

トラッキング機能付き 4A、4MHzモノリシック 同期式降圧レギュレータ

特長

- 高効率：最大95%
- 出力電流：4A
- 低 $R_{DS(ON)}$ スイッチを内蔵：67m Ω
- 電源シーケンス制御を簡単にするトラッキング入力
- プログラム可能な周波数；300kHz～4MHz
- 入力電圧範囲：2.25V～5.5V
- 出力電圧精度： $\pm 2\%$
- 0.8Vリファレンスにより低出力電圧が可能
- 低ドロップアウト動作：100%デューティ・サイクル
- パワーグッド出力電圧モニタ
- 高温保護機能
- 熱特性が強化された20ピンTSSOPパッケージ


アプリケーション

- 携帯用計測器
- ノートブック・コンピュータ
- 配電システム
- バッテリ駆動機器
- POLボード電源

概要

LTC[®]3416は固定周波数の電流モード・アーキテクチャを採用した高効率モノリシック同期式降圧DC/DCコンバータです。2.25V～5.5Vの入力電圧範囲で動作し、0.8V～5Vの安定化出力電圧で最大4Aの出力電流を供給します。オン抵抗が67m Ω の同期パワースwitchを内蔵しているため効率が向上し、外付けショットキー・ダイオードは不要です。スイッチング周波数は外付け抵抗によって設定されます。100%デューティ・サイクルにより低ドロップアウト動作が可能なので、携帯用機器のバッテリー寿命を延ばすことができます。OPTI-LOOP[®]補償を採用しているため、広い範囲の負荷と出力コンデンサに対して過渡応答を最適化できます。

LTC3416は強制連続モードで動作し、別の電源レールをトラッキングします。強制連続動作によりノイズとRF干渉が減り、過渡応答がすぐれています。過電流コンパレータによりフォールト保護が与えられており、調整可能な補償により、広い範囲の負荷と出力コンデンサに対して過渡応答を最適化することができます。

、LTC、LTはリアテクノロジー社の登録商標です。
OPTI-LOOPはリアテクノロジー社の登録商標です。

標準的応用例

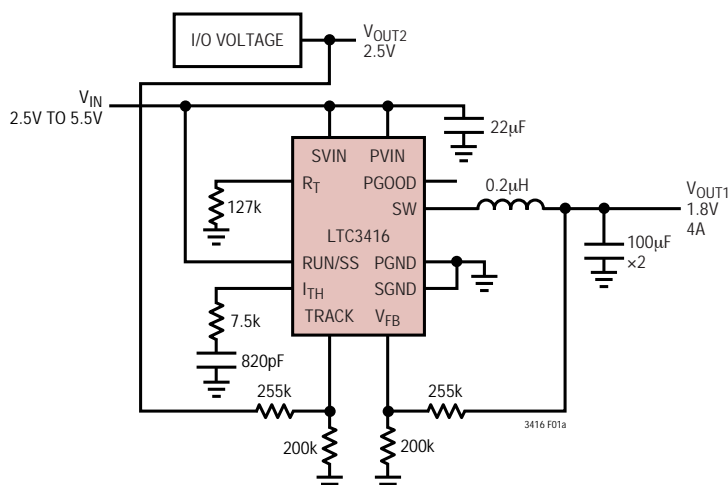


図1a . トラッキング付き2.5V/4A降圧レギュレータ

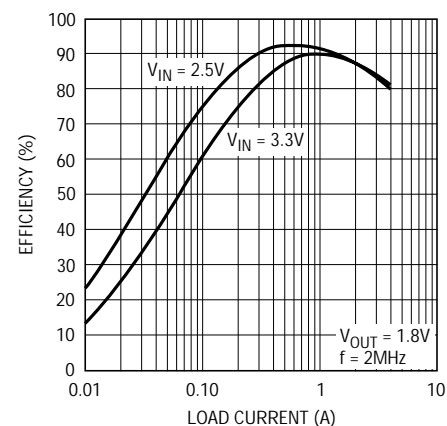


図1b . 効率と負荷電流

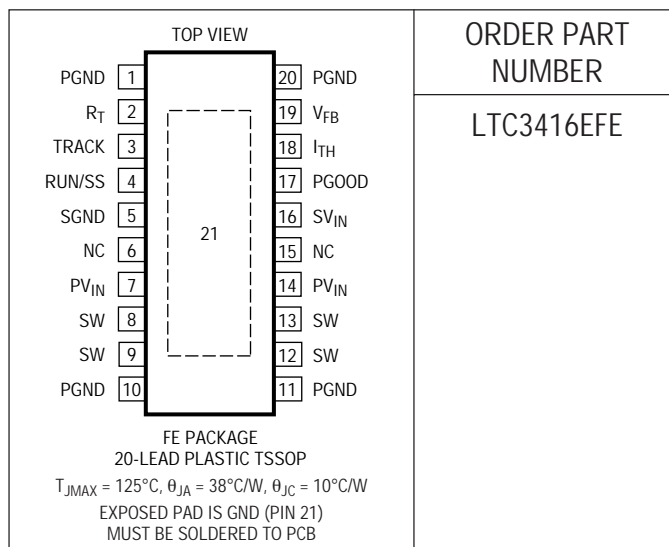
LTC3416

絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧	- 0.3V ~ 6V
I_{TH} 、RUN、 V_{FB} の各電圧.....	- 0.3V ~ V_{IN}
TRACK電圧	- 0.3V ~ V_{IN}
SW電圧	- 0.3V ~ ($V_{IN} + 0.3V$)
ピークSWシンク電流とピークSWソース電流	11A
動作周囲温度範囲	
(Note 2)	- 40 ~ 85
接合部温度 (Note 5、6)	125
保存温度範囲	- 65 ~ 150
リード温度 (半田付け、10秒)	300

