

SOT-23の定周波数 電流モード昇圧 DC/DCコントローラ

特長

- 高効率：90%以上
- 高出力電流を容易に達成
- 広い V_{IN} 範囲：2.5V ~ 9.8V
- 外付け部品によってだけ制限される V_{OUT}
- 550kHzの定周波数動作
- 軽負荷時バースト・モード™動作
- ライン過渡応答と負荷過渡応答の優れた電流モード動作
- 低消費電流：270 μ A
- シャットダウン・モードでわずか8 μ Aの電源電流
- リファレンス精度： $\pm 2.5\%$
- 小型6ピンSOT-23パッケージ

アプリケーション

- リチウムイオン電池駆動のアプリケーション
- セルラー電話
- ワイヤレス・モデム
- ポータブル・コンピュータ
- スキャナ

概要

LTC®1872は定周波数電流モード昇圧DC/DCコントローラで、ACおよびDCの優れたロード・レギュレーションとライン・レギュレーションを実現します。高精度の低電圧ロックアウト機能を内蔵し、入力電圧が2.0Vより低くなるとLTC1872をシャットダウンします。

LTC1872は $\pm 2.5\%$ の出力電圧精度を誇り、消費電流はわずか270 μ Aです。効率が重要なアプリケーションの場合、LTC1872をバースト・モード動作に構成することにより、低出力電流での効率を向上させることができます。

シャットダウン時には、わずか8 μ Aの電流しか流しません。550kHzの高い定周波数動作により小型の外付けインダクタを使用することができます。

LTC1872は実装面積の小さい6ピンSOT-23で供給されます。

 LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。Burst Modeはリニアテクノロジー社の商標です。

標準的応用例

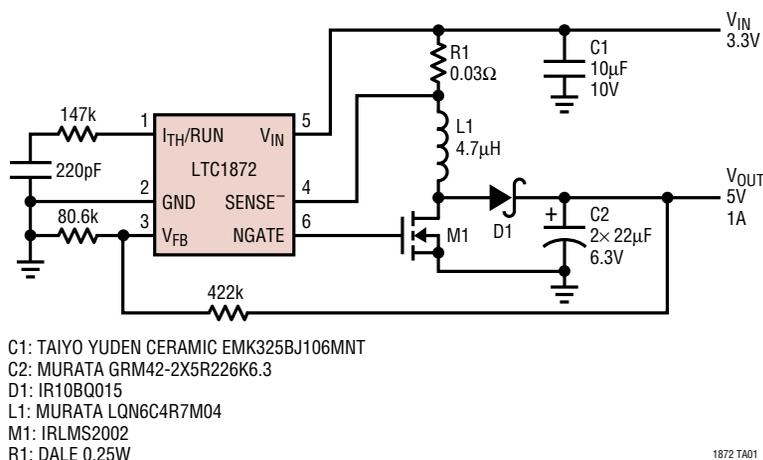
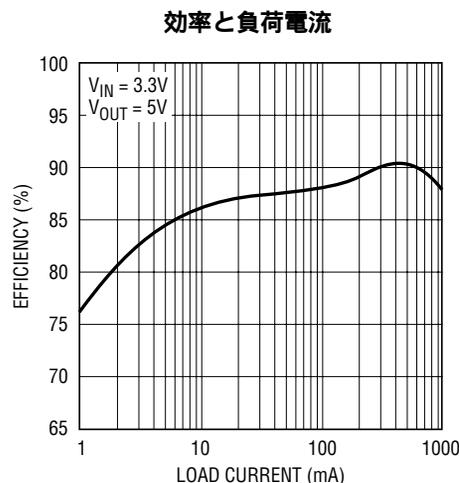


図1 . LTC1872高出力電流、3.3V ~ 5Vの昇圧コンバータ



1872 TA01b

絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN})	- 0.3V ~ 10V
SENSE ⁻ 、NGATE電圧	- 0.3V ~ ($V_{IN} + 0.3V$)
V_{FB} 、 I_{TH} /RUN電圧	- 0.3V ~ 2.4V
NGATEピーク出力電圧(<10 μ s)	1A
保存周囲温度範囲	- 65 ~ 150
動作温度範囲 (Note 2)	- 40 ~ 85
接合部温度 (Note 3)	150
リード温度 (半田付け、10秒)	300

パッケージ/発注情報

<p>TOP VIEW</p> <p>S6 PACKAGE 6-LEAD PLASTIC SOT-23</p> <p>$T_{JMAX} = 150^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 230^{\circ}C/W$</p>	ORDER PART NUMBER
	LTC1872ES6
	S6 PART MARKING
	LTMK

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。

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 $T_A = 25$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 4.2V$ 。(Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Input DC Supply Current	Typicals at $V_{IN} = 4.2V$ (Note 4)					
	Normal Operation		270	420	μA	
	Sleep Mode		230	370	μA	
	Shutdown		8	22	μA	
UVLO	$V_{IN} < UVLO$ Threshold		6	10	μA	
Undervoltage Lockout Threshold	V_{IN} Falling	● 1.55	2.00	2.35	V	
	V_{IN} Rising	● 1.85	2.10	2.40	V	
Shutdown Threshold (at I_{TH}/RUN)		● 0.15	0.35	0.55	V	
Start-Up Current Source	$V_{ITH}/RUN = 0V$		0.25	0.5	0.85	μA
Regulated Feedback Voltage	$0^{\circ}C$ to $70^{\circ}C$ (Note 5)	● 0.780	0.800	0.820	V	
	$-40^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$ (Note 5)	● 0.770	0.800	0.830	V	
V_{FB} Input Current (Note 5)			10	50	nA	
Oscillator Frequency	$V_{FB} = 0.8V$		500	550	650	kHz
Gate Drive Rise Time	$C_{LOAD} = 3000pF$			40	ns	
Gate Drive Fall Time	$C_{LOAD} = 3000pF$			40	ns	
Peak Current Sense Voltage	(Note 6)		114	120	mV	

