

低入力電圧、電流モード降圧 DC/DCコントローラ

特長

- 高効率
- 550kHz定周波数動作
- V_{IN} 範囲：2V ~ 10V
- 数アンペアの出力電流
- OPTI-LOOP™ 補償により C_{OUT} を最小化
- 選択可能なバースト・モード動作
- 低ドロップアウト動作：100% デューティ・サイクル
- 750kHzまで同期可能
- 電流モード動作で優れたラインおよび負荷過渡応答を達成
- 低消費電流：350 μ A
- シャットダウン・モードでの消費電流はわずか15 μ A
- $\pm 1.9\%$ のリファレンス精度
- 8ピンMSOPパッケージで供給

アプリケーション

- 1セルまたは2セルのリチウムイオン電池駆動アプリケーション
- セルラ電話
- ワイヤレス・モデム
- ポータブル・コンピュータ
- 3.3V、2.5V、または1.8Vの電力分配システム
- スキャナ
- バッテリ駆動機器

LT, LTC, LTIはリニアテクノロジー社の登録商標です。
Burst ModeとOPTI-LOOPは、リニアテクノロジー社の商標です。

概要

LTC®1622は、AC/DCロード・レギュレーションおよびライン・レギュレーションの優れた、定周波数電流モード降圧DC/DCコントローラです。LTC1622は高精度の低電圧ロックアウト機能を内蔵し、入力電圧が2V以下になると自動的にシャットダウンします。

LTC1622は $\pm 1.9\%$ の出力電圧精度を誇り、消費電流はわずか350 μ Aです。効率が重要なアプリケーションで負荷電流が大幅に変化する場合は、LTC1622をバースト・モード™動作に構成することができます。バースト・モード動作により、低電流時の効率が改善され、バッテリー動作時間が延長します。バースト・モード動作は、同期中またはSYNC/MODEピンが「L」のときには、ノイズや発生する可能性のあるRF干渉を低減するために禁止されます。

550kHzの高い定周波数動作により、小型インダクタを使用することができます。このデバイスは特殊なアプリケーションでは、最大750kHzまで同期可能です。8ピンMSOPパッケージで供給され、高周波数で動作するため、非常に小さなPCB面積で高性能ソリューションを提供します。

バッテリー電源の寿命をさらに延長するために、ドロップアウト時にはPチャンネルMOSFETスイッチが連続してターンオンします(100%デューティ・サイクル)。シャットダウン時には、わずか15 μ Aしか流れません。

標準的応用例

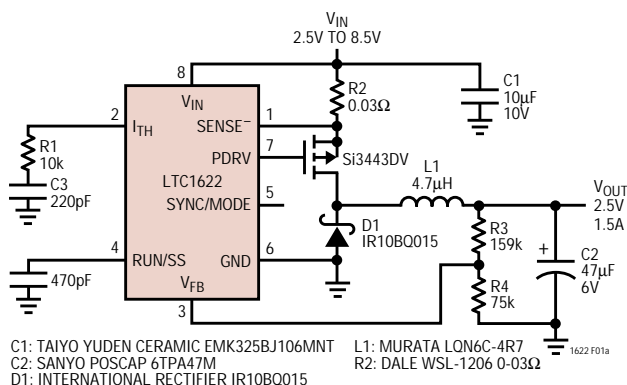
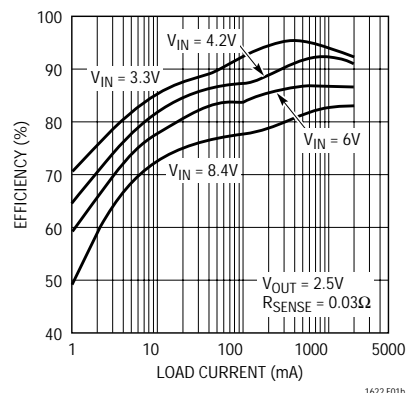


図1. 高効率降圧コンバータ

バースト・モード動作イネーブル 時の効率と負荷電流



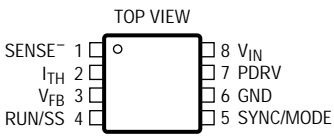
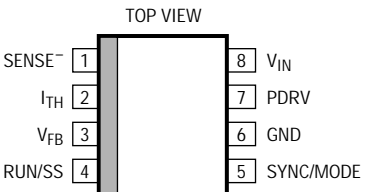
LTC1622

絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN})	- 0.3V ~ 10V
RUN/SS電圧	- 0.3V ~ 2.4V
SYNC/MODE電圧	- 0.3V ~ V_{IN}
SENSE ⁻ 電圧	2.4V ~ V_{IN}
PDRVピーク出力電流 (< 10 μ s)	1A
保存周囲温度範囲	- 65 ~ 150

動作温度範囲	
コマーシャル	0 ~ 70
インダストリアル	- 40 ~ 85
接合部温度 (Note 2)	125
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>SENSE⁻ 1, I_{TH} 2, V_{FB} 3, RUN/SS 4, 8 V_{IN}, 7 PDRV, 6 GND, 5 SYNC/MODE</p> <p>MS8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC MSOP T_{JMAX} = 125°C, θ_{JA} = 250°C/W</p>	ORDER PART NUMBER	 <p>TOP VIEW</p> <p>SENSE⁻ 1, I_{TH} 2, V_{FB} 3, RUN/SS 4, 8 V_{IN}, 7 PDRV, 6 GND, 5 SYNC/MODE</p> <p>S8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC SO T_{JMAX} = 125°C, θ_{JA} = 150°C/W</p>	ORDER PART NUMBER
	LTC1622CMS8		LTC1622CS8 LTC1622IS8
	MS8 PART MARKING		S8 PART MARKING
	LTDB		1622 1622I

ミリタリ・グレードに関しては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 $T_A = 25$ °C での値。 $V_{IN} = 4.2V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
I_{VFB}	Feedback Current	(Note 3) $V_{FB} = 0.8V$		10	70	nA
V_{FB}	Regulated Feedback Voltage	(Note 3) Commercial Grade (Note 3) Industrial Grade	● 0.785 ● 0.780	0.8	0.815 0.820	V
V_{OVL}	Output Overvoltage Lockout	Referenced to Nominal V_{OUT}	4	7.5	10.5	%
ΔV_{OSENSE}	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 4.2V$ to 8.5V (Note 3)		0.04	0.08	%/V
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	Measured in Servo Loop; $V_{ITH} = 0.2V$ to 0.625V Measured in Servo Loop; $V_{ITH} = 0.9V$ to 0.625V		0.3 -0.3	0.5 -0.5	%
I_S	Input DC Supply Current	(Note 4)				
	Burst Mode Inhibited	$V_{IN} = 2.3V$		450		μA
	Sleep Mode	$V_{ITH} = 0V$, $V_{SYNC/MODE} = 2.4V$		350	400	μA
	Shutdown	$V_{RUN/SS} = 0V$		15	30	μA
	Shutdown	$V_{RUN/SS} = 0V$, $V_{IN} = V_{UVLO} - 0.1V$		4	10	μA
$V_{RUN/SS}$	RUN/SS Threshold	Commercial Grade Industrial Grade	● 0.4 ● 0.3	0.7	0.9 1.0	V
$I_{RUN/SS}$	Soft-Start Current Source	$V_{RUN/SS} = 0V$	1	2.5	5	μA
f_{OSC}	Oscillator Frequency	$V_{FB} = 0.8V$ $V_{FB} = 0V$	475 75	550 110	625 140	kHz
$V_{SYNC/MODE}$	SYNC/MODE Threshold	$V_{SYNC/MODE}$ Ramping Down		1	1.5	V
V_{UVLO}	Undervoltage Lockout	V_{IN} Ramping Down V_{IN} Ramping Up	● 1.55	1.92 1.97	2.3 2.36	V

