

# ThinSOTパッケージ、1.5MHz、 250mA 同期式降圧レギュレータ

2001年8月

## 特長

- 96%までの高効率
- 非常に低い動作時消費電流(わずか20 $\mu$ A)
- $V_{IN}=3V$ 時に250mAの出力電流
- 2.5V~5.5Vの入力電圧範囲
- 1.5MHz固定周波数動作
- ショットキ・ダイオード不要
- 低損失動作(100%デューティサイクル)
- 0.8Vリファレンスによる低出力電圧
- シャットダウンモード時の電源電流: 1 $\mu$ A未満
- $\pm 2\%$ の出力電圧精度
- 電流モード動作による優れたライン/負荷過度応答
- 過温度保護
- 小型ThinSOT<sup>TM</sup>パッケージ(1mm)

## アプリケーション


- セルラ電話
- PDA
- ワイヤレスモデム、DSLモデム
- デジタルカメラ
- MP3プレイヤー
- 携帯機器

## 概要

LTC<sup>®</sup>3405は高効率のモノリシック同期式降圧レギュレータで、固定周波数、電流モード方式を採用しています。動作時の電源電流はわずか20 $\mu$ Aであり、シャットダウン時には1 $\mu$ A以下に下がります。2.5V~5.5Vの入力電圧範囲は、LTC3405は1セルのリチウムイオン・バッテリーで駆動される用途に最適です。100%デューティサイクルによって低損失動作ができ、携帯システムでのバッテリー寿命を延ばします。

スイッチング周波数は内部で1.5MHzに設定されており、小型表面実装のインダクタとコンデンサが使用できます。

内蔵の同期スイッチによって効率が上がり、外部ショットキ・ダイオードも不要です。0.8Vの帰還リファレンス電圧によって低い出力電圧も容易に実現できます。LTC3405は高さが低いThinSOTパッケージ(1mm)で供給されます。

、LTC、LT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

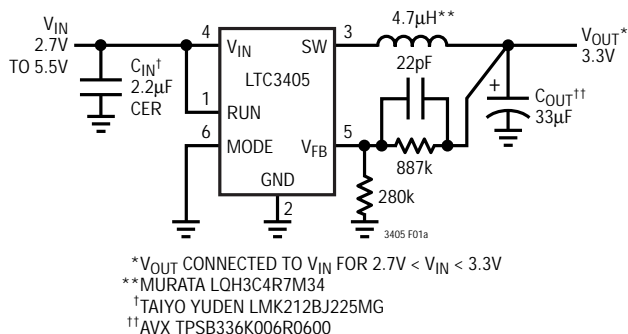


図1a.高効率降圧コンバータ

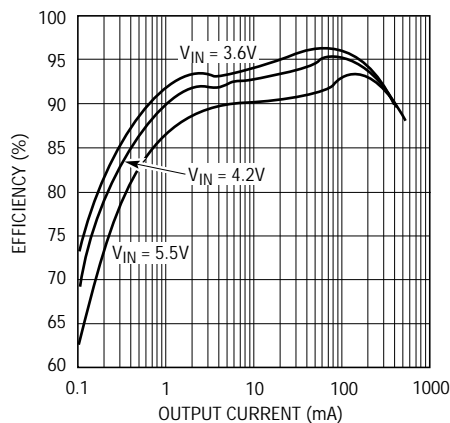


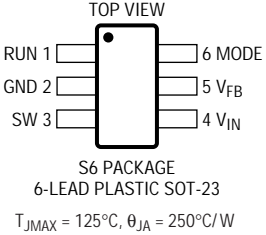
図1b.効率対負荷電流

## 絶対最大定格

(Note1)

入力電源電圧 .....	- 0.3V ~ 6V
MODE、RUN、 $V_{FB}$ 電圧 .....	- 0.3V ~ $V_{IN}$
SW電圧 .....	- 0.3V ~ ( $V_{IN} + 0.3V$ )
Pチャンネル・スイッチのソース電流(DC) .....	400mA
Nチャンネル・スイッチのシンク電流(DC) .....	400mA
スイッチのシンク/ソース電源(ピーク) .....	630mA
動作温度範囲(Note2) .....	- 40 ~ 85
接合部温度(Note3) .....	125
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

	ORDER PART NUMBER
	LTC3405ES6
	S6 PART MARKING
	LTXQ

より広い動作温度範囲で規定されたデバイス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。特記がない限り、 $V_{IN}=3.6V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
$I_{VFB}$	Feedback Current		●		±30	nA	
$I_{PK}$	Peak Inductor Current	$V_{IN} = 3V, V_{FB} = 0.7V, \text{Duty Cycle} < 35\%$		375	500	625	mA
$V_{FB}$	Regulated Output Voltage	(Note 4)	●	0.784	0.8	0.816	V
$\Delta V_{OVL}$	$\Delta$ Output Overvoltage Lockout	$\Delta V_{OVL} = V_{OVL} - V_{FB}$	●	20	50	80	mV
$\Delta V_{FB}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 2.5V \text{ to } 5.5V$ (Note 4)	●		0.04	0.4	%/V
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation				0.5		%
$V_{IN}$	Input Voltage Range		●	2.5		5.5	V
$I_S$	Input DC Bias Current Pulse Skipping Mode Burst Mode™ Operation Shutdown	(Note 5)					
		$V_{FB} = 0.7V, \text{Mode} = 3.6V, I_{LOAD} = 0A$			300	400	μA
		$V_{FB} = 0.83V, \text{Mode} = 0V, I_{LOAD} = 0A$			20	35	μA
		$V_{RUN} = 0V, V_{IN} = 5.5V$			0.1	1	μA
$f_{OSC}$	Oscillator Frequency	$V_{FB} = 0.8V$	●	1.2	1.5	1.8	MHz
		$V_{FB} = 0V$			210		kHz
$R_{PFET}$	$R_{DS(ON)}$ of P-Channel FET	$I_{SW} = 100mA$			0.7	0.85	Ω
$R_{NFET}$	$R_{DS(ON)}$ of N-Channel FET	$I_{SW} = -100mA$			0.7	0.90	Ω
$I_{LSW}$	SW Leakage	$V_{RUN} = 0V, V_{SW} = 0V \text{ or } 5V, V_{IN} = 5V$			±0.01	±1	μA
$V_{RUN}$	RUN Threshold		●	0.3	1	1.5	V
$I_{RUN}$	RUN Leakage Current		●		±0.01	±1	μA
$V_{MODE}$	MODE Threshold		●	0.3	1.5	2	V
$I_{MODE}$	MODE Leakage Current		●		±0.01	±1	μA

Burst Modeはリニアテクノロジー社の商標です。

Note1: 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。

Note2: LTC3405Eは、0 ~ 70 で規定された性能が保証されます。これらは、- 40 ~ 85 でも規定が設計、特性付け、および統計のプロセス制御に基づく相関によって保証されています。

Note3:  $T_J$ は周囲温度 $T_A$ と電力損失 $P_D$ から次式によって計算されます。

$$LTC3405: T_J = T_A + (P_D)(250^\circ\text{C/W})$$

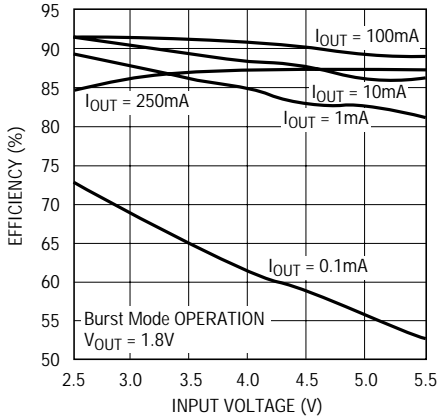
Note4: LTC3405は $V_{FB}$ を誤差アンプの出力に接続する独自のテストモードで試験されます。

Note5: スイッチング周波数によって供給されるゲート電荷のため、実際の電源電流はより大きくなります。

## 標準的性能特性

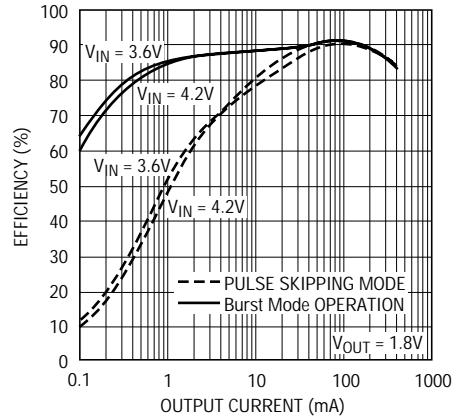
(抵抗分割器の抵抗値を除き、図1aに基づく)

