

特長

- 非常に低いスタンバイ電流：10 μ A
- 省スペース型8ピンMSOPパッケージで供給
- 高出力電流
- 広い V_{IN} 範囲：2.8V ~ 20V動作
- V_{OUT} 範囲：1.23V ~ 18V
- 高効率：93%以上が可能
- 出力精度： $\pm 2\%$
- 低損失動作：デューティ・サイクル100%
- 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
- 無効設定可能なバースト・モード™動作
- 短絡保護
- プログラム可能なソフトスタート(オプション)
- マイクロパワー・シャットダウン： $I_Q = 2\mu A$

アプリケーション

- セルラー電話およびワイヤレス・モデム
- 1セルから4セルのリチウムイオン電池駆動アプリケーション
- 携帯用計測器
- バッテリー駆動機器
- バッテリー・チャージャ
- スキャナ

概要

LTC®1771は高効率電流モード降圧DC/DCコントローラであり、わずか10 μ AのDC電源電流で無負荷時の出力を安定化させ、さらに数アンペアまでの負荷に対して高効率を維持します。

LTC1771は電流モードの固定オフタイム・アーキテクチャを使用して、外部Pチャネル・パワーMOSFETをドライブします。外部センス抵抗を使用して動作電流レベルをプログラムします。電流モード制御により、短絡保護、優れた過渡応答、および制御された起動動作を実現します。バースト・モード動作により、LTC1771は電源電流が極端に低い場合でも高効率を維持できます。シャットダウン・モードでは、電源電流はさらに減少しわずか2 μ Aです。低ノイズ・アプリケーションの場合、バースト・モード動作はMODEピンで簡単にディスエーブルできます。

LTC1771は2.8V ~ 18V(最大20V)の広い入力範囲を備え、低損失100%デューティ・サイクル動作が可能で、バッテリー寿命の長期化が重要な多様なバッテリー駆動アプリケーションに理想的です。

LTC1771は、8ピンMSOPおよびSOパッケージで供給可能なので、最小面積のソリューションを提供します。

LT、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

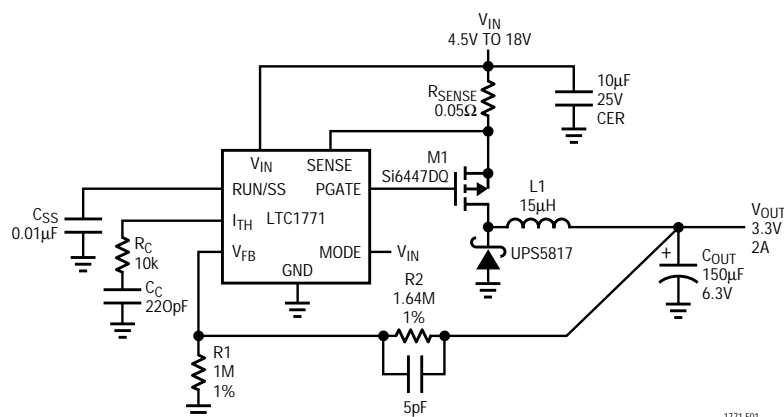
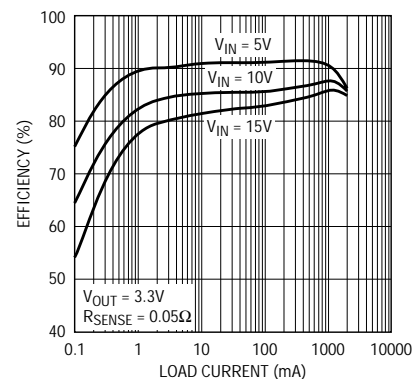


図1. 高効率降圧コンバータ

LTC1771の効率



1771 F01b

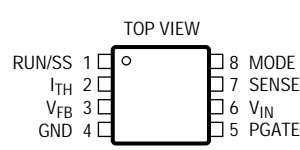
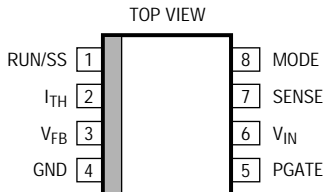
LTC1771

絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN})	- 0.3V ~ 20V
ピーク・ドライバ出力電流 < 10 μ s (PGATE)	1A
RUN/SS電圧	- 0.3V ~ ($V_{IN} + 0.3V$)
MODE電圧	- 0.3V ~ 20V
I_{TH} 、 V_{FB} 電圧	- 0.3V ~ 5V
SENSE電圧 ($V_{IN} > 12V$)	($V_{IN} - 12V$) ~ ($V_{IN} + 0.3V$)
SENSE電圧 ($V_{IN} \leq 12V$)	- 0.3V ~ ($V_{IN} + 0.3V$)

接合部温度 (Note 2)	125
動作温度範囲 (Note 3)	
LTC1771E	- 40 ~ 85
LTC1771I	- 40 ~ 85
保存温度範囲	- 65 ~ 150
リード温度 (半田付け、10秒)	300

パッケージ/発注情報

 <p>MS8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC MSOP $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 150^{\circ}C/W$</p>	ORDER PART NUMBER	 <p>S8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC SO $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 110^{\circ}C/W$</p>	ORDER PART NUMBER
	LTC1771EMS8		LTC1771ES8 LTC1771IS8
	MS8 PART MARKING		S8 PART MARKING
	LTKD		1771 1771I

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 $T_A = 25$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 10V$ 、 $V_{RUN} =$ オープン

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{FB}	Feedback Voltage	(Note 5)	● 1.205	1.230	1.255	V
I_{FB}	Feedback Current	(Note 5)	●	1	10	nA
I_{SUPPLY}	No-Load Supply Current	$V_{IN} = 10V$, $I_{LOAD} = 0$ (Note 6)		10		μ A
$\Delta V_{LINEREG}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 5V$ to 15V (Note 5)	●	0.003	0.03	%/V
$\Delta V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	$I_{TH} = 0.5V$ to 2V, Burst Disabled (Note 5)	●	0.25	1	%
I_Q	Input DC Supply Current	(Note 4)				
	Active Mode (PGATE = 0V)	$V_{IN} = 2.8V$ to 18V		150	235	μ A
	Sleep Mode (Note 6)	$V_{IN} = 2.8V$ to 18V, $V_{FB} = 1.5V$		9	15	μ A
	Shutdown	$V_{IN} = 2.8V$ to 18V, $V_{RUN} = 0V$		2	6	μ A
	Short Circuit	$V_{IN} = 2.8V$ to 18V, $V_{FB} = 0V$		175	275	μ A
$\Delta V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold	$V_{FB} = V_{REF} - 20mV$	● 110	140	180	mV
$\Delta V_{SENSE(MIN)}$	Minimum Current Sense Threshold	$V_{FB} = V_{REF} + 10mV$, Burst Disabled		-25		mV
$\Delta V_{SENSE(SLEEP)}$	Sleep Current Sense Threshold	$I_{TH} = 1V$		50		mV
t_{OFF}	Switch Off Time	V_{FB} at Regulated Value $V_{FB} = 0V$		3.5		μ s
				70		μ s
V_{MODE}	Mode Pin Threshold	V_{MODE} Rising	● 0.5	1.3	2	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。注記がない限り、 $V_{IN} = 10V$ 、 $V_{RUN} = \text{オープン}$