パッケージ/発注情報



ORDER PART NUMBER

LTC3416EFE

より広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社へお問い合わせください。

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 $T_A = 25$ 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}	Regulated Feedback Voltage	(Note 3)	● 0.784	0.800	0.816	V
I_{FB}	Feedback Input Current				0.2	μA
I_{TRACK}	TRACK Input Current				0.2	μA
ΔV_{FB}	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 2.5V$ to $5.5V$ (Note 3)		0.04	0.2	%/V
V_{TRACK}	Tracking Voltage Offset Tracking Voltage Range	$V_{TRACK} = 0.4V$	0		30 0.8	mV V
$V_{LOADREG}$	Output 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			± 7.5	± 9	%
R_{PGOOD}	Power Good Resistance			120	200	Ω
I_Q	Input DC Bias Current Active Current Shutdown	(Note 4) $V_{FB} = 0.7V$, $V_{ITH} = 1.2V$ $V_{RUN} = 0V$		300 0.02	350 1	μA μA
f_{OSC}	Switching Frequency Switching Frequency Range	$R_{OSC} = 294k\Omega$	0.88 0.30	1	1.12 4.00	MHz MHz
f_{SYNC}	SYNC Capture Range		0.3		4	MHz
R_{PFET}	$R_{DS(ON)}$ of P-Channel FET	$I_{SW} = 300mA$		67	100	m Ω
R_{NFET}	$R_{DS(ON)}$ of N-Channel FET	$I_{SW} = -300mA$		50	100	m Ω
I_{LIMIT}	Peak Current Limit		6	8		A
V_{UVLO}	Undervoltage Lockout Threshold		1.75	2	2.25	V
I_{LSW}	SW Leakage Current	$V_{RUN} = 0V$, $V_{IN} = 5.5V$		0.1	1	μA
V_{RUN}	RUN Threshold		0.5	0.65	0.8	V

sn3416 3416fs

電気的特性

Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命に影響を及ぼす値。

Note 2: LTC3416Eは0 ~ 70 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 ~ 85 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: LTC3416は、誤差アンプの出力が規定された電圧 (V_{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。

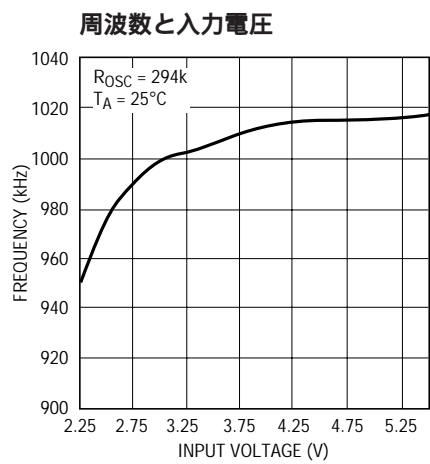
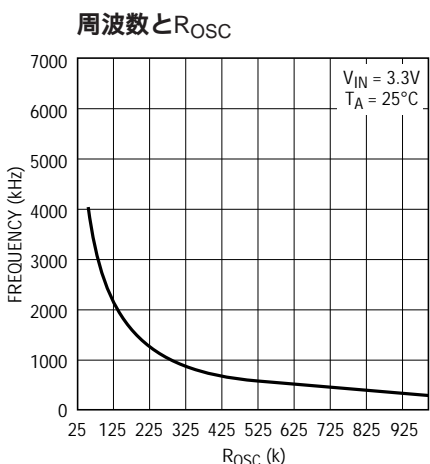
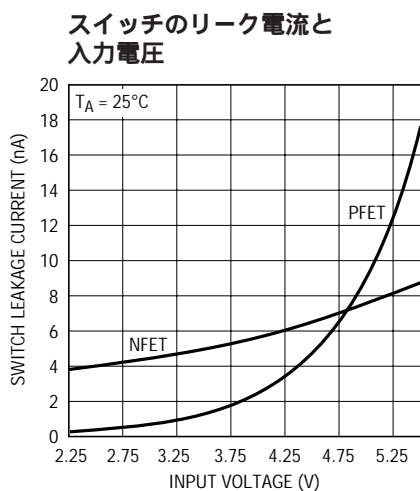
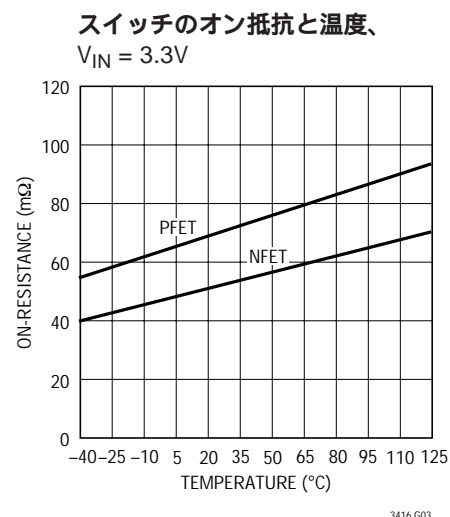
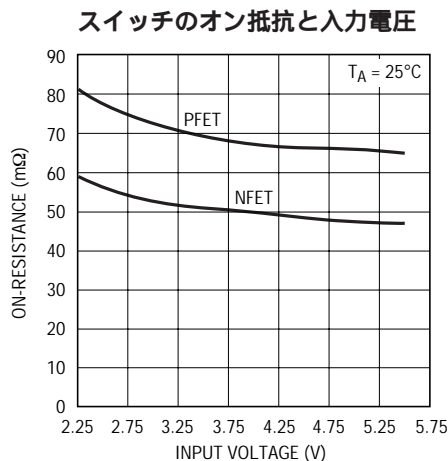
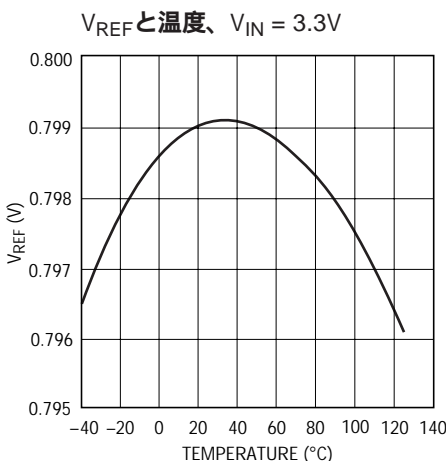
Note 4: スwitchング周波数で供給される内部ゲート電荷により動作時消費電流が増加する。

