

デュアル600mA、 1.5MHz、同期整流式降圧 DC/DCレギュレータ

特長

- 高効率:最大96%
- 非常に低い消費電流:わずか40 μ A
- 1.5MHzの固定周波数動作
- 高いスイッチ電流:各チャネル1A
- ショットキ・ダイオード不要
- 低 $R_{DS(ON)}$ スイッチ内蔵:0.35 Ω
- 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
- 熱特性を強化した小型MSOPパッケージ
および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
- 携帯用メディア・プレーヤ
- PCカード
- ワイヤレス・モデムおよびDSLモデム

概要

LTC[®]3407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。このデバイスは低消費電力アプリケーション向けで、2.5V~5.5Vの入力電圧範囲で動作し、スイッチング周波数は1.5MHz固定なので、高さ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。内蔵の同期した0.35 Ω 、1A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・ダイオードは不要です。

ユーザー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[®]動作では軽負荷時に高効率が維持されますが、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。

バッテリー寿命をさらに延ばすために、ドロップアウト時にPチャネルMOSFETを連続的にオンし(100%デューティ・サイクル)、両チャネルの総消費電流をわずか40 μ Aに抑えます。シャットダウン時の消費電流は1 μ A以下です。

、LT、LTC、LTM、Burst Mode、Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリアテクノロジ社の登録商標です。その他のすべての商標の所有権はそれぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

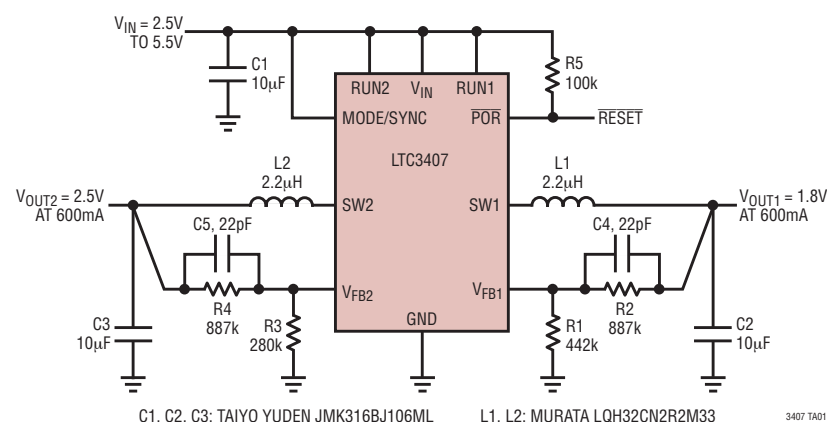
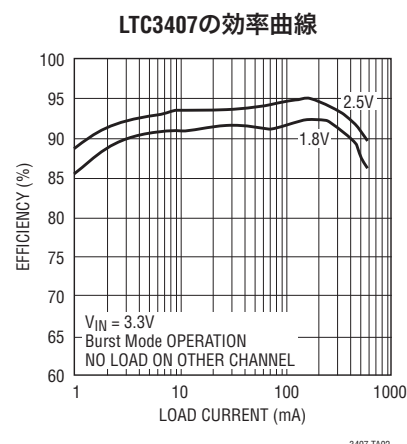


図1. 600mAで2.5V/1.8Vの降圧レギュレータ



LTC3407

絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN} 電圧	$-0.3V \sim 6V$
V_{FB1} 、 V_{FB2} 電圧	$-0.3V \sim (V_{IN} + 0.3V)$
RUN1、RUN2 電圧	$-0.3V \sim V_{IN}$
MODE/SYNC 電圧	$-0.3V \sim (V_{IN} + 0.3V)$
SW1、SW2 電圧	$-0.3V \sim (V_{IN} + 0.3V)$
POR 電圧	$-0.3V \sim 6V$
周囲動作温度範囲 (Note 2)	$-40^{\circ}C \sim 85^{\circ}C$

接合部温度 (Note 5)	$125^{\circ}C$
保存温度範囲	
LTC3407EMSE	$-65^{\circ}C \sim 150^{\circ}C$
LTC3407EDD	$-65^{\circ}C \sim 125^{\circ}C$
リード温度 (半田付け、10秒)	
LTC3407EMSEのみ	$300^{\circ}C$

ピン配置

<p>TOP VIEW</p> <p>DD PACKAGE 10-LEAD (3mm × 3mm) PLASTIC DFN</p> <p>$T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 45^{\circ}C/W$, $\theta_{JC} = 10^{\circ}C/W$ EXPOSED PAD IS PGND (PIN 11) MUST BE CONNECTED TO GND</p>	<p>TOP VIEW</p> <p>MSE PACKAGE 10-LEAD PLASTIC MSOP</p> <p>$T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 45^{\circ}C/W$, $\theta_{JC} = 10^{\circ}C/W$ EXPOSED PAD IS PGND (PIN 11) 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#PBF	LTC3407EDD#TRPBF	LAGK	10-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	$-40^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$
LTC3407EMSE#PBF	LTC3407EMSE#TRPBF	LTABA	10-Lead (3mm × 3mm) Plastic MSOP	$-40^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$

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。

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へ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/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 $T_A = 25^{\circ}C$ 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
V_{FB}	Feedback Voltage (Note 3)	$0^{\circ}C \leq T_A \leq 85^{\circ}C$		0.588	0.6	0.612	V
		$-40^{\circ}C \leq T_A \leq 85^{\circ}C$	●	0.585	0.6	0.612	V
$\Delta V_{LINE REG}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 2.5V$ to $5.5V$ (Note 3)			0.3	0.5	%/V
$\Delta V_{LOAD REG}$	Output Voltage Load Regulation	(Note 3)			0.5		%