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{RUN/SS}$	RUN/SS Pin Threshold	$V_{RUN/SS}$ Rising	0.5	1.0	2	V
I_{RUN}	Source Current	$V_{RUN} = 0V$, $V_{IN} = 2.8V$ to $18V$	0.3	1	3	μA
PGATE t_r , t_f	PGATE Transition Time (Note 7) Rise Time Fall Time	$C_{LOAD} = 2000pF$ $C_{LOAD} = 2000pF$		80 90		ns ns

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 は次式に基づき周囲温度 T_A と消費電力 P_D から計算される。

$$LTC1771S8: T_J = T_A + (P_D)(110 \text{ } ^\circ W)$$

$$LTC1771MS8: T_J = T_A + (P_D)(150 \text{ } ^\circ W)$$

Note 3: LTC1771Eは $0 \sim 70$ 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。 $-40 \sim 85$ の動作温度範囲の仕様は、設計、特性評価、統計のプロセス・コントロールとの相関により保証されている。LTC1771Iは $-40 \sim 85$ の動作温度範囲で保証されテストされている。

Note 4: スwitch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。アプリケーション情報を参照。

Note 5: LTC1771は V_{FB} を誤差アンプの平衡点 ($V_{ITH} = 1.23V$) にサーボ制御する帰還ループでテストされている。

Note 6: 無負荷電源電流は、スリープ・モードDC電流 (標準 $9\mu A$) と、ショットキ・ダイオードのリーク電流および帰還抵抗電流を補償する小さなスイッチ電流からなる。

Note 7: t_r および t_f は10%レベルから90%レベルまでの時間を測定。

ピン機能

RUN/SS (ピン1): このピンの電圧レベルによって、シャットダウン/ラン・モード (グラウンド=シャットダウン、オープン=H) を制御します。このピンに外部コンデンサを接続すると、ソフト・スタートが行われます。

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 $0V \sim 3V$ です。

V_{FB} (ピン3): 内部 $1.23V$ リファレンスと比較するための出力電圧の帰還。出力の外部抵抗分割器はこのピンにリターンします。

GND (ピン4): グラウンド・ピン。

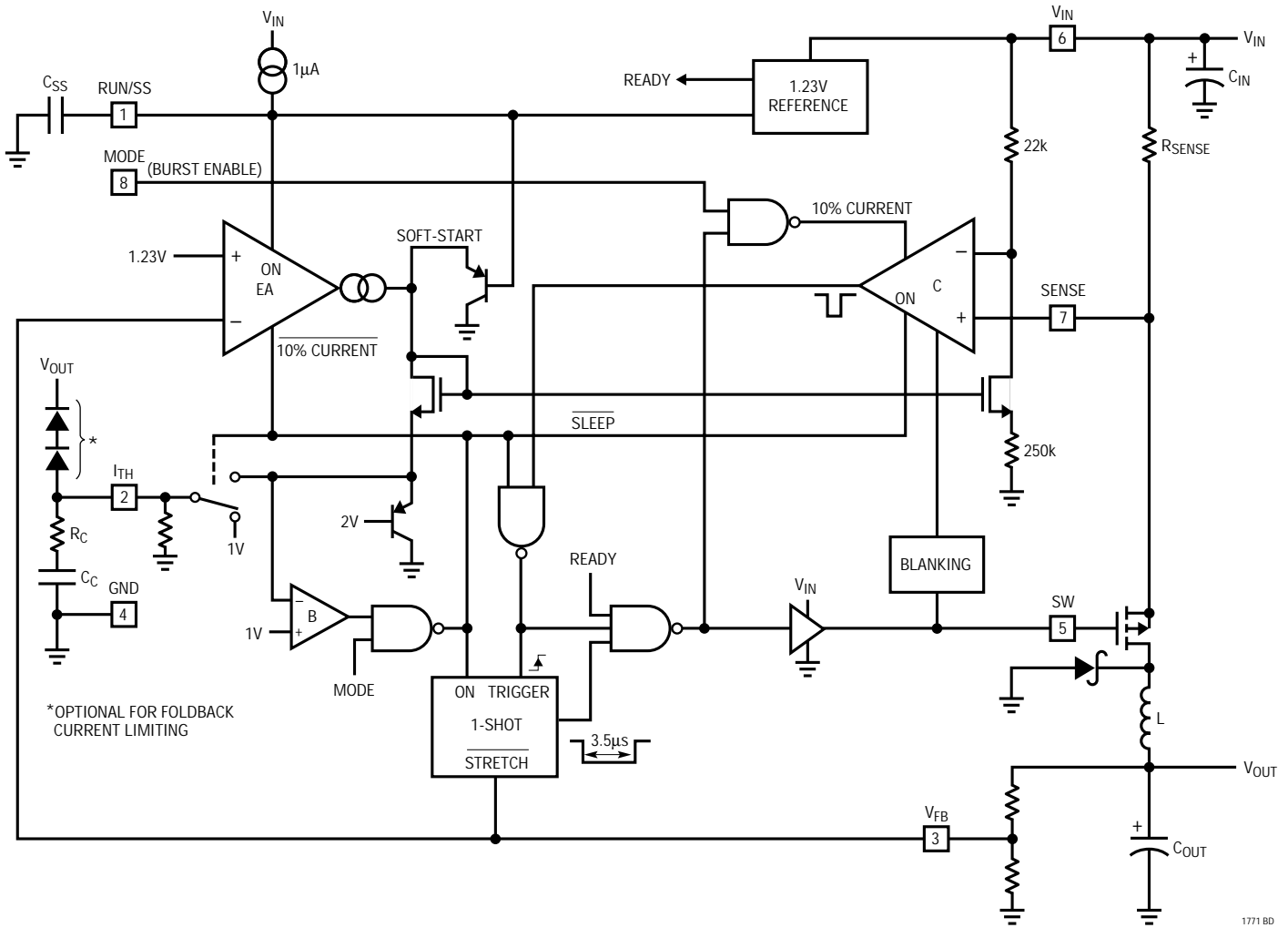
PGATE (ピン5): 外部PチャネルMOSFETスイッチの高電流ゲート・ドライバ。電圧振幅はグラウンドから V_{IN} です。