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。

$$\text{LTC3416E: } T_J = T_A + (P_D)(38 \text{ } ^\circ\text{C/W})$$

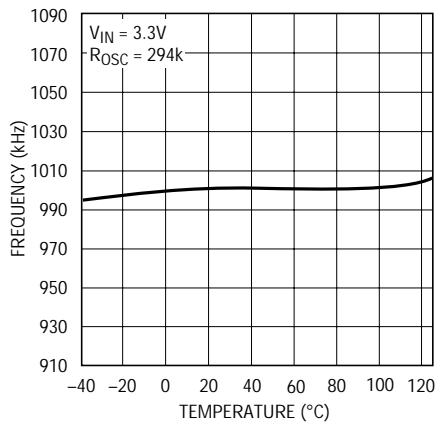
Note 6: このデバイスには短時間の過負荷状態のあいだデバイスを保護するための高温保護機能が備わっている。高温保護機能がアクティブなとき接合部温度は125 を超える。規定された最高動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうおそれがある。

標準的性能特性



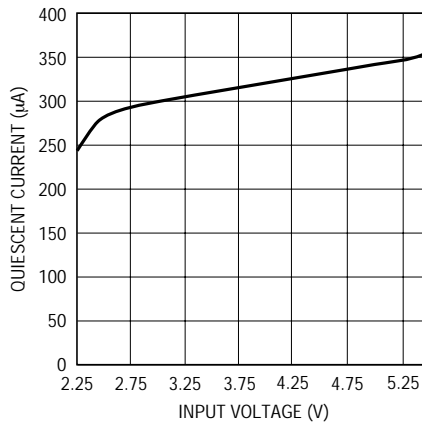
標準的性能特性

周波数と温度



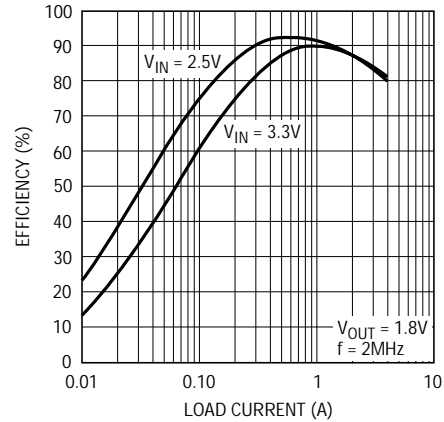
3416 G07

DC電源電流と入力電圧



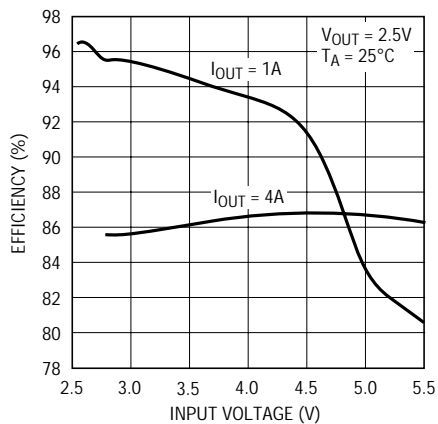
3416 G08

効率と負荷電流、強制連続動作



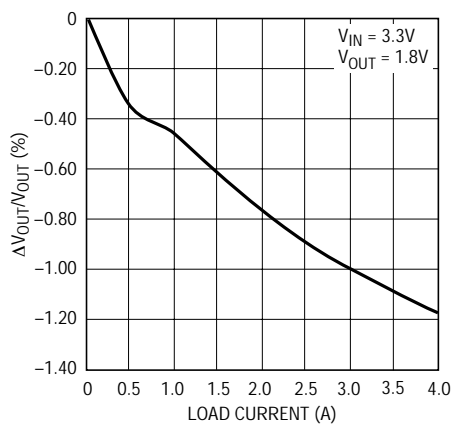
3416 G09

効率と入力電圧



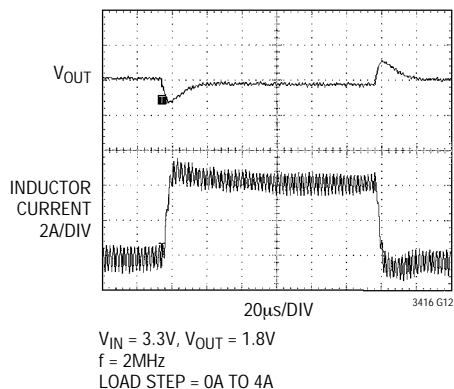
3416 G10

ロード・レギュレーション



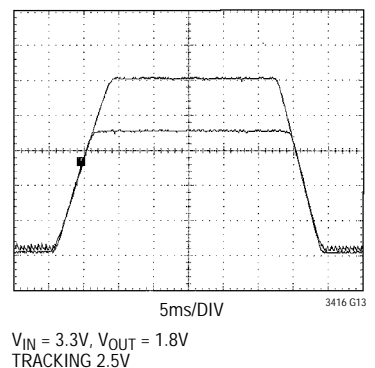
3416 G11

負荷ステップに対する過渡



3416 G12

トラッキング：スタートアップとシャットダウン



3416 G13

ピン機能

PGND (ピン1、10、11、20) : 電源グランド。このピンを C_{IN} と C_{OUT} の(-)端子に近づけて接続します。

R_T (ピン2) : 発振器抵抗用入力。このピンからグラ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。

TRACK (ピン3) : トラッキング電圧入力。0.8Vより低い電圧をこのピンに与えると、トラッキングがイネーブされます。トラッキングのあいだ、 V_{FB} ピンはこのピンの電圧に調整されます。このピンはフロート状態にしないでください。

RUN/SS (ピン4) : 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LTC3416を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無効になり、電源電流は $1\mu\text{A}$ 以下になります。このピンからグラ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5) : 信号グランド。すべての小信号部品と補償用部品はこのグランドに接続し、このグランド自身はPGNDに一点接続します。

NC (ピン6、15) : NC。

PV_{IN} (ピン7、14) : 給電用入力電源。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8、9、12、13) : インダクタへのスイッチ・ノードの接続。このピンは内部メイン・パワーMOSFETスイッチと同期パワーMOSFETスイッチのドレインに接続されています。

