

No R_{SENSE} 電流モード、昇圧 DC/DC コントローラ

特長

- 電流センス抵抗が不要
- V_{OUT}: 最大 60V
- 550kHz の固定周波数動作
- 内部ソフトスタートおよびオプションの外部ソフトスタート
- 調節可能な電流制限
- 軽負荷時のパルス・スキップ
- 入力電圧範囲: 2.75V ~ 9.8V
- 電圧リファレンスの精度: ±1.5%
- 電流モード動作による優れた入力および負荷トランジェント応答
- 高さの低い (1mm) SOT-23 および 2mm×3mm DFN パッケージ

アプリケーション

- 通信機器用電源
- 42V 自動車用システム
- 24V 産業用制御機器
- IP 電話の電源

概要

LTC[®]3872-1 は N チャンネル・パワー MOSFET を駆動する、固定周波数、電流モードの昇圧 DC/DC コントローラで、必要な外付け部品はほとんどありません。No R_{SENSE}[™] アーキテクチャを採用しているため、検出抵抗が不要で、効率が向上しており、基板面積を節減できます。

LTC3872-1 は、AC および DC の負荷レギュレーションおよび入力レギュレーションが優れており、±1.5% の出力電圧精度を実現します。入力電圧が 2.3V より低くなるとデバイスをシャットダウンする低電圧ロックアウト機能を内蔵しています。

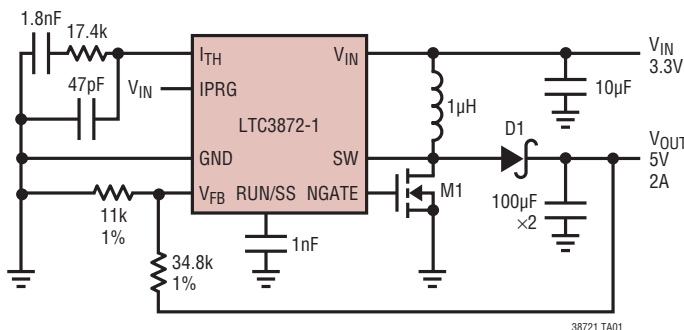
LTC3872-1 の機能は標準の LTC3872 と同じですが、電流制限に周波数フォールドバック特性がないことが異なります。

550kHz の高いスイッチング周波数により、小型のインダクタを使用できます。LTC3872-1 は高さの低い (1mm) 8 ピン ThinSOT[™] パッケージと 2mm×3mm の 8 ピン DFN パッケージで供給されます。

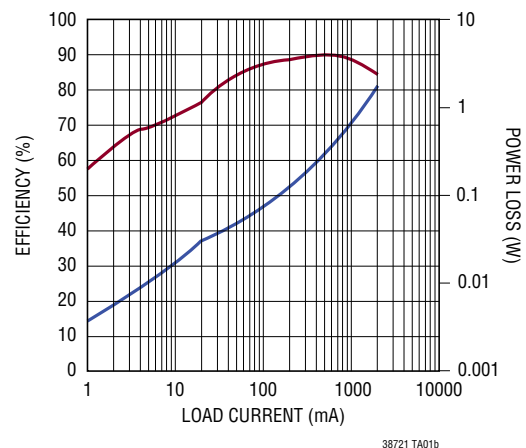
LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology および Linear のロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。No R_{SENSE} および ThinSOT はリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

高効率の 3.3V 入力、5V 出力昇圧コンバータ



効率および電力損失と負荷電流

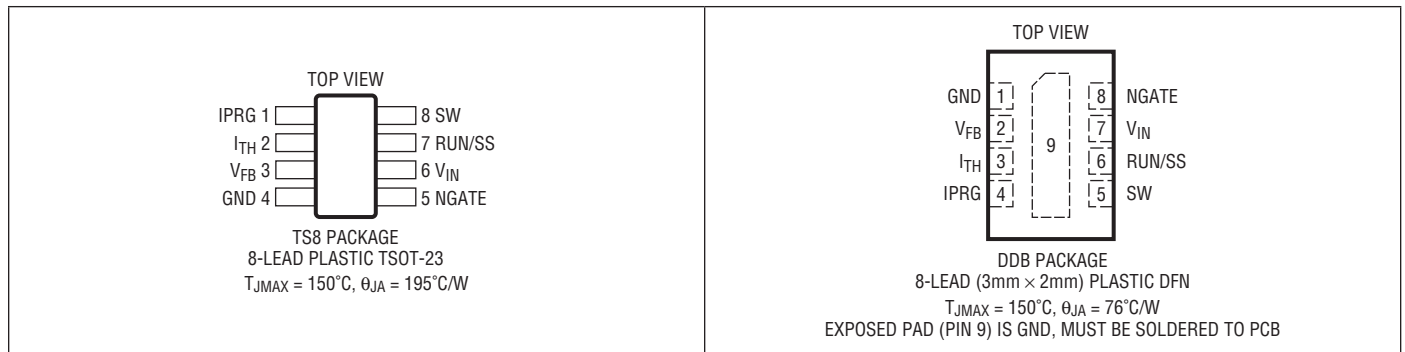


LTC3872-1

絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN})、RUN/SS	-0.3V ~ 10V	動作接合部温度範囲 (Note 2, 3)	-40°C ~ 150°C
IPRG の電圧	-0.3V ~ ($V_{IN} + 0.3V$)	保存温度範囲	-65°C ~ 150°C
V_{FB} 、 I_{TH} の電圧	-0.3V ~ 2.4V	リード温度 (半田付け、10 秒)	
SW の電圧	-0.3V ~ 60V	TS8 パッケージ	300°C

ピン配置



発注情報

無鉛仕上げ	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC3872ETS8-1#PBF	LTC3872ETS8-1#TRPBF	LTCFN	8-Lead Plastic TSOT-23	-40°C to 85°C
LTC3872ITS8-1#PBF	LTC3872ITS8-1#TRPBF	LTCFN	8-Lead Plastic TSOT-23	-40°C to 125°C
LTC3872HTS8-1#PBF	LTC3872HTS8-1#TRPBF	LTCFN	8-Lead Plastic TSOT-23	-40°C to 150°C
LTC3872EDDB-1#PBF	LTC3872EDDB-1#TRPBF	LCFK	8-Lead (3mm × 2mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LTC3872IDDB-1#PBF	LTC3872IDDB-1#TRPBF	LCFK	8-Lead (3mm × 2mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3872HDDB-1#PBF	LTC3872HDDB-1#TRPBF	LCFK	8-Lead (3mm × 2mm) Plastic DFN	-40°C to 150°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。非標準の鉛仕上げの製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。
テープ・アンド・リールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandree/> をご覧ください。

電氣的特性

●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ の値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 4.2\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Voltage Range	●	2.75		9.8	V
Input DC Supply Current	Typicals at $V_{IN} = 4.2\text{V}$ (Note 4)				
Normal Operation	$2.75\text{V} \leq V_{IN} \leq 9.8\text{V}$		250	400	μA
Shutdown	$V_{RUN/SS} = 0\text{V}$		8	20	μA
UVLO	$V_{IN} < \text{UVLO Threshold}$		20	35	μA
Undervoltage Lockout Threshold	V_{IN} Rising	● 2.3	2.45	2.75	V
	V_{IN} Falling	● 2.05	2.3	2.55	V
Shutdown Threshold (at RUN/SS)	$V_{RUN/SS}$ Falling	● 0.6	0.85	1.05	V
	$V_{RUN/SS}$ Rising	● 0.65	0.95	1.15	V
Regulated Feedback Voltage	(Note 5) LTC3872-1E	● 1.182	1.2	1.218	V
	LTC3872-1I and LTC3872-1H	● 1.178	1.2	1.218	V
Feedback Voltage Line Regulation	$2.75\text{V} < V_{IN} < 9\text{V}$ (Note 5)		0.14		mV/V
Feedback Voltage Load Regulation	$V_{ITH} = 1.6\text{V}$ (Note 5)		0.05		%
	$V_{ITH} = 1\text{V}$ (Note 5)		-0.05		%
V_{FB} Input Current	(Note 5)		25	50	nA
RUN/SS Pull Up Current	$V_{RUN/SS} = 0$	0.35	0.7	1.25	μA
Oscillator Frequency	$V_{FB} = 1\text{V}$	500	550	650	kHz
Gate Drive Rise Time	$C_{LOAD} = 3000\text{pF}$		40		ns
Gate Drive Fall Time	$C_{LOAD} = 3000\text{pF}$		40		ns
Peak Current Sense Voltage	IPRG = GND (Note 6)	LTC3872-1E ● 90	105	120	mV
		LTC3872-1I ● 85	105	120	mV
		LTC3872-1H ● 80	105	120	mV
	IPRG = Float	LTC3872-1E ● 160	180	200	mV
		LTC3872-1I ● 150	180	200	mV
		LTC3872-1H ● 145	180	200	mV
	IPRG = V_{IN}	LTC3872-1E ● 260	285	310	mV
		LTC3872-1I ● 250	285	310	mV
		LTC3872-1H ● 240	285	310	mV
Default Internal Soft-Start Time			1		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回復不可能な損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える恐れがある。

Note 2: LTC3872-1は T_J が T_A にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされる。LTC3872-1Eは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲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。LTC3872-1Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。LTC3872-1Hは $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。これらの仕様を満たす最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱インピーダンスおよび他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まる。