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。 $V_{IN} = 4.2V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
PDRV t_r	Gate Drive Rise Time	$C_{LOAD} = 3000pF$		80	140	ns
PDRV t_f	Gate Drive Fall Time	$C_{LOAD} = 3000pF$		100	140	ns
$\Delta V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Voltage		● 80	110	140	mV

Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命を損なう可能性がある値。

Note 2: T_J は周囲温度 T_A と消費電力 P_D から、次の式で計算される。

$$LTC1622CS8; T_J = T_A + (P_D \cdot 150 \text{ } ^\circ W)$$

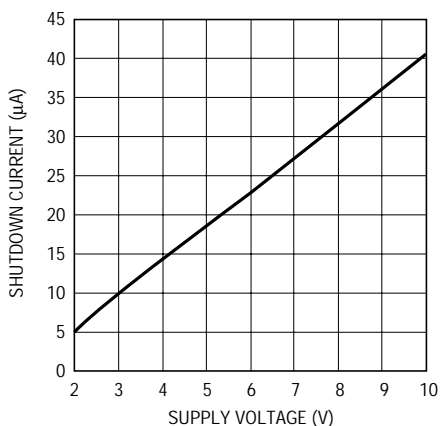
$$LTC1622CMS8; T_J = T_A + (P_D \cdot 250 \text{ } ^\circ W)$$

Note 3: LTC1622は V_{FB} を誤差アンプの帰還点($V_{ITH} = 0.8V$)にサーボ制御する帰還ループでテストされている。

Note 4: スイッチング周波数で発生するゲート電荷により動作時消費電流は高くなる。

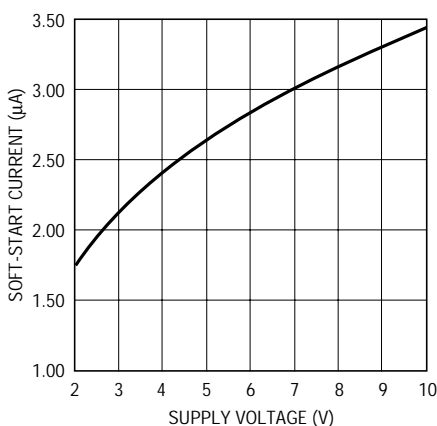
標準的性能特性

シャットダウン電流と電源電圧



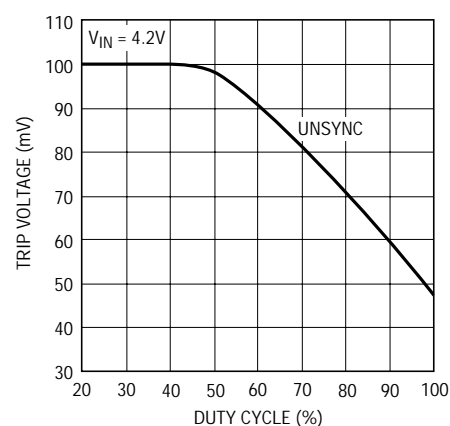
1622 G01

RUN/SS電流と電源電圧



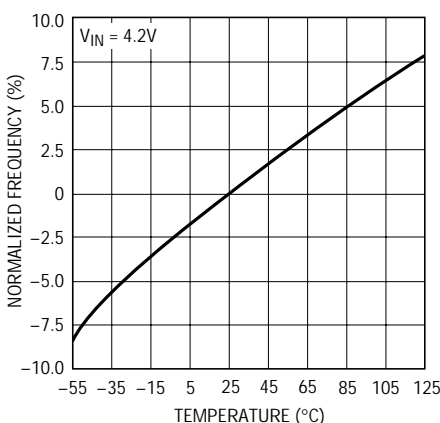
1622 G02

最大電流センス電圧と
デューティ・サイクル



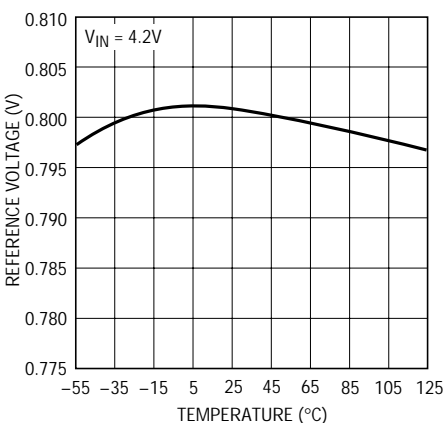
1622 G03

正規化発振器周波数と温度



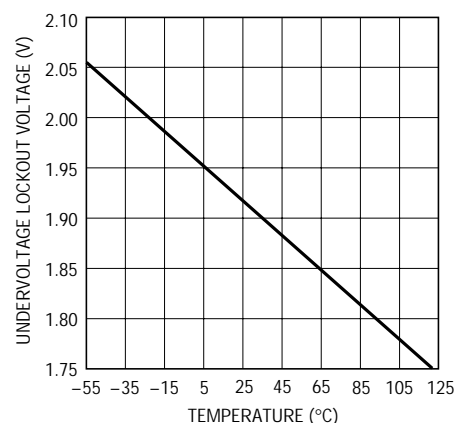
1622 G04

リファレンス電圧と温度



1622 G05

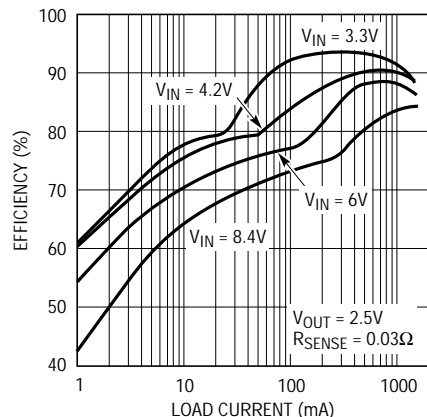
低電圧ロックアウト電圧と温度



1622 G06

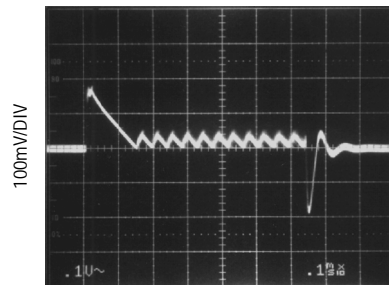
標準的性能特性

図1の回路でバースト・モード動作ディスエーブル時の効率と負荷電流



1622 G07

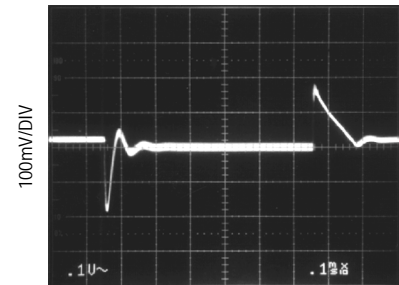
バースト・イネーブル時の負荷ステップ過渡応答



$I_{LOAD} = 50\text{mA TO } 1.2\text{A}$
 $V_{IN} = 4.2\text{V}$

1622 G08

バースト禁止時の負荷ステップ過渡応答



$I_{LOAD} = 50\text{mA TO } 1.2\text{A}$
 $V_{IN} = 4.2\text{V}$

1622 G09

ピン機能

SENSE⁻ (ピン1): 電流コンパレータの負入力。

I_{TH} (ピン2): 誤差アンプの補償点。電流コンパレータのスレッシュホールドは、この制御電圧に応じて上昇します。このピンの公称電圧範囲は0V ~ 1.2Vです。