効率対入力電圧



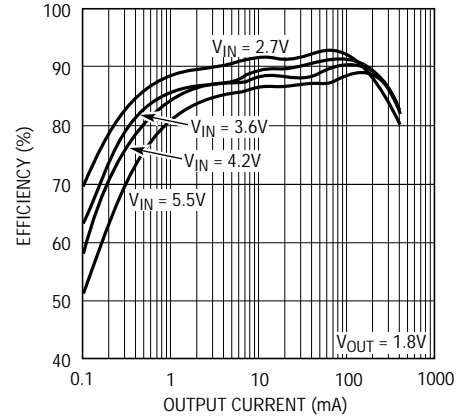
3405 G02

効率対出力電流



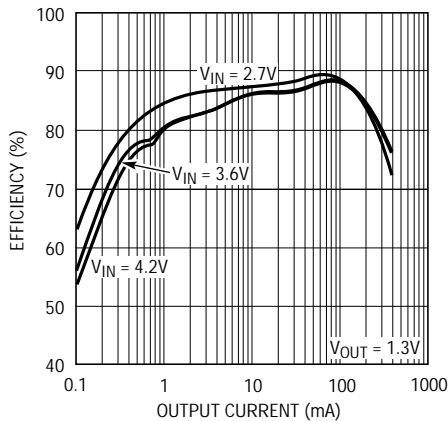
3405 G03

効率対出力電流



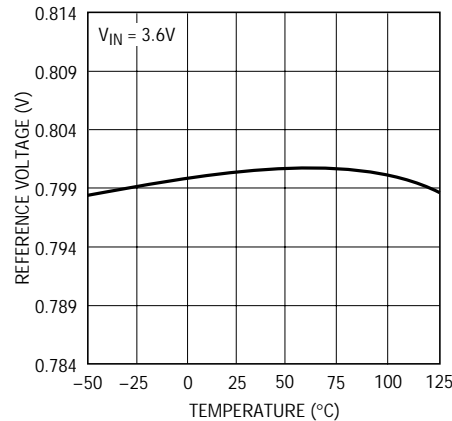
3405 G04

効率対出力電流



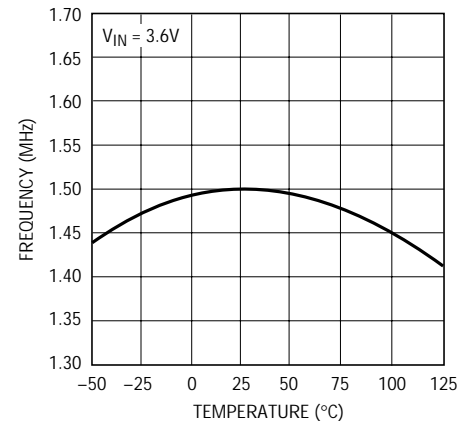
3405 G05

リファレンス電圧対温度



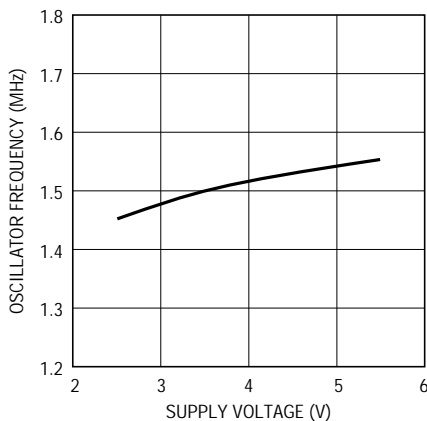
3405 G06

発振器周波数対温度



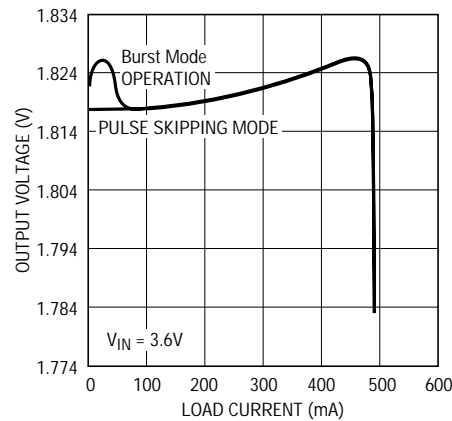
3405 G07

発振器周波数対電源電圧



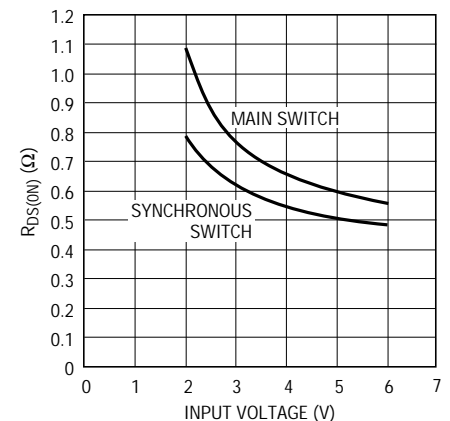
3405 G08

出力電圧対負荷電流



3405 G09

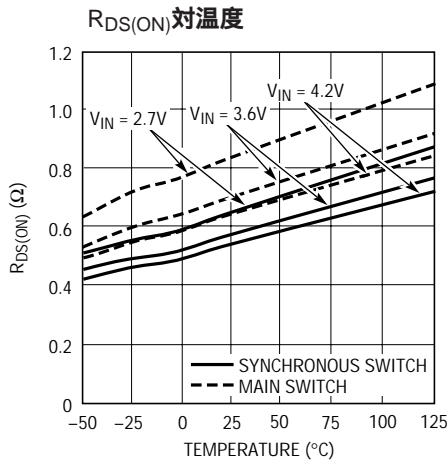
$R_{DS(ON)}$ 対入力電圧



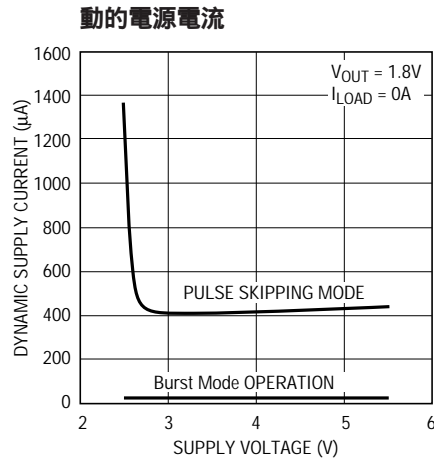
3405 G10

## 標準的性能特性

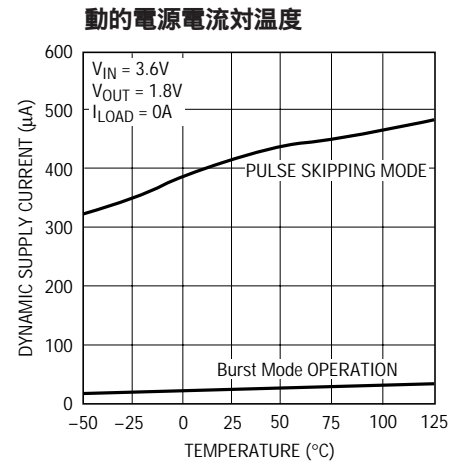
(抵抗分割器の抵抗値を除き、図1aに基づく)



