I = 1mA		40		V
V _{IN} Shunt Regulator Current Limit			8		mA
INTV _{CC} Quiescent Current	V _{EN/UVLO} = 0.2V V _{EN/UVLO} = 1.5V, Not Switching	12.5 1.8	15.5 2.2	17.5 2.7	μA mA
EN/UVLO Pin Threshold	EN/UVLO Pin Voltage Rising	●	1.21	1.25	1.29
EN/UVLO Pin Hysteresis Current	EN/UVLO=1V		8	10	12
V _{IN_SENSE} Threshold	Turn Off		27		μA
V _{REF} Voltage	0 μA Load 200μA Load	● ●	1.97 1.95	2.0 1.98	V V
CTRL1/CTRL2/CTRL3 Pin Bias Current	CTRL1/CTRL2/CTRL3 = 1V			±30	nA

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	
SENSE Current Limit Threshold	$V_{IN_SENSE} = 150\mu\text{A}$	96	102	107	mV	
Minimum SENSE Current Limit Threshold	$V_{IN_SENSE} = 34\mu\text{A}$		14		mV	
Minimum SENSE Current Limit Threshold	$V_{IN_SENSE} = 21\mu\text{A}$		4		mV	
SENSE Input Bias Current	Current Out of Pin, SENSE = 0V		15		μA	
FB Voltage		●	1.22	1.25	1.28	V
FB voltage Line Regulation	$10\text{V} < V_{IN} < 35\text{V}$		0.01	0.03	%/V	
FB Pin Bias Current	(Note 3), FB = 1V	4.05	4.25	4.4	μA	
FB Error Amplifier Voltage Gain	$\Delta V_{VC}/\Delta V_{FB}$, CTRL1=1V, CTRL2=2V, CTRL3=2V		180		V/V	
FB Error Amplifier Transconductance	$\Delta I = 5\mu\text{A}$		170		UMHOS	
Current Error Amplifier Voltage Gain	$\Delta V_{COMP+}/\Delta V_{COMP-}$, CTRL1 = 1V, CTRL2 = 2V, CTRL3 = 2V		100		V/V	
Current Error Amplifier Transconductance	$\Delta I = 5\mu\text{A}$		50		UMHOS	
Current Loop Voltage Gain	$\Delta V_{CTRL}/\Delta V_{SENSE}$, 1000pF Cap from COMP ⁺ to COMP ⁻		21		V/V	
DCM Current Turn-On Threshold	Current Out of Pin		80		μA	
Maximum Oscillator Frequency	COMP ⁺ = 0.95V, $V_{IN_SENSE} = 150\mu\text{A}$		150		kHz	
Minimum Oscillator Frequency	COMP ⁺ = 0V, $V_{FB} < V_{OVP}$		4		kHz	
Minimum Oscillator Frequency	COMP ⁺ = 0V, $V_{FB} > V_{OVP}$		0.5		kHz	
Backup Oscillator Frequency			20		kHz	
リニア・レギュレータ						
INTV _{CC} Regulation Voltage	No Load	9.8	10	10.4	V	
Dropout (V_{IN} -INTV _{CC})	$I_{INTVCC} = -10\text{mA}$, $V_{IN} = 10\text{V}$		500	900	mV	
Current Limit	Below Undervoltage Threshold	12	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%		18		ns	
t_f GATE Driver Output Fall Time	$C_L = 3300\text{pF}$, 90% to 10%		18		ns	
GATE Output Low (V_{OL})			0.01		V	
GATE Output High (V_{OH})			INTV _{CC} - 50mV		V	

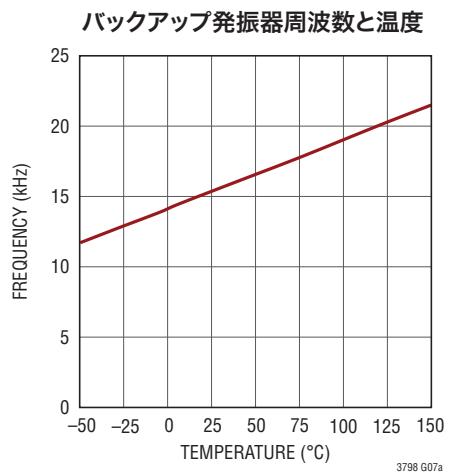
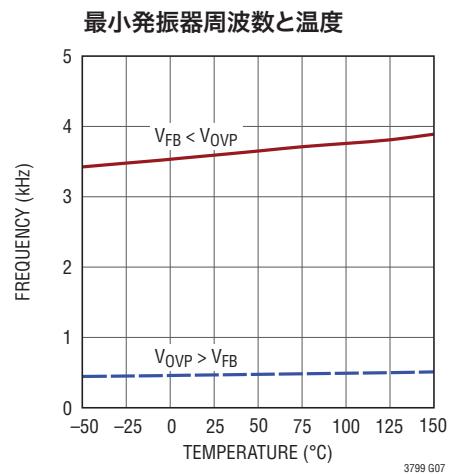
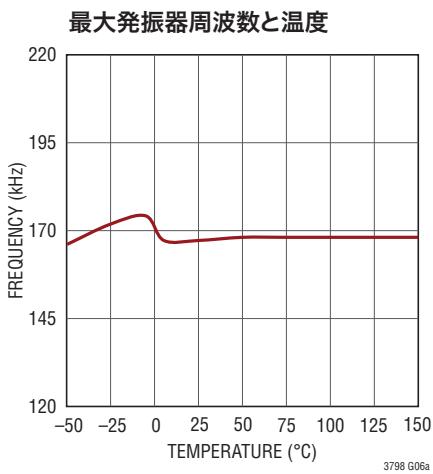
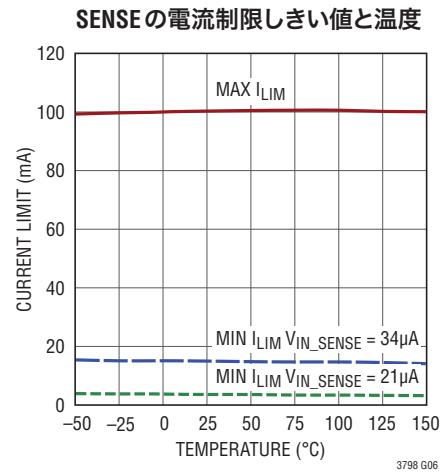
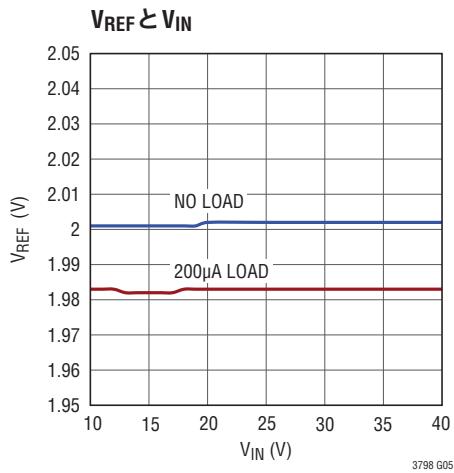
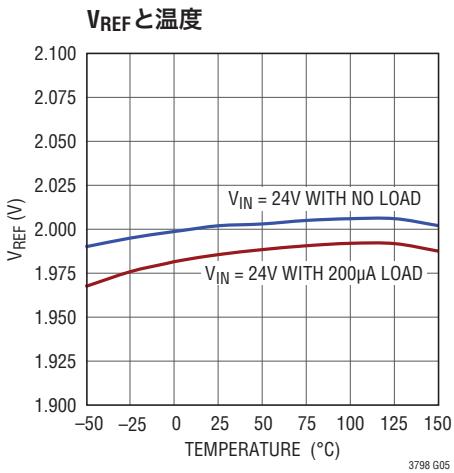
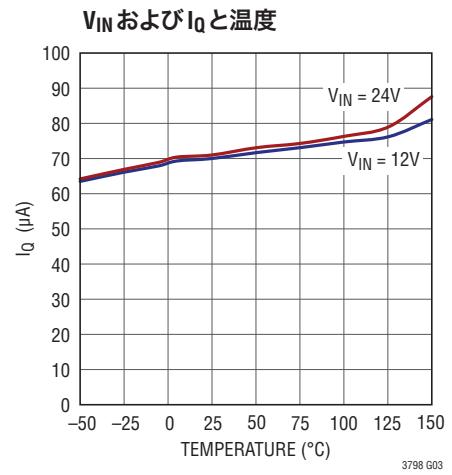
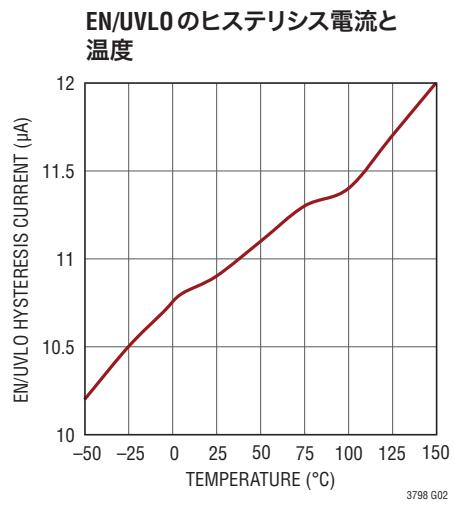
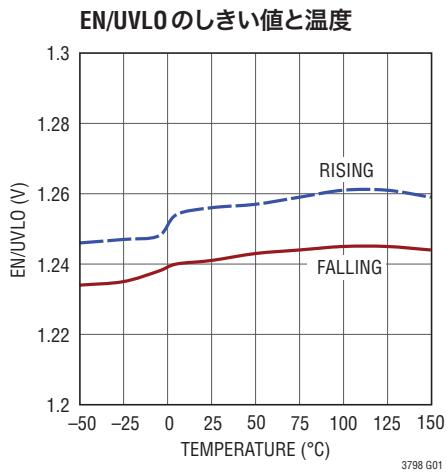
Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える恐れがある。