34071a

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、 $V_{IN} = 3.6\text{V}$ 。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
I_S	Input DC Supply Current Active Mode Sleep Mode Shutdown	$V_{FB1} = V_{FB2} = 0.5\text{V}$ $V_{FB1} = V_{FB2} = 0.63\text{V}$, MODE/SYNC = 3.6V RUN = 0V, $V_{IN} = 5.5\text{V}$, MODE/SYNC = 0V			600 40 0.1	800 60 1	μA μA μA
f_{OSC}	Oscillator Frequency	$V_{FBX} = 0.6\text{V}$	●	1.2	1.5	1.8	MHz
f_{SYNC}	Synchronization Frequency				1.5		MHz
I_{LIM}	Peak Switch Current Limit	$V_{IN} = 3\text{V}$, $V_{FB} = 0.5\text{V}$, Duty Cycle <35%		0.75	1	1.25	A
$R_{DS(ON)}$	Top Switch On-Resistance Bottom Switch On-Resistance	(Note 6) (Note 6)			0.35 0.30	0.45 0.45	Ω Ω
$I_{SW(LKG)}$	Switch Leakage Current	$V_{IN} = 5\text{V}$, $V_{RUN} = 0\text{V}$, $V_{FBX} = 0\text{V}$			0.01	1	μA
POR	Power-On Reset Threshold	V_{FBX} Ramping Up, MODE/SYNC = 0V V_{FBX} Ramping Down, MODE/SYNC = 0V			8.5 -8.5		% %
	Power-On Reset On-Resistance				100	200	Ω
	Power-On Reset Delay				262,144		Cycles
V_{RUN}	RUN Threshold		●	0.3	1	1.5	V
I_{RUN}	RUN Leakage Current		●		0.01	1	μA
V_{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恐れがある。

Note 2: LTC3407E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。

Note 3: LTC3407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る。

Note 4: 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。

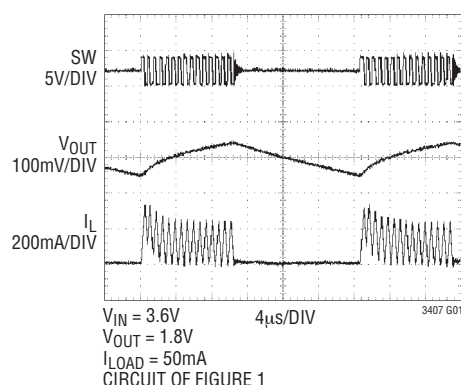
Note 5: T_J は周囲温度 T_A および消費電力 P_D から次式にしたがって計算される。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})$$

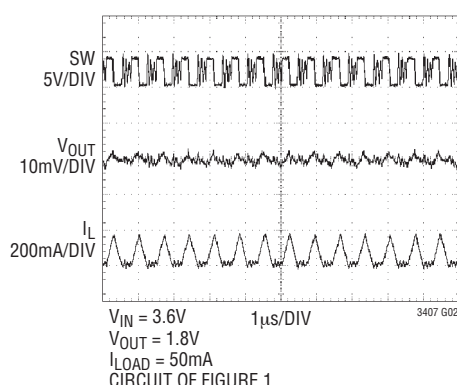
Note 6: DFNスイッチのオン抵抗はウェハのレベル測定との相関で保証されている。

