

ThinSOTの 1.5MHz、600mA 同期整流式降圧レギュレータ

特長

- 高効率:最大96%
- 非常に低い消費電流:わずか20 μ A
- Burst Mode[®]動作で低出力リップル電圧
- 出力電流:600mA
- 入力電圧範囲:2.5V~5.5V
- 1.5MHzの固定周波数動作
- ショットキー・ダイオードが不要
- 低ドロップアウト動作:100%デューティ・サイクル
- $\pm 2\%$ 精度の0.6Vリファレンス
- シャットダウン・モードの消費電流: $\leq 1\mu$ A
- 内部ソフトスタートによる突入電流制限
- 電流モード動作による優れた入力および負荷過渡応答
- 過熱保護機能
- 高さの低い(1mm)ThinSOT[™]パッケージ

アプリケーション

- 携帯電話
- ワイヤレス・モデムおよびDSLモデム
- デジタル・スチール・カメラ
- メディア・プレーヤ
- 携帯型計測器
- ポイントオブロード(POL)レギュレーション

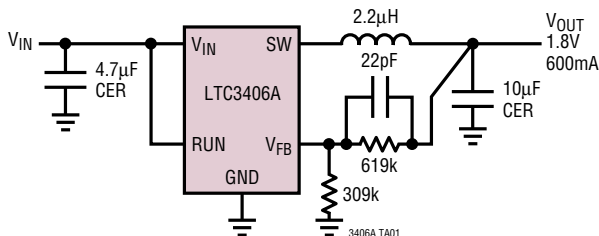
概要

LTC[®]3406Aは固定周波数電流モード・アーキテクチャを採用した高効率モノリシック同期整流式降圧レギュレータです。動作時の消費電流はわずか20 μ Aで、シャットダウン時には1 μ A以下に減少します。入力電圧範囲が2.5V~5.5Vで、1セル・リチウムイオン・バッテリー駆動アプリケーションに最適です。100%デューティ・サイクルにより低ドロップアウト動作が可能なので、携帯システムのバッテリーの動作時間を延ばします。自動Burst Mode[®]動作により軽負荷での効率が上がり、バッテリーの動作時間がさらに伸びます。

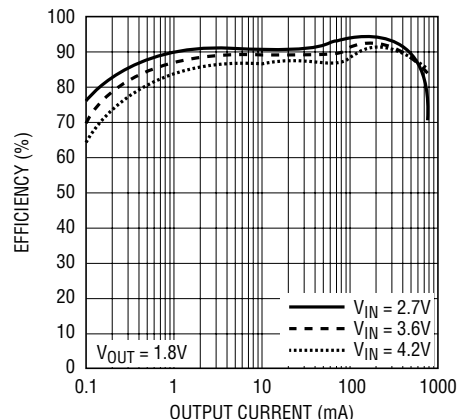
スイッチング周波数は内部で1.5MHzに設定されるので、小型の表面実装インダクタやコンデンサを使用できます。同期スイッチを内蔵しているため、効率が向上し、外付けショットキー・ダイオードが不要です。0.6Vの帰還リファレンス電圧を使用して、低出力電圧を容易にサポートします。LTC3406Aは高さの低い(1mm)ThinSOTパッケージで供給されます。

LT、LT、LTCおよびLTM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登録商標です。
他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。
5481178、6580258を含む米国特許によって保護されています。

標準的応用例



効率と負荷電流



3406A TA01b

3406af

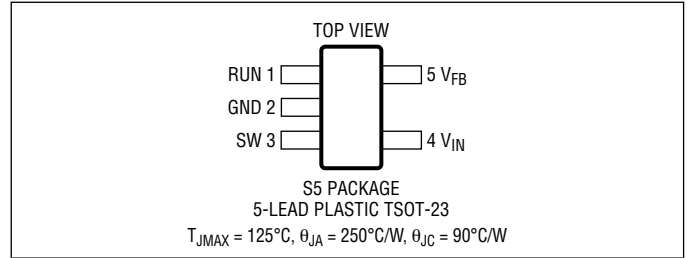
LTC3406A

絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧.....	-0.3V~6V
RUN、 V_{FB} の電圧.....	-0.3V~ V_{IN}
SW電圧 (DC).....	-0.3V~($V_{IN}+0.3V$)
Pチャンネル・スイッチのソース電流(DC) (Note 7).....	800mA
Nチャンネル・スイッチのシンク電流 (DC) (Note 7).....	800mA
ピークSWシンクおよびソース電流 (Note 7).....	1.3A
動作温度範囲 (Note 2).....	-40°C~85°C
接合部温度 (Note 3、6).....	125°C
保存温度範囲.....	-65°C~150°C
リード温度 (半田付け、10秒).....	300°C

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕上げ	テープアンドリール	デバイス・マーキング	パッケージ寸法	温度範囲
LTC3406AES5#PBF	LTC3406AES5#TRPBF	LTCWJ	5-Lead Plastic TSOT-23	-40°C to 85°C

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。
鉛ベースの非標準仕上げの製品の詳細については、弊社へお問い合わせください。

鉛フリー製品の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、 $V_{IN} = 3.6\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
I_{VFB}	Feedback Current				±30	nA
V_{FB}	Regulated Feedback Voltage	(Note 4)	0.5880	0.6	0.6120	V
ΔV_{FB}	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 2.5\text{V}$ to 5.5V (Note 4)		0.04	0.4	%/V
I_{PK}	Peak Inductor Current	$V_{IN} = 3\text{V}$, $V_{FB} = 0.5\text{V}$ Duty Cycle < 35%	0.75	1	1.25	A
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation			0.5		%
V_{IN}	Input Voltage Range		2.5		5.5	V
I_S	Input DC Bias Current	(Note 5)				
	Active Mode	$V_{FB} = 0\text{V}$		200	300	μA
	Sleep Mode	$V_{FB} = 0.63\text{V}$		16	30	μA
	Shutdown	$V_{RUN} = 0\text{V}$, $V_{IN} = 5.5\text{V}$		0.1	1	μA
f_{OSC}	Oscillator Frequency	$V_{FB} = 0.6\text{V}$	1.2	1.5	1.8	MHz
R_{PFET}	$R_{DS(ON)}$ of P-Channel FET	$I_{SW} = 100\text{mA}$		0.23	0.35	Ω
R_{NFET}	$R_{DS(ON)}$ of N-Channel FET	$I_{SW} = -100\text{mA}$		0.21	0.35	Ω
I_{LSW}	SW Leakage	$V_{RUN} = 0\text{V}$, $V_{SW} = 0\text{V}$ or 5V , $V_{IN} = 5\text{V}$		±0.01	±1	μA
$t_{SOFT-START}$	Soft-Start Time	V_{FB} from 10% to 90% Full-Scale	0.6	0.9	1.2	ms
V_{RUN}	RUN Threshold		0.3	1	1.5	V
I_{RUN}	RUN Leakage Current			±0.01	±1	μA

3406af

電気的特性

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永続的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可能性がある。