V_{IN} (ピン6): メイン入力電圧電源ピン。

SENSE (ピン7): スwitch電流モニタ用の電流センス入力。最大スwitch電流およびバースト・モード・スレッシュホールドは、SENSEピンと V_{IN} ピン間の外部抵抗によってプログラムされます。

MODE (ピン8): バースト・モード・イネーブル/ディスエーブル・ピン。このピンを V_{IN} に接続する (または $2V$ 以上にする) とバースト・モード動作がイネーブルされ、グラウンドに接続するとバースト・モード動作はディスエーブルされます。フロート状態にしないでください。

機能ブロック図



1771 BD

動作 (機能ブロック図を参照)

メイン制御ループ

LTC1771は固定オフタイム、電流モード降圧アーキテクチャを使用しています。通常動作中、各サイクルのはじめにPチャンネルMOSFETがターンオンし、電流コンパレータCがワンショット・タイマをトリガするとターンオフします。外部MOSFETスイッチは、3.5 μ sのワンショット遅延時間だけオフのまま、その後再びターンオンして新しいサイクルを開始します。Cがワンショット・タイマをトリガするピーク・インダクタ電流は、誤差アンプEAの出力であるピン3 (I_{TH})の電圧によって制御されます。EAは V_{OUT} とグランド間に接続された外部抵抗分割器から出力帰還電圧 V_{FB} を受け取ることができます。負荷電流が増加すると、1.23Vリファレンスに対して V_{FB} がわずかに減少し、それによって平均インダクタ電流が新しい負荷電流と等しくなるまで、 I_{TH} 電圧が上昇します。

メイン制御ループは、ピン1 (RUN/SS)を“L”にするとシャット・ダウンします。RUN/SSを解放すると、内部1 μ A電流源がソフトスタート・コンデンサ C_{SS} を充電することができます。 C_{SS} が1Vに達すると、メイン制御ループは、最大値の約40%でクランプされた I_{TH} 電圧でイネーブルされます。 C_{SS} が引き続き充電されると、 I_{TH} は徐々に解放され、通常動作が再開できます。

バースト・モード動作

MODEピンが2V以上になると、LTC1771はバースト・モード動作を使用して、卓越した低電流効率および超低無負荷時電源電流を実現します。バースト・モード動作中、標準スイッチングの短いバースト・サイクルの後、スイッチ・オフの長い休止期間が続き、負荷電流は出力コンデンサによって供給されます。この休止期間中、必要最小限の回路(1.23Vリファレンスおよび誤差アンプ)だけがオンのままで、電源電流は9 μ Aに減少します。無負荷時においても、出力コンデンサはショットキ・ダイオードのリーク電流と帰還抵抗電流によって非常にゆっくり放電されるため、電源電流に数 μ Aを追加する非常に低い周波数のバースト・サイクルが発生します。

最小 I_{TH} 電圧を最大負荷電流の約25%に相当する1Vにクランプすると、バースト・モード動作が実行されます。負荷がこのレベル以下に低下すると(つまり I_{TH} 電圧が1V以下に低下しようとする)、バースト・コンパレータBが状態を切り替え、LTC1771にスリープ・モードに入るよう信号を送ります。この間、EAは公称動作電流の10%まで低下し、外部補償コンデンサが切り離され1Vにクランプするため、EAは出力を利用可能な最小電流でドライブできます。負荷が出力コンデンサを放電すると、内部 I_{TH} 電圧が上昇します。内部 I_{TH} 電圧が1Vを超えると、バースト・コンパレータはスリープ・モードから抜け、外部補償部品を誤差アンプ出力に再接続し、EAを他の必要な回路とともにフルパワー状態に復帰させます。この方式(特許出願中)により、EAがスリープ・モード中にこのような低い動作電流に低下しても、LTC1771をウェイクアップするのに許容できない遅延(通常動作時の安定性に必要な I_{TH} の補償コンデンサが原因で生じる遅延)が追加されることはありません。

バースト・モード動作は、MODEピンをグランド電位にするとディスエーブルできます。この動作モードでは、バースト・コンパレータBがディスエーブルされ、 I_{TH} 電圧は0Vまで低下することができます。これにより、ループが安定化を維持するためにサイクルをスキップする前に、負荷を最大負荷の約1%に低減できるようになります。このモードにより軽負荷時の効率は低下しますが、オーディオおよびRF干渉の両方の低減に役立つ低ノイズ出力スペクトルを実現することができます。

オフタイム

帰還電圧がリファレンス電圧に近いとき、オフタイムの持続時間は3.5 μ sです。ただし、帰還電圧 V_{FB} が低下し、ゼロになると、オフタイムは最大値である約70 μ sまで延長されます。これによって、短絡時のようにインダクタ両端の逆電圧が低いとき、インダクタ電流が減衰する時間が確保され、MOSFETおよびインダクタを保護します。

アプリケーション情報

基本的なLTC1771のアプリケーション回路を1ページ目の図1に示します。外付け部品の選択は負荷条件に基づいて行われ、まず R_{SENSE} の選択から実行します。 R_{SENSE} が決まればLを選択できます。次にMOSFETとD1を選択します。インダクタは、主にリップル電流の所要値およびバースト・モード動作条件に基づいて選択されます。最後に、所要RMS入力電流を扱うことができる C_{IN} を選択し、また出力電圧のリップル仕様および過渡仕様を満足する低いESRの C_{OUT} を選択します。

R_{SENSE} の選択

R_{SENSE} は要求される出力電流に基づいて選択します。LTC1771の電流コンパレータは、 $140\text{mV}/R_{SENSE}$ の最大スレッシュホールドを有しています。この電流コンパレータのスレッシュホールドはインダクタ電流のピークを設定するため、そのピーク値よりピーク・ツー・ピーク・リップル電流 ΔI_L の半分だけ小さい最大出力電流 I_{MAX} が発生します。バースト・モード動作がイネーブルされているときの最大性能を得るには、 ΔI_L をピーク電流の35%にしてください。LTC1771と外付け部品のバラツキによる変動幅を見込んだ場合、 R_{SENSE} は次式を使って選択します。

$$R_{SENSE} = 100\text{mV}/I_{MAX}$$

電源電圧が高い場合、電流コンパレータ遅延によるオーバershootによってピーク電流が若干高くなる場合があります、これは次式の第2項から予測できます。

$$I_{PEAK} \cong \frac{0.14}{R_{SENSE}} + 0.5 \left(\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L(\mu\text{H})} \right)^{1/2}$$

