

デュアル・モノリシック  
600mA同期整流式  
降圧レギュレータ

## 特長

- 高効率デュアル降圧出力:最大96%
- 出力電流: $V_{IN}=3V$ で600mA/チャネル
- 動作時の消費電流:わずか35 $\mu A$ (両チャネル)
- 2.25MHzの固定周波数動作
- 入力電圧範囲:2.5V~5.5V
- 低損失動作:100%デューティ・サイクル
- ショットキー・ダイオード不要
- 内部補償により、あらゆるセラミック・コンデンサを使用可能
- チャネルごとに個別のソフトスタート機能を搭載
- 固定出力電圧バージョンあり
- 電流モード動作による優れた入力および負荷過渡応答
- 0.6Vリファレンスにより低出力電圧が可能
- Burst Mode®動作をユーザが選択可能
- 短絡保護機能
- 非常に低いシャットダウン電流: $I_Q < 1\mu A$
- 小型MSOPまたは3mm×3mm DFN-8パッケージ

## アプリケーション

- 携帯電話
- デジタル・スチール・カメラ
- ワイヤレス・モデムおよびDSLモデム
- 携帯メディア・プレーヤー
- PDA/パームトップPC

## 概要

LTC®3419は、小型3mm×3mm DFNパッケージのデュアル2.25MHz固定周波数同期整流式降圧DC/DCコンバータです。100%デューティサイクルによって低損失動作を行い、携帯システムのバッテリ寿命を延ばします。0.6Vの帰還リファレンス電圧により、低出力電圧が可能です。各レギュレータは600mAの出力電流を供給可能です。

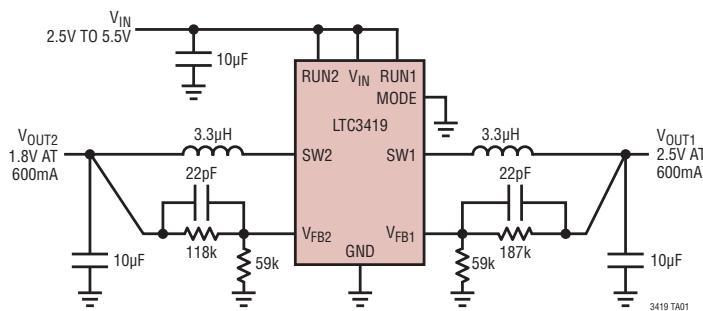
入力電圧範囲が2.5V~5.5Vなので、リチウムイオンおよびUSB駆動アプリケーションに最適です。動作時の消費電流はわずか35 $\mu A$ で、シャットダウン時には1 $\mu A$ 以下に低減されます。ユーザが選択可能なモード入力により、高効率のBurst Mode動作とパルス・スキップ・モードのトレードオフが可能です。

2.25MHzのスイッチング周波数が内部設定されているので、小型の表面実装インダクタやコンデンサを使用可能です。また、ソフトスタート機能により、起動時の突入電流を低減します。両方の出力が内部補償されているので、セラミック出力コンデンサを使用できます。LTC3419は高さの低い(0.75mm)3mm×3mm DFNパッケージで供給されます。LTC3419には、内蔵の抵抗分割器によって選択される固定出力電圧バージョンもあります(表2参照)。

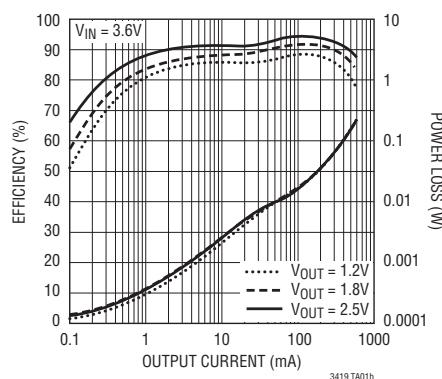
**LT**、LT、LTCおよびLTMはリニアテクノロジー社の登録商標です。  
Burst Modeはリニアテクノロジー社の登録商標です。  
他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。  
5481178、6127815、6304066、6498466、6580258、6611131を含む米国特許により保護されています。

## 標準的応用例

8ピン3mm×3mm DFNのデュアル・モノリシック降圧レギュレータ



効率および電力損失と  
出力電流



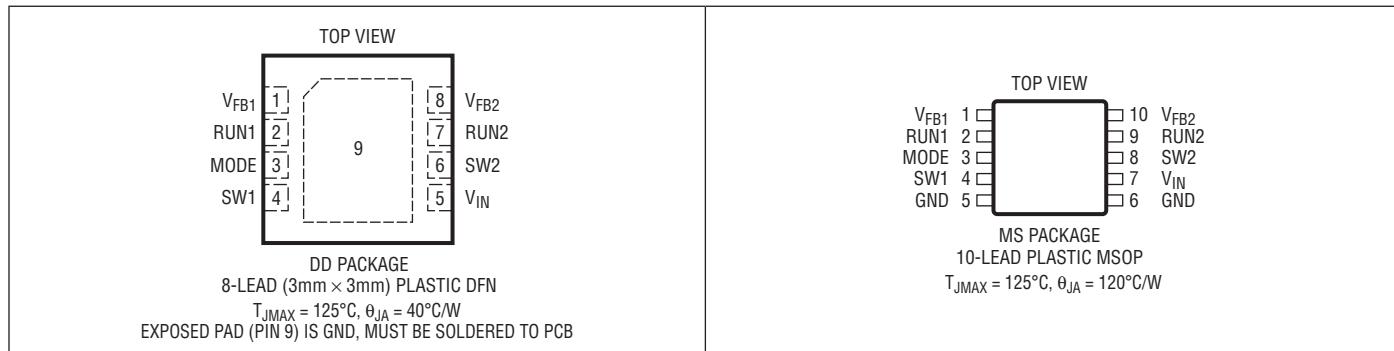
## 絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧 ( $V_{IN}$ )	-0.3V~6V
$V_{FB1}, V_{FB2}$	-0.3V~( $V_{IN}+0.3V$ )
RUN1, RUN2, MODE	-0.3V~( $V_{IN}+0.3V$ )
SW1, SW2	-0.3V~( $V_{IN}+0.3V$ )
PチャネルSWのソース電流 (DC) (Note 2)	800mA
NチャネルSWのソース電流 (DC) (Note 2)	800mA