Note 2: LTC3406AEは0°C~85°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°C~85°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。

$$LTC3406A: T_J = T_A + (P_D)(250^\circ C/W)$$

Note 4: LTC3406Aは V_{FB} を誤差アンプの出力に接続する独自のテスト・モードでテストされる。

Note 5: 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。

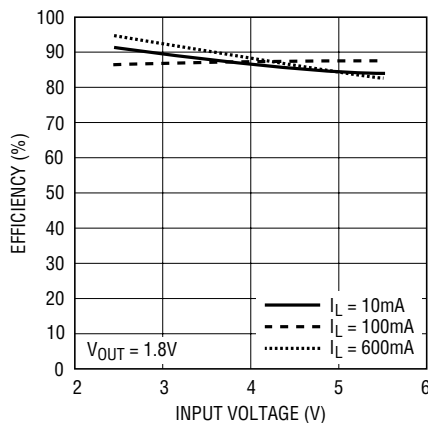
Note 6: このデバイスには短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。過熱保護機能がアクティブなとき接合部温度は125°Cを超える。規定された最高動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうおそれがある。

Note 7: 長期電流密度の理由により制限される。

標準的性能特性

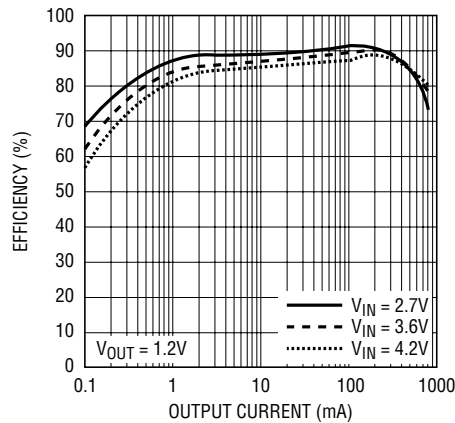
(抵抗分割器の抵抗値以外は表紙の図から)

効率と入力電圧



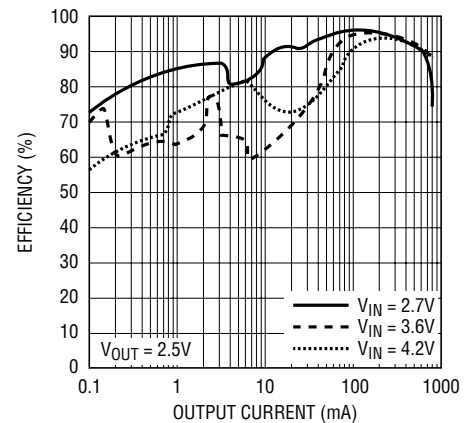
3406A G01

効率と負荷電流



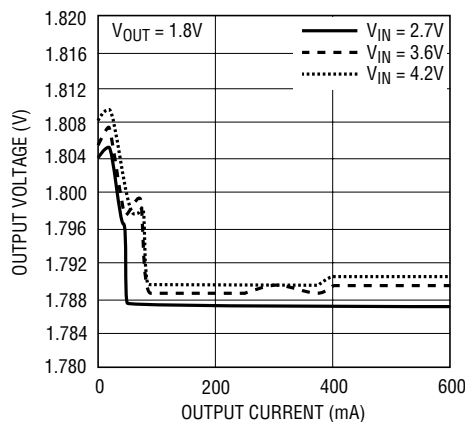
3406A G02

効率と負荷電流



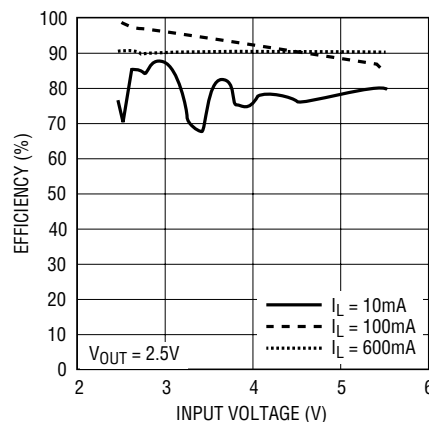
3406A G03

出力と負荷電流



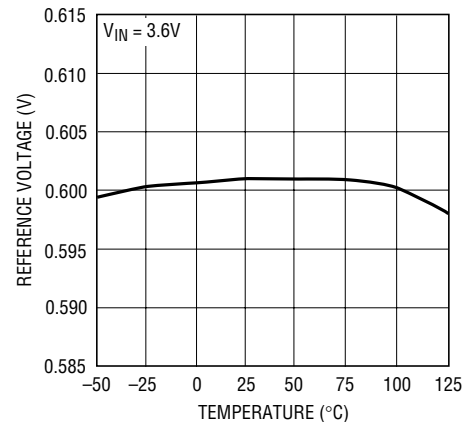
3406A G04

効率と入力電圧



3406A G05

リファレンス電圧と温度



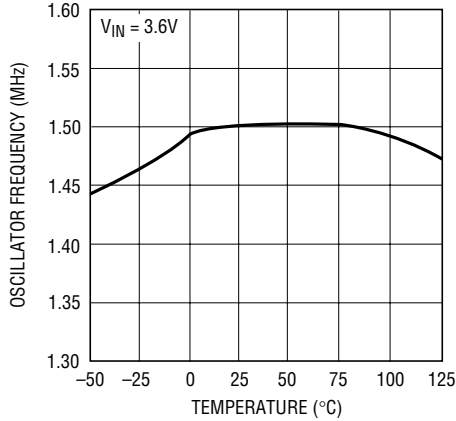
3406A G06

LTC3406A

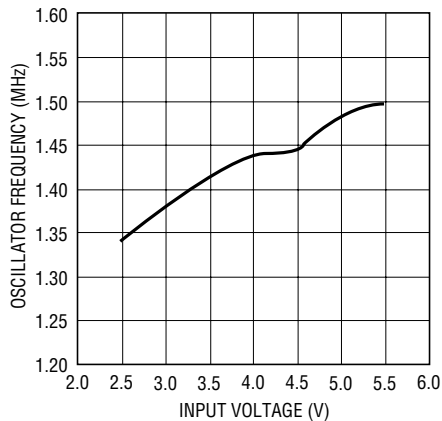
標準的性能特性

(抵抗分割器の抵抗値以外は表紙の図から)

