

# ThinSOT、1.5MHz 600mA同期整流式 降圧レギュレータ

2002年5月

## 特長

- 高効率：最大96%
- 非常に低い消費電流：動作時わずか20 $\mu$ A
- 出力電流： $V_{IN}$ が3V以上で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・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
- 0.6Vリファレンスにより、低出力電圧が可能
- シャットダウン・モード時、消費電流が1 $\mu$ A以下
- 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
- パーソナル情報機器
- ワイヤレスおよびDSLモデム
- デジタル・スチル・カメラ
- MP3プレーヤ
- 携帯機器

## 概要

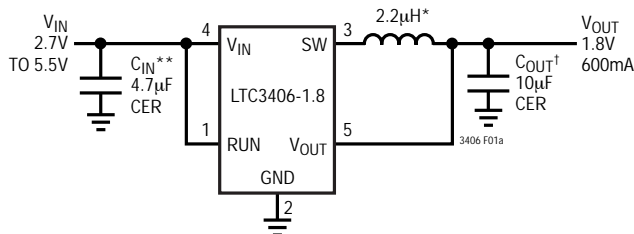
LTC®3406は、固定周波数の電流モード・アーキテクチャを採用した、高効率のモノリシック同期整流式降圧レギュレータです。1.5Vおよび1.8Vの固定出力電圧と可変出力電圧があります。動作時の消費電流はわずかに20 $\mu$ Aで、シャットダウン時には1 $\mu$ A以下になります。入力電圧範囲が2.5V ~ 5.5Vで、1セル・リチウムイオン・バッテリー駆動アプリケーションに最適です。100% デューティ・サイクルにより、低損失動作が可能なので、携帯システムのバッテリー寿命を延ばすことができます。また、自動バーストモード®動作によって軽負荷時の効率が向上するので、バッテリー寿命をさらに延長できます。

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。

内部同期スイッチによって効率が向上し、外付けのショットキ・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できます。LTC3406 は高さの低い(1mm)ThinSOTパッケージで供給されます。

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

## 標準的応用例

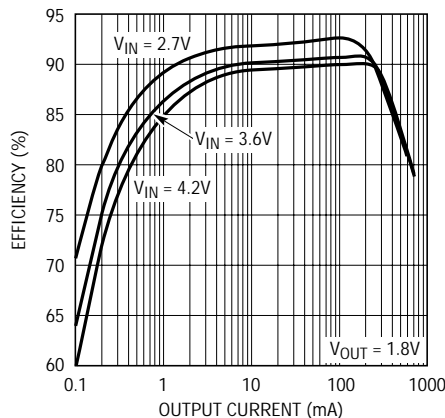


\*MURATA LQH3C2R2M24

\*\*TAIYO YUDEN JMK212BJ475MG

†TAIYO YUDEN JMK316BJ106ML

図1a . 高効率降圧コンバータ



3406 F01b

図1b . 効率と負荷電流

# LTC3406/LTC3406-1.5/LTC3406-1.8

## 絶対最大定格 (Note 1)

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

## パッケージ/発注情報

	ORDER PART NUMBER		ORDER PART NUMBER
	LTC3406ES5		LTC3406ES5-1.5 LTC3406ES5-1.8
	S5 PART MARKING		S5 PART MARKING
	LTA5		LTD6 LTC4

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<sub>A</sub> = 25 °Cでの値。注記がない限り、V<sub>IN</sub> = 3.6V。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
I <sub>FB</sub>	Feedback Current		●		±30	nA	
V <sub>FB</sub>	Regulated Feedback Voltage	LTC3406 (Note 4) T <sub>A</sub> = 25°C LTC3406 (Note 4) 0°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ 85°C LTC3406 (Note 4) -40°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ 85°C	●	0.5880 0.5865 0.5850	0.6 0.6 0.6	0.6120 0.6135 0.6150	V V V
ΔV <sub>FB</sub>	Reference Voltage Line Regulation	V <sub>IN</sub> = 2.5V to 5.5V (Note 4)	●	0.04	0.4	%/V	
V <sub>OUT</sub>	Regulated Output Voltage	LTC3406-1.5, I <sub>OUT</sub> = 100mA LTC3406-1.8, I <sub>OUT</sub> = 100mA	●	1.455 1.746	1.500 1.800	1.545 1.854	V V
ΔV <sub>OUT</sub>	Output Voltage Line Regulation	V <sub>IN</sub> = 2.5V to 5.5V	●	0.04	0.4	%	
I <sub>PK</sub>	Peak Inductor Current	V <sub>IN</sub> = 3V, V <sub>FB</sub> = 0.5V or V <sub>OUT</sub> = 90%, Duty Cycle < 35%		0.75	1	1.25	A
V <sub>LOADREG</sub>	Output Voltage Load Regulation			0.5		%	
V <sub>IN</sub>	Input Voltage Range		●	2.5	5.5	V	
I <sub>S</sub>	Input DC Bias Current	(Note 5) Active Mode Sleep Mode Shutdown			300 20 0.1	400 35 1	μA μA μA
f <sub>OSC</sub>	Oscillator Frequency	V <sub>FB</sub> = 0.6V or V <sub>OUT</sub> = 100% V <sub>FB</sub> = 0V or V <sub>OUT</sub> = 0V	●	1.2	1.5 210	1.8	MHz kHz
R <sub>PFET</sub>	R <sub>DS(ON)</sub> of P-Channel FET	I <sub>SW</sub> = 100mA		0.4	0.5	Ω	
R <sub>NFET</sub>	R <sub>DS(ON)</sub> of N-Channel FET	I <sub>SW</sub> = -100mA		0.35	0.45	Ω	
I <sub>LSW</sub>	SW Leakage	V <sub>RUN</sub> = 0V, V <sub>SW</sub> = 0V or 5V, V <sub>IN</sub> = 5V		±0.01	±1	μA	

3406i

## 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、 $V_{IN} = 3.6V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{RUN}$	RUN Threshold		● 0.3	1	1.5	V
$I_{RUN}$	RUN Leakage Current		●	±0.01	±1	μA

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: LTC3406E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 $T_A$ および消費電力 $P_D$ から次式にしたがって計算される。

$$LTC3406: T_J = T_A + (P_D)(250^{\circ}C/W)$$

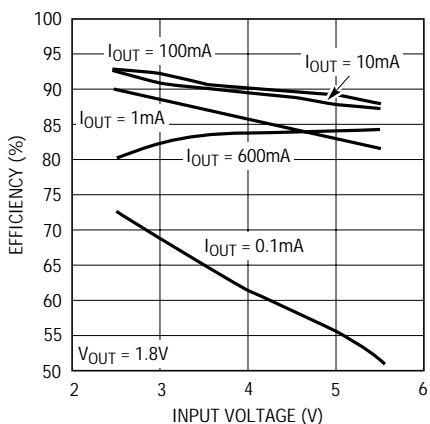
Note 4: LTC3406は $V_{FB}$ を誤差アンプの出力へ接続する独自のテスト・モードでテストされている。