標準的性能特性

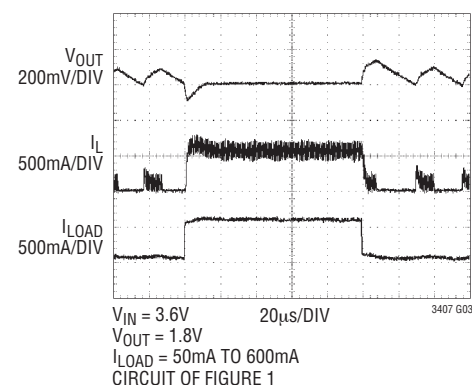
Burst Mode動作



パルス・スキップ・モード

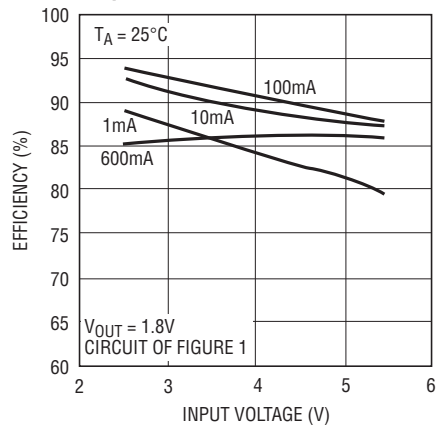


負荷ステップ

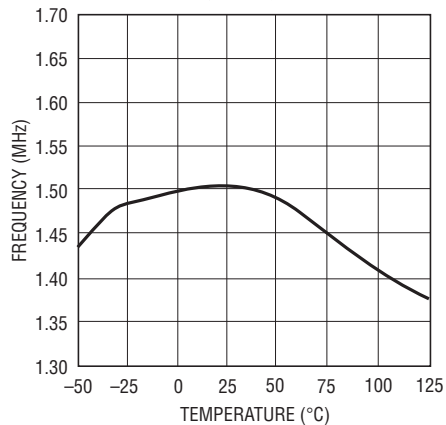


標準的性能特性

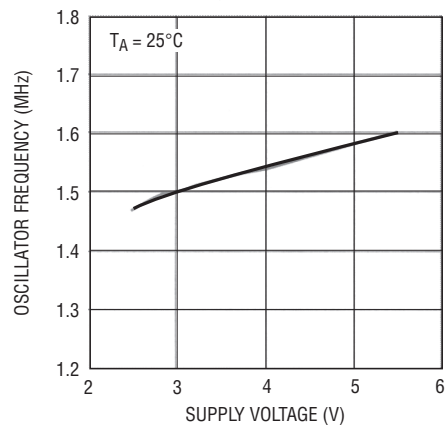
効率と入力電圧



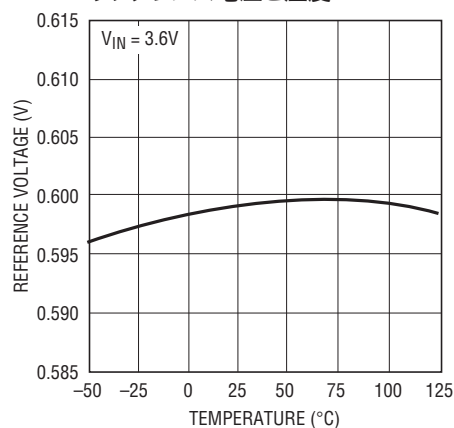
発振器周波数と温度



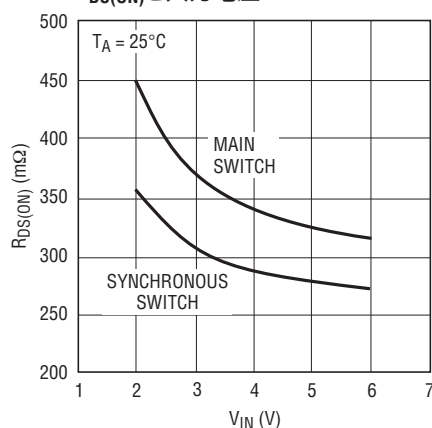
発振器周波数と電源電圧



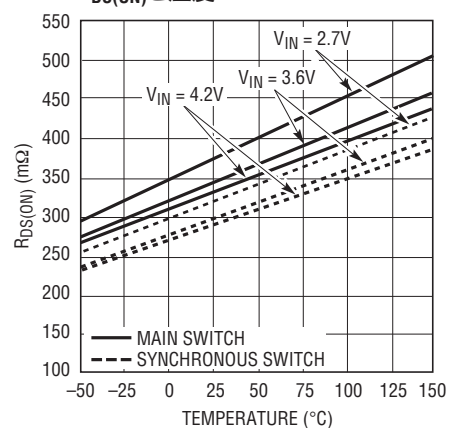
リファレンス電圧と温度



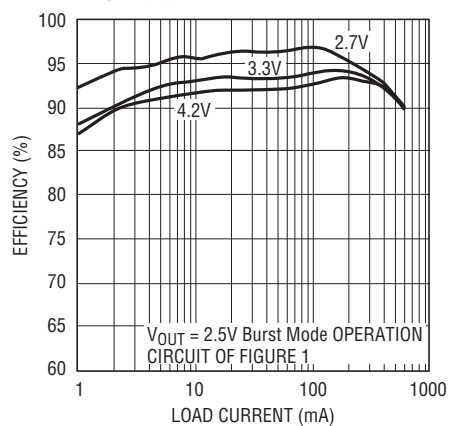
RDS(ON)と入力電圧



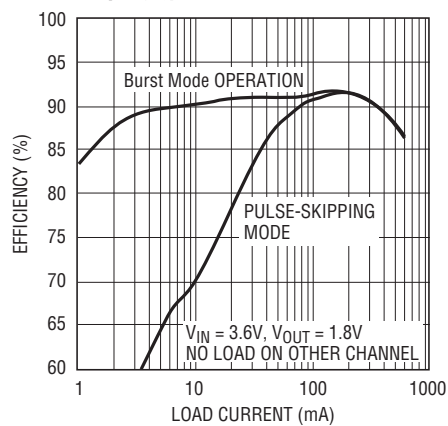
RDS(ON)と温度



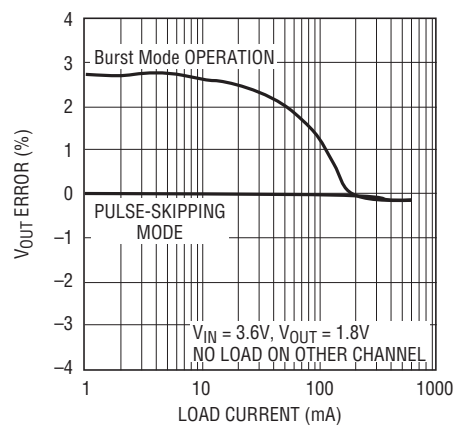
効率と負荷電流



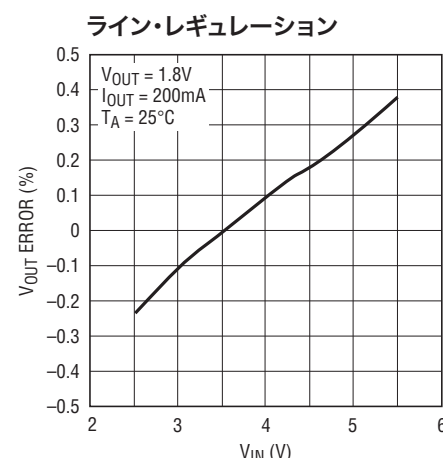
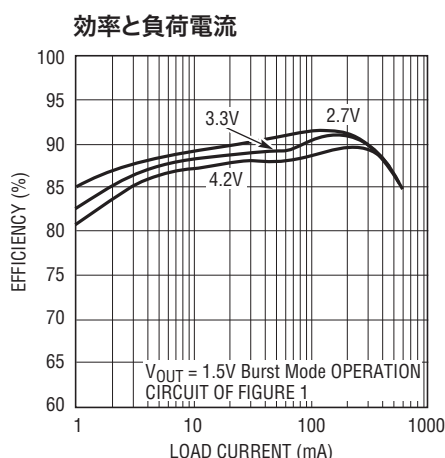
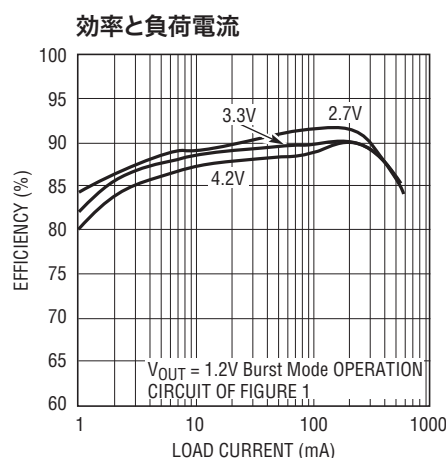
効率と負荷電流



ロードレギュレーション



標準的性能特性



ピン機能

VFB1 (ピン1): 出力帰還。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): 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がシャットダウンされます。このピンは必ずドライブさせて、フロート状態にしないでください。

V_{IN} (ピン3): 主電源。GNDの近くにデカップリングします。

SW1 (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までスイングします。

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。このピンは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、それぞれバースト・モード動作またはパルス・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しないでください。発振器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): 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までスイングします。