SV_{IN} (ピン16) : 信号用入力電源。このピンはSGNDのコンデンサにデカップリングします。

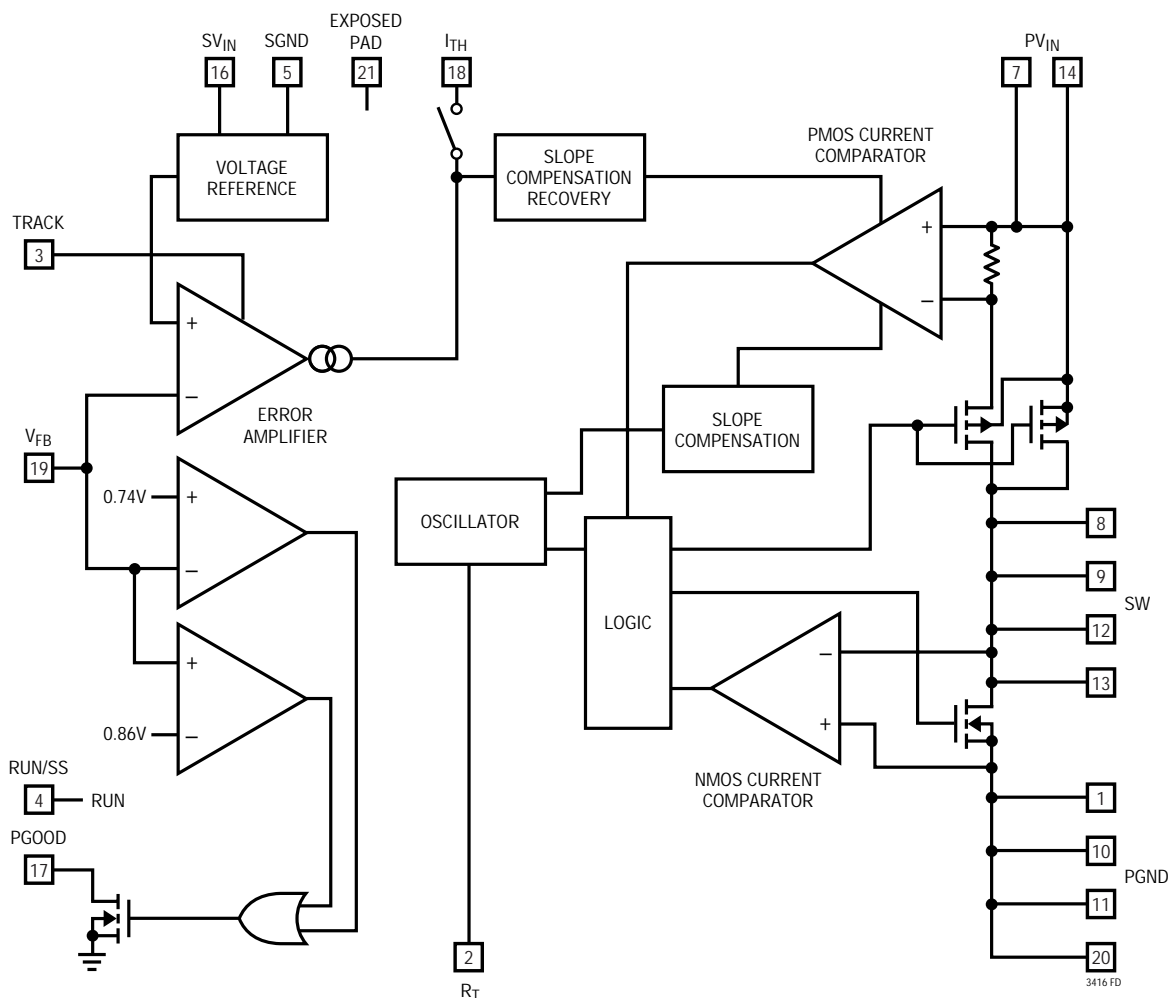
PGOOD (ピン17) : パワーグッド出力。オープン・ドレインのロジック出力で、出力電圧がレギュレーション・ポイントの $\pm 7.5\%$ 以内ないと、グランドへ引き下げられます。

I_{TH} (ピン18) : 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、0.4Vがゼロ・センス電圧(ゼロ電流)に対応します。

V_{FB} (ピン19) : 帰還ピン。出力に接続された外部抵抗分割器からの帰還電圧を受け取ります。

露出パッド (ピン21) : グランド。SGNDに接続します。

機能図



動作

メイン制御ループ

LTC3416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・スイッチをシャットオフするピーク・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EAIは、抵抗分割器からの帰還信号である V_{FB} ピンの電圧を内部の0.8Vリファレンスと比較することによってこの 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がシャットオフすると、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-5A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外部から設定されます。実際のスイッチング周波数は300kHz~4MHz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 $\pm 7.5\%$ の外に出ると、PGOOD出力を“L”に引き下げます。

動作

過電圧状態では、過電圧状態が解消されるか、ボトムMOSFETの電流リミットに達するまでトップMOSFETはオフし、ボトムMOSFETはオンします。

電圧トラッキング

マイクロプロセッサ、ASIC、DSPなど、デバイスによっては電圧レベルの異なる2電源を必要とします。これらのシステムでは、多くの場合、コア用電源とI/O用電源の電圧のシーケンス制御が必要です。シーケンスを適切に制御しないとラッチアップや過電流が生じることがあり、プロセッサのI/Oポートや、メモリ、FPGA、データ・コンバータなどの周辺システム・デバイスのI/Oポートに損傷を与えるおそれがあります。コア電圧が適切にバイアスされるまでI/O負荷がドライブされないようにするため、コア用電源電圧とI/O用電源電圧をトラッキングする必要があります。

電圧トラッキングはTRACKピンに電圧を印加してイネーブルします。TRACKピンの電圧が0.8Vより下だと、帰還電圧はこのトラッキング電圧に調整されます。TRACKピンの電圧が0.8Vを超すとトラッキングはディスエーブルされ、帰還電圧は内部リファレンスの電圧に調整されます。

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留まり、ついには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チャンネル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。

低電源電圧動作

LTC3416は2.25Vの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1つの重要なことは、PチャンネルとNチャンネルのパワー・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LTC3416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。

スロー補償とインダクタのピーク電流

スロー補償により、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%を超すデューティ・サイクルのインダクタ電流信号に補償ランプを追加することにより内部的に実現されます。通常、最大インダクタ・ピーク電流はスロー補償が追加されると減少します。ただし、LTC3416では、スロー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。これにより、デューティ・サイクルに無関係に最大出力電流が比較的一定に保たれます。

