

LM27313

SOT-23 パッケージ、30V FET スイッチ内蔵 1.6MHz 昇圧型コンバータ

概要

LM27313 スwitchング・レギュレータは、1.6MHz の固定周波数で動作する、電流モードの昇圧型コンバータです。

内部 800mA スイッチの電力損失を極力抑えることで可能となった SOT-23 パッケージの採用と、外付けインダクタとコンデンサの小型化によって、きわめて高い電力密度を得ています。30V スイッチの内蔵により、5V ~ 28V の完璧な昇圧ソリューションを実現します。

デバイスは、待機時消費電流を抑えバッテリーの動作時間の延長を可能にするロジック・レベルのシャットダウン・ピンを備えています。

サイクルごとの電流制限機能とサーマル・シャットダウン保護機能があります。内部補償は、設計を簡素化し外付け部品数を削減します。

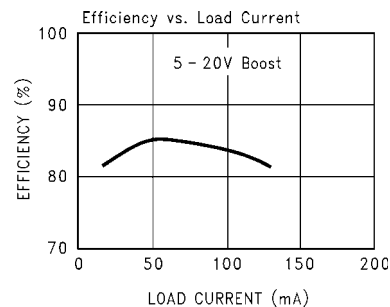
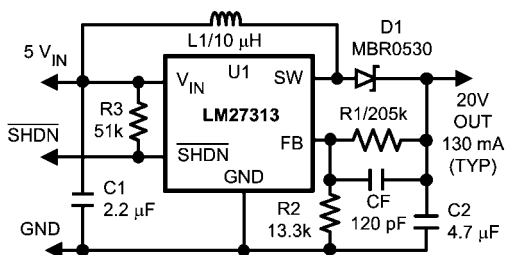
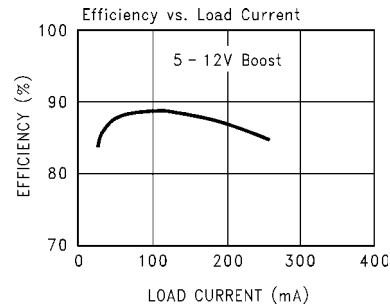
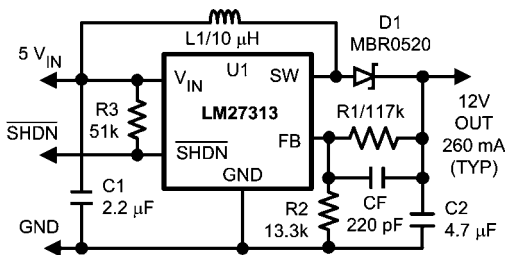
特長

- 30V の DMOS FET スイッチ
- スイッチング周波数 1.6MHz
- $R_{DS(ON)}$ の小さい DMOS FET
- スイッチング電流最大 800mA
- 2.7V ~ 14V までの幅広い入力電圧範囲
- 低シャットダウン時電流 ($< 1\mu A$)
- 5ピン SOT-23 パッケージ
- 小型コンデンサとインダクタを使用可能
- サイクルごとの電流制限
- 内部補償

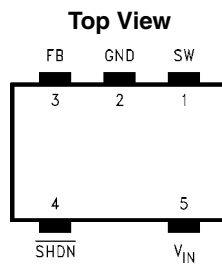
アプリケーション

- 白色 LED 電流源
- PDA や PDA トップ・コンピュータ
- デジタル・カメラ
- 携帯電話や携帯型ゲーム
- GPS 機器

代表的なアプリケーション回路



ピン配置図



5-Lead SOT-23 Package
See NS Package Number MF05A

製品情報

Order Number	Package Type	Package Drawing	Supplied As	Package Marking
LM27313XMF	SOT23-5	MF05A	1K Tape and Reel	SRPB
LM27313XMFX			3K Tape and Reel	SRPB

ピン説明

ピン番号	ピン名	機能
1	SW	内部 FET スイッチのドレインです。
2	GND	アナログ回路とパワー回路のグラウンドです。
3	FB	V _{OUT} の外付け抵抗分圧回路に接続する帰還入力です。
4	SHDN	シャットダウン制御入力です。シャットダウン機能を使用しない場合は V _{IN} に接続してください。
5	V _{IN}	アナログ回路とパワー回路の電源入力です。

絶対最大定格 (Note 1)

本データシートには軍用・航空宇宙用の規格は記載されていません。
関連する電気的信頼性試験方法の規格を参照ください。

保存温度範囲	- 65 ~ + 150
リード温度 (ハンダ付け、5 秒間)	300
消費電力	内部制限
FB ピン電圧	- 0.4V ~ + 6V
SW ピン電圧	- 0.4V ~ + 30V
入力電源電圧	- 0.4V ~ + 14.5V
シャットダウン入力電圧 (最大)	- 0.4V ~ + 14.5V

ESD 耐圧 (Note 3)

人体モデル ± 2kV

動作定格

V_{IN}	2.7V ~ 14V
$V_{SW(MAX)}$	30V
V_{SHDN}	0V ~ V_{IN}
接合部温度、 T_J (Note 2)	- 40 ~ 125
J-A (SOT23-5)	265 /W

電気的特性

特記のない限り、以下の規格値は $V_{IN} = 5V$ 、 $V_{SHDN} = 5V$ 、 $I_L = 0mA$ 、 $T_J = 25$ 。標準書体のリミット値は $T_J = 25$ に対して適用され、太字のリミット値は全動作温度範囲 (- 40 T_J + 125) で適用されます。最小リミット値および最大リミット値は、試験、設計、または統計上の相関関係により保証されています。代表 (Typ) 値は $T_J = 25$ でのパラメータの最も標準と考えられる値を表し、参照を目的としてのみ提示されます。

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typical	Max	Units
V_{IN}	Input Voltage		2.7		14	V
I_{SW}	Switch Current Limit	(Note 4)	0.80	1.25		A
$R_{DS(ON)}$	Switch ON Resistance	$I_{SW} = 100$ mA		500	650	m Ω
$V_{SHDN(TH)}$	Shutdown Threshold	Device ON	1.5			V
		Device OFF			0.50	
I_{SHDN}	Shutdown Pin Bias Current	$V_{SHDN} = 0$		0		μ A
		$V_{SHDN} = 5V$		0	2	
V_{FB}	Feedback Pin Reference Voltage	$V_{IN} = 3V$	1.205	1.230	1.255	V
I_{FB}	Feedback Pin Bias Current	$V_{FB} = 1.23V$		60		nA
I_Q	Quiescent Current	$V_{SHDN} = 5V$, Switching		2.1	3.0	mA
		$V_{SHDN} = 5V$, Not Switching		400	500	
		$V_{SHDN} = 0$		0.024	1	μ A
$\Delta V_{FB}/\Delta V_{IN}$	FB Voltage Line Regulation	$2.7V \leq V_{IN} \leq 14V$		0.02		%/V
f_{SW}	Switching Frequency		1.15	1.6	1.90	MHz
D_{MAX}	Maximum Duty Cycle		80	88		%
I_L	Switch Leakage	Not Switching, $V_{SW} = 5V$			1	μ A

Note 1: 絶対最大定格とは、これを超えるとデバイスに損傷を与える可能性のあるリミット値を示します。動作定格とは IC が動作する条件を示し、特定の性能リミット値を保証するものではありません。保証仕様と条件については、「電気的特性」を参照してください。

Note 2: あらゆるアプリケーションで安全に消費できる最大消費電力は、最大接合部温度 $T_{J(MAX)} = 125$ 、SOT-23 パッケージの接合部周囲熱抵抗 $\theta_{J-A} = 265$ /W、周囲温度 T_A の関数となります。このデバイスを使用した回路に対して、任意の周囲温度の最大許容消費電力は次の式から求められます。

$$P (MAX) = \frac{T_J (MAX) - T_A}{\theta_{J-A}} = \frac{125 - T_A}{265}$$

電力消費が上記の最大仕様を超えると、内部熱保護回路は必要に応じて出力電圧を低下させ、安全な接合部温度を維持してデバイスを保護します。

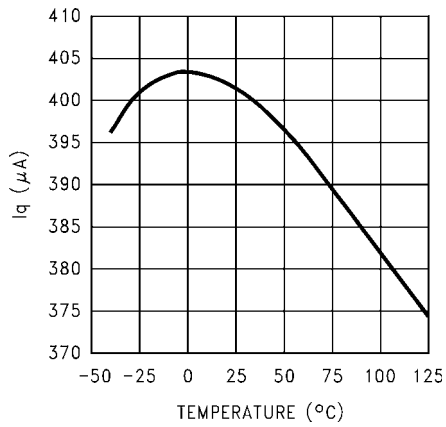
Note 3: 人体モデルの場合、100pF のコンデンサから直列抵抗 1.5k を通して各端子に放電させます。試験は JESD22-A114 に基づいて行います。

Note 4: スイッチ電流制限はデューティ・サイクルに依存します。記載のリミット値はデューティ・サイクル 50% 以下に対する値です。アプリケーション情報の最大スイッチ電流の Figure 3 を参照してください。

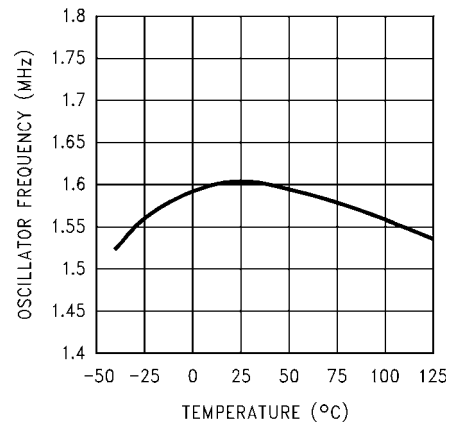
代表的な性能特性

特記のない限り、以下の規格値は $V_{IN} = 5V$ 、SHDN ピンは V_{IN} 、 $T_J = 25$ に接続します。

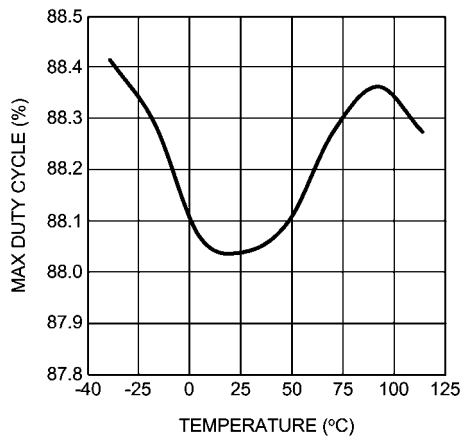
Iq VIN (Active) vs Temperature



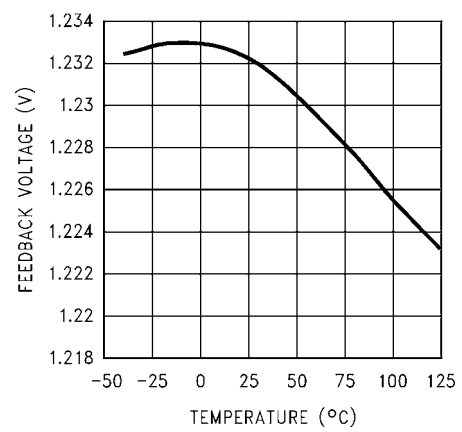
Oscillator Frequency vs Temperature



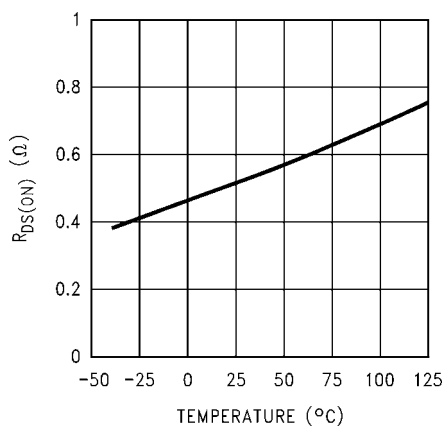
Max. Duty Cycle vs Temperature



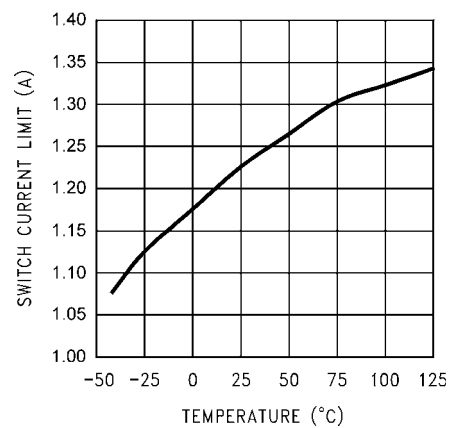
Feedback Voltage vs Temperature



RDS(ON) vs Temperature

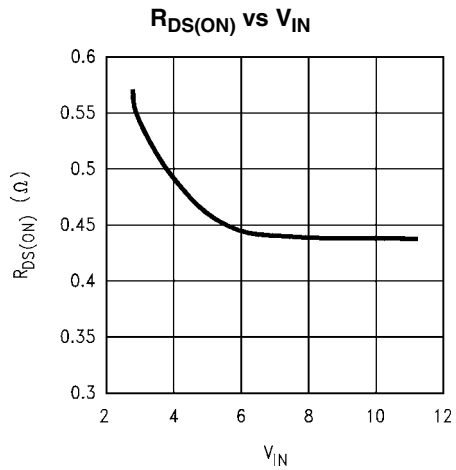


Current Limit vs Temperature

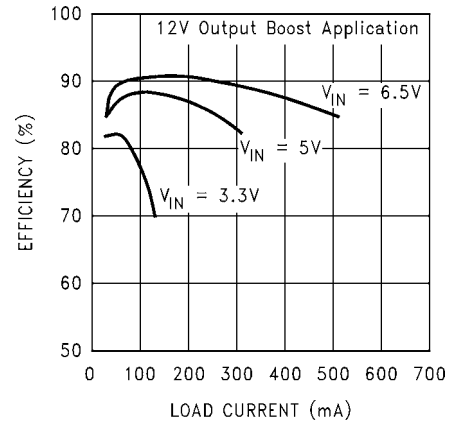


代表的な性能特性 (つづき)

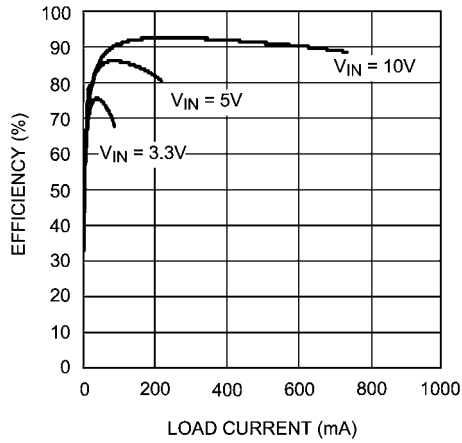
特記のない限り、以下の規格値は $V_{IN} = 5V$ 、SHDN ピンは V_{IN} 、 $T_J = 25$ に接続します。



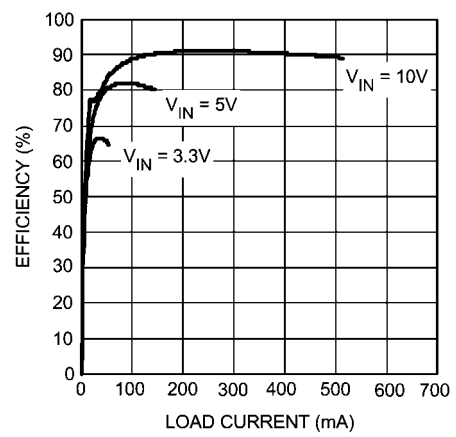
Efficiency vs Load Current ($V_{OUT} = 12V$)



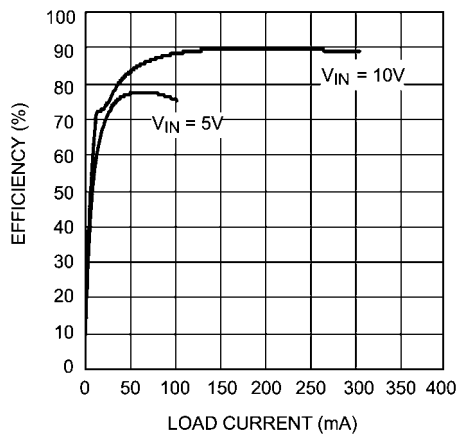
Efficiency vs Load Current ($V_{OUT} = 15V$)



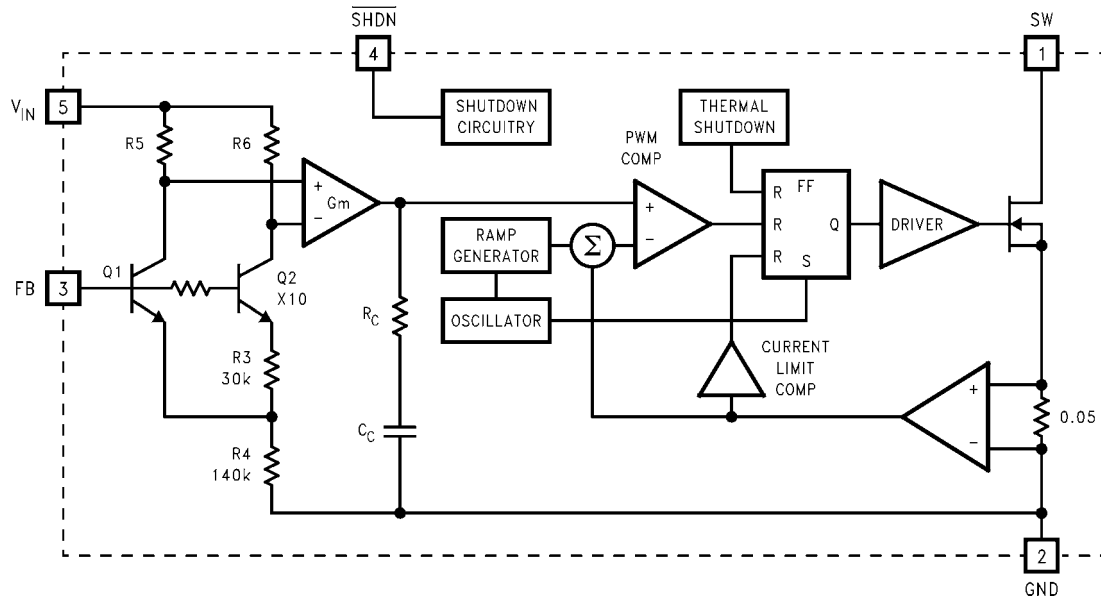
Efficiency vs Load Current ($V_{OUT} = 20V$)



Efficiency vs Load Current ($V_{OUT} = 25V$)



ブロック図



動作原理

LM27313はスイッチング・コンバータICで、固定周波数(1.6MHz)で動作し、広範な入力電圧範囲に対して高速な過渡応答を実現する電流モード制御の採用に加え、パルスごとの電流制限保護を備えています。電流モード制御を採用しているため、スイッチFETに直列に接続された50mΩセンス抵抗によって、パルス幅変調(PWM)コンパレータと電流制限アンプの両方に対するセンス電圧(FET電流に比例)を得ています。

サイクルの始点で、S/RフリップフロップがFETをターンオンします。FETを流れる電流が大きくなると同時に、電流に比例したセンス電圧はランプ・ジェネレータから与えられるランプ電圧と加算され、PWMコンパレータの入力に与えられます。この電圧が、Gmアンプから供給される一方の入力電圧を超えると、フリップフロップはリセットされFETをターンオフします。Gmアンプの出力電圧は帰還電圧(出力電圧をサンプルした電圧)に依存するので、PWMコンパレータは、出力電圧がレギュレーション範囲に維持されるように、FETのピーク電流を常に制御します。

Q1、Q2、R3～R6で生成されたバンドギャップ電圧リファレンスは、出力のレギュレーションを得るためデバイス内部で参照されます。Q1とQ2を流れる電流は等しくなり、この状態を維持するように帰還ループはレギュレート出力を調整します。これらの理由から、レギュレート出力は、FBノードの電圧に抵抗分圧回路の比を乗じた電圧に等しくなるように維持されます。

電流制限コンパレータは、スイッチFETを駆動するフリップフロップを直接制御します。FET電流が制限スレッショルドに到達すると、FETはターンオフされ、サイクルは次のクロック・パルスまで終了されます。フリップフロップの電流制限入力、PWMコンパレータの出力状態にかかわらずパルスをリセットします。

アプリケーション情報

外付けコンデンサの選択

LM27313は、デバイスの動作に必要なピーク・スイッチング電流に対応するために、入力部と出力部にセラミック・コンデンサを必要とします。電解コンデンサの共振周波数はデバイスのスイッチング周波数より低い場合、動作に必要な電流を供給できません。電解コンデンサはセラミック・コンデンサと並列に配置し、大容量の電荷を蓄積して過渡応答を向上させるために使用できます。

セラミック・コンデンサを使用する場合は、X5RまたはX7R誘電体のみを選択してください。Z5UやY5Fなどその他の品種は、温度変化と印加電圧の影響によって容量が大きく減少する問題を抱えており、多くの代表的なアプリケーションで定格容量の20%以下になってしまうことがあります。なお、コンデンサを選択する際には、コンデンサ・メーカーの特性カーブを必ず確認してください。高品質セラミック・コンデンサは、太陽誘電、AVX Corporation、村田製作所などから入手可能です。

出力コンデンサの選択

通常アプリケーションの出力コンデンサには、4.7μF～10μFの容量の単一セラミック・コンデンサで充分です。出力電圧が10V以下の場合には10μFのコンデンサが必要です。平滑性と過渡応答性能を高めるために大容量のコンデンサが必要な場合は、タンタル・コンデンサをセラミック・コンデンサと並列接続して使用します。三洋のOSコンデンサのような超低ESRを備えるアルミ電解コンデンサも使用可能ですが、一般に高価です。なお、一般的なアルミ電解コンデンサは、リンギングが大きく、またリップル電流によって自己発熱を起こし温度が上昇するため、500kHz以上のスイッチング周波数には適当ではありません。また、ESRが大きな出力コンデンサは、位相マージンを減少させ安定度を損ねます。

アプリケーション情報 (つづき)

入力コンデンサの選択

スイッチがターンオンするごとにコイルに電流を流入させる必要があります。そのエネルギーの貯蔵庫として入力コンデンサが必要となります。入力コンデンサは ESR と ESL がきわめて小さくなくてはならず、その点でセラミック・コンデンサが最適です。推奨は 2.2μF ですが、より大きな容量でも問題ありません。このコンデンサは入力ピンに現れるリップル電圧量を抑える働きがあり、入力電圧系統に接続されている他の回路に対して EMI を低減する効果もあります。

フィードフォワード補償

LM27313 は補償回路を内蔵していますが、安定性を得るためにフィードフォワード・コンデンサ C_f を必要とします (“ Basic Application Circuit ” 回路図を参照)。このコンデンサを省略するとレギュレータ・ループが発振するおそれがあります。ゼロの推奨周波数 f_z はおよそ 8kHz です。 C_f は次の式で求められます。

$$C_f = 1/(2 \times \dots \times R_1 \times f_z)$$

ダイオードの選択

「代表的なアプリケーション」で使用されている外付けダイオードは、ショットキ・ダイオードです。スイッチ電圧が 15V 未満の場合、MBR0520 などの 20V ダイオードを推奨します。スイッチ電圧が 15V ~ 25V の場合、MBR0530 などの 30V ダイオードを推奨します。スイッチ電圧が 25V を超える場合、MBR0540 などの 40V ダイオードを使用してください。

MBR05XX シリーズのダイオードは、最大平均電流 500mA を扱えるように設計されています。負荷電流が 800mA のアプリケーションでは、Microsemi 社の UPS5817 が使用できます。

レイアウトのヒント

高周波数スイッチング・レギュレータの設計では、動作を安定させ、かつ低ノイズを実現するために、プリント基板の部品レイアウトに十分な注意が必要です。すべての部品は可能な限り近くに配置しなければなりません。基板には、内部グラウンド・プレーンを持つ 4 層基板を推奨します。

部品の推奨レイアウト例を下図に示します。

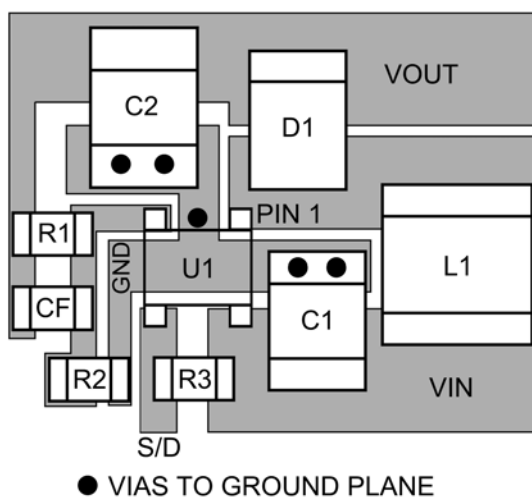


FIGURE 1. Recommended PCB Component Layout

また、考慮すべき設計ガイドラインは次のとおりです。

1. L1、D1、C2 間の配線は極力短くします。配線の寄生インダクタンスは D1 と C2 に対して直列となり、ノイズとリンギングを増加させます。
2. ハイ・インピーダンスの FB 配線にノイズがカップリングしないように、帰還部品 R1、R2、CF は、LM27313 の FB ピンの近くに配置しなければなりません。
3. 内部グラウンド・プレーンが使用可能 (推奨) であれば、コンデンサ C1 と C2 の負極側と同様に、デバイスの 2 ピンは複数のスルーホールを介して直接グラウンドに接続してください。

出力電圧の設定

出力電圧は外付けの回路 R1 および R2 によって設定します (アプリケーション回路参照)。分圧回路の電流をおよそ 92μA に設定するため、R2 の推奨値は最小 13.3k です。R1 は次の式を用いて求めます。

$$R_1 = R_2 \times ((V_{OUT}/V_{FB}) - 1)$$

デューティ・サイクル

連続モード動作で達成できる入力 = 出力電圧の最大昇圧比は、スイッチング・レギュレータの最大デューティ・サイクルによって決まります。与えられた昇圧アプリケーションでのデューティ・サイクルは次のように定義されます。

$$\text{Duty Cycle} = \frac{V_{OUT} + V_{DIODE} - V_{IN}}{V_{OUT} + V_{DIODE} - V_{SW}}$$

この式は連続モード動作に適用されます。

ここに示されているデューティ・サイクルを求める式には、FET スイッチ電圧とダイオード順方向電圧が含まれています。動作中に測定される実際のデューティ・サイクルは、インダクタの導線損失、スイッチング損失、自己発熱によるコンデンサのリップル電流損失といった回路の電力損失によって若干の影響を受けます。すなわち、測定される実際の (実効の) デューティ・サイクルは、これら電力損失を補償するために、計算から求められたデューティ・サイクルより若干大きくなる場合があります。実効デューティ・サイクルは次の式で近似できます。

$$DC(\text{eff}) = (1 - \text{Efficiency}) \times (V_{IN}/V_{OUT})$$

効率は、与えられた特性グラフから近似できます。

インダクタンス値

設計では常に「インダクタンス値をどのくらい小さくできるか」が課題となります (その理由は最も大型の部品であることと、多くの場合最もコストが高いためです)。答えは単純ではなく、性能のトレードオフを考慮しなければなりません。大きなインダクタのほうがリップル電流を小さくできるため、出力電圧リップルも抑えられます (出力コンデンサは一定として)。また、各スイッチングサイクルで蓄えられるエネルギーは次のように表されるため、大きなインダクタのほうがより大きな負荷電力を供給できることを意味します。

$$E = L/2 \times (I_p)^2$$

" I_p " はピーク・インダクタ電流です。注意すべき点は、ピーク電流に基づいてスイッチ電流を制限することです。すなわち $I_p(\text{max})$ は決まっているため、負荷で利用可能な最大電力量を増やすには、L を大きくする必要があります。反対にインダクタが小さいと、出力を流れる負荷電流の量が制限される場合があります。

アプリケーション情報 (つづき)

アプリケーションが対象とする負荷電流範囲を、レギュレーションに優れ出力リップルが小さい「連続」モード動作で対応できれば、昇圧型コンバータとして最高の性能が得られます。連続動作は、サイクル中にインダクタ電流がゼロに低下することを許容しない動作として定義されます。あらゆる昇圧型コンバータは出力負荷がきわめて軽くなるに伴って不連続モードに移行する点に注意が必要ですが、インダクタが大きければ、広範な負荷電流範囲に対して連続モードを維持できます。

これらトレードオフをより理解するために、10 μH インダクタを用いて 5V から 12V を昇圧する「代表的なアプリケーション回路」を例にとって解析してみます。

LM27313 の代表的なスイッチング周波数は 1.6MHz なので、スイッチング周期は $1/f_{\text{SW(TYP)}}$ で、およそ 0.625 μs です。

次のように仮定します。 $V_{\text{IN}} = 5\text{V}$ 、 $V_{\text{OUT}} = 12\text{V}$ 、 $V_{\text{DIODE}} = 0.5\text{V}$ 、 $V_{\text{SW}} = 0.5\text{V}$ 。デューティ比は次式となります。

$$\text{Duty Cycle} = ((12\text{V} + 0.5\text{V} - 5\text{V}) / (12\text{V} + 0.5\text{V} - 0.5\text{V})) = 62.5\%$$

代表的なオン時間は、

$$(62.5\% \times 0.625 \mu\text{s}) = 0.390 \mu\text{s}$$

スイッチがオンのとき、インダクタの両端電圧はおよそ 4.5V になる点に注意してください。

以下の式を用います。

$$V = L (di/dt)$$

インダクタの di/dt 変化率を計算すると、オン時間中に 0.45A/ μs になることがわかります。この事実から、動作中のインダクタ電流は次のように表せます。

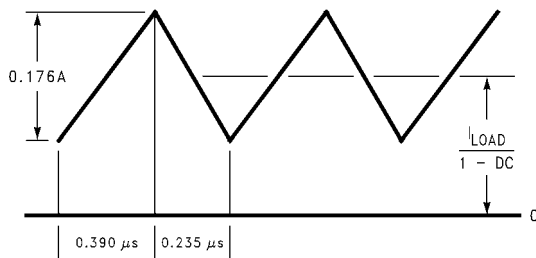


FIGURE 2. 10 μH Inductor Current, 5V-12V Boost

0.390 μs のオン時間中にインダクタ電流は 0.176A まで上昇し、その後、オフ時間中に同じ量だけ低下します。これはインダクタの「リップル電流」として定義されます。負荷電流がおよそ 33mA に低下すると、インダクタ電流は不連続モードへの移行を意味するゼロ軸に到達を始めることがわかります。任意の昇圧型コンバータの設計を行う場合は、リップル電流が妥当で、かつ代表的な負荷電流範囲で連続動作が維持されるのを確認するために、同様の解析を行ってください。

最大スイッチ電流

最大 FET スwitch電流は、電流制限回路が電流を制限する直前の状態で得られ、アプリケーションのデューティ・サイクルに依存します。Figure 3 に代表値かつ保証値であるスイッチ電流を、実効 (実際の) デューティ・サイクルの関数として示します。

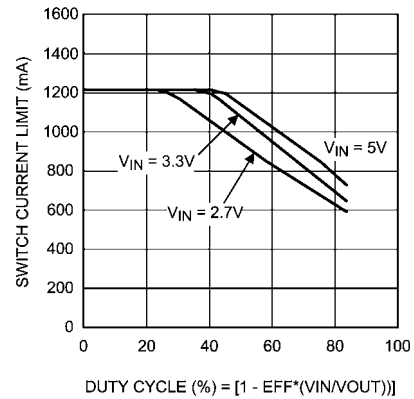


FIGURE 3. Switch Current Limit vs Duty Cycle

負荷電流の計算

「インダクタンス値」の項に示したインダクタ電流グラフのように、負荷電流は、次の式により平均インダクタ電流となります。

$$I_{\text{LOAD}} = I_{\text{IND(AVG)}} \times (1 - \text{DC})$$

"DC" はアプリケーションのデューティ・サイクルです。スイッチ電流は以下の式で求められます。

$$I_{\text{SW}} = I_{\text{IND(AVG)}} + \frac{1}{2} (I_{\text{RIPPLE}})$$

インダクタのリップル電流はインダクタンス値、デューティ・サイクル、入力電圧、周波数に依存します。

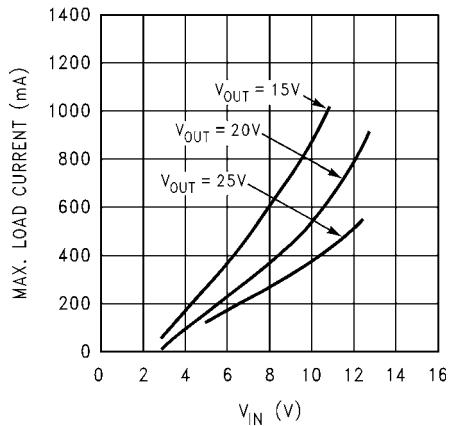
$$I_{\text{RIPPLE}} = \text{DC} \times (V_{\text{IN}} - V_{\text{SW}}) / (f_{\text{SW}} \times L)$$

すべての式から、利用可能な最大負荷電流の計算式を次のように導出できます。

$$I_{\text{LOAD(max)}} = (1 - \text{DC}) \times (I_{\text{SW(max)}} - \text{DC} \frac{(V_{\text{IN}} - V_{\text{SW}})}{2fL})$$

最大負荷電流を計算する式には、インダクタの損失、または FET とダイオードのターンオフ・スイッチング損失が考慮されています。代表的なアプリケーションの実際の負荷電流を明らかにするために、の "X" 品と "Y" 品の両方についてさまざまな入力と出力条件で実験データを取得し、代表的なデバイスに対する利用可能な最大負荷電流としてグラフに示します。

アプリケーション情報 (つづき)

FIGURE 4. Max. Load Current vs V_{IN} 設計パラメータ V_{SW} と I_{SW}

FET のオン電圧 (式では V_{SW} として参照) は負荷電流に依存します。FET のオン抵抗に平均インダクタ電流を乗じると、適切な近似値が得られます。

V_{SW} が 5V 以下の電圧範囲では、内部 N-FET のゲート電圧が低くなるため FET オン抵抗が増加します (「代表的な性能特性」の “ $R_{DS(ON)}$ vs V_{SW} ” 参照)。また、 V_{SW} が 5V 以上では、FET ゲート電圧は内部で 5V にクランプされます。

デバイスが供給可能な最大ピーク・スイッチ電流は、デューティ・サイクルに依存します。デューティ・サイクルが 50% 未満の場合、最低 800mA の最小スイッチ電流 (I_{SW}) が保証されます。デューティ・サイクルが大きい場合は、「代表的な性能特性」のグラフを参照してください。

熱についての考慮事項

デューティ・サイクルが大きい場合、FET のオン時間の増加により、内部 FET スwitch の消費電力によって最大出力電流が決まります。オン導通状態でのスウィッチの消費電力は、次の式で求められます。

$$P_{SW} = DC \times I_{IND(AVG)}^2 \times R_{DS(ON)}$$

この場合も、同じようにスイッチング損失が存在するため、IC 消費電力の計算では若干のディレーティングを加味しなければなりません。

最小インダクタンス値

最大負荷電流が相対的に小さいアプリケーションは、可能な限り小さなインダクタンスを使用して、コストと実装面積を小型化できる利点があります。この場合、コンバータは不連続モードで動作します。

最小インダクタンス値は、各サイクルのインダクタ (スイッチ) 電流ピークが 800mA 電流制限最大に到達しないように選択してください。以下に、求め方の例を示します。

この例では LM27313 を使用しています (公称スイッチング周波数 1.6MHz、最低スイッチング周波数 1.15MHz)。したがって最大周期は、最低スイッチング周波数の逆数となります。

$$T_{ON(max)} = 1/1.15M = 0.870 \mu s$$

次のように仮定します。 $V_{IN} = 5V$ 、 $V_{OUT} = 12V$ 、 $V_{SW} = 0.2V$ 、 $V_{DIODE} = 0.3V$ 。デューティ比は次式となります。

$$\text{Duty Cycle} = ((12V + 0.3V - 5V)/(12V + 0.3V - 0.2V)) = 60.3\%$$

以上から最大スイッチ・オン時間は

$$(60.3\% \times 0.870 \mu s) = 0.524 \mu s$$

0.524 μs のオン時間中にスイッチング電流が 800mA に到達しないよう充分大きなインダクタを選択してください (下記参照)。

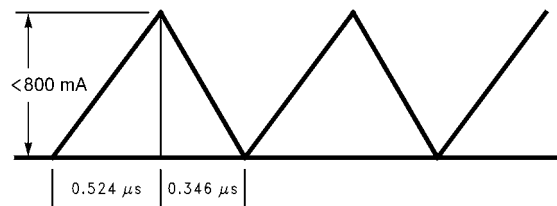


FIGURE 5. Discontinuous Design, 5V-12V Boost

オン時間中のインダクタの両端電圧は 4.8V です。最小インダクタンス値は次式から求められます。

$$L = V \times (dt/dI)$$

$$L = 4.8V \times (0.524 \mu s / 0.8mA) = 3.144 \mu H$$

この場合、最大 800mA の電流値には充分なインダクタンス値として、3.3 μH インダクタが使用可能です。任意の昇圧アプリケーションで最小インダクタンス値を求める場合は、同じ解析方法を使用してください。

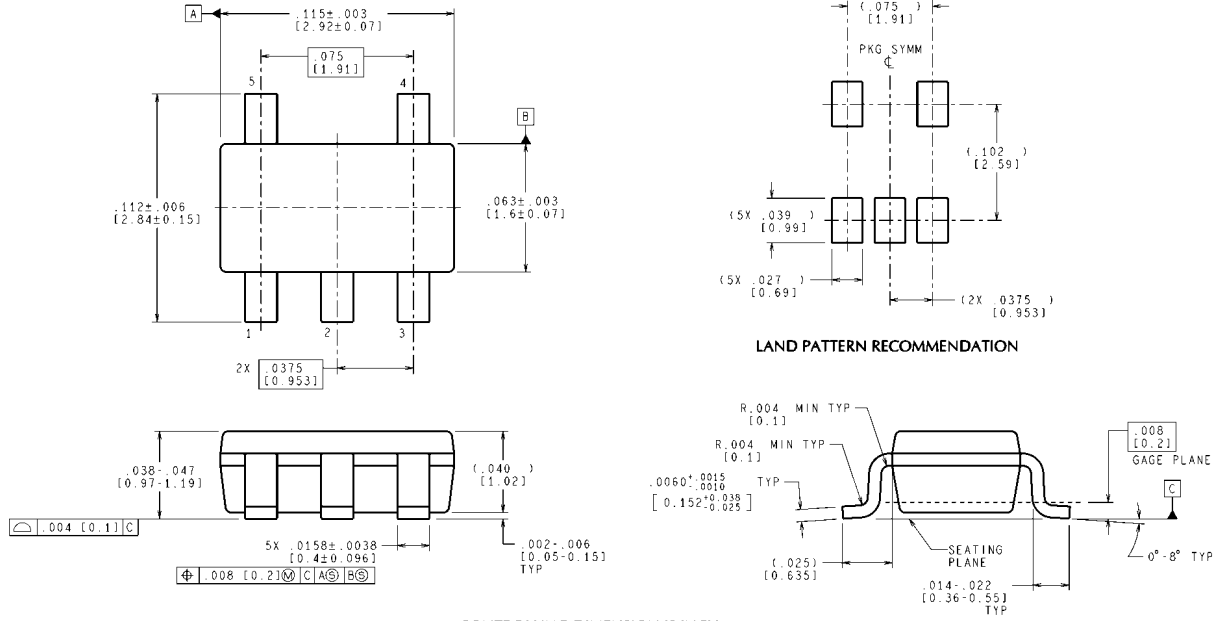
インダクタのメーカー

本製品を対象とするインダクタの推奨メーカーには、スミダ、Coilcraft、松下電器産業、TDK、村田製作所などがありますが、これに限定されるものではありません。インダクタを選択する場合は、ピーク電流での飽和を防ぐために、連続電流定格が充分高いのを確認してください。コア損失 (スイッチング損失) をできる限り抑えるために適切なコア・タイプを使用する必要があり、電流定格を選ぶ際には導線電力損失も考慮する必要があります。

シャットダウン・ピンの動作

シャットダウン・ピンを "L" にするとデバイスはオフします。この機能を使用しない場合はピンを V_{IN} に直接接続しておきます。SHDN 機能が必要であれば、 V_{IN} に対してプルアップ抵抗 (50k ~ 100k を推奨) またはハイ/ローに駆動できるピンを介して接続します。SHDN ピンは開放のまま使用しないでください。

外形寸法図 特記のない限り inches (millimeters)



CONTROLLING DIMENSION IS INCH
VALUES IN [] ARE MILLIMETERS
DIMENSIONS IN () FOR REFERENCE ONLY

MF05A (Rev D)

5-Lead SOT-23 Package
Order Number LM27313XMF, or LM27313XMFx
NS Package Number MF05A

このドキュメントの内容はナショナル セミコンダクター社 (以下ナショナル) 製品の関連情報として提供されます。ナショナルは、この発行物の内容の正確性または完全性について、いかなる表明または保証もいたしません。また、仕様と製品説明を予告なく変更する権利を有します。このドキュメントはいかなる知的財産権に対するライセンスも、明示的、黙示的、禁反言による惹起、またはその他を問わず、付与するものではありません。

試験や品質管理は、ナショナルがナショナルの製品保証を維持するために必要と考える範囲に用いられます。政府が課す要件によって指定される場合を除き、各製品のすべてのパラメータの試験を必ずしも実施するわけではありません。ナショナルは製品適用の援助や購入者の製品設計に対する義務を負いかねます。ナショナルの部品を使用した製品および製品適用の責任は購入者にあります。ナショナルの製品を用いたいかなる製品の使用または供給に先立ち、購入者は、適切な設計、試験、および動作上の安全手段を講じなければなりません。

それら製品の販売に関するナショナルとの取引条件で規定される場合を除き、ナショナルは一切の義務を負わないものとし、また、ナショナルの製品の販売か使用、またはその両方に関連する特定目的への適合性、商品の機能性、ないしは特許、著作権、または他の知的財産権の侵害に関連した義務または保証を含むいかなる表明または黙示的保証も行いません。

生命維持装置への使用について

ナショナルの製品は、ナショナル セミコンダクター社の最高経営責任者 (CEO) および法務部門 (GENERAL COUNSEL) の事前の書面による承諾がない限り、生命維持装置または生命維持システム内のきわめて重要な部品に使用することは認められていません。ここで、

生命維持用の装置またはシステムとは (a) 体内に外科的に使用されることを意図されたもの、または (b) 生命を維持あるいは支持するものをいい、ラベルにより表示される使用方法に従って適切に使用された場合に、これの不具合が使用者に身体的障害を与えると予想されるものをいいます。重要な部品とは、生命維持にかかわる装置またはシステム内のすべての部品をいい、これの不具合が生命維持用の装置またはシステムの不具合の原因となりそれらの安全性や機能に影響を及ぼすことが予想されるものをいいます。

National Semiconductor とナショナル セミコンダクターのロゴはナショナル セミコンダクター社の商標または登録商標です。一部のブランドや製品名は各権利所有者の商標または登録商標です。

Copyright © 2009 National Semiconductor Corporation
製品の最新情報については www.national.com をご覧ください。

ナショナル セミコンダクター ジャパン株式会社

本社 / 〒 135-0042 東京都江東区木場 2-17-16 TEL.(03)5639-7300

技術資料 (日本語 / 英語) はホームページより入手可能です。

www.national.com/jpn/