インダクタ値の選択

R_{SENSE} が決まれば、インダクタ値を決定することができます。インダクタンスの値はリップル電流に直接影響します。リップル電流は、インダクタンスが高いほど減少し、 V_{OUT} が高いほど増加します。連続モード動作中のリップル電流は、オフタイムおよびインダクタンスにより次式のとおり設定されます。

$$\Delta I_{L(\text{CONT})} = t_{OFF} \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{L} \right)$$

ここで $t_{OFF} = 3.5\mu\text{s}$ です。ただし、バースト・モード動作中の低い負荷でのリップル電流は次式のとおりです。

$$\Delta I_{L(\text{BURST})} \approx I_{PEAK} \text{の} 35\% \approx 0.05/R_{SENSE}$$

バースト・モード動作がイネーブルされているときの最大効率を得るには、次式のように選択してください。

$$\Delta I_{L(\text{CONT})} \leq \Delta I_{L(\text{BURST})}$$

すると、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なります。これにより、最小インダクタ値は次式のとおり設定されます。

$$L_{MIN} = (70\mu\text{H})(V_{OUT} + V_D)(R_{SENSE})$$

バースト・モードがディスエーブルされているとき、 $L > L_{MIN}$ を選択するとリップル電流を $\Delta I_{L(\text{BURST})}$ 以下にすることができます。リップル電流が低くなると、出力電圧リップルおよびコア損失が減少しますが、リップル電流が低すぎると、効率に悪影響を及ぼします。

インダクタ・コアの選択

Lの値が決まったら、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、安価な鉄粉コアで生じるコア損失を許容できないため、より高価なフェライト、MolypermalloyまたはKool M μ ®コアを使用する必要があります。実際のコア損失は一定のインダクタ値に対するコア・サイズには関係ありませんが、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、インダクタンスが増加すると巻線の巻数が増加するため、銅損失が増加します。

フェライトによる設計ではコア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”に飽和します。つまり、最大設計電流を越えるとインダクタンスが急激に消滅します。この結果、インダクタのリップル電流が急増し、出力電圧リップルが増加します。コアを飽和させないようにしてください。

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 M μ です。トロイドは特に多層巻線が使用できるときに、空間効率が高くなります。一般に、これらにはボビンがなく実装が困難です。しかし、表面実装用の製品が入手でき、高さもそれほどではありません。

Kool M μ はMagnetics, Inc.の登録商標です。

アプリケーション情報

パワーMOSFETの選択

LTC1771に使用する外部Pチャネル・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、および全ゲート電荷です。

LTC1771は2.8Vの低い入力電圧でも動作することができるので、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のMOSFET ($R_{DS(ON)}$)を $V_{GS} = 2.5V$ で保証が必要で、これらのMOSFETを使用するときは、MOSFETのゲートに最大電源電圧が印加されることがあるので、LTC1771への入力電源が絶対最大 V_{GS} 定格 (標準12V)より低いことを確認してください。

MOSFETの所要 $R_{DS(ON)}$ は、許容消費電力で決まります。LTC1771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。

$$R_{DS(ON)} = \frac{P_p}{(I_{OUT(MAX)})^2 (1 + \delta_p)}$$

ここで、 P_p は許容消費電力、 δ_p 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 $R_{DS(ON)}$ 対温度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、LTC1771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。

$$R_{DS(ON)} = \frac{P_p}{(DC) I_{OUT}^2 (1 + \delta_p)}$$

$$DC = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_D}$$

ここで、DCはLTC1771の最大動作デューティ・サイクルです。

キャッチ・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せん。したがって、平均ダイオード電流は、Pチャネル・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} を安全にカバーする必要があります。

低電流時効率および高電流時効率の両方を最大にするには、順方向電圧降下と逆リーク電流の小さい高速スイッチング・ダイオードを使用する必要があります。リーク電流がLTC1771の電源電流の大きさを超える可能性があるため、低電流効率を最大にするには逆リーク電流が小さいことが重要です。損失は順方向電圧降下に比例するので、高電流時効率を向上させるには順方向電圧降下が小さいことが重要です。各種ショットキ・ダイオードについて、逆リーク電流および順方向電圧降下の無負荷時電源電流と効率への影響を表1に示します。表から分かるとおり、これらは矛盾するパラメータであり、アプリケーションに対して最適なダイオードを選択するには、各スペックの重要性を比較検討しなければなりません。

表1. キャッチ・ダイオードの性能への影響

DIODE	LEAKAGE ($V_R = 3.3V$)	$V_F @ 1A$	NO-LOAD SUPPLY CURRENT	EFFICIENCY AT 10V/1A
MBR0540	0.25 μA	0.50V	10.4 μA	86.3%
UPS5817	2.8 μA	0.41V	11.8 μA	88.2%
MBR0520	3.7 μA	0.36V	12.2 μA	88.4%
MBRS120T3	4.4 μA	0.43V	12.2 μA	87.9%
MBRM120LT3	8.3 μA	0.32V	14.0 μA	89.4%
MBRS320	19.7 μA	0.29V	20.0 μA	89.8%

C_{IN} および C_{OUT} の選択

負荷電流がさらに高く、インダクタ電流が連続的な場合、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_{IN} の方形波になります。大きな過渡電圧を防止するには、最大実効電流に対応できる容量の低ESR入力コンデンサを使用しなければなりません。最大コンデンサ電流は次式で与えられます。

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

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ で最大値をとり、 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ となります。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

アプリケーション情報

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ィレーティングする、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。十分な特性をもつ部品を使用してください。高周波デカップリング用に、 V_{IN} に0.1 μ Fのセラミック・コンデンサを追加しても役立ちます。

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、容量はフィルタリングに十分なものです。連続モードでの出力リップル(V_{OUT})は、ほぼ次式のようになります：

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

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。出力リップルを100mV以下にするには、 C_{OUT} の所要ESRが $2R_{SENSE}$ 以下であることを確認してください。

最初の条件は出力コンデンサのESRに流れ込むリップル電流に関係し、2番目の項は出力容量がリップル電流のために、動作周波数期間中は大きく放電しないことを保証します。小さな出力容量を使用する選択をすると、放電の項のためにリップル電圧が上昇しますが、これはESRが非常に低いコンデンサを使用してリップル電圧を50mVまたはそれ以下に維持すれば補償できます。 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できます。

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サイズに対するESRが最も低いものですが、いくらか価格が高くなっています。一般にESR条件を満足すれば、RMS電流定格は $I_{RIPPLE(P-P)}$ 条件をはるかに上回ります。

表面実装アプリケーションでは複数のコンデンサを並列に接続して、応用回路のESRまたはRMS電流処理要件に適合させる必要があります。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重要です。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があります。