短絡保護

出力がグランドに短絡すると、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7.8A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。

アプリケーション情報

基本的なLTC3416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、動作周波数とインダクタの値の選択から始め、 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。動作周波数が高いので、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。低い周波数での動作は内部ゲート電荷による損失を減らして効率を上げますが、出力リップル電圧を低く抑えるには、大きな値のインダクタンスや容量を必要とします。

LTC3416の動作周波数は、 R_T ピンとグラ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。

$$R_{OSC} = \frac{3.08 \cdot 10^{11}}{f} (\Omega) - 10k\Omega$$

最高4MHzの周波数も可能ですが、LTC3416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。

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} が高いほど、または V_{OUT} が低いほど増加し、インダクタンスが高いほど減少します。

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

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、次式にしたが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には最適なので、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・コアの材質は極度に飽和します。つまり、最大設計ピーク電流を超すとインダクタンスが急激に消滅します。その結果、インダクタのリップル電流が急増し、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。新しいデザインの表面実装型インダクタがCoiltronics、Coilcraft、Tokoおよびスミダ電機から入手できます。

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。

アプリケーション情報

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 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ のときに最大値をとります。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ィレーティングする、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。入力電圧が低いアプリケーションでは、出力負荷の変化時に過渡効果を小さく抑えるのに十分なバルク入力コンデンサが必要です。

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)、ならびに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} は次式で決定されます。

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

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、このリングングは出力に結合して、ループの不安定性と誤解されることがあります。最悪の場合、長いコードを通して急に電流が突入すると、 V_{IN} に電圧スパイクが生じ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。これらの誘電体は特定の値とサイズに対してすべてのセラミックの中で温度特性と電圧特性が最もすぐれています。

出力電圧のプログラミング

出力電圧は外部抵抗分割器によって次式のように設定されます。

$$V_{OUT} = 0.8V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

図2に示されているように、 V_{FB} ピンは出力電圧を抵抗分割器によって分圧した電圧を検出することができます。

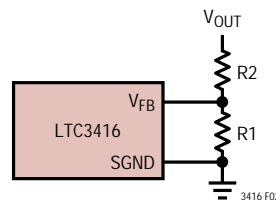


図2．出力電圧の設定

電圧トラッキング

ユーザーは、LTC3416のTRACKピンを使って、起動時に出力電圧がどのようにランプアップするかをプログラムすることができます。

アプリケーション情報

このピンにより、図3に示されているように、出力電圧が別の出力電圧を同時に、またはレシオメトリックにトラックするように設定することができます。

TRACKピンの電圧が0.8Vより下だと、電圧トラックングがイネーブルされます。電圧トラックングのあいだ、出力電圧は抵抗分割器ネットワークを通してトラックング電圧に調節されます。トラックング時の出力電圧は次式を使って計算できます。

$$V_{OUT} = V_{TRACK} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right), V_{TRACK} < 0.8V$$

電圧トラックングは別のレギュレータの出力電圧の一部を検出して実現することができます。これは一般にトラックングされる出力電圧を抵抗分割器を使って減衰することによっておこなわれます。この減衰率を帰還抵抗によって与えられる利得の逆数に等しく設定すると、レギュレータの出力はトラックングのあいだ互いに等しくなるように強制されます。トラックングを望まなければ、TRACKピンをSV_{IN}に接続します。

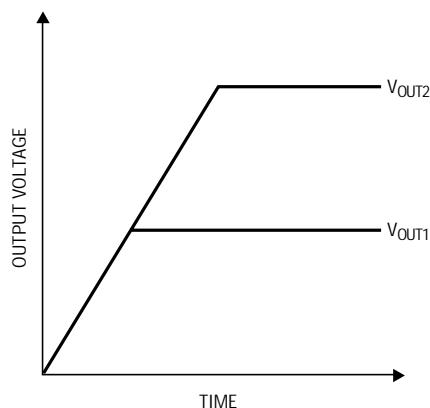
図3aに示されている同時トラックングを実現するには、追加の抵抗分割器をV_{OUT2}の出力に接続し、図4に示されているように、その中点をLTC3416のTRACKピンに接続します。この分割器の比はV_{OUT1}の抵抗分割器の比に等しくなるように選択します。図3bのレシオメトリックなシーケンス制御を実現するには、追加の抵抗分割器は不要です。単にTRACKピンをV_{FB(MASTER)}に接続します。

代替りのトラックング方式を図5に示します。図5の回路の場合、以下の式を使って抵抗値を決定することができます。

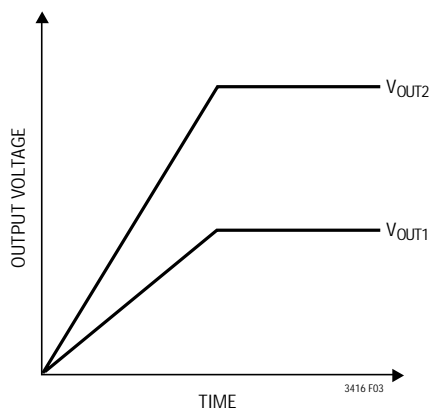
$$V_{OUT1} = 0.8V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

$$V_{OUT2} = 0.8V \left(1 + \frac{R4 + R5}{R3} \right)$$

$$R4 = R3 \left(\frac{V_{OUT2}}{V_{OUT1}} - 1 \right)$$

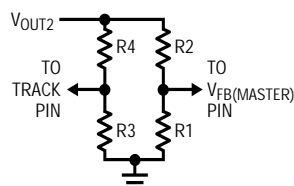


(3a) 同時トラックング

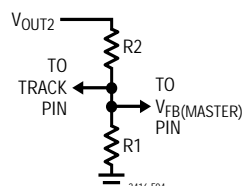


(3b) レシオメトリック・トラックング

図3．出力電圧のシーケンス制御の2つのモード



(4a) 同時トラックングの設定



(4b) レシオメトリック・トラックングの設定

図4．トラックングとレシオメトリックなシーケンス制御の設定

アプリケーション情報

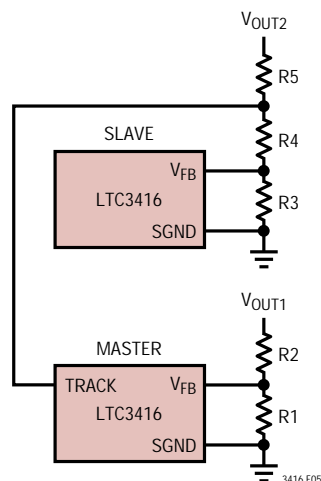


図5. トラッキング機能付きデュアル電圧システム

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、LTC3416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、LTC3416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。

