

ThinSOTのマイクロパワー 固定周波数降圧DC/DCコントローラ

特長

- 高効率:最大94%
- 非常に低い無負荷時消費電流:わずか16 μ A (LTC3801)
- 高出力電流を容易に達成
- ソフトスタート機能搭載
- 広い V_{IN} 範囲:2.4V~9.8V
- 低ドロップアウト:100%デューティ・サイクル
- 550kHzの固定周波数動作
- Burst Mode[®]動作により、軽負荷時に高効率を達成 (LTC3801)
- Burst Mode動作を無効にして軽負荷時の出力リップルを低減 (LTC3801B)
- 0.8Vの低い出力電圧
- $\pm 1.5\%$ の電圧リファレンス精度
- 電流モード動作により優れた入力過渡応答と負荷過渡応答を実現
- シャットダウン時の消費電流:わずか6 μ A (LTC3801)
- 高さの低い(1mm)SOT-23パッケージ

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・バッテリー駆動アプリケーション
- 無線機器
- 携帯用コンピュータ
- 配電システム

概要

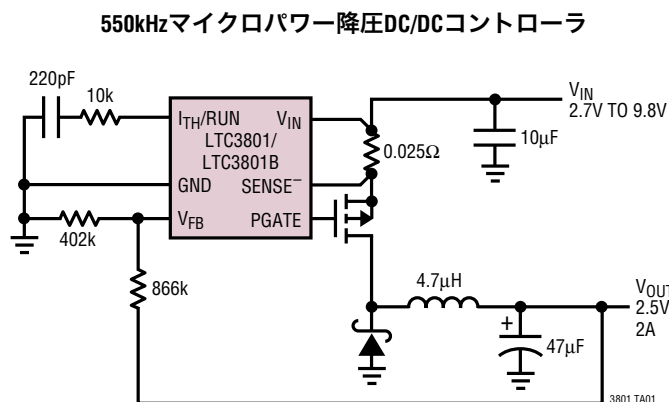
LTC[®]3801/LTC3801Bは、高さの低い(最大1mm)6ピンSOT-23 (ThinSOT[™])パッケージの固定周波数電流モード降圧DC/DCコントローラです。このデバイスは $\pm 1.5\%$ の出力電圧精度で優れたAC/DCロード・レギュレーションおよびライン・レギュレーションを提供します。LTC3801の通常動作時の消費電流はわずか195 μ Aで、無負荷時には16 μ Aまで低減されます。

LTC3801/LTC3801Bは入力電圧が2.2Vを下回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搭載しています。LTC3801は軽負荷時に自動的にBurst Mode動作に切り換えるので、低出力電流での効率を向上させることができます。LTC3801Bでは、Burst Mode動作がディスエーブルされ、軽負荷時の出力リップルを低減できます。

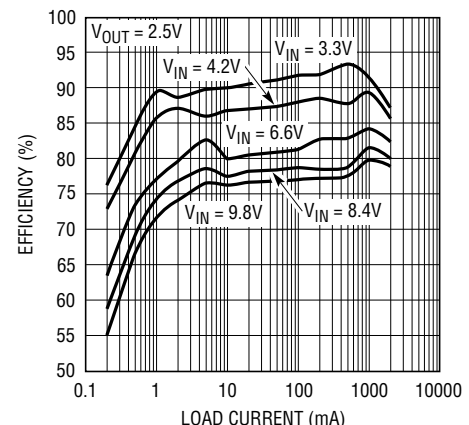
また、ドロップアウト時に外付けPチャネルMOSFETを連続的にオンにすることにより(100%デューティ・サイクル)、バッテリーソースの寿命を最大限に延ばすことができます。550kHzの高いスイッチング周波数により、小型のインダクタを使用可能です。

 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登録商標です。
ThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。

標準的応用例



LTC3801の効率と負荷電流*



*このデータシートの最後のページの「無負荷時 I_Q と入力電圧」を参照
sn3801 3801fs

LTC3801/LTC3801B

絶対最大定格

(Note 1)

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

パッケージ/発注情報

	ORDER PART NUMBER
	LTC3801ES6 LTC3801BES6
	S6 PART MARKING
	LTACR LTAHN

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

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Voltage Range		2.4		9.8	V
Input DC Supply Current	Typicals at $V_{IN} = 4.2V$ (Note 4)				
Normal Operation	$2.4V \leq V_{IN} \leq 9.8V$, $V_{ITH}/RUN = 1.3V$		195	300	μA
SLEEP Mode	$2.4V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ (LTC3801 Only)		16	30	μA
Shutdown	$2.4V \leq V_{IN} \leq 9.8V$, $V_{ITH}/RUN = 0V$ (LTC3801)		6	15	μA
	$2.4V \leq V_{IN} \leq 9.8V$, $V_{ITH}/RUN = 0V$ (LTC3801B)		8	17	μA
UVLO	$V_{IN} < UVLO$ Threshold		1	2	μA
Undervoltage Lockout Threshold	V_{IN} Rising	1.8		2.3	V
	V_{IN} Falling	1.7		2.2	V
Start-Up Current Source	$V_{ITH}/RUN = 0V$ (LTC3801)	0.5	1	1.5	μA
	$V_{ITH}/RUN = 0V$ (LTC3801B)	1.0	2	3.0	μA
Shutdown Threshold (at I_{TH}/RUN)	V_{ITH}/RUN Rising	0.3	0.6	0.95	V
Regulated Feedback Voltage	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$ (Note 5)	0.788	0.800	0.812	V
	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$ (Note 5)	0.780	0.800	0.812	V
Feedback Voltage Line Regulation	$2.4V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ (Note 5)		0.05		mV/V
Feedback Voltage Load Regulation	I_{TH}/RUN Sinking $5\mu\text{A}$ (Note 5)		2		mV/ μA
	I_{TH}/RUN Sourcing $5\mu\text{A}$ (Note 5)		2		mV/ μA
V_{FB} Input Current	(Note 5)		2	10	nA
Overshoot Protection Threshold	Measured at V_{FB}	0.850	0.880	0.910	V
Overshoot Protection Hysteresis			40		mV
Oscillator Frequency					
Normal Operation	$V_{FB} = 0.8V$	500	550	650	kHz
Output Short Circuit	$V_{FB} = 0V$		210		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	Duty Cycle < 40% (Note 6)				
	LTC3801	109	117	125	mV
	LTC3801B	95	104	113	mV
Peak Current Sense Voltage in Burst Mode Operation	LTC3801 Only		26		mV
Default Soft-Start Time			0.6		ms

