

光アイソレータ不要の36V、4W 絶縁型フライバック・コンバータ

特長

- 入力電圧範囲: 4V~36V
- 1.2A/65VのDMOSパワー・スイッチ内蔵
- 低自己消費電流
- 重負荷時の境界モード動作
- 軽負荷時の低リップルBurst Mode®動作
- 最小負荷: 全出力の0.5%(代表値)未滿
- 1個の外付け抵抗でV_{OUT}を設定
- レギュレーションのためにトランスの3次巻線や光アイソレータが不要
- 高精度のEN/UVLO閾値およびヒステリシス
- 内部補償とソフトスタート
- 出力短絡保護
- 5ピンTSOT-23パッケージ

アプリケーション

- テレコム用、車載用、産業用、医療用の絶縁型電源
- 絶縁型補助電源/ハウスキーピング電源

概要

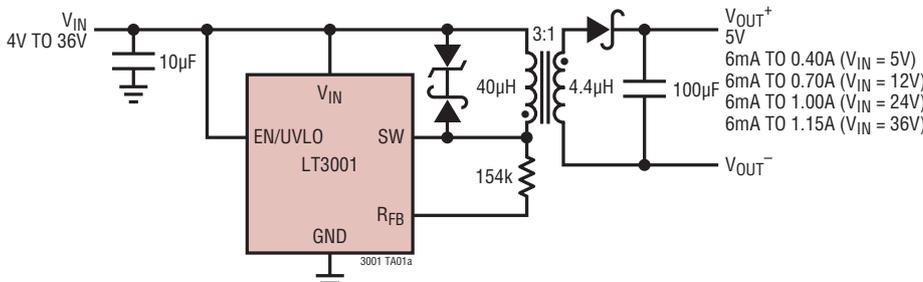
LT®3001は、マイクロパワー絶縁型フライバック・コンバータです。絶縁出力電圧を1次側のフライバック波形から直接サンプリングすることにより、デバイスはレギュレーションを行うのに3次巻線も光アイソレータも必要ありません。出力電圧は1個の外付け抵抗によって設定します。内部補償とソフトスタートにより、外付け部品点数を更に削減しています。境界モード動作により、優れた負荷レギュレーションの小型磁気ソリューションを実現します。低リップルのBurst Mode動作により、軽負荷時に高い効率を維持しつつ、出力電圧リップルを最小限に抑えます。1.2A、65VのDMOSパワー・スイッチの他に、全ての高電圧回路とコントロール・ロジックを5ピンThinSOT™パッケージに内蔵しています。

LT3001は4V~36Vの入力電圧範囲で動作し、最大4Wの絶縁出力電力を供給できます。高度な集積化と、境界モードおよび低リップルのBurst Modeの採用により、絶縁型電源を供給する、使いやすく部品点数の少ない高効率のアプリケーション・ソリューションが実現できます。

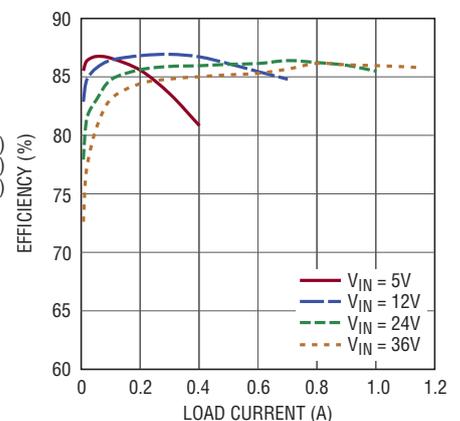
全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。
5438499、7463497、7471522をはじめとする米国特許によって保護されています。

標準的応用例

4V~36V入力 / 5V出力のマイクロパワー絶縁型フライバック・コンバータ



効率と負荷電流



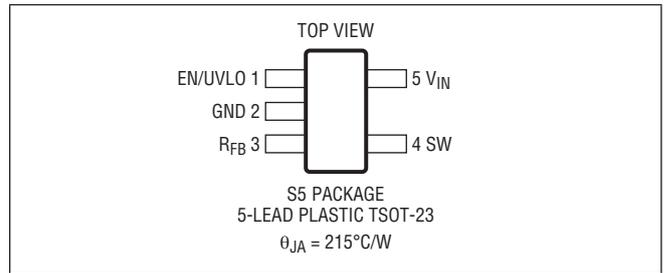
LT3001

絶対最大定格

(Note 1)

