

## 3mm×3mm DFNパッケージの 600mA低入力電圧降圧レギュレータ

### 特長

- 入力電圧範囲: 1.6V~5.5V
- ソフトスタート機能を搭載
- 1.7MHzまたは2.6MHzを選択可能な固定周波数動作
- 内蔵発振器は1MHz~3MHzの外部クロックに同期可能
- 高効率: 最大95%
- 非常に低い消費電流: Burst Mode<sup>®</sup>動作時にわずか65μA
- 出力電流 ( $V_{IN} = 1.8V, V_{OUT} = 1.2V$ ): 600mA
- ピーク・インダクタ電流: 750mA
- ショットキー・ダイオード不要
- 低損失動作: 100%デューティ・サイクル
- リファレンス電圧: 0.613V
- セラミック・コンデンサで安定動作
- シャットダウン・モード時の消費電流: 1μA以下
- 電流モード動作により、入力と負荷の優れた過渡応答を実現
- 過熱保護機能
- 高さの低い(0.75mm)8ピン(3mm×3mm)DFNパッケージ

### アプリケーション

- 携帯電話
- デジタルカメラ
- MP3プレーヤ

### 概要

LTC<sup>®</sup>3409は、固定周波数電流モード・アーキテクチャを採用した、高効率のモノリシック同期整流式降圧レギュレータです。出力電圧は外付け抵抗分割器を介して調整されます。

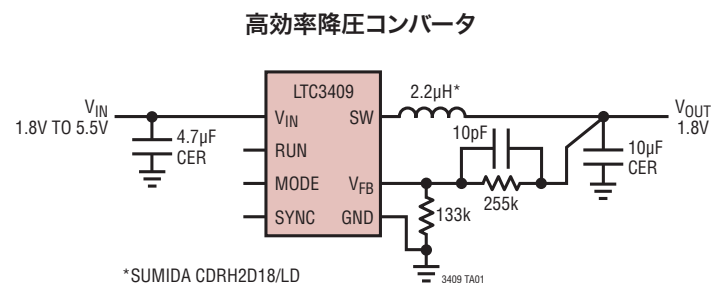
1.7MHzと2.6MHzの固定スイッチング周波数をサポートしています。代わりに、内部PLLを1MHz~3MHzの外部クロックに同期させることも可能です。このようなスイッチング周波数範囲により、セラミックなどの小型表面実装インダクタやコンデンサを使用できます。

Burst Mode動作時の消費電流はわずか65μAで、シャットダウン時には1μA以下まで減少します。LTC3409は入力電圧範囲が1.6V~5.5Vなので、1セル・リチウムイオン、リチウム金属、2セル・アルカリ、NiCd またはNiMHバッテリーで駆動する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。Burst Mode動作をユーザがイネーブリングできるので、軽負荷時の効率が向上し、バッテリー寿命をさらに延長することができます。

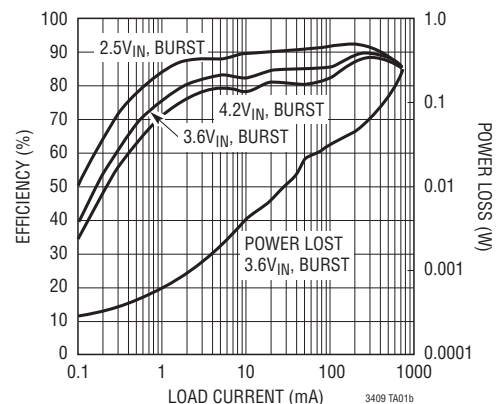
内部同期スイッチによって効率が向上し、外付けのショットキー・ダイオードは不要です。内蔵ソフトスタート機能により、外付け部品を使用せずに起動時の出力電圧の立上り時間を制御します。

LT、LT、LTC、LTM、Burst Modeはリニアテクノロジー社の登録商標です。他のすべての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。5481178、6580258、6304066、6127815、6498466、6611131を含む米国特許により保護されています。

### 標準的応用例



Burst Modeの効率、1.8V<sub>OUT</sub>



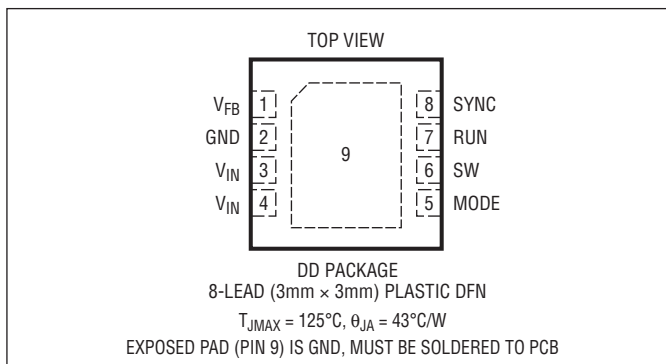
# LTC3409

## 絶対最大定格

### (Note 1)

入力電源電圧.....	-0.3V~6V
RUN、V <sub>FB</sub> 、MODE、SYNCの電圧.....	-0.3V~(V <sub>IN</sub> +0.3V)
SW電圧.....	-0.3V~(V <sub>IN</sub> +0.3V)
動作温度範囲 (Note 2).....	-40°C~85°C
接合部温度 (Note 3).....	125°C
保存温度範囲.....	-65°C~125°C

## ピン配置



## 発注情報

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC3409EDD#PBF	LTC3409EDD#TRPBF	LBNM	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LTC3409IDD#PBF	LTC3409IDD#TRPBF	LBNM	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。\*温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。非標準の鉛ベース仕様の製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