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: LTC3801ES6/LTC3801BES6は $0^\circ\text{C} \sim 70^\circ\text{C}$ の温度範囲で仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。

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

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

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電源電流が増える。

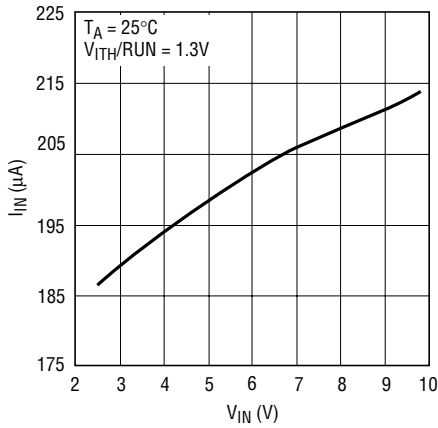
Note 5: LTC3801/LTC3801Bは I_{TH}/RUN を電流制限範囲の中点に保ったまま、 V_{FB} を誤差アンプの出力にサーボ制御する帰還ループでテストされる。

Note 6: ピーク電流検出電圧は、図3に示されているデューティ・サイクルに依存して減少する。

sn3801 3801fs

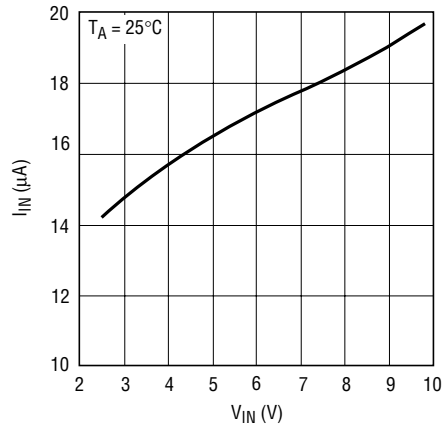
標準的性能特性

入力DC電源電流(通常)と
入力電圧



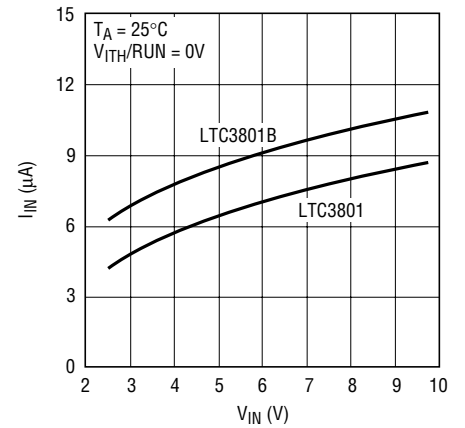
3801 G01

入力DC電源電流(スリープ)と
入力電圧 (LTC3801のみ)