ソフトスタートは I_{TH} のクランプを徐々に上げます。 I_{TH} の電圧が約2Vに達すると、 I_{TH} による最大電流範囲が利用可能になります。図1aに示されているように、 I_{TH} のクランプはRUN/SSピンに抵抗とコンデンサを接続して外部から設定します。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。

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

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} 消費電流損失が効率の損失を支配するのに対して、中程度から高い負荷電流では I^2R 損失が効率の損失を支配します。標準的な効率曲線では、非常に低い負荷電流での効率曲線は誤解を与えかねません。というのは、実際の電力損失は大したことはないからです。

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バイアス電流および内部のメイン・スイッチと同期スイッチのゲート充電電流です。内部パワー-MOSFETスイッチのゲート容量をスイッチングすると、ゲート充電電流が流れます。ゲートが“H”から“L”、そして再び“H”に切り替わるたびに、 V_{IN} からグラウンドに微小電荷 dQ が移動します。したがって、 dQ/dt は V_{IN} から流出する電流であり、一般にDCバイアス電流より大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ です。ここで、 Q_T と Q_B は内部のトップ・スイッチとボトム・スイッチのゲート電荷です。DCバイアス損失とゲート電荷損失は両方とも V_{IN} に比例するので、それらの影響は電源電圧が高くなると顕著になります。

2. I^2R 損失は内部スイッチの抵抗 R_{SW} と外部インダクタの抵抗 R_L から計算されます。連続モードでは、インダクタ L を流れる平均出力電流は、メイン・スイッチと同期スイッチ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。

ほとんどのアプリケーションで、LTC3416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LTC3416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。

sn3416 3416fs

アプリケーション情報

接合部温度が約150 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。

LTC3416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。

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

ここで、 P_D はレギュレータによって消費される電力で、 θ_{JA} はダイの接合部から周囲温度への熱抵抗です。露出パッド付き20ピンTSSOPパッケージの場合、 θ_{JA} は38 /Wです。

接合部温度 T_J は次式で与えられます。

$$T_J = T_A + T_R$$

ここで、 T_A は周囲温度です。

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。LTC3416の熱性能を最大にするには、露出パッドをグランド・プレーンに半田付けします。

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} が直ちに $\Delta I_{LOAD}(ESR)$ 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。 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。

設計例

設計例として、以下の仕様のアプリケーションにLTC3416を使う場合を考えます。 $V_{IN} = 3.3V$ 、 $V_{OUT1} = 1.8V$ 、 $V_{OUT2} = 2.5V$ 、 $I_{OUT1(MAX)} = I_{OUT2(MAX)} = 4A$ 、 $f = 1MHz$ 。パワーアップとパワーダウンのとき、 V_{OUT1} と V_{OUT2} をトラッキングする必要があります。

最初に、タイミング抵抗を計算します。

$$R_{OSC} = \frac{3.08 \cdot 10^{11}}{1 \cdot 10^6} - 10k = 298k$$

294k Ω の標準値を使います。次に、約40%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。

$$L1 = \left(\frac{1.8V}{1MHz \cdot 1.6A} \right) \left(1 - \frac{1.8V}{3.3V} \right) = 0.51\mu H$$

$$L2 = \left(\frac{2.5V}{1MHz \cdot 1.6A} \right) \left(1 - \frac{2.5V}{3.3V} \right) = 0.38\mu H$$

両方に対して0.47 μH のインダクタを使うと、最大リップル電流は以下のようになります。

$$\Delta I_{L1} = \left(\frac{1.8V}{1MHz \cdot 0.47\mu H} \right) \left(1 - \frac{1.8V}{3.3V} \right) = 1.74A$$

$$\Delta I_{L2} = \left(\frac{2.5V}{1MHz \cdot 0.47\mu H} \right) \left(1 - \frac{2.5V}{3.3V} \right) = 1.29A$$

C_{OUT1} と C_{OUT2} 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100 μF セラミック・コンデンサを各出力に使用します。

C_{IN1} と C_{IN2} は次の最大電流定格を満たすサイズのものにします。

$$I_{RMS1} = 4A \left(\frac{1.8V}{3.3V} \right) \sqrt{\frac{3.3V}{1.8V} - 1} = 1.99A_{RMS}$$

$$I_{RMS2} = 4A \left(\frac{2.5V}{3.3V} \right) \sqrt{\frac{3.3V}{2.5V} - 1} = 1.71A_{RMS}$$

アプリケーション情報

ほとんどのアプリケーションでは、両方のスイッチング・レギュレータのPV_{IN}ピンとSV_{IN}ピンを2個の100μFコンデンサでデカップリングすれば十分です。