V_{FB} (ピン3): 出力コンデンサの両端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。

RUN/SS (ピン4): ソフトスタートと実行制御入力の組合せ。このピンからグラウンドの間のコンデンサで、最大電流出力までのランプ時間を設定します。この時間は約0.45s/ μF です。このピンを0.4V以下にすると、すべての回路がシャットダウンされます。

SYNC/MODE (ピン5): このピンには次の3つの機能があります。このピンの電圧を2V以上にすると低負荷電流でバースト・モード動作を行うことができ、このピンを接地するかまたはクロック信号を印加するとバースト・モード動作が停止します。625kHz ~ 750kHzの外部クロックをこのピンに印加すると、LTC1622は外部クロック周波数で動作します。625kHz以下の周波数に同期させようとししないでください。ピン5には1 μA のプルアップ電流源が内蔵されています。

GND (ピン6): グラウンド・ピン。

PDRV (ピン7): 外部PチャネルMOSFETのゲート・ドライブ。このピンは0Vから V_{IN} までスイングします。

V_{IN} (ピン8): メイン電源ピン。グラウンド・ピン6の近くでデカップリングしなければなりません。

動作 (機能図を参照)

平均電流が負荷の要求値より大きい場合、 I_{TH} ピンの電圧は低下します。 I_{TH} 電圧が0.12V以下になると、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} 電圧が0.22Vを超えるとスリープ信号は“L”になり、LTC1622は通常動作を再開します。次の発振器サイクルで外部MOSFETがターンオンし、スイッチング・サイクルを繰り返します。

周波数同期

LTC1622は最大750kHzのTTL/CMOSコンパチブルのクロック信号により外部からドライブすることができます。異常動作や不要周波数スペクトルが発生する可能性があるため、LTC1622を625kHzの最大デフォルト動作周波数以下の周波数に同期させないでください。LTC1622はクロックの立上りエッジに同期します。外部クロックのパルス幅は100ns以上、(周期 - 200ns)以下でなければなりません。

帰還電圧が0.3V以下に低下すると同期が禁止されます。これは短絡状態でインダクタ電流が増大するのを防止するためです。LTC1622を外部からクロックでドライブすると、バースト・モード動作が停止します。

ドロップアウト動作

入力電源電圧が出力電圧に向かって低下すると、オン・サイクル中のインダクタ電流の変化率が低下します。この低下は、インダクタ電流がEAで設定されているスレッシュホールドまで上昇していないため、PチャネルMOSFETが1発振器サイクル以上オンになったままであることを意味します。入力電源電圧がさらに低下すると、最終的にPチャネルMOSFETが100%ターンオンし、DCになります。このときの出力電圧は、(入力電圧) - (MOSFET、センス抵抗、およびインダクタの電圧降下)になります。

低電圧ロックアウト

PチャネルMOSFETが安全な入力電圧レベル以下では動作しないようにするために、LTC1622は低電圧ロックアウトを内蔵しています。入力電源電圧が2V以下に低下すると、低電圧ブロックを除く全回路とPチャネルMOSFETがターンオフされ、低電圧ブロックには数 μ Aしか流れません。

短絡保護回路

出力がグランドに短絡すると、発振器の周波数は約110kHzに低下します。周波数が低下するとインダクタ電流は安全に放電され、電流暴走が回避されます。帰還電圧が0.65Vを超えて上昇すると、発振器の周波数は標準値まで徐々に増加します。帰還電圧が0.3Vを超えるまで同期は禁止されることに注意してください。

過電圧保護

さらに、LTC1622は過電圧コンパレータを内蔵しており、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、外部MOSFETをターンオフします。このコンパレータのヒステリシスは標準35mVです。

スロープ補償とピーク・インダクタ電流

インダクタのピーク電流は次式によって決まります。

$$I_{PK} = \frac{V_{ITH}}{10(R_{SENSE})}$$

これはLTC1622が40%以下のデューティ・サイクルで動作している場合です。ただし、デューティ・サイクルが40%を超えた場合はスロープ補償が開始し、ピーク・インダクタ電流を効果的に低減します。図2にその減少量を曲線で示します。

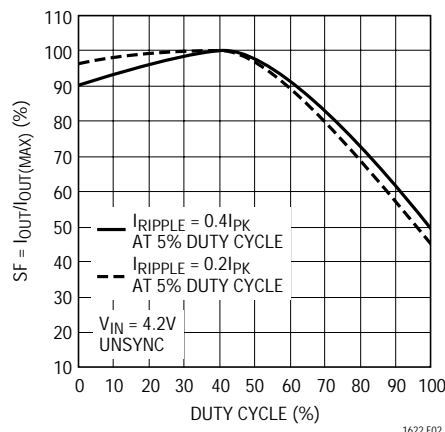


図2. 最大出力電流とデューティ・サイクル

アプリケーション情報

図1に基本的なLTC1622の応用回路を示します。外付け部品の選択は負荷の要求条件に基づいて行われ、LおよびR_{SENSE}の選択から始めます。次に、パワーMOSFETと出力ダイオードD1、続いてC_{IN}とC_{OUT}を選択します。

出力電流に対応したR_{SENSE}の選択

R_{SENSE}は必要な出力電流をもとに選択します。R_{SENSE}に生じる電圧をモニタしている電流コンパレータのスレッシュホールドによって、インダクタのピーク電流が決まります。LTC1622が供給する出力電流は、次式で与えられます。

$$I_{OUT} = \frac{0.08}{R_{SENSE}} - \frac{I_{RIPPLE}}{2}$$

ここで、I_{RIPPLE}はインダクタのピーク・ツー・ピーク・リップル電流です(「インダクタ値の計算」のセクションを参照)。

リップル電流を設定するための妥当な出発点は、I_{RIPPLE} = (0.4 × I_{OUT})です。上記の式を整理すると、次のようになります。

$$R_{SENSE} = \frac{1}{(15)(I_{OUT})} \text{ デューティ・サイクルが40%未満の場合}$$

ただし、デューティ・サイクルが40%以上の動作ではスロープ補償を考慮し、必要な電流を提供するため適切な値を選択しなければなりません。図2を使って、R_{SENSE}の値を次式から求めます。

$$R_{SENSE} = \frac{SF}{(15)(I_{OUT})(100)}$$

インダクタ値の計算

動作周波数とインダクタの選択には相関関係があるため、インダクタ・リップル電流が同じ場合、高い動作周波数ではより小さなインダクタを使用できます。ただし、この場合はMOSFETゲートの電荷損失が増加するため効率が犠牲になります。