ピークSWソースおよびシンク電流 (Note 2)	1.3A
動作接合部温度範囲 (Note 3)	-40°C~125°C
接合部温度 (Note 6)	125°C
保存温度範囲	-65°C~125°C
リード温度 (半田付け、10秒)	
MSOPパッケージ	300°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
LTC3419EDD#PBF	LTC3419EDD#TRPBF	LCQJ	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3419EDD-1#PBF	LTC3419EDD-1#TRPBF	LCWW	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3419IDD#PBF	LTC3419IDD#TRPBF	LCQJ	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3419IDD-1#PBF	LTC3419IDD-1#TRPBF	LCWW	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3419EMS#PBF	LTC3419EMS#TRPBF	LTCQK	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3419EMS-1#PBF	LTC3419EMS-1#TRPBF	LTCWX	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3419IMS#PBF	LTC3419IMS#TRPBF	LTCQK	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3419IMS-1#PBF	LTC3419IMS-1#TRPBF	LTCWX	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°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/tapeandreel/> 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
$V_{IN}$	$V_{IN}$ Operating Voltage		● 2.5	5.5		V
$V_{UV}$	$V_{IN}$ Undervoltage Lockout	$V_{IN}$ Low to High	● 2.1	2.5		V
$I_{FB}$	Feedback Pin Input Current	LTC3419 LTC3419-1	● ±30 ● 3	5	±30 nA μA	
$V_{FBREG1}$	Regulated Feedback Voltage (Channel 1)	LTC3419E, $0^\circ\text{C} < T_J < 85^\circ\text{C}$ LTC3419E, $-40^\circ\text{C} < T_J < 85^\circ\text{C}$ LTC3419E-1, $-40^\circ\text{C} < T_J < 85^\circ\text{C}$ LTC3419I, $-40^\circ\text{C} < T_J < 125^\circ\text{C}$ LTC3419I-1, $-40^\circ\text{C} < T_J < 125^\circ\text{C}$	● 0.590 ● 0.588 ● 1.544 ● 0.582 ● 1.533	0.600 0.600 1.575 0.6 1.575	0.610 0.612 1.606 0.618 1.617	V
$V_{FBREG2}$	Regulated Feedback Voltage (Channel 2)	LTC3419E, $0^\circ\text{C} < T_J < 85^\circ\text{C}$ LTC3419E, $-40^\circ\text{C} < T_J < 85^\circ\text{C}$ LTC3419E-1, $-40^\circ\text{C} < T_J < 85^\circ\text{C}$ LTC3419I, $-40^\circ\text{C} < T_J < 125^\circ\text{C}$ LTC3419I-1, $-40^\circ\text{C} < T_J < 125^\circ\text{C}$	● 0.590 ● 0.588 ● 1.764 ● 0.582 ● 1.753	0.600 0.600 1.8 0.6 1.8	0.610 0.612 1.836 0.618 1.847	V
$\Delta V_{LINE\ REG}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 2.5\text{V}$ to $5.5\text{V}$ (Note 7)		0.3	0.5	%/V
$\Delta V_{LOAD\ REG}$	Output Voltage Load Regulation	$I_{LOAD} = 0\text{mA}$ to $600\text{mA}$ (Note 7)		0.5		%
$I_S$	Input DC Supply Current					
	Active Mode (Note 4)	$V_{FB1} = V_{FB2} = 0.95 \times V_{FBREG}$		500	700	μA
	Sleep Mode	$V_{FB1} = V_{FB2} = 1.05 \times V_{FBREG}$ , $V_{IN} = 5.5\text{V}$		35	60	μA
	Shutdown	RUN1 = RUN2 = 0V, $V_{IN} = 5.5\text{V}$		0.1	1	μA
$f_{OSC}$	Oscillator Frequency	$V_{FB} = V_{FBREG}$	● 1.8	2.25	2.7	MHz
$I_{LIM}$	Peak Switch Current Limit	$V_{IN} = 3\text{V}$ , $V_{FB} < V_{FBREG}$ , Duty Cycle < 35%		900	1200	mA
	Channel 1 (600mA)			900	1200	mA
	Channel 2 (600mA)					
$R_{DS(ON)}$	Channel 1 (Note 5)			0.4	0.6	Ω
	Top Switch On-Resistance	$V_{IN} = 3.6\text{V}$ , $I_{SW} = 100\text{mA}$		0.4	0.6	Ω
	Bottom Switch On-Resistance	$V_{IN} = 3.6\text{V}$ , $I_{SW} = 100\text{mA}$		0.4	0.6	Ω
	Channel 2 (Note 5)			0.4	0.6	Ω
	Top Switch On-Resistance	$V_{IN} = 3.6\text{V}$ , $I_{SW} = 100\text{mA}$		0.4	0.6	Ω
	Bottom Switch On-Resistance	$V_{IN} = 3.6\text{V}$ , $I_{SW} = 100\text{mA}$		0.4	0.6	Ω
$I_{SW(LKG)}$	Switch Leakage Current	$V_{IN} = 5\text{V}$ , $V_{RUN} = 0\text{V}$		0.01	1	μA
$t_{SOFTSTART}$	Soft-Start Time	$V_{FB}$ from 10% to 90% Full Scale	0.1	0.95	1.3	ms
$V_{RUN}$	RUN Threshold High		● 0.4	1	1.2	V
$I_{RUN}$	RUN Leakage Current		● 0.01	1		μA
$V_{MODE}$	MODE Threshold High		● 0.4	1	1.2	V
$I_{MODE}$	MODE Leakage Current		● 0.01	1		μA
$V_{BURST}$	Output Ripple in Burst Mode Operation	$V_{OUT} = 1.5\text{V}$ , $C_{OUT} = 10\text{μF}$		20		mV <sub>P-P</sub>

**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:**長期電流密度制限によって保証されている。

**Note 3:**LTC3419EとLTC3419E-1は $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲で規定性能仕様に適合することが証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作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。LTC3419IとLTC3419I-1は $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で規定性能仕様に適合することが保証されている。

**Note 4:**動作時消費電流はスイッチング周波数で供給される内部ゲート電荷により増加する。

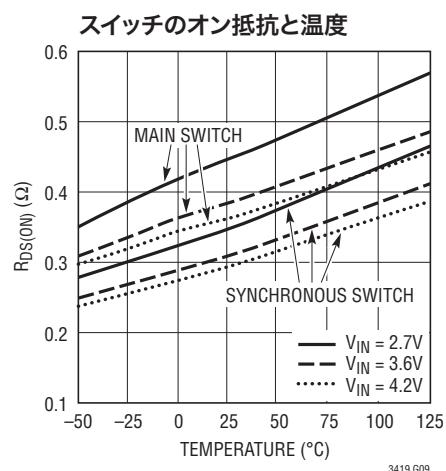
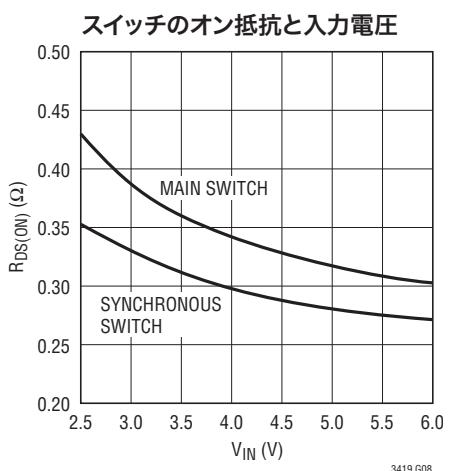
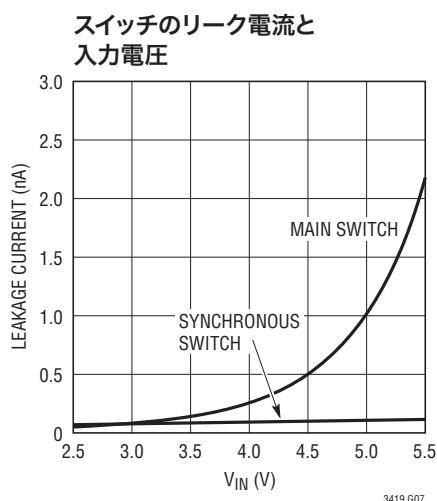
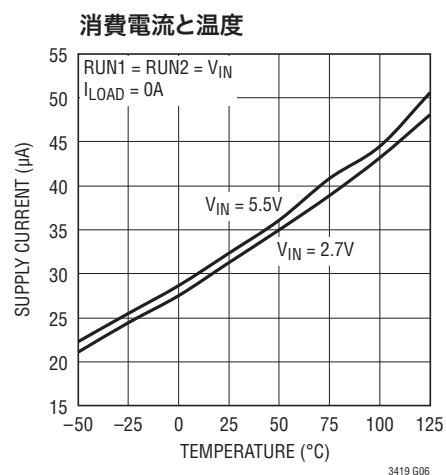
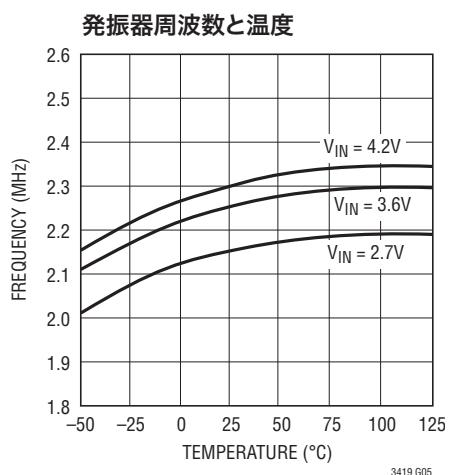
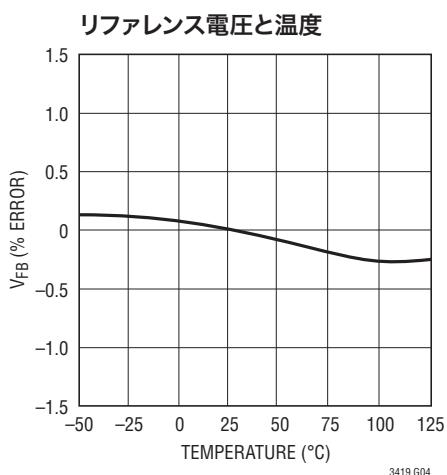
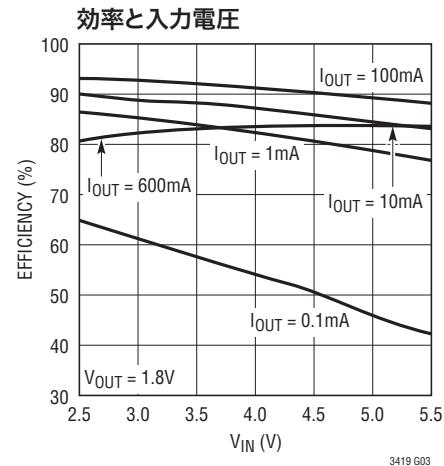
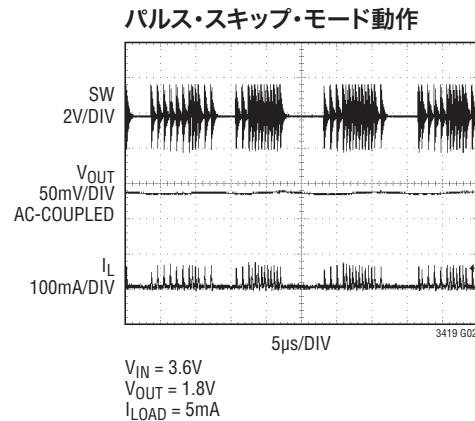
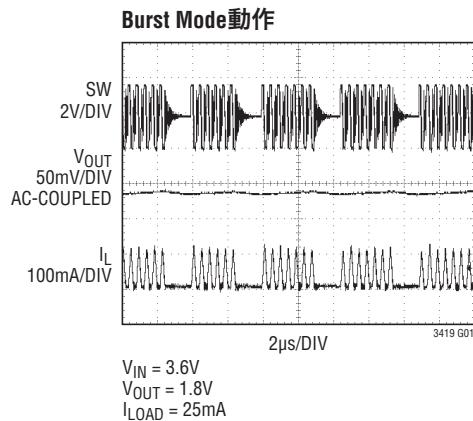
**Note 5:**DFNスイッチのオン抵抗はウェハ・レベルの測定との相関によって保証されている。