V_{OUT1}の電圧分割器の抵抗値は次式を使って計算することができます。

$$1.8V = 0.8V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

R1を200kに設定するとR2の値は255kになります。V_{OUT2}の電圧分割器の抵抗値を計算するには次式を使うことができます。

$$R4 = R3 \left(\frac{2.5V}{1.8V} - 1 \right)$$

$$2.5V = 0.8V \left(1 + \frac{R4 + R5}{R3} \right)$$

R3を205kに設定すると、R4 = 78.7k、およびR5 = 357kの結果が得られます。この設計例の完全な回路を図6に示します。

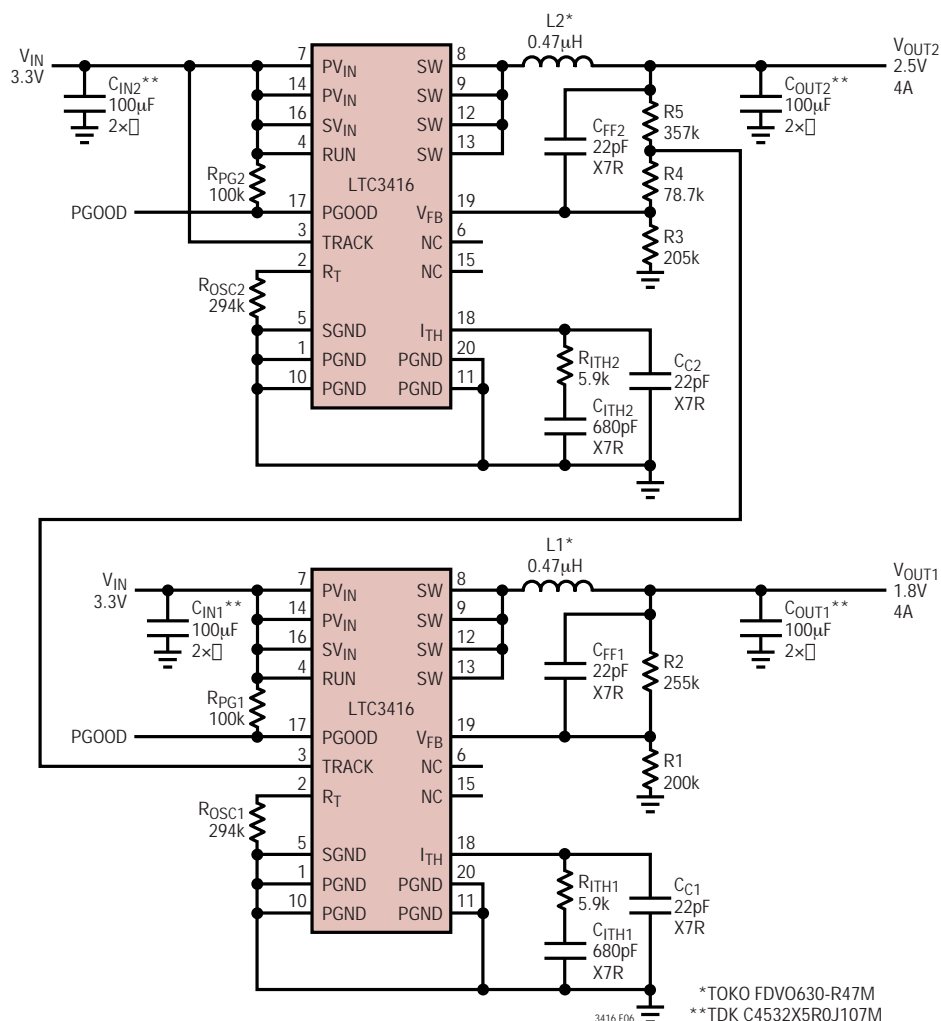


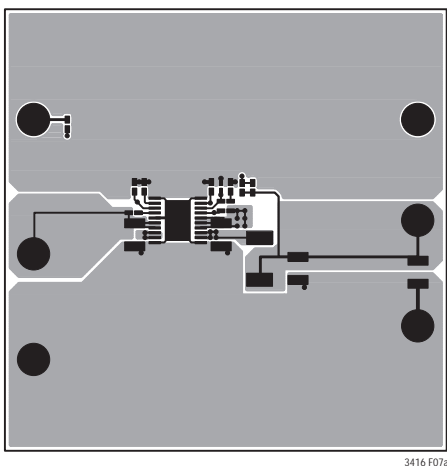
図6 . 1MHzで動作する、1.8Vと2.5V、4Aの電圧トラッキング・レギュレータ

アプリケーション情報

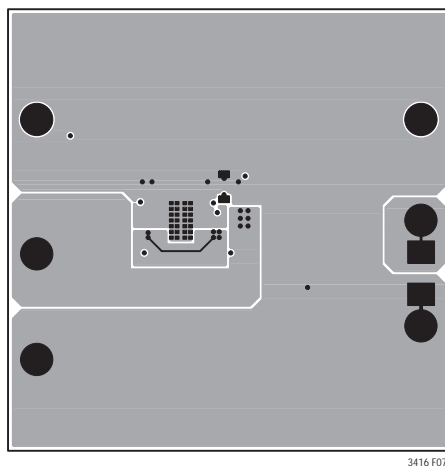
PCボードのレイアウトのチェックリスト

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LTC3416が正しく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、小さな信号部品は1点でSGNDピンに戻し、この1点をLTC3416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SWI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。銅で覆うと電源部品の温度上昇を抑えます。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} ピンは帰還抵抗に直接接続します。抵抗分割器は V_{OUT} とSGNDの間に接続する必要があります。



(7a) トップ層



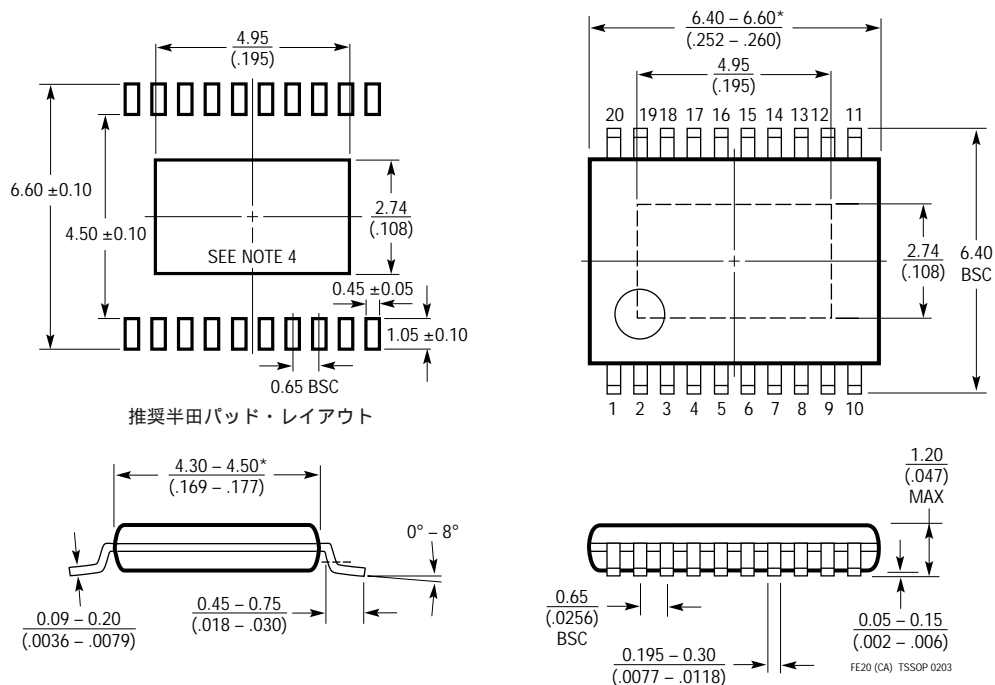
(7b) ボトム層

図7 . LTC3416のレイアウト図

パッケージ寸法

FEパッケージ
20ピン・プラスチックTSSOP(4.4mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1663)