インダクタンスの値もリップル電流に直接影響します。リップル電流I_{RIPPLE}は、インダクタンスまたは周波数が高いほど減少し、V_{IN}または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

は次式から求めることができます。

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

ここで、fは動作周波数です。大きなI_{RIPPLE}の値が許容できれば低いインダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルが高くなりコア損失も大きくなってしまいます。リップル電流を設定するための妥当な出発点は、I_{RIPPLE} = 0.4(I_{OUT(MAX)})です。入力電圧が最大の際にI_{RIPPLE}が最大になることを忘れないでください。

LTC1622でバースト・モード動作を選択した場合、リップル電流は通常、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設定されます。したがって、ピーク・ツー・ピーク・リップル電流が以下の値を超えてはなりません。

$$I_{RIPPLE} \leq \frac{0.036}{R_{SENSE}}$$

これは、最小インダクタンスが以下のようになることを意味します。

$$L_{MIN} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f \left(\frac{0.036}{R_{SENSE}} \right)} \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_D} \right)$$

(V_{IN(MAX)} = V_{IN}を使用)

この回路ではL_{MIN}より低い値を使用することができません。ただし、インダクタ電流はバースト期間中には連続して流れません。

インダクタ・コアの選択

Lの値が分かったら、次にインダクタのタイプを選択しなければなりません。高効率コンバータは、一般に低コストの鉄粉コアで生じるコア損失では最適な性能が得られないため、より高価なフェライト、Molypermalloy、またはKool Mμ®コアを使用しなければなりません。インダクタ値が同じ場合、実際のコア損失はコア・サイズではなく、選択したインダクタンスによって大きく異なります。インダクタンスが増加するとコア損失が低下します。残念ながら、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るため銅損失が増加します。フェライト設計ではコア

Kool MμはMagnetics, Inc.の登録商標です。

アプリケーション情報

損失がきわめて低く、高スイッチング周波数では好まれるため、設計目標を銅損失と飽和を防ぐことに集中することができます。フェライト・コア材料は「ハード」に飽和しません。つまり、最大設計電流を超えるとインダクタンスが急激に消滅します。この結果、インダクタのリプル電流が急増し、出力電圧リプルが増加します。コアは絶対に飽和させないでください。

Molypermalloy (Magnetics, Inc.製)は、トロイドに最適な低損失コア材料ですが、フェライトよりも高価です。Magnetics, Inc.製で経済的なものがKool Muです。トロイドは特に多層巻線が使用できるときに、空間効率が非常に高くなります。一般に、これらに適したボビンが少なく実装もさらに困難です。ただし、表面実装用の新製品が入手可能で、高さもそれほどではありません。

パワーMOSFETの選択

LTC1622に使用する外部Pチャンネル・パワーMOSFETを選択しなければなりません。パワーMOSFETの主な選択基準は、スレッシュホールド電圧 $V_{GS(TH)}$ とオン抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、逆伝達容量 C_{RSS} 、および全ゲート電荷です。

LTC1622は低入力電圧でも動作するように設計されているため、これに近い電圧で動作するアプリケーションにはサブロジック・レベル・スレッシュホールドMOSFET ($V_{GS} = 2.5V$ の $R_{DS(ON)}$ が保証されている)が必要です。これらのMOSFETを使用するときは、LTC1622への入力電源が絶対最大MOSFET V_{GS} 定格 (標準8V)より低いことを確認してください。ゲート・ドライブ電圧レベルは、グランドから V_{IN} までです。

MOSFETの必要な最小 $R_{DS(ON)}$ は、許容消費電力で決まります。LTC1622をドロップアウト (つまり、100%デューティ・サイクル)で動作させるアプリケーションの場合、ワースト・ケースで要求される $R_{DS(ON)}$ は次式で与えられます。

$$R_{DS(ON)DC=100\%} = \frac{P_p}{(I_{OUT(MAX)})^2(1+\delta p)}$$

ここで、 P_p は許容消費電力、 δp は $R_{DS(ON)}$ の温度係数です。あるMOSFETに対する $(1+\delta p)$ は、一般に正規化 $R_{DS(ON)}$ と温度の関係を示す曲線から得られますが、低電圧MOSFETに対する近似値として $\delta p = 0.005/^\circ C$ を使用することができます。

最大デューティ・サイクルが100%より小さく、LTC1622が連続モードのアプリケーションでは、 $R_{DS(ON)}$ は次式から求められます。

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

ここで、DCはLTC1622の最大動作デューティ・サイクルです。

LTC1622が連続モードで動作しているときのMOSFETの電力消費は次式で表されます。

$$P_{MOSFET} = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_D} (I_{OUT})^2 (1 + \delta p) R_{DS(ON)} + K (V_{IN})^2 (I_{OUT}) (C_{RSS}) (f)$$

ここで、Kはゲート・ドライブ電流に反比例する定数です。スイッチング周波数が高いため、スイッチング損失に関する2番目の項は重要であり、無視できません。定数 $K = 3$ を用いて、MOSFETの消費電力式の2つの項の関係を推定することができます。

出力ダイオードの選択

キャッチ・ダイオードはオフタイム時に負荷電流を流します。したがって、平均ダイオード電流はPチャンネル・スイッチのデューティ・サイクルに依存します。高入力電圧では、ダイオードはほとんど導通しています。 V_{IN} が V_{OUT} 近くになると、ダイオードはわずかな時間だけ導通します。ダイオードにとって最も過酷な状態は出力短絡時です。この状態では、ダイオードは100%近いデューティ・サイクルで I_{PEAK} を安全に処理する必要があります。したがって、ダイオードの定格を超えないよう、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。

通常の負荷条件で、ダイオードの平均導通電流は次式から求められます。

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

アプリケーション情報

ダイオードの許容順方向電圧降下は、最大短絡電流から次式のとおり算出されます。

$$V_F \approx \frac{P_D}{I_{SC(MAX)}}$$

ここで、 P_D は許容消費電力で、効率や温度条件によって決まります。

効率を最適化するために、高速スイッチング・ダイオードを使用しなければなりません。順方向電圧降下が低く、スイッチング時間が高速であるため、ショットキ・ダイオードが適しています。リングングや消費電力の増加を防止するために、リード長を短くして適切な接地を行ってください(「ボード・レイアウト・チェックリスト」を参照)。

C_{IN} および C_{OUT} の選択

連続モードでは、PチャネルMOSFETのソース電流はデューティ・サイクルが $(V_{OUT} + V_D) / (V_{IN} + V_D)$ の方形波になります。大きな過渡電圧を防止するには、最大RMS電流に対応できる低ESR入力コンデンサを使用する必要があります。最大RMSコンデンサ電流は次式で得られます。

$$C_{IN}の所要I_{RMS} \approx I_{MAX} \frac{[V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})]^{1/2}}{V_{IN}}$$