**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温度保護機能が備わっている。過温度保護機能がアクティブなとき接合部温度は $125^\circ\text{C}$ を超える。規定された最大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。

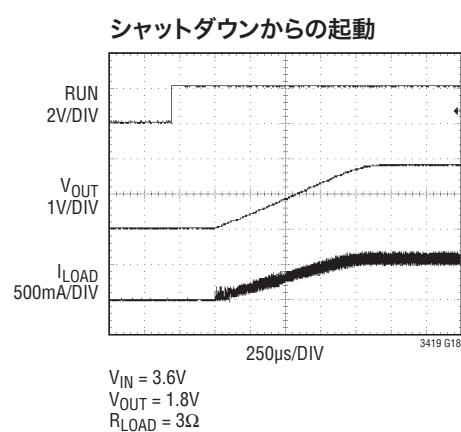
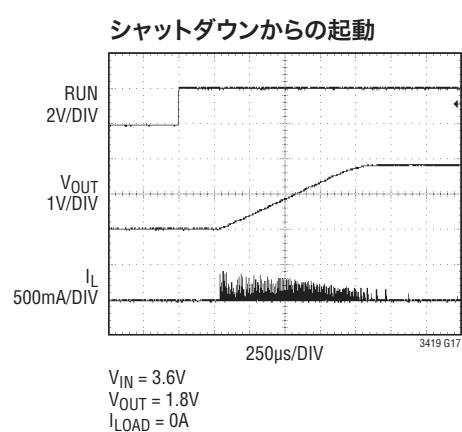
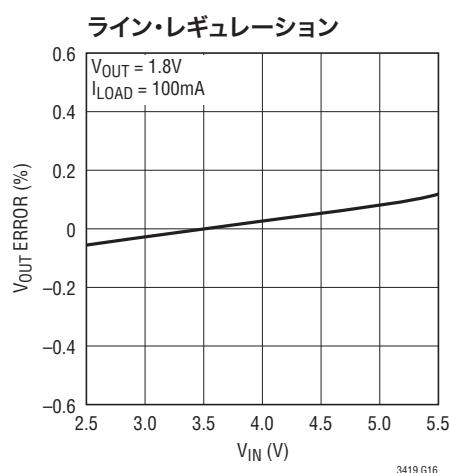
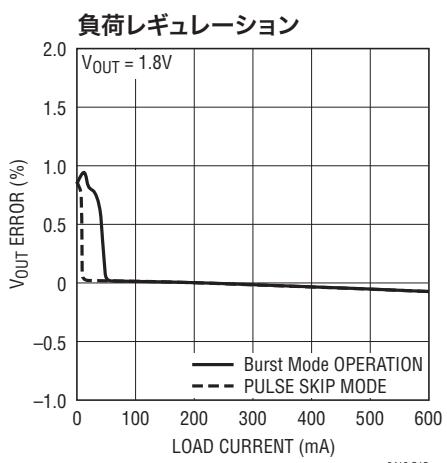
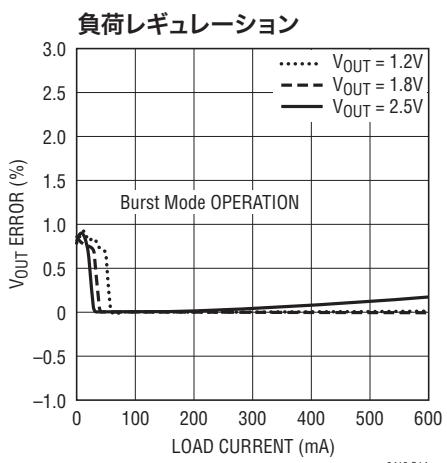
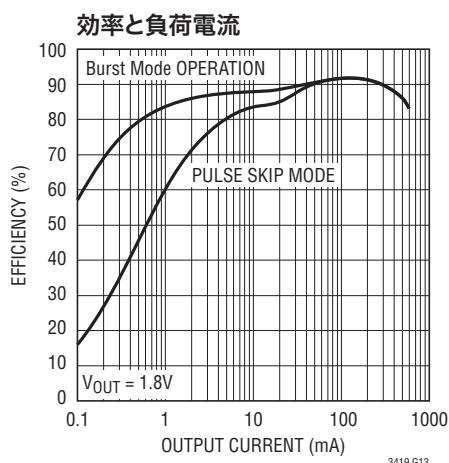
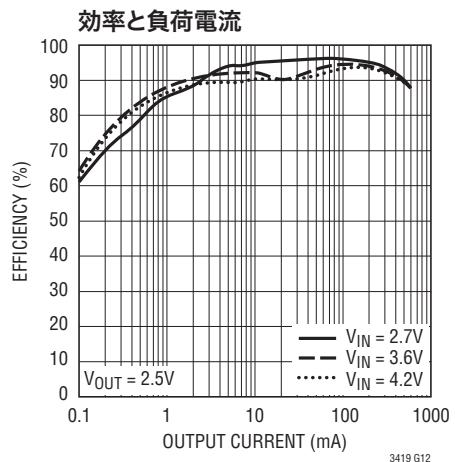
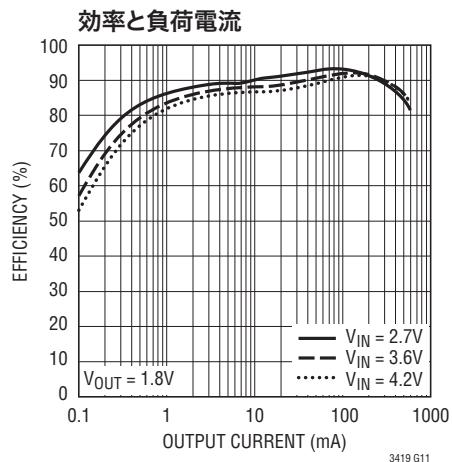
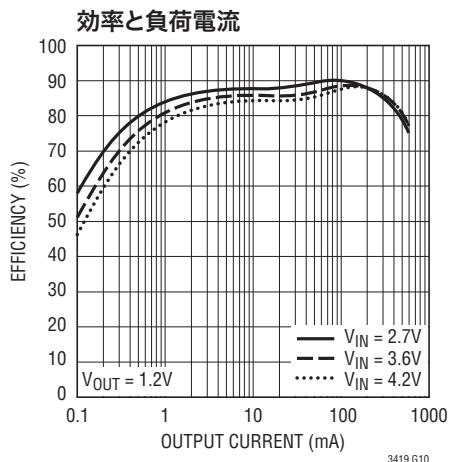
**Note 7:**コンバータは誤差アンプの出力をSWピンに接続する独自のテスト・モードでテストされる。SWピンは外部サポート・ループに接続される。

