

# デュアル800mA、 2.25MHz、同期整流式降圧 DC/DCレギュレータ

## 特長

- 高効率: 最大95%
- 非常に低い消費電流: わずか40 $\mu$ A
- 2.25MHzの固定周波数動作
- 高いスイッチ電流: チャンル当たり1.2A
- ショットキー・ダイオード不要
- 低 $R_{DS(ON)}$ スイッチ内蔵: 0.35 $\Omega$
- 電流モード動作による優れた入力および負荷過渡応答
- 短絡保護機能
- 低損失動作: 100%デューティ・サイクル
- 非常に低いシャットダウン電流:  $I_Q < 1\mu$ A
- 0.6V~5Vの出力電圧
- パワーオン・リセット出力
- 外部同期可能な発振器
- 熱特性が改善された小型MSOPパッケージと  
3mm $\times$ 3mm DFNパッケージ

## アプリケーション


- PDA/パームトップPC
- デジタル・カメラ
- 携帯電話
- 携帯メディア・プレイヤー
- PCカード
- 無線およびDSLモデム

## 概要

LTC<sup>®</sup>3407-2は、デュアル固定周波数同期整流式降圧DC/DCコンバータです。低消費電力アプリケーション向けのLTC3407-2は、2.5V~5.5Vの入力電圧範囲、2.25MHzの固定スイッチング周波数で動作し、高さ1.2mm以下の小型で低コストのコンデンサやインダクタを使用できます。各出力電圧は0.6V~5Vの範囲で調整可能です。内蔵の同期0.35 $\Omega$ 、1.2Aパワー・スイッチによって効率が向上し、外付けのショットキー・ダイオードが不要です。

ユーザが選択可能なモード入力により、リップル・ノイズと低電力での効率のトレードオフが可能です。Burst Mode<sup>®</sup>動作は軽負荷時に高効率を維持し、パルス・スキップ・モードでは軽負荷時にリップル・ノイズが低減されます。

バッテリー寿命を最大限に延ばすために、ドロップアウト時にPチャンネルMOSFETを連続的にオンし(100%デューティ・サイクル)、両チャンネルの総消費電流をわずか40 $\mu$ Aに抑えます。また、シャットダウン時のデバイスの消費電流は1 $\mu$ A以下です。

 LT、LTC、LTM、Burst Mode、Linear TechnologyおよびLinearのロゴ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。

## 標準的応用例

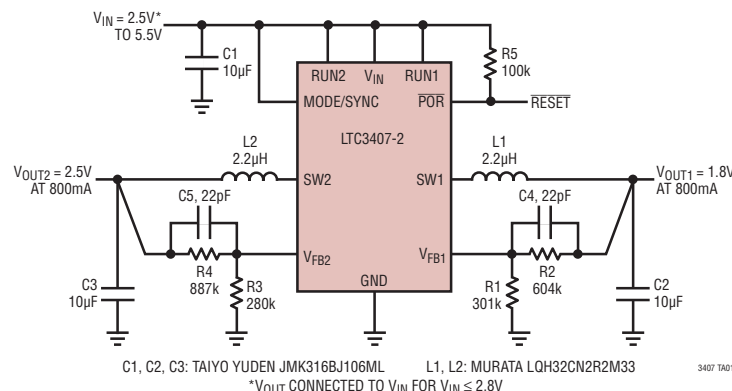
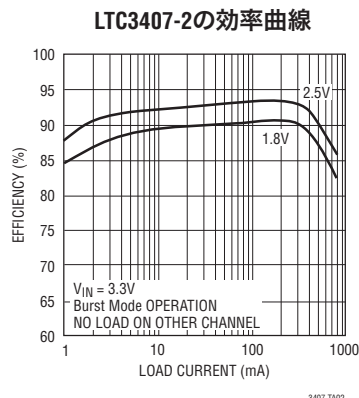


図1. 800mAで2.5V/1.8Vの降圧レギュレータ



# LTC3407-2

## 絶対最大定格 (Note 1)

$V_{IN}$ 電圧	−0.3V~6V
$V_{FB1}$ 、 $V_{FB2}$ 電圧	−0.3V~ $V_{IN} + 0.3V$
RUN1、RUN2 電圧	−0.3V~ $V_{IN}$
MODE/SYNC 電圧	−0.3V~ $V_{IN} + 0.3V$
SW1、SW2 電圧	−0.3V~ $V_{IN} + 0.3V$
POR 電圧	−0.3V~6V

## 周囲動作温度範囲 (Note 2)

LTC3407E-2	−40°C~85°C
LTC3407I-2	−40°C~125°C
接合部温度 (Note 5)	125°C
保存温度範囲	−65°C~150°C
リード温度 (半田付け、10秒)	
MSEパッケージのみ	300°C
リフロー・ピーク・ボディ温度	260°C

## ピン配置

<p>TOP VIEW</p> <p>DD PACKAGE 10-LEAD (3mm × 3mm) PLASTIC DFN</p> <p><math>T_{JMAX} = 125^{\circ}\text{C}</math>, <math>\theta_{JA} = 45^{\circ}\text{C/W}</math>, <math>\theta_{JC} = 10^{\circ}\text{C/W}</math> EXPOSED PAD (PIN 11) IS PGND, MUST BE CONNECTED TO GND</p>	<p>TOP VIEW</p> <p>MSE PACKAGE 10-LEAD PLASTIC MSOP</p> <p><math>T_{JMAX} = 125^{\circ}\text{C}</math>, <math>\theta_{JA} = 45^{\circ}\text{C/W}</math>, <math>\theta_{JC} = 10^{\circ}\text{C/W}</math> EXPOSED PAD (PIN 11) IS PGND, MUST BE CONNECTED TO GND</p>
---	---

## 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
LTC3407EDD-2#PBF	LTC3407EDD-2#TRPBF	LBFB	10-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	−40°C to 85°C
LTC3407IDD-2#PBF	LTC3407IDD-2#TRPBF	LBFB	10-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	−40°C to 125°C
LTC3407EMSE-2#PBF	LTC3407EMSE-2#TRPBF	LTBDZ	10-Lead Plastic MSOP	−40°C to 85°C
LTC3407IMSE-2#PBF	LTC3407IMSE-2#TRPBF	LTBDZ	10-Lead Plastic MSOP	−40°C to 125°C
鉛ベース仕様	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
LTC3407EDD-2	LTC3407EDD-2#TR	LBFB	10-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	−40°C to 85°C
LTC3407IDD-2	LTC3407IDD-2#TR	LBFB	10-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	−40°C to 125°C
LTC3407EMSE-2	LTC3407EMSE-2#TR	LTBDZ	10-Lead Plastic MSOP	−40°C to 85°C
LTC3407IMSE-2	LTC3407IMSE-2#TR	LTBDZ	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。

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/tapeandree/> をご覧ください。

## 電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 3.6V$ 。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{IN}$	Operating Voltage Range	●	2.5		5.5	V
$I_{FB}$	Feedback Pin Input Current	●			30	nA