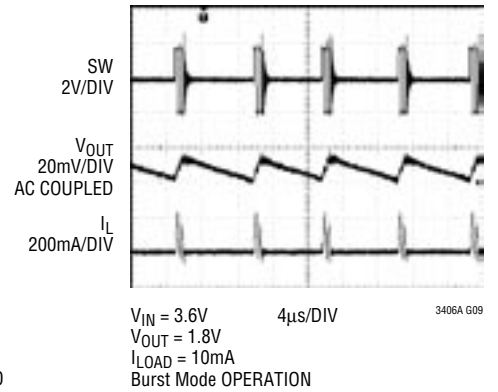
発振器周波数と温度



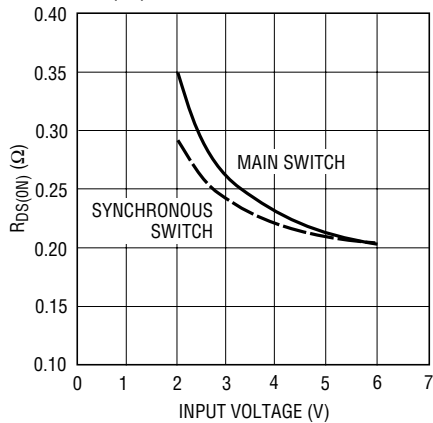
発振器周波数と入力電圧



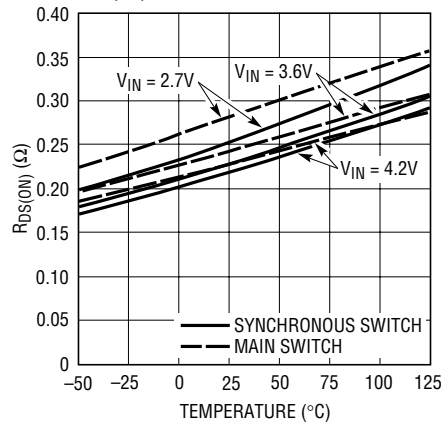
Burst Mode



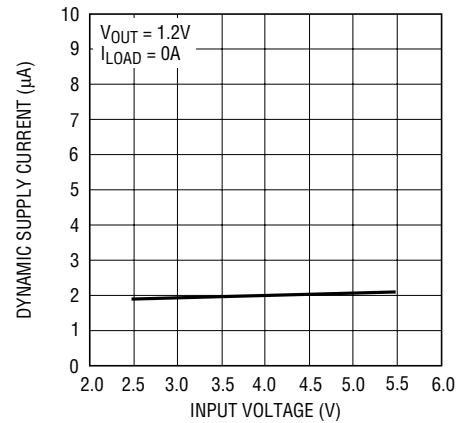
$R_{DS(ON)}$ と入力電圧



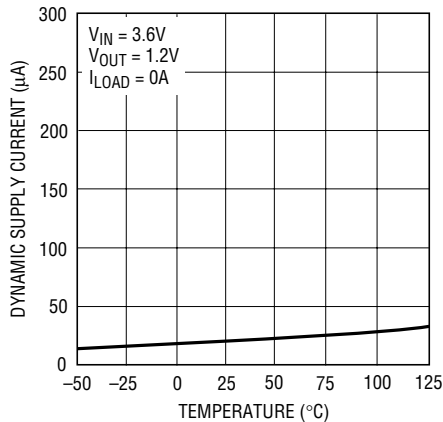
$R_{DS(ON)}$ と温度



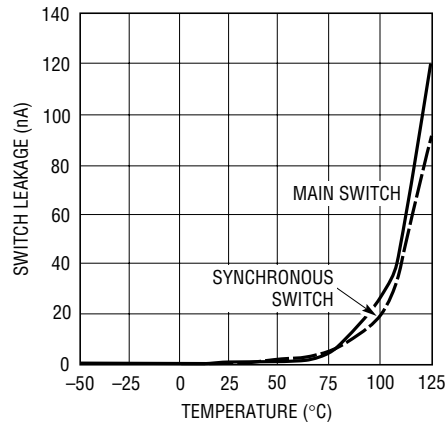
ダイナミック消費電流



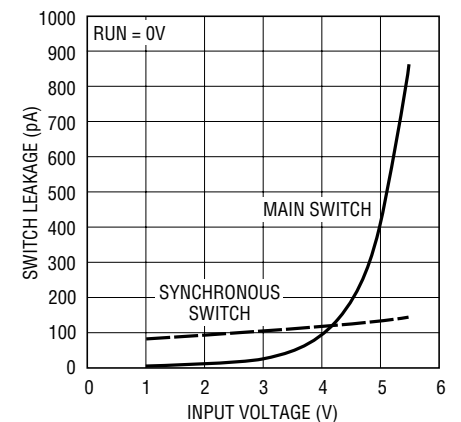
ダイナミック消費電流と温度



スイッチのリーク電流と温度



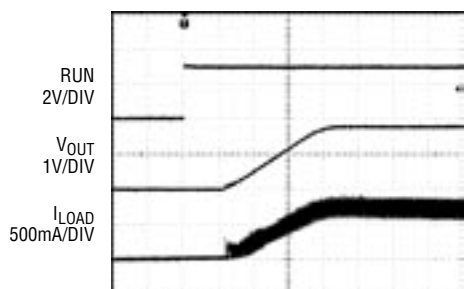
スイッチのリーク電流と入力電圧



標準的性能特性

(抵抗分割器の抵抗値以外は表紙の図から)

シャットダウンからの起動



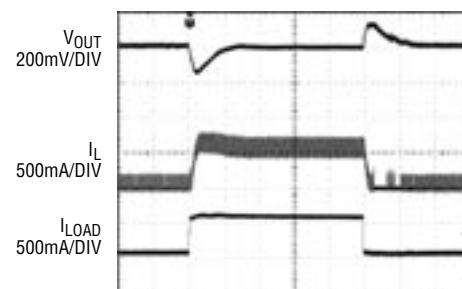
$V_{IN} = 3.6V$ 500 μs /DIV 3406A G16
 $V_{OUT} = 1.8V$
 $I_{LOAD} = 600mA$ (3 Ω RES)

負荷ステップ



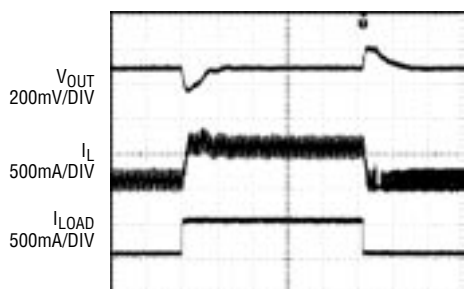
$V_{IN} = 3.6V$ 20 μs /DIV 3406A G17
 $V_{OUT} = 1.8V$
 $I_{LOAD} = 0mA$ TO 600mA

負荷ステップ



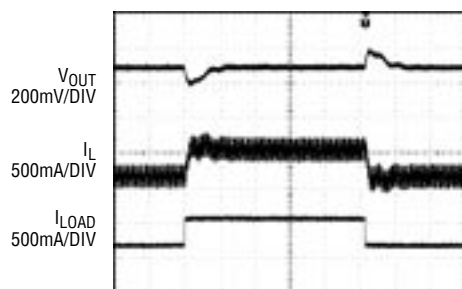
$V_{IN} = 3.6V$ 20 μs /DIV 3406A G18
 $V_{OUT} = 1.8V$
 $I_{LOAD} = 50mA$ TO 600mA