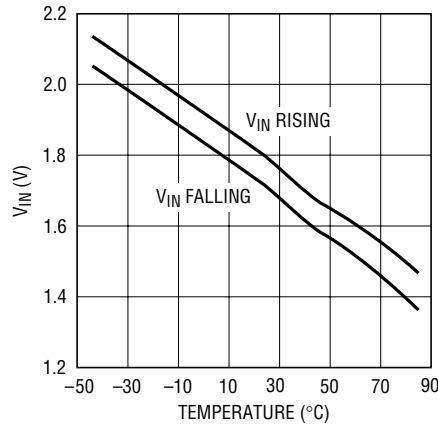
3801 G02

入力DC電源電流
(シャットダウン)と入力電圧



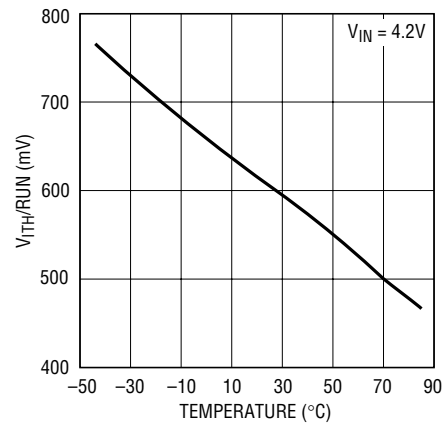
3801 G03

低電圧ロックアウト・スレッシュ
ホールドと温度



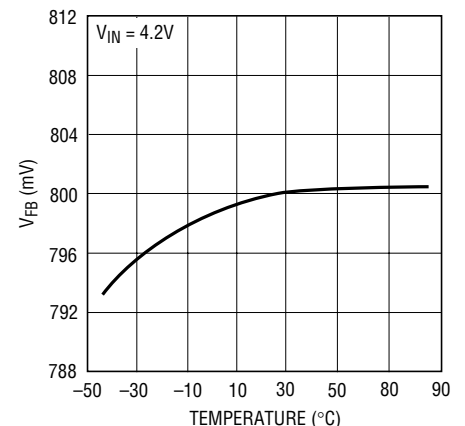
3801 G04

シャットダウン・スレッシュ
ホールドと温度



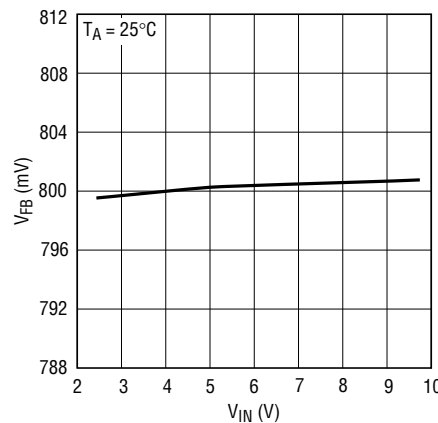
3801 G05

安定化された帰還電圧と温度



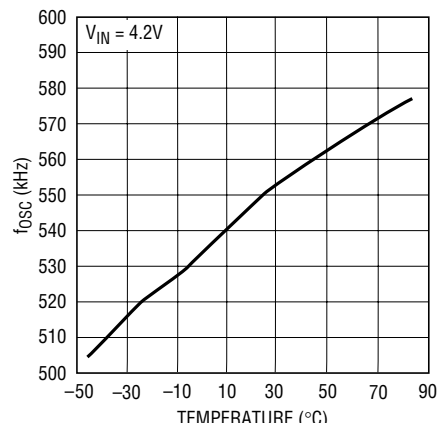
3801 G06

安定化された帰還電圧と
入力電圧



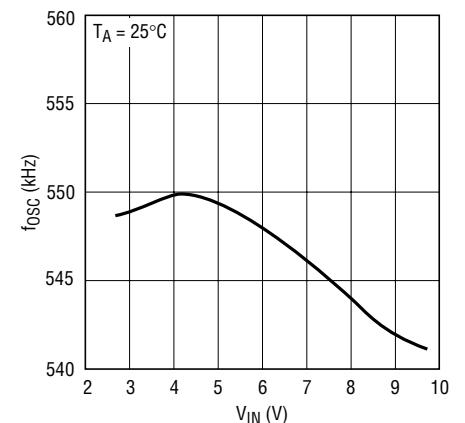
3801 G07

発振器周波数と温度



3801 G08

発振器周波数と入力電圧



3801 G09

sn3801 3801fs

LTC3801/LTC3801B

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0.6V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、PGATEピンは“H”に保たれます。

GND (ピン2): グランド・ピン。

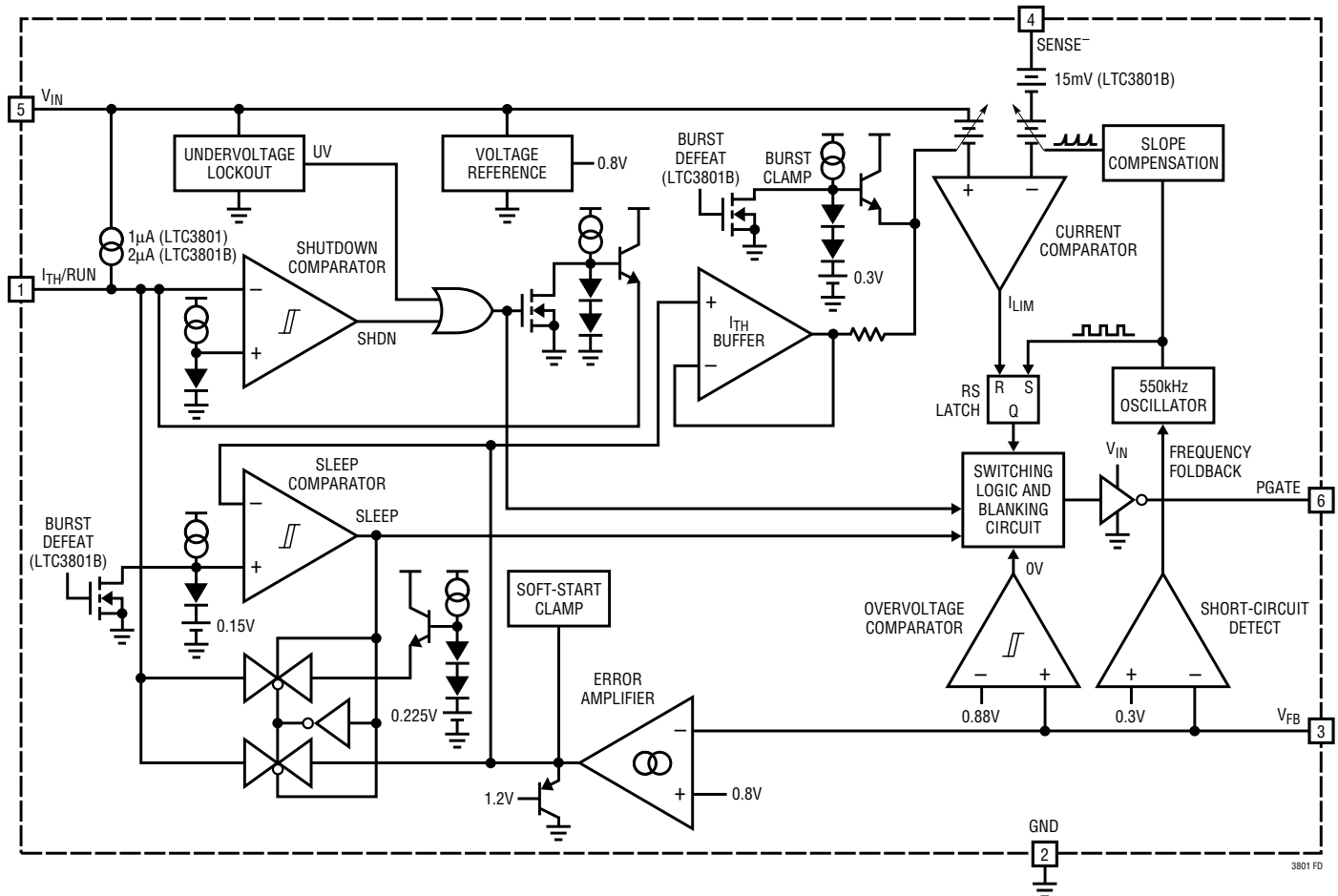
V_{FB} (ピン3): 出力に接続された外部抵抗分割器からの帰還電圧を受け取ります。

