

## 光アイソレータ不要の36V、10W 絶縁型フライバック・コンバータ

### 特長

- 入力電圧範囲: 4V~36V
- 3.6A/65VのDMOSパワー・スイッチ内蔵
- 低自己消費電流
- 重負荷時の準共振境界モード動作
- 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
- 出力電圧の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
- 出力ダイオードの温度補償
- 出力短絡保護
- 熱特性が改善された8ピンSOパッケージ

### アプリケーション

- 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

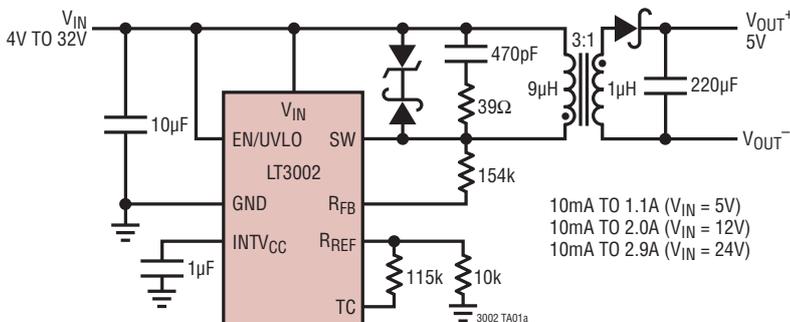
LT®3002は、モノリシックのマイクロパワー絶縁型フライバック・コンバータです。絶縁出力電圧を1次側のフライバック波形から直接サンプリングすることにより、デバイスはレギュレーションを行うのに3次巻線も光アイソレータも必要ありません。出力電圧は2つの外付け抵抗と第3の温度補償抵抗(オプション)を使用して設定します。境界モード動作により、優れた負荷レギュレーションの小型磁気ソリューションを実現します。低リップルのBurst Mode動作により、軽負荷時に高い効率を維持しつつ、出力電圧リップルを最小限に抑えます。3.6A、65VのDMOSパワー・スイッチの他に、全ての高電圧回路とコントロール・ロジックを熱特性が改善された8ピンSOパッケージに内蔵しています。

LT3002は4V~36Vの入力電圧範囲で動作し、最大10Wの絶縁出力電力を供給します。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。

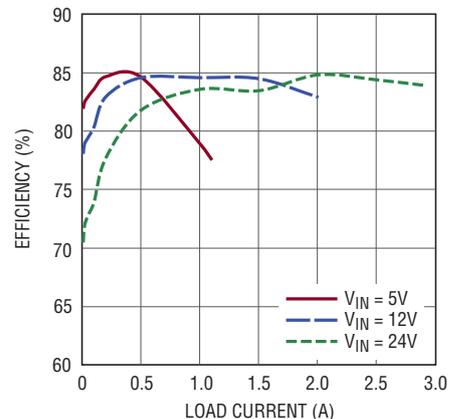
全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。5438499、7463497、7471522を含む米国特許によって保護されています。

### 標準的応用例

4V~32V入力/5V出力の絶縁型フライバック・コンバータ



効率と負荷電流



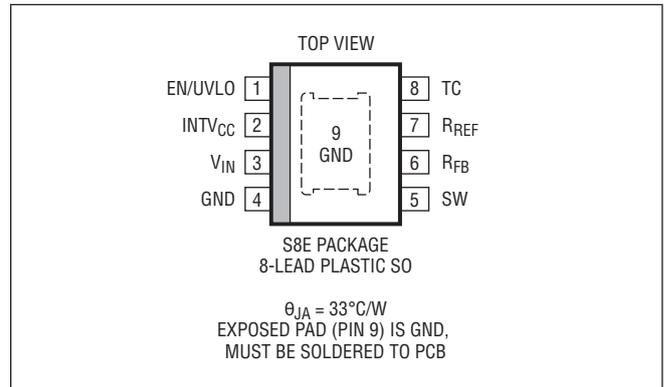
# LT3002

## 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 $\mu$ A
INTV <sub>CC</sub> 、R <sub>REF</sub> 、TC .....	4V
動作ジャンクション温度範囲 (Note 3、Note 4)	
LT3002E、LT3002I .....	-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
LT3002ES8E#PBF	LT3002ES8E#TRPBF	3002	8-Lead Plastic SO	-40°C to 125°C
LT3002IS8E#PBF	LT3002IS8E#TRPBF	3002	8-Lead Plastic SO	-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、 $V_{IN} = 5\text{V}$ 、 $V_{EN/UVLO} = V_{IN}$ 、 $C_{INTVCC} = 1\mu\text{F}$ (GNDとの間)。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
$V_{IN}$	$V_{IN}$ Voltage Range		4		36	V
$I_Q$	$V_{IN}$ Quiescent Current	$V_{EN/UVLO} = 0.2\text{V}$ Active Mode		0.5 380	2	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
	EN/UVLO Shutdown Threshold	For Lowest Off $I_Q$	0.2	0.75		V
	EN/UVLO Enable Threshold	Falling	1.178	1.214	1.250	V
	EN/UVLO Enable Hysteresis			14		mV
$I_{HYS}$	EN/UVLO Hysteresis Current	$V_{EN/UVLO} = 1.1\text{V}$ $V_{EN/UVLO} = 1.3\text{V}$	2.3 -0.1	2.5 0	2.7 0.1	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
$V_{INTVCC}$	INTVCC Regulation Voltage	$I_{INTVCC} = 0\text{mA}$ to $10\text{mA}$	2.85	3	3.1	V
$I_{INTVCC}$	INTVCC Current Limit	$V_{INTVCC} = 2.8\text{V}$	10	13	20	mA
	INTVCC UVLO Threshold	Falling	2.39	2.47	2.55	V
	INTVCC UVLO Hysteresis			105		mV
	( $R_{FB} - V_{IN}$ ) Voltage	$I_{RFB} = 75\mu\text{A}$ to $125\mu\text{A}$	-50		50	mV
	$R_{REF}$ Regulation Voltage	●	0.98	1.00	1.02	V
$V_{TC}$	TC Pin Voltage			1.00		V
$I_{TC}$	TC Pin Current	$V_{TC} = 1.2\text{V}$ $V_{TC} = 0.8\text{V}$	12	15 -200	18	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
$f_{MIN}$	Minimum Switching Frequency		11.3	12	12.7	kHz
$t_{ON(MIN)}$	Minimum Switch-On Time			160		ns
$I_{SW(MAX)}$	Maximum Switch Current Limit		3.6	4.5	5.4	A
$I_{SW(MIN)}$	Minimum Switch Current Limit		0.70	0.87	1.04	A
$R_{DS(ON)}$	Switch On-Resistance	$I_{SW} = 1.5\text{A}$		80		$\text{m}\Omega$

**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。

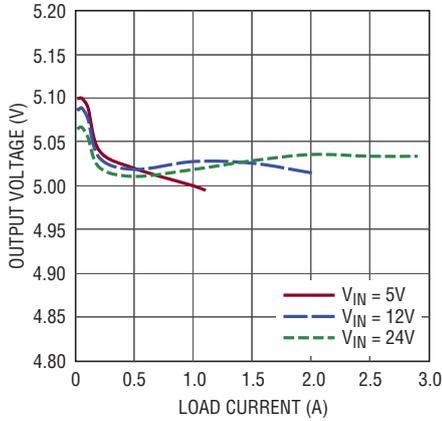
**Note 3:** LT3002Eは、 $0^\circ\text{C}$ ~ $125^\circ\text{C}$ のジャンクション温度で性能仕様に適合することが確認されている。 $-40^\circ\text{C}$ ~ $125^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LT3002Iは、 $-40^\circ\text{C}$ ~ $125^\circ\text{C}$ の全動作ジャンクション温度範囲で確認されている。

**Note 4:** LT3002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 $150^\circ\text{C}$ 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

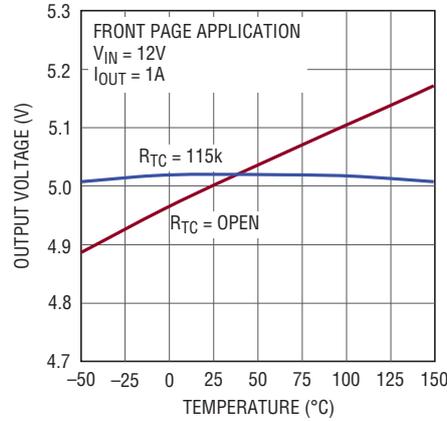
注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

### 出力負荷とライン・レギュレーション



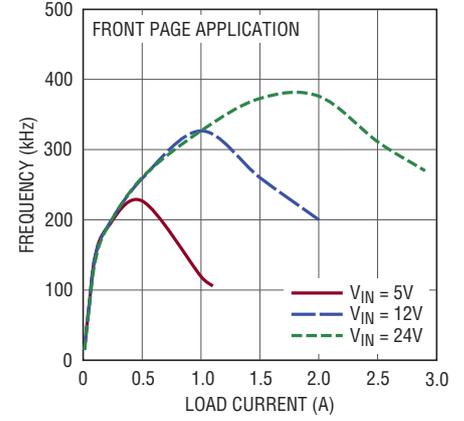
3002 G01

### 出力の温度変動



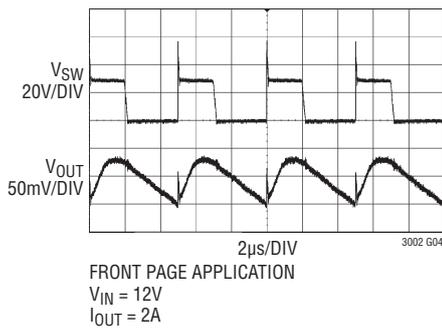
3002 G02

### スイッチング周波数と負荷電流



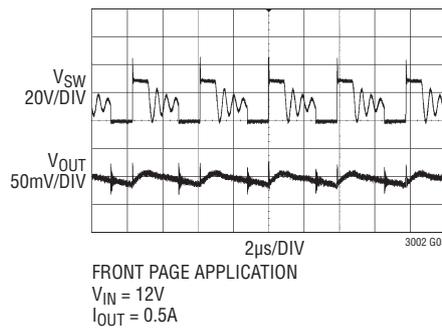
3002 G03

### 境界モードの波形



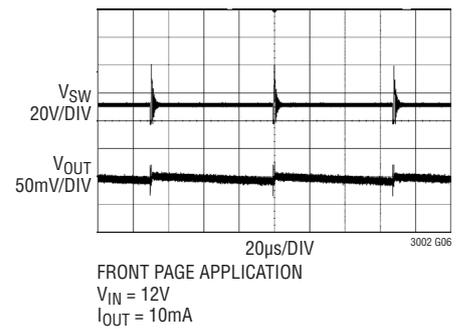
3002 G04

### 不連続モードの波形



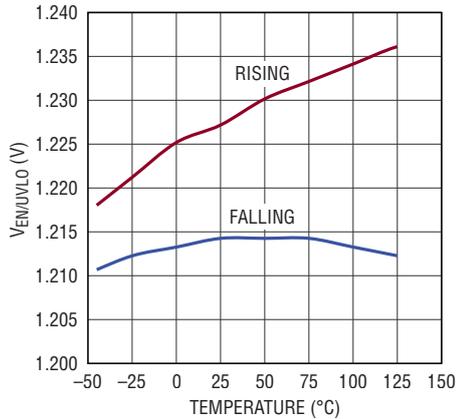
3002 G05

### Burst Modeの波形



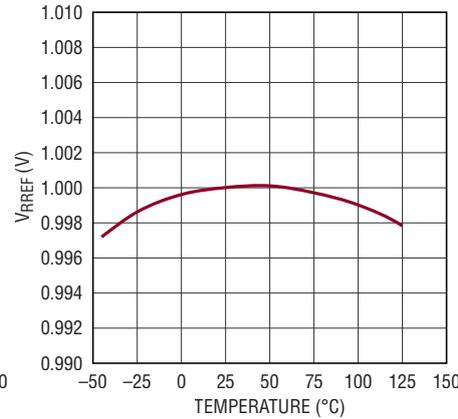
3002 G06

### EN/UVLOのイネーブル閾値



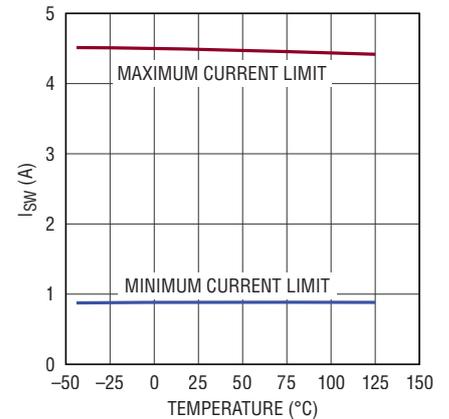
3002 G07

### RREFのレギュレーション電圧



3002 G08

### スイッチの電流制限



3002 G09

## 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LT3002をイネーブルするために使用します。このピンの電圧を0.3Vより低くすると、LT3002はシャットダウンします。このピンは高精度な1.214V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 $\mu$ 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。

**INTV<sub>CC</sub> (ピン2) :** 内蔵の3Vリニア電圧レギュレータの出力。INTV<sub>CC</sub>ピンは $V_{IN}$ ピンから電源供給を受けており、内部制御回路およびゲート・ドライバに電力を供給します。3次巻線電源など、外部電源でINTV<sub>CC</sub>ピンをオーバードライブしないでください。このピンは1 $\mu$ F以上のセラミック・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。

**$V_{IN}$  (ピン3) :** 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。

**GND (ピン4、露出パッドのピン9) :** グラウンド。露出パッドにより、グラウンドへの電気的接触とプリント回路基板への十

分な熱的接触の両方を確保できます。この露出パッドは、直接グラウンド・プレーンにハンダ処理してください。

**SW (ピン5) :** 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。

**$R_{FB}$  (ピン6) :** 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 $R_{REF}$ 抵抗との比に内部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。

**$R_{REF}$  (ピン7) :** グラウンドを基準にした外部リファレンス抵抗の入力ピン。このピンに接続する抵抗は10kの範囲内にしてください。ただし、抵抗の分圧比を選択するとき都合がよいように、抵抗値は9.09k~11.0kの範囲でかまいません。

**TC (ピン8) :** 出力電圧の温度補償。このピンの電圧は絶対温度に比例(PTAT)し、温度係数は3.35mV/Kです。つまり、室温25°Cのとき1Vになります。TCピンの電圧を使用してLT3002のジャンクション温度を推定できます。このピンと $R_{REF}$ ピンの間に抵抗を接続して、出力ダイオードの温度係数を補償します。

## 動作

LT3002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。

LT3002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。LT3002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

$R_{FB}$  と  $R_{REF}$  の抵抗は、出力電圧を設定するために使用する外付け抵抗です。

出力電圧は次式で設定します。

$$V_{OUT} = V_{REF} \cdot \left( \frac{R_{FB}}{R_{REF}} \right) \cdot \left( \frac{1}{N_{PS}} \right) - V_F$$

$V_F$  = 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

$V_{REF}$  = 内部リファレンス電圧 (1.00V)

### 出力の温度補償

出力ダイオードの温度係数を相殺するには、次の2つの式を満たす必要があります。

$$V_{OUT} = V_{REF} \cdot \left( \frac{R_{FB}}{R_{REF}} \right) \cdot \left( \frac{1}{N_{PS}} \right) - V_F(T_0)$$

$$(\delta V_{TC} / \delta T) \cdot \left( \frac{R_{FB}}{R_{REF}} \right) \cdot \left( \frac{1}{N_{PS}} \right) = -(\delta V_F / \delta T)$$

$T_0$  = Room temperature 25°C

$(\delta V_F / \delta T)$  = Output diode forward voltage temperature coefficient

$(\delta V_{TC} / \delta T) = 3.35mV/^\circ C$

### 1次側インダクタンスの条件

LT3002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350ns必要です。正常なサンプリングを確実に行うには、350ns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 = 350ns (代表値)

$I_{SW(MIN)}$  = スイッチの最小電流制限値 = 0.87A (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、LT3002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160ns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 = 160ns (代表値)

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40~60%大きいトランスを選択してください。インダクタンスがはるかに大きいトランスは物理的サイズが大きくなり、軽負荷時に不安定になる可能性があります。

### 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のイネーブル立ち下がり閾値は1.214V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1.214Vより低いと、このピンに2.5μA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。

$$V_{IN(UVLO+)} = \frac{1.228V \cdot (R1+R2)}{R2} + 2.5\mu A \cdot R1$$

$$V_{IN(UVLO-)} = \frac{1.214V \cdot (R1+R2)}{R2}$$

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、LT3002は静止電流が2μA未満のシャットダウン状態になります。

## アプリケーション情報

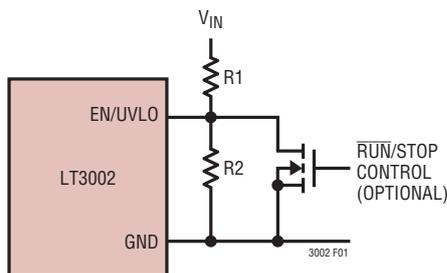


図1. 低電圧ロックアウト (UVLO)

### 最小負荷条件

LT3002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、LT3002は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。LT3002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 = 1.04A(最大値)

$f_{MIN}$  = 最小スイッチング周波数 = 12.7kHz(最大値)

LT3002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、事前の負荷装填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10%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5.6Vのツェナー・ダイオードを使用します。

### 設計例

LT3002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、1.5A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。

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

$$V_{OUT} = 5V, I_{OUT} = 1.5A$$

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

NPS	$V_{IN(MAX)}$ での $V_{SW(MAX)}$ (V)	$V_{IN(MIN)}$ での $I_{OUT(MAX)}$ (A)	デューティ・ サイクル (%)
1:1	37.3	0.92	14-40
2:1	42.6	1.31	25-57
3:1	47.9	1.53	33-67

明らかに、 $N_{PS} = 3$ のみが1.5Aの出力電流条件を満たすので、この例では巻数比として $N_{PS} = 3$ 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。

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

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

$$t_{OFF(MIN)} = 350ns$$

$$t_{ON(MIN)} = 160ns$$

$$I_{SW(MIN)} = 0.87A$$

## アプリケーション情報

例:

$$L_{PRI} \geq \frac{350\text{ns} \cdot 3 \cdot (5\text{V} + 0.3\text{V})}{0.87\text{A}} = 6.4\mu\text{H}$$

$$L_{PRI} \geq \frac{160\text{ns} \cdot 32\text{V}}{0.87\text{A}} = 5.9\mu\text{H}$$

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40%~60%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 $L_{PRI} = 9\mu\text{H}$ 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:

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

$$I_{SW} = \frac{5\text{V} \cdot 1.5\text{A} \cdot 2}{0.8 \cdot 12\text{V} \cdot 0.57}$$

$$f_{SW} = 277\text{kHz}$$

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。LT3002と連携して動作するには、7Aより大きい飽和電流定格が必要です。

### 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。出力短絡条件では、出力ダイオードがはるかに大量の電流を流す必要があります。したがって、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の60%です。

$$I_{DIODE(MAX)} = 0.6 \cdot I_{SW(MAX)} \cdot N_{PS}$$

例:

$$I_{DIODE(MAX)} = 8.1\text{A}$$

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:

$$V_{REVERSE} = 5\text{V} + \frac{32\text{V}}{3} = 15.7\text{V}$$

Diodes Inc. 製のPDS835L (8A、35V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。出力容量は次式を使用して計算します。

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

例:

出力電圧のリップルが $V_{OUT}$ の±1% (100mV)未満になるよう設計します。

$$C_{OUT} = \frac{9\mu\text{H} \cdot (4.5\text{A})^2}{2 \cdot 5\text{V} \cdot 0.1\text{V}} = 182\mu\text{F}$$

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、220μF、6.3V定格のX5RまたはX7Rセラミック・コンデンサを選択します。

## アプリケーション情報

### 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、(RC + DZ) スナバを推奨します。470pFのコンデンサと39Ωの抵抗の直列接続をRCスナバとして選択します。

ツェナー・ダイオードのブレイ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。

$$V_{ZENER(MAX)} \leq 60V - V_{IN(MAX)}$$

例:

$$V_{ZENER(MAX)} \leq 60V - 32V = 28V$$

最大値が26Vの24V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24V、1.5Wのツェナー・ダイオード(CMZ5934B)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:

$$V_{REVERSE} > 60V$$

Diodes Inc.製の100V、1Aのダイオード(DFLS1100)を選択します。

### ステップ6: $R_{REF}$ と $R_{FB}$ の抵抗を選択します。

次式を使用して、 $R_{REF}$ と $R_{FB}$ の初期値を計算します。

$$R_{FB} = \frac{R_{REF} \cdot N_{PS} \cdot (V_{OUT} + V_F(T_0))}{V_{REF}}$$

$$R_{REF} = 10k$$

例:

$$R_{FB} = \frac{10k \cdot 3 \cdot (5V + 0.3V)}{1.00V} = 159k$$

許容誤差1%の標準値として、158kの抵抗を選択します。

### ステップ7: 出力電圧に基づいて $R_{FB}$ 抵抗を調整します。

アプリケーション部品でアプリケーション回路を構築して電源を投入し、安定化出力電圧を測定します。出力電圧の測定値に基づいて $R_{FB}$ 抵抗を調整します。

$$R_{FB(NEW)} = \frac{V_{OUT}}{V_{OUT(MEASURED)}} \cdot R_{FB}$$

例:

$$R_{FB} = \frac{5V}{5.14V} \cdot 158k = 154k$$

### ステップ8: 出力電圧の温度変動に基づいて $R_{TC}$ 抵抗を選択します。

恒温槽のような温度が制御された環境で出力電圧を測定し、出力の温度係数を求めます。一定の負荷電流および入力電圧での出力電圧を、全動作温度範囲にわたって測定します。

$V_F$ の温度係数を計算します。

$$-(\delta V_F / \delta T) = \frac{V_{OUT}(T_1) - V_{OUT}(T_2)}{T_1 - T_2}$$

$$R_{TC} = \frac{3.35mV/^\circ C}{-(\delta V_F / \delta T)} \cdot \left( \frac{R_{FB}}{N_{PS}} \right)$$

例:

$$-(\delta V_F / \delta T) = \frac{5.189V - 5.041V}{100^\circ C - (0^\circ C)} = 1.48mV/^\circ C$$

$$R_{TC} = \frac{3.35mV/^\circ C}{1.48mV/^\circ C} \cdot \left( \frac{154}{3} \right) = 115k$$

### ステップ9: 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:

2Vのヒステリシス、 $R_1 = 806k$ を選択します。

## アプリケーション情報

UVLO 閾値を決定して、R2 の抵抗値を計算します。

$$V_{IN(UVLO+)} = \frac{1.228V \cdot (R1 + R2)}{R2} + 2.5\mu A \cdot R1$$

例:

$V_{IN}$  の UVLO 立上がり閾値を 7.5V に設定します。

$$R2 = 232k$$

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

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

### ステップ10: 最小負荷を確保します。

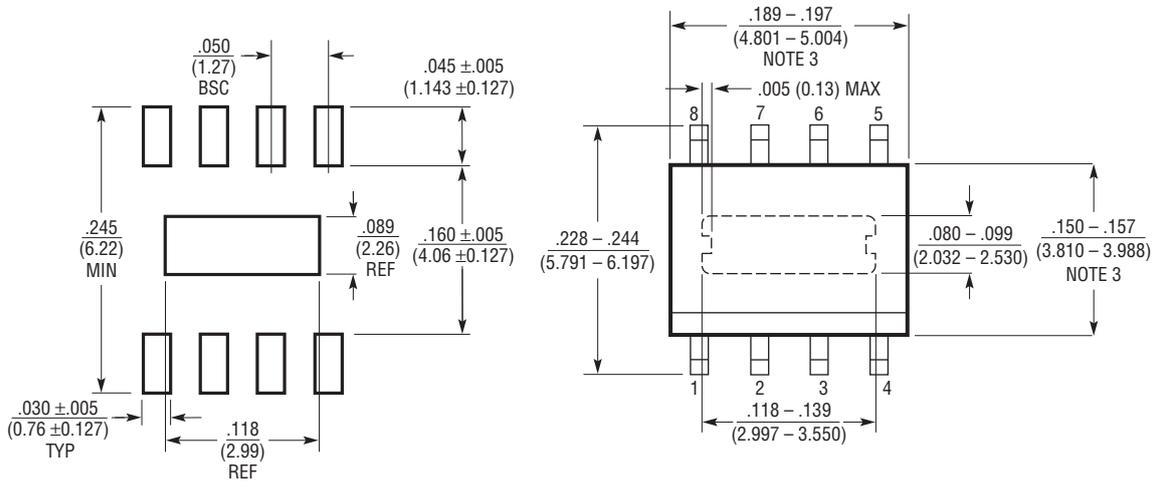
理論上の最小負荷は次式で概算できます。

$$I_{LOAD(MIN)} = \frac{9\mu H \cdot (1.04A)^2 \cdot 12.7kHz}{2 \cdot 5V} = 12.4mA$$

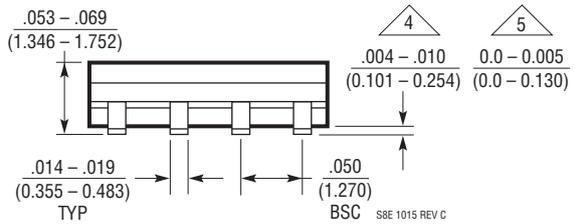
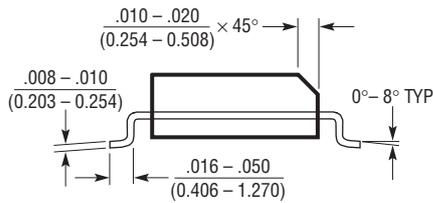
実際のアプリケーションにおける最小負荷条件を忘れずに確認します。最小負荷となるのは、出力で消費されるよりも大きなエネルギーをコンバータが供給するのに伴って出力電圧が上昇し始める時点です。このアプリケーションの実際の最小負荷は約 10mA です。この例では、最小負荷として 500Ω の抵抗を選択します。

パッケージ

**S8E Package**  
**8-Lead Plastic SOIC (Narrow .150 Inch) Exposed Pad**  
 (Reference LTC DWG # 05-08-1857 Rev C)



RECOMMENDED SOLDER PAD LAYOUT



注：

1. 寸法は  $\frac{\text{インチ}}{\text{(ミリメートル)}}$
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法には、モールドのバリまたは突出部を含まない。  
モールドのバリまたは突出部は、0.010 インチ (0.254mm) を超えないこと

4. 標準のピン・スタンドオフ高さは 4 ミル～10 ミル (542 より前のデート・コード)

5. 低めのピン・スタンドオフ高さは 0 ミル～5 ミル (542 以降のデート・コード)