鉛フリー仕様の製品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/tapeandreeel/> 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<sub>A</sub> = 25°Cでの値。注記がない限り、V<sub>IN</sub> = 2.2V。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V <sub>RUN</sub>	RUN Threshold	●	0.3	0.65	1.1	V
I <sub>RUN</sub>	RUN Leakage Current	V <sub>RUN</sub> = 0V or = 2.2V		0.01	1	μA
V <sub>MODE</sub>	MODE Threshold	●	0.3	0.65	1.1	V
I <sub>MODE</sub>	MODE Leakage Current	V <sub>MODE</sub> = 0V or = 2.2V		0.01	1	μA
V <sub>SYNCTH</sub>	SYNC Threshold	●	0.3	0.65	1.1	V
I <sub>SYNC</sub>	SYNC Leakage Current	V <sub>SYNC</sub> = 0V or = 2.2V		0.01	1	μA
V <sub>FB</sub>	Regulated Feedback Voltage	(Note 4) T <sub>A</sub> = 25°C (Note 4) 0°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ 85°C (Note 4) -40°C ≤ T <sub>A</sub> ≤ 85°C	0.6007 0.5992 0.5977	0.6130 0.6130 0.6130	0.6252 0.6268 0.6283	V V V
I <sub>VFB</sub>	Feedback Current				±30	nA
ΔV <sub>OVL</sub>	ΔV <sub>FBOVL</sub> Overvoltage Lockout	ΔV <sub>OVL</sub> = ΔV <sub>FBOVL</sub> - V <sub>FB</sub> (Note 6)	35	61	85	mV
ΔV <sub>FB</sub>	Reference Voltage Line Regulation	1.6V < V <sub>IN</sub> < 5.5V (Note 4)	●	0.04	0.4	%/V
ΔV <sub>OUT</sub>	Output Voltage Line Regulation	I <sub>OUT</sub> = 100mA, 1.6V < V <sub>IN</sub> < 5.5V		0.04	0.4	%/V
I <sub>PK</sub>	Peak Inductor Current	V <sub>FB</sub> = 0.5V or V <sub>OUT</sub> = 90%	0.75	1	1.3	A
V <sub>LOADREG</sub>	Output Voltage Load Regulation	V <sub>OUT</sub> = 1.2V, Pulse Skip Mode, 0 < I <sub>LOAD</sub> < 600mA		0.5		%
V <sub>IN</sub>	Input Voltage Range	●	1.6		5.5	V

## 電气的特性

●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、 $V_{IN} = 2.2\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
$I_S$	Input DC Bias Current	(Note 5)					
		Active Mode	$V_{OUT} = 90\%$ , $I_{LOAD} = 0\text{A}$	350	475	$\mu\text{A}$	
		Sleep Mode	$V_{OUT} = 103\%$ , $I_{LOAD} = 0\text{A}$	65	120	$\mu\text{A}$	
	Shutdown	$V_{RUN} = 0\text{V}$ , $V_{IN} = 5.5\text{V}$	0.1	1	$\mu\text{A}$		
$f_{OSC}$	Nominal Oscillator Frequency	SYNC = GND	●	0.9	1.7	2.1	MHz
		SYNC = $V_{IN}$	●	1.8	2.6	3.0	MHz
SYNC TH	SYNC Threshold	When SYNC Input is Toggling (Note 7)		0.63		V	
SYNC $f_{MIN}$	Minimum SYNC Pin Frequency			1		MHz	
SYNC $f_{MAX}$	Maximum SYNC Pin Frequency			3		MHz	
SYNC PW	Minimum SYNC Pulse Width			100		ns	
$t_{SS}$	Soft-Start Period	RUN $\uparrow$		1		ms	
SYNC $t_0$	SYNC Timeout	Delay from Removal of EXT CLK Until Fixed Frequency Operation Begins (Note 7)		30		$\mu\text{s}$	
$R_{PFET}$	$R_{DS(ON)}$ of P-Channel FET	$I_{SW} = 100\text{mA}$ , Wafer Level		0.33		$\Omega$	
		$I_{SW} = 100\text{mA}$ , DD Package		0.35		$\Omega$	
$R_{NFET}$	$R_{DS(ON)}$ of N-Channel FET	$I_{SW} = 100\text{mA}$ , Wafer Level		0.22		$\Omega$	
		$I_{SW} = 100\text{mA}$ , DD Package		0.25		$\Omega$	
$I_{LSW}$	SW Leakage	$V_{RUN} = 0\text{V}$ , $V_{SW} = 0\text{V}$ or $5\text{V}$ , $V_{IN} = 5\text{V}$		$\pm 0.1$	$\pm 3$	$\mu\text{A}$	

**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の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:** LTC3409Eは $0^\circ\text{C} \sim 70^\circ\text{C}$ 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。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ 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。LTC3409Iは $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の全動作温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。

**Note 3:**  $T_J$ は周囲温度 $T_A$ および電力損失 $P_D$ から次式にしたがって計算される。

$$LTC3409: T_J = T_A + (P_D)(43^\circ\text{C/W})$$

このデバイスには短時間の過負荷状態のあいだデバイスを保護するための過温度保護機能が備わっている。過温度保護機能は接合部温度が最高動作接合部温度より高いとアクティブになる。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 4:** LTC3409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増える。

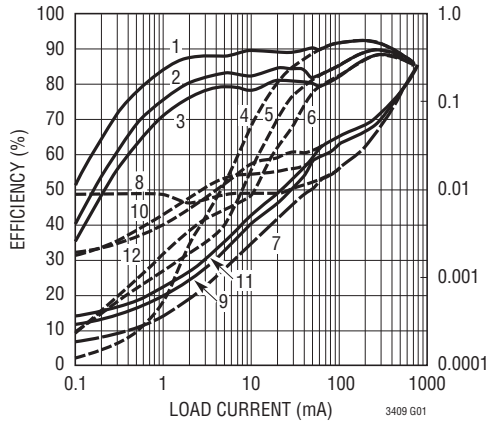
**Note 6:**  $\Delta V_{OVL}$ は $V_{FB}$ が安定化帰還電圧をそれだけ超す必要のある量。

