

この製品のデータシートに間違いがありましたので、お詫びして訂正いたします。  
この正誤表は、2022 年 4 月 19 日現在、アナログ・デバイセズ株式会社で確認した誤りを記したものです。  
なお、英語のデータシート改版時に、これらの誤りが訂正される場合があります。

正誤表作成年月日： 2022 年 4 月 19 日

製品名： LTC3312SA

対象となるデータシートのリビジョン(Rev)： Rev.0

訂正箇所： 21 ページ、左の段、下から 3 行目、下線部分

【誤】

図 2（上図）と図 3（下図）は、EN ピン、SSTT ピン、PGOOD ピンを使用してパワーアップ・シーケンスを制御する方法の例を示しています。

【正】

図 3（上図）と図 3（下図）は、EN ピン、SSTT ピン、PGOOD ピンを使用してパワーアップ・シーケンスを制御する方法の例を示しています。

## 5V、デュアル6A / 2相12A 降圧DC/DCレギュレータ

### 特長

- デュアル6A出力
- 2相12Aの降圧単一出力として構成可能
- 高効率: 12mΩ ハイサイドおよび8mΩ ローサイド
- 最大総合DC出力誤差: ±1%
- 広帯域幅、高速過渡応答
- 内蔵の入力コンデンサがEMIを低減
- $V_{IN}$  範囲: 2.25V ~ 5.5V
- $V_{OUT}$  範囲: 0.5V ~  $V_{IN}$
- 周波数は3MHzまで設定可能
- 低 $I_Q$ の低リップルBurst Mode® 動作
- シャットダウン電流: 1.4μA
- 最小オン時間: 35ns
- 内部補償
- 電源シーケンス用の高精度イネーブルとパワーグッド
- トラッキング、プログラマブルなソフトスタート、温度モニタ出力
- 熱強化型22ピン4mm × 3mm × 0.95mm LQFNパッケージ
- オートモーティブ・アプリケーション向けのAEC-Q100に適合

### アプリケーション

- サーバー、テレコム電源、光ネットワーク
- 分散型DC電源システム(POL)
- FPGA、ASIC、μP コア電源
- 産業 / オートモーティブ / 通信

### 概要

LTC®3312SAは、デュアル・モノリシック同期整流式6A降圧コンバータです。4mm × 3mmのパッケージを採用しており、性能条件が厳しい省スペースのアプリケーションに対応します。最大3MHzのスイッチング周波数で動作する、固定周波数、ピーク電流モードのアーキテクチャを採用し、どちらの降圧コンバータもわずかな外付け部品で高効率かつ高速の過渡応答を実現します。また、LTC3312SAは単一出力の2相12A降圧コンバータとしても構成できます。

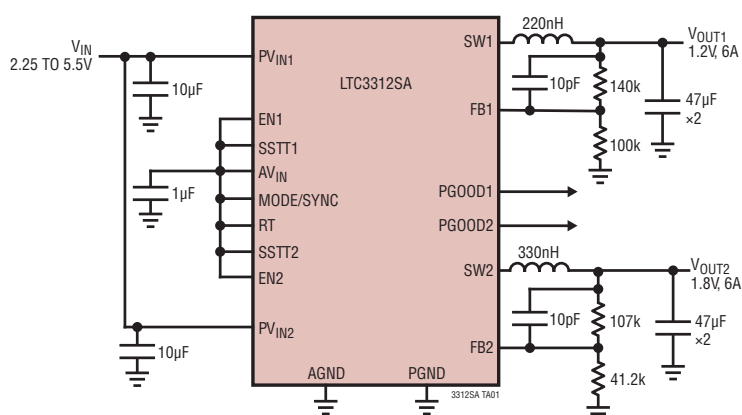
LTC3312SAは、低ノイズ向けの強制連続モードまたはパルススキッピング・モード、もしくは軽負荷時に高効率が得られるBurst Modeで動作します。通常のスイッチング周波数はデフォルトの2MHzに設定されていますが、外付け抵抗を使用してプログラミングしたり、MODE/SYNCピンを介して外付け発振器と同期したりすることができます。入力リップル電流を低減するため、デュアル・コンバータは位相を180度ずらしてスイッチングします。

LTC3312SAは、2.25V ~ 5.5Vの入力範囲から最低500mVまでの出力をレギュレーションできます。その他、高精度イネーブル閾値、PGOOD信号、出力過電圧保護、サーマル・シャットダウン、出力短絡保護などの機能を内蔵しています。プログラマブルなソフトスタートや温度モニタ出力も備えています。このデバイスは、熱抵抗を低く抑えるための露出パッドを備えた薄型の22ピン4mm × 3mm × 0.95mm LQFNパッケージを採用しています。

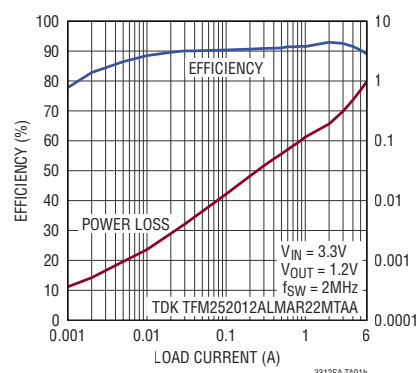
全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

### 標準的応用例

デュアル2MHz、6A降圧レギュレータ



Burst Mode動作時の  
効率と電力損失



# LTC3312SA

## 絶対最大定格

(Note 1)

PV<sub>IN1</sub>, PV<sub>IN2</sub>, AV<sub>IN</sub> ..... -0.3V~6V  
EN1, EN2 ..... -0.3V~(AV<sub>IN</sub> + 0.3V) または 6V のいずれか小さい方  
FB1, FB2 ..... -0.3V~(AV<sub>IN</sub> + 0.3V) または 6V のいずれか小さい方  
MODE/SYNC ..... -0.3V~(AV<sub>IN</sub> + 0.3V) または 6V のいずれか小さい方  
RT ..... -0.3V~(AV<sub>IN</sub> + 0.3V) または 6V のいずれか小さい方  
SSTT1, SSTT2 ..... -0.3V~(AV<sub>IN</sub> + 0.3V) または 6V のいずれか小さい方  
AGND~PGND ..... -0.3V~+0.3V  
PGOOD1, PGOOD2 ..... -0.3V~6V  
I<sub>PGOOD1</sub>, I<sub>PGOOD2</sub> ..... 5mA  
動作ジャンクション温度範囲 (Note 2) :

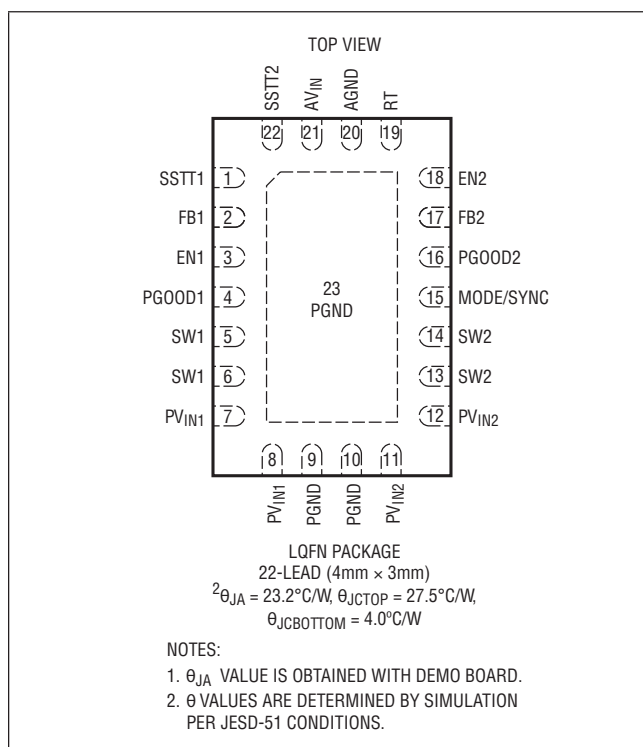
LTC3312SAA ..... -40°C~125°C

LTC3312SAJ ..... -40°C~125°C

保存温度範囲 ..... -65°C~150°C

最高リフロー (パッケージ・ボディ) 温度 ..... 260°C

## ピン配置



## 発注情報

製品番号	製品 マーキング*	仕上げコード	パッド仕上げ	パッケージ・タイプ	MSL レーティング	温度範囲
LTC3312SAAV#PBF	312SA	e4	Au (RoHS)	LQFN (QFN フットプリントの 積層パッケージ)	3	-40°C~125°C
オートモーティブ製品**						
LTC3312SAJV#WPBF	312SA	e4	Au (RoHS)	LQFN (QFN フットプリントの 積層パッケージ)	3	-40°C~125°C

更に広い動作温度範囲仕様のデバイスについては、弊社または弊社代理店までお問い合わせください。\*温度グレードは出荷容器のラベルに表示されています。

\*\* このデバイスの各バージョンは、オートモーティブ・アプリケーションの品質と信頼性の条件に対応するよう管理された製造工程により提供されています。これらのモデルは「#W」というサフィックスで指定されます。オートモーティブ・アプリケーション向けには、上記のオートモーティブ・グレード製品のみを提供しています。特定製品のオーダー情報とこれらのモデル固有のオートモーティブ信頼性レポートについては、最寄りのアナログ・デバイスまでお問い合わせください。

## 電気的特性

●は、全動作温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外は、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での仕様です。また、特に指定のない限り、 $V_{IN} = 3.3\text{V}$ です。 $PV_{IN} = PV_{IN1} = PV_{IN2}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Operating Supply Voltage ( $PV_{IN}$ )		●	2.25		5.5	V
$PV_{IN}$ Undervoltage Lockout	$PV_{IN}$ Rising	●	2.05	2.15	2.25	V
$PV_{IN}$ Undervoltage Lockout Hysteresis				150		mV
$PV_{IN}$ Quiescent Current in Shutdown				1.4	3	$\mu\text{A}$
$PV_{IN}$ Quiescent Current with One Buck Enabled	Burst Mode Operation, Sleeping All Modes, Not Sleeping, (Note 3)			50 1.5	80 2.3	$\mu\text{A}$ mA
$PV_{IN}$ Quiescent Current with Both Bucks Enabled	Burst Mode Operation, Sleeping All Modes, Not Sleeping, (Note 3)			90 2.8	130 4.2	$\mu\text{A}$ mA
Enable Threshold	$V_{EN}$ Rising	●	0.375	0.4	0.425	V
Enable Threshold Hysteresis				50		mV
EN Pin Leakage					$\pm 20$	nA

## Voltage Regulation, Buck 1 and Buck 2

Regulated Feedback Voltage ( $V_{FB}$ )		●	495	500	505	mV
Feedback Voltage Line Regulation	$2.25\text{V} \leq PV_{IN} \leq 5.5\text{V}$			0.02	0.1	%/V
Feedback Pin Input Current	$V_{FB} = 500\text{mV}$				$\pm 20$	nA
Top Switch Current Limit ( $I_{PEAKMAX}$ )	Current Out of SW, $V_{OUT}/V_{IN} \leq 0.2\text{V}$		9.1	9.6	10.1	A
Bottom Switch Current Limit ( $I_{VALLEYMAX}$ )	Current Out of SW			7.8		A
Bottom Switch Reverse Current Limit ( $I_{LIMR}$ )	Current into SW, Forced Continuous Mode		2.5	4.0	5.5	A
Top Switch ON-Resistance				12		m $\Omega$
Bottom Switch ON-Resistance				8		m $\Omega$
SW Leakage Current	Shutdown, $V_{IN} = 5.5\text{V}$				$\pm 1$	$\mu\text{A}$
Minimum On-Time	$V_{IN} = 5.5\text{V}$	●		35	50	ns
Maximum Duty-Cycle		●	98			%
Overtemperature Shutdown (OT)	Temperature Rising (Note 4)			165		$^\circ\text{C}$
Overtemperature Shutdown Hysteresis				5		$^\circ\text{C}$

## Power Good/Soft-Start/Temp Monitor

PGOOD Rising Threshold	As a % of the Regulated $V_{OUT}$	●	97	98	99	%
PGOOD Hysteresis		●	0.6	1.1	1.6	%
Overvoltage Rising Threshold	As a % of the Regulated $V_{OUT}$	●	107	110	114	%
Overvoltage Hysteresis		●	1	2.2	3.5	%
PGOOD Delay				100		$\mu\text{s}$
PGOOD Pull-Down Resistance	$V_{PGOOD} = 0.1\text{V}$			10	20	$\Omega$
PGOOD Leakage Current	$V_{PGOOD} = 5.5\text{V}$				20	nA
Default Soft-Start Duration	$V_{SSTT} = AV_{IN}$ , $V_{OUT}$ Rising from 0V to PGOOD Threshold			1		ms
Soft-Start Charge Current	$V_{SSTT} = 0.5\text{V}$	●	3	4	5	$\mu\text{A}$

電気的特性

●は、全動作温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外は、 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ での仕様です。また、特に指定のない限り、 $V_{IN} = 3.3\text{V}$ です。 $PV_{IN} = PV_{IN1} = PV_{IN2}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Temp Monitor Slope				4		mV/ $^{\circ}\text{C}$
Oscillator and MODE/SYNC						
Default Oscillator Frequency	$R_T = AV_{IN}$	●	1.85	2	2.15	MHz
Oscillator Frequency	$R_T = 34.8\text{k}\Omega$ to AGND	●	1.9	2	2.1	MHz
Frequency Range	$R_T$ -Programming and Synchronization	●	1		3	MHz
Minimum SYNC High or Low Pulse Width		●	40			ns
SYNC Level High on MODE/SYNC		●	1.2			V
SYNC Level Low on MODE/SYNC		●			0.4	V
MODE/SYNC No Clock Detect Time		●		10		$\mu\text{s}$
MODE/SYNC Pin Threshold	For Programming Pulse-Skipping Mode For Programming Burst Mode Operation	●	$V_{IN} - 0.1$		0.1	V V

**Note 1:** 上記の絶対最大定格を超えるストレスを加えるとデバイスに恒久的な損傷を与えることがあります。デバイスを長時間絶対最大定格状態に置くと、デバイスの信頼性と寿命に影響を与えることがあります。

**Note 2:** LTC3312SAは $T_J = T_A$ となるようなパルス負荷条件下でテストされています。LTC3312SAは、 $-40^{\circ}\text{C}$ ~ $125^{\circ}\text{C}$ のジャンクション温度で性能仕様を満たすよう設計されています。ジャンクション温度が高い場合は動作寿命が低下し、このような寿命の低下は $125^{\circ}\text{C}$ を超えると始まります。ここに示す仕様に見合った最大周囲温度は、具体的な動作条件と、ボード・レイアウト、パッケージの熱抵抗定格値、およびその他の環境条件との組み合わせによって決まります。ジャンクション温度( $T_J$ ,  $^{\circ}\text{C}$ )は、次式を使って周囲温度( $T_A$ ,  $^{\circ}\text{C}$ )と消費電力( $P_D$ , ワット)から計算します。 $T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})$ 、ここで、 $\theta_{JA}$  ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ) はパッケージの熱抵

抗です。詳細については、[高温に関する考慮事項](#)のセクションを参照してください。

LTC3312SAは、一時的な過負荷状態からデバイスを保護する過熱保護機能を備えています。ジャンクション温度が $150^{\circ}\text{C}$ を超えると、過熱保護機能が働きます。仕様規定の最大動作ジャンクション温度より上での連続動作はデバイスの信頼性を損なう可能性があります。

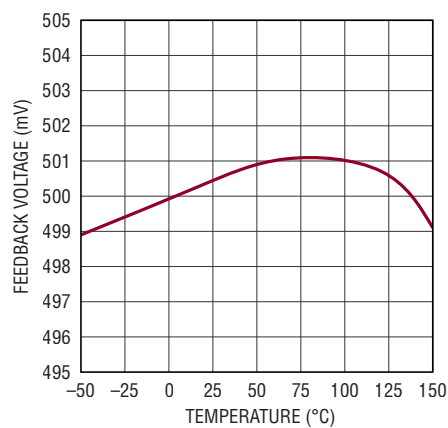
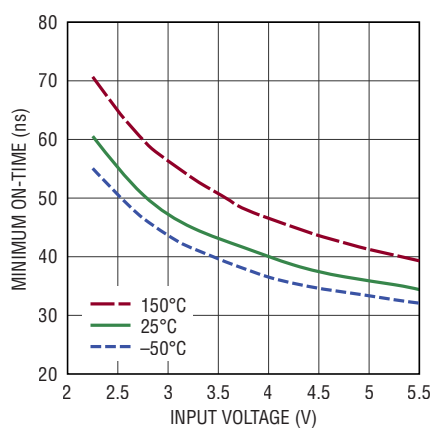
**Note 3:** 電源電流仕様にスイッチング電流は含まれていません。実際の電源電流はより高くなります。

**Note 4:** 過熱シャットダウンについては製造時のテストは行っておりません。

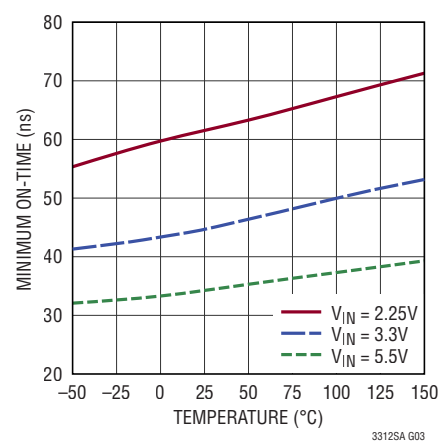
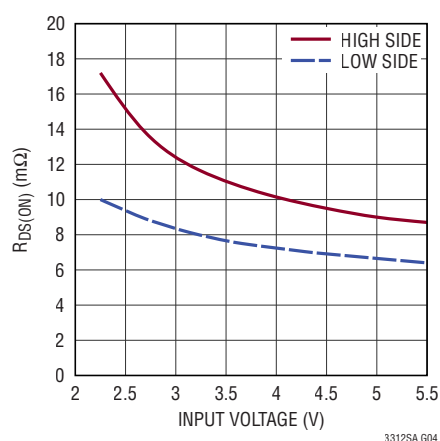
## 代表的な性能特性

特に指定のない限り  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

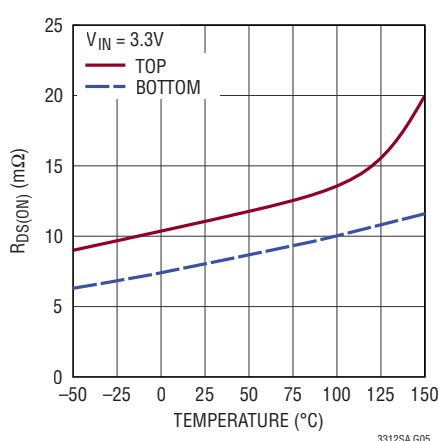
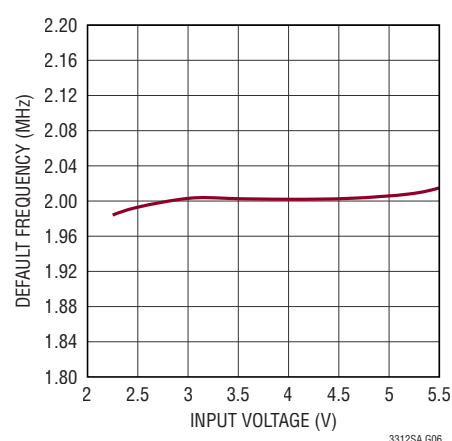
帰還電圧

最小オン時間と  $V_{IN}$  の関係

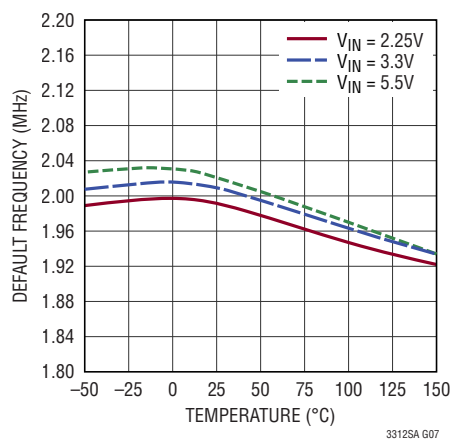
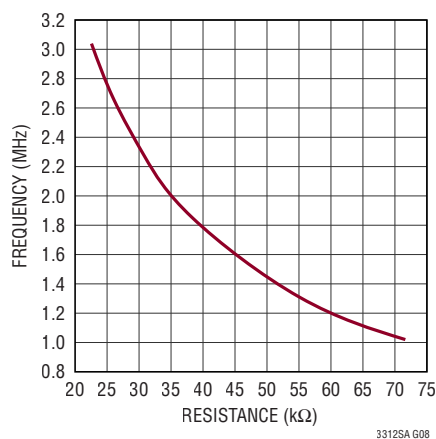
最小オン時間

スイッチのオン抵抗と  $V_{IN}$  の関係

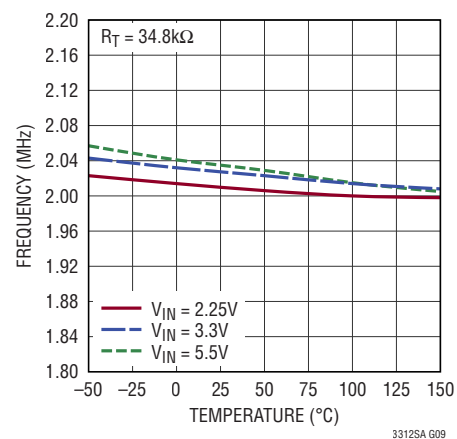
スイッチのオン抵抗

デフォルトのスイッチング周波数と  $V_{IN}$  の関係

デフォルトのスイッチング周波数

スイッチング周波数と  $R_T$  の関係

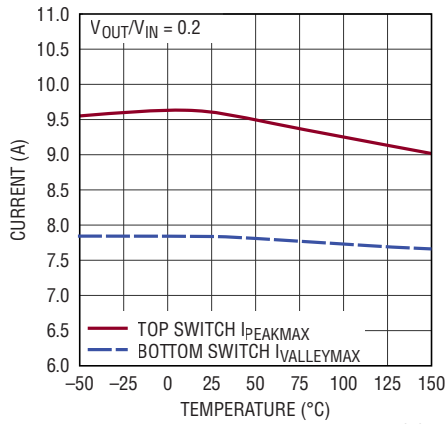
スイッチング周波数



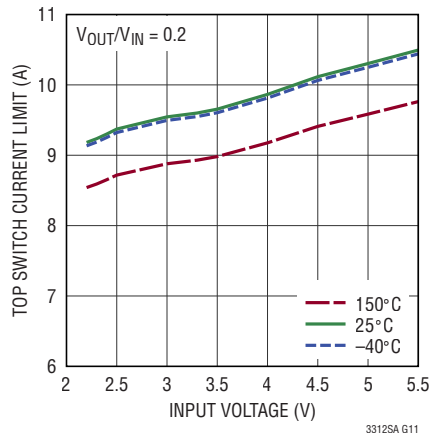
## 代表的な性能特性

特に指定のない限り  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

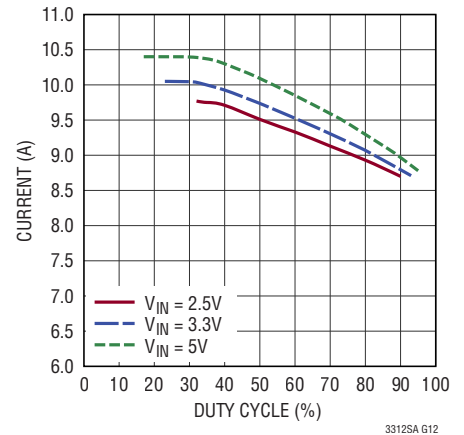
スイッチ電流制限



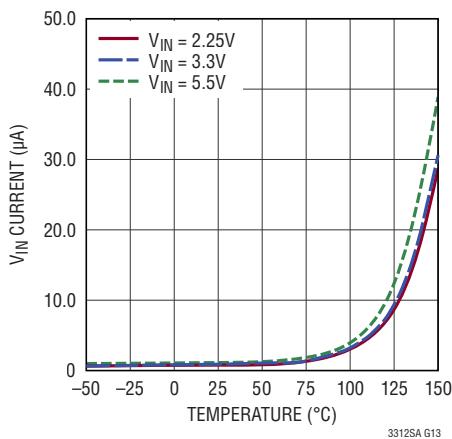
上側スイッチ電流制限と $V_{IN}$ の関係



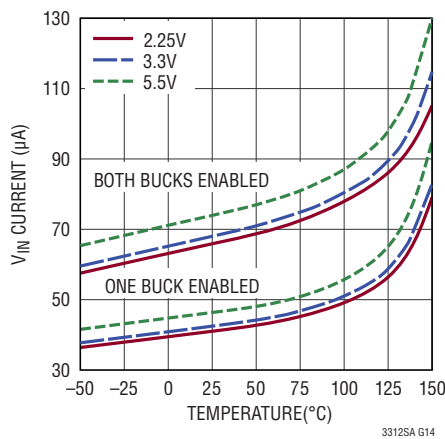
上側スイッチの電流制限



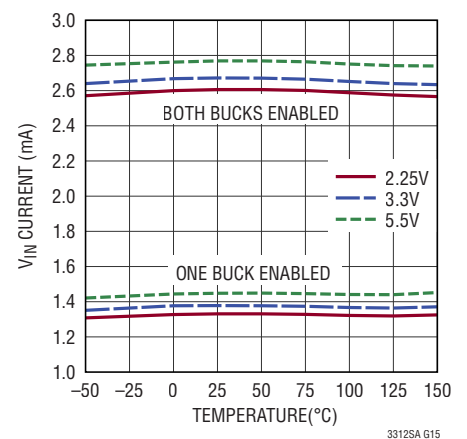
$PV_{IN}$ のシャットダウン電流



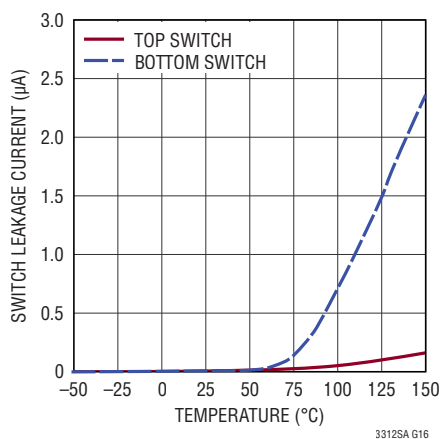
$PV_{IN}$ の静止電流、  
Burst Mode動作、スリープ時



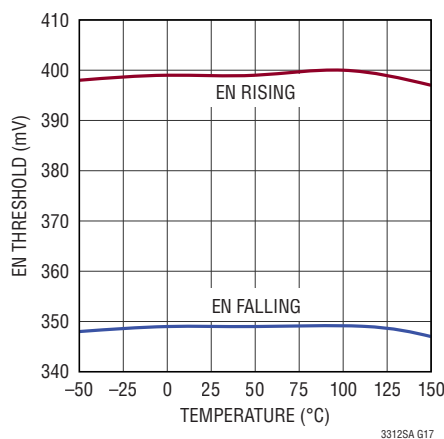
$PV_{IN}$ のシャットダウン時静止電流、  
すべてのモード、スリープ時以外



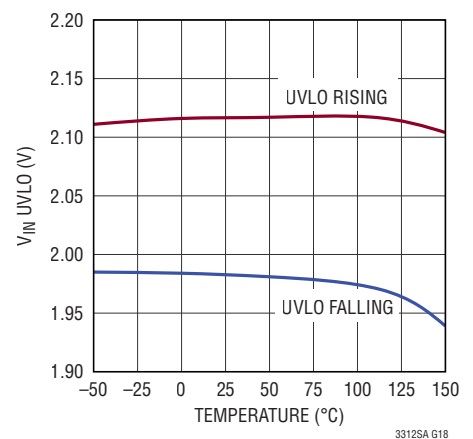
スイッチのリーク



EN 閾値



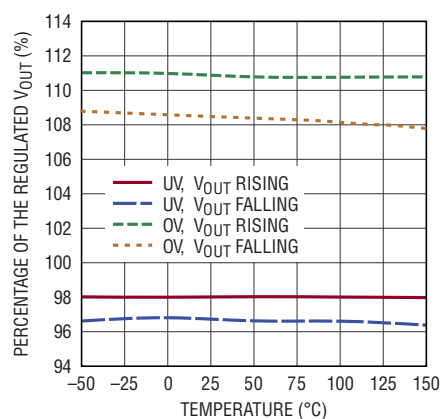
$PV_{IN}$ のUVLO 閾値



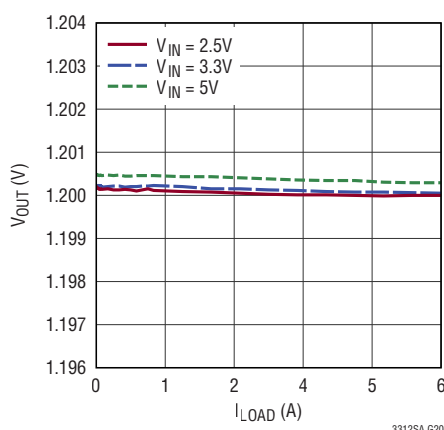
## 代表的な性能特性

特に指定のない限り  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

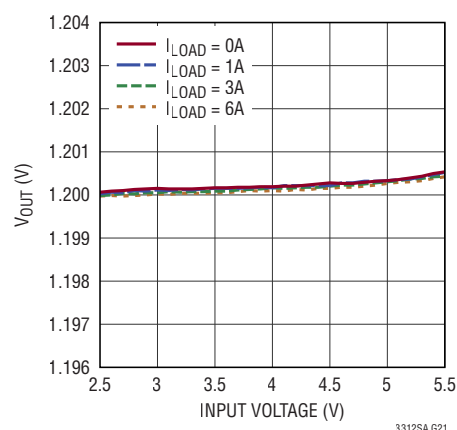
UV、OV PGOOD 閾値



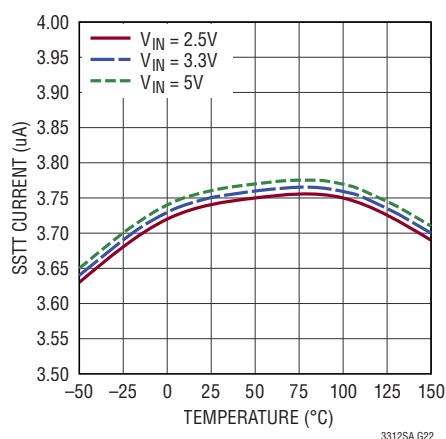
$V_{OUT} = 1.2\text{V}$  アプリケーションの  
 $V_{OUT}$  負荷レギュレーション  
強制連続モード



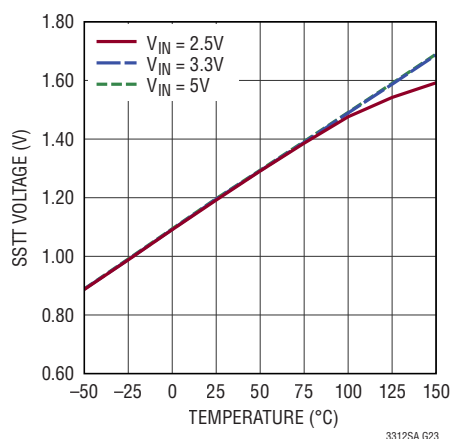
$V_{OUT} = 1.2\text{V}$  アプリケーションの  
 $V_{OUT}$  ライン・レギュレーション  
強制連続モード



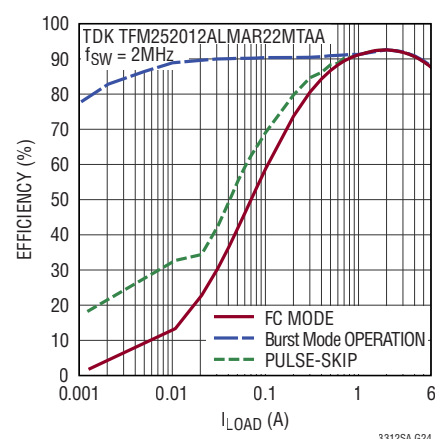
SSTT 電流の温度特性



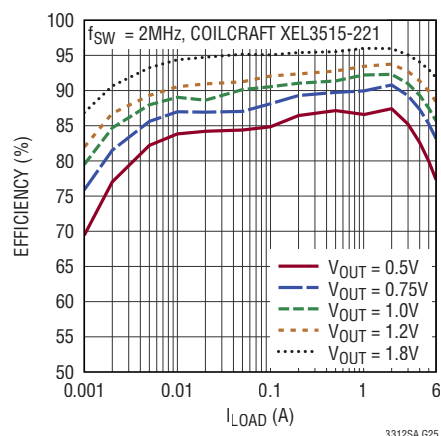
SSTT 電圧の温度特性



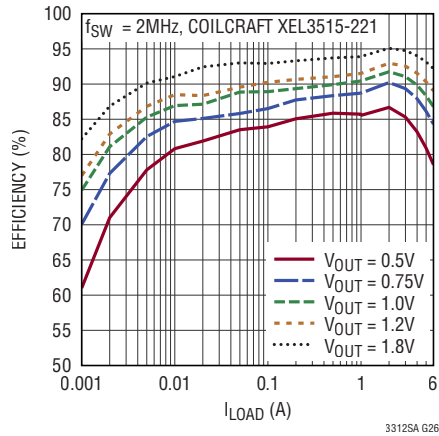
効率、 $V_{IN} = 3.3\text{V}$ 、  
 $V_{OUT} = 1.2\text{V}$ 、すべてのモード



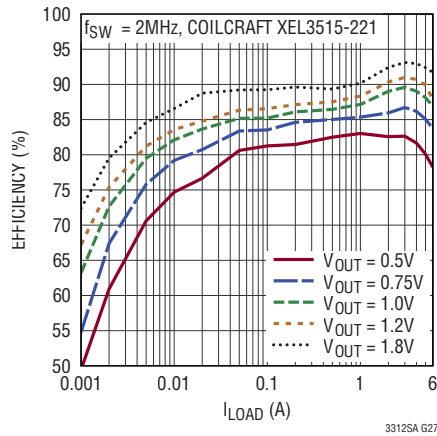
効率、 $V_{IN} = 2.5\text{V}$ 、  
Burst Mode 動作



効率、 $V_{IN} = 3.3\text{V}$ 、  
Burst Mode 動作



効率、 $V_{IN} = 5.0\text{V}$ 、  
Burst Mode 動作

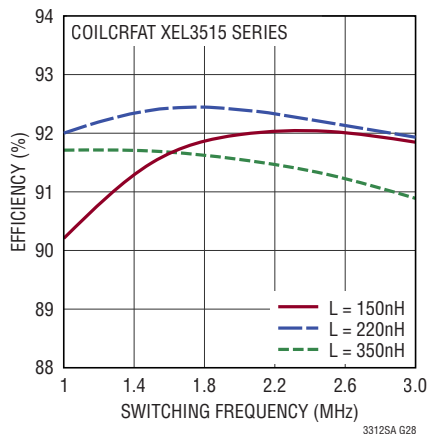




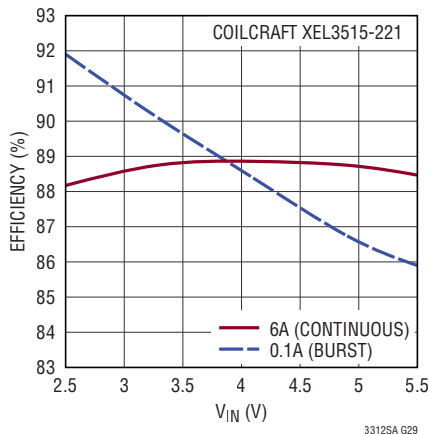
## 代表的な性能特性

特に指定のない限り  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

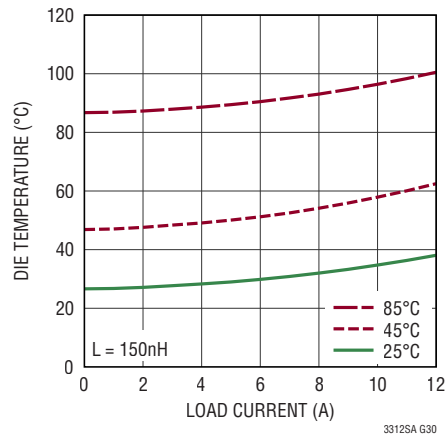
効率と  $f_{\text{SW}}$  の関係、  
 $3.3\text{V} \sim 1.2\text{V}$ 、 $I_{\text{LOAD}} = 3\text{A}$



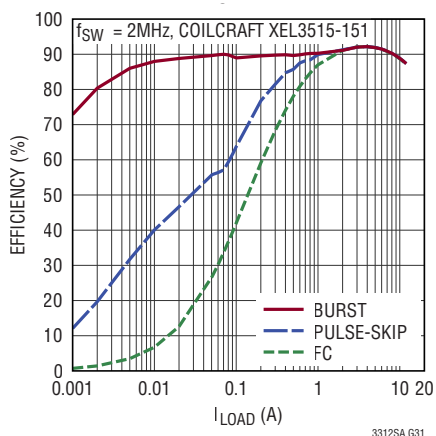
効率と  $V_{\text{IN}}$  の関係、  
 $V_{\text{OUT}} = 1.2\text{V}$ 、 $f_{\text{SW}} = 2\text{MHz}$



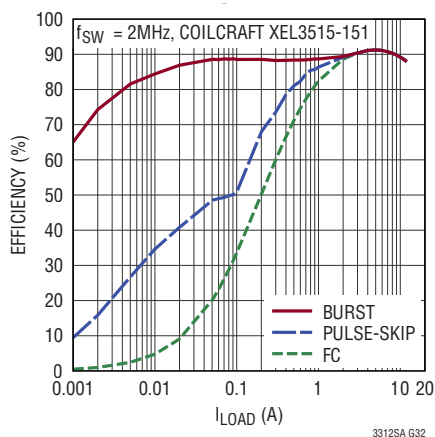
2相のダイ温度と負荷の関係、  
 $3.3\text{V}_{\text{IN}} \sim 1.0\text{V}_{\text{OUT}}$ 、 $f_{\text{SW}} = 2\text{MHz}$ 、  
強制連続モード



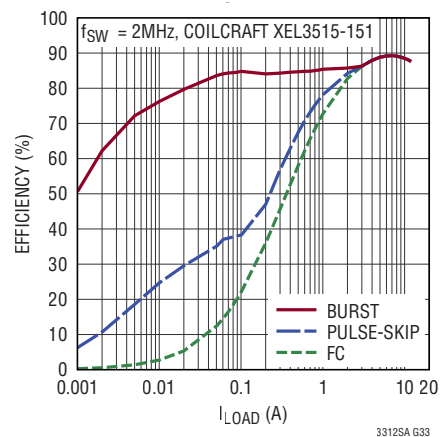
2相の効率と負荷の関係、  
 $2.5\text{V} \sim 1.0\text{V}$ 、 $f_{\text{SW}} = 2\text{MHz}$



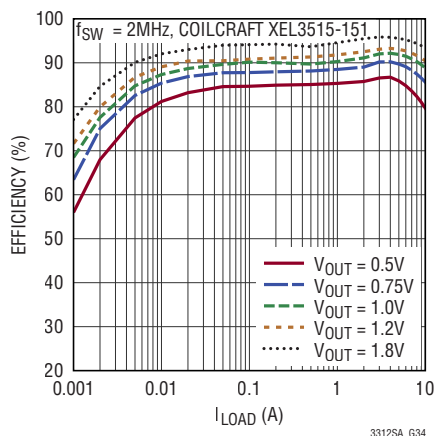
2相の効率と負荷の関係、  
 $3.3\text{V} \sim 1.0\text{V}$ 、 $f_{\text{SW}} = 2\text{MHz}$



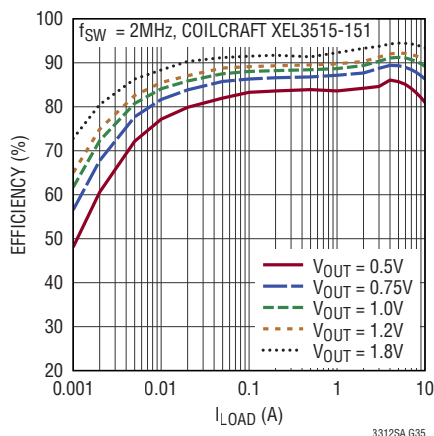
2相の効率と負荷の関係、  
 $5.0\text{V} \sim 1.0\text{V}$ 、 $f_{\text{SW}} = 2\text{MHz}$



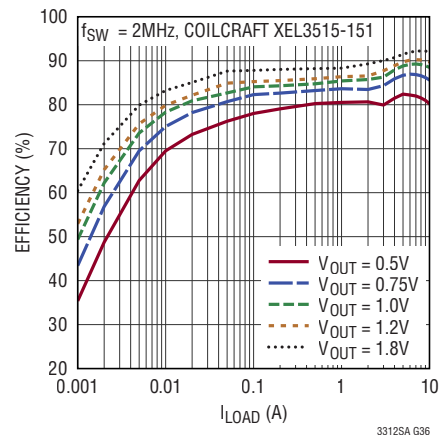
2相の効率、  
 $V_{\text{IN}} = 2.5\text{V}$ 、Burst Mode 動作



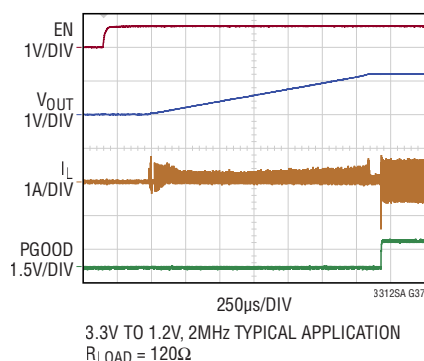
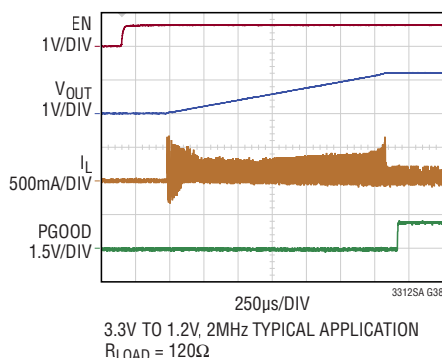
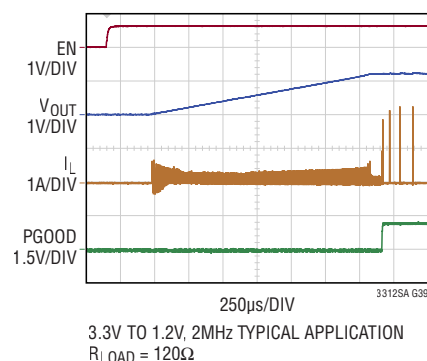
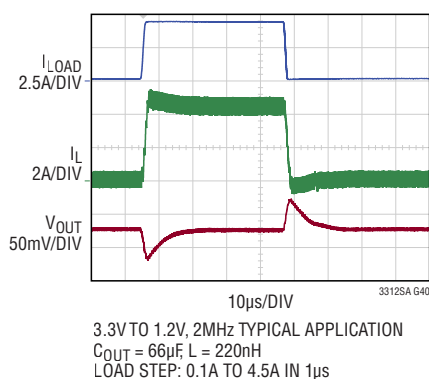
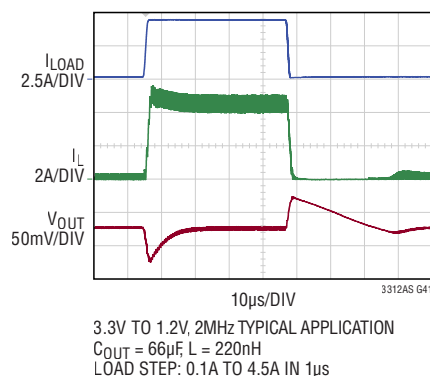
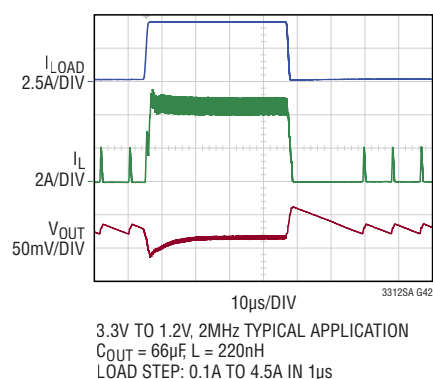
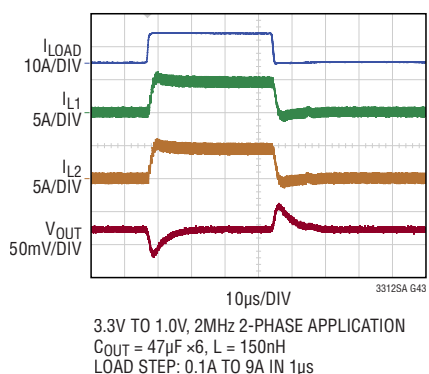
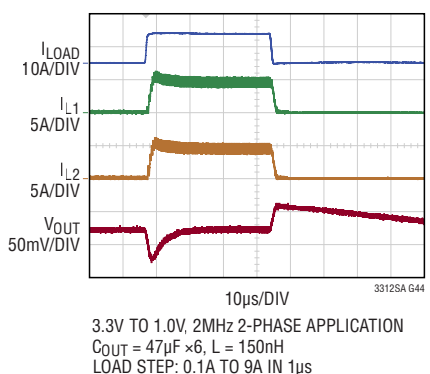
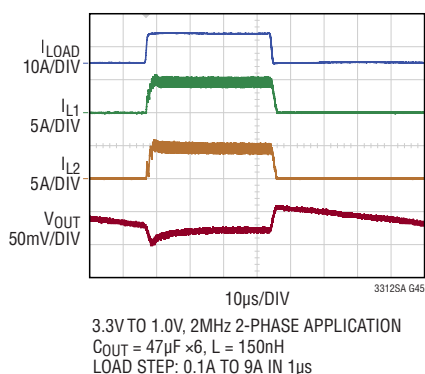
2相の効率、  
 $V_{\text{IN}} = 3.3\text{V}$ 、Burst Mode 動作



2相の効率、  
 $V_{\text{IN}} = 5.0\text{V}$ 、Burst Mode 動作



## 代表的な性能特性

特に指定のない限り  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。スタートアップ時の波形  
強制連続モードスタートアップ時の波形  
パルススキッピング・モードスタートアップ時の波形  
Burst Mode 動作時負荷過渡応答、  
強制連続モード負荷過渡応答、  
パルススキッピング・モード負荷過渡応答、  
Burst Mode 動作2相構成での負荷過渡応答、  
強制連続モード2相構成での負荷過渡応答、  
パルススキッピング・モード2相構成での負荷過渡応答、  
Burst Mode 動作

## ピン機能

**SSTT1 (ピン1) :** 降圧レギュレータ1のソフトスタート、トラッキング、温度モニタ入力。ソフトスタート・ピンの外付けコンデンサへ流れる内部4 $\mu$ A電流によって、スタートアップ時における出力電圧の上昇率を設定します。SSTT1が0.5V未満の場合は、FB1ピン電圧がSSTT1ピン電圧をトラッキングします。SSTT1が0.5Vを超えると、トラッキング機能は無効になり、内部リファレンスがエラー・アンプの制御を再開し、SSTT1ピンはジャンクション温度に比例する電圧にサーボ制御されます。出力短絡状態からクリーンに回復させるため、SSTT1ピンは $V_{FB}$ より約100mV高い電圧までプルダウンされてから新しいソフトスタート・サイクルが開始します。シャットダウンおよび故障状態の間は、SSTT1ピンはグラウンドにプルダウンされます。SSTT1ピンを $AV_{IN}$ に接続すると、内部で設定されたデフォルトのソフトスタート時間である1ms(代表値)が使用されます。

**FB1 (ピン2) :** 降圧レギュレータ1の帰還入力。出力とグラウンドの間に配置された抵抗分圧器の中間ノードにこのピンを接続することにより、降圧1の出力電圧を設定します。FB1ピンは500mVにレギュレーションされています。FB1と $V_{OUT1}$ の間に進相コンデンサを接続すると、過渡応答を最適化できます。

**EN1 (ピン3) :** 降圧レギュレータ1のアクティブ・ハイのイネーブル入力。EN1ピンは、高精度の閾値を備えています。 $V_{IN}$ または別電源との間に接続した外付けの抵抗分圧器を使用して、降圧レギュレータ1がイネーブルするタイミングを設定できます。イネーブル機能を必要としない場合は、EN1を直接 $AV_{IN}$ に接続してください。EN1ピンはフロート状態にしないでください。

**PGOOD1 (ピン4) :** 降圧レギュレータ1のパワーグッド(オープンドレイン)出力。レギュレーションされた出力電圧がパワーグッド電圧の範囲を外れた場合、および $PV_{IN}$ が2.25Vを超えた場合に、このピンはローになります。 $PV_{IN}$ が2.25Vを超えて降圧レギュレータ1がシャットダウン状態になった場合も、PGOOD1出力はローになります。

**SW1 (ピン5、6) :** 降圧レギュレータ1のスイッチング・ノード。外付けのインダクタをこのピンに接続します。

**$PV_{IN1}$  (ピン7、8) :** 降圧レギュレータ1の入力電源。ハイサイドがオンになっているとき、ゲート駆動回路の電源とインダクタ電流を供給します。個別の低ESRコンデンサをピンの近くに配置して、 $PV_{IN1}$ をPGNDにバイパスしてください。 $PV_{IN1}$ と $PV_{IN2}$ は外部で接続する必要があります。PGNDと $PV_{IN1}$ 、PGNDと $PV_{IN2}$ の間に別々のコンデンサを使用することで、降圧レギュレータ間の相互作用を防ぎます。 $PV_{IN1}$ と $AV_{IN}$ の間には内部20 $\Omega$ 抵抗が配置されており、内部制御回路用にフィルタリングされた電源を生成する助けとなります。

**PGND (ピン9、10、23) :** PGNDピンは、内部の下側パワー・スイッチのリターン・パスです。PGNDピンを互いに接続し、露出パッドに接続します。入力コンデンサの負端子は、PGNDピンのできるだけ近くに接続します。PGNDノードは熱の主要な放出経路なので、多くの大きなビアを備えた大きなPCBグランド・プレーンに接続する必要があります。

**$PV_{IN2}$  (ピン11、12) :** 降圧レギュレータ2の入力電源。ハイ・サイドがオンになっているとき、ゲート駆動回路の電源とインダクタ電流を供給します。個別の低ESRコンデンサをピンの近くに配置して、 $PV_{IN2}$ をPGNDにバイパスしてください。 $PV_{IN1}$ と $PV_{IN2}$ は外部で接続する必要があります。PGNDと $PV_{IN1}$ 、PGNDと $PV_{IN2}$ の間に別々のコンデンサを使用することで、降圧レギュレータ間の相互作用を防ぎます。 $PV_{IN2}$ と $AV_{IN}$ の間には内部20 $\Omega$ 抵抗が配置されており、内部制御回路用にフィルタリングされた電源を生成します。

**SW2 (ピン13、14) :** 降圧レギュレータ2のスイッチング・ノード。外付けのインダクタをこのピンに接続します。

**MODE/SYNC (ピン15) :** モード選択および外部クロック同期入力。このピンをグラウンドに接続することでパルススキッピング・モードが有効になります。このピンを $AV_{IN}$ に接続するとBurst Mode動作が有効になり、軽負荷時に高い効率が得られます。このピンをフロート状態にすると強制連続モードが有効になり、広い負荷範囲にわたって高速過渡応答が得られると共に、最大周波数での動作が可能になります。外部クロックでMODE/SYNCを駆動すると、両方のスイッチャは加えられた周波数に同期します。スロープ補償は外部クロック周波数に合わせて自動的に調整されます。外部クロックが接続されていないときは、RTピンがスイッチング周波数を制御します。

## ピン機能

**PGOOD2 (ピン16) :** 降圧レギュレータ2のパワーグッド(オープンドレイン)出力。レギュレーションされた出力電圧がパワーグッド電圧の範囲を外れた場合、および $PV_{IN}$ が2.25Vを超えた場合に、このピンはローになります。 $V_{IN}$ が2.25Vを超えて降圧レギュレータ2がシャットダウン状態になった場合も、PGOOD2出力はローになります。

**FB2 (ピン17) :** 降圧レギュレータ2の帰還入力。出力とグラウンドの間に配置された抵抗分圧器の中間ノードにこのピンを接続することにより、降圧2の出力電圧を設定します。FB2ピンは500mVにレギュレーションされています。FB2と $V_{OUT2}$ の間に進相コンデンサを接続すると、過渡応答を最適化できます。

**EN2 (ピン18) :** 降圧レギュレータ2のアクティブ・ハイのイネーブル入力。EN2ピンは、高精度の閾値を備えています。 $V_{IN}$ または別電源との間に接続した外付けの抵抗分圧器を使用して、降圧レギュレータ2がイネーブルするタイミングを設定できます。イネーブル機能を必要としない場合は、EN2を直接 $AV_{IN}$ に接続してください。EN2ピンはフロート状態にしないでください。

**RT (ピン19) :** RTピンは、AGNDとの間に接続された外付け抵抗を使ってスイッチング周波数を設定します。このピンを $AV_{IN}$ に接続した場合、降圧レギュレータはデフォルトの発振周波数でスイッチングを行います。外部クロックがMODE/SYNCピンを駆動している場合、RTピンは無視されます。

**AGND (ピン20) :** AGNDピンは、バンドギャップ・リファレンスなどの内部バイアス回路のグラウンド・ピンです。FB1およびFB2の抵抗分圧器の下側の抵抗をAGNDピンに接続することで、出力電圧を高精度にレギュレーションできます。

**$AV_{IN}$  (ピン21) :** 内部のバンドギャップ・リファレンスおよび降圧制御回路のバイアスに使用するための、フィルタリングされた入力電源。 $PV_{IN1}$ と $AV_{IN}$ 、および $PV_{IN2}$ と $AV_{IN}$ の間には20 $\Omega$ 抵抗が内蔵されています。 $AV_{IN}$ とAGNDの間に1 $\mu$ Fのセラミック・コンデンサを接続し、フィルタリングされた電源を内部制御回路に供給してください。このピンに外部負荷を接続しないでください。

**SSTT2 (ピン22) :** 降圧レギュレータ2のソフトスタート、トラッキング、温度モニタ入力。ソフトスタート・ピンの外付けコンデンサへ流れる内部4 $\mu$ A電流は、スタートアップ時における出力電圧の上昇率を設定します。SSTT2が0.5V未満の場合は、FB2ピン電圧がSSTT2ピン電圧をトラッキングします。SSTT2が0.5Vを超えると、トラッキング機能は無効になり、内部リファレンスが誤差アンプの制御を再開し、SSTT2ピンはジャンクション温度に比例する電圧にサーボ制御されます。出力短絡状態からクリーンに回復させるため、SSTT2ピンは $V_{FB}$ より約100mV高い電圧までプルダウンされてから新しいソフトスタート・サイクルが開始します。シャットダウンおよび故障状態の間は、SSTT2ピンはグラウンドにプルダウンされます。SSTT2ピンを $AV_{IN}$ に接続すると、内部で設定されたデフォルトのソフトスタート時間である1ms(代表値)が使用されます。





## 動作

### デュアル降圧スイッチング・レギュレータ

LTC3312SAは、5Vデュアル6Aモノリシック、固定周波数、ピーク電流モード制御の降圧DC/DCコンバータです。この同期整流式降圧スイッチング・レギュレータは内部補償されており、出力電圧の設定に必要なのは外付けの帰還抵抗だけです。

RTピンの抵抗を使用するか外部クロックに同期することによって周波数を設定した内部発振器が、各クロック・サイクルの開始時点(降圧1の場合クロックの立上がりエッジ)で内蔵の上側パワー・スイッチをオンにします。インダクタを流れる電流は上側スイッチの電流コンパレータがトリップするまで増加し、トリップすると上側パワー・スイッチがオフになります。上側スイッチがオフになるときのピーク・インダクタ電流は、内部 $V_C$ 電圧によって制御されます。エラー・アンプは、FBピンの電圧と内部500mVリファレンスを比較することによって、 $V_C$ のレギュレーションを行います。負荷電流が増加するとリファレンス基準の帰還電圧が減少し、平均インダクタ電流が新しい負荷電流に見合った値となるまでエラー・アンプが $V_C$ 電圧を上昇させます。上側パワー・スイッチがオフになると、同期パワー・スイッチがオンになり、クロック・サイクルの残り時間でインダクタ電流をランプ・ダウンします。あるいは、パルススキッピング・モードまたはBurst Mode動作の場合は、インダクタ電流がゼロになるまでランプ・ダウンします。過負荷状態となって下側スイッチに流れる電流が過大となった場合は、スイッチ電流が安全なレベルに戻るまで次のクロック・サイクルがスキップされます。2つの降圧レギュレータの上側スイッチは、180°位相をずらしてオンすることで入力電圧リップルを低減させます。

降圧スイッチング・レギュレータのそれぞれが、SWピン、FBピン、SSTTピン、PGOODピン、およびENピンを備えています。イネーブル・ピンには高精度の400mV閾値が設定されており、抵抗分圧器を通じてイネーブル・ピンをもう一方の降圧コンバータの出力に接続することによってイベントベースのパワーアップ・シーケンシングを行うことができます。一方の降圧レギュレータのENピンがローになると、その降圧レギュレータはシャットダウンされ、低静止電流状態になります。両方のENピンがローになると、降圧レギュレータの両方がシャットダウンされ、SWピンはどちらも高インピーダンスになります。そして、LTC3312SAの静止電流は1.4 $\mu$ A(代表値)になります。ENピンのどちらかが400mVのイネーブル閾値を超えると、その降圧レギュレータはイネーブルされます。

降圧レギュレータの両方に、順方向および逆方向電流制限、短絡保護、出力過電圧保護機能、およびスタートアップ時や短絡からの回復時に突入電流を制限するソフトスタート機能が搭載されています。

### 2相、単一出力動作

LTC3312SAは、FB2ピンとSSTT2ピンを $AV_{IN}$ に接続し、EN2ピンをAGNDに接続することで、単一出力、2相、12A降圧レギュレータに容易に構成できます。PGOOD2ピンはフロート状態にするかグラウンドに接続します。EN1ピンが両方のパワー段のイネーブルを制御し、PGOOD1ピンがパワーグッド・インジケータとして機能します。

FB2がハイに接続されたことを検出すると、降圧1のエラー・アンプの出力( $V_C$ )を使用して両方のレギュレータのパワー段を流れるピーク・インダクタ電流を制御します。2相の上側スイッチは、180°位相をずらしてオンすることで入力電圧リップルを低減させます。ピーク・インダクタ電流の2相間の差は、内部のマッチングによって決まり、通常は高電流値で互いの10%以内です。

単相6A構成のインダクタ値を決定する式は、2相12A回路のインダクタの選択にも使用可能です(インダクタの選択については、[アプリケーション情報](#)のセクションを参照してください)。2相出力の総容量は、単相6A構成で計算した値の倍になります(出力コンデンサの選択については、[アプリケーション情報](#)のセクションを参照してください)。

Burst Mode動作中にスリープからウェイクアップする場合は、2相の上側スイッチが遅延なしで最初にオンすることにより、スリープ復帰時の過渡応答を向上させます。180°の位相差は、スリープ復帰後のターンオン動作から始まります。

### 入力電源

$AV_{IN}$ ピンは、 $PV_{IN}$ のノイズをフィルタリングした入力で、内部バンドギャップ・リファレンスと降圧制御回路のバイアスに使用します。 $AV_{IN}$ とAGNDの間には、1 $\mu$ Fの外部フィルタリング・コンデンサを接続してください。また、外部回路によって電流を印加しないでください。 $AV_{IN}$ は、内部の20 $\Omega$ フィルタリング抵抗を通じて $PV_{IN1}$ ピンおよび $PV_{IN2}$ ピンと接続されています。

## 動作

PV<sub>IN1</sub>とPV<sub>IN2</sub>は内部で接続されていません。外部で単一の入力電源に接続してください。PV<sub>IN</sub>ピンのそれぞれがPGNDへの入力バイパス・コンデンサを備えています。

### モード選択

この降圧スイッチング・レギュレータは、MODE/SYNCピンによって設定される3つの異なるモードで動作します。すなわち、パルススキッピング・モード(MODE/SYNCピンをローに設定)、強制連続モード(MODE/SYNCピンをフロート状態に設定)、およびBurst Mode(MODE/SYNCピンをハイに設定)です。MODE/SYNCピンは、両方の降圧スイッチング・レギュレータの動作モードを設定します。

パルススキッピング・モードでは発振器が常に動作し、正のSW遷移がクロックに同期されます。負のインダクタ電流は流れなくなり、軽負荷時には出力電圧のレギュレーションのためにスイッチ・パルスがスキップされます。

強制連続モードでも発振器は常に動作します。上側スイッチはサイクルごとにオンになり、軽負荷時にはインダクタ電流を反転できるようにすることでレギュレーションが維持されます。このモードでは、出力リップルを最小限に抑えながら、固定周波数で降圧レギュレータを動作させることができます。強制連続モードでは、SWピンに流入するインダクタ電流が4A(代表値)に達すると、そのサイクルの残り時間下側スイッチがオフになって、電流が制限されます。

軽負荷時のBurst Mode動作では、レギュレーション・ポイントよりわずかに高い電圧まで出力コンデンサが充電されます。その後レギュレータはスリープ状態になり、その間は出力コンデンサが負荷電流を供給します。スリープ時はレギュレータのほとんどの回路がパワーダウンされて、入力電力を節約します。出力電圧が設定値を下回ると回路の電源がオンになり、新しいバースト・サイクルが開始されます。負荷電流が大きくなるとスリープ時間は短くなります。Burst Mode動作では、軽負荷時にはレギュレータがバースト動作し、高負荷時には固定周波数のPWMモードで動作します。

### 発振器の外部クロックへの同期

LTC3312SAの内部発振器は、MODE/SYNCピンに矩形波クロック信号を入力することにより、内部PLL回路を通じて外部周波数に同期することができます。同期中、降圧1の上側パワー・スイッチのターンオンは、外部周波数源の立上がりエッジにロックされます。降圧2の上側スイッチは、降圧1

に対して180°位相をずらしてターンオンします。同期中、両方の降圧スイッチング・レギュレータは強制連続モードで動作します。スロープ補償は外部クロック周波数に合わせて自動的に調整されます。同期周波数範囲は1MHz～3MHzです。

MODE/SYNCピンの最初の立上がりエッジで外部クロックを検出した後、内部PLLはその動作周波数を徐々に調整して、MODE/SYNCピンの信号の周波数と位相に合わせます。外部クロックの入力を停止すると、LTC3312SAは、外部クロックが供給されなくなったことを約10μs以内に検出します。この間、PLLはクロック・サイクルの供給を続けます。外部クロックが供給されなくなったことが検出されると、発振器はその動作周波数を徐々に調整し、RTピンによって設定された値に合わせます。

### 出力パワー・グッド

どちらの降圧スイッチング・レギュレータにも、外部オープンドレインPGOODピンが備わっており、互いに独立に動作します。レギュレータの出力電圧が公称レギュレーション電圧の-2/+10%(代表値)以内にある場合、出力は正常な状態にあると見なされます。このとき、オープンドレインのPGOODピンは高インピーダンスになり、通常は外付け抵抗によってハイにプルアップされます。そうでない場合、内部プルダウン・デバイスによってPGOODピンはローにプルダウンされます。それぞれのPGOODピンは、対応するレギュレータのENピンがローの場合、V<sub>IN</sub>が低すぎる場合、またはサーマル・シャットダウンした場合にもローにプルダウンされます。ノイズと短時間の出力電圧トランジェントを除去するために、下限閾値には1.1%、上限閾値には2.2%のヒステリシス(それぞれ代表値)があります。また、PGOODピンの遷移には100μs(代表値)の遅延が組み込まれています。

### 出力過電圧保護

出力過電圧イベント、すなわちFBピンの電圧が公称値の110%を超える状態が発生すると、降圧レギュレータの上側パワー・スイッチがオフになります。出力がレギュレーション範囲から外れる状態が100μsを超えると、PGOODピンはローにプルダウンされます。

## 動作

出力過電圧イベントは、通常の動作条件下では発生しません。

### 過熱保護

LTC3312SAが熱によって損傷するのを防ぐため、このデバイスは過熱(OT)保護機能を備えています。ダイ温度が165°C(代表値、未テスト)に達すると、両方の降圧スイッチング・レギュレータがシャットダウンして、ダイ温度が160°C(代表値、未テスト)に下がるまでその状態を維持します。

### ソフトスタート/トラッキング/温度モニタ

ソフトスタート・トラッキング機能は、電源シーケンスを行い、 $V_{IN}$ 突入電流を制限して、スタートアップ出力のオーバーシュートを低減します。降圧レギュレータのそれぞれにはSSTTピンが搭載されており、レギュレータのイネーブル時には4 $\mu$ Aの電流を供給します。SSTTピン電圧がローの場合は、通常FB電圧をレギュレーションするために使用される500mVリファレンスに取って代わります。SSTTピンとグラウンドの間に接続されたコンデンサを使用して、降圧レギュレータそれぞれのソフトスタートの立上がり時間を設定できます。ソフトスタートが完了すると、SSTTピンはLTC3312SAのダイ・ジャンクション温度を表す電圧を維持します。

もう1つの方法として、SSTTピンを $AV_{IN}$ に接続し、ソフトスタート時間のデフォルト値として内部で設定された1msを選択する方法もあります。

SSTTピンがハイに接続された場合は、アクティブ・プルダウン回路がSSTTピンのどちらか、または内部ソフトスタート・ノードに接続されます。故障が発生した場合に、これを使用して放電します。故障が解消すると、ソフトスタート・ランプが再開します。ソフトスタートの電圧上昇をクリアするような故障状態には、ENピンのローへの遷移、 $V_{IN}$ 電圧の過大な低下、またはサーマル・シャットダウンがあります。

### ドロップアウト動作

入力電源電圧が出力電圧に近づくと、最低30ns間(代表値)SWがローになるまで、デューティ・サイクルが増加します。更に電源電圧が減少すると、内部設定された最小SWロー時間に関わらず、メイン・スイッチを1サイクル以上オンのままにして、デューティ・サイクルを増加できるようにします。入力電圧が低下するにしたがってメイン・スイッチは更に長いサイクルの間オンを維持します。オンを維持できる最

大サイクル数は16サイクルです。ドロップアウト時に、最低1回、最小ロー時間が16サイクルごとに発生するようになると、デューティ・サイクルの最大値は99%(代表値)に制限されます。

ドロップアウト状態のとき、出力電圧は、入力電圧を0.99倍した値から、内部のハイサイドMOSFETおよびインダクタでの電圧降下を引いた値になります。

### 低電源電圧動作

LTC3312SAは、入力電源電圧が2.25Vまで低下しても動作するように設計されています。入力電源電圧が低い場合に考慮すべき重要な点は、内部パワー・スイッチの $R_{DS(ON)}$ が大きくなるということです。最も厳しい条件におけるLTC3312SAの消費電力とダイのジャンクション温度は、最も低い入力電圧で計算してください。

### 出力短絡保護と回復

電流コンパレータが上側のパワー・スイッチをオフにするときのピーク・インダクタ電流レベルは、内部 $V_C$ 電圧によって制御されます。出力電流が増加すると、平均インダクタ電流が負荷電流と一致するまで、エラー・アンプが内部 $V_C$ 電圧を上昇させます。LTC3312SAは最大 $V_C$ 電圧をクランプすることによって、インダクタ電流のピーク値を制限します。

出力をグラウンドに短絡させた場合、インダクタにかかる電圧が小さいので、下側のパワー・スイッチをオンにしたときのインダクタ電流の減少は非常に緩やかです。インダクタ電流を制御し続けるために、インダクタ電流の谷に第二の制限がかけられます。下側のパワー・スイッチを通じて測定されるインダクタ電流が、サイクル終了時点で $I_{LIMN}$ より大きい場合、上側のパワー・スイッチはオフに保持されます。後続のスイッチング・サイクルは、インダクタ電流が $I_{LIMN}$ を下回るまでスキップされます。

$V_{FB}$ がレギュレーション値より約100mV以上低下した場合、出力短絡からの回復にはソフトスタート・サイクルが使用できます。この回復過程において、 $V_{FB}$ は約100mVまで速やかに上昇しますが、それ以降はレギュレーション値に達するまでソフトスタート・ランプに従って上昇します。



## アプリケーション情報

### 出力電圧と帰還回路

降圧スイッチング・レギュレータの出力電圧は、出力とFBピンの間に接続する抵抗分圧器で設定されます。式1に従って抵抗値を選んでください。

$$R_A = R_B \left( \frac{V_{OUT}}{500\text{mV}} - 1 \right) \quad (1)$$

図1を参照してください。

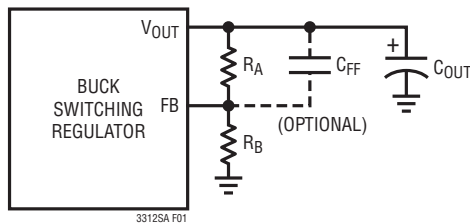


図1. 帰還回路部品

$R_B$ の標準的な値は40k~400kの範囲です。出力電圧の精度を確保するためには、0.1%の抵抗を推奨します。降圧レギュレータの過渡応答は、進相コンデンサ $C_{FF}$ を追加することで改善できます。このコンデンサは、帰還抵抗とFBピンの入力容量によって形成される極を除去するのに役立ちます。容量2pF~40pFのコンデンサをいくつか実験的に使用することで、過渡応答を改善できます。代表的なアプリケーション回路で使用されている値は、出発点として妥当な値です。

### 動作周波数の選択とトレードオフ

動作周波数の選択は、効率、部品サイズ、過渡応答、および入力電圧範囲の間のトレードオフになります。

高周波数動作の利点はインダクタとコンデンサの値を小さくできることです。スイッチング周波数が高ければ制御ループの帯域幅を広くすることができ、結果として過渡応答をより高速にすることができます。スイッチング周波数を高くした場合の欠点は、スイッチング損失が増えるため効率が低下することと、スイッチの最小オン時間が制限されるため入力電圧範囲が狭くなることです。

動作時のデューティ・サイクルの最小値は、降圧レギュレータの最小オン時間によって決まります。アプリケーションの最高スイッチング周波数( $f_{SW(MAX)}$ )は、式2で計算できます。

$$f_{SW(MAX)} = \frac{V_{OUT}}{t_{ON(MIN)} \cdot PV_{IN(MAX)}} \quad (2)$$

ここで、 $PV_{IN(MAX)}$ は最大入力電圧、 $V_{OUT}$ は出力電圧、 $t_{ON(MIN)}$ は上側スイッチの最小オン時間です。この式から、高い $V_{IN}/V_{OUT}$ 比に対応するためには、スイッチング周波数を下げる必要があることが分かります。

LTC3312SAは最大98%のデューティ・サイクルが可能です。したがって、 $V_{IN}$ から $V_{OUT}$ へのドロップアウトは、入力電源電圧の0.98倍、上側スイッチの $R_{DS(ON)}$ 、インダクタのDCR、および負荷電流によって制限されます。

### スイッチング周波数の設定

LTC3312SAは、固定周波数のピーク電流モード制御アーキテクチャを採用しています。スイッチング周波数を設定する方法は3つあります。

1つめは、RTピンを $V_{IN}$ に接続して、スイッチング周波数を公称値2MHzの内部デフォルト値に設定する方法です。

2つめは、RTピンとグラウンドの間に抵抗( $R_T$ )を接続する方法です。周波数は1MHz~3MHzに設定できます。目的のスイッチング周波数を得るために必要な $R_T$ の値を、表1と式3に示します。

$$R_T = \frac{73.4}{f_{SW}} - 1.9 \quad (3)$$

ここで、 $R_T$ の単位はk $\Omega$ です。 $f_{SW}$ は目的のスイッチング周波数(MHz)で、範囲は1MHz~3MHzです。

## アプリケーション情報

表 1.  $R_T$  値とスイッチング周波数の関係

$f_{SW}$ (MHz)	$R_T$ (k $\Omega$ )
1.0	71.5
1.2	59.0
1.4	51.1
1.6	44.2
1.8	39.2
2.0	34.8
2.2	31.6
2.4	28.7
2.6	26.1
2.8	24.3
3.0	22.6

3つめは、外部矩形波クロックをMODE/SYNCピンに印加して内部PLL回路を同期させることによって、スイッチング周波数を設定する方法です。同期周波数範囲は1MHz～3MHzです。矩形波の振幅の谷は0.4V未満、ピークは1.2Vを超えている必要があります。また、ハイ・パルスとロー・パルスの幅は、共に40ns以上でなければなりません。

## インダクタの選択と最大出力電流

インダクタを選択する際の考慮事項は、インダクタンス、RMS電流定格、飽和電流定格、DCR、およびコア損失です。

インダクタ値は式4と式5に基づいて選択します。

$$L \approx \frac{V_{OUT}}{1.8A \cdot f_{SW}} \cdot \left( 1 - \frac{V_{OUT}}{PV_{IN(MAX)}} \right) \text{ for } \frac{V_{OUT}}{PV_{IN(MAX)}} \leq 0.5 \quad (4)$$

$$L \approx \frac{0.25 \cdot PV_{IN(MAX)}}{1.8A \cdot f_{SW}} \text{ for } \frac{V_{OUT}}{PV_{IN(MAX)}} > 0.5 \quad (5)$$

ここで、 $f_{SW}$ はスイッチング周波数、 $PV_{IN(MAX)}$ は最大入力電圧です。

インダクタの過熱を防ぐために、実効値電流定格がアプリケーションの予想最大出力負荷より大きいインダクタを選択してください。過負荷状態および短絡状態を考慮しなければならない場合があります。

更に、インダクタの飽和電流定格(通常は $I_{SAT}$ で表します)が、予想最大負荷電流にインダクタのリップル電流の1/2を加えた値より大きくなるようにしてください(式6)。

$$I_{SAT} > I_{LOAD(MAX)} + \frac{1}{2} \Delta I_L \quad (6)$$

ここで、 $I_{LOAD(MAX)}$ はアプリケーションの最大出力負荷電流、 $\Delta I_L$ は式7で計算されるインダクタのリップル電流です。

$$\Delta I_L = \frac{V_{OUT}}{L \cdot f_{SW}} \cdot \left( 1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \quad (7)$$

より安全に選択するには、 $I_{SAT}$ 定格がLTC3312SAの最大電流制限値より大きいインダクタを使用することです。

高い効率を維持するには、直列抵抗(DCR)が最も小さいインダクタを選択してください。コア材質は、高周波アプリケーション向けのものにしてください。いくつかの推奨インダクタとそのメーカーを表2に示します。

## アプリケーション情報

表 2. 推奨インダクタと代表的仕様値

INDUCTANCE (nH)	I <sub>TEMP</sub> (A)*	I <sub>SAT</sub> (A)	DCR (mΩ)	W × L × H (mm)	MANUFACTURER	MANUFACTURER'S PART NUMBER
220 to 560	9.3 to 5.1	9.3 to 6.7	9.5 to 18.7	3.0 × 3.0 × 1.2	Vishay	IHLP-1212AB-11
330	5.2	6.8	16	2.7 × 2.2 × 1.0	Sumida	252010CDMCCDS-R33MC
330, 470	5.1, 4.9	7.6, 6.7	19, 23 (Max)	2.5 × 2.0 × 1.2	Murata	DFE252012F
330	4.8	6.8	16	2.5 × 2.0 × 1.0	Murata	DFE252010F-R33M
330	5.5	7.3	16	2.5 × 2.0 × 1.0	Cyntec	HMLQ25201T-R33MSR
330	5.5	8.3	14	3.0 × 3.0 × 2.0	Würth Elektronik	744383360033
250	5.5	12	10	3.2 × 2.5 × 1.5	Würth Elektronik	74479290125
240	6	9.5	18	2.5 × 2.0 × 1.0	NIC	NPIM20LP
240	6.5	7.5	15	2.0 × 1.6 × 1.0	NIC	NPIM26LP
240	5.2	6.5	19	2.2 × 1.8 × 1.0	Sumida	201610CDMCCDS-R24MC
240	5	6.6	19 (Max)	2.0 × 1.6 × 1.2	Murata	DFE201612E-R24M
240	4.7	6.3	20 (Max)	2.0 × 1.6 × 1.0	Murata	DFE201610E-R24M
220	5.9	7.0	9.4	2.5 × 2.0 × 1.0	Cyntec	HMLB25201T-R22MSR-01
220	7.4	7.1	8.4	2.5 × 2.0 × 1.2	Vishay	IHHP1008ABERR22M01
220	8.0	7.0	13 (Max)	2.5 × 2.0 × 1.2	XFRMS	XFHCL43LT-R22M
72 to 560	23.6 to 8.1	16.0 to 6.5	2.85 to 21.5	3.2 × 3.5 × 1.5	Coilcraft	XEL3515
110	5.5	8.8	12 (Max)	2.0 × 1.2 × 1.0	Murata	DFE201210S-R11M
100	11.13	7.38	7.31	3.3 × 3.3 × 1.0	Vishay	IHLP1212AZEER10M5A
100 to 470	5.6 to 12	5.8 to 10	4 to 19	2.5 × 2.0 × 1.2	TDK	TFM252012ALMA

\*PCBの熱特性に大きく依存します。

## アプリケーション情報

### 入力コンデンサ

LTC3312SAの入力は、2個以上のセラミック・コンデンサを用いてデバイスの近くでバイパスし、各PV<sub>IN</sub>ピンの近くに1つは配置してください。各コンデンサのグラウンドは、PCBの表面層に形成された幅の広いパターンに接続し、このパターンを使用してピン9、10と露出パッドを接続してください。これらのコンデンサのサイズは0603または0805とします。もっと小さな0201コンデンサをできるだけ近づけてPV<sub>IN1</sub>とPGNDの間、およびPV<sub>IN2</sub>とPGNDの間に配置することでも、アプリケーションのフットプリント増加を最小限に抑えながら入力ノイズを低減させることができます。詳細についてはPCBレイアウト時の考慮事項のセクションを参照してください。温度や入力電圧の変動に対して最良の性能を実現するには、X7RまたはX5Rコンデンサを推奨します(表3を参照)。スイッチング周波数が低いほど、より大きな入力容量が必要になることに注意してください。入力電源のインピーダンスが高い場合、あるいは長い配線やケーブルによって大きなインダクタンスが存在する場合は、更に大きい容量が必要になることがあります。これには電解コンデンサを使用できます。

セラミック入力コンデンサにパターンまたはケーブルのインダクタンスが組み合わさることにより、高品質の(減衰しにくい)タンク回路が構成されます。LTC3312SA回路を通電状態の電源に接続すると、入力電圧が公称値の2倍まで上昇して、LTC3312SAの定格電圧を超えるおそれがありますが、この状況は簡単に回避できます(アプリケーション・ノートAN88を参照)。

表3. セラミック・コンデンサのメーカー

VENDOR	URL
AVX	<a href="http://www.avxcorp.com">www.avxcorp.com</a>
Murata	<a href="http://www.murata.com">www.murata.com</a>
TDK	<a href="http://www.tdk.com">www.tdk.com</a>
Taiyo Yuden	<a href="http://www.t-yuden.com">www.t-yuden.com</a>
Samsung	<a href="http://www.samsungsem.com">www.samsungsem.com</a>
Würth Elektronik	<a href="http://www.we-online.com">www.we-online.com</a>

### 出力コンデンサ、出力リップル、過渡応答

出力コンデンサには2つの重要な役割があります。まず、インダクタと共に、LTC3312SAによって生成される矩形波をフィルタリングすることでDC出力を発生させます。この操作は出力リップルを決定するので、スイッチング周波数におけるイン

ピーダンスを小さくすることが重要です。2つめの役割は、トランジェントな負荷を吸収してLTC3312SAの制御ループを安定させるためにエネルギーを保存することです。

LTC3312SAは、高速過渡応答性能を得るために、広い帯域幅で動作するように内部補償され、設計されています。C<sub>OUT</sub>の選択はシステムの帯域幅に影響を与えますが、過渡応答はV<sub>OUT</sub>、V<sub>IN</sub>、f<sub>SW</sub>、その他の要因の影響も受けます。式8によって与えられる出力容量値は、おおよその出発点として適した値です。

$$C_{OUT} = 20 \cdot \frac{I_{MAX}}{f_{SW}} \sqrt{\frac{0.5}{V_{OUT}}} \quad (8)$$

ここで、C<sub>OUT</sub>は出力コンデンサの推奨値(μF)、f<sub>SW</sub>はスイッチング周波数(MHz)、I<sub>MAX</sub> = 6Aは1相あたりの定格出力電流(A)、V<sub>OUT</sub>は出力電圧(V)です。

出力コンデンサの値を小さくするとスペースとコストを節約できますが、過渡応答性能が低下するのでループ安定性の検証が必要になります。

セラミック・コンデンサは等価直列抵抗(ESR)が非常に小さく、最良の出力リップル性能と過渡応答性能が得られます。X5RまたはX7Rセラミック・コンデンサを使用してください(表3を参照)。低ESLの反転構成、または3端子のセラミック・コンデンサを使用することにより、更に優れた出力リップル性能と過渡応答性能を実現できます。

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に増加させて負荷に対応できるようになるまで、出力コンデンサが即座に電流を供給して負荷に対応する必要があります。帰還ループの応答に要する時間は、補償部品と出力コンデンサのサイズに依存します。負荷ステップへの応答には通常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。出力ドロップV<sub>DROOP</sub>は、V<sub>OUT</sub>、V<sub>IN</sub>、f<sub>SW</sub>、t<sub>ON(MIN)</sub>、出力コンデンサの等価直列インダクタンス(ESL)、その他の要因に影響されますが、通常は、最初のサイクルの直線的低下の約3倍になります(式9)。

$$V_{DROOP} = \frac{3 \cdot \Delta I_{OUT}}{C_{OUT} \cdot f_{SW}} \quad (9)$$

過渡応答性能と制御ループの安定性は、C<sub>OUT</sub>を大きくすることや、V<sub>OUT</sub>とF<sub>B</sub>の間にフィードフォワード・コンデンサC<sub>FF</sub>を追加することによって改善できます。コンデンサC<sub>FF</sub>は、位

## アプリケーション情報

相マージンと高周波応答を改善する高周波ゼロを発生させることで、進相補償を行います。代表的なアプリケーション回路で使用されている値は、出発点として妥当な値です。LTpowerCAD<sup>®</sup>は、C<sub>FF</sub>とC<sub>OUT</sub>を最適化して必要な過渡性能を実現する助けとなる、有効なツールです。

過渡的な負荷をかけてシステムの応答を監視する方法、あるいはネットワーク・アナライザを使用して実際のループ応答を測定する方法が、過渡性能と制御ループの安定性を実験的に検証し、C<sub>FF</sub>とC<sub>OUT</sub>を最適化する2つの方法です。

負荷過渡応答法を使用して制御ループを安定化する場合、立ち上がり時間が非常に高速で、全負荷電流の20%～100%の大きさを持つ出力電流パルスを加えます。これにより、出力電圧にトランジェントが生じます。V<sub>OUT</sub>を監視して、安定性に問題があることを示すオーバーシュートやリングングの有無を確認してください(アプリケーション・ノート AN149を参照)。

### 出力電圧の検出

LTC3312SAのAGNDピンは、バンドギャップ電圧リファレンスを含む内部アナログ回路のグラウンド・リファレンスです。単一出力、2相のアプリケーションにおいては、AGNDピンを負荷側にある出力コンデンサ(C<sub>OUT</sub>)の負端子に接続することで負荷レギュレーションを改善させることができます。高電流電源のグラウンド・リターン・パスにおける低下が補償されます。FB抵抗分圧器やR<sub>T</sub>抵抗などのすべての信号部品は、AGNDノードを基準とする必要があります。AGNDはほとんど電流を流さないため、最小サイズのパターンで済みます。

デュアルの構成で使用するアプリケーションにおいては、FB抵抗分圧器、R<sub>T</sub>抵抗のグラウンド、AV<sub>IN</sub>コンデンサのグラウンドをAGNDピンにデバイスの近くで接続してください。ビアを使用してAGNDを低抵抗のグラウンド・プレーンに接続することで、降圧レギュレータの出力コンデンサの負端子とAGNDの間に生じる電圧降下を最小限に抑えることができます。

### イネーブル閾値の設定

LTC3312SAの降圧レギュレータのそれぞれには、イネーブル／ディスエーブルするための高精度閾値イネーブル・ピンが搭載されています。両方をローにすると、デバイスは低電流シャットダウン・モードになります。

ENコンパレータの立ち上がり閾値はどちらも400mVで、50mVのヒステリシスがあります。シャットダウン機能を使わない場合は、ENピンをAV<sub>IN</sub>に接続します。PV<sub>IN</sub>ピンとENピンの間に抵抗分圧器を追加すると、PV<sub>IN</sub>が所定の電圧を超えた場合のみ出力をレギュレーションするようにLTC3312SAを設定できます。通常、この閾値V<sub>IN(EN)</sub>は、入力電源を電流制限しているか、ソース抵抗が比較的大きい場合に使用します。スイッチング・レギュレータは、その入力電源からほぼ一定の電力を取り出すので、電源電圧が低下すると電源電流が増大します。これは電源からすると負の抵抗負荷のように見え、低電源電圧条件下では、電源の電流が制限されたりローにラッチされたりすることがあります。V<sub>IN(EN)</sub>閾値は、問題が生じる可能性があるような電源電圧でレギュレータが動作するのを防ぎます。図2から、この閾値は、式10の条件を満たすようにR1とR2の値を設定することによって調整できます。

$$PV_{IN(EN)} = \left( \frac{R1}{R2} + 1 \right) \cdot 400mV \quad (10)$$

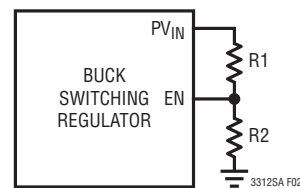


図2. EN分圧器

降圧レギュレータは、PV<sub>IN</sub>がPV<sub>IN(EN)</sub>より高くなるまでオフを維持します。降圧レギュレータは、PV<sub>IN</sub>が0.875・PV<sub>IN(EN)</sub>まで低下して、ENが350mVになるまでイネーブルのままです。

あるいは、第1の降圧レギュレータの出力と第2の降圧レギュレータのENピンの間に抵抗分圧器を接続することで、第1のレギュレータが安定状態に達すると第2のレギュレータをイネーブルできるため、イベントベースのパワーアップ・シーケンスを行うことができます。この場合、式10のPV<sub>IN(EN)</sub>を、第2のレギュレータをイネーブルするために必要な第1のレギュレータの出力電圧(例えばレギュレーション値の90%)に置き換えてください。

### 出力電圧のトラッキングとソフトスタート

各降圧レギュレータには独立したSSTTピンが搭載されています。降圧レギュレータがイネーブルのときは内部の4μA電流でSSTTピンがプルアップされているため、SSTTとAGND



## アプリケーション情報

の間に接続された外付けコンデンサから、式11を使用してソフトスタート時間を設定できます。

$$t_{ss} = C_{SS} \cdot 500\text{mV}/4\mu\text{A} \quad (11)$$

0V~0.5Vの範囲では、SSTT 電圧がエラー・アンプへの内部0.5Vリファレンス入力より優先されるので、FBピン電圧はSSTTピンの電圧にレギュレーションされます。SSTTが0.5Vを超えると、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電圧にレギュレーションされます。

もう1つの方法として、SSTTピンをAV<sub>IN</sub>に接続し、ソフトスタート時間のデフォルト値として内部で設定された1msを選択する方法もあります。

SSTTピンがハイに接続された場合は、アクティブ・プルダウン回路がSSTTピンのどちらか、または内部ソフトスタート・ノードに接続されます。故障が発生した場合に、これを使用して放電します。故障が解消すると、ソフトスタート・ランプが再開します。ソフトスタートの電圧上昇をクリアするような故障状態には、ENピンのローへの遷移、V<sub>IN</sub>電圧の過大な低下、またはサーマル・シャットダウンがあります。

図2(上図)と図3(下図)は、ENピン、SSTTピン、PGOODピンを使用してパワーアップ・シーケンスを制御する方法の例を示しています。

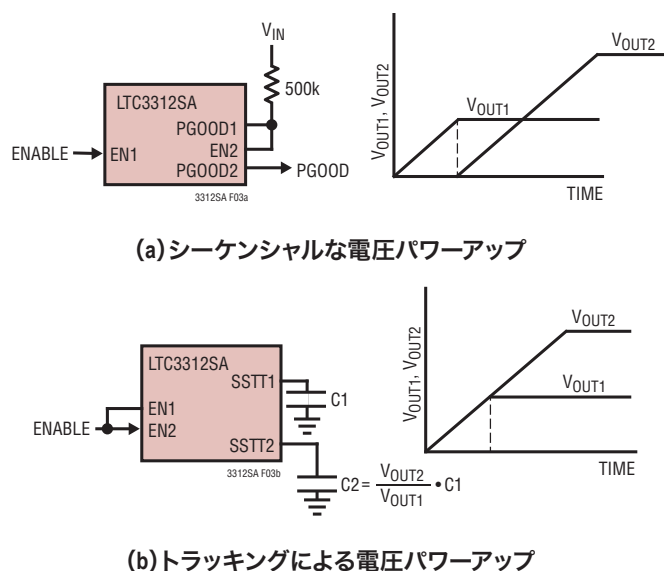


図3. パワーアップ・シーケンス

## 温度モニタ

ソフトスタート・サイクルが完了し、出力パワーグッドのフラグがハイになると、SSTTピン電圧はPTAT(絶対温度に比例した)電圧にセットされます。以下の手順を使用してダイのジャンクション温度を正確に測定します。

- 両方の降圧レギュレータが無負荷状態のときに、周囲温度(T<sub>A</sub>)とSSTTピン電圧(V<sub>SSTT</sub>)の1つを測定します。式12を使用して、温度検出回路のスロープを計算します。

$$\text{Slope (V/°K)} = \frac{V_{SSTT}}{T_A + 273} \quad (12)$$

- 次に、補正したスロープを使用して、様々な負荷条件や周囲条件でのダイ温度を式13から正確に決定します。

$$T_{JDIE}(\text{°C}) = \frac{V_{SSTT}}{\text{Slope}} - 273 \quad (13)$$

出力電圧がレギュレーション範囲内から外れるかディスエーブルになり、PGOODピンがローにプルダウンされると、SSTTピンは温度を通知しなくなります。

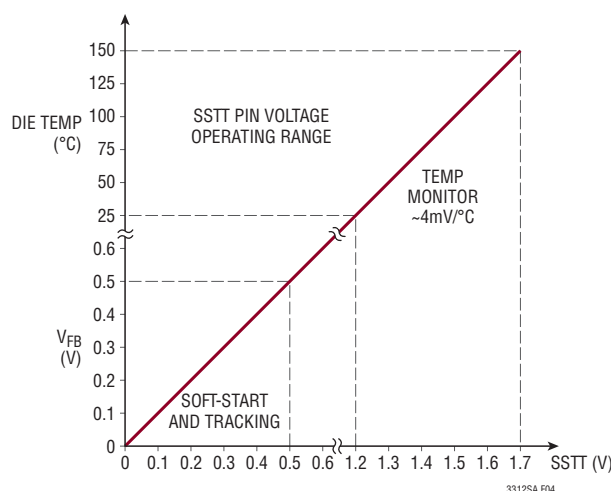


図4. ソフトスタートと温度モニタ動作

## PCBレイアウト時の考慮事項

LTC3312SAは、高効率かつ高速過渡応答が得られるように設計された高性能ICです。最適な結果を得るためにPCBボードのレイアウトは注意深く行い、適切に動作させるた

## アプリケーション情報

め、以下の推奨事項に従ってください。推奨PCBレイアウトについては図5を参照してください。

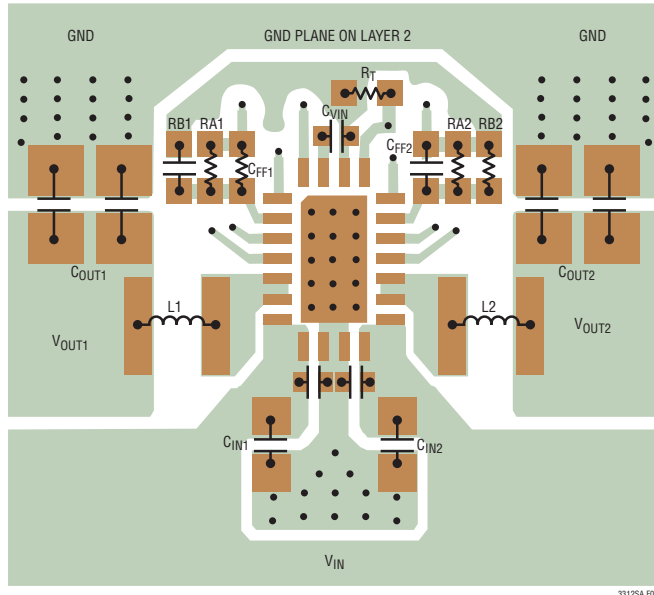


図5. 推奨PCBレイアウト

1. パッケージの露出パッド(ピン23)を、表面層に最も近い層にあり、アプリケーション回路の直下にある広く切れ目のないグラウンド・プレーンに接続します。これにより熱抵抗と電気インピーダンスを最小限に抑えます。更に、表面層で露出パッドとピン9、10を接続します。サーマル・ビアおよびハンダ・ステンシルの適切なサイズとレイアウトについては、アナログ・デバイセズのアプリケーション・ノート「Application Notes for Thermally Enhanced Leaded Plastic Packages」を参照してください。
2. 入力電源ピンのPV<sub>IN1</sub> (ピン7、8)およびPV<sub>IN2</sub> (ピン11、12)の近くにデカップリング・コンデンサを配置し、このコンデンサのグラウンド側は、表面層からグラウンド・プレーンにピン9、10近くで接続します。これらのコンデンサは、内蔵のパワーMOSFETおよびそのドライバにAC電流を供給します。これらのコンデンサには大きなスイッチド電流が流れるため、0603などの小さいケース・サイズを選択し基板の表面層でピンの近くに配置することで、コンデンサのインダクタンスを最小限に抑えることが重要です。

更にインダクタンスと入力ノイズを小さくするには、もっと小さい0201コンデンサを、PV<sub>IN1</sub>とPGND、およびPV<sub>IN2</sub>とPGNDの間に並列、かつできるだけピンの近くに配置します。

3. 両方の降圧レギュレータのインダクタをLTC3312SAと同じ面に配置します。SW1、SW2とインダクタを接続するスイッチング電源パターンは、放射EMIと寄生カップリングを軽減するため、できるだけ短くします。スイッチング・ノードの電圧振幅が大きいため、帰還ノードなどの高インピーダンスで敏感なノードはSW1(ピン5、6)およびSW2(ピン13、14)から離れたところに配置するかシールドしてください。インダクタと出力コンデンサの間のパターンはできるだけ短くしてください。
4. FB、R<sub>T</sub>、およびSSTTに接続する部品のグラウンド側はAGND(ピン20)に接続してください。AV<sub>IN</sub>(ピン21)とAGNDの間には、ピンの近くで1μFのデカップリング・コンデンサを接続してください。グラウンド・プレーンにAGNDのパターンからも過渡電流が流れるとAGNDのリファレンス回路に電圧ノイズが発生するので、これを防止するため、全レイアウトにおいてAGNDとPCBのグラウンド・プレーンとは1か所のみで接続してください。

デュアル構成のアプリケーションでは、AGNDピンを、ピンの近くで単一のビアを介してグラウンド・プレーンと接続してください。低抵抗で切れ目のないグラウンド・プレーンを使用することで、出力コンデンサの負端子とAGNDの間に生じる電圧降下を最小限に抑えることができます。

2相、単一出力の設計では、AGNDピンを負荷の出力コンデンサ(C<sub>OUT</sub>)の負端子に接続することも可能です。これにより、負荷のグラウンドとLTC3312SAの電圧リファレンスのグラウンドの間に電圧降下が生じるため、負荷レギュレーションは低下します。AGNDノードはほとんど電流を流さないため、最小サイズのパターンで済みます。FB、R<sub>T</sub>、SSTTに接続する部品のグラウンド側、およびAV<sub>IN</sub>コンデンサのグラウンドはAGNDノードに接続してください。

## アプリケーション情報

## 高温に関する考慮事項

LTC3312SAから効率よく放熱するには、PCBのレイアウトに細心の注意を払う必要があります。パッケージ下面の露出パッドを、表面層に最も近い層にあり、アプリケーション回路の直下にある広く切れ目のないグランド・プレーンに接続します。熱的および電氣的なインピーダンスを最小限に抑えるために、多数のビアを配置します。PGNDピンは、最上層のグランド・プレーンに直接ハンダ付けします。最上層のグランド・プレーンは、多数のサーマル・ビアを使って下層にあるグランド・プレーンに接続します。これらの層は、LTC3312SAが放出する熱を拡散します。図6は、露出パッド付き熱強化型LQFNパッケージの簡略化した熱的模式図で、シリコン・ダイと熱的な評価指標が示されています。電流源はダイ上の電力損失 $P_D$ を表し、ノード電圧は温度を表しています。また、電氣的インピーダンスは伝導熱抵抗 $\theta_{JCBOTTOM}$ 、 $\theta_{JCTOP}$ 、 $\theta_{VIA}$ 、 $\theta_{CB}$ 、および対流熱抵抗 $\theta_{BA}$ と $\theta_{CA}$ を表しています。ジャンクション温度 $T_J$ は、式14により周囲温度 $T_A$ から計算できます。

$$T_J = T_A + P_D \cdot \theta_{JA} \quad (14)$$

ここで、 $\theta_{JCTOP} + \theta_{CA}$ のパスを無視すると次式が得られます。

$$\theta_{JA} \approx \theta_{JCBOTTOM} + \left( \frac{\theta_{CB} + \theta_{BA}}{2} \right) \parallel \left( \frac{\theta_{CB} + \theta_{BA}}{2} + \theta_{VIA} \right) \quad (15)$$

ここで、 $\theta_{JCBOTTOM} = 4.0^\circ\text{C/W}$ です。ピン配置のセクションに記載されている $\theta_{JA} = 23^\circ\text{C/W}$ という値は、デモ・ボードにおける値です。

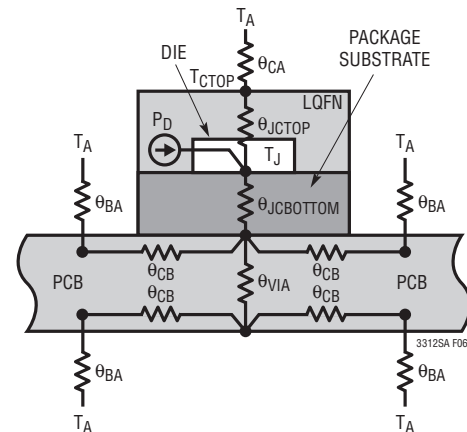


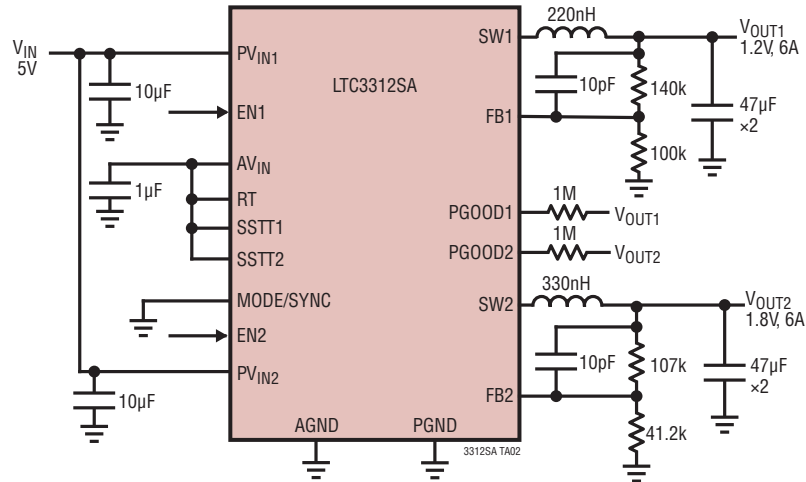
図6. サーマル・ビアがヒート・シンクの役割を果たす多層PCB

$\theta_{JCBOTTOM}$ が低い値であるということは、 $\theta_{JA}$ が $(\theta_{CB} + \theta_{BA})$ および $\theta_{VIA}$ に支配されていることを意味します。デバイスの露出パッドの近くで、最上層のグランド・プレーンから多数の低熱抵抗のビアを使って下層にあるグランド・プレーンに接続することで、 $\theta_{VIA}$ を最小にします。 $(\theta_{CB} + \theta_{BA})$ を最小限に抑えるには、より広くて切れ目がなく、銅の重量も大きいグランド・プレーンを使用します。サーマル・ビアおよびハンダ・ステンシルの適切なサイズとレイアウトについては、アプリケーション・ノート「Application Notes for Thermally Enhanced Leaded Plastic Packages」を参照してください。最大負荷電流は、周囲温度が最大ジャンクション温度定格値に近づくに従ってデレーティングする必要があります。LTC3312SA内での消費電力は、効率測定値から合計電力損失を計算して、そこからインダクタ損失を減じることによって予測します。

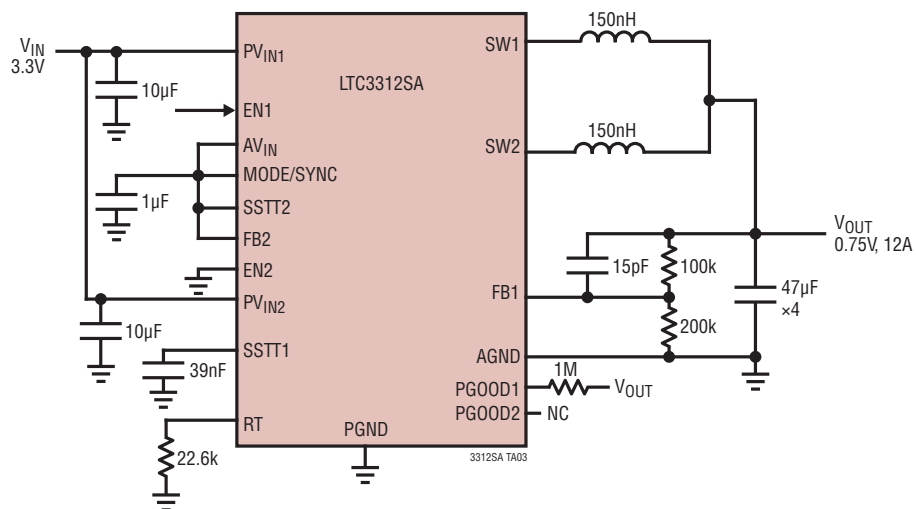


## 標準的応用例

デュアル1.2Vおよび1.8V、2MHz、6A、 $V_{IN} = 5V$ 、パルススキッピング・モード

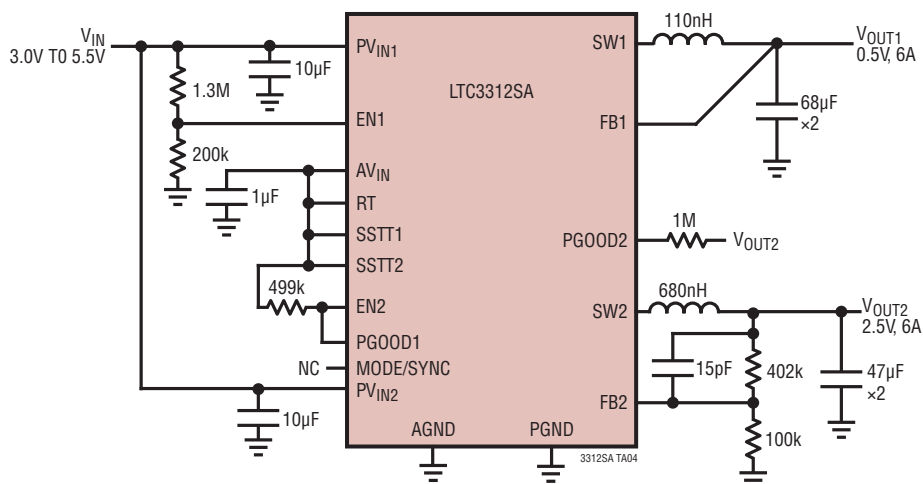


単一出力2相、0.75V、3MHz、12A、 $V_{IN} = 3.3V$ 、 $t_{SS} = 4.9ms$ 、Burst Mode動作

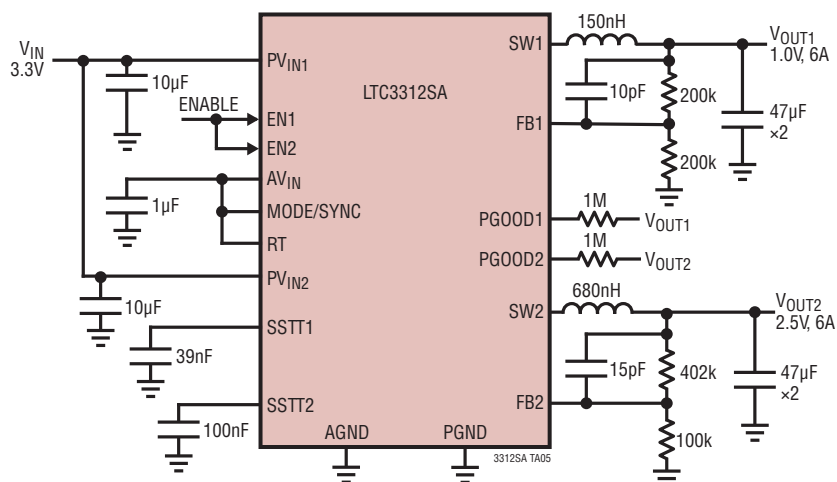


## 標準的応用例

デュアル0.5Vおよび2.5V、2MHz、6A、UVLO = 3.0V、  
シーケンシャル・パワーアップ・シーケンシング ( $V_{OUT1}$  から駆動)、強制連続モード

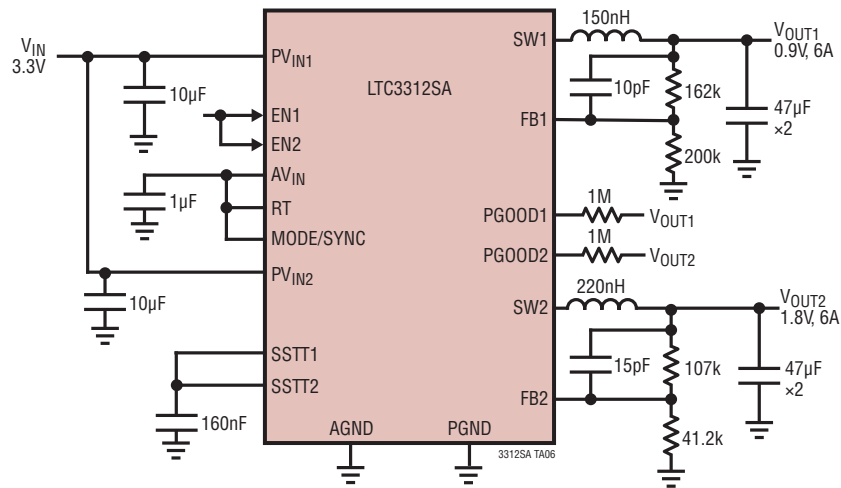


デュアル1.0Vおよび2.5V、2MHz、6A、 $V_{IN} = 3.3V$ 、  
電圧トラッキング・パワーアップ・シーケンシング ( $t_{SS1} = 4.9ms$ 、 $t_{SS2} = 12.5ms$ )、Burst Mode動作

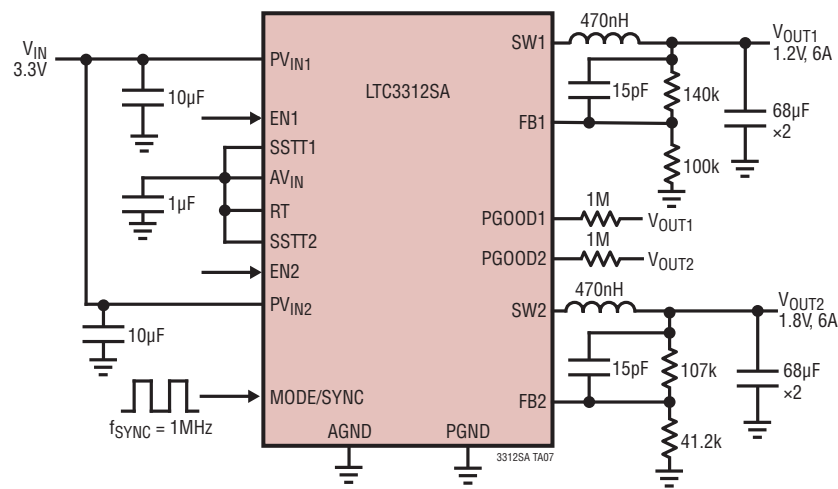


## 標準的応用例

デュアル0.9Vおよび1.8V、2MHz、6A、 $V_{IN} = 3.3V$ 、Burst Mode動作  
レシオメトリック・パワーアップ、 $t_{SS} = 10ms$

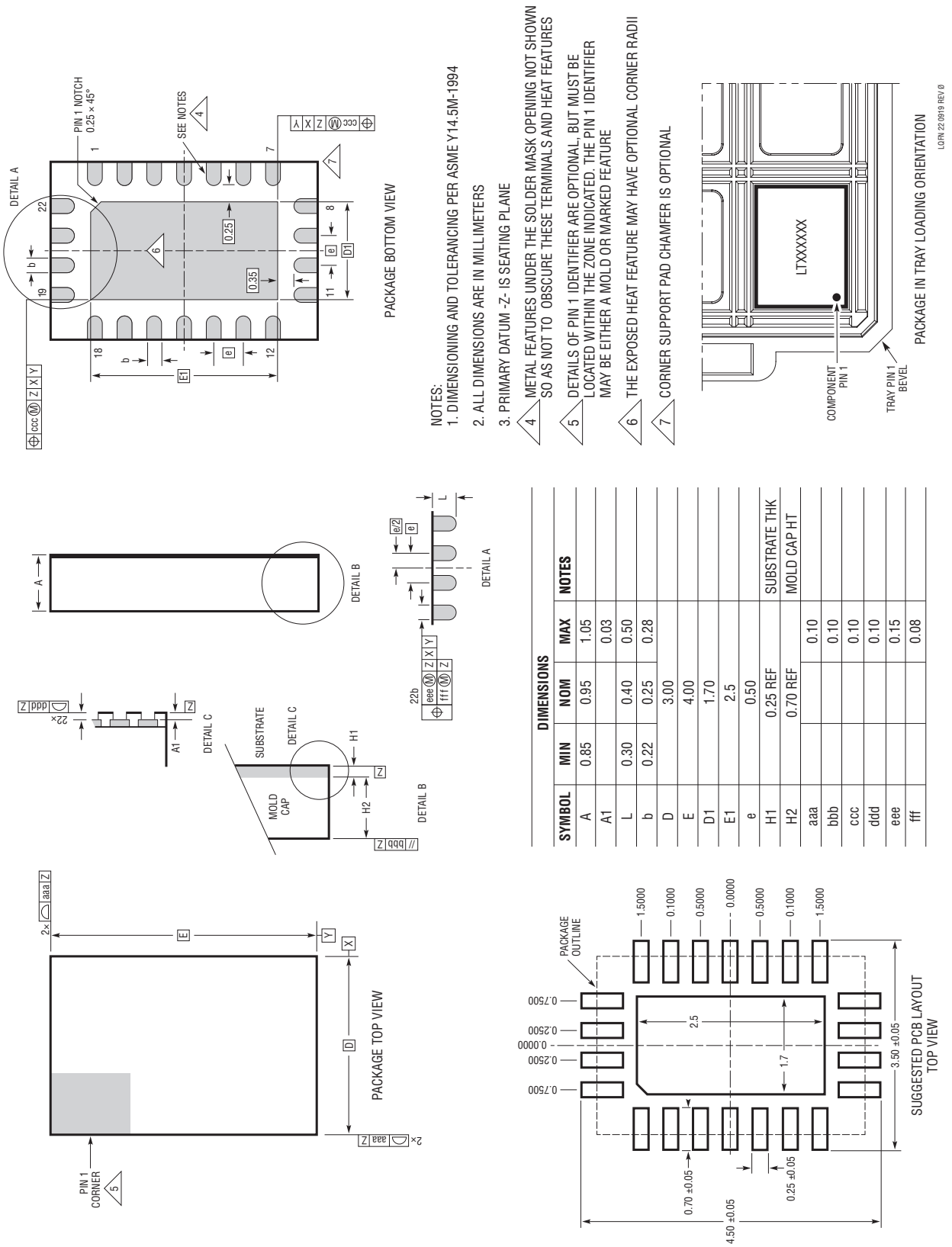


デュアル1.2Vおよび1.8V、1MHz、6A、 $V_{IN} = 3.3V$ 、1MHzに同期



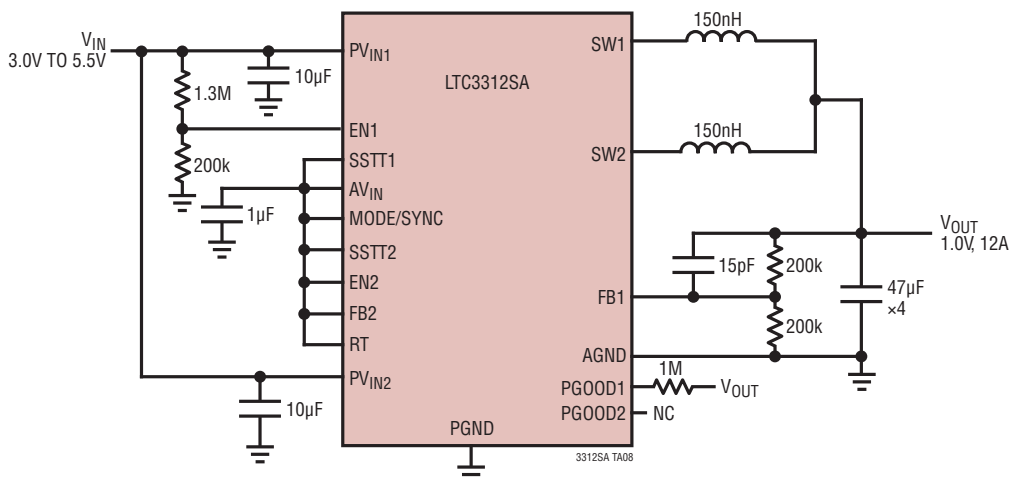
パッケージの説明

LQFN Package  
22-Lead (4mm × 3mm × 0.95mm)  
(Reference LTC DWG # 05-08-7012 Rev 0)



## 標準的応用例

単一出力2相、1.0V、2MHz、12A、UVLO = 3.0V、Burst Mode動作



## 関連製品

製品番号	概要	注釈
<a href="#">LTC3309A/</a> <a href="#">LTC3309B</a>	5V、6A 同期整流式降圧 Silent Switcher	モノリシック同期整流式降圧 DC/DC コンバータ、最大 3MHz/10MHz までのスイッチング周波数で 6A を供給、超低 EMI 放射の Silent Switcher アーキテクチャ、2.25V~5.5V の入力動作範囲、±1% の精度で 0.5V~VIN の出力電圧範囲、PGOOD 通知、RT プログラミング、SYNC 入力、2mm × 2mm LQFN
<a href="#">LTC3315A/</a> <a href="#">LTC3315B</a>	デュアル 5V、2A 同期整流式降圧 DC/DC コンバータ	デュアル、モノリシック同期整流式降圧レギュレータ、それぞれ最大 3MHz/10MHz までのスイッチング周波数で 2A を供給、2.25V~5.5V の入力動作範囲、±1% の精度で 0.5V~VIN の出力電圧範囲、PGOOD 通知、SYNC 入力、2mm × 2mm LQFN
<a href="#">LTC3310/</a> <a href="#">LTC3310S</a> <a href="#">LTC3311/</a> <a href="#">LTC3311S</a>	5V、10A/12.5A 同期整流式降圧 Silent Switcher/Silent Switcher	モノリシック同期整流式降圧 DC/DC コンバータ、最大 5MHz までのスイッチング周波数で 10A/12.5A を供給、超低 EMI 放射の Silent Switcher アーキテクチャ、2.25V~5.5V の入力動作範囲、±1% の精度で 0.5V~VIN の出力電圧範囲、PGOOD 通知、RT プログラミング、SYNC 入力、電力段の並列構成が可能、3mm × 3mm LQFN
<a href="#">LTC3308A/</a> <a href="#">LTC3308B</a>	5V、4A 同期整流式降圧 Silent Switcher	モノリシック同期整流式降圧 DC/DC コンバータ、最大 3MHz/10MHz までのスイッチング周波数で 4A を供給、超低 EMI 放射の Silent Switcher アーキテクチャ、2.25V~5.5V の入力動作範囲、±1% の精度で 0.5V~VIN の出力電圧範囲、PGOOD 通知、RT プログラミング、SYNC 入力、2mm × 2mm LQFN
<a href="#">LTC3307A/</a> <a href="#">LTC3307B</a>	5V、3A 同期整流式降圧 Silent Switcher	モノリシック同期整流式降圧 DC/DC コンバータ、最大 3MHz/10MHz までのスイッチング周波数で 3A を供給、超低 EMI 放射の Silent Switcher アーキテクチャ、2.25V~5.5V の入力動作範囲、±1% の精度で 0.5V~VIN の出力電圧範囲、PGOOD 通知、RT プログラミング、SYNC 入力、2mm × 2mm LQFN
<a href="#">LTC3616</a>	5.5V、6A、4MHz、同期整流式降圧レギュレータ	95% 効率、VIN: 2.25V~5.5V、VOUT(MIN) = 0.8V、IQ = 64µA、ISD < 1µA、4mm × 4mm QFN-16 パッケージ