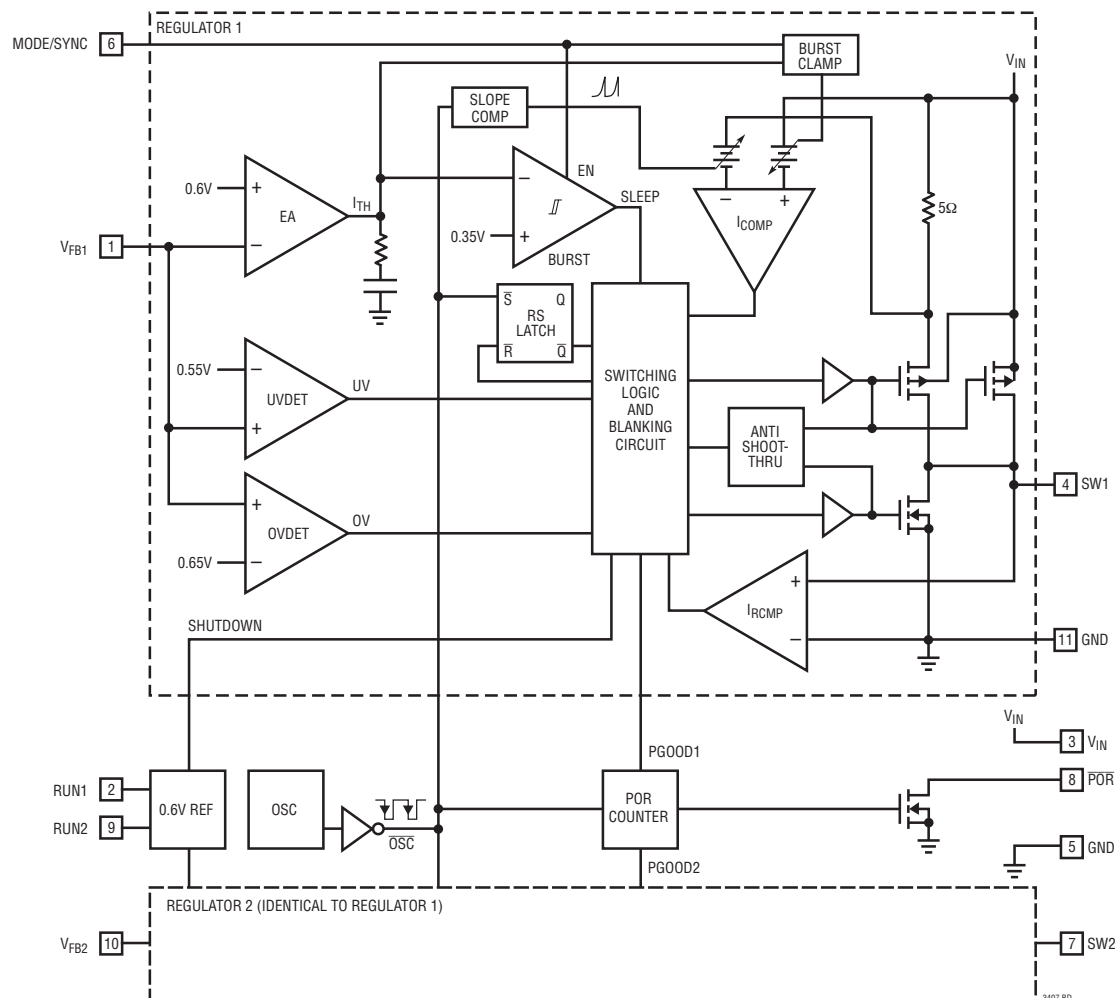
POR (ピン8): パワーオン・リセット。このコモン・ドレインのロジック出力は、出力電圧がレギュレーション電圧の $\pm 8.5\%$ 以内ないと、GNDに引き下げられ、両方のチャネルがレギュレーション範囲に戻ると175ms後に“H”になります。

RUN2 (ピン9): レギュレータ2のイネーブル。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。このピンは必ずドライブさせて、フロート状態にしないでください。

VFB2 (ピン10): 出力帰還。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 (GND) (ピン11): パワーグランド。 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。PCBの電氣的グランドに半田付けする必要があります。

ブロック図



動作

LTC3407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1.5MHz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・ピンを使って、ユーザーはノイズと効率のトレードオフを図ることができます。

出力電圧はV_{FB}ピンに戻される外部分割器によって設定されます。誤差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、それにしたがってピーク・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%以内ないと、POR出力を“L”に引き下げます。POR出力は、レギュレーション状態に達してから262,144クロック・サイクル(約175msec)後に“H”になります。

メイン制御ループ

通常動作時、V_{FB}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・サイクルの始点でターンオンします。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。スイッチがターンオフし、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)を通して次のクロック・サイクルまで負荷に流れます。

ピーク・インダクタ電流は内部で補償されたI_{TH}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V_{FB}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_{FB}電圧が減少し、リファレンスよりもわずかに下がります。

動作

この減少により、誤差アンプは平均インダクタ電流が新しい負荷電流に合致するまで I_{TH} 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。

低電流動作

低電流でLTC3407の動作を制御するのに2つのモードを利用することができます。両方のモードとも、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切り替わります。

効率を最適化するにはバースト・モード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は自動的にバースト・モード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歇的に動作し、インダクタのピーク電流は固定されています。サイクルを断続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支配されるスイッチング損失が小さく抑えられます。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ターンオンし、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・モードを使うことができます。このモードでは、LTC3407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、これは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ターンオンし、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 $R_{DS(ON)}$ 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）使用されるときの電力消費を計算する必要があります（「アプリケーション情報」のセクションの「熱に関する検討事項」を参照）。

低電源電圧動作

LTC3407は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より下に下がるとデバイスをシャットダウンして不安定な動作を防ぎます。

アプリケーション情報

LTC3407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の要求条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を与えます。インダクタ・リップル電流 ΔI_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。

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

大きな ΔI_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 $\Delta I_L = 0.3 \cdot I_{LIM}$ です。ここで、 I_{LIM} はピーク・スイッチ電流リミットです。最大入力電圧で最大リップル電流 ΔI_L が発生します。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、次式にしたがってインダクタンスを選択します。