SENSE⁻ (ピン4): 電流検出ピン。外部センス抵抗をこのピンとV_{IN}(ピン5)の間に接続します。

V_{IN} (ピン5): 電源ピン。このピンはGND(ピン2)の近くでデカップリングする必要があります。

PGATE (ピン6): 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}まで振幅します。

機能図



sn3801 3801fs

動作 (機能図を参照)

メイン制御ループ(通常動作)

LTC3801/LTC3801Bは、固定周波数、電流モードの降圧レギュレータ・コントローラです。通常動作中は、発振器が各サイクル毎にRSラッチをセットすると外部Pチャンネル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。電流コンパレータがトリップするピーク・インダクタ電流は、(誤差アンプの出力である) I_{TH}/RUN ピンの電圧によって制御されます。誤差アンプの負入力は、 V_{OUT} とグラウンドの間に接続された外部抵抗分割器によって生じる出力帰還電圧 V_{FB} です。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ので、平均インダクタ電流が新たな負荷電流に一致するまで I_{TH}/RUN 電圧が上昇します。

I_{TH}/RUN ピンをグラウンドに引き下げると、メイン制御ループがシャットダウンします。 I_{TH}/RUN を解放すると、内部の1 μ A電流源(LTC3801Bでは2 μ A)が外部の補償ネットワークを充電することができます。 I_{TH}/RUN ピンの電圧が約0.6Vに達すると、主制御ループがイネーブルされ、 I_{TH}/RUN 電圧はクランプによってそのゼロ電流レベルであるおよそダイオード1個の電圧降下(0.7V)に引き上げられます。外部補償ネットワークが引き続き充電されるにつれ、対応するピーク・インダクタ電流レベルもそれに従い、通常動作が可能になります。到達可能な最大ピーク・インダクタ電流は、 I_{TH}/RUN ピンのクランプによってゼロ電流レベルの1.2V上(約1.9V)に設定されます。

Burst Mode動作(LTC3801のみ)

LTC3801は低負荷電流(I_{MAX} の25%以下)でのBurst Mode動作を備えています。このモードでは、内部クランプにより、実際の I_{TH}/RUN 電圧が低くても、そのゼロ電流レベルより0.3V高い I_{TH}/RUN 電圧(約1V)に対応するレベルに、インダクタのピーク電流が設定されます。インダクタの平均電流が負荷条件より大きいと、 I_{TH}/RUN ピンの電圧が低下します。 I_{TH}/RUN 電圧がそのゼロ電流レベルの0.15V上(約0.85V)まで下がると、スリープ・コンパレータがトリップし、外部MOSFETをオフします。スリープ状態では、デバイスへの入力DC電源電流が通常動作の195 μ Aから16 μ Aに減少します。スイッチがオフに保たれると、平均インダクタ電流はゼロに減衰し、最終的には負荷により誤差アンプの出力が上昇し始めます。誤差アンプの

出力がそのゼロ電流レベルより0.225V上(約0.925V)まで上がると、スリープ・コンパレータが反転トリップし、通常動作が再開されます。次の発振器サイクルで外部MOSFETがオンし、スイッチング・サイクルが繰り返されます。

低負荷電流動作(LTC3801Bのみ)

非常に軽い負荷電流では、 I_{TH}/RUN ピンの電圧は0.85Vのゼロ電流レベルに非常に近づきます。負荷電流がさらに減少しても、電流コンパレータの入力の内部オフセットにより、電流コンパレータは(ゼロ負荷電流であっても)トリップした状態に留まり、レギュレーションを維持するため、レギュレータは必要なサイクル・スキップを開始します。この動作により、レギュレータは非常に軽い負荷まで固定周波数を維持できるので、広範囲の負荷電流にわたって、低周波ノイズの発生が減少します。

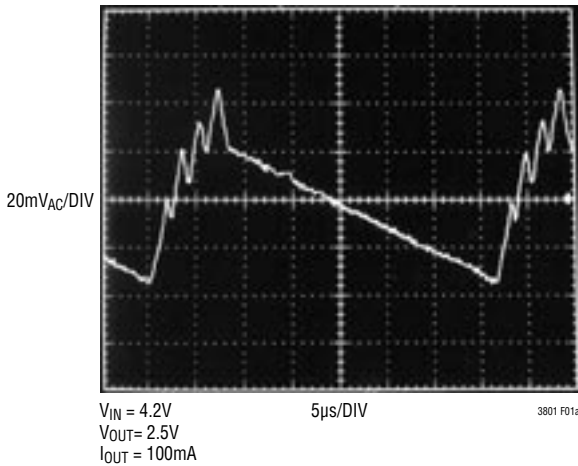
LTC3801(Burst Mode動作)とLTC3801B(Burst Mode動作をディスエーブル)の両方を使ったこのデータシートの表紙の回路の動作状態を図1に示します。100mAの出力電流では、LTC3801が81.6mV_{P-P}の出力リップルを示すのに対して、LTC3801Bの出力リップルはわずか17.6mV_{P-P}です。もっと低い出力電流レベルでは、さらに大きく改善されます。これには代償が伴い、非Burst Modeのデバイスの効率は軽負荷で低下します(図2を参照)。最大出力電流の5%でのLTC3801Bの固定周波数動作にも注意してください。

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、ある入出力差において、インダクタ電流が誤差アンプで設定されているスレッシュホールドまでランプアップしないため、外部PチャンネルMOSFETが発振器の1サイクル以上オンしたままであること(オフ・サイクルの欠落の開始)を意味します。入力電源電圧がさらに低下すると、最終的には外部PチャンネルMOSFETが100%オンして、DCになります。このときの出力電圧は、入力電圧から、センス抵抗、MOSFETおよびインダクタの電圧降下を差し引いたものになります。