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ のときに最大値になります。ここで、 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ です。大きく変化させてもそれほど状況が改善されないため、一般にはこの単純なワーストケース条件が設計に使用されます。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時間の寿命時間に基づいて規定されています。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。設計でのサイズまたは高さの条件に適合させるため、複数のコンデンサを並列にすることができます。LTC1622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(ΔV_{OUT})は、ほぼ次式のようにになります：

$$\Delta V_{OUT} \approx I_{RIPPLE} \left(ESR + \frac{1}{8fC_{OUT}} \right)$$

ここで、 f は動作周波数、 C_{OUT} は出力容量、 I_{RIPPLE} はインダクタのリップル電流です。 ΔI_L は入力電圧に応じて増加するため、出力リップルは入力電圧が最大のときに最も高くなります。

小さな出力容量を使用すると、周波数に依存する項によって出力リップル電圧が上昇しますが、ESRが非常に低いコンデンサを使用してリップル電圧の低い状態を維持することにより補償できます。 I_{TH} ピンのOPTI-LOOPの補償部品は、選択した出力コンデンサに関係なく、安定した、高性能過渡応答を提供するよう最適化します。

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。 C_{OUT} のESR条件を満足すれば、一般に実効電流定格は $I_{RIPPLE(P-P)}$ 条件をはるかに上回ります。

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または実効電流に関する条件に適合させるため、複数のコンデンサを並列に接続する必要があります。表面実装型のアルミニウム電解コンデンサと乾式タンタル・コンデンサが提供されています。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求められます。ケースの高さが2mmから4mmの表面実装タンタル・コンデンサ、AVX TPS、AVX TPSV、およびKEMET T510シリーズが最適です。他のコンデンサ・タイプとしては、三洋のOS-CON、三洋のPOSCAP、ニチコンのPLシリーズ、そしてパナソニックのSPシリーズがあります。

低電源動作

LTC1622は最小2Vで動作可能ですが、 V_{IN} が3V以下になると最大許容出力電流が低減されます。図3は電源を2Vまで低下させたときの变化量を示します。また、図3に V_{IN} が2.3V以下のときに V_{IN} が V_{REF} に与える影響を示します。最大出力電流を設定する最大電流センス電圧は、

アプリケーション情報

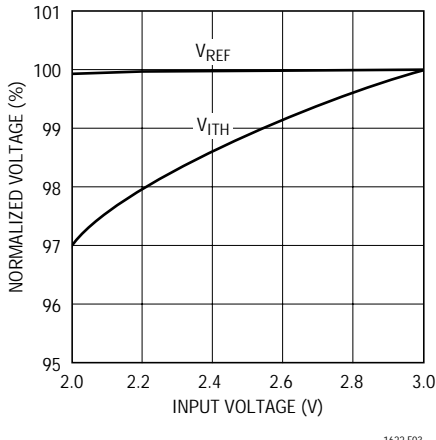


図3. V_{REF} と V_{ITH} のライン・レギュレーション

I_{TH} ピンの最大電圧によって決まることを忘れないでください。

出力電圧の設定

LTC1622は帰還(ピン3)端子とグランド間に0.8Vのリファレンス電圧を発生します(図4参照)。抵抗 $R1$ を選択すれば、 $R1$ と $R2$ を通して一定の電流が流れ、出力電圧が設定されます。安定化された出力電圧は次式から求められます。

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

ほとんどのアプリケーションで、 $R1$ には30k 抵抗を推奨します。寄生ピックアップを防止するには、LTC1622の近くに配置した $R1$ の両端に100pFコンデンサを接続することを推奨します。

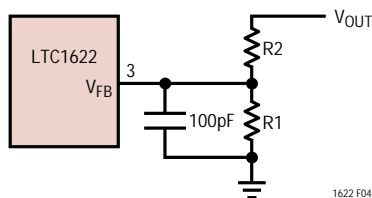


図4. 出力電圧の設定

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。

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

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、LTC1622回路での損失の大半は、一般に以下の4つの主要な要因によるものです。1) LTC1622 DCバイアス電流、2) MOSFETゲート充電電流、3) I^2R 損失、4) 出力ダイオードの電圧降下、および5) 遷移損失です。

1. V_{IN} 電流は電气的特性に記載したDC電源電流であり、MOSFETドライバと制御回路の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ゲート充電電流が流れます。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、および電流シャントの各DC抵抗から容易に推定されます。連続モードでは、平均出力電流が L を流れますが、 R_{SENSE} と直列に接続されたPチャネルMOSFETと出力ダイオード間で「チョップ」されます。(MOSFET $R_{DS(ON)} + R_{SENSE}$) × デューティ・サイクルを、インダクタの抵抗値と加算して I^2R 損失を求めます。
4. 出力ダイオードは高電流時の電力損失の主要な要因で、高い入力電圧で悪化します。ダイオードの損失は、順方向電圧降下にダイオードのデューティ・サイクルと負荷電流の積を掛けることによって算出されます。たとえば、デューティ・サイクルが50%で、ショットキ・ダイオードの順方向電圧降下が0.4Vと仮定すると、負荷電流が0.5Aから2Aに上昇すると、損失は0.5%から8%に増加します。
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。

アプリケーション情報

$$\text{遷移損失} = 3(V_{IN})^2 I_{O(MAX)} C_{RSS}(f)$$

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

実行/ソフト・スタート機能

RUN/SSピンには2つの機能があり、ソフト・スタート機能とLTC1622をシャット・ダウンする手段を提供します。ソフト・スタートは、内部電流制限を徐々に上昇させることによって、 V_{IN} からの入力サージ電流を低減します。このピンを使用して電源のシーケンシングも実行できます。

内部2.5 μ A電流源が外付けコンデンサ C_{SS} を充電します。RUN/SSの電圧が0.7Vに達すると、LTC1622が動作を開始します。このピンの電圧が0.7Vから1.8Vまでランプアップを続けると、内部電流制限もそれに比例した直線レートで上昇します。電流制限は0A($V_{RUN/SS} = 0.7V$)付近から始まって、 $0.1/R_{SENSE}$ ($V_{RUN/SS} \geq 1.8V$)で終了します。このように、出力電流はゆっくりランプアップして、入力電源から流れる起動サージ電流を低減します。RUN/SSがグランド電位まで引き下げられると、電流制限が上昇を開始する前に、次式で表す遅延時間が挿入されます。

$$t_{DELAY} = 2.8 \cdot 10^5 \cdot C_{SS} \text{ (単位は秒)}$$

RUN/SSピンを0.4V以下にすると、LTC1622は低消費電流のシャットダウン状態($I_Q < 15\mu A$)になります。

フォールドバック電流制限

出力ダイオードの選択のセクションで説明したとおり、ワーストケースの消費電力は、ダイオードがほとんど連続して電流制限値で導通する出力短絡状態で発生します。ダイオードの過熱を防止するために、フォールドバック電流制限を追加し、フォルトの程度に応じて電流を低減することができます。

フォールドバック電流制限は、図5に示すとおり、出力と I_{TH} ピンの間にダイオード D_{FB} (1N4148、または同等品)を追加して行われます。ハード短絡($V_{OUT} = 0V$)の場合、電流は最大出力電流の約50%に低減されます。