Note 2: LT3798Eは、 $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の接合部温度で規定性能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。

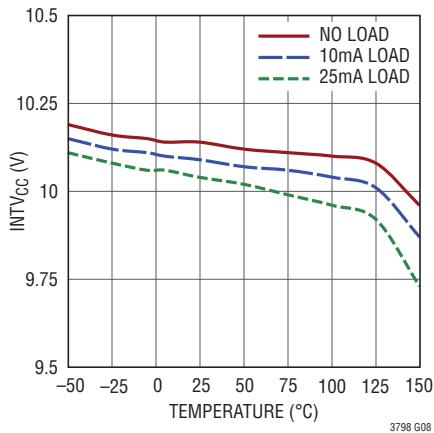
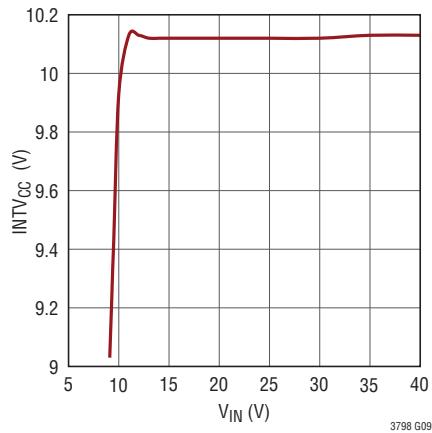
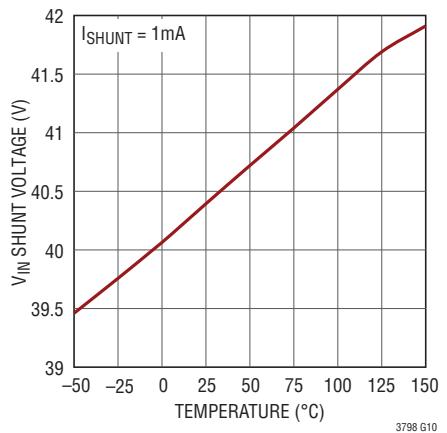
コントロールとの相関で確認されている。LT3798Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で規定性能に適合することが保証されている。LT3798Hは $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。3798MPは $-55^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。高い接合部温度は動作寿命に悪影響を及ぼす。接合部温度が 125°C を超えると、動作寿命は短くなる。

Note 3: 電流はFBピンから流れ出す。

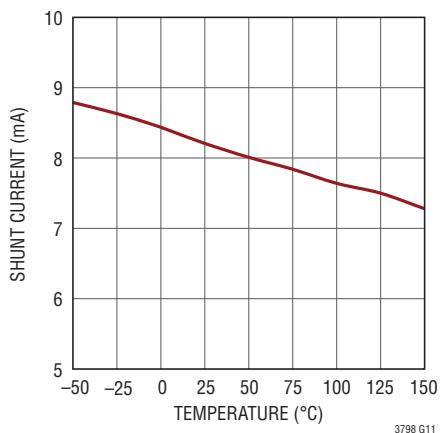
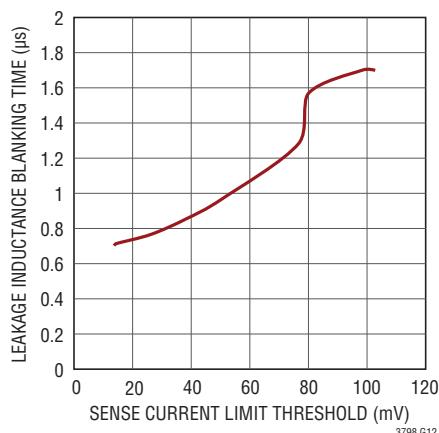
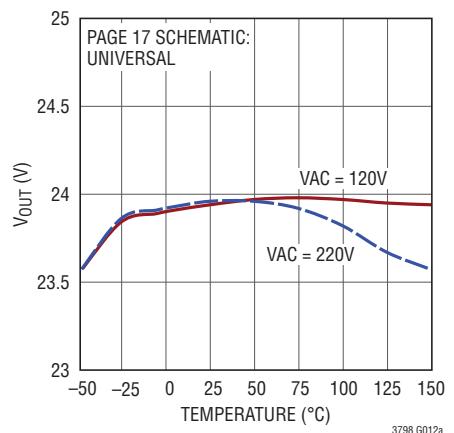
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。



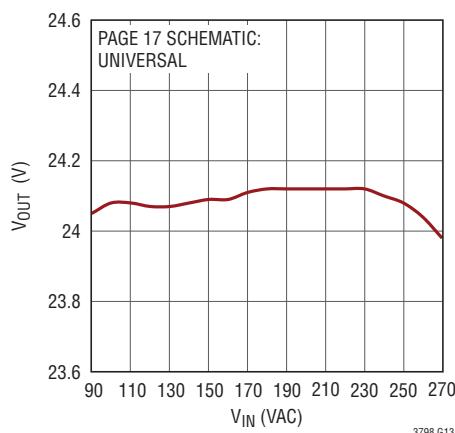
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