**Note 7:** 設計によって決定され、製造時にはテストされない。

## 標準的性能特性

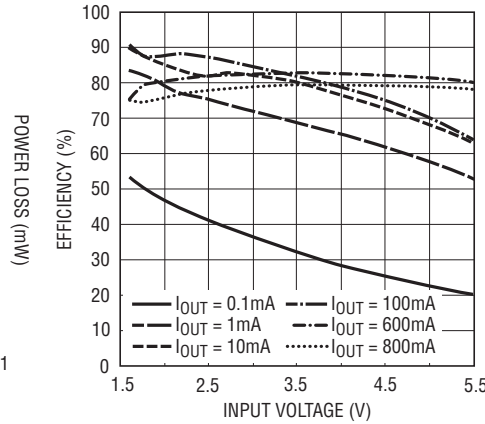
(抵抗分割器の抵抗値以外は表紙の「標準的応用例」から)

効率/電力損失と負荷電流、  
 $V_{OUT} = 1.8V$



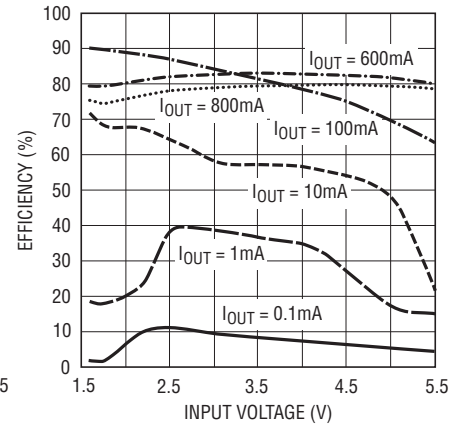
- 1:  $2.5V_{IN}$ , BURST
- 2:  $3.6V_{IN}$ , BURST
- 3:  $4.2V_{IN}$ , BURST
- 4:  $2.5V_{IN}$ , PULSE SKIP
- 5:  $3.6V_{IN}$ , PULSE SKIP
- 6:  $4.2V_{IN}$ , PULSE SKIP
- 7: POWER LOST,  $2.5V_{IN}$ , BURST
- 8: POWER LOST,  $2.5V_{IN}$ , PULSE SKIP
- 9: POWER LOST,  $3.6V_{IN}$ , BURST
- 10: POWER LOST,  $3.6V_{IN}$ , PULSE SKIP
- 11: POWER LOST,  $4.2V_{IN}$ , BURST
- 12: POWER LOST,  $4.2V_{IN}$ , PULSE SKIP