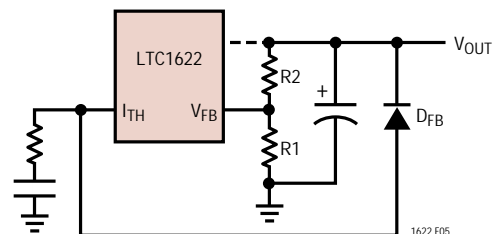


図5. フォールドバック電流制限

設計例

LTC1622をリチウムイオン・バッテリー1個で駆動するセルラ電話アプリケーションに使用するものと仮定します。 V_{IN} は最大4.2Vから最小2.7Vの範囲で動作します。負荷電流条件は最大1.5Aですが、ほとんどの時間はスタンバイ・モードになっており、2mAしか必要としません。低負荷電流時と高負荷電流時の両方での効率が重要です。出力電圧は2.5Vです。

上記のアプリケーションで、バースト・モード動作はピン5を V_{IN} に接続するとイネーブルされます。

$$\text{最大デューティ・サイクル} = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MIN)} + V_D} = 93\%$$

図2から、SF = 57%。

動作周波数はLTC1622の自走周波数なので、図2の曲線を使用します。

$$R_{SENSE} = \frac{SF}{(15)(I_{OUT})(100)} = \frac{0.57}{(15)(1.5A)} = 0.0253\Omega$$

このアプリケーションでは、0.025 Ω 抵抗を使用します。インダクタに必要な値は次式から求められます。

$$L_{MIN} = \frac{4.2 - 2.5}{550\text{kHz}} \left(\frac{2.5 + 0.3}{0.036} \right) \left(\frac{0.036}{0.025} \right) = 1.33\mu\text{H}$$

このアプリケーションでは、インダクタ・リップル電流を低減して出力電圧リップルを抑えるために3.9 μ Hのインダクタを使用します。

外部MOSFETを選択する場合、LTC1622は最小2.7Vで動作しなければならないため、 $R_{DS(ON)}$ は2.5Vで保証されて

アプリケーション情報

いなければなりません。MOSFETの消費電力が $P_p = 250\text{mW}$ に制限され、熱抵抗が $50\text{ }^\circ\text{C/W}$ であると仮定します。したがって、 $T_A = 25$ での接合部温度は 37.5 、 $\delta p = 0.005(37.5 - 25) = 0.0625$ となります。必要な $R_{DS(ON)}$ は次式で与えられます。

$$R_{DS(ON)} \cong \frac{P_p}{DC(I_{OUT})^2(1 + \delta p)} = 0.11\Omega$$

PチャンネルMOSFETの要求条件は、Si6433DQで満たすことができます。

ショットキ・ダイオードの要求条件は、 $V_{OUT} = 0\text{V}$ すなわち短絡のとき最も厳しくなります。0.025の R_{SENSE} 抵抗を使用した場合、ショットキを流れる短絡電流は $0.1/0.025 = 4\text{A}$ です。ショットキ・ダイオードMBRS340T3を選択します。4Aが流れると、ダイオード順方向電圧は 0.4V になります。したがって、ダイオードのワーストケース消費電力は 1.6W です。 D_{FB} を追加すると(図5)、ダイオードの消費電力は約 0.8W に低減されます。

入力コンデンサは全動作温度で最低 0.75A のRMS電流定格が必要で、最高の効率を実現するには C_{OUT} には0.1のESRが必要です。

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LTC1622が正しく動作するよう配慮しなければなりません。これらの項目は、図6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・ダイオードが、グランド(C_{IN} の(-)リード)と外部MOSFETのドレイン間に近接して接続されているか？
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されているか？ 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8)とグランド(ピン6)間に近接して接続されているか？
4. R_{SENSE} の一端を可能な限り V_{IN} (ピン8)に近接して接続する。 V_{IN} ピンは電流コンパレータのSENSE+です。
5. SENSE-(ピン1)からセンス抵抗までのトレースは短くなっているか？ そのトレースは R_{SENSE} に近接して接続されているか？
6. スwitching・ノードSWを敏感な小信号ノードから離す。
7. V_{FB} ピンが帰還抵抗に直結されているか？ 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。オプションのコンデンサC1は、できる限りLTC1622に近づけて配置してください。

R1とR2は、できる限りLTC1622に近づけて配置してください。R2は、実用上可能な限り負荷に近づけて出力に接続してください。

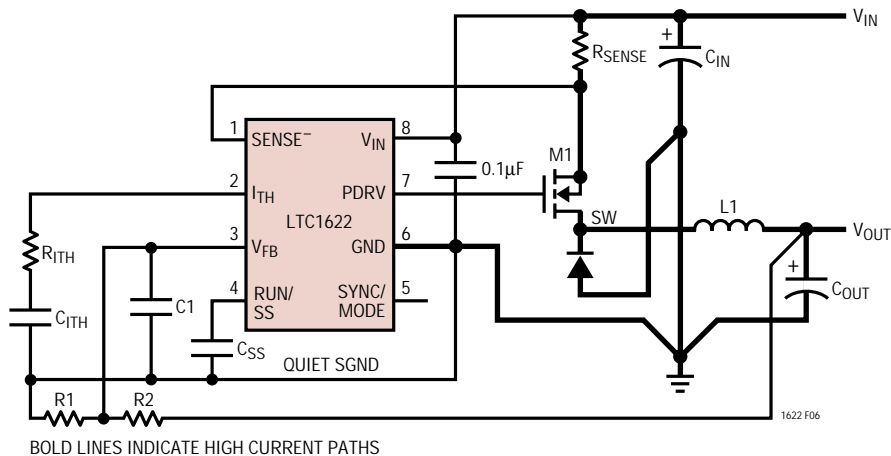
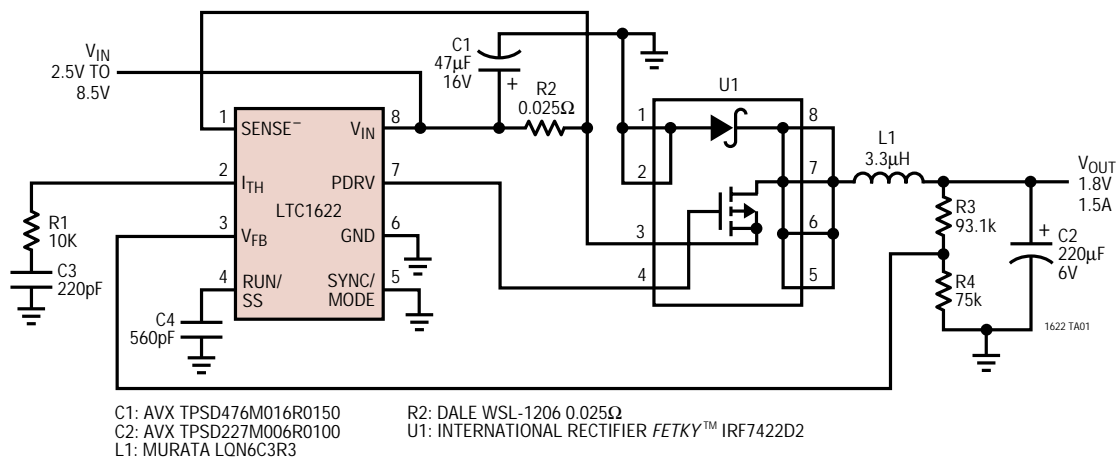