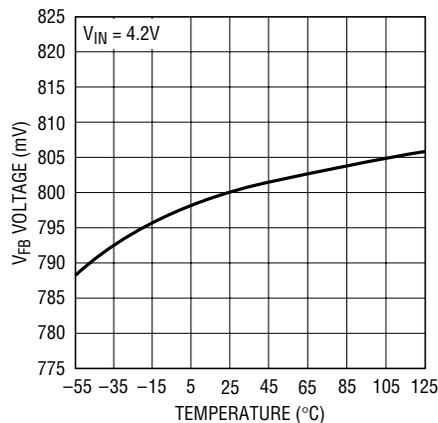
Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命に影響を及ぼす値。
 Note 2: LTC1872Eは0 ~ 70 の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。- 40 ~ 85 の動作温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。
 Note 3: T_J は周囲温度 T_A と消費電力 P_D から、次式で計算される。

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

Note 4: スイッチング周波数で供給されるゲート電荷により動作時消費電流は高くなる。
 Note 5: LTC1872は V_{FB} を誤差アンプの出力へサーボ制御する帰還ループでテストされている。
 Note 6: 設計により、デューティ・サイクル = 30%で保証されている。デューティ・サイクル<40%でピーク電流センス電圧は $V_{REF} / 6.67$ である。図2に示されているように、スロープ補償により、デューティ・サイクルが増加するにつれ、ピーク電流センス電圧は低下する。

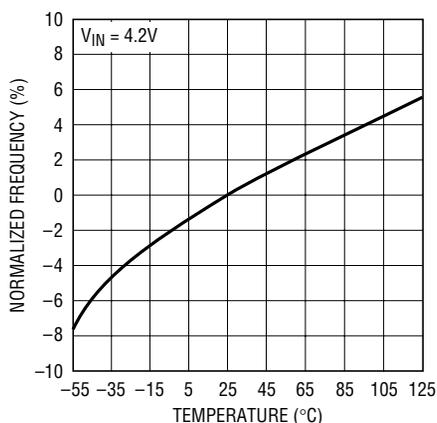
標準性能特性

リファレンス電圧と温度



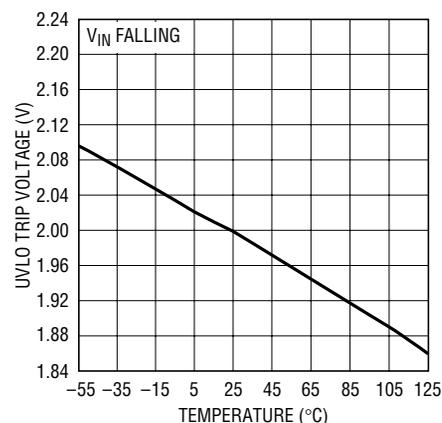
1872 G01

正規化された発振周波数と温度



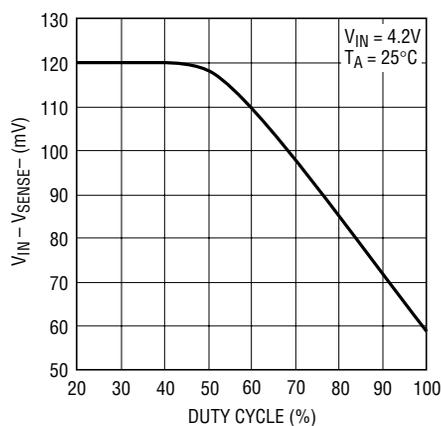
1872 G02

低電圧ロックアウト・トリップ電圧と温度



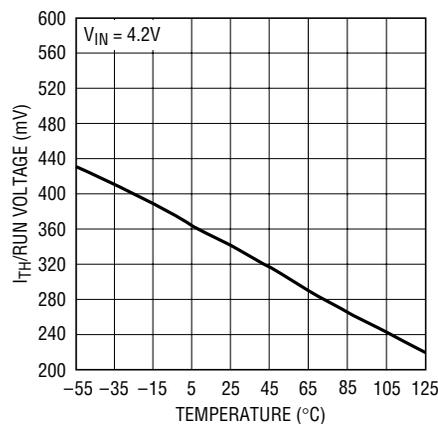
1872 G03

最大電流センス・トリップ電圧とデューティ・サイクル



1872 G04

シャットダウン・スレッシュホールドと温度



1872 G05

ピン機能

I_{TH}/RUN (ピン1): このピンは2つの機能を果たします。実行制御入力として機能するとともに、誤差アンプの補償点として機能します。このピンの公称電圧範囲は0.7V ~ 1.9Vです。このピンを0.35Vより低い電圧に強制するとデバイスはシャットダウンします。シャットダウン時にはすべ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。