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、動作時消費電流は高くなる。

## 標準的性能特性

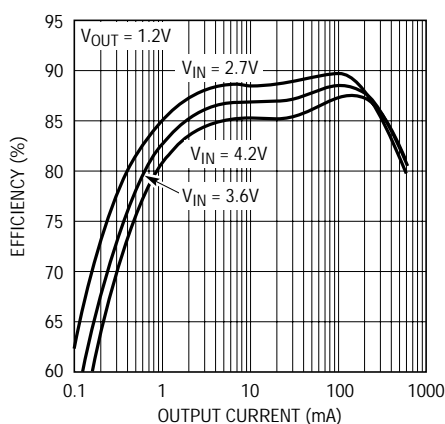
(抵抗分割器の抵抗値以外は図1aから)

効率と入力電圧



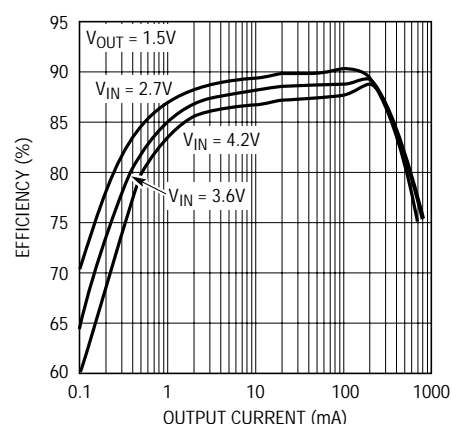
3406 G01

効率と出力電流



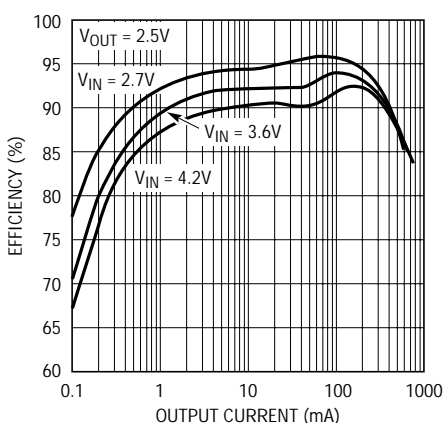
3406 G02

効率と出力電流



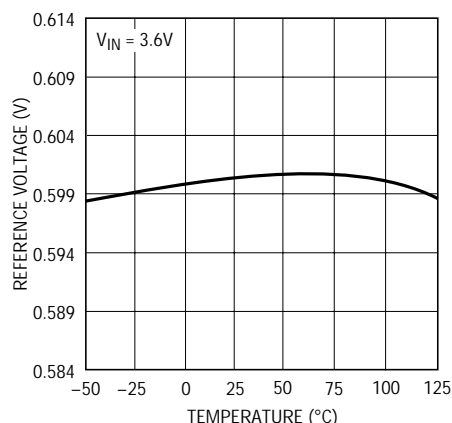
3406 G03

効率と出力電流



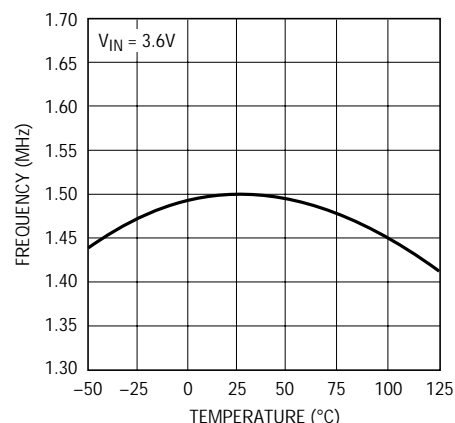
3406 G04

リファレンス電圧と温度



3406 G05

発振器周波数と温度

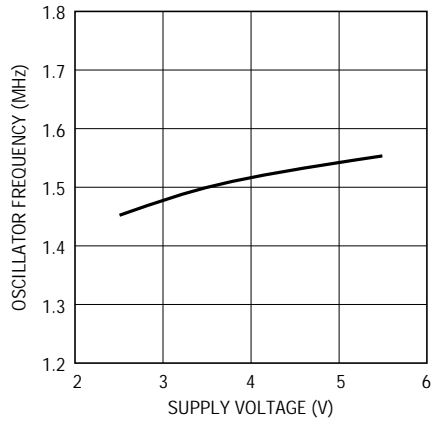


3406 G06

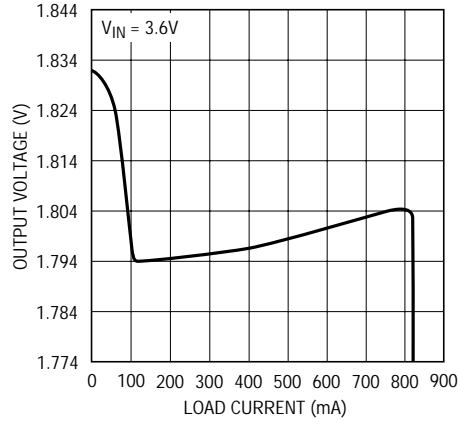
## 標準的性能特性

(抵抗分割器の抵抗値以外は図1aから)