露出パッドのバリエーションCA



推奨半田パッド・レイアウト

NOTE :

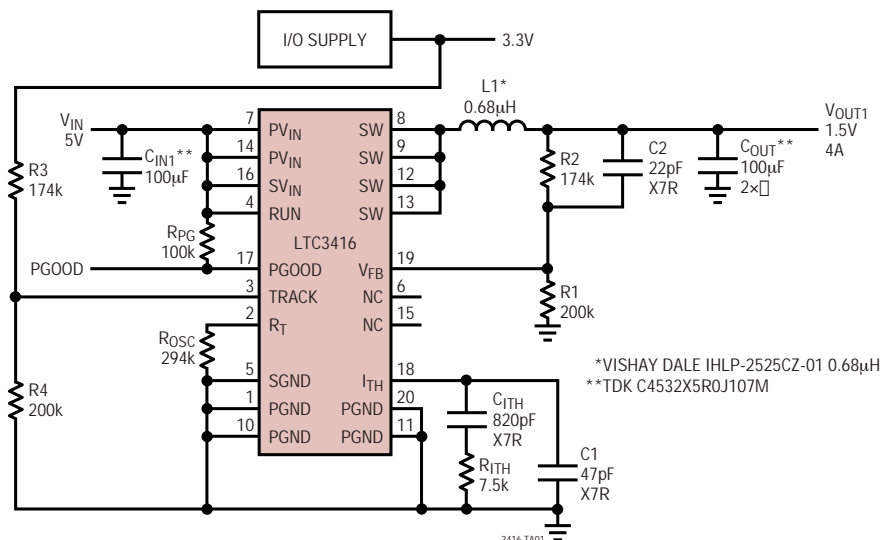
1. 標準寸法：ミリメートル
2. 寸法は $\frac{\text{ミリメートル}}{\text{(インチ)}}$
3. 図は実寸とは異なる

4. 露出パッド接着のための推奨最小PCB
メタルサイズ
*寸法にはモールドのバリを含まない。
モールドのバリは各サイドで0.150mm
(0.006")を超えないこと

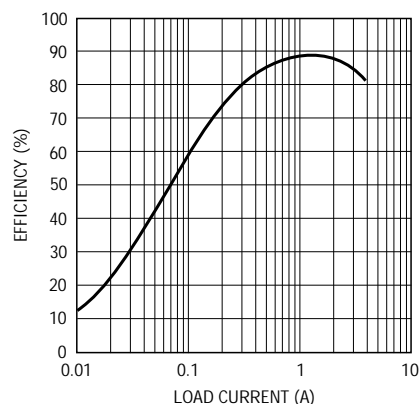
LTC3416

標準的応用例

3.3VのI/O電源からトラッキングする1.5V/4Aの降圧レギュレータ



効率と負荷電流



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、V _{OUT} = 1.25V、I _Q = 1.9mA、I _{SD} < 1µA、ThinSOTパッケージ
LT1676	450mA (I _{OUT}), 100kHz、高効率降圧DC/DCコンバータ	90%の効率、V _{IN} : 7.4V ~ 60V、V _{OUT} = 1.24V、I _Q = 3.2mA、I _{SD} < 2.5µA、S8パッケージ
LT1765	25V、2.75A (I _{OUT})、1.25MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	90%の効率、V _{IN} : 3V ~ 25V、V _{OUT} = 1.2V、I _Q = 1mA、I _{SD} < 15µA、S8、TSSOP16Eパッケージ
LT1776	500mA (I _{OUT}), 200kHz、高効率降圧DC/DCコンバータ	90%の効率、V _{IN} : 7.4V ~ 40V、V _{OUT} = 1.24V、I _Q = 3.2mA、I _{SD} < 30µA、N8、S8パッケージ
LTC1879	1.20A (I _{OUT})、550kHz同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} : 2.7V ~ 10V、V _{OUT} = 0.8V、I _Q = 15µA、I _{SD} < 1µA、TSSOP16パッケージ
LTC3405/LTC3405A	300mA (I _{OUT})、1.5MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} : 2.75V ~ 6V、V _{OUT} = 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	95%の効率、V _{IN} : V _{IN} = 2.5V ~ 5.5V、V _{OUT} = 0.6V、I _Q = 20µA、I _{SD} < 1µA、ThinSOT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} = 0.8V、I _Q = 60µA、I _{SD} < 1µA、MS、DFN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} = 0.8V、I _Q = 60µA、I _{SD} < 1µA、TSSOP16Eパッケージ
LTC3413	3A (I _{OUT} シンク/ソース)、2MHzモノリシック同期式レギュレータ(DDR/QDRメモリ終端用)	90%の効率、V _{IN} : 2.25V ~ 5.5V、V _{OUT} = V _{REF} /2、I _Q = 280µA、I _{SD} < 1µA、TSSOP16Eパッケージ
LTC3414	4A (I _{OUT})、4MHz同期式降圧レギュレータ	95%の効率、V _{IN} : 2.25V ~ 5V、最小0.8VまでのV _{OUT} 、I _Q = 64µA、TSSOP28Eパッケージ
LTC3430	60V、2.75A (I _{OUT})、200kHz高効率降圧DC/DCコンバータ	90%の効率、V _{IN} : 5.5V ~ 60V、V _{OUT} = 1.2V、I _Q = 2.5mA、I _{SD} < 25µA、TSSOP16Eパッケージ
LTC3440	600mA (I _{OUT})、2MHz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} = 2.5V、I _Q = 25mA、I _{SD} < 1µA、MSパッケージ

sn3416 3416fs