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

インダクタ値はバースト・モード動作にも影響を与えます。ピーク・インダクタ電流がバースト・クランプによって設定されたレベルより下に下がると、低電流動作からの遷移が開始されます。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、この遷移が低負荷電流で起きようになります。

アプリケーション情報

このため、低電流動作の上の範囲の効率が低下します。バースト・モード動作では、インダクタンス値が小さくなるとバースト周波数が上がります。

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、LTC3407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。LTC3407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。

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。最大RMSコンデンサ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、 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ となります。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。多くの場合、コンデンサ製造業者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ようにしてください。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。すべてセラミック・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、 $0.1\mu F \sim 1\mu F$ 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. 代表的表面実装インダクタ

PART NUMBER	VALUE (μH)	DCR (Ω MAX)	MAX DC CURRENT (A)	SIZE W x L x H (mm ³)
Sumida CDRH3D16	1.5	0.043	1.55	$3.8 \times 3.8 \times 1.8$
	2.2	0.075	1.20	
	3.3	0.110	1.10	
	4.7	0.162	0.90	
Sumida CMD4D06	2.2	0.116	0.950	$3.5 \times 4.3 \times 0.8$
	3.3	0.174	0.770	
	4.7	0.216	0.750	
Panasonic ELT5KT	3.3	0.17	1.00	$4.5 \times 5.4 \times 1.2$
	4.7	0.20	0.95	
Murata LQH32CN	1.0	0.060	1.00	$2.5 \times 3.2 \times 2.0$
	2.2	0.097	0.79	
	4.7	0.150	0.65	

出力コンデンサ C_{OUT} の選択

C_{OUT} の選択は、電圧リップルおよび負荷ステップに対する過渡応答を小さくするために必要なESRによって決まります。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十分です。出力リップル ΔV_{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、 ΔI_L = インダクタのリップル電流です。 ΔI_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。 $\Delta I_L = 0.3 \cdot I_{LIM}$ のとき、出力リップルは最大 V_{IN} および $f_o = 1.5\text{MHz}$ で100mV未満になり、次のようになります。

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

C_{OUT} のESRの条件が満たされれば、すべてセラミックを使ったソリューションの場合を除いて、一般にRMS電流定格は $I_{RIPPLE(P-P)}$ の条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、セラミック、および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入手できます。三洋製のOS-CON半導体誘電体コンデンサは、どんなアルミニウム電解コンデンサよりも(ESR・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

三洋製のPOSCAPなど特殊ポリマ・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・コンデンサは最高の容量密度をもっていますが、ESRが大きく、スイッチング電源に使うために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ははるかに高いのですが、リップル電流定格および長期信頼性に対して配慮すれば、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が小さくコストも低い容量密度も低く、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・インダクタンスをともなったセラミック・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。他のコンデンサのタイプにはパナソニックの特殊ポリマ (SP) コンデンサがあります。

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の近くに配置します。

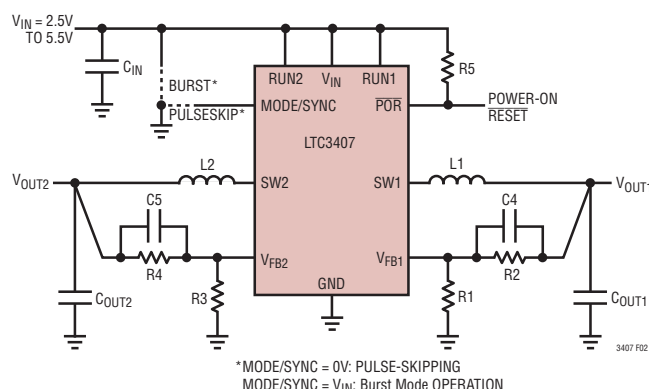


図2. LTC3407の一般的回路図

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・レギュレータに使いたくなります。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与えるのに役立ちます。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が効果を発揮する前に自己の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、設計者は動作温度範囲にわたるループの安定性をチェックする必要があります。大きな温度係数と電圧係数の影響を最小に抑えるため、X5RまたはX7Rのセラミック・コンデンサだけを使ってください。太陽誘電、TDK、および村田製作所から最適のセラミック・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・コンデンサだけを使う場合、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い、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。よくても、このリンギ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、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求条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を支えるまで、出力コンデンサが即座に電流を供給して負荷を支える必要があります。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出力が直線的に低下します。出力の垂下V_{DRROP}は通常最初のサイクルの直線的な低下の約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。

$$C_{OUT} \approx 3 \frac{\Delta I_{OUT}}{f_0 \cdot V_{DRROP}}$$

デューティ・サイクルと負荷ステップの要求条件に依存して、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は非常に小さいので、入力コンデンサは単に高周波のバイパスに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、普通の10μFセラミック・コンデンサで十分です。

出力電圧の設定

LTC3407は、図2に示されているように、帰還ピンV_{FB}とグランドの間に0.6Vのリファレンス電圧を発生します。出力電圧は次式にしたがって分割抵抗によって設定されます。

アプリケーション情報

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

これらの抵抗を流れる電流を小さく (<5μA) 抑えると効率が向上しますが、あまり小さくしすぎると、寄生容量がノイズの問題を発生させ、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。

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 を使うこともできます。インダクタやSWラインなどのノイズ源から離して V_{FB} ラインを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{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レギュレーション状態から外れると“L”になります。両方の出力電圧がレギュレーションの±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175ms後) に \overline{POR} を解放します。この遅延は負荷電流が小さいバースト・モード動作では非常に大きくなることがあります。なぜなら、クロック・サイクルはバーストの間にだけ生じ、バーストとバーストの時間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{POR} 出力をMODE/SYNC入力に接続して、リセット時にパルス・スキップ・モードを強制します。さらに、バースト・モードのスリープ時に出力電圧がフォールト状態になると、 \overline{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、過電圧出力に 응답しないことがあります。これを避けるには、代りにパルス・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、両方または片方のチャネルがレギュレーション状態から外れるので \overline{POR} 出力は“L”になります。