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ことがよくあります。効率は次式で表すことができます。

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

ただし、 $L1$ 、 $L2$ などは入力電力に対するパーセントで表される個々の損失です。

回路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、LTC1771回路での損失の大半は、一般に以下の4つの要因によるものです。LTC1771のDCバイアス電流、MOSFETゲート充電電流、 I^2R 損失、およびキャッチ・ダイオード損失です。

1. DCバイアス電流は、無負荷時には9 μ Aであり、連続モード中の定電流150 μ Aまで負荷に比例して増加します。このバイアス電流は非常に低いので、1mA以上の負荷ではこの損失は問題になりませんが、無負荷時には、損失の大部分を占めます。
2. パワーMOSFETスイッチ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。ゲートが“H”から“L”、そして再び“H”に切り替わるたびに、微小電荷 dQ が V_{IN} からグラウンドに移動します。したがって、 dQ/dt が V_{IN} から流出する電流であり、一般にDCバイアス電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは $I_{GATECHG} = fQ_p$ となります。ただし、 Q_p は内部スイッチのゲート電荷です。直流バイアスとゲート充電損失は V_{IN} に比例するため、その影響は電源電圧が高い場合ほど顕著です。
3. I^2R 損失は内部スイッチ、インダクタ、および電流センス抵抗から推定されます。連続モードでは、平均

OPTI-LOOPはリニアテクノロジーの商標です。

アプリケーション情報

出力電流がLを流れますが、 R_{SENSE} と直列に接続されたPチャンネル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、Lの抵抗値と加算して I^2R 損失を求めます。

- キャッチ・ダイオードはオフタイム中に導通するので、キャッチ・ダイオード損失は順方向電圧降下に比例し、オフ時間の長い高電源電圧でより顕著になります。ただし、キャッチ・ダイオードのセクションで述べたとおり、順方向電圧降下が低いダイオードではリーク電流が高くなることが多いので、効率は改善されますが無負荷時の電源電流は増加します。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。

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損失の2%以下に過ぎません。

出力電圧のプログラミング

図2に示すとおり、出力電圧は V_{OUT} から V_{FB} (ピン1)への外部分割器でプログラムされます。安定化された出力電圧は次式から求められます。

$$V_{OUT} = 1.23 \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

無負荷時の電源電流を最小限に抑えるには、メガオーム範囲の抵抗値を使用しなければなりません。帰還抵抗による電源電流の増加は、次式から計算することができます。

$$\Delta I_{VIN} = \frac{V_{OUT}}{R1 + R2} \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

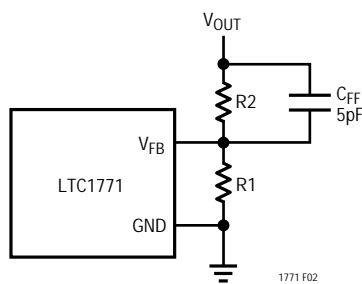


図2. LTC1771の可変構成

バースト・モード動作中の出力電圧リップルを抑えるには、R2と並列に5pFフィードフォワード・コンデンサを接続することを推奨します。

ラン/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LTC1771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。また、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1 μ A電流源が外部コンデンサ C_{SS} を充電します。RUN/SSの電圧が1Vに達すると、LTC1771が動作を開始します。RUN/SSピンの電圧が1Vから2.2Vまで上昇を続けると、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 $V_{RUN/SS} = 1V$ での最大負荷の40%付近から開始し、 $V_{RUN/SS} = 2.2V$ での最大負荷で終了します。このように出力電流はゆっくり上昇し、入力電源から要求さ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。

$$t_{DELAY} \approx C_{SS} / I_{CHG}$$

ここで、 $I_{CHG} \approx 1\mu A$ です。RUN/SSピンを0.5V以下にすると、LTC1771は低消費電流のシャットダウン状態($I_Q < 2\mu A$)に入ります。

フォールドバック電流制限

キャッチ・ダイオードの選択のところで説明したとおり、ダイオードの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。ほとんどのアプリケーションでは、フォールトが長くなっても、これによって加熱することはありません。しかし、放熱に費用がかかるときや順方向電圧降下の高いダイオードを使用している場合は、フォールドバック電流制限を追加して、フォールトの程度に応じて電流を低減しなければなりません。

フォールドバック電流制限は、機能図に示すとおり、出力と I_{TH} ピンの間に2つのダイオードを直列に追加して行います。ハード短絡($V_{OUT} = 0V$)の場合、電流は最大出力電流の約25%に低減されます。

アプリケーション情報

最小オン時間の検討

最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ は、LTC1771がトップMOSFETをターンオンし、再度ターンオフすることができる最小時間です。これは内部タイミング遅延と、PチャネルMOSFETをターンオンするのに必要なゲート電荷の量によって決まります。低デューティ・サイクルのアプリケーションでは、この最小オン時間の制限値に接近する可能性がありますので、以下の注意が必要です。

$$t_{ON} = t_{OFF} \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} - V_{OUT}} \right) > t_{ON(MIN)}$$

ここで、 $t_{OFF} = 3.5\mu s$ であり、LTC1771の $t_{ON(MIN)}$ は一般に約 $0.5\mu s$ です。

デューティ・サイクルが最小オン時間で適応可能な値以下になると、LTC1771は高い負荷電流時にもバースト・モード動作になったままです。出力電圧は連続的に安定化されますが、リップル電流とリップル電圧は増加します。

モード・ピン

MODE(ピン8)を $0.5V$ 以下にすると、バースト・モード動作はディスエーブルされます。バースト・モード動作をディスエーブルすると、オーディオおよびRF干渉の両方を低減するのに役立つ低ノイズ出力スペクトルが得られます。これは、(一定の V_{IN} に対し)周波数をはるかに低い負荷(I_{MAX} の1%または2%)まで一定に維持し、軽負荷時の出力電圧および電流リップルを低減して行います。バースト・モード動作がディスエーブルされているとき、軽負荷時には効率が低下し、無負荷時には電源電流が $175\mu A$ に増加します。