SW (Note 2)	65V
V_{IN}	42V
EN/UVLO	V_{IN}
R_{FB}	$V_{IN} - 0.5V \sim V_{IN}$
R_{FB} に流れ込む電流	200 μ A
動作ジャンクション温度範囲 (Note 3、4)	
LT3001E、LT3001I	-40°C ~ 125°C
保存温度範囲	-65°C ~ 150°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
LT3001ES5#TRMPBF	LT3001ES5#TRPBF	LTHMF	5-Lead Plastic TSOT-23	-40°C to 125°C
LT3001IS5#TRMPBF	LT3001IS5#TRPBF	LTHMF	5-Lead Plastic TSOT-23	-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。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。

電氣的特性

●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、 $V_{IN} = 5\text{V}$ 、 $V_{EN/UVLO} = V_{IN}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{IN}	Input Voltage Range		4		36	V
I_Q	V_{IN} Quiescent Current	$V_{EN/UVLO} = 0.2\text{V}$ Active Mode		0.8 350	2	μA μA
	EN/UVLO Shutdown Threshold	For Lowest Off I_Q	0.2	0.55		V
	EN/UVLO Enable Threshold	Falling Hysteresis	1.204	1.228 0.014	1.248	V V
I_{HYS}	EN/UVLO Hysteresis Current	$V_{EN/UVLO} = 1.1\text{V}$	2.2	2.5	2.8	μA
		$V_{EN/UVLO} = 1.3\text{V}$	-0.1	0	0.1	μA
f_{MIN}	Minimum Switching Frequency		9.4	10	10.6	kHz
$t_{ON(MIN)}$	Minimum Switch-On Time			170		ns
$I_{SW(MAX)}$	Maximum SW Current Limit		1.200	1.375	1.550	A
$I_{SW(MIN)}$	Minimum SW Current Limit		0.22	0.29	0.36	A
$R_{DS(ON)}$	Switch On-Resistance	$I_{SW} = 500\text{mA}$		0.4		Ω
I_{RFB}	R_{FB} Regulation Current		● 97.5	100	102.5	μA

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: SW ピンの過渡電圧定格は 65V。漏れインダクタンスに起因する電圧スパイクによっては、SW ピンの動作波形を減定格して、フライバック電圧スパイクを 65V 未満に維持する必要がある。

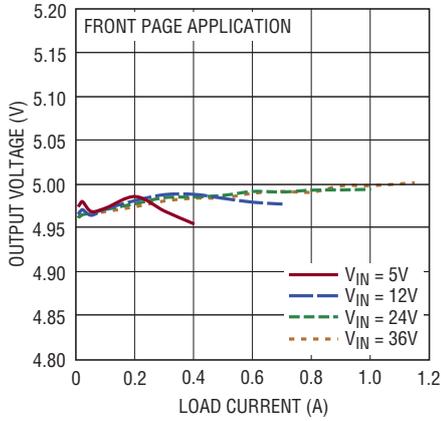
Note 3: LT3001E は $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度で性能仕様に適合することが確認されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LT3001I は、 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作ジャンクション温度範囲で確認されている。

Note 4: LT3001 は、瞬間的な過負荷状態時にデバイスを保護するための過熱保護機能を備えている。過熱保護機能がアクティブなときジャンクション温度は 150°C を超える。規定された最大動作ジャンクション温度を超えた状態で動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なう恐れがある。