GND (ピン2): グランド・ピン。

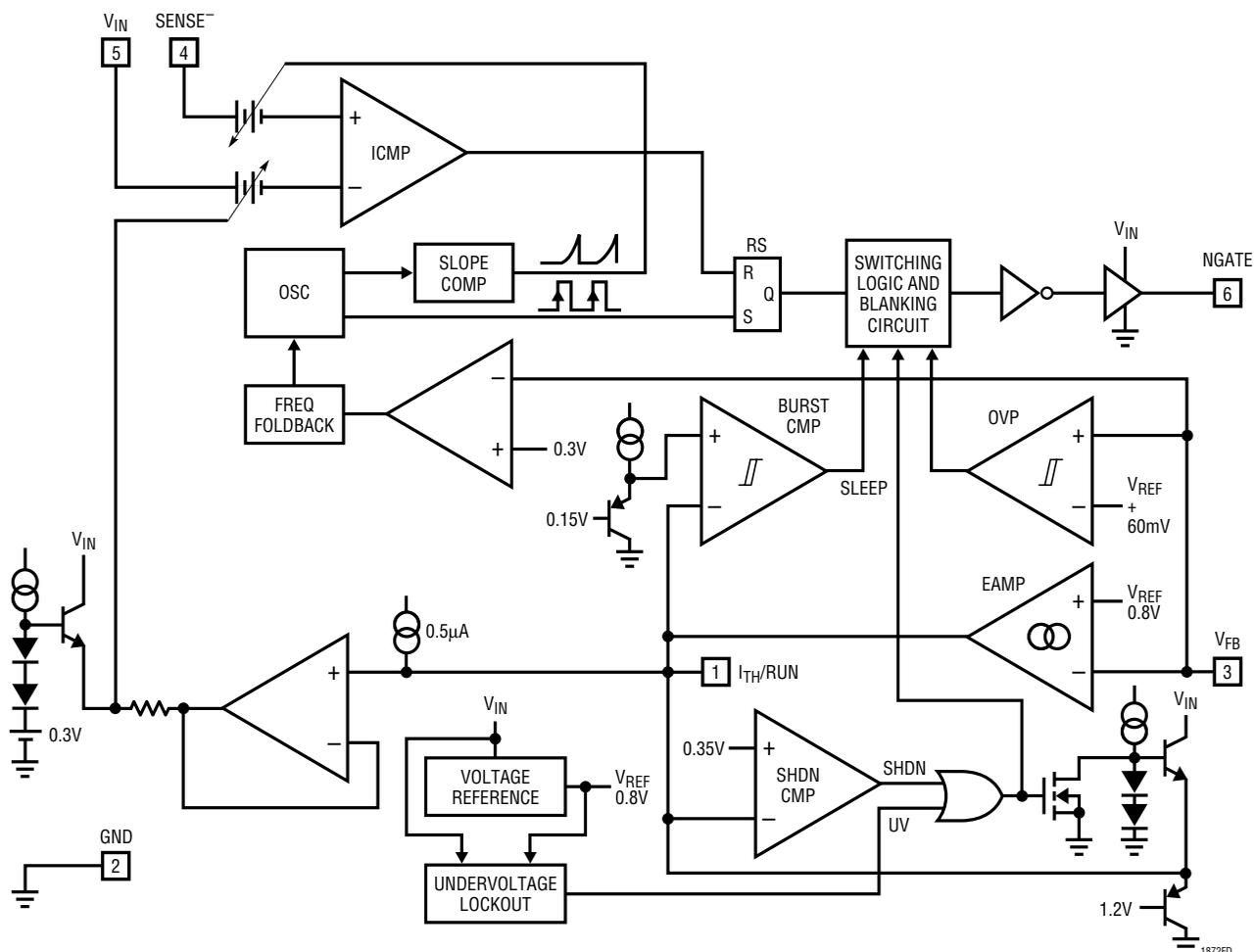
V_{FB} (ピン3): 出力に接続された外部抵抗分割器から帰還電圧を受け取ります。

SENSE⁻ (ピン4): 電流コンパレータへの負入力。

V_{IN} (ピン5): 電源ピン。GND (ピン2)へ近接してデカップルする必要があります。

NGATE (ピン6): 外部NチャネルMOSFETのゲート・ドライブ。このピンの振幅は0V ~ V_{IN}です。

機能図



動作 (機能図を参照)

主制御ループ

LTC1872は定周波数電流モードのスイッチング・レギュレータです。通常動作時は、各サイクルごとにNチャンネルMOSFETが発振器によってターンオンし、電流コンパレータ(ICMP)がRSラッチをリセットするとターンオフします。ICMPがそこでRSラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は、I_{TH}/RUNピンによってコントロールされます。このI_{TH}/RUNピンは誤差アンプEAMPの出力です。V_{OUT}とグランド間に接続された外部抵抗分割器により、EAMPは出力帰還電圧V_{FB}を受け取ることができます。負荷電流が増加すると、0.8Vのリファレンスに対してV_{FB}がわずかに減少するため、平均インダ

クタ電流が新しい負荷電流に等しくなるまで、I_{TH}/RUN電圧が増加します。

I_{TH}/RUNピンを"L"にすると、主制御ループはシャットダウンします。I_{TH}/RUNを解放すると、内部の0.5μA電流源が外部の補償ネットワークを充電します。そしてI_{TH}/RUNピンが0.35Vに達すると、主制御ループはそのI_{TH}/RUN電圧でイネーブルされてから、そのゼロ電流レベルである約0.7Vへプルアップされます。外部補償ネットワークが引き続き充電するにつれ、対応する出力電流トリップ・レベルもそれに従い、通常動作が可能になります。