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。

$$\text{LTC3872-1TS8: } T_J = T_A + (P_D \cdot 195^\circ\text{C/W})$$

$$\text{LTC3872-1DDB: } T_J = T_A + (P_D \cdot 76^\circ\text{C/W})$$

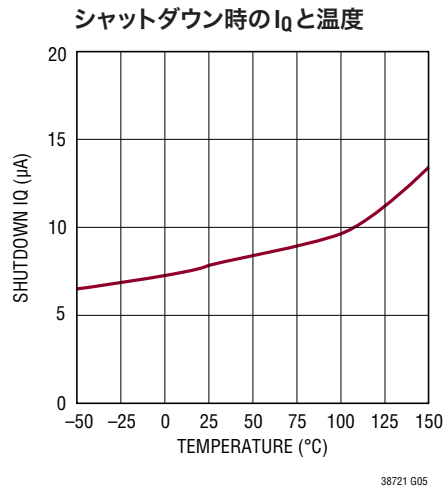
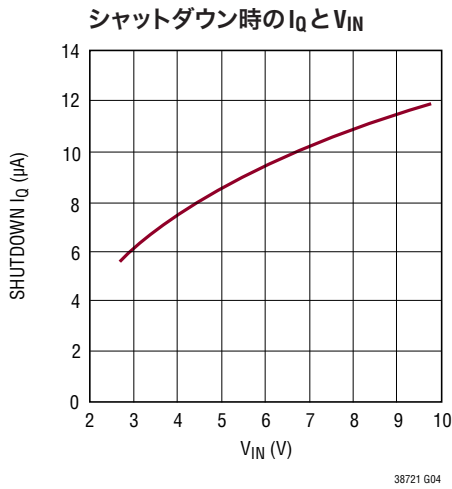
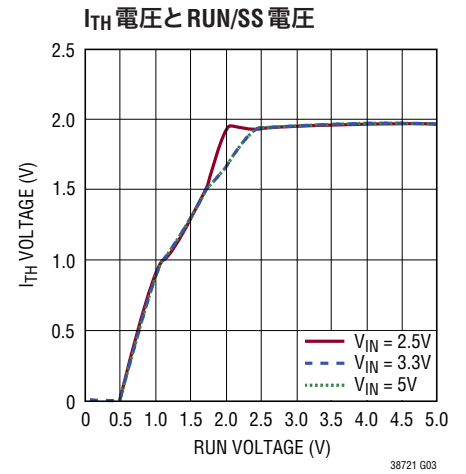
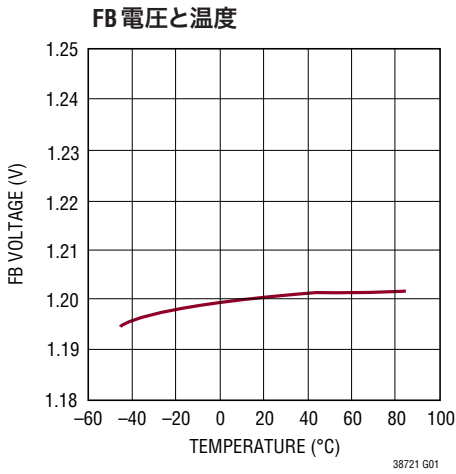
Note 4: パワー MOSFETのゲートの充電のため($Q_G \cdot f_{osc}$)、動的入力消費電流はもっと高い。「アプリケーション情報」を参照してください。

Note 5: LTC3872-1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)の中点の電圧に強制した状態で、 V_{FB} をリファレンス電圧にサーボ制御する帰還ループでテストされる。

Note 6: 立ち上がり時間および立ち下がり時間は10%と90%のレベルで測定する。

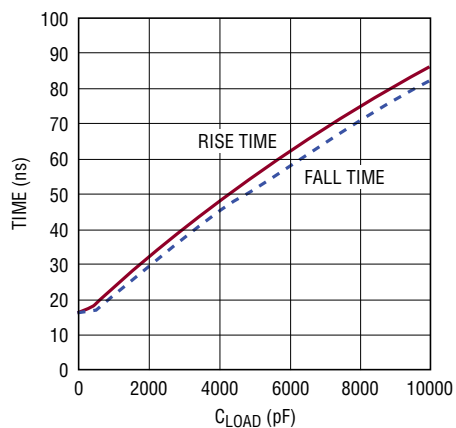
LTC3872-1

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



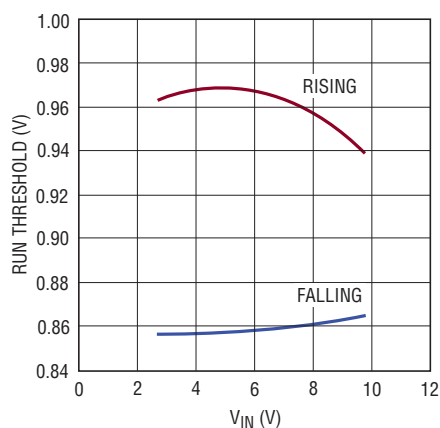
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

ゲート駆動の立ち上がり/
立ち下がり時間と C_{LOAD}



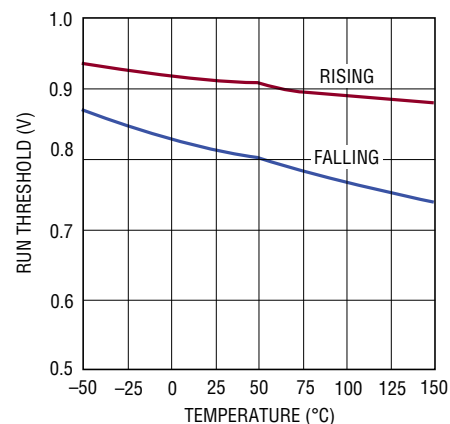
38721 G06

RUN/SSのしきい値と V_{IN}



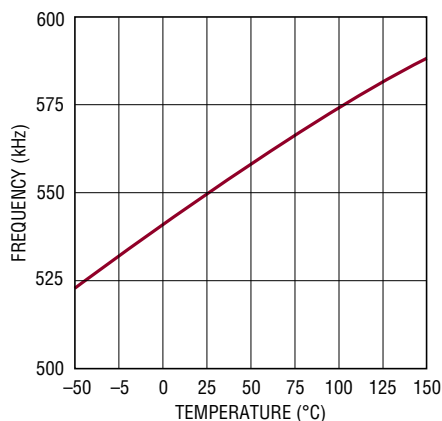
38721 G07

RUN/SSのしきい値と温度



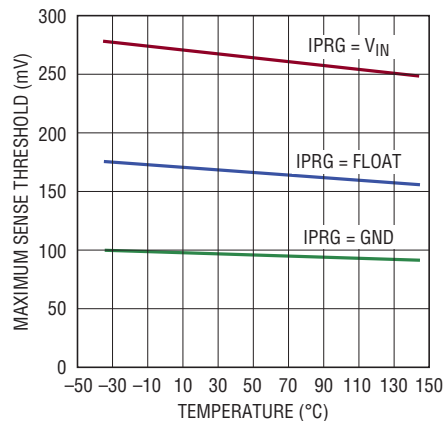
38721 G08

周波数と温度



38721 G09

最大センスしきい値と温度



38721 G10

LTC3872-1

ピン機能 (TS8/DD8)

IPRG (ピン1/ピン4) : 電流検出制限選択ピン。

I_{TH} (ピン2/ピン3) : エラーアンプの補償点。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) : 出力に接続された外付け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、露出パッドのピン9) : グランド。電気的接触と定格の熱性能を得るため、露出パッドはPCBのグランドに半田付けする必要があります。