INTV_{CC}と温度INTV_{CC}とV_{IN}V_{IN} シャント電圧と温度

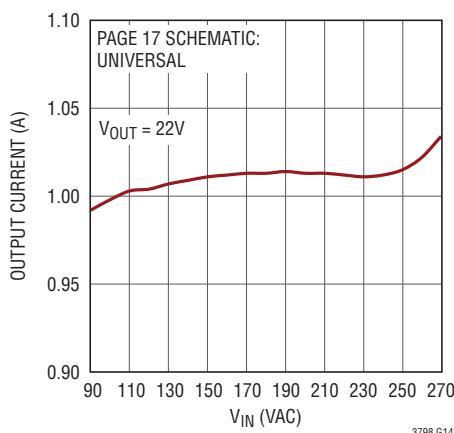
最大シャント電流と温度

漏れインダクタンスのブランディング
時間とSENSEの電流制限しきい値V_{OUT}と温度

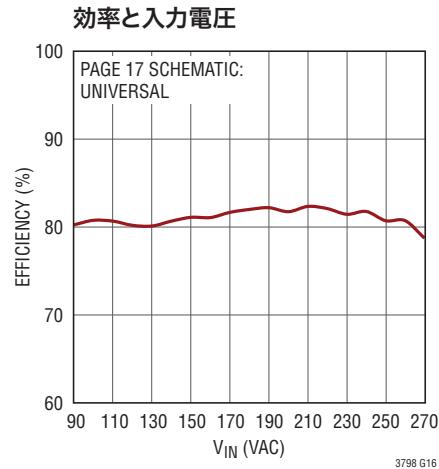
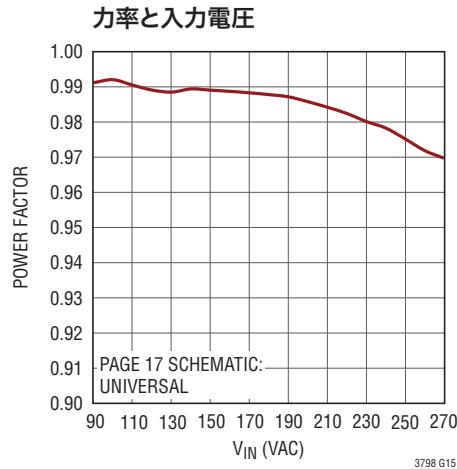
出力電圧と入力電圧



出力電流と入力電圧



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



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。

V_{REF} (ピン4): 電圧リファレンスの出力ピン。標準で2Vです。このピンは、アナログ調光または出力負荷の温度制限/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 μA の電流を供給することができます。

OVP (ピン5): 過電圧保護。このピンはDC電圧を受け取り、サンプル・ホールドの電圧出力情報と比較します。出力電圧情報がOVPを超えると、デバイスは最小スイッチング周波数を8で割って約500Hzにします。これによって出力に接続されたデバイスを保護します。また、これにより、デバイスは無負荷時に非常に小さい消費電力で動作することによってエネルギー・スターの要件を満たすことができます。

V_C (ピン6): 内部エラーアンプの補償ピン。このピンからグランドに直列のRCを接続してスイッチング・レギュレータを補償します。100pFのコンデンサを並列に接続すると、ノイズの除去に効果があります。

COMP⁺、COMP⁻ (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、出力電圧を安定化します。コンバータが電流モードで使用されていると、FBピンは通常1.25Vより低い電圧レベルであり、出力の開放状態を検出すると、1.25Vの定常状態に達します。

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_{IN} (ピン11): 入力電圧。このピンは、内部起動回路とINTV_{CC} 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。42V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。

EN/UVLO (ピン12): イネーブル/低電圧ロックアウト。V_{IN}に接続された抵抗分割器をこのピンに接続して、LT3798がオンする最小入力電圧を設定します。1.25Vより低いと、内部回路のほとんどがディスエーブルされた状態でデバイスに60 μA が流れ、EN/UVLOピンから10 μA のヒステリシス電流が引き出されます。1.25Vより高いと、デバイスはイネーブルされてスイッチングを開始し、10 μA のヒステリシス電流はオフします。

INTV_{CC} (ピン13): 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、10V(標準)に安定化されます。INTV_{CC}は、ピンの近くに配置した4.7 μF のコンデンサでバイパスする必要があります。

ピン機能

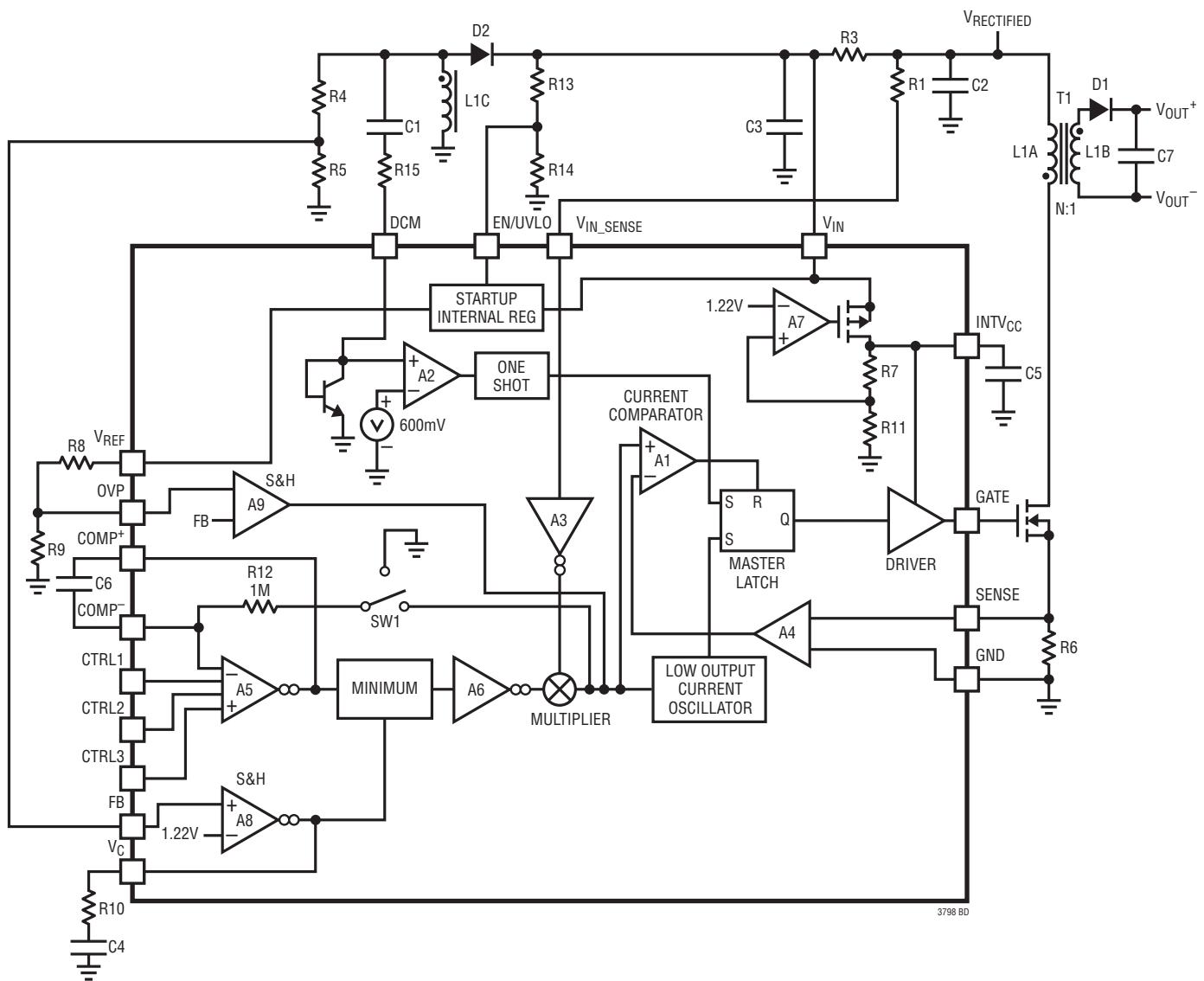
GATE (ピン14) : NチャネルFETゲート・ドライバの出力。INTVCCとGNDの間でスイッチングします。シャットダウン状態の間はGNDにドライブされ、低電圧状態の間は“H”に保たれます。