モードの選択と周波数の同期

MODE/SYNCピンは多目的ピンで、モード選択機能と周波数同期機能を備えています。このピンを V_{IN} に接続するとバースト・モード動作がイネーブルされ、出力電圧リップルが大きくなる代償に低電流での最高の効率が得られます。このピンをグラウンドに接続するとパルス・スキップ動作が選択され、低電流での効率を犠牲にして出力のリップルが最小になります。

MODE/SYNCピンを使ってLTC3407を別のLTC3407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上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。 ΔI_{LOAD} はさらに C_{OUT} の充電あるいは放電を開始し、レギュレータが V_{OUT} をその定常値へ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グングがないか 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 $R2$ とともに高い周波数のゼロを作って位相リードを与え、位相マージンを改善します。

出力電圧のセトリング動作は閉ループ・システムの安定性に関係し、電源の実際の全体的性能を表します。制御ループ理論の概説をはじめ、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。

大容量の (1μFを超す) 入力コンデンサを備えた負荷をスイッチで切り替えて接続すると、アプリケーションによってはさらに大きな過渡現象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、しかも瞬間的にドライブされると、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。ホットスワップ・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。

効率の検討事項

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。

Hot Swapはリニアテクノロジー社の登録商標です。

アプリケーション情報

パーセント表示の効率は次式で表すことができます。

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

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、LTC3407の回路の損失の大部分は4つの主な損失要因によって生じます。これらは1) V_{IN} 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」に記載した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 を流れる平均出力電流は内部のトップ・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 $R_{DS(ON)}$ 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 損失は次式で求めます。

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

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} が適切な電荷蓄積と非常に低いESRをもつようにすれば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の導通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%以下にしかありません。

熱に関する検討事項

大半のアプリケーションで、LTC3407は効率が高いの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LTC3407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・スイッチがターンオフし、SWノードがハイ・インピーダンスになります。

LTC3407が最大接合部温度を超えないようにするには、熱に関する分析を行う必要があります。熱に関する分析の目標は、消費電力がデバイスの接合部温度を超えるかどうかを判断することです。温度上昇は次式で与えられます。

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

ここで、 P_D はレギュレータによって消費される電力で、 θ_{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。

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

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について考えます。負荷電流は600mA、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、各チャネルによる電力消費は以下のとおりです。

$$P_D = I_{OUT}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 153\text{mW}$$

MSパッケージの接合部-周囲間熱抵抗 θ_{JA} は45°C/Wです。

アプリケーション情報

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。

$$T_J = 2 \cdot 0.153 \cdot 45 + 70 = 84^\circ\text{C}$$

これは絶対最大接合部温度の125°Cより低い値です。

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を使う場合を考えます。バッテリーは $V_{IN} = 2.8\text{V} \sim 4.2\text{V}$ を供給します。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 $V_{OUT} = 2.5\text{V}$ 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バースト・モード動作が選択されています。

最初に、最大 V_{IN} で約30%のリップル電流になるようにインダクタ値を計算します。

$$L \geq \frac{2.5\text{V}}{1.5\text{MHz} \cdot 300\text{mA}} \cdot \left(1 - \frac{2.5\text{V}}{4.2\text{V}}\right) = 2.25\mu\text{H}$$

ベンダーから入手できる最も値に近いインダクタである2.2μHのインダクタを選択すると、最大リップル電流は次のようになります。

$$\Delta I_L = \frac{2.5\text{V}}{1.5\text{MHz} \cdot 2.2\mu\text{H}} \cdot \left(1 - \frac{2.5\text{V}}{4.2\text{V}}\right) = 307\text{mA}$$

コストに配慮して、セラミック・コンデンサが使われます。 C_{OUT} は、ESRの必要条件ではなく、負荷ステップによる垂下に基づいて選択します。5%の出力垂下の場合には次のようになります。

$$C_{OUT} \approx 3 \frac{600\text{mA}}{1.5\text{MHz} \cdot (5\% \cdot 2.5\text{V})} = 9.6\mu\text{F}$$

最も近い標準値は10μF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低いので、 C_{IN} は標準で10μFです。

これで、出力電圧はR1とR2の値を選択してプログラムすることができます。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2μA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。

$\overline{\text{POR}}$ ピンはコモン・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の抵抗が使われています。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LTC3407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イラストで示してあります。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} と抵抗R1〜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} またはGNDに接続します。

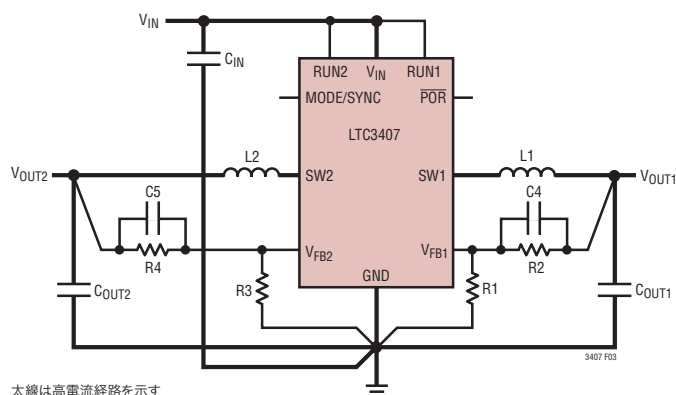
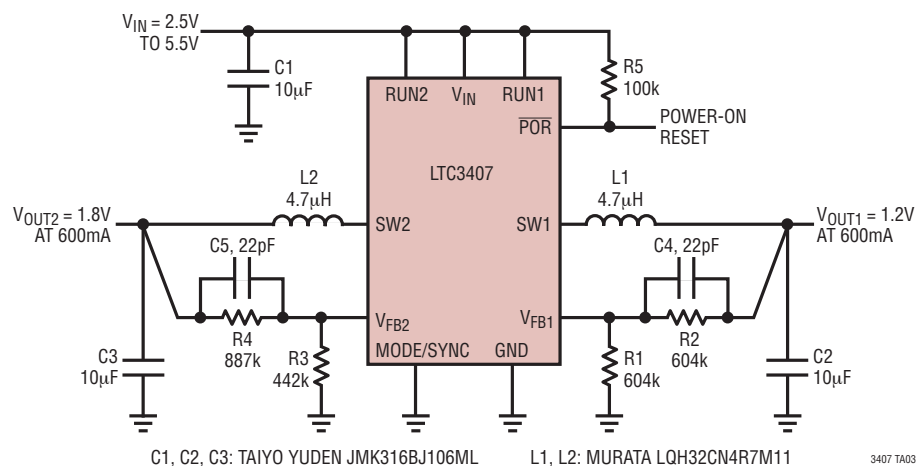


