

光アイソレータ不要の600V入力 マイクロパワー絶縁型フライバック・コントローラ

特長

- 広い入力電圧範囲: 16V~600V
- レギュレーションに光アイソレータ不要
- 準共振境界モード動作
- 定電流および定電圧レギュレーション
- 低リップルの軽負荷 Burst Mode® 動作
- 低自己消費電流: 75µA
- プログラマブルな電流制限およびソフトスタート
- 高電圧ピンの間隔を確保した TSSOP パッケージ

アプリケーション

- 絶縁型テレコム、オートモーティブ、産業用、医療用電源
- 絶縁型オフライン・ハウスキーピング電源
- 電気自動車およびバッテリー・スタック
- インバータのゲート・ドライブ向け多出力絶縁型電源

概要

LT®8316は、マイクロパワーの高電圧フライバック・コントローラです。レギュレーションのために光アイソレータは必要ありません。このデバイスは、トランスの3次巻線の両端に現れる絶縁型フライバック波形からの出力電圧をサンプリングします。準共振境界モード動作により、負荷レギュレーションが向上し、トランスのサイズが縮小して、高効率が維持されます。

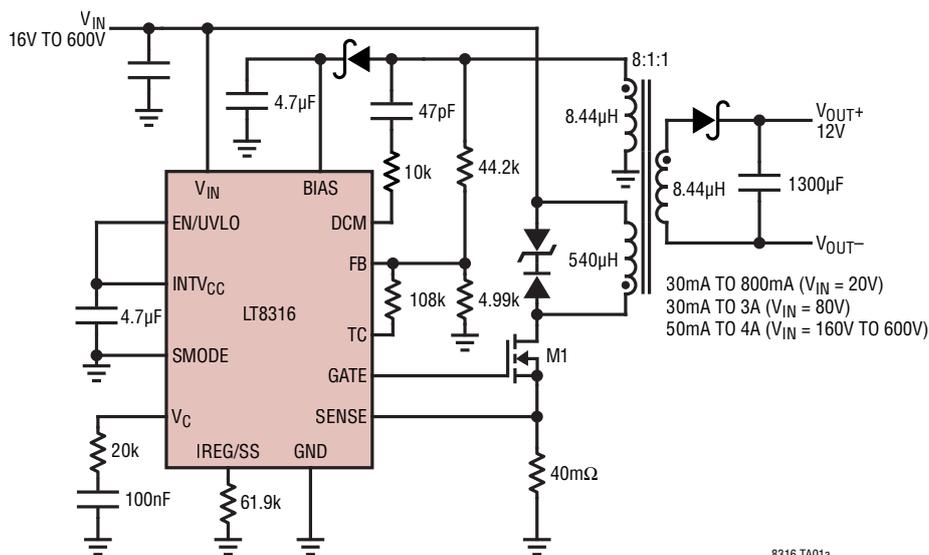
起動時に、LT8316は高電圧の電流源によってINTV_{CC}のコンデンサを充電します。通常動作時は、電流源がオフになり、デバイスはトランスの3次巻線から電力を引き出すので、スタンバイ時の消費電力が最小限で済みます。

LT8316は広い入力電源電圧範囲で動作し、最大100Wの電力を供給できます。このデバイスは、4本のピンを除去して高電圧のピン間隔を確保している、熱特性を向上した20ピンTSSOPパッケージで供給されます。

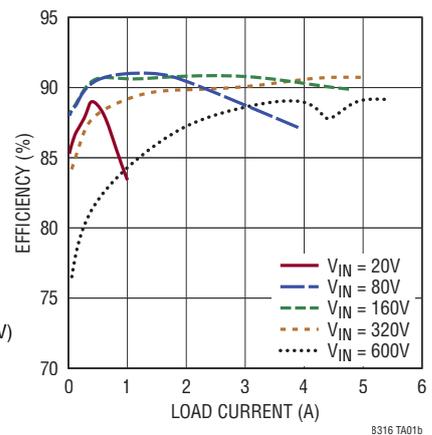
全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

16V~600V入力、12V出力の絶縁型電源



効率



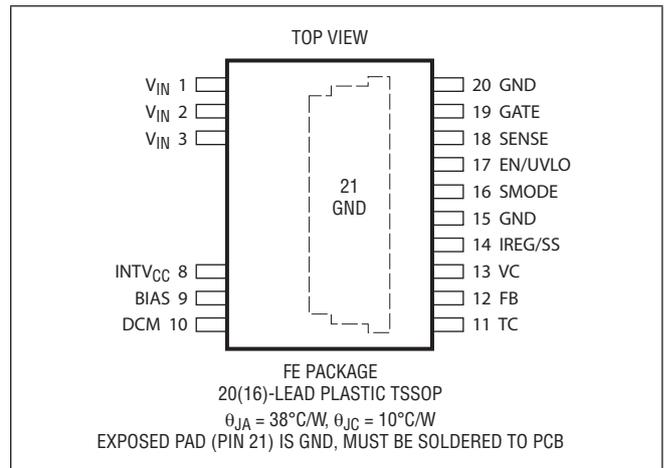
LT8316

絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN}	600V
BIAS、EN/UVLO	40V
INTV _{CC}	15V
S _{MODE} 、GATE	INTV _{CC}
SENSE、TC、FB、V _C 、I _{REG} /SS	4V
DCM	±100mA
動作ジャンクション温度 (Note 2)	
LT8316E、LT8316I	-40°C~125°C
保存温度範囲	-65°C~150°C
ピン温度 (ハンダ処理、10秒)	300°C

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕上げ	テープ&リール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LT8316EFE#PBF	LT8316EFE#TRPBF	LT8316FE	20-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT8316IFE#PBF	LT8316IFE#TRPBF	LT8316FE	20-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C

更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。
テープ&リールの仕様を参照してください。一部のパッケージは、#TRMPBF接尾部の付いた指定の販売経路を通じて500個入りのリールで供給可能です。

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、BIAS = 30V、 $V_{EN/UVLO} = 30\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
BIAS	Chip Bias Voltage Supply Range	After Startup	9.5			V	
I_Q	BIAS Quiescent Current	Burst Mode Operation Active		75 470	150 700	μA	
$I_{CLAMP(MAX)}$	BIAS Clamp Maximum Current				15	mA	
V_{CLAMP}	BIAS Clamping Voltage	$I_{CLAMP} = 200\mu\text{A}$ $I_{CLAMP} = 15\text{mA}$	34 35		38 39	V V	
I_{SHDN}	V_{IN} Shutdown Current	$V_{EN/UVLO} < 0.3\text{V}$, BIAS = Floating		12	20	μA	
$V_{IN(MIN)}$	Minimum Input Voltage for Startup	BIAS = Floating	●		16	V	
$I_{STARTUP}$	Startup Current Out of INTV _{CC}	$V_{IN} = 16\text{V}$, BIAS = Floating	●	100	300	μA	
V_{UVLO}	EN/UVLO Threshold EN/UVLO Hysteresis	$V_{EN/UVLO}$ Falling $V_{EN/UVLO}$ Rising	1.18 30	1.22 65	1.26 120	V mV	
	INTV _{CC} UVLO Rising Threshold	Startup Current through Depletion FET	11.1	12	13.1	V	
	INTV _{CC} UVLO Falling Threshold		7.6	8.1	8.6	V	
	INTV _{CC} Regulation Voltage	Drawing 20mA from INTV _{CC}	9.5	10	10.5	V	
	INTV _{CC} LDO Dropout Voltage	Drawing 20mA from INTV _{CC}			1	V	
	Gate Driver Rise Time	$C_{GATE} = 3.3\text{nF}$, 10% to 90%		30		ns	
	Gate Driver Fall Time	$C_{GATE} = 3.3\text{nF}$, 90% to 10%		8		ns	
V_{REG}	FB Regulation Voltage		●	1.18	1.22	1.25	V
G_M	Voltage Error Amplifier Transconductance	$V_{FB} = 1.22\text{V} \pm 5\text{mV}$	245	350	455	μS	
V_{TC}	TC Voltage TC Voltage Temperature Coefficient	$T_A = 25^\circ\text{C}$		1.22 + 4.1		V $\text{mV}/^\circ\text{C}$	
I_{TC}	TC Sinking/Sourcing Current		± 100			μA	
$I_{REG/SS}$	I _{REG/SS} Current	Current Out-of-Pin	9.7	10	10.3	μA	
I_{DCM}	Flyback Collapse Detection Threshold Resonant Valley Detection Threshold	I_{DCM} Rising I_{DCM} Falling		-170 -85		μA μA	
$V_{SENSE(MIN)}$	Minimum Current Voltage Threshold		14	20	26	mV	
$V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Voltage Threshold		90	100	110	mV	
	SENSE Input Bias Current	Current Out-of-Pin		35		μA	
$f_{SW(MIN)}$	Minimum Switching Frequency	Burst Mode Standby Mode	3 187	3.5 220	4 250	kHz Hz	
$f_{SW(MAX)}$	Maximum Switching Frequency		138	140	142	kHz	

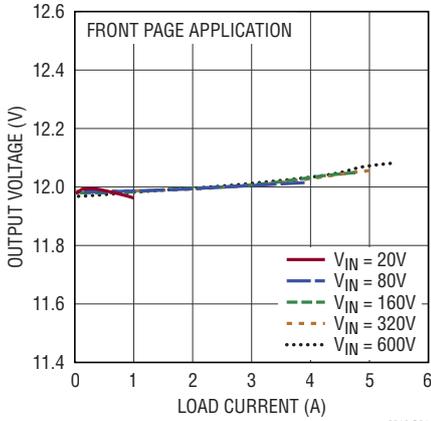
Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。また、長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える恐れがある。

Note 2: LT8316Eは、 $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ のジャンクション温度で性能仕様に適合することが確認されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション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。LT8316Iは、 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作ジャンクション温度範囲で確認されている。ジャンクション温度が高いと、動作寿命は短くなる。 125°C を超えるジャンクション温度では動作寿命がディレーティングされる。

