

## 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
  - 低消費電流：64 $\mu$ A
  - 低R<sub>DS(ON)</sub>スイッチを内蔵：67m $\Omega$
  - 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：±2%
  - 0.8Vリファレンスにより低出力電圧が可能
  - 強制連続動作またはバーストクランプを調整できる  
バーストモード<sup>®</sup>動作を選択可能
  - 同期可能なスイッチング周波数
  - 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
  - 露出パッド付き20ピンTSSOPパッケージで供給

## アプリケーション

- 負荷ポイント・レギュレーション
  - ノートブック・コンピュータ
  - 携帯用計測器
  - 配電システム

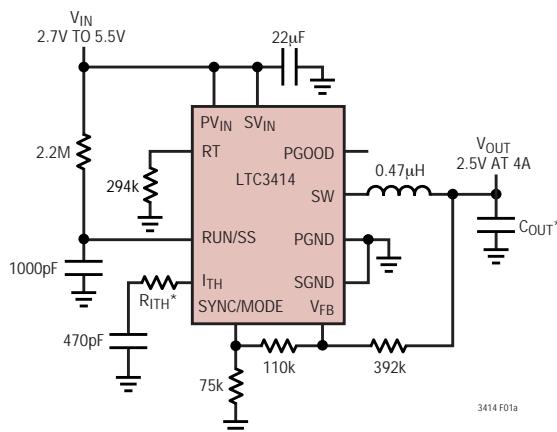
## 概要

LTC<sup>®</sup>3414は高効率モノリシック同期式降圧DC/DCコンバータで、固定周波数の電流モード・アーキテクチャを採用しています。2.25V～5.5Vの入力電圧範囲で動作します。0.8V～5Vの出力電圧を安定化し、最大4Aの出力電流を供給します。オン抵抗が67mΩの同期式パワースイッチを内蔵しているので効率が向上し、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で設定されますが、外部クロックに同期させることもできます。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、携帯機器のバッテリ寿命を延ばすことができます。OPTI-LOOP<sup>®</sup>補償を採用しているので、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。

LTC3414はバースト・モード動作または強制連続動作のどちらにも構成設定することができます。強制連続動作はノイズとRF干渉を減らしますが、バーストモード動作は軽負荷時のゲート電荷損失を減らして高効率を与えます。バースト・モード動作では、バースト・クランプレベルを外部から制御することにより、アプリケーションの条件に従って出力電圧リップルを調整することができます。

LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。  
Burst ModeおよびOPTI-LOOPはリニアテクノロジー社の登録商標です。

## 標準的应用例



\*バースト・モード動作 :  $C_{OUT} = 470\mu F$  SANYO POSCAP 4TPB470M,  $R_{ITH} = 20k\Omega$   
 強制連続動作 :  $C_{OUT} = (2) 100\mu F$  TDK C4532X5R0J107M,  $R_{ITH} = 12.1k\Omega$

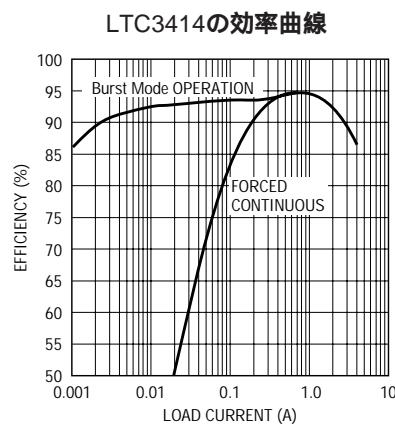


図1. 2.5V/4A降圧レギュレータ

## 絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧	- 0.3V ~ 6V
$I_{TH}$ 、RUN/SS、 $V_{FB}$ の各電圧	
SYNC/MODE電圧	- 0.3 ~ $V_{IN}$
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	9.5A
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
LTC3414EFE

TOP VIEW

FE PACKAGE  
20-LEAD PLASTIC TSSOP  
EXPOSED PAD (PIN 21)  
MUST BE SOLDERED TO PCB  
 $T_{JMAX} = 125^{\circ}\text{C}$ ,  $\theta_{JA} = 38^{\circ}\text{C/W}$ ,  $\theta_{JC} = 10^{\circ}\text{C/W}$

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 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 3.3\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{IN}$	Input Voltage Range		● 2.25		5.5	V
$I_{FB}$	Feedback Pin Input Current	(Note 3)			0.2	$\mu\text{A}$
$V_{FB}$	Regulated Feedback Voltage	(Note 3)	● 0.784	0.800	0.816	V
$\Delta V_{FB}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 2.7\text{V}$ to $5.5\text{V}$ (Note 3)	● 0.04	0.2		%V
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	Measured in Servo Loop, $V_{ITH} = 0.36\text{V}$ Measured in Servo Loop, $V_{ITH} = 0.84\text{V}$	● 0.02	0.2		%
● $\Delta V_{PGOOD}$	Power Good Range			±7.5	±9	%
$R_{PGOOD}$	Power Good Resistance			120	200	$\Omega$
$I_Q$	Input DC Bias Current Active Current Sleep Shutdown	(Note 4) $V_{FB} = 0.75\text{V}$ , $V_{ITH} = 1.2\text{V}$ $V_{FB} = 1\text{V}$ , $V_{ITH} = 0\text{V}$ , $V_{SYNC/MODE} = 0\text{V}$ $V_{RUN} = 0\text{V}$		250 64 0.02	330 100 1	$\mu\text{A}$
$f_{OSC}$	Switching Frequency Switching Frequency Range	$f_{OSC} = 294\text{k}$	0.88 0.3	1.00 4	1.12 MHz	MHz
$f_{SYNC}$	SYNC Capture Range		0.3	4		MHz
$R_{PFET}$	$R_{DS(ON)}$ of P-Channel FET	$I_{SW} = 300\text{mA}$		67	100	$\text{m}\Omega$
$R_{NFET}$	$R_{DS(ON)}$ of N-Channel FET	$I_{SW} = -300\text{mA}$		50	100	$\text{m}\Omega$
$I_{LIMIT}$	Peak Current Limit		6	8		A
$V_{UVLO}$	Undervoltage Lockout Threshold		1.75	2.00	2.25	V
$I_{LSW}$	SW Leakage Current	$V_{RUN} = 0\text{V}$ , $V_{IN} = 5.5\text{V}$		0.1	1.0	$\mu\text{A}$
$V_{RUN}$	RUN Threshold		0.5	0.65	0.8	V

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: LTC3414E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 の動作周囲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。

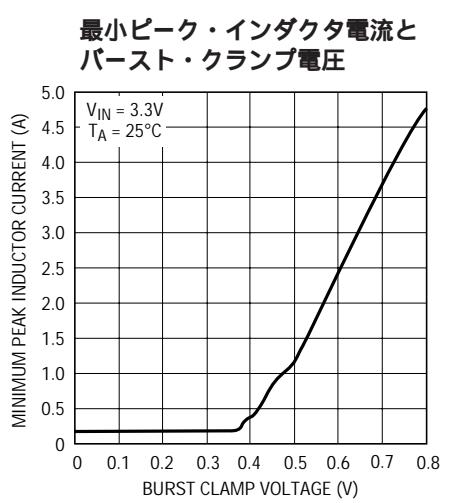
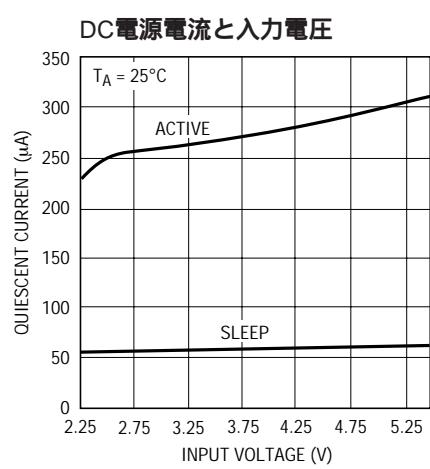
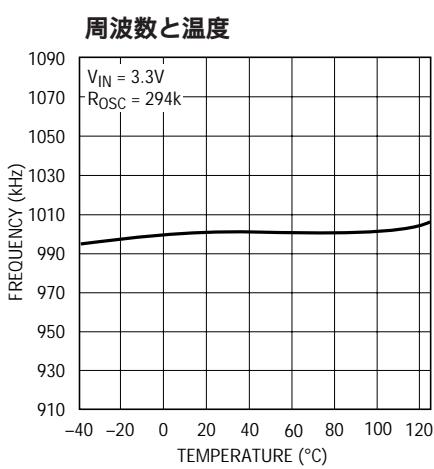
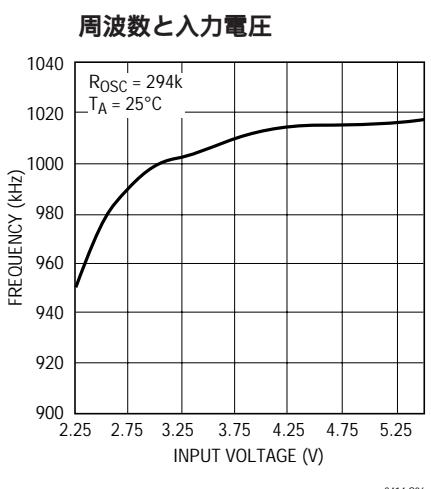
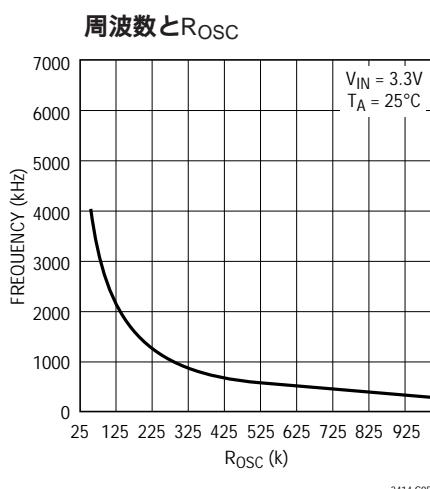
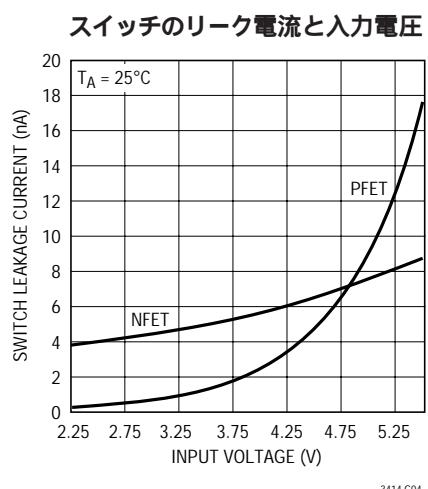
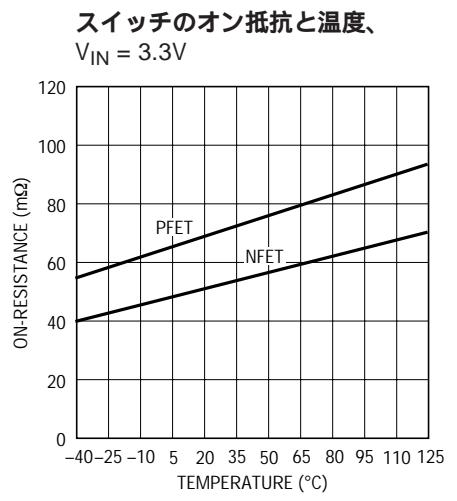
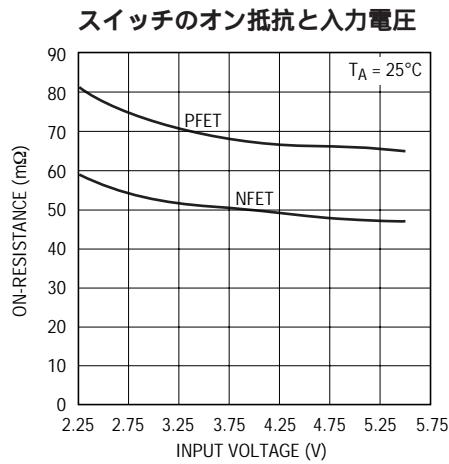
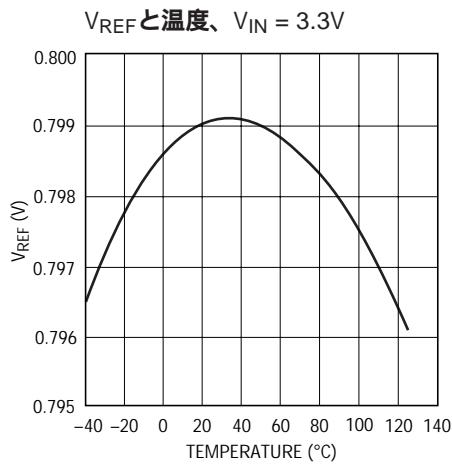
Note 3: LTC3414は誤差アンプの出力が規定された電圧( $I_{TH}$ )になるように $V_{FB}$ を調節する帰還ループでテストされている。

Note 4: 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。 $T_J = T_A + (P_D)(38 / \text{W})$

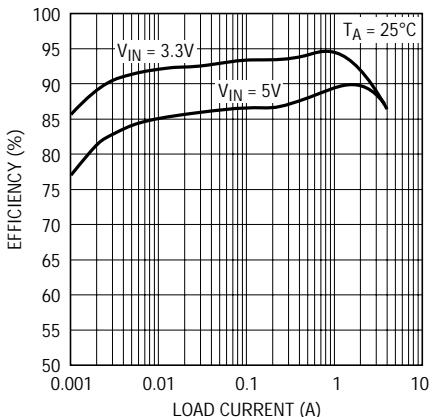
Note 6: このデバイスには短時間の過負荷状態のあいだデバイスを保護するための高温保護機能が備わっている。高温保護機能がアクティブなとき接合部温度は125 を超える。規定された最高動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうおそれがある。

## 標準的性能特性



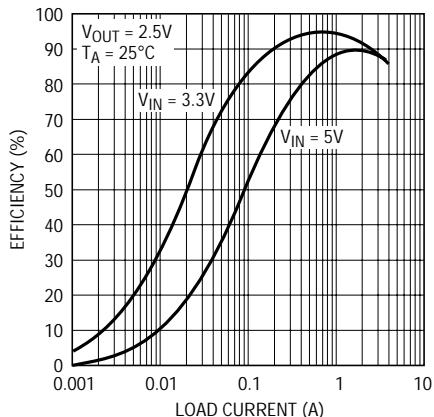
## 標準的性能特性

### 効率と負荷電流、バースト・モード動作



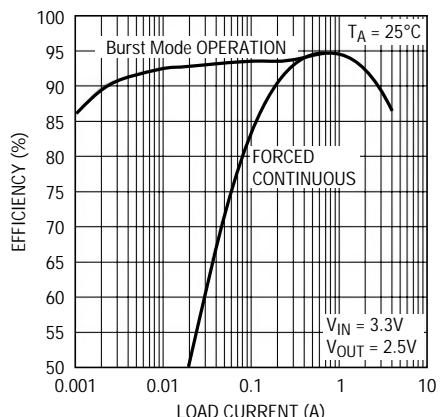
3414 G10

### 効率と負荷電流、強制連続動作



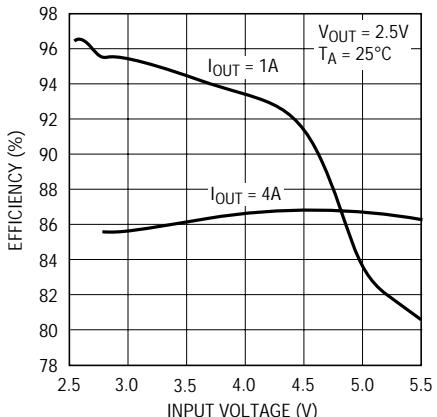
3414 G11

### 効率と負荷電流



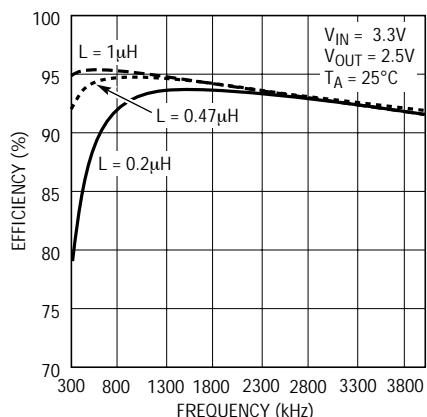
3414 G12

### 効率と入力電圧



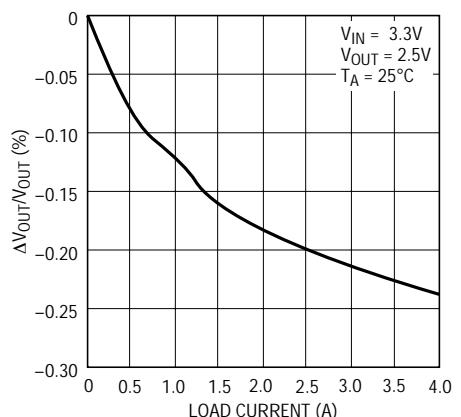
3414 G13

### 効率と周波数



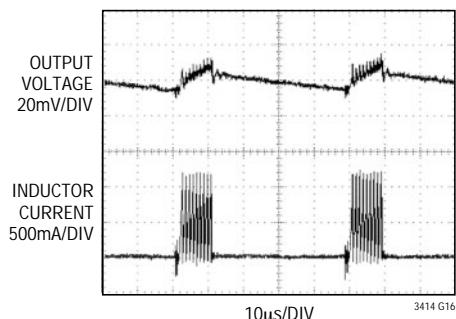
3414 G14

### ロード・レギュレーション



3414 G15

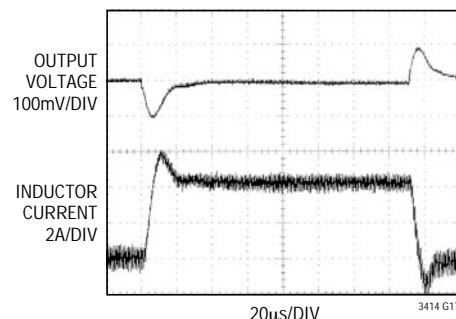
### バースト・モード動作



$V_{IN} = 3.3V$ ,  $V_{OUT} = 2.5V$   
LOAD = 250mA

3414 G16

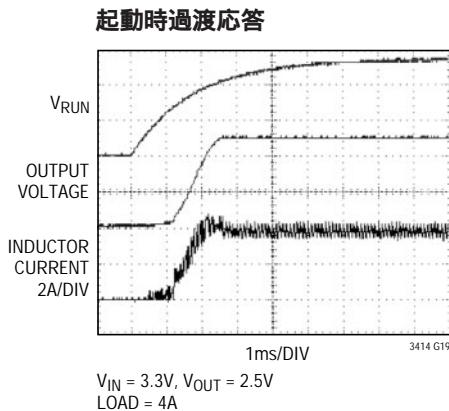
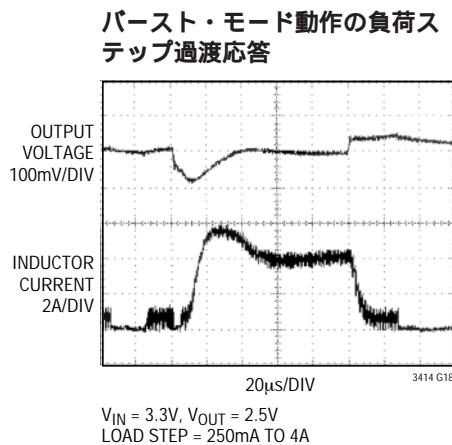
### 強制連続動作の負荷ステップ過渡応答



$V_{IN} = 3.3V$ ,  $V_{OUT} = 2.5V$   
LOAD STEP = 0A TO 4A

3414f

## 標準的性能特性



## 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。

RT (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。

SYNC/MODE (ピン3)：モードの選択と外部クロック同期用入力。強制連続動作を選択するには、このピンを  $SV_{IN}$  に接続します。このピンを  $0V \sim 1V$  の電圧に接続するとバースト・モード動作が選択され、バースト・クランプがこのピンの電圧に設定されます。

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、LTC3414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ディスエーブルされます。 $1\mu A$ 以下の電源電流が消費されます。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)：開放。内部接続なし。

$PV_{IN}$  (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。

NC (ピン15)：開放。内部接続なし。

$SV_{IN}$  (ピン16)：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。

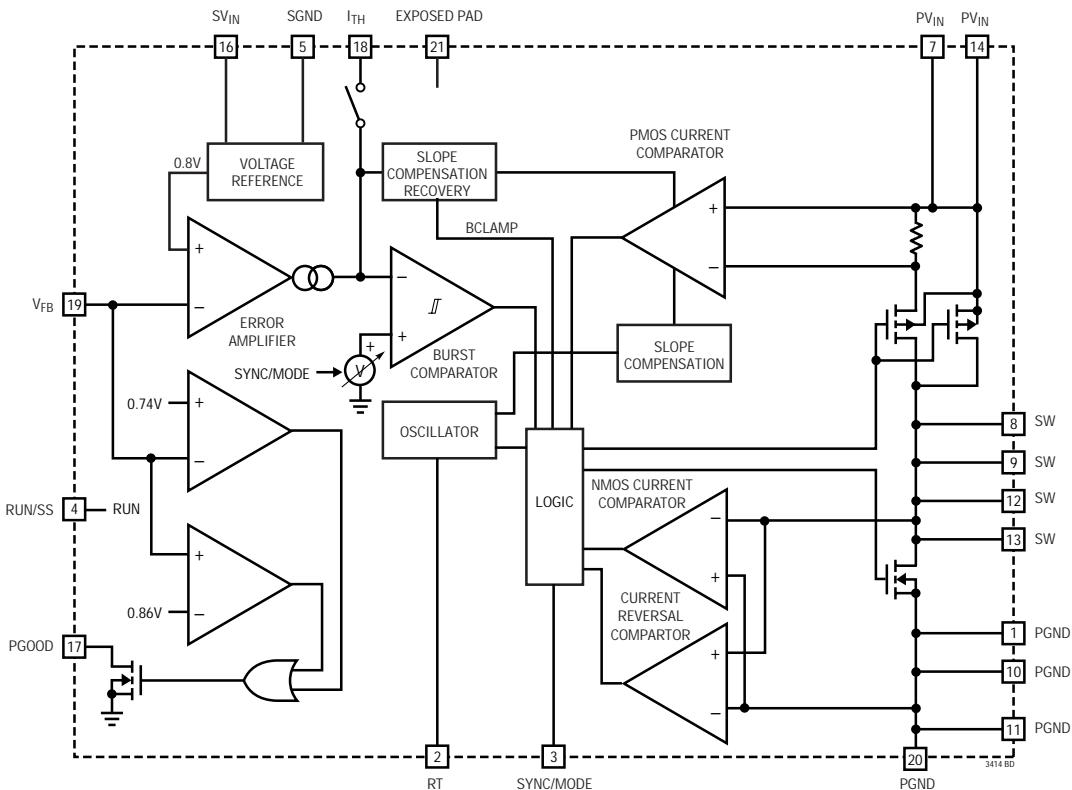
PGOOD (ピン17)：パワーグッド出力。オープン・ドラインのロジック出力で、出力電圧がレギュレーション・ポイントの  $\pm 7.5\%$ 以内にないと、グランドに引き下がられます。

$I_{TH}$  (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ョ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  $0.2V \sim 1.4V$  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)：SGNDに接続してPCBに半田付けします。

## ブロック図



## 動作

## メイン制御ループ

LTC3414はモノリシック、固定周波数、電流モード降圧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EA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強制連続モードでは-5Aに設定され、バースト・モード動作では0Vに設定

されます。

動作周波数はRT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。過電圧状態では、過電圧状態が解消されるか、ボトムMOSFETの電流制限に達するまでトップMOSFETはオフし、ボトムMOSFETはオンします。

## 強制連続モード

SYNC/MODEピンをSV<sub>IN</sub>に接続するとバースト・モード動作がディスエーブルされ、連続電流動作が強制されます。強制連続モードの動作はバースト・モード動作に比べて軽負荷では効率が劣りますが、スイッチングの高調波を信号帯域幅の外に保つことが必要なアプリケーションにとっては望ましいことがあります。

## 動作

このモードでは出力電圧リップルが最小に抑えられます。

### バースト・モード動作

SYNC/MODEピンを0V～1Vの範囲の電圧に接続すると、バースト・モード動作がイネーブルされます。バースト・モード動作では、内部パワーMOSFETは軽負荷では間歇的に動作します。このためスイッチング損失が減少するので効率が向上します。バースト・モード動作では、最小ピーク・インダクタ電流はSYNC/MODEピンの電圧によって外部から設定され、いつスリーブ・モードをイネーブル/ディスエーブルするか決定するため $I_{TH}$ の電圧がバースト・コンパレータによってモニタされます。平均インダクタ電流が負荷電流より大きいとき、 $I_{TH}$ ピンの電圧は低下します。 $I_{TH}$ 電圧が150mVより下になると、バースト・コンパレータがトリップしてスリーブ・モードをイネーブルします。スリーブ・モードでは、トップ・パワーMOSFETはオフに保たれ、 $I_{TH}$ ピンは誤差アンプの出力から切り離されます。内部回路の大半もオフされ、消費電流は64 $\mu$ Aに減少し、負荷電流は出力コンデンサからだけ供給されます。出力電圧が低下すると、 $I_{TH}$ ピンは誤差アンプの出力に再度接続され、トップ・パワーMOSFETはすべての内部回路とともに再度オンします。この過程が負荷需要に依存した速度で繰り返されます。

SYNC/MODEピンをグランドに接続するとパルス・スキップ動作になります。これにより、バースト・クランプレベルが0Vになります。負荷電流が減少するにつれ、ピーク・インダクタ電流は $I_{TH}$ 電圧が400mVより下に下がるまでは $I_{TH}$ ピンの電圧によって決定されます。この時点で、ピーク・インダクタ電流は電流コンパレータの最小オン時間によって決定されます。負荷需要が最小オン時間インダクタ電流の平均よりも少ないと、スイッチング・サイクルがスキップされ、出力電圧を安定化状態に保ちます。

### 周波数同期

LTC3414の内部発振器はSYNC/MODEピンに接続された外部クロック信号に同期させることができます。外部発振器の周波数は300kHz～4MHzの範囲にすることができます。このアプリケーションでは、同期周波数よりも25%低い周波数に対応するように発振器のタイミング抵

抗を選択します。同期動作のあいだ、バースト・クランプは0Vに設定され、各スイッチング・サイクルはクロック信号の立下りエッジで開始されます。

### 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

LTC3414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LTC3414が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プ補償が追加されると減少します。ただし、LTC3414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。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

LTC3414の基本的アプリケーションの回路を図1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。

LTC3414の動作周波数は、RT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。

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

最高4MHzの周波数も可能ですが、LTC3414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110nsなので、最小デューティ・サイクルは $100 \cdot 110\text{ns} \cdot f(\text{Hz})$ 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 $\Delta I_L$ 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。

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

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、低電流動作へ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るようになります。このため、低電流動作範囲の上の部分での効率が低下します。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

$L$ 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。新しいデザインの表面実装型インダクタをCoiltronics、Coilcraft、Toko、およびスミダ電機から入手できます。

## アプリケーション情報

### $C_{IN}$ 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 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 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 $\Delta V_{OUT}$ は次式で決定されます。

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

$\Delta I_L$ は入力電圧に応じて増加するので、出力リップルは入力電圧が最大のとき最大になります。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 $V_{IN}$ にリングが誘起されることがあります。よくても、このリ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。

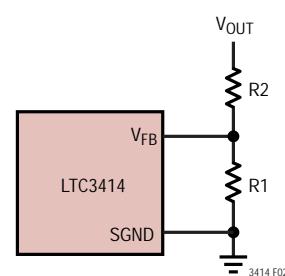


図2. 出力電圧の設定

## アプリケーション情報

### バースト・クランプのプログラミング

SYNC/MODEピンの電圧が $V_{IN}$ より1Vだけ低いと、バースト・モード動作がイネーブルされます。バースト・モード動作では、SYNC/MODEピンの電圧により、バースト・クランプレベルが決まります。このレベルは次式にしたがって各スイッチング・サイクルの最小ピーク・インダクタ電流 $I_{BURST}$ を設定します。

$$I_{BURST} = \left( \frac{6.9A}{0.6V} \right) (V_{BURST} - 0.383V)$$

$V_{BURST}$ はSYNC/MODEピンの電圧です。 $I_{BURST}$ は0A～7Aの範囲でだけプログラムすることができます。 $V_{BURST}$ の値が1Vを超す場合、 $I_{BURST}$ は7Aに設定されます。 $V_{BURST}$ の値が0.4Vより低い場合、 $I_{BURST}$ は0Aに設定されます。出力負荷電流が減少すると、ピーク・インダクタ電流が減少し、出力電圧を安定化された状態に保ちます。出力負荷電流が $I_{BURST}$ より小さなピーク・インダクタ電流しか必要としなくなると、負荷電流のさらなる減少に関係なく、ピーク・インダクタ電流はバースト・クランプによって強制的に $I_{BURST}$ に等しく保たれます。平均インダクタ電流が出力負荷電流より大きいので、 $I_{TH}$ ピンの電圧は低下します。 $I_{TH}$ 電圧が150mVに低下するとスリープ・モードがイネーブルされます。このモードでは、ほとんどの回路および両方のパワーMOSFETがシャットオフされ、電力消費が最小に抑えられます。出力電圧が安定化状態から外れると、すべての回路が再度オンして、MOSFETがスイッチングを開始します。 $I_{BURST}$ の値は所期の出力電圧リップルの大きさによって決まります。 $I_{BURST}$ の値の増加に応じて、パルス間のスリープ期間と出力電圧リップルが増加します。バースト・クランプ電圧 $V_{BURST}$ は、図1に示されているように、 $V_{FB}$ ピンからSGNDピンに接続した抵抗分割器によって設定することができます。

低い出力電圧リップルと効率のあいだの妥協であるパルス・スキップは、SYNC/MODEピンをグランドに接続することによって実現することができます。これにより $I_{BURST}$ は0Aに設定されます。この条件では、ピーク・インダクタ電流は電流コンパレータの最小オン時間によって制限されます。不連続で動作しながら、最小の出力電圧リップルが達成されます。出力負荷が非常に軽いとき、パルス・スキップにより、出力電圧を安定化された状態に保ったまま、いくつかのスイッチング・サイクルだけスキップすることができます。

### 周波数同期

LTC3414の内部発振器は外部クロック信号に同期させることができます。同期動作のあいだ、トップMOSFETのターンオンは外部周波数ソースの立下りエッジにロックします。同期周波数範囲は300kHz～4MHzです。外部抵抗によって設定された周波数より外部周波数が高い場合だけ同期がおこなわれます。スロープ補償は発振器のRC回路によって生じるので、外部周波数は外部抵抗によって設定された周波数より25%高く設定して適切なスロープ補償を実現します。

### 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はなく、LTC3414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き、LTC3414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。

LTC3414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スイッチング・サイクル経過後、 $I_{TH}$ 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1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。

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

### 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。

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

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

回路内の電力を消費するすべての要素で損失が生じますが、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。

## アプリケーション情報

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、 $I_{GATECHG} = f(QT + QB)$ です。ここで、QTとQB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。

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

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。 $I^2R$ 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、LTC3414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

LTC3414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。

LTC3414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、 $\theta_{JA}$ 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、 $\theta_{JA}$ は38°C/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。LTC3414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。 $\Delta I_{LOAD}$ 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ギングがないか $V_{OUT}$ をモニタすることができます。図1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。

## アプリケーション情報

## 設計例

設計例として、仕様が  $V_{IN} = 2.7V \sim 4.2V$ 、  $V_{OUT} = 2.5V$ 、  $I_{OUT(MAX)} = 4A$ 、  $I_{OUT(MIN)} = 100mA$ 、  $f = 1MHz$  のアプリケーションに LTC3414 を使う場合を考えます。

高負荷電流と低負荷電流の両方で効率が重要なので、バースト・モード動作が利用されます。

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の標準値を使います。次に、最大  $V_{IN}$  で約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。

$$L = \left( \frac{2.5V}{(1MHz)(1.6A)} \right) \left( 1 - \frac{2.5V}{4.2V} \right) = 0.63\mu H$$

0.47μH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。

$$\Delta I_L = \left( \frac{2.5V}{(1MHz)(0.47\mu H)} \right) \left( 1 - \frac{2.5V}{4.2V} \right) = 2.15A$$

$C_{OUT}$  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されます。このデザインでは、22μFのセラミック・コンデンサと470μFのタンタル・コンデンサが使われます。

$C_{IN}$  は次の最大電流定格を満たすサイズのものにします。

$$I_{RMS} = (4A) \left( \frac{2.5V}{4.2V} \right) \sqrt{\frac{4.2V}{2.5V}} - 1 = 1.96A_{RMS}$$

ほとんどのアプリケーションで、 $PV_{IN}$  ピンと  $SV_{IN}$  ピンを2個の22μFコンデンサと330μFタンタル・コンデンサでデカッピングすれば十分です。

ここで、バースト・クランプと出力電圧は R1、R2、および R3 の値を選択してプログラムすることができます。MODE ピンの電圧は R2 と R3 で構成される抵抗分割器によって 0.49V に設定されます。0.49V のバースト・クランプ電圧は次のように最小インダクタ電流  $I_{BURST}$  を設定します。

$$I_{BURST} = \left( V_{BURST} - 0.383V \right) \left( \frac{6.9A}{0.6V} \right) = 1.23A$$

R2 と R3 の和を 200k に設定すると、以下の式を解くことができます。

$$R2 + R3 = 200k$$

$$1 + \frac{R2}{R3} = \frac{0.8V}{0.49V}$$

上の2つの式から  $R2 = 78.7k$ 、  $R3 = 124k$  となります。これで、次式を解いて R1 の値を決定することができます。

$$1 + \frac{R1}{202.7k} = \frac{2.5V}{0.8V}$$

$$R1 = 432k$$

R1 には 432k の値が選択されます。この設計例の完全な回路を図4に示します。

## PCボード・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 LTC3414 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 LTC3414 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 ( $PV_{IN}$ 、  $SV_{IN}$ 、  $V_{OUT}$ 、  $PGND$ 、  $SGND$ 、あるい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。

## アプリケーション情報

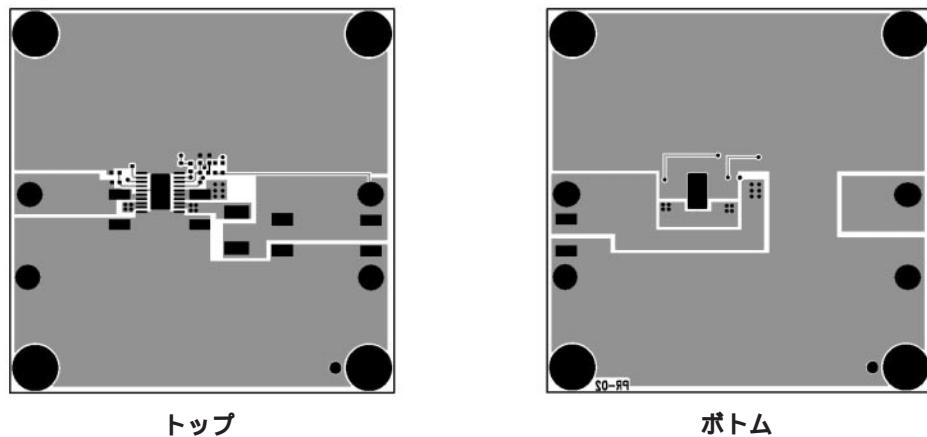
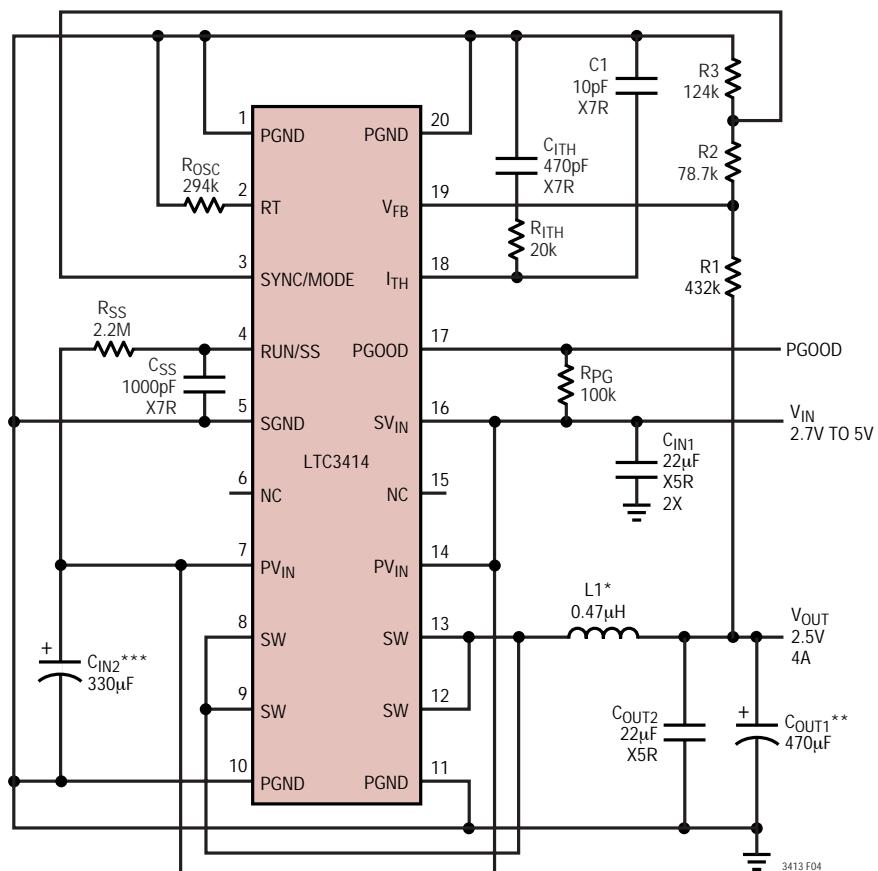


図3 . LTC3414のレイアウト図

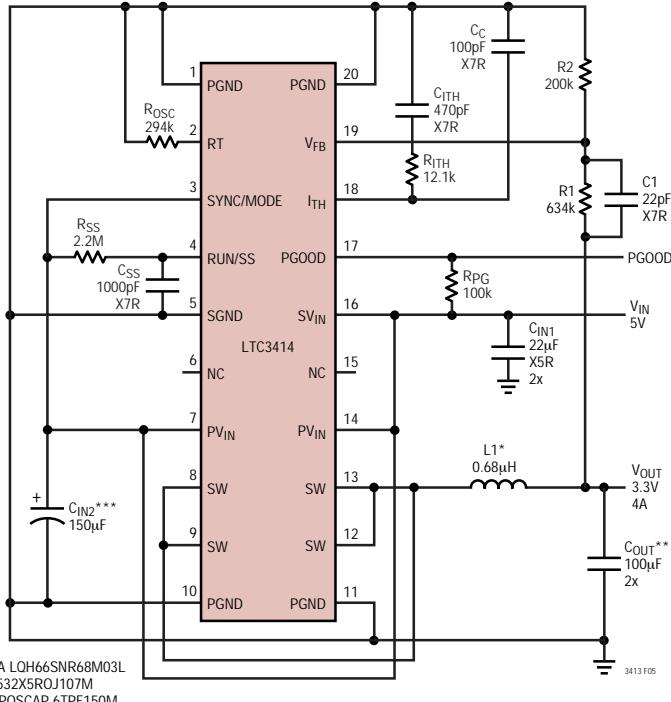


\* VISHAY DALE IHLP-2525CZ-01  
 \*\* SANYO POSCAP 4TPD470M  
 \*\*\* SANYO POSCAP 6TPB330M

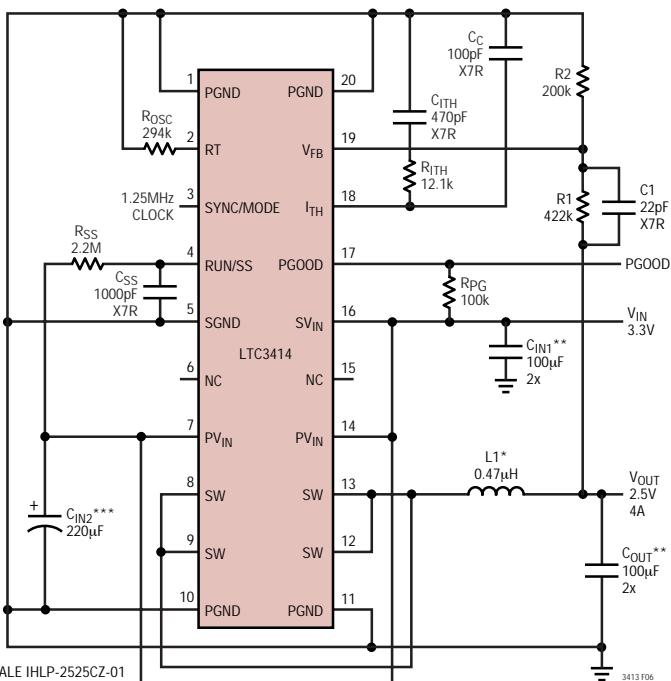
図4 . 2.5V/4Aレギュレータ(1MHz、バースト・モード動作)

## 標準的応用例

3.3V/4A降圧レギュレータ(1MHz、強制連続モード)



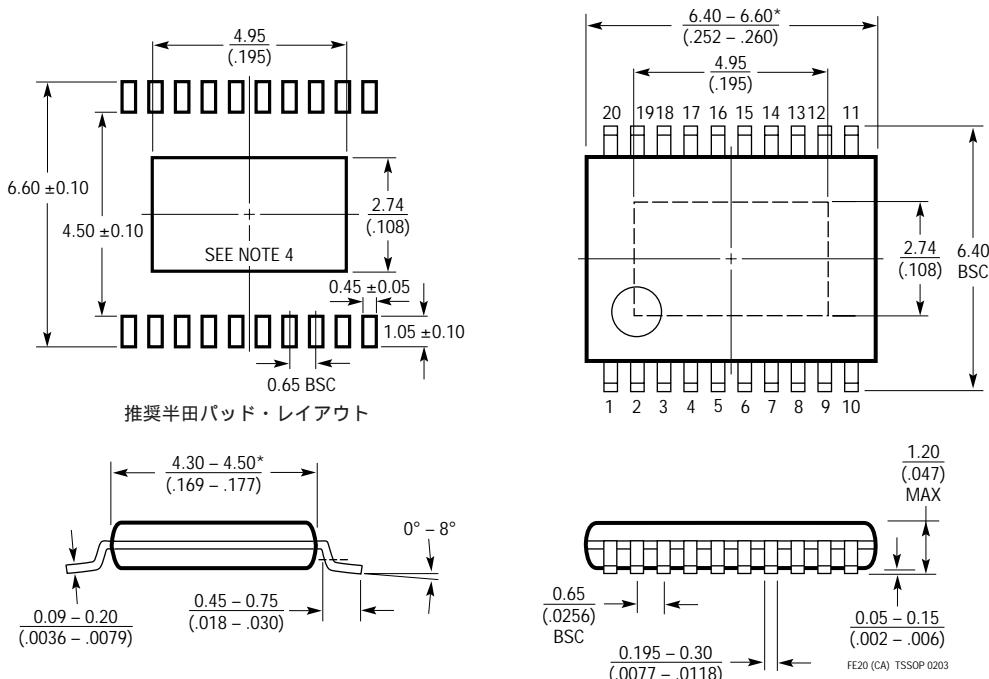
2.5V/4A降圧レギュレータ(1.25MHz、外部クロックに同期)



## 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



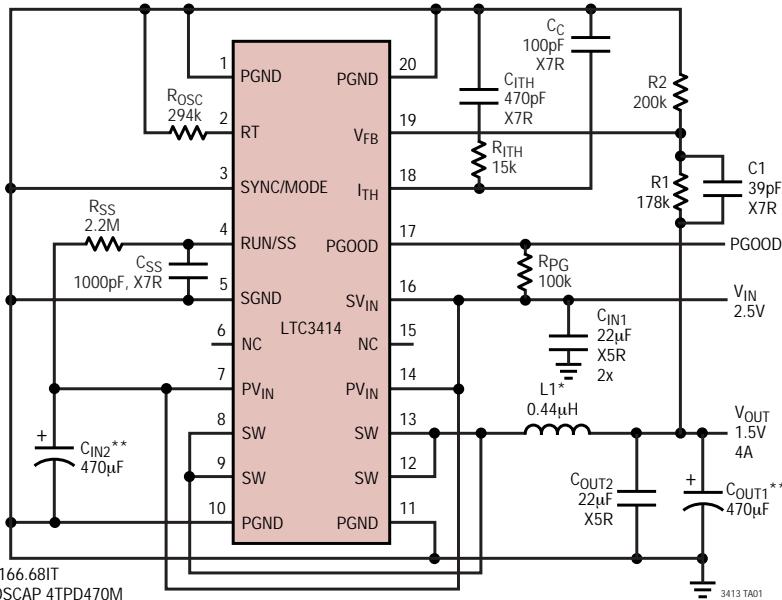
## NOTE :

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

- 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

## 標準的応用例

1.5V/4A降圧レギュレータ(1MHz、バースト・モード)



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1616	500mA (I <sub>OUT</sub> )、1.4MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	90%の効率、V <sub>IN</sub> :3.6V ~ 25V、V <sub>OUT</sub> :1.25V、I <sub>Q</sub> :1.9mA、I <sub>SD</sub> :<1μA、ThinSOTパッケージ
LT1676	450mA (I <sub>OUT</sub> )、100kHz高効率降圧DC/DCコンバータ	90%の効率、V <sub>IN</sub> :7.4V ~ 60V、V <sub>OUT</sub> :1.24V、I <sub>Q</sub> :3.2mA、I <sub>SD</sub> :2.5μA、S8パッケージ
LT1765	25V、2.75A (I <sub>OUT</sub> )、1.25MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	90%の効率、V <sub>IN</sub> :3V ~ 25V、V <sub>OUT</sub> :1.2V、I <sub>Q</sub> :1mA、I <sub>SD</sub> :15μA、S8、TSSOP16Eパッケージ
LTC1879	1.20A (I <sub>OUT</sub> )、550kHz同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V <sub>IN</sub> :2.7V ~ 10V、V <sub>OUT</sub> :0.8V、I <sub>Q</sub> :15μA、I <sub>SD</sub> :<1μA、TSSOP16パッケージ
LTC3405/LTC3405A	300mA (I <sub>OUT</sub> )、1.5MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V <sub>IN</sub> :2.75V ~ 6V、V <sub>OUT</sub> :0.8V、I <sub>Q</sub> :20μA、I <sub>SD</sub> :<1μA、ThinSOTパッケージ
LTC3406/LTC3406B	600mA (I <sub>OUT</sub> )、1.5MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V <sub>IN</sub> :2.5V ~ 5.5V、V <sub>OUT</sub> :0.6V、I <sub>Q</sub> :20μA、I <sub>SD</sub> :<1μA、ThinSOTパッケージ
LTC3407	デュアル600mA(I <sub>OUT</sub> )、1.5MHz、同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V <sub>IN</sub> :2.5V ~ 5.5V、V <sub>OUT</sub> :0.6V、I <sub>Q</sub> :40μA、I <sub>SD</sub> :<1μA、MSパッケージ
LTC3411	1.25A (I <sub>OUT</sub> )、4MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V <sub>IN</sub> :2.5V ~ 5.5V、V <sub>OUT</sub> :0.8V、I <sub>Q</sub> :60μA、I <sub>SD</sub> :<1μA、MSパッケージ
LTC3412	2.5A (I <sub>OUT</sub> )、4MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V <sub>IN</sub> :2.5V ~ 5.5V、V <sub>OUT</sub> :0.8V、I <sub>Q</sub> :60μA、I <sub>SD</sub> :<1μA、TSSOP16Eパッケージ
LTC3413	3A (I <sub>OUT</sub> 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 <sub>IN</sub> :2.25V ~ 5.5V、V <sub>OUT</sub> :V <sub>REF</sub> /2、I <sub>Q</sub> :280μA、I <sub>SD</sub> :<1μA、TSSOP16Eパッケージ
LTC3430	60V、2.75A(I <sub>OUT</sub> )、200kHz高効率降圧DC/DCコンバータ	90%の効率、V <sub>IN</sub> :5.5V ~ 60V、V <sub>OUT</sub> :1.2V、I <sub>Q</sub> :2.5mA、I <sub>SD</sub> :<25μA、TSSOP16Eパッケージ
LTC3440/LTC3441	600mA/1A (I <sub>OUT</sub> )、2MHz/1MHz、同期式降圧/昇圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V <sub>IN</sub> :2.5V ~ 5.5V、V <sub>OUT</sub> :2.5V、I <sub>Q</sub> :25μA/50μA、I <sub>SD</sub> :<1μA、MSパッケージ