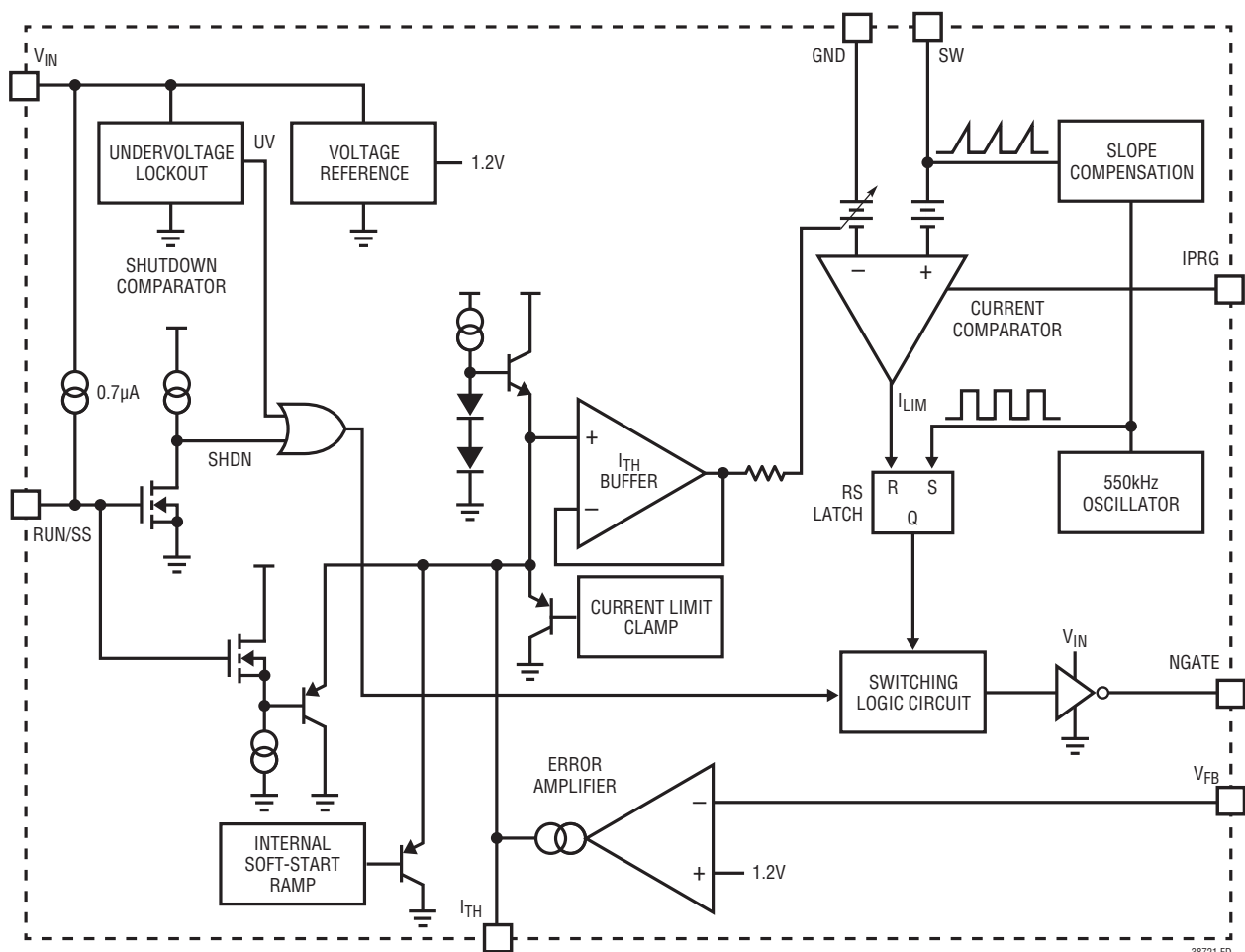
NGATE (ピン5/ピン8) : 外付けのNチャンネルMOSFET用のゲート駆動。このピンは0VからV_{IN}まで振幅します。

V_{IN} (ピン6/ピン7) : 電源ピン。このピンは、近くでGNDにデカップリングする必要があります。

RUN/SS (ピン7/ピン6) : シャットダウンおよび外部ソフトスタート・ピン。シャットダウン中に、すべての機能は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) : インダクタへのスイッチ・ノード接続であり、外付けスロープ補償抵抗に接続する電流検出入力ピンです。通常は、外付けNチャンネルMOSFETのドレインをこのピンに接続します。

機能図



38721f

動作

メイン制御ループ

LTC3872-1は昇圧、SEPICおよびフライバックDC/DCコンバータのアプリケーション用のNo R_{SENSE} 固定周波数、電流モード・コントローラです。LTC3872-1は、従来の電流モード・コントローラとは異なり、図1と図2に示すように、パワーMOSFETスイッチ両端の電圧降下、またはディスクリートのセンス抵抗両端の電圧降下のいずれかを検出することによって電流制御ループを閉じることができます。No R_{SENSE} 検出手法によって効率が向上し、電力密度が増え、ソリューション全体のコストが低減します。

回路動作については、このデバイスのブロック図と最初のページの「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この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エラー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} ピンに出力されます。 I_{TH} ピンの電圧により、電流コンパレータの入力しきい値が設定されます。負荷電流が増加すると、リファレンス電圧に比べて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方のピーク・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。

LTC3872-1を使用するには、パワーMOSFET両端の電圧降下を検出するか、またはパワーMOSFETのソースに接続した通常の検出抵抗に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と、コンバータの効率が最大になり、部品数を最小限に抑えることができます。このピンの最大定格(60V)は、広い出力電圧範囲でのMOSFETの電圧検出を可能にします。

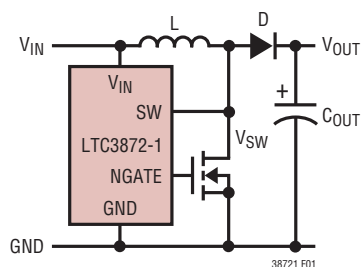


図1.SWピン(内部検出ピン)
効率を最大化する接続

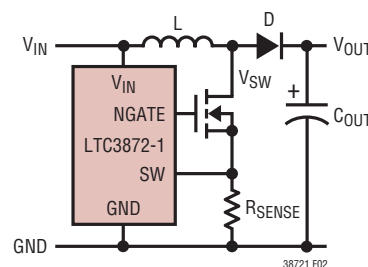


図2.SWピン(内部検出ピン)
検出抵抗の接続

RUN/SSピンにより、デバイスをイネーブルするか、それとも低電流のシャットダウン状態にするかが制御されます。RUN/SSピンが0.85Vより低いとデバイスはオフし、入力消費電流は標準でわずか8 μ Aです。RUN/SSピンに接続された外付けコンデンサを使用して、オプションの外部ソフトスタートをイネーブルします。0.7 μ Aのトリクル電流がこのコンデンサを充電し、RUN/SSピンをシャットダウンしきい値よりも上に引き上げ、RUN/SSが緩やかに上昇して、起動時に V_{ITH} を制限します。SWピンのノイズがRUN/SSピンに結合し、RUN/SSピンを充電するトリクル充電電流を乱すことがあるため、外部ソフトスタートを使用する場合は、1Mの抵抗を接続してRUN/SSをプルアップすることを推奨します。外部ロジックからRUN/SSを駆動する場合、 I_{TH} の範囲を最大にするために、2.75V以上のロジックを推奨します。

軽負荷時の動作

負荷がきわめて軽い電流状態では、 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すると、電流コンパレータの入力の内部オフセットによって(ゼロ負荷電流の場合でも)電流コンパレータがトリップしたままであることが保証されます。レギュレータは、必要に応じてレギュレーションを維持するためにサイクルのスキップを開始します。レギュレータは、この動作によって、きわめて負荷が軽い場合でも固定周波数を維持することができ、その結果、出力リップルと可聴ノイズが小さくなり、RF干渉が減少するとともに、軽負荷時の効率が高くなります。

アプリケーション情報

出力電圧の設定

出力電圧は次式に従って抵抗分割器によって設定します。

$$V_0 = 1.2V \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

最初のページの「標準的応用例」に示されているように、外付け抵抗分割器が出力に接続されているので、リモートの電圧検出が可能です。

アプリケーション回路

LTC3872-1の基本的なアプリケーション回路は、このデータシートの最初のページに記載されています。外付け部品の選択は、負荷と入力電源の特性に基づいて進めます。

デューティ・サイクルに関する検討事項

連続導通モード (CCM) で動作している昇圧コンバータでは、主スイッチのデューティ・サイクルが次のようになります。

$$D = \left(\frac{V_0 + V_D - V_{IN}}{V_0 + V_D}\right)$$

ここで、 V_D は昇圧ダイオードの順方向電圧です。入力電圧が出力電圧に近いコンバータではデューティ・サイクルは低くなり、低電圧の入力電源から高い出力電圧を発生するコンバータではデューティ・サイクルは高くなります。LTC3872-1の最小オン時間は、標準で約250nsです。この時間は、LTC3872-1の最小デューティ・サイクルを制限します。LTC3872-1の最大デューティ・サイクルは、約90%です。標準のLTC3872の周波数フォールドバック機能を使用して、高い出力電圧を得ることができますが、インダクタのリップル電流も増加します。

ピーク入力電流と平均入力電流

LTC3872-1の制御回路はパワー MOSFETの $R_{DS(ON)}$ を使用するか、またはMOSFETのソースに接続した検出抵抗を使用して入力電流を測定するので、パワー MOSFETの大きさを適切に定めるには、出力電流を入力に反映させる必要があります。出力電力は理想的には入力電力に等しいという事実に基づいて、最大平均入力電流は次のようになります。

$$I_{IN(MAX)} = \frac{I_{O(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

The peak input current is:

$$I_{IN(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot \frac{I_{O(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

リップル電流 I_L と χ 係数

上式の定数 χ はインダクタ電流の最大値に対するインダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流の比率を表しています。例えば、30%のリップル電流を選ぶと $\chi = 0.30$ となり、ピーク電流は平均電流より15%大きくなります。

CCMで動作している電流モード昇圧レギュレータでは、50%を超えるデューティ・サイクルの場合、低調波発振を避けるためにスロープ補償を追加する必要があります。LTC3872-1の場合、このランプ補償は内部で行われます。ただし、ランプ補償の波形が内部で固定されているので、インダクタ値と動作周波数がいくらか制約されます。使用するインダクタが大きすぎると、(50%を超えるデューティ・サイクルでは)電流ランプ(I_L)が内部ランプ補償に比べて小さくなり、コンバータの動作は電圧モードに近づきます(ランプ補償により、電流ループの利得が減少します)。小さすぎるインダクタが使用されているが、コンバータは依然CCM(連続導通モード)で動作している場合、低調波発振を防ぐのに内部ランプ補償が適当でないことがあります。十分な電流モード利得を与えて低調波発振を避けるには、インダクタのリップル電流を最大平均電流の20%~40%の範囲に収めることを推奨します。例えば、最大平均入力電流が1Aであれば、0.2A~0.4Aの I_L と0.2~0.4の χ を選択します。

アプリケーション情報

インダクタの選択

動作入力電圧範囲が与えられ、動作周波数とインダクタのリップル電流を選んだら、次式を使ってインダクタの値を決めることができます。

$$L = \frac{V_{IN(MIN)} \cdot D_{MAX}}{\Delta I_L \cdot f}$$

where:

$$\Delta I_L = \chi \cdot \frac{I_{O(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