負荷ステップ



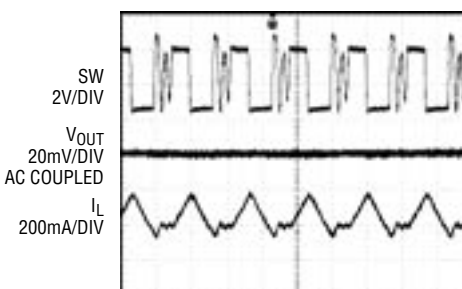
$V_{IN} = 3.6V$ 20 μs /DIV 3406A G19
 $V_{OUT} = 1.8V$
 $I_{LOAD} = 100mA$ TO 600mA

負荷ステップ



$V_{IN} = 3.6V$ 20 μs /DIV 3406A G20
 $V_{OUT} = 1.8V$
 $I_{LOAD} = 200mA$ TO 600mA

不連続動作



$V_{IN} = 3.6V$ 500ns/DIV 3406A G21
 $V_{OUT} = 1.8V$
 $I_{LOAD} = 50mA$

ピン機能

RUN (ピン1): 実行制御入力。このピンを1.5Vより上に強制すると、デバイスがイネーブルされます。このピンを0.3Vより下に強制すると、デバイスが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、電源電流は1 μA 以下になります。RUNはフロート状態のままにしないでください。

GND (ピン2): グランド・ピン。

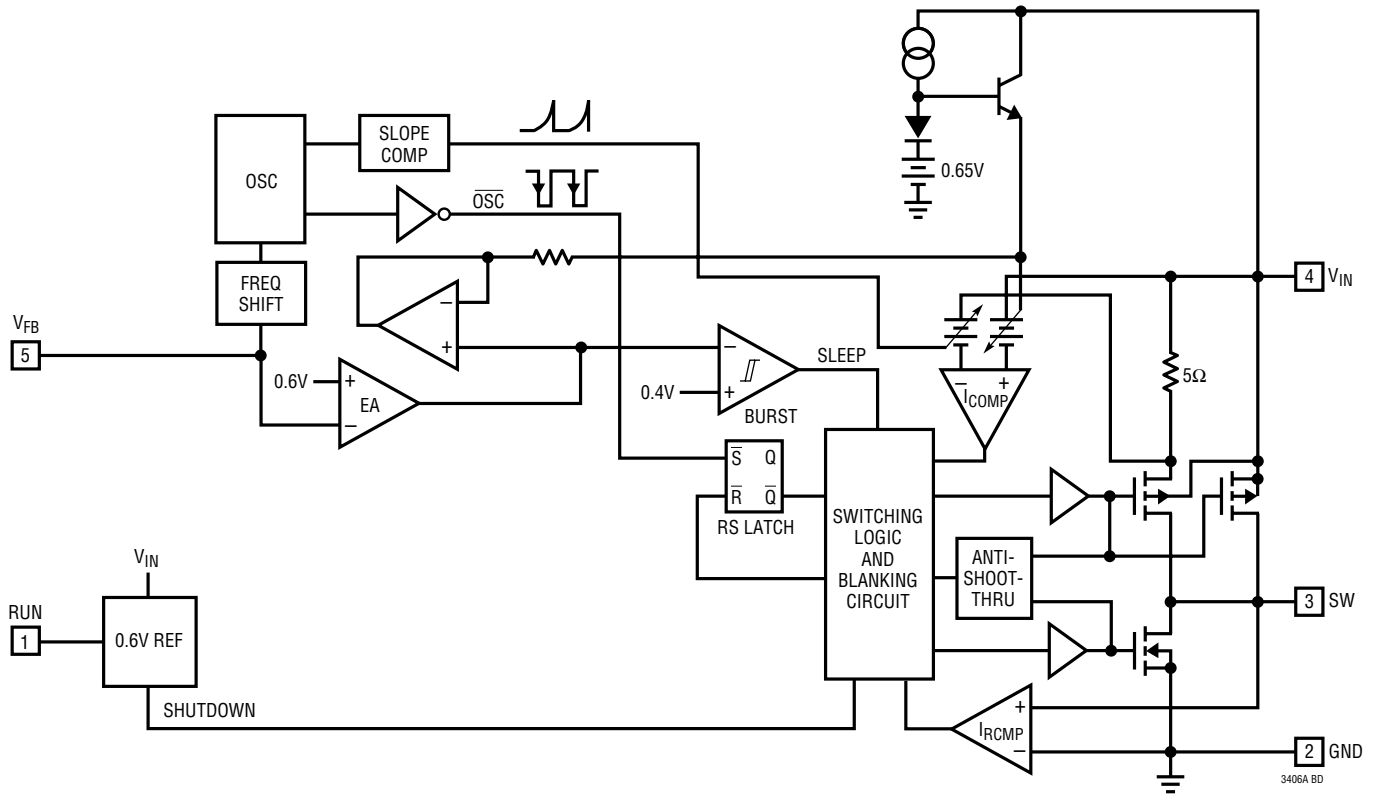
SW (ピン3): インダクタへのスイッチ・ノードの接続ピン。このピンは内部のメイン・パワー・MOSFETスイッチと同期パワー・MOSFETスイッチのドレインに接続されています。

V_{IN} (ピン4): 主電源ピン。2.2 μF 以上のセラミック・コンデンサを使ってGND(ピン2)にデカップリングする必要があります。

V_{FB} (ピン5): 帰還ピン。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。

LTC3406A

機能図



動作 (機能図を参照)

メイン制御ループ

LTC3406Aは、固定周波数、電流モード降圧アーキテクチャを使用しています。メイン(PチャンネルMOSFET)スイッチと同期(NチャンネルMOSFET)スイッチの両方が内蔵されています。通常動作時は、サイクルごとに発振器がRSラッチをセットすると内部のトップ・パワーMOSFETがオンし、電流コンパレータ(ICOMP)がRSラッチをリセットするとオフします。ICOMPがRSラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は誤差アンプEAの出力によって制御されます。負荷電流が増加すると、0.6Vリファレンスに対して帰還電圧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EAアンプの出力電圧が上昇します。トップMOSFETがオフしている間、ボトムMOSFETは、(電流反転コンパレータ I_{RCMP} で示されるように)インダクタ電流が逆流し始めるまで、または次のクロック・サイクルが始まるまでオンします。

RUNを接地すると、メイン制御ループがシャットダウンし、内部ソフトスタートがリセットされます。RUNを”H”に引き上げて主制御ループを再度イネーブルすると、内部ソフトスタートが起動し、約0.9msかけて出力電圧がゆっくりランプし、安定化状態に達します。

Burst Mode動作

LTC3406AはBurst Mode動作が可能で、この場合、内部パワーMOSFETは負荷需要に応じて間欠的に動作します。

Burst Mode動作では、インダクタのピーク電流は入力負荷に関係なく約100mAに設定されます。それぞれのバーストの発生は軽負荷時には数サイクル継続し、中負荷時には短いスリープ期間を挟んでほぼ連続的にサイクルが継続します。これらのバーストの合間では、パワーMOSFETと不要の回路はオフされ、消費電流は20 μ Aに減少します。このスリープ状態で

は、負荷電流は唯一出力コンデンサから供給されます。出力電圧が垂下するにつれ、EAアンプの出力がスリープ・スレッシュホールドを超えて上昇し、BURSTコンパレータをトリップしてトップMOSFETをオンします。この過程が負荷需要に依存した速度で繰り返されます。