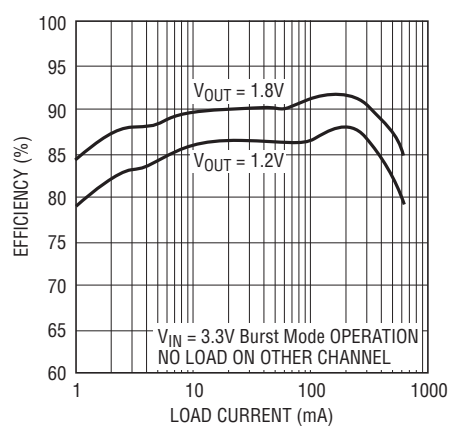
図3. LTC3407のレイアウト図(「基板レイアウト・チェックリスト」を参照)

標準的応用例

セラミック・コンデンサを使った低リップル降圧レギュレータ

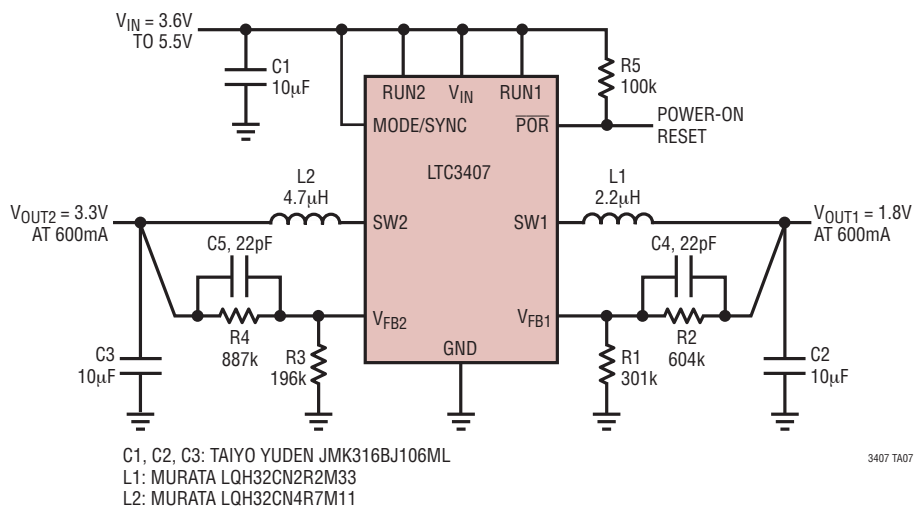


効率

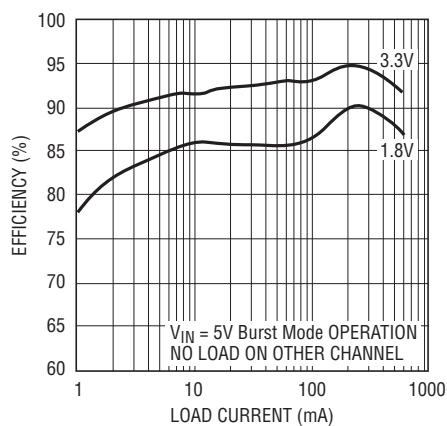


標準的応用例

高さ2mmのコア用電源

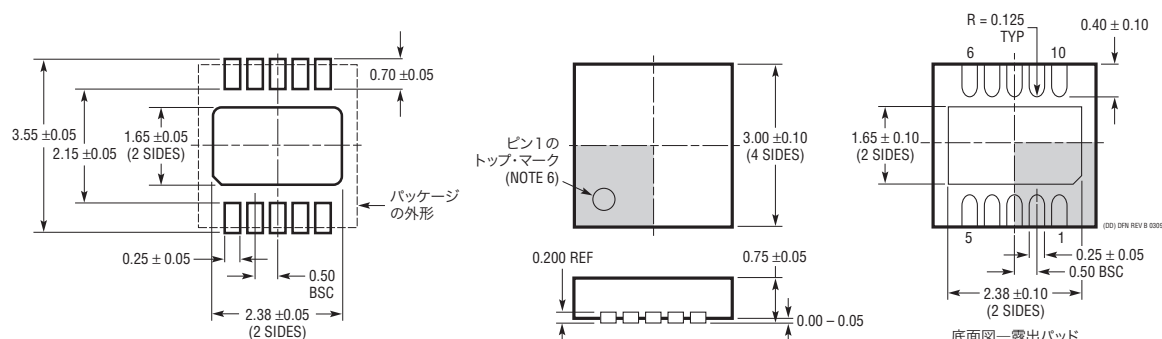


効率と負荷電流



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)

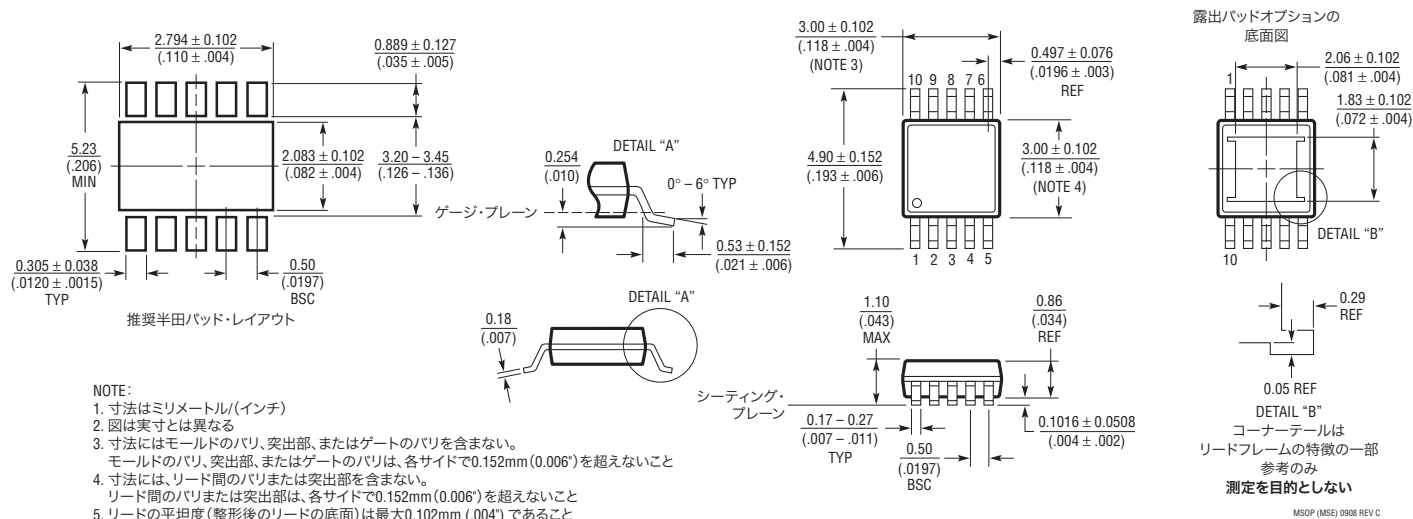


推奨する半田パッドのピッチと寸法

NOTE:

- 図はJEDECのパッケージ外形MQ-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

MSEパッケージ
10ピン・プラスチックMSOP、露出ダイ・パッド
 (Reference LTC DWG # 05-08-1664 Rev C)



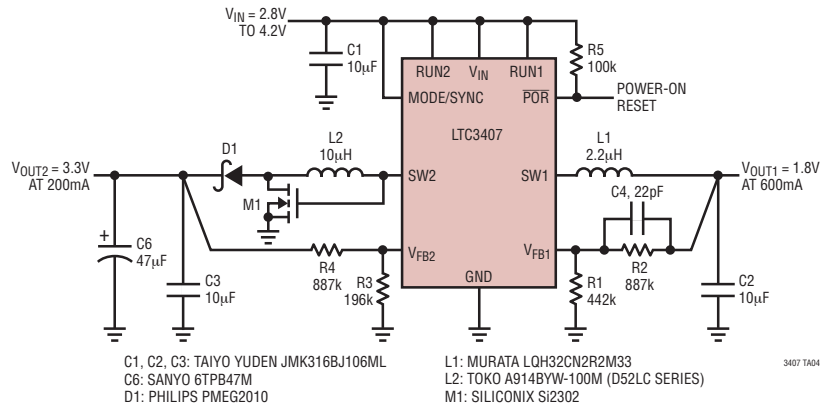
NOTE:

- 寸法はミリメートル/(インチ)
- 図は実寸とは異なる
- 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 (0.006")を超えないこと
- 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 (0.006")を超えないこと
- 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

LTC3407

標準的応用例

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

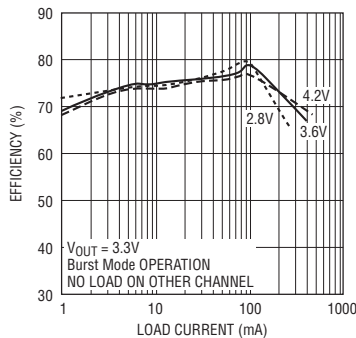


C1, C2, C3: TAIYO YUDEN JMK316BJ106ML
C6: SANYO 6TPB47M
D1: PHILIPS PMEG2010

L1: MURATA LQH32CN2R2M33
L2: TOKO A914BYW-100M (D52LC SERIES)
M1: SILICONIX Si2302

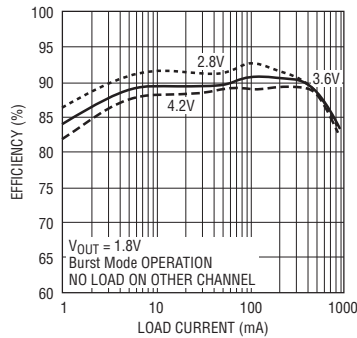
3407 TA04

効率と負荷電流



3407 TA05

効率と負荷電流



3407 TA06

関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1616	500mA (I _{OUT}), 1.4MHz、高効率降圧DC/DCコンバータ	90%の効率、V _{IN} : 3.6V~25V、1.25V V _{OUT(MIN)} 、I _Q = 1.9mA、I _{SD} < 1μA、ThinSOT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} < 1μA、TSSOP-16Eパッケージ
LTC3252	デュアル250mA (I _{OUT})、インダクタなし1MHz拡散スペクトラム降圧DC/DCコンバータ	88%の効率、V _{IN} : 2.7V~5.5V、V _{OUT(MIN)} : 0.9V~1.6V、I _Q = 60μA、I _{SD} < 1μA、DFN-12パッケージ
LTC3405/LTC3405A	300mA (I _{OUT})、1.5MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	96%の効率、V _{IN} : 2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 20μA、I _{SD} < 1μA、ThinSOTパッケージ
LTC3406/LTC3406B	600mA (I _{OUT})、1.5MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	96%の効率、V _{IN} : 2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 20μA、I _{SD} < 1μA、ThinSOTパッケージ
LTC3407	600mA (I _{OUT})、1.5MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	96%の効率、V _{IN} : 2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 40μA、I _{SD} < 1μA、MS10Eパッケージ、DFNパッケージ
LTC3411	1.25A (I _{OUT})、4MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} : 2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 60μA、I _{SD} < 1μA、MSOP-10パッケージ
LTC3412	2.5A (I _{OUT})、4MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} : 2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 60μA、I _{SD} < 1μA、TSSOP-16Eパッケージ
LTC3414	4A (I _{OUT})、4MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} : 2.25V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 64μA、I _{SD} < 1μA、TSSOP-28Eパッケージ
LTC3440/LTC3441	600mA/1.2A (I _{OUT})、2MHz/1MHz同期式昇降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} : 2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 2.5V、I _Q = 25μA、I _{SD} < 1μA、MSOP-10パッケージ/DFNパッケージ

ThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。

34071a