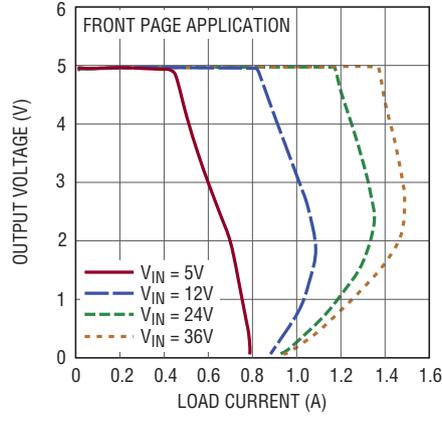
代表的な性能特性

注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

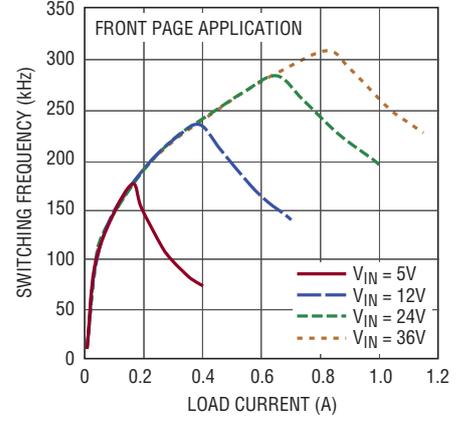
出力負荷と ライン・レギュレーション



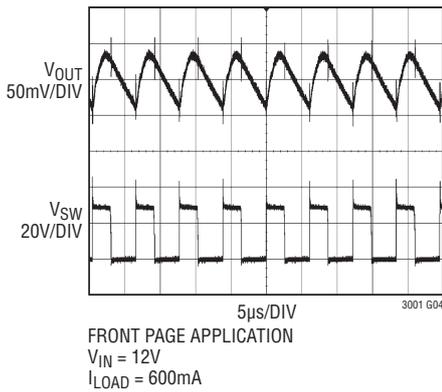
出力短絡保護



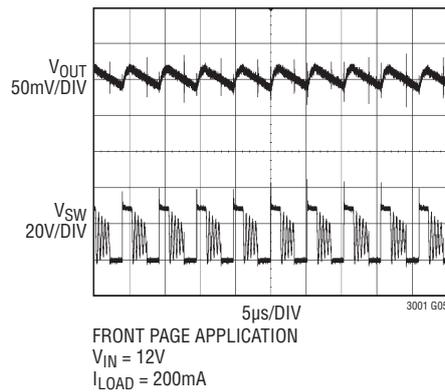
スイッチング周波数と負荷電流



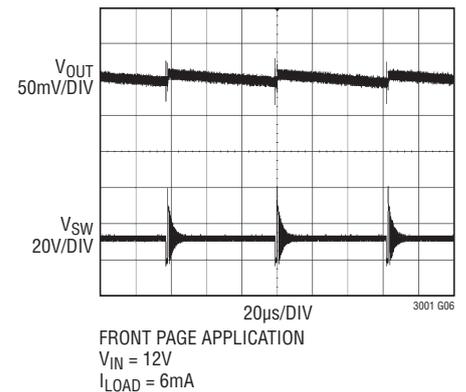
境界モードの波形



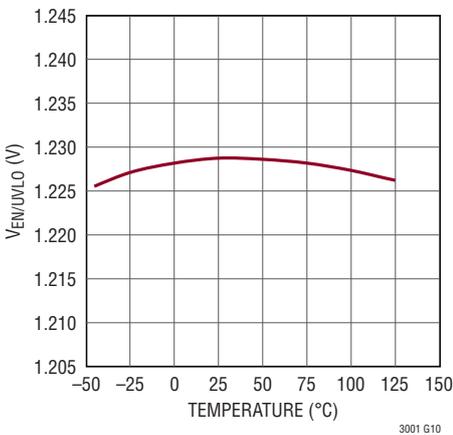
不連続モードの波形



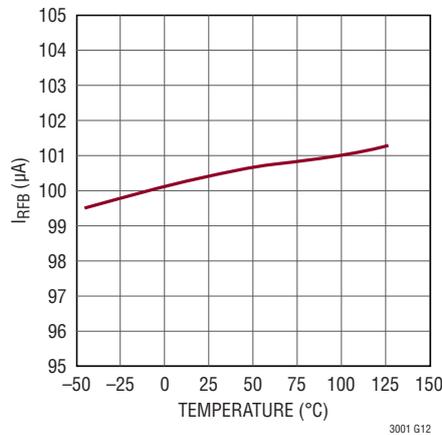
Burst Modeの波形



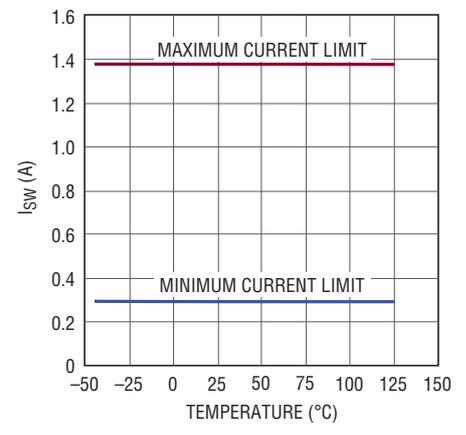
EN/UVLOのイネーブル閾値



R_{FB} のレギュレーション電流



スイッチの電流制限



ピン機能

EN/UVLO (ピン1) : イネーブル/低電圧ロックアウト。EN/UVLOピンはLT3001をイネーブルするために使用します。このピンの電圧を0.2Vより低くすると、LT3001はシャットダウンします。このピンは高精度な1.228Vの閾値を備えており、 V_{IN} とグラウンド間に抵抗分圧器を接続することで、 V_{IN} の低電圧ロックアウト(UVLO)閾値を設定できます。2.5 μ Aの電流ヒステリシスにより、 V_{IN} のUVLOヒステリシスを設定できます。どちらの機能も使用しない場合、このピンは V_{IN} に直接接続します。

GND (ピン2) : グラウンド。このピンは、近くのグラウンド・プレーンに直接接続します。