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につれ、デューティ・サイクルが最大オン時間に向かって増加します。電源電圧がさらに低下すると、メイン・スイッチは1サイクルを超えてオン状態に強制され、100%のデューティ・サイクルに達します。このときの出力電圧は、入力電圧からPチャンネルMOSFETとインダクタの電圧降下を差し引いた電圧になります。

細かいことですが、重要なことは、低い入力電源電圧では、Pチャンネル・スイッチの $R_{DS(ON)}$ が増加することです(「標準的性能特性」を参照)。したがって、LTC3406Aが低い入力電圧で(つまり100%デューティ・サイクルで)使用されるとき電力消費を計算する必要があります(アプリケーション情報のセクションの「熱に関する検討事項」を参照)。

スロープ補償とインダクタのピーク電流

スロープ補償により、高いデューティ・サイクルでの低調波発振が防止されるので、固定周波数アーキテクチャの安定性が得られます。これは、40%を超えるデューティ・サイクルのインダクタ電流信号に補償ランプを追加することにより内部で実現されます。このため、一般に40%を超えるデューティ・サイクルでは最大インダクタ・ピーク電流が減少します。ただし、LTC3406Aには特許を取得した方式が使用されており、この補償ランプを相殺するので、すべてのデューティ・サイクルにわたって最大インダクタ・ピーク電流は影響を受けません。

アプリケーション情報

LTC3406Aの基本的なアプリケーション回路が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行い、Lの選択から始め、C_{IN}とC_{OUT}に進みます。

インダクタの選択

大部分のアプリケーションでは、インダクタの値は1μH～4.7μHの範囲に収まります。その値は望みのリップル電流に基づいて選択します。インダクタの値が大きいとリップル電流が小さくなり、インダクタの値が小さいとリップル電流が大きくなります。式1に示されているように、V_{IN}やV_{OUT}が高くて、リップル電流が増加します。リップル電流を設定するための妥当な出発点はΔI_L = 240mA (600mAの40%)です。

$$\Delta I_L = \frac{1}{(f)(L)} V_{OUT} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \quad (1)$$

インダクタのDC電流定格は、少なくとも最大負荷電流にリップル電流の半分を加算したものに等しくして、コアの飽和を防ぎます。したがって、定格720mA(600mA+120mA)のインダクタはほとんどのアプリケーションで十分です。効率をよくするため、DC抵抗の低いインダクタを選択します。

インダクタ値はBurst Mode動作にも影響を与えます。インダクタ電流のピークが100mAに低下すると、低電流動作への移行が開始されます。インダクタ値を低くする(ΔI_Lを高くすると)、相対的に低い負荷電流でBurst Modeに移行するので、低電流動作の相対的に上の範囲の効率が低下する可能性があります。Burst Mode動作では、インダクタンス値が小さくなるとバースト周波数が増加します。

インダクタのコアの選択

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壺型コアは小型で、エネルギー放射は大きくありませんが、類似の電気的特性を有する鉄粉コアのインダクタより一般に高価です。

表1. 標準的表面実装インダクタ

PART NUMBER	VALUE (μH)	DCR (Ω MAX)	MAX DC CURRENT (A)	SIZE W × L × H (mm ³)
Sumida CDRH3D16	1.5	0.043	1.55	3.8 × 3.8 × 1.8
	2.2	0.075	1.20	
	3.3	0.110	1.10	
	4.7	0.162	0.90	
Sumida CMD4D06	2.2	0.116	0.950	3.5 × 4.3 × 0.8
	3.3	0.174	0.770	
	4.7	0.216	0.750	
Panasonic ELT5KT	3.3	0.17	1.00	4.5 × 5.4 × 1.2
	4.7	0.20	0.95	
Murata LQH32CN	1.0	0.060	1.00	2.5 × 3.2 × 2.0
	2.2	0.097	0.79	
	4.7	0.150	0.65	

使用するインダクタの種類を選択は、LTC3406Aの動作条件に依存するよりも、価格とサイズの条件や放射フィールド/EMIの条件に多くの場合依存します。LTC3406Aのアプリケーションで適切に動作する標準的表面実装インダクタをいくつか表1に示します。

C_{IN}とC_{OUT}の選択

連続モードでは、トップ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。

$$C_{IN \text{ required } I_{RMS}} \cong I_{OMAX} \frac{[V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})]^{1/2}}{V_{IN}}$$

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。コンデンサのメーカーの定めるリップル電流定格は、多くの場合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ことを推奨します。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。

アプリケーション情報

C_{OUT}は必要な等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。

C_{OUT}のESRの条件を満たささえすれば、一般にRMS電流定格はI_{ripple(p-p)}の条件をはるかに上回ります。出力リップルΔV_{OUT}は次式で求められます。

$$\Delta V_{OUT} \cong \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{8fC_{OUT}} \right)$$

ここで、f=動作周波数、C_{OUT}=出力容量、ΔI_L=インダクタのリップル電流です。ある固定された出力電圧に対して、ΔI_L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。

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型が供給されています。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テストが実施されていることが不可欠です。表面実装型のAVX TPSシリーズは最適です。これらは低ESR用に特に製造され、テストされているので、一定の体積に対してESRが最小になります。他のコンデンサ・タイプとしては、三洋電機のPOSCAP、KemetのT510とT495のシリーズ、およびSpragueの593Dと595Dのシリーズがあります。その他の特長についてはメーカーにお問い合わせください。

セラミックの入力コンデンサおよび出力コンデンサの使用
値の大きな低価格セラミック・コンデンサが今では小さなケース・サイズで入手できるようになりました。これらはリップル電流定格と電圧定格が大きく、ESRが小さいので、スイッチング・レギュレータのアプリケーションに最適です。LTC3406Aの制御ループの安定動作は出力コンデンサのESRに依存しないので、自由にセラミック・コンデンサを使用して出力リップルを非常に低くし、回路サイズを小さくすることができます。

ただし、入力と出力にセラミック・コンデンサを使うときは注意が必要です。セラミック・コンデンサを入力に使い、長いコード付きACアダプタで電力を供給すると、出力の負荷ステップによって入力V_{IN}にリングングが誘起されることがあります。よく

ても、このリングングが出力に結合して、ループの不安定性と誤認されることがあります。最悪の場合、長いコードを通して急に電流が突入すると、V_{IN}に電圧スパイクが生じ、デバイスを損傷するおそれがあります。

入力と出力にセラミック・コンデンサを選択する場合は、X5RまたはX7Rの誘電体のものを選択します。これらの誘電体はある特定の値とサイズに対して全てのセラミックの中で温度特性と電圧特性が最も優れています。

出力電圧のプログラミング

可変バージョンでは、出力電圧は次式にしたがって抵抗分割器によって設定されます。

$$V_{OUT} = 0.6V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) \quad (2)$$