動作 (機能図を参照)

LTC3801を使った表紙の回路
(Burst Mode動作)のV_{OUT}リップル



LTC3801Bを使った表紙の回路
(Burst Mode動作をディスエーブル)のV_{OUT}リップル

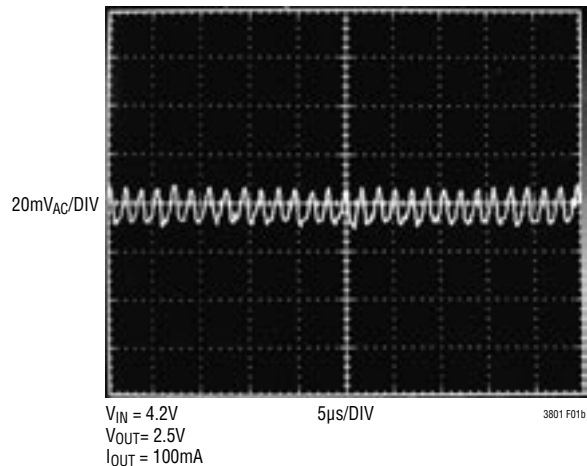


図1. 表紙の回路の出力リップルの波形

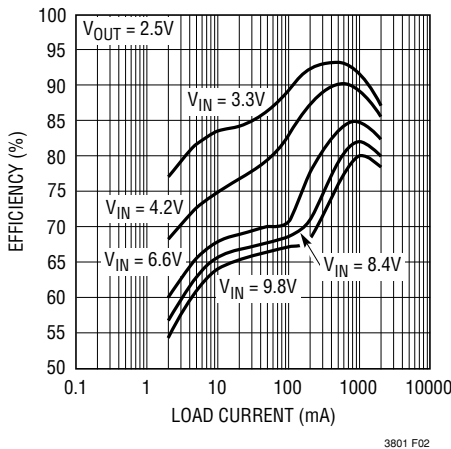


図2. LTC3801Bの効率と負荷電流

低電圧ロックアウト保護

外部PチャンネルMOSFETが不十分なゲート・ドライブで動作しないようにするため、LTC3801/LTC3801Bは低電圧ロックアウトを内蔵しています。入力電源電圧が約1.7Vより低くなると、PチャンネルMOSFETおよび(低ドロップアウト・ブロックを除く)すべての内部回路がオフします。低電圧時の入力電源電流は約1µAです。

短絡保護

出力がグラウンドに短絡すると、発振器の周波数は550kHzから約210kHzにフォールドバックされますが、最小オン時間は同じままです。

このように周波数が低いので、インダクタ電流は安全に放電し、電流暴走を防ぎます。短絡が解消した後、V_{FB}が0.3Vを過ぎて0.8Vへと上昇するにつれ、発振器周波数は徐々に増加して550kHzに戻ります。

過電圧保護

V_{FB}が(高い電圧への出力の短絡など)何らかの理由で0.8Vのレギュレーション・ポイントを10%以上超えると、過電圧コンパレータが外部PチャンネルMOSFETをオフに保ちます。このコンパレータには標準40mVのヒステリシスがあります。

スローブ補償とインダクタのピーク電流

通常動作のスイッチ・オンのデューティ・サイクルは次式で与えられます。

$$\text{デューティ・サイクル} = \frac{V_{\text{OUT}} + V_D}{V_{\text{IN}} + V_D}$$

ここで、V_Dは平均インダクタ電流での外部ダイオードの順方向電圧降下です。40%未満のデューティ・サイクルでは、インダクタのピーク電流は次式によって決まります。

$$I_{\text{MAX}} = \frac{V_{\text{TH/RUN}} - 0.7V}{10R_{\text{SENSE}}}$$

ただし、40%を超えるデューティ・サイクルでは、スローブ補償が開始され、ピーク・インダクタ電流を効果的に減らします。

動作 (機能図を参照)

その減少量を図3に示します。

ソフトスタート

パワーアップ時や、シャットダウンから回復するとき、内部の既定のソフトスタート回路が作動します。ソフトスタート回路は I_{TH}/RUN ピンの電圧を対応するゼロ電流レベルに内部でクランプし、プログラムされたスイッチ電流がその最大値に達するのに必要な最小時間が約0.6msになるようにクランプ電圧を徐々に上げることにより動作します。ソフトスタート回路がタイムアウトした後、デバイスが再度シャットダウンされるまで、または入力電源が切られて再度接続されるまで、ソフトスタート回路はディスエーブルされます。

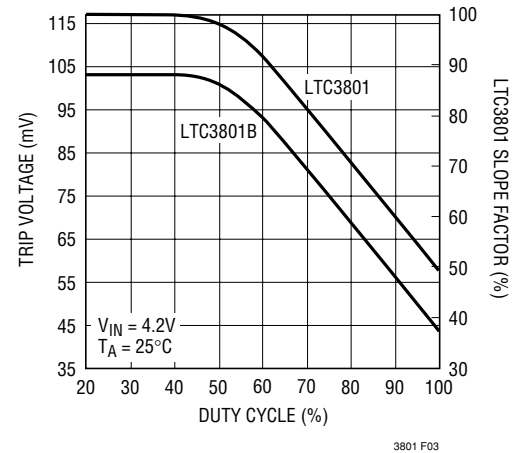


図3. 最大電流制限トリップ電圧とデューティ・サイクル

アプリケーション情報

LTC3801/LTC3801Bの基本的なアプリケーション回路がこのデータシートの最初のページに示されています。外付け部品の選択は負荷条件に基づいておこない、インダクタと R_{SENSE} の選択から始めます。次に、パワーMOSFETと出力ダイオードを選択し、続いて入力バイパス・コンデンサ C_{IN} と出力バイパス・コンデンサ C_{OUT} 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。 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。LTC3801が供給できる出力電流は次式で与えられます。

$$I_{OUT} = \frac{0.117}{R_{SENSE}} - \frac{I_{RIPPLE}}{2}$$

ここで、 I_{RIPPLE} はインダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流です(「インダクタの値の計算」のセクションを参照)。LTC3801Bでは、前の式で104mVを使い、その数値を使って分析を進めます。