R_{FB} (ピン3) : 外付け帰還抵抗の入力ピン。このピンとトランスの1次側SWピンの間に抵抗を接続します。R_{FB}抵抗と10kの内部抵抗との比に調整済みの1.0Vリファレンス電圧を掛けると、出力電圧が決まります(これに1以外のトランス巻数比の影響が加わります)。このピンのパターン面積は最小限に抑えます。

SW (ピン4) : 65V内部DMOSパワー・スイッチのドレイン。このピンのパターン面積は最小限に抑えて、EMIと電圧スパイクを低減します。

V_{IN} (ピン5) : 入力電源。V_{IN}ピンは、内部回路に電流を供給し、R_{FB}ピンに接続された帰還回路のリファレンス電圧として機能します。このピンはコンデンサでデバイス近くのグラウンドにバイパスします。

動作

LT3001は、特に絶縁型フライバック・トポロジ向けに設計された電流モードのスイッチング・レギュレータICです。絶縁型トポロジの重要な課題は、レギュレーションのため、トランスの絶縁された2次側から1次側へ出力電圧の情報をどう伝達するかにあります。従来は、光アイソレータや追加のトランス巻線によって、この情報を絶縁境界を越えて伝達してきました。光アイソレータ回路は出力電力を浪費し、余計な部品によってコストと電源サイズが増大します。また、光アイソレータは、限られた動的応答、非直線性、デバイス間のばらつき、経年劣化が原因でシステムの問題を引き起こすことがあります。追加のトランス巻線を使用する回路にも不備があります。追加の巻線を使用すると、トランスの物理的なサイズとコストが増加するのに、動的応答は月並みであることが多いからです。

LT3001では、1次側のフライバック・パルス波形を通じて絶縁出力電圧をサンプリングします。このように、レギュレーションには光アイソレータも追加のトランス巻線も必要ありません。LT3001は境界導通モードと不連続導通モードのどちらかで動作するため、出力電圧は2次側電流がゼロのときにSWピンで必ずサンプリングされます。この方法により、外付けの負荷補償部品の必要なしに負荷レギュレーションを向上できます。