昇圧コンバータは**短絡保護されていない**ことに注意してください。出力が短絡された状態では、インダクタ電流を制限するのは入力電源の供給能力だけです。

インダクタの最小必要飽和電流はデューティ・サイクルと負荷電流の関数として次のように表すことができます。

$$I_{L(SAT)} \geq \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot \frac{I_{O(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

インダクタの飽和電流定格は最小入力電圧(このときインダクタ電流が最大になります)および最大出力電流でチェックします。

不連続モードでの動作

スイッチがオフしているとき負荷電流が十分低くてインダクタ電流が流れなくなると不連続モード動作になります。インダクタ電流がゼロに近くなると、スイッチの容量とダイオードの容量がインダクタンスと共振し、1MHz～10MHzの減衰するリングングを生じます。オフ時間が十分長いと、ドレイン電圧は入力電圧にセトリングします。

入力電圧とインダクタ内の残留エネルギーに依存して、このリングングがパワー MOSFET のドレインをグラウンドより下に行ることがあり、そこでボディ・ダイオードによってクランプされます。このリングングはデバイスに害を与えることはなく、EMI の大きな増加は見られません。スナバを使って減衰しようとすると効率が低下します。

インダクタのコアの選択

L の値が求まったら、インダクタの種類を選択する必要があります。インダクタ値が固定の場合、実際のコア損失はコア・サイズに無関係ですが、選択したインダクタンスに大きく依存します。インダクタンスが大きくなると、コア損失は減少します。インダクタンスを大きくするにはワイヤの巻数を増やす必要があります、よって銅損失が増加してしまいます。通常、コア損失と銅

損失の間にはトレードオフがあり、バランスを取る必要があります。

フェライトを使ったタイプはコア損失がきわめて小さく、高いスイッチング周波数に適しているため、設計目標を銅損失と飽和防止に集中することができます。フェライト・コアの材質は「ハードに」飽和します。つまり、設計ピーク電流を超えるとインダクタンスが急激に減少します。このため、インダクタのリップル電流が急増して、最終的に出力電圧リップルが増加します。**コアを飽和させないでください。**

コアの材質と形状が異なると、インダクタのサイズ/電流の関係および価格/電流の関係が変化します。フェライトやパーマロイを素材とするトロイド・コアやシールドされたポット型コアは小型で、エネルギー放射は大きくありませんが、同等の特性を有する鉄粉コアのインダクタより通常は高価です。使用するインダクタの種類を選択は、価格とサイズの条件や放射フィールド/EMI の条件に主に依存します。表面実装型インダクタの新製品は、Coiltronics、Coilcraft、東光、およびスミダ電機から入手できます。

パワー MOSFET の選択

LTC3872-1 では、パワー MOSFET は次の2つの目的で使用されます。パワー MOSFET はパワーパスにおける主要なスイッチング素子を表し、その $R_{DS(ON)}$ は制御ループの電流検出素子を表します。パワー MOSFET の重要なパラメータは、ドレイン・ソース降伏電圧 (BV_{DSS})、スレッシュホルド電圧 ($V_{GS(TH)}$)、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・ドレイン電荷(それぞれ Q_{GS} と Q_{GD})、最大ドレイン電流 ($I_{D(MAX)}$) および MOSFET の熱抵抗 ($R_{TH(JC)}$ と $R_{TH(JA)}$) です。入力電圧が高い場合、ロジックレベル (4.5V $V_{GS-RATED}$) しきい値の MOSFET を使用する必要があります。一方、低入力電圧動作が予想される場合(例えば、リチウムイオン・バッテリーや 3.3V ロジック電源から電力を供給する場合)、サブロジックレベル (2.5V $V_{GS-RATED}$) しきい値の MOSFET を使用する必要があります。

アプリケーションの実際の最大スイッチ電圧と比較して、MOSFET の BV_{DSS} 仕様に十分注意を払ってください。多くのロジックレベルのデバイスは 30V 以下に制限されており、レイアウトの寄生要素によって、MOSFET のオフ時にスイッチ・ノードでリングングが発生することがあります。ラボのブレッドボードを使うだけでなく実際の PC ボードを使って、過度のリングングが生じていないか MOSFET のスイッチング波形をドレイン端子とソース端子間で直接チェックします。

アプリケーション情報

スイッチのオン時間中に、制御回路によって、パワー MOSFET の両端の最大電圧降下が低デューティ・サイクルで約 285mV (IPRG を V_{IN} に接続)、105mV (IPRG を GND に接続)、または 185mV (フロートのままにする) に制限されます。したがって、ピーク・インダクタ電流は、IPRG ピンの状態に応じて (285mV、105mV、または 185mV) / $R_{DS(ON)}$ に制限されます。

パワー MOSFET の最大負荷電流、デューティ・サイクル、および $R_{DS(ON)}$ の間の関係は次のとおりです。

$$R_{DS(ON)} \leq V_{SENSE(MAX)} \cdot \frac{1 - D_{MAX}}{\left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{O(MAX)} \cdot \rho_T}$$

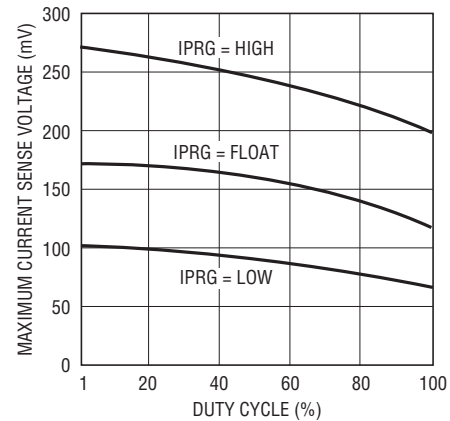
$V_{SENSE(MAX)}$ は、パワー MOSFET の両端の最大電圧降下です。 $V_{SENSE(MAX)}$ は、標準で 285mV、185mV、または 105mV です。これらの値は、図 3 に示すように、デューティ・サイクルが増えるとともに減少します。 ρ_T の項は MOSFET の $R_{DS(ON)}$ の温度係数を表しており、標準で 0.4%/°C です。標準的パワー MOSFET の温度に対する正規化された $R_{DS(ON)}$ の変化を図 4 に示します。

使用するパワー MOSFET を選択する別の方法は、MOSFET のオン抵抗が離散値で提供されているため、与えられた $R_{DS(ON)}$ での最大出力電流を確認することです。

$$I_{O(MAX)} = V_{SENSE(MAX)} \cdot \frac{1 - D_{MAX}}{\left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot R_{DS(ON)} \cdot \rho_T}$$

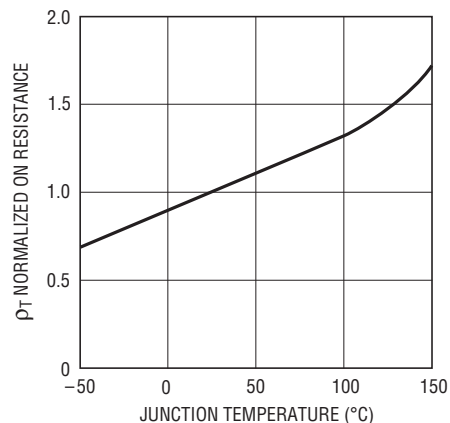
$I_{O(MAX)}$ と $R_{DS(ON)}$ の間の $1 - D_{MAX}$ の関係により、入力範囲の広い昇圧コンバータでは最大入力電流と最大出力電流の範囲が劇的に変化することがあるので、注意が必要です。入力電源から流れる最大電流を制限することが重要なアプリケーションではこのことを考慮に入れます。

NGATE ピンの電圧は、 $-0.3V \sim (V_{IN} + 0.3V)$ の範囲内である必要があります。 $-0.3V$ を下回る電圧または $V_{IN} + 0.3V$ を超える電圧を加えると、内部 MOSFET ドライバが損傷するおそれがあります (機能図を参照)。このことは、インダクタンスが比較的に高いパッケージ (DPAK や、さらに大きいパッケージ) を使用して MOSFET を駆動する場合、またはレイアウトが不適切な場合に、特に重要になります。NGATE ピンとグランドの間に小型ショットキ・ダイオードを接続して、負電圧スパイクを防ぐことができます。2つの小型ショットキ・ダイオードを接続して、正および負の電圧スパイクを防止できます (図 5 を参照)



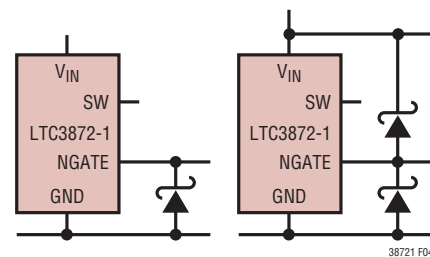
38721 G03

図 3. 最大 SENSE スレッシュホールド電圧とデューティ・サイクル



38721 F04

図 4. 正規化された $R_{DS(ON)}$ と温度



38721 F04

図 5

アプリケーション情報

パワー MOSFET のスイッチング損失と導通損失および接合部温度の計算

パワー MOSFET の接合部温度を計算するには、デバイスによって消費される電力を知る必要があります。この消費電力は、デューティ・サイクル、負荷電流、および $R_{DS(ON)}$ の正の温度係数による) 接合部温度自体の関数です。そのため、十分正確な値を決めるには何回かの反復計算が通常必要です。コントローラは MOSFET をスイッチング素子としても検出素子としても使用するので、全ての動作条件(ライン電圧と温度)で、製造元のデータシートで規定されている MOSFET の $V_{SENSE(MAX)}$ と $R_{DS(ON)}$ の最悪条件の仕様に対して、コンバータが必要な負荷電流を供給できるように注意する必要があります。