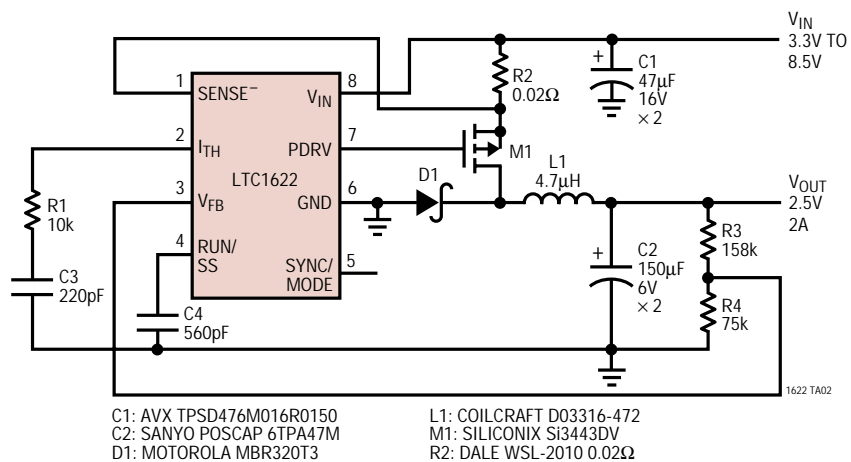
図6. LTC1622レイアウト図(PCボード・レイアウト・チェックリストを参照)

標準的応用例

バースト・モード動作がディスエーブルされたLTC1622 1.8V/1.5Aレギュレータ



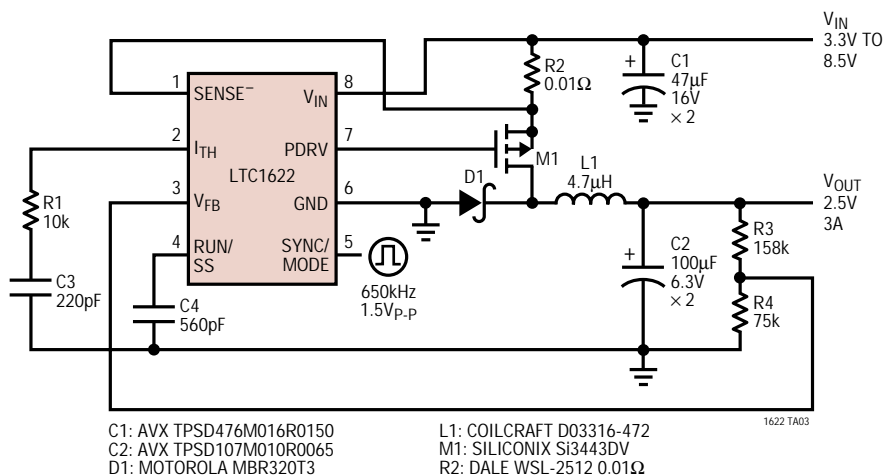
バースト・モード動作がイネーブルされたLTC1622 2.5V/2Aレギュレータ



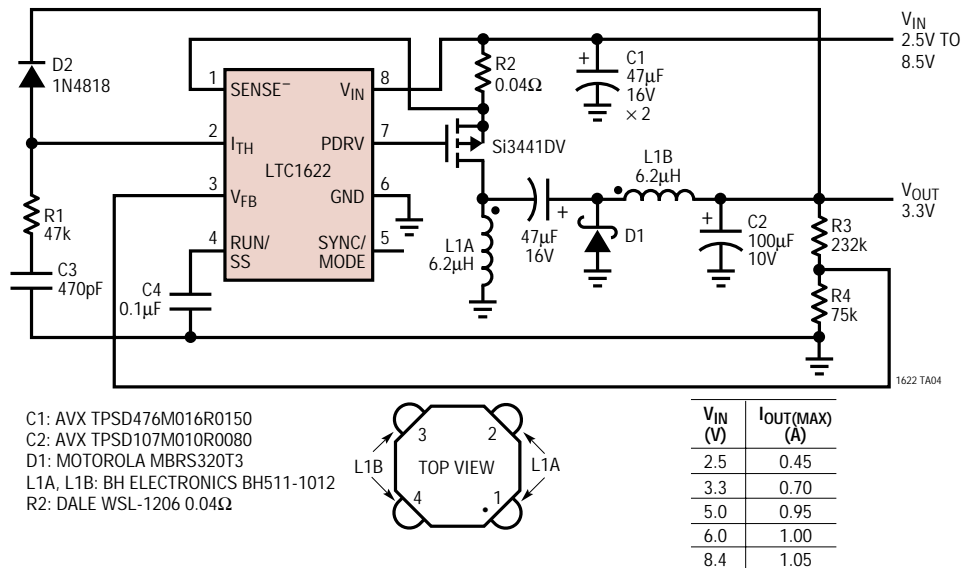
*FETKY*はInternational Rectifier Corporationの商標です。

標準的応用例

外部周波数同期のLTC1622 2.5V/3Aレギュレータ

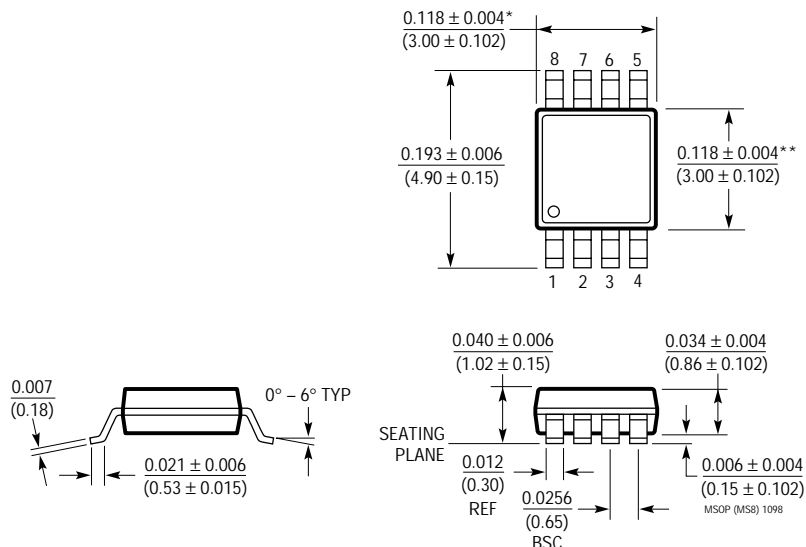


フォールドバック電流制限を使用したゼータ・コンバータ



パッケージ 注記がない限り、寸法はインチ(ミリメートル)