アプリケーション情報

出力電圧

R_{FB} 抵抗は、出力電圧を設定するために使用する唯一の外付け抵抗です。

出力電圧は次式で設定します。

$$V_{OUT} = 100\mu A \cdot \left(\frac{R_{FB}}{N_{PS}} \right) \cdot V_F$$

V_F = 出力ダイオードの順方向電圧

N_{PS} = トランスの1次対2次の実効巻数比

1次側インダクタンスの条件

LT3001は、SWピンの反映出力電圧から出力電圧の情報を取得します。2次側に流れる電流は、1次側SWピンの出力電圧を反映しています。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450ns必要です。正常なサンプリングを確実に行うには、450ns以上の間2次巻線に電流を流す必要があります。以下の式から1次側励磁インダクタンスの最小値が得られます。

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

$t_{OFF(MIN)}$ = 最小スイッチオフ時間 = 450ns

$I_{SW(MIN)}$ = スイッチの最小電流制限値 = 290mA(代表値)

最小スイッチオフ時間の1次側インダクタンス条件の他に、LT3001には最小スイッチオン時間の条件があり、デバイスのパワー・スイッチのオン時間を約170nsより短くすることはできません。この最小スイッチオン時間の主な目的は、スイッチの最初のターンオン電流スパイクの立上がりエッジをブランキングすることです。その時間内にインダクタ電流が電流制限の目標値を超えると、電流制御ループがその制御能力を失って出力が発振する可能性があります。したがって、1次側励磁インダクタンスを選択するときは、最大入力電圧に関する以下の式にも従う必要があります。

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

$t_{ON(MIN)}$ = 最小スイッチオン時間 = 170ns

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ピンの立下がり閾値は1.228Vに設定されており、14mVのヒステリシスがあります。また、EN/UVLOピンの電圧が1.228Vより低いと、このピンに2.5 μ Aのシンク電流が流れます。この電流は、R1の値に基づいてプログラマブルなヒステリシスを与えます。プログラマブルなUVLO閾値は次のようになります。

$$V_{IN(UVLO+)} = \frac{1.242V \cdot (R1+R2)}{R2} + 2.5\mu A \cdot R1$$

$$V_{IN(UVLO-)} = \frac{1.228V \cdot (R1+R2)}{R2}$$

図1は、外部シャットダウン制御を実施しつつ、一方でUVLO機能を使用する回路を示しています。NMOSをオンするとEN/UVLOピンが接地され、LT3001は静止電流が2 μ A未満のシャットダウン状態になります。

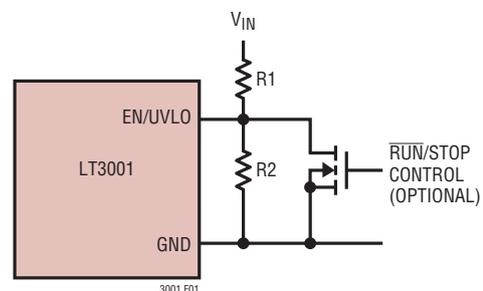


図1. 低電圧ロックアウト (UVLO)

アプリケーション情報

最小負荷条件

LT3001では、1次側のフライバック・パルス波形をもとに絶縁出力電圧をサンプリングします。1次側のスイッチがオフして2次巻線に電流が流れると、フライバック・パルスが発生します。出力電圧をサンプリングするため、LT3001は少なくとも最小の時間かつ最小の周波数でオン/オフする必要があります。LT3001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。最小のエネルギー供給量により、最小負荷条件が生じます。これは次のように概算できます。

$$I_{LOAD(MIN)} = \frac{L_{PRI} \cdot I_{SW(MIN)}^2 \cdot f_{MIN}}{2 \cdot V_{OUT}}$$

L_{PRI} = トランスの1次側インダクタンス

$I_{SW(MIN)}$ = スwitchの最小電流制限値 = 360mA(最大)

f_{MIN} = 最小スイッチング周波数 = 10.6kHz(最大)