効率と入力電圧  $V_{OUT} = 1.2V$ 、  
Burst Mode動作



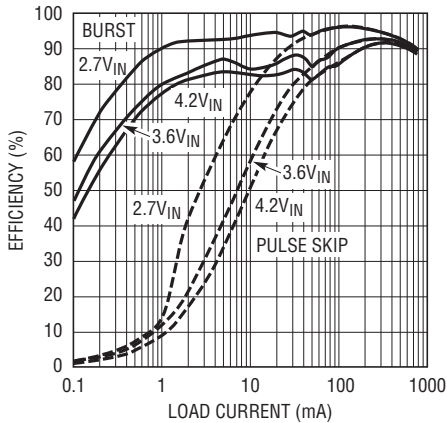
3409 G02

効率と入力電圧  $V_{OUT} = 1.2V$ 、  
パルス・スキップ



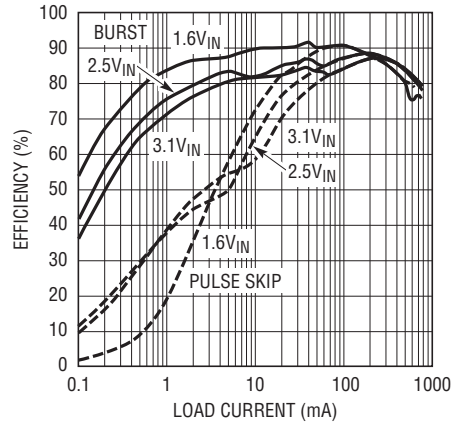
3409 G03

効率と入力電圧  $V_{OUT} = 1.2V$ 、  
パルス・スキップ



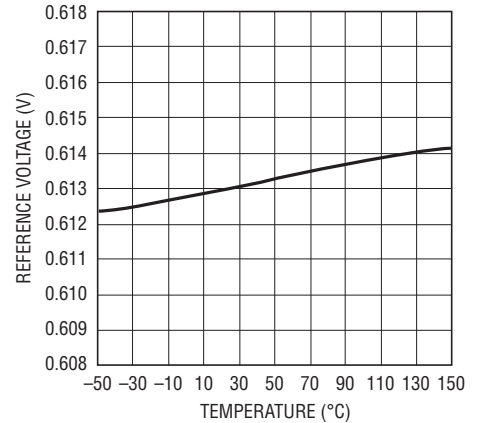
3409 G04

効率と負荷電流  $V_{OUT} = 1.2V$



3409 G05

リファレンス電圧と温度

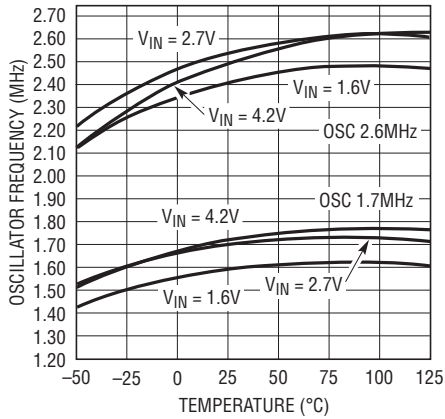


3409 G06

標準的性能特性

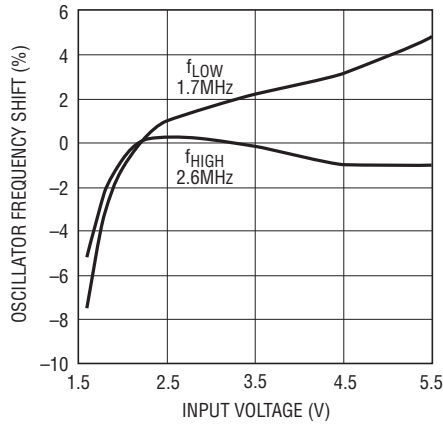
(抵抗分割器の抵抗値以外は表紙の「標準的応用例」から)