昇圧コンバータの MOSFET が消費する電力は次のとおりです。

$$P_{FET} = \left(\frac{I_{O(MAX)}}{1-D_{MAX}} \right)^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot D_{MAX} \cdot P_T + k \cdot V_0^{1.85} \cdot \frac{I_{O(MAX)}}{(1-D_{MAX})} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

上式の第1項はデバイス内での I^2R 損失を表し、第2項はスイッチング損失を表します。定数 $k = 1.7$ はゲート駆動電流に反比例する経験的に得られる係数で、その単位は「1/電流」です。

パワー MOSFET の消費する既知の電力から、次式を使って接合部温度を求めることができます。

$$T_J = T_A + P_{FET} \cdot R_{TH(JA)}$$

この式で使われている $R_{TH(JA)}$ にはデバイスの $R_{TH(JC)}$ およびケースから周囲温度までの熱抵抗 $R_{TH(CA)}$ が通常含まれます。次に、 T_J のこの値を、反復計算に使用された元の仮定値と比べることができます。

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、逆方向のリーク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。

$$I_{D(PEAK)} = I_{L(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2} \right) \cdot \frac{I_{O(MAX)}}{1-D_{MAX}}$$

ダイオードの電力損失は次のとおりです。

$$P_D = I_{O(MAX)} \cdot V_D$$

ダイオードの接合部温度は次のとおりです。

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

この式で使われる $R_{TH(JA)}$ にはデバイスの $R_{TH(JC)}$ および基板から筐体内の周囲温度までの熱抵抗が通常含まれます。

過度のリングングや消費電力の増加を防ぐため、ダイオードのリード長を短くし、スイッチ・ノードの適切なレイアウトを守ってください(「基板レイアウトのチェックリスト」を参照)。

出力コンデンサの選択

与えられた出力リップル電圧に対する適切な部品を選択するとき、ESR (等価直列抵抗)、ESL (等価直列インダクタンス) およびバルク容量の寄与分について考慮する必要があります。標準的昇圧コンバータの場合の、これら3つのパラメータ (ESR、ESL およびバルクC) の出力電圧リップル波形に対する影響を図6eに示します。

部品の選択は、(出力電圧のパーセンテージで表した) 最大許容リップル電圧の検討と、このリップルを ESR のステップと充放電 ΔV の間でどのように分割すべきかの検討から始めます。簡単化するため、最大出力リップルとして2%を選択し、ESR のステップと充放電 ΔV の間で等分します。このパーセンテージ・リップルはアプリケーションの要件に応じて変化しますが、以下の式は簡単に修正することができます。

全リップル電圧への影響が1%の場合、出力コンデンサの ESR は次式を使って求めることができます。

$$ESR_{COUT} \leq \frac{0.01 \cdot V_0}{I_{IN(PEAK)}}$$

アプリケーション情報

ここで、

$$I_{IN(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot \frac{I_{O(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

バルクC部品も全リップルの1%に寄与する場合、次のようになります。

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{O(MAX)}}{0.01 \cdot V_O \cdot f}$$

多くのデザインでは、ESRとバルクCの両方の要件を満たすコンデンサの種類を1つ選択することができます。ただし、要求の厳しいアプリケーションでは、2種類以上のコンデンサを並列に接続してリップル電圧を大きく改善することができます。例えば、低ESRのセラミック・コンデンサを使うとESRによる電圧ステップが減少します。他方、電解コンデンサを使って必要なバルクCを得ることができます。

出力コンデンサのESRとバルク容量が決まったら、全体のリップル電圧の波形を専用のPCボード上で検証します(部品の配置の詳細については、「基板のレイアウト」のセクションを参照)。ラボのブレッドボードは一般に(部品相互の配線による)過度の直列インダクタンスの影響を受け、これらの寄生要素により、スイッチング波形が適切にデザインされたPCボードの場合よりもはるかに悪く見ることがあります。

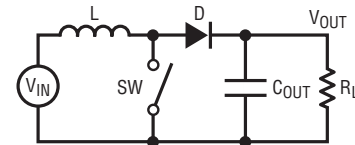
図7に示されているように、昇圧レギュレータの出力コンデンサには高いリップル電流が流れます。出力コンデンサのRMSリップル電流は次のとおりです。

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

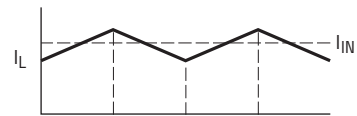
多くの場合、コンデンサ・メーカーの規定するリップル電流定格はわずか2000時間の寿命時間に基づいていることに注意してください。このため、コンデンサをさらにデレーティングする、つまり要件よりも高い温度定格のコンデンサを選択することを推奨します。サイズまたは高さの設計条件を満たすため、複数のコンデンサを並列に接続することもできます。

高性能のスルーホール・コンデンサのメーカーとして、ニチコン、United Chemicon、三洋電機などを検討してください。三洋電機のOS-CON半導体誘電体コンデンサは、アルミ電解コンデンサの中でESRとサイズの積が最も小さいものですが、いくらか価格が高くなります。

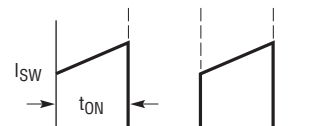
表面実装のアプリケーションでは、アプリケーションの要求するESRまたはRMS電流処理の条件を満たすため、複数のコンデンサの並列接続が必要になることがあります。アルミ電解コンデンサと乾式タンタル・コンデンサの両方とも表面実装パッケージで供給されています。タンタル・コンデンサの場合、スイッチング電源に使用するためのサージ試験が実施されていることが不可欠です。優れた選択肢として、表面実装タンタル・コンデンサのAVX TPSシリーズが挙げられます。また、今ではセラミック・コンデンサはESRとESLの定格が非常に低くてリップル電流定格が高いものが供給されています。



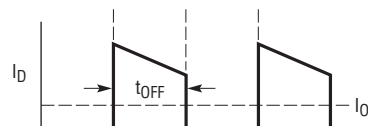
6a. Circuit Diagram



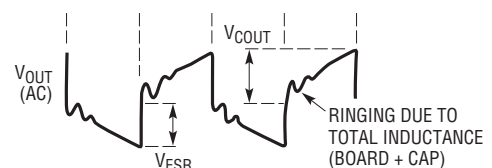
6b. Inductor and Input Currents



6c. Switch Current



6d. Diode and Output Currents



6e. Output Voltage Ripple Waveform

図6. 昇圧コンバータのスイッチング波形

アプリケーション情報

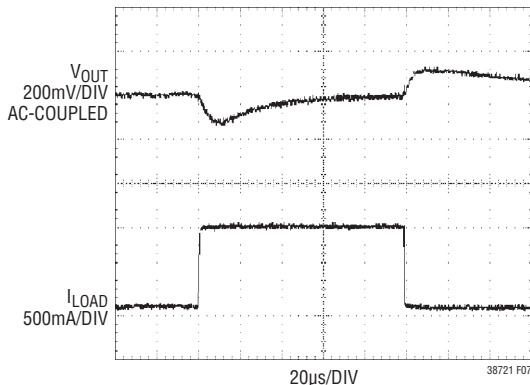


図7.3.3V入力、5V出力昇圧コンバータ・アプリケーションの
負荷トランジェント応答(0.1A~1Aステップ)

入力コンデンサの選択

インダクタが入力に直列に接続されており、入力電流波形が連続的なので、昇圧コンバータの入力コンデンサは出力コンデンサほど要件が厳しくありません(図6bを参照)。入力電圧源のインピーダンスにより入力コンデンサの容量が決まります。この容量は標準で10µF~100µFの範囲です。出力コンデンサの場合ほど条件が厳しくはありませんが、低ESRのコンデンサを推奨します。

昇圧コンバータの入力コンデンサのRMSリップル電流は次のとおりです。

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

バッテリー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大きなサージ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。**サージテストされたコンデンサを必ず指定してください。**

効率に関する検討事項 VDS 検出の効果

スイッチング・レギュレータの効率は「出力電力÷入力電力(×100%)」で表されます。

パーセント表示での効率は、次式で表すことができます。

$$\% \text{ 効率} = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots)$$

ここで、L1、L2などは入力電力に対するパーセンテージで表した個々の損失成分です。個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断できる場合がよくあります。回路内の電力を