LT3001が最小負荷として必要なのは、通常、最大出力電力の0.5%未満です。また、事前の負荷増加を許容できない場合は、ブレークダウン電圧が出力電圧より20%高いツェナー・ダイオードを最小負荷の代わりにすることができます。5V出力の場合は、カソードを出力に接続した6Vのツェナー・ダイオードを使用します。

設計例

LT3001のアプリケーションを設計するための目安として、以下の設計例を使用します。この設計例では、500mAの負荷電流と8V~32Vの入力電圧範囲で5V出力を設計します。

$V_{IN(MIN)} = 8V$ 、 $V_{IN(NOM)} = 12V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 32V$ 、

$V_{OUT} = 5V$ 、 $I_{OUT} = 500mA$

ステップ1: トランスの巻数比を選択します。

$$N_{PS} < \frac{65V - V_{IN(MAX)} - V_{LEAKAGE}}{V_{OUT} + V_F}$$

$V_{LEAKAGE}$ = トランスの漏れスパイクのマーヅン = 15V

V_F = 出力ダイオードの順方向電圧 = 約0.3V

例:

$$N_{PS} < \frac{65V - 32V - 15V}{5V + 0.3V} = 3.4$$

トランスの巻数比を選択することは、コンバータの出力電流能力を決める上で重要な要素です。異なるトランス巻数比でのスイッチ電圧ストレスと出力電流能力を表1に示します。

表1. スwitch電圧ストレスおよび出力電流能力と巻数比

N_{PS}	$V_{IN(MAX)}$ での $V_{SW(MAX)}$ (V)	$V_{IN(MIN)}$ での $I_{OUT(MAX)}$ (mA)	デューティ・サイクル (%)
1:1	37.3	330	14-40
2:1	42.6	470	25-57
3:1	47.9	540	33-67

$N_{PS} = 3$ のみが500mAの出力電流条件を満たすので、この例では $N_{PS} = 3$ を選択します。

ステップ2: 1次側インダクタンスを決定します。

最小スイッチオフ時間と最小スイッチオン時間の条件を満たすため、トランスの1次側インダクタンスは最小値より大きい値に設定する必要があります。

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

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

$t_{OFF(MIN)} = 450ns$

$t_{ON(MIN)} = 170ns$

$I_{SW(MIN)} = 290mA$ (代表値)

例:

$$L_{PRI} \geq \frac{450ns \cdot 3 \cdot (5V + 0.3V)}{290mA} = 25\mu H$$

$$L_{PRI} \geq \frac{170ns \cdot 32V}{290mA} = 19\mu H$$

アプリケーション情報

ほとんどのトランスでは、1次側インダクタンスの許容誤差が±20%と規定されています。他の部品の許容誤差を考慮して、上式で計算した最小値より30%大きい1次側インダクタンスを持つトランスを選択します。したがって、この例では $L_{PRI} = 40\mu\text{H}$ を選択します。

1次側インダクタンスが決定したら、最大負荷でのスイッチング周波数は次のように計算できます。

$$f_{SW} = \frac{1}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{1}{\frac{L_{PRI} \cdot I_{SW}}{V_{IN}} + \frac{L_{PRI} \cdot I_{SW}}{N_{PS} \cdot (V_{OUT} + V_F)}}$$

$$I_{SW} = \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT} \cdot 2}{\eta \cdot V_{IN} \cdot D}$$

例:

$$D = \frac{(5V + 0.3V) \cdot 3}{(5V + 0.3V) \cdot 3 + 12V} = 0.57$$

$$I_{SW} = \frac{5V \cdot 0.5A \cdot 2}{0.85 \cdot 12V \cdot 0.57} = 0.86A$$

$$f_{SW} = 199\text{kHz}$$

また、トランスは、入力と負荷の全ての条件にわたって正しい飽和電流レベルになる定格を備えている必要があります。LT3001と連携して動作するには、2Aより大きい飽和電流定格が必要です。Würth製の750313974をフライバック・トランスとして選択します。