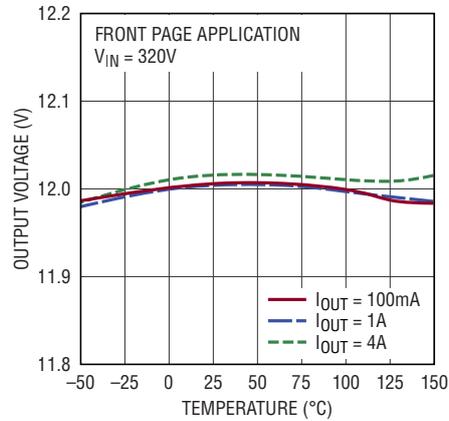
代表的な性能特性

注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

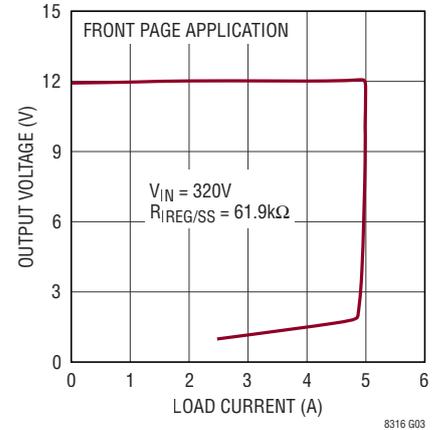
負荷レギュレーションと ラインレギュレーション



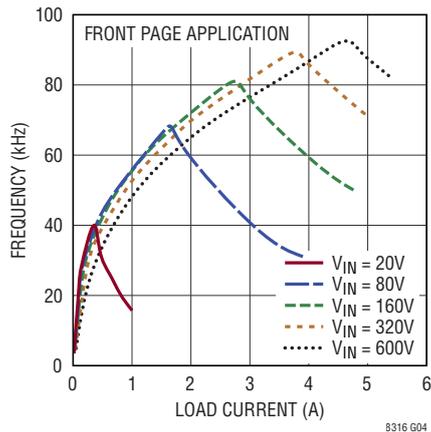
出力電圧と温度



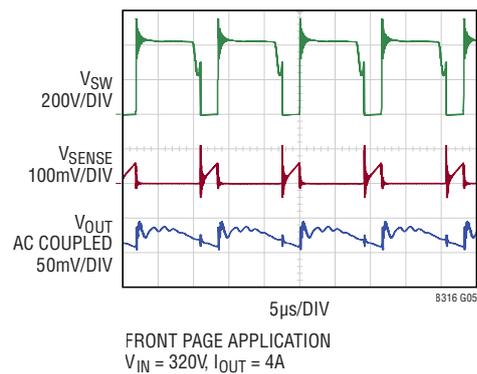
CV/CC動作



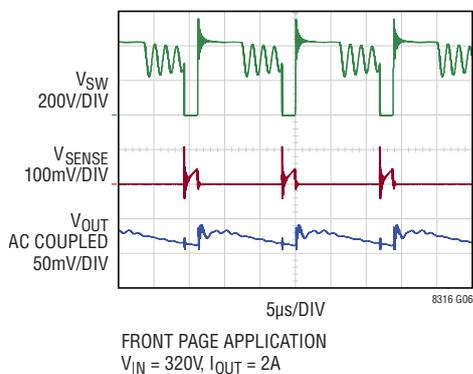
スイッチング周波数



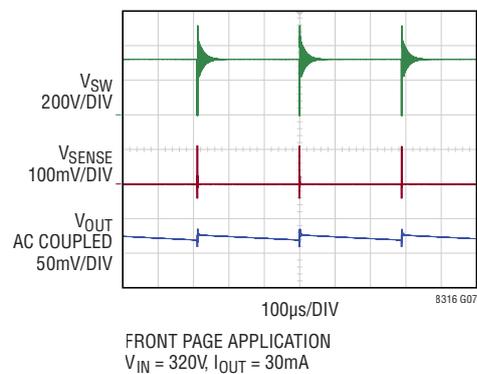
境界モードの波形



不連続モードの波形



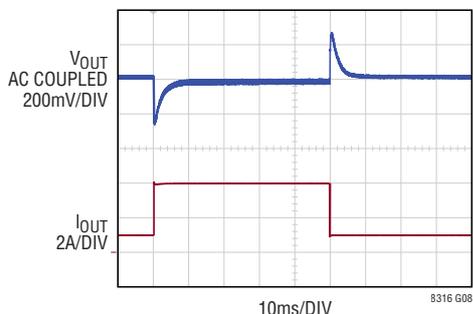
Burst Modeの波形



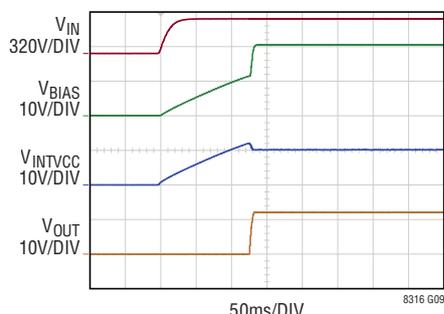
代表的な性能特性

注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

負荷過渡応答

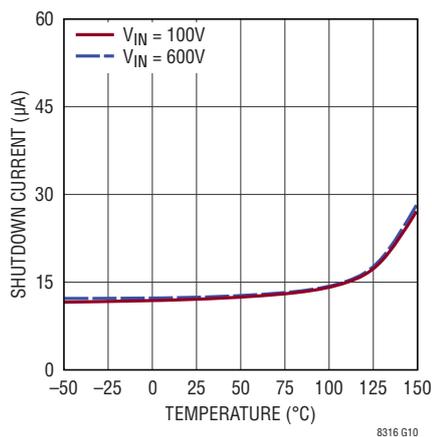


起動波形

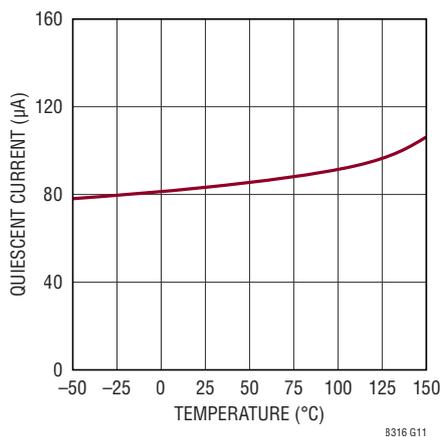


FRONT PAGE APPLICATION
 $V_{IN} = 320\text{V}$, $R_{OUT} = 3\Omega$

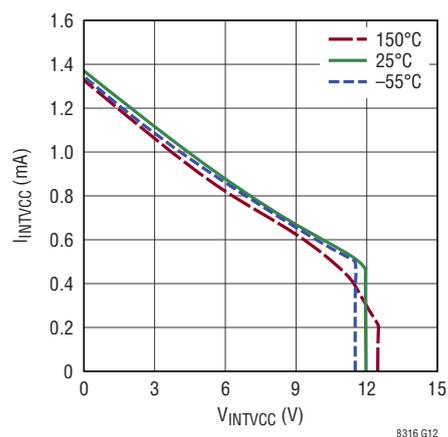
V_{IN} ピンのシャットダウン電流



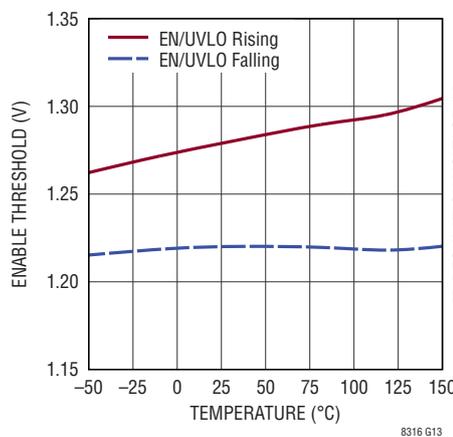
BIASピンの自己消費電流



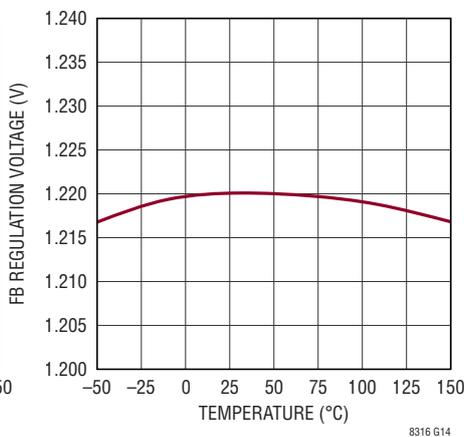
ディプリーション・モード時の
起動電流



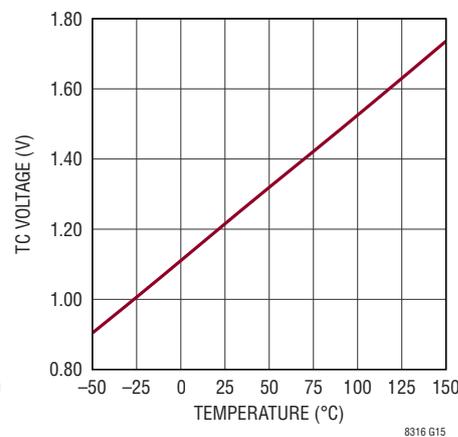
ULVO 閾値



FBのレギュレーション電圧

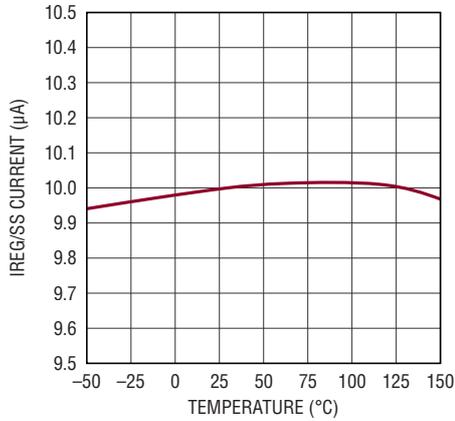


TCピンの電圧

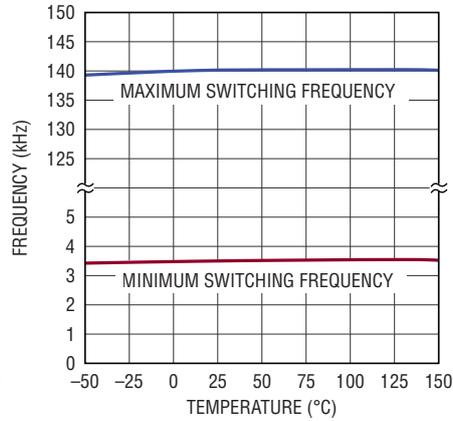


代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

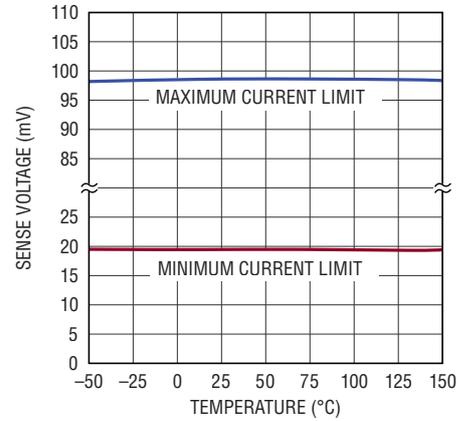
IREG/SSピンの電流



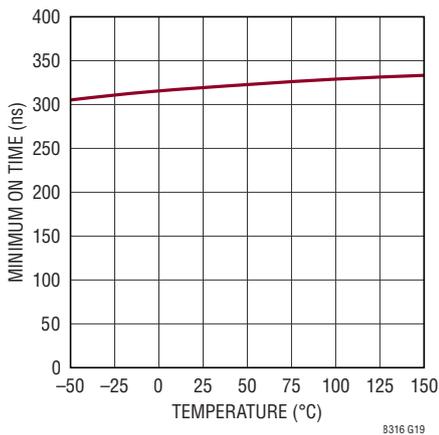
スイッチング周波数の制限



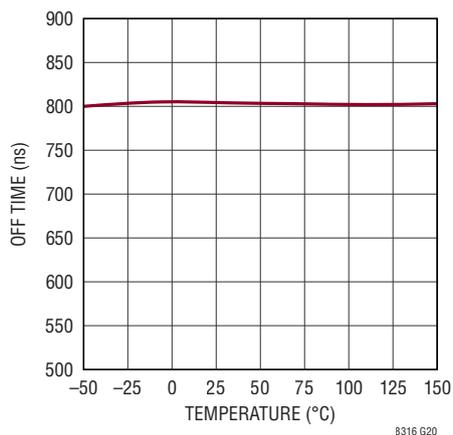
スイッチの電流制限



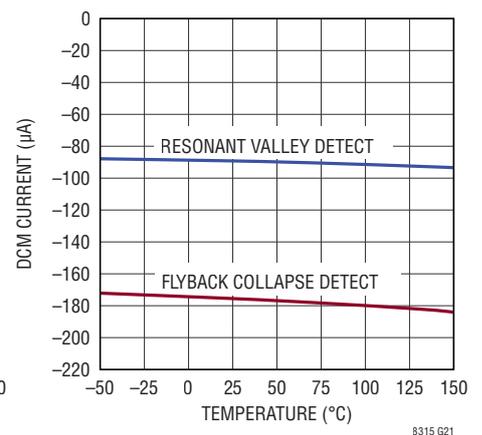
最小スイッチオン時間



最小スイッチオフ時間



DCMピンの閾値



ピン機能

V_{IN} (ピン1, 2, 3) : 600Vの内部起動FETのドレイン。起動時に、内部ディプリーションMOSFETはこのピンから電力を引き出してINTV_{CC}コンデンサを充電します。

INTV_{CC} (ピン8) : 内部ゲート・ドライバのバイアス電圧。起動時に、V_{IN}ピンからの電流がこのピンを12Vまで充電します。動作中、BIASのリニア電圧レギュレータがこの電圧を10Vに維持します。定格が15V以上で2.2μF以上のセラミック・コンデンサを使用して、デバイスの近くでバイパスします。

BIAS (ピン9) : デバイスの非安定化入力電圧。このピンは、トランスの3次巻線から電力を引き出してINTV_{CC}に電力を供給します。100nF以上のコンデンサを使用してデバイスの近くでバイパスします。

DCM (ピン10) : 不連続導通モードの検出器。このピンはスイッチング波形のdV/dtを検出して、高精度の出力電圧サンプリングと準共振境界モードのスイッチングを実現します。このピンと3次巻線の間にはコンデンサと抵抗を直列に接続します。境界モードの検出のセクションを参照してください。