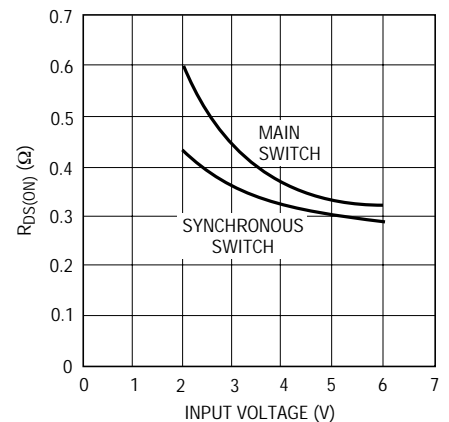
発振器周波数と電源電圧



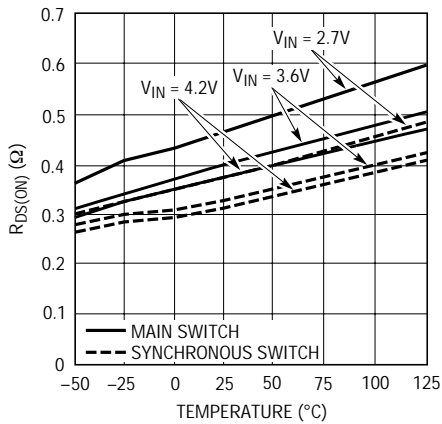
出力電圧と負荷電流



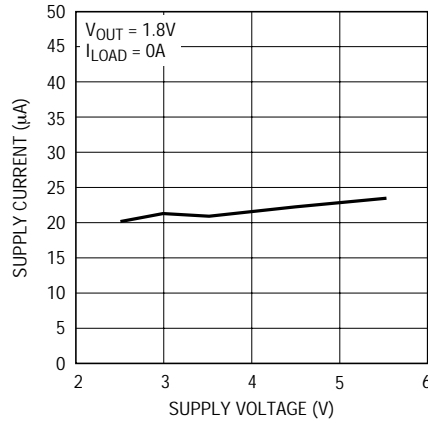
$R_{DS(ON)}$ と入力電圧



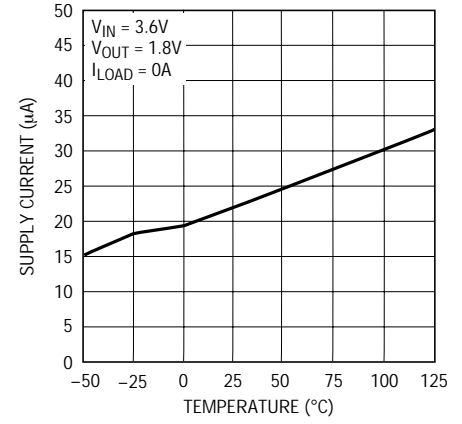
$R_{DS(ON)}$ と温度



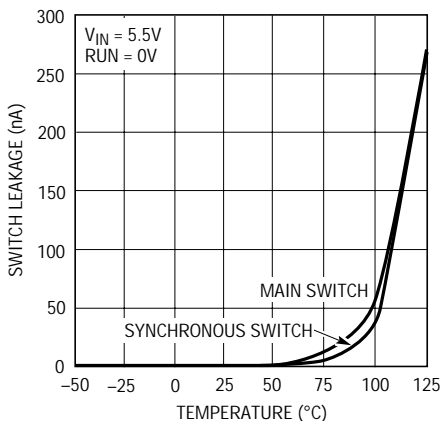
電源電流と電源電圧



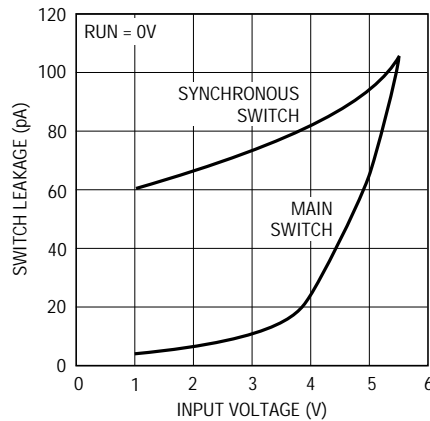
電源電流と温度



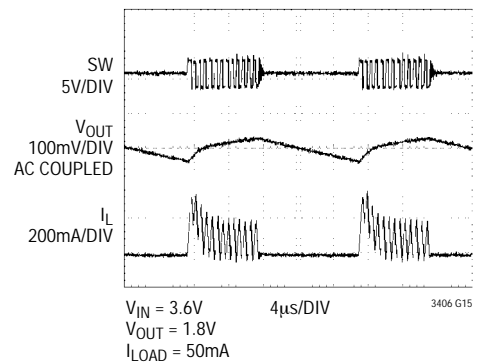
スイッチのリークと温度



スイッチのリークと入力電圧

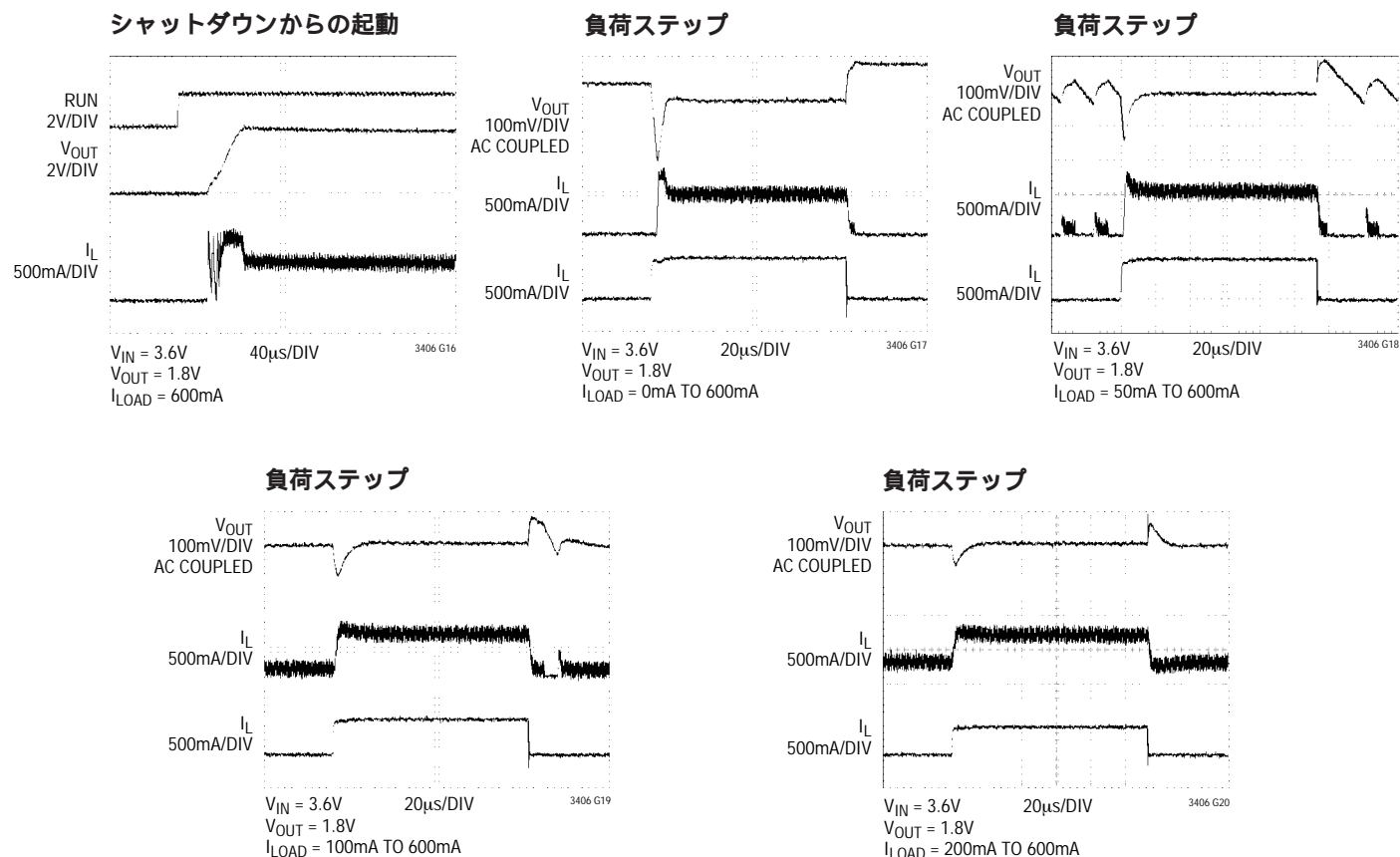


バースト・モード動作



## 標準的性能特性

(抵抗分割器の抵抗値以外は図1aから)