図1に示されているように、外部抵抗分割器が出力に接続されているので、電圧のリモート・センスが可能です。

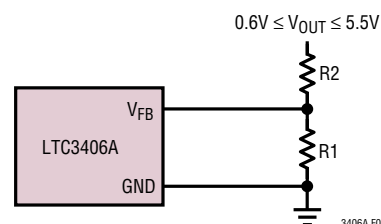


図1. LTC3406Aの出力電圧の設定

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、出力電力を入力電力で割って100%を掛けたものに等しくなります。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。

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

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です。

アプリケーション情報

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、LTC3406Aの回路の損失の大部分は2つの主な損失要因によって生じます。 V_{IN} の消費電流による損失と I^2R 損失です。非常に低い負荷電流では V_{IN} の消費電流による損失が効率の損失を支配するのに対して、中程度から高い負荷電流では I^2R 損失が効率の損失を支配します。標準的な効率曲線では、非常に低い負荷電流での効率曲線は誤解を与えかねません。というのは、実際の電力損失は図2に示されているように大したことはないからです。

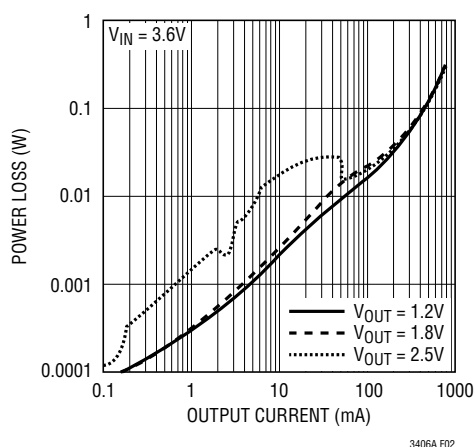


図2. 電力損失と負荷電流

1. V_{IN} の消費電流は2つの要素からなります。電気的特性で与えられているDCバイアス電流および内部のメイン・スイッチと同期スイッチのゲート充電電流です。内部パワーMOSFETスイッチのゲート容量をスイッチングすると、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、 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DCバイアス電流より大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ です。ここで、 Q_T と Q_B は内部のトップ・スイッチとボトム・スイッチのゲート電荷です。DCバイアス損失とゲート充電損失は両方とも V_{IN} に比例するので、それらの影響は電源電圧が高くなると顕著になります。

2. I^2R 損失は内部スイッチの抵抗 R_{SW} と外部インダクタの抵抗 R_L から計算されます。連続モードでは、インダクタ L を流れる平均出力電流は、メイン・スイッチと同期スイッチの間で「こま切れ」になります。したがって、SWピンを見たときの直列抵抗は、次式のとおり、トップMOSFETとボトムMOSFETの両方の $R_{DS(ON)}$ およびデューティ・サイクル(DC)の関数になります。

$$R_{SW} = (R_{DS(ON)TOP})(DC) + (R_{DS(ON)BOT})(1-DC)$$

トップMOSFETとボトムMOSFETの両方の $R_{DS(ON)}$ を、「標準的な性能特性」の曲線から求めることができます。したがって、 I^2R 損失を求めるには、単に R_{SW} を R_L に加え、その結果に平均出力電流の2乗を掛けます。

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一般に全追加損失の2%以下に過ぎません。

熱に関する検討事項

ほとんどのアプリケーションで、LTC3406Aは効率が高いので大きな発熱はありません。しかし、周囲温度が高く、(ドロップアウトの場合のように)低い電源電圧、高いデューティ・サイクルでLTC3406Aが動作するアプリケーションでは、発熱が大きく、デバイスの最大接合部温度を超えることがあります。接合部温度が約 $150^{\circ}C$ に達すると両方のパワー・スイッチがオフし、SWノードが高インピーダンスになります。

LTC3406Aが最大接合部温度を超えないようにするには、熱に関する分析を行う必要があります。熱解析の目的は、消費電力によりデバイスが接合部温度を超えるかどうかを判断することです。温度上昇は次式で与えられます。

$$T_R = (P_D)(\theta_{JA})$$

ここで、 P_D はレギュレータによって消費される電力、 θ_{JA} はダイの接合部から周囲温度への熱抵抗です。

アプリケーション情報

接合部温度 T_J は次式で与えられます。

$$T_J = T_A + T_R$$

ここで、 T_A は周囲温度です。

一例として、入力電圧が2.7V、負荷電流が600mA、周囲温度が70°Cのとき、ドロップアウトで使用しているLTC3406Aについて考えます。スイッチ抵抗の標準的性能のグラフから、70°CでのPチャネル・スイッチの $R_{DS(ON)}$ は約0.27Ωです。したがって、デバイスによる電力消費は次のとおりです。

$$P_D = I_{LOAD}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 97.2\text{mW}$$

SOT-23パッケージの場合、 θ_{JA} は250°C/Wです。したがって、レギュレータの接合部温度は次のようになります。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (0.0972)(250) = 94.3^\circ\text{C}$$

これは最大接合部温度の125°Cより低い値です。

もっと高い電源電圧ではスイッチ抵抗($R_{DS(ON)}$)が減少するので、接合部温度はさらに低くなることに注意してください。

過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は負荷過渡応答を見てチェックすることができます。スイッチング・レギュレータは負荷電流ステップに対して応答するのに数サイクルを要します。負荷ステップが生じると、 V_{OUT} は($\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$)に等しい量だけ直ちにシフトします。ここで、 ESR は C_{OUT} の等価直列抵抗です。 ΔI_{LOAD} により C_{OUT} の充電または放電も始まるので、帰還誤差信号が発生します。すると、レギュレータ・ループが働いて V_{OUT} を定常値に戻します。この回復期間に V_{OUT} をモニタして、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がないかチェックすることができます。スイッチング制御ループ理論の詳細については、「アプリケーションノート76」を参照してください。

次に、大容量の(>1μF)電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷がスイッチを介して接続されると、さらに大きな過渡が発生します。放電しきったバイパス・コンデンサが実質的に C_{OUT} と並列接続状態になるため、 V_{OUT} が急速に降下します。負荷スイッチの抵抗が低く、しかもそのスイッチが高速でドライブされると、どんなレギュレータでもこの問題を防止するのに十分な電流を供給することはできません。唯一の解決策は、スイッチ・ドライブの立上り時間を制御して、負荷の立上り時間を約($25 \cdot C_{LOAD}$)に制限することです。したがって、3.3Vに充電される10μFのコンデンサには250μsの立上り時間が必要で、充電電流は約130mAに制限されます。

PCボードのレイアウトのチェックリスト

PCボード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LTC3406Aが正しく動作するようにします。これらの項目は図3と図4のレイアウト図にも示してあります。レイアウトでは以下の項目をチェックしてください。

1. GNDトレース、SWトレース、 V_{OUT} トレースおよび V_{IN} トレースで構成される電源トレースは、短く、真っ直ぐに、幅を広くします。
2. V_{FB} ピンは帰還抵抗に直接接続されていますか。抵抗分割器 $R1/R2$ は、 C_{OUT} の(+)プレートとグラウンドの間に接続しなければなりません。
3. C_{IN} は V_{IN} にできるだけ近づけて接続されていますか。このコンデンサは内部パワーMOSFETにAC電流を供給します。
4. スwitchング・ノードSWは敏感な V_{FB} ノードから離します。
5. C_{IN} の(-)プレートと C_{OUT} の(-)プレート、およびデバイスのグラウンドはできるだけ近づけて接続します。設計例

