

特長

- 外付け部品によってだけ制限される V_{IN} と V_{OUT}
- 内部ソフトスタートまたはプログラム可能な外部ソフトスタート
- 200kHzの固定周波数動作
- 調整可能な電流制限
- オプションの電流センス抵抗
- $R_{DS(ON)}$ センス付きSWノードの電圧:最大60V
- 電圧リファレンス精度: $\pm 1.5\%$
- 電流モード動作による優れた入力および負荷過渡応答
- 低消費電流:300µA
- 高さの低い(1mm)ThinSOT™
および(0.75mm)2mm×3mm DFNパッケージ

アプリケーション

- テレコム電源
- 42Vおよび12V車載用電源
- 携帯電子機器

概要

LTC®3873は、高入出力電圧コンバータ・アプリケーションにおいてNチャネル・パワーMOSFETをドライブする、固定周波数電流モード昇圧/フライバック/SEPIC DC/DCコントローラです。ソフトスタートは外付けコンデンサを使用して設定できます。

LTC3873は出力電圧精度が $\pm 1.5\%$ で、通常動作時の消費電流はわずか300µA、マイクロパワーの起動時はわずか55µAです。このデバイスは9.3Vの内部シャント・レギュレータを使用し、抵抗を介して高入力電圧から給電するか、あるいは、9V以下の低インピーダンスDC電圧から直接給電することが可能です。

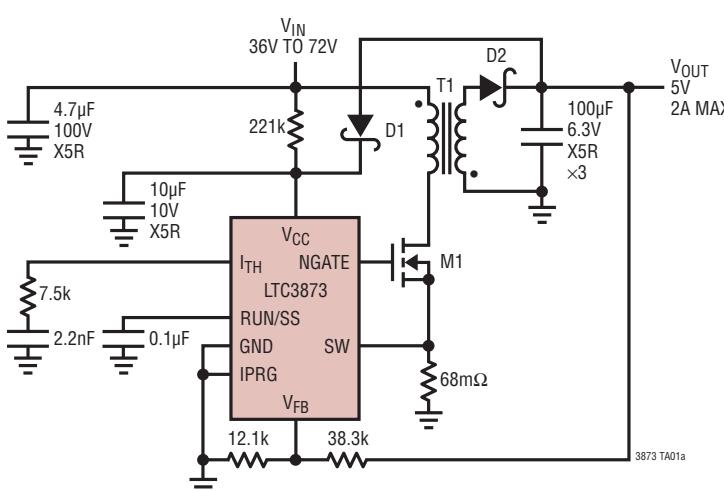
LTC3873は8ピンThinSOTパッケージと2mm×3mm DFNパッケージで供給されます。

PARAMETER	LTC3873	LTC3873-5
$V_{CC\ UV^+}$	8.4V	3.9V
$V_{CC\ UV^-}$	4V	2.9V

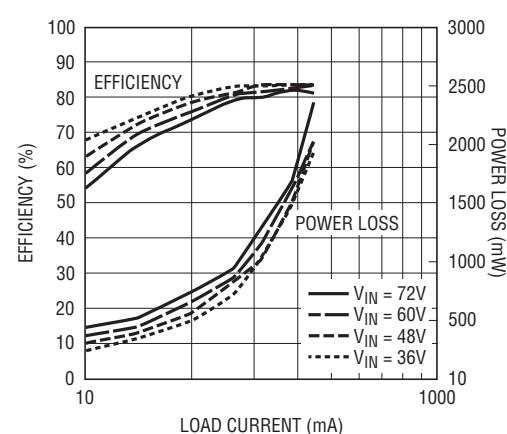
LT、LT、LTCおよびLTMはリニアテクノロジー社の登録商標です。
No RSENSEとThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。
他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。

標準的応用例

5V出力の非絶縁型テレコム電源



効率および電力損失と負荷電流



3873 TA01b

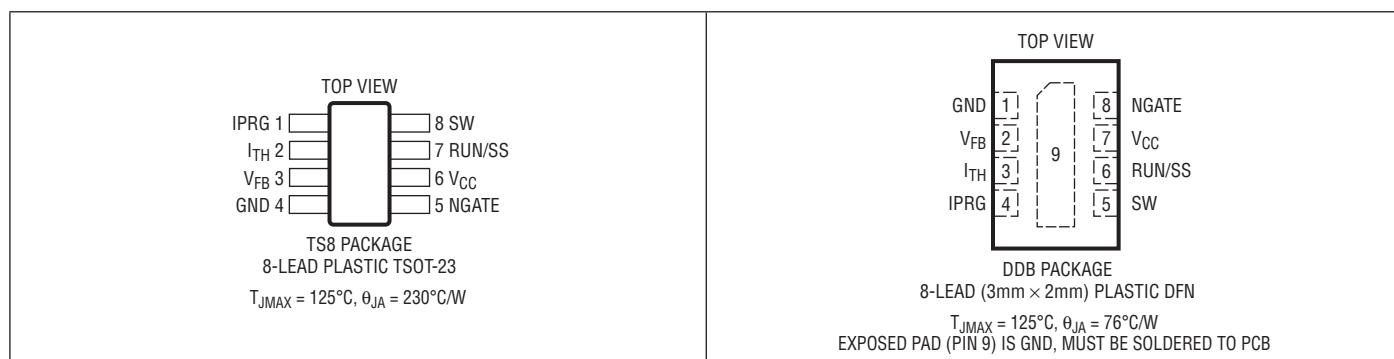
3873fa

LTC3873

絶対最大定格 (Note 1)

V _{CC} からGND	SW電圧	−0.3V～60V
低インピーダンス・ソース	動作温度範囲 (Note 2)	−40°C～85°C
供給される電流	接合部温度 (Note 3)	125°C
RUN/SS	保存温度範囲	−65°C～125°C
I _{PRG} の電圧	リード温度 (半田付け、10秒)	
V _{FB} 、I _{TH} の電圧	TS8パッケージ	300°C

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕様	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
LTC3873ETS8#PBF	LTC3873ETS8#TRPBF	LTC3N	8-Lead Plastic TSOT-23	−40°C to 85°C
LTC3873EDDB#PBF	LTC3873EDDB#TRPBF	LCSK	8-Lead (3mm × 2mm) Plastic DFN	−40°C to 85°C
鉛ベース仕様	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
LTC3873ETS8	LTC3873ETS8#TR	LTC3N	8-Lead Plastic TSOT-23	−40°C to 85°C
LTC3873EDDB	LTC3873EDDB#TR	LCSK	8-Lead (3mm × 2mm) Plastic DFN	−40°C to 85°C

より広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社へお問い合わせください。

鉛フリー製品の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、 $V_{CC} = 9\text{V}$ 。(Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Input DC Supply Current	Typicals					
Normal Operation	$V_{ITH} = 1.9\text{V}$	300	400		μA	
Shutdown	$V_{RUN/SS} = 0\text{V}$	55	100		μA	
UVLO	$V_{CC} = \text{UVLO Threshold} - 100\text{mV}$, $V_{RUN/SS} = V_{CC}$	45	60		μA	
Undervoltage Lockout Threshold	V_{CC} Rising V_{CC} Falling V_{CC} Hysteresis	● ● ●	7.9 3.5 4.0	8.4 4.0 4.4	V	
Shutdown Threshold (at RUN/SS)	$V_{RUN/SS}$ Falling $V_{RUN/SS}$ Rising	●	0.5 0.6	0.7 0.8	V	
Regulated Feedback Voltage	(Note 5)	●	1.182	1.2	1.218	V
Feedback Voltage Line Regulation	$5.6\text{V} < V_{CC} < 9\text{V}$ (Note 5)		0.12		mV/V	
Feedback Voltage Load Regulation	$V_{ITH} = 1.6\text{V}$ (Note 5) $V_{ITH} = 1\text{V}$ (Note 5)		0.05 -0.05		%	
V_{FB} Input Current	(Note 5)		25	50	nA	
Maximum Duty Cycle			70	78	84	%
RUN/SS Pull-Up Current	$V_{RUN/SS} = 0\text{V}$ $V_{RUN/SS} = 1.3\text{V}$		1.5 5	3 15	4.5 25	μA μA
I_{SLMAX} , Peak Slope Compensation Current			20		μA	
Oscillator Frequency			160	200	240	kHz
Gate Drive Rise Time	$C_{LOAD} = 3000\text{pF}$ (Note 6)		40		ns	
Gate Drive Fall Time	$C_{LOAD} = 3000\text{pF}$ (Note 6)		40		ns	
Peak Current Sense Voltage	$IPRG = \text{GND}$ $IPRG = \text{Float}$ $IPRG = V_{IN}$	● ● ●	95 165 265	110 185 295	125 210 325	mV mV mV
V_{IN} Shunt Regulator Voltage	$I_{IN} = 1\text{mA}$, $I_{IN} = 25\text{mA}$, $V_{RUN/SS} = 0\text{V}$	●	9	9.3	9.6	V
Default Internal Soft-Start				3.3		ms

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可能性がある。

Note 2:LTC3873Eは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ 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。

Note 3: T_J は周囲温度 T_A および電力損失 P_D から次式に従って計算される。

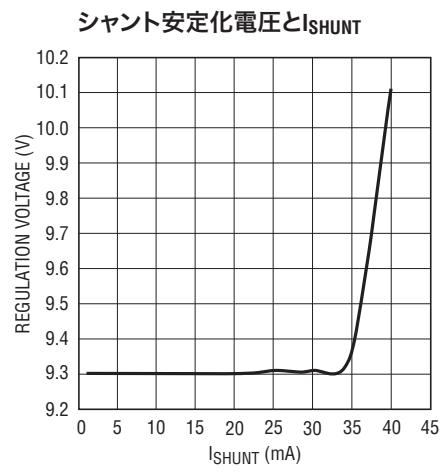
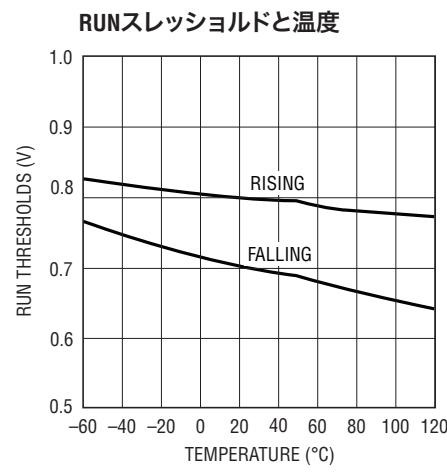
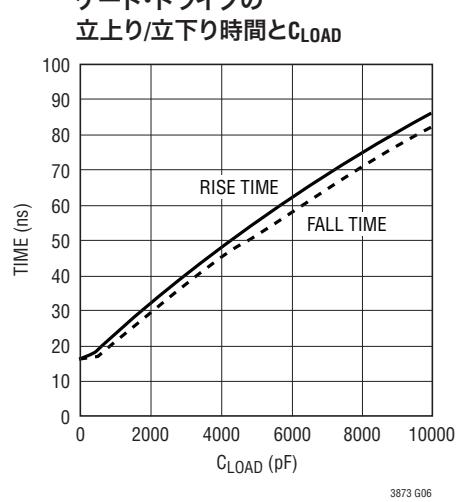
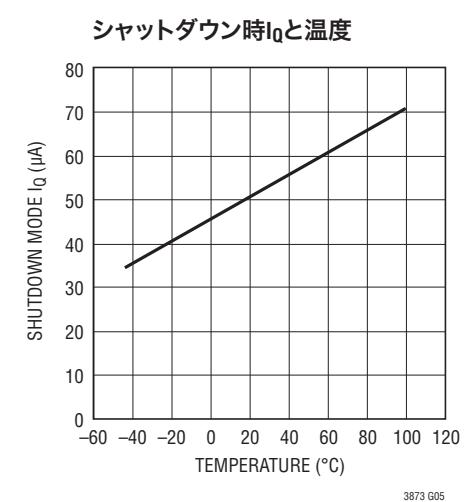
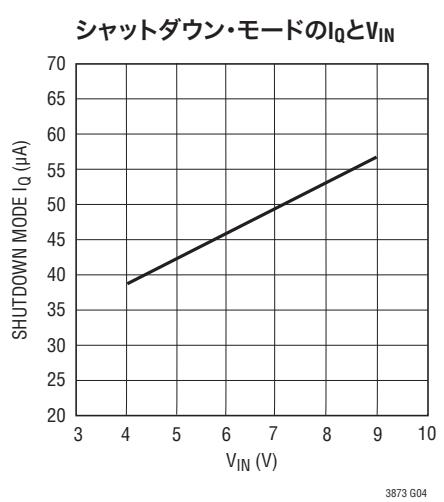
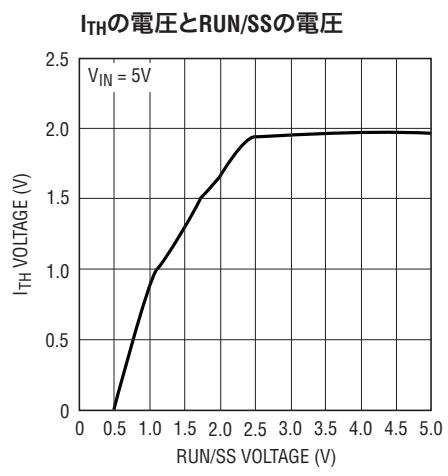
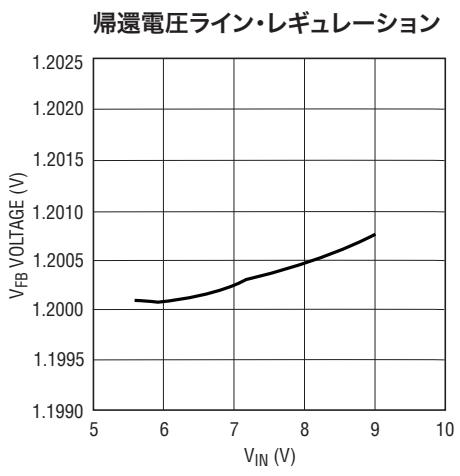
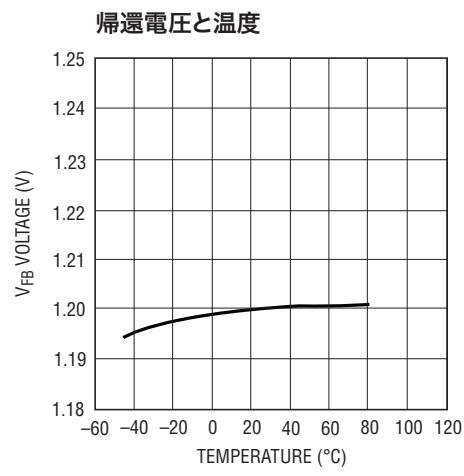
$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})$$

Note 4:パワーMOSFETのゲートの充電のため($Q_G \cdot f_{osc}$)、動的入力電源電流はもっと高い。「アプリケーション情報」を参照。

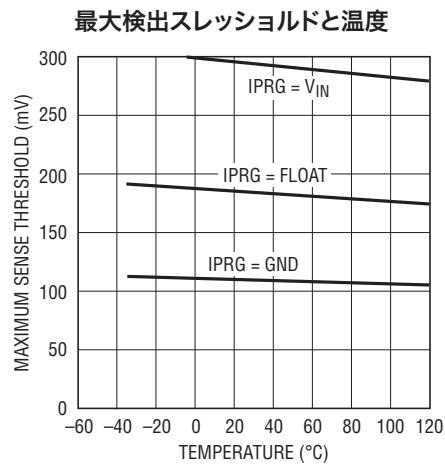
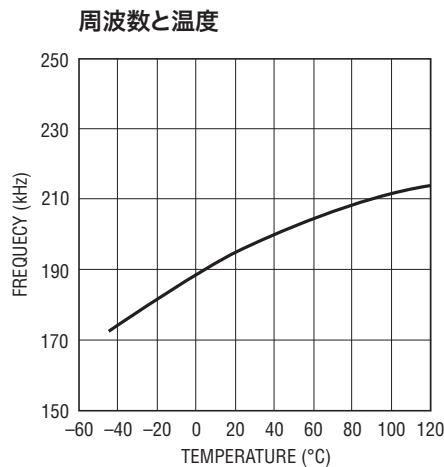
Note 5:LTC3873は、 I_{TH} ピンを電圧範囲($0.7\text{V} \leq V_{ITH} \leq 1.9\text{V}$; 中点 = 1.3V)の中点に強制した状態で、 V_{FB} を基準電圧にサーボ制御する帰還ループでテストされる。

Note 6:立上り時間および立下り時間は10%と90%のレベルで測定する。 $V_{CC} = 5.6\text{V}$ 。

標準的性能特性



標準的性能特性



ピン機能 (TS8/DDB)

I_{PRG}(ピン1/ピン4): 電流検出リミット選択ピン。

I_{TH}(ピン2/ピン3): このピンは誤差アンプの補償ポイントとして機能します。このピンの公称電圧範囲は0.7V～1.9Vです。

V_{FB}(ピン3/ピン2): このピンは出力に接続された外部抵抗分割器からの帰還電圧を受け取ります。

GND(ピン4/ピン1): グランド・ピン。

NGATE(ピン5/ピン8): 外部NチャネルMOSFETのゲート・ドライブ。このピンは0VからV_{IN}まで振幅します。

V_{CC}(ピン6/ピン7): 電源ピン。このピンはGND(ピン4)の近くでデカッピングする必要があります。

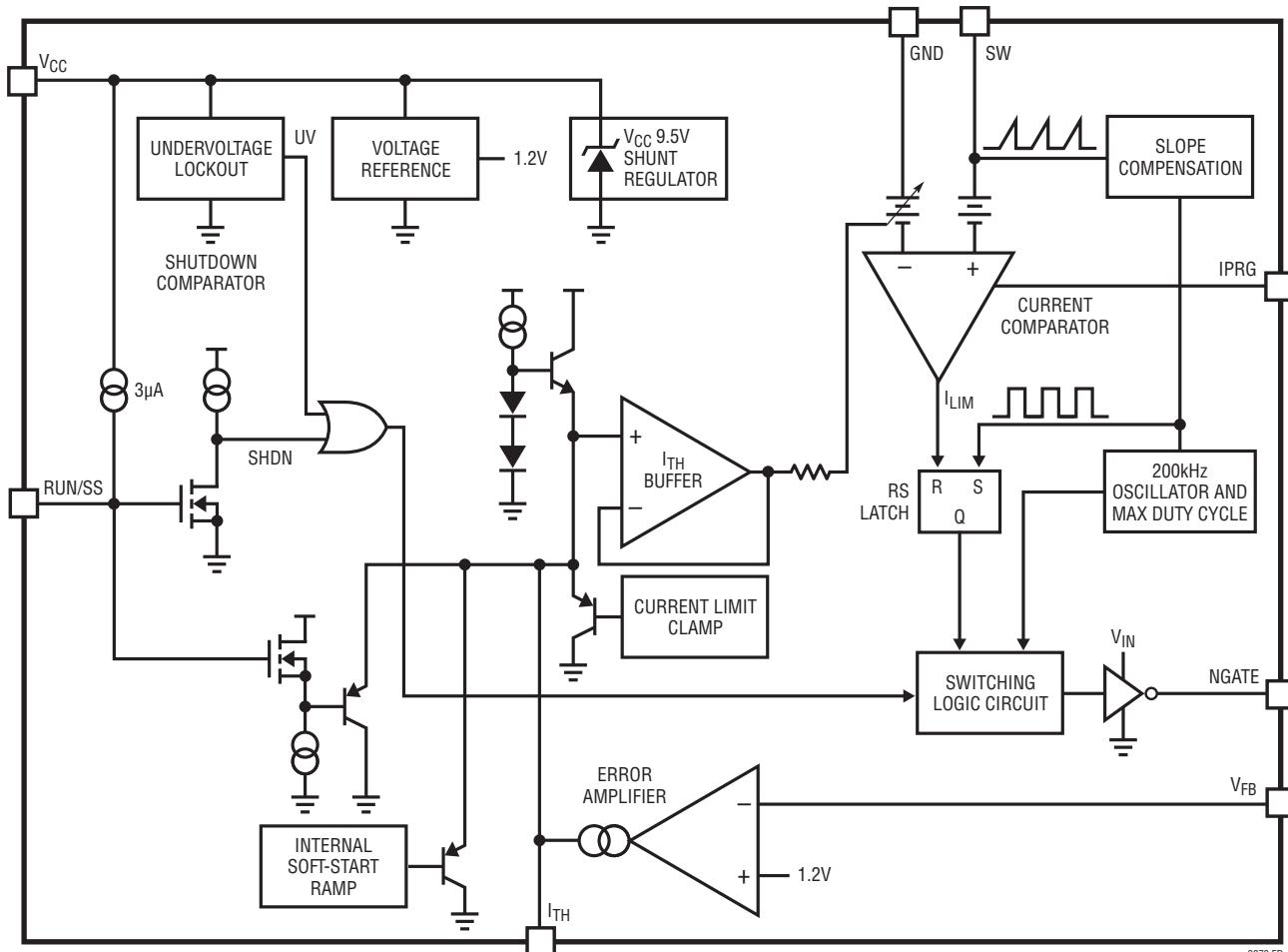
RUN/SS(ピン7/ピン6): シャットダウンと外部ソフトスタートのピン。シャットダウン時には全ての機能がディスエーブルされ、NGATEピンは”L”に保たれます。

SW(ピン8/ピン5): 外部スロープ補償抵抗を通したインダクタおよび電流検出入力ピンへのスイッチ・ノードの接続。通常、外部NチャネルMOSFETのドレンをこのピンに接続します。

露出パッド(NA/ピン9): グランド。電気的接続と定格熱性能を与えるため、PCBに半田付けする必要があります。

LTC3873

機能図



3873fa

動作

メイン制御ループ

LTC3873は、昇圧、フライバックおよびSEPICアプリケーション向けの汎用Nチャネル・スイッチングDC/DCコンバータです。そのNo RSENSE検出手法により、効率が改善され、電力密度が増加し、ソリューション全体のコストが減少します。

回路動作については、デバイスの機能図と表紙の「標準的応用例」を参照してください。通常動作時は、発振器がRSラッチをセットするとパワーMOSFETがオンし、電流コンパレータがPWMラッチをリセットするとオフします。分割された出力電圧が誤差アンプによって内部の1.2Vリファレンス電圧と比較され、誤差信号が I_{TH} ピンに outputされます。 I_{TH} ピンの電圧により、電流コンパレータの入力スレッショルドが設定されます。負荷電流が増加するとリファレンスに比べて V_{FB} 電圧が低下し、 I_{TH} ピンの電圧が上昇するので、電流コンパレータは高いピーク・インダクタ電流値でトリップします。したがって、平均インダクタ電流が負荷電流に等しくなるまで増加して、出力を安定化状態に保ちます。

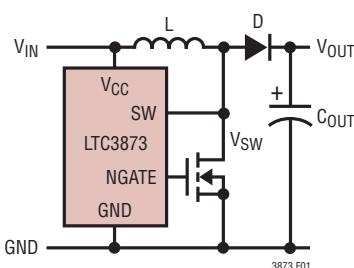


図1. 最大効率を与えるSWピン
(内部センス・ピン)の接続方法

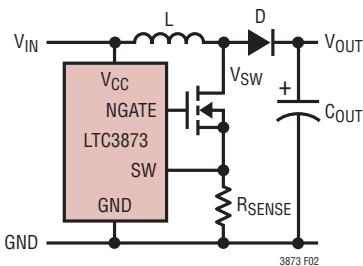


図2. センス抵抗を使うSWピン
(内部センス・ピン)の接続方法

LTC3873を使うには、パワーMOSFET両端の電圧降下を検出するか、またはパワーMOSFETのソースに接続された通常のセンス抵抗にSWピンを接続することができます。パワーMOSFET両端の電圧を検出する方法を使うとコンバータの効率が上がり、部品点数が減ります。このピンの最大定格は60Vなので、広い範囲の出力電圧範囲でMOSFETによる検出が可能になります。

シャント・レギュレータ

V_{CC}ピンからGNDに接続されている内蔵シャント・レギュレータが25mAを超える電流をシンクするように強制されない限り、このシャント・レギュレータはV_{CC}電圧を約9.3Vに制限します。シャント・レギュレータにより、LTC3873の絶対最大定格を超える多様な給電方式の使用が可能になります。給電方式の詳細は「アプリケーション情報」のセクションで説明されています。

スタートアップ/シャットダウン

LTC3873には動作をディスエーブルおよびイネーブルする2つのシャットダウン機能が備わっています。V_{CC}電源ピンの電圧の低電圧ロックアウトとスレッショルドのRUN/SSピンです。LTC3873は図3に示されている状態図に従って、シャットダウンに移行し、シャットダウンから回復します。

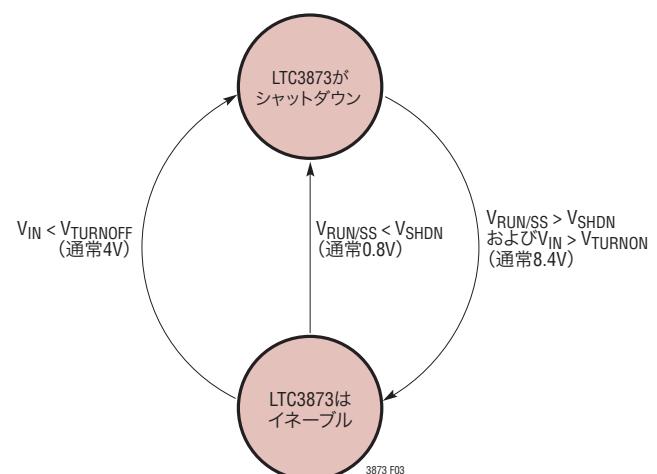


図3. スタートアップ/シャットダウンの状態図

動作

低電圧ロックアウト(UVLO)メカニズムは、LTC3873が不十分な電圧でMOSFETをドライブしようとするのを防ぎます。LTC3873の動作をイネーブルするには、V_{CC}ピンの電圧が少なくとも短時間V_{TURNON}(公称8.4V)を超える必要があります。その後はV_{CC}電圧はV_{TURNOFF}(公称4V)まで下がることができます、さらに下がると低電圧ロックアウトによってLTC3873はディスエーブルされます。UVLOのヒステリシスの範囲がこのように広いので、フライバック・トランジスタのトリクル・チャージャを使ってLTC3873に電力を供給することができます(「V_{CC}バイアス電源」のセクションを参照)。RUN/SSピンをV_{SHDN}(公称0.7V)より下までドライブしてLTC3873を強制的にシャットダウンすることができます。デバイスがオフのとき、入力消費電流は標準でわずか55μAです。

ソフトスタート

内部3.3msソフトスタートを使うには、RUN/SSピンをオープン状態のままにしておきます。内部ソフトスタートの間、電圧ランプがV_{ITH}を制限します。I_{TH}がゼロ電流レベルから最大電流レベルにランプするのに3.3msかかります。ソフトスタートは、外部コンデンサをRUN/SSピンとGNDの間に接続して長くすることができます。3μAの電流がこのコンデンサを充電してRUN/SSピンをシャットダウン・スレッショルドより上に引き上げ、引き続き15μAのプルアップ電流がRUN/SSをランプさせて、スタートアップの間V_{ITH}を制限します。RUN/SSを外部ロジックでドライブする場合、最大I_{TH}範囲を可能にするため、最小でも2.75Vのロジックを推奨します。

軽負荷動作

非常に軽い負荷電流では、I_{TH}ピンの電圧は0.85Vのゼロ電流レベルに非常に近づきます。負荷電流がさらに減少しても、電流コンパレータの入力の内部オフセットにより、電流コンパレータは(ゼロ負荷電流であっても)トリップした状態に留まり、レギュレータはレギュレーションを維持するためにサイクル・スキップを開始します。この動作により、レギュレータは非常に軽い負荷まで固定周波数を維持できるので、可聴ノイズが下がるとともに出力リップルが下がり、RF干渉が減少し、同時に軽負荷で高い効率が与えられます。

電流検出

スイッチのオン時間中、低いデューティ・サイクルで、IPRGがV_{IN}またはGNDに接続されているとき、またはフロート状態のとき、制御回路が電流検出部品両端の最大電圧降下をそれぞれ約295mV、110mVおよび185mVに制限します。それは、図4に示されているように、デューティ・サイクルの増加に伴って減少します。

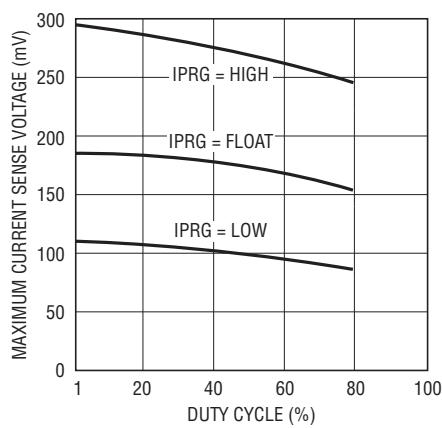


図4. 最大SENSEスレッショルド電圧とデューティ・サイクル

アプリケーション情報

V_{CC}バイアス電力

V_{CC}ピンとGNDピンに隣接させた最小10μFのセラミック・コンデンサまたはタンタル・コンデンサを使って、V_{CC}ピンをGNDピンにバイパスする必要があります。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大きな過渡電流を供給するには電源の適当なバイパスが必要です。

最大の柔軟性を与えるため、LTC3873はその最大定格を大きく超える電圧で使えるように設計されています。最も単純な場合、入力電圧とV_{CC}の間に接続された抵抗を使ってLTC3873に給電することができます。V_{CC}ピンからGNDに接続されているシャント・レギュレータが25mAを超える電流をシンクするよう強制されない限り、このシャント・レギュレータはV_{CC}電圧を約9.3Vに制限します。この給電方式には、抵抗内の電力損失によってコンバータの効率が下がり、25mAシャント・レギュレータの最大電流が入力電圧の最大～最小範囲を制限することがあるという弱点があります。

場合によっては、入力電圧または出力電圧がLTC3873のV_{CC}の動作範囲内になります。この場合、入力電圧または出力電圧のどちらかからLTC3873を直接動作させます。このデータシートの最初のページの「標準的応用例」に5V出力のコンバータが示されています。この回路では、R_{START}とC_{VCC}が起動トリクリル・チャージャを形成しており、コンバータが通常動作状態になるとD1が出力からV_{CC}に給電します。C_{VCC}がV_{TURNON}まで充電される間、R_{START}はわずか55μAのマイクロパワー起動電流だけ供給する必要があることに注意してください。このポイントで、V_{RUN/SS} > V_{SHDN}を想定すると、コンバータは外部MOSFETのスイッチングを開始し、RUN/SSピンのコンデンサC_{RUN/SS}で設定される速度でコンバータの出力電圧がランプアップします。R_{START}は外部MOSFETを動作させるのに十分な電流を供給できないので、C_{VCC}が放電し始め、V_{CC}が低下します。V_{CC}がV_{TURNOFF}まで低下する前に出力電圧がその目標値の5Vに達するように、ソフトスタートは十分速くなければなりません。そうでないと、コンバータは起動に失敗します。あるいは、ソフトスタートが長すぎる場合、入力電圧を維持するため、もっと大きなC_{VCC}コンデンサが必要です。

入力と出力のどちらもLTC3873へのバイアス電力供給に適さない場合の、フライバック・コンバータの異なったバイアス電源方式を図5に示します。このトリクリル・チャージャは、前のパラグラフで説明されているものと同じです。ただし、フライバック・

トランスには追加のバイアス巻線があり、バイアス電力を供給します。トランスの巻数比を適当に選択することにより、入力電圧の値やLTC3873のV_{CC}バイアス電力に関係なく出力電圧を選択できるので、このトポロジーは非常に強力であることに注意してください。バイアス巻線の巻数は次式に従って選択します。

$$N_{BIAS} = N_{SEC} \frac{V_{CC} + V_{D2}}{V_{OUT} + V_{D1}}$$

ここで、N_{BIAS}はバイアス巻線の巻数、N_{SEC}は2次巻線の巻数、V_{CC}はLTC3873に給電する望みの電圧、V_{OUT}はコンバータの出力電圧、V_{D1}はD1の順方向電圧降下、V_{D2}はD2の順方向電圧降下です。V_{OUT}はコンバータの制御ループによって安定化されますので、V_{CC}も(精密ではありませんが)安定化されることに注意してください。N_{BIAS}とN_{SEC}は多くの場合小さな整数の範囲に限られますので、V_{CC}の値は多くの場合制約されます。適切に動作させるには、V_{CC}の値をV_{TURNON}とV_{TURNOFF}の間にする必要があります。V_{TURNON}のV_{TURNOFF}に対する比は2対1を超えますので、要件を満たすのは比較的容易です。最後に、全てのトリクリル・チャージャ起動方式でそうであるように、C_{VCC}がV_{TURNOFF}まで放電する前に、バイアス巻線によって供給される電力が利用可能になるように、ソフトスタートは十分速くなければなりません。

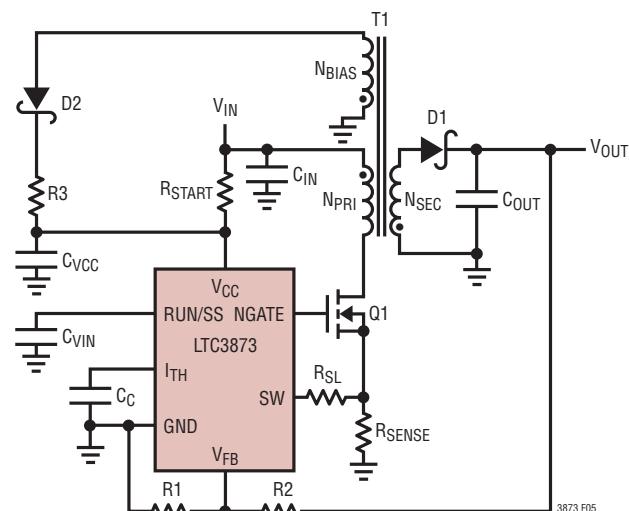


図5. 標準的LTC3873のアプリケーション回路

アプリケーション情報

図6の回路はLTC3873に電力を供給する3番目 の方法を示しています。直列パス・トランジスタQ1、ツエナー・ダイオードD1、およびバイアス抵抗R_Bによって構成される外部直列プリレギュレータにより、V_{CC}は少なくとも公称7.6Vになります。4Vの最大定格V_{CC}ターンオフ・スレッショルドより十分上にきます。抵抗R_{START}により、V_{CC}ノードはV_{CC}ターンオン・スレッショルドまで短時間充電され、LTC3873がイネーブルされます。

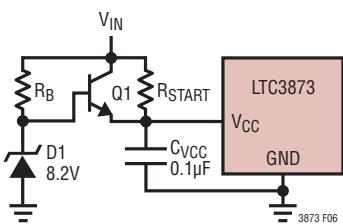


図6

スロープ補償

LTC3873はスロープ補償を内蔵しており、低調波発振に対して制御ループを安定化します。また、そのSWピンから外部スロープ補償抵抗(図5のR_{SL})にランピング電流を注入することにより、スロープ補償を外部から増加させることができます。この電流ランプはNGATEピンが“H”に設定された直後にゼロからスタートします。この電流はピーク(80%の最大デューティ・サイクルで20μA)に向かって直線的に上昇し、NGATEピンが“L”になるとオフします。SWピンを電流センサ抵抗(R_{SENSE})に接続する直列抵抗(R_{SL})は、こうしてランプダウンしていく電圧を生じます。SWピンから見ると、このランプ電圧はセンサ抵抗両端の電圧に加算されるので、デューティ・サイクルに比例して電流コンパレータのスレッショルドを実効的に低下させます。電流コンパレータのスレッショルド(ΔV_{SENSE})の減少量は次式を使って計算することができます。

$$\Delta V_{SENSE} = \frac{\text{Duty Cycle} - 6\%}{80\%} 20\mu\text{A} \cdot R_{SLOPE}$$

外部プログラム可能なスロープ補償は、内部スロープ補償が不十分なときだけ必要なことに注意してください。ほとんどのアプリケーションでは、R_{SL}を短絡することができます。

LTC3873の場合、R_{DS(ON)}検出方式を使うと、SWピンのリングによりピンからの微小スロープ補償電流が乱されます。この場合は、外部スロープ補償の追加は推奨しません。

出力電圧のプログラミング

出力電圧は、次式に従い、分割抵抗によって設定されます。

$$V_0 = 1.2V \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

図5に示されているように、外部抵抗分割器が出力に接続されているので、電圧のリモート検出が可能です。V_{OUT}から引き出される定常電流による効率の低下を最小に抑えるためR1とR2の抵抗値はできるだけ大きく選びますが、V_{OUT}が安定化状態のときV_{FB}ピンへのゼロではない入力電流に起因する誤差が1%未満になるように十分小さくします。目安としてR1が24k以下になるように選択します。

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、LTC3873をうまく使用する上でおそらく最も重要な部分です。高周波パワー・トランスの設計に関する通常の注意事項に加えて、以下の情報が役立ちます。

巻数比

出力電圧を設定するのに外部帰還抵抗分割器の比を使うので、与えられたアプリケーションに合うように比較的自由にトランスの巻数比を選べます。たとえば1:1、2:1、3:2などの簡単な整数比を使えるので、全巻数と相互インダクタンスをもつて自由に設定できます。また、巻数比が簡単な整数だと、出力に対する入力の電圧比が高いアプリケーションに、Coiltronics社のVERSA-PACシリーズなどの「市販」の構成設定可能なトランスを利用しやすくなります。たとえば、6巻線のVERSA-PACを使い、1次側は3つの巻線を直列に接続し、2次側は3つの巻線を並列に接続すると、3:1の巻数比を実現できます。巻数比は望みのデューティ・サイクルに基づいて選択できます。ただし、フライバック・パルスを2次側から1次側へ換算した電圧を入力電源電圧に加えた値(漏れスパイク電圧を含む)が、外部MOSFETの許容される降伏電圧定格を超えないように注意してください。

アプリケーション情報

漏れインダクタンス

トランジスタの漏れインダクタンス(1次側または2次側のいずれか)により、出力スイッチ(Q1)がオフした後に電圧スパイクが生じます。これは負荷電流が大きくなるほど顕著になります。蓄積された大きなエネルギーを消費しなければならないからです。場合によっては、MOSFETのドレイン・ノードでの過電圧によるブレークダウンを避けるため、「スナバ」回路が必要です。スナバの設計に関しては、「アプリケーションノート19」を参照してください。バイファイラ巻きや同様の巻線技術が、漏れインダクタンスの問題を最小限に抑えるのに有効です。ただし、これにより、1次と2次の間のブレークダウン電圧が制限されるので、バイファイラ巻きが常に実際的であるとは限らないことに注意してください。

パワーMOSFETの選択

LTC3873ではパワーMOSFETは2つの目的に役立ちます。それは電源パスの主スイッチング素子として機能し、その $R_{DS(ON)}$ は制御ループの電流検出素子として機能します。パワーMOSFETの重要なパラメータは、ドレン-ソース降伏電圧(BV_{DSS})、スレッショルド電圧($V_{GS(TH)}$)、オン抵抗($R_{DS(ON)}$)とゲート-ソース電圧、ゲート-ソース電荷とゲート-ドレン電荷(それぞれ Q_{GS} と Q_{GD})、最大ドレン電流($I_{D(MAX)}$)およびMOSFETの熱抵抗($R_{TH(JC)}$ と $R_{TH(JA)}$)です。

$R_{DS(ON)}$ 検出を使う昇圧アプリケーションの場合、MOSFETの $R_{DS(ON)}$ の選択に関しては、LTC3872のデータシートを参照してください。

MOSFETには導通損失(I^2R)とスイッチング損失があります。 $V_{DS} < 20V$ では、高電流効率は一般に $R_{DS(ON)}$ の低い大きなMOSFETを使うと改善されますが、 $V_{DS} > 20V$ では、遷移損失が急速に増加して、逆伝達容量 C_{RSS} が低くて $R_{DS(ON)}$ が高いデバイスを使う方が実際には高い効率が得られるポイントに達します。

出力コンデンサ

出力コンデンサは通常その実効直列抵抗(ESR)によって選択されます。ESRは出力リップル電圧を決定し、効率に影響を与えます。出力リップルを最小に抑えるため、低ESRのセラミック・コンデンサが多くの場合使われます。昇圧レギュレータの出力コンデンサのRMSリップルは大きく、このコンデンサはこの電流を扱える定格のものでなければなりません。出力コンデンサのリップル電流(RMS)は次のとおりです。

$$I_{RMS(COUT)} \approx I_{OUT(MAX)} \cdot \sqrt{\frac{V_{OUT} - V_{IN(MIN)}}{V_{IN(MIN)}}}$$

出力リップルは単純に次のようにになります。

$$V_{OUT} = R_{ESR}(\Delta I_{L(RMS)})$$

フライバック・コンバータの出力コンデンサのリップル電流定格は次の値より大きくなります。

$$I_{RMS} = I_{OUT} \cdot \sqrt{\frac{D_{MAX}}{1-D_{MAX}}}$$

入力コンデンサ

入力電流波形は三角波であり、出力コンデンサに見られるような大きな方形波を含んでいないので、昇圧コンバータの入力コンデンサはそれほど条件が厳しくありません。入力電圧のソース・インピーダンスがコンデンサのサイズを決めます。これは一般に $10\mu F$ ～ $100\mu F$ です。低ESRのものを推奨しますが、 0.3Ω 程度になることがある出力コンデンサの場合ほどクリティカルではありません。

昇圧コンバータの入力のRMSリップル電流は次のとおりです。

$$I_{RMS(CIN)} = 0.3 \cdot \frac{V_{IN(MIN)}}{L \cdot f} \cdot D_{MAX}$$

バッテリが突然コンバータの入力に接続されると入力コンデンサには非常に高いサーボ電流が生じることがあり、このような条件では固体タンタル・コンデンサは破壊されてしまう可能性がありますので注意してください。

アプリケーション情報

フライバック・コンバータでは、入力がパルス状に流れるので、入力コンデンサに厳しい条件を課します。リップル電流定格が次の値より大きな入力コンデンサを選択します。

$$I_{RMS} = \frac{P_{IN}}{V_{IN(MIN)}} \sqrt{\frac{1-D_{MAX}}{D_{MAX}}}$$

デューティ・サイクルに関する検討事項

LTC3873には標準80%の最大デューティ・サイクルのリミットがあります。フライバック・コンバータの場合、最大デューティ・サイクルにより、トランジistorのコアの飽和が防がれます。ただし、昇圧コンバータのアプリケーションでは、最大昇圧比、つまり与えられた入力電圧に対する最大出力電圧が次のように制限されます。

$$V_{OUT(MAX)} = \frac{V_{IN(MIN)}}{1-0.8} - V_D$$

パワー・スイッチと同期整流器への電流ストレスと電圧ストレス、入力と出力のコンデンサのRMS電流、およびトランジistorの利用(サイズ対電力)が、デューティ・サイクルの影響を受けま

す。あいにく、これらの要件の全てを同時に最適化するようにデューティ・サイクルを調節することはできません。一般に、極端なデューティ・サイクルはほとんどの部品に対する電流ストレスに大きな影響を与えるので、避けます。デューティ・サイクルの妥当な目標値は、公称入力電圧で50%です。この目安を使うと、トランジistorの最適巻数比は次のようになります。

$$N_{IDEAL} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot \frac{1-D}{D} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

出力ダイオードの選択

効率を最大にするには、順方向の電圧降下が小さく、逆方向の漏れ電流の小さな高速スイッチング・ダイオードが最適です。昇圧コンバータの出力ダイオードはスイッチのオフ時間に電流を流します。ダイオードが耐えなければならないピーク逆電圧はレギュレータの出力電圧に等しくなります。通常動作の平均順方向電流は出力電流に等しく、ピーク電流はピーク・インダクタ電流に等しくなります。

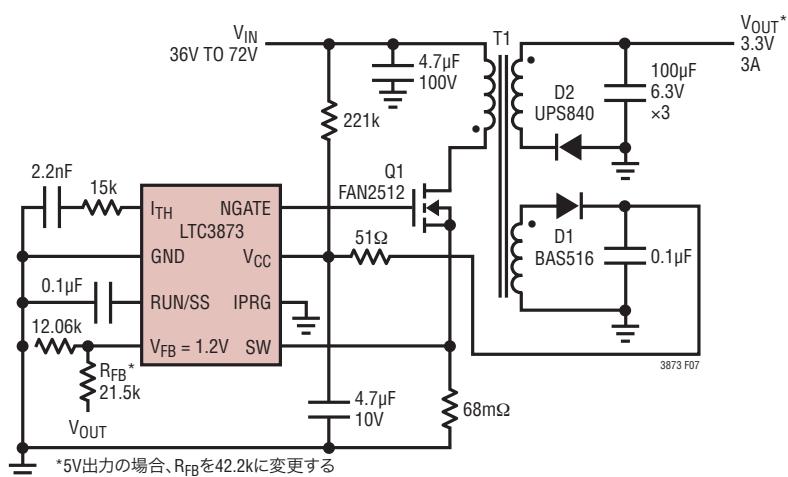
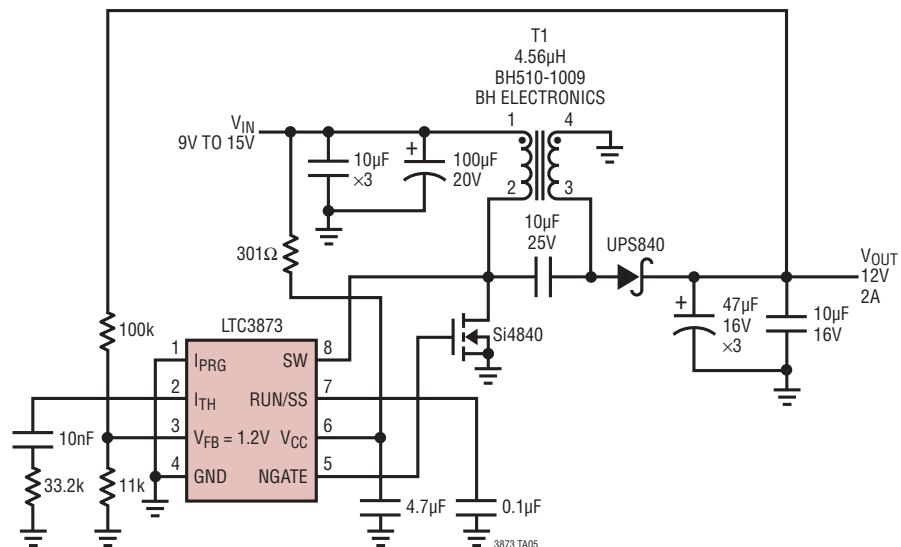
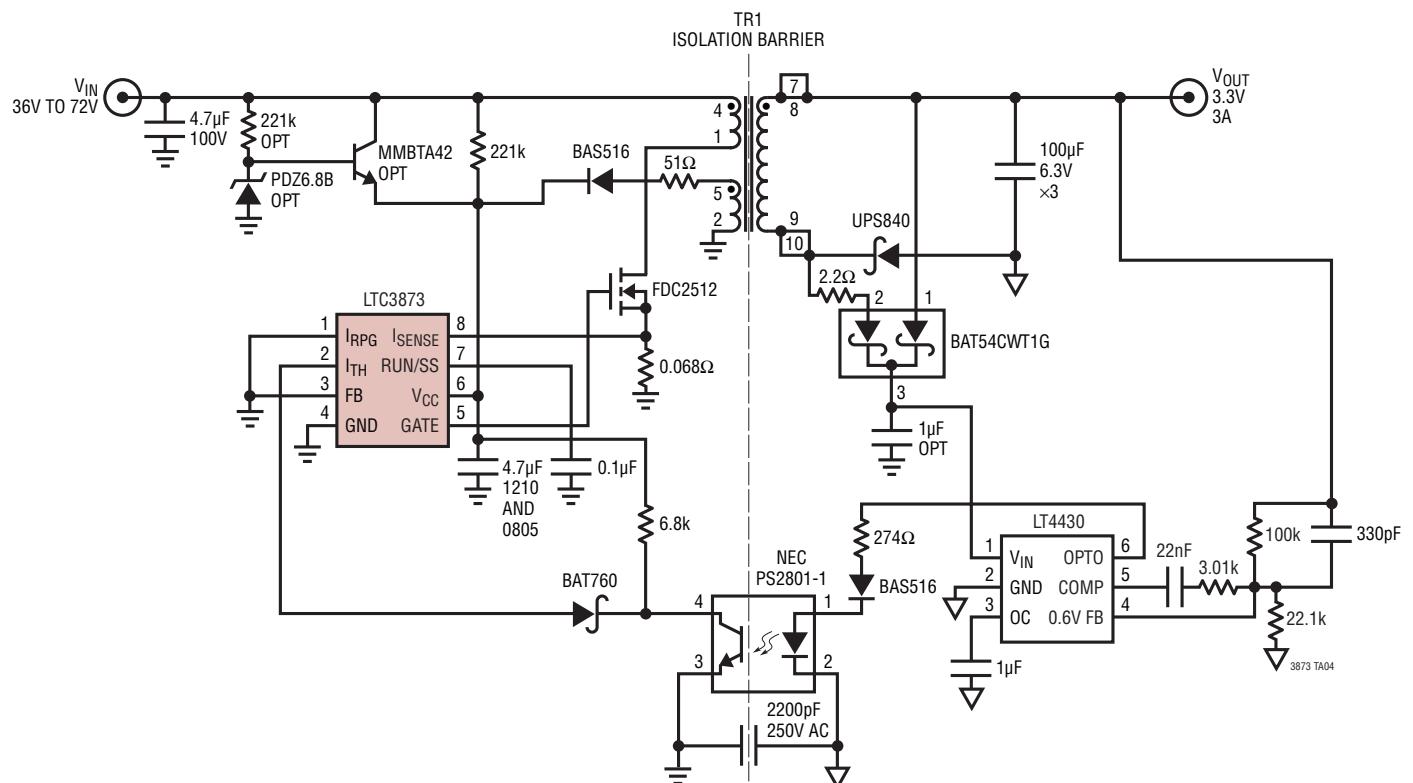


図7. 3.3V出力のテレコム用非絶縁型DC/DCコンバータ

標準的応用例

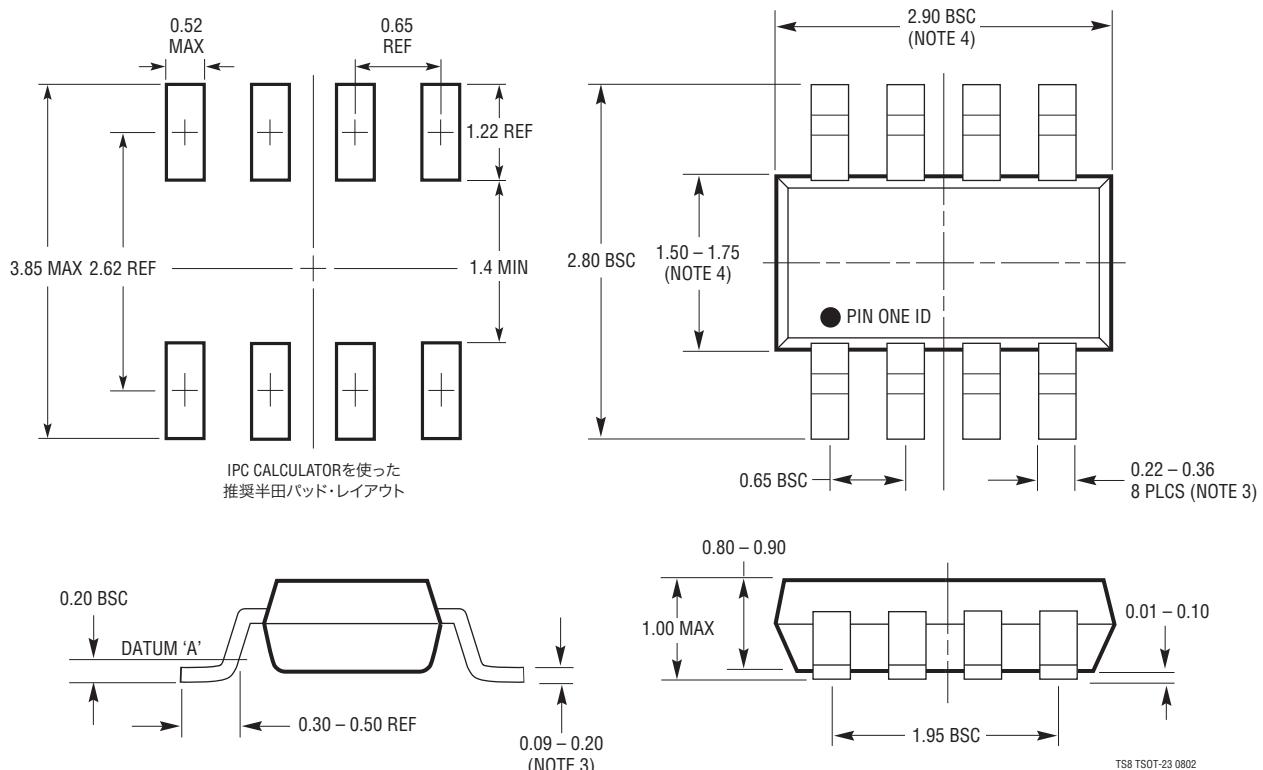
 V_{IN} が9V～15V、 V_{OUT} が12VのSEPICコンバータ

10Wのテレコム用絶縁型コンバータ



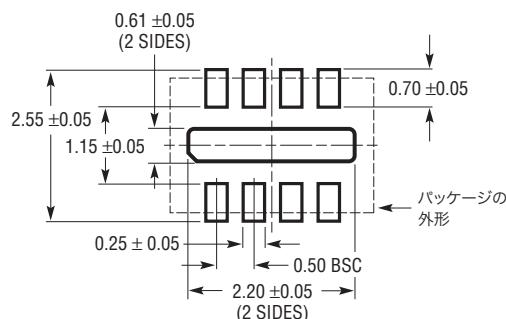
パッケージ

**TS8/パッケージ
8ピン・プラスチックTSOT-23
(Reference LTC DWG # 05-08-1637)**

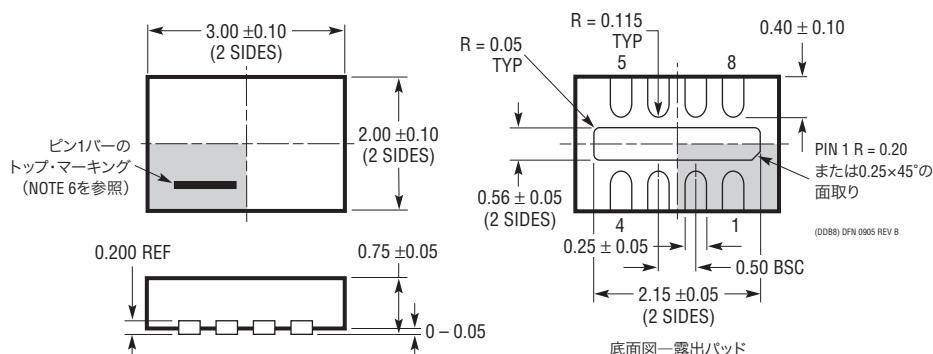


パッケージ

**DDB/パッケージ
8ピン・プラスチックDFN (3mm×2mm)**
(Reference LTC DWG # 05-08-1702 Rev B)



推奨する半田/パッドのピッチと寸法



NOTE:

- 図面はJEDECのパッケージ外形MO-229のバージョン(WECD-1)に適合
- 図は実寸とは異なる
- 全ての寸法はミリメートル
- パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.15mmを超えないこと
- 露出パッドは半田メッキとする
- 網掛けの部分はパッケージのトップとボトムのピン1の位置の参考に過ぎない

LTC3873

関連製品

製品番号	説明	注釈
LT [®] 1619	電流モードPWMコントローラ	300kHz固定周波数、昇圧、SEPIC、フライバック・トポロジー
LTC1624	電流モードDC/DCコントローラ	SO-8; 300kHz動作周波数; 降圧、昇圧、SEPICデザイン; V _{IN} : 最大36V
LTC1700	No RSENSE同期整流式昇圧コントローラ	効率: 最大95%、0.9Vまでの低入力動作
LTC1871-7	広い入力範囲のコントローラ	No RSENSE、7Vゲート・ドライブ、電流モード制御
LTC1872/LTC1872B	SOT-23の昇圧コントローラ	最大5Aを供給、550kHz固定周波数、電流モード
LT1930	1.2MHz、SOT-23の昇圧コンバータ	出力: 最大34V、2.6V ≤ V _{IN} ≤ 16V、ミニチュア・デザイン
LT1931	極性反転1.2MHz、SOT-23のコンバータ	正から負へのDC/DC変換、ミニチュア・デザイン
LTC3401/LTC3402	1A/2A、3MHz同期整流式昇圧コンバータ	効率: 最大97%、超小型ソリューション、0.5V ≤ V _{IN} ≤ 5V
LTC3704	正-負DC/DCコントローラ	No RSENSE、電流モード制御、50kHz～1MHz
LTC1871/LTC1871-7	No RSENSE、広い入力範囲のDC/DC昇圧コントローラ	No RSENSE、電流モード制御、2.5V ≤ V _{IN} ≤ 36V
LTC3703/LTC3703-5	100V同期整流式コントローラ	昇圧または降圧、600kHz、SSOP-16、SSOP-28
LTC3803/LTC3803-5	200kHzフライバックDC/DCコントローラ	外付け部品によってだけ制限されるV _{IN} とV _{OUT}
LTC3805	周波数を調節可能なフライバック・コントローラ	外付け部品によってだけ制限されるV _{IN} とV _{OUT}
LT3825	オプトアイソレータ不要の絶縁型同期整流式フライバック・コントローラ	V _{IN} : 24V～75V、最大80W、電流モード制御
LT3837	オプトアイソレータ不要の絶縁型同期整流式フライバック・コントローラ	V _{IN} : 4.5V～20V、最大60W、電流モード制御
LTC3872	No RSENSE昇圧コントローラ	550kHz固定周波数、2.75V ≤ V _{IN} ≤ 9.8V
LTC3873	No RSENSE固定周波数、昇圧/フライバック/SEPICコントローラ	外付け部品によってだけ制限されるV _{IN} とV _{OUT} 、200kHz周波数、ThinSOTまたはDFNパッケージ

3873fa