## ピン機能

**RUN (ピン1):** 実行制御入力。このピンを1.2Vより上になると、デバイスが有効になります。このピンを0.4Vより下になると、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無効になり、電源電流は1 $\mu A$ 以下になります。RUNはフロート状態にしないでください。

**GND (ピン2):** グランド・ピン。

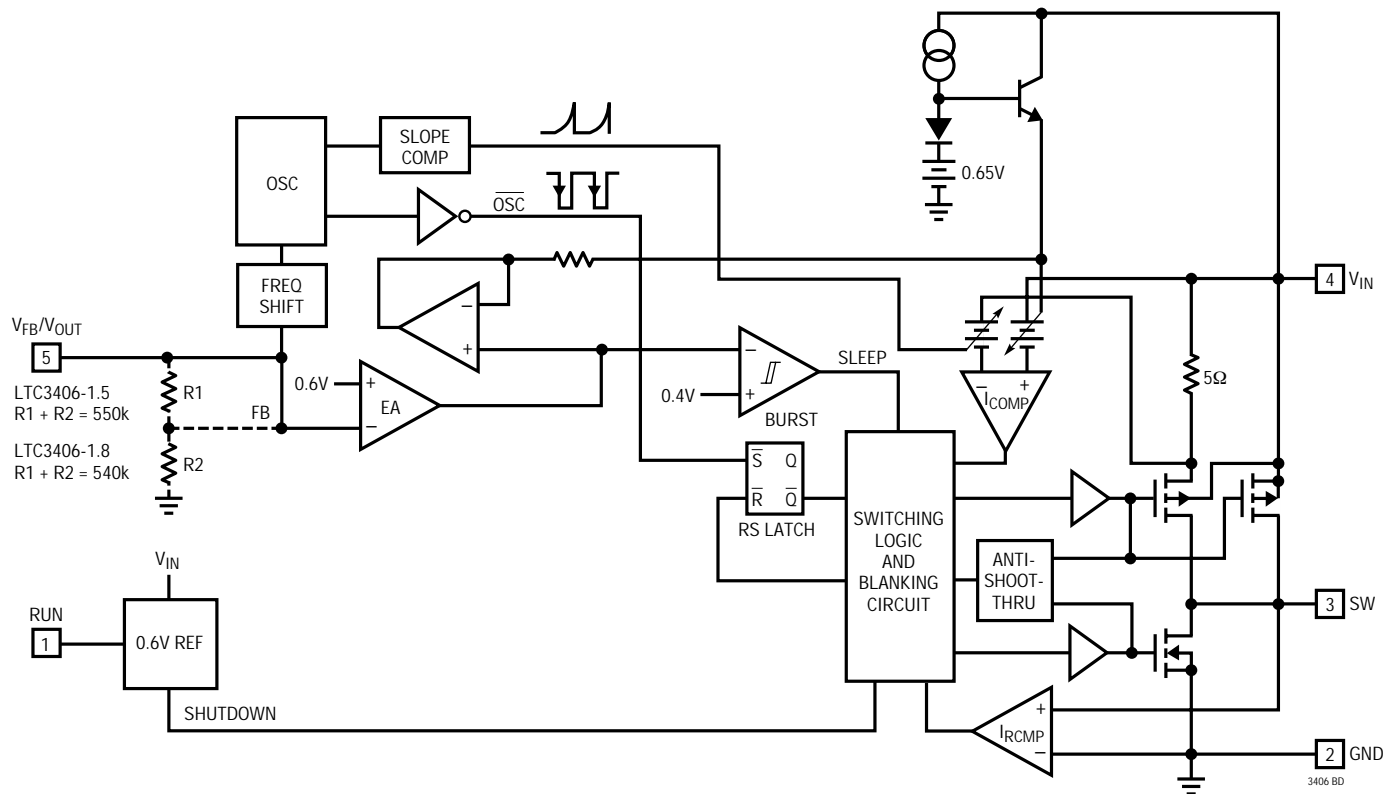
**SW (ピン3):** インダクタへのスイッチ・ノードの接続。このピンは内部のメイン・パワーMOSFETスイッチと同期パワーMOSFETスイッチのドレインに接続されています。

**$V_{IN}$  (ピン4):** 主電源ピン。2.2 $\mu F$ 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) (LTC3406):** フィードバック・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。

**$V_{OUT}$  (ピン5) (LTC3406-1.5/LTC3406-1.8):** 出力電圧帰還ピン。内部基準電圧と比較するため、内部抵抗分割器で出力電圧を分圧します。

機能図



動作 (機能図を参照)

メイン制御ループ

LTC3406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チャネルMOSFET)スイッチと同期(NチャネルMOSFET)スイッチの両方が内蔵されています。通常動作時には、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( $I_{COMP}$ )がこのRSラッチをリセットするとオフします。 $I_{COMP}$ がRSラッチをリセットする時のピーク・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、(電流反転コンパレータ $I_{RCMP}$ が示すように)インダクタ電流が逆流し始めるまで、あるいは次のクロック・サイクルが始まるまでボトムMOSFETはオンします。

バースト・モード動作

LTC3406はバースト・モード動作が可能で、この場合、内部パワーMOSFETは負荷要求に応じて間欠的に動作します。

バースト・モード動作では、インダクタのピーク電流は出力負荷に関係なく約200mAに設定されます。各バーストは、軽負荷時の数サイクルから、中負荷時に短いスリープ期間を伴ってほぼ連続的にサイクリングするまで継続できます。これらのバーストとバーストの間では、パワーMOSFETと不要の回路はオフされ、消費電流は20 $\mu$ Aに減少します。このスリープ状態では、負荷電流は出力コンデンサだけから供給されます。出力電圧が垂下するにつれ、EAアンプの出力がスリープ・スレッショルドを超えて上昇し、BURSTコンパレータを働かせてトップMOSFETをオンします。負荷要求に依存した割合でこの過程が繰り返されます。

## 動作 (機能図を参照)

### 短絡保護

出力がグランドに短絡すると、発振器の周波数は公称周波数の1/7の約210kHzに低下します。この周波数フォールドバックにより、インダクタ電流は時間をかけて減衰できるので暴走を免れます。 $V_{FB}$ または $V_{OUT}$ が上昇して0Vを超えると、発振器の周波数は徐々に1.5MHzまで増加します。

### 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留まり、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、LTC3406が低い入力電圧で(つまり100%デューティ・サイクルで)使用されるときは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)。

### 低電源電圧動作

LTC3406は入力電源電圧が2.5Vまで下がっても動作しますが、このような低電圧では最大許容出力電流が減少します。いくつかの出力電圧に対する、入力電圧の関数としての最大出力電流の減少の様子を図2に示します。