SENSE (ピン15) : 制御ループの電流検出入力。このピンは、NFETのソースのスイッチ電流検出抵抗 R_{SENSE} の正端子にケルビン(4線)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_{IN_SENSE} (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。このピンにはライン電圧と直列に抵抗を接続します。PFC機能が不要な場合、このピンは25k抵抗でINTVCCに接続します。

GND (露出パッド・ピン17) : グラウンド。パッケージの露出パッドは、グラウンドへの電気的接続とプリント回路基板への良好な熱的接触を行います。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する必要があります。

ブロック図



3798 BD

3798fa

動作

LT3798は、絶縁型フライバック・トポロジーを使って定電流/定電圧電源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は、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。LT3798は、検出抵抗からの外付け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。

オフライン電源にはアクティブな力率補正が必須なものになっており、電力レベルが減少しています。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。LT3798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。

システムの全体像を「ブロック図」に示します。外付け部品はフライバック・トポロジーで構成されています。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INTVCC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、2個のエラーアンプ、最小回路、乗算器、伝送ゲート、電流コンパレータ、低出力電流発振器、およびマスター・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、3次巻線からの出力電圧をサンプリングするサンプル・ホールド機能も備えています。3次巻線にコンデンサを接続し、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。

LT3798はオフライン・アプリケーションとDCアプリケーションの両方を対象に設計されています。ヒステリシスを伴ったマイクロパワー起動を行うようにEN/UVLOと抵抗分割器を構成することができます。「ブロック図」のR3は高い電源電圧に耐えるために使用されています。V_{IN}が2.5Vを超えると、内部LDOがINTVCCに電流を供給し始めます。V_{IN}とINTVCC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}がタ

ンオンしきい値を超え、INTVCCが10Vでレギュレーション状態になると、デバイスはスイッチングを開始します。V_{IN}のヒステリシスはEN/UVLOの抵抗分割器によって設定されます。3次巻線の電圧がV_{IN}電圧を上回ると、3次巻線がV_{IN}に電力を供給します。フォ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40Vを超えると、8mA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・ドライバが外付け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次巻線にもリンギングが生じます。リンギングが生じると、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用いて出力電流を計算します(以下の説明を参照)。dv/dt検出器がリンギ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際のエネルギーの損失量を最小限に抑え、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次側制御ループ

LT3798は、2つの異なるエラーアンプを使用することにより、定電流/定電圧動作を実行します。これらの2つのアンプは、「ブロック図」の「MINIMUM」ブロックに示すように、2つのうち低い方の電圧を出力する回路に接続されています。この電圧は、乗算器に加えられる前に電流に変換されます。

動作

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、V_{IN_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の出力は一定であり、乗算器の出力はA6に比例するので無視することができます。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にも接続されており、1M抵抗に接続されます。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。これは出力ダイオードD1がオン状態のフライバック期間と呼ばれています。1M抵抗を介した電流はA5によって積分されます。最も小さいCTRL入力が定常状態の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検出抵抗を用い、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で、代わりに、LT3798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_{PS}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。

$$I_{OUT} = 0.5 \cdot I_{PK} \cdot N_{PS} \cdot D$$

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。LT3798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

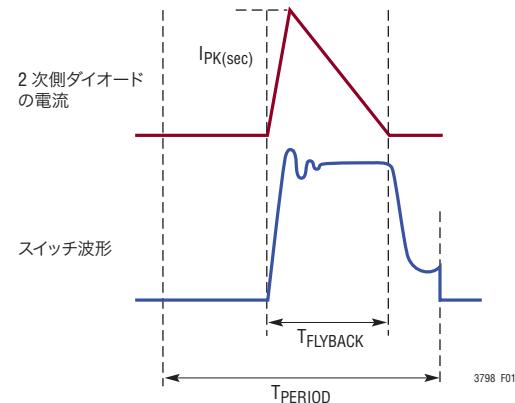


図1. 2次側ダイオードの電流とスイッチ波形

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。前記の帰還ループでは、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⁺ノード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。

1次側電圧制御

出力電圧は1次側の3次巻線を介して得られます。抵抗分割器が電圧エラーアンプへの出力電圧を減衰させます。サンプル・ホールド回路が減衰した出力電圧をサンプリングし、エラーアンプに供給します。エラーアンプの出力はV_Cピンです。このノードには、出力電圧の制御ループを補償するためのコンデンサが必要です。

力率補正

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、電流制限は電源電圧に比例します。2つのエラーアンプの出力の最小値は、V_{IN_SENSE}ピンの電圧で乗算されます。LT3798が高速制御ループで構成されている場合、V_{IN_SENSE}ピンがゆっくり変化すると、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。乗算器を機能させる唯一の方法は、制御ループの周波数を

動作

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。オフライン電源の場合、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12Hz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成分は変化しません。DC入力のアプリケーションやPFC機能のないAC入力のアプリケーションでは、 V_{IN_SENSE} からACライン電圧ではなく、INTVCCに25k抵抗を接続します。

起動

LT3798はヒステリシスを伴った起動を使用し、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} ピンに接続し、コンデンサでバイパスします。この抵抗が V_{IN} ピンをEN/UVLOの抵抗分割器で設定されたターンオン電圧まで充電し、INTVCCピンがレギュレーション・ポイントになると、デバイスは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できませんが、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40Vに設定されており、室温で8mA(標準)の電流を流すことができます。

V_{IN} のターンオン電圧およびターンオフ電圧の設定

3次巻線がデバイスに電力を供給するための時間を確保するため、 V_{IN} のターンオン電圧と V_{IN} のターンオフ電圧の間に大きな電圧差があることが望まれます。EN/UVLOによって、これら2つの電圧が設定されます。このピンの電流シンクは、ピンの電圧が1.25Vより低いときは10μAで1.25Vより高いときは0μAです。 V_{IN} ピンは図2に示すように抵抗分割器に接続します。 V_{IN} の上昇時のUVLOしきい値は次式のようになります。

$$V_{IN(UVLO,RISING)} = \frac{1.25V \cdot (R1+R2)}{R2} + 10\mu A \cdot R1$$

The UVLO Threshold for V_{IN} Falling is:

$$V_{IN(UVLO,FALLING)} = \frac{1.25V \cdot (R1+R2)}{R2}$$

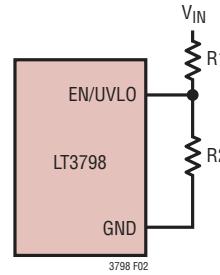


図2. 低電圧ロックアウト(UVLO)