# LTC3419

標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 3.6\text{V}$ 。

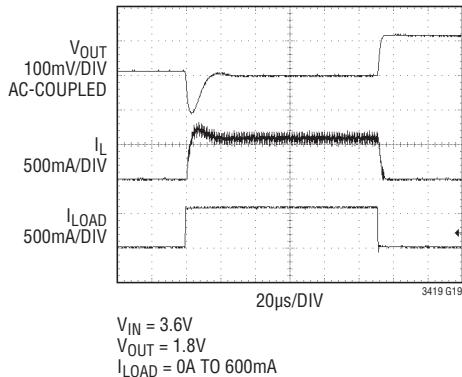


標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 3.6\text{V}$ 。

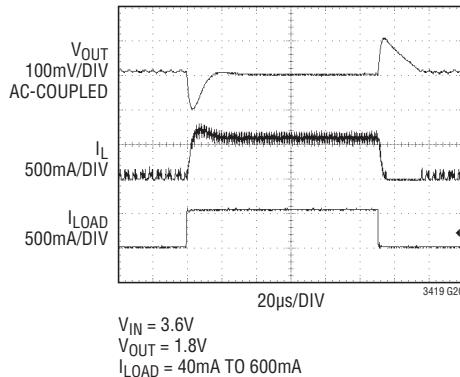


標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 3.6\text{V}$ 。

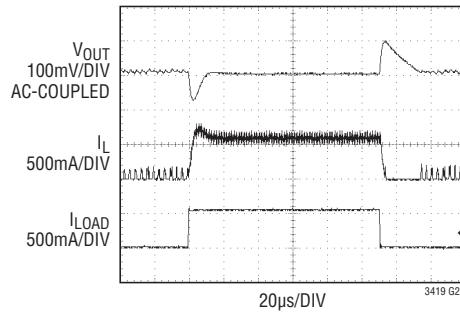
## 負荷ステップ



## 負荷ステップ



## 負荷ステップ



## ピン機能 (DD/MS)

**$V_{FB1}$ (ピン1/ピン1)**: レギュレータ1の出力の帰還。レギュレータ1の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。このピンの公称電圧は0.6Vです。

**RUN1(ピン2/ピン2)**: レギュレータ1のイネーブル。このピンを $V_{IN}$ に強制するとレギュレータ1がイネーブルされ、GNDに強制するとレギュレータ1がシャットダウンします。

**MODE(ピン3/ピン3)**: モード選択入力。パルス・スキップ・モードを選択するには、このピンを $V_{IN}$ に接続します。このピンをグランドに接続すると、Burst Mode動作が選択されます。このピンはフロート状態のままにしないでください。

**SW1(ピン4/ピン4)**: レギュレータ1のスイッチ・ノードのインダクタへの接続。このピンは $V_{IN}$ からGNDまで振幅します。

**$V_{IN}$ (ピン5/ピン7)**: 主電源。GNDの近くでデカップリングする必要があります。

**$V_{FB2}$ (ピン6/ピン8)**: レギュレータ2のスイッチ・ノードのインダクタへの接続。このピンは $V_{IN}$ からGNDまで振幅します。

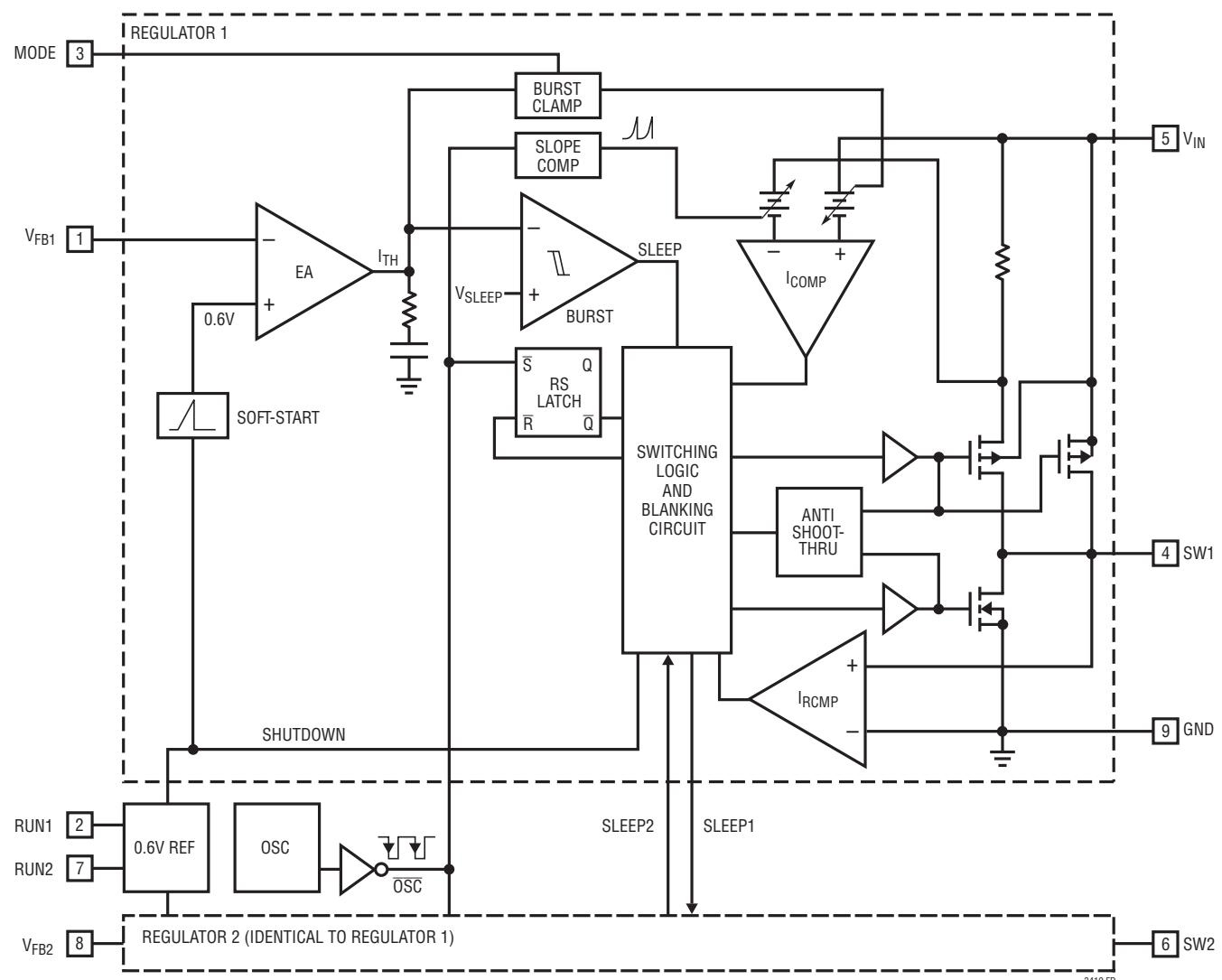
**RUN2(ピン7/ピン9)**: レギュレータ2のイネーブル。このピンを $V_{IN}$ に強制するとレギュレータ2がイネーブルされ、GNDに強制するとレギュレータ2がシャットダウンします。

**$V_{FB2}$ (ピン8/ピン10)**: レギュレータ2の出力の帰還。レギュレータ2の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。このピンの公称電圧は0.6Vです。

**露出パッド(ピン9/NA)**: グランド。最適な熱性能を得るには露出パッドをPCBに半田付けする必要があります。

**GND(NA/ピン6、5)**: グランド。 $C_{OUT}$ の(-)ターミナルおよび $C_{IN}$ の(-)ターミナルに接続します。最適な熱性能を得るにはMSパッケージのピン5をPCBに半田付けする必要があります。

## 機能図



## 動作

LTC3419は固定周波数の電流モード・アーキテクチャを採用しています。動作周波数は2.25MHzに設定されています。両方のチャネルは同じクロックを共有し、同じ位相で動作します。

出力電圧はV<sub>FB</sub>ピンに戻される外部抵抗分割器によって設定されます。誤差アンプが分圧された出力電圧を0.6Vのリファレンス電圧と比較し、それに従ってピーク・インダクタ電流を調節します。

### メイン制御ループ

通常動作時、V<sub>FB</sub>電圧がリファレンス電圧より低いと、トップ・パワー・スイッチ(PチャネルMOSFET)がクロック・サイクルの始点でオンします。I<sub>TH</sub>によって制御されるピーク・インダクタ電流に達するまで、インダクタと負荷に流れる電流が増加します。RSラッチが同期スイッチをオフすると、次のクロック・サイクルが始まるまで、またはインダクタ電流が反転し始める(I<sub>RCMP</sub>コンパレータによって検出される)まで、インダクタに蓄えられたエネルギーがボトム・スイッチ(NチャネルMOSFET)を通して負荷に放電します。

ピーク・インダクタ電流は内部で補償されたI<sub>TH</sub>電圧によって制御されます。この電圧は誤差アンプEAの出力です。このアンプはピーク・インダクタ電流をそれに従って調節することにより、V<sub>FB</sub>ピンを内部0.6Vリファレンスに調節します。