発振器周波数と温度



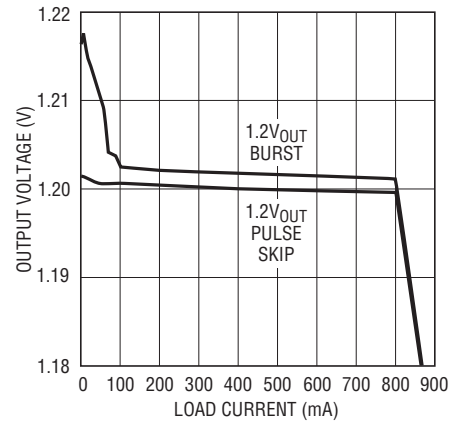
3409 G07

発振器周波数のシフトと入力電圧



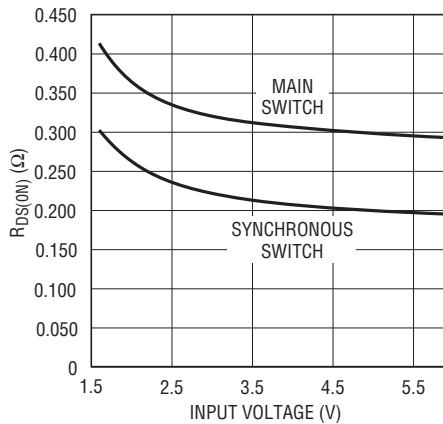
3409 G08

出力電圧と負荷電流 V<sub>IN</sub> = 1.6V



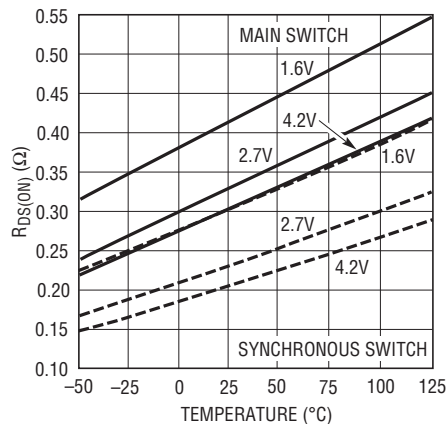
3409 G09

R<sub>DS(ON)</sub>と入力電圧



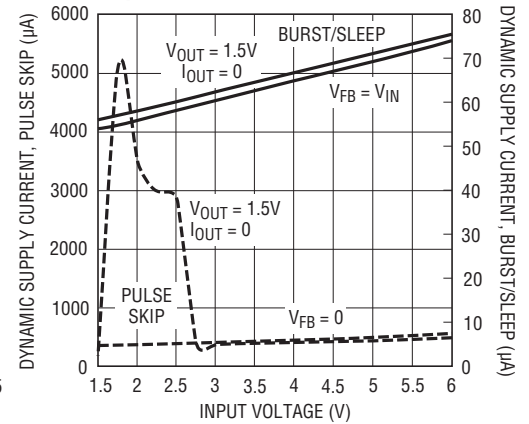
3409 G10

R<sub>DS(ON)</sub>と温度



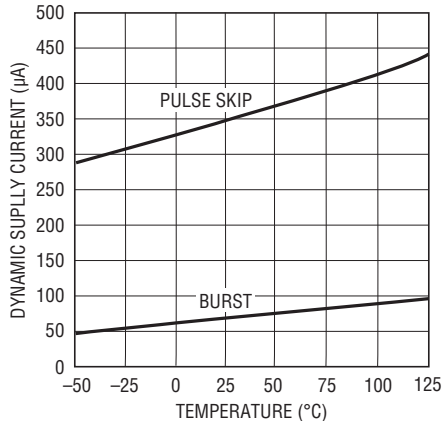
3409 G11

動作時入力電流と入力電圧



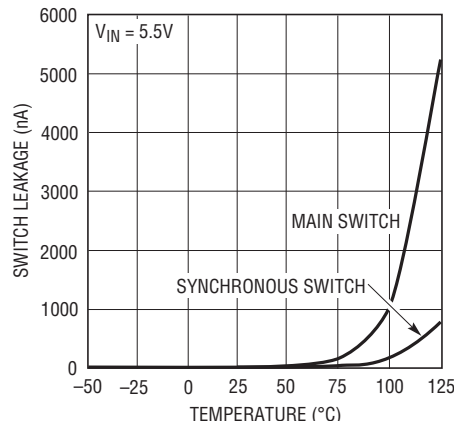
3409 G12

動作時消費電流と温度、  
V<sub>IN</sub> = 3.6V、V<sub>OUT</sub> = 1.5V、0負荷



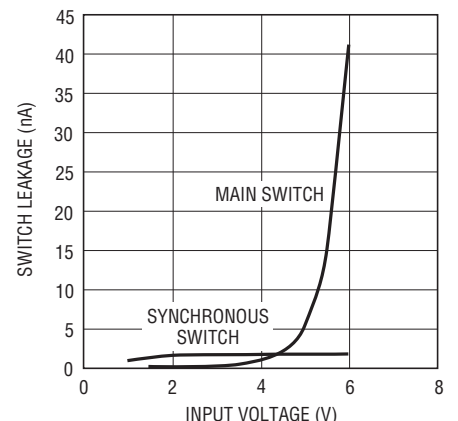
3409 G13

スイッチのリーク電流と温度、  
V<sub>IN</sub> = 5.5V



3409 G14

スイッチのリーク電流と入力電圧



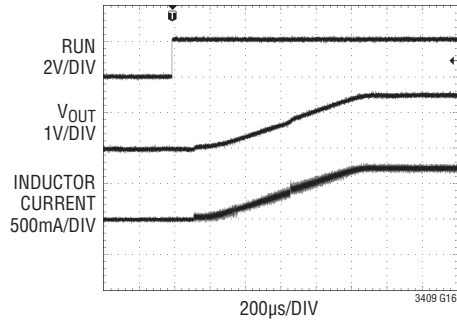
3409 G15

3409fc

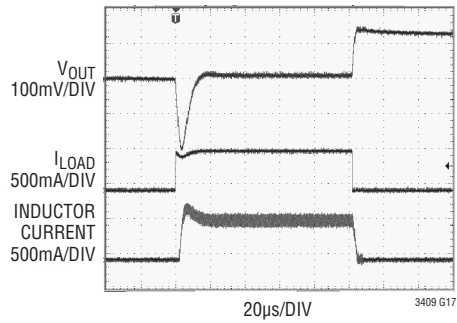
## 標準的性能特性

(抵抗分割器の抵抗値以外は表紙の「標準的応用例」から)

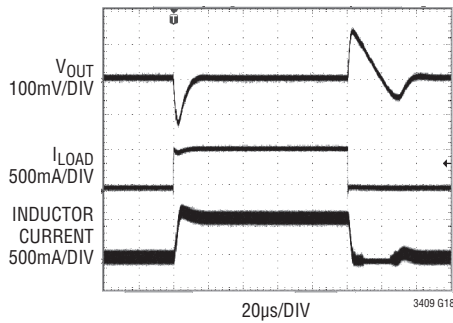
シャットダウンから起動



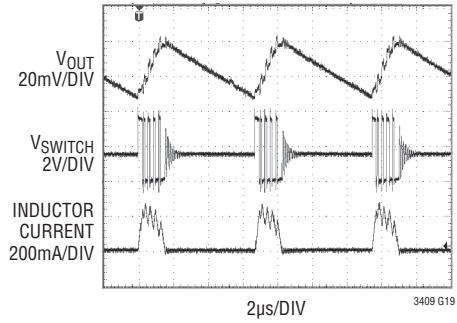
負荷ステップ0mA~600mA  
パルス・スキップ



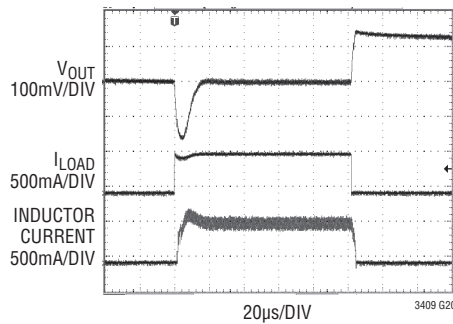
負荷ステップ50mA~600mA  
パルス・スキップ



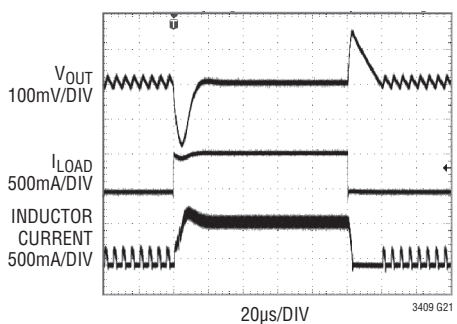
Burst Mode動作  
I<sub>LOAD</sub> = 35mA



負荷ステップ0mA~600mA  
バースト・モード動作



負荷ステップ50mA~600mA  
バースト・モード動作



## ピン機能

**V<sub>FB</sub> (ピン1)**: 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。

**GND (ピン2)**: グランド・ピン。

**V<sub>IN</sub> (ピン3、4)**: 主電源ピン。4.7 $\mu$ F以上のセラミック・コンデンサを使ってGND(ピン2とピン9)に近接してデカップリングする必要があります。

**MODE (ピン5)**: モード・セレクト入力。パルス・スキップ・モードを選択するにはこのピンを1.1Vより上に強制します。このピンを0.3Vより下に強制するとBurst Mode動作が選択されます。MODEはフロート状態にしないでください。

**SW (ピン6)**: インダクタへのスイッチ・ノードの接続。このピンは内部メイン・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。

**RUN (ピン7)**: 実行制御入力。このピンを1.1V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されます。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、消費電流は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。

**SYNC (ピン8)**: 外部CLK入力/固定スイッチング周波数の選択。このピンを30 $\mu$ sより長く1.1Vより上に強制すると、2.6MHzのスイッチング周波数が選択されます。このピンを30 $\mu$ sより長く0.3Vより下に強制すると、1.7MHzのスイッチング周波数が選択されます。外部クロック入力の周波数範囲は1MHz~3MHzです。