アプリケーション情報

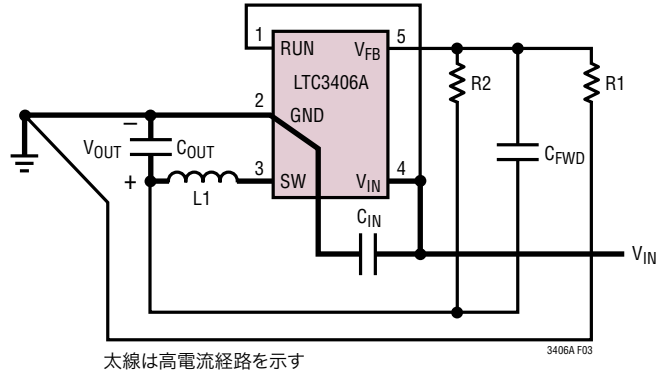


図3. LTC3406Aのレイアウト図

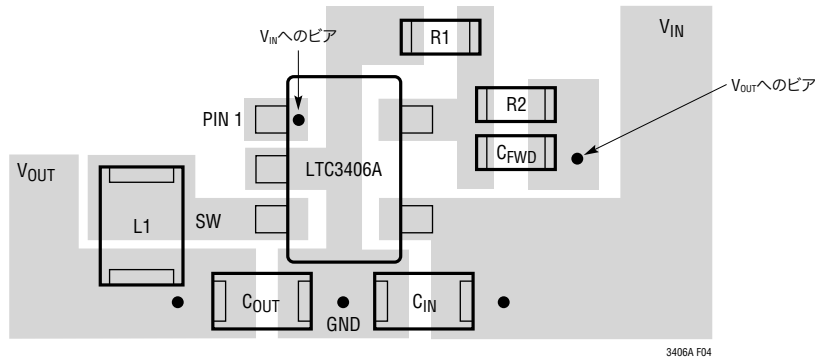


図4. LTC3406Aの推奨レイアウト

設計例

設計例として、LTC3406Aを1セル・リチウムイオン・バッテリーで駆動する携帯電話のアプリケーションに使用すると仮定します。VINは最大4.2Vから約2.7Vの範囲で動作します。負荷電流条件は最大0.6A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の効率が重要です。出力電圧は2.5Vです。この情報を使って、式(1)からLを計算することができます。

$$L = \frac{1}{(f)(\Delta I_L)} V_{OUT} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \quad (3)$$

VOUT = 2.5V、VIN = 4.2V、ΔIL = 240mAおよびf = 1.5MHzを式(3)に代入すると、次の値が得られます。

$$L = \frac{2.5V}{1.5MHz(240mA)} \left(1 - \frac{2.5V}{4.2V} \right) = 2.81\mu H$$

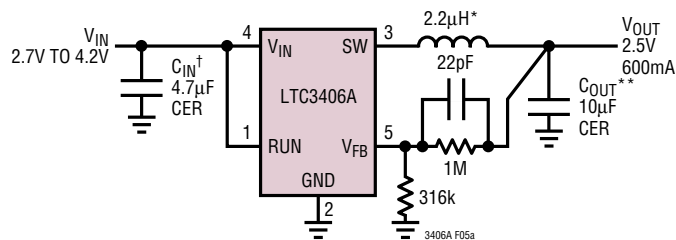
このアプリケーションでは、2.2μHのインダクタで十分動作します。最良の効率を得るには、直列抵抗が0.2Ωより小さい720mA以上のインダクタを選択します。

CINにはRMS電流定格が全温度範囲で少なくとも0.3A(およそILOAD(MAX)/2)のものが必要で、COUTにはESRが0.25Ωより小さなものがが必要です。ほとんどの場合、セラミック・コンデンサはこの条件を満たします。

アプリケーション情報

帰還抵抗には、 $R1 = 316k$ を選択します。次に、式(2)から $R2$ を完全な回路とその効率曲線を図5に示します。次のように計算することができます。

$$R2 = \left(\frac{V_{OUT}}{0.6} - 1 \right) R1 = 1000k$$



* MURATA LQH32CN2R2M33
 ** TAIYO YUDEN JMK316BJ106ML
 † TAIYO YUDEN LMK212BJ475MG

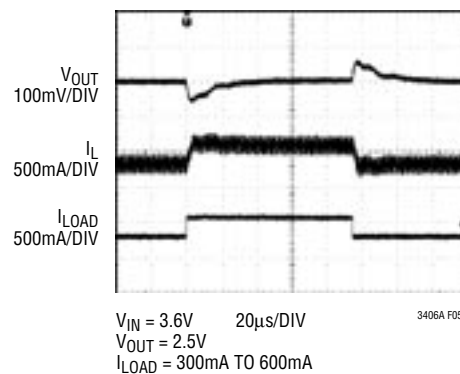
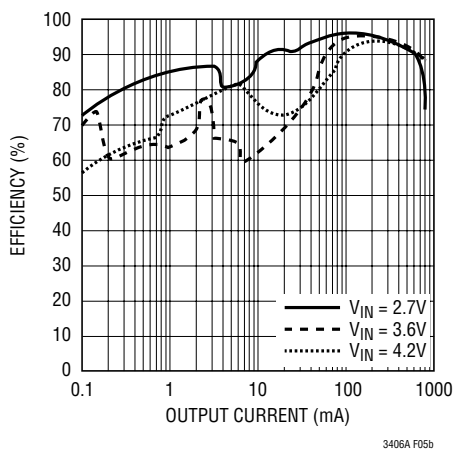
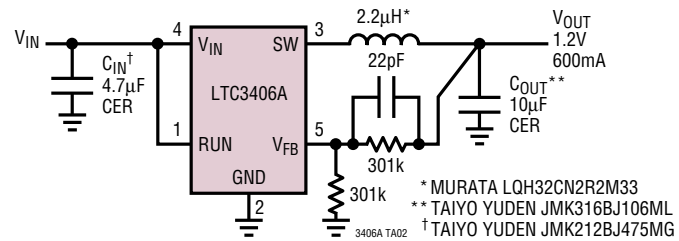


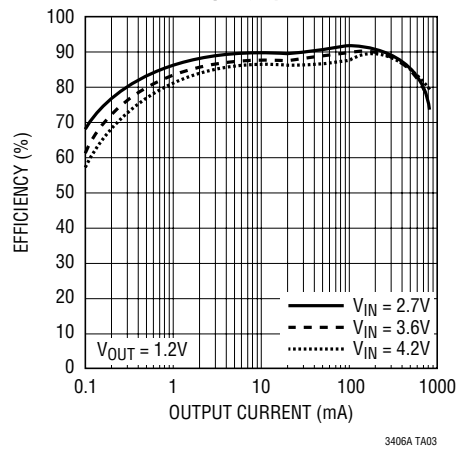
図5.