出力電圧の設定

出力電圧は3次巻線からFBピンへの抵抗分割器を使用して設定します。「ブロック図」に示されるように、抵抗R4およびR5が3次巻線からの抵抗分割器を構成しています。また、FBはダイオードの電圧降下を補償する内部電流源を備えています。この電流源は出力電圧にオフセットを生じますので、出力電圧を設定する際に考慮する必要があります。出力電圧の式は次のようになります。

$$V_{OUT} = V_{BG} (R4+R5)/(N_{ST} \cdot R5) - (V_F + (R4 \cdot I_{TC})/N_{ST})$$

ここで、 V_{BG} は内部リファレンス電圧、 N_{ST} は2次巻線と3次巻線の巻数比、 V_F は出力整流ダイオードの順方向電圧降下、 I_{TC} はFBピンの内部電流源です。

ダイオードの順方向電圧降下の温度係数は、 $(R4 \cdot I_{TC})/N_{ST}$ の項を打ち消す値にする必要があります。温度に対する部分導関数を求めることにより、R4の値が以下であることが分かります。

$$R4 = N_{ST}(1/(\delta I_{TC}/\delta T)(\delta V_F/\delta T))$$

$$\delta I_{TC}/\delta T = 12.4nA/^{\circ}C$$

$$I_{TC} = 4.25\mu A$$

ここで、 $\delta I_{TC}/\delta T$ は I_{TC} 電流源の部分導関数、 $\delta V_F/\delta T$ は出力整流ダイオードの順方向電圧降下の部分導関数です。

上式で設定されたR4により、R5の抵抗値を次式を使って求められます。

$$R5 = (V_{BG} \cdot R4)/(N_{ST}(V_{OUT}+V_F)+R4 \cdot I_{TC}-V_{BG})$$

動作

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100μAの電流源と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。

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

where

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

この最大出力電流を達成するための最大制御電圧は2V • (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。

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になります。

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

where

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

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。

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

V_{REF}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。

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

ここで、R1はV_{REF}ピンとCTRLピンに接続された抵抗で、R2はCTRLピンとグランドに接続された抵抗です。

V_{IN_SENSE}抵抗の設定

V_{IN_SENSE}抵抗により、電流制限を調整して力率補正を行う内部乗算器に流れる電流が設定されます。最大ライン電圧V_{MAX}のとき、電流は360μAに設定されます。この条件では、抵抗値は(V_{MAX}/360μA)に等しくなります。

DC入力のアプリケーションやPFC機能のないAC入力のアプリケーションでは、V_{IN_SENSE}からACライン電圧ではなくINTV_{CC}に25k抵抗を接続します。

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ので、LT3798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誤ったトリップを防ぐため、スイッチがオフした後に600ns～2μsのブランкиング時間が与えられます。この時間は、「標準的性能特性」のセクションの「漏れインダクタンスのブランкиング時間とSENSEの電流制限しきい値」の曲線によって決まります。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80μA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_{IN} + V_{OUT} • N_{PS}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ので、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

動作

ギングが始まり、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。この不連続なリンクギングの間のスイッチ・ノードの最小電圧は $V_{IN} - V_{OUT} \cdot N_{PS}$ です。LT3798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な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。

検出抵抗の選択

外付けNチャネルMOSFETのソースとGNDの間の抵抗 R_{SENSE} は、電流制限しきい値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が得られ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。

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

where

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

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。

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

where

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

最小電流制限

LT3798は、ピーク電流制限の約18%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。

ライン入力電流のクロスオーバー歪みを改善させるため、 V_{IN_SENSE} の電流が $27\mu A$ より小さくなると、補助の6%の最小電流制限が有効になります。この小さい最小電流制限ではオフ時間が非常に短くなるので、サンプル・ホールドが非アクティブになります。

汎用入力

LT3798は90VAC～265VACの一般的な入力電圧範囲で動作します。「標準的性能特性」のセクションの「出力電圧と入力電圧」および「出力電流と入力電圧」のグラフは、「標準的応用例」のセクションの最初のアプリケーション回路の出力電圧および出力電流の入力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_{PS} を小さく保つことを推奨します。これは、AC波形がゼロ・ポ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_{PS} 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_{PS} 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。最大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_{PS} 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_{PS} 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。

動作

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次側に結合されませんが、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。すべてのオフライン・アプリケーションには、図3に示すように、トランジエント電圧サプレッサ(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 $(V_{OUT} + V_F) \cdot NPS$ より大きな逆ブレーキダウン電圧が必要です。ここで、 V_{OUT} はフライバック・コンバータの出力電圧、 V_F は2次側ダイオードの順方向電圧、 NPS は巻数比です。TVSクランプの代わりに、RCDクランプを使用することができます。

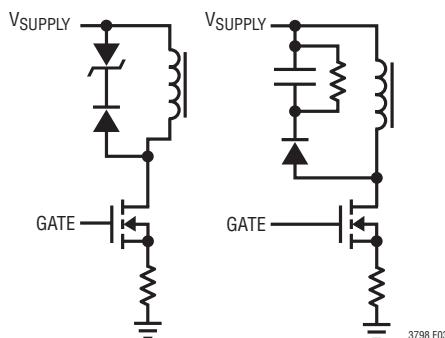


図3. TVSおよびRCDのスイッチ電圧クランプ

短絡からの保護が必要な設計には、スパイクのクランプに加えて、RCスナバを使用することによってリギングの量を減らすことが必要となる場合があります。漏れインダクタンスによるリギングは短絡状態のときに最悪になり、バイアス・コンデンサをピーク充電することでコンバータがオン/オフを繰り返さないようにできます。出力ダイオードの電力損失を小さく保つには、オン/オフ・サイクルが必要です。代わりに、ヒートシンクを使ってダイオード温度を管理することができます。

RCスナバの推奨設計手順は、スナバなしでMOSFETをオフするときのMOSFETのドレインのリギング時間測定し、次いで、容量を(100pF程度から始めて)リギング時間が1.5倍~2倍になるまで増やします。この時間の変化によって