SYNCピンにこの周波数範囲でクロック信号を与えるとき、SYNCスレッシュホールドは公称0.63Vです。十分なノイズ耐性を与えるには、SYNC信号を少なくともこの公称値より0.3V下から0.3V上まで(0.33V~0.93V)スイングさせる必要があります。SYNCはフロート状態にしないでください。

**露出パッド (ピン9)**: 露出パッドはグランドです。電氣的接続と最適熱性能の両方を与えるため、PCBのグランドに半田付けする必要があります。



## 動作

パルス・スキップ・モードの利点は、出力リップルが低く、オーディオ回路への干渉が少ないことです。コンバータがBurst Mode動作のとき、インダクタの最小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リングを継続することができます。これらの各バースト動作の合間では、パワーMOSFETと不要の回路がオフし、消費電流は65 $\mu$ 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。

### 短絡保護

出力がグラウンドに短絡すると、LTC3409は同期スイッチの電流を1.5Aに制限します。このリミットを超すと、同期スイッチの電流が1.5Aに下がるまでトップ・パワーMOSFETはオンできなくなります。

### 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るように強制されます。

### スロープ補償

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。

### ユーザーが制御するスイッチング周波数

LTC3409の内部発振器はユーザーがSYNCピンに与える外部クロック信号に同期させることができます。代わりに、このピンが固定された“H”または“L”のレベルに30 $\mu$ sより長く保たれると、内部発振器が固定周波数動作に戻ります。その場合、周波数を1.7MHz (SYNCを“L”)または2.6MHz (SYNCを“H”)として選択することができます。

### 内蔵ソフトスタート機能

RUNピンを“H”にして起動すると、内部リファレンスが0Vから0.613Vへ1msで直線的にランプアップします。安定化された帰還電圧はこのランプアップに従うので、出力電圧は0%から100%に1msでランプアップします。ソフトスタート時のインダクタ電流は、出力容量を充電するのに必要な電流と出力電圧がランプアップするにつれて負荷に供給される電流の組み合わせによって定まります。「標準的性能特性」に示されている起動波形は、負荷が2.5 $\Omega$ で $V_{IN} = 2.2V$ のときの出力電圧の0Vから1.5Vへの立上りを示しています。負荷が2.5 $\Omega$ なので出力は1.5Vで600mAになります。

## アプリケーション情報

LTC3409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、Lの選択から始め、C<sub>IN</sub>とC<sub>OUT</sub>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~10μHの範囲に収まります。その値は所期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<sub>IN</sub>やV<sub>OUT</sub>が高い場合も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<sub>L</sub> = 240mA (600mAの40%)です。

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

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。インダクタ値を小さくすると(ΔI<sub>L</sub>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上がります。

### 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は、LTC3409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。LTC3409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。

表1. 代表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 <sup>3</sup> )
Sumida CDRH2D18/LD	2.2 3.3	0.041 0.054	0.85 0.75	3.2 × 3.2 × 2.0
Sumida CDRH2D11	1.5 2.2	0.068 0.170	0.90 0.78	3.2 × 3.2 × 1.2
Sumida CMD4D11	2.2 3.3	0.116 0.174	0.950 0.770	4.4 × 5.8 × 1.2
Murata LQH32CN	1.0 2.2	0.060 0.097	1.00 0.79	2.5 × 3.2 × 2.0
Toko D312F	2.2 3.3	0.060 0.260	1.08 0.92	2.5 × 3.2 × 2.0
Panasonic ELT5KT	3.3 4.7	0.17 0.20	1.00 0.95	4.5 × 5.4 × 1.2

### C<sub>IN</sub>とC<sub>OUT</sub>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<sub>OUT</sub>/V<sub>IN</sub>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。コンデンサの最大RMS電流は次式で与えられます。

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

この式はV<sub>IN</sub> = 2V<sub>OUT</sub>のときに最大値をとります。ここで、I<sub>RMS</sub> = I<sub>OUT</sub>/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。コンデンサの製造元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。C<sub>OUT</sub>は必要な等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。C<sub>OUT</sub>のESRの条件を満足すれば、一般にRMS電流定格はI<sub>ripple(p-p)</sub>の条件をはるかに上回ります。出力リップルΔV<sub>OUT</sub>は次式で決定されます。

$$\Delta V_{OUT} = \Delta I_L \left( ESR + \frac{1}{8 \cdot f \cdot C_{OUT}} \right)$$

## 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。AVXの表面実装型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製造元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・サイズで入手できます。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。LTC3409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、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、入力と出力にこれらの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、このリングングは出力に結合して、ループの不安定性と誤解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。これらの誘電体は特定の値とサイズに対してすべてのセラミックの中で温度特性と電圧特性が最もすぐれています。

## 出力電圧のプログラミング

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。

$$V_{OUT} = 0.613V \left( 1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

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。

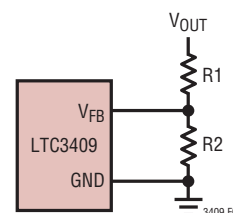


図1

## 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。

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

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。

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、LTC3409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。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。

## アプリケーション情報

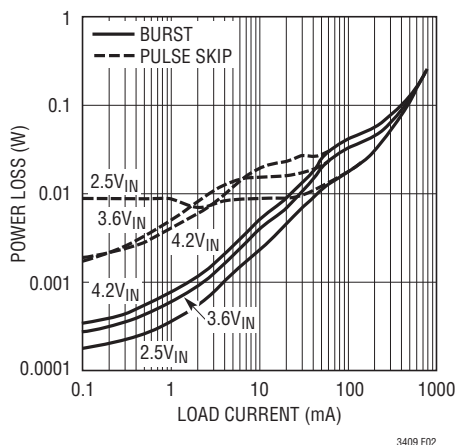


図2

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のあいだ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 $R_{DS(ON)}$ を「標準的性能特性」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、LTC3409は効率が高いので発熱は大きくありません。ただし、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LTC3409が動作するアプリケーションでは、発熱により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°Cに達すると両方のパワー・スイッチがオフし、SWノードがハイ・インピーダンスになります。