標準的応用例

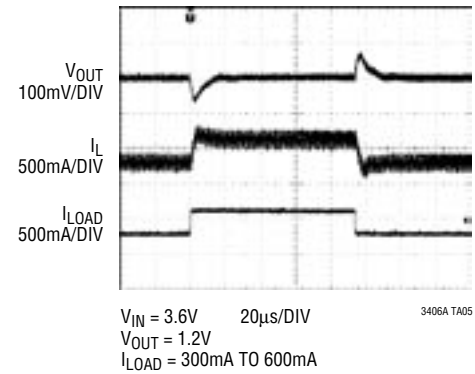
高効率で実装面積の小さな1セル・リチウムイオン1.2V/600mAレギュレータ



効率と負荷電流

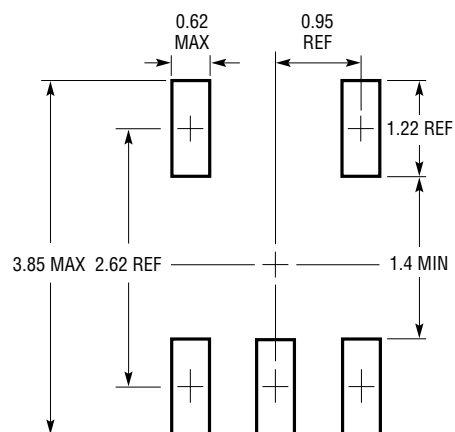


負荷ステップ

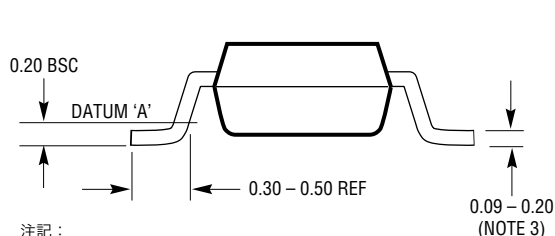
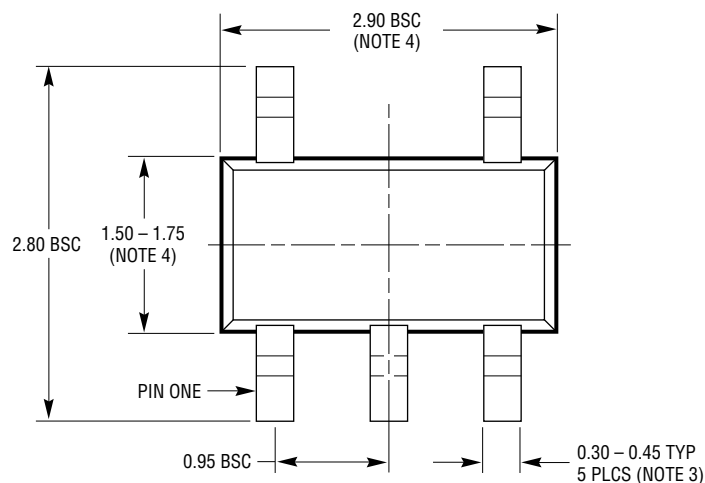


パッケージ寸法

S5パッケージ
5ピン・プラスチックSOT-23
(Reference LTC DWG # 05-08-1633 Rev B)

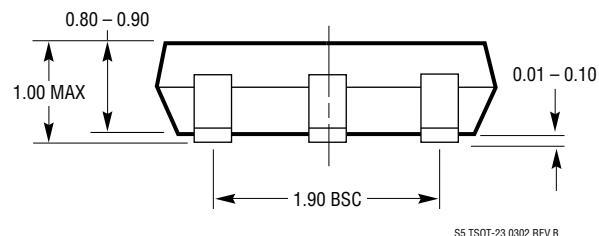


IPC CALCULATORを使った推奨半田パッド・レイアウト



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



S5 TSOT-23 0302 REV B

LTC3406A

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3406/LTC3406B	600mA (I _{OUT})、1.5MHz同期整流式 降圧DC/DCコンバータ	効率:96%、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 20μA、 I _{SD} < 1μA、ThinSOTパッケージ
LTC3407/LTC3407-2	デュアル600mA/800mA (I _{OUT})、1.5MHz/ 2.25MHz、同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 40μA、 I _{SD} < 1μA、MS10E、DFNパッケージ
LTC3410/LTC3410B	300mA (I _{OUT})、2.25MHz同期整流式 降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 26μA、 I _{SD} < 1μA、SC70パッケージ
LTC3411	1.25A (I _{OUT})、4MHz同期整流式 降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 60μA、 I _{SD} < 1μA、MS10、DFNパッケージ
LTC3412	2.5A (I _{OUT})、4MHz同期整流式 降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 60μA、 I _{SD} < 1μA、TSSOP-16Eパッケージ
LTC3440	600mA (I _{OUT})、2MHz同期整流式 昇降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} :2.5V~5.5V、I _Q = 25μA、 I _{SD} < 1μA、MS10、DFNパッケージ
LTC3530	600mA (I _{OUT})、2MHz同期整流式 昇降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、V _{IN} :1.8V~5.5V、V _{OUT(MIN)} :1.8V~5.25V、I _Q = 40μA、 I _{SD} < 1μA、MS10、DFNパッケージ
LTC3531/LTC3531-3/ LTC3531-3.3	200mA (I _{OUT})、1.5MHz同期整流式 昇降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、V _{IN} :1.8V~5.5V、V _{OUT(MIN)} :2V~5V、I _Q = 1μA、 I _{SD} < 1μA、ThinSOT、DFNパッケージ
LTC3532	500mA (I _{OUT})、2MHz同期整流式 昇降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、V _{IN} :2.4V~5.5V、V _{OUT(MIN)} :2.4V~5.25V、I _Q = 35μA、 I _{SD} < 1μA、MS10、DFNパッケージ
LTC3542	500mA (I _{OUT})、2.25MHz同期整流式 降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 26μA、 I _{SD} < 1μA、2mm×2mm DFNパッケージ
LTC3544/LTC3544B	クワッド、300mA + 2×200mA + 100mA、 2.25MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 70μA、 I _{SD} < 1μA、3mm×3mm QFNパッケージ
LTC3547/LTC3547B	デュアル、300mA、2.25MHz同期整流式 降圧DC/DCコンバータ	効率:96%、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 40μA、 I _{SD} < 1μA、2mm×3mm DFNパッケージ
LTC3548/LTC3548-1/ LTC3548-2	デュアル400mA/800mA(I _{OUT})、2.25MHz、 同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 40μA、 I _{SD} < 1μA、MS10E、DFNパッケージ
LTC3560	800mA (I _{OUT})、2.25MHz同期整流式 降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 16μA、 I _{SD} < 1μA、ThinSOTパッケージ
LTC3561	1.25A (I _{OUT})、4MHz同期整流式 降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 240μA、 I _{SD} < 1μA、DFNパッケージ