TC (ピン11) : 温度補償ピン。このピンは、絶対温度に比例する(PTAT)電圧を表します。この電圧は、25°Cでは1.22Vの内部リファレンス電圧に等しく、4.1mV/°Cの割合で温度と共に上昇し、出力整流器ダイオードを補償します。このピンとFBの間に適切な抵抗を接続します。

FB (ピン12) : 帰還ピン。このピンに現れる電圧はサンプリングされ、安定化されて1.22Vの内部リファレンス電圧に等しくなります。このピンを3次巻線からの抵抗分圧器に接続して、出力電圧を安定化します。

VC (ピン13) : ループ補償ピン。内部のG_Mトランスコンダクタンス・アンプは、サンプリングしたFBの電圧に応じて、このピンに誤差電流を流します。発生する電圧により、スイッチング周波数と、電力供給のピーク電流制限値が決まります。RCネットワークを直列に接続して、レギュレータを安定化します。ループ補償のセクションを参照してください。

IREG/SS (ピン14) : 電流レギュレーション/ソフトスタート・ピン。このピンからは10μAの電流が流れ出します。発生する電圧により、内部電流レギュレーション・ループによって決まる出力電流レギュレーション点が設定されます。GNDとの間に抵抗を接続して電流を設定するか、コンデンサを接続してソフトスタートを実装します。

SMODE (ピン16) : スタンバイ・モード・ピン。スタンバイ・モードを有効にするには、このピンをINTV_{CC}に接続します。スタンバイ・モードでは、スイッチング周波数が220Hzまで減少して、静止状態での消費電力が極めて少なくなります。無効にするには、GNDに接続します。

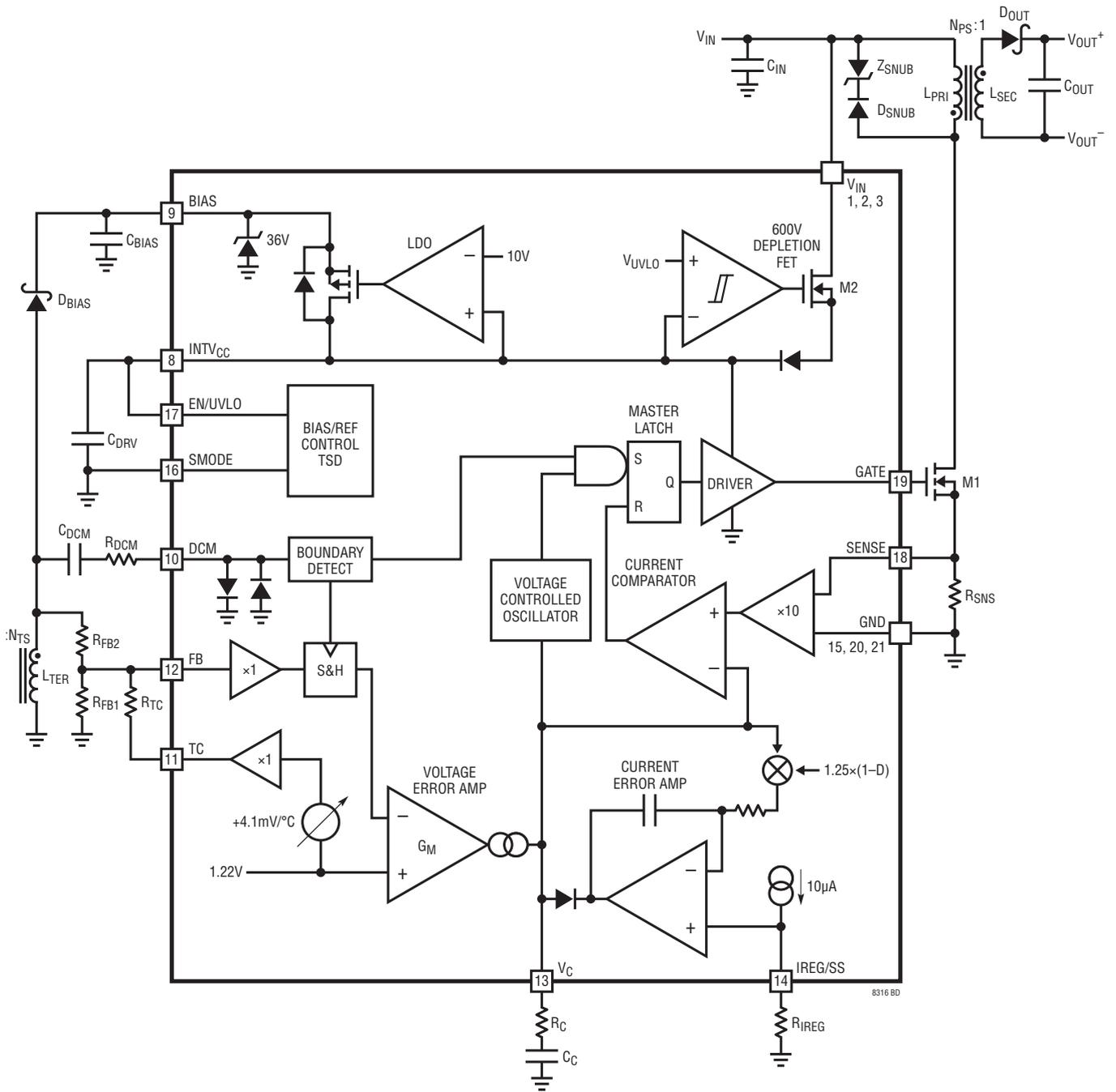
EN/UVLO (ピン17) : イネーブル/低電圧ロックアウト・ピン。このピンの電圧が1.22Vの内部リファレンス電圧より高い場合のみ、デバイスは動作します。必要に応じて抵抗分圧器に接続するか、UVLO機能が不要な場合はBIASまたはINTV_{CC}に接続します。

SENSE (ピン18) : 電流検出ピン。このピンに現れる電圧をピーク電流モード制御や電流制限に使用します。メインのパワーMOSFETとGNDの間に電流検出抵抗を接続して、電流制限をプログラムします。トランスと入力コンデンサを接続したコンパクトなレイアウトを利用して、EMIや電圧スパイクを低減します。

GATE (ピン19) : ゲート・ドライバ出力。このピンは、フライバック・コンバータのメインのパワーMOSFETのゲートに接続します。

GND (ピン15, 20, 21) : グラウンド。放熱のため、露出パッド(ピン21)はグラウンド・プレーンにハンダ付けしてください。

ブロック図



動作

LT8316は、絶縁型フライバック・トポロジ向けに設計された高電圧の電流モード・スイッチング・コントローラです。このような回路で通常発生する問題は、レギュレーションを実現するために、トランスの絶縁された2次側の出力電圧に関する情報を1次側に伝達する必要があることです。多くの場合、この役割を果たすのは光アイソレータ回路です。この回路には、出力電力を浪費し、費用が増加して電源の物理的なサイズが大きくなる余計な部品が必要であり、不十分なダイナミック応答、非直線性、デバイス間のばらつき、および動作寿命にわたる経時変化に起因した問題が発生します。

LT8316には光アイソレータは必要ありません。トランスの3次巻線に現れるフライバック・パルス波形を調べることで、絶縁出力電圧に関する情報が得られるからです。出力電圧は2つの抵抗を使用して簡単に設定できます。

LT8316は、連続導通モードと不連続導通モードの境界でデバイスが動作する境界モード(別名、臨界導通モード)制御方式を特長としています。境界モード動作により、2次電流がほぼゼロのとき、出力電圧を3次巻線の電圧から決定できます。この方法により、余分な抵抗やコンデンサを取り付けずに負荷レギュレーションを改善できます。

システムの全体像をブロック図に示します。ブロックの多くは従来のスイッチング・レギュレータにあるものと同様で、電流コンパレータ、内部リファレンス、LDO、ロジック、タイマー、MOSFETゲート・ドライバなどです。斬新な部分としては、特殊なサンプリング・エラーアンプ、温度補償回路、出力電流レギュレータ、およびディプリーション・モードの起動FETなどがあります。

ディプリーション・モードの起動FET

LT8316は、ディプリーション・モードのMOSFETを内蔵しています。起動時には、このトランジスタがINTV_{CC}のコンデンサを充電するので、LT8316はスイッチングを開始する電力を確保できます。これにより、外付けブリーダ抵抗などの部品が不要になります。

境界モード動作

境界モードは、可変周波数、電流モードのスイッチング方式です。外付けのNチャンネルMOSFETがオンしてインダクタ電流が流れ、V_Cピンの電圧と検出抵抗の値によって決まる制限値に達するまで増加します。MOSFETがオフすると、3次巻線の電圧は、出力電圧にトランスの3次対2次の巻数比を掛けた電圧まで上昇します。出力ダイオードを流れる電流が減少してゼロになると、3次巻線の電圧も低下します。DCMピンの境界モード検出コンパレータは、電圧低下に伴う負のdV/dtを検出し、サンプル&ホールド回路を起動してFBの電圧をサンプリングします。3次巻線の電圧が最小値に達して低下が止まると、境界モード・コンパレータは内部MOSFETをオンに戻してスイッチングのエネルギー損失を最小限に抑えます。

境界モード動作では2次側の電流がサイクルごとにゼロに戻るため、寄生抵抗による電圧低下によって負荷レギュレーション誤差が生じることはありません。また、境界モードでは、連続導通モードと比べて小型のトランスを使用できるので、低調波発振が発生しません。

不連続導通モード動作

負荷が軽くなるにつれて、スイッチのピーク電流は減少します。境界モードを維持するには、スイッチング周波数を高くすることが必要です。スイッチング周波数が高くなりすぎると、スイッチング損失とゲート電荷損失が増加します。これらの損失を制限するため、LT8316は、最大スイッチング周波数を140kHzに制限する発振器を内蔵しています。スイッチング周波数がこの制限値に達すると、デバイスはスイッチング周波数を低減して、不連続導通モードで動作し始めます。

低リップルBurst Mode動作

従来のフライバック・コンバータとは異なり、サンプリングした出力電圧を更新するために、MOSFETをオン/オフしてフライバック・パルスを発生させる必要があります。十分に整形されたフライバック・パルスの時間は、最小オフ時間より長くして、適切なサンプリング時間を確保する必要があります。このためには、最小スイッチ・オフ電流により、十分な時間のフライバック・パルスにすることが必要です。

動作

負荷が非常に軽くなるにつれて、LT8316はスイッチング周波数を低減する一方で、最小電流制限値を維持します。これは、電流の供給量を低減すると同時に、出力電圧を引き続き適切にサンプリングするためです。出力を安定化するにはフライバック・パルスが発生する必要があるため、3.5kHzの最小スイッチング周波数を強要されます。最小スイッチング周波数により、出力電圧のサンプリング頻度が決まり、最大負荷電力の約1%という最小負荷条件が導入されます。

SMODEピンをINTV_{CC}に接続すると、スタンバイ・モードが有効になります。このモードでは、最小スイッチング周波数が220Hzまで減少して、最小負荷条件が軽減されますが、代償としてサンプリング間の周期が長くなります。

CV/CCレギュレーション

LT8316は、従来の電圧レギュレータと同様に、出力電圧を安定化するG_Mトランスコンダクタンス・アンプを実装しています。更に、LT8316は、IREG/SSピンの電圧によって設定される値まで推定出力電流を調整する電流レギュレーション・ループを内蔵しています。電流設定値より低い場合、出力電圧は定電圧(CV)レギュレーションに合わせて安定化されます。電圧設定値より低い場合、出力電流は定電流(CC)レギュレーションに合わせて安定化されます。

アプリケーション情報

LT8316は、使いやすいのに必要十分な機能が搭載されたフライバック・コントローラになるよう設計されています。適切な技法を採り入れることにより、効率的で堅牢な電源ソリューションを簡単に構築できます。

ただし、関係する電圧および電力は人命にかかわるほどのレベルです。**高電圧電源からmAレベルの電流が流れると、心室細動を引き起こし死に至る恐れがあります。**回路が動作しているときは、導電性ノードに決して触れないでください。また、プロービング中は片方の腕を背中に回しておいてください。

ディプリーション・モードの起動FET

LT8316は、ディプリーション・モードのFETを内蔵しています。このFETは閾値が負電圧なので、ノーマリ・オン型です。起動時には、このFETがINTV_{CC}のコンデンサを12Vまで充電するので、LT8316はスイッチングを開始する電力を確保できます。これにより、外付けブリーダ抵抗などの起動部品が不要になります。INTV_{CC}の充電が完了すると、ディプリーション・モードのFETはオフします。