消費する全ての要素で損失が生じますが、LTC3872-1のアプリケーション回路の損失の大部分は4つの主な損失要因によって生じます。

1. V_{IN} に流れ込む消費電流。 V_{IN} 電流は(電気的特性で与えられている)DC消費電流 I_{Q} およびMOSFETドライバ電流と制御電流の和です。 V_{IN} ピンに流れ込むDC消費電流は標準で約250µAで、 V_{IN} とともに増加する小さな電力損失(1%よりかはるかに小さい)を表します。ドライバ電流はパワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすることによって流れます。この電流は一般にDC電流よりはるかに大きくなります。MOSFETのゲートがオンして再度オフする度に、ある量のゲート電荷 Q_{G} が V_{IN} からグラウンドに移動します。その結果生じる dQ/dt は、外部電源から入力コンデンサに供給する必要がある電流です。ICがCCMで動作している場合は次のようになります。

$$I_{\text{Q(TOT)}} \approx I_{\text{Q}} + f \cdot Q_{\text{G}}$$

$$P_{\text{IC}} = V_{\text{IN}} \cdot (I_{\text{Q}} + f \cdot Q_{\text{G}})$$

2. パワーMOSFETのスイッチング損失と導通損失。パワーMOSFETの両端の電圧降下を使用して電流帰還ループを閉じる手法は、検出抵抗がないことによって効率が向上するため、採用されました。パワーMOSFETでの損失は、次式で計算されます。

$$P_{\text{FET}} = \left(\frac{I_{\text{O(MAX)}}}{1 - D_{\text{MAX}}} \right)^2 \cdot R_{\text{DS(ON)}} \cdot D_{\text{MAX}} \cdot P_{\text{T}} + k \cdot V_{\text{O}}^{1.85} \cdot \frac{I_{\text{O(MAX)}}}{1 - D_{\text{MAX}}} \cdot C_{\text{RSS}} \cdot f$$

ディスクリートの検出抵抗がないことによる I^2R の電力節減は、一見するだけで計算できます

$$P_{\text{R(SENSE)}} = \left(\frac{I_{\text{O(MAX)}}}{1 - D_{\text{MAX}}} \right)^2 \cdot R_{\text{SENSE}} \cdot D_{\text{MAX}}$$

この V_{DS} 検出手法による改善効果を理解するために、最初のページの「標準的応用例」に示した3.3V入力、5V出力の電源について考えます。最大負荷電流は、7A(ピーク電流は10A)、デューティ・サイクルは39%です。リップル電流を40%と仮定すると、ピーク・インダクタ電流は13.8Aになり、平均電流は11.5Aです。最大検出電圧が約140mVの場合、検出抵抗値は10mΩになり、この抵抗での電力損失は、最大出力電流で514mWになります。効率を90%と仮定すると、検出抵抗の電力損失は、入力電力全体の1.3%になります。つまり、この

アプリケーション情報

アプリケーションの場合、 V_{DS} 検出を使用することで、効率が約 1.3% 向上します。

これらの式の各項に関する詳細は、昇圧コンバータの「パワー MOSFET の選択」のセクションを参照してください。

- インダクタ内の損失は単に DC 入力電流の 2 乗に巻線抵抗を掛けたものです。この損失を出力電流の関数として表すと次のようになります。

$$P_{R(WINDING)} = \left(\frac{I_{O(MAX)}}{1-D_{MAX}} \right)^2 \cdot R_W$$

- 昇圧ダイオード内の損失。昇圧ダイオードの消費する電力は以下のとおりです。

$$P_{DIODE} = I_{O(MAX)} \cdot V_D$$

昇圧ダイオードは昇圧コンバータの電力損失の主要因になることがあります。上に示されている 3.3V 入力、5V/7A 出力の例では、順方向電圧が 0.4V のショットキ・ダイオードは、入力電力の 7% に相当する 2.8W を消費します。低い出力電圧ではダイオードの順方向電圧が出力電圧のかなりの部分を占めますが、この場合ダイオードによる損失は重大なものになります。

- C_{IN} や C_O の ESR による電力損失やインダクタのコア損失などその他の損失は、一般に追加損失全体の 2% 未満に過ぎません。

トランジェント応答のチェック

レギュレータのループ応答は、負荷トランジェント応答を見て確認できます。スイッチング・レギュレータは抵抗性負荷電流の瞬時ステップに応答するのに一般に数サイクルを要します。負荷ステップが生じると、図 7 に示すように、 V_O が直ちに $(\Delta I_{LOAD})(ESR)$ に等しい大きさだけ変化し、 C_O が(負荷ステップの方向に従って)充電または放電を開始します。その結果生じる誤差アンプの出力信号によりレギュレータの帰還ループが働いて V_O を定常値に戻します。この回復時間の間、安定性に問題があることを示すオーバーシュートやリングングがないか V_O をモニタすることができます。

次に、(1 μ F を超える) 大きな電源バイパス・コンデンサをもつ負荷を接続すると、さらに厳しいトランジェントが発生することがあります。放電したバイパス・コンデンサが実質的に C_O と並列接続状態になるため、 V_O がほとんど瞬時に降下します。負荷スイッチの抵抗が低く、急速に駆動された場合、この問題を防止するのに十分な電流を供給できるレギュレータはありません。唯一の解決法は、負荷への突入電流 di/dt を制限するためにスイッチ・ドライブの立ち上がり時間を制限することです。

昇圧コンバータの設計例

ここに与えられている設計例は、最初のページに示されている回路のものです。入力電圧は 3.3V、出力電圧は 5V (最大負荷電流 2A) です。

- デューティ・サイクルは次のとおりです。

$$D = \left(\frac{V_O + V_D - V_{IN}}{V_O + V_D} \right) = \frac{5 + 0.4 - 3.3}{5 + 0.4} = 38.9\%$$

- 最大負荷電流の 40% のインダクタ・リップル電流が選択されているので、(最小飽和電流でもある) ピーク入力電流は次のようになります。

$$I_{IN(PEAK)} = \left(1 + \frac{\chi}{2} \right) \cdot \frac{I_{O(MAX)}}{1-D_{MAX}} = 1.2 \cdot \frac{2}{1-0.39} = 3.9A$$

インダクタのリップル電流は次のとおりです。

$$\Delta I_L = \chi \cdot \frac{I_{O(MAX)}}{1-D_{MAX}} = 0.4 \cdot \frac{2}{1-0.39} = 1.3A$$

したがって、インダクタの値は次のとおりです。

$$L = \frac{V_{IN(MIN)}}{\Delta I_L \cdot f} \cdot D_{MAX} = \frac{3.3V}{1.3A \cdot 550kHz} \cdot 0.39 = 1.8\mu H$$

選択された部品は、スミダ電機製の 2.2 μ H インダクタ (部品番号: CEP125-H 1ROMH) です。

アプリケーション情報

3. MOSFETの接合部温度を125°Cと仮定すると、室温でのMOSFETの $R_{DS(ON)}$ は、次の式の値よりも小さい必要があります。

$$R_{DS(ON)} \leq V_{SENSE(MAX)} \cdot \frac{1-D_{MAX}}{\left(1+\frac{\lambda}{2}\right) \cdot I_{O(MAX)} \cdot P_T}$$

$$= 0.175V \cdot \frac{1-0.39}{\left(1+\frac{0.4}{2}\right) \cdot 2A \cdot 1.5} \approx 30m\Omega$$

使用されたMOSFETは、Si3460 DDVです。このMOSFETの最大 $R_{DS(ON)}$ は4.5V V_{GS} で27m Ω 、 BV_{DSS} は30Vを超え、ゲート電荷は4.5V V_{GS} で13.5nCです。

4. このデザインに使うダイオードは2Aの最大DC出力電流を扱える必要があり、 V_{OUT} の最小逆電圧、または5Vに定格が規定されている必要があります。高電力損失能力を持つOn Semiconductorの25A、15Vダイオード(MBRB2515L)が選択されました。
5. 通常、出力コンデンサは、値の小さな低ESRセラミック・コンデンサで構成されます。
6. 昇圧コンバータ用の入力コンデンサの選択は、ソース電源のインピーダンスとコンバータが安全に許容できる入力リップルの大きさに依存します。この特定のデザインには、太陽誘電の2つの22 μ Fセラミック・コンデンサ(JMK325BJ226MM)が必要です(入力とリターンのリー

ド長を数インチにします)。出力ノードの場合と同様、入力コンデンサの両端子に接続した1本のオシロスコープのプローブを使って入力リップルをチェックします。

プリント回路基板レイアウトのチェックリスト

プリント回路基板をレイアウトするときは、以下のチェックリストを使用して、LTC3872-1が正しく動作するようにしてください。これらの項目は図8のレイアウト図に示してあります。レイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

1. ショットキ・ダイオードを、出力コンデンサと外付けMOSFETのドレインの間に近接して接続してください。
2. 入力デカップリング・コンデンサ(0.1 μ F)を、 V_{IN} とGNDの間に近接して接続してください。
3. SWとスイッチ・ポイントの間のトレースを短くしてください。
4. スイッチング・ノードNGATEは、影響を受けやすい小信号ノードから遠ざけてください。
5. V_{FB} ピンを帰還抵抗に直接接続してください。抵抗分割器のR1とR2は、 C_{OUT} の(+)電極と信号グラウンドの間に接続する必要があります。