動作(機能図を参照)

コンパレータOVPIは、外部Nチャンネル・パワーMOSFETをターンオフして、フォールトが除去されるまでオフ状態に保つことにより、7.5%を超す過渡オーバershootに対して保護します。

バースト・モード動作

LTC1872は低負荷電流ではバースト・モードに入ります。このモードでは、 I_{TH}/RUN ピンの電圧値が低くても、インダクタのピーク電流は(低デューティ・サイクルで) $V_{I_{TH}/RUN} = 1V$ であるかのように設定されます。インダクタの平均電流が負荷条件より大きいと、 I_{TH}/RUN ピンの電圧は低下します。 I_{TH}/RUN 電圧が0.85Vより低くなると、スリープ信号が"H"になり、外部MOSFETをターンオフします。 I_{TH}/RUN 電圧が0.925Vを超えると、スリープ信号は"L"になり、LTC1872は通常動作を再開します。次の発振サイクルで外部MOSFETをターンオンし、スイッチング・サイクルを繰り返します。

低電圧ロックアウト

安全な入力電圧レベル以下でNチャンネルMOSFETが動作するのを防ぐために、LTC1872には低電圧ロックアウト機能が内蔵されています。入力電源電圧が約2.0Vより低くなると、NチャンネルMOSFETおよび(低ドロップアウト・ブロックを除く)すべての回路がターンオフされます。低ドロップアウト・ブロックには数マイクロアンペアしか流れません。

過電圧保護

帰還電圧が0.8Vのリファレンス電圧より7.5%高くなると、LTC1872に内蔵された過電圧コンパレータは外部MOSFETをターンオフします。このコンパレータは標準20mVのヒステリシスをもっています。

スローブ補償とインダクタのピーク電流

LTC1872が40%以下のデューティ・サイクルで動作しているとき、インダクタのピーク電流は次式で決まります。

$$I_{PK} = \frac{V_{I_{TH}} - 0.7}{10(R_{SENSE})}$$

ただし、デューティ・サイクルが40%を超えると、スローブ補償が始まり、実効的にピーク・インダクタ電流を下げます。減少量は図2の曲線で示されています。

短絡保護

ブースト・コンバータ内の電源スイッチは入力から負荷への電源経路に直列ではないので、このスイッチをターンオフしても、出力の短絡に対する保護にはなりません。このフォールト条件に対処するには、ブースト・インダクタに直列に接続したヒューズのような外部手段を採用する必要があります。

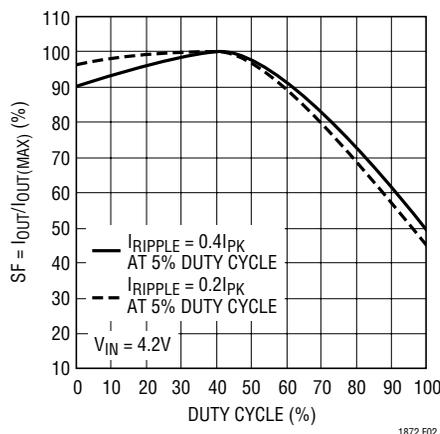


図2. 最大出力電流とデューティ・サイクル

アプリケーション情報

LTC1872の基本的なアプリケーション回路を図1に示します。外付け部品は負荷条件に従って選択します。L1および R_{SENSE} (=R1)の選択から始めて、パワーMOSFETとダイオードD1を選択し、続いて C_{IN} (=C1)と C_{OUT} (=C2)を選択します。

出力電流に対する R_{SENSE} の選択

R_{SENSE} は必要な出力電流に基づいて選択します。電流コンパレータが R_{SENSE} の両端に生じる電圧をモニタし、コンパレータのスレッシュホールドにより、インダクタのピーク電流が決まります。LTC1872が供給できる出力電流は次式で与えられます。

$$I_{OUT} = \left(\frac{0.12}{R_{SENSE}} - \frac{I_{RIPPLE}}{2} \right) \frac{V_{IN}}{V_{OUT} + V_D}$$

ここで、 I_{RIPPLE} はインダクタのピーク・ツー・ピーク・リップル電流(「インダクタ値の計算」のセクションを参照)で、 V_D は最大定格出力電流での出力ダイオードの順方向電圧降下です。

リップル電流設定のために、次式を出発点にします。

$$I_{RIPPLE} = (0.4) \left(I_{OUT} \right) \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN}}$$

上式を整理すると、次のようになります。

$$R_{SENSE} = \frac{1}{(10) \left(I_{OUT} \right)} \left(\frac{V_{IN}}{V_{OUT} + V_D} \right)$$

デューティ・サイクル < 40%の場合

ただし、デューティ・サイクルが40%を超す動作では、必要な電流を供給するのに適当な値を選択するには、スロープ補償の影響を考慮に入れる必要があります。図2のスケール係数(SF, %)を使うと、 R_{SENSE} の値は次のようになります。

$$R_{SENSE} = \frac{SF}{(10) \left(I_{OUT} \right) (100)} \left(\frac{V_{IN}}{V_{OUT} + V_D} \right)$$

インダクタ値の計算

一定のインダクタ・リップル電流に対して、動作周波数が高くなればそれだけ小さなインダクタが使えるという意味で、動作周波数とインダクタの選択は相互に関係しています。ただし、MOSFETのゲート電荷による損失の増加のため、効率は低下します。