34072fc

## 電氣的特性

●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、 $V_{IN} = 3.6\text{V}$ 。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{FB}$	Feedback Voltage (Note 3)	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$	0.588	0.6	0.612	V
		$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$	0.585	0.6	0.612	V
		$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$ (Note 2)	0.585	0.6	0.612	V
$\Delta V_{\text{LINE REG}}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 2.5\text{V}$ to $5.5\text{V}$ (Note 3)		0.3	0.5	%/V
$\Delta V_{\text{LOAD REG}}$	Output Voltage Load Regulation	(Note 3)		0.5		%
$I_S$	Input DC Supply Current Active Mode Sleep Mode Shutdown	(Note 4)		700	950	$\mu\text{A}$
		$V_{FB1} = V_{FB2} = 0.5\text{V}$		40	60	$\mu\text{A}$
		$V_{FB1} = V_{FB2} = 0.63\text{V}$ , MODE/SYNC = 3.6V		0.1	1	$\mu\text{A}$
		RUN = 0V, $V_{IN} = 5.5\text{V}$ , MODE/SYNC = 0V				$\mu\text{A}$
$f_{\text{OSC}}$	Oscillator Frequency	$V_{FBX} = 0.6\text{V}$	1.8	2.25	2.7	MHz
$f_{\text{SYNC}}$	Synchronization Frequency			2.25		MHz
$I_{\text{LIM}}$	Peak Switch Current Limit	$V_{IN} = 3\text{V}$ , $V_{FBX} = 0.5\text{V}$ , Duty Cycle <35%	0.95	1.2	1.6	A
$R_{\text{DS(ON)}}$	Top Switch On-Resistance Bottom Switch On-Resistance	(Note 6)		0.35	0.45	$\Omega$
		(Note 6)		0.30	0.45	$\Omega$
$I_{\text{SW(LKG)}}$	Switch Leakage Current	$V_{IN} = 5\text{V}$ , $V_{\text{RUN}} = 0\text{V}$ , $V_{FBX} = 0\text{V}$		0.01	1	$\mu\text{A}$
POR	Power-On Reset Threshold	$V_{FBX}$ Ramping Up, MODE/SYNC = 0V		8.5		%
		$V_{FBX}$ Ramping Down, MODE/SYNC = 0V		-8.5		%
		Power-On Reset On-Resistance		100	200	$\Omega$
	Power-On Reset Delay			262,144		Cycles
$V_{\text{RUN}}$	RUN Threshold		0.3	1	1.5	V
$I_{\text{RUN}}$	RUN Leakage Current			0.01	1	$\mu\text{A}$
$V_{\text{MODE}}$	Mode Threshold Low		0		0.5	V
	Mode Threshold High		$V_{IN} - 0.5$		$V_{IN}$	V

**Note 1:** 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスに永続的な損傷を与える可能性がある値。また、絶対最大定格状態が長時間続くと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与えるおそれがある。

**Note 2:** LTC3407E-2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的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC3407I-2は $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作温度範囲で保証されている。

**Note 3:** LTC3407-2は $V_{FB}$ をエラー・アンプの出力に接続する独自のテスト・モードでテストされる。

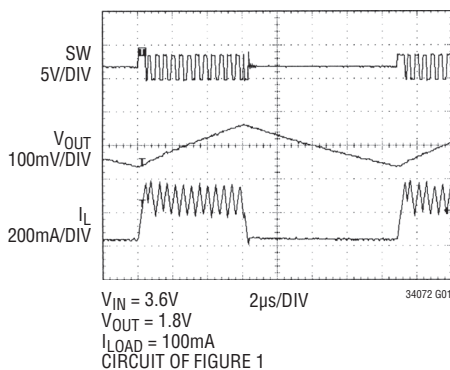
**Note 4:** スイッチング周波数で供給される内部のゲート電荷により、動作時消費電流は増加する。

**Note 5:**  $T_J$ は、周囲温度 $T_A$ および消費電力 $P_D$ から次式に従って計算される。  
 $T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})$

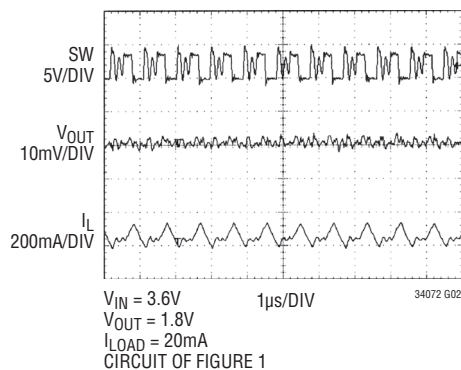
**Note 6:** DFNスイッチのオン抵抗は、ウェハ・レベルの測定との相関によって保証されている。

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

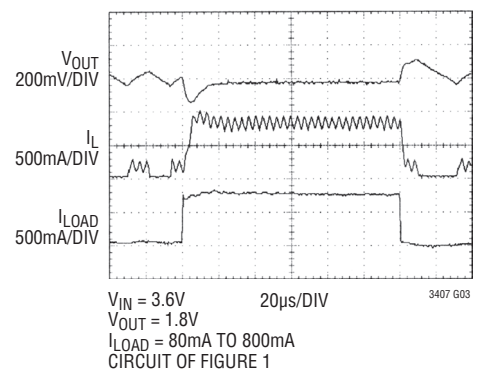
Burst Mode動作



パルススキップ・モード



負荷ステップ

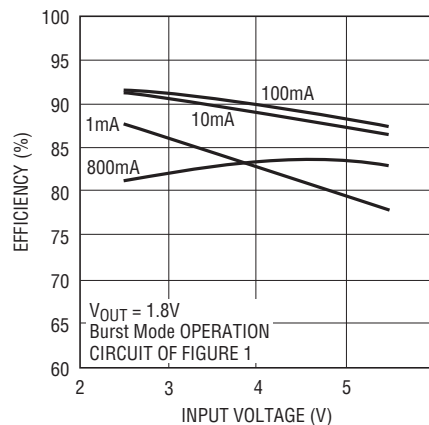


34072fc

# LTC3407-2

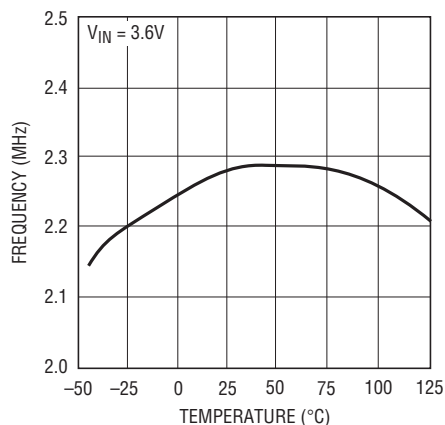
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