寄生容量の値が求められ、これにより寄生インダクタンスも初期時間から求められます。同様に、前に述べたスイッチの容量とトランスの漏れインダクタンスを使って初期値を推定することができます。いったんドレイン・ノードの容量とインダクタンスの値が分ると、スナバ容量に直列抵抗を追加することによって電力を消費し、リギングを大幅に減衰させることができます。観測された時間(t_{PERIOD} および $t_{PERIOD(SNUBBED)}$)とスナバ容量($C_{SNUBBER}$)を使って最適な直列抵抗を求める式を以下に示し、この結果得られる波形を図4に示します。

$$C_{PAR} = \frac{C_{SNUBBER}}{\left(\frac{t_{PERIOD(SNUBBED)}}{t_{PERIOD}}\right)^2 - 1}$$

$$L_{PAR} = \frac{t_{PERIOD}^2}{C_{PAR} \cdot 4\pi^2}$$

$$R_{SNUBBER} = \sqrt{\frac{L_{PAR}}{C_{PAR}}}$$

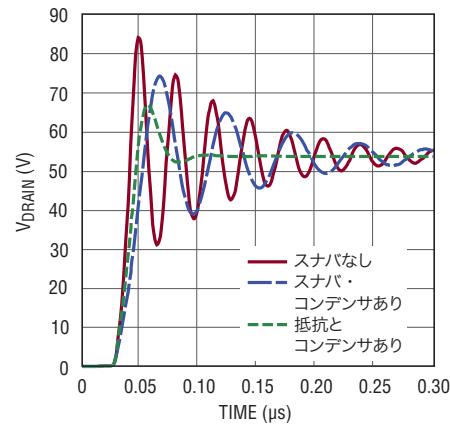


図4. 異なるRCスナバを使ったMOSFETのドレインで観測される波形

スナバによって吸収されるエネルギーは熱に変換され、負荷には供給されないことに注意してください。高電圧や高電流のアプリケーションでは、スナバを熱損失に対応したサイズにする必要があるかもしれません。容量性損失によるスナバ

動作

抗の電力損失を求めるには、MOSFETがオンする直前のドレン電圧を測定し、この電圧とMOSFETのスイッチング周波数に関する次式を使って予測される電力損失を求めます。

$$P_{\text{SNUBBER}} = f_{\text{SW}} \cdot C_{\text{SNUBBER}} \cdot V_{\text{DRAIN}}^2 / 2$$

コンデンサの値を小さくすると、MOSFETのドレンのピーク電圧が上昇する代わりにスナバで消費される電力を低減できる一方で、容量の値を大きくするとオーバーシュートが小さくなります。

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、LT3798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、

LT3798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。

ループ補償

電圧帰還ループは従来のGMエラーアンプです。PFCが正常に動作するため、ループのクロスオーバー周波数はライン周波数の2倍よりも大幅に低く設定されています。

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機能を備えたオフライン・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機能の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トランジメント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。

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 _{PRI} (μH)	N _P :N _S :N _A	R _{PRI} (mΩ)	R _{SEC} (mΩ)	メーカー	ターゲット・ アプリケーション (V _{OUT} /I _{OUT})
JA4429	21.1mm×21.1mm×17.3mm	400	1:0.24:0.24	252	126	Ceilcraft	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	Promo	30V/0.5A
750811248	31mm×31mm×25mm	300	4:1:0.1.0	280	25	Würth Elektronik	24V/2A
S001621	25mm×22.2mm×16mm	820	16:1.0:4.0	1150	10	Renco	5V/4A
750312872	43.2mm×39.6mm×30.5mm	14	1:1:0.8	11	11	Würth Elektronik	28V/4A

動作

MOSFETとダイオードの選択

LT3798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。トランジエント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ク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、このリンクが除去されるので、逆電圧ストレスは $V_{OUT} + V_{IN}/N_{PS}$ 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ので、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。

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次巻線のリンクを検出します。ほとんどの設計に、30kの抵抗と直列接続した22pF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クの大きさによっては、漏れインダクタンスによるリンク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。INTVCC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。

力率補正/高調波成分

LT3798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。適切に設計することにより、LT3798のアプリケーションはほとんどの高調波の基準を容易に満たすことができます。

軽出力負荷での動作

LT3798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。出力電流が非常に小さい場合、このように出力電流を周期的に流すと負荷電流を超える可能性があります。OVPピンによって出力の過電圧しきい値が設定されます。サンプル・ホールドの出力がこの電圧を上回ると、図5に示すように、最小スイッチング周波数が1/8になります。このOVPのしきい値は1.35Vより高く設定する必要があり、また出力電圧トランジエントを避けて設定するようにしてください。出力クランプ・ポイントは次式を使って設定します。

$$V_{OUT} = V_{OVP}(R4 + R5)/(N_{ST} \cdot R5) - (V_F + (R4 \cdot I_{TC})/N_{ST})$$

V_{OVP} ピンの電圧は V_{REF} ピンからの抵抗分割器によって供給することができます。この周波数分割によって出力に供給される出力電流が大きく減少しますが、残りの出力電流を消費するためにツェナー・ダイオードや抵抗が必要です。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5%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ことが必要な場合があります。

動作

出力短絡状態からの保護

出力短絡状態の間、図6に示すように、LT3798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_{IN} のUVLOがスイッチングをシャットダウンします。 V_{IN} 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。

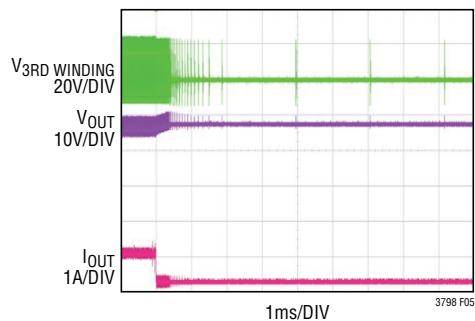


図5. 出力開放時または負荷が非常に軽いときのスイッチング波形

DC入力電圧での使用

LT3798は、低い電圧から非常に高い電圧のDC入力電圧のアプリケーションで良好に動作する柔軟性があります。電源電圧が40Vより低い場合、起動抵抗が不要で、デバイスの V_{IN} を電源電圧に直接接続することができます。40Vより高い電圧での起動シーケンスは、高電圧のオフライン電源電圧に関して説明したものと同様です。

LT3798は低速の50Hz/60Hz AC入力電圧に対してPFC機能を実行する必要がないので、ループ補償部品の値は高速のループ応答が得られるように選択することができます。DC入力のアプリケーションでは、 V_{IN_SENSE} からINTVCCに25kの抵抗を接続します。