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

$$R_{SENSE} = \frac{1}{(10)(I_{OUT})} \text{ 40\%未満のデューティ・サイクルの場合}$$

ただし、デューティ・サイクルが40%を超える動作ではス

ロープ補償の影響を考慮し、必要な電流を与える適切な値を選択しなければなりません。図3を使って、 R_{SENSE} の値を次式から求めます。

$$R_{SENSE} = \frac{SF}{(10)(I_{OUT})(100)}$$

ここで、SFは「スロープ係数」です。

インダクタの値の計算

動作周波数とインダクタの選択には相関関係があります。つまり、インダクタ・リップル電流が同じ場合、動作周波数が高いほど小さなインダクタを使用できます。ただし、この場合、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・トゥ・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} の値を許容できれば、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が大きくなります。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。

sn3801 3801fs

LTC3801/LTC3801B

アプリケーション情報

入力電圧が最大るとき I_{RIPPLE} が最大になることに注意してください。

LTC3801のBurst Mode動作では、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リップル電流を設定します。したがって、ピーク・トゥ・ピーク電流が下の値を超えないようにします。

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

つまり、最小インダクタンスは次のようになります。

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

($V_{\text{IN(MAX)}} = V_{\text{IN}}$ を使う)

この回路では L_{MIN} より小さな値を使用することができます。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。

インダクタのコアの選択

Lの値が分かったら、次にインダクタの種類を選択します。高効率コンバータは低価格の鉄粉コアに見られるコア損失は一般に許容できないので、もっと高価なフェライト、モリパーマロイまたはKool M μ [®]のコアを使わざるをえません。一定のインダクタの値に対して実際のコア損失はコア・サイズには依存せず、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。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残念ながら銅損失が増加します。フェライトを使ったタイプはコア損失がきわめて低く、高いスイッチング周波数には最適なので、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・コアの材質は「ハードに」飽和します。つまり、最大設計ピーク電流を超すとインダクタンスが急激に消滅します。その結果、インダクタのリップル電流が突如増加し、そのため出力電圧リップルが増加します。コアは飽和させないでください。

モリパーマロイ (Magnetics, Inc. 製) はトロイドに最適な低損失コア材ですが、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

Kool M μ はMagnetics, Inc.の登録商標です。

は特に多層巻線が使用できると空間効率が非常に高くなります。これらには一般にボビンがないので実装が困難です。ただし、高さをそれほど増加させない表面実装用の新製品を入手できます。

パワーMOSFETの選択

LTC3801/LTC3801Bに使用する外部Pチャネル・パワーMOSFETを選択する必要があります。パワーMOSFETの主な選択基準は、スレッシュホールド電圧 $V_{\text{GS(TH)}}$ と「オン」抵抗 $R_{\text{DS(ON)}}$ 、逆伝達容量 C_{RSS} および全ゲート電荷です。

LTC3801/LTC3801B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のMOSFET ($V_{\text{GS}} = 2.5\text{V}$ の $R_{\text{DS(ON)}}$ 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、LTC3801/LTC3801Bへの入力電源が絶対最大 V_{GS} 定格 (標準8V) より低いことを確認してください。

MOSFETの必要な最小 $R_{\text{DS(ON)}}$ は、許容消費電力で決まります。LTC3801/LTC3801B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 $R_{\text{DS(ON)}}$ は次式で与えられます。

$$R_{\text{DS(ON)DC=100\%}} = \frac{P_{\text{P}}}{(I_{\text{OUT(MAX)}})^2 (1 + \delta_{\text{p}})}$$

ここで、 P_{P} は許容消費電力、 δ_{p} は $R_{\text{DS(ON)}}$ の温度係数です。あるMOSFETに対する $(1 + \delta_{\text{p}})$ は、一般に正規化された $R_{\text{DS(ON)}}$ と温度の関係を示す特性曲線で与えられますが、低電圧MOSFETに対する近似値として $\delta_{\text{p}} = 0.005/^{\circ}\text{C}$ 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、LTC3801/LTC3801Bが連続モードで動作するアプリケーションでは、 $R_{\text{DS(ON)}}$ は次式から求められます。

$$R_{\text{DS(ON)}} \cong \frac{P_{\text{P}}}{(\text{DC}) I_{\text{OUT}}^2 (1 + \delta_{\text{p}})}$$

ここで、DCはLTC3801/LTC3801Bの最大動作デューティ・サイクルです。

アプリケーション情報

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担います。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。高い入力電圧では、ダイオードはほとんどの時間導通しています。VINがVOUTに近づくと、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%に近いデューティ・サイクルでIPEAKを安全に扱わなければなりません。したがって、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電力消費を適切に指定することが重要です。

通常の負荷条件で、ダイオードを流れる平均電流は次のとおりです。

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

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に従って計算されます。

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

ここで、PDは許容消費電力で、効率や温度条件によって決まります。

効率を最適化するには、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。ショットキー・ダイオードは順方向電圧降下が低く、スイッチング時間が高速なので適しています。リード長を短くし、適切な接地を行って、リングングや消費電力の増加を防ぐことを忘れないでください。

無負荷時消費電流が低いことが重要なアプリケーションでさらに考慮すべきことは、安定化された出力電圧でのダイオードの逆方向リーク電流です。数マイクロアンペアを超えるリーク電流は、全入力電流のかなりの割合を占めることがあります。