ディプリーション・モードのFETは、破壊的な電力レベルの発生を防止するため、電流が制限されます。確実に起動するため、チップの起動時にはINTV_{CC}およびBIASに過大な負荷電流が流れないようにしてください。

イネーブルおよび低電圧ロックアウト(UVLO)

V_{IN}ピンとEN/UVLOピンの間に抵抗分圧器を接続することにより、低電圧ロックアウト(UVLO)を実装できます。EN/UVLOピンの閾値は1.22Vに設定されています。起動時に、EN/UVLOピンには約65mVのヒステリシスが現れて発振を防止します。

また、EN/UVLOピンは、ロジック・レベルで駆動することも、デジタル・コントローラの出力ピンで設定することもできます。その他に、EN/UVLOをBIASまたはINTV_{CC}に接続して、チップをイネーブル状態に保つこともできます。

出力電圧

出力電圧は、ブロック図に示す抵抗R_{FB1}とR_{FB2}によって設定します。LT8316は、独自のサンプル&ホールド・エラーアンプを使用することを除き、従来の電流モード・スイッチャと同様に動作します。このエラーアンプは、サンプリング済みのフライバック・パルスによって絶縁型の出力電圧を安定化します。

動作は次のとおりです。パワー・スイッチM1がオフすると、3次巻線両端の電圧が増加します。フライバック・パルスの振幅は、次式により与えられます。

$$V_{FLBK} = (V_{OUT} + V_F + I_{SEC} \cdot ESR) \cdot N_{TS}$$

アプリケーション情報

ここで、

V_F = 出力ダイオード (D_{OUT}) の順方向バイアス電圧

I_{SEC} = トランスの2次側電流

ESR = 2次側回路の寄生抵抗

N_{TS} = トランスの3次対2次の巻数比

R_{FB1} と R_{FB2} によって形成される抵抗分圧器によって、フライバック・パルスの分圧信号がFBピンに供給され、これがサンプリングされてエラーアンプに供給されます。サンプル&ホールド回路は、2次側電流がほぼゼロのときに電圧をサンプリングするので、 V_{FLBK} の式の ($I_{SEC} \cdot ESR$) の項は無視できます。

1.22V の内部リファレンス電圧は、エラーアンプの非反転入力に供給されます。ループ全体のゲインが大きいので、FBの電圧はリファレンス電圧とほぼ等しくなります。得られるフライバック電圧 V_{FLBK} は、次のように表現できます。

$$V_{FLBK} = \left(1 + \frac{R_{FB2}}{R_{FB1}}\right) \cdot 1.22V$$

V_{FLBK} の前の式と組み合わせて V_{OUT} について解くと、次の式が得られます。

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_{FB2}}{R_{FB1}}\right) \cdot \frac{1.22V}{N_{TS}} - V_F$$

フライバック・パルスは本質的に高速なので、抵抗分圧器のダイナミック応答を維持するため、 R_{FB1} を $1k\Omega \sim 10k\Omega$ の範囲内にすることを推奨します。

R_{FB2} の抵抗値の選択

LT8316は、独自のサンプリング方式を使用して、絶縁出力電圧を安定化します。サンプリングの性質上、この方式では遅延と誤差の発生源が繰り返し出現します。これらは出力電圧に影響するので、抵抗値を再評価せざるを得なくなります。

R_{FB1} に対して固定値 ($10k\Omega$ など) を選択した場合、 V_{OUT} の式を整理し直すと、 R_{FB2} の初期値は次のようになります。

$$R_{FB2} = R_{FB1} \cdot \left(\frac{V_{OUT} + V_F}{1.22V} \cdot N_{TS} - 1\right)$$

ここで、

V_{OUT} = 目的の出力電圧

V_F = 出力ダイオード (D_{OUT}) の順方向電圧 $\approx 300mV$

N_{TS} = トランスの3次対2次の巻数比

最終的な電源部品を取り付け、 R_{FB2} を初期値に設定したアプリケーションに電源を投入し、安定化出力電圧 $V_{OUT(MEAS)}$ を測定します。 R_{FB2} の最終値は次のように調整できます。

$$R_{FB2(FINAL)} \approx (R_{FB2} + R_{FB1}) \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{OUT(MEAS)}} - R_{FB1}$$

R_{FB2} の最終値を選択すると、与えられたアプリケーションでの基板間のレギュレーション精度が非常に均一になり、システム内での全部品のデバイス間のばらつきを含めて、代表値で $\pm 5\%$ 以内になります (抵抗の許容誤差とトランス巻線のマッチング誤差を $\pm 1\%$ 以内と仮定しています)。ただし、トランスまたは出力ダイオードを変更するか、レイアウトを大幅に変更すると、 V_{OUT} が多少変化することがあります。

例：電流がほぼゼロのときの順方向電圧が室温で $300mV$ の出力ダイオードを $12V$ 出力の電源に接続した場合を考えます。3次対2次の巻数比 N_{TS} が1で R_{FB1} が $10k\Omega$ の場合、 R_{FB2} は $90.9k\Omega$ と算出されます。アプリケーションに電源を投入すると、出力はわずかに高く $12.2V$ になるので、 R_{FB2} を $88.7k\Omega$ に調整します。

出力ダイオードの温度補償

V_{OUT} の式を再掲します。

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_{FB2}}{R_{FB1}}\right) \cdot \frac{1.22V}{N_{TS}} - V_F$$

V_{OUT} の式の最初の項は温度の影響を受けませんが、出力ダイオードの順方向電圧 V_F には大きな負の温度係数 ($-1mV/^\circ C \sim -2mV/^\circ C$) があります。こうした温度係数により、動作温度全体では約 $200mV \sim 400mV$ の出力電圧変動が生じます。

アプリケーション情報

出力電圧が高い場合、生じるばらつきは全出力のごく一部にすぎないので、重要ではないとみなして差し支えありません。ただし、出力電圧が低い場合は、ダイオードの温度係数が原因で出力電圧の誤差が大きくなります。

この誤差を補正するため、TCピンはバッファ処理された絶対温度に比例する (PTAT) 電圧を出力します。室温では、この電圧は1.22Vの内部リファレンスと等しく、その温度係数は+4.1mV/°Cです。

出力ダイオードの温度係数TC_Fは、出力ダイオードとLT8316の両方の温度を均一にすることにより、実験によって容易に割り出すことができます。まず、R_{FB1}とR_{FB2}を調整して、室温での目的の出力電圧を求めます。その後、温度を既知の大きさだけ上昇または下降させて新しい温度に設定します。これにより、ダイオードの温度係数は次のようになります。

$$TC_F = \frac{V_{OUT(25^\circ C)} - V_{OUT(T_{NEW})}}{T_{NEW} - 25^\circ C}$$

ここで、

V_{OUT(25°C)} = 室温で測定したV_{OUT}

V_{OUT(T_{NEW})} = 新しい温度で測定したV_{OUT}

T_{NEW} = 新しい温度 (°C)

あるいは、V_{OUT}を2つの極端な温度で測定して計算することにより、TC_Fをより正確に求めることができます。

$$TC_F = -\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta T}$$

この測定では、例えば恒温槽によって基板全体を均一に加熱または冷却することが肝心です。ヒート・ガンや急冷スプレーでは不十分です。加熱と冷却が均一ではなく、LT8316と出力ダイオードの間で温度が大幅にずれて大きな誤差の原因になるからです。

均一に加熱する方法または冷却する方法がない場合は、ダイオードのデータシートを基にしてデータを外挿するか、TC_Fの公称値 (-1.5mV/°Cなど) を仮定すると、十分な結果が得られます。

出力ダイオードの温度係数が分かれば、抵抗R_{TC}をTCピンとFBピンの間に接続します。この値は次のように計算できます。

$$R_{TC} = \frac{-R_{FB2} \cdot 4.1mV / ^\circ C}{TC_F \cdot N_{TS}}$$

例：出力ダイオードの温度係数TC_Fが-1.9mV/°Cであることを実験によって割り出し、次にR_{FB2}の値を88.7kΩ、R_{TC}の値を191kΩにすると、温度に対して一定の出力電圧が得られます。

検出抵抗の選択

パワー-MOSFETとGNDの間の抵抗R_{SNS}は、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上に、電流制限閾値を超えない値のものを選択します。

最大の電流供給時には、SENSEピンの電圧が100mVのときに電流が制限されます。境界モードでは、最大出力電流はデューティ・サイクルDに依存し、次式により与えられます。

$$I_{OUT(MAX)} \approx \frac{100mV}{2 \cdot R_{SNS}} \cdot (1-D) \cdot N_{PS}$$

ここで、

N_{PS} = トランスの1次対2次の巻数比

$$D \approx \frac{(V_{OUT} + V_F) \cdot N_{PS}}{(V_{OUT} + V_F) \cdot N_{PS} + V_{IN}}$$

V_{IN} = 電源電圧

最も厳しい条件になるのはV_{IN}が最小のときなので、D_{VIN(MIN)}を計算するときはV_{IN} = V_{IN(MIN)}と仮定します。次の式を検出抵抗値について解きます。

$$R_{SNS} = \frac{1 - D_{VIN(MIN)}}{I_{OUT(MAX)}} \cdot 50mV \cdot N_{PS} \cdot 80\%$$

80%という係数を導入してシステムの遅延や許容誤差を補償しますが、最終アプリケーションでは調整が必要になる場合があります。

アプリケーション情報

例: $V_{IN} = 400V$ の入力電圧から $12V$ の出力電圧を発生させます。入力電圧は $V_{IN(MIN)} = 250V$ まで低下することがあります。1次対2次の巻数比 $N_{PS} = 10$ のトランスを選択して、最大出力電流 $I_{OUT(MAX)} = 2A$ を供給する場合、デューティ・サイクル $D_{VIN(MIN)}$ は約 33% であり、検出抵抗は $R_{SNS} = 133m\Omega$ と算出されます。 $120m\Omega$ の抵抗を選択します。

R_{SNS} の値をより正確に求めるには、オシロスコープと電子負荷を使用して実験的に D を見つけ出します。

出力電力

フライバック・コンバータは、降圧コンバータや昇圧コンバータと比較して、入力電流と出力電流の間に複雑な関係があります。昇圧コンバータでは、入力電圧に関係なく、最大入力電流が比較的一定であるのに対して、降圧コンバータでは、入力電圧に関係なく、最大出力電流が比較的一定です。これは、コンバータの入力電流および出力電流がそれぞれ連続しているためです。ただし、フライバック・コンバータの入力電流と出力電流は、どちらも不連続です。デューティ・サイクルは入力電流と出力電流の両方に影響するため、最大出力電力を予測するのは困難です。

出力電力は次式で計算します。

$$P_{OUT} = 0.5 \cdot \eta \cdot V_{IN} \cdot D \cdot I_{SW(MAX)}$$

ここで、

$$\eta = \text{効率 (約 80\%)}$$

$$D \approx \frac{(V_{OUT} + V_F) \cdot N_{PS}}{(V_{OUT} + V_F) \cdot N_{PS} + V_{IN}}$$

$$I_{SW(MAX)} = \text{スイッチの最大電流制限値} = 100mV/R_{SNS}$$

算出した電力は概算値であり、回路の寄生素子に起因するタイミングのばらつきは考慮していません。実際の出力電力は、ベンチ上で評価する必要があります。

例: $V_{IN(MIN)}$ が $250V$ で $V_{IN(MAX)}$ が $500V$ の $12V$ 出力コンバータを考えます。1次対2次の巻数比が $10:1$ ($N_{PS} = 10$) で検出抵抗 $R_{SNS} = 120m\Omega$ である場合、 $V_{IN(MAX)} = 500V$ での最大出力電力は $33W$ ですが、 $V_{IN(MIN)} = 250V$ では $28W$ に低下します。

トランスの選択

トランスの仕様と設計は、LT8316 をうまく利用する上で最も肝心な部分であると考えられます。高周波絶縁型電源トランスの設計に関する一般的なガイドライン一覧に加えて、以下の情報を注意深く検討してください。

アナログ・デバイセズは、主要な磁気部品メーカー数社と協力して、LT8316 と併用する事前設計型のフライバック・トランスの製造に取り組んできました。表 1 に、これらのトランスの詳細を示します。