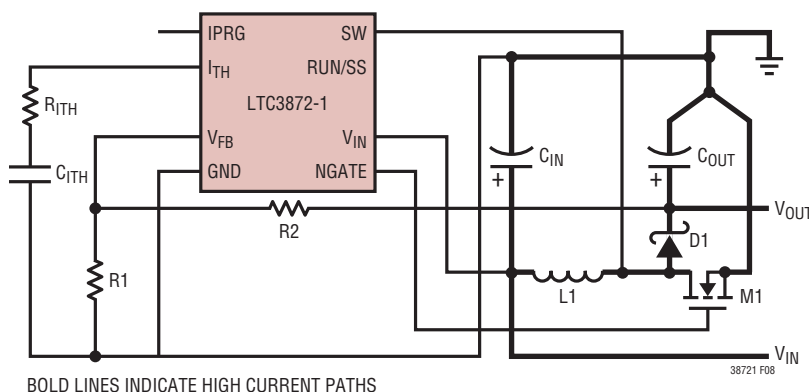
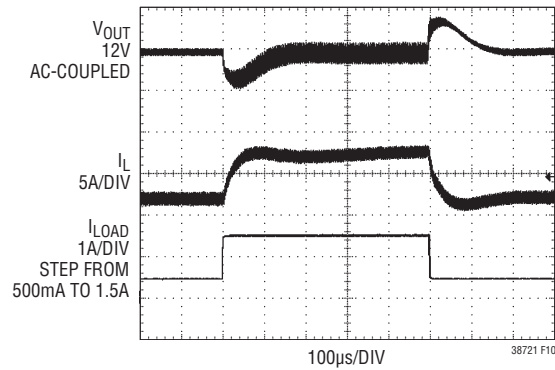
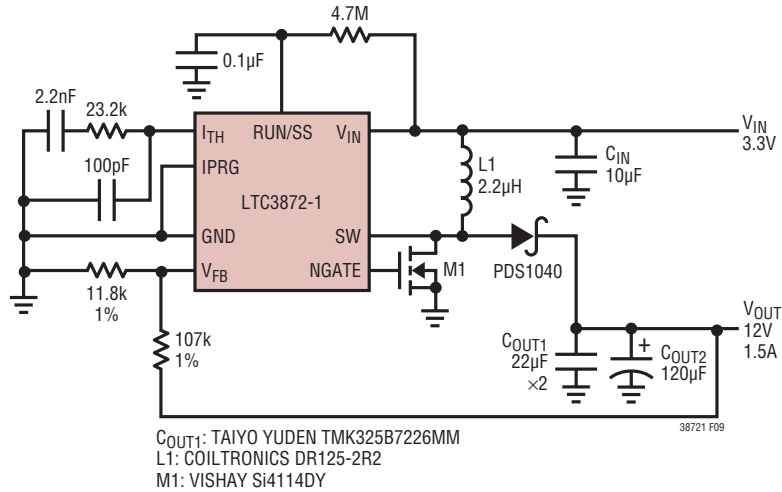


図8. LTC3872-1のレイアウト図(「プリント回路基板レイアウトのチェックリスト」を参照)

