

入力電流制限を プログラム可能な 1A 昇降圧DC/DCコンバータ

特長

- プログラム可能な平均入力電流制限：
 $\pm 4\%$ 精度で0.2A～1A
- 出力電圧を上回る/下回る、
または等しい入力電圧で出力を安定化
- 入力電圧範囲：1.8V～5.5V、出力電圧範囲：1.8V～5.25V
- 0.6Aの連続出力電流： $V_{IN} > 1.8V$
- 1Aの連続出力電流： $V_{IN} > 3V$
- インダクタは1個のみ
- 同期整流：最大96%の効率を達成
- Burst Mode®動作： $I_Q = 35\mu A$ (ピンで選択可能)
- シャットダウン時の出力切斷
- シャットダウン電流： $< 1\mu A$
- 熱特性が改善された小型10ピン(3mm×3mm×0.75mm)
DFNおよび12ピンMSOPパッケージ

アプリケーション

- USB駆動のGSMモデム
- スーパーキャパシタ・チャージャ
- ハンドヘルド・テスト機器
- PCカード・モデム
- ワイヤレス端末

概要

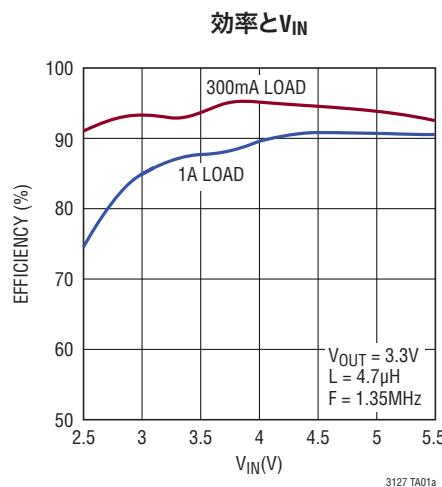
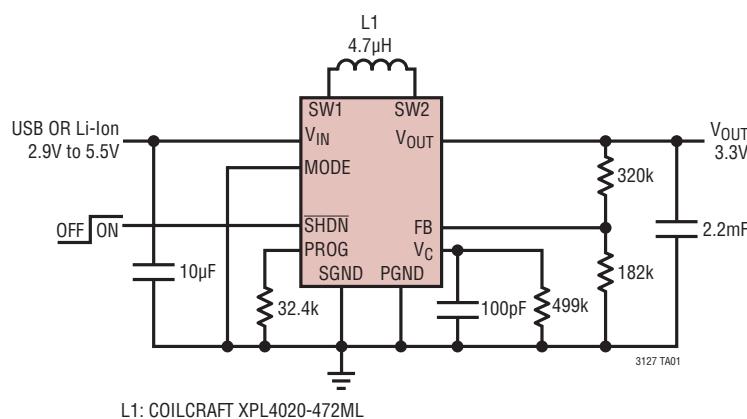
LTC®3127は、入力電圧範囲の広い、高効率1.35MHz固定周波数昇降圧DC/DCコンバータで、出力電圧を上回るまたは下回る入力電圧でも、また出力電圧と等しい入力電圧でも動作します。平均入力電流制限を設定可能なので、電力が制限された入力源に最適です。平均入力電流制限は1個の抵抗を使用して0.2A～1Aの範囲で高精度で設定されます。

LTC3127はすべての動作モード間を連続的に移行可能なトポロジーを採用しています。この他に、1μA未満のシャットダウン電流、ピンで選択可能なBurst Mode動作、熱過負荷保護などを特長としています。LTC3127は熱特性が改善された10ピン(3mm×3mm×0.75mm)DFNパッケージと12ピンMSOPパッケージで供給されます。

L、**LT**、**LTC**、**LTM**、**Linear Technology**、**Burst Mode**および**Linear**のロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。**PowerPath**および**ThinSOT**はリニアテクノロジー社の商標です。他のすべての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。

標準的応用例

USBまたはリチウムイオン・バッテリ(最大入力電流:500mA)から3.3Vへの変換



絶対最大定格 (Note 1)

V_{IN} 、 V_{OUT} の電圧	-0.3V~6V	PROGの電圧	-0.3V~6V
SW1、SW2のDC電圧	-0.3V~6V	動作接合部温度範囲 (Note 2)	-40°C~85°C
SW1、SW2のパルス(<100ns)電圧	-0.3V~7V	最大接合部温度(Note 5)	125°C
MODE、FB、 V_C の電圧	-0.3V~6V	保存温度範囲	-65°C~125°C
SHDNの電圧	-0.3V~6V		

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング	パッケージ	温度範囲
LTC3127EDD#PBF	LTC3127EDD#TRPBF	LDYD	10-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LTC3127EMSE#PBF	LTC3127EMSE#TRPBF	3127	12-Lead Plastic MSOP	-40°C to 85°C

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

非標準の鉛ベース仕様の製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。

テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandreel/> をご覧ください。

電気的特性

●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_J = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 3.6\text{V}$ 、 $V_{OUT} = 3.3\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Operating Range		●	1.8	5.5	V
Output Voltage Adjust		●	1.8	5.25	V
Feedback Voltage		●	1.165	1.195	V
Feedback Input Current	$V_{FB} = 1.25\text{V}$		1	50	nA
Quiescent Current—Burst Mode Operation	$V_{FB} > 1.225$, $V_{MODE} = V_{IN}$ (Note 4)		35		μA
Quiescent Current—Shutdown	$V_{SHDN} = 0\text{V}$, Including SW Leakage		0.1	4	μA
Quiescent Current—Active	$V_{FB} > 1.225\text{V}$, $V_{MODE} = 0\text{V}$ (Note 4)		400		μA
Input Current Limit	$R_{PROG} = 32.4\text{k}$ (Note 3)	480	500	520	mA
	0°C to 85°C (Note 3)	●	465	500	540
	-40°C to 85°C (Note 3)	●	430	500	540
Peak Current Limit		●	2	2.5	A
Reverse-Current Limit			0.15	0.3	0.45
P-Channel MOSFET Leakage	Switches A and D		0.1	4	μA
N-Channel MOSFET On-Resistance	Switch B Switch C		140		mΩ
P-Channel MOSFET On-Resistance	Switch A Switch D		160		mΩ
			170		mΩ
Maximum Duty Cycle	Boost(% Switch C On) Buck (% Switch A On)	● ●	80 100	90	%
Minimum Duty Cycle		●		0	%
Frequency Accuracy		●	1	1.35	1.7
SHDN Input High Voltage		●	1.2		V
SHDN Input Low Voltage		●		0.3	V
SHDN Input Current	$V_{SHDN} = 5.5\text{V}$		0.01	1	μA
MODE Input High Voltage		●	1.2		V
MODE Input Low Voltage		●		0.3	V
MODE Input Current	$V_{MODE} = 5.5\text{V}$		0.01	1	μA

Note 1:絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。また、絶対最大定格状態が長時間続くと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える恐れがある。

Note 2:LTC3127は0°C～85°Cの温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。-40°C～85°Cの動作接合部温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱抵抗および他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まるに注意。

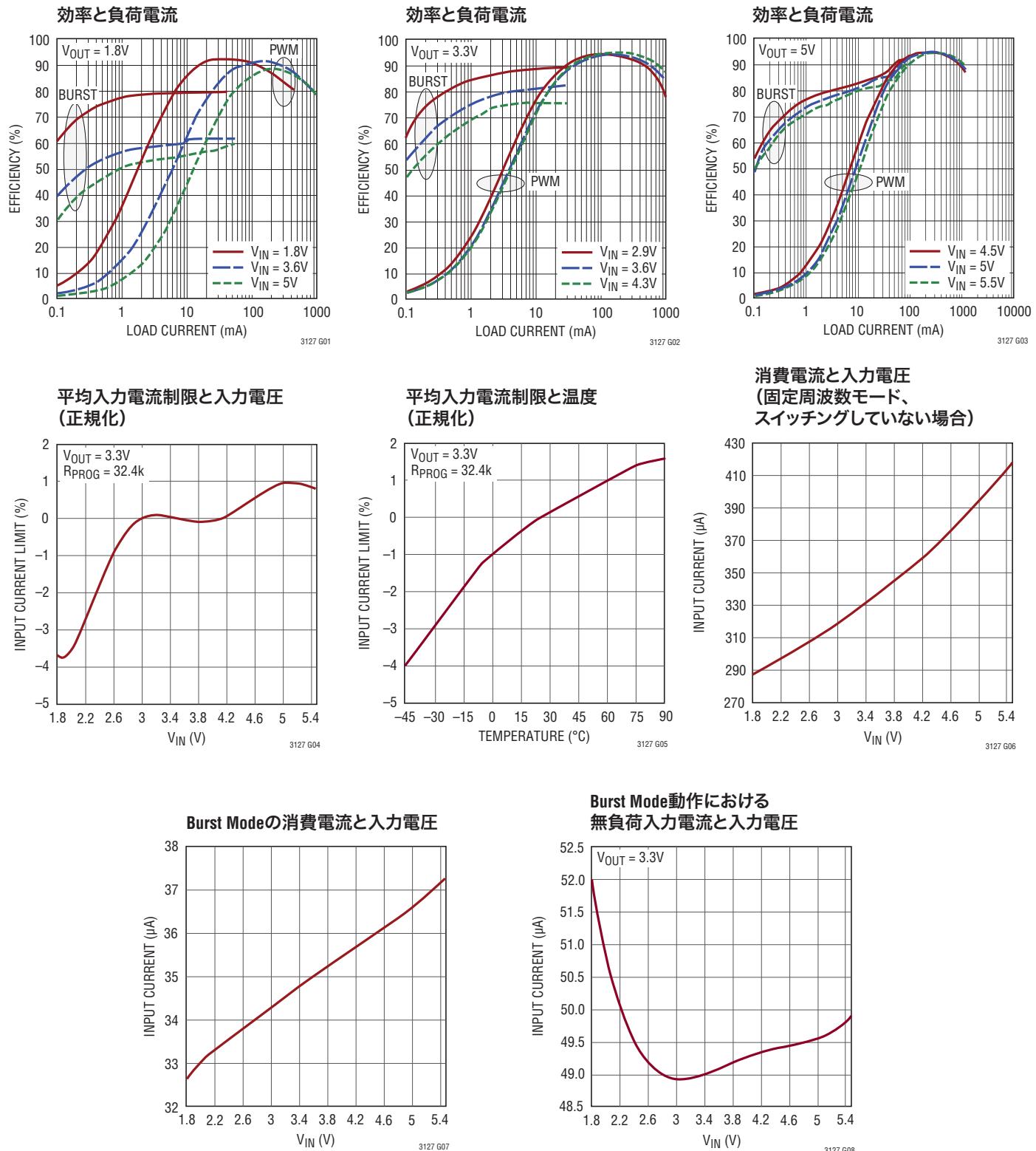
Note 3:インダクタ電流が連続導通モードの場合に仕様が保証されている。

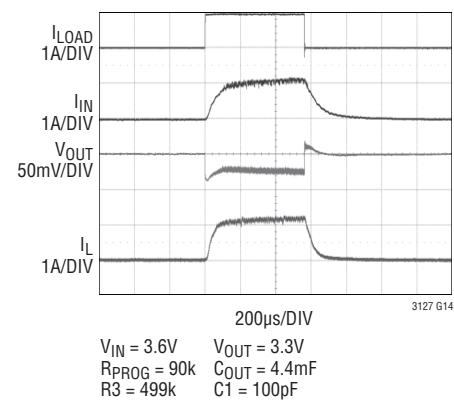
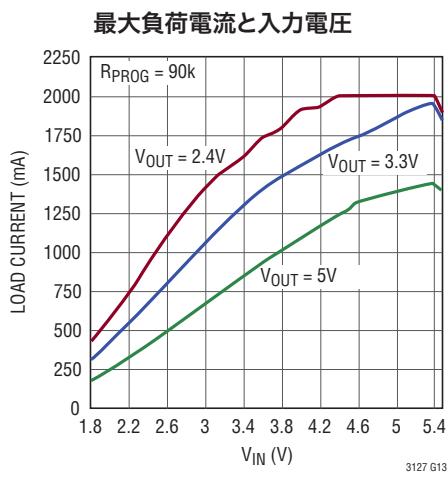
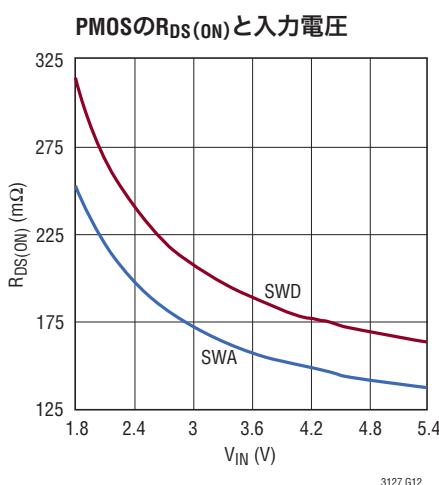
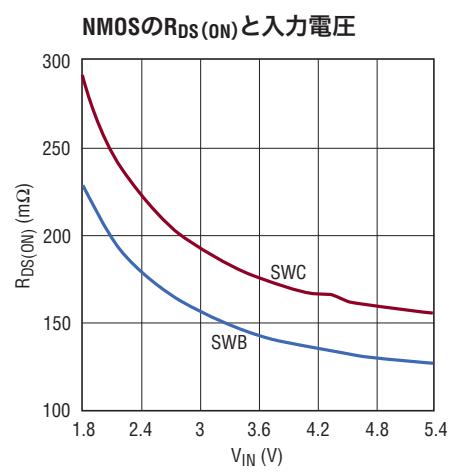
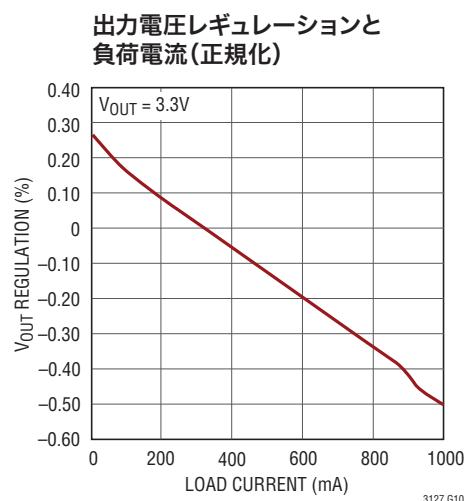
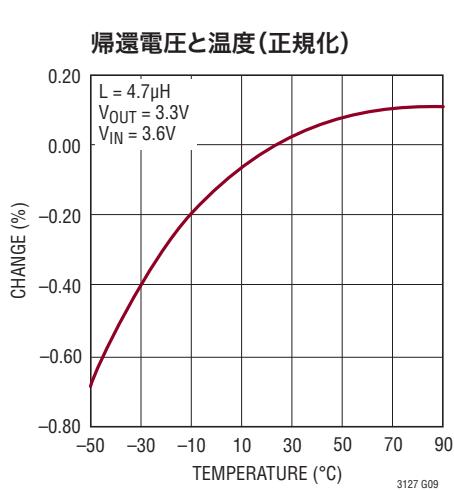
Note 4:電流測定は出力がスイッチングしていないときに行われる。

Note 5:このデバイスには、短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過温度保護機能が備わっている。過温度保護機能がアクティブなとき、接合部温度は125°Cを超える。規定された最大動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの劣化または故障が生じる恐れがある。

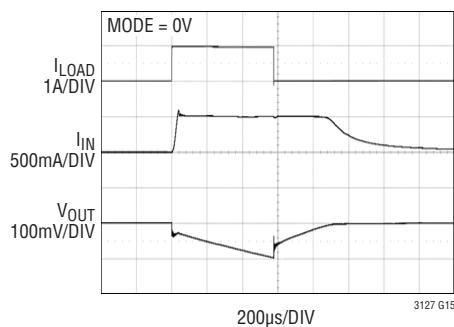
Note 6:パッケージの露出した裏面をPCボードのグランド・プレーンに半田付けしないと、熱抵抗が40°C/Wよりもはるかに大きくなる。

標準的性能特性 (注記がない限り $T_J = 25^\circ\text{C}$)

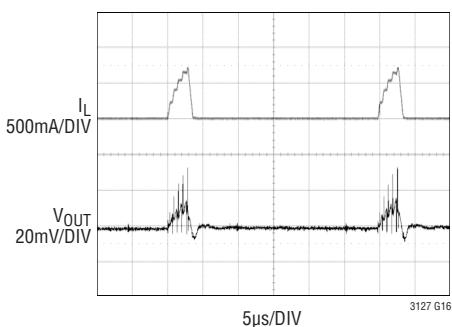


標準的性能特性 (注記がない限り $T_J = 25^\circ\text{C}$)

固定周波数モードの負荷過渡応答
(無負荷から1A、入力電流制限状態
の場合)



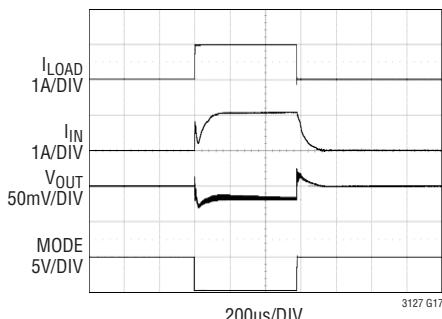
Burst Mode動作



標準的性能特性 (注記がない限り $T_J = 25^\circ\text{C}$)

Burst Mode動作における

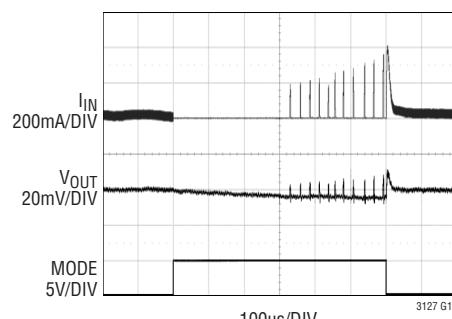
負荷過渡応答(無負荷から1A、
入力電流制限状態ではない場合)



$V_{IN} = 3.6\text{V}$ $V_{OUT} = 3.3\text{V}$
 $R_{PROG} = 90\text{k}$ $C_{OUT} = 4.4\text{mF}$
 $R3 = 499\text{k}$ $C1 = 100\text{pF}$

Burst Mode動作から

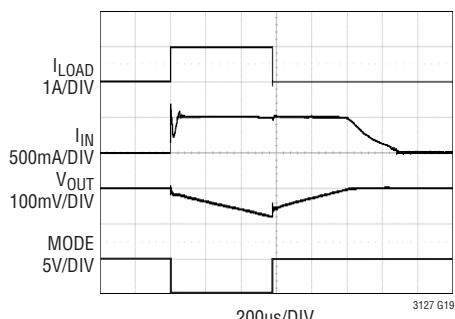
固定周波数モードへの過渡



$V_{IN} = 3.6\text{V}$ $V_{OUT} = 3.3\text{V}$
 $R_{PROG} = 32.4\text{k}$ $C_{OUT} = 4.4\text{mF}$
 $R3 = 499\text{k}$ $C1 = 100\text{pF}$

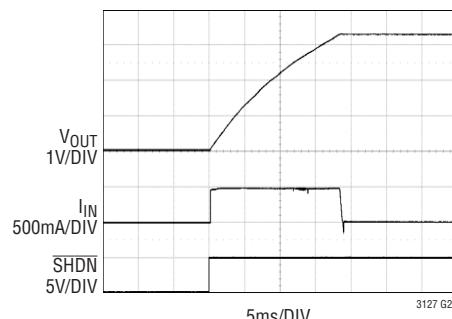
Burst Mode動作における

負荷過渡応答(無負荷から1A、
入力電流制限状態の場合)



$V_{IN} = 3.6\text{V}$ $V_{OUT} = 3.3\text{V}$
 $R_{PROG} = 32.4\text{k}$ $C_{OUT} = 4.4\text{mF}$
 $R3 = 499\text{k}$ $C1 = 100\text{pF}$

起動波形



$V_{IN} = 3.6\text{V}$ $V_{OUT} = 3.3\text{V}$
 $R_{PROG} = 32.4\text{k}$ $C_{OUT} = 4.4\text{mF}$
 $R3 = 499\text{k}$ $C1 = 100\text{pF}$

ピン機能 (DDパッケージ)

SW1(ピン1): 内部スイッチAとBが接続されているスイッチ・ピン。インダクタをSW1からSW2に接続します。EMIを抑えるためにトレース長を最小限にしてください。

V_{IN}(ピン2): 入力電源ピン。ICの内部V_{CC}。V_{IN}とPGNDのできるだけ近くに10μF以上のセラミック・コンデンサを配置する必要があります。

SHDN(ピン3): ロジック制御のシャットダウン入力。

SHDN = "H": 通常動作

SHDN = "L": シャットダウン

MODE(ピン4): パルス幅変調/Burst Mode選択入力。

MODE = "H": Burst Mode動作

MODE = "L": PWM動作のみ。強制連続導通モード

PROG(ピン5): 平均入力電流制限のスレッショルドを設定します。PROGからグランドに抵抗を接続します。部品の値の選択に関しては下の式を参照してください。

$$R_{PROG} = 54.92 \cdot I_{LIMIT}(A) + 4.94(k\Omega)$$

SGND(ピン6): ICの信号グランド。PROG抵抗、補償部品、出力抵抗分割器をSGNDに終端します。

FB(ピン7): 帰還ピン。ここに抵抗分割器のタップを接続します。出力電圧は1.8V～5.25Vの範囲で調整できます。帰還リファレンス電圧は1.195Vです。

$$V_{OUT} = 1.195 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V$$

V_C(ピン8): エラーアンプ出力。このピンからSGNDに補償部品を配置します。

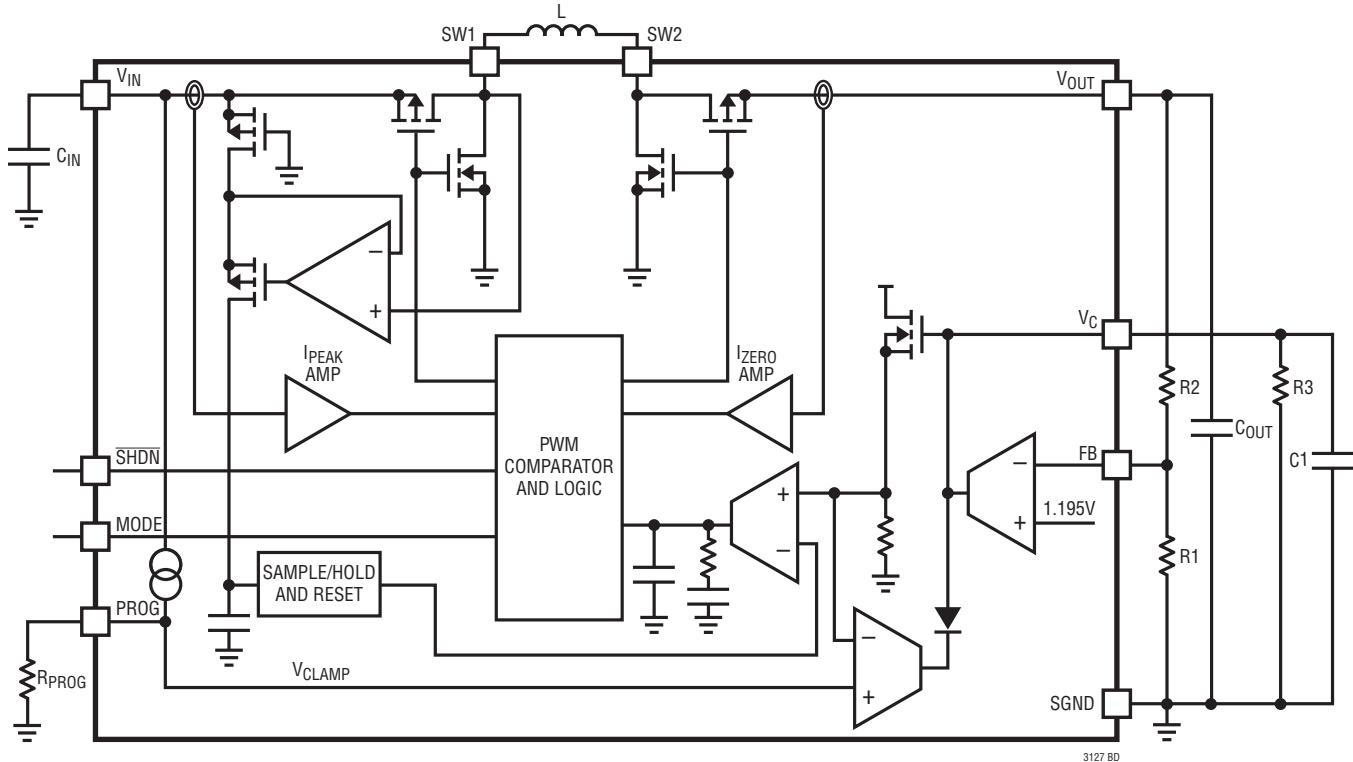
V_{OUT}(ピン9): 同期整流器の出力。このピンからGNDに出力フィルタ・コンデンサを接続します。少なくとも22μFを推奨します。出力コンデンサは低ESRのものとする必要があります。

SW2(ピン10): 内部スイッチCとDが接続されているスイッチ・ピン。EMIを抑えるためにトレース長を最小限にしてください。

PGND(露出パッド、ピン11): 電源グランド。露出パッドはPCBのグランド・プレーンに半田付けする必要があります。

LTC3127

ブロック図



動作

LTC3127は平均電流制御方式の昇降圧DC/DCコンバータで、熱特性が改善された3mm×3mmのDFNパッケージと熱特性が改善された12ピンMSOPパッケージで供給されます。この昇降圧コンバータは、出力電圧を入力電圧よりも高い値、低い値、あるいは等しい値に安定化することができる独自のスイッチング・アルゴリズムを使用しています。同期スイッチはRDS(ON)が小さくゲート電荷が少ないので、高い効率で高周波PWM制御を実現します。Burst Mode動作に設定した時は、軽負荷で高い効率が実現されます。

PWMモード動作

LTC3127は、固定周波数の平均入力電流PWM制御を採用しています。MODEピンを使用すれば、自動Burst Mode動作を選択するか(MODEをV_{IN}に接続)、Burst Mode動作をディスエーブルして低ノイズ・アプリケーション用に強制連続導通動作を選択する(MODEをグランドに接続)ことができます。

独自のスイッチング・アルゴリズムにより、コンバータは、インダクタ電流やループ特性に不連続性を生じることなく、降圧モード、昇降圧モード、および昇圧モードに切り替えることができます。昇降圧コンバータのスイッチ・トポロジーを図1に示します。

入力電圧が出力電圧を大幅に上回っていると、昇降圧コンバータは降圧モードで動作します。スイッチDは連続してオンし、スイッチCはオフしたままでです。スイッチAとBはパルス幅変調され、必要なデューティ・サイクルを発生して出力の安定化電圧を維持します。入力電圧が低下すると、スイッチAはスイッチング・サイクルの大部分でオンを維持します。デューティ・サイクルが約85%に達すると、スイッチ・ペアACがスイッチング

周期の一部分でオンし始めます。入力電圧がさらに低下すると、ACスイッチ・ペアはより長い時間オン状態を維持し、BDフェーズの継続時間がそれに比例して減少します。入力電圧が出力電圧を下回ると、最終的にBDがスイッチングしなくなるポイントまでACフェーズが増加します。このポイントで、スイッチAは連続してオン状態を維持する一方、スイッチ・ペアCDは必要な出力電圧を得るためパルス幅変調されます。この時点では、コンバータは昇圧モードのみで動作しています。

このスイッチング・アルゴリズムは、3つの動作モード全てにわたって動作モード間のシームレスな移行を実現し、平均インダクタ電流、インダクタ電流リップル、およびループ伝達関数に不連続が生じません。このような利点により、従来の4スイッチ昇降圧コンバータに比べて効率と安定性が向上します。強制PWMモード動作では、インダクタが連続導通状態に強制されます。これによってスイッチング周波数を固定し、ノイズ性能を向上させることができます。

エラーアンプと補償

昇降圧コンバータは2つの制御ループを使用します。外側の電圧ループは、出力電圧の安定化に必要な電流の量を決定します。電圧ループは外部的に補償され、積分補償または比例制御で構成することができます。内側の電流補償は内部的に補償を行うもので、入力電流を指定された値に強制します。

比例制御によってV_Cの補償を行う場合、499kの抵抗を使用する時は出力に少なくとも1000μFの容量を配置し、出力コンデンサのドミナント・ポールを使って安定性を保証します。比例補償では最大容量の制限はありません。

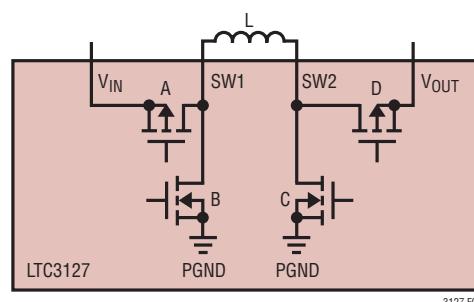


図1. 昇降圧スイッチのトポロジー

動作

出力コンデンサが $1000\mu F$ 未満 $44\mu F$ 以上の場合は積分補償が必要です。それ以外の場合は比例補償の使用を推奨します。

積分補償によってコンバータを補償する時は、ネットワークの合計帯域幅を $15kHz$ 未満にしなければならないという点を考慮することが重要です。LTC3127の内側の入力電流ループは、インダクタによって生じる2つのポールの一方を除去します。出力コンデンサはドミナント・ポールとゼロを発生させ、抵抗分割器は利得を設定します。

$$G_{DC} = 1 + \frac{R2}{R1}$$

$$f_{POLE1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{LOAD} \cdot C_{OUT}}$$

$$f_{ZERO1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{ESR} \cdot C_{OUT}}$$

図2に示す補償ネットワークを使用して、電圧ループ補償は次の伝達関数で近似することができます。

$$H_{COMP}(s) = \frac{g_m \cdot (C1 \cdot R_A \cdot s + 1)}{s \cdot (C1 \cdot C2 \cdot R_A \cdot s + C1 + C2)}$$

ここで、 $g_m = 150 \cdot 10^{-6}$

これによって、以下の位置にポールとゼロが発生します。

$$f_{POLE2} \approx DC$$

$$f_{POLE3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_A \cdot C_2}$$

$$f_{ZERO2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_A \cdot C_1}$$

補償のポールとゼロは、LTC3127が連続導通状態となる最小負荷時に f_{POLE1} がどこに来るかを見て決定する必要があります。これは、ドミナント・ポールの周波数を最も低くします。補償のポールとゼロを設定した後は、システムの位相マージンを 45° より大きく、利得マージンを $3dB$ より大きくなる必要があります。これら2つの基準に従うことは、安定性を保証する助けとなります。

電流制限動作

昇降圧コンバータには2つの電流制限回路が備わっています。電流制限は主に平均電流制限回路によって行われ、外側の電圧ループの出力をクランプします。これは自由に処理できる入力電流の大きさを制限し、内側の電流ループはクランプ値に安定化されます。

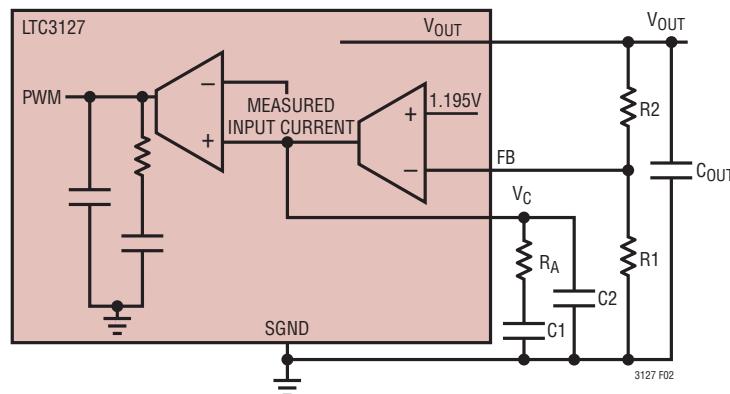


図2. 昇降圧外部補償

動作

入力電流制限は、PROGピンからSGNDに配置されたR_{PROG}抵抗によって設定されます。抵抗値は次の式を使って計算できます。

$$R_{PROG} = 54.92 \cdot I_{LIMIT}(A) + 4.94(k\Omega)$$

ここで、I_{LIMIT}はアンペアを単位とする平均入力電流制限値です。

補助的な2.5A(標準)の電流制限がトリップするとスイッチBとDがオンし、AとCがオフします。この電流制限はR_{PROG}の値に影響されません。

逆電流制限

スイッチDの逆電流コンパレータは、出力から供給されるインダクタ電流をモニタします。この電流が300mA(標準)を超えると、スイッチング・サイクルの残りの時間はスイッチDがオフします。

Burst Mode動作

MODEピンを”H”に保つと、標準負荷電流が35mA未満である限りLTC3127はBurst Mode動作を行います。Burst Mode動作では、LTC3127はやはり1.35MHzの固定周波数でスイッチングを行い、平均入力電流モード制御時と同じエラーアンプとループ補償を使用します。この制御方法ではモード切り替え時に過渡出力が生じません。Burst Mode動作では、出力電圧が公称安定化値に達するまでエネルギーが出力に供給されます。この時点でLTC3127はスリープ・モードに移行します。スリープ・モードでは出力スイッチがオフし、LTC3127の消費電流はV_{IN}から流出する35μAだけになります。出力電圧がわずかに垂下するとスイッチングが再開されます。このためスイッチング損失と静止時損失が最小に抑えられ、負荷が非常に軽い場合でも最大限の効率が得られます。

ゼロ電流コンパレータ

ゼロ電流コンパレータは出力へのインダクタ電流をモニタして、この電流が約30mAまで減少すると同期整流器をオフします。これはインダクタ電流の極性反転を防ぎ、軽負荷時の効率を改善します。このコンパレータはBurst Mode動作でのみアクティブです。

アンチリングング制御

アンチリングング制御回路は、SW1とSW2からPGNDに抵抗を接続して、Burst Modeにおける不連続電流モード動作時の高周波リングングを防ぎます。LとCSW(SWピンの容量)で形成される共振回路のリングングはエネルギーが低いといえ、EMI放射を生じることがあります。

シャットダウン

SHDNを0.3Vより下にするとコンバータはシャットダウンし、SHDNを1.2Vより上にするとイネーブルされます。SHDNは、絶対最大定格より下に制限されている限り、V_{IN}またはV_{OUT}より上にドライブできます。

サーマル・シャットダウン

ダイ温度が150°Cを超えるとLTC3127はディスエーブルされます。全てのパワー・デバイスがオフし、スイッチ・ノードは両方とも高インピーダンスになります。ダイ温度が約140°Cまで低下すれば、LTC3127は再起動します(イネーブルされている場合)。

サーマル・レギュレータ

非常に大きな容量負荷を充電中にデバイスがサーマル・シャットダウンしてしまうのを防ぐ助けとするために、LTC3127にはサーマル・レギュレータが備わっています。ダイ温度が130°C(標準)を超えると、パッケージ内で消費する電力を減らすために平均電流制限値が下げられます。サーマル・シャットダウンの直前の電流制限値はほぼ0Aです。ダイ温度が130°C未満に下がると電流制限は最大値に戻ります。

低電圧ロックアウト

入力電源電圧が1.7V(標準)を下回るとLTC3127はディスエーブルされ、全てのパワー・デバイスがオフします。

アプリケーション情報

LTC3127の標準的応用回路が、このデータシートの最初のページに示されています。外付け部品の選択はそれぞれのアプリケーションの出力電圧、入力電流、およびリップル電圧の要件によって決まります。ただし、設計プロセスの基本的ガイドラインと検討事項をこのセクションで説明します。

昇降圧コンバータの出力電圧の設定

昇降圧コンバータの出力電圧は、次式に従い抵抗分割器によって設定されます。

$$V_{OUT} = 1.195V \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) V$$

外付け抵抗分割器は図3に示すように出力に接続します。昇降圧コンバータは入力電流モード制御を使用しており、出力分割抵抗は安定性には寄与しません。

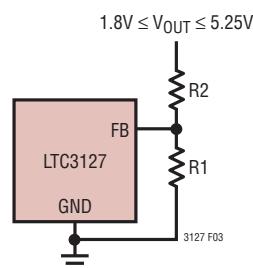


図3. 昇降圧コンバータの出力電圧の設定

昇降圧コンバータ用インダクタの選択

高効率を達成するには、昇降圧コンバータに低ESRのインダクタを使用する必要があります。インダクタの飽和定格値は、ワーストケースの平均インダクタ電流にリップル電流の半分を加えた値よりも大きくする必要があります。ピーク・トゥ・ピーク・インダクタ電流リップルは、昇降圧領域よりも、降圧モードおよび昇圧モードで大きくなります。各モードのピーク・トゥ・ピーク・インダクタ電流リップルは次の式から計算することができます。ここで、LはμHを単位とするインダクタンスです。

$$\Delta I_{L,P-P,BUCK} = \frac{V_{OUT} (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} \cdot L \cdot (1.35MHz)} \text{ (A)}$$

$$\Delta I_{L,P-P,BOOST} = \frac{V_{IN} (V_{OUT} - V_{IN})}{V_{OUT} \cdot L \cdot (1.35MHz)} \text{ (A)}$$

LTC3127のスイッチング周波数は1.35MHzと高速なので、小型の表面実装インダクタを使用することができます。ほとんどのアプリケーションには、2.2μH～4.7μHのインダクタが適しています。インダクタンス値をこれよりも大きくすれば、インダクタのリップル電流が小さくなるので出力電流能力をわずかに向上させることができます。インダクタンスを10μH以上にするとサイズが大きくなりますが、そのわりに出力電流能力の向上はわずかです。

インダクタのリップル電流は一般に最大インダクタ電流の20%～40%に設定されます。高周波用フェライト・コアのインダクタ素材は、安価な鉄粉タイプに比べ、周波数に依存する電力損失を減らして効率を上げます。インダクタは、I2R電力損失を減らすためにESR(巻線の直列抵抗値)が低く、また飽和せずにピーク・インダクタ電流を流すことができなければなりません。一般に、モールド型チョークコイルや一部のチップ・インダクタは、LTC3127に見られる2.5Aのピーク・インダクタ電流に対応できるだけの十分なコア面積を持っていません。放射ノイズを最小限に抑えるには、シールドされたインダクタを使用します。推奨部品と製造元については表1と基準配線図を参照してください。

表1. 推奨インダクタ

VENDOR	PART/STYLE
Coilcraft 847-639-6400 www.coilcraft.com	LPO2506 LPS4012, LPS4018 MSS6122 MSS4020 MOS6020 DS1605, D01608 XPL4020
Coiltronics www.cooperet.com	SD52, SD53 SD3114, SD3118
Murata 714-852-2001 www.murata.com	LQH55D
Sumida 847-956-0666 www.sumida.com	CDH40D11
Taiyo-Yuden www.t-yuden.com	NP04SB NR3015 NR4018
TDK 847-803-6100 www.component.tdk.com	VLP, LTF VLF, VLCF
Würth Elektronik 201-785-8800 www.we-online.com	WE-TPC Type S, M, MH

アプリケーション情報

出力コンデンサと入力コンデンサの選択

大きなパルス負荷用の出力コンデンサを選択するときは、パルス電流の大きさと継続時間、および垂下電圧仕様に従います。コンデンサのESRとサイクル毎にコンデンサに蓄積される電荷の両方が、出力電圧垂下に寄与します。電荷による垂下はおよそ次の通りです。

$$V_{\text{DROOP_LOAD}} = \left[I_{\text{PULSE}} - \left(\frac{V_{\text{IN}} \cdot I_{\text{IN(MAX)}} \cdot \eta}{V_{\text{OUT}}} - I_{\text{STANDBY}} \right) \right] \cdot D \cdot T \quad (\text{V})$$

ここで、

I_{PULSE} = パルス負荷電流

I_{STANDBY} = スタンバイ・モードの静的負荷電流

$I_{\text{IN(MAX)}}$ = 設定された入力電流制限 (A)

T = 負荷パルスの継続時間

D = 負荷パルスのデューティ・サイクル

V_{DROOP} = 安定化電圧からの出力垂下 (V)

η = 入力電流制限点でのコンバータの効率

上式はワーストケースでの近似で、パルスのエネルギーは全て出力コンデンサが供給していると仮定しています。

コンデンサの等価直列抵抗 (ESR) による垂下は次のとおりです。

$$V_{\text{DROOP_ESR}} = \left[I_{\text{PULSE}} - \left(\frac{V_{\text{IN}} \cdot I_{\text{IN(MAX)}} \cdot \eta}{V_{\text{OUT}}} - I_{\text{STANDBY}} \right) \right] \cdot \text{ESR} \quad (\text{V})$$

出力の垂下を小さく抑えるには、ESRを小さく、かつ容量を大きくする必要があります。表2と「標準的応用例」の配線図に蓄電コンデンサの製造元をいくつか示します。

合計出力電圧垂下は次式で与えられます。

$$V_{\text{DROOP}} = V_{\text{DROOP_LOAD}} + V_{\text{DROOP_ESR}} \quad (\text{V})$$

容量値が大きく低ESRだと、標準的な内部補償昇降圧コンバータでは不安定になることがあります。比例補償を使用して 1000μF以上の低ESR出力コンデンサを使用すれば、LTC3127 は安定します。

多層セラミック・コンデンサはESRが非常に小さく実装面積の小さいものが入手できるので、昇圧コンバータの入力のデカップリングに最適です。入力コンデンサは、できるだけデバイスに近づけて配置する必要があります。ほとんどのアプリケーションでは10μFの入力コンデンサで十分ですが、入力デカップリングを改善するために、制約なしでもっと大きな値を使うこともできます。セラミック・コンデンサの選択の詳細については製造元へ直接お問い合わせください。推奨されるのはセラミック・コンデンサですが、低ESRのタンタル・コンデンサを使うこともできます。

パルス負荷アプリケーションに有効な大容量コンデンサを使用する場合、与えられたデューティ・サイクルに対する最大負荷と最小容量は次の式で計算できます。

$$I_{\text{LOAD(MAX)}} = \frac{V_{\text{IN}} \cdot I_{\text{IN(MAX)}} \cdot \eta}{D \cdot V_{\text{OUT}}} \quad (\text{A})$$

$$C_{\text{OUT(MIN)}} =$$

$$\left[I_{\text{PULSE}} - \left(\frac{V_{\text{IN}} \cdot I_{\text{IN(MAX)}} \cdot \eta}{V_{\text{OUT}}} - I_{\text{STANDBY}} \right) \right] \cdot \frac{D \cdot T}{V_{\text{DROOP}}} \quad (\text{F})$$

表2. コンデンサの製造元

SUPPLIER	PHONE	WEB SITE
Vishay	402-563-6866	www.vishay.com
AVX	803-448-9411	www.avxcorp.com
Cooper Bussmann	516-998-4100	www.cooperbussmann.com
CAP-XX	843-267-0720	www.cap-xx.com
Panasonic	800-394-2112	www.panasonic.com

アプリケーション情報

コンデンサ選択の例

この例のパルス負荷アプリケーションでは、 V_{OUT} の垂下を300mV未満にする必要があります。このアプリケーションは、リチウムイオン・バッテリ入力から3.6V出力を得ます。パルス負荷は無負荷～1.5Aステップで、周波数217Hz、デューティサイクルは12.5%です。入力電流制限は500mAに設定します。300mVの垂下要件を満たすために、最も高い $V_{IN}-V_{OUT}$ 昇圧比で容量を計算する必要があります。以下のすべての計算は、最小電圧を3V、効率を90%と仮定しています。

このアプリケーションでは、各値は次の通りです。

$$V_{IN} = 3V$$

$$V_{OUT} = 3.6V$$

$$I_{IN(MAX)} = 500mA$$

$$I_{PULSE} = 1.5A$$

$$I_{STANDBY} = 0A$$

$$\eta = 0.9$$

$$D = 0.125$$

$$T = 1/217Hz = 4.6ms$$

$$V_{DROOP} = 300mV$$

ステップ1: $I_{LOAD(MAX)}$ の式を使用して、このアプリケーションがパルス負荷から回復できるだけの十分な電流を供給できることを確認します。

$$I_{LOAD(MAX)} = \frac{3V \cdot 500mA \cdot 0.9}{0.125 \cdot 3.6V} = 3A$$

この V_{IN} と V_{OUT} の組み合わせで与えることのできる最大パルス負荷は3Aです。

ステップ2: 必要な最小出力容量を計算します。

$$C_{OUT(MIN)} \geq \left(1.5A - \frac{3V \cdot 500mA \cdot 0.9}{3.6V} \right) \cdot \frac{0.125 \cdot 4.6ms}{300mV} = 2.15mF$$

ステップ3: このアプリケーションには、VishayのTantamountシリーズの 2.2mF低ESRタンタル・コンデンサを選択します。このコンデンサの最大ESRは0.04Ωです。選択したコンデンサを使用した場合の垂下量を計算する必要があります。

$$V_{DROOP_LOAD} = \frac{\left[1.5A - \left(\frac{3V \cdot 500mA \cdot 0.9}{3.6V} - 0A \right) \right] \cdot 0.125 \cdot 4.6ms}{2.2mF} = 0.294V$$

$$V_{DROOP_ESR} = \frac{\left[1.5A - \left(\frac{3V \cdot 500mA \cdot 0.9}{3.6V} - 0A \right) \right] \cdot 0.04\Omega}{2.2mF} = 0.045V$$

$$V_{DROOP} = V_{DROOP_LOAD} + V_{DROOP_ESR} = 0.339V$$

コンデンサのESRのために合計垂下量は300mVより大きくなります。この場合、大きい垂下量を許容できないのであれば、より容量の大きい低ESRコンデンサを選ぶことができます。

アプリケーション情報

PCBレイアウトに関する検討

LTC3127は高周波数で大電流をスイッチングします。安定したノイズのない動作を実現するために、PCBレイアウトには細心の注意を払う必要があります。図4に、LTC3127用の推奨PCBレイアウトを示し、以下にいくつかの重要なガイドラインを示します。

1. 循環する全ての高電流経路ができるだけ短くします。これは図4に太線で示した全ての部品への配線ができるだけ短く、幅を広くすることによって実現できます。コンデンサのグランドは、ビアを使いできるだけ短い配線でグランド・プレーンに接続します。VINのバイパス・コンデンサはできるだけデバイスの近くに配置し、グランドへの経路をできるだけ短くします。

2. 小信号グランドパッド(SGND)は電源グランドに1点接続します。これを実現する簡便な方法は、図4に示すようにピンを露出パッドに直接短絡することです。
3. 太線で示されている部品とそれらの接続は、全て完全なグランド・プレーン上に配置します。
4. 大きな循環電流が output 電圧検出を妨げないように、各抵抗分割器と RPROG のグランドは小信号グランドに直接戻します。
5. ダイ・アタッチ・パッドにビアを使うと、コンバータの温度環境が改善されます。特に、PCB の露出した底面のグランド・プレーン領域までビアが伸びている場合は有効です。
6. FB ピンと PROG ピンへの接続はできるだけ短くし、スイッチ・ピン接続から離します。