### 軽負荷動作

軽負荷電流でLTC3419を制御する2つの方法があります。Burst Mode動作とパルス・スキップ・モードです。両方とも、負荷電流が低いとき、連続モードから選択されたモードに自動的に移行します。

効率を最適化するには、MODEピンを接地してBurst Mode動作を選択することができます。負荷が比較的軽いとき、(I<sub>TH</sub>によって設定される)ピーク・インダクタ電流は約60mAに固定されたまま、PMOSスイッチは負荷需要に基づいて間欠的に動作します。サイクルを断続的に実行することにより、スイッチング損失を最小に抑えます。

それぞれのバーストの継続時間は、軽負荷時の数サイクルから中負荷時の短いスリープ期間を挟んだほぼ連続的なサイクルに至るまで、変化することができます。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、誤差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、バースト・コンパレータをトリップしてトップMOSFETをオンします。このサイクルが負荷需要に依存した速度で繰り返されます。

低リップル電圧の固定周波数動作が軽負荷での効率より優先されるアプリケーションでは、MODEピンをV<sub>IN</sub>に接続することにより、パルス・スキップ・モードを使うことができます。このモードでは、ピーク・インダクタ電流が固定されないので、LTC3419は非常に低い電流まで固定周波数でスイッチングを継続し、非常に低い電流ではパルスをスキップし始めます。

### 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と、デューティ・サイクルが100%に増加しますが、これがドロップアウト状態です。ドロップアウトではPMOSスイッチが連続的にオンし、このときの出力電圧は、入力電圧から内部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等しくなります。

設計で考慮すべき重要な点は、入力電源電圧の低下にともない、Pチャネル・スイッチのR<sub>DSON</sub>が増加することです(「標準的性能特性」を参照)。したがって、LTC3419が低い入力電圧で(つまり100%デューティ・サイクルで)使用されるときの最悪条件の電力損失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)。

### ソフトスタート

入力バイパス・コンデンサの突入電流を最小に抑えるため、LTC3419は起動時に出力電圧をゆっくりランプアップさせます。RUN1ピンまたはRUN2ピンが“H”に引き上げられると、対応する出力がゼロからフルスケールまで約750μsの時間をかけてランプします。これにより、LTC3419が出力コンデンサを急速に充電する必要がなくなるので、過度の瞬時電流の供給が防止されます。

### 短絡保護

どちらのレギュレータの出力がグランドに短絡されても、インダクタが放電してインダクタ電流の暴走を防ぐことができるように対応する内部Nチャネル・スイッチが各サイクルで長い時間オン状態に強制されます。この手法はスイッチング周波数を下げる効果があります。短絡が解消すると正常動作に戻り、レギュレータの出力はその公称値に戻ります。

## アプリケーション情報

一般的なLTC3419の応用回路を図1に示します。外付け部品の選択は負荷の要件に基づいて行われ、インダクタLの選択から始めます。インダクタが選択されたら、 $C_{IN}$ と $C_{OUT}$ を選択することができます。

### インダクタの選択

インダクタは動作周波数には影響しませんが、インダクタの値はリップル電流に直接影響します。インダクタ・リップル電流 $\Delta I_L$ は次式で示すようにインダクタンスが高いほど減少し、 $V_{IN}$ または $V_{OUT}$ が高いほど増加します。

$$\Delta I_L = \frac{V_{OUT}}{f_0 \cdot L} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (1)$$

大きな $\Delta I_L$ の値を許容すれば低インダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルが高くなり、コア損失が大きくなり、出力電流能力が低下します。リップル電流を設定するための妥当な出発点は最大出力負荷電流の40%です。したがって、600mAのレギュレータの場合、 $\Delta I_L = 240\text{mA}$ (600mAの40%)になります。

インダクタンス値はBurst Mode動作にも影響を与えます。ピーク・インダクタ電流が内部バースト・クランプによって設定されたレベルより下に下がると、低電流動作への移行が開始されます。インダクタンス値が小さいとリップル電流が大きくなるので、この移行が低い負荷電流で起きるようになります。このため、低電流動作範囲の上の部分での効率が低下します。さらに、インダクタンス値が小さくなると高い周波数でバーストが生じます。

### 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の選択は、LTC3419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。LTC3419のアプリケーションに適した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. 標準的表面実装インダクタ

MANUFACTURER	PART NUMBER	VALUE	MAX DC CURRENT	DCR	HEIGHT
Taiyo Yuden	CB2016T2R2M	2.2μH	510mA	0.13Ω	1.6mm
	CB2012T2R2M	2.2μH	530mA	0.33Ω	1.25mm
	CB2016T3R3M	3.3μH	410mA	0.27Ω	1.6mm
Panasonic	ELT5KT4R7M	4.7μH	950mA	0.2Ω	1.2mm
Sumida	CDRH2D18/LD	4.7μH	630mA	0.086Ω	2mm
Murata	LQH32CN4R7M23	4.7μH	450mA	0.2Ω	2mm
Taiyo Yuden	NR30102R2M	2.2μH	1100mA	0.1Ω	1mm
	NR30104R7M	4.7μH	750mA	0.19Ω	1mm
FDK	FDKMPF2520D	4.7μH	1100mA	0.11Ω	1mm
	FDKMPF2520D	3.3μH	1200mA	0.1Ω	1mm
	FDKMPF2520D	2.2μH	1300mA	0.08Ω	1mm
TDK	VLF3010AT4R7-MR70	4.7μH	700mA	0.28Ω	1mm
	VLF3010AT3R3-MR87	3.3μH	870mA	0.17Ω	1mm
	VLF3010AT2R2-M1R0	2.2μH	1000mA	0.12Ω	1mm

### 入力コンデンサ( $C_{IN}$ )の選択

連続モードでは、コンバータの入力電流は、デューティ・サイクルがほぼ $V_{OUT}/V_{IN}$ 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等価直列抵抗(ESR)の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。

$$I_{RMS} \approx I_{MAX} \frac{\sqrt{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}}{V_{IN}}$$

ここで、最大平均出力電流 $I_{MAX}$ はピーク電流からピーク-ピーク間リップル電流の半分を差し引いたものに等しくなります( $I_{MAX} = I_{LIM} - \Delta I_L/2$ )。この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ のとき最大値をとります。この時、 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ 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、一般的にこの単純な最悪条件が設計に使用されます。

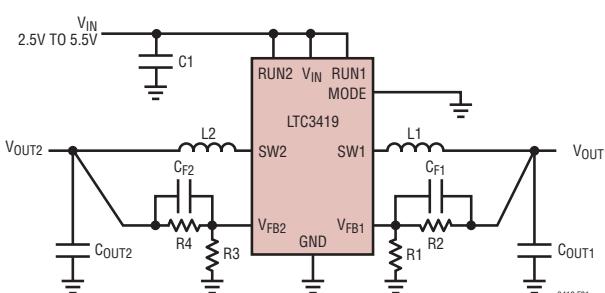


図1. LTC3419の一般的回路図

## アプリケーション情報

コンデンサ・メーカーのリップル電流定格は多くの場合わずか2000時間の寿命時間によって規定されていることに注意してください。このため、コンデンサをさらにディレーティングする、つまり要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。サイズまたは高さの設計条件に適合させるため、複数のコンデンサを並列に接続することもできます。全てセラミック・コンデンサを使うソリューションを採用しない場合は、高周波のデカップリングのために、 $0.1\mu\text{F} \sim 1\mu\text{F}$ のセラミック・コンデンサをV<sub>IN</sub>に追加することも推奨します。

### 出力コンデンサ(C<sub>OUT</sub>)の選択

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の条件を満たしさえすれば、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>は次式で求められます。

$$\Delta V_{\text{OUT}} = \Delta I_L \left[ \frac{1}{8f_0 C_{\text{OUT}}} \right]$$

ここで、 $f_0$ =動作周波数、C<sub>OUT</sub>=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最大になります。

タンタル・コンデンサを使う場合、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。LTC3419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<sub>IN</sub>にリンギングが誘起されることがあります。よくても、このリンギ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<sub>IN</sub>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。詳細については、「アプリケーションノート88」を参照してください。

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。

### 出力電圧の設定

LTC3419はレギュレーションの間、V<sub>FB1</sub>ピンとV<sub>FB2</sub>ピンを0.6Vに制御します。このように、出力電圧は次式に従って抵抗分割器によって設定されます。

$$V_{\text{OUT}} = 0.6V \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (2)$$

これらの抵抗を流れる電流を小さく抑えると(<10μA)効率は向上しますが、あまり小さくしそうると、寄生容量によりノイズの問題が発生するおそれがあり、また、誤差アンプのループの位相マージンが減少するおそれがあります。