表 1. 事前設計型トランス — 代表的な仕様

TRANSFORMER PART NUMBER	L_{PRI} (μH)	$N_p:N_s:N_T$	ISOLATION	VENDOR	TARGET APPLICATIONS
11328-T078	670	8:1:1	Reinforced	Sumida	100V–600V to 12V/3A
11328-T080	670	4:1:0.5	Reinforced	Sumida	100V–600V to 24V/1.5A
11328-T073	670	2:1:0.25	Reinforced	Sumida	100V–600V to 54V/0.7A
11328-T061	600	5:1:1	Basic	Sumida	200V–450V to 15V/2A
11338-T195	1000	14:1:1.7	Basic	Sumida	100V–400V to 7V/2A
11328-T074	500	8:1:1	Reinforced	Sumida	100V–450V to 12V/3A
15364-T008	1500	20:1:2.4	Reinforced	Sumida	25V–450V to 5V/1A
11328-T086	70	4:1:0.5	Reinforced	Sumida	30V–260V to 24V/3A
00399-T239	2800	6:1:0.7	Functional	Sumida	90V–500V to 16.8V/0.4A
750317463	440	8:1:1	Reinforced	Würth Elektronik	100V–600V to 12V/4A
750317589	670	8:1:1	Reinforced	Würth Elektronik	100V–600V to 12V/3A
750317464	440	4:1:0.5	Reinforced	Würth Elektronik	100V–600V to 24V/2A
11328-T060	800	18:1:3	Reinforced	Sumida	140V–450V to 5V/7A

アプリケーション情報

フライバック・トランスのモデル化

フライバック・トランスは、図1に示すように、励磁インダクタンスが並列に接続され、漏れインダクタンスが直列に接続された理想トランスとみなすことができます。

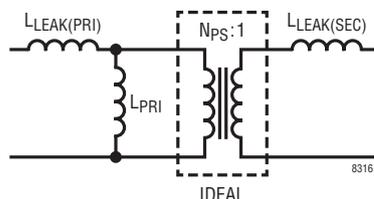


図1. トランスのモデル

励磁インダクタンスは、1次巻線と2次巻線の両方が共有する相互インダクタンスであり、エネルギーを吸収して負荷に供給するために不可欠です。1次巻線と2次巻線の両方を通過する磁束線にエネルギーを蓄積します。

漏れインダクタンスが小さい場合は、2次側をオープン・サーキットのままにして1次側のインダクタンスを測定し、インダクタンス L_{PRI} を得ることにより、励磁インダクタンスを測定できます。また、1次側をオープン・サーキットのままにして2次側のインダクタンス L_{SEC} を測定すれば、励磁インダクタンスを2次側からも測定できます。1次側を基準にした励磁インダクタンスと2次側を基準にした励磁インダクタンスの関係は、1次対2次の巻数比 N_{PS} によって次式で与えられます。

$$L_{PRI} = L_{SEC} \cdot N_{PS}^2$$

また、トランスには漏れインダクタンスも存在しますが、これは各巻線に付随する寄生インダクタンスです。これらのインダクタンスは、磁心から「漏れ」出してどちらの巻線も通過しない磁束線にエネルギーを蓄積するので、トランスを介してエネルギーを伝達できない自己インダクタンスを表します。したがって、これらはエネルギー損失やコンバータの効率低下の原因になります。

漏れインダクタンスが小さい場合は、2次側を短絡して1次側インダクタンスを測定すれば、漏れインダクタンスの合成値を測定できます。これにより、1次側を基準にしたインダクタンスが得られます。

$$L_{LEAK} = L_{LEAK(PRI)} + L_{LEAK(SEC)} \cdot N_{PS}^2$$

漏れインダクタンスと励磁インダクタンスは、結合係数 k により、次の関係式に従って関係付けられます。

$$k = \frac{L_{PRI}}{L_{PRI} + L_{LEAK} / 2}$$

結合係数 k は99%が一般的であり、トランスの構造と材料の関数になっています。多くの場合、安全のために1次側と2次側間の電圧アイソレーションを高めることが要求されますが、そうすると一般的には結合係数が減少して漏れインダクタンスが増加します。バイファイラ巻きにすると結合係数が最大になりますが、アイソレーションは最小限であり、1次側と2次側間の容量が増加するので、多くの場合は不適当です。結局は、アイソレーションと結合係数との間の兼ね合いを適度なものにする必要があります。

励磁インダクタンスの条件

適切な励磁インダクタンスは、LT8316の最小スイッチオン時間、最小スイッチオフ時間、および出力電力により異なります。

2次電流が導通すると、フライバック・パルスの間は3次巻線の出力電圧を反映します。LT8316は、FBピンの反映出力電圧から出力電圧の情報を取得します。サンプル&ホールド・エラーアンプは、反映出力電圧を安定化してサンプリングするまでに最短で800ns必要です。正常なサンプリングを確保するには、2次巻線に800ns以上電流を流す必要があります。

1次側励磁インダクタンスの最小値は、次式により与えられます。

$$L_{PRI} \geq \frac{t_{OFF(MIN)} \cdot N_{PS} \cdot (V_{OUT} + V_F)}{I_{SW(MIN)}}$$

ここで、

$$t_{OFF(MIN)} = \text{最小スイッチオフ時間} = 800\text{ns}$$

$$I_{SW(MIN)} = \text{スイッチの最小電流制限値} = 20\text{mV}/R_{SNS}$$

LT8316は、その最小スイッチオン時間により、300nsより短い周期でパワー・スイッチをオンすることはできません。これは、最初のスイッチ・オン時の電流スパイクをブランキング処理するためです。インダクタ電流がスイッチの最小電流制

アプリケーション情報

限值を超えると、最小負荷電流は増加します。したがって、次式にも従う必要があります。

$$L_{PRI} \geq \frac{t_{ON(MIN)} \cdot V_{IN(MAX)}}{I_{SW(MIN)}}$$

ここで、

$$t_{ON(MIN)} = \text{最小スイッチオン時間} = 300\text{ns}$$

更に、LT8316が最大周波数で動作する場合は、励磁インダクタンスを十分大きくして、出力に十分な電力を供給する必要があります。これにより、励磁インダクタンスには、次に示す3番目の条件が生じます。

$$L_{PRI} \geq \frac{2 \cdot (V_{OUT} + V_F) \cdot I_{OUT(MAX)}}{\eta \cdot I_{SW(MAX)}^2 \cdot f_{SW(MAX)}}$$

ここで、

$$I_{SW(MAX)} = \text{スイッチの最大電流} = 100\text{mV}/R_{SNS}$$

$$I_{OUT(MAX)} = \text{最大負荷電流}$$

$$f_{SW(MAX)} = \text{最大スイッチング周波数} = 140\text{kHz}$$

$$\eta = \text{効率(約80\%)}$$

一般に、上式で計算した最小値よりも1次側励磁インダクタンスが約20~50%大きいトランスを選択してください。

これらの最小値に加えて、励磁インダクタンスには最大値があります。スタック出力がロー状態にならないように、LT8316は、2次側ダイオードのターンオフが検出されなかった場合にスイッチをオンする50 μ sのバックアップ・タイマーを内蔵しています。このため、2次側ダイオードの導通時間がこの時間を超えるほど励磁インダクタンスが大きくなるようにする必要があります。これにより、最大励磁インダクタンスには、次に示す最後の条件が生じます。

$$L_{PRI} < \frac{0.8 \cdot (V_{OUT} + V_F) \cdot N_{PS} \cdot t_{BU}}{I_{SW(MAX)}}$$

ここで、

$$t_{BU} = \text{バックアップ時間} = 50\mu\text{s}$$

例：12V/2A出力のコンバータで、 $V_{IN(MAX)} = 500\text{V}$ 、 $V_F = 300\text{mV}$ 、 $N_{PS} = 10$ 、 $R_{SNS} = 120\text{m}\Omega$ の場合は、最初の式で $L_{PRI} \geq 590\mu\text{H}$ が必要であり、2番目の式で $L_{PRI} \geq 900\mu\text{H}$ が必要であり、3番目の式で $L_{PRI} \geq 633\mu\text{H}$ が必要です。1次側インダクタンスの妥当な標準値は、 $L_{PRI} = 1.2\text{mH}$ です。 V_{IN} が高いときに最小負荷を大きくしてもかまわない場合、820 μH は許容範囲内です。4番目の式は、 L_{PRI} を5.9mHより小さくする必要のあることを示しており、この条件は両方のオプションによって容易に満たされます。

飽和電流

トランスの巻線を通る電流は、その定格飽和電流を超えないようにする必要があります。飽和値を超えると、インダクタンスが低下して、電流が非制御値まで増加し、余計な消費電力が生じて故障する可能性があります。1次飽和電流が $I_{SW(MAX)}$ （つまり $100\text{mV}/R_{SNS}$ ）より30%以上大きいトランスを選択します。

巻数比

一般に、トランスの1次対2次の巻数比 N_{PS} は、供給できる出力電力が最大になるように選択します。出力電圧が低い場合は、巻数比 N_{PS} の大きいトランスを使用して、トランスの電流ゲインを最大限に大きくします。ただし、MOSFETのドレインには、出力電圧に N_{PS} を乗じた電圧と V_{IN} との和に等しい電圧が現れることを忘れないでください。更に、漏れインダクタンスにより、この反映電圧に加わる電圧スパイク($V_{LEAKAGE}$)が生じます。この合計値は、MOSFETのドレインの絶対最大定格より低い値に抑えて、ブレイクダウンを防止する必要があります。これらの条件を総合して、与えられたアプリケーションの巻数比 N_{PS} の上限を設定します。次式を満たすように十分に小さい巻数比を選択します。

$$N_{PS} < \frac{V_{BR} - V_{IN(MAX)} - V_{LEAKAGE}}{V_{OUT} + V_F}$$

ここで、

$$V_{BR} = \text{MOSFETのブレイクダウン電圧}$$

アプリケーション情報

高い出力電圧を発生させるため、巻数比 N_{PS} の小さいものを使用できます。ただし、トランスの1次側に数倍の容量があると、300nsの $t_{ON(MIN)}$ を超えるリングングが発生して、軽負荷時に不安定になる可能性があります。LT8316と併用する前に、これらのアプリケーションを十分に評価してください。

動作中、LT8316はBIASピンを介して3次巻線から電力を引き出します。正常動作を確保するため、BIASの電圧は10V~30Vに維持されます。これにより、3次対2次の巻数比 N_{TS} の範囲は次のようになります。

$$\frac{10V}{V_{OUT}} < N_{TS} < \frac{30V}{V_{OUT}}$$

例： $V_{OUT} = 12V$ の場合は、 N_{TS} を0.83~2.5の範囲内に収める(つまり、3次対2次の巻数比をそれぞれ5:6および5:2にする)必要があります。

3次巻線に漏れインダクタンスによるリングングが発生するため、BIASの電圧はその公称値より高くなります。BIASピンのブレイクダウンを防止するため、内部クランプ回路が36Vで作動して、余分な電流をグラウンドに流します。この電流が15mAを超えてはなりません。そのため、最大負荷電流と最小 V_{IN} を評価して、正常動作を確認します。

出力電圧は3次巻線に現れる電圧を介して測定されるので、 N_{TS} は出力電圧のレギュレーション精度に直接影響します。最高の結果を得るには、仕様が±1%以内と規定されている高精度の巻数比でトランスが製造されていることを確認してください。

漏れインダクタンスとスナバ回路

1次巻線と2次巻線のいずれかに漏れインダクタンスがあると、パワー・スイッチがオフした後に1次側に電圧スパイクが発生します。このスパイクは、負荷電流が大きくなるとますます顕著になります。漏れインダクタンスに蓄積されるエネルギーが大きくなるためです。このエネルギーは負荷に供給できず、熱として放散する必要があります。このため、トランスの漏れインダクタンスを最小限に抑えることは非常に重要です。

アプリケーションを設計するときは、過負荷条件下での最も厳しい条件の漏れ電圧スパイクに対しても十分なマージンを確保します。ほとんどの場合は、図2に示すように、1次側の反映出力電圧と V_{IN} の和を V_{BR} の80%より低く抑えます。これにより、入力と負荷の条件全体にわたって、漏れスパイクに対する20%のマージンが残ります。巻数が不十分で漏れインダクタンスが過剰なトランスに対しては、更に大きな電圧マージンが必要になります。