LTC3409が最大接合部温度を超えないようにするには、熱に関する解析を行う必要があります。熱に関する解析の目標は、特定の動作条件でデバイスの接合部温度が上限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。

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1.6V、負荷電流が600mA、周囲温度が75°Cのとき、ドロップアウト状態のLTC3409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、Pチャネル・スイッチの75°Cでの $R_{DS(ON)}$ は約0.48Ω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。

$$P_D = I_{LOAD}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 172.8mW$$

DD8パッケージの $\theta_{JA}$ は43°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。

$$T_J = 75^\circ C + (0.1728)(43) = 82.4^\circ C$$

これは最大接合部温度の125°Cより十分低い値です。

## アプリケーション情報

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。 $\Delta I_{LOAD}$ は $C_{OUT}$ の充電または放電も開始するので、帰還誤差信号を発生します。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、大きな ( $1\mu F$ 以上) 電源バイパス・コンデンサを備えた負荷をスイッチで接続すると、さらに厳しい過渡が発生します。放電きったバイパス・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・ドライブの立ち上がり時間を制御して、負荷の立ち上がり時間を約 ( $25 \cdot C_{LOAD}$ ) に制限することです。したがって、 $3.3V$ に充電される $10\mu F$ のコンデンサには $250\mu s$ の立ち上がり時間が必要で、充電電流は約 $130mA$ に制限されます。

### 基板レイアウトの検討事項

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LTC3409が正しく動作するようにします。これらの項目は図3のレイアウト図にも図示してあります。レイアウトでは以下の項目をチェックしてください。

1. コンデンサ $C_{IN}$ は電源 $V_{IN}$ (ピン3, 4)とGND(露出パッド)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とそれらのドライブにAC電流を供給します。

2.  $C_{OUT}$ と $L1$ は近づけて接続されていますか。 $C_{OUT}$ の(-)プレートは電流をGNDおよび $C_{IN}$ の(-)プレートに戻します。
3. 抵抗分割器 $R1$ と $R2$ は、 $C_{OUT}$ の(+ )プレートと、GND(露出パッド)の近くで終端されたグラウンド・センス・ラインのあいだに接続する必要があります。帰還信号 $V_{FB}$ はSWライン(ピン6)のようなノイズの多い部品やトレースから離して配線し、トレースをできるだけ短くします。
4. 敏感な部品はSWピンから離します。入力コンデンサ $C_{IN}$ および抵抗 $R1$ と $R2$ はSWのトレースおよびインダクタから離して配線します。
5. グラウンド・プレーンが望ましいのですが、それが利用できない場合は信号グラウンドと電源グラウンドを分離し、小信号用部品は1点でGNDピンに戻します。それらが $C_{IN}$ または $C_{OUT}$ の高電流経路を共有しないようにします。
6. すべての層のすべての未使用領域を銅で覆います。銅で覆うと電源部品の温度上昇を抑えます。これらの銅領域は $V_{IN}$ またGNDに接続します。

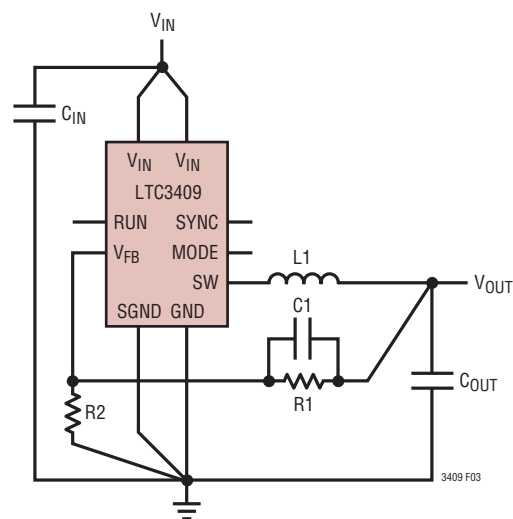


図3

# LTC3409

## アプリケーション情報

### 設計例

設計例として、2セル・アルカリ電池で駆動するアプリケーションにLTC3409を使用するとします。V<sub>IN</sub>は最大3.2Vから約1.8Vの範囲で動作します。負荷電流条件は最大600mA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1.5Vです。この情報を使って、式2からLを計算することができます

$$L = \frac{1}{f \cdot \Delta I_L} V_{OUT} \left( 1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \quad (2)$$

V<sub>OUT</sub> = 1.5V、V<sub>IN</sub> = 3.2V、ΔI<sub>L</sub> = 240mAおよびf = 1.7MHzを式2に代入すると、次の値が得られます。

$$L = \frac{1}{1.7\text{MHz} \cdot 240\text{mA}} 1.5 \left( 1 - \frac{1.5}{3.2} \right) \cong 2.2\mu\text{H}$$

最適効率を得るには、直列抵抗が0.3Ω以下の750mA以上のインダクタを選択します。C<sub>IN</sub>にはRMS電流定格が全温度範囲で少なくとも0.3A（およそI<sub>LOAD(MAX)</sub>/2）のものがが必要です。

帰還抵抗には、R<sub>2</sub> = 133kを選択します。次に、式2からR<sub>1</sub>を191kと計算することができます。完全な回路とその効率曲線を図4に示します。

選択された出力電圧に対する1%抵抗値を下の表に示します。

V <sub>OUT</sub>	R <sub>1</sub>	R <sub>2</sub>
0.85V	51.1k	133k
1.2V	127k	133k
1.5V	191k	133k
1.8V	255k	133k