インダクタ値もリップル電流に直接影響を与えます。リップル電流 I_{RIPPLE} はインダクタンスあるいは周波数が高いほど減少し、 V_{OUT} が高いほど増加します。インダクタのピーク・ツー・ピーク・リップル電流は次式で与えられます。

$$I_{RIPPLE} = \frac{V_{IN}}{f(L)} \left(\frac{V_{OUT} + V_D - V_{IN}}{V_{OUT} + V_D} \right)$$

ここで、 f は動作周波数です。大きな値の I_{RIPPLE} を許容すれば、小さなインダクタンスを使えますが、出力電圧リップルとコア損失が大きくなります。リップル電流設定のために、次式を出発点にします。

$$I_{RIPPLE} = 0.4 \left(I_{OUT(MAX)} \right) \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN}} \right)$$

バースト・モード動作では、バースト期間中にインダクタ電流が連続して流れるようにリップル電流を設定するのが普通です。したがって、ピーク・ツー・ピーク・リップル電流が下の値を超えないようにします。

$$I_{RIPPLE} \leq \frac{0.03}{R_{SENSE}}$$

つまり、最小インダクタンスは次式で与えられます。

$$L_{MIN} = \frac{V_{IN}}{f \left(\frac{0.03}{R_{SENSE}} \right)} \left(\frac{V_{OUT} + V_D - V_{IN}}{V_{OUT} + V_D} \right)$$

L_{MIN} より小さい値を回路で使用することは可能でしょう。ただし、バースト期間中にインダクタ電流は不連続となります。

アプリケーション情報

インダクタの選択

インダクタの選択では、電流センス抵抗で設定される電流制限よりも、インダクタの飽和電流の方が大きくなければならないことに注意してください。さらに、インダクタのDC抵抗が効率に影響することに注意してください。村田製作所、Coilcraft、東光、松下電子部品、Coiltronics、その他多くのメーカーから市販のインダクタが入手できます。

パワーMOSFETの選択

パワーMOSFETは主にスレッショルド電圧 $V_{GS(TH)}$ 、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、逆伝達容量、および全ゲート電荷を基準にして選択します。

LTC1872は低い入力電圧でも動作するように設計されていますから、2.5V近くで動作するアプリケーションでは、($V_{GS} = 2.5V$ で $R_{DS(ON)}$ が保証されている)ロジック・レベル・スレッショルドのMOSFETが必要です。これらのMOSFETを使うときは、LTC1872への入力電源が絶対最大 V_{GS} 定格(標準8V)より低いことを確かめてください。

MOSFETの必要な最小 $R_{DS(ON)}$ は次式で与えられる許容消費電力によって支配されます。

$$R_{DS(ON)} \cong \frac{P_p}{(DC)I_{IN}^2(1 + \delta p)}$$

ここで、 P_p は許容消費電力で、 δp は $R_{DS(ON)}$ の温度依存性です。(1 + δp)は通常、正規化された $R_{DS(ON)}$ と温度の曲線という形でMOSFETに対して与えられています。低電圧MOSFETに対する係数として、 $\delta p = 0.005/^\circ C$ を使うことができます。DCはLTC1872の最大動作デューティ・サイクルです。

出力ダイオードの選択

通常の負荷条件では、昇圧コンバータ内のダイオードを流れる平均電流は出力負荷電流に等しくなります。

$$I_{D(av)} = I_{OUT}$$

ダイオードの定格を超えないようにダイオードのピーク電流と平均消費電力を適切に規定することが重要です。

順方向電圧降下が小さく、スイッチング時間が高速なので、ショットキ・ダイオードを推奨します。リード長を短くし、適当な接地を守って(ボード・レイアウトのチェックリストを参照)リングングと電力消費の増加を避けます。

C_{IN} および C_{OUT} の選択

大きな入力電圧リップルを防ぐため、最大RMS電流を許容するサイズの、低ESR入力のコデンサを使う必要があります。昇圧コンバータのためのコンデンサの最大RMS電流はおよそ次のようになります。

$$C_{IN} \text{ Required } I_{RMS} \approx (0.3)I_{RIPPLE}$$

ここで、 I_{RIPPLE} は「インダクタ値の計算」のセクションで定義されたとおりです。

多くの場合、コンデンサ製造業者のリップル電流定格は2000時間の寿命試験に基づいて規定され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か、あるいは要求条件よりも高い温度定格のコンデンサを選択するようにしてください。設計上のサイズまたは高さの条件に合わせるため、複数のコンデンサを並列にすることができます。LTC1872の動作周波数が高いため、 C_{IN} にセラミック・コンデンサを使用することもできます。疑問点については、必ずメーカーに問い合わせてください。

C_{OUT} は要求される等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。一般に、ESR要求条件が満たされると、その容量はフィルタリングに対し十分です。出力リップル(V_{OUT})はほぼ次式のようにになります：

$$\Delta V_{OUT} \approx \left(I_o \cdot \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN}} + \frac{I_{RIPPLE}}{2} \right) \cdot \left[ESR^2 + \left(\frac{1}{2\pi f C_{OUT}} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

