

ADP1111

特長

- 2 Vから30 Vの電源電圧で動作
- 72 kHzの周波数動作
- 表面実装型のインダクタを利用
- 外付け部品がほとんど不要
- ステップ・アップ/ステップ・ダウンまたは反転モードで動作
- 低バッテリー検出回路
- ユーザーの方が調節可能な電流制限機能
- 内部の1 Aの電力スイッチ
- 固定または調整可能な出力電圧
- 8ピンDIPまたはSO-8パッケージ

アプリケーション

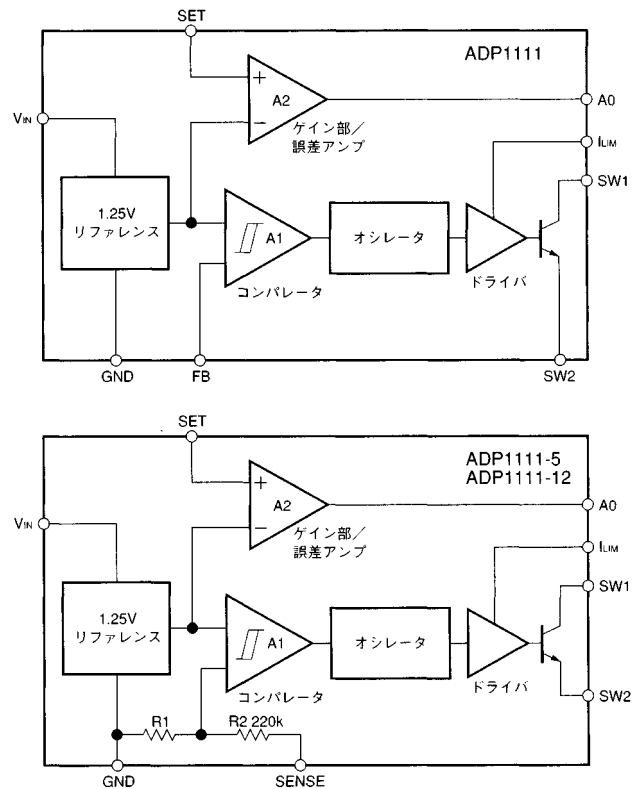
- 3 V~5 V、5 V~12 Vのステップ・アップ・コンバータ
- 9 V~5 V、12 V~5 Vのステップ・ダウン・コンバータ
- ラップトップやパームトップ・コンピュータ
- 携帯電話
- フラッシュ・メモリVPP発生器
- 遠隔制御
- 拡張カードや周辺機器
- バッテリー・バックアップ電源
- 無停電電源
- 携帯型計装システム

概要

ADP1111は、ステップ・アップ・モードで2 Vから12 Vの入力電源電圧、およびステップ・ダウン・モードで最高30 Vの入力電源電圧で動作するステップ・アップ/ステップ・ダウン・スイッチング・レギュレータのファミリ製品の1つです。ADP1111は、わずかに3個の外付け部品でステップ・アップ/ステップ・ダウン・モードまたは反転アプリケーションのいずれかに動作するように構成できます。

固定出力は、3.3 V、5 Vと12 Vです。また調整可能なバージョンもあります。ADP1111は、ステップ・アップ・モードで3 V入力から5 Vで100 mAの電流を供給できます。あるいはステップ・ダウン・モードで12 V入力から5 Vで200 mAの電流を供給できます。

機能ブロック図



1個の抵抗で最大スイッチ電流をプログラムできます。またオープン・コレクタのゲイン部は、低バッテリー検出回路、ポスト・リニア・レギュレータ、低電圧警戒回路、あるいは誤差アンプに使用することができます。

入力電圧が2 V未満の場合はADP1110を参照してください。

ADP1111 仕様

(特に指定のない限り、 $0 \leq T_A \leq +70$ 、 $V_{IN} = 3V$)

パラメータ	条件	V_S	Min	Typ	Max	単位			
静止電流	スイッチOFF	I_Q		300	500	μA			
入力電圧	ステップ・アップ・モード	V_{IN}	2.0		12.6	V			
	ステップ・ダウン・モード				30.0	V			
コンパレータ・トリップ・ポイント電圧	ADP1111 ¹		1.20	1.25	1.30	V			
出力センス電圧	ADP1111-3.3	V_{OUT}	3.13	3.30	3.47	V			
	ADP1111-5 ²		4.75	5.00	5.25	V			
	ADP1111-12 ²		11.40	12.00	12.60	V			
コンパレータ・ヒステリシス	ADP1111			8	12.5	mV			
出力ヒステリシス	ADP1111-3.3			21	50	mV			
	ADP1111-5			32	50	mV			
	ADP1111-12			75	120	mV			
オシレータ周波数		f_{OSC}	54	72	88	kHz			
デューティ比	全負荷	DC	43	50	65	%			
スイッチのON時間	I_{LIM} を V_{IN} に接続	t_{ON}	5	7	9	μs			
SW飽和電圧	$T_A = +25$	V_{SAT}							
	ステップ・アップ・モード $V_{IN} = 3.0V$ 、 $I_{SW} = 650mA$						0.5	0.65	V
	ステップ・ダウン・モード $V_{IN} = 5.0V$ 、 $I_{SW} = 1A$						0.8	1.0	V
	ステップ・ダウン・モード $V_{IN} = 12V$ 、 $I_{SW} = 650mA$		1.1	1.5	V				
フィードバック・ピン・バイアス電流	ADP1111 $V_{FB} = 0V$	I_{FB}		160	300	nA			
セット・ピン・バイアス電流	$V_{SET} = V_{REF}$	I_{SET}		270	400	nA			
ゲイン部の出力LO	$I_{SINK} = 300\mu A$ $V_{SET} = 1.00V$	V_{OL}		0.15	0.4	V			
リファレンス・ラインのレギュレーション	$5V \leq V_{IN} \leq 30V$			0.02	0.075	%/V			
	$2V \leq V_{IN} \leq 5V$			0.4		%/V			
ゲイン部のゲイン	$R_L = 100k$ ³	A_V	1000	6000		V/V			
電流制限	$T_A = +25$ I_{LIM} と V_{IN} の間に220	I_{LIM}		400		mA			
電流制限温度係数				-0.3		%/			
スイッチのOFFリーク電流	$T_A = +25$ SW1ピン上で測定、 $V_{SW1} = 12V$			1	10	μA			
GND未満の最小電圧	$T_A = +25$ $I_{SW1} \leq 10\mu A$ 、スイッチOFF			-400	-350	mV			

注

¹ この仕様は、コンパレータのトリップ・ポイントが1.20Vから1.30Vの範囲内に低下する際の最大電圧と最小電圧を保証するものです。

² 出力電圧の波形は、コンパレータのヒステリシスのために縞状になります。固定出力バージョンの出力電圧は、常に規定された範囲内に収まります。

³ 100k 抵抗は、5VソースとAOピンの間に接続します。

⁴ 最小/最大温度でのすべての限度値は、標準的な統計的手法を通じて保証されています。

仕様は予告無しに変更する場合があります。

絶対最大定格*

電源電圧	36 V
SW1ピン電圧	50 V
SW2ピン電圧	- 0.5 V ~ V_{IN}
フィードバック・ピン電圧(ADP1111)	5.5 V
スイッチ電流	1.5 A
最大消費電力	500 mW
動作温度範囲 ADP1111A	0 ~ +70
保管温度範囲	- 65 ~ 150
リード温度(ハンダ付け、10秒)	300

代表的な回路

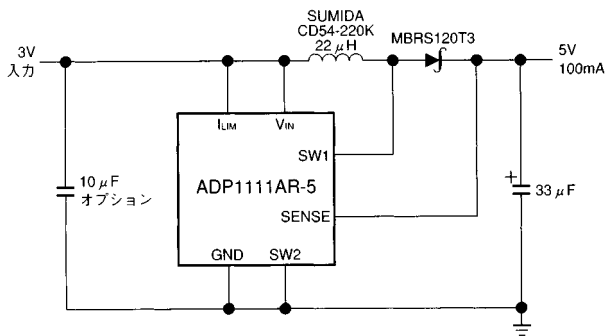


図1. 3Vから5Vへのステップ・アップ・コンバータ

オーダー・ガイド

モデル名	出力電圧	パッケージ
ADP1111AN	調整可能	N-8
ADP1111AR	調整可能	SO-8
ADP1111AN-3.3	3.3 V	N-8
ADP1111AR-3.3	3.3 V	SO-8
ADP1111AN-5	5 V	N-8
ADP1111AR-5	5 V	SO-8
ADP1111AN-12	12 V	N-8
ADP1111AR-12	12 V	SO-8

N = プラスチックDIP, SO = SOパッケージ

ピンの説明

名称	機能
I_{LIM}	通常の状態では、このピンを V_{IN} に接続します。より小さな値の電流が必要な場合、抵抗は I_{LIM} と V_{IN} の間に接続してください。スイッチ電流を400 mAに制限する際は、220 Ω抵抗を接続してください。
V_{IN}	入力電圧。
SW1	パワー・トランジスタのコレクタ・ノード。ステップ・ダウン構成の場合、 V_{IN} に接続します。ステップ・アップ構成の場合、インダクタ/ダイオードを接続します。
SW2	パワー・トランジスタのエミッタ・ノード。ステップ・ダウン構成の場合、インダクタ/ダイオードを接続します。ステップ・アップ構成の場合、グラウンドに接続します。このピン上の電圧は、グラウンド・ダイオード降下電圧未満にならないようにしてください。
GND	グラウンド。
AO	付属のゲイン(GB)出力。このオープン・コレクタは、300 µAの電流をシンクできます。使用しない場合は、無接続にできます。
SET	ゲイン・アンプ入力。このアンプの正入力は、SETピンに接続してあります。また負入力は、1.25 Vリファレンスに接続してあります。使用しない場合は、無接続にしてください。
FB/SENSE	ADP1111(可変出力)バージョンでは、このピンをコンパレータ入力に接続します。ADP1111-3.3、ADP1111-5およびADP1111-12では、このピンは出力電圧を設定する内部アプリケーション抵抗に直接接続します。

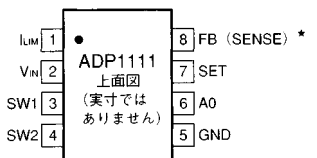
ピン配置

8ピン・プラスチックDIP
(N-8)



*固定バージョン

8ピンSOIC
(SO-8)



*固定バージョン

注意

ESD(静電放電)の影響を受けやすいデバイスです。4000 Vもの高圧の静電気が人体やテスト装置に容易に帯電し、検知されことなく放電されることもあります。このADP1111には当社独自のESD保護回路を備えていますが、高エネルギーの静電放電にさらされたデバイスには回復不能な損傷が残ることもあります。したがって、性能低下や機能喪失を避けるために、適切なESD予防措置をとるようお奨めします。



ADP1111 代表的特性

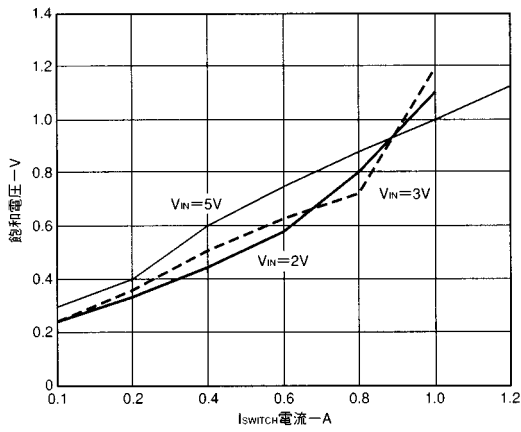


図2. ステップ・アップ・モード時の飽和電圧対 I_{SWITCH} 電流

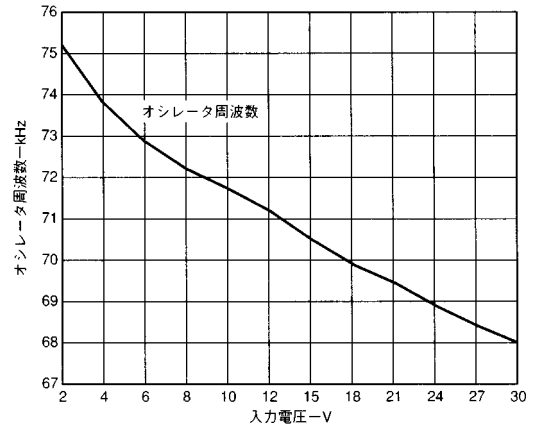


図5. オシレータ周波数対入力電圧

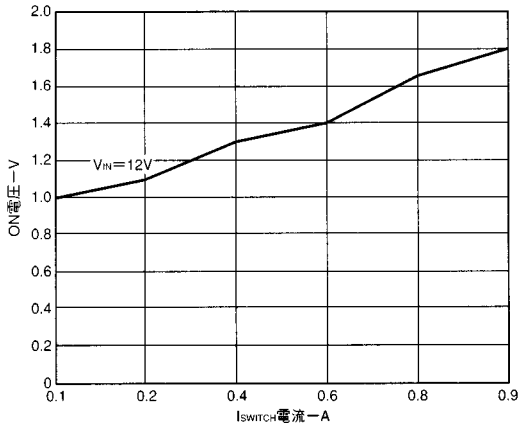


図3. ステップ・アップ・モード時のスイッチON電圧対 I_{SWITCH} 電流

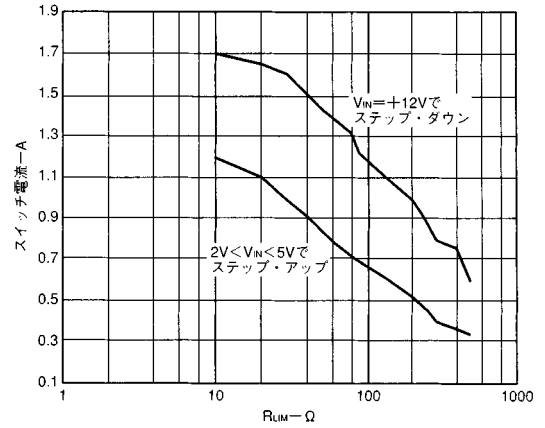


図6. 最大スイッチ電流対 R_{LIM}

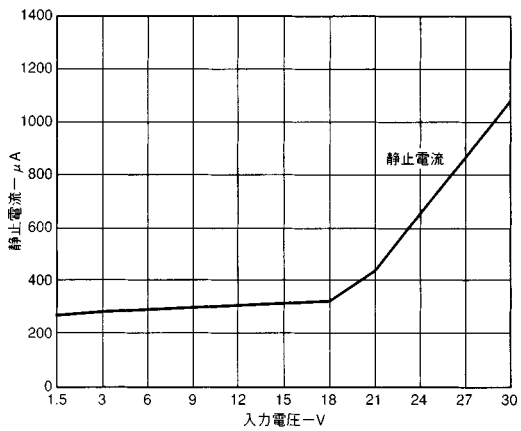


図4. 静止電流対入力電圧

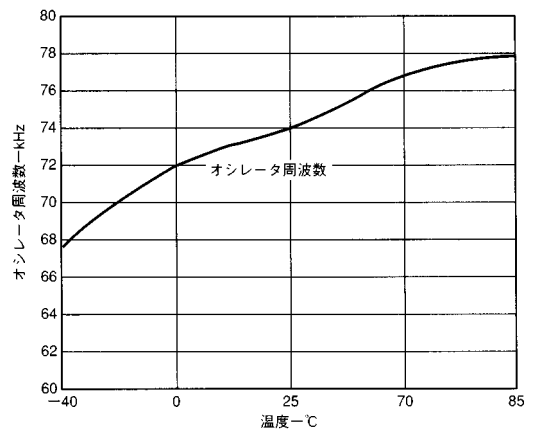


図7. オシレータ周波数対温度

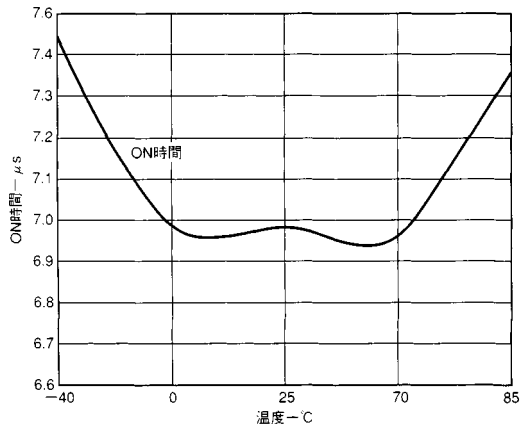


図8. スイッチON時間対温度

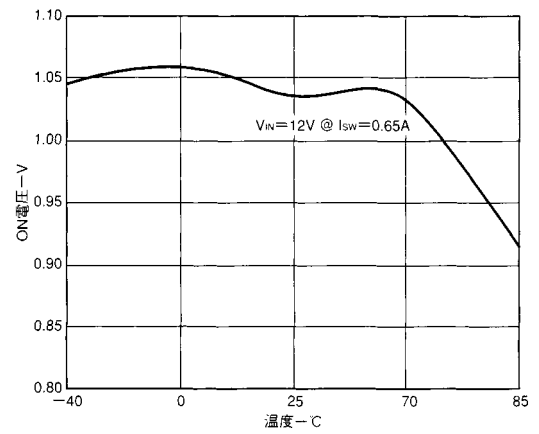


図11. ステップ・ダウン・モード時のスイッチON電圧対温度

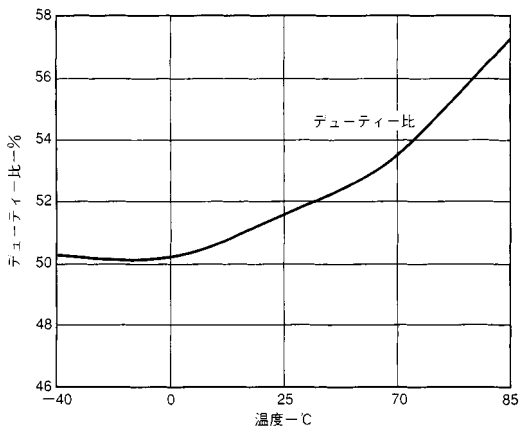


図9. デューティ比対温度

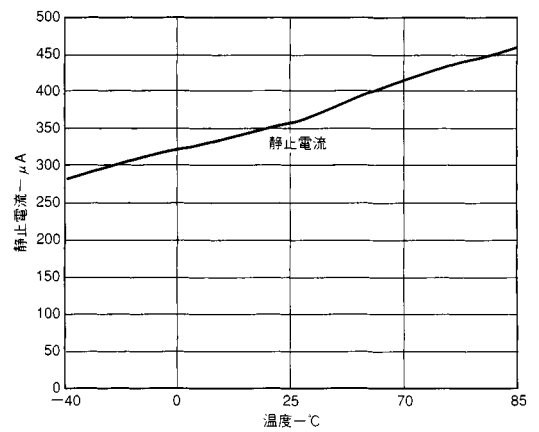


図12. 静止電流対温度

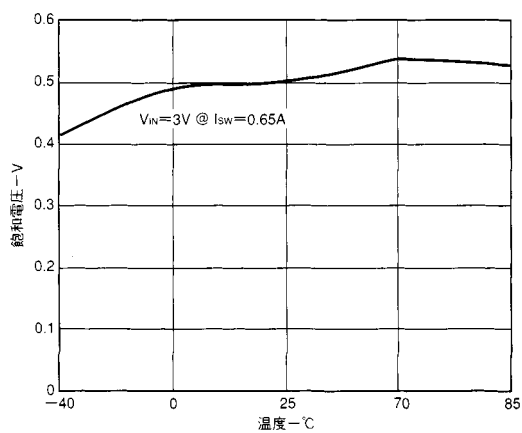


図10. ステップ・アップ・モード時の飽和電圧対温度

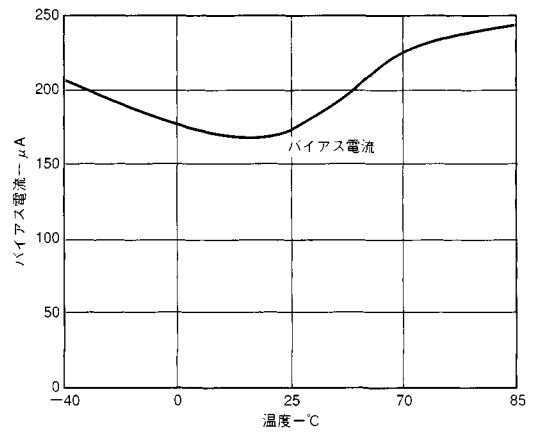


図13. フィードバック・バイアス電流対温度

ADP1111

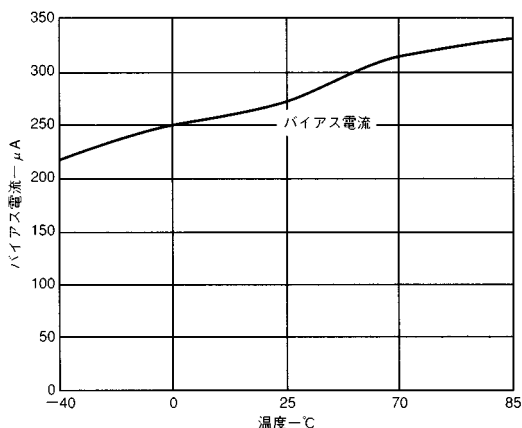


図14. セット・ピンの・バイアス電流対温度

動作の原理

ADP1111は、汎用性の高い低消費電力のスイッチ・モード電源電圧(SMPS)コントローラです。レギュレートした出力電圧は、入力電圧を超える値(ブーストまたはセット・アップ・モード)あるいは入力電圧未満の値(バックまたはセット・ダウン・モード)にできます。またこのデバイスは、低静止電流と共に非常に高い性能を実現するためにゲート方式のオシレータ技術を使用しています。

最初の頁にADP1111の機能ブロック図を示しています。コンパレータの一方の入力を内部1.25 Vリファレンスに接続しています。もう一方の入力は、(FBピンを通じて)レギュレートした出力に接続したフィードバック抵抗回路に外部で接続します。FBピンの電圧が1.25 V未満に低下した場合、72 kHzのオシレータがON状態になります。ドライバ・アンプは内部パワー・スイッチにベース・ドライブ電流を供給します。このスイッチング動作により、出力電圧が上昇します。FBピンの電圧が1.25 Vを超える場合、オシレータはOFF状態になります。オシレータがOFF状態の際、ADP1111の静止電流はわずかに300 μAです。またコンパレータは、周波数補償用の外付け部品を必要とせずにループの安定性を維持するためにヒステリシスを若干持たせています。

内部パワー・スイッチの最大電流は、 V_{IN} ピンと I_{LIM} ピンの間に抵抗を接続して設定できます。そして最大電流を超えた場合、スイッチはOFF状態になります。この電流制限回路は、約1 μsの時間遅延特性を持ちます。外部抵抗を使用しない場合、 I_{LIM} と V_{IN} を接続します。このデータシートの“スイッチ電流の制限”の項には、 I_{LIM} についての詳細を説明しています。

ADP1111の内部オシレータは、7 μsのON時間と7 μsのOFF時間を備えています。これは、 V_{IN} と V_{OUT} の比がおおよそ2程度(+3 Vから+5 Vを発生するような場合)のアプリケーションに最適です。しかし他の範囲(例えば+3 Vから+5 V電源を発生)の変換操作も簡単に実現できます。

ADP1111のオプションのゲイン部は、低バッテリー検出回路として接続できます。このゲイン部の反転入力、1.25 Vのリファレンスに内部で接続されています。また非反転入力、SETピンと接続しています。 V_{IN} とGNDとの間に接続する抵抗分周回路の中間ノードをSETピンに接続すれば、低バッテリー設定ポイントを超えた際にAO出力がLOになります。このAO出力は、300 μAをシンクできるオープン・コレクタのNPNトランジスタです。

ADP1111は、ステップ・アップ・モードとステップ・ダウン・モード両方の動作が可能な内部パワー・スイッチのコレクタとエミッタ両方を外部と接続できるようにしています。ステップ・アップ・モードの場合、エミッタ(SW2ピン)をGNDに接続し、コレクタ(SW1ピン)がインダクタをドライブします。またステップ・ダウン・モードの場合、エミッタがインダクタをドライブし、コレクタを V_{IN} に接続します。

ADP1111の出力電圧は、2個の外部抵抗で設定します。また3種類の固定電圧モードの製品もあります：ADP1111-3.3(+3.3 V)、ADP1111-5(+5 V)およびADP1111-12(+12 V)です。この固定電圧モードの製品は、チップ内にレーザーでトリミングした電圧設定用抵抗を内蔵しているという点を除いてはADP1111と同一のもので、ADP1111の固定電圧モードの製品は、SENSEピン(ピン8)を出力電圧に直接接続するだけです。

部品選択

インダクタ選択の一般的注意

ADP1111の内部パワー・スイッチがON状態の場合、インダクタ内に電流が流れます。スイッチがONの間、インダクタのコアにエネルギーが蓄えられます。そしてスイッチがOFF状態となった際に、この蓄えられたエネルギーが負荷に転送されます。ADP1111のスイッチ・トランジスタのコレクタとエミッタ両方にアクセスするために、出力電圧を入力電圧より高く、低く、あるいは逆極性に行うことができます。

ADP1111用のインダクタを決めるためには、適切な値のインダクタンス、飽和電流、DC抵抗成分を設定しなければなりません。この設定は困難なものではありません。またこのデータシートには、各回路の設定用の式を載せています。一般的には、インダクタンスの値は、必要とするエネルギー量を蓄えるために十分低いものでなければなりませんし(入力電圧とスイッチのON時間の両方が最小の場合) また V_{IN} とスイッチのON時間が最大の場合にインダクタが飽和しないように十分大きな値でなければなりません。さらにインダクタは、飽和せずに負荷にエネルギーを供給できるだけ十分エネルギーを蓄えていなければなりません。さらにインダクタのDC抵抗成分は、発熱によって過度の電力を消費しないように低い値のものにしてください。ADP1111の大抵のアプリケーションの場合、300 mAから1 Aの飽和電流規格を持つ、15 μHから100 μHのインダクタと0.4 未満のDC抵抗成分が適しています。この仕様を満たす小型の表面実装型のパッケージのフェライト・コア・インダクタが存在します。

電磁干渉(EMI)を抑えるために、トロイド・タイプまたはポット・コア・タイプのインダクタを推奨します。またEMIの影響が無い場合、低価格のロッド・コア・タイプのインダクタを使用できます。

インダクタの値を計算

インダクタの適切な値を決めるには、以下の3つの手順を踏みます：

1. 動作パラメータを決める：最小入力電圧、最大入力電圧、出力電圧および出力電流。
2. 適当な変換手法を選択(ステップ・アップ、ステップ・ダウン、または反転操作)。
3. 次項の式を用いて、インダクタの値を計算。

インダクタの選択 - ステップ・アップ・コンバータ

ステップ・アップまたはブースト・コンバータの場合(図18)、インダクタは入力電圧と出力電圧の差を維持するための十分な電力を蓄えなければなりません。次の式から蓄えなければならない電力を計算します：

$$P_L = (V_{OUT} + V_D - V_{IN(MIN)}) \cdot I_{OUT} \quad (式1)$$

ここで V_D はダイオードの順方向電圧(1N5818ショットキーの場合は約0.5V)です。ADP1111のスイッチがONの時だけ、インダクタ内にエネルギーが蓄えられますので、ADP1111が出力電圧をレギュレートするために、各スイッチング・サイクル中にインダクタに蓄えられるエネルギーは次の値以上でなければなりません：

$$\frac{P_L}{f_{OSC}} \quad (式2)$$

内部パワー・スイッチがON状態になった場合、インダクタに流れる電流は次のレートで増加します：

$$I_L(t) = \frac{V_{IN}}{R'} \left[1 - e^{-\frac{Rt}{L}} \right] \quad (式3)$$

ここでLの値は、Hです。またR'は、スイッチの等価抵抗成分とインダクタのDC抵抗成分を加算したものです(通常は+25 Ω で0.8 Ω)。スイッチの電圧降下が V_{IN} と比較して小さい場合、より簡単な式を使うことができます：

$$I_L(t) = \frac{V_{IN}}{L} t \quad (式4)$$

上式の't'の代わりにADP1111のON時間(通常7 μ s)を使うことで、インダクタの値と入力電圧が分かればピーク電流を決めることができます。この場合、インダクタのエネルギーは次の式で計算できます：

$$E_L = \frac{1}{2} L \cdot I_{PEAK}^2 \quad (式5)$$

前述したように、ADP1111が負荷に対して十分な電力を供給できるように、 E_L が P_L/f_{OSC} を超えなければなりません。効率を最大限高めるために、ピーク電流を1A未満に制限してください。スイッチ電流が大きくなると、スイッチの飽和電圧が増加するために効率が低下します。さらにピーク電流が大きくなると、出力リップルが増加します。通常、ピーク電流をできる限り小さくして、スイッチ、インダクタおよびダイオードの損失を抑えることができます。

上式よりインダクタの値を簡単に求めることができます。例えば、9Vのバッテリー電源電圧から40mAの12Vの電源を発生する場合を考えてみましょう。必要なインダクタの電力は、式1から：

$$P_L = (12V + 0.5V - 9V) \cdot (40mA) = 260mW$$

各スイッチング・サイクル毎に、インダクタは次のエネルギーを供給しなければなりません：

$$\frac{P_L}{f_{OSC}} = \frac{260mW}{72kHz} = 3.6\mu F$$

この例では、要求されるインダクタの電力が低いので、ピーク電流も小さくできます。まずピーク電流を500mAと仮定して、次に(式4)をインダクタの値を求めるために変形します：

$$L = \frac{V_{IN}}{I_{L(MAX)}} t = \frac{9V}{500mA} 7\mu s = 84\mu H$$

0.2 のDC抵抗成分とインダクタを標準的な値の68 μ Hにすると、ピーク・スイッチ電流が求められます：

$$I_{PEAK} = \frac{6V}{1.0\Omega} \left[1 - e^{-\frac{1.0\Omega \cdot 10\mu s}{47\mu H}} \right] = 587mA$$

ピーク電流が求められると、式5からインダクタのエネルギーが計算できます：

$$E_L = \frac{1}{2} (68\mu H) \cdot (587mA)^2 = 11.7\mu F$$

この11.7 μ Fのインダクタのエネルギーは、 P_L/f_{OSC} の要求する3.6 μ Fより大きいので、68 μ Hのインダクタはこの回路で動作します。同じ式に他のインダクタの値を代入して、最適なインダクタの値を求めることもできます。

またインダクタの値を決める際、ピーク電流は1.5Aの最大スイッチ電流を超えてはなりません。式から求めたピーク電流が1.5Aを超える場合、ADP1110の利用を考慮してください。さらにこのデバイスは、70%のデューティー比を備えていますので、各サイクル毎により多くのエネルギーをインダクタに蓄えることができます。これにより、より大きな電力を出力できます。

ピーク電流は、入力電圧の最小値と最大値で評価しなければなりません。 V_{IN} が最小値の際にスイッチ電流が大きい場合、 V_{IN} の最大値で1.5Aの制限値を超える場合があります。この場合、ADP1111の電流制限機能を使用してスイッチ電流を制限します。(図6から)抵抗を選択して、最大スイッチ電流を V_{IN} の最大値から計算する I_{PEAK} 値に制限します。これにより、 V_{IN} が増加しても I_{PEAK} をある一定の値にして効率を改善します。詳細については、このデータシートの“スイッチ電流の制限”を参照してください。

出力をグラウンドに短絡した場合、このスイッチ電流制限機能は回路を保護しないことに注意してください。この場合、インダクタのDC抵抗成分とダイオードの順方向電圧によって電流が制限されるのみです。

インダクタの選択 - ステップ・ダウン・コンバータ

図19は、ステップ・ダウン・モード動作を示しています。ステップ・アップ・モードとは異なり、ステップ・ダウン・モードでの動作時にADP1111のパワー・スイッチは飽和しません。したがって、このモードの際はスイッチ電流を650mAに制限してください。入力電圧が幅広い範囲に渡って変化する場合、 I_{LIM} ピンによって最大スイッチ電流を制限できます。また図21のように、外部にスイッチング・トランジスタを追加すればより大きなスイッチ電流が可能となります。

ステップ・ダウン用のインダクタを決める最初の手順は、次のようにピーク・スイッチ電流を計算することです：

$$I_{PEAK} = \frac{2I_{OUT}}{DC} \left[\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} - V_{SW} + V_D} \right] \quad (式6)$$

ここで： DC = デューティー比(ADP1111の場合は0.5)

V_{SW} = スwitchの電圧降下

V_D = ダイオード電圧降下(1N5818の場合は0.5V)

I_{OUT} = 出力電流

V_{OUT} = 出力電圧

V_{IN} = 最小入力電圧

ADP1111

前述したように、ステップ・ダウン・モードのスイッチ電圧はステップ・アップ・モードのものより高くなります。 V_{SW} はスイッチ電流と関係があります。つまり、 V_{IN} 、 L 、時間および V_{OUT} と関係があります。ほとんどの回路では、 V_{SW} を1.5 Vにすることを推奨します。

次にインダクタの値を計算します：

$$L = \frac{V_{IN(MIN)} - V_{SW} - V_{OUT}}{I_{PEAK}} \cdot t_{ON} \quad (\text{式7})$$

ここで： t_{ON} = スイッチON時間(7 μ s)

入力電圧が変化する場合(9 V、12 Vまたは15 V電源で動作させなければならないアプリケーション等)図6から R_{LIM} 抵抗を選択してください。この R_{LIM} 抵抗は、入力電圧が上昇してもスイッチ電流を一定に保ちます。ステップ・アップ・モードとステップ・ダウン・モードでは、 R_{LIM} の値は別なことに注意してください。

例えば、300 mAで+5 Vの電源には+12 Vから+24 Vの電源が必要と考えます。式6からピーク電流を求めると：

$$I_{PEAK} = \frac{2 \cdot 300 \text{ mA}}{DC} \left[\frac{5 + 0.5}{12 - 1.5 + 0.5} \right] = 600 \text{ mA}$$

次に式7にピーク電流の値を代入し、インダクタの値を計算します：

$$L = \frac{12 - 1.5 - 5}{600 \text{ mA}} \cdot 7 \mu\text{s} = 64 \mu\text{H}$$

64 μ Hは標準的な値ではないので、この値未満の標準的な56 μ Hを設定します。入力電圧が+24 Vの際に最大スイッチ電流を超えることがないように、 R_{LIM} 抵抗を設定してください。図6のステップ・ダウンの曲線を使用します。560 Ω の抵抗でスイッチ電流を600 mAに制限します。

インダクタの選択 - 正から負へのコンバータ

図22は、ADP1111を使用した正から負へのコンバータの構成を示しています。ステップ・アップ・コンバータと同様、反転回路の出力電力はインダクタが供給しなければなりません。次の式からインダクタの必要電力が求まります：

$$P_L = (|V_{OUT}| + V_D) \cdot (I_{OUT}) \quad (\text{式8})$$

正から負へのモードでは、ADP1111のパワー・スイッチは飽和しません。スイッチの電圧降下は、0.75 Vのベース・エミッタ・ダイオードとこれに直列した0.65 Ω 抵抗でモデル化できます。スイッチがON状態の際、インダクタの電流は以下の式で求められるレートで上昇します：

$$I_L(t) = \frac{V_L}{R'} \left[1 - e^{-\frac{R't}{L}} \right] \quad (\text{式9})$$

ここで： $R' = 0.65 \Omega + R_{L(DC)}$
 $V_L = V_{IN} - 0.75 \text{ V}$

例えば、+4.5 Vから+5.5 V電源から50 mAで-5 Vを出力すると考えた場合、式8からインダクタの電力を計算します：

$$P_L = (|-5 \text{ V}| + 0.5 \text{ V}) \cdot (50 \text{ mA}) = 275 \text{ mW}$$

各スイッチング・サイクル毎に、インダクタは次のエネルギーを供給しなければなりません：

$$\frac{P_L}{f_{OSC}} = \frac{275 \text{ mW}}{72 \text{ kHz}} = 3.8 \mu\text{F}$$

0.2 のDC抵抗成分を持つ56 μ Hの標準的なインダクタを使用すると、ピーク・スイッチ電流が求められます：

$$I_{PEAK} = \frac{4.5 \text{ V} - 0.75 \text{ V}}{0.65 \Omega + 0.2 \Omega} \left[1 - e^{-\frac{0.85 \Omega \cdot 7 \mu\text{s}}{68 \mu\text{H}}} \right] = 445 \text{ mA}$$

ピーク電流が求められると、式9からインダクタのエネルギーを計算できます：

$$E_L = \frac{1}{2} (56 \mu\text{H}) \cdot (445 \text{ mA})^2 = 5.54 \mu\text{J}$$

この5.54 μ Jのインダクタのエネルギーは、 P_L/f_{OSC} の要求する3.82 μ Jより大きいので、56 μ Hのインダクタはこの回路で動作します。

入力電圧は、この例では4.5 Vから5.5 Vしか変化しません。したがって、ピーク電流は R_{LIM} 抵抗が要求するだけ十分に変化しません。そして I_{LIM} ピンを直接 V_{IN} に接続できます。またピーク電流が650 mAを超えないように気をつけてください。

コンデンサの選択

最適な性能を実現するためには、十分留意してADP1111の出力コンデンサを選択しなければなりません。不適切なコンデンサを選ぶと、効率が低下するか、あるいは出力リップルが大きくなります。

通常のアلمニ電解コンデンサは廉価ですが、等価直列抵抗(ESR)と等価直列インダクタンス(ESL)特性の点で劣ります。特にスイッチ・モード・コンバータのアプリケーション用に設計された低ESRのアلمニ電解コンデンサも存在します。これは、汎用のコンデンサより良いものと言えます。タンタル・コンデンサを利用すると良い性能を実現できますが、価格が高くなるのが欠点です。OS-CONコンデンサ(三洋電機)を利用すると、非常に低いESR特性を実現できます。このコンデンサは、非常に小型で、リールで出荷され、非常に低いESR特性を誇っています。

図15、図16、および図17は、コンデンサによる出力リップルの影響を示したものです。これらの3つの図は、同じADP1111を使用し、3種類の異なるコンデンサで評価したものです。ピーク・スイッチ電流は、すべて500 mAです。そしてコンデンサの値は、100 μ Fです。図15は、松下電工社のHFシリーズ(16 V)コンデンサを使用したものです。スイッチをOFF状態にした時、出力電圧は約90 mVジャンプし、そしてインダクタがコンデンサに放電してこの電圧が低下して行きます。電圧の上昇から、ESRが約0.18 Ω ということが分かります。図16は、図16のアلمニ電解コンデンサの代わりに、スプラグ社の293Dシリーズ(6 V)のタンタル・コンデンサを使用したものです。この場合、出力電圧は約30 mVジャンプします。これはESRが、0.06 Ω ということが分かります。図17は、同じ回路でOS-CONシリーズ(16 V)コンデンサを使用したものです。この場合、ESRはわずかに0.02 Ω です。

出力リップルが小さいことが重要な場合、ADP3000の使用を考慮

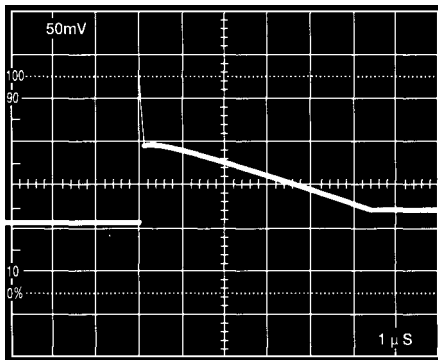


図15. アルミ電解コンデンサ

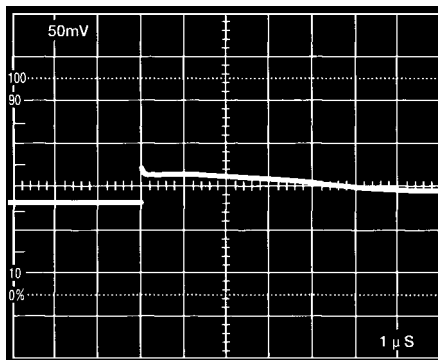


図16. タンタル電解コンデンサ

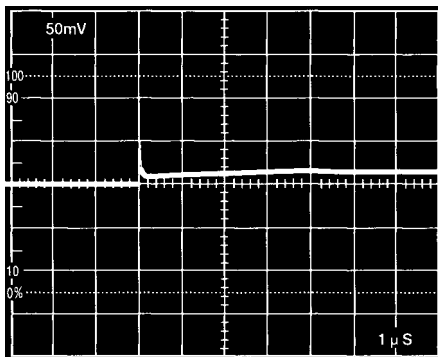


図17. OS-CONコンデンサ

に入れてください。このデバイスは400 kHzでスイッチするために、より小さなピーク電流を利用できます。さらにスイッチング周波数がより高いことにより、出力フィルタの設計が簡単です。詳しくは、ADP3000のデータシートを参照してください。

ダイオードの選択

ダイオードを選択する際は、速度性能、順電圧降下、および逆リーク電流等を考慮に入れなければなりません。高い効率を維持するためには、ADP1111のスイッチがON状態になった際にダイオードが素早くON状態にならなければなりません。1N4148等の高速信号ダイオードやショットキー整流器が適当です。ダイオードの順電圧は、負荷に流れない電力を表しています。したがって、 V_F もでき

る限り小さなものでなければなりません。再度、ショットキー・ダイオードを推奨します。リーク電流が静止電流全体の大きな割合を占める低電流回路では、リーク電流が特に重要な問題となります。

ほとんどの回路では、1N5818がADP1111用の適切なダイオードと言えます。このダイオードの特性は、1Aで0.5Vの V_F 、4μAから10μAのリーク電流、および高速のON時間とOFF時間を備えています。さらに表面実装型のMBRS130LT3も発売されています。

100 mA未満のスイッチ電流の場合、BAT85等のショットキー・ダイオードは100 mAで0.8Vの V_F 、および1μA未満のリーク電流特性を備えています。また同様の特性を持つ、BAT54も表面実装パッケージで発売されています。さらに1N4148信号ダイオードによって、1 nAから5 nAの範囲のより低いリーク電流を実現できます。

1N4001等の汎用の整流器は、ADP1111の回路には適していません。このデバイスのON時間は10μs以上ですので、電源アプリケーションのスイッチングには非常に低速と言えます。このようなダイオードを使用すると、システムの開発時間を無駄にすることになります。つまり、ADP1111回路に1N4001を使用した場合、回路の性能は適切なダイオードを使用した時よりも低下します。

回路の動作、ステップ・アップ(ブースト)モード

ブースト・モードでは、ADP1111は入力電圧より高い出力電圧を発生できます。例えば、+5Vロジック電源電圧から+12Vを発生、または、2個のアルカリ乾電池(+1.5V)から+5Vを発生できます。

図18は、ADP1111をステップ・アップ動作に構成したものです。内部パワー・スイッチのコレクタはインダクタの出力側に接続され、またエミッタはGNDに接続されています。スイッチがON状態になった際、SW1ピンはグラウンド近くに電位まで低下します。この動作により、L1の電位は $V_{IN} - V_{CE(SAT)}$ と等しくなり、電流がL1に流れ込み始めます。この電流は以下の最終値(2次的な影響を除いて)に到達します：

$$I_{PEAK} \cong \frac{V_{IN} - V_{CE(SAT)}}{L} \cdot 7\mu s$$

ここで7μsは、ADP1111のスイッチのON時間です。

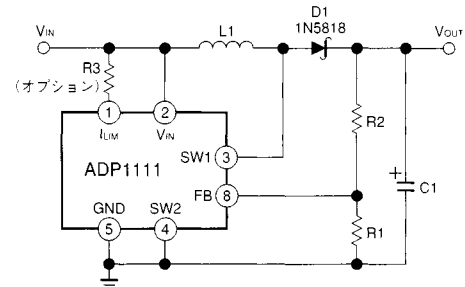


図18. ステップ・アップ・モード動作

スイッチがOFF状態になった際、磁場が消滅します。またインダクタの極性が変化し、電流がD1を通じて負荷に流れ始め、そして出力電圧が入力電圧より高くドライブされます。

この出力電圧は、抵抗R1とR2を通してADP1111にフィードバックされます。FBピン上の電圧が1.25V未満に低下した場合、SW1は再びON状態になり、そしてこのサイクルを繰り返します。したがって出力電圧は次の式で設定されます：

ADP1111

$$V_{OUT} = 1.25 V \cdot \left[1 + \frac{R2}{R1} \right]$$

図18の回路は、インダクタとD1を通じてV_{IN}からV_{OUT}の直接電流が流れる経路を示しています。つまり、出力をグラウンドに短絡した場合、このブースト・コンバータは保護されません。

回路の動作、ステップ・ダウン(バック)モード

ADP1111のステップ・ダウン・モードでは、入力電圧より低い出力電圧を発生します。例えば、4個のニッカド乾電池(+4.8V)の出力から+3Vのロジック電源を発生できます。

図19は、ADP1111のステップ・ダウン動作の代表的構成です。この場合、内部パワー・スイッチのコレクタはV_{IN}に接続され、またエミッタはインダクタをドライブします。スイッチがON状態になった際、SW2ピンはV_{IN}電位までプルアップされます。この動作により、L1の電位はV_{IN} - V_{CE} - V_{OUT}と等しくなり、電流がL1に流れ込みます。この電流は以下の最終値に到達します：

$$I_{PEAK} \cong \frac{V_{IN} - V_{CE} - V_{OUT}}{L} \cdot 7\mu s$$

ここでの7μsは、ADP1111のスイッチのON時間です。

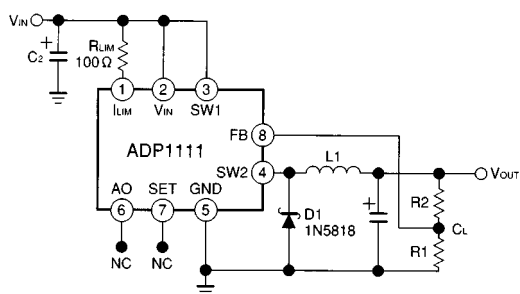


図19. ステップ・ダウン・モード動作

スイッチがOFF状態になった際、磁場が消滅します。またインダクタの極性が変化し、インダクタのスイッチ側がグラウンド未満にドライブされます。そしてショットキー・ダイオード(D1)がON状態になり、負荷に電流が流れ込みます。ADP1111のSW2ピンの絶対最大定格は、グラウンドから0.5V下であることに注意してください。この限度を超えないように、D1はショットキー・ダイオードでなければなりません。この回路でシリコン・ダイオードを使用するとSW2ピンが-0.8Vになり、ADP1111が消費電力の点でダメージを受ける場合があります。

このバック・レギュレータの出力電圧は、抵抗R1とR2によってADP1111のFBピンにフィードバックされます。FBピン上の電圧が1.25mV未満に低下した場合、内部パワー・スイッチは再びON状態になります。そして、このサイクルを繰り返します。したがって出力電圧は次の式で設定されます：

$$V_{OUT} = 1.25 V \cdot \left[1 + \frac{R2}{R1} \right]$$

ステップ・ダウン・モードでADP1111を動作する場合に、スイッチがOFF状態の際には出力電圧が内部パワー・スイッチのエミッタ・ベース接合の影響を受けます。スイッチを保護するために、出力電圧は6.2V以下に制限してください。より高い出力電圧が必要

な場合、図20に示すように、SW2と直列にショットキー・ダイオードを配置してください。

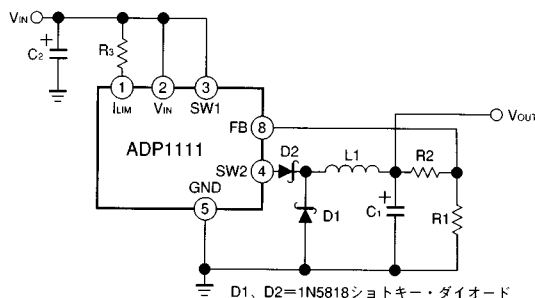


図20. ステップ・ダウン・モード、V_{OUT}が6.2Vを超える場合

ADP1111への入力電圧が幅広い範囲で変化する場合、ピン1上に電流制限抵抗が必要な場合があります。ある特定の回路で入力電源電圧が低く、しかし高いピーク・インダクタ電流が要求される場合、ピーク電流がスイッチの絶対最大定格を超える可能性、あるいは電源電圧が最大値の際にインダクタが飽和する可能性があります。この特定の回路については、このデータシートの“スイッチ電流の制限”の項を参照してください。

ステップ・ダウン・レギュレータでの出力電流の増加

ブースト構成とは異なり、ステップ・ダウン・モードで動作する際のADP1111の内部パワー・スイッチは飽和しません。ステップ・ダウン・モード時のスイッチ上の電圧は、控え目にみて1.5Vです。これにより高いピーク電流が要求される際、ADP1111の消費電力は大きくなります。出力電流を増加させるために、外部にPNPスイッチを追加する事も可能です(図21)。この回路では、ADP1111はR3を通してQ1のベースをドライブします。そしてR4はQ1を高速にOFF状態にする働きをします。ADP1111の内部電流制限機能はこの回路では動作しませんので、電流制限のためにR5を設けています。図の抵抗R5の値では、電流を2Aに制限します。さらにADP1111の消費電力を抑えるために、この回路はスイッチ電圧を小さくしています。図21の回路のインダクタ値を使用した場合、スイッチ電圧は次の式から計算できます：

$$V_{SW} = V_{R5} + V_{Q1(SAT)} \cong 0.6 V + 0.4 V \cong 1 V$$

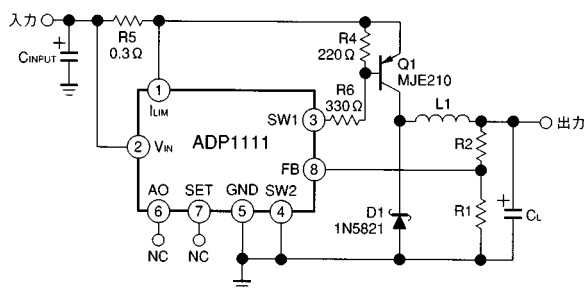


図21. 高電流ステップ・ダウン動作

表1. 変換用の部品選択

入力電圧	出力電圧	出力電流 (mA)	回路図	インダクタの値	インダクタの製品番号	容量値	注意
2 ~ 3.1	5	90 mA	4	15 μ H	CD75-150K	33 μ F	
2 ~ 3.1	5	10 mA	4	47 μ H	CTX50-1	10 μ F	
2 ~ 3.1	12	30 mA	4	15 μ H	CD75-150K	22 μ F	
2 ~ 3.1	12	10 mA	4	47 μ H	CTX50-1	10 μ F	
5	12	90 mA	4	33 μ H	CD75-330K	22 μ F	
5	12	30 mA	4	47 μ H	CTX50-1	15 μ F	
6.5 ~ 11	5	50 mA	5	15 μ H		47 μ F	
12 ~ 20	5	300 mA	5	56 μ H	CTX50-4	47 μ F	
20 ~ 30	5	300 mA	5	120 μ H	CTX100-4	47 μ F	
5	- 5	7 mA	6	56 μ H	CTX50-4	47 μ F	
12	- 5	250 mA	6	120 μ H	CTX100-4	100 μ F	

注
 CD = スミダ
 CTX = Coiltronics
 I_{LIM} と V_{IN} の間に 47 Ω を追加。
 I_{LIM} と V_{IN} の間に 220 Ω を追加。

正から負への変換

図22のように、ADP1111は正の入力電圧を負の出力電圧に変換できます。この回路は、インダクタの出力側がパワー・グラウンドに接続されているという点を除いて基本的に図19のステップ・ダウン・アプリケーションと同じです。ADP1111の内部パワー・スイッチがOFF状態となった際、インダクタに流れ込む電流によって出力 ($-V_{OUT}$) を負の電圧にします。ADP1111のスイッチは、FBピン上の電圧がGNDピンより1.25 mV以上高くなるまでON状態のままです。したがって、次の式から出力電圧を求めます。

$$V_{OUT} = 1.25 V \cdot \left[1 + \frac{R2}{R1} \right]$$

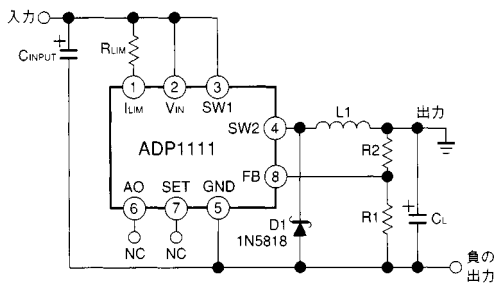


図22. 正から負への変換

ステップ・ダウンの回路の設計上の問題も、この正から負への変換操作に適用されます。SW2ピンと直列にダイオードを配置しない場合は、出力電圧を $|6.2V|$ に制限してください(図20を参照)。さらにADP1111の過度の電力消費を抑えるために、D1はショットキーでなければなりません。

負から正への変換

図23の回路は、負の入力電圧を正の出力電圧に変換するものです。この回路構成の動作は、フィードバック抵抗R2を通した電流はPNPトランジスタによってグラウンド未満にレベル・シフトされるという点を除いて、図18のステップ・アップ技術と同じです。R2上の電圧は、 $V_{OUT} - V_{BEQ1}$ です。しかしダイオードD2は、Q1のベース

をグラウンドから約0.6V下にレベル・シフトし、Q1の V_{BE} をキャンセルします。さらにD2によって、温度変化に対する回路の出力電圧の影響を抑えます。次の式からこの回路の出力電圧を求めます。

$$V_{OUT} = 1.25 V \cdot \frac{R2}{R1}$$

正のステップ・アップ・コンバータとは異なり、負から正へのコンバータの出力電圧は入力電圧より低くも高くもできます。

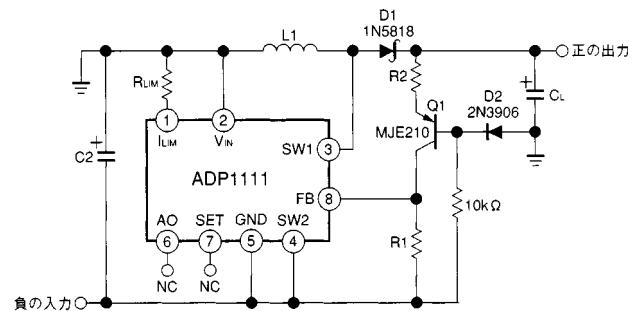


図23. 負から正へのコンバータ

スイッチ電流の制限

ADP1111の R_{LIM} ピンによって、1個の抵抗でスイッチ電流を制限できます。この電流制限動作は、パルス状の電流に対して行います。この機能により、インダクタが飽和せずに、または最大スイッチ・レートを超えずに幅広い範囲に渡って入力電圧を変化できます。例えば、入力が2.0Vで800 mAのピーク電流を必要とするシステムを考えます。 V_{IN} が4Vに上昇した場合、スイッチ電流は1.6Aを超えます。ADP1111はスイッチ電流を1.5Aに制限し、スイッチを保護しますが、出力リップルは増加します。適切な抵抗を選択すると、 V_{IN} が上昇してもスイッチ電流を800 mAに制限します。図6は、 R_{LIM} と最大スイッチ電流の関係を示しています。

ADP1111が連続誘導モードとなった際に、この I_{LIM} 機能をインダクタの電流の制限に使用できます。

この機能は、ステップ・アップ・モードで以下の条件を満足する

ADP1111

場合に利用できます：

$$\frac{V_{OUT} + V_{DIODE}}{V_{IN} - V_{SW}} < \frac{1}{1 - DC}$$

ここでのDCは、ADP1111のデューティー比です。この関係が存在する場合、スイッチがOFF状態の時にインダクタの電流がゼロになることはありません。次サイクルでスイッチがONとなった際に、インダクタの電流は残差レベルから鋸状に増加し始めます。またスイッチのON時間が一定の場合、インダクタ電流は高いレベルまで上昇します(図24を参照)。これにより出力リップルが増加しますので、大きな値のインダクタやコンデンサが必要となる可能性があります。 I_{LIM} 抵抗でスイッチ電流を制御すると、出力リップルを設計値に抑えることができます。図25は、この I_{LIM} 回路の動作を示しています。

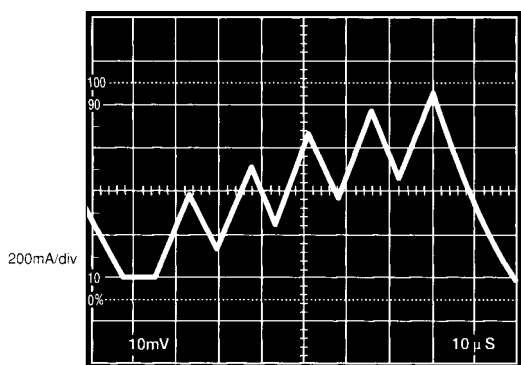


図24.

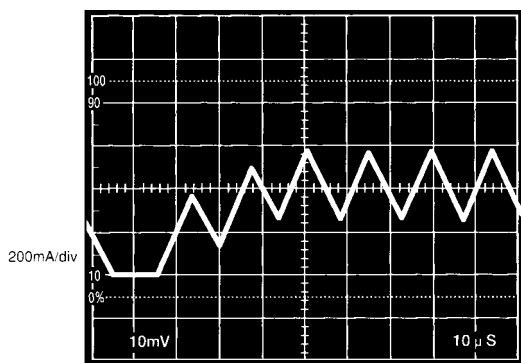


図25.

図26は、 I_{LIM} 回路の内部構造を示しています。Q1はADP1111の内部パワー・スイッチで、センス・トランジスタQ2と並列に配置されています。Q1とQ2のサイズの比率は、 I_{Q2} が I_{Q1} の0.5%となるようにしています。内部80Ω抵抗と R_{LIM} 抵抗を通して、Q2に電流が流れます。この2個の抵抗は、オシレータのディスエーブル・トランジスタ(Q3)のベース・エミッタ接合に並列に配置されています。R1と R_{LIM} 上の電圧が0.6Vを超えた時、Q3がON状態になり、出力パルスを遮断します。80Ωの内部抵抗のみを使用する場合(つまり I_{LIM} ピンを直接 V_{IN} に接続)、最大スイッチ電流は1.5Aになります。また図6は、電流制限値と R_{LIM} の関係を示しています。

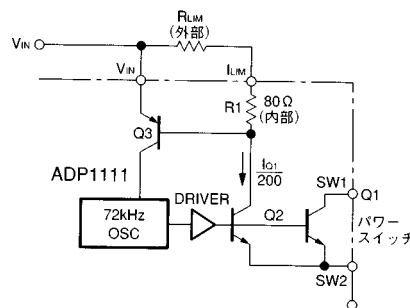


図26. ADP1111電流制限スイッチ

この電流制限回路の遅延時間は、約1µsです。またスイッチON時間が3µs未満に減少した場合、電流トリップ・ポイントの精度が低下します。スイッチON時間を1µs未満に設定しようとすると、スイッチのON時にスプリアス応答が発生しますが、ADP1111は正常にレギュレートした出力を供給します。

ゲイン部のプログラム

ADP1111のゲイン部は、低バッテリー検出回路、誤差アンプ、あるいはリア・ポスト・レギュレータとして使用できます。このゲイン部は、入力PNPとオープン・コレクタのNPN出力およびオペアンプで構成されています。反転入力は内部でADP1111の1.25Vリファレンスに接続されていますが、非反転入力はSETピンと接続されています。またNPN出力トランジスタは、約300µAの電流をシンクします。

図27aは、ゲイン部を低バッテリーのモニター回路に構成したものです。抵抗R1とR2は静止電流を減少するように高い値に設定してください。しかし、SET入力のバイアス電流が大きな誤差を生じないようにあまり高い値には設定しないでください。R2には33kΩ程度の値が適当です。そして、R1は以下の式から計算します：

$$R1 = \frac{V_{LOBATT} - 1.25V}{35.1\mu A}$$

ここでの V_{LOBATT} は、希望する低バッテリーのトリップ・ポイントです。またゲイン部の出力はオープン・コレクタNPNですので、プルアップ抵抗を正のロジック電源電圧に接続してください。

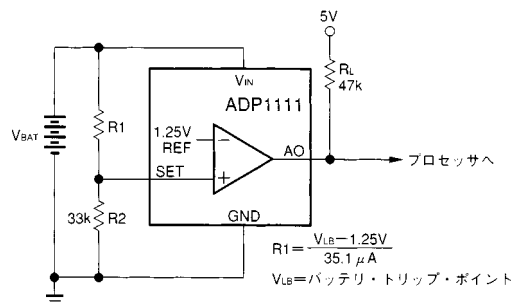


図27a. 低バッテリー検出器のトリップ・ポイントの設定

図27bの回路は、ノイズがSET入力とカップリングするために、トリップ・ポイントに到達した際に複数のパルスを発生します。デジタル・ロジックに複数回の割込み要求を行わないようにするために、回路にヒステリシスを持たせます(図27)。1 M から10 M の値の抵抗RHYSでヒステリシスを持たせることができます。RHYSを追加したことにより、トリップ・ポイントが若干変化します。それにより、新たなR1の値は：

$$R1 = \frac{V_{LOBATT} - 1.25 V}{\left[\begin{array}{c} 1.25 V \\ R2 \end{array} \right] - \left[\begin{array}{c} V_L - 1.25 V \\ R_L + R_{HYS} \end{array} \right]}$$

ここでの V_L はロジック電源電圧、 R_L はプルアップ抵抗、そして R_{HYS} はヒステリシスを発生します。

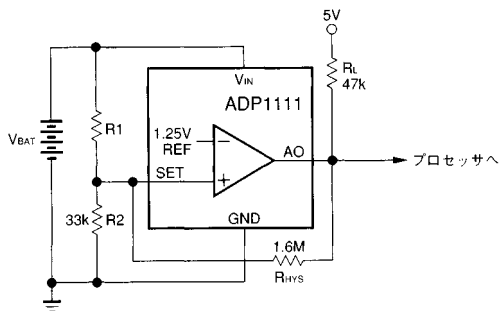


図27b.

応用回路

すべて表面実装型パッケージの3 Vから5 Vへのコンバータ

これは、ADP1111にとって最も基本的な回路です(次の項の基本ステップ・ダウン構成と共に)。表面実装型のパッケージを使用して、基板面積を小さく抑えています。この回路は、100 mAで+5 Vの電流を出力します。そして携帯型のシステム内ではバッテリー電源で動作できます。

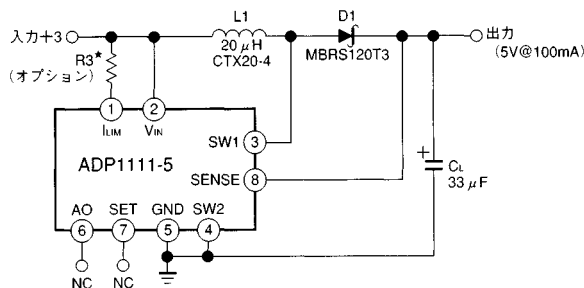


図28. すべて表面実装型パッケージの、+3 Vから+5 Vへのステップ・アップ・コンバータ

9 Vから5 Vへのステップ・ダウン・コンバータ

この回路は9Vバッテリーを使用して、+5 V出力を発生します。またこの回路は、最低50 mAの電力を供給しながら最低6.5 Vの電圧で動作できます。100 Ω抵抗によって、スイッチ電流を500 mAに制限します。

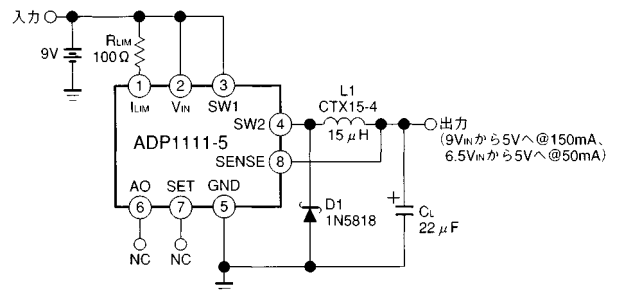


図29. 9 Vから5 Vへのステップ・ダウン・コンバータ

20 Vから5 Vへのステップ・ダウン・コンバータ

出力電流がより大きい、またより広範囲での入力電圧で動作できるという点を除いて、この回路は図29と同じです。前の項の例で述べたように、スイッチ電流は500 mAに制限されています。

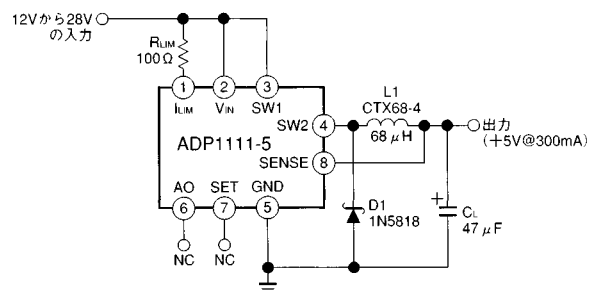


図30. 20 Vから5 Vへのステップ・ダウン・コンバータ

+5 Vから-5 Vへのコンバータ

この回路は、設計を若干簡略化するためにADP1111の固定出力バージョンを使用している点を除いては、基本的に図22と同一です。

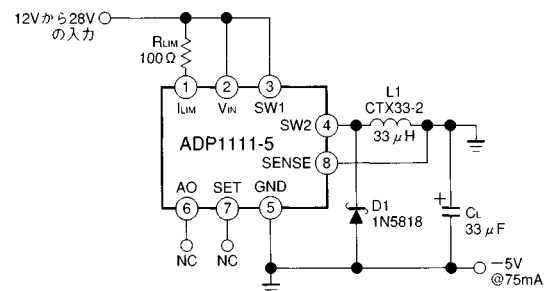


図31. +5 Vから-5 Vへのコンバータ

ADP1111

電圧で制御する正から負へのコンバータ

フィードバック経路にオペアンプを設けると、電圧(V_C)で出力をリニアに制御できる簡単な正から負へのコンバータを構築できます。レールtoレールの入出力特性を持つOP196は、出力電流と制御電圧の電流を加算し、FBピンをHIかLOのいずれかにドライブします。これにより、チップ内のオシレータを制御します。0.22 の抵抗とショットキー・ダイオード(BAT54)は、短絡回路電流を約3 Aに制限し、入力電圧が変化してもピーク・スイッチ電流が制限されます。また外部パワー・スイッチは、スイッチのOFF切り換え時間を高速にするためにプルアップ回路を備えています。この例ではIRF9530を利用していますが、この回路では他のデバイスでも最低50 VのVDSで最低3 Aのピーク電流を扱うことができます。しかし消費電力の点には注意を払ってください。この回路は、+6 Vの入力と0 Vから5 Vの範囲の制御電圧で2 Wの電力を出力できます。

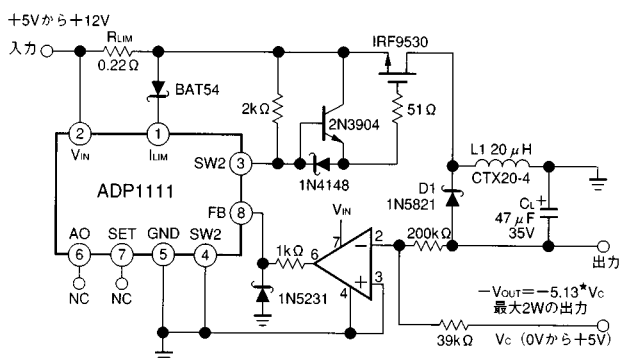


図32. 電圧制御正から負へのコンバータ

+3 Vから - 22 VのLCDバイアス発生器

これはADP1111の可変出力バージョンを利用して、+22.5 Vリファレンス出力を発生し、そしてこれをレベル・シフトして - 22 Vの出力を供給する回路です。+5 V電源で動作させたい場合、R1を47 に変更します。またこの回路は、+3 V電源で7 mA、+5 V電源で40 mAの電流を供給します。

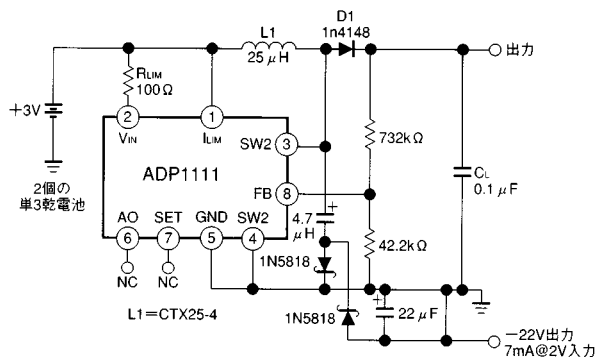


図33. 3 Vから - 22 VのLCDバイアス発生器

高電力、低静止電流ステップ・ダウン・コンバータ

フィードバック・ピンが内部オシレータを直接制御していますので、フィードバック・ピンが1.25 Vのコンパレータ・スレッシュ・ホールドを超えるとこの回路はシャットダウンと似た状態になります。適切にスタンバイ動作を実行するために、1N4148ダイオードのアノード側のロジック・レベルは最低2 V必要です。

外部のスイッチ・ドライバ回路は、パワー・MOSFETを高速にOFF状態に切り換えるために、プルアップ用の2N3904トランジスタを備えています。ほとんどのパワー・MOSFETは、 V_{GS} が18 Vとなるまでスイッチとして動作します。0.22 の抵抗とBAT54ショットキー・ダイオードは、短絡回路電流を約3 Aに制限します。これにより、入力電圧が変化してもピーク・スイッチ電流を制限することになります。

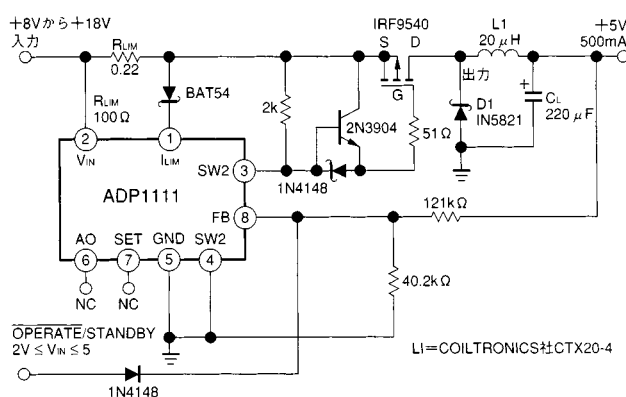


図34. 高電力、低静止電流のステップ・ダウン・コンバータ

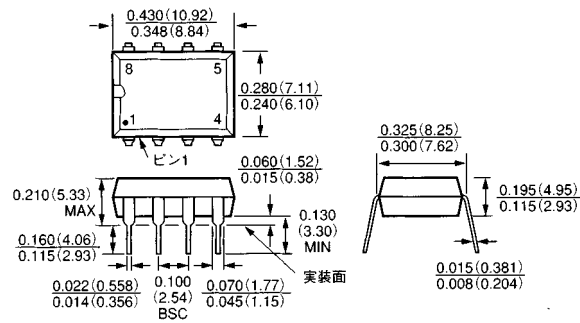
注意

- 図に示したインダクタは、特に記載されていない限りCoiltronics社のCTXシリーズを参考にしています。
- 電源がコンバータから1インチ以上離れている場合、コンバータの入力は約10μFのコンデンサでバイパスしてください。このコンデンサは、品質の高いタンタルまたはアルミ電解を利用してください。

外形寸法

サイズはインチと(mm)で示します。

8ピン・プラスチックDIP (N-8)



8ピンSOIC (SO-8)