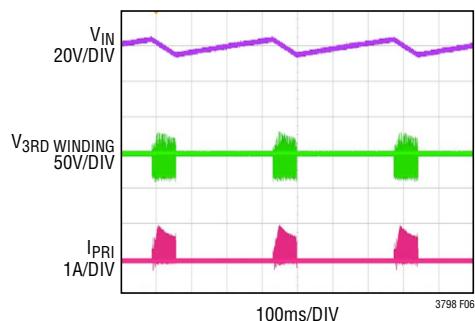
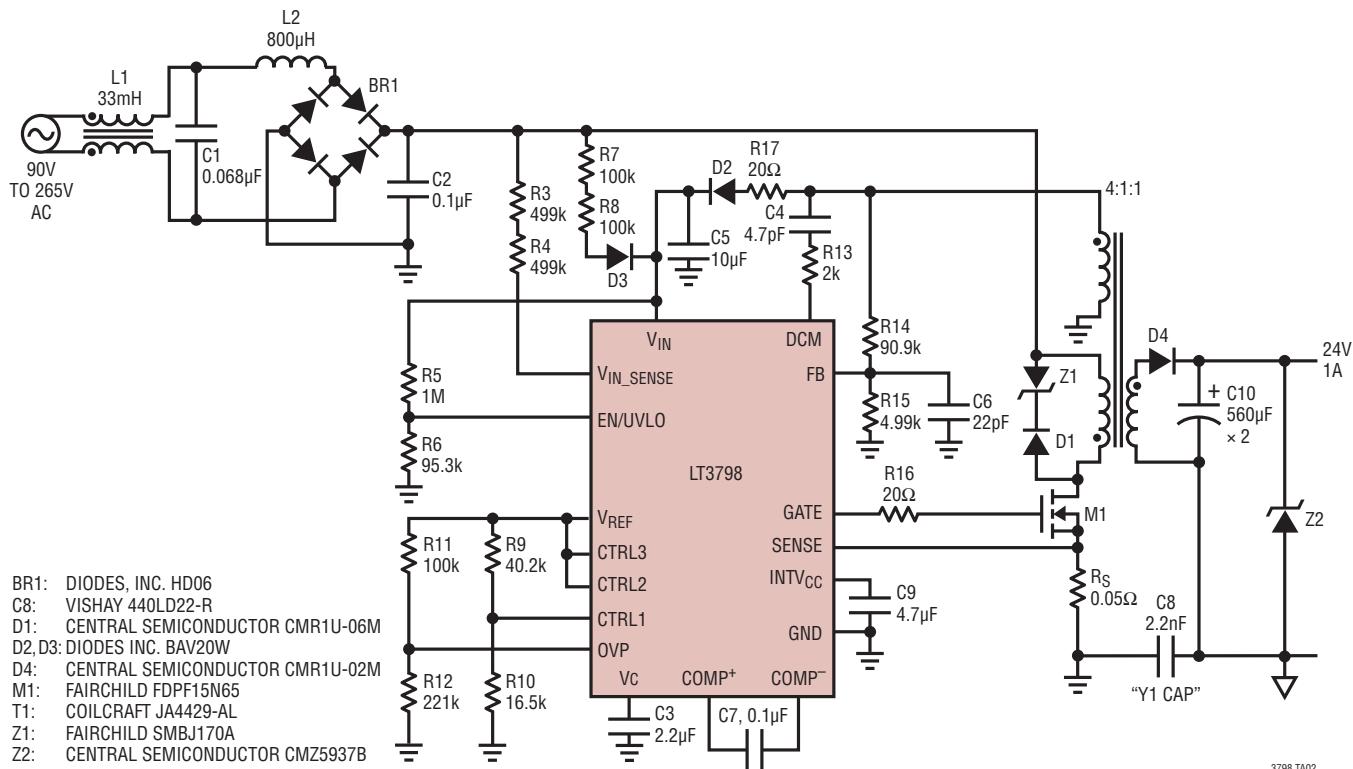