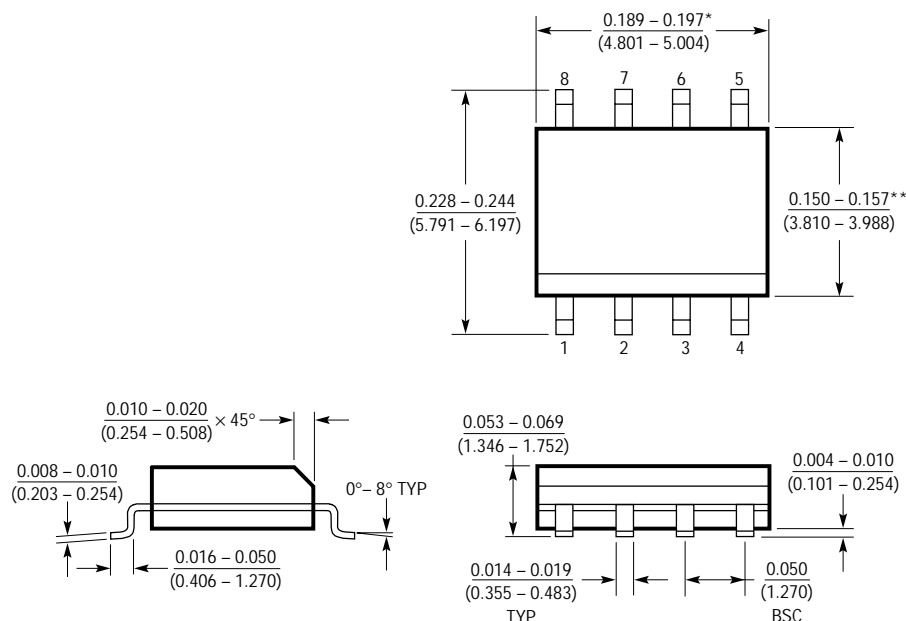
MS8パッケージ 8ピン・プラスチックMSOP (LTC DWG # 05-08-1660)



*寸法にはモールドのバリ、突起、またはゲートのバリを含まない。モールドのバリ、突起、またはゲートのバリは片側で0.006" (0.152mm) を超えないこと。

**寸法にはリード間のバリまたは突起を含まない。リード間のバリまたは突起は片側で0.006" (0.152mm) を超えないこと。

S8パッケージ 8ピン・プラスチック・スモール・アウトライン(細型0.150) (LTC DWG # 05-08-1610)



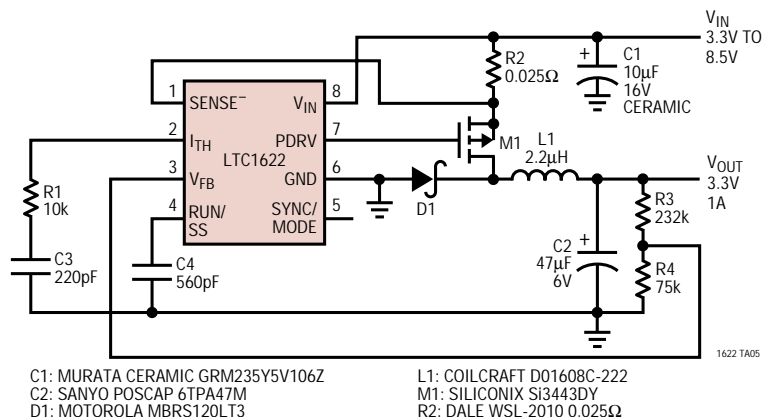
*寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは片側で0.006" (0.152mm) を超えないこと。

**寸法にはリード間のバリを含まない。リード間のバリは片側で0.010" (0.254mm) を超えないこと。

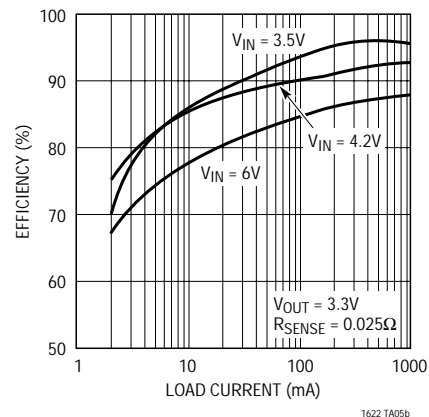
S08 1298

標準的応用例

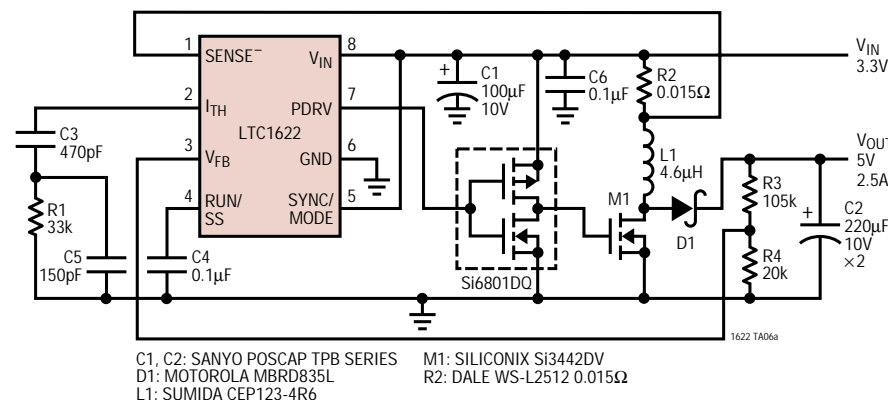
小実装面積の3.3V/1Aレギュレータ



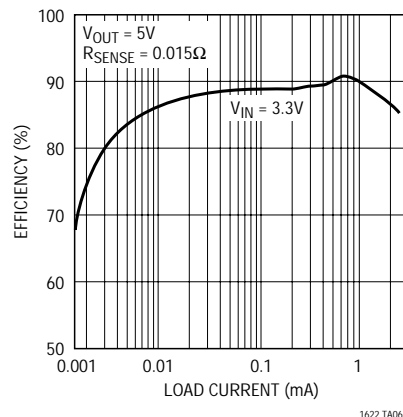
効率と負荷電流



ブースト・コンバータ3.3V/2.5A



LTC1622をブースト・コンバータとして構成したときの効率と負荷電流



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1147シリーズ	高効率降圧スイッチング・レギュレータ・コントローラ	100%デューティ・サイクル、 $3.5V \leq V_{IN} \leq 16V$ 、HVバージョンは $20V_{IN}$ を含む
LT1375/LT1376	1.5A、500kHz降圧スイッチング・レギュレータ	高周波数、小型インダクタ、高効率
LTC1436/LTC1436-PLL	高効率、低ノイズ、同期整流型降圧コンバータ	24ピン細型SSOP、 $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1438/LTC1439	デュアル、低ノイズ、同期整流型降圧コンバータ	多出力可能、 $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1474/LTC1475	低消費電流降圧DC/DCコンバータ	モノリシック、MSOP、 $I_{OUT} = 10\mu A$
LTC1624	高効率SO-8 Nチャンネル・スイッチング・レギュレータ・コントローラ	8ピンNチャンネル・ドライブ、 $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1626	低電圧、高効率降圧DC/DCコンバータ	モノリシック、定オフタイム、 $2.5V \leq V_{IN} \leq 6V$
LTC1627/LTC1707	低電圧、モノリシック同期整流型降圧レギュレータ	低電源電圧範囲：2.65V ~ 8V、0.5A
LTC1628	デュアル高効率2フェーズ降圧コントローラ	非同期ドライブ、 $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、保護回路
LTC1772	SOT-23電流モード降圧コントローラ	6ピンSOT-23、 $2.5V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ 、550kHz
LTC1735	高効率、低ノイズ、同期整流型スイッチング・コントローラ	バースト・モード動作、保護回路、 $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$