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LTC1771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3のレイアウト図にも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、外部MOSFETのドレインおよび入力コンデンサのグラウンドに近接して接続されているか？
2. $0.1\mu F$ の入力デカップリング・コンデンサが、 V_{IN} (ピン6)とグラウンド(ピン4)の間に近接して接続されているか？ このコンデンサには高周波ピーク電流が流れます。
3. V_{FB} ピンは帰還抵抗に直接接続されているか？ 抵抗分割器R1およびR2は、 C_{OUT} の(+)プレートと信号グラウンドの間に接続しなければなりません。LTC1771のすぐ横に帰還抵抗を配置してください。高スルーレートのノードの近くに V_{FB} ラインを配線してはなりません。
4. 電流センス抵抗用の $1000pF$ のデカップリング・コンデンサが、可能な限りピン6とピン7の近くに接続されているか？ センス抵抗へのケルビン接続による精密な電流検知を行います。
5. C_{IN} の(+)プレートはセンス抵抗の近くで接続されているか？ このコンデンサはMOSFETにAC電流を供給します。
6. 信号グラウンドとパワー・グラウンドが分離されているか？ 信号グラウンドは、 C_{OUT} の(-)プレート、LTC1771のピン4、および抵抗分割器で構成されます。パワー・グラウンドは、ショットキ・ダイオードのアノードと C_{IN} の(-)プレートで構成されます。リード長はできる限り短くしてください。
7. スイッチング・ノード(SW)とゲート・ノード(PGATE)を敏感な小信号ノード、特に電圧センス帰還ピン(V_{FB})から遠ざけ、これらのPCトレース面積を最小化してください。
8. I_{TH} や V_{FB} などのハイ・インピーダンス・ノードは、浮遊フラックス、半田、エポキシ樹脂などに起因するPCボード上のリーク経路に非常に敏感です。PCボードはクリーンでなければなりません。十分にクリーンでない場合、特に水溶性半田のフラックスにリークが多くなる可能性があります。 I_{TH} のリーク電流はバースト・モード動作中に過剰な出力リップルとして現れます。この問題が続く場合、ピン2からグラウンドに $10M\Omega$ の抵抗を追加すると解消できます。

アプリケーション情報

設計例

設計例として、 $V_{IN} = 10V$ (標準)、 $V_{IN} = 15V$ (最大)、 $V_{OUT} = 3.3V$ 、 $I_{MAX} = 2A$ とします。この情報で、すべての重要な部品を簡単に計算することができます。

$$R_{SENSE} = 100mV/2A = 0.05$$

低電流効率を最適化するには、MODEピンを V_{IN} に接続してバースト・モード動作をイネーブルすると、必要最小インダクタンスは次式のようにになります：

$$L_{MIN} = 70\mu H(3.3V + 0.5)(0.05) = 13.3\mu H$$

このアプリケーションには $15\mu H$ を選択します。

$$\Delta I_L = 3.5\mu s \left(\frac{3.3V + 0.5V}{15\mu H} \right) = 0.89A$$

帰還抵抗は、 $R1 = 1M$ を選んで電源電流を最小限にとどめます。 $R2$ は次のように計算できます：

$$R2 = (V_{OUT}/1.23 - 1) \cdot R1 = 1.68M$$

MOSFETの消費電力が $P_p = 0.25W$ に制限されているものと仮定します。

$T_A = 70$ 、MOSFETの熱抵抗を 83 $^{\circ}C/W$ と仮定すると、接合部温度は 91 となり、 $\delta_p = 0.33$ となります。したがって、MOSFETの所要 $R_{DS(ON)}$ は次式から計算できません。

$$P_{\text{チャンネル}} R_{DS(ON)} = \frac{0.25W}{\left(\frac{3.3V + 0.5V}{10V + 0.5V} \right) (2A)^2 (1.33)} = 0.130\Omega$$

MOSFETのゲートに最大入力電圧が印加されることがあるので、 $V_{GS(MAX)}$ が $15V$ 以上のMOSFETを選択しなければなりません。 $V_{GS(MAX)}$ および $R_{DS(ON)}$ の両方の要求条件に適合するPチャンネルMOSFETは、Si6447DQです。

ショットキ・ダイオードの条件が最も厳しくなるのは、入力電圧が最大で $V_{OUT} = 0V$ (短絡) のときです。この場合、ワーストケースの消費電力は次のようになります。

$$P_D = I_{SC(AVG)}(V_D) \left(\frac{V_{IN}}{V_{IN} + V_D} \right)$$

0.05 のセンス抵抗を使用すると $I_{SC(AVG)} = 2A$ となり、 $0.5V$ のショットキ・ダイオードの消費電力は $1W$ に増加します。

C_{IN} は全動作温度で最低 $1A$ のRMS電流定格のものを選択します。 C_{OUT} は低出力リップルを実現するために、 0.05 のESRを持つものを選択します。ESRによる出力電圧リップルの概算値は次のとおりです。

$$V_{ORIPPLE} \approx (R_{ESR}) (\Delta I_L) = 0.05 (0.89A_{P-P}) = 45mV_{P-P}$$

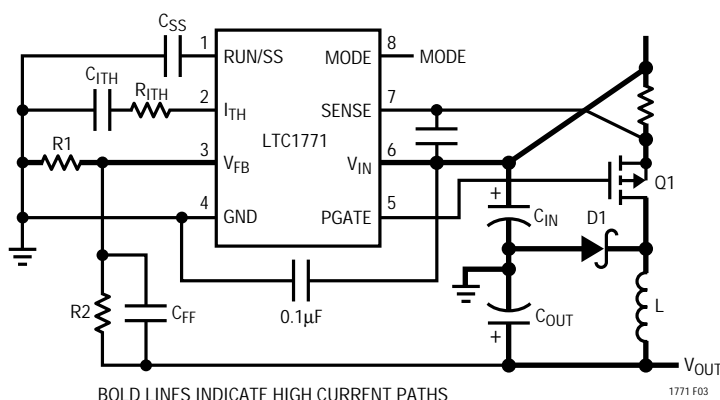
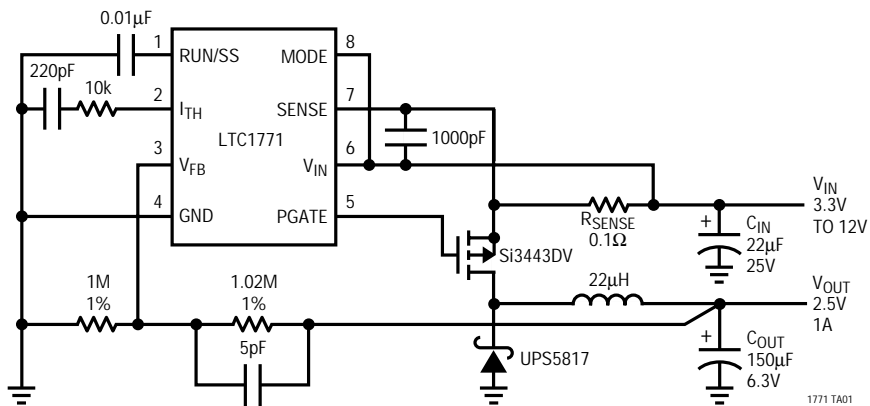