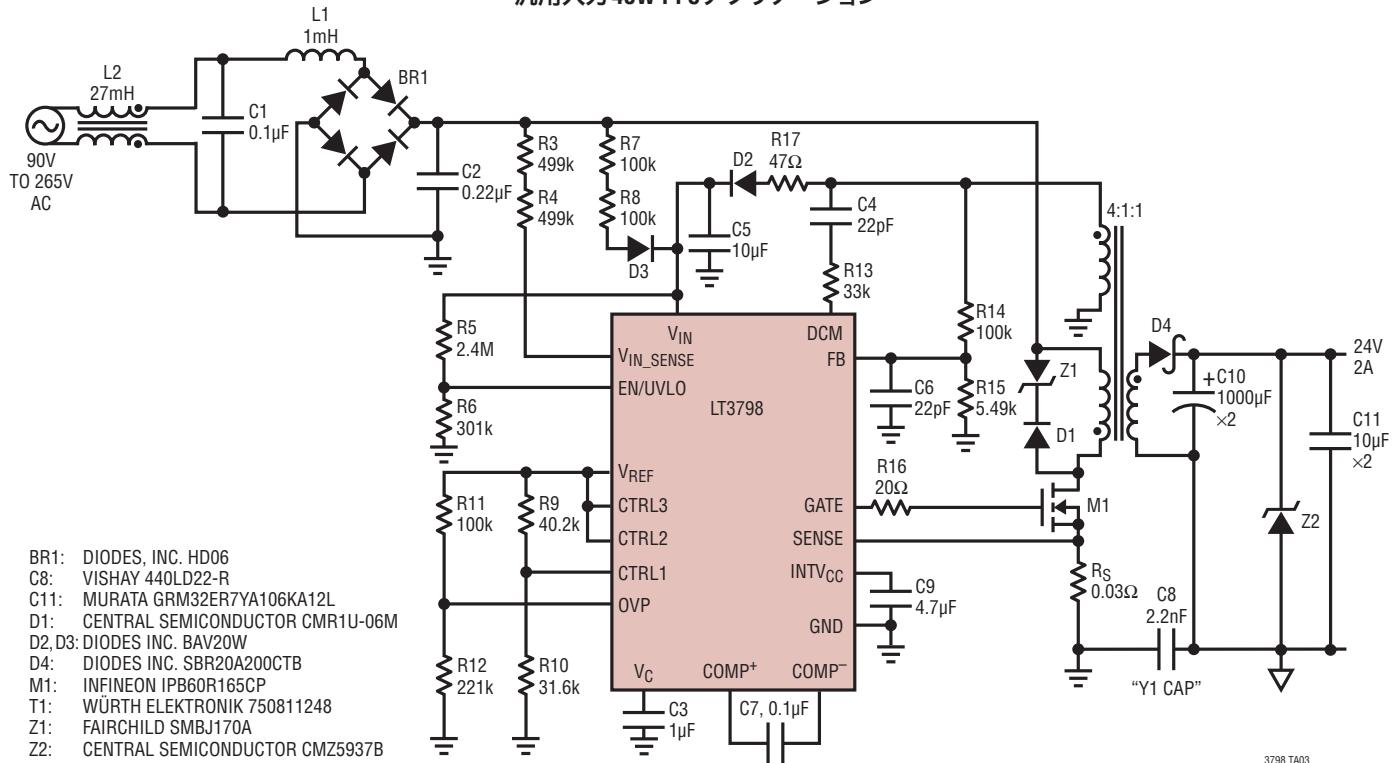
図6. 出力短絡時の周波数スイッチング波形

標準的応用例

汎用入力 24W PFC バス・コンバータ



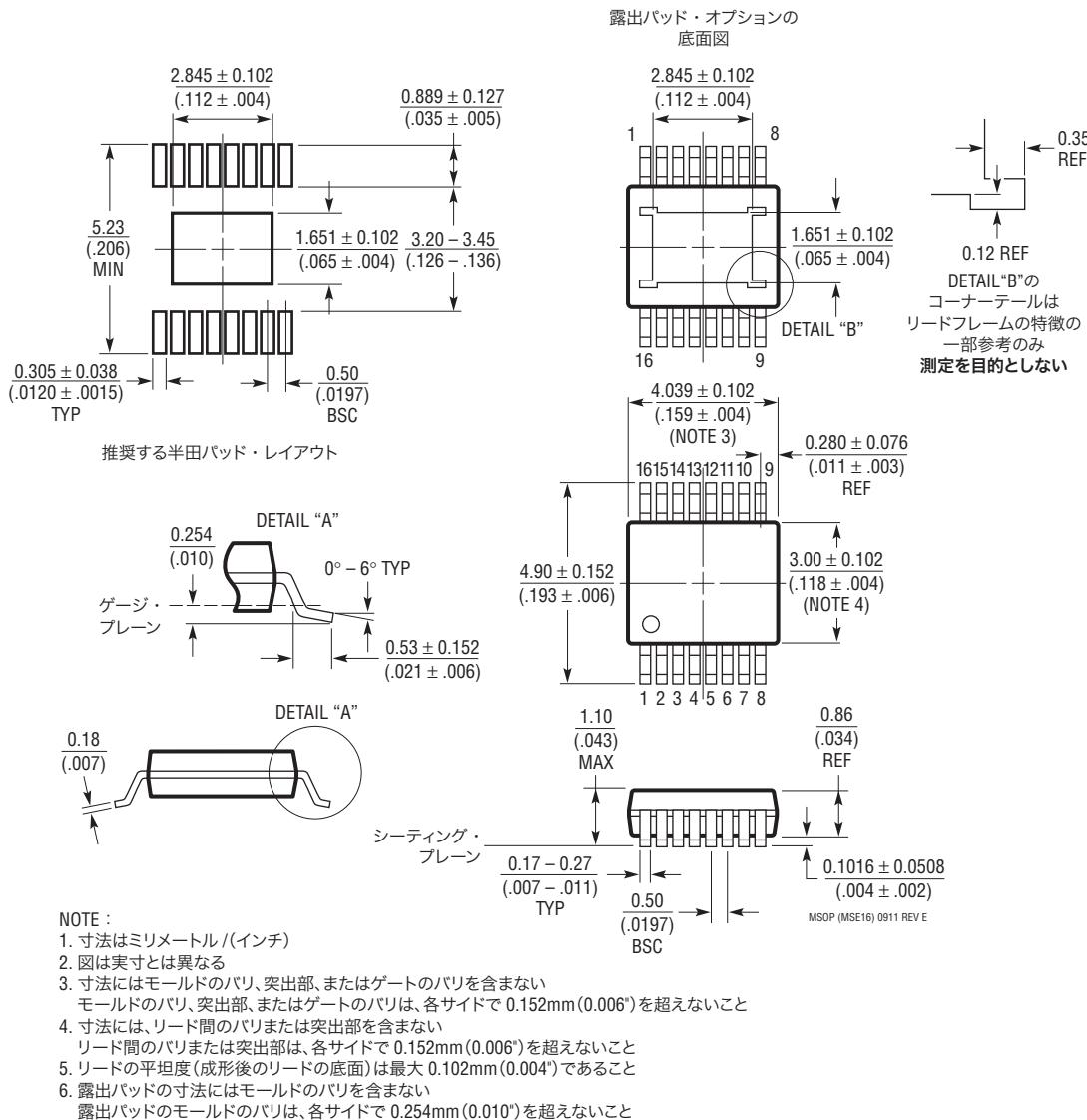
汎用入力 48W PFC アプリケーション



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 E)



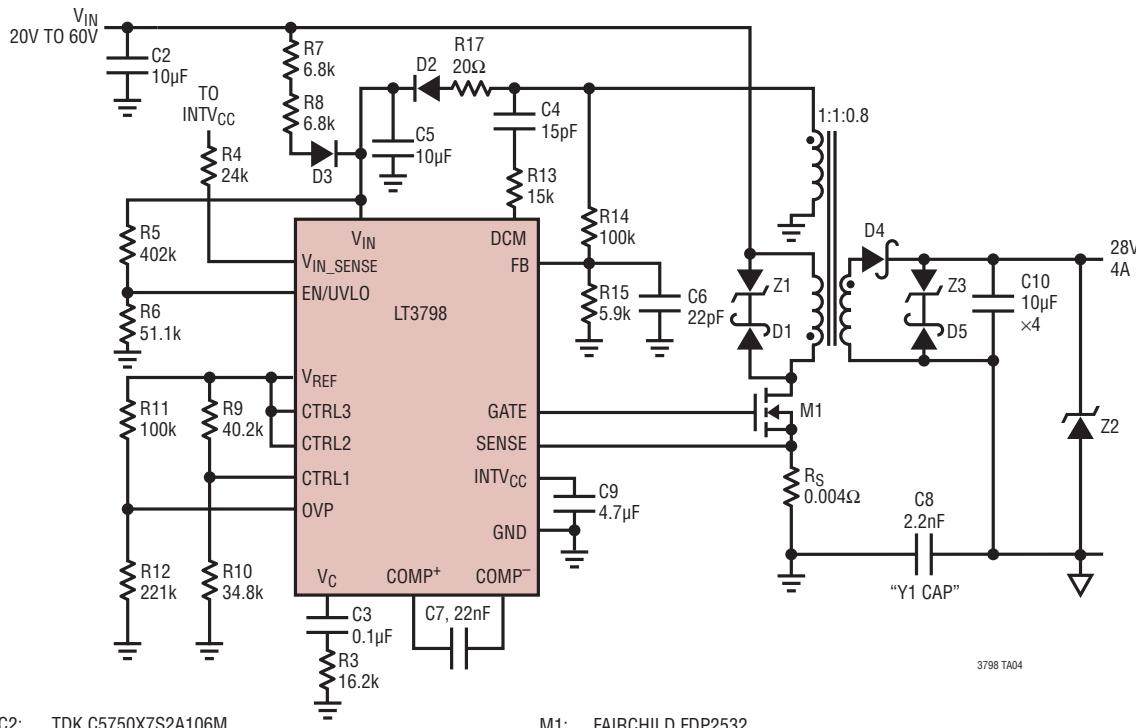
改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	12/12	HグレードおよびMPグレードの製品を追加	2、3

LT3798

標準的応用例

広範囲入力の産業用112W DC電源



C2: TDK C5750X7S2A106M
 C8: VISHAY 440LD22-R
 C10: MURATA GRM32ER7YA106KA12L
 D1: DIODES INC. DF150
 D2, D3: DIODES INC. BAV20W
 D4: ON SEMICONDUCTOR MBR20200CT
 D5: DIODES INC. DF150

M1: FAIRCHILD FDP2532
 T1: WÜRTH ELEKTRONIK 750312872
 Z1: DIODES INC. SMCJ60A
 Z2: CENTRAL SEMICONDUCTOR CMZ59398
 Z3: FAIRCHILD SMBJ170A

関連製品

製品番号	説明	注釈
LT3799/LT3799-1	アクティブPFC機能を備えたオフライン絶縁型フライバックLEDコントローラ	オプトカプラ不要、TRIAC調光可能、外付け部品によってのみV _{IN} とV _{OUT} を制限、MSOP-16Eパッケージ
LT3748	100V絶縁型フライバック・コントローラ	5V ≤ V _{IN} ≤ 100V、オプトカプラ不要のフライバック・コントローラ、高電圧ピン間にスペースを設けたMSOP-16パッケージ
LT3573/LT3574/LT3575	40V絶縁型フライバック・コンバータ	1.25A/0.65A/2.5Aスイッチを内蔵したオプトカプラ不要のモノリシック・フライバック・コンバータ
LT3511/LT3512	100V絶縁型フライバック・コンバータ	240mA/420mAスイッチを内蔵したオプトカプラ不要のモノリシック・フライバック・コンバータ
LT3757/LT3758	40V/100Vフライバック/昇圧コントローラ	小型パッケージ、強力なゲートドライブを備えた汎用コントローラ
LT3957/LT3958	40V/100Vフライバック/昇圧コンバータ	5A/3.3Aスイッチを内蔵したモノリシック・コンバータ
LTC3803/LTC3803-3/LTC3803-5	200kHz/300kHzフライバック・コントローラ	外付け部品によってのみV _{IN} とV _{OUT} を制限
LTC3805/LTC3805-5	周波数を調整可能なフライバック・コントローラ	外付け部品によってのみV _{IN} とV _{OUT} を制限