ステップ3: 出力ダイオードを選択します。

出力ダイオードを選択するときの主な2つの基準は、順方向電流定格と逆電圧定格です。最大負荷条件は、出力ダイオードの平均電流条件として適した1次推定値です。堅実な基準値は、最大スイッチ電流制限値に巻数比を掛けた値です。

$$I_{DIODE(MAX)} = I_{SW(MAX)} \cdot N_{PS}$$

例:

$$I_{DIODE(MAX)} = 4.125A$$

次に、 V_{IN} の最大値を使用して逆電圧条件を計算します。

$$V_{REVERSE} = V_{OUT} + \frac{V_{IN(MAX)}}{N_{PS}}$$

例:

$$V_{REVERSE} = 5V + \frac{32V}{3} = 15.6V$$

Central Semiconductor製のCMSH5-20(5A、20Vのダイオード)を選択します。

ステップ4: 出力コンデンサを選択します。

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。次式を使用して出力容量を計算します。

$$C_{OUT} = \frac{L_{PRI} \cdot I_{SW}^2}{2 \cdot V_{OUT} \cdot \Delta V_{OUT}}$$

例:

出力電圧のリップルが V_{OUT} の1% (50mV)未満になるよう設計します。

$$C_{OUT} = \frac{40\mu\text{H} \cdot (0.86A)^2}{2 \cdot 5V \cdot 0.05V} = 60\mu\text{F}$$

セラミック・コンデンサは印加電圧によって容量が減少することに注意してください。容量は、最大電圧定格のときに見積り容量の40%まで減少する可能性があります。したがって、100μF、10V定格のセラミック・コンデンサを選択します。

ステップ5: スナバ回路を設計します。

スナバ回路は、漏れインダクタンスによる電圧スパイクからパワー・スイッチを保護します。このアプリケーションでは漏れインダクタンスが少なく、電圧マージンが大きいので、DZスナバ回路を推奨します。ツェナー・ダイオードとダイオードを選択する必要があります。

ツェナー・ダイオードのブレークダウン電圧の最大値は、 V_{IN} の最大値に従って次のように設定します。

$$V_{ZENER(MAX)} \leq 65V - V_{IN(MAX)}$$

アプリケーション情報

例:

$$V_{ZENER(MAX)} \leq 65V - 32V = 33V$$

最大値が21Vの20V ツェナー・ダイオードが最適な保護を提供し、電力損失を最小限に抑えます。したがって、Central Semiconductor 製の20V、0.25Wのツェナー・ダイオード (CMDZ5250B) を選択します。

高速で十分な逆ブレイクダウン電圧を備えたダイオードを選択します。

$$V_{REVERSE} > V_{SW(MAX)}$$

$$V_{SW(MAX)} = V_{IN(MAX)} + V_{ZENER(MAX)}$$

例:

$$V_{REVERSE} > 53V$$

Central Semiconductor 製の100V、0.25Aのダイオード (CMHD4448) を選択します。

ステップ6: R_{FB} の抵抗を選択します。

次式を使用して、 R_{FB} の初期値を計算します。

$$R_{FB} = \frac{N_{PS} \cdot (V_{OUT} + V_F)}{100\mu A}$$

例:

$$R_{FB} = \frac{3 \cdot (5V + 0.3V)}{100\mu A} = 159k$$

標準の抵抗値の許容誤差によっては、高精度の抵抗値が存在しないことがあります。許容誤差1%の標準値としては、158kの抵抗が十分に近いと考えられます。最終的な R_{FB} の値は、出力電圧の測定値に応じて調整します。

ステップ7: EN/UVLOの抵抗を選択します。

必要なヒステリシスの大きさを決定して、 R_1 の抵抗値を計算します。

$$V_{IN(HYS)} = 2.5\mu A \cdot R_1$$

例:

ヒステリシスとして2Vを選択します。

$$R_1 = 806k$$

UVLO 閾値を決定して、 R_2 の抵抗値を計算します。

$$V_{IN(UVLO+)} = \frac{1.242V \cdot (R_1 + R_2)}{R_2} + 2.5\mu A \cdot R_1$$

例:

V_{IN} のUVLO 立上がり閾値を7.5Vに設定します。

$$R_2 = 232k$$

$$V_{IN(UVLO+)} = 7.5V$$

$$V_{IN(UVLO-)} = 5.5V$$

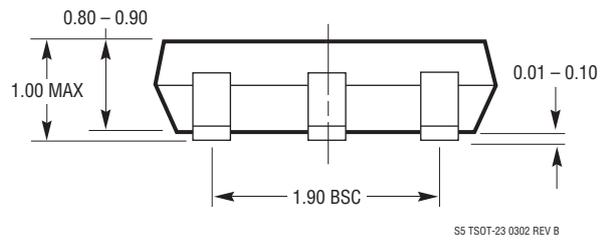
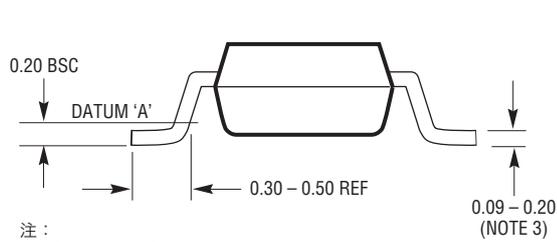
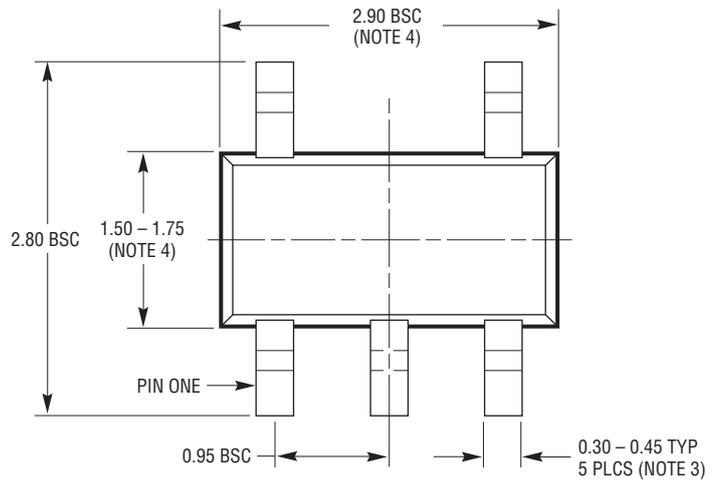
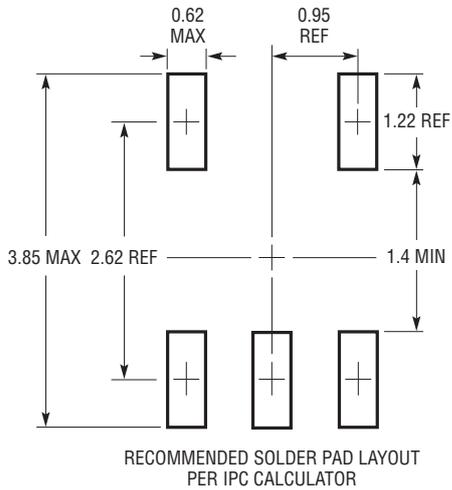
ステップ8: 最小負荷を確保します。

理論上の最小負荷は次式で概算できます。

$$I_{LOAD(MIN)} = \frac{40\mu H \cdot (360mA)^2 \cdot 10.6kHz}{2 \cdot 5V} = 5.5mA$$

実際のアプリケーションにおける最小負荷条件を忘れずに確認します。最小負荷となるのは、出力で消費されるよりも大きなエネルギーをコンバータが供給するのに伴って出力電圧が上昇し始める時点です。このアプリケーションの実際の最小負荷は約6mAです。この例では、最小負荷として820 Ω の抵抗を選択します。

S5 Package
5-Lead Plastic TSOT-23
 (Reference LTC DWG # 05-08-1635 Rev B)



- 注：
1. 寸法はミリメートル
 2. 図は実寸とは異なる
 3. 寸法はめっきを含む
 4. 寸法はモールドのバリおよび金属のバリを含まない
 5. モールドのバリは、0.254mm を超えないこと
 6. JEDEC パッケージ参照番号は MO-193