

## ADP1612/ADP1613

### 特長

#### 電流制限値

ADP1612 : 1.4 A

ADP1613 : 2.0 A

#### 最小入力電圧

ADP1612 : 1.8 V

ADP1613 : 2.5 V

650 kHz または 1.3 MHz の PWM 周波数のピン選択

調整可能な出力電圧 : 最大 20 V

調整可能なソフトスタート

低電圧ロックアウト

サーマル・シャットダウン

8 ピン MSOP

### アプリケーション

TFT LCD バイアス電源

ポータブル・アプリケーション

産業/計測用機器

### 概要

ADP1612/ADP1613 は、最大 20 V の出力電圧が可能なパワー・スイッチ内蔵のステップアップ DC/DC スイッチング・コンバータです。パッケージの高さが 1.1 mm 未満であるため、ポータブル・デバイスや薄膜トランジスタ (TFT) 液晶ディスプレイ (LCD) など、実装スペースに制約があるアプリケーションに最適です。

ADP1612/ADP1613 は電流モードのパルス幅変調 (PWM) で動作し、変換効率は最大 94% になります。調整可能なソフトスタート機能により、イネーブル時の突入電流を防ぐことができます。ピンで選択可能なスイッチング周波数と PWM 電流モードのアーキテクチャによって、優れた過渡応答性や簡単なノイズ・フィルタリングが得られ、小型で低価格な外付けインダクタとコンデンサを使用することができます。その他の特長として、低電圧ロックアウト (UVLO)、サーマル・シャットダウン (TSD)、ロジック制御イネーブルなどがあります。

鉛フリーの 8 ピン MSOP パッケージを採用しています。

### 代表的なアプリケーション回路

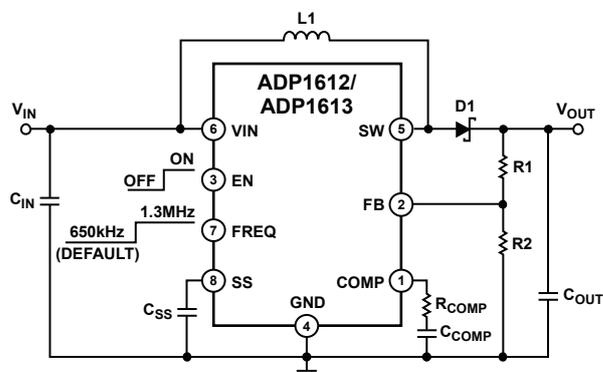


図 1. ステップアップ・レギュレータの構成

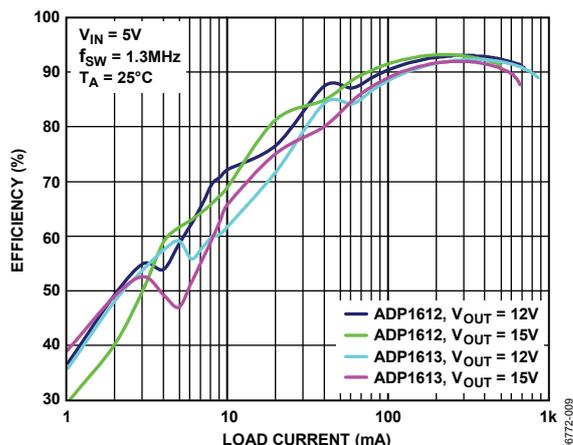


図 2. ADP1612/ADP1613 の出力電圧別の効率

## 目次

特長.....	1	低電圧ロックアウト (UVLO) .....	12
アプリケーション.....	1	イネーブル/シャットダウン制御 .....	12
代表的なアプリケーション回路 .....	1	アプリケーション情報 .....	13
概要.....	1	出力電圧の設定.....	13
改訂履歴.....	2	インダクタの選択.....	13
仕様.....	3	入出力コンデンサの選択 .....	13
絶対最大定格 .....	4	ダイオードの選択.....	14
熱抵抗.....	4	ループ補償.....	14
境界条件.....	4	ソフトスタート用コンデンサ .....	15
ESDに関する注意.....	4	代表的なアプリケーション回路.....	16
ピン配置と機能の説明 .....	5	ステップアップ・レギュレータ .....	16
代表的な性能特性 .....	6	ステップアップ・レギュレータ回路の例.....	16
動作原理.....	11	SEPIC コンバータ .....	22
電流モード PWM 動作.....	11	TFT LCD バイアス電源 .....	22
周波数の選択.....	11	PC ボードのレイアウトのガイドライン .....	24
ソフトスタート.....	11	外形寸法.....	25
サーマル・シャットダウン (TSD) .....	12	オーダー・ガイド.....	25

## 改訂履歴

### 9/09—Rev. 0 to Rev. A

Changes to Figure 45.....	17
Changes to Figure 48 and Figure 51 .....	18
Changes to Figure 54 and Figure 57 .....	19
Changes to Figure 60 and Figure 63 .....	20
Changes to Figure 66 and Figure 69 .....	21
Changes to Figure 72.....	22
Changes to Ordering Guide .....	25

### 4/09—Revision 0: Initial Version

## 仕様

特に指定のない限り、 $V_{IN} = 3.6\text{ V}$ 。最大値と最小値は  $T_J = -40\sim+125^\circ\text{C}$  で保証されています。代表値は  $T_J = 25^\circ\text{C}$  で規定されています。特に指定のない限り、極限温度での限界値はすべて、標準的な統計品質管理 (SQC) による相関性と特性評価で保証しています。

表 1.

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
<b>SUPPLY</b>						
Input Voltage	$V_{IN}$	ADP1612 ADP1613	1.8 2.5		5.5 5.5	V V
Quiescent Current						
Nonswitching State	$I_Q$	$V_{FB} = 1.5\text{ V}$ , $FREQ = V_{IN}$ $V_{FB} = 1.5\text{ V}$ , $FREQ = GND$		900 700	1350 1300	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
Shutdown	$I_{QSHDN}$	$V_{EN} = 0\text{ V}$		0.01	2	$\mu\text{A}$
Switching State <sup>1</sup>	$I_{QSW}$	$FREQ = V_{IN}$ , no load $FREQ = GND$ , no load		4 2.2	5.8 4	$\text{mA}$ $\text{mA}$
Enable Pin Bias Current	$I_{EN}$	$V_{EN} = 3.6\text{ V}$		3.3	7	$\mu\text{A}$
<b>OUTPUT</b>						
Output Voltage	$V_{OUT}$		$V_{IN}$		20	V
Load Regulation		$I_{LOAD} = 10\text{ mA to }150\text{ mA}$ , $V_{IN} = 3.3\text{ V}$ , $V_{OUT} = 12\text{ V}$		0.1		$\text{mV/mA}$
<b>REFERENCE</b>						
Feedback Voltage	$V_{FB}$		1.2041	1.235	1.2659	V
Line Regulation		ADP1612, $V_{IN} = 1.8\text{ V to }5.5\text{ V}$ ; ADP1613, $V_{IN} = 2.5\text{ V to }5.5\text{ V}$		0.07	0.24	%/V
<b>ERROR AMPLIFIER</b>						
Transconductance	$G_{MEA}$	$\Delta I = 4\ \mu\text{A}$		80		$\mu\text{A/V}$
Voltage Gain	$A_V$			60		dB
FB Pin Bias Current		$V_{FB} = 1.3\text{ V}$		1	50	nA
<b>SWITCH</b>						
SW On Resistance	$R_{DS(on)}$	$I_{SW} = 1.0\text{ A}$		130	300	$\text{m}\Omega$
SW Leakage Current		$V_{SW} = 20\text{ V}$		0.01	10	$\mu\text{A}$
Peak Current Limit <sup>2</sup>	$I_{CL}$	ADP1612, duty cycle = 70% ADP1613, duty cycle = 70%	0.9 1.3	1.4 2.0	1.9 2.5	A A
<b>OSCILLATOR</b>						
Oscillator Frequency	$f_{SW}$	$FREQ = GND$ $FREQ = V_{IN}$	500 1.1	650 1.3	720 1.4	kHz MHz
Maximum Duty Cycle	$D_{MAX}$	COMP = open, $V_{FB} = 1\text{ V}$ , $FREQ = V_{IN}$	88	90		%
FREQ Pin Current	$I_{FREQ}$	$FREQ = 3.6\text{ V}$		5	8	$\mu\text{A}$
<b>EN/FREQ LOGIC THRESHOLD</b>						
Input Voltage Low	$V_{IL}$				0.3	V
Input Voltage High	$V_{IH}$		1.6			V
<b>SOFT START</b>						
SS Charging Current	$I_{SS}$	$V_{SS} = 0\text{ V}$	3.4	5	6.2	$\mu\text{A}$
SS Voltage	$V_{SS}$	$V_{FB} = 1.3\text{ V}$		1.2		V
<b>UNDERVOLTAGE LOCKOUT (UVLO)</b>						
Undervoltage Lockout Threshold		ADP1612, $V_{IN}$ rising ADP1612, $V_{IN}$ falling ADP1613, $V_{IN}$ rising ADP1613, $V_{IN}$ falling		1.70 1.62 2.25 2.16		V V V V
<b>THERMAL SHUTDOWN</b>						
Thermal Shutdown Threshold				150		$^\circ\text{C}$
Thermal Shutdown Hysteresis				20		$^\circ\text{C}$

<sup>1</sup> このパラメータは、内部スイッチング時に SW (5 番ピン) がフローティングときの平均電流を規定しています。

<sup>2</sup> 電流制限値はデューティサイクルに比例します。動作範囲における代表値については、「代表的な性能特性」を参照してください。

## 絶対最大定格

表 2.

Parameter	Rating
VIN, EN, FB to GND	-0.3 V to +6 V
FREQ to GND	-0.3 V to V <sub>IN</sub> + 0.3 V
COMP to GND	1.0 V to 1.6 V
SS to GND	-0.3 V to +1.3 V
SW to GND	21 V
Operating Junction Temperature Range	-40°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Soldering Conditions	JEDEC J-STD-020
ESD (Electrostatic Discharge)	
Human Body Model	±5 kV

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。この規定はストレス定格のみを指定するものであり、この仕様の動作セクションに記載する規定値以上でのデバイス動作を定めたものではありません。デバイスを長時間絶対最大定格状態に置くと、デバイスの信頼性に影響を与えることがあります。

絶対最大定格は、これらの値の組み合わせではなく個々に適用されます。

## 熱抵抗

パッケージのジャンクション／周囲間熱抵抗 ( $\theta_{JA}$ ) は、最悪の条件、すなわち回路ボードに表面実装パッケージをハンダ付けした状態で規定しています。ジャンクション／周囲間熱抵抗は、アプリケーションとボード・レイアウトに大きく依存しています。最大消費電力の大きいアプリケーションでは、サーマル・ボードの設計に注意する必要があります。 $\theta_{JA}$  の値は、PCB の材料、レイアウト、環境条件に応じて変化します。

表 3.

Package Type	$\theta_{JA}$	$\theta_{JC}$	Unit
8-Lead MSOP			
2-Layer Board <sup>1</sup>	206.9	44.22	°C/W
4-Layer Board <sup>1</sup>	162.2	44.22	°C/W

<sup>1</sup> 熱抵抗の値は JEDEC 規格 JESD 51-7 に準拠。

## 境界条件

周囲温度 25°C の自然対流冷却、JESD 51-7、1 W の電力入力、2 層および 4 層ボードの条件でモデル化されています。

## ESDに関する注意



ESD (静電放電) の影響を受けやすいデバイスです。電荷を帯びたデバイスや回路ボードは、検知されないうまま放電することがあります。本製品は当社独自の特許技術である ESD 保護回路を内蔵してはいますが、デバイスが高エネルギーの静電放電を被った場合、損傷を生じる可能性があります。したがって、性能劣化や機能低下を防止するため、ESD に対する適切な予防措置を講じることをお勧めします。

## ピン配置と機能の説明



図 3. ピン配置

表 4. ピン機能の説明

ピン番号	記号	説明
1	COMP	補償入力。抵抗とコンデンサの直列回路網をCOMPとGND間に接続し、レギュレータを補償します。
2	FB	出力電圧帰還入力。抵抗分圧器を出力電圧とFB間に接続し、レギュレータの出力電圧を設定します。
3	EN	イネーブル入力。ENをローレベルにするとレギュレータはシャットダウンし（オフになり）、ENをハイレベルにするとオンになります。
4	GND	グラウンド
5	SW	スイッチング出力。パワー・インダクタを入力電圧とSW間に接続し、外部ダイオードをSWと出力電圧間に接続して、ステップアップ・コンバータを実現します。
6	VIN	主電源入力。ここからADP1612/ADP1613の内部回路に電源を供給します。VINは入力電源電圧に接続してください。容量10 $\mu$ F以上のコンデンサをADP1612/ADP1613のできるだけ近くに配置して、VINをGNDにバイパスします。
7	FREQ	周波数設定入力。FREQでスイッチング周波数を制御します。FREQをGNDに接続して発振器を650 kHzに設定するか、FREQをVINに接続して1.3 MHzに設定します。FREQを開放したままにすると、デフォルトの650 kHzが使用されます。
8	SS	ソフトスタート・タイミング・コンデンサ入力。コンデンサをSSとGND間に接続すると、パワーアップ時の出力がゆっくり行われて突入電流が減少します。

## 代表的な性能特性

特に指定のない限り、 $V_{EN} = V_{IN}$ 、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

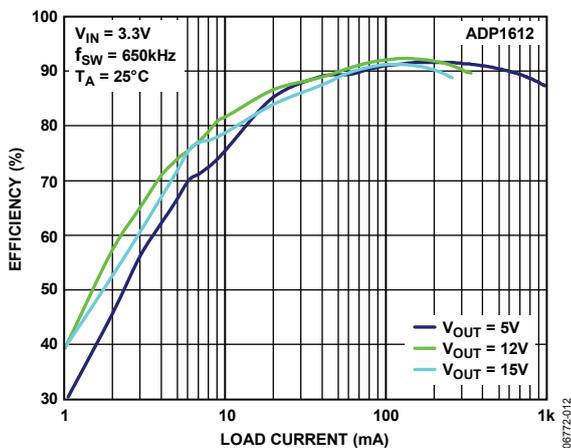


図 4. ADP1612 の負荷電流 対 電力効率  
( $V_{IN} = 3.3\text{ V}$ 、 $f_{SW} = 650\text{ kHz}$ )

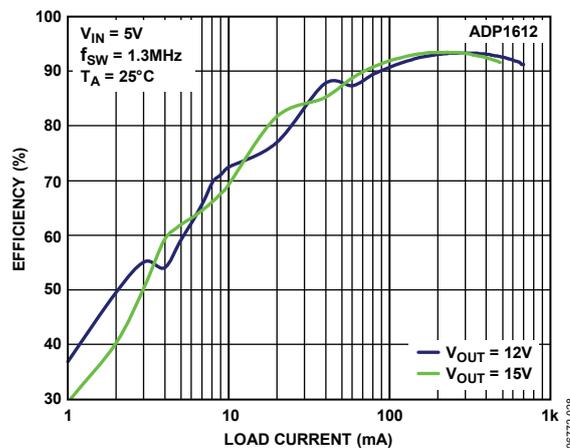


図 7. ADP1612 の負荷電流 対 電力効率  
( $V_{IN} = 5\text{ V}$ 、 $f_{SW} = 1.3\text{ MHz}$ )

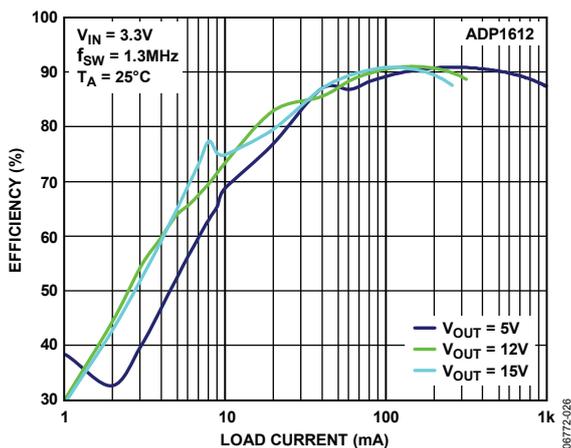


図 5. ADP1612 の負荷電流 対 電力効率  
( $V_{IN} = 3.3\text{ V}$ 、 $f_{SW} = 1.3\text{ MHz}$ )

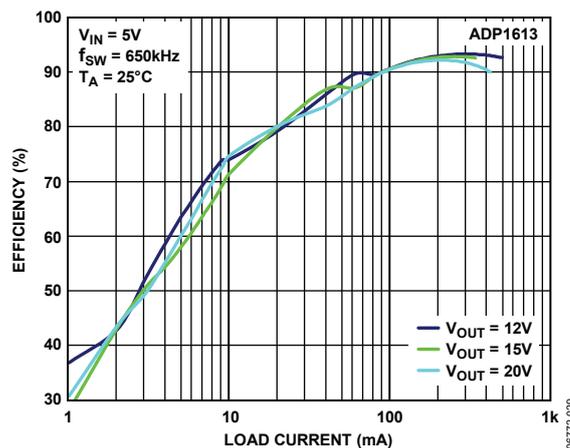


図 8. ADP1613 の負荷電流 対 電力効率  
( $V_{IN} = 5\text{ V}$ 、 $f_{SW} = 650\text{ kHz}$ )

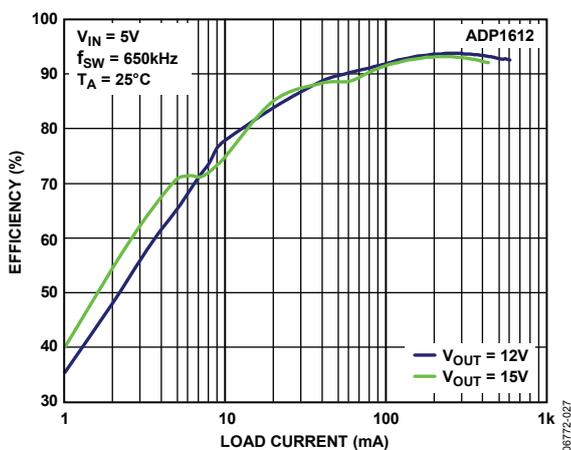


図 6. ADP1612 の負荷電流 対 電力効率  
( $V_{IN} = 5\text{ V}$ 、 $f_{SW} = 650\text{ kHz}$ )

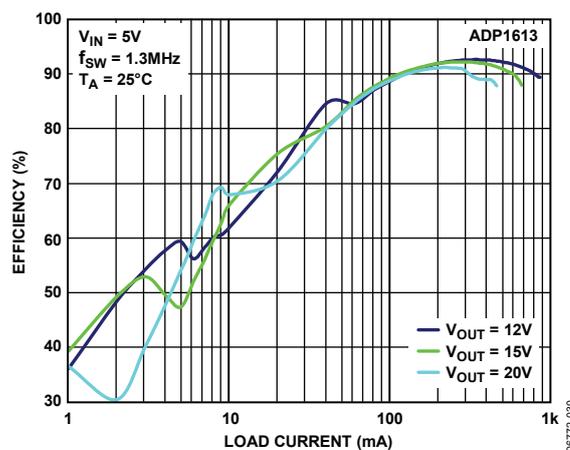


図 9. ADP1613 の負荷電流 対 電力効率  
( $V_{IN} = 5\text{ V}$ 、 $f_{SW} = 1.3\text{ MHz}$ )

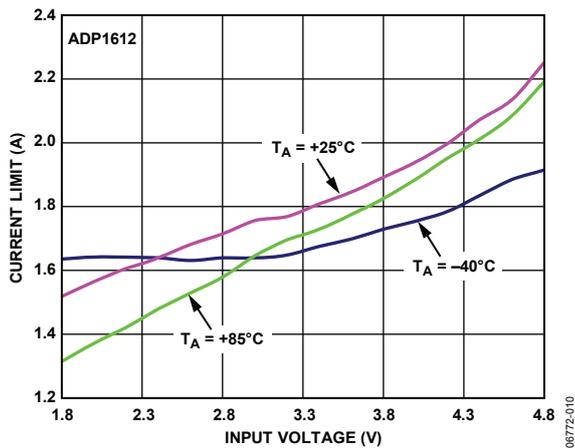


図 10. ADP1612 の入力電圧 対 スイッチ電流制限値 ( $V_{OUT} = 5\text{ V}$ )

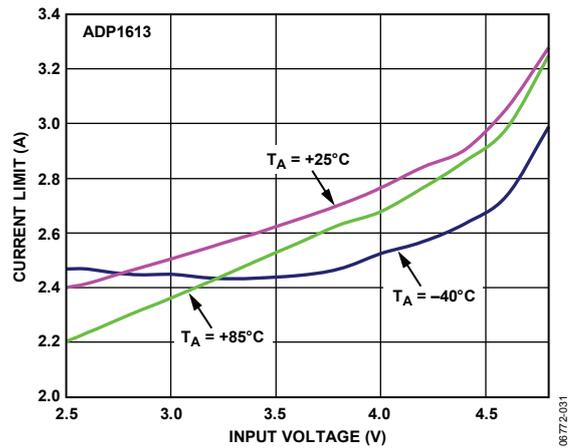


図 13. ADP1613 の入力電圧 対 スイッチ電流制限値 ( $V_{OUT} = 5\text{ V}$ )

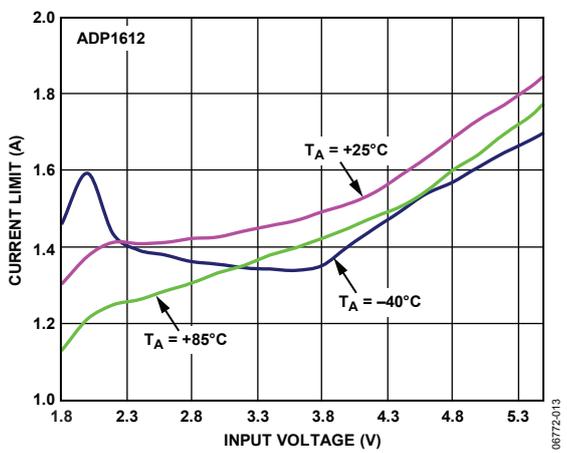


図 11. ADP1612 の入力電圧 対 スイッチ電流制限値 ( $V_{OUT} = 8\text{ V}$ )

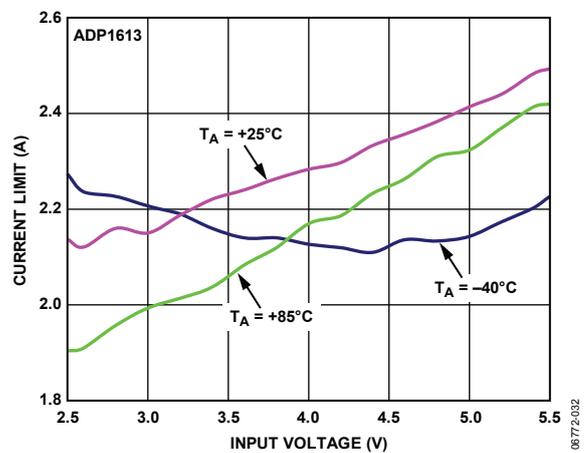


図 14. ADP1613 の入力電圧 対 スイッチ電流制限値 ( $V_{OUT} = 8\text{ V}$ )

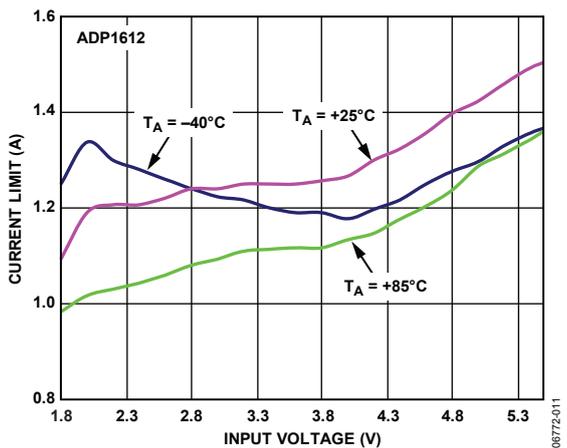


図 12. ADP1612 の入力電圧 対 スイッチ電流制限値 ( $V_{OUT} = 15\text{ V}$ )

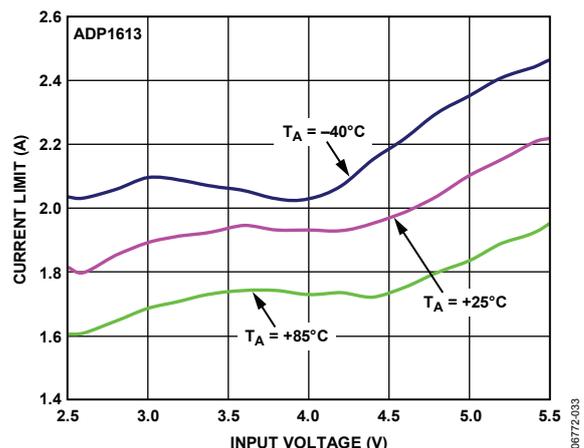


図 15. ADP1613 の入力電圧 対 スイッチ電流制限値 ( $V_{OUT} = 15\text{ V}$ )

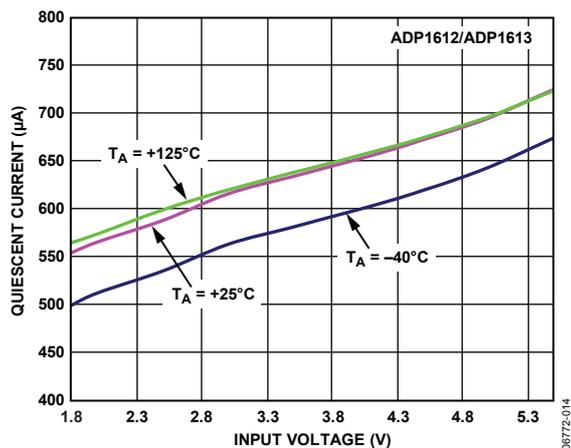


図 16. ADP1612/ADP1613 の入力電圧 対 静止電流 (非スイッチング、 $f_{sw} = 650 \text{ kHz}$ )

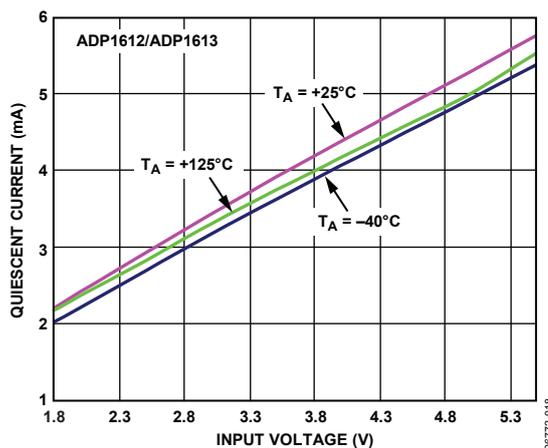


図 19. ADP1612/ADP1613 の入力電圧 対 静止電流 (スイッチング、 $f_{sw} = 1.3 \text{ MHz}$ )

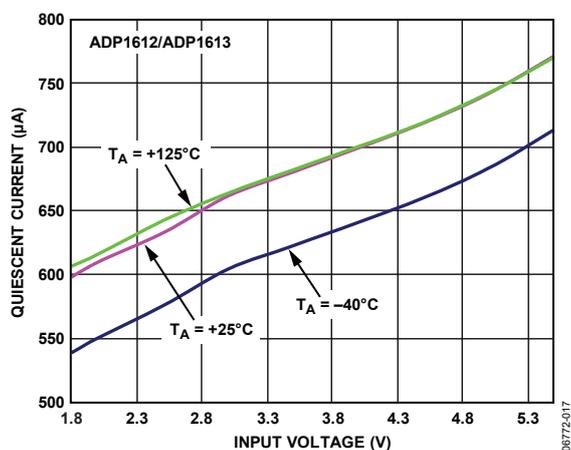


図 17. ADP1612/ADP1613 の入力電圧 対 静止電流 (非スイッチング、 $f_{sw} = 1.3 \text{ MHz}$ )

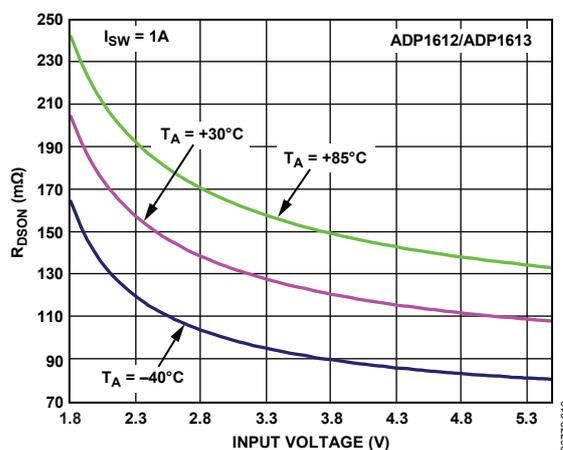


図 20. ADP1612/ADP1613 の入力電圧 対 オン抵抗

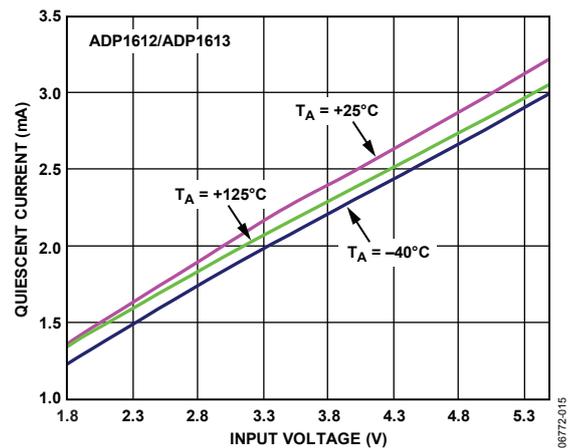


図 18. ADP1612/ADP1613 の入力電圧 対 静止電流 (スイッチング、 $f_{sw} = 650 \text{ kHz}$ )

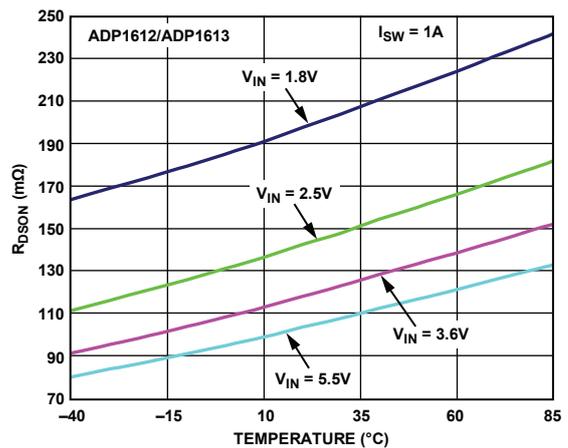


図 21. ADP1612/ADP1613 のオン抵抗の温度特性

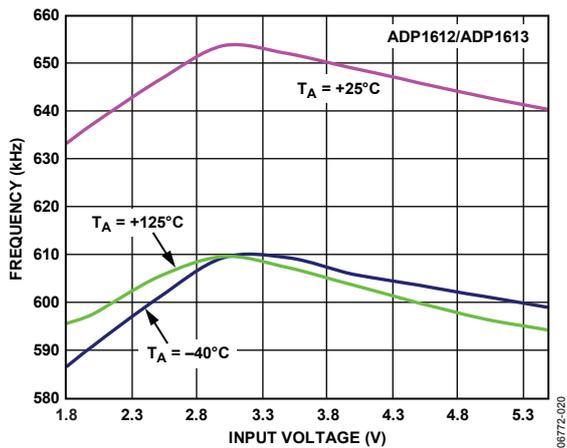


図 22. ADP1612/ADP1613 の入力電圧の周波数特性 ( $f_{sw} = 650 \text{ kHz}$ )

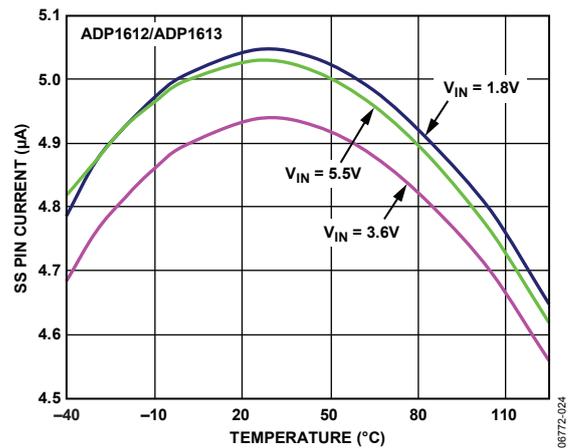


図 25. ADP1612/ADP1613 の SS ピン電流の温度特性

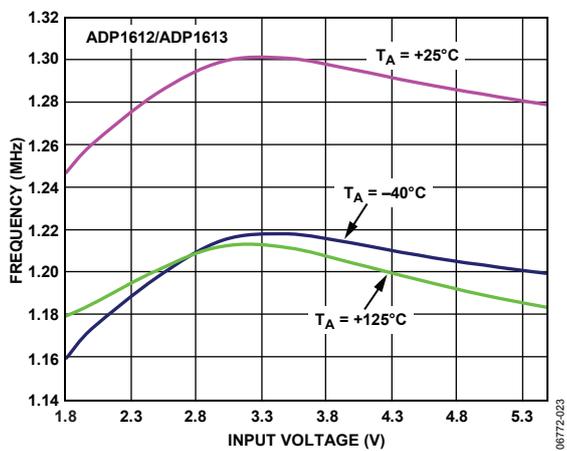


図 23. ADP1612/ADP1613 の入力電圧の周波数特性 ( $f_{sw} = 1.3 \text{ MHz}$ )

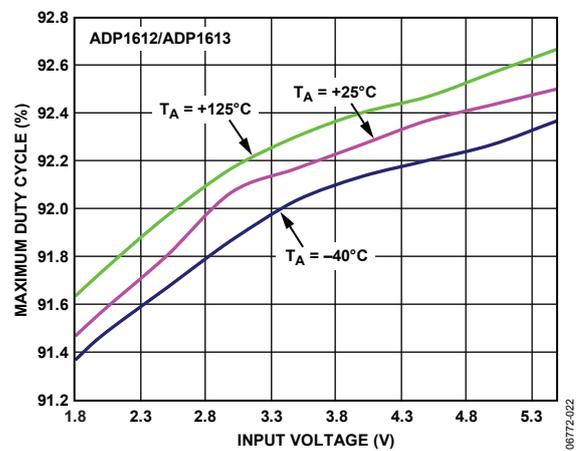


図 26. ADP1612/ADP1613 の入力電圧 対 最大デューティサイクル ( $f_{sw} = 650 \text{ kHz}$ )

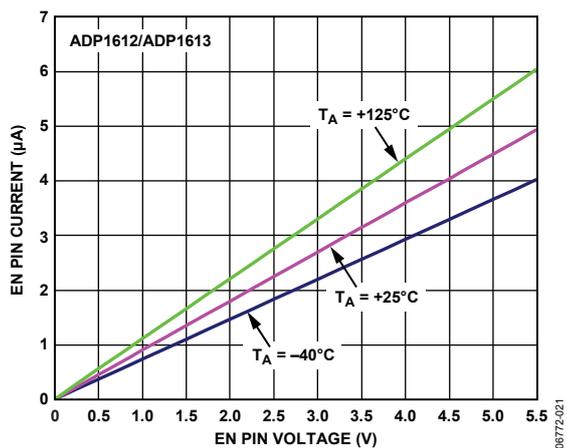


図 24. ADP1612/ADP1613 の EN ピン電圧 対 EN ピン電流

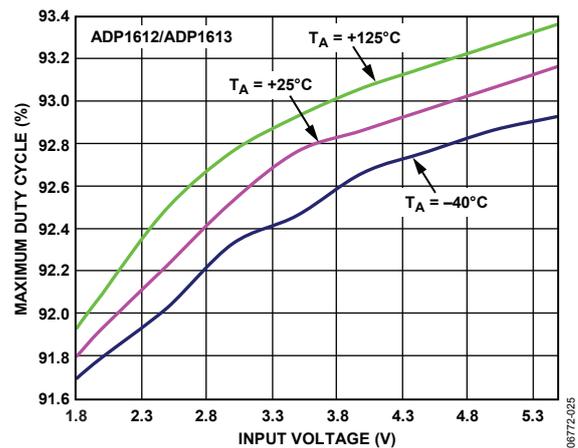


図 27. ADP1612/ADP1613 の入力電圧 対 最大デューティサイクル ( $f_{sw} = 1.3 \text{ MHz}$ )

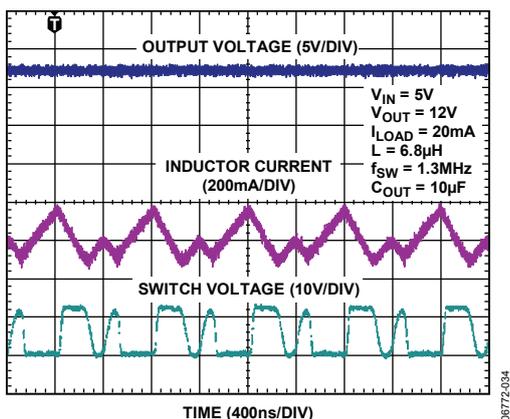


図 28. ADP1612/ADP1613 の非連続導通モードのスイッチング波形

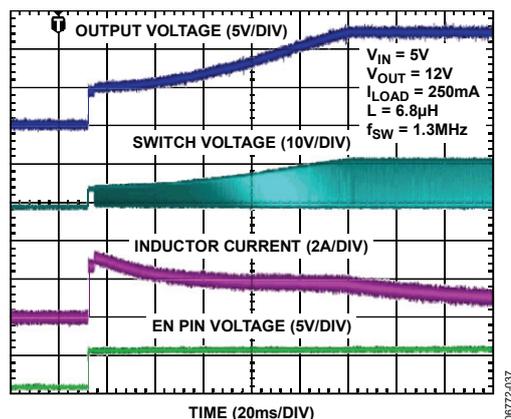


図 31. ADP1612/ADP1613 の  $V_{IN}$  からのスタートアップ ( $C_{SS} = 100 \text{ nF}$ )

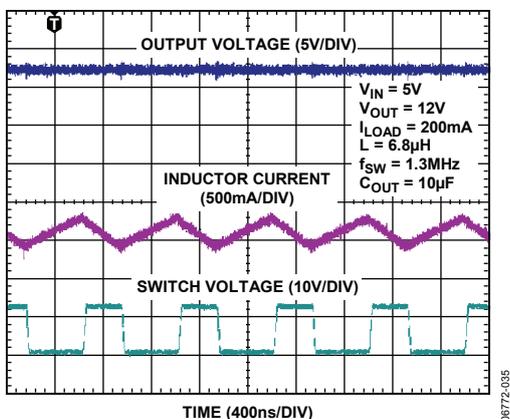


図 29. ADP1612/ADP1613 の連続導通モードのスイッチング波形

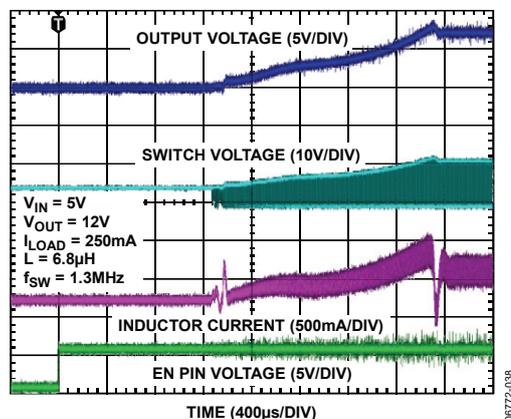


図 32. ADP1612/ADP1613 のシャットダウンからのスタートアップ ( $C_{SS} = 33 \text{ nF}$ )

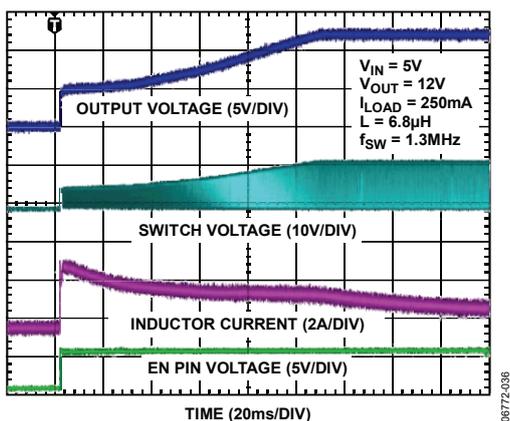


図 30. ADP1612/ADP1613 の  $V_{IN}$  からのスタートアップ ( $C_{SS} = 33 \text{ nF}$ )

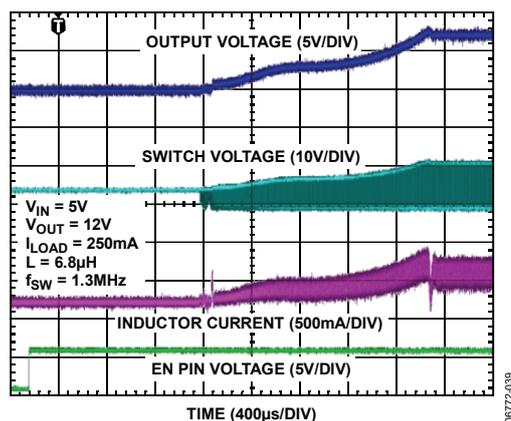


図 33. ADP1612/ADP1613 のシャットダウンからのスタートアップ ( $C_{SS} = 100 \text{ nF}$ )

## 動作原理

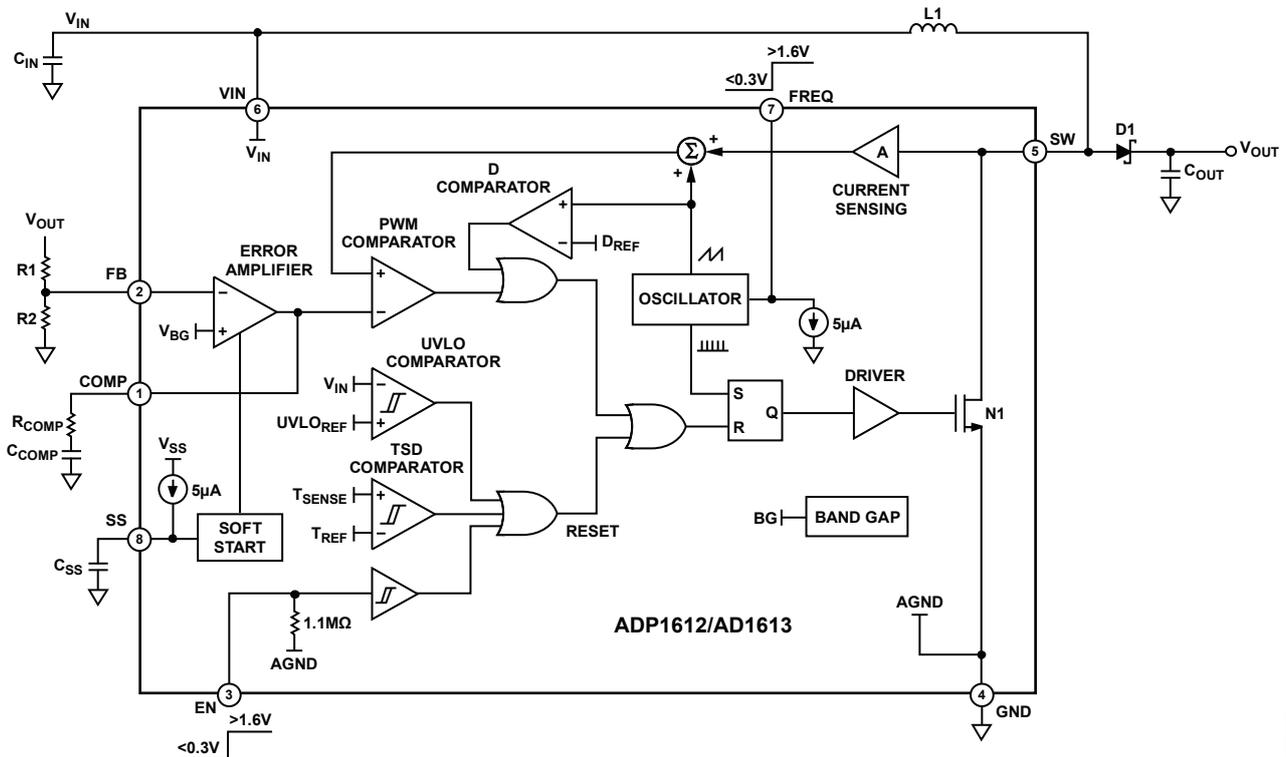


図 34. ステップアップ・レギュレータ・アプリケーション回路のブロック図

ADP1612/ADP1613 電流モード・ステップアップ・スイッチング・コンバータは、1.8~5.5 V の入力電圧を最大 20 V の出力電圧に変換します。内部スイッチによって高出力電流が可能になり、650 kHz/1.3 MHz の高いスイッチング周波数動作があるため、小型の外付け部品を使用できます。信号パルスごとにスイッチ電流を監視し、ADP1612 は 1.4 A (typ) まで、ADP1613 は 2.0 A (typ) までに制限します。

## 電流モード PWM 動作

ADP1612/ADP1613 は、電流モード PWM 制御技術により全負荷状態で出力電圧を安定化します。出力電圧は、抵抗分圧器を経由して FB で監視します。内部トランスコンダクタンス誤差アンプが FB 上の電圧と 1.235 V の内部リファレンスを比較し、COMP で誤差電圧を生成します。内部でスイッチ電流が測定され、安定化ランプに加算されます。得られた合計の電圧値を COMP の誤差電圧と比較することによって、PWM 変調器を制御します。この電流モード・レギュレーション・システムは高速の過渡応答性を実現しながら、安定した出力電圧を維持します。COMP と GND 間に適切な抵抗/コンデンサ回路網を選択することで、広範な入力電圧、出力電圧、負荷条件でレギュレータの応答性が最適化されます。

## 周波数の選択

ADP1612/ADP1613 の周波数はピンで選択できます。650 kHz の動作にすればレギュレータを最適化して高効率を実現できますが、1.3 MHz の動作にすれば小型の外付け部品を使用できます。FREQ を開放したままにすると、デフォルトの 650 kHz になります。650 kHz 動作のときは FREQ を GND に接続し、1.3 MHz 動作のときは FREQ を VIN に接続してください。1.3 MHz 動作のときに VIN に接続すると、静止電流が 5  $\mu$ A (typ) 追加になります。この電流は、デバイスがシャットダウンするとオフになります。

## ソフトスタート

デバイスのイネーブル時のコンバータへの突入電流を防止するために、SS と GND 間にコンデンサを接続することでソフトスタート期間を設定できます。SS はスタートアップ時にソフトスタート用コンデンサ (C<sub>SS</sub>) が 1.2 V になるまで 5  $\mu$ A (typ) の電流を供給します。ソフトスタート用コンデンサが充電することによって、デバイスが許容できるピーク電流が制限されます。ソフトスタート用コンデンサをゆっくり充電すれば入力電流もゆっくりと増加するため、スタートアップ時の過剰なオーバーシュートを防止できます。ADP1612/ADP1613 がシャットダウン・モード (EN  $\leq$  0.3 V) になると、サーマル・シャットダウン・イベントが発生するか、または入力電圧が UVLO (低電圧ロックアウト) 立下がり電圧を下回り、SS が内部的に GND に短絡してソフトスタート・コンデンサを放電します。

### サーマル・シャットダウン (TSD)

ADP1612/ADP1613 は TSD 保護機能を備えています。ダイの温度が 150°C (typ) を上回ると、TSD は NMOS パワー・デバイスをオフにして、デバイスの消費電力を大幅に低減し、出力電圧調整機能を停止します。NMOS パワー・デバイスは、ダイの温度が 130°C (typ) に下がるまでオフの状態を維持します。ソフトスタート・コンデンサは TSD 中に放電して、電圧調整再開時に出力電圧オーバーシュートや突入電流を低い値に抑えます。

### 低電圧ロックアウト (UVLO)

入力電圧が UVLO スレッショールドより小さくなると、ADP1612/ADP1613 は電源スイッチを自動的にオフにして低消費電力モードになります。これによって低入力電圧時の異常動作を防止でき、制御回路がパワー・デバイスを制御できない間これをオフの状態にしておくことができます。UVLO レベルのヒステリシスは約 100 mV であるため、グリッチ・フリーのスタートアップが可能です。

### イネーブル/シャットダウン制御

EN 入力で、ADP1612/ADP1613 レギュレータをオンまたはオフにします。EN をローレベルに駆動するとレギュレータがオフになって入力電流が 0.01  $\mu\text{A}$  (typ) にまで下がり、EN をハイレベルに駆動するとレギュレータはオンになります。

ステップアップ DC/DC スイッチング・コンバータがシャットダウン・モード ( $\text{EN} \leq 0.3 \text{ V}$ ) のときは、インダクタと出力ダイオードを経由して入力と出力間に DC 経路が形成されます。その結果、ダイオードの順方向電圧分だけ出力電圧が入力電圧よりもわずかに低い状態に維持され、レギュレータのシャットダウン時でも出力電圧が 0V まで降下することはありません。図 37 に、シャットダウン時に出力電圧と入力電圧の接続を切断するように修正した回路を示します。

EN ピンの状態とは関係なく、ADP1612/ADP1613 の  $V_{\text{IN}}$  に電圧を供給すると、 $V_{\text{IN}}$  と  $V_{\text{OUT}}$  間のインダクタとダイオードを経由する経路が絶縁されていないため、大きいスパイク電流が発生します。電流が高くなるのは、出力コンデンサの放電のためです。そのピーク値は、インダクタ、出力コンデンサ、そしてレギュレータの出力上でアクティブになっているあらゆる負荷に左右されます。

## アプリケーション情報

### 出力電圧の設定

ADP1612/ADP1613は、出力電圧を $V_{IN}$ から20 Vまでの範囲で調整できます。出力電圧 ( $V_{OUT}$ ) とFBの1.235 V帰還入力との間に接続する抵抗分圧器R1とR2 (図 34を参照) によって、出力電圧を設定します。以下の式を使用して、出力電圧を求められます。

$$V_{OUT} = 1.235 \times (1 + R1/R2) \quad (1)$$

以下の式を使って R1 を選択します。

$$R1 = R2 \times \left( \frac{V_{OUT} - 1.235}{1.235} \right) \quad (2)$$

### インダクタの選択

インダクタは、ステップアップ・スイッチング・コンバータの重要な要素です。パワー・スイッチのオン時にエネルギーを保存し、そのエネルギーをオフ時に出力ダイオードから出力に伝達します。小さいインダクタ・リップル電流と効率性との間のトレードオフを最適にしたい場合は、4.7 ~ 22  $\mu$ H のインダクタンスを使用してください。一般に、同じサイズであれば、インダクタンスの値が低いほど飽和電流が高くなり、直列抵抗値が低くなります。ただし、インダクタンス値を低くするとピーク電流が増加して、変換効率の低下や入出力のリップルやノイズの増加を招きます。インダクタのピーク to ピーク・リップル電流を最大 DC 入力電流の約 30% の付近にすると、一般に最適な効果が得られます。

連続動作時のインダクタのリップル電流を求めるには、以下の式を使用し、入力電圧 ( $V_{IN}$ ) と出力電圧 ( $V_{OUT}$ ) からスイッチのデューティサイクル (D) を計算します。

$$D = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}} \quad (3)$$

以下の式を使用し、デューティサイクルとスイッチング周波数 ( $f_{SW}$ ) からオン時間を求めます。

$$t_{ON} = \frac{D}{f_{SW}} \quad (4)$$

定常状態でのインダクタのリップル電流 ( $\Delta I_L$ ) は、以下の式で求めることができます。

$$\Delta I_L = \frac{V_{IN} \times t_{ON}}{L} \quad (5)$$

インダクタンス値 (L) について式を解くと、以下のようになります。

$$L = \frac{V_{IN} \times t_{ON}}{\Delta I_L} \quad (6)$$

インダクタのピーク電流 (最大入力電流とインダクタ・リップル電流の 1/2 を合計した値) がインダクタの飽和電流定格値よりも小さくなるようにしてください。同様に、インダクタの RMS 電流の最大定格値はレギュレータの最大 DC 入力電流よりも大きくなるようにしてください。

入力電圧が出力電圧の 1/2 よりも小さいと連続導通モードのデューティサイクルが 50% を超えますが、この場合は電流モード・レギュレータの安定性を維持するためにスロープ補償が必要になります。電流モード動作を安定させるには、選択したインダクタンスが次式のアプリケーション・パラメータで計算したインダクタンスの値  $L_{MIN}$  を下回らないようにしてください。

$$L > L_{MIN} = \frac{(V_{OUT} - 2 \times V_{IN})}{2.7 \times f_{SW}} \quad (7)$$

任意のアプリケーションで式 7 を満たしている限り、推奨範囲の 4.7 ~ 22  $\mu$ H より小さい値のインダクタを使用できます。最大デューティサイクル (90%) に近い入出力の組み合わせの場合は、安定した動作を実現するためにインダクタを 2 倍にすることを推奨します。表 5 は、ADP1612/ADP1613 で使用できる推奨インダクタ製品シリーズです。

表 5. 推奨インダクタ

Manufacturer	Part Series	Dimensions L x W x H (mm)
Sumida	CMD4D11	5.8 x 4.4 x 1.2
	CDRH4D28CNP	5.1 x 5.1 x 3.0
	CDRH5D18NP	6.0 x 6.0 x 2.0
	CDRH6D26HPNP	7.0 x 7.0 x 2.8
Coilcraft	DO3308P	12.95 x 9.4 x 3.0
	DO3316P	12.95 x 9.4 x 5.21
Toko	D52LC	5.2 x 5.2 x 2.0
	D62LCB	6.2 x 6.3 x 2.0
	D63LCB	6.2 x 6.3 x 3.5
Würth Elektronik	WE-TPC	Assorted
	WE-PD, PD2, PD3, PD4	Assorted

### 入出力コンデンサの選択

一定の入出力電圧を維持しながら過渡電流を供給するために、ADP1612/ADP1613 には入出力バイパス・コンデンサが必要です。ADP1612/ADP1613 の入力ノイズを防止するために、等価直列抵抗値 (ESR) が低い 10  $\mu$ F 以上の入力コンデンサを使用してください。このコンデンサを  $V_{IN}$  と GND 間で ADP1612/ADP1613 にできる限り近づけて配置します。ここでは ESR 特性が低い、セラミック・コンデンサの使用を推奨します。別の方法として、ESR が中程度で、高い容量値のコンデンサを低 ESR の 0.1  $\mu$ F コンデンサと並列に接続し、ADP1612/ADP1613 のできる限り近くに配置して使用することもできます。

出力コンデンサは出力電圧を維持し、ADP1612/ADP1613 のスイッチがオンの間に電流を負荷に供給します。出力コンデンサの容量と特性は、レギュレータの出力電圧リップルと安定性に大きく影響します。ESR が低いセラミック・コンデンサを使用するとよいでしょう。出力電圧リップル ( $\Delta V_{OUT}$ ) は以下の式で計算します。

$$\Delta V_{OUT} = \frac{Q_C}{C_{OUT}} = \frac{I_L \times t_{ON}}{C_{OUT}} \quad (8)$$

ここで、 $Q_C$  はコンデンサから除去される電荷です。 $t_{ON}$  はスイッチのオン時間です。 $C_{OUT}$  は出力コンデンサです。 $I_L$  は平均インダクタ電流です。

$$t_{ON} = \frac{D}{f_{SW}} \quad (9)$$

および

$$D = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}} \quad (10)$$

以下の式に基づいて出力コンデンサを選択してください。

$$C_{OUT} \geq \frac{I_L \times (V_{OUT} - V_{IN})}{f_{SW} \times V_{OUT} \times \Delta V_{OUT}} \quad (11)$$

このアプリケーションには、多層セラミック・コンデンサの使用を推奨します

## ダイオードの選択

出力ダイオードはスイッチがオフの間に、インダクタの電流を出力コンデンサと負荷に伝達します。変換効率を高めるには、ダイオードの順方向電圧降下を最小にする必要があります。このため、ショットキー・ダイオードの使用を推奨します。ただし、高電圧、高温のアプリケーションでは、ショットキー・ダイオードの逆漏れ電流が大きくなり、変換効率が劣化する可能性があるため、超高速のジャンクション・ダイオードを使用してください。

ダイオードの定格が出力負荷電流の平均値を処理できるものか確認してください。多くのダイオード・メーカーでは、デューティサイクルに応じてダイオードの電流能力の定格を下げています。出力ダイオードの定格が最小のデューティサイクルで出力負荷電流の平均値を処理できるものになっているか確認してください。ADP1612/ADP1613 のデューティサイクルの最小値は、以下の式から得られます。

$$D_{MIN} = \frac{V_{OUT} - V_{IN(MAX)}}{V_{OUT}} \quad (12)$$

ここで、 $V_{IN(MAX)}$  は最大入力電圧です。

以下は、ショットキー・ダイオードの推奨メーカーです。

- オン・セミコンダクタ
- ダイオード社

## ループ補償

ADP1612/ADP1613 は、外付け部品を使用してレギュレータのループ補償を行うことで、任意のアプリケーションのループ・ダイナミクスを最適化できます。

このステップアップ・コンバータは、レギュレーション帰還ループの右半分のプレーンで望ましくないゼロ周波数を生成します。このため、クロスオーバー周波数が右半分のプレーンのゼロ周波数よりかなり下で発生するようにレギュレータを補償する必要があります。右半分のプレーンのゼロ周波数は、以下の式で求めます。

$$F_z(RHP) = \left( \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \right)^2 \times \frac{R_{LOAD}}{2\pi \times L} \quad (13)$$

ここで、

$F_z(RHP)$  は右半分のプレーンのゼロ周波数です。

$R_{LOAD}$  は等価負荷抵抗値、すなわち出力電圧を負荷電流で除算した値です。

レギュレータを安定させるために、レギュレータのクロスオーバー周波数を右半分のプレーンのゼロ周波数の 1/5 以下にするようにします。

レギュレータのループのゲインは、以下の式で求めます。

$$A_{VL} = \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} \times \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \times G_{MEA} \times |Z_{COMP}| \times G_{CS} \times |Z_{OUT}| \quad (14)$$

ここで、

$A_{VL}$  はループのゲインです。

$V_{FB}$  は帰還レギュレーション電圧 1.235 V です。

$V_{OUT}$  は安定化した出力電圧です。

$V_{IN}$  は入力電圧です。

$G_{MEA}$  は誤差アンプのトランスコンダクタンスのゲインです。

$Z_{COMP}$  は COMP と GND 間の直列 RC 回路網のインピーダンスです。

$G_{CS}$  は電流センス・トランスコンダクタンスのゲイン (インダクタ電流を COMP 上の電圧で除算した値) で、ADP1612/ADP1613 により内部で設定されます。

$Z_{OUT}$  は負荷と出力コンデンサのインピーダンスです。

クロスオーバー周波数を求める場合、その周波数では抵抗によって補償インピーダンス ( $Z_{COMP}$ ) が決まり、出力コンデンサのインピーダンスによって出力インピーダンス ( $Z_{OUT}$ ) が決まることに注意してください。このため、クロスオーバー周波数を求める際に、式 (クロスオーバー周波数の定義によるもの) を以下のように簡単にすることができます。

$$|A_{VL}| = \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} \times \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \times G_{MEA} \times R_{COMP} \times G_{CS} \times \frac{1}{2\pi \times f_C \times C_{OUT}} = 1 \quad (15)$$

ここで、  
 $f_C$  はクロスオーバー周波数です。  
 $R_{COMP}$  は補償抵抗値です。

$R_{COMP}$  は以下の式で求めます。

$$R_{COMP} = \frac{2\pi \times f_C \times C_{OUT} \times (V_{OUT})^2}{V_{FB} \times V_{IN} \times G_{MEA} \times G_{CS}} \quad (16)$$

ここで、  
 $V_{FB} = 1.235 \text{ V}$   
 $G_{MEA} = 80 \text{ } \mu\text{A/V}$   
 $G_{CS} = 13.4 \text{ A/V}$

$$R_{COMP} = \frac{4746 \times f_C \times C_{OUT} \times (V_{OUT})^2}{V_{IN}} \quad (17)$$

補償抵抗値を求めたら、補償コンデンサと抵抗によって生じるゼロ周波数をクロスオーバー周波数の 1/4 にするか、または以下の式を使用します。

$$C_{COMP} = \frac{2}{\pi \times f_C \times R_{COMP}} \quad (18)$$

ここで、 $C_{COMP}$  は補償コンデンサの容量です。

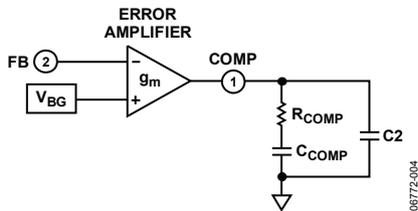


図 35. 補償用素子

出力コンデンサの ESR によって生じるゼロをキャンセルするために、コンデンサ C2 を選択します。

C2 は以下の式で求めます。

$$C2 = \frac{ESR \times C_{OUT}}{R_{COMP}} \quad (19)$$

セラミック・コンデンサのような ESR が低い出力コンデンサでは、C2 はオプションになります。最適な過渡性能を得るには、ADP1612/ADP1613 の負荷過渡応答性に従って  $R_{COMP}$  と  $C_{COMP}$  の値を調整する必要があるかもしれません。大部分のアプリケーションでは、補償抵抗は 4.7 ~ 100 k $\Omega$ 、補償コンデンサは 100 pF ~ 3.3 nF の範囲に収める必要があります。

## ソフトスタート用コンデンサ

スタートアップ時に ( $EN \geq 1.6 \text{ V}$ )、5  $\mu\text{A}$  の内部電流源 ( $I_{SS}$ ) でソフトスタート用コンデンサ ( $C_{SS}$ ) を充電すると、SS 上の電圧が徐々に上昇します。ソフトスタート用コンデンサが充電されると、デバイスの最大許容電流が制限され、スタートアップ時の過剰な入力電流オーバーシュートを防止できます。特定のオーバーシュートやスタートアップ時間に対して必要なソフトスタート・コンデンサ  $C_{SS}$  は、デバイスが電流制限状態のときの最大負荷条件で計算できます。

$$C_{SS} = I_{SS} \frac{\Delta t}{V_{SS}} \quad (20)$$

ここで、  
 $I_{SS} = 5 \text{ } \mu\text{A}$  (typ)  
 $V_{SS} = 1.2 \text{ V}$   
 $\Delta t$  = 電流制限時のスタートアップ時間

負荷を加えてもデバイスが電流制限状態にならない場合は、必要な  $C_{SS}$  の値が小さくなります。33 nF のソフトスタート用コンデンサを使用するとスタートアップ時の入力電流オーバーシュートがほとんど問題にならないほど小さくなるため、このコンデンサは大部分のアプリケーションに適しています。ただし、きわめて大きい出力コンデンサを使用する場合は、突入電流の防止に必要なソフトスタート期間が長くなってしまいます。

これとは反対に、高速のスタートアップが必要な場合は、ソフトスタート用コンデンサの容量をもっと小さくするか、コンデンサを取り除いて、ADP1612/ADP1613 を迅速に起動することができます。ただし、その場合は最大スイッチ電流が高くなります。

## 代表的なアプリケーション回路

ADP1612とADP1613は、いずれもここに示すアプリケーション回路で使用できます。

ADP1612は最低1.8Vの入力電圧が必要なアプリケーション向けに設計されており、ADP1613は2.0Aスイッチの出力電力能力を必要とするアプリケーションに適しています。表6に2つの大きな相違点を示します。

表 6. ADP1612 と ADP1613 の違い

Parameter	ADP1612	ADP1613
Current Limit	1.4 A	2.0 A
Input Voltage Range	1.8 V to 5.5 V	2.5 V to 5.5 V

「ステップアップ・レギュレータ回路の例」では、一般的な入力条件、出力条件、負荷条件に対する推奨部品の値を示しています。「アプリケーション情報」に記載した式を使用して部品を選択して、別の回路構成にすることもできます。

## ステップアップ・レギュレータ

図 36の回路は、基本的なステップアップ構成のADP1612/ADP1613を示しています。

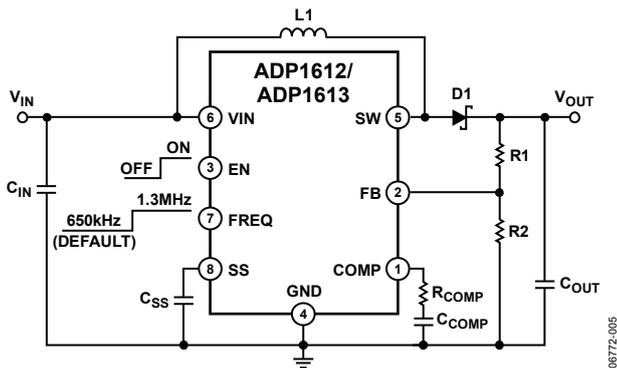


図 36. ステップアップ・レギュレータ

図 37の修正したステップアップ回路は、低スタンバイ電流を必要とするバッテリー駆動のアプリケーションに最適な真のシャットダウン機能を備えています。ENピンを0.3V以下で駆動すると、ADP1612/ADP1613はシャットダウンし、入力と出力の間の接続が完全に切断されます。

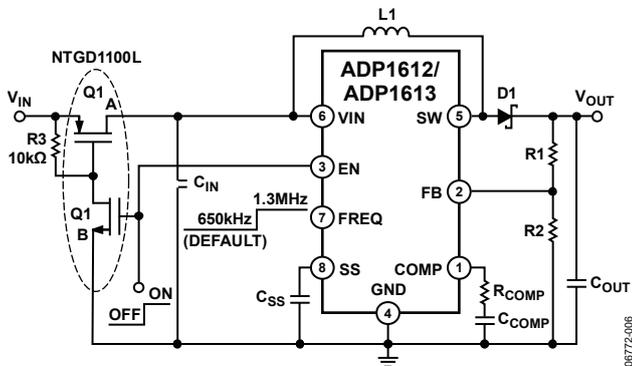
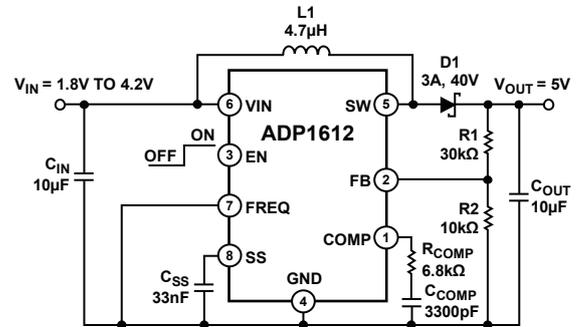


図 37. 真のシャットダウン機能を備えたステップアップ・レギュレータ

## ステップアップ・レギュレータ回路の例

### ADP1612 ステップアップ・レギュレータ



- L1: DO3316P-472ML
- D1: MBRA340T3G
- R1: RC0805FR-0730KL
- R2: CRCW080510K0FKEA
- R\_COMP: RC0805JR-076K8L
- C\_COMP: ECJ-2VB1H332K
- C\_IN: GRM21BR61C106KE15L
- C\_OUT: GRM32DR71E106KA12L
- C\_SS: ECJ-2VB1H333K

図 38. ADP1612 ステップアップ・レギュレータの構成 (V<sub>OUT</sub> = 5 V、f<sub>sw</sub> = 650 kHz)

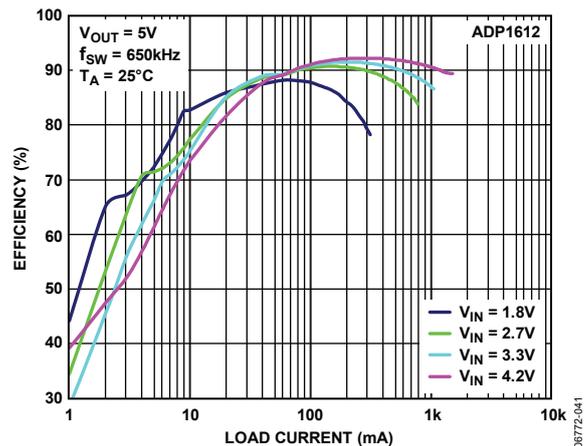


図 39. ADP1612の負荷電流対電力効率 (V<sub>OUT</sub> = 5 V、f<sub>sw</sub> = 650 kHz)

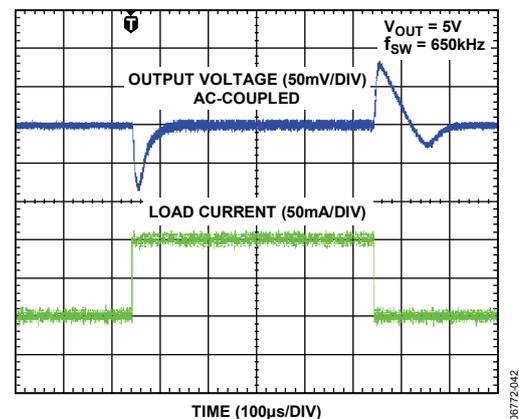


図 40. ADP1612の50~150 mAの負荷過渡電流 (V<sub>IN</sub> = 3.3 V、V<sub>OUT</sub> = 5 V、f<sub>sw</sub> = 650 kHz)

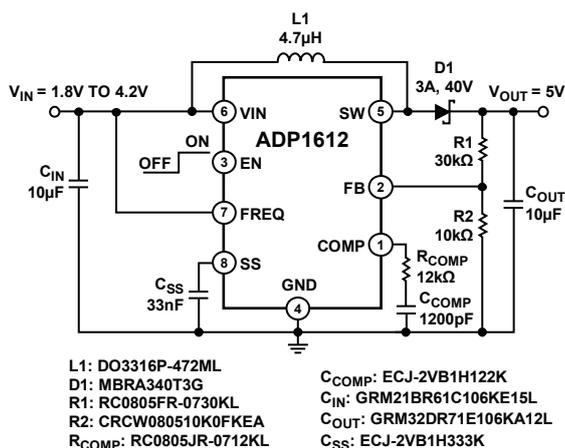


図 41. ADP1612 ステップアップ・レギュレータの構成 ( $V_{OUT} = 5\text{ V}$ 、 $f_{SW} = 1.3\text{ MHz}$ )

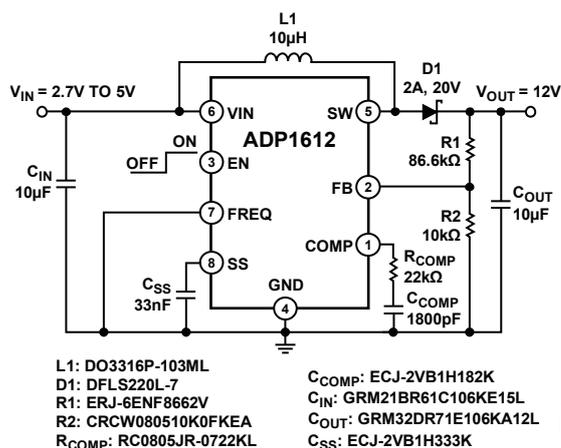


図 44. ADP1612 ステップアップ・レギュレータの構成 ( $V_{OUT} = 12\text{ V}$ 、 $f_{SW} = 650\text{ kHz}$ )

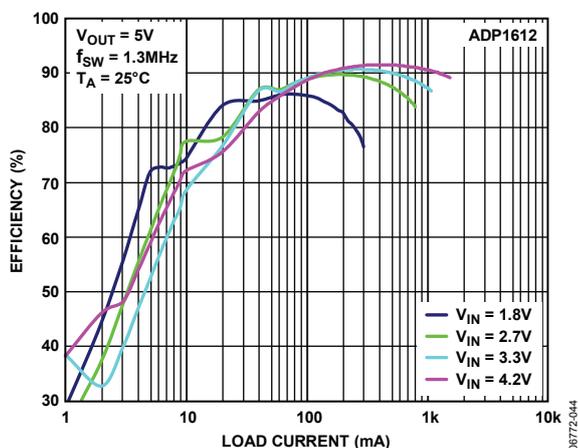


図 42. ADP1612 の負荷電流 対 電圧効率 ( $V_{OUT} = 5\text{ V}$ 、 $f_{SW} = 1.3\text{ MHz}$ )

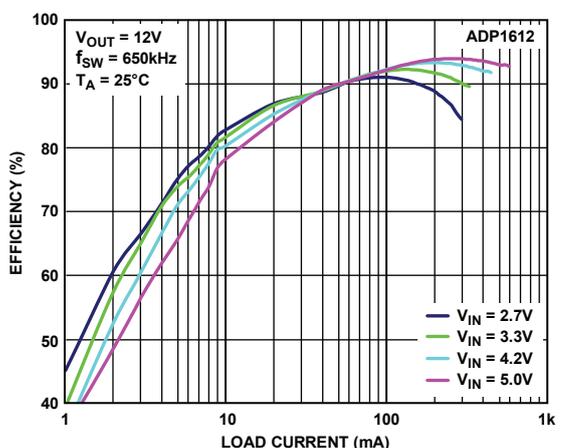


図 45. ADP1612 の負荷電流 対 電圧効率 ( $V_{OUT} = 12\text{ V}$ 、 $f_{SW} = 650\text{ kHz}$ )

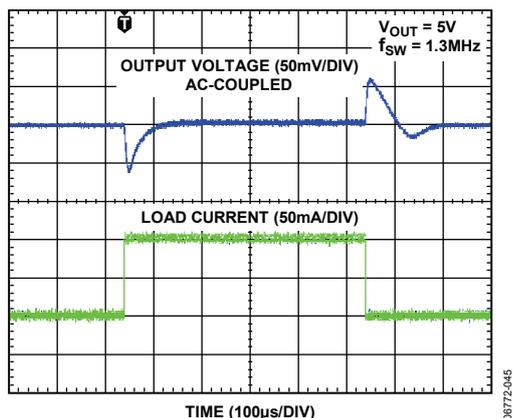


図 43. ADP1612 の 50~150 mA の負荷過渡電流 ( $V_{IN} = 3.3\text{ V}$ 、 $V_{OUT} = 5\text{ V}$ 、 $f_{SW} = 1.3\text{ MHz}$ )

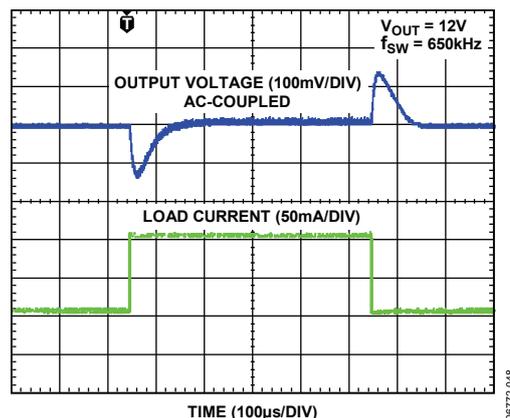
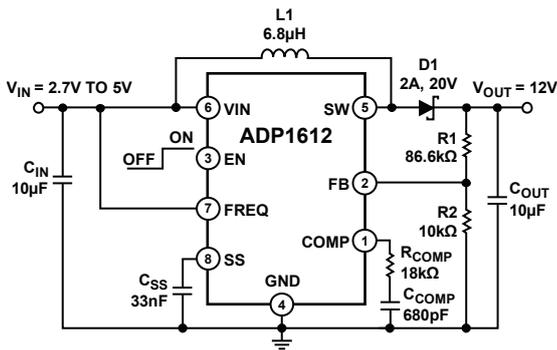


図 46. ADP1612 の 50~150 mA の負荷過渡電流 ( $V_{IN} = 3.3\text{ V}$ 、 $V_{OUT} = 12\text{ V}$ 、 $f_{SW} = 650\text{ kHz}$ )



L1: DO3316P-682ML  
 D1: DFLS220L-7  
 R1: ERJ-6ENF8662V  
 R2: CRCW080510K0FKEA  
 RCOMP: RC0805JR-0718KL  
 CCOMP: CC0805KRX7R9BB681  
 CIN: GRM21BR61C106KE15L  
 COUT: GRM32DR71E106KA12L  
 CSS: ECJ-2VB1H333K

図 47. ADP1612 ステップアップ・レギュレータの構成  
 ( $V_{OUT} = 12\text{V}$ ,  $f_{SW} = 1.3\text{MHz}$ )

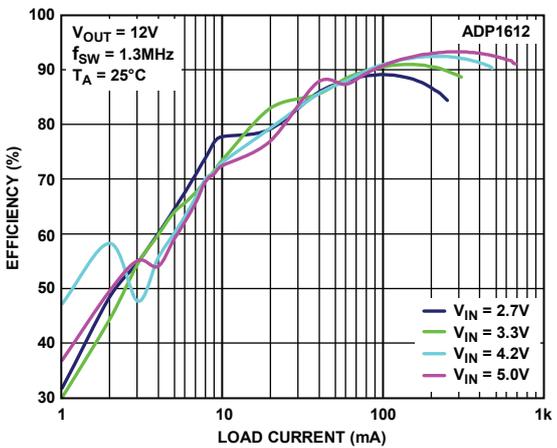


図 48. ADP1612 の負荷電流 対 電力効率  
 ( $V_{OUT} = 12\text{V}$ ,  $f_{SW} = 1.3\text{MHz}$ )

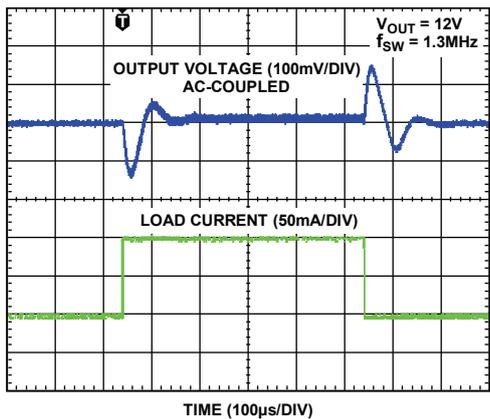
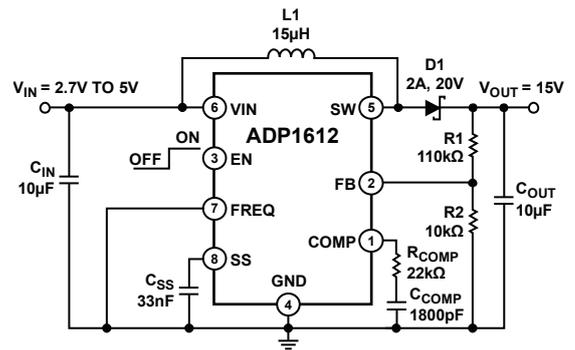


図 49. ADP1612 の 50~150 mA の負荷過渡電流  
 ( $V_{IN} = 3.3\text{V}$ ,  $V_{OUT} = 12\text{V}$ ,  $f_{SW} = 1.3\text{MHz}$ )



L1: DO3316P-153ML  
 D1: DFLS220L-7  
 R1: ERJ-6ENF1103V  
 R2: CRCW080510K0FKEA  
 RCOMP: RC0805JR-0722KL  
 CCOMP: ECJ-2VB1H182K  
 CIN: GRM21BR61C106KE15L  
 COUT: GRM32DR71E106KA12L  
 CSS: ECJ-2VB1H333K

図 50. ADP1612 ステップアップ・レギュレータの構成  
 ( $V_{OUT} = 15\text{V}$ ,  $f_{SW} = 650\text{kHz}$ )

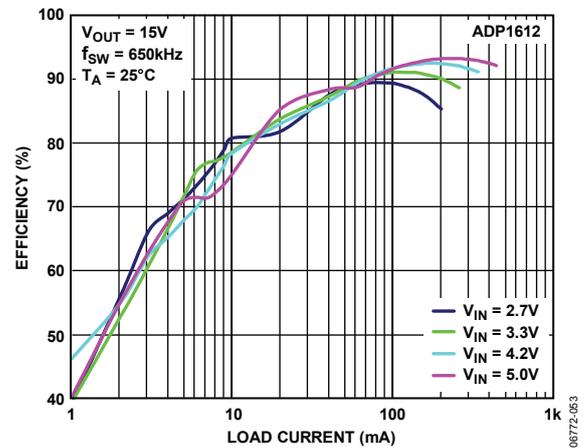


図 51. ADP1612 の負荷電流 対 電力効率  
 ( $V_{OUT} = 15\text{V}$ ,  $f_{SW} = 650\text{kHz}$ )

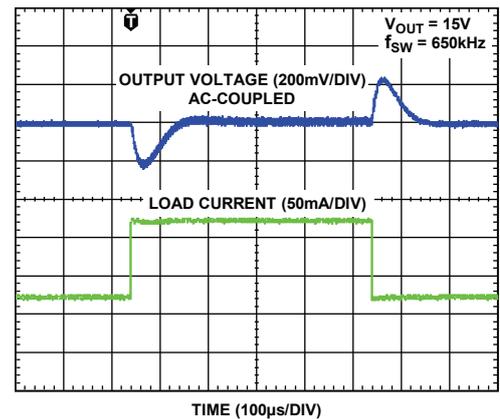
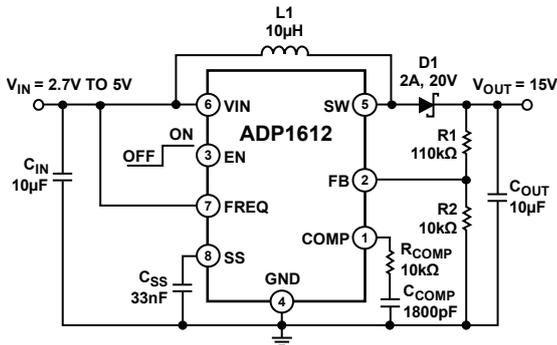


図 52. ADP1612 の 50~150 mA の負荷過渡電流  
 ( $V_{IN} = 3.3\text{V}$ ,  $V_{OUT} = 15\text{V}$ ,  $f_{SW} = 650\text{kHz}$ )

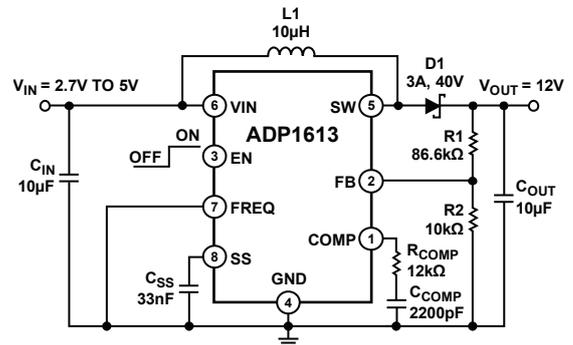
## ADP1613 ステップアップ・レギュレータ



L1: DO3316P-103ML  
 D1: DFLS220L-7  
 R1: ERJ-6ENF1103V  
 R2: CRCW080510K0FKEA  
 R<sub>COMP</sub>: RC0805JR-0710KL  
 C<sub>COMP</sub>: ECJ-2VB1H182K  
 C<sub>IN</sub>: GRM21BR61C106KE15L  
 C<sub>OUT</sub>: GRM32DR71E106KA12L  
 C<sub>SS</sub>: ECJ-2VB1H333K

06772-055

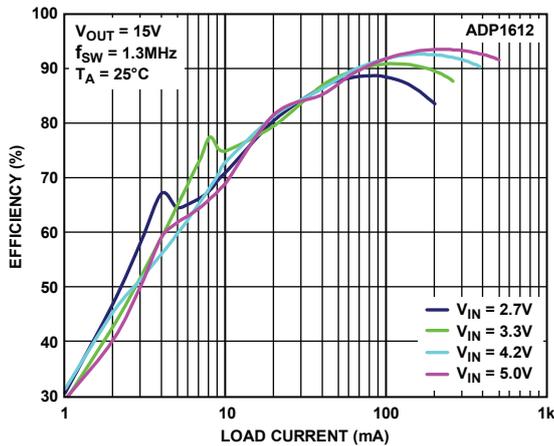
図 53. ADP1612 ステップアップ・レギュレータの構成  
 ( $V_{OUT} = 15\text{ V}$ ,  $f_{SW} = 1.3\text{ MHz}$ )



L1: DO3316P-103ML  
 D1: MBRA340T3G  
 R1: ERJ-6ENF8662V  
 R2: CRCW080510K0FKEA  
 R<sub>COMP</sub>: RC0805JR-0712KL  
 C<sub>COMP</sub>: ECJ-2VB1H222K  
 C<sub>IN</sub>: GRM21BR61C106KE15L  
 C<sub>OUT</sub>: GRM32DR71E106KA12L  
 C<sub>SS</sub>: ECJ-2VB1H333K

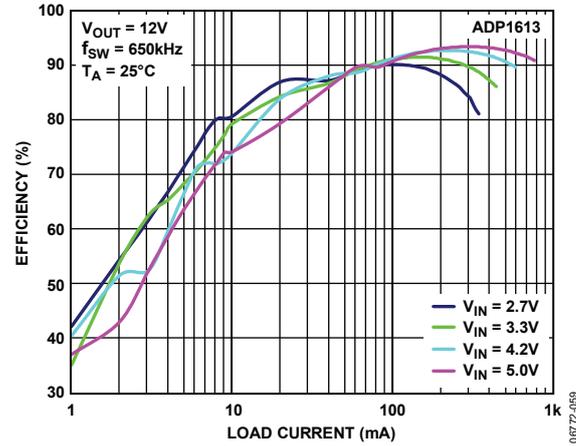
06772-058

図 56. ADP1613 ステップアップ・レギュレータの構成  
 ( $V_{OUT} = 12\text{ V}$ ,  $f_{SW} = 650\text{ kHz}$ )



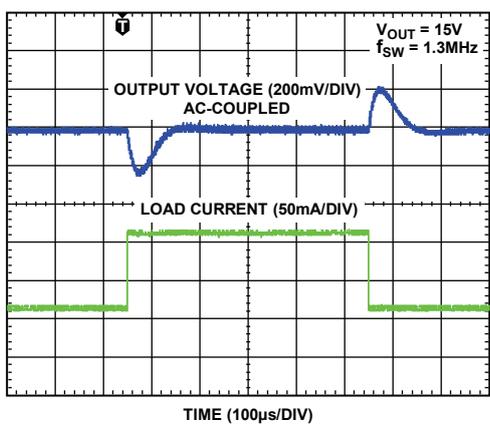
06772-066

図 54. ADP1612 の負荷電流 対 電力効率  
 ( $V_{OUT} = 15\text{ V}$ ,  $f_{SW} = 1.3\text{ MHz}$ )



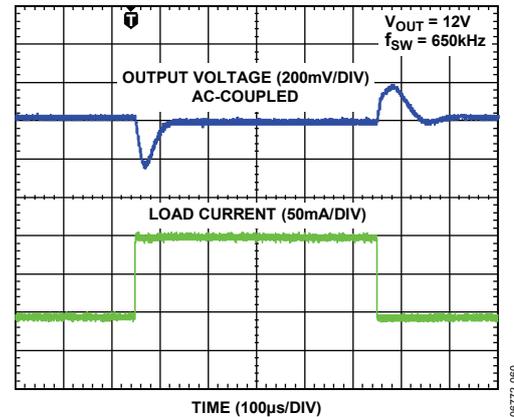
06772-059

図 57. ADP1613 の負荷電流 対 電力効率  
 ( $V_{OUT} = 12\text{ V}$ ,  $f_{SW} = 650\text{ kHz}$ )



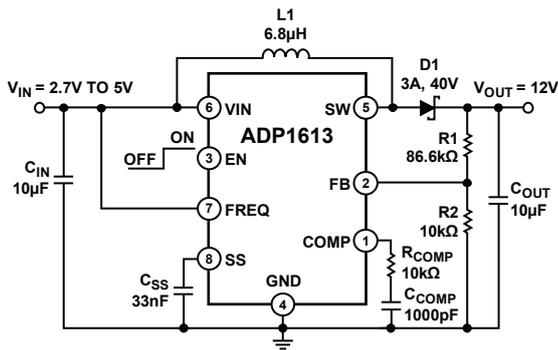
06772-057

図 55. ADP1612 の 50~150 mA の負荷過渡電流  
 ( $V_{IN} = 3.3\text{ V}$ ,  $V_{OUT} = 15\text{ V}$ ,  $f_{SW} = 1.3\text{ MHz}$ )



06772-060

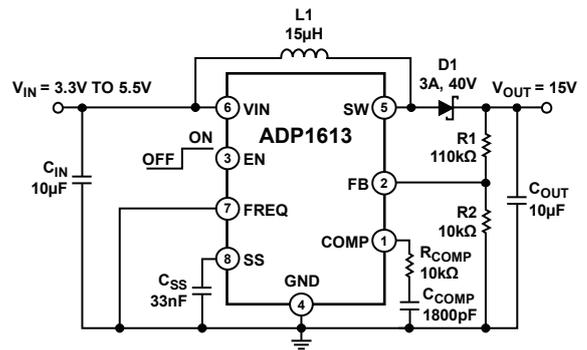
図 58. ADP1613 の 50~150 mA の負荷過渡電流  
 ( $V_{IN} = 5\text{ V}$ ,  $V_{OUT} = 12\text{ V}$ ,  $f_{SW} = 650\text{ kHz}$ )



L1: DO3316P-682ML  
 D1: MBRA340T3G  
 R1: ERJ-6ENF8662V  
 R2: CRCW080510K0FKEA  
 R<sub>COMP</sub>: RC0805JR-0710KL  
 C<sub>COMP</sub>: ECJ-2VB1H102K  
 C<sub>IN</sub>: GRM21BR61C106KE15L  
 C<sub>OUT</sub>: GRM32DR71E106KA12L  
 C<sub>SS</sub>: ECJ-2VB1H333K

06772-061

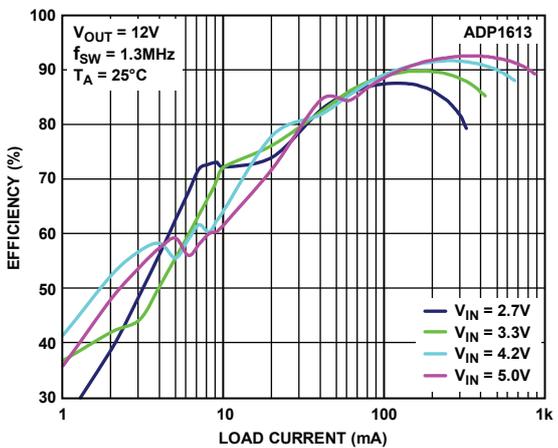
図 59. ADP1613 ステップアップ・レギュレータの構成  
 ( $V_{OUT} = 12\text{ V}$ ,  $f_{SW} = 1.3\text{ MHz}$ )



L1: DO3316P-153ML  
 D1: MBRA340T3G  
 R1: ERJ-6ENF1103V  
 R2: CRCW080510K0FKEA  
 R<sub>COMP</sub>: RC0805JR-0710KL  
 C<sub>COMP</sub>: ECJ-2VB1H182K  
 C<sub>IN</sub>: GRM21BR61C106KE15L  
 C<sub>OUT</sub>: GRM32DR71E106KA12L  
 C<sub>SS</sub>: ECJ-2VB1H333K

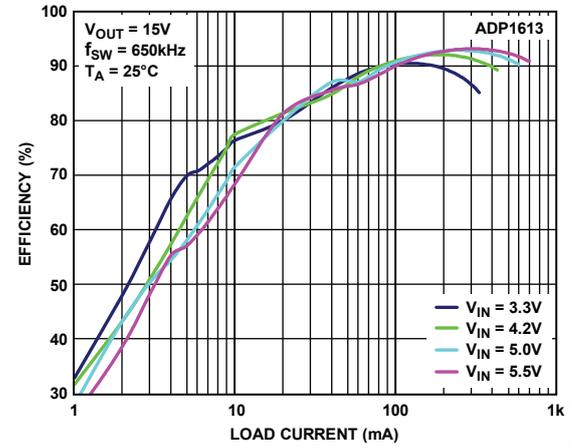
06772-064

図 62. ADP1613 のステップアップ・レギュレータの構成  
 ( $V_{OUT} = 15\text{ V}$ ,  $f_{SW} = 650\text{ kHz}$ )



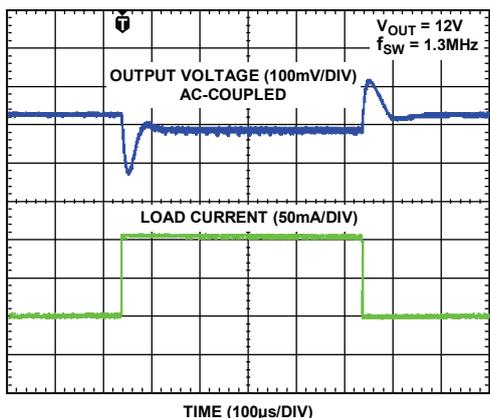
06772-062

図 60. ADP1613 の負荷電流 対 電力効率  
 ( $V_{OUT} = 12\text{ V}$ ,  $f_{SW} = 1.3\text{ MHz}$ )



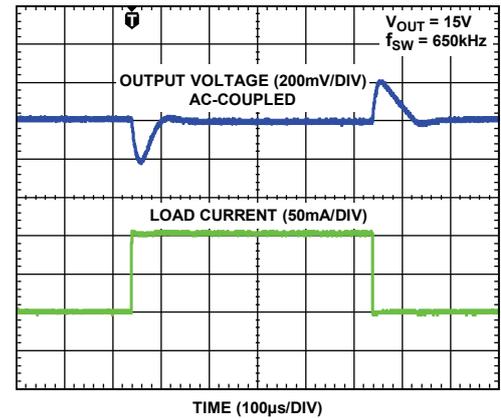
06772-065

図 63. ADP1613 の負荷電流 対 電力効率  
 ( $V_{OUT} = 15\text{ V}$ ,  $f_{SW} = 650\text{ kHz}$ )



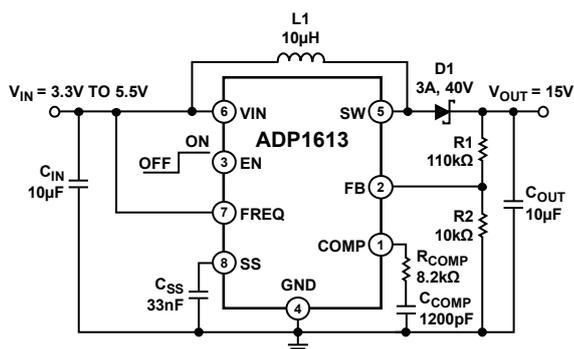
06772-063

図 61. ADP1613 の 50~150 mA の負荷過渡電流  
 ( $V_{IN} = 5\text{ V}$ ,  $V_{OUT} = 12\text{ V}$ ,  $f_{SW} = 1.3\text{ MHz}$ )



06772-066

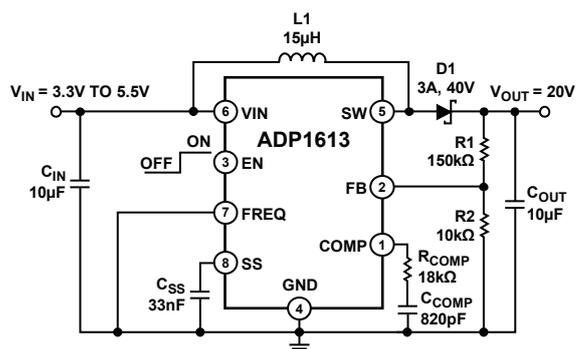
図 64. ADP1613 の 50~150 mA の負荷過渡電流  
 ( $V_{IN} = 5\text{ V}$ ,  $V_{OUT} = 15\text{ V}$ ,  $f_{SW} = 650\text{ kHz}$ )



L1: DO3316P-103ML  
 D1: MBRA340T3G  
 R1: ERJ-6ENF1103V  
 R2: CRCW080510K0FKEA  
 RCOMP: RC0805JR-078K2L  
 CCOMP: ECJ-2VB1H122K  
 CIN: GRM21BR61C106KE15L  
 COUT: GRM32DR71E106KA12L  
 CSS: ECJ-2VB1H333K

06772-067

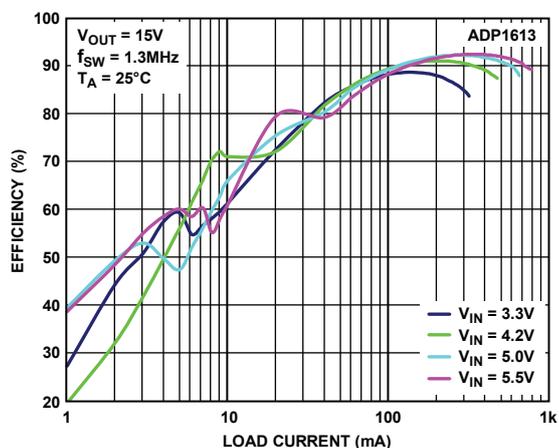
図 65. ADP1613 のステップアップ・レギュレータの構成 ( $V_{OUT} = 15\text{ V}$ 、 $f_{SW} = 1.3\text{ MHz}$ )



L1: DO3316P-153ML  
 D1: MBRA340T3G  
 R1: RC0805JR-07150KL  
 R2: CRCW080510K0FKEA  
 RCOMP: RC0805JR-0718KL  
 CCOMP: CC0805KRX7R9BB821  
 CIN: GRM21BR61C106KE15L  
 COUT: GRM32DR71E106KA12L  
 CSS: ECJ-2VB1H333K

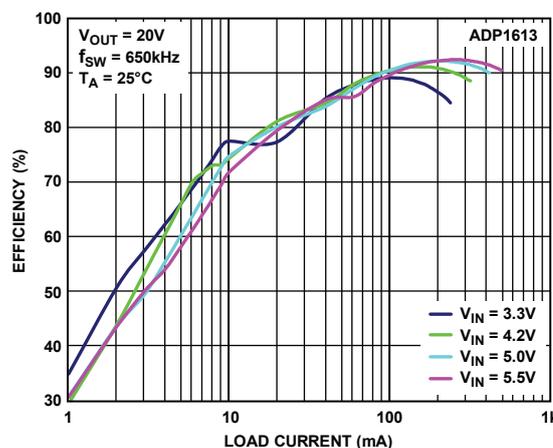
06772-070

図 68. ADP1613 のステップアップ・レギュレータの構成 ( $V_{OUT} = 20\text{ V}$ 、 $f_{SW} = 650\text{ kHz}$ )



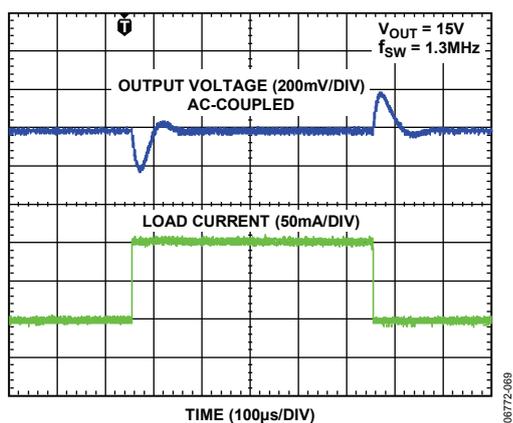
06772-068

図 66. ADP1613 の負荷電流 対 電力効率 ( $V_{OUT} = 15\text{ V}$ 、 $f_{SW} = 1.3\text{ MHz}$ )



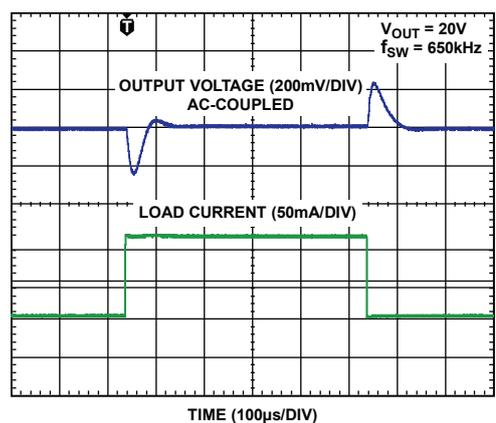
06772-071

図 69. ADP1613 の負荷電流 対 電力効率 ( $V_{OUT} = 20\text{ V}$ 、 $f_{SW} = 650\text{ kHz}$ )



06772-069

図 67. ADP1613 の 50~150 mA の負荷過渡電流 ( $V_{IN} = 5\text{ V}$ 、 $V_{OUT} = 15\text{ V}$ 、 $f_{SW} = 1.3\text{ MHz}$ )



06772-072

図 70. ADP1613 の 50~150 mA の負荷過渡電流 ( $V_{IN} = 5\text{ V}$ 、 $V_{OUT} = 20\text{ V}$ 、 $f_{SW} = 650\text{ kHz}$ )

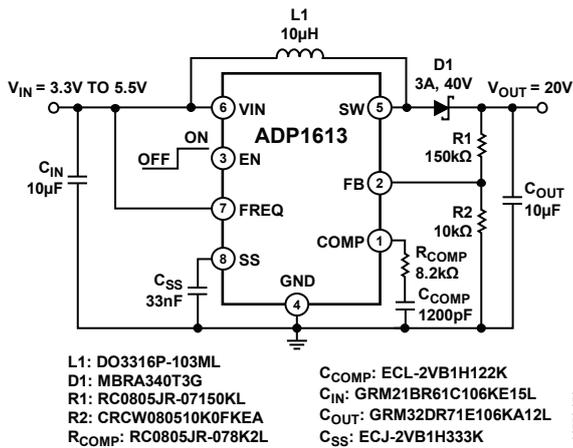


図 71. ADP1613 のステップアップ・レギュレータの構成 ( $V_{OUT} = 20\text{ V}$ 、 $f_{SW} = 1.3\text{ MHz}$ )

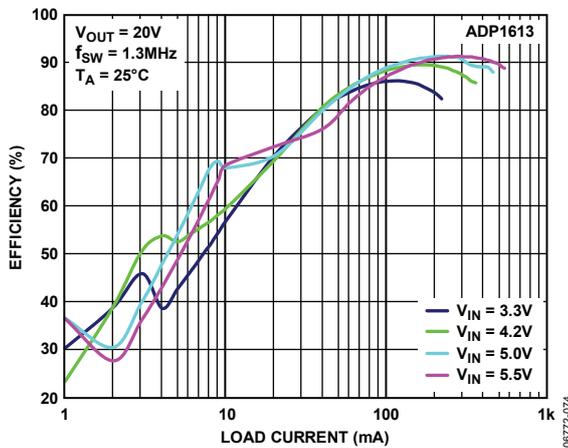


図 72. ADP1613 の負荷電流 対 電力効率 ( $V_{OUT} = 20\text{ V}$ 、 $f_{SW} = 1.3\text{ MHz}$ )

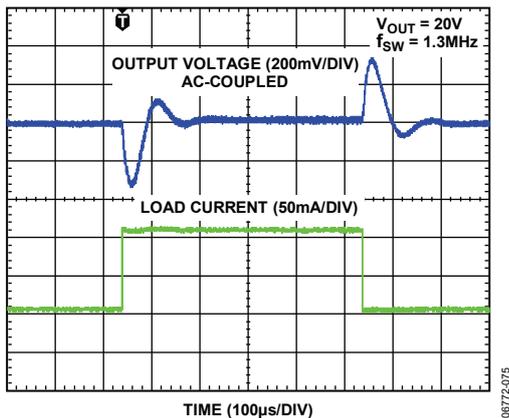


図 73. ADP1613 の 50~150 mA の負荷過渡電流 ( $V_{IN} = 5\text{ V}$ 、 $V_{OUT} = 20\text{ V}$ 、 $f_{SW} = 1.3\text{ MHz}$ )

## SEPICコンバータ

図 74 の回路は、シングルエンド・プライマリ・インダクタンス・コンバータ (SEPIC) 構成の ADP1612/ADP1613 を示しています。この回路構成は、入力電圧が 2.7~5V で変化するバッテリー駆動アプリケーションなどの非安定化入力電圧に利用でき、安定化した出力電圧は入力電圧の範囲内に収まります。

入力と出力は、カップリング・コンデンサ (C1) によって DC 絶縁されています。定常状態では、C1 の平均電圧が入力電圧になります。ADP1612/ADP1613 のスイッチがオンになり、ダイオードがオフになると、入力電圧から L1 にエネルギーが供給され、さらに C1 から L2 にエネルギーが供給されます。ADP1612/ADP1613 のスイッチがオフになり、ダイオードがオンになると、L1 と L2 のエネルギーが放出され、出力コンデンサ (C<sub>OUT</sub>) とカップリング・コンデンサ (C1) が充電され、負荷に電流が供給されます。

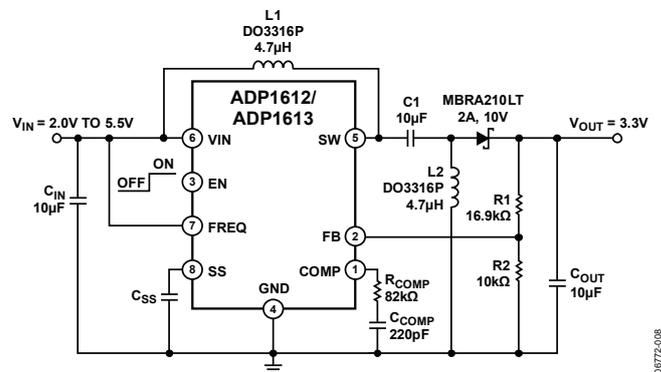
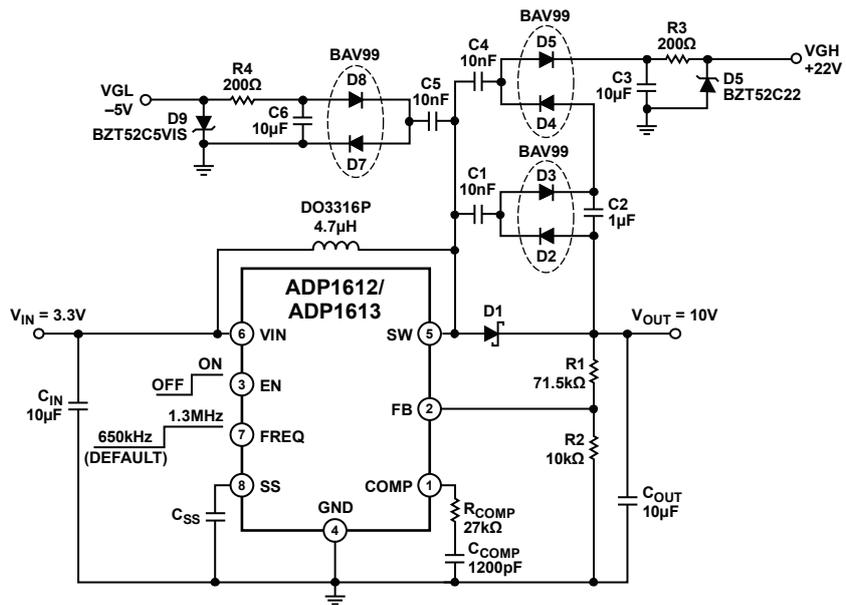


図 74. SEPIC コンバータ

## TFT LCD バイアス電源

図 75 に、TFT LCD モジュール・アプリケーション向けの電源回路を示します。この回路には、+10 V、-5 V、+22 V の出力があります。+10 V の出力はステップアップ構成で生成し、-5V と +22V の出力はチャージ・ポンプ回路で生成します。ステップアップ動作時に、SW ノードが +10V とグラウンド電位の間で切り替わります (ダイオードの順方向電圧降下とスイッチのオン抵抗値は無視します)。SW ノードがハイレベルのときに、C5 が最大 +10 V まで充電します。SW ノードがローレベルのときは、C5 が電荷を保持し、D8 を順方向にバイアスし、C6 を -10 V まで充電します。ツェナー・ダイオードの D9 は、出力を -5 V にクランプし安定させます。

VGH 出力は、チャージ・ポンプ用コンデンサ C1、C2、C4 によって同様の方法で生成されます。出力電圧が 3 倍になり、ツェナー・ダイオード D5 によって 22V に安定化されます。



06772-007

図 75. TFT LCD バイアス電源

## PCボードのレイアウトのガイドライン

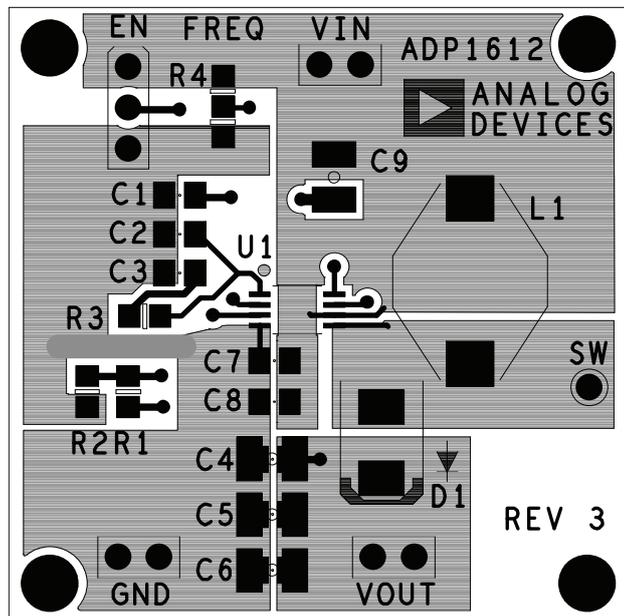


図 76. ADP1612/ADP1613 ブースト・アプリケーションのレイアウト例（上面層）

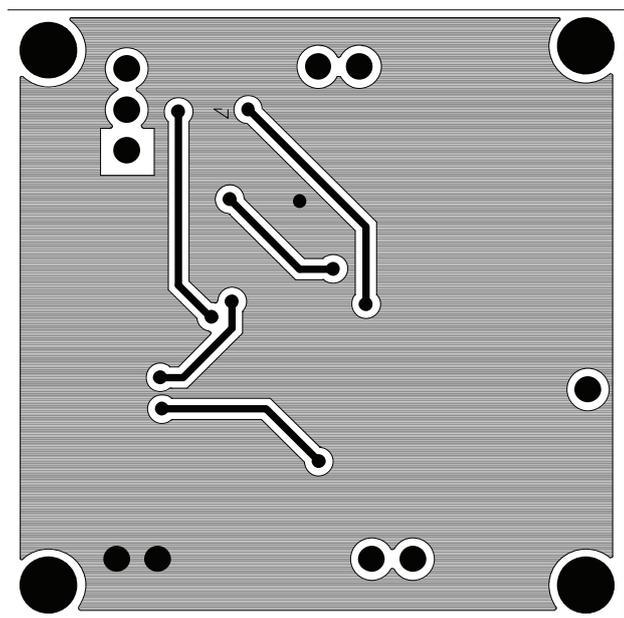


図 77. ADP1612/ADP1613 ブースト・アプリケーションのレイアウト例（底面層）

高い変換効率、優れたレギュレーション、安定性のためには、PCボードのレイアウトに注意する必要があります。

PCボードを設計するときは、以下のガイドラインに従ってください。（図 34のブロック図と図 3のピン配置も参照してください。）

- ESRが低い入力コンデンサ $C_{IN}$ （図 76のC7）をVINとGNDの近くに配置してください。こうすれば、ボードの寄生インダクタンスに起因するデバイスのノイズを最小限に抑えられます。
- $C_{IN}$ （図 76のC7）からインダクタのL1、SW、GNDに至る高電流の経路はできる限り短くしてください。
- VINからL1、ダイオードD1、出力コンデンサ $C_{OUT}$ （図 76のC4）に至る高電流の経路はできる限り短くしてください。
- 高電流のパターンはできる限り短く、太くしてください。
- ノイズのピックアップを防止するために、帰還抵抗はできる限りFBの近くに配置してください。GNDピンへのケルビン接続を行うAGNDプレーンに帰還回路網のグラウンドを直接接続します。
- 補償用部品はできる限りCOMPの近くに配置してください。GNDピンへのケルビン接続を行うAGNDプレーンに補償回路網のグラウンドを直接接続します。
- ソフトスタート・コンデンサ $C_{SS}$ （図 76のC1）はできる限りデバイスの近くに配置してください。GNDピンへのケルビン接続を行うAGNDプレーンにソフトスタート・コンデンサのグラウンドを接続します。
- 放散したノイズが混入するのを防止するために、補償抵抗や帰還抵抗からの高インピーダンス・パターンがSWに接続するノードやインダクタの近くを通らないように配線してください。