主制御ループの周波数応答を改善するには、帰還コンデンサ(C<sub>F</sub>)を使うこともできます。V<sub>FB</sub>ラインはインダクタやSWラインなどのノイズ源から離して配線するように十分注意してください。

LTC3419の固定出力バージョン(たとえば、LTC3419-1)には抵抗分割器が内蔵されており、外部抵抗が不要です。抵抗分割器はV<sub>FB</sub>入力電流が約3μAになるように選択されています。これらのバージョンでは、V<sub>FB</sub>ピンを直接V<sub>OUT</sub>に接続します。LTC3419で提供されている固定出力電圧を表2に示します。

表2. 固定出力電圧バージョン

製品番号	V <sub>OUT1</sub>	V <sub>OUT2</sub>
LTC3419	可変	可変
LTC3419-1	1.575V	1.8V

## アプリケーション情報

### 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。 $\Delta I_{LOAD}$ はさらに $C_{OUT}$ の充電または放電を開始し、レギュレータが $V_{OUT}$ をその定常値に戻すために使う帰還誤差信号を発生します。この回復時間の間、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ギングがないか $V_{OUT}$ をモニタすることができます。

初期出力電圧ステップが帰還ループの帯域幅内にない場合があるため、位相マージンを決定するのに、標準的2次オーバーシュート/DC比率は使えません。さらに、帰還コンデンサ( $C_{F1}$ と $C_{F2}$ )を追加して、図1に示されているように、高周波数応答を改善することができます。コンデンサ $C_F$ は $R2$ と共に高い周波数のゼロを作り、位相リードを与え、位相マージンを改善します。

出力電圧のセトリングの様子は閉ループ・システムの安定性に関係し、電源全体の実際の性能を表します。制御ループ理論の要点を含む補償部品の最適化の詳細については、「アプリケーションノート76」を参照してください。

アプリケーションによっては、(1 $\mu$ Fを超える)大きな入力コンデンサが接続されている負荷のスイッチがオンすると、さらに大きな過渡を生じる可能性があります。放電した入力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。負荷を接続するスイッチの抵抗が低く、しかも瞬間にドライブされると、どんなレギュレータもこの問題を防止するだけ十分な電流を供給することはできません。解決策は負荷スイッチのドライバのターンオン速度を制限することです。Hot Swap™コントローラは特にこの目的のために設計されており、電流制限、短絡保護、およびソフトスタート機能を通常備えています。

### 効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータのパーセント効率は、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。パーセント表示の効率は次式で表すことができます。

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

ここで、 $L_1$ 、 $L_2$ などは入力電力に対するパーセンテージで表した個々の損失です。

回路内の電力を消費するすべての要素で損失が生じますが、LTC3419の回路の損失は通常4つの損失要因によって生じます。これらは1) $V_{IN}$ の消費電流、2)スイッチング損失、3) $I^2R$ 損失、4)その他のシステム損失です。

1.  $V_{IN}$ 電流は「電気的特性」で与えられているDC電源電流であり、MOSFETドライバと制御回路の電流は含まれません。無負荷でも、 $V_{IN}$ 電流によって小さな(0.1%未満の)損失が発生し、この損失は $V_{IN}$ に従って増加します。
2. スイッチング電流はMOSFETドライバ電流および制御回路電流の和です。MOSFETドライバ電流はパワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすることによって流れます。MOSFETゲートが“L”から“H”、そして再び“L”に切り替わるたびに、 $V_{IN}$ からグランドに微小電荷 $dQ$ が移動します。したがって、 $dQ/dt$ は $V_{IN}$ から流出する電流であり、一般にDCバイアス電流よりも大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f_0(Q_T + Q_B)$ です。ここで、 $Q_T$ と $Q_B$ は内部のトップとボトムのMOSFETスイッチのゲート電荷です。ゲート電荷損失は $V_{IN}$ 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。
3.  $I^2R$ 損失は内部スイッチのDC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、平均出力電流はインダクタ $L$ を流れますが、内部のトップ・スイッチとボトム・スイッチの間でコマ切れにされます。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。

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

## アプリケーション情報

トップMOSFETとボトムMOSFETの両方の $R_{DS(ON)}$ を「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、 $I^2R$ 損失は次式で求められます。

$$I^2R \text{ 損失} = I_{OUT}^2 \cdot (R_{SW} + R_L)$$

4. 銅トレースや内部バッテリの抵抗など他の「隠れた」損失が携帯用システムではさらなる効率低下の原因になる可能性があります。これらの「システム」レベルの損失をシステムの設計に含めることができます。内部バッテリとヒューズの抵抗損失は、スイッチング周波数において $C_{IN}$ の電荷蓄積を適切にし、ESRを非常に低くすれば最小に抑えることができます。デッドタイム中のダイオード導通損失やインダクタ・コア損失などその他の損失は、一般に全追加損失の2%以下しか占めません。

### 熱に関する検討事項

大半のアプリケーションで、LTC3419は効率が高いので大きな発熱はありません。可能性はほとんどありませんが、もし接合部温度が約150°Cに達すると、両方のパワー・スイッチがオフし、SWノードが高インピーダンスになります。以下の熱解析の目標は、電力損失による温度上昇がデバイスの最大接合部温度(125°C)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。

$$T_{RISE} = P_D \cdot \theta_{JA}$$

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。

$$T_J = T_{RISE} + T_{AMBIENT}$$

ワーストケースの一例として、入力電圧が2.7V、負荷電流が600mA、周囲温度が70°Cで、LTC3419の両方のチャネルがドロップアウト状態の場合について考えます。「性能特性」の「スイッチ抵抗」のグラフから、メイン・スイッチの $R_{DS(ON)}$ は0.6Ωです。したがって、各チャネルによる電力損失は以下のとおりです。

$$P_D = I_{OUT}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 216\text{mV}$$

適切に半田付けされたDFNパッケージの熱抵抗が約40°C/Wだとすれば、70°Cの周囲温度で動作しているLTC3419デバイスの接合部温度はおよそ次のようになります。

$$T_J = (2 \cdot 0.216\text{W} \cdot 40\text{°C/W}) + 70\text{°C} = 87.3\text{°C}$$

これは125°Cの絶対最大接合部温度より十分低い値です。

### PCボードのレイアウトに関する検討事項

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LTC3419が最適動作するようにします。これらの項目は図2と図3のレイアウト図にも図示してあります。実際のレイアウトで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5)とグランド(ピン9)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とそれらのドライバのAC電流を供給します。
2. それぞれの $C_{OUT}$ とL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、 $C_{OUT1}$ の(+)プレートと、GND(ピン9)の近くで終端されたグランド検出ラインの間に接続する必要があります。帰還信号 $V_{FB1}$ と $V_{FB2}$ はSWライン(ピン4とピン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、それらのトレースをできるだけ短くします。
4. 敏感な部品はできればSWピンから離します。入力コンデンサ $C_{IN}$ と抵抗R1、R2、R3およびR4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. グランド・プレーンが望ましいのですが、それが利用できなければ信号グランドと電源グランドを分離し、小信号部品は1点でGNDピンに戻します。これらのグランド・トレースが $C_{IN}$ または $C_{OUT}$ の高電流経路を共有しないようにします。
6. 全ての層の全ての未使用領域を銅で覆います。銅で覆うと電力部品の温度上昇が小さくなります。これらの銅領域は $V_{IN}$ またはGNDに接続します。

## アプリケーション情報

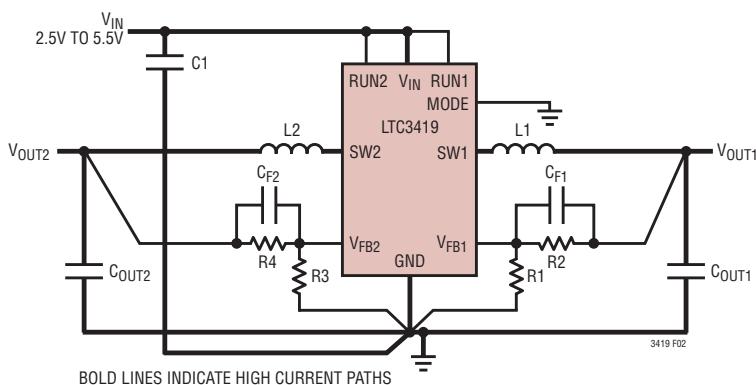


図2. LTC3419のレイアウト図(「基板レイアウト・チェックリスト」を参照)