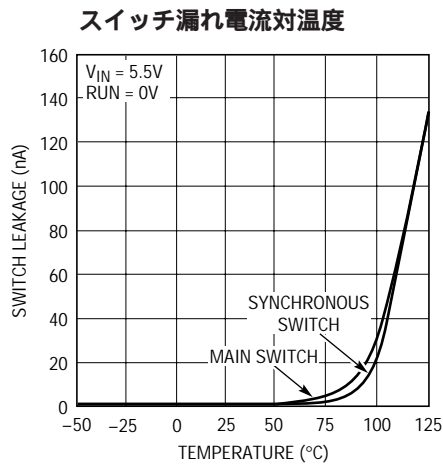
3405 G11



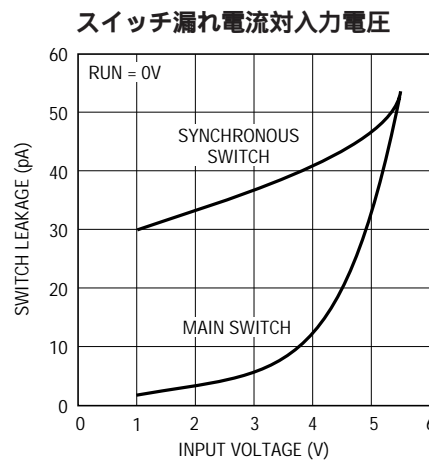
3405 G12



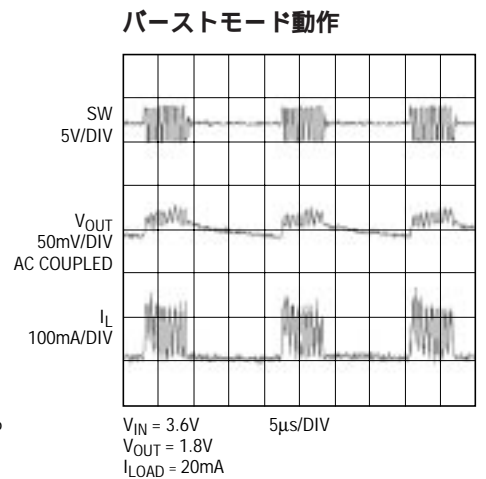
3405 G13



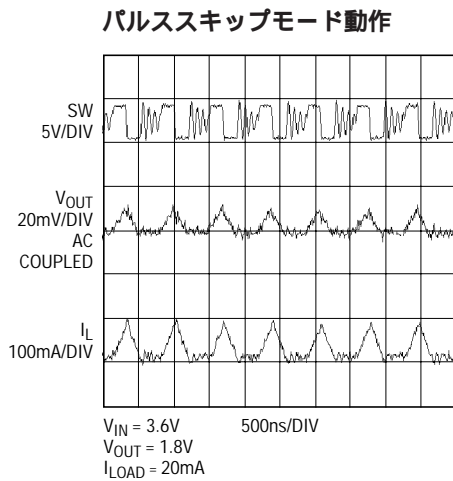
3405 G14



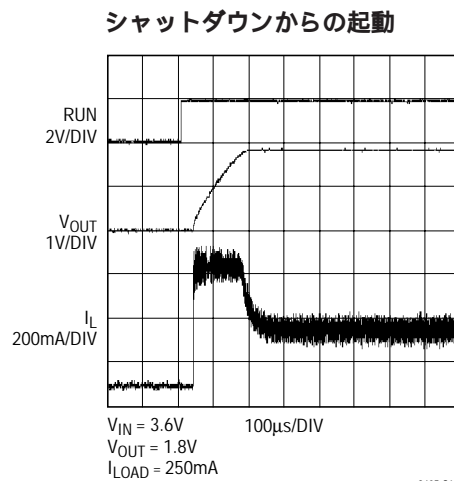
3405 G15



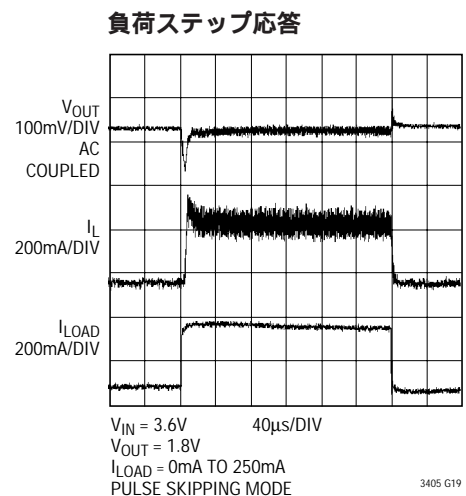
3405 G16



3405 G17



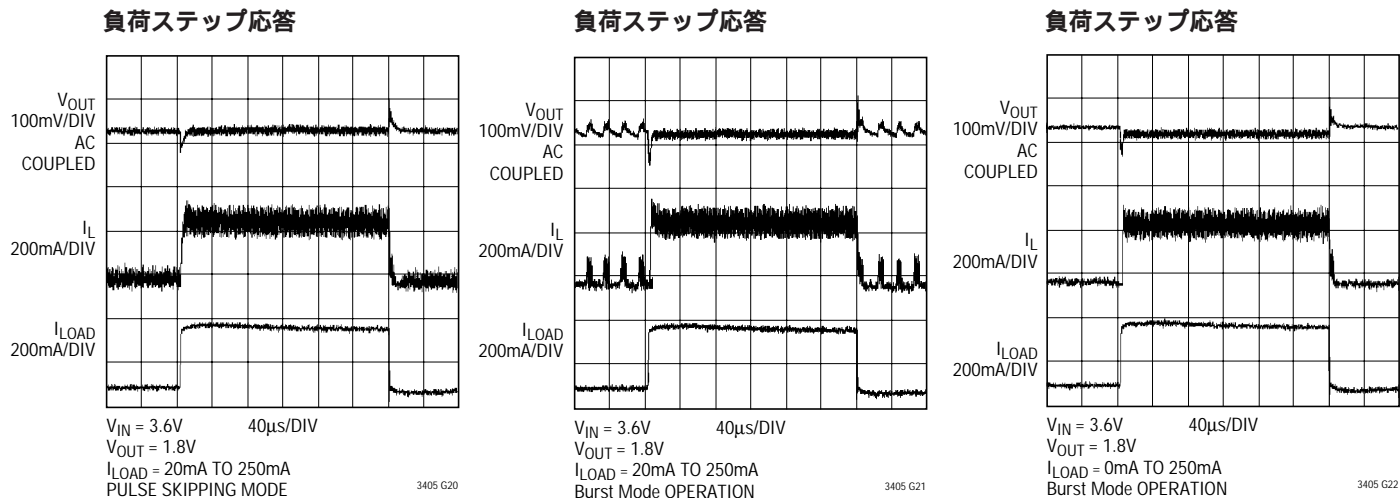
3405 G18



3405 G19

## 標準的性能特性

(抵抗分割器の抵抗値を除き、図1aに基づく)



## ピン機能

**RUN (ピン1):** RUN制御入力。このピンを1.2V以上にするとデバイスをイネーブルし、0.4V以下にするとシャットダウンします。シャットダウンモードでは、全ての機能を無効にして、電源電流を1 $\mu$ A未満にします。RUNピンはオープン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・ノード接続ピン。このピンは、内蔵のメインおよび同期パワーMOSFETスイッチに接続されています。

**$V_{IN}$  (ピン4):** メイン電源ピン。2.2 $\mu$ F以上のセラミック・コンデンサを使用して、GND(ピン2)近くでしっかりとデカップリングしてください。

**$V_{FB}$  (ピン5):** 帰還ピン。出力の外部抵抗分割器から帰還電圧を入力します。

**MODE (ピン6):** モード選択ピン。パルススキップ・モードを選択するには $V_{IN}$ に接続し、グランドに接続するとバーストモードになります。このピンはオープンのままにしないでください。



## 動作(機能図を参照)

コンパレータOVDETは、メイン・スイッチをオフして不具合が取り除かれるまでそれを維持し、6.25%を超える過度的オーバershootから守ります。

### バーストモード動作

LTC3405にはバーストモード動作の機能があり、内部パワーMOSFETは負荷要求に応じて断続的に動作します。バーストモード動作をイネーブルするには、単にMODEピンをGNDに接続します。バーストモード動作を無効にしてPWMパルススキップ・モードをイネーブルするには、MODEピンを $V_{IN}$ に接続するか、ロジックのハイ・レベルにしてください( $V_{MODE} > 1.5V$ )。このモードでは、軽負荷時の効率が低くなりますが、出力負荷が25mAを超える時にはバーストモード動作と同等になります。パルススキップ・モードの長所は、出力リップルが低いこと、およびオーディオ回路への影響が少ないことです。

コンバータがバーストモード動作の場合のピーク・インダクタ電流は、出力負荷に関係なく、約100mAに設定されます。各バースト現象は、軽負荷時の数サイクルから、適当な負荷時の短い休止間隔でほぼ継続したサイクルまで連続します。バーストの間では、パワーMOSFETと不必要な全ての回路はオフされ、消費電流を20 $\mu$ Aに減らします。この休止状態では、負荷電流は出力コンデンサから単に供給されます。出力電圧が低下すると、EAアンプの出力は、BURSTコンパレータを起動する信号を出すスリープ・スレッシュホールド以上に上がります。負荷要求に依存した割合で、この処理が繰り返されます。