アプリケーション情報

ここで、 f は動作周波数、 C_{OUT} は出力容量、 I_{RIPPLE} はインダクタのリプル電流です。

ニチコン、United Chemicon、三洋電機などのメーカーから高性能なスルーホール・コンデンサが入手できます。三洋製のOS-CON半導体誘電体コンデンサは、アルミニウム電解コンデンサの中で(ESR・サイズ)の積が最も低いものですが、やや高価です。出力コンデンサのRMS電流はほぼ次式に等しくなります。

$$I_{PK} \cdot \sqrt{DC - DC^2}$$

ここで、 I_{PK} はピーク・インダクタ電流で、DCはスイッチングのデューティ・サイクルです。

電解出力コンデンサを使う場合、リプルとESRの条件が満たされていれば、必要な容量をはるかに上回る容量が得られる可能性が高くなります。

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あるいは実効電流に関する条件を満たすため、複数のコンデンサを並列に接続する必要があります。アルミニウム電解コンデンサと乾式タンタル・コンデンサは両方とも表面実装型が提供されています。タンタル・コンデンサとしては、AVX TPSおよびKEMET T510シリーズの表面実装タンタル・コンデンサが最適です。さらに、X5RやX7Rの誘電体を使ったセラミック・コンデンサも性能が優れています。

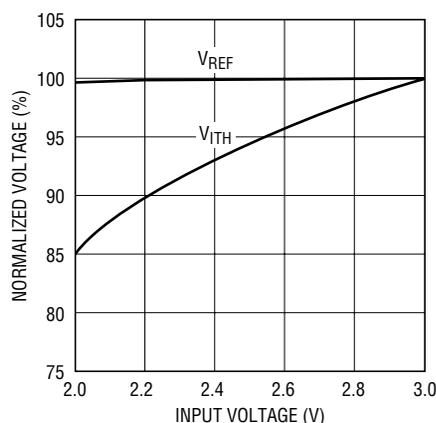
低電源動作

LTC1872は約2.0Vまで動作しますが、 V_{IN} が3Vより低くなると、最大許容出力電流が低下します。電源を2Vまで下げたとき生じる変化量を図3に示します。 V_{IN} が2.3Vより低くなると生じる、 V_{REF} に対する V_{IN} の影響も図3に示されています。

出力電圧の設定

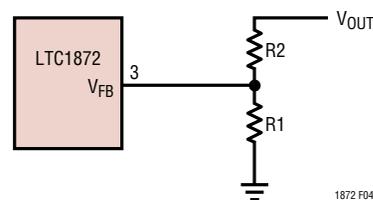
LTC1872は、帰還端子(ピン3)とグランド間に0.8Vのリファレンス電圧を発生します(図4参照)。R1を選択することにより、R1とR2を通して一定の電流が流れ、全体の出力電圧が設定されます。レギュレータされる出力電圧は次式で決定します。

$$V_{OUT} = 0.8V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$



1872 F03

図3. V_{REF} と V_{ITH} のライン・レギュレーション



1872 F04

図4. 出力電圧の設定

アプリケーション情報

ほとんどのアプリケーションで、R1には80k の抵抗を推奨します。寄生ピックアップを防止するには、LTC1872の近くにR1とR2を配置します。

効率の検討

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。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。効率は次式で表すことができます。

$$\text{Efficiency} = 100\% - (\eta_1 + \eta_2 + \eta_3 + \dots)$$

ここで、 η_1 、 η_2 などは個々の損失を入力電力に対するパーセントで表したものです。

回路内にある電力を消費するすべての部品で損失が発生しますが、LTC1872回路での損失の大半は一般に4つの要因、つまり1) LTC1872 DCバイアス電流、2) MOSFET ゲート電荷電流、3) I^2R 損失、および4) 出力ダイオードの電圧降下によるものです。

1. V_{IN} 電流は電気的特性に記載したDC電源電流であり、MOSFETドライバと制御電流は含まれません。 V_{IN} 電流によって小さな損失が発生し、この損失は V_{IN} に従って増加します。

2. パワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすると、MOSFETゲート電荷電流が流れます。MOSFETゲートが“L”から“H”、そして再び“L”に切り替わるたびに、 V_{IN} からグラウンドに微小電荷 dQ が移動します。したがって、 dQ/dt は V_{IN} から流出する電流であり、一般にコントローラのDC電源電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f(Qp)$ となります。

3. I^2R 損失はMOSFET、インダクタ、および電流センス抵抗の各DC抵抗から推定されます。MOSFET $R_{DS(ON)}$ × デューティ・サイクルに平均出力電流の二乗を掛けたものに、電流センス抵抗に直列なインダクタESRによる I^2R 損失を加えることができます。

4. 出力ダイオードは高電流時の電力損失の主な要因です。ダイオードの損失は、順方向電圧降下に負荷電流を掛けることによって算出されます。

5. 遷移損失は外部MOSFETで生じ、動作周波数および入力電圧が高くなると増加します。遷移損失は次式から推定できます。

$$\text{Transition Loss} = 2(V_{IN})^2 I_{IN(MAX)} C_{RSS}(f)$$

C_{IN} や C_{OUT} のESR消費損失、インダクタのコア損失などその他の損失は一般に全付加損失の2%以下に過ぎません。

アプリケーション情報

PCボード・レイアウト・チェックリスト

PCボードをレイアウトするときには、以下のチェックリストを使用してLTC1872が正しく動作するように配慮しなければなりません。これらの項目は、図5のレイアウト図にイラストで示してあります。レイアウトで以下の項目をチェックしてください。