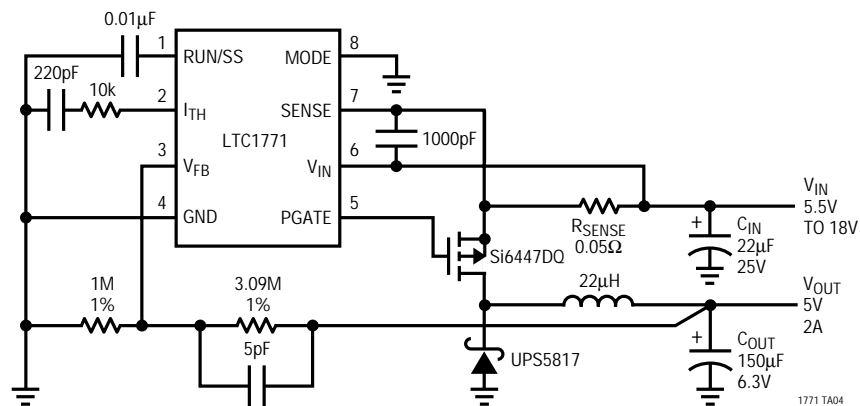
図3. LTC1771レイアウト図

標準的応用例

バースト・モード動作がイネーブルされた3.3Vから2.5V/1Aのレギュレータ

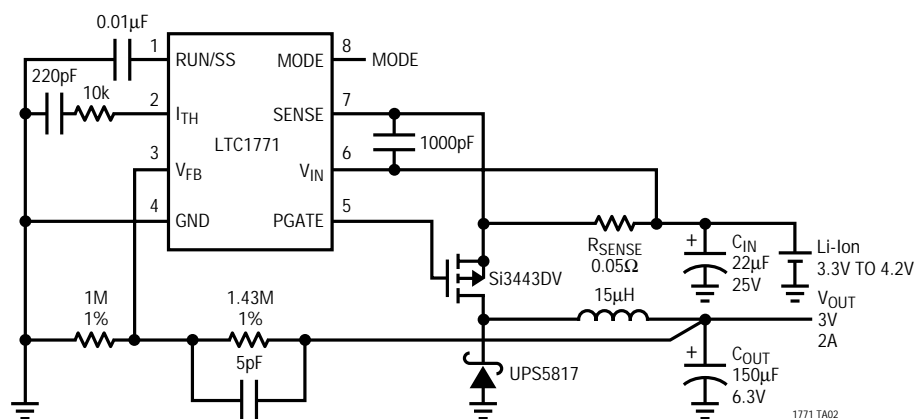


バースト・モード動作がディスエーブルされた5V/2Aレギュレータ

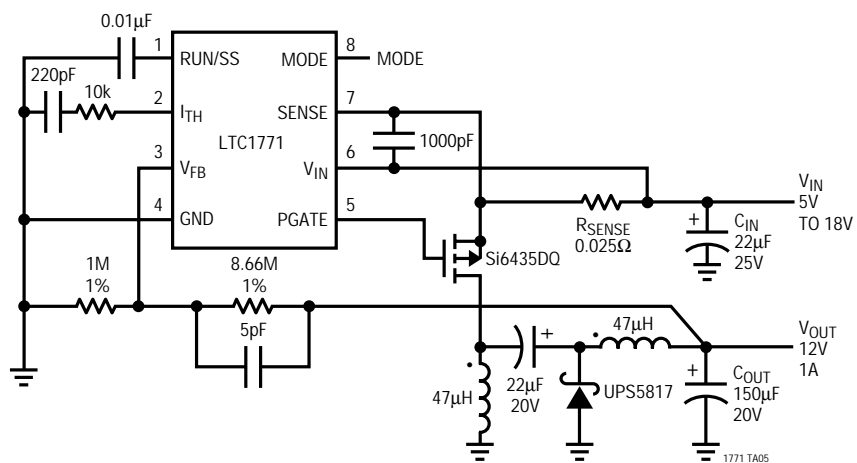


標準的応用例

1セルのリチウムイオン・バッテリーから3Vの低損失レギュレータ

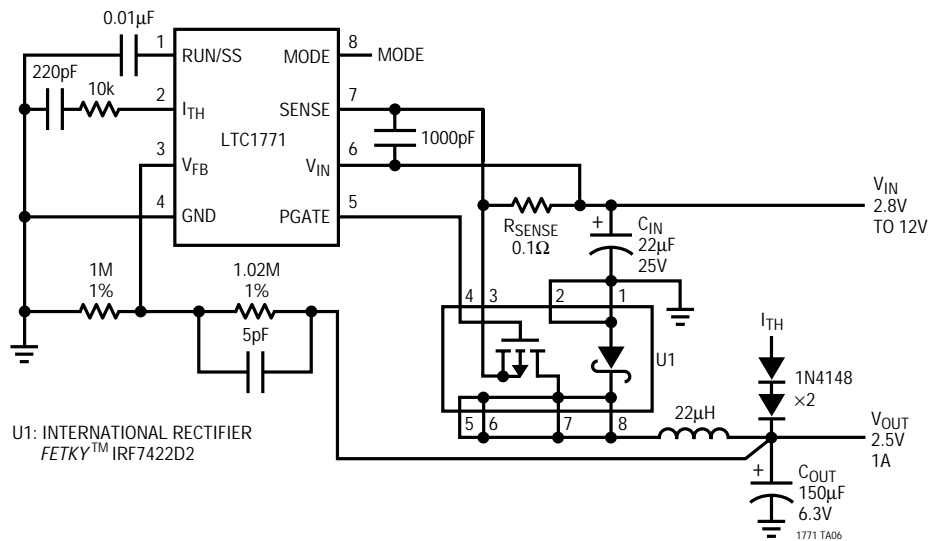


12V/1A Zetaコンバータ

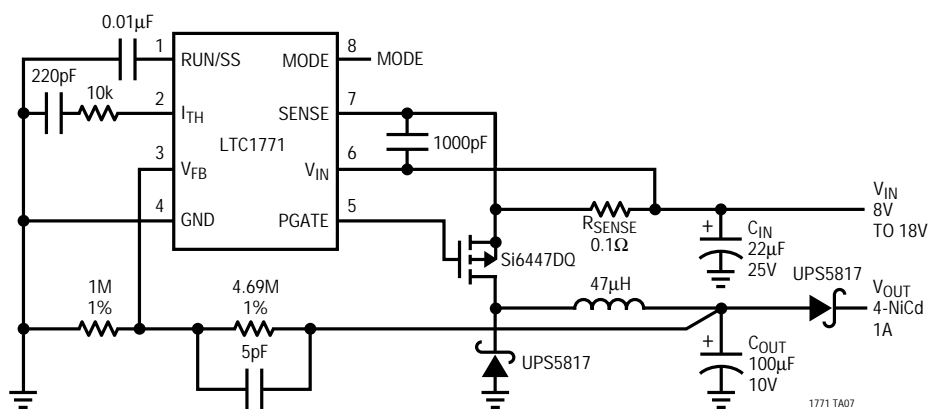


標準的応用例

フォールドバック電流制限付き2.5V/1Aレギュレータ

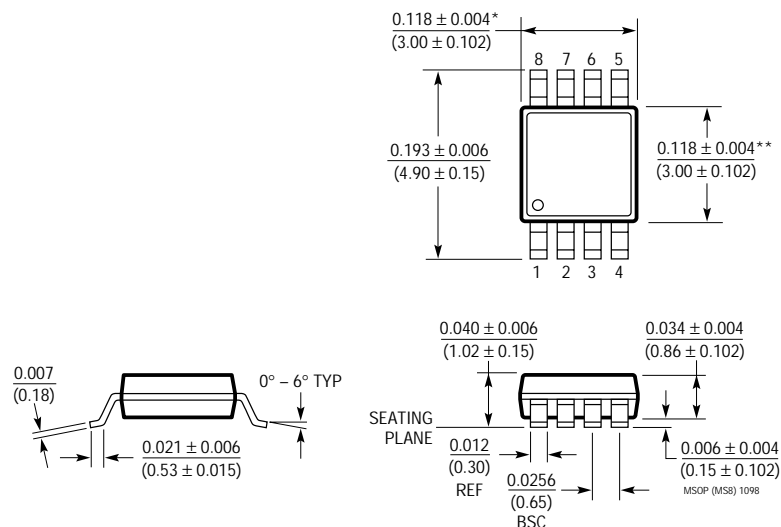


4-NiCd バッテリ・チャージャ



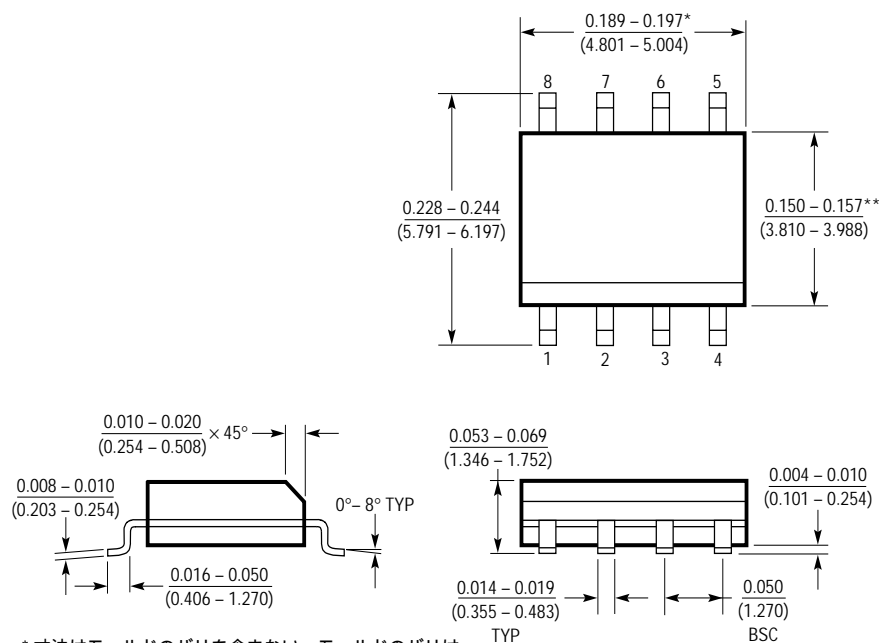
パッケージ 注記がない限り、寸法はインチ(ミリメートル)

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)

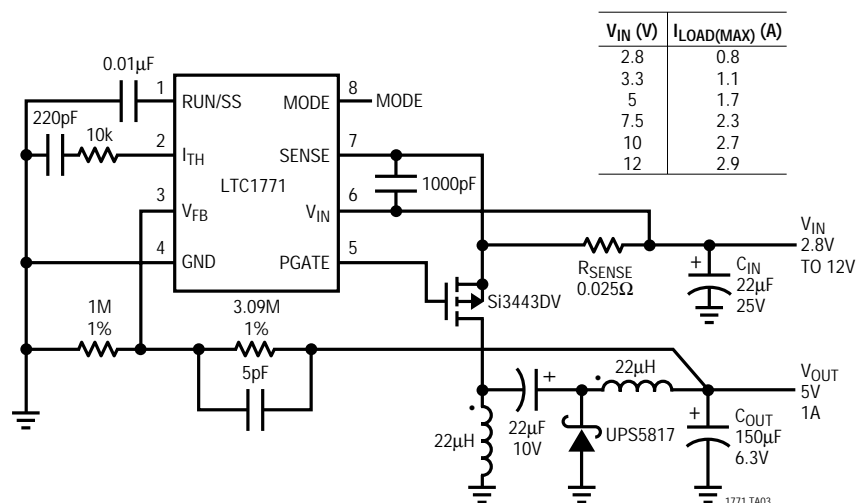


- *寸法はモールドのバリを含まない。モールドのバリは片側で0.006" (0.152mm) を超えてはならない。
- **寸法にはリード間のバリは含まれない。リード間のバリは片側で0.010" (0.254mm) を超えてはならない。

508 1298