また、電圧スパイクの他に、漏れインダクタンスが原因で、パワー・スイッチがオフになった後、スイッチング・ノードにしばらくの間リングングが発生します。電圧リングングによって境界モード検出器が誤作動しないように、LT8316は800nsの間、境界モード検出器を内部で無効にします。800ns後にリングングが発生すると、2次電流が減少してゼロになる前にパワー・スイッチがトリガされてオンに戻ることがあるので、漏れインダクタンスのスパイクや付随するリングングは800nsより短い時間に制限することが必要です。

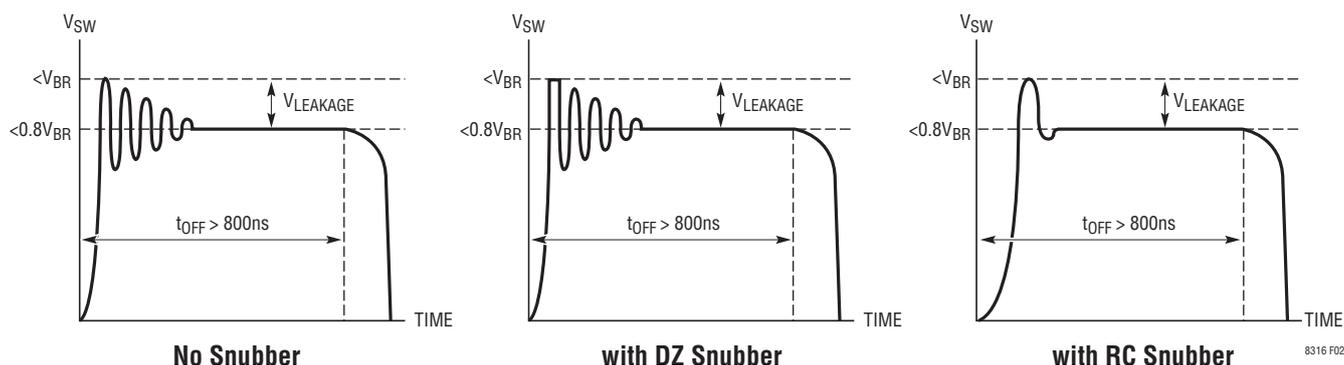


図2. SWピンのフライバック波形に対する最大電圧

アプリケーション情報

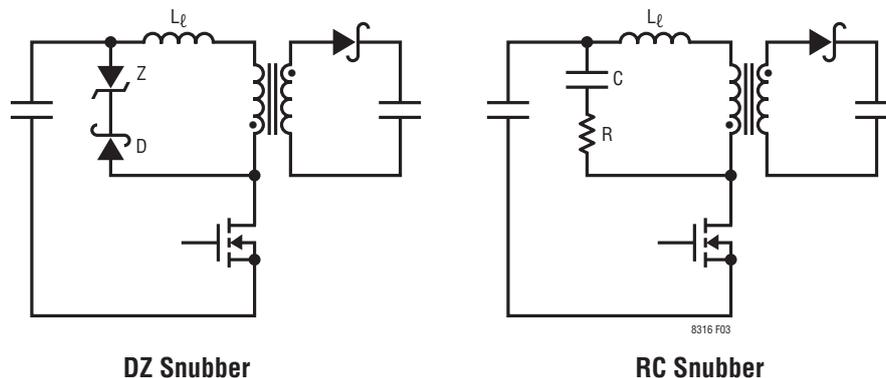


図3. スナバ回路

ほとんどのアプリケーションでは、スナバ回路を推奨します。図3に、内部パワー・スイッチを保護できる2種類のスナバ回路であるDZ(ツェナー・ダイオード)スナバとRC(抵抗/コンデンサ)スナバを示します。DZスナバは明確で安定したクランプ電圧を確保しており、電力効率がわずかに高いのに対して、RCスナバは電圧スパイクのリングングを素早く減衰させて、優れた負荷レギュレーションおよびEMI性能を実現します。図2に、DZスナバおよびRCスナバを付加した場合のフライバック波形を示します。

DZスナバでは、ダイオードとツェナー・ダイオードの両方を選択するときに十分な注意を払う必要があります。逆電圧定格が外付けFETのドレインの最大電圧より高い高速回復ダイオードを選択します。

電力損失とスイッチ電圧保護のバランスがとれるようにツェナー・ダイオードのブレイクダウン電圧を選択します。最も高いブレイクダウン電圧を選択するのが最善の妥協案です。次式を使用して適切な選択を行います。

$$V_{ZENER(MAX)} \leq V_{BR} - V_{IN(MAX)}$$

複数のツェナー・ダイオードを直列に配置して、必要な電圧および消費電力を得ることもできます。

ツェナー・ダイオードは、クランプ回路での電力損失を吸収できる定格のものにする必要があります。この電力損失の原因は、漏れインダクタンスでのエネルギーの蓄積と1次側から2次側への転流時間でのエネルギーの蓄積であり、クランプ電圧を高くすることで低減できます。通常は500mWのツェナーを推奨します。十分に放熱できるようにVINのメタル・パターンを設計します。

RCスナバの場合、推奨の設計手順は次のとおりです。低電圧で電源を投入して過電圧ストレスを回避し、スナバ回路なしでパワー・スイッチをオフしたときにMOSFETのドレインのリングングの周期(T_{RING})を測定し、その後、容量 $C_{SNUBBER}$ を(初期値100pFから)増やして、リングングの周期が1.5~2倍($T_{RING(SNUBBED)}$)に長くなるまで増やし続けます。以下の式に従って、周期の変化から寄生容量 C_{SW} の値を求め、この値から寄生インダクタンス L_{LEAK} も求めることができます。

$$C_{SW} = \frac{C_{SNUBBER}}{\left(\frac{T_{RING(SNUBBED)}}{T_{RING}}\right)^2 - 1}$$

$$L_{LEAK} = \left(\frac{T_{RING}}{2\pi}\right)^2 \cdot \frac{1}{C_{SW}}$$

スイッチング・ノード容量と漏れインダクタンスの値が分かる場合は、スナバ・コンデンサと直列に抵抗を追加することで電力を消費し、リングングを大幅に減衰させることができます。最適な直列抵抗を導き出すための式は、次のとおりです。

$$R_{SNUBBER} = \sqrt{\frac{L_{LEAK}}{C_{SW}}}$$

RCスナバによって吸収されたエネルギーは熱に変換され、負荷には供給されません。大電力のアプリケーションでは、スナバ抵抗を熱損失に応じたサイズにすることが必要な場合があります。

アプリケーション情報

スイッチング・ノードの容量はトランスの巻線間容量が主体となる場合がありますので注意してください。また、オシロスコープのプロブによって相当な負荷容量が生じることに注意してください。低容量、高電圧の100×プロブの使用を推奨します。

漏れインダクタンスと出力ダイオードのストレス

出力ダイオードには、漏れインダクタンスに起因する増大した逆電圧ストレスが現れることもあります。MOSFETパワー・スイッチがオンすると、公称では入力電圧の逆電圧を N_{PS} で割った値に出力電圧を加えた電圧が現れますが、出力ダイオードの容量と漏れインダクタンスによってLCタンクが形成され、このために予想逆電圧を超えるリングングが発生することがあります。逆電圧の低いダイオードを使用するのが望ましい場合は、スナバ回路またはクランプ回路を実装して電圧スパイクを低減できます。

2次側の漏れインダクタンス

2次側に漏れインダクタンスがあると、電圧帰還に使用される、3次巻線を基準にしたフライバック・パルスの大きさを実質的に低減する誘導分圧器が形成されます。これにより、出力電圧は同様の割合で大きくなります。漏れスパイクの動作とは異なり、この現象は負荷に依存しないことに注意してください。2次側の漏れインダクタンスが(製造上のばらつきと比較して)相互インダクタンスの一定の割合を占める範囲では、抵抗比 R_{FB2}/R_{FB1} を調整すれば漏れインダクタンスを吸収できます。

巻線抵抗

1次巻線と2次巻線のいずれかに抵抗があると、変換効率が低下します。LT8316の境界/不連続導通モード動作により、巻線抵抗があるにもかかわらず、十分な出力電圧レギュレーションが維持されます。

境界モードの検出

境界モードは、サイクルごとに2次側電流を必ずゼロに戻す可変周波数スイッチング方式です。

DCMピンは、高速の電流入力コンパレータを小容量のコンデンサ C_{DCM} と組み合わせて使用し、フライバック波形の dV/dt が負になるタイミングを検出して、2次側ダイオードがオフしていることと、3次巻線のフライバック・パルスが下降していることを示します。漏れインダクタンスによるリングングが原因の誤作動を防止するため、スイッチがオフした後に

800nsのブランキング時間が適用されます。検出器が作動するのは、 C_{DCM} によってDCMピンから170 μ Aの電流が流れ出したときです。この情報を使用する目的は、FBのサンプル&ホールドのタイミングを設定して、出力電流を推定するためです。

これはスイッチをオンする最適のタイミングではありません。MOSFETのドレインの電圧はまだ $V_{IN} + (V_{OUT} \cdot N_{PS})$ に近く、スイッチがオンすると、スイッチング・ノードの寄生容量に蓄積されたエネルギーを全て消費する可能性があるからです。2次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・ノードの寄生容量に蓄積したエネルギーがトランスの励磁インダクタンスと共振して、このエネルギーを V_{IN} に戻します。この不連続なリングングの間、スイッチング・ノードの最小電圧は $V_{IN} - (V_{OUT} \cdot N_{PS})$ です。このタイミングがスイッチをオンに戻す最適瞬間なので、LT8316は、DCMから流れ出す電流が85 μ Aまで減少するのを検出することにより、スイッチをオンに戻します。このスイッチング技法によって、効率は最大5%高まります。

C_{DCM} の代表値の範囲は、10pF~100pFです。初期値としては47pFが適当です。LT8316が境界モードで動作しないように見える場合は、このコンデンサの容量を増やすと効果があります。 C_{DCM} の値を不必要に大きくすると、スイッチがオンする時期が早くなりすぎて、電力損失が増加する原因になります。

DCMピンに過大な電流が流れると、動作が不規則になることがあります。これを避けるには、抵抗 R_{DCM} を C_{DCM} と直列に接続して、電流を制限します。代表値の範囲は5k Ω ~50k Ω です。

出力コンデンサの選択

出力コンデンサは、出力電圧リップルが最小限に抑えられるように選択する一方で、コンデンサの値を大きくするとサイズとコストが増えることも考慮に入れてください。次式により、定常状態での最大出力電圧リップルの推定値が得られます。

$$V_{RIPPLE} \approx \frac{L_{PRI} \cdot I_{LIM}^2}{2 \cdot C_{OUT} \cdot V_{OUT}}$$

ここで、

$$I_{LIM} = 1 \text{ 次側の最大電流} = 100\text{mV}/R_{SNS}$$

アプリケーション情報

これは簡略化された式であり、実際のリップルは負荷電流、デューティ・サイクル、およびコンデンサのESRに依存します。

LT8316は、スイッチング時にのみ出力電圧をサンプリングします。このため、最小周波数で動作する場合は、デバイスが応答できるようになる前に、負荷過渡応答により出力コンデンサを放電することがあります。出力コンデンサには十分な容量を確保して、この状況で負荷の電圧が低下しないようにする必要があります。この目的のためにはバルク容量を追加することが望ましいと考えられます。

軽出力負荷での動作

LT8316は、3次巻線に現れるフライバック・パルスから出力電圧を検出しますが、そのためには出力に電力を供給することが必要です。したがって、LT8316は軽負荷状態であっても最小限のエネルギーを供給して出力電圧の正確な情報を確保します。最小負荷での最小動作周波数は、約3.5kHzです。エネルギーの供給量が最小の場合、出力の最小負荷条件は最大負荷電力の約1%になります。

最小負荷電力を処理するのに十分な定格のツェナー・ダイオードを使用することにより、通常動作時の効率を低下させずに最小の負荷を供給できます。この目的でツェナー・ダイオードを選択する場合は、ツェナー電圧が十分高いものを選択して、トランジエント状態の間ツェナー・ダイオードが負荷経路にならないようにしますが、ツェナーが最小負荷として機能する場合は、この電圧をやはり十分に低くして、MOSFETの定格と出力電圧の定格を超えないようにする必要があります。

スタンバイ・モードの動作

無負荷時の電力損失を極めて小さくするため、LT8316はスタンバイ・モードを備えています。このモードは、SMODEピンをINTV_{CC}に接続すれば有効になります。負荷電流がゼロまで減少すると、LT8316はその最小スイッチング周波数を16分の1(3.5kHzから220Hz)に低減します。