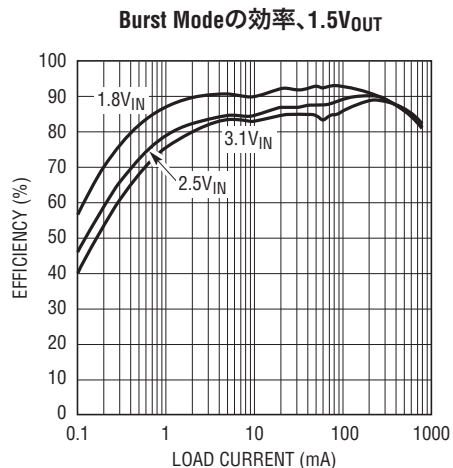
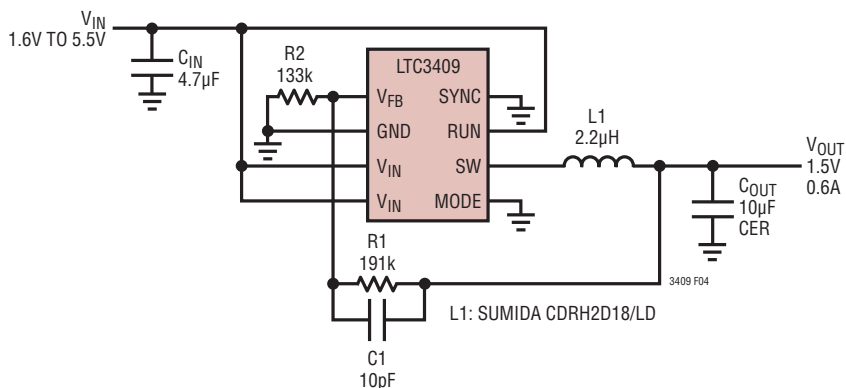


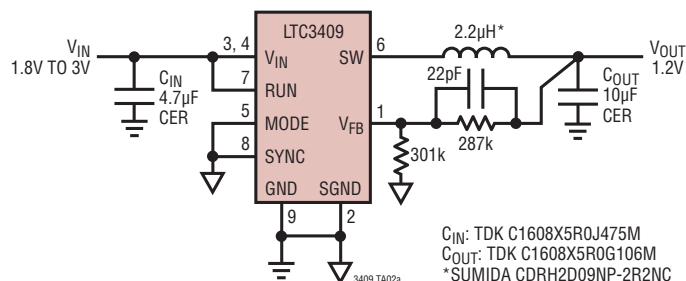
図4

3409 FD4b

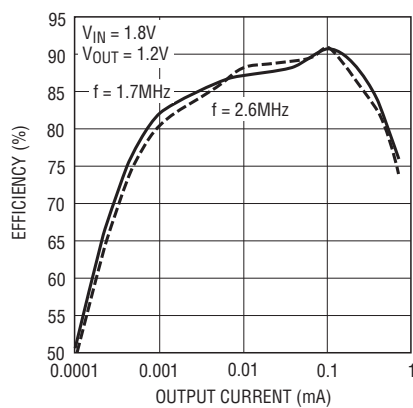


## 標準的応用例

高効率で高さの低い2セルから1.2V/600mAのレギュレータ

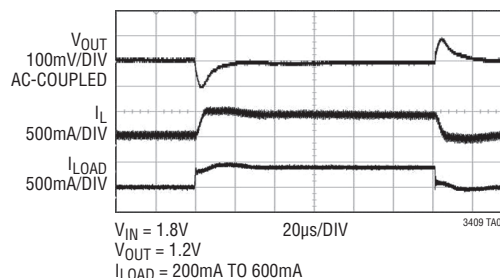


効率



3409 TA02b

負荷ステップ



3409 TA02c

## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1878	600mA( $I_{OUT}$ ), 550kHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	96%の効率, $V_{IN}$ : 2.7V~6V, $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ , $I_Q = 10\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , MS8パッケージ
LTC1879	1.20A( $I_{OUT}$ ), 550kHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率, $V_{IN}$ : 2.7V~10V, $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ , $I_Q = 15\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , 16ピンTSSOPパッケージ
LT3020	100mA, 低電圧VLDO™	$V_{IN}$ : 0.9V~10V, $V_{OUT(MIN)} = 0.20V$ , 損失電圧 = 0.15V, $I_Q = 120\mu A$ , $I_{SD} < 3\mu A$ , $V_{OUT} = \text{ADJ}$ , DFN/MS8パッケージ
LTC3025	100mA, 低電圧VLDO	$V_{IN}$ : 0.9V~5.5V, $V_{OUT(MIN)} = 0.40V$ , 損失電圧 = 0.05V, $I_Q = 54\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , $V_{OUT} = \text{ADJ}$ , DFNパッケージ
LTC3404	600mA ( $I_{OUT}$ ), 1.4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	96%の効率, $V_{IN}$ : 2.7V~6V, $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ , $I_Q = 10\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , MS8パッケージ
LTC3405/LTC3405A	300mA( $I_{OUT}$ ), 1.5MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率, $V_{IN}$ : 2.5V~5.5V, $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ , $I_Q = 20\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , ThinSOT™パッケージ
LTC3406/LTC3406B	600mA( $I_{OUT}$ ), 1.5MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	96%の効率, $V_{IN}$ : 2.5V~5.5V, $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ , $I_Q = 20\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , 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	95%の効率, $V_{IN}$ : 2.5V~5.5V, $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ , $I_Q = 40\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , 10ピンMSE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	95%の効率, $V_{IN}$ : 2.5V~5.5V, $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ , $I_Q = 60\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , 10ピンMSパッケージ

VLDOとThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。

3409fc