標準的応用例

5V/1A Zetaコンバータ



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% DC、 $3.5V \leq V_{IN} \leq 16V$
LTC1174/LTC1174-3.3/LTC1174-5	高効率降圧および反転DC/DCコンバータ	$I_{PEAK} = 300mA$ または $600mA$ を選択可能
LTC1265	1.2A、高効率降圧DC/DCコンバータ	バースト・モード動作、内部MOSFET
LTC1474/LTC1475	低消費電流降圧レギュレータ	モノリシック、 $I_Q = 10\mu A$ 、400mA、MS8
LTC1574/LTC1574-3.3/LTC1574-5	高効率降圧DC/DCコンバータ 内部ショットキ・ダイオード付き	LTC1174に内部ショットキ・ダイオードを付加
LTC1622	低入力電圧降圧DC/DCコントローラ	固定周波数、 $V_{IN}: 2V \sim 10V$ 、MS8
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	95% DC、 $V_{IN} 3.5V \sim 36V$
LT [®] 1761シリーズ	100mA、低ノイズ、SOT-23のLDOマイクロパワー・レギュレータ	消費電流 $20\mu A$ 、ノイズ $20\mu V_{RMS}$
LT1763シリーズ	500mA、低ノイズ、LDOマイクロパワー・レギュレータ	消費電流 $30\mu A$ 、ノイズ $20\mu V_{RMS}$
LTC1772	固定周波数降圧DC/DCコントローラ	SOT-23、 $V_{IN} 2.2V \sim 9.8V$