効率と入力電圧



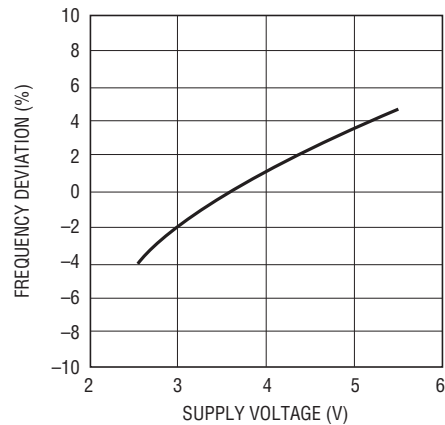
3407 G04

発振周波数と温度



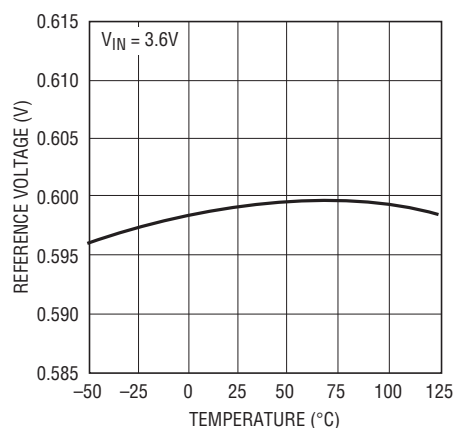
3407 G05

発振周波数と電源電圧



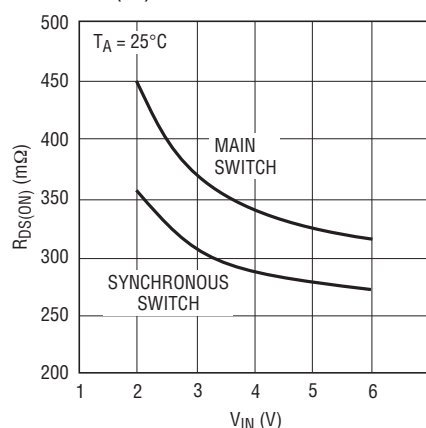
3407 G06

リファレンス電圧と温度



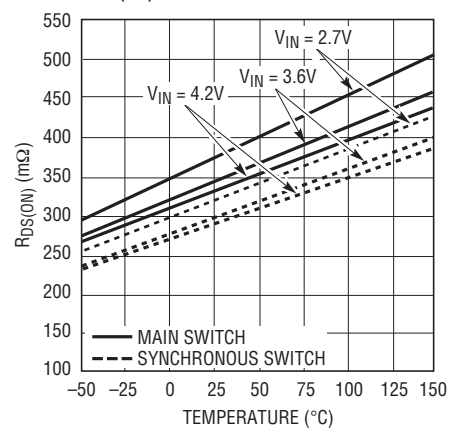
3407 G07

$R_{DS(ON)}$ と入力電圧



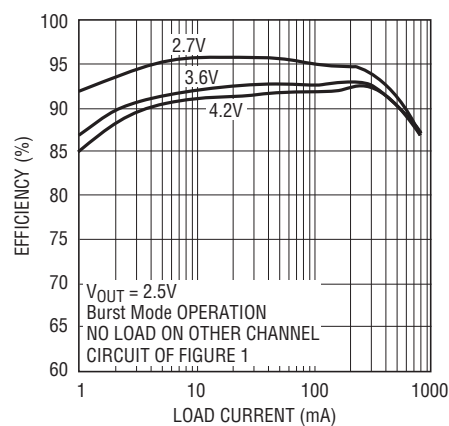
3407 G08

$R_{DS(ON)}$ と温度



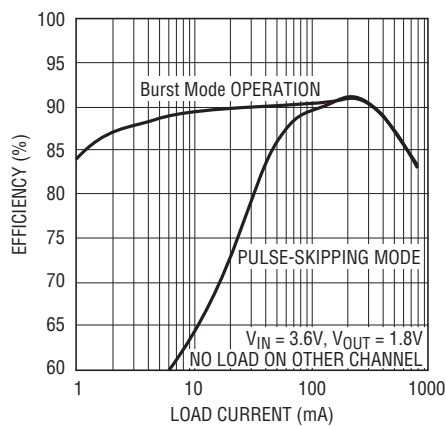
3407 G09

効率と負荷電流



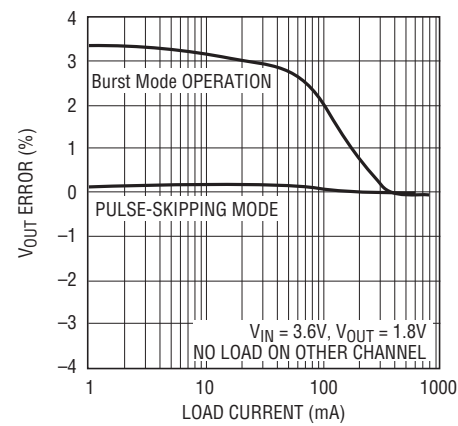
3407 G10

効率と負荷電流



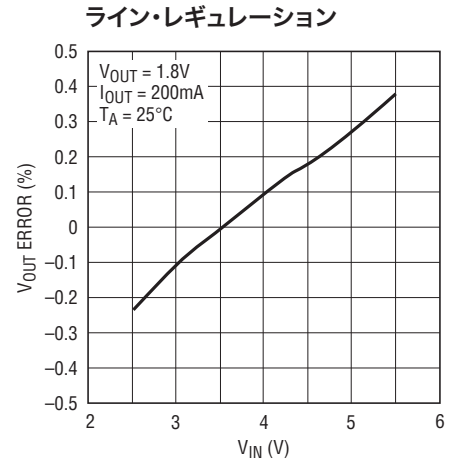
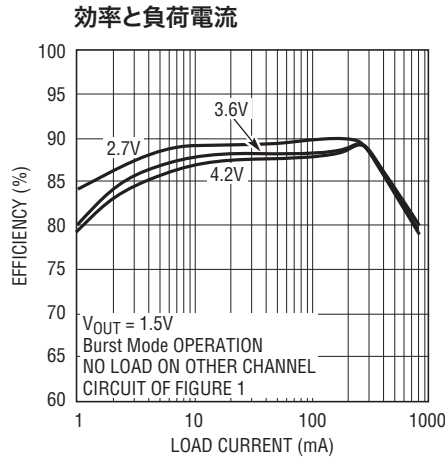
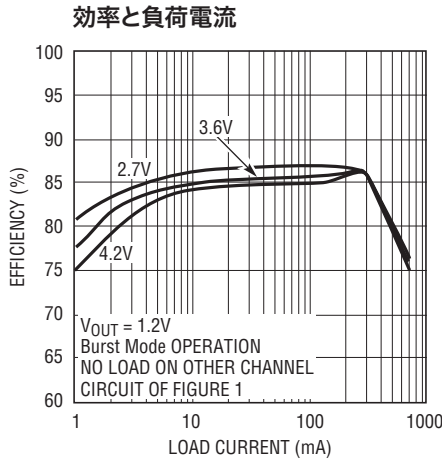
3407 G11

ロードレギュレーション



3407 G12

34072fc

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

## ピン機能

**V<sub>FB1</sub> (ピン1)**: 出力帰還ピン。出力に接続された外付け抵抗分割器から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)**: レギュレータ1のイネーブル・ピン。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がシャットダウンされます。このピンはドライブしなければなりません。フロート状態にはしないでください。

**V<sub>IN</sub> (ピン3)**: 主電源。GNDの近くにデカップリングする必要があります。

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

**GND (ピン5)**: グランド。このピンは内部で接続されています。シールドするためにPCBグランドに接続してください。

**MODE/SYNC (ピン6)**: 組み合わせモードの選択と発振器の同期ピン。このピンによってデバイスの動作を制御します。 $V_{IN}$ またはGNDに接続すると、それぞれBurst Mode動作またはパルススキップ・モードが選択されます。このピンはフロート状態にはしないでください。発振周波数をこのピンに接続された外部

発振器に同期させることができ、パルススキップ・モードが自動的に選択されます。

**SW2 (ピン7)**: インダクタへのレギュレータ2のスイッチ・ノードの接続ピン。このピンは $V_{IN}$ からGNDまで振幅します。

**POR (ピン8)**: パワーオン・リセット。この共通ドレインのロジック出力は、出力電圧がレギュレーション電圧から $\pm 8.5\%$ の範囲を外れると、GNDに引き下げられ、両方のチャンネルがレギュレーション範囲に戻ると117ms後に“H”になります。