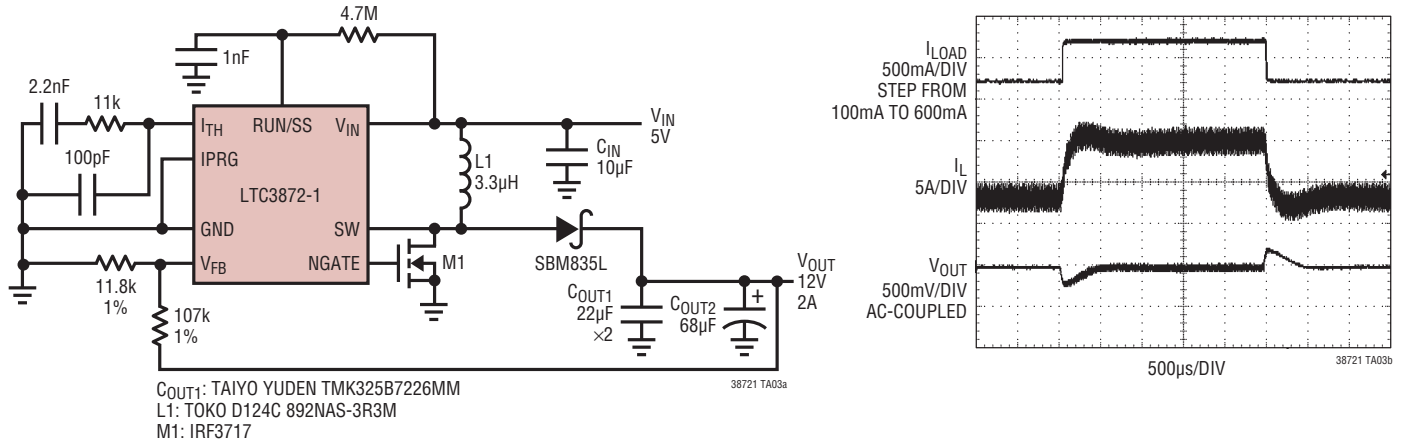
標準的応用例

高効率の3.3V入力、12V出力昇圧コンバータ

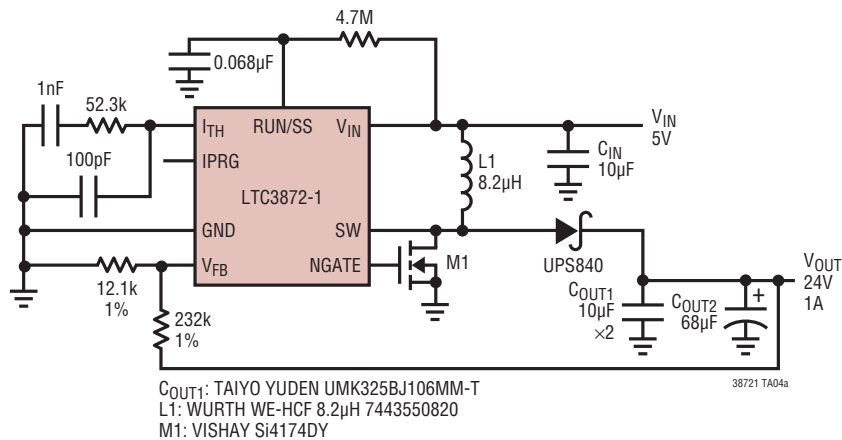


標準的応用例

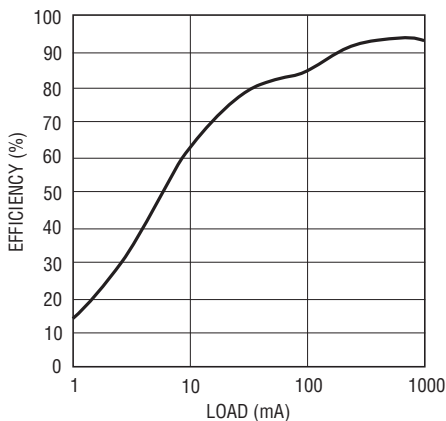
高効率の5V入力、12V出力昇圧コンバータ



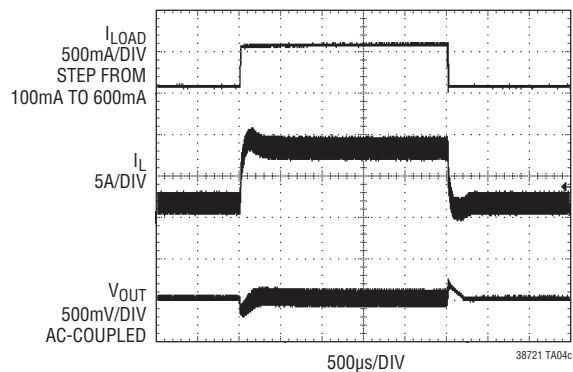
高効率の5V入力、24V出力昇圧コンバータ



効率



負荷ステップ



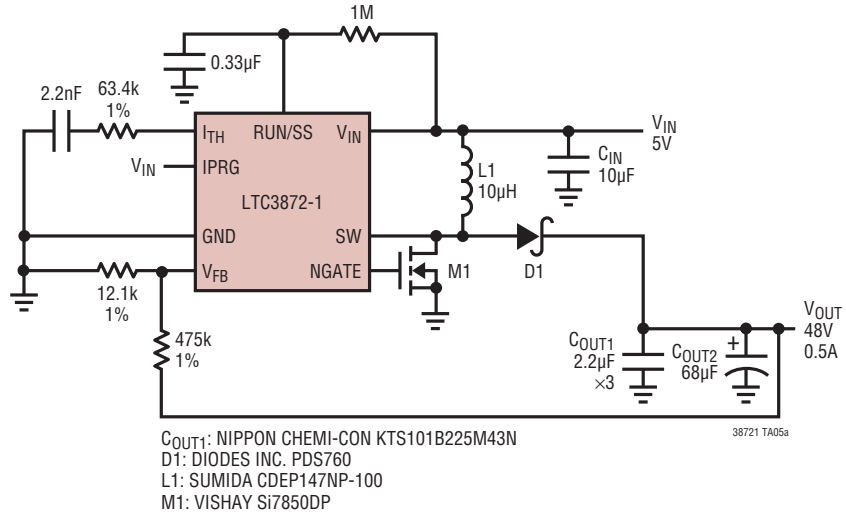
38721 TA04b

38721 TA04c

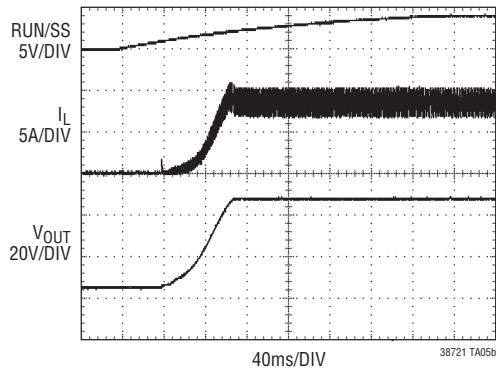
LTC3872-1

標準的応用例

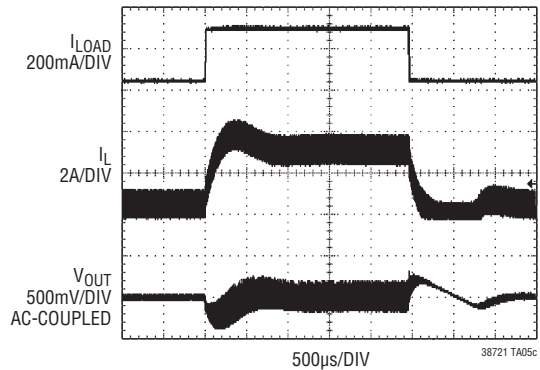
高効率の5V入力、48V出力昇圧コンバータ



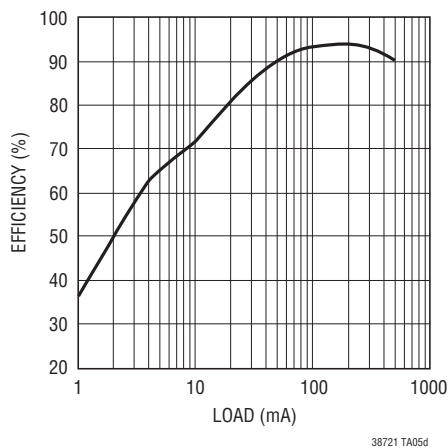
ソフトスタート



負荷ステップ



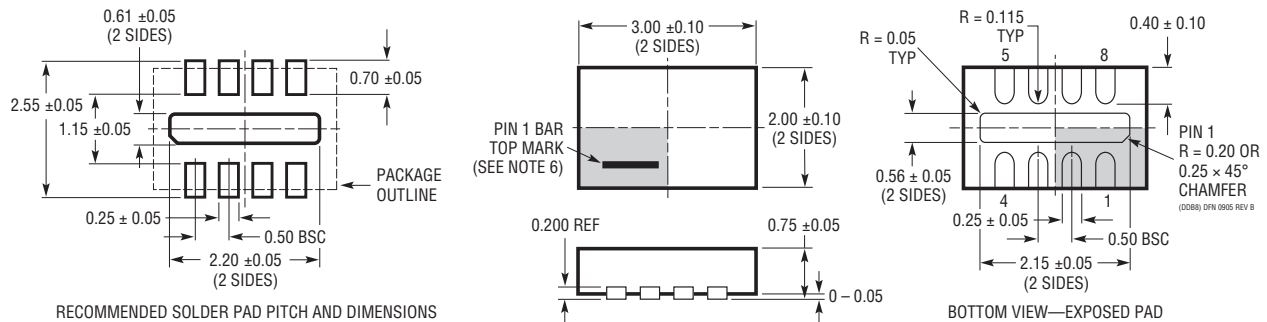
効率



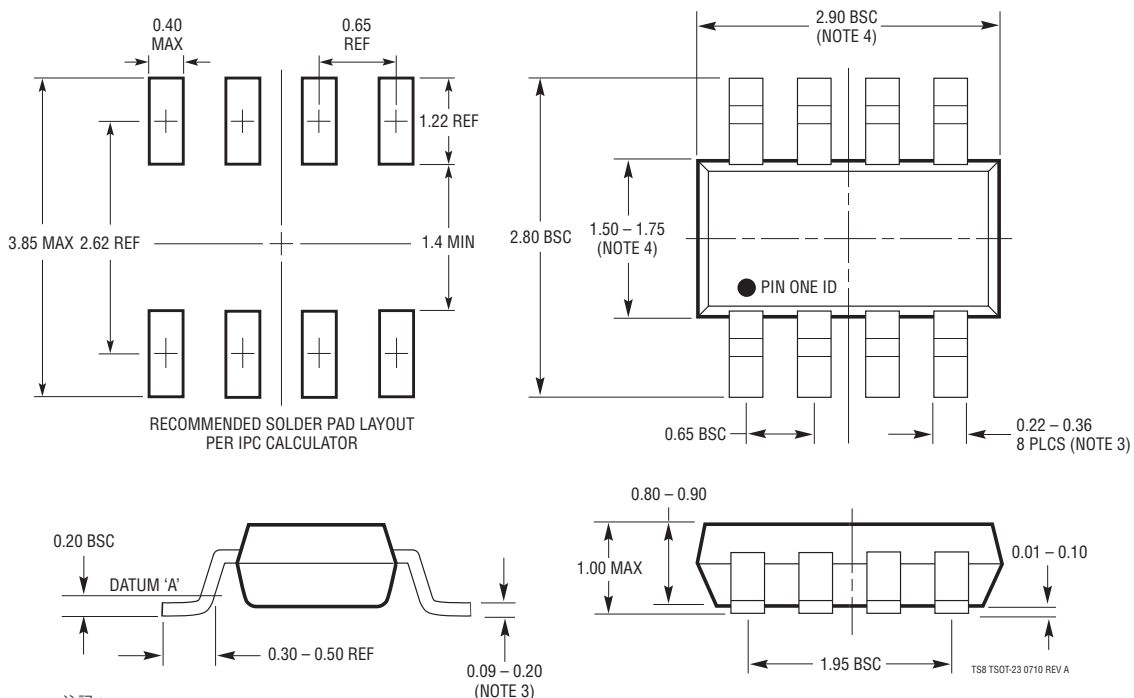
パッケージ寸法

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/>を参照してください。

DDB Package 8-Lead Plastic DFN (3mm × 2mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1702 Rev B)



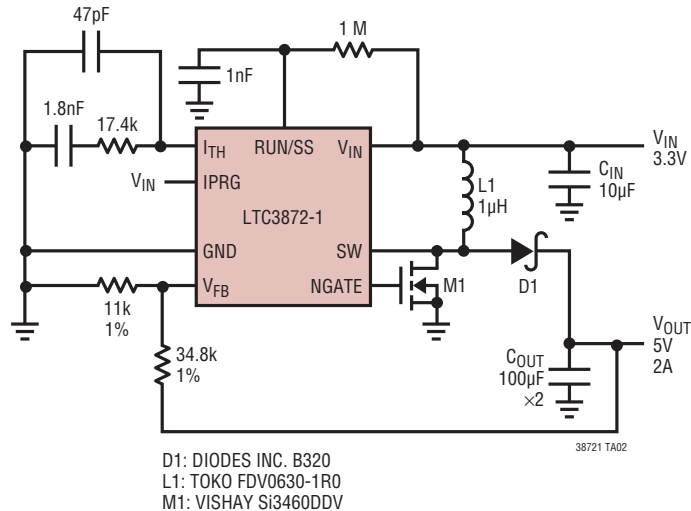
TS8 Package 8-Lead Plastic TSOT-23 (Reference LTC DWG # 05-08-1637 Rev A)



LTC3872-1

標準的応用例

3.3V 入力、5V/2A 出力の昇圧コンバータ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3786	低静止電流の同期整流式昇圧コントローラ	4.5V (起動後は2.5Vでも動作) $\leq V_{IN} \leq 38V$ 、 V_{OUT} : 最大60V、静止電流: 55µA、3mm×3mmのQFN-16、MSOP-16E
LTC3787/ LTC3787-1	シングル出力、デュアル・チャネルのマルチフェーズ同期整流式昇圧コントローラ	4.5V (起動後は2.5Vでも動作) $\leq V_{IN} \leq 38V$ 、 V_{OUT} : 最大60V、動作周波数: 50kHz ~ 900kHz、4mm×5mmのQFN-28、SSOP-28
LTC3788/ LTC3788-1	マルチフェーズ、デュアル出力同期整流式昇圧コントローラ	4.5V (起動後は2.5Vでも動作) $\leq V_{IN} \leq 38V$ 、 V_{OUT} : 最大60V、固定動作周波数: 50kHz ~ 900kHz、5mm×5mmのQFN-32、SSOP-28
LTC3862/ LTC3862-1	マルチフェーズ、デュアル・チャネル、シングル出力の電流モード昇圧DC/DCコントローラ	4V $\leq V_{IN} \leq 36V$ 、5Vまたは10Vのゲート駆動、固定動作周波数: 75kHz ~ 500kHz、SSOP-24、TSSOP-24、5mm×5mmのQFN-24
LT3757A/LT3758/ LT3759	昇圧、フライバック、SEPICおよび反転コントローラ	1.6V/2.9V $\leq V_{IN} \leq 40V/100V$ 、固定動作周波数: 100kHz ~ 1MHz、3mm×3mm DFN-10およびMSOP-10E
LT3957A/LT3958/ LT3959	昇圧、フライバック、SEPICおよび反転コンバータ、パワー・スイッチを内蔵	1.6V/3V/5V $\leq V_{IN} \leq 40V/80V$ 、100kHz ~ 1MHzの設定可能な動作周波数、5mm×6mm QFNパッケージ
LTC1871/ LTC1871-1/ LTC1871-7	広い入力範囲、No R _{SENSE} 、低静止電流のフライバック、昇圧およびSEPICコントローラ	2.5V $\leq V_{IN} \leq 36V$ 、固定動作周波数: 50kHz ~ 1MHz、 $I_Q = 250\mu A$ 、MSOP-10
LTC3859AL	低静止電流、トリプル出力、同期整流式降圧/降圧/昇圧DC/DCコントローラ	すべての出力がコールドクランク時に安定、4.5V (起動後は2.5Vでも動作) $\leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $V_{OUT}(\text{BUCKS})$: 最大24V、 $V_{OUT}(\text{BOOST})$: 最大60V、 $I_Q = 28\mu A$

38721f