1. ショットキ・ダイオードは、出力コンデンサと外部MOSFETのドレイン間に近接して接続します。
2. C_{IN} の(+)プレートはセンス抵抗にできる限り接近して接続します。このコンデンサはMOSFETにAC電流を供給します。
3. 入力デカップリング・コンデンサ($0.1\mu\text{F}$)は、 V_{IN} (ピン5)とグランド(ピン2)間に近接して接続します。
4. R_{SENSE} の一端を可能な限り V_{IN} (ピン5)に近接して接続します。 V_{IN} ピンは電流コンバータのSENSE+です。
5. SENSE(ピン4)からセンス抵抗までのトレースは短くします。そのトレースは R_{SENSE} に近接して接続します。
6. スwitching・ノードNGATEを敏感な小信号ノードから離します。
7. V_{FB} ピンは帰還抵抗に直結します。抵抗分割器R1およびR2は、 C_{OUT} の(+)プレートと信号グランドの間に接続しなければなりません。

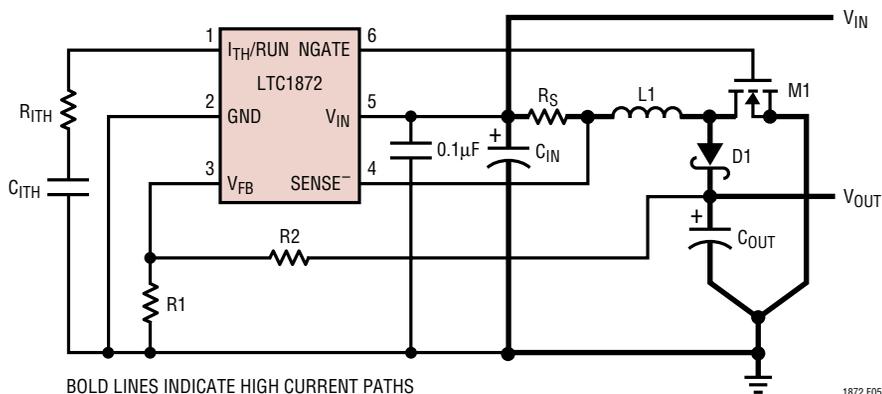
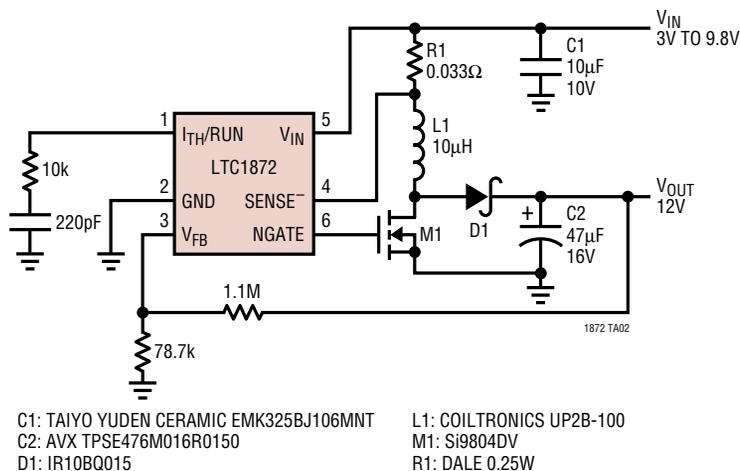


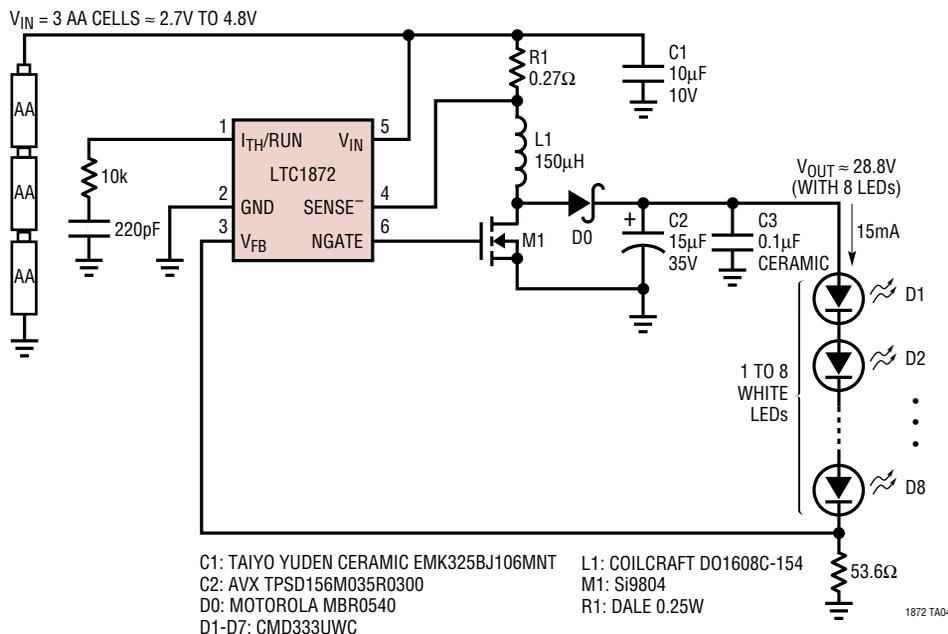
図5 . LTC1872のレイアウト図(PCボード・レイアウト・チェックリスト参照)