CINとCOUT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(VOUT + VD)/(VIN + VD)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電流に対応できるサイズの低ESR入力コンデンサを使用

する必要があります。コンデンサの最大RMS電流は次式で与えられます。

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

この式はVIN = 2VOUTのとき最大値をとります。ここで、IRMS = IOUT/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使用することができます。LTC3801/LTC3801Bは動作周波数が高いので、CIN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製造元に問い合わせてください。

COUTは必要な等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。一般に、ESRの要求条件が満たされると、その容量はフィルタ機能にとって十分です。出力リップル(ΔVOUT)は次式で近似できます。

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

ここで、fは動作周波数、COUTは出力容量、IRIPPLEはインダクタのリップル電流です。ΔILは入力電圧に応じて増加するので、出力リップルは入力電圧が最大るとき最大になります。

高性能スルーホール・コンデンサについては、ニチコン、United Chemicon、三洋電機などのメーカーを検討します。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)の積が最も小さいものですが、やや高価です。COUTのESRの条件が満たされれば、一般に実効電流定格はIRIPPLE(P-P)の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RMS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るかもしれません。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タイプが提供されています。

LTC3801/LTC3801B

アプリケーション情報

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テストが実施されていることが不可欠です。ケースの高さが2mm～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、ニチコンのPLシリーズおよびパナソニックのSPがあります。

出力電圧の設定

LTC3801/LTC3801B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。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80kの抵抗を推奨します。無負荷での消費電流が低いことが重要なアプリケーションでは、R1を400kより大きくして、帰還分割器の電流をデバイス自体の消費電流の約10%に制限します。そのためR2のインピーダンスが非常に高くなる場合、5pF～10pFのコンデンサを使ってR2をバイパスすると良いでしょう。寄生ピックアップを防止するには、LTC3801/LTC3801Bの近くにR1とR2を配置します。

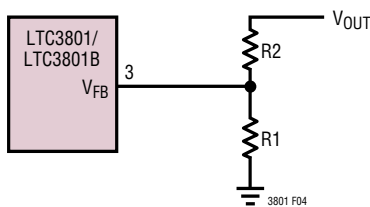


図4. 出力電圧の設定

効率に関する検討事項

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 などは入力電力に対するパーセンテージで表した個々の損失です。

回路内の電力を消費するすべての要素で損失が生じますが、LTC3801/LTC3801Bの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) LTC3801/LTC3801BのDCバイアス電流、2) MOSFETのゲート電荷による電流、3) I^2R 損失、および4) 出力ダイオードの電圧降下です。

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、 $I_{GATECHG} = (f)(dQ)$ 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抵抗から予測されます。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チャンネルMOSFETと出力ダイオード間で「こま切れ」にされます。各MOSFETの $R_{DS(ON)}$ に R_{SENSE} を足してからデューティ・サイクルを掛け、Lの抵抗値および R_{SENSE} と加算して I^2R 損失を求めることができます。

4. 出力ダイオードは高電流時の電力損失の主な要因で、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、ショットキー・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算できます。

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

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、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

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て、フォー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に示されているように、出力と I_{TH}/RUN ピン間にダイオード D_{FB1} と D_{FB2} を追加して実装されます。完全な短絡 ($V_{OUT} = 0V$) の場合、電流は最大出力電流の約50%に低減されます。

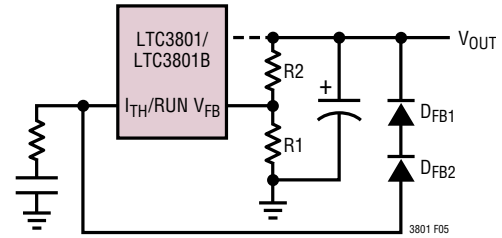
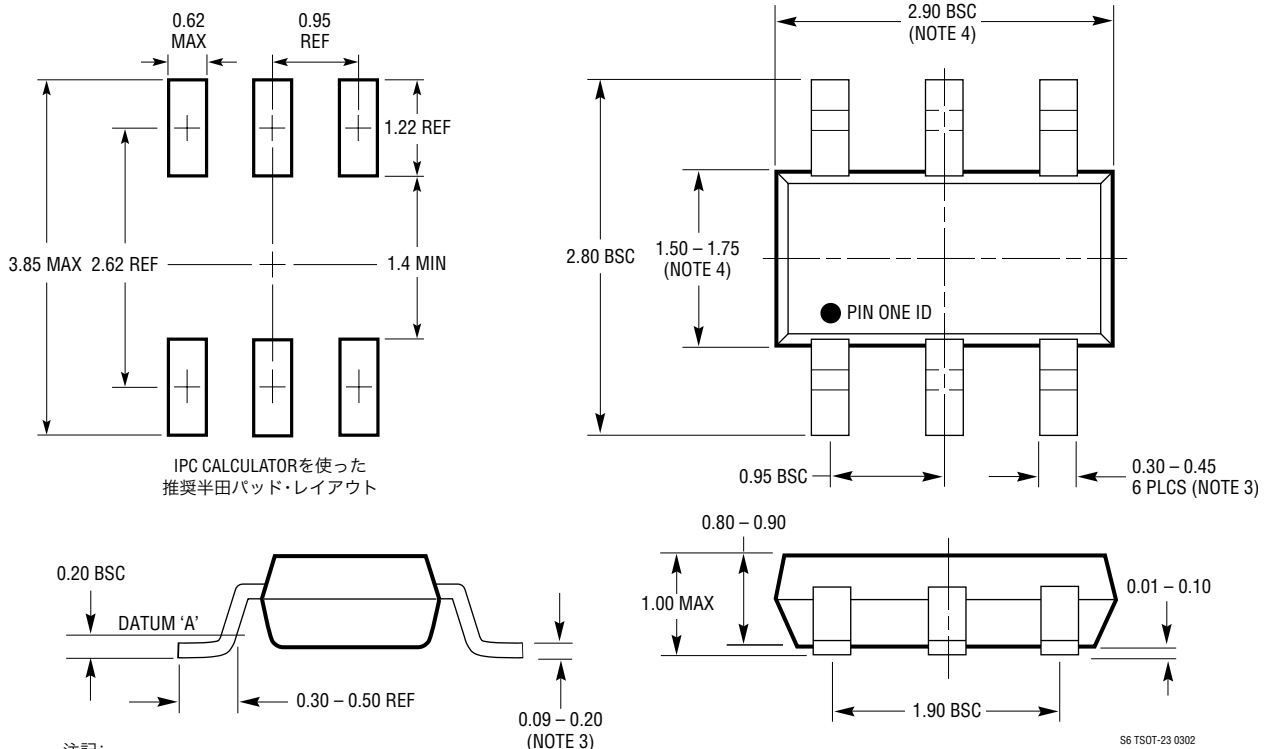