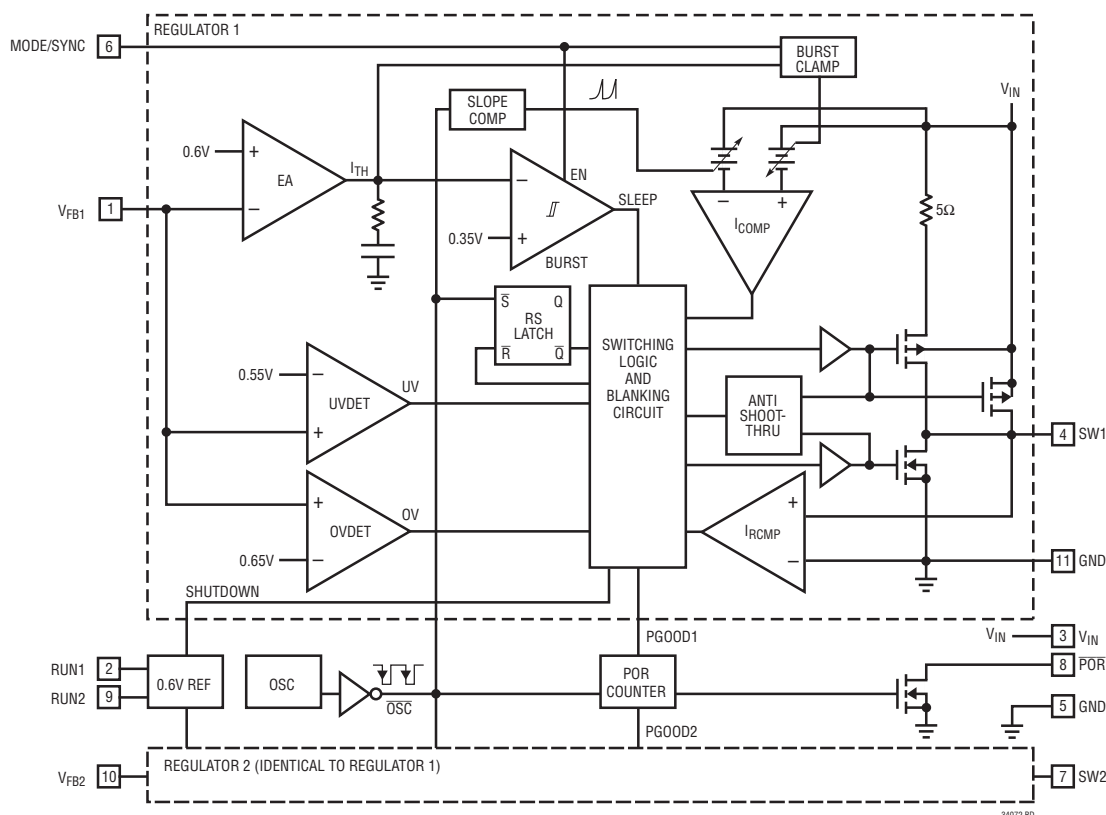
**RUN2 (ピン9)**: レギュレータ2のイネーブル・ピン。このピンを $V_{IN}$ に強制するとレギュレータ2がイネーブルされ、GNDに強制するとレギュレータ2がシャットダウンされます。このピンはドライブしなければなりません。フロート状態にはしないでください。

**V<sub>FB2</sub> (ピン10)**: 出力帰還ピン。出力に接続された外付け抵抗分割器から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 (GND) (ピン11)**: 電源グランド。C<sub>OUT</sub>の負端子およびC<sub>IN</sub>の負端子に接続します。PCBの電氣的グランドに接続する必要があります。

# LTC3407-2

## ブロック図



## 動作

LTC3407-2には固定周波数、電流モード・アーキテクチャが採用されています。動作周波数は2.25MHzに設定されており、外部発振器に同期させることができます。両方のチャンネルは同じクロックを共有し、同じ位相で動作します。多様なアプリケーションに適合させるため、選択可能なモード・ピンを使用して、低ノイズと高効率の間の選択をすることができます。

出力電圧はV<sub>FB</sub>ピンに戻される外付け分割器によって設定されます。エラーアンプは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。過電圧コンパレータと低電圧コンパレータは、出力電圧が±8.5%の範囲から外れると、POR出力を“L”に引き下げます。POR出力は、安定状態に達してから262,144クロック・サイクル(約117ms)後に“H”になります。

### 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チャンネルMOSFET)がクロック・サイクルの

開始時にオンします。電流リミットに達するまで、インダクタと負荷に流れる電流が増加します。スイッチがオフし、次のクロック・サイクルまで、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チャンネルMOSFET)を通して負荷に流れます。

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。この電圧はエラーアンプの出力です。このアンプはV<sub>FB</sub>ピンを0.6Vリファレンスと比較します。負荷電流が増加すると、V<sub>FB</sub>電圧が低下し、リファレンスよりもわずかに下回ります。この減少によって、エラーアンプは平均インダクタ電流が新しい負荷電流に一致するまでI<sub>TH</sub>の電圧を上昇させます。

RUNピンをグラウンドに引き下げると、メイン制御ループはシャットダウンします。



## 動作

### 低電流動作

低電流でLTC3407-2の動作を制御するのに2つのモードを使用することができます。どちらのモードも、負荷電流が小さいときに連続動作モードから選択されたモードに自動的に切り替わります。

効率を最適化するために、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、LTC3407-2は自動的にBurst Mode動作に切り替わります。この場合、PMOSスイッチは負荷需要に応じて間欠的に動作し、インダクタのピーク電流は固定されています。サイクルを周期的に実行することにより、パワーMOSFETのゲート電荷損失によって左右されるスイッチング損失が最小限に抑えられます。出力電圧が所期の安定化された値に達したら、メイン制御ループは中断されます。 $I_{TH}$ が0.35Vより低くなるとヒステリシスをもった電圧コンパレータがトリップし、スイッチをシャットオフして電力を減少させます。 $I_{TH}$ が0.65Vを超えて、スイッチとメイン制御ループをオンし、新たなサイクルを開始するまで、出力コンデンサとインダクタが負荷に電力を供給します。

低電流でリップル・ノイズを下げるには、パルススキップ・モードを使用することができます。このモードでは、LTC3407-2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ます。この場合、パルススキップを開始します。パルススキップ・モー

ドの効率は、SWノードをMODE/SYNC入力に接続することによってわずかに向上させることができます。この場合、クロック周波数は約30%低下します。

### 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と、デューティ・サイクルが100%まで増加しますが、これはドロップアウト状態です。ドロップアウト状態では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従って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、LTC3407-2が入力電圧の低い100%デューティ・サイクルで使用されるとき消費電力を計算する必要があります（「アプリケーション情報」の項の「熱に関する検討事項」を参照）。

### 低電源電圧動作

LTC3407-2は不安定な動作を防ぐために低電圧ロックアウト回路を内蔵しており、この回路は入力電圧が約1.65Vを下回るとデバイスをシャットダウンします。

## アプリケーション情報

LTC3407-2の一般的な応用回路を図2に示します。外付け部品の選択は負荷要件に基づいて行い、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ると、 $C_{IN}$ と $C_{OUT}$ を選択できます。

### 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を与えます。インダクタ・リップル電流 $\Delta I_L$ は、次式の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。

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

大きな $\Delta I_L$ の値を許容すれば低いインダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルとコア損失が大きくなり、出力電流容量が低下します。リップル電流を設定するための妥当な出発

点は $\Delta I_L = 0.4 \cdot I_{OUT(MAX)}$ です。ここで、 $I_{OUT(MAX)}$ は800mAです。リップル電流 $\Delta I_L$ は、最大入力電圧時に最大になります。リップル電流が規定された最大値を超えないようにするには、次式に従ってインダクタの値を選択します。

$$L \geq \frac{V_{OUT}}{f_0 \cdot \Delta I_L} \cdot \left( 1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}} \right)$$

インダクタ値はBurst Mode動作にも影響を与えます。インダクタのピーク電流がバースト・クランプによって設定されたレベルを下回ると、低電流動作からの移行が開始されます。インダクタの値が小さいとリップル電流が大きくなるので、この移行はより小さい負荷電流で起きようになります。このため、低電流動作の上側の範囲で効率が低下します。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高くなります。