これにより、最小負荷電流は16分の1に減少しますが、代償として過渡応答が低速になります。出力電圧のサンプリング頻度は4.6msごとにわずか1回なので、LT8316は、この時間が経過するまで負荷ステップに反応できなくなります。

出力電流レギュレーションとソフトスタート

LT8316は、デューティ・サイクル情報と、V_Cピンで設定した電流制限値を使用して、出力電流を推定し、I_{REG/SS}ピンの電圧によって決まる設定値に安定化します。出力電流は次式に従って安定化されます。

$$I_{OUT} = \frac{N_{PS} \cdot V_{I_{REG/SS}}}{25 \cdot R_{SNS}}$$

ここで、

V_{I_{REG/SS}} = I_{REG/SS}ピンの電圧。

10μAの調整電流がI_{REG/SS}ピンから流れ出すので、このピンとGNDの間に抵抗を接続することにより、出力電流が次式に従って設定されます。

$$R_{I_{REG/SS}} = \frac{2.5M\Omega \cdot I_{OUT} \cdot R_{SNS}}{N_{PS}}$$

例：R_{SNS} = 120mΩ、N_{PS} = 10、および目的の安定化出力電流 I_{OUT} = 2A というアプリケーションでは、I_{REG/SS}の抵抗として R_{I_{REG/SS}} = 60.4kΩを選択します。

回路の寄生素子、特にトランスの容量は、寄生素子へのエネルギー供給が原因で出力電流レギュレーションの精度に影響を及ぼします。この影響は通常は小さいものの、5%より優れた精度が必要な場合は、調整を何回か繰り返す必要があります。この場合には、R_{I_{REG/SS}}を可変抵抗で実装して、目的の出力電流が得られるまで調整してから、量産に向けて固定値の抵抗に置き換えます。可変抵抗がある場合は、可変抵抗によるスイッチング干渉の拾い上げを減衰するのに小容量のバイパス・コンデンサが役立ちます。更に、2次側の整流器の両端にRCスナバを配置することにより、電流レギュレーション精度を向上できます。

また、I_{REG/SS}ピンとGNDの間にコンデンサを接続すれば、ソフトスタート機能を実装できます。10μAの電流は、外付けのソフトスタート・コンデンサを充電する役割を果たします。起動時に、安定化出力電流は電圧レギュレーションに達するまで単調に増加します。その後、ソフトスタート・コンデンサは完全に充電され、出力電流レギュレーション・ループは電圧レギュレーションに干渉なくなります。

アプリケーション情報

チップのシャットダウンを引き起こす低電圧状態を回避するため、INTV_{CC}ピンとBIASピンの合成容量を十分に大きくして、出力がレギュレーション状態になるまでLT8316に電力を供給できるようにする必要があります。

V_{IN}の電源が遮断されるか、過熱保護回路が作動するか、低電圧ロックアウトが作動するか、検出抵抗で過電流が検出されると、GNDとの間にある20Ωのプルダウン・スイッチが、障害の発生期間に640μsを加えた期間にわたってIREG/SSピンの容量を放電します。

出力短絡状態からの保護

出力短絡状態時に、LT8316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次巻線の電圧が低下します。このため、デバイスのINTV_{CC} UVLO (8.1V、代表値)が作動してスイッチングが停止し、ディプリーション・モード時の起動電流源によって充電されます。INTV_{CC}がターンオン電圧の12Vに達すると、デバイスは再度スイッチングを開始します。

過負荷状態時に出力ダイオードが過剰な電力を消費しないように、抵抗R_{IREG/SS}を使用して安定化出力電流を設定することを推奨します。電圧レギュレータの場合は、設定電流を最大負荷電流の120%~150%にして、電流レギュレーションが電圧レギュレーションに干渉しないようにします。

ループ補償

LT8316は、抵抗とコンデンサのネットワークをV_Cピンに外付けして補償します。代表値はR_C = 20kΩとC_C = 220nFの範囲内です。使用するR_Cの値が大きすぎると、デバイスは高周波ノイズとジッタの影響を受けやすくなります。使用するR_Cの値が小さすぎると、トランジェント性能が損なわれます。C_Cの値の選び方は、どちらかというとならばR_Cの値の選び方の逆です。使用するC_Cの値が小さすぎると、ループは不安定

になる可能性があり、使用するC_Cの値が大きすぎると、トランジェント性能が損なわれます。

過渡応答は負荷ステップで評価可能であり、調整可能なRC補正ネットワークを使用して調整できます。負荷電流と入力電圧の全範囲にわたって安定性を確認してください。

電源電圧範囲の拡大

LT8316は、V_{IN}が最大600Vで動作する定格になっています。それより高い電源電圧での動作を可能にするには、図4に示すように、ツェナー・ダイオードをV_{IN}ピンと直列に接続します。ツェナー・ダイオードでの電圧降下により、チップに加わる電圧が減少するので、600Vを超える電源電圧が可能になります。

例えば、600Vのツェナー・ダイオードを接続すると、原則として、616V~1200Vの電源電圧範囲が許容されます。616Vが必要なのは起動時だけです。起動後は、LT8316は電源電圧が過渡的に低下しても動作し続けます。実際には、ツェナー・ダイオードの電圧許容誤差に応じて入力電圧範囲を調整する必要があります。

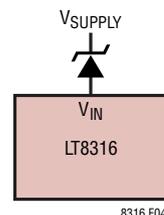


図4. ツェナー・ダイオードによる電源電圧の増大

アプリケーション情報

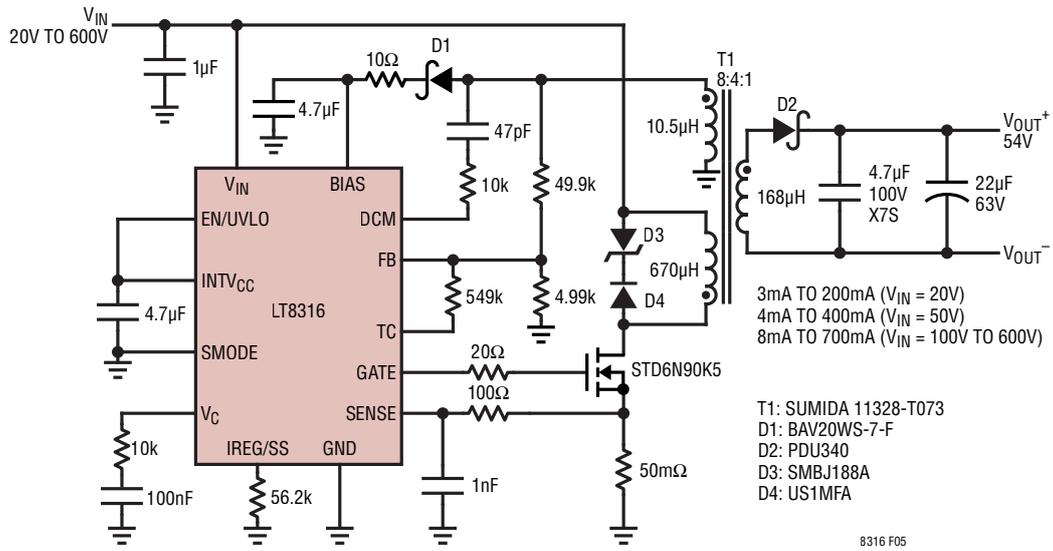


図5. 効率が94%の絶縁型54V電源

アプリケーション情報

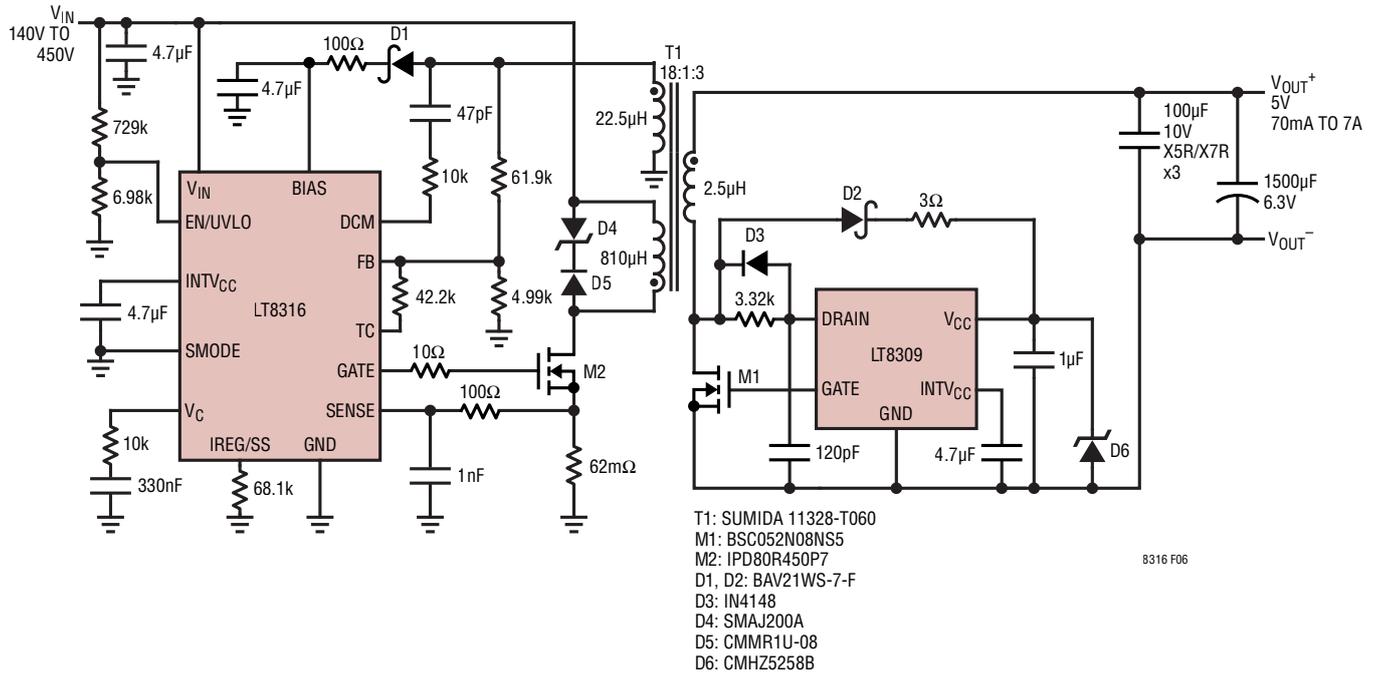
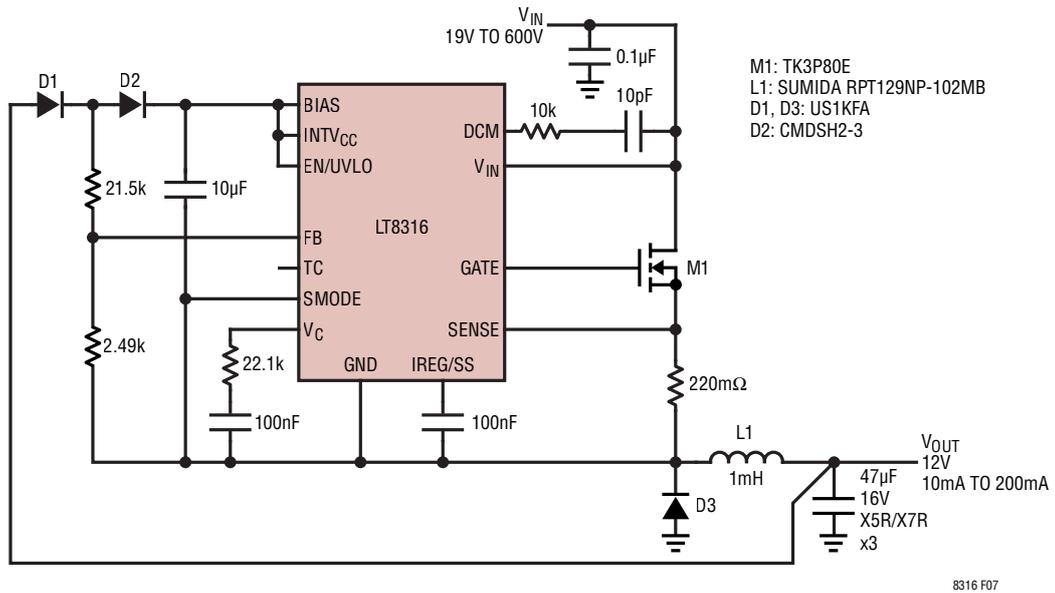