標準的応用例

LTC1872 12V/500mA昇圧コンバータ

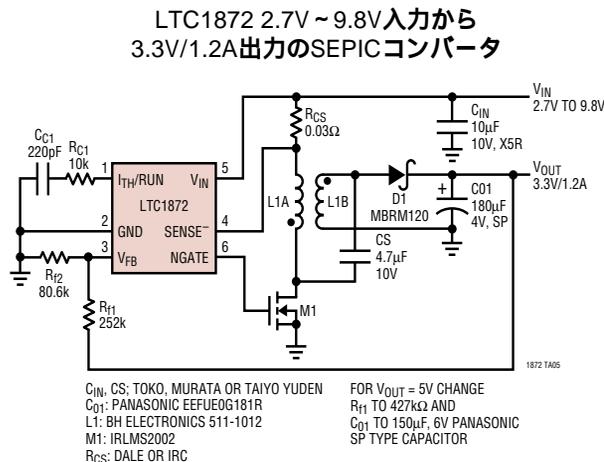
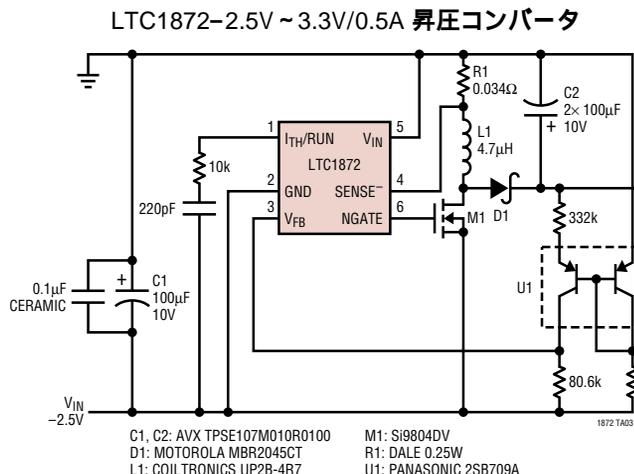


LTC1872 3セル白色LEDドライバ

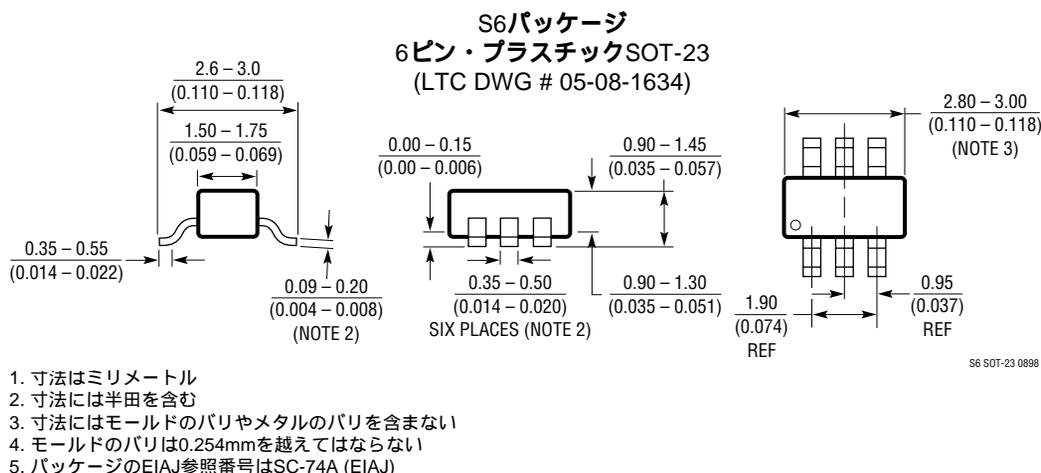


LTC1872

標準的応用例



パッケージ寸法 注記がない限り寸法はインチ(ミリメートル)



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1304	低バッテリー電圧検出機能付きマイクロパワーDC/DCコンバータ	消費電流: 120µA, 1.5V ≤ V _{IN} ≤ 8V
LT1610	1.7MHz, 1セル動作マイクロパワーDC/DCコンバータ	消費電流: 30µA, V _{IN} : 最小1V
LT1613	1.4MHz, 1セル動作DC/DCコンバータ, 5ピンSOT-23	内部補償付き, V _{IN} : 最小1V
LT1619	低電圧, 電流モードPWMコントローラ	8ピンMSOPパッケージ, 1.9V ≤ V _{IN} ≤ 18V
LT1680	ハイパワーDC/DC昇圧コントローラ	60Vまで動作, 定周波数電流モード
LTC1624	高効率SO-8, Nチャネル・スイッチング・レギュレータ・コントローラ	8ピン・Nチャネル・ドライブ, 3.5V ≤ V _{IN} ≤ 36V
LT1615	SOT-23, マイクロパワー昇圧DC/DCコンバータ	消費電流: 20µA, V _{IN} : 最低1V
LTC1700	R _{SENSE} なし, 同期式電流モードDC/DC昇圧コントローラ	効率: 95%, 0.9V ≤ V _{IN} ≤ 5V, 550kHz動作
LTC1772	定周波数電流モード降圧DC/DCコントローラ	V _{IN} : 2.5V ~ 9.8V, I _{OUT} : 最大4A, SOT-23パッケージ
LTC3401/LTC3402	1A/2A, 3MHzマイクロパワー同期式昇圧コンバータ	10ピンMSOPパッケージ, 0.5V ≤ V _{IN} ≤ 5V