## アプリケーション情報

## インダクタ・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/電流の関係が変わります。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、同様な電気的特性を有する鉄粉コアのインダクタより一般に高価です。使用するインダクタの種類の選択は、LTC3407-2の動作要件に依存するよりも、多くの場合、価格対サイズの要件や放射フィールド/EMIの要件に依存します。LTC3407-2のアプリケーションに適した標準的な表面実装インダクタのいくつかを表1に示します。

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。大きな電圧過渡を防止するには、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。最大RMSコンデンサ電流は次式で求められます。

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

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 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ のときに最大値になります。ここで、 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ です。大きく変化させてもそれほど状況が改善されないため、一般にはこの単純なワーストケースの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リップル電流定格は、わずか2000時間の寿命時間によって規定されています。このため、コンデンサをさらにデレーティングする、つまり要求条件よりも高い温度定格のコンデンサを選択することを推奨します。サイズまたは高さの設計要件を満たすため、複数のコンデンサを並列に接続することもできます。すべてセラミック・コンデンサを使用する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、 $0.1\mu F \sim 1\mu F$ のセラミック・コンデンサを $V_{IN}$ に追加することも推奨します。

表1. 代表的な表面実装インダクタ

製品番号	値 ( $\mu H$ )	DCR ( $\Omega$ 最大)	最大DC 電流 (A)	寸法 $W \times L \times H$ (mm <sup>3</sup> )
Sumida CDRH3D16	2.2	0.075	1.20	$3.8 \times 3.8 \times 1.8$
	3.3	0.110	1.10	
	4.7	0.162	0.90	
Sumida CDRH2D11	1.5	0.068	0.900	$3.2 \times 3.2 \times 1.2$
	2.2	0.170	0.780	
Sumida CMD4D11	2.2	0.116	0.950	$4.4 \times 5.8 \times 1.2$
	3.3	0.174	0.770	
Murata LQH32CN	1.0	0.060	1.00	$2.5 \times 3.2 \times 2.0$
	2.2	0.097	0.79	
Toko D312F	2.2	0.060	1.08	$2.5 \times 3.2 \times 2.0$
	3.3	0.260	0.92	
Panasonic ELT5KT	3.3	0.17	1.00	$4.5 \times 5.4 \times 1.2$
	4.7	0.20	0.95	

出力コンデンサ( $C_{OUT}$ )の選択

$C_{OUT}$ は、電圧リップルおよび負荷ステップに対する過渡応答を最小限に抑えるために必要なESRに基づいて選択されます。一般に、ESRの要求条件が満たされると、その容量はフィルタリングに対して十分な値です。出力リップル( $\Delta V_{OUT}$ )は、次式で決定されます。

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

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。 $\Delta I_L$ 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るとき最大になります。 $\Delta I_L = 0.4 \cdot I_{OUT(MAX)}$ のとき、出力リップルは最大 $V_{IN}$ および $f_O = 2.25MHz$ で100mV未満になり、次のようになります。

$$ESR_{COUT} < 150m\Omega$$

$C_{OUT}$ のESRの要件が満たされれば、すべてセラミックを使用したソリューションの場合を除いて、一般にRMS電流定格は $I_{RIPPLE(P-P)}$ の要件をはるかに上回ります。

表面実装のアプリケーションでは、アプリケーションの要求する容量、ESRまたはRMS電流の条件を満たすため、複数のコンデンサの並列接続が必要になる可能性があります。アルミ電解、特殊ポリマー、セラミック、乾式タンタルの各コンデンサはすべて表面実装パッケージで供給されます。三洋電機製のOS-CON半導体誘電体コンデンサは、アルミニウム電解コンデンサの中でESRとサイズの積が最も低いものですが、やや高価です。



## アプリケーション情報

三洋電機製のPOSCAP、パナソニック製の特殊ポリマー（SP）、Kemet製のA700などの特殊ポリマー・コンデンサはESRが非常に低いのですが、他のタイプに比べて容量密度が低くなります。タンタル・コンデンサは容量密度が最大ですが、ESRが大きく、スイッチング電源に使用するためにはサージテストされていることが必須条件です。ケースの高さが2mm～4mmの表面実装タンタル・コンデンサのAVX TPSシリーズが最適です。アルミ電解コンデンサのESRははるかに大きいのですが、リップル電流定格および長期信頼性を考慮して、コスト要求の非常に厳しいアプリケーションでよく使用されます。セラミック・コンデンサはESRが最小で最も安価ですが、容量密度も最小で、電圧係数と温度係数が高く、可聴圧電効果を示します。さらに、トレースのインダクタンスを伴ったセラミック・コンデンサはQが高く、大きなリンギングを引き起こすことがあります。

ほとんどの場合、高周波デカップリングのための0.1μF～1μFのセラミック・コンデンサもメイン・コンデンサと並列にLTC3407-2の近くに配置します。

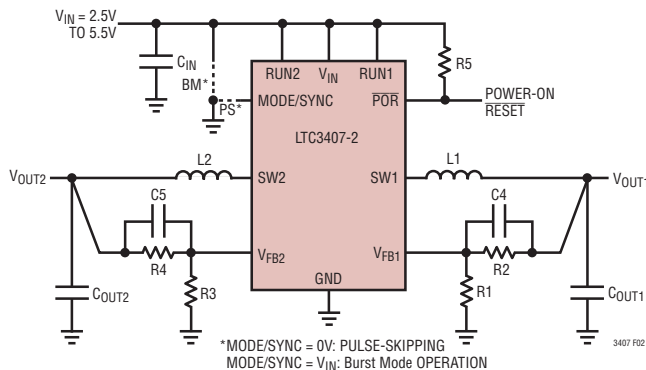


図2. LTC3407-2の一般的回路図

### 入力および出力のセラミック・コンデンサ

値の大きい低価格セラミック・コンデンサが、今では小さいケース・サイズで供給されるようになりました。これらのコンデンサのESRは非常に小さいのでスイッチング・レギュレータに使用したくなります。残念ながら、ESRが小さすぎてループの安定性の問題を引き起こすことがあります。固体タンタル・コンデンサのESRは5kHz～50kHzにループの「ゼロ」を生じます。これは許容できるループ位相マージンを得る手段になります。セラミック・コンデンサは300kHzを超えても容量性を保ち、通常、ESRが有効になる前に自己のESLと共振します。また、セラミック・コンデンサは温度の影響を受けやすいので、設計者は全動作温度範囲でのループの安定性をチェックする必要があります。

あります。大きな温度係数と電圧係数の影響を最小限に抑えるため、X5RまたはX7Rのセラミック・コンデンサのみを使用します。太陽誘電、AVX、Kemet、TDK、村田製作所から最適なセラミック・コンデンサを入手することができます。

入力と出力にセラミック・コンデンサのみを使用する場合には、十分注意する必要があります。セラミック・コンデンサを入力に使用し、ACアダプタなど長いコードを通して電源を供給すると、出力の負荷ステップによってVINピンにリンギングが誘起されることがあります。最善の場合でも、このリンギングは出力に結合して、ループが不安定であると誤解されることがあります。最悪の場合、この入力のリンギングがデバイスに損傷を与えるほど大きくなる可能性があります。