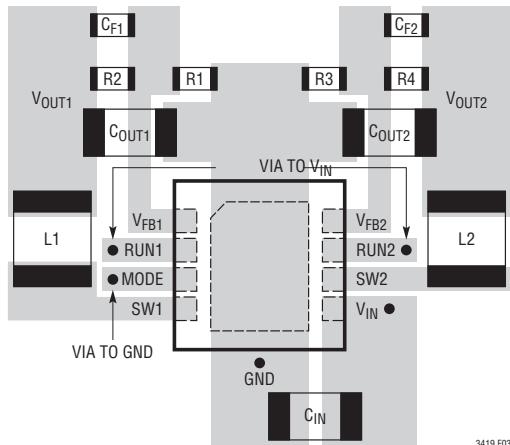


図3. LTC3419の推奨レイアウト

## 設計例

設計例として、リチウムイオン・バッテリを使った携帯用アプリケーションにLTC3419を使う場合を考えます。バッテリは2.8V～4.2VのV<sub>IN</sub>を供給します。各チャネルの負荷はアクティブ・モードで最大600mAを必要とし、スタンバイ・モードで2mAを必要とします。出力電圧はV<sub>OUT1</sub> = 2.5V、V<sub>OUT2</sub> = 1.8Vです。

チャネル1から始めます。最初に、最大V<sub>IN</sub>で約40%のリップル電流(この例では240mA)になるようにインダクタ値を計算します。式1から導かれる式を使うと次のようにになります。

$$L1 = \frac{2.5V}{2.25MHz \cdot (240mA)} \cdot \left(1 - \frac{2.5V}{4.2V}\right) = 1.87\mu H$$

このインダクタには、最も近い標準値の2.2μHを使います。

この出力コンデンサには10μFのセラミック・コンデンサで十分すぎるほどです。入力コンデンサについては、リチウムイオン・バッテリのソース・インピーダンスは非常に低いので、C<sub>IN</sub> = 10μFの標準値で十分です。

帰還抵抗は出力電圧をプログラムします。軽負荷で高効率を維持するには、これらの抵抗を流れる電流を小さく保ちます。0.6Vの帰還電圧で10μAを選択すると、R1はおよそ60kになります。これに近い標準1%抵抗は59kです。式2を使うと、次のようにになります。

$$R2 = \left( \frac{V_{OUT}}{0.6} - 1 \right) \cdot R1 = 187k$$

オプションの22pF帰還コンデンサ(C<sub>F1</sub>)を使って過渡応答を改善することができます。

# LTC3419

## アプリケーション情報

チャネル2( $V_{OUT2} = 1.8V$ )と同じ分析方法を使うと、次のような結果が得られます。

$$L_2 = 1.9\mu H$$

$$R_3 = 59k$$

$$R_4 = 118k$$

$$C_{F2} = 22pF$$

この例の完全な回路と、その効率曲線および過渡応答を図4に示します。

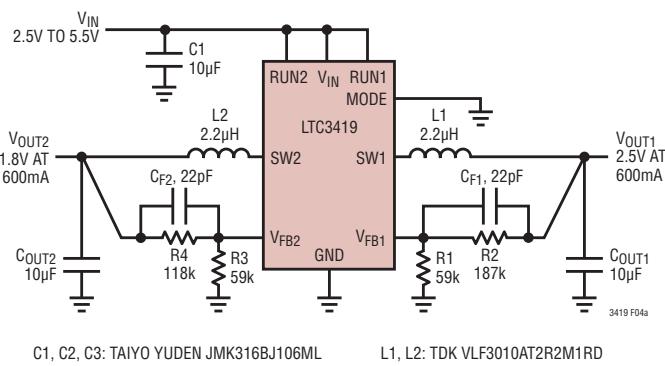


図4a. 設計例の回路

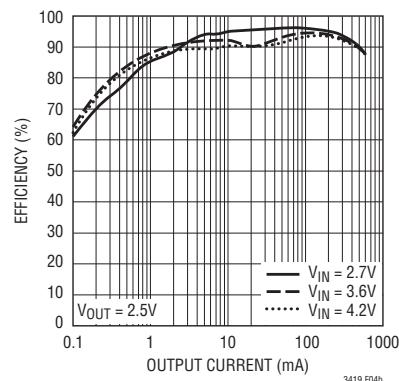
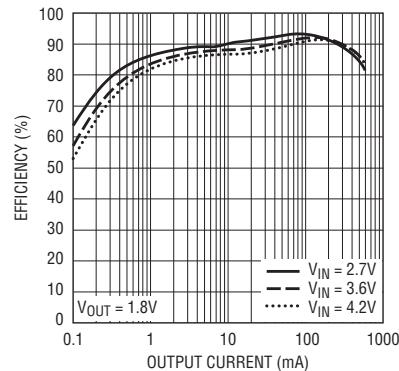


図4b. 効率と出力電流

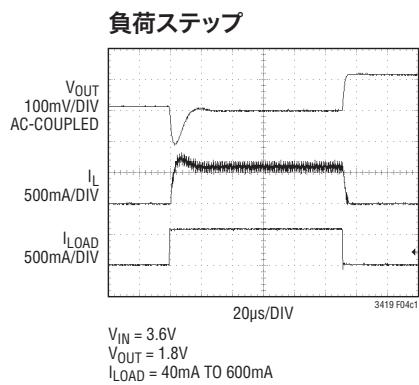
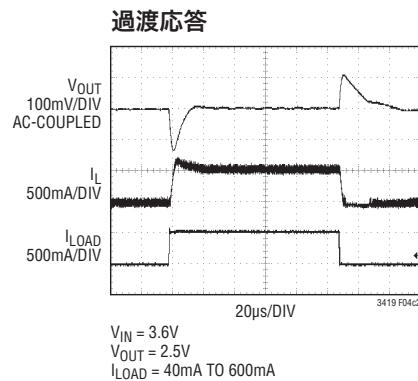


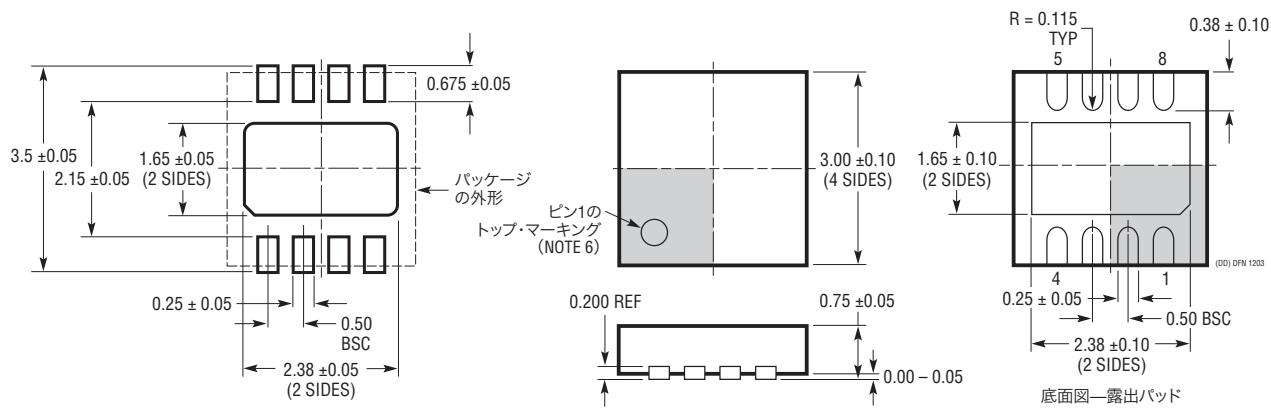
図4c. 過渡応答



3419fa

## パッケージ

**DD/パッケージ  
8ピン・プラスチックDFN (3mm×3mm)**  
(Reference LTC DWG # 05-08-1698)

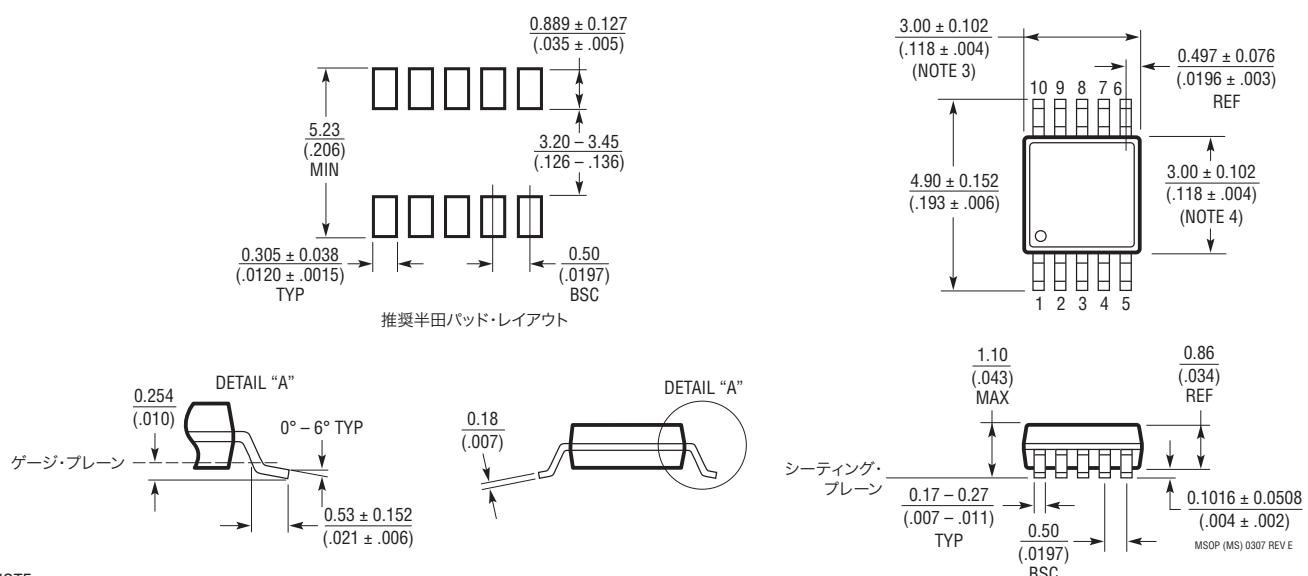


## NOTE:

1. 図はJEDECのパッケージ外形MO-229のバリエーション(WEED-1)になる予定
2. 図は実寸とは異なる
3. 全ての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。  
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.15mmを超えないこと

5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージのトップとボトムのピン1の位置に過ぎない

**MSパッケージ  
10ピン・プラスチックMSOP**  
(Reference LTC DWG # 05-08-1661)



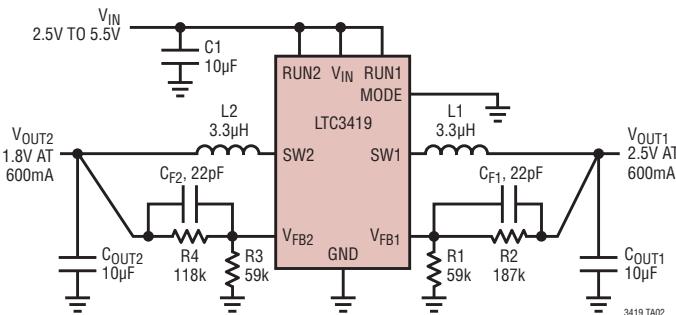
## NOTE:

1. 寸法はミリメートル/(インチ)
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない。  
モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは、各サイドで0.152mm (.006")を超えないこと

4. 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない。  
リード間のバリまたは突出部は、各サイドで0.152mm (.006")を超えないこと
5. リードの平坦度(整形後のリードの底面)は最大0.102mm (.004")であること

## 標準的応用例

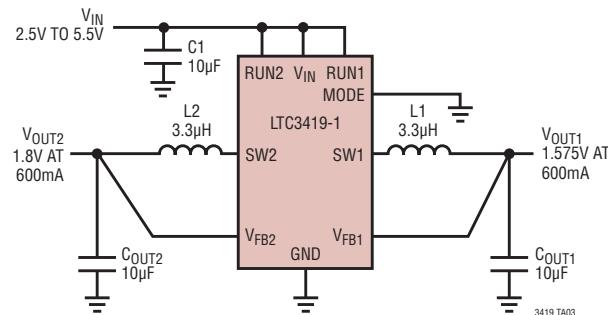
### デュアル600mA降圧コンバータ



C1, C2, C3: TAIYO YUDEN JMK316BJ106ML

L1, L2: TDK VLF3010AT3R3M1RD

### 1.8V/1.575V Dual 600mA Buck Converter



C1, C2, C3: TAIYO YUDEN JMK316BJ106ML

L1, L2: TDK VLF3010AT3R3M1RD

## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3405/LTC3405A	300mA I <sub>OUT</sub> 、1.5MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V <sub>IN(MIN)</sub> = 2.5V、V <sub>IN(MAX)</sub> = 5.5V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.8V、I <sub>Q</sub> = 20μA、I <sub>SD</sub> = < 1μA、ThinSOT™パッケージ
LTC3406/LTC3406B	600mA I <sub>OUT</sub> 、1.5MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	96%の効率、V <sub>IN(MIN)</sub> = 2.5V、V <sub>IN(MAX)</sub> = 5.5V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.6V、I <sub>Q</sub> = 20μA、I <sub>SD</sub> = < 1μA、ThinSOTパッケージ
LTC3407/LTC3407-2	デュアル600mA/800mA I <sub>OUT</sub> 、1.5MHz/2.25MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V <sub>IN(MIN)</sub> = 2.5V、V <sub>IN(MAX)</sub> = 5.5V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.6V、I <sub>Q</sub> = 40μA、I <sub>SD</sub> = < 1μA、MS10EおよびDFNパッケージ
LTC3409	600mA I <sub>OUT</sub> 、1.7MHz/2.6MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	96%の効率、V <sub>IN(MIN)</sub> = 1.6V、V <sub>IN(MAX)</sub> = 5.5V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.6V、I <sub>Q</sub> = 65μA、I <sub>SD</sub> = < 1μA、DFNパッケージ
LTC3410/LTC3410B	300mA I <sub>OUT</sub> 、2.25MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V <sub>IN(MIN)</sub> = 2.5V、V <sub>IN(MAX)</sub> = 5.5V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.8V、I <sub>Q</sub> = 26μA、I <sub>SD</sub> = < 1μA、SC70パッケージ
LTC3411	1.25A I <sub>OUT</sub> 、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V <sub>IN(MIN)</sub> = 2.5V、V <sub>IN(MAX)</sub> = 5.5V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.8V、I <sub>Q</sub> = 60μA、I <sub>SD</sub> = < 1μA、MS10およびDFNパッケージ
LTC3412	2.5A I <sub>OUT</sub> 、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V <sub>IN(MIN)</sub> = 2.5V、V <sub>IN(MAX)</sub> = 5.5V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.8V、I <sub>Q</sub> = 60μA、I <sub>SD</sub> = < 1μA、TSSOP-16パッケージ
LTC3441/LTC3442、LTC3443	1.2A I <sub>OUT</sub> 、2MHz同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V <sub>IN(MIN)</sub> = 2.4V、V <sub>IN(MAX)</sub> = 5.5V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 2.4V~5.25V、I <sub>Q</sub> = 50μA、I <sub>SD</sub> = < 1μA、DFNパッケージ
LTC3531/LTC3531-3/LTC3531-3.3	200mA I <sub>OUT</sub> 、1.5MHz同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V <sub>IN(MIN)</sub> = 1.8V、V <sub>IN(MAX)</sub> = 5.5V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 2V~5V、I <sub>Q</sub> = 16μA、I <sub>SD</sub> = < 1μA、ThinSOTおよびDFNパッケージ
LTC3532	500mA I <sub>OUT</sub> 、2MHz同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V <sub>IN(MIN)</sub> = 2.4V、V <sub>IN(MAX)</sub> = 5.5V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 2.4V~5.25V、I <sub>Q</sub> = 35μA、I <sub>SD</sub> = < 1μA、MS10とDFNパッケージ
LTC3547/LTC3547B	デュアル300mA I <sub>OUT</sub> 、2.25MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V <sub>IN(MIN)</sub> = 2.5V、V <sub>IN(MAX)</sub> = 5.5V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.6V、I <sub>Q</sub> = 40μA、I <sub>SD</sub> = < 1μA、DFN-8パッケージ
LTC3548/LTC3548-1/LTC3548-2	デュアル、400mAと800mA I <sub>OUT</sub> 、2.25MHz、同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V <sub>IN(MIN)</sub> = 2.5V、V <sub>IN(MAX)</sub> = 5.5V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.6V、I <sub>Q</sub> = 40μA、I <sub>SD</sub> = < 1μA、MS10EおよびDFNパッケージ
LTC3561	1.25A I <sub>OUT</sub> 、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V <sub>IN(MIN)</sub> = 2.5V、V <sub>IN(MAX)</sub> = 5.5V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.8V、I <sub>Q</sub> = 240μA、I <sub>SD</sub> = < 1μA、DFNパッケージ

ThinSOT™はリニアテクノロジー社の商標です。