### 短絡保護

出力がグランドに短絡されると、発振器の周波数は公称周波数の7分の1である、約210kHz下がります。

この周波数フォールドバックにより、インダクタ電流の減衰に時間がかかるようにし、そして暴走を防ぐことができます。 $V_{FB}$ が0Vより高くなると、発振器の周波数は1.5MHzに次第に増加します。

### ドロップアウト動作

入力電源電圧が出力電圧に近い値まで下がると、デューティサイクルは最大オン時間まで増加します。更に電源電圧が減少すると、1サイクルを超えて100%デューティ

サイクルに達するまでメイン・スイッチはオンします。そして出力電圧は、PチャネルMOSFETとインダクタによる電圧降下を入力電圧から差し引いて決まります。

他に覚えておくべき重要なことは、低電源電圧時の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)。従って、低入力電圧時にLTC3405を100%デューティサイクルで使用する時の電力損失をユーザは計算する必要があります(アプリケーション情報の項の熱的考察を参照)。

### 低電源電圧動作

LTC3405は、入力電源電圧を2.5Vまで下げて使用できますが、この低電圧時での最大許容出力電流は減少します。様々な出力電圧に対する最大出力電流の減少を入力電圧の関数として図2に示します。

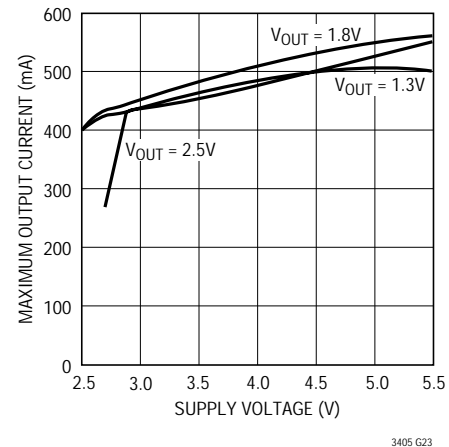


図2. 最大出力電流対入力電圧

### スロープ補償とインダクタ・ピーク電流

スロープ補償により、高デューティサイクル時の低調波発振を防ぐことで、固定周波数方式の安定性が得られます。これは、デューティサイクルが40%を超える時にインダクタ電流信号に補償ランプを加えて、内部的に行います。通常は40%を超えるデューティサイクルに対しては最大インダクタピーク電流を減らします。しかし、LTC3405にはこの補償ランプを打ち消す特許申請中の方式が使用されており、最大ピーク・インダクタ電流が全てのデューティサイクルにおいて影響しないようになっています。

## アプリケーション情報

基本的なLTC3405の応用回路を図1に示します。外部部品の選択は負荷要求によって決まり、まずはインダクタLを選択し、入力コンデンサ $C_{IN}$ 、そして出力コンデンサ $C_{OUT}$ と続きます。

### インダクタの選択

殆どのアプリケーションで、 $3.3\mu\text{H} \sim 10\mu\text{H}$ の範囲のインダクタ値が使用できます。その値は、必要なリップル電流を基にして選びます。大きなインダクタ値はリップル電流が低く、小さなインダクタ値ではリップル電流が大きくなります。式1に示すように、 $V_{IN}$ または $V_{OUT}$ が高いと、リップル電流も増加します。手始めにリップル電流を設定する上で妥当なところは、 $\Delta I_L = 100\text{mA}$  (  $250\text{mA}$  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、コアの飽和を防ぐために最大負荷電流にリップル電流の半分を加えたものに等しくしてください。従って、殆どのアプリケーションで $300\text{mA}$ 定格のインダクタで十分です(  $250\text{mA} + 50\text{mA}$  )。効率を上げるために、DC抵抗の低いインダクタを選んでください。

インダクタ値もまた、バーストモード動作で影響があります。低電流動作への移行は、インダクタ電流のピークが約 $100\text{mA}$ に下がった時に始まります。これは、低インダクタ値( 高 $\Delta I_L$  )によってより小さな負荷電流で生じるようになり、低電流動作の上側の方で効率の落ち込みが生じます。バーストモード動作では、低インダクタンス値によってバースト周波数が増加します。

### インダクタコアの選択

コアの材質や形状の差によって、インダクタのサイズ対電流および価格対電流の関係が変わります。フェライトのトロイドやシールド・ポット・コア、またはパーマロイ材は小型で、大きなエネルギーを放射しませんが、同等の電気的特性をもつ鉄粉コアよりも一般に割高です。どのようなインダクタを使用するかはしばしば、LTC3405がその動作上で必要とするものよりも、価格対サイズの要求やEMIの放射領域によって選ばれます。LTC3405アプリケーションで良く動作する代表的な表面実装インダクタを表1に示します。

表1. 代表的な表面実装インダクタ

MANUFACTURER	PART NUMBER	VALUE	MAX DC CURRENT	DCR	HEIGHT
Taiyo Yuden	LB2016T3R3M	$3.3\mu\text{H}$	$280\text{mA}$	$0.2\Omega$	$1.6\text{mm}$
Panasonic	ELT5KT4R7M	$4.7\mu\text{H}$	$950\text{mA}$	$0.2\Omega$	$1.2\text{mm}$
Murata	LQH3C4R7M34	$4.7\mu\text{H}$	$450\text{mA}$	$0.2\Omega$	$2\text{mm}$
Taiyo Yuden	LB2016T4R7M	$4.7\mu\text{H}$	$210\text{mA}$	$0.25\Omega$	$1.6\text{mm}$
Panasonic	ELT5KT6R8M	$6.8\mu\text{H}$	$760\text{mA}$	$0.3\Omega$	$1.2\text{mm}$
Panasonic	ELT5KT100M	$10\mu\text{H}$	$680\text{mA}$	$0.36\Omega$	$1.2\text{mm}$
Sumida	CMD4D116R8MC	$6.8\mu\text{H}$	$620\text{mA}$	$0.23\Omega$	$1.2\text{mm}$

### $C_{IN}$ と $C_{OUT}$ の選択

連続モードでは、上側MOSFETのソース電流は、デューティサイクルが $V_{OUT}/V_{IN}$ の方形波です。大きな電圧遷移を防ぐため、最大RMS電流用に形成されている低ESRの入力コンデンサを使用してください。最大RMSコンデンサ電流は次式で計算されます。

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

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ で最大となり、この時に $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ です。一般に、この単純な最悪条件が設計に使われますが、それは大きな変動が発生してもそれほど変更の必要がないからです。コンデンサ製造業者が規定するリップル電流定格はしばしば、2000時間の寿命に基づいていることに注意してください。このため、そのコンデンサの定格をもっと低く考えるか、または要求よりも高い温度で規定されたコンデンサを選ぶことが賢明です。疑問がある場合には常に、製造業者に問い合わせてください。

$C_{OUT}$ の選択は、必要な等価直列抵抗( ESR )で決まります。ループを安定にするために、 $100\text{m} \sim 200\text{m}$  の範囲のESRが必要です。LTC3405に対する適正動作のための一般則は次の通りです。

$$0.1\Omega \leq C_{OUT} \text{ 所要の ESR } \leq 0.6\Omega$$

ESRはコンデンサ容量の直接関数であり、つまり、物理的に大きなコンデンサほどESRが低くなります。一度、 $C_{OUT}$ に対するESR要求が満たされると、RMS電流定格は一般に $I_{RIPPLE(P-P)}$ 要求を大きく超えます。その出力リップル $\Delta V_{OUT}$ は次式で計算されます。

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



## アプリケーション情報

ここで、 $f$ =動作周波数、 $C_{OUT}$ =出力コンデンサ容量、そして $\Delta I_L$ =インダクタのリプル電流とします。 $\Delta I_L$ は入力電圧とともに増加するので、固定出力電圧に対しては、出力リプルは最大入力電圧で最も大きくなります。

アルミ電解および乾式タンタルコンデンサの双方とも、表面実装用に準備されています。タンタルの場合、そのコンデンサがスイッチング電源用にサージ試験されていることが重要です。AVX TPSシリーズの表面実装タンタルを選ぶと良いでしょう。これは特に低ESRに構成されて試験もされており、大きさに対して最小のESRが得られます。他にも三洋のPOSCAP、KemetのT510およびT495シリーズ、そしてSpragueの593Dおよび595Dシリーズなどのコンデンサがあります。その他の具体的な推奨に関しては、製造業者に問い合わせてください。

### セラミック入出力コンデンサの使用

今日では、大容量で低価格のセラミック・コンデンサが小型サイズであります。その高いリプル電流能力、高電圧定格、そして低いESRはスイッチング・レギュレータでの用途に最適です。しかし、これらのコンデンサを入出力に使用するには注意が必要です。セラミック・コンデンサが入力に使用され、電源が長い線材を介してACアダプタから供給される場合、出力の負荷ステップが入力、 $V_{IN}$ のリングングを引き起こします。良くて、このリングングが出力に影響し、間違っただけで不安定と判断されます。最悪の場合、長い線材を通して流れる突然の突入電流が潜在的に $V_{IN}$ で大きな電圧スパイクを生じ、デバイスを破壊します。

セラミック・コンデンサが出力に使用される場合、その低いESRのため、ループを安定するのに十分な位相遅延のキャンセルが得られません。一つの解決方法は、図3に示すように、大きな容量を得るためにESRが高いタンタル・コンデンサを使用し、リプル電圧を減らすために小さなセラミック・コンデンサを並列に接続します。

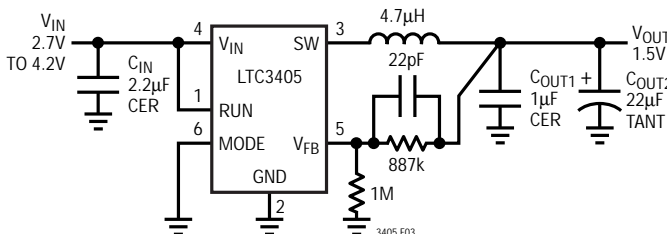


図3．セラミックとタンタル・コンデンサの並列接続

他の方法としては、図4に示すように、SWピンに帰還抵抗を接続します。SWピンで帰還情報を得ると、出力コンデンサによる位相遅延が取り除かれ、非常に安定なループが得られます。この構成は、負荷電流によって増加したインダクタのDC抵抗のために負荷レギュレーションは低下します。このわずかな負荷レギュレーションのソフトが、実際には負荷遷移の間の出力電圧のオーバershootやアンダershootを軽減するために役立ちます。

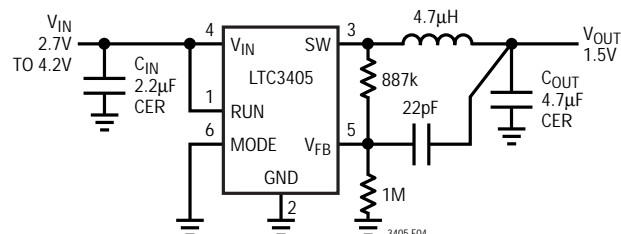


図4．全てセラミック・コンデンサを使用

三番目の方法は、 $V_{FB}$ にフィードフォワード信号を加えるために高抵抗を利用することであり、これは高ESRの出力コンデンサのリプル電圧のように振舞います。この技術を容易に実現する回路を図5に示します。フィードフォワード抵抗 $R2B$ は、前例のようにSWピンに接続します。しかし、この場合には、帰還情報は出力の抵抗分割器 $R2A$ と $R1$ から取られます。これによって、インダクタのDC抵抗による負荷レギュレーションの低下のほとんどは排除され、高ESRのタンタル・コンデンサで得られるものと同様な安定動作が得られます。この技術を使う場合、追加のフィードフォワード抵抗 $R2B$ は、次式で計算される抵抗分割器として成立しなければなりません。

$$R2 = R2A \parallel R2B = \frac{R2A \cdot R2B}{R2A + R2B}$$

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

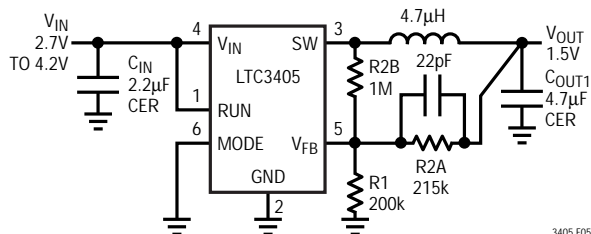


図5．全てセラミック・コンデンサを使用する場合のフィードフォワード供給

## アプリケーション情報

パルススキップ・モードでは、LTC3405は $V_{IN} \leq 4.2V$ で $4.7\mu F$ のセラミック出力コンデンサで安定です。パルススキップ・モードで動作する1個のリチウムイオンアプリケーションでは、図6に示す回路が使用できます。

入出力ともにセラミック・コンデンサを選ぶ場合には、X5RまたはX7Rの誘電組成を選んでください。これらの誘電体は、必要な値と大きさでは、全てのセラミックの中で最良の温度特性および電圧特性をもっています。

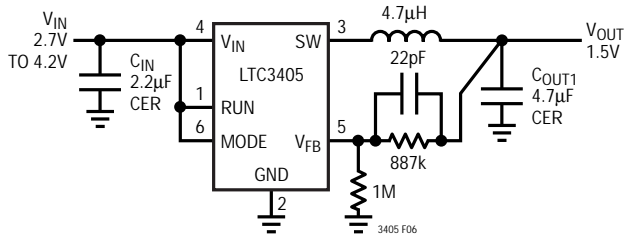


図6．パルススキップ・モードで全てセラミック・コンデンサを使用

### 出力電圧の設定

出力電圧は、次式を満たす抵抗分割器で設定します。

$$V_{OUT} = 0.8V \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (2)$$

外部抵抗分割器は出力に接続され、図7に示すリモート電圧検出を行います。

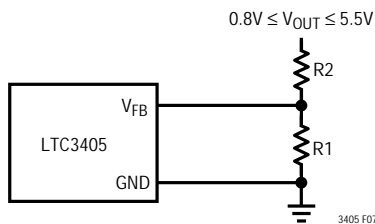


図7．LTC3405 の出力電圧設定

### 効率の考察

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たものに100%を乗じたものに等しくなります。それはしばしば、個々の損失を解析し、効率を制限するものは何か、そして何を変えれば最も改善ができるかを定めるために役立ちます。効率は次式で表現できます。

$$\text{効率} = 100\% - (L_1 + L_2 + L_3 + \dots)$$

ここで、 $L_1$ 、 $L_2$ 、他は、入力に対するパーセンテージで表される個々の損失です。

回路の中の全ての消費要素は損失を生じさせますが、通常、LTC3405回路の損失のほとんどは二つの主要な要因によります。それは $V_{IN}$ 消費電流と $I^2R$ 損失です。 $V_{IN}$ 消費電流損失は非常に低い負荷電流時の効率損失を支配するのに対し、 $I^2R$ 損失は中負荷電流から高負荷電流時の効率損失を支配します。代表的な効率プロットでは、非常に低い負荷電流時の効率曲線は誤解を招くかもしれません。それは、実際の電力損失は、図8に示すように、全くないからです。

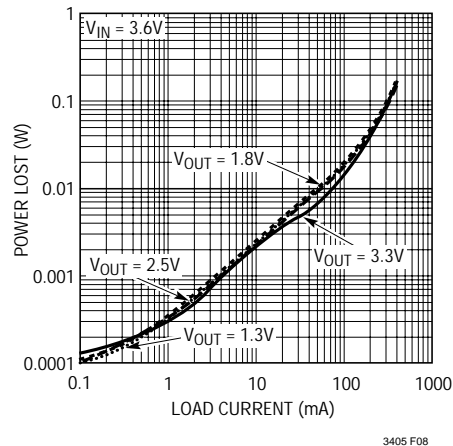


図8．電力損失と負荷電流

1.  $V_{IN}$ 消費電流は二つの要素のためです。それは電気的特性に示されるようなDCバイアス電流と、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。ゲート充電電流は、内部パワー・MOSFETスイッチのゲート容量をスイッチするために生じます。ゲートが“H”から“L”へ、そして再び“H”へスイッチされる各々の時間に、まとまった電荷 $dQ$ が $V_{IN}$ からグランドへ移動します。その $dQ/dt$ の結果が $V_{IN}$ の電流であり、一般にDCバイアス電流よりも大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ です。ここで、 $Q_T$ および $Q_B$ は内部上側そして下側スイッチのゲート電荷です。DCバイアスとゲート電荷の双方の損失は $V_{IN}$ に比例し、従ってその影響は電源電圧が高いほど顕著です。

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 $R_L$ から計算できます。連続モードでは、インダクタ $L$ を通して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。従って、SWピンに見られる直列抵抗は、次式のように上側および下側MOSFETの $R_{DS(ON)}$ とデューティサイクル(DC)双方の関数です。

## アプリケーション情報

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

上側および下側MOSFET双方の $R_{DS(ON)}$ は、標準的性能特性の曲線から得られます。従って、単に $R_L$ に $R_{SW}$ を加えたものを平均出力電流の二乗に乗じると $I^2R$ 損失が得られます。

他の $C_{IN}$ および $C_{OUT}$ のESR消費損失、そしてインダクタ・コア損失は一般に、全体で2%未満の追加損失にすぎません。

### 熱的考察

ほとんどのアプリケーションにおいてLTC3405は、高効率なので熱を多くは発生しません。しかし、ドロップアウト時のように低い電源電圧と高いデューティサイクルの中、LTC3405が高い雰囲気温度で動作する場合には、発生する熱はデバイスの最大接合部温度を超えるかもしれません。もしも接合部温度が約150℃に達すると、両方のパワー・スイッチはオフして、SWノードは高インピーダンスになります。

LTC3405が最大接合部温度を超えることを防ぐために、熱的な解析を行ってください。熱的な解析の目的は、消費される電力によりデバイスの最大接合部温度を超えるのがどこかをを見極めるためです。温度上昇は次式で計算されます。

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

ここで、 $P_D$ はレギュレータで消費される電力、そして $\theta_{JA}$ はダイの接合部から雰囲気温度までの熱抵抗です。

接合部温度 $T_J$ は次式で計算されます。

$$T_J = T_A + T_R$$

ここで、 $T_A$ は雰囲気温度です。

一例として、入力電圧が2.7V、負荷電流が250mA、そして雰囲気温度が70℃の時の、LTC3405のドロップアウト動作を考えます。標準的性能特性のスイッチ抵抗のグラフから、70℃の時のPチャンネル・スイッチの $R_{DS(ON)}$ は約0.94Ωです。従って、デバイスによって消費される電力は次式で計算されます。

$$P_D = I_{LOAD}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 58.8mW$$

SOT-23パッケージの $\theta_{JA}$ は250℃/Wですので、レギュレータの接合部温度は次式のようにになります。

$$T_J = 70^\circ C + (0.0588)(250) = 84.7^\circ C$$

これは、最大接合部温度である125℃よりも十分に低い値です。

電源電圧が高い場合には、スイッチ抵抗 $R_{DS(ON)}$ が減るために接合部温度も低いことに留意してください。

### 過度応答の検証

負荷過度応答を見れば、レギュレータのループ応答が検証できます。スイッチング・レギュレータがステップ負荷電流に反応するためには数サイクル必要です。負荷ステップが発生するとすぐに、 $V_{OUT}$ は $\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$ に等しい量だけシフトします。ここで、 $C_{OUT}$ のESRは等価直列抵抗です。また、 $\Delta I_{LOAD}$ は $C_{OUT}$ を充電または放電し始め、それが帰還誤差信号を生成します。次に、レギュレータのループは $V_{OUT}$ を定常状態に戻そうとします。この復帰時間の間に安定性の問題を示す $V_{OUT}$ のオーバーシュートやリングングを監視します。スイッチング制御ループ理論の詳細説明に関しては、アプリケーションノート76を参照してください。

次に、大きな電源バイパス・コンデンサ(>1μF)がある場合負荷のスイッチングがあると、さらにシビアな遷移が生じます。放電されたバイパス・コンデンサは実効的には $C_{OUT}$ と並列接続になり、 $V_{OUT}$ で急激な降下を生じます。負荷のスイッチ抵抗が低く、またそれが急に起こる場合、その問題を防ぐだけの十分な電流を供給できるレギュレータはありません。スイッチ駆動の立ち上がり時間を制限することだけが唯一の解決方法であり、負荷の立ち上がり時間もおよそ $25 \cdot C_{LOAD}$ に制限されます。つまり、3.3Vに充電される10μFコンデンサには250μsの立ち上がり時間が必要であり、充電電流を約130mAに制限します。

## アプリケーション情報

### PCBレイアウト・チェックリスト

プリント基板をレイアウトする場合には、LTC3405が正しく動作するようにするために次のチェックリストを使用してください。この項目はまた、図9と図10にも図示されています。設計したレイアウトで以下を確認してください。

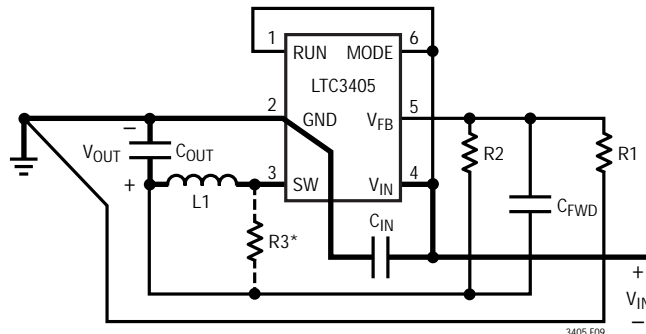
1. 電源配線、GND配線の構成、SW配線、および $V_{IN}$ 配線は、短く、真っ直ぐ、そして広くしてください。
2.  $V_{FB}$ ピンは直接、帰還抵抗に接続されていますか。抵抗分割器 $R1/R2$ は、 $C_{OUT}$ の+側プレーンとGND間に接続してください。
3.  $C_{IN}$ の+側プレーンは出来るだけ $V_{IN}$ に近く接続されていますか。このコンデンサが内部パワー-MOSFETにAC電流を供給します。

4. スwitchング・ノードSWは、敏感な $V_{FB}$ 端子から遠ざけてください。

### 設計例

設計の一例として、LTC3405を1個のリチウムイオン電池で駆動するセルラ電話へ応用する場合を考えます。 $V_{IN}$ は最大4.2Vから約2.7Vまでとします。負荷電流の要求は最大0.25Aですが、大半の時間はスタンバイ・モードであり、ほんの2mAだけが必要です。低負荷電流および高負荷電流時の効率が重要です。出力電圧は2.5Vです。以上の情報から、式(1)を使用してLが計算できます。

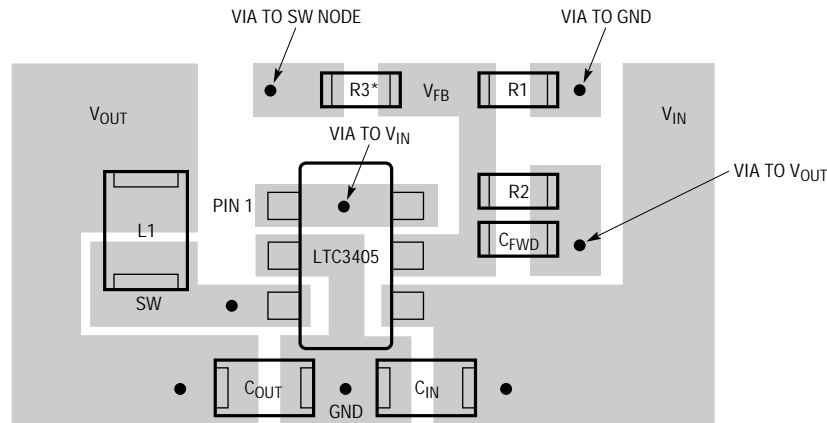
$$L = \frac{1}{(f)(\Delta I_L)} V_{OUT} \left( 1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \quad (3)$$



太線は大電流経路を示す。

\*セラミック・コンデンサ $C_{OUT}$ を使用する用途にはR3を付ける。

図9．LTC3405レイアウト図



\*セラミック・コンデンサ $C_{OUT}$ を使用する場合にR3を付ける。

図10．LTC3405の推奨レイアウト

## アプリケーション情報

式(3)に  $V_{OUT}=2.5V$ 、 $V_{IN}=4.2V$ 、 $\Delta I_L=100mA$ 、および  $f=1.5MHz$ を代入すると、 $L$ の値が得られます。

$$L = \frac{2.5V}{1.5MHz(100mA)} \left(1 - \frac{2.5V}{4.2V}\right) \cong 6.8\mu H$$

効率を上げるために、0.3 以下の直列抵抗をもつ 300mA以上のインダクタを選んでください。

$C_{IN}$ は温度範囲において、少なくとも  $0.125A \cong I_{LOAD(MAX)}/2$  のRMS電流定格が必要です。 $C_{OUT}$ は、0.1 より大きく、0.6 より小さいESRが必要です。ほとんどの場合、タンタル・コンデンサはこの要求を満足します。

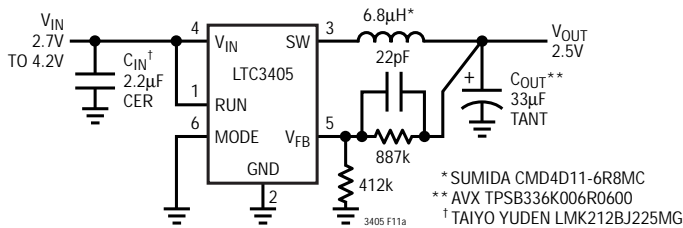
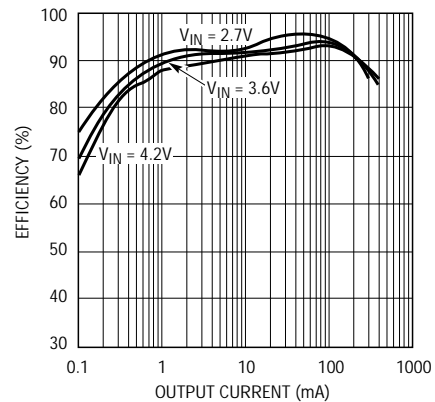


図11a

帰還抵抗は  $R1=412k$  を選びます。従って、式(2)から計算される  $R2$  は次式のようにになります。

$$R2 = \left(\frac{V_{OUT}}{0.8} - 1\right) R1 = 875.5k; 887k \text{ を使用}$$

その回路図と効率の曲線を図11に示します。

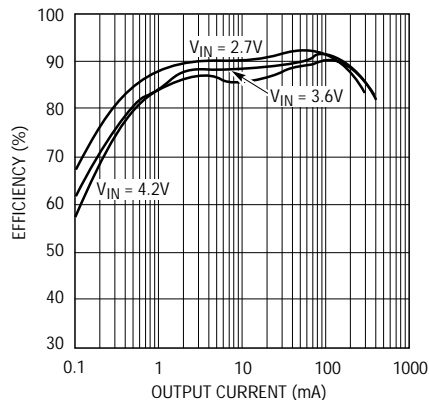
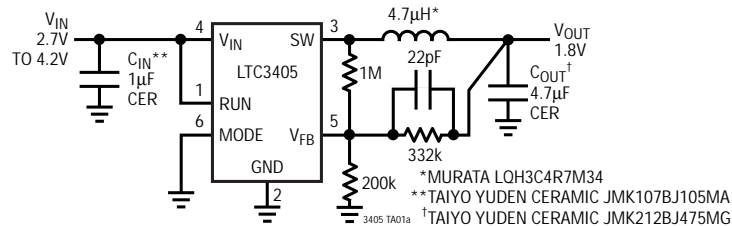


3405 F11b

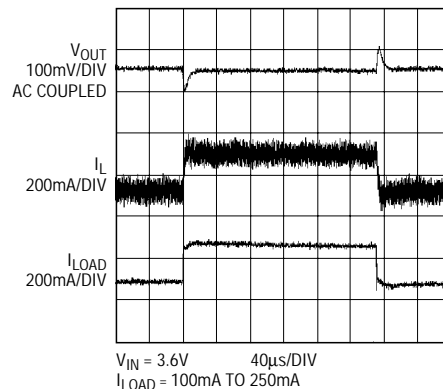
図11b

## 標準的応用例

### 省実装面積と高効率に最適な、リチウムイオン1個から 1.8V/250mAへのレギュレータ



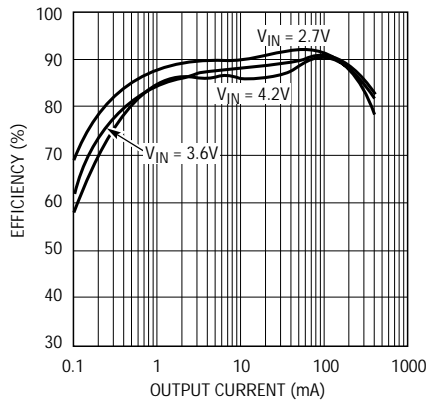
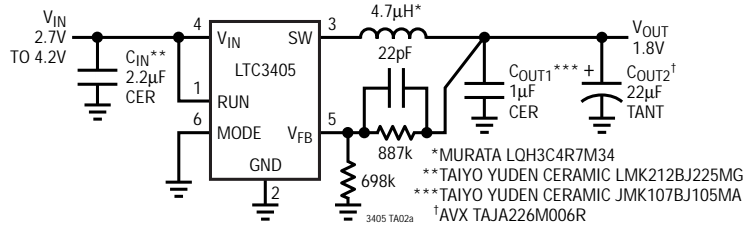
3405 TA01b



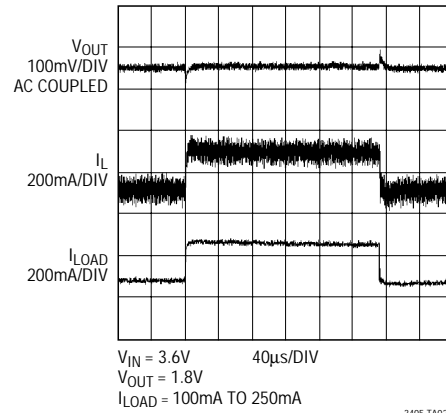
3405 TA01c

## 標準的応用例

セラミックおよびタンタル出力コンデンサを使用した、  
リチウムイオン1個から1.8V/250mAへのレギュレータ

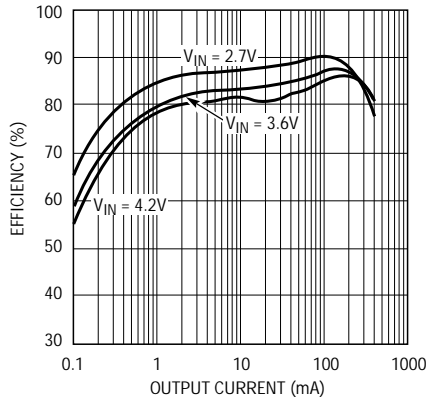
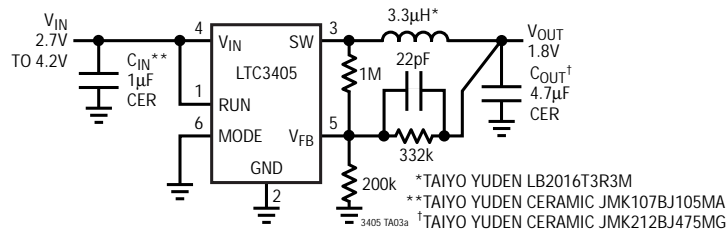


3405 TA02b

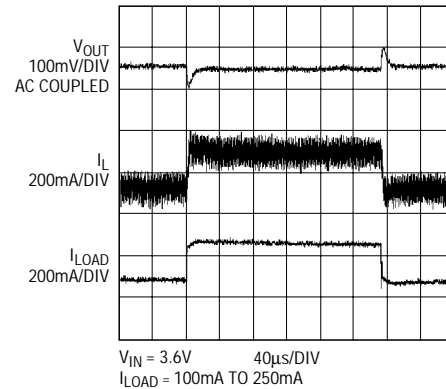


3405 TA02c

最小実装面積のために全てセラミックコンデンサを使用した、  
リチウムイオン1個から1.8V/200mAへのレギュレータ



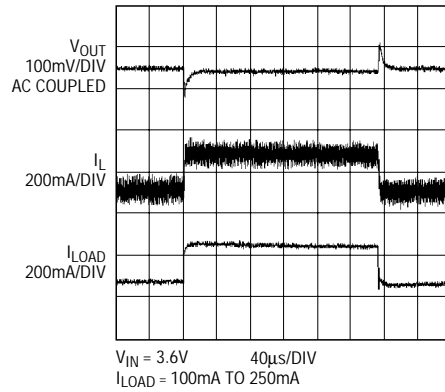
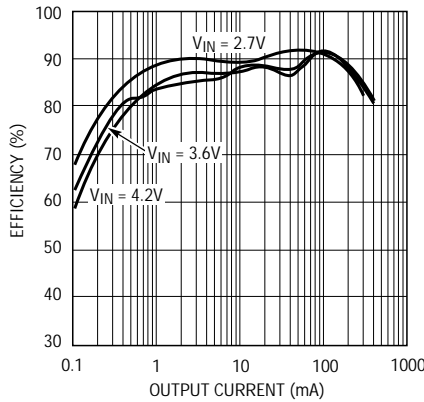
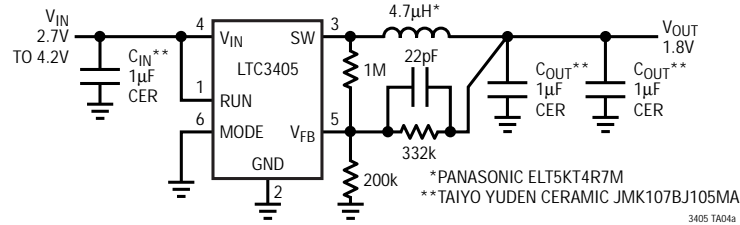
3405 TA03b



3405 TA03c

標準的応用例

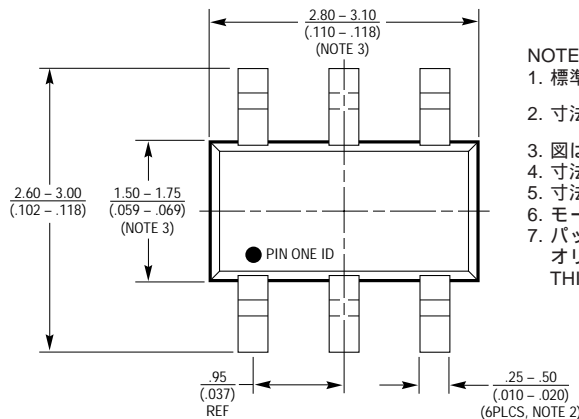
高さが1.2mm以下の最低の高さのために全てセラミックコンデンサを使用した、  
リチウムイオン1個から1.8V/250mAへのレギュレータ



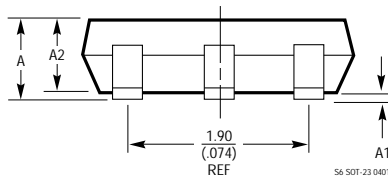
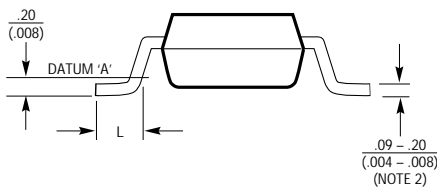
パッケージ寸法

S6パッケージ  
6ピン・プラスチックSOT-23  
(LTC DWG # 05-08-1634)  
(LTC DWG # 05-08-1636)

	SOT-23 (Original)	SOT-23 (ThinSOT)
A	.90 - 1.45 (.035 - .057)	1.00 MAX (.039 MAX)
A1	.00 - 0.15 (.00 - .006)	.01 - .10 (.0004 - .004)
A2	.90 - 1.30 (.035 - .051)	.80 - .90 (.031 - .035)
L	.35 - .55 (.014 - .021)	.30 - .50 REF (.012 - .019 REF)

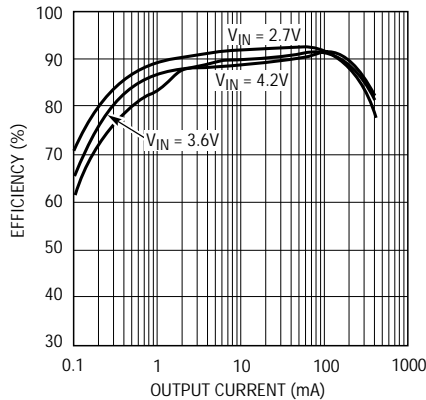
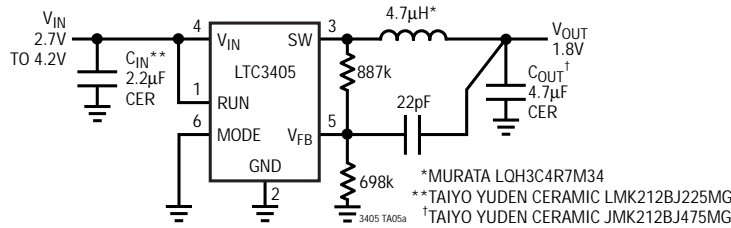


- NOTE:
- 標準寸法：ミリメートル
  - 寸法は  $\frac{\text{ミリメートル}}{\text{インチ}}$
  - 図は実寸とは異なる
  - 寸法にはメッキを含む
  - 寸法にはモールドのバリやメタルのバリを含まない
  - モールドのバリは0.254mmを超えてはならない
  - パッケージのEIAJ参照番号：  
オリジナルはSC-74A (EIAJ)  
THINはJEDEC MO-193

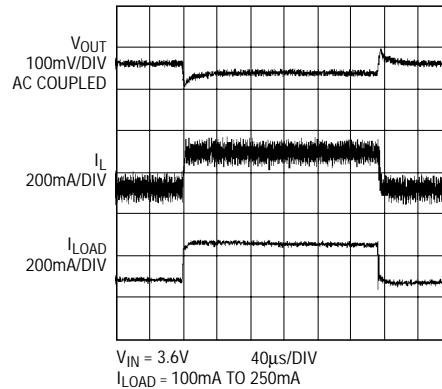


## 標準的応用例

最少部品点数で全てセラミック・コンデンサを使用した、  
リチウムイオン1個から1.8V/250mAへのレギュレータ



3405 TA05b



3405 TA05c

## 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、450mAまでのI <sub>OUT</sub> 、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、250mAまでのI <sub>OUT</sub> 、I <sub>Q</sub> =10µA、8ピンMSOP
LTC1504A	モノリシック同期降圧スイッチング・レギュレータ	低価格、電圧モード、500mAまでのI <sub>OUT</sub> 、4Vから10VまでのV <sub>IN</sub>
LT1616	600mA、1.4MHz降圧DC/DCコンバータ	6ピンThinSOT、3.6V～25VまでのV <sub>IN</sub>
LTC1622	低入力電圧、電流モード、降圧DC/DCコントローラ	高周波数、高効率、8ピンMSOP
LTC1627	モノリシック同期降圧スイッチング・レギュレータ	固定周波数、500mAまでのI <sub>OUT</sub> 、2次巻線レギュレーション 2.65V～8.5VまでのV <sub>IN</sub>
LTC1701	モノリシック同期降圧スイッチング・レギュレータ	固定オフ時間、500mAまでのI <sub>OUT</sub> 、1MHz動作、 2.5V～5.5VまでのV <sub>IN</sub>
LTC1707	モノリシック同期降圧スイッチング・レギュレータ	1.19VのV <sub>REF</sub> ピン、固定周波数、600mAまでのI <sub>OUT</sub> 2.65V～8.5VまでのV <sub>IN</sub>
LTC1767	1.5A、1.25MHz、降圧スイッチング・レギュレータ	3V～25Vまでの入力、8ピンMSOPパッケージ
LTC1771	高効率、降圧コントローラ	固定オフ時間、I <sub>Q</sub> =10µA、2.8V～18VまでのV <sub>IN</sub>
LTC1772	低入力電圧、電流モード、降圧DC/DCコントローラ	550kHz、6ピンThinSOT、5AまでのI <sub>OUT</sub> 、2.2Vから10VまでのV <sub>IN</sub>
LTC1773	高効率、同期降圧コントローラ	550kHz、MS10、2.8V～8.5VまでのV <sub>IN</sub>
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、6ピンThinSOT、2.5Vから9.8VまでのV <sub>IN</sub>
LTC1877	高効率、モノリシック降圧レギュレータ	550kHz、MS8、10VまでのV <sub>IN</sub> 、I <sub>Q</sub> =10µA、V <sub>IN</sub> =5Vで600mAまでのI <sub>OUT</sub>
LTC1878	高効率、モノリシック降圧レギュレータ	550kHz、MS8、6VまでのV <sub>IN</sub> 、I <sub>Q</sub> =10µA、V <sub>IN</sub> =3.3Vで600mAまでのI <sub>OUT</sub>
LTC3404	1.4MHz、高効率、モノリシック降圧レギュレータ	1.4MHz、MS8、6VまでのV <sub>IN</sub> 、I <sub>Q</sub> =10µA、V <sub>IN</sub> =3.3Vで600mAまでのI <sub>OUT</sub>