### 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での安定性が得られます。これは、40%を超すデューティ・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的に実現されます。その結果、一般に40%を超すデューティ・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、LTC3406には特許出願中の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。

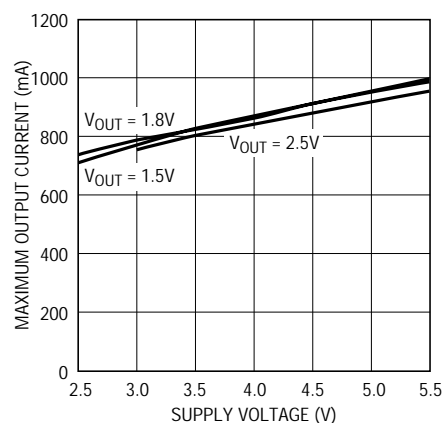


図2. 最大出力電流と入力電圧

## アプリケーション情報

LTC3406の基本的な応用回路を図1に示します。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の選択から始めて、 $C_{IN}$ および $C_{OUT}$ と続きます。

### 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 $1\mu\text{H}$  ~  $4.7\mu\text{H}$ の範囲に収まります。その値は所望のリプル電流に基づいて選択します。大きな値のインダクタはリプル電流を下げ、小さな値のインダクタはリプル電流を上げます。式1に示されているように、 $V_{IN}$ や $V_{OUT}$ が高くてリプル電流が増加します。リプル電流を設定するための妥当な出発点は $\Delta I_L = 240\text{mA}$  (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(600mA + 120mA)。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。

インダクタ値はバースト・モード動作にも影響を与えます。インダクタ電流のピークが約200mA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( $\Delta I_L$ を高くする)と、低い負荷電流でこれが発生し、低電流動作の上の範囲で効率が低下する可能性があります。バースト・モード動作では、インダクタンス値が小さくなるとバースト周波数が上昇します。

### 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ポット型コアは小型で、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。使用するインダクタの種類を選

択は、LTC3406の動作条件に依存するよりも、価格/サイズの条件や放射フィールド/EMIの条件にたびたび依存します。LTC3406のアプリケーションで適切に動作する代表的な表面実装インダクタをいくつか表1に示します。

表1. 代表的な表面実装インダクタ

PART NUMBER	VALUE ( $\mu\text{H}$ )	DCR ( $\Omega$ MAX)	MAX DC CURRENT (A)	SIZE $W \times L \times H$ (mm <sup>3</sup> )
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 LQH3C	1.0	0.060	1.00	2.5 × 3.2 × 2.0
	2.2	0.097	0.79	
	4.7	0.150	0.65	

### $C_{IN}$ 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電流に対応できる大きさの低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与えられます。

$$C_{IN} \text{に必要な } I_{RMS} \approx I_{OMAX} \frac{[V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})]^{1/2}}{V_{IN}}$$

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は改善しないため、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、コンデンサの製造元の定めるリプル電流定格は、よく2000時間の寿命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か、または要求条件よりも高い温度で規定されたコンデンサを選択するようにしてください。疑問点については必ず製造元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の条件を満足すれば、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 $\Delta V_{OUT}$ は、次式で決定されます。

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

ここで、 $f$  = 動作周波数、 $C_{OUT}$  = 出力容量、 $\Delta I_L$  = 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、 $\Delta I_L$ 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のときに最大になります。

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タイプ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不可欠です。表面実装型のAVX TPSシリーズが最適です。これらは特に低ESR用に製造され、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。その他の特徴については製造元にお問い合わせください。

### セラミック入出力コンデンサの利用

大きな値の低価格セラミック・コンデンサが今では、小さな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・レギュレータへのアプリケーションに最適です。LTC3406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、また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、長いコード付きのACアダプタで電源を供給すると、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。良くて、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、 $V_{IN}$ に大きな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、特定の値とサイズに対して、すべてのセラミックの中で最良の温度特性と電圧特性をもっています。

### 出力電圧のプログラミング(LTC3406のみ)

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3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。

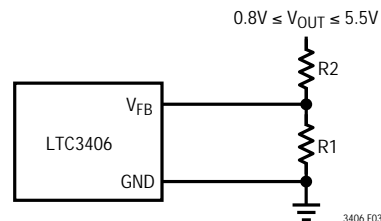


図3 . LTC3406の出力電圧の設定

### 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。効率を制限する要素がどれであり、また何を変えれば最も効率が改善されるかを判断するために、個々の損失の解析に利用できます。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すべての要素で損失が生じますが、LTC3406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 $V_{IN}$ 消費電流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。図4に示されているように実際の電力損失は大したことはないにもかかわらず、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。

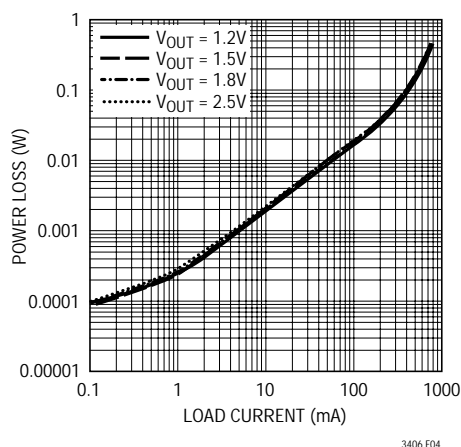


図4. 電力損失と負荷電流

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。それによって生じる $dQ/dt$ は $V_{IN}$ から流入する電流であり、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電荷損失は両方とも $V_{IN}$ 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に分かれています。したがって、SWピンから見た直列抵抗は、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)の関数です。

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

トップMOSFETとボトムMOSFETの両方の $R_{DS(ON)}$ は、標準的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のその他の損失は一般に、全体で2%未満の損失に過ぎません。

### 熱に関する検討事項

ほとんどのアプリケーションで、LTC3406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)低い電源電圧と高いデューティ・サイクルでLTC3406が動作するアプリケーションでは、発熱が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に達すると、両方のパワー・スイッチがオフし、SWノードがハイ・インピーダンスになります。

LTC3406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。熱に関する分析の目標は、消費電力がデバイスの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で、 $\theta_{JA}$ 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LTC3406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0.52 Ω です。したがって、デバイスによる電力消費は以下のとおりです。

$$P_D = I_{LOAD}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 187.2mW$$

SOT-23パッケージの $\theta_{JA}$ は250 °C/Wです。したがって、このレギュレータの接合部温度は次のとおりです。

$$T_J = 70^\circ C + (0.1872)(250) = 116.8^\circ C$$

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のステップに対して応答するのに数サイクルを要します。負荷に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。 $\Delta I_{LOAD}$ が $C_{OUT}$ の充電または放電も開始し、帰還誤差信号を発生します。すると、レギュレータのループが働いて $V_{OUT}$ を定常値に戻そうとします。この回復期間に $V_{OUT}$ をモニターして、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。

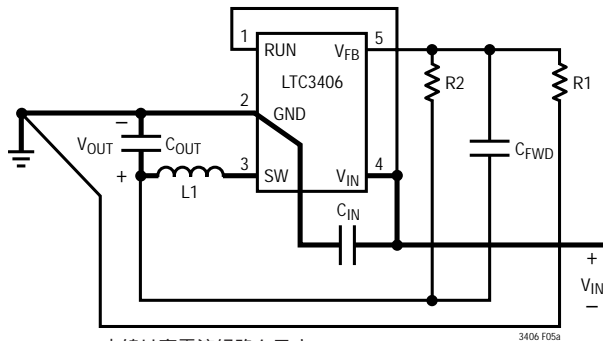
次に、大容量(1 $\mu$ F以上)の電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷に切り替えて接続すると、さらに大きな過渡が発生します。放電したバイパス・コンデンサが実質的に $C_{OUT}$ と並列接続になるため、 $V_{OUT}$ が急速に降下します。負荷へのスイッチ抵抗が低く、しかも瞬間的にドライブされると、この問題を防止するほど素早く電流を供給できるレギュレータはありません。唯一の解決策は、スイッチ・ドライブの立上り時間を制御して、負荷の立上り時間を約( $25 \cdot C_{LOAD}$ )に制限することです。したがって、3.3Vに充電する10 $\mu$ Fのコンデンサでは250 $\mu$ sの立上り時間が必要となり、充電電流は約130mAに制限されます。

### PCボード・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には、以下のチェックリストを使用してLTC3406が正しく動作するようにします。これらの項目は図5と図6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。

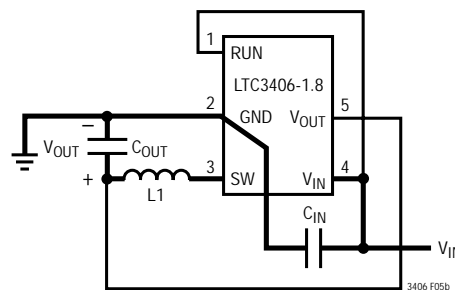
1. GNDトレース、SWトレース、および $V_{IN}$ トレースで構成される電源トレースは、短く、真っ直ぐに、幅広くします。
2.  $V_{FB}$ ピンは帰還抵抗に直接接続されていますか？抵抗分割器R1/R2は、 $C_{OUT}$ の+側プレーンとグラウンドの間に接続しなければなりません。
3.  $C_{IN}$ の+側プレーンは $V_{IN}$ にできるだけ近づけて接続されていますか？このコンデンサは、内部パワーMOSFETにAC電流を供給します。
4. スwitchング・ノードSWは、感度が高い $V_{FB}$ ノードから離します。
5.  $C_{IN}$ の-側プレー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

## アプリケーション情報



太線は高電流経路を示す

図5a . LTC3406のレイアウト図



太線は高電流経路を示す

図5b . LTC3406-1.8のレイアウト図

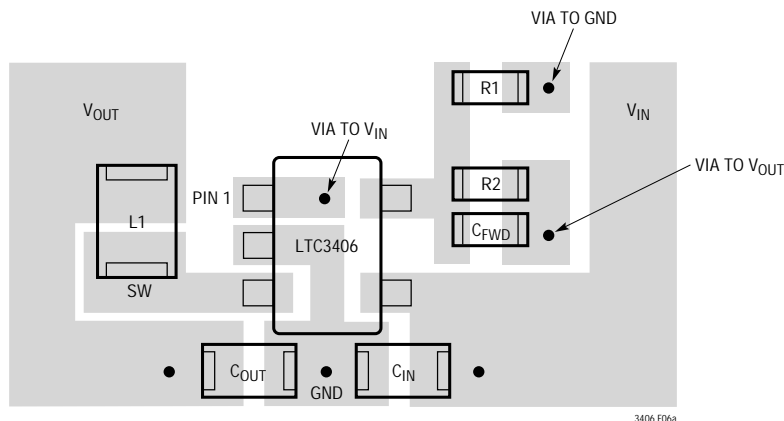


図6a . LTC3406の推奨レイアウト

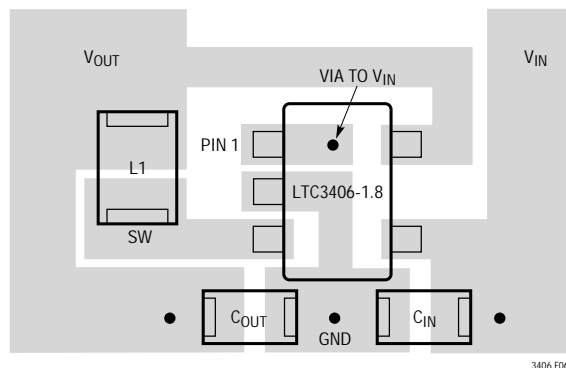


図6b . LTC3406-1.8の推奨レイアウト

### 設計例

設計例として、LTC3406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。

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

式(3)で、 $V_{OUT} = 2.5V$ 、 $V_{IN} = 4.2V$ 、 $\Delta I_L = 240mA$ および $f = 1.5MHz$ を代入すると、次の値が得られます。

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

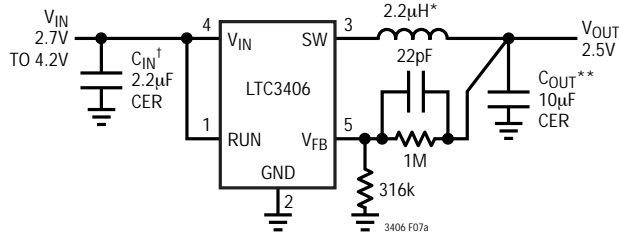
このアプリケーションでは、2.2 $\mu H$ のインダクタで良好に動作します。効率を上げるには、直列抵抗が0.2以下で、720mA以上のインダクタを選択します。

CINのRMS電流定格は規定温度範囲で少なくとも0.3A(およそ $I_{LOAD(MAX)}/2$ )が必要で、COUTのESRは0.25より小さくしなければなりません。ほとんどの場合、セラミック・コンデンサはこの条件を満足します。

## 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 LQH3C2R2M24  
 \*\* TAIYO YUDEN JHK316BJ106ML  
 † TAIYO YUDEN LMK212BJ225MG

図7a

完全な回路とその効率曲線を図7に示します。

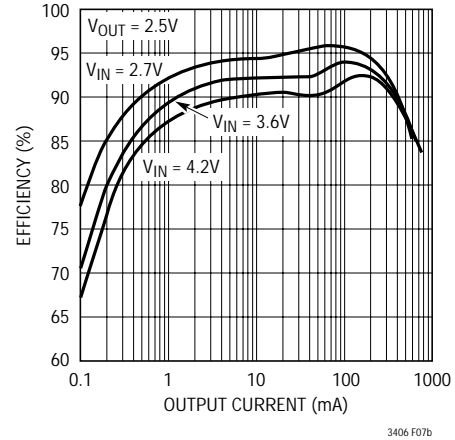
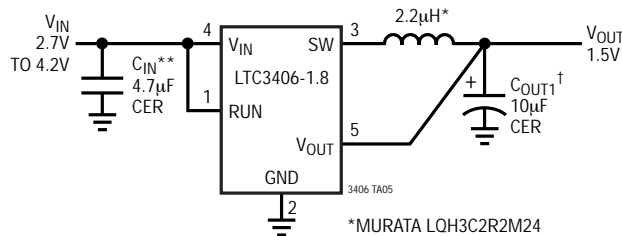


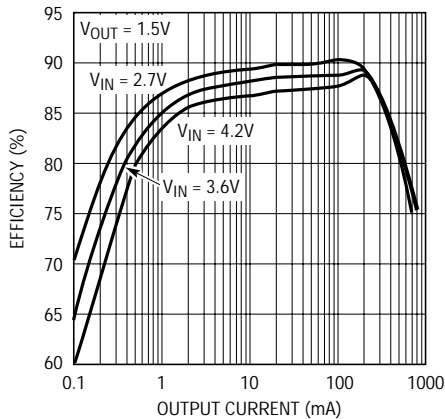
図7b

## 標準的応用例

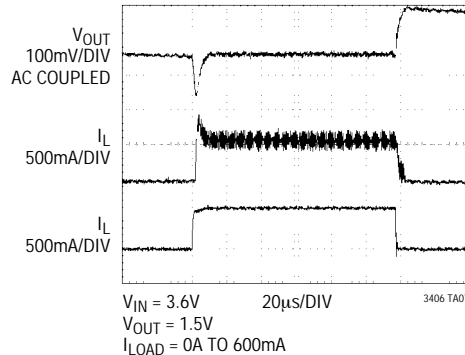
### 高効率で実装面積の小さな シングル・リチウムイオンからの1.5V/600mAレギュレータ



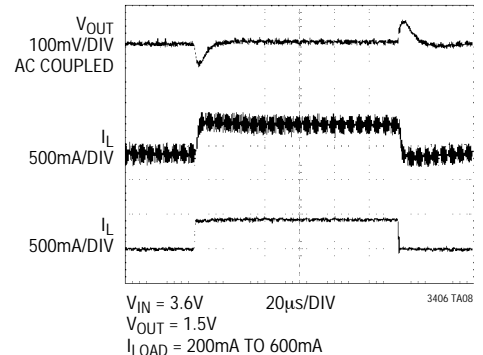
\* MURATA LQH3C2R2M24  
 \*\* TAIYO YUDEN CERAMIC JMK212BJ475MG  
 † TAIYO YUDEN CERAMIC JMK316BJ106ML



3406 TA06



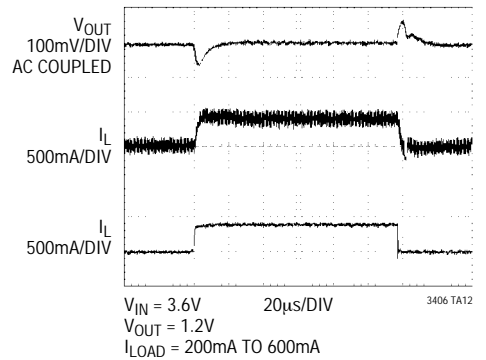
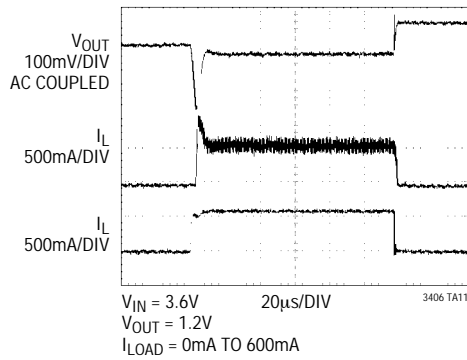
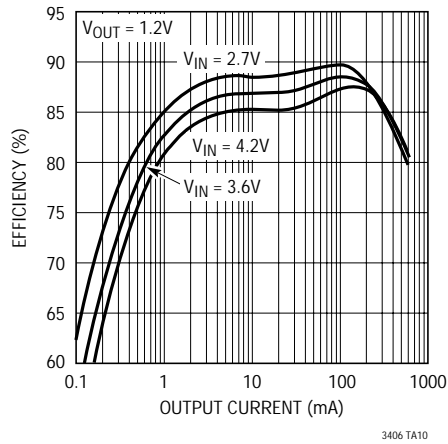
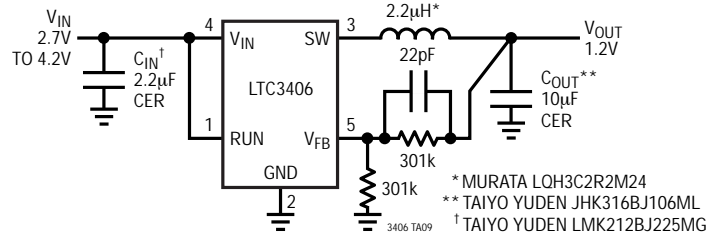
3406 TA07



3406 TA08

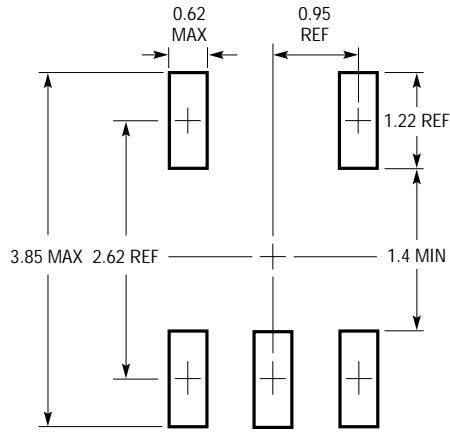
## 標準的応用例

高効率で実装面積の小さな  
シングル・リチウムイオンからの1.2V/600mAレギュレータ

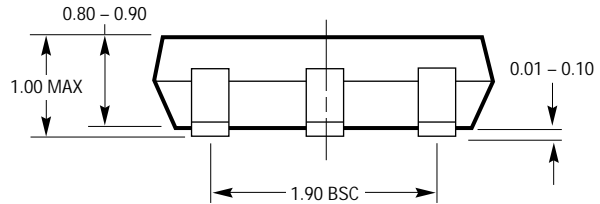
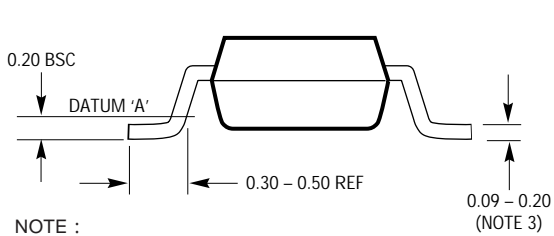
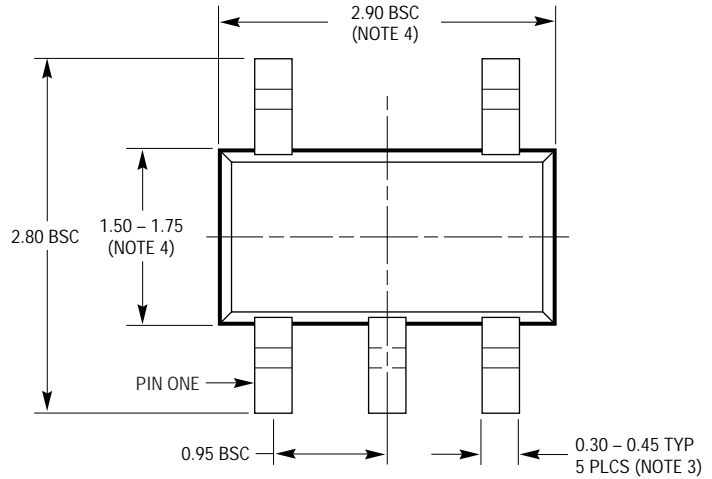


パッケージ寸法

S5パッケージ  
5ピン・プラスチックSOT-23  
(Reference LTC DWG # 05-08-1635)



推奨半田パッド・レイアウト  
IPC CALCULATORを使用



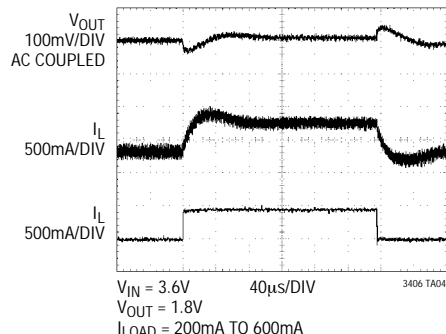
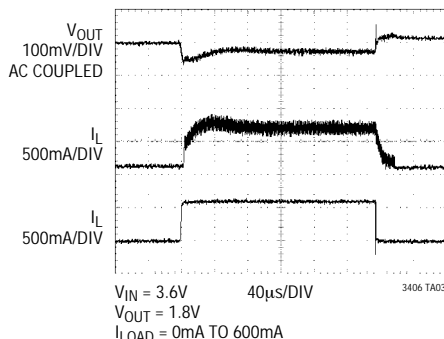
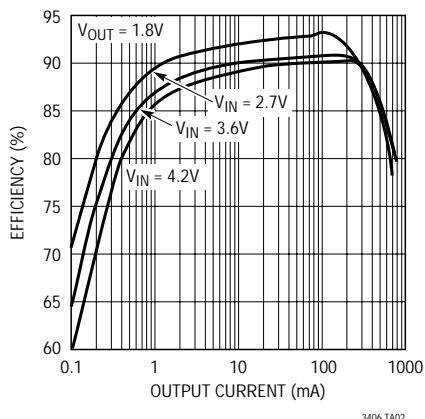
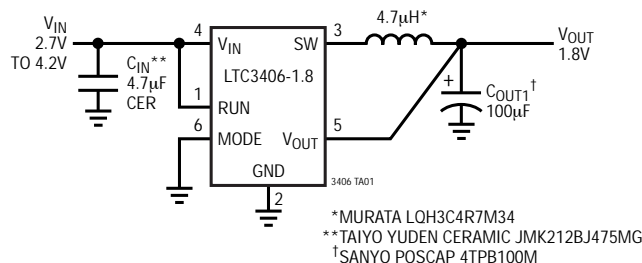
S5 TSOT-23 0302

NOTE :

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を越えてはならない
6. JEDECパッケージ参照番号はMO-193

## 標準的応用例

出力リップルが小さく実装面積の小さな  
シングル・リチウムイオンからの1.8V/600mAレギュレータ



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1174/LTC1174-3.3 LTC1174-5	高効率降圧 / 反転DC/DCコンバータ	モノリシック・スイッチング・レギュレータ、 I <sub>OUT</sub> は最大450mA、バースト・モード動作
LTC1265	1.2A、高効率降圧DC/DCコンバータ	固定オフ時間、モノリシック、バースト・モード動作
LTC1474/LTC1475	低消費電流降圧DC/DCコンバータ	モノリシック、I <sub>OUT</sub> は最大250mA、I <sub>Q</sub> = 10µA、MS8
LT1616	600mA、1.4MHz降圧DC/DCコンバータ	V <sub>IN</sub> 範囲: 3.6V ~ 25V、ThinSOT
LTC1627	モノリシック同期式降圧 スイッチング・レギュレータ	固定周波数、I <sub>OUT</sub> は最大500mA、2次巻線レギュレーション、 V <sub>IN</sub> 範囲: 2.65V ~ 8.5V
LTC1701	モノリシック電流モード 降圧スイッチング・レギュレータ	固定オフ時間、I <sub>OUT</sub> は最大500mA、1MHz動作、V <sub>IN</sub> 範囲: 2.5V ~ 5.5V
LTC1707	モノリシック同期式降圧スイッチング・レギュレータ	1.19V V <sub>REF</sub> ピン、固定周波数、I <sub>OUT</sub> は最大600mA、V <sub>IN</sub> 範囲: 2.65V ~ 8.5V
LTC1767	1.5A、1.25MHz降圧スイッチング・レギュレータ	3V ~ 25V入力、MS8
LTC1779	モノリシック電流モード 降圧スイッチング・レギュレータ	550kHz、V <sub>IN</sub> 範囲: 2.5V ~ 9.8V、ThinSOT
LTC1877	高効率モノリシック降圧レギュレータ	550kHz、V <sub>IN</sub> : 最大10V、I <sub>Q</sub> = 10µA、I <sub>OUT</sub> : V <sub>IN</sub> = 5Vで最大600mA、MS8
LTC1878	高効率モノリシック降圧レギュレータ	550kHz、V <sub>IN</sub> : 最大6V、I <sub>Q</sub> = 10µA、I <sub>OUT</sub> : V <sub>IN</sub> = 3.3Vで最大600mA、MS8
LTC3404	1.4MHz高効率モノリシック降圧レギュレータ	1.4MHz、V <sub>IN</sub> : 最大6V、I <sub>Q</sub> = 10µA、I <sub>OUT</sub> : V <sub>IN</sub> = 3.3Vで最大600mA、MS8
LTC3405A LTC3405A-1.5 LTC3405A-1.8	1.5MHz高効率モノリシック 降圧レギュレータ	1.5MHz、V <sub>IN</sub> 範囲: 2.5V ~ 5.5V、I <sub>Q</sub> = 20µA、I <sub>OUT</sub> : 最大300mA、 固定出力電圧タイプあり、ThinSOT
LTC3411	2MHz高効率モノリシック降圧レギュレータ	2MHz、I <sub>Q</sub> = 60µA、I <sub>OUT</sub> : 最大1.2A、10ピンMSOP

3406i