図5. フォールドバック電流制限

パッケージ寸法

S6パッケージ 6ピン・プラスチックTSOT-23 (Reference LTC DWG # 05-08-1636)



IPC CALCULATORを使った
推奨半田パッド・レイアウト

- 注記:
1. 寸法はミリメートル
 2. 図は実寸とは異なる
 3. 寸法には半田を含む

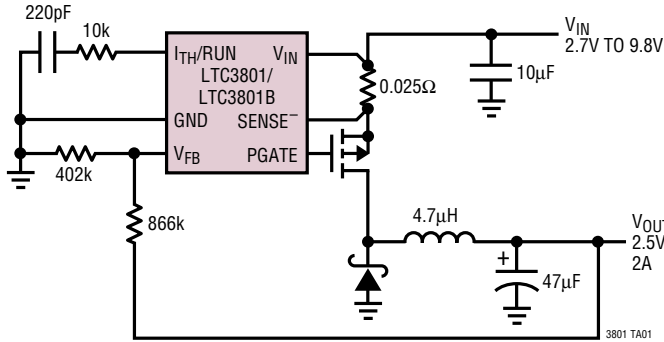
4. 寸法にはモールドのバリやメタルのバリを含まない
5. モールドのバリは0.254mmを超えてはならない
6. JEDECパッケージ参照番号はMO-193

S6 TSOT-23 0302

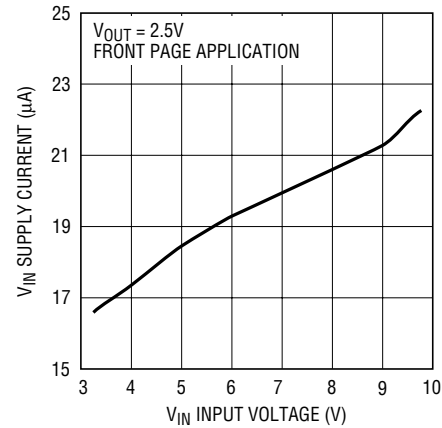
LTC3801/LTC3801B

標準的応用例

550kHzマイクロパワー降圧DC/DCコントローラ



LTC3801の無負荷時IQと入力電圧*



3801 TA04

*「効率と負荷電流」の特性曲線に関しては、このデータシートの表紙を参照

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、 $3.5V \leq V_{IN} \leq 16V$
LTC1622	低入力電圧、電流モード降圧DC/DCコントローラ	$V_{IN}: 2V \sim 10V$ 、 I_{OUT} : 最大4.5A、750kHzまで同期可能、Burst Mode動作(オプション)、8ピンMSOP
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	Nチャネル・ドライブ、 $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1625	No R _{SENSE} TM 同期式降圧レギュレータ	効率: 97%、センス抵抗が不要
LTC1702A	550kHz、2フェーズ、デュアル同期式コントローラ	2チャンネル; 最小のC _{IN} とC _{OUT} 、 I_{OUT} : 最大15A
LTC1733	リチウムイオン・リニア・バッテリー・チャージャ	充電終了機能付きスタンドアロン・チャージャ、内蔵MOSFET、サーマル・レギュレータによる過熱防止
LT [®] 1765	25V、2.75A (I_{OUT})、1.25MHz降圧コンバータ	$3V \leq V_{IN} \leq 25V$ 、 $V_{OUT} \geq 1.2V$ 、SO-8およびTSSOP16パッケージ
LTC1771	超低消費電流降圧DC/DCコントローラ	10μA電源電流、効率: 93%、 $1.23V \leq V_{OUT} \leq 18V$; $2.8V \leq V_{IN} \leq 20V$
LTC1772/LTC1772B	550kHz ThinSOT降圧DC/DCコントローラ	$2.5V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ 、 $V_{OUT} \geq 0.8V$ 、 $I_{OUT} \leq 6A$
LTC1778/LTC1778-1	No R _{SENSE} 電流モード同期式降圧コントローラ	$4V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq (0.9)(V_{IN})$ 、 I_{OUT} : 最大20A
LTC1779	250mAモノリシック降圧コンバータ、ThinSOT	$2.5V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ 、550kHz、 $V_{OUT} \geq 0.8V$
LTC1872/LTC1872B	550kHz ThinSOT降圧DC/DCコントローラ	$2.5V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ 、効率: 90%
LTC3411/LTC3412	1.25/2.5Aモノリシック同期式降圧コンバータ	効率: 95%、 $2.5V \leq V_{IN} \leq 5.5V$ 、 $V_{OUT} \geq 0.8V$ 、TSSOP16露出パッド付きパッケージ
LTC3440	600mA (I_{OUT})、2MHz同期式昇降圧DC/DCコンバータ	$2.5V \leq V_{IN} \leq 5.5V$ 、シングル・インダクタ

No R_{SENSE}はリニアテクノロジー社の商標です。

sn3801 3801fs