

DDR/QDRメモリ終端用 3A、2MHzモノリシック 同期整流式レギュレータ

特長

- 高効率: 最大90%
- 出力電流: $\pm 3A$
- 対称のソース/シンク出力電流制限
- 低 $R_{DS(ON)}$ スイッチを内蔵: $85m\Omega$
- ショットキー・ダイオードが不要
- 入力電圧範囲: $2.25V \sim 5.5V$
- $V_{OUT} = V_{REF}/2$
- 出力電圧精度: $\pm 1\%$
- プログラム可能なスイッチング周波数: 最大2MHz
- パワーグッド出力電圧モニタ
- 過熱保護機能
- 16ピンTSSOP露出パッド・パッケージ

アプリケーション

- バス終端: DDRおよびQDRTMメモリ、SSTL、HSTLなど
- ノートブック・コンピュータ
- 配電システム

概要

LTC[®]3413は、固定周波数電流モード・アーキテクチャを採用した、高効率モノリシック同期整流式降圧DC/DCコンバータです。 $2.25V \sim 5.5V$ の入力電圧で動作し、最大3Aのソースまたはシンク出力電流で $(0.5)V_{REF}$ に等しい安定化出力電圧を供給します。分圧器を内蔵しているため部品数が低減され、リファレンス電圧を1/2にするための外付け抵抗が不要です。オン抵抗が $85m\Omega$ の同期整流用パワー・スイッチを内蔵しているため、効率が向上し、外付けショットキー・ダイオードが不要です。また、最大2MHzのスイッチング周波数を外付け抵抗で設定できます。

LTC3413は強制連続動作によってノイズとRF干渉を低減します。ソースまたはシンクのいずれの動作中にも出力電流を制限する過電流コンパレータにより、フォールト保護を行います。補償を調整可能なため、広範な負荷と出力コンデンサに対し過渡応答を最適化することができます。

LT、**LTC**および**LTM**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を含む米国特許によって保護されています。

標準的応用例

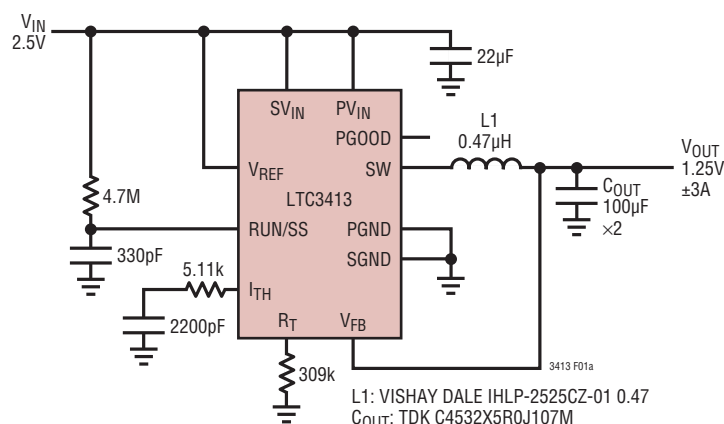


図1a. 高効率のバス終端電源

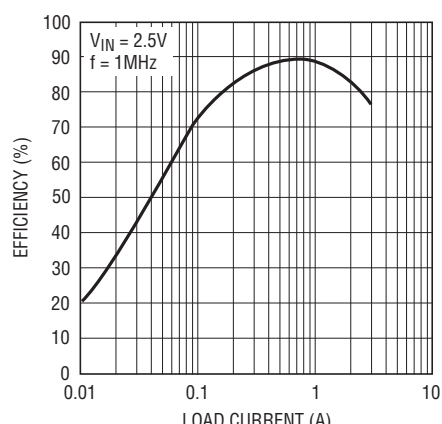


図1b. 効率と負荷電流

LTC3413

絶対最大定格

(Note 1)

SV_{IN} , PV_{IN} 電源電圧 $-0.3V \sim 6V$

I_{TH} , RUN/SS , V_{FB} , $PGOOD$ の電圧 $-0.3V \sim V_{IN}$

V_{REF} 電圧 $-0.3V \sim V_{IN}$

SW 電圧 $-0.3V \sim (V_{IN} + 0.3V)$

動作周囲温度範囲

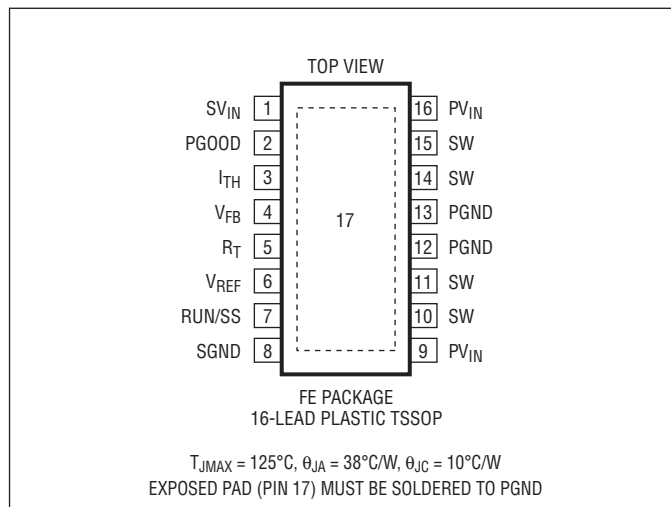
(Note 2) $-40^{\circ}C \sim 85^{\circ}C$

接合部温度 (Note 5, 8) $125^{\circ}C$

保存温度範囲 $-65^{\circ}C \sim 150^{\circ}C$

リード温度 (半田付け、10秒) $300^{\circ}C$

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
LTC3413EFE#PBF	LTC3413EFE#TRPBF	3413EFE	16-Lead Plastic TSSOP	$-40^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$
LTC3413IFE#PBF	LTC3413IFE#TRPBF	3413IFE	16-Lead Plastic TSSOP	$-40^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$
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
LTC3413EFE	LTC3413EFE#TR	3413EFE	16-Lead Plastic TSSOP	$-40^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$
LTC3413IFE	LTC3413IFE#TR	3413IFE	16-Lead Plastic TSSOP	$-40^{\circ}C$ 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。

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、 $V_{IN} = 3.3V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{IN}	Input Voltage Range		2.25		5.5	V
V_{FB}	Feedback Voltage Accuracy	(Note 3)			± 1	%
I_{FB}	Voltage Feedback Leakage Current				0.4	μA
I_{RUN}	RUN/SS Leakage Current				1	μA
ΔV_{FB}	Feedback Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 2.7V$ to $5.5V$ (Note 3)		0.04	0.2	%/V
$V_{LOADREG}$	Feedback Voltage Load Regulation	Measured in Servo Loop, $V_{ITH} = 0.36V$ Measured in Servo Loop, $V_{ITH} = 0.84V$		0.02 -0.02	0.2 -0.2	% %
ΔV_{PGOOD}	Power Good Range			± 10	± 12	%
R_{PGOOD}	Power Good Pull-Down Resistance			120	200	Ω
I_Q	Input DC Bias Current Active Current Shutdown	(Note 4) $V_{FB} = 1.5V$, $V_{ITH} = 1.4V$, $V_{REF} = 2.5V$ $V_{RUN} = 0V$ (Note 7)		250 0.02	330 1	μA μA

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、 $V_{IN} = 3.3\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
f_{OSC}	Switching Frequency Switching Frequency Range	$R_{OSC} = 309\text{k}$ (Note 6)	0.88 0.30	1.00	1.12 2.00	MHz MHz
R_{PFET}	$R_{DS(ON)}$ of P-Channel FET	$I_{SW} = 300\text{mA}$		85	110	$\text{m}\Omega$
R_{NFET}	$R_{DS(ON)}$ of N-Channel FET	$I_{SW} = 300\text{mA}$		65	90	$\text{m}\Omega$
I_{LIMIT}	Peak Current Limit		3.8	5.4		A
V_{UVLO}	Undervoltage Lockout Threshold		1.75	2	2.25	V
I_{LSW}	SW Leakage Current	$V_{RUN} = 0\text{V}$, $V_{IN} = 5.5\text{V}$ (Note 7)		0.1	1	μA
V_{RUN}	RUN Threshold		0.5	0.65	0.8	V

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超す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: LTC3413E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。LTC3413Iは $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ 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。

Note 3: LTC3413は、誤差アンプの出力が規定された電圧(I_{TH})になるように V_{FB} を調節する帰還ループでテストされている。

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: 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。

$$T_{JC3413E}: T_J = T_A + (P_D \cdot 38^\circ\text{C/W})$$

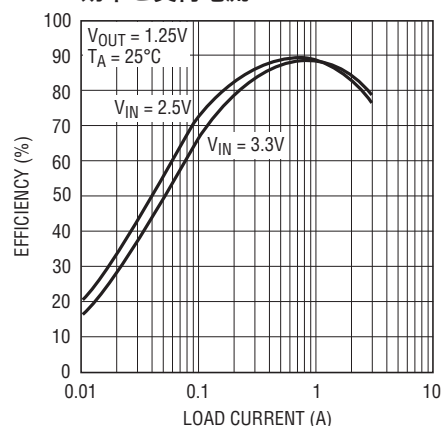
Note 6: 2MHz動作は設計によって保証されており、製造時にテストはおこなわれない。

Note 7: シャットダウン電流とSWリーク電流はウェハ・ソート時のみテストされる。

Note 8: 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°C を超える。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。

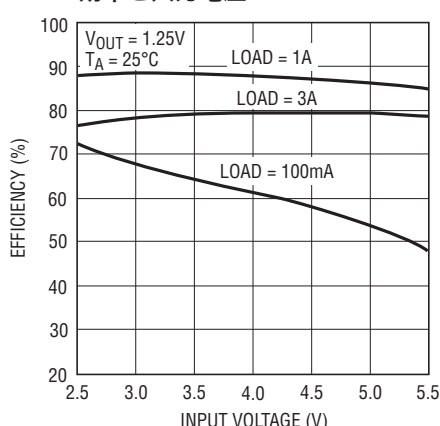
標準的性能特性

効率と負荷電流



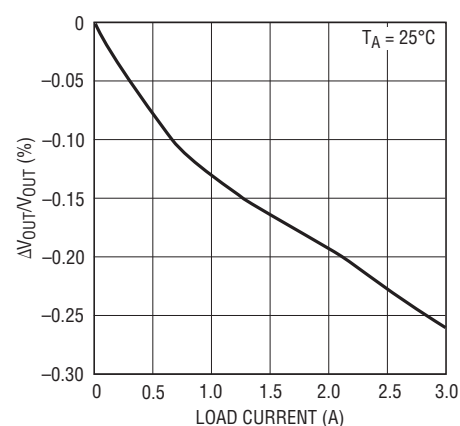
3413 G01

効率と入力電圧



3413 G02

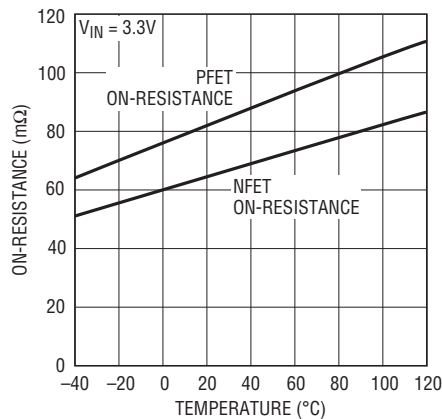
ロードレギュレーション



3413 G03

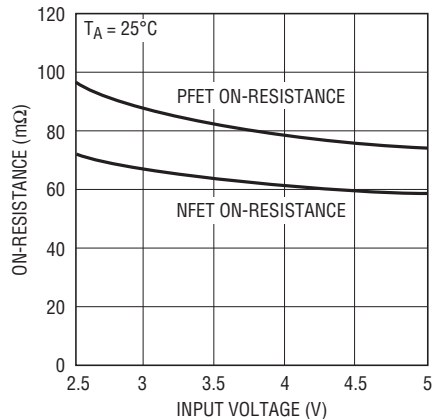
標準的性能特性

スイッチのオン抵抗と温度



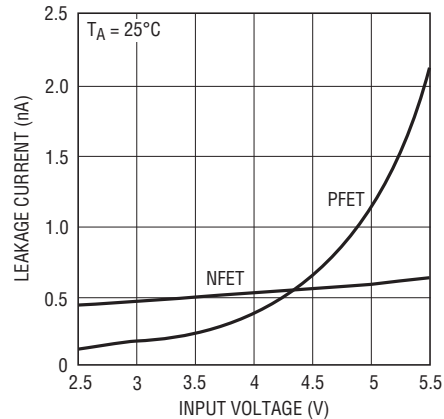
3413 G04

スイッチのオン抵抗と入力電圧



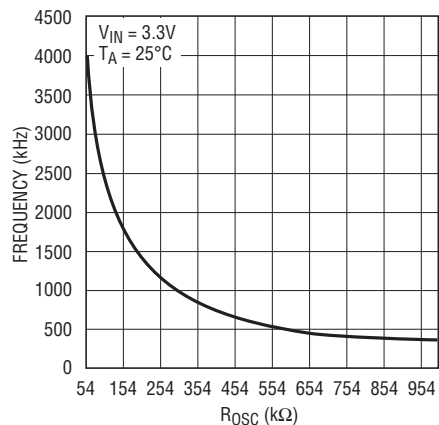
3413 G05

スイッチのリーク電流と入力電圧



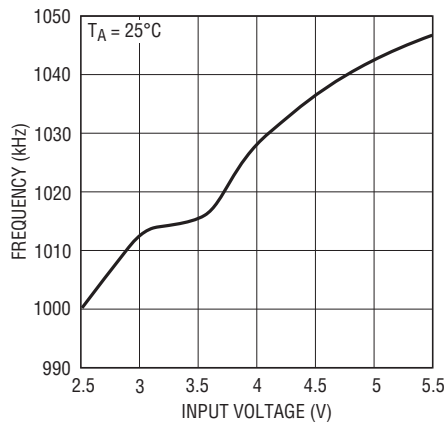
3413 G06

周波数と R_{OSC}



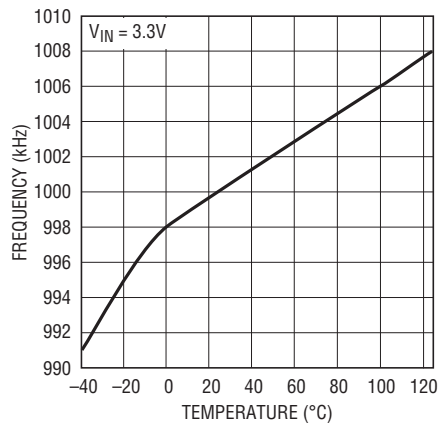
3413 G07

周波数と入力電圧



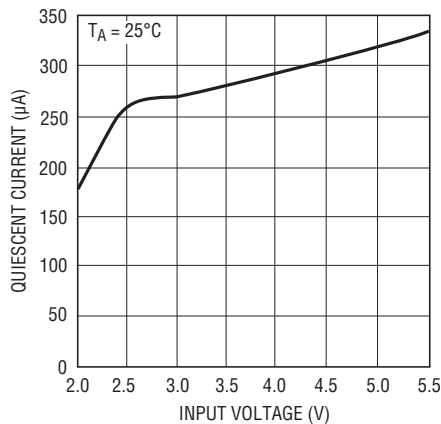
3213 G08

周波数と温度



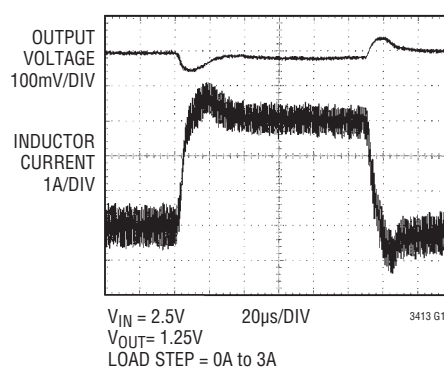
3413 G09

消費電流と入力電圧



3413 G10

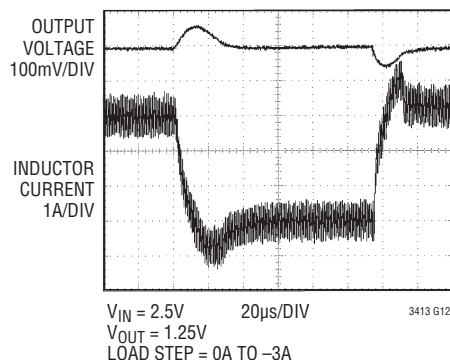
負荷ステップに対する過渡応答



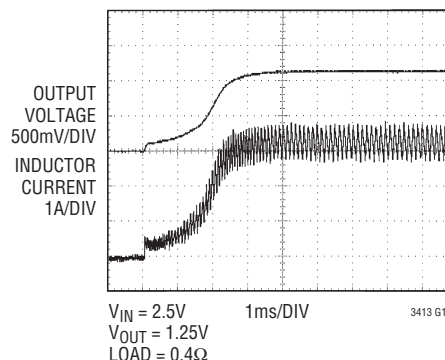
3413 G11

標準的性能特性

負荷ステップに対する過渡応答



スタートアップ



ピン機能

SV_{IN} (ピン1): 信号用入力電源。このピンはコンデンサを使ってSGNDにデカップリングします。SV_{IN}はPV_{IN}より大きい、等しくなければなりません、SV_{IN}とPV_{IN}の差は0.5Vより小さくしなければなりません。

PGOOD (ピン2): パワーグッド出力。オープン・ドレインのロジック出力で、出力電圧がレギュレーション・ポイントの±10%以内でないと、グラウンドに引き下げられます。

I_{TH} (ピン3): 誤差アンプの補償点。電流コンパレータのスレッシュホールドはこの制御電圧に応じて増加します。このピンの公称電圧範囲は0.2V～1.4Vで、0.6Vがゼロ・センス電圧(ゼロ電流)に対応します。

V_{FB} (ピン4): 帰還ピン。出力から帰還電圧を受け取ります。

R_T (ピン5): 発振器抵抗入力。このピンからグラウンドに抵抗を接続してスイッチング周波数を設定します。

V_{REF} (ピン6): リファレンス電圧入力。内部誤差アンプの正入力が、抵抗分割器を通して、このピンの電圧の半分を検出します。

RUN/SS (ピン7): 実行制御とソフトスタートの入力。このピンを0.5Vより下に強制するとLTC3413がシャットダウンします。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<1μAになります。このピンからグラウンドに接続したコンデンサにより、最大出力電流に達するまでのランプ時間が設定されます。

SGND (ピン8): 信号グラウンド。すべての小信号用部品と補償用部品はこのグラウンドに接続し、このグラウンド自身はPGNDに一点接続します。

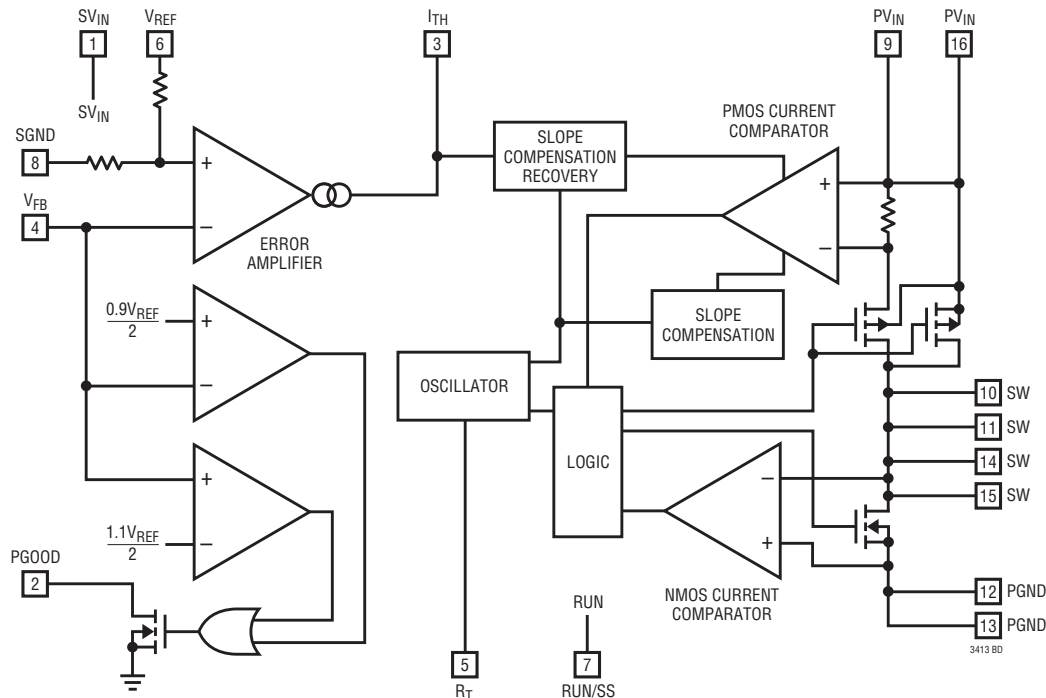
PV_{IN} (ピン9、16): パワー入力電源。このピンはコンデンサを使ってPGNDにデカップリングします。

SW (ピン10、11、14、15): インダクタへのスイッチ・ノードの接続ピン。このピンは内部のメイン・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。

PGND (ピン12、13): パワー・グラウンド。このピンをC_{IN}とC_{OUT}の(-)端子に近づけて接続します。

露出パッド (ピン17): PCBグラウンドに接続します。

機能図



動作

主制御ループ

LTC3413はモノリシック、固定周波数、電流モードの降圧DC/DCコンバータで、出力で電流をソースおよびシンクすることができます。通常動作時、内部のトップ・パワー・スイッチ（PチャネルMOSFET）が各クロック・サイクルの始点でオンします。電流コンパレータがトリップしてトップ・パワー・MOSFETをオフするまで、インダクタを流れる電流が増加します。電流コンパレータがトップ・パワー・スイッチをオフするピーク・インダクタ電流は I_{TH} ピンの電圧によって制御されます。誤差アンプは、 V_{FB} ピンの帰還信号を、 V_{REF} ピンの電圧の半分に等しいリファレンス電圧と比較して、 I_{TH} ピンの電圧を調節します。負荷電流が増加すると、リファレンスに比べて帰還電圧が低下します。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} 電圧を上昇させます。トップ・パワー・MOSFETがオフすると、ボトム電流リミットに達するか、次のクロック・サイクルが開始されるまで同期パワー・スイッチ（NチャネルMOSFET）がオンします。ボトム電流リミットは $-7A$ に設定されます。

動作周波数は R_T ピンとグランドの間に接続された外部抵抗によって設定されます。スイッチング周波数は $300kHz \sim 2MHz$ の範囲に設定することができます。

過電圧コンパレータと低電圧コンパレータは、出力電圧が安定化電圧から $\pm 10\%$ 外れると、PGOOD出力を“L”に引き下げます。過電圧状態では、過電圧状態が解消されるか、またはボトムMOSFETの電流リミットに達するまで、トップ・パワー・MOSFETはオフし、ボトム・パワー・MOSFETはオンします。

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強制され、100%のデューティ・サイクルに達します。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なります。

動作

低電源電圧動作

LTC3413は2.25Vの SV_{IN} 入力電源電圧まで動作するように設計されています。低い入力電源電圧で考慮すべきことは、PチャネルとNチャネルのパワー・スイッチの $R_{DS(ON)}$ が増加することです。ユーザーは、低い入力電圧でLTC3413が100%デューティ・サイクルで使用されるとき電力消費を計算して、サーマル・リミットを超えないようにする必要があります。

スロープ補償とインダクタのピーク電流

スロープ補償により、50%を超えるデューティ・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%を超えるデューティ・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。通常、最大インダクタ・ピーク電流はスロープ補償が追加されると減少します。ただし、LTC3413にはスロープ補償のリカバリ機能が実装されており、デューティ・サイクルの全範囲にわたって最大インダクタ・ピーク電流を一定に保ちます。

短絡保護

出力がグラウンドに短絡すると、インダクタ電流は1スイッチング・サイクルのあいだ非常にゆっくり減衰します。電流の暴走を防ぐため、補助電流制限がインダクタ電流に適用されます。インダクタの谷電流が5Aを超えると、トップ・パワーMOSFETがオフに保たれ、インダクタ電流が減少するまでスイッチング・サイクルはスキップされます。

プリバイアスされた負荷

V_{OUT} ピンをドライブする可能性のあるどの外部回路よりも前にLTC3413の起動をシーケンシングすることが重要です。 V_{OUT} ピンを所期の V_{OUT} 電圧よりも10% (過電圧スレッシュホールド) 以上高い電圧に外部でドライブすると、LTC3413はラッチされた状態になり、スイッチングを行わなくなる可能性があります。この状態を回避するために、起動時にプリバイアスされた負荷が存在しないようにする必要があります。これは、負荷の電源の前にLTC3413のRUNピンをシーケンシングすることによって実現できます。

アプリケーション情報

基本的なLTC3413の応用回路を図1aに示します。外部部品の選択は主に最大負荷電流によって決まるので、インダクタの値と動作周波数の選択から始め、 C_{IN} と C_{OUT} に進みます。

動作周波数

動作周波数の選択には効率と部品サイズのあいだのトレードオフが必要です。動作周波数を高くすると、小さい値のインダクタとコンデンサを使うことができます。低い周波数で動作させると内部ゲート電荷による損失が減り、効率が改善されますが、出力リップル電圧を低く抑えるには、インダクタンスや容量の値を大きくする必要があります。

LTC3413の動作周波数は、 R_T ピンとグラウンド間に接続した外部抵抗によって決定されます。この抵抗の値により、発振器内の内部タイミング・コンデンサを充放電するのに使われるランプ電流が設定されます。この抵抗の値は次式を使って計算することができます。

$$R_{OSC} = \frac{3.23 \cdot 10^{11}}{f} (\Omega) - 10k\Omega$$

最高2MHzの周波数も可能ですが、LTC3413の最小オン時間により、動作デューティ・サイクルの最小値が制限されます。最小オン時間は標準で110nsです。したがって、最小デューティ・サイクルは $100 \cdot 110ns \cdot f(Hz)$ に等しくなります。

アプリケーション情報

インダクタの選択

与えられた入力電圧と出力電圧に対して、インダクタの値と動作周波数によってリップル電流が決まります。リップル電流 ΔI_L は V_{IN} または V_{OUT} が高いほど増加し、インダクタンスが高いほど減少します。

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

リップル電流を小さくすると、インダクタのコア損失、出力コンデンサのESR損失、さらに出力電圧リップルが減少します。周波数が低くリップル電流が小さいと高効率動作が実現されます。ただし、これを達成するには大きなインダクタが必要です。

リップル電流を選択するための妥当な出発点は $\Delta I_L = 0.4(I_{MAX})$ です。最大 V_{IN} で最大リップル電流が発生します。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、次式に従ってインダクタンスを選択します。

$$L = \left(\frac{V_{OUT}}{f \Delta I_{L(MAX)}} \right) \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}} \right)$$

インダクタのコアの選択

L の値が分かったら、次にインダクタの種類を選択します。インダクタンス値が同じ場合、実際のコア損失はコア・サイズではなく、選択したインダクタンスによって大きく異なります。インダクタンスが増加するとコア損失が低下します。インダクタンスを大きくするにはワイヤの巻数を増やす必要があるため残念ながら銅損失が増加します。

フェライトを使ったタイプはコア損失がきわめて低く、高いスイッチング周波数でよく使われるので、設計目標を銅損失と飽和を防ぐことに集中することができます。フェライト・コアの材質は「ハードに」飽和します。つまり、最大設計電流を超えるとインダクタンスが突然低落します。その結果、インダクタのリップル電流が突如増加し、そのため出力電圧リップルが増加します。コアは飽和させないでください。

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価格とサイズの条件や放射フィールド/EMIの条件に主に依存します。

LTC3413のアプリケーションに推奨する表面実装インダクタをいくつか表1に示します。

表1. 推奨表面実装インダクタ

MANUFACTURER	PART NUMBER	VALUE (μH)	DCR (mΩ)
Murata	LQH55DNR47M01	0.47	13.0
Vishay/Dale	IHLP252CZPJ47M01	0.47	4.2
Pulse	P1166.681T	0.44	6.0
Cooper	SD20-R47	0.47	20.0

 C_{IN} と C_{OUT} の選択

入力コンデンサ C_{IN} は、トップMOSFETのソースのところで台形波電流をフィルタするのに必要です。大きな過渡電圧の発生を防止するには、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します。最大RMS電流は次式で与えられます。

$$I_{RMS} = I_{OUT(MAX)} \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \sqrt{\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} - 1}$$

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ で最大値をとります。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条件が設計に使用されます。コンデンサ製造元の規定するリップル電流定格は多くの場合2000時間だけの寿命試験に基づいているので、コンデンサをさらにデレーティングする、つまり必要とされる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。

アプリケーション情報

C_{OUT}の選択は、電圧リップルと負荷ステップ過渡を最小に抑えるのに必要な等価直列抵抗 (ESR)、および制御ループの安定性を確保するのに必要なバルク容量の大きさによって決まります。ループの安定性は、後のセクションで説明されているように、負荷過渡応答を観察することによってチェックすることができます。出力リップル (ΔV_{OUT}) は次式で決まります。

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

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るとき最大になります。ESR および RMS 電流処理の必要条件を満たすには、並列に配置した複数のコンデンサが必要になることがあります。乾式タンタル、特殊ポリマ、アルミ電解、およびセラミック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。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、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タイプだけを使うことが重要です。

アルミ電解コンデンサの ESR はかなり高いのですが、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、コスト要求の厳しいアプリケーションに使うことができます。セラミック・コンデンサは優れた ESR 特性をもっていますが、電圧係数が高く可聴圧電効果を示すことがあります。寄生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、大きなリングングを引き起こすことがあります。

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。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_{IN} に電圧スパイクが生じて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。これらの誘電体はある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優れています。

出力電圧のプログラミング

ほとんどのアプリケーションでは、 V_{OUT} は直接 V_{FB} に接続されます。この場合、出力電圧は V_{REF} ピンの電圧の半分に等しくなります。

$$V_{OUT} = \frac{V_{REF}}{2}$$

異なる出力電圧関係が望ましい場合、外部抵抗分割器を V_{OUT} から V_{FB} に使うことができます。出力電圧は次式に従って設定されます。

$$V_{OUT} = \frac{V_{REF}}{2} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

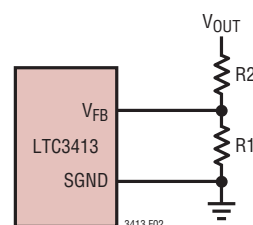


図2. 出力電圧の設定

ソフトスタート

RUN/SS ピンは、ソフトスタート用タイマとしてだけでなく、LTC3413 をシャットダウンするのにも使います。RUN/SS ピンを 0.5V より低い電圧に引き下げると、LTC3413 を低消費電流 ($I_Q < 1\mu A$) のシャットダウン状態にします。

LTC3413 はソフトスタート・クランプ機能を内蔵しており、RUN/SS ピンが 2V より上に引き上げられた後、 I_{TH} のクランプを徐々に引き上げます。1024 スwitching・サイ

アプリケーション情報

クル経過後、 I_{TH} による最大電流範囲が利用可能になります。ソフトスタートの時間を延長したい場合、図1aに示されているように、RUN/SSピンに抵抗とコンデンサを接続して I_{TH} のクランプを外部から設定することができます。ソフトスタートの継続時間は次式を使って計算することができます。

$$t_{SS} = R_{SS} \cdot C_{SS} \ln \left(\frac{V_{IN}}{V_{IN} - 1.8V} \right) \text{ (秒)}$$

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、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} の消費電流による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、実際の電力損失は大したことではないからです。

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バイアス電流と内部のメイン・スイッチおよび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間で「こま切れ」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)と相関関係があります。

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

トップMOSFETとボトムMOSFETの両方の $R_{DS(ON)}$ を、「標準的性能特性」の曲線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、LTC3413は効率が高いので大きな発熱はありません。

しかし、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LTC3413が動作するアプリケーションでは、接合部温度が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。

LTC3413が最大接合部温度を超えないようにするには、熱解析を行う必要があります。熱解析の目的は、消費電力によりデバイスが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。

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

ここで、 P_D はレギュレータによる電力損失、 θ_{JA} はダイの接合部から周囲温度への熱抵抗です。

アプリケーション情報

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3.3V、負荷電流が3A、周囲温度が70°Cでドロップアウト状態のLTC3413について考えます。スイッチ抵抗の標準的性能特性のグラフから、Pチャネル・スイッチの $R_{DS(ON)}$ は70°Cで約97mΩです。したがって、デバイスによる電力損失は次のとおりです。

$$P_D = (I_{LOAD}^2)(R_{DS(ON)}) = (3A)^2(97m\Omega) = 0.87W$$

TSSOPパッケージの場合、 θ_{JA} は38°C/Wです。したがって、レギュレータの接合部温度は次のようになります。

$$T_J = 70^\circ C + (0.87W)(38^\circ C/W) = 103^\circ C$$

これは最大接合部温度の125°Cより低い値です。

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} は直ちに(ΔI_{LOAD})(ESR)に等しい量だけシフトします。ここで、ESRは C_{OUT} の等価直列抵抗です。また、 ΔI_{LOAD} により、 C_{OUT} が充電または放電し始めるので、レギュレータが V_{OUT} をその定常状態の値に戻すのに使う帰還誤差信号が生じます。この回復時間のあいだ、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。図1aに示す I_{TH} ピンの外部部品と出力コンデンサにより、大部分のアプリケーションに対して適切な補償が実現されます。

出力電圧による V_{REF} のトラッキング

V_{REF} ピンが V_{IN} ピンに接続されているアプリケーションでは、出力電圧は V_{IN} ピンの電圧の半分に等しくなります。出力電圧は入力電圧をトラッキングしますので、 V_{IN} が攪乱されるとすべて V_{OUT} に現れます。たとえば、 V_{IN}

ピンのバルク容量が不十分だと、負荷ステップの過渡により入力電圧が降下します。負荷ステップの過渡の間、 V_{OUT} による V_{IN} のトラッキングによって、対応する電圧降下が出力電圧に生じますが、良くない負荷レギュレーションと混同しやすいので注意します。

設計例

設計例として、以下の仕様のアプリケーションにLTC3413を使う場合を考えます。 $V_{IN} = 2.5V$ 、 $V_{OUT} = 1.25V$ 、 $I_{OUT(MAX)} = \pm 3A$ 、 $f = 1MHz$ 。

最初に、タイミング抵抗を計算します。

$$R_{OSC} = \frac{3.23 \cdot 10^{11}}{1 \cdot 10^6} - 10k\Omega = 313k\Omega$$

309kの標準値を使います。次に、約40%のリプル電流になるようにインダクタ値を計算します。

$$L = \left(\frac{1.25V}{1MHz \cdot 1.2A} \right) \left(1 - \frac{1.25V}{2.5V} \right) = 0.47\mu H$$

0.47μHのインダクタを使うと、最大リプル電流は以下のようにになります。

$$\Delta I_L = \left(\frac{1.25V}{1MHz \cdot 0.47\mu H} \right) \left(1 - \frac{1.25V}{2.5V} \right) = 1.33A$$

C_{OUT} は出力電圧リップルの必要条件を満たすESRとループの安定性に必要なバルク容量に基づいて選択します。このデザインでは、2個の100μFセラミック・コンデンサを使用します。 C_{IN} は次の最大電流定格を満たすサイズのものにします。

$$I_{RMS} = 3A \left(\frac{1.25V}{2.5V} \right) \sqrt{\frac{2.5V}{1.25V} - 1} = 1.5A_{RMS}$$

ほとんどのアプリケーションでは、 PV_{IN} ピンを2個の100μFセラミック・コンデンサでデカップリングすれば十分です。 V_{REF} ピンは SV_{IN} に直接接続します。 V_{FB} ピンを V_{OUT} に直接接続すると、出力電圧は V_{REF} ピンの電圧の半分に等しく設定されます。この設計例の完全な回路を図3に示します。

アプリケーション情報

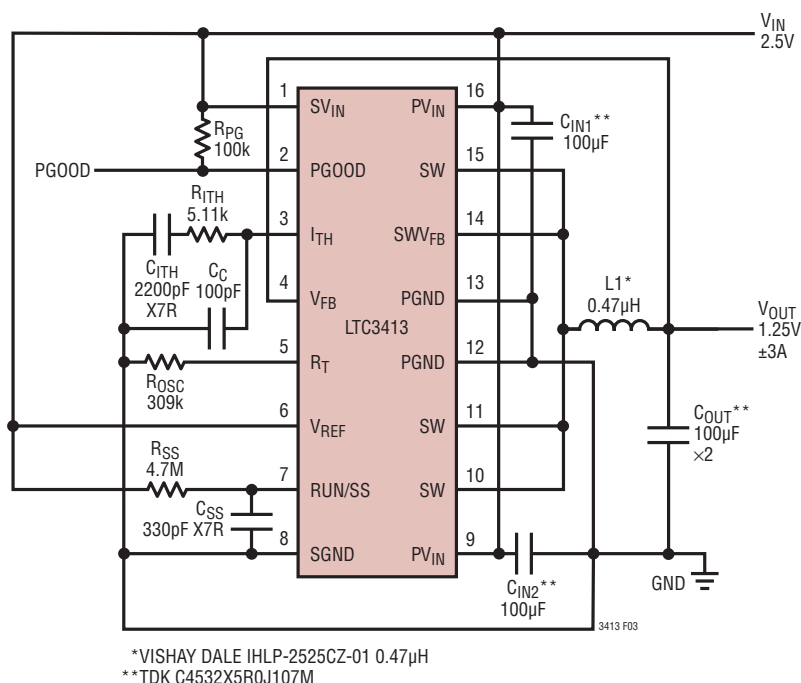


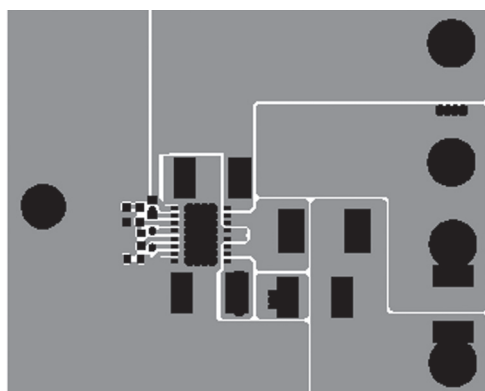
図3. 出力が V_{REF} の半分/ $\pm 3A$ 、1MHzのDDRメモリ終端用電源
(効率曲線は図1bに示されている)

PCボードのレイアウトのチェックリスト

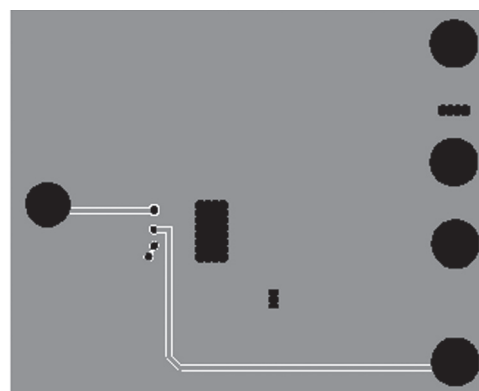
PCボードをレイアウトするときは、以下のチェックリストを使用してLTC3413が最適動作するようにします。レイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

- ### PCボードのレイアウトのチェックリスト
- 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LTC3413が最適動作するようにします。レイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。
1. グランド・プレーンを推奨します。グランド・プレーン層が使われていなければ、信号グランドと電源グランドを分離し、小信号用部品は1点でSGNDピンに戻し、この1点をLTC3413の近くでPGNDピンに接続します。
 2. 入力コンデンサC_{IN}の(+)端子はPV_{IN}ピンに近づけて接続します。このコンデンサは内部パワーMOSFETにAC電流を供給します。
 3. スイッチング・ノードSWはすべての敏感な小信号ノードから離します。
 4. すべての層のすべての未使用領域を銅で覆います。銅で覆うとパワー部品の温度上昇が小さくなります。これらの銅領域はDCネット (PV_{IN}、SV_{IN}、V_{OUT}、PGND、SGND、またはシステム内の他のDCレール) のどれにでも接続することができます。
 5. V_{FB}ピンはV_{OUT}ピンに直接接続します。

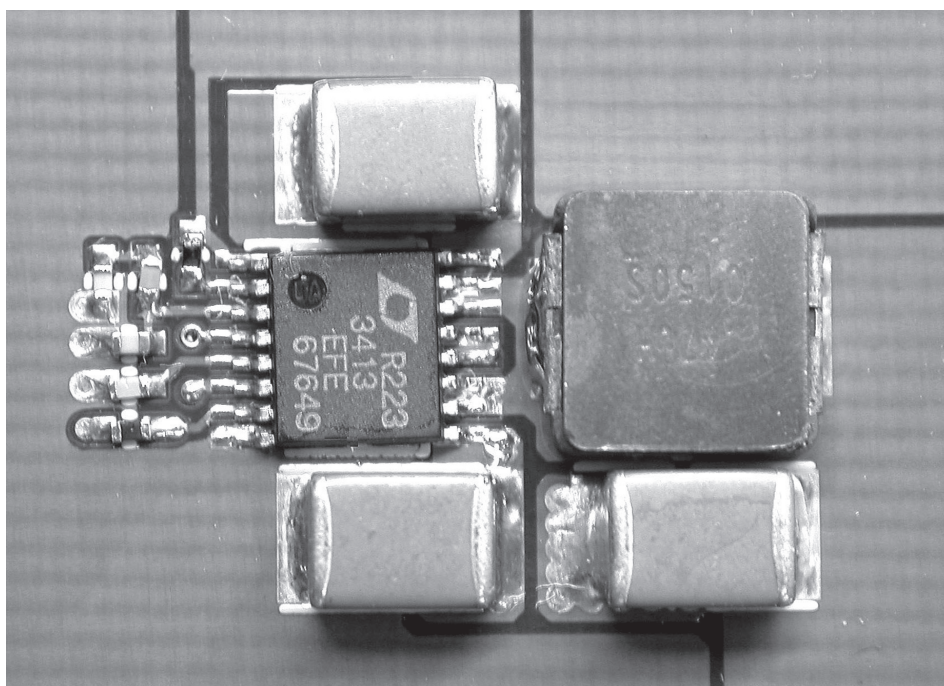
アプリケーション情報



(4a) トップ層



(4b) ボトム層

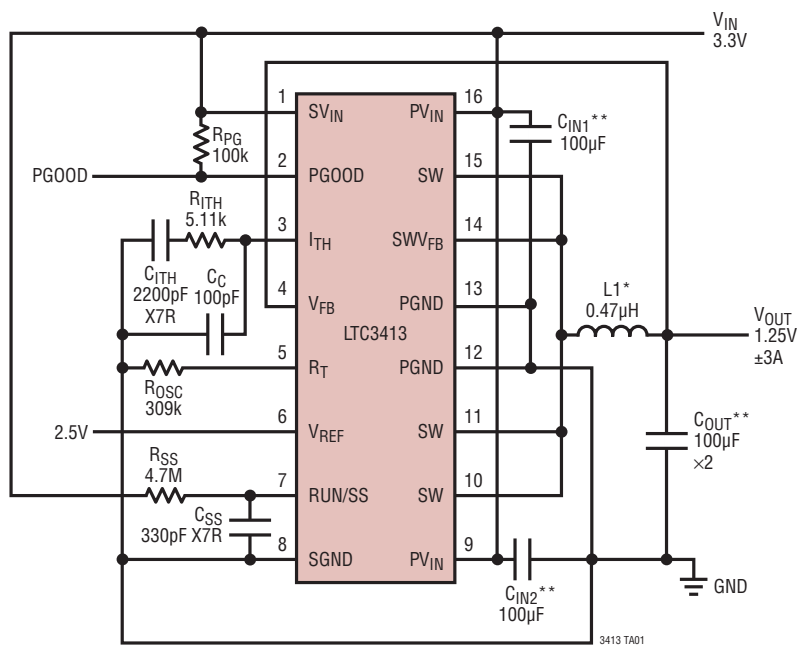


(4c) PCBの写真

図4. LTC3413のレイアウト図

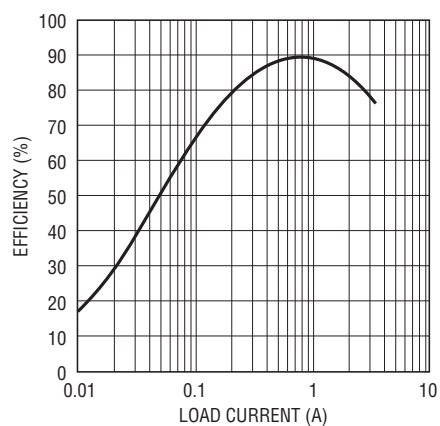
標準的応用例

1.25V、±3A DDRメモリ終端用電源 (1MHz)



*VISHAY DALE IHLP-2525CZ-01 0.47μH
 **TDK C4532X5R0J107M

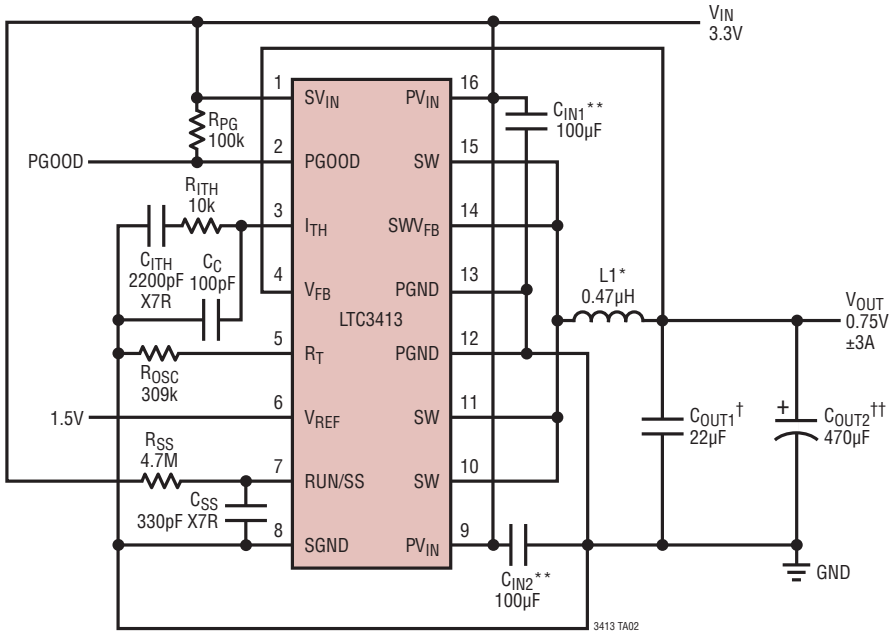
効率と負荷電流 ($V_{IN} = 3.3V$ 、 $V_{OUT} = 1.25V$ 、 $f = 1MHz$)



LTC3413

標準的応用例

3.3Vから0.75V/±3AのHSTLアプリケーション



*VISHAY DALE IHLP-2525CZ-01 0.47µH
**TDK C4532X5R0J107M
†TAIYO YUDEN JMK325BJ226MM
††SANYO POSCAP 4TPD470M

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3406	600mA (I _{OUT})、1.5MHz同期整流式降圧レギュレータ	V _{IN} : 2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} : 0.6V、I _Q : 20µA、ThinSOT
LTC3407	デュアル600mA (I _{OUT})、1.5MHz同期整流式降圧レギュレータ	V _{IN} : 2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} : 0.6V、I _Q : 40µA、MS10E
LTC3411	1.25A (I _{OUT})、4MHz、モノリシック同期整流式降圧レギュレータ	V _{IN} : 2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} : 0.8V、I _Q : 60µA、MS、DFN-10
LTC3412	2.5A (I _{OUT})、4MHz、モノリシック同期整流式降圧レギュレータ	V _{IN} : 2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} : 0.8V、I _Q : 60µA、TSSOP-16
LTC3414	4A (I _{OUT})、4MHz、モノリシック同期整流式降圧レギュレータ	V _{IN} : 2.25V~5.5V、V _{OUT(MIN)} : 0.8V、I _Q : 64µA、TSSOP-20E
LTC3713	低入力電圧、No R _{SENSE} TM 同期整流式コントローラ	V _{IN} : 1.5V~10V、V _{OUT(MIN)} : 0.8V、SSOP-24
LTC3717	DDRメモリ終端用No R _{SENSE} コントローラ	V _{IN} : 5V~36V、V _{OUT(MIN)} : 0.8V、SSOP-24
LTC3718	DDRメモリ終端用低入力電圧No R _{SENSE} コントローラ	V _{IN} : 1.5V~10V、V _{OUT(MIN)} : 0.8V、SSOP-24

No R_{SENSE}はリニアテクノロジー社の商標です。