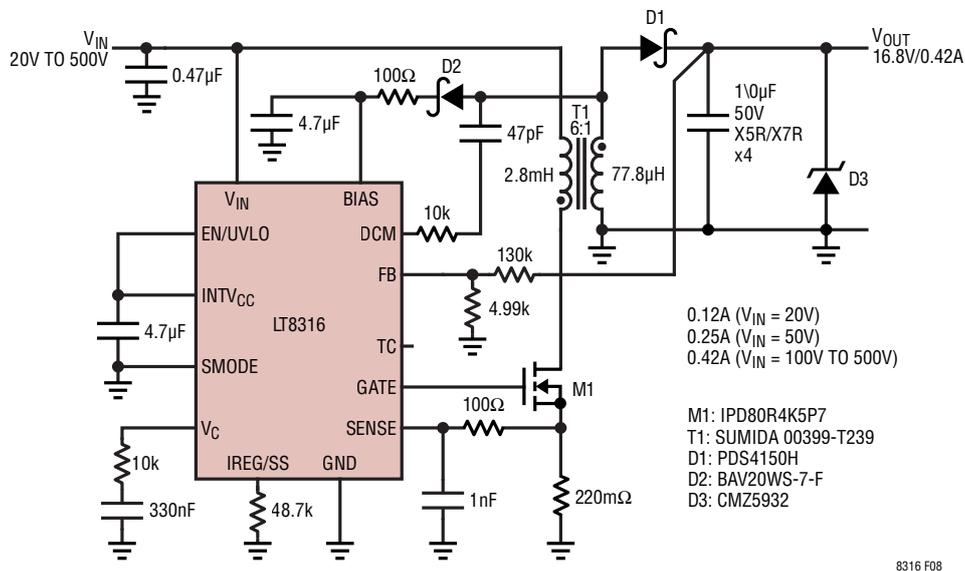
図6. 効率が91%の絶縁型5V/7A同期整流式フライバック・コンバータ

アプリケーション情報



8316 F07

図7. 入力電圧範囲が非常に広い非絶縁型12V降圧コンバータ



8316 F08

図8. 非絶縁型16.8Vゲート・ドライブ電源

アプリケーション情報

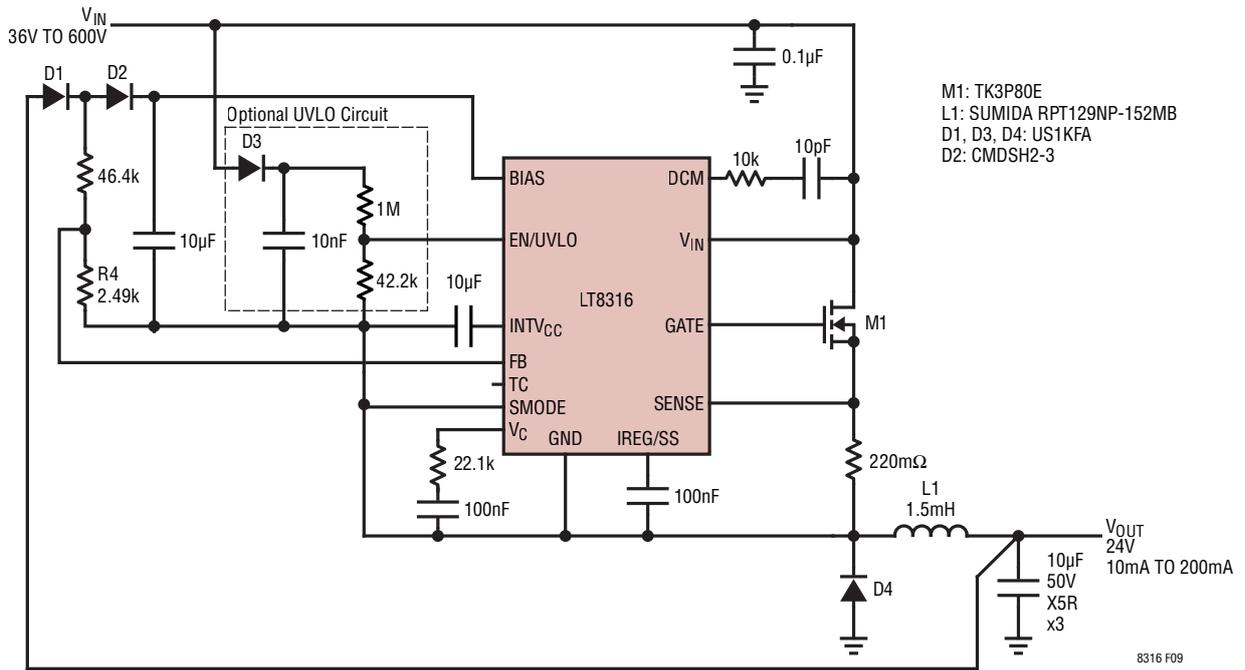
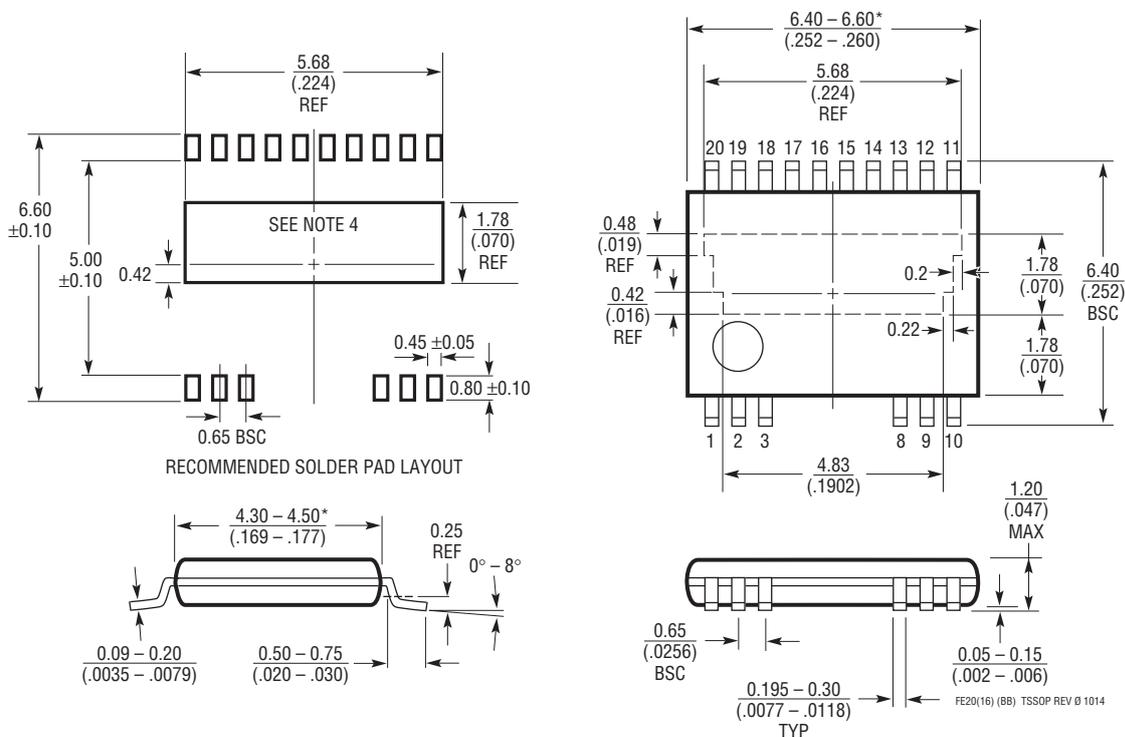


図9. オプションの低電圧ロックアウト機能を備えた非絶縁型24V降圧コンバータ

パッケージ

FE Package
Variation: FE20(16)
20-Lead Plastic TSSOP (4.4mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1990 Rev 0)
Exposed Pad Variation BB



NOTE:

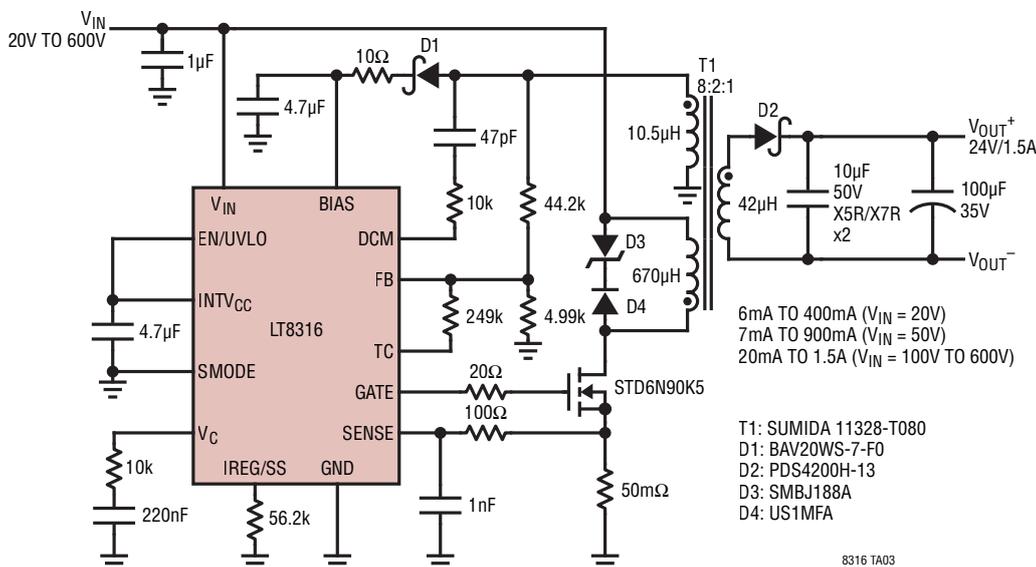
1. 標準寸法：ミリメートル
2. 寸法は $\frac{\text{ミリメートル}}{\text{インチ}}$
3. 図は実寸とは異なる

4. 露出パッド接続のための推奨最小 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 インチ) を超えないこと

FE20(16) (BB) TSSOP REV 0 1014

標準的応用例

入力電圧範囲の広い24Vフライバック・コンバータ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT8304/LT8304-1	150V/2Aスイッチを備えた100V入力のマイクロパワー絶縁型フライバック・コンバータ	低静止電流でフォトカプラ不要のモノリシック・フライバック・コンバータ、SO-8パッケージ LT8304-1は出力電圧が高い用途に推奨
LT8300	150V/260mAスイッチを備えた100V入力のマイクロパワー絶縁型フライバック・コンバータ	低静止電流でフォトカプラ不要のモノリシック・フライバック・コンバータ、5ピンTSOT-23パッケージ
LT8303	150V/0.45Aスイッチを備えた100V入力のマイクロパワー絶縁型フライバック・コンバータ	低静止電流でフォトカプラ不要のモノリシック・フライバック・コンバータ、5ピンTSOT-23パッケージ
LT8301	65V/1.2Aスイッチを備えた42V入力のマイクロパワー絶縁型フライバック・コンバータ	低静止電流でフォトカプラ不要のモノリシック・フライバック・コンバータ、5ピンTSOT-23パッケージ
LT8302	65V/3.6Aスイッチを備えた42V入力のマイクロパワー絶縁型フライバック・コンバータ	低静止電流でフォトカプラ不要のモノリシック・フライバック・コンバータ、SO-8パッケージ
LT8309	2次側同期整流器ドライバ	4.5V ≤ V _{CC} ≤ 40V、高速ターンオンおよびターンオフ、5ピンTSOT-23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、フォトカプラ不要のフライバック、MSOP-16(12)パッケージ
LT3798	アクティブPFC機能を備えたフォトカプラ不要のオフライン絶縁型フライバック・コントローラ	V _{IN} とV _{OUT} は外付け部品のみで制限
LT8312	力率改善回路内蔵の昇圧コントローラ	V _{IN} とV _{OUT} は外付け部品のみで制限
LT8315	630V/300mAスイッチを備えた560V入力のマイクロパワー絶縁型フライバック・コンバータ	低静止電流でフォトカプラ不要のモノリシック・フライバック・コンバータ、TSSOP-20(16)パッケージ