セラミック・コンデンサのESRは非常に小さいので、入力コンデンサと出力コンデンサは代りに電荷保存の要件を満たす必要があります。負荷ステップ発生時には、帰還ループがスイッチ電流を十分増加させて負荷に対応できるようになるまで、出力コンデンサが直ちに電流を供給して負荷に対応する必要があります。帰還ループが応答するのに要する時間は補償と出力コンデンサのサイズに依存します。負荷ステップに応答するには標準で3～4サイクルを要しますが、最初のサイクルだけは出力が直線的に低下します。出力のドループ（VDROOP）は通常、最初のサイクルの直線的な低下の約2～3倍です。したがって、およそ以下の出力コンデンサのサイズから開始するのが良いでしょう。

$$C_{OUT} \approx 2.5 \frac{\Delta I_{OUT}}{f_o \cdot V_{DROOP}}$$

デューティ・サイクルと負荷ステップの要求条件によって、さらに大きな容量が必要になることがあります。

ほとんどのアプリケーションでは、電源のインピーダンスが非常に小さいので、入力コンデンサは単に高周波のバイパスを供給するために必要です。ほとんどのアプリケーションでは通常、10μFのセラミック・コンデンサで十分です。

### 出力電圧の設定

LTC3407-2は、図2に示すように、帰還ピン（VFB）とグラウンドの間に0.6Vのリファレンス電圧を生成します。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。

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

## アプリケーション情報

これらの抵抗を流れる電流を小さく( $<5\mu\text{A}$ )抑えると効率を最大にできますが、あまり小さくしすぎると、浮遊容量によってノイズの問題が生じ、エラーアンプのループの位相マージンが減少することがあります。

周波数応答を改善するには、フィードフォワード・コンデンサ $C_F$ を使用することもできます。 $V_{FB}$ 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。

### パワーオン・リセット

$\overline{\text{POR}}$ ピンはオープンドレインの出力で、どちらかのレギュレータが安定状態ではなくなると“L”になります。両方の出力電圧が安定状態の $\pm 8.5\%$ 以内になると、タイマが始動し、 $2^{18}$ クロック・サイクル(約117ms)後に $\overline{\text{POR}}$ を解放します。この遅延は負荷電流が小さいBurst Mode動作では非常に大きくなる可能性があります。それは、クロック・サイクルはバーストの間のみ生じ、バーストとバーストの間隔はミリ秒の単位になることがあるからです。これを避けるには、 $\overline{\text{POR}}$ 出力をMODE/SYNC入力に接続し、リセット時に強制的にパルススキップ・モードにします。さらに、Burst Modeのスリープ時に出力電圧がフォールト状態になると、 $\overline{\text{POR}}$ は低電圧出力状態のためわずかに遅延する可能性があります。過電圧出力にตอบสนองしないことがあります。これを避けるには、代わりにパルススキップ・モードを使用します。どちらかのチャネルがシャットダウンすると、片方または両方のチャネルが安定状態ではなくなるので $\overline{\text{POR}}$ 出力は“L”になります。

### モード選択と周波数同期

MODE/SYNCピンは多目的ピンで、モード選択と周波数同期の機能を備えています。このピンを $V_{IN}$ に接続するとBurst Mode動作がイネーブルされ、出力電圧リップルが大きくなりますが、低電流での最大効率が得られます。このピンをグランドに接続するとパルススキップ・モードが選択され、低電流での効率が下がりますが、出力リップルを最小にできます。

MODE/SYNCピンを使用してLTC3407-2を外部のLTC3407-2に同期させることもできます。同期時、モードはパルススキップに設定され、トップ・スイッチのターンオンは外部クロックの立ち上がりエッジに同期します。

### 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。負荷ステップが発生すると、 $V_{OUT}$ が $\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$ 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。また、 $\Delta I_{LOAD}$ は $C_{OUT}$ の充電または放電を開始し、帰還誤差信号を生成します。レギュレータはこの信号を使用して、 $V_{OUT}$ を定常状態の値に戻します。この回復期間に $V_{OUT}$ をモニタすることによって、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。

初期出力電圧ステップが帰還ループの帯域幅以内でない場合があるため、位相マージンを決定するのに、標準2次オーバーシュート/DC比率を使用することはできません。さらに、フィードフォワード・コンデンサ( $C_F$ )を追加して、図2に示すように、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 $R_2$ とともに高い周波数のゼロを生成して位相リードを確保し、位相マージンを改善します。

出力電圧のセトリング動作は閉ループ・システムの安定性に関係し、実際の全体的な電源性能を実証します。制御ループ理論の概説を含め、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。

大容量( $>1\mu\text{F}$ )の入力コンデンサを備えた負荷のスイッチングを行うと、アプリケーションによってはさらに厳しい過渡が発生することがあります。放電した入力コンデンサが実質的に $C_{OUT}$ と並列接続になるので、 $V_{OUT}$ の電圧が急速に低下します。負荷を接続するスイッチの抵抗が小さく、しかもスイッチが瞬間的にドライブされると、どのよう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。この解決策は、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。

効率のパーセント値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。

Hot Swapはリニアテクノロジー社の商標です。

## アプリケーション情報

f回路内の電力を消費するすべての要素で損失が発生しますが、LTC3407-2の回路での損失のほとんどは、通常、以下の4つの主要因によるものです。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) その他の損失です。

1.  $V_{IN}$ 電流は「電気的特性」に記載されているDC消費電流であり、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%)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のゲートが“L”から“H”、そして再び“L”に切り替わるたびに、 $V_{IN}$ からグラウンドに微小電荷 $dQ$ が移動します。その結果生じる $dQ/dt$ は $V_{IN}$ から流出する電流であり、通常、DCバイアス電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f_O (Q_T + Q_B)$ 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より顕著になります。
3.  $I^2R$ 損失は内部スイッチのDC抵抗( $R_{SW}$ )と外付けインダクタのDC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に平均出力電流が流れますが、内部のトップ・スイッチとボトム・スイッチ間で「チョップ」されます。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、 $I^2R$ 損失は次式で求められます。

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

4. 銅トレースや内部バッテリーの抵抗など、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非常に重要です。内部バッテリー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を非常に小さくすることによって最小限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%以下です。

### 熱に関する検討事項

LTC3407-2は高効率なので、ほとんどのアプリケーションで大きな発熱はありません。ただし、周囲温度が高く、ドロップアウト時のように低い電源電圧、高いデューティ・サイクルでLTC3407-2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°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。

LTC3407-2が最大接合部温度を超えないようにするには、なんらかの熱解析を行う必要があります。熱解析の目標は、電力消費によりデバイスが最大接合部温度を超えるかどうかを判断することです。温度上昇は次式で求められます。

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

ここで、 $P_D$ はレギュレータによって消費される電力で、 $\theta_{JA}$ はダイの接合部と周囲温度間の熱抵抗です。

接合部温度( $T_J$ )は次式で求められます。

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

一例として、入力電圧が2.7Vで両方のチャネルがドロップアウト状態のLTC3407-2について考えます。負荷電流は800mA、周囲温度は70°Cとします。「標準的性能特性」のスイッチ抵抗のグラフから、メイン・スイッチの $R_{DS(ON)}$ 抵抗は0.425Ωです。したがって、各チャネルによって消費される電力は以下のとおりです。

$$P_D = (I_{OUT})^2 \cdot R_{DS(ON)} = 272\text{mW}$$

MSパッケージの接合部-周囲間熱抵抗( $\theta_{JA}$ )は45°C/Wです。したがって、70°Cの周囲温度で動作しているレギュレータの接合部温度はおおよそ次のようになります。

$$T_J = 2 \cdot 0.272 \cdot 45 + 70 = 94.5^\circ\text{C}$$

これは、絶対最大接合部温度の125°Cより低い値です。



# LTC3407-2

## アプリケーション情報

### 設計例

設計例として、リチウムイオン・バッテリーを使った携帯用アプリケーションにLTC3407-2を使用する場合を考えます。バッテリーは $V_{IN} = 2.8V \sim 4.2V$ を供給します。負荷はアクティブ・モードで最大800mA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 $V_{OUT} = 2.5V$ です。負荷はスタンバイでも電力を必要とするので、低負荷での効率を良くするためにBurst Mode動作が選択されています。

最初に、最大 $V_{IN}$ で約40%の $I_{OUT(MAX)}$ になるようにインダクタ値を計算します。

$$L \geq \frac{2.5V}{2.25MHz \cdot 320mA} \cdot \left(1 - \frac{2.5V}{4.2V}\right) = 1.4\mu H$$

販売元から入手できる最も近いインダクタである2.2 $\mu H$ を選択すると、最大リップル電流は次のようになります。

$$\Delta I_L = \frac{2.5V}{2.25MHz \cdot 2.2\mu H} \cdot \left(1 - \frac{2.5V}{4.2V}\right) = 204mA$$

コストに配慮して、セラミック・コンデンサが使用されます。 $C_{OUT}$ は、ESRの必要条件ではなく、負荷ステップのドループに基づいて選択します。5%の出力ドループの場合は次のようになります。

$$C_{OUT} \approx 2.5 \frac{800mA}{2.25MHz \cdot (5\% \cdot 2.5V)} = 7.1\mu F$$

最適な標準値は10 $\mu F$ です。リチウムイオン・バッテリーの出力インピーダンスは非常に小さいので、 $C_{IN}$ は標準で10 $\mu F$ です。

これで、 $R1$ と $R2$ の値を選択することによって出力電圧を設定できます。高い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抑えます。0.6Vの帰還電圧で2 $\mu A$ を選択すると、 $R1$ はおおよそ300kになります。これに近い標準1%抵抗は280kで、 $R2$ は887kになります。

$\overline{POR}$ ピンは共通ドレイン出力で、プルアップ抵抗を必要とします。適切な速度にするため、100kの抵抗が使用されます。

この設計例の完全な回路を図1に示します。

### 基板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には、以下のチェックリストを使用してLTC3407-2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)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とそれらのドライバに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・ラインの間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4とピン7)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、トレース長を最小限に抑えます。
4. 敏感な部品はSWピンから離します。入力コンデンサ $C_{IN}$ と抵抗 $R1 \sim R4$ 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. グラウンド・プレーンが望ましいのですが、それが使用できないければ信号グラウンドと電源グラウンドを分離し、小さな信号部品は1点でGNDピンに戻し、 $C_{IN}$ や $C_{OUT}$ 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。銅で覆うことによって電源部品の温度上昇が抑えられます。これらの銅領域は $V_{IN}$ またはGNDに接続します。

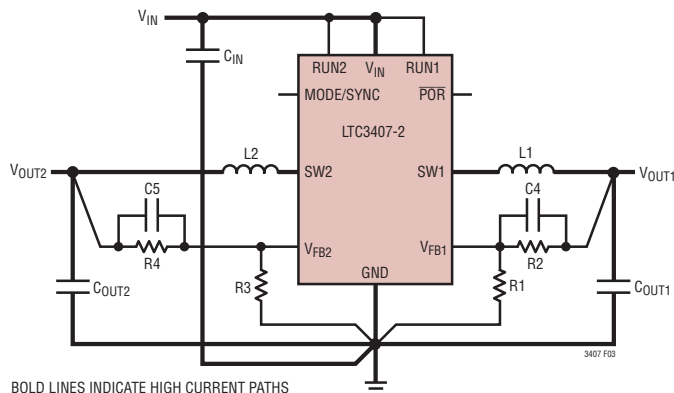
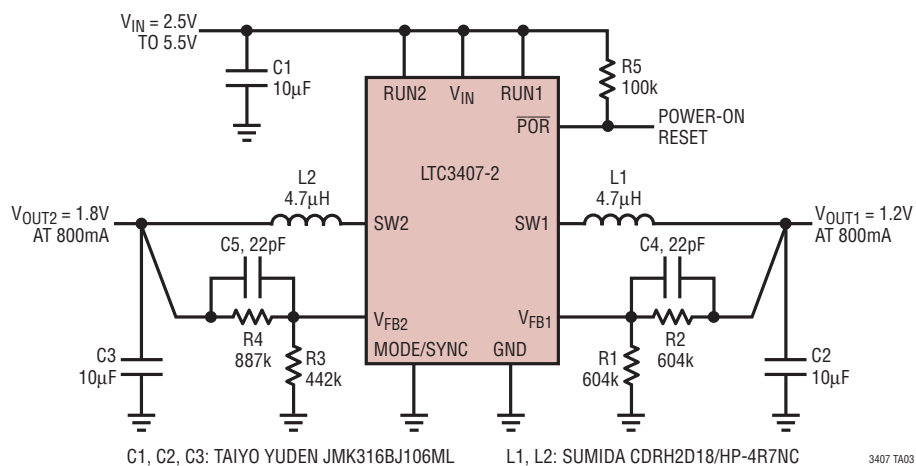


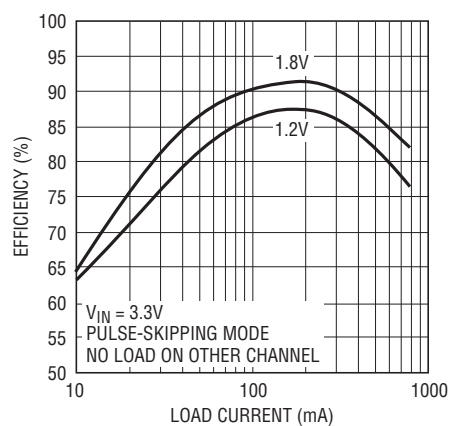
図3. LTC3407-2のレイアウト図  
(基板レイアウトのチェックリストを参照)

## 標準的応用例

## セラミック・コンデンサを使用した低リップル降圧レギュレータ



## 効率と負荷電流

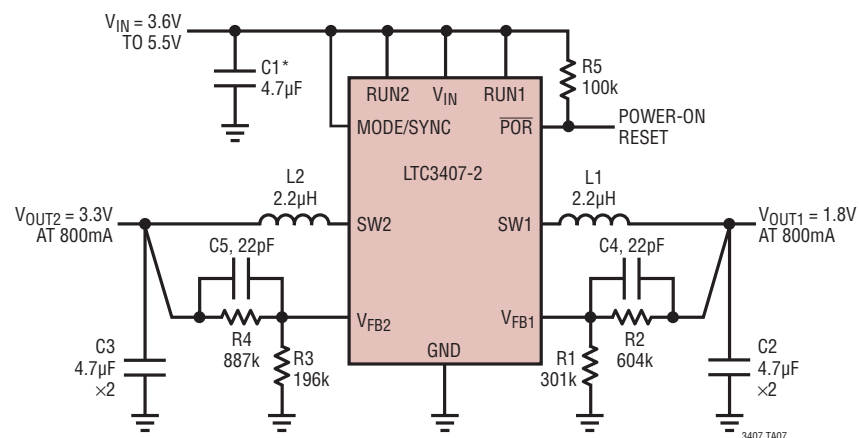




# LTC3407-2

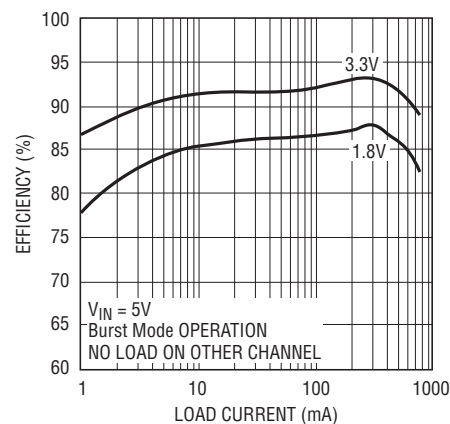
## 標準的応用例

高さ1.2mmのコア用電源



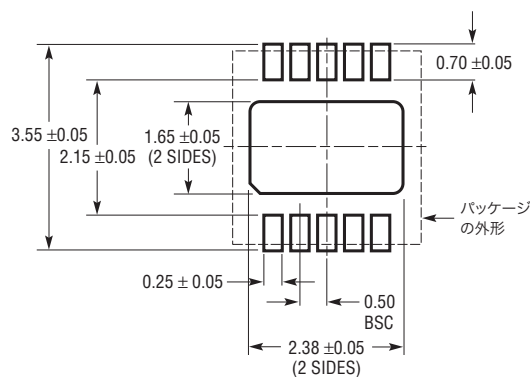
C1, C2, C3: TDK C1608X5R0J475M  
L1, L2: CMD4D11-2R2  
\*IF C1 IS GREATER THAN 3" FROM POWER SOURCE,  
ADDITIONAL CAPACITANCE MAY BE REQUIRED.

効率と負荷電流

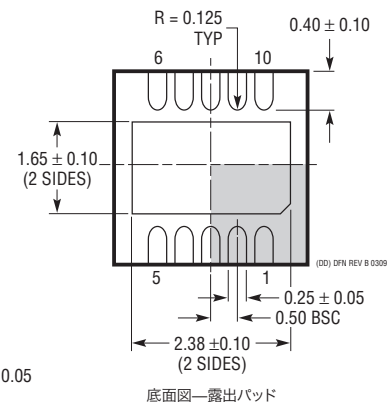
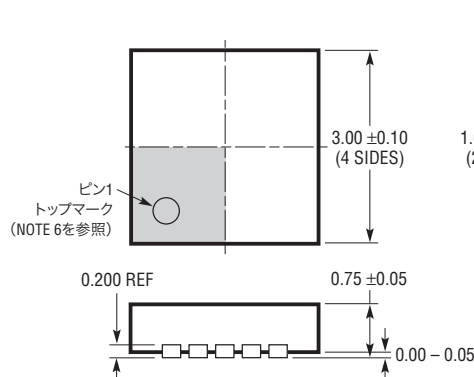


## パッケージ

DDパッケージ  
10ピン・プラスチックDFN (3mm × 3mm)  
(Reference LTC DWG # 05-08-1699 Rev B)



推奨する半田パッドのピッチと寸法



### NOTE:

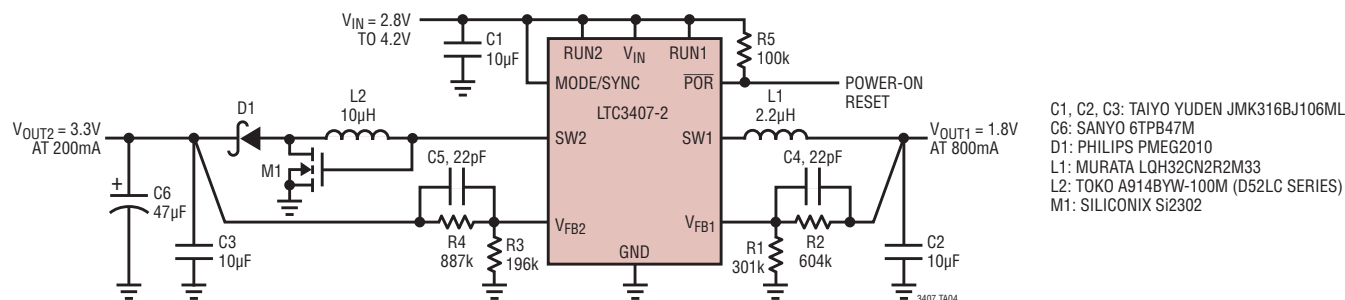
- 図はJEDECパッケージ外形MO-229のバリエーション (WEED-2) になる予定。バリエーションの指定の現状についてはLTCのWebサイトのデータシートを参照
- 図は実寸とは異なる
- すべての寸法はミリメートル
- パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.15mmを超えないこと
- 露出パッドは半田メッキとする
- 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン1の位置の参考に過ぎない



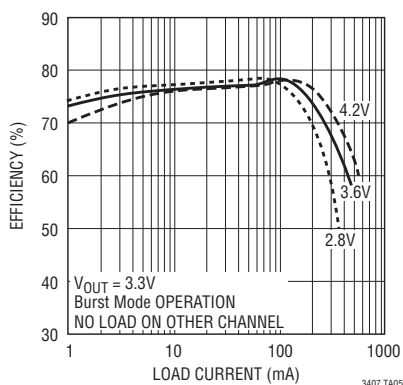
# LTC3407-2

## 標準的応用例

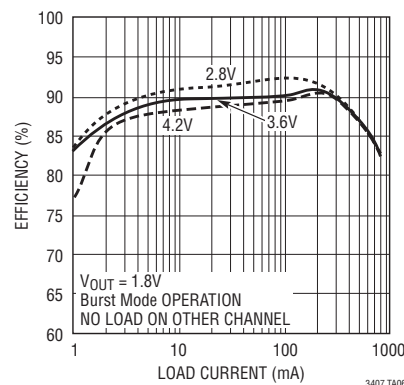
### 高さ2mmのリチウムイオン・シングル・インダクタ昇降圧レギュレータと降圧レギュレータ



効率と負荷電流



効率と負荷電流



## 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	95%の効率, $V_{IN}$ : 2.7V~6V, $V_{OUT(MIN)}$ =0.8V, $I_Q = 10\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , MSOP-8パッケージ
LT1940	デュアル出力1.4A ( $I_{OUT}$ ), 固定1.1MHz, 高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN}$ : 3V~25V, $V_{OUT(MIN)} = 1.2V$ , $I_Q = 2.5mA$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , TSSOP-16Eパッケージ
LTC3252	デュアル250mA ( $I_{OUT}$ ), 1MHz, スペクトル拡散, インダクタ不要, 降圧DC/DCコンバータ	88%の効率, $V_{IN}$ : 2.7V~5.5V, $V_{OUT(MIN)} = 0.9V \sim 1.6V$ , $I_Q = 60\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , DFN-12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	96%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
LT3407	600mA, 1.5MHz, デュアル同期整流式降圧DC/DCコンバータ	96%の効率, $V_{IN}$ : 2.5V~5.5V, $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ , $I_Q = 40\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , MSE, DFN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, $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ , $I_Q = 60\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , MSOP-10パッケージ
LTC3412	2.5A ( $I_{OUT}$ ), 4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率, $V_{IN}$ : 2.5V~5.5V, $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ , $I_Q = 60\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , TSSOP-16Eパッケージ
LTC3414	4A ( $I_{OUT}$ ), 4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率, $V_{IN}$ : 2.25V~5.5V, $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ , $I_Q = 64\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , TSSOP-28Eパッケージ
LTC3440	600mA ( $I_{OUT}$ ), 2MHz同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	95%の効率, $V_{IN}$ : 2.5V~5.5V, $V_{OUT(MIN)} = 2.5V$ , $I_Q = 25\mu A$ , $I_{SD} < 1\mu A$ , MSOP-10パッケージ

ThinSOTはリニアテクノロジー社の登録商標です。

34072fc

16 リニアテクノロジー株式会社

〒102-0094 東京都千代田区紀尾井町3-6紀尾井町パークビル8F  
TEL 03-5226-7291 • FAX 03-5226-0268 • www.linear-tech.co.jp

LT 0809 REV C • PRINTED IN JAPAN

LINEAR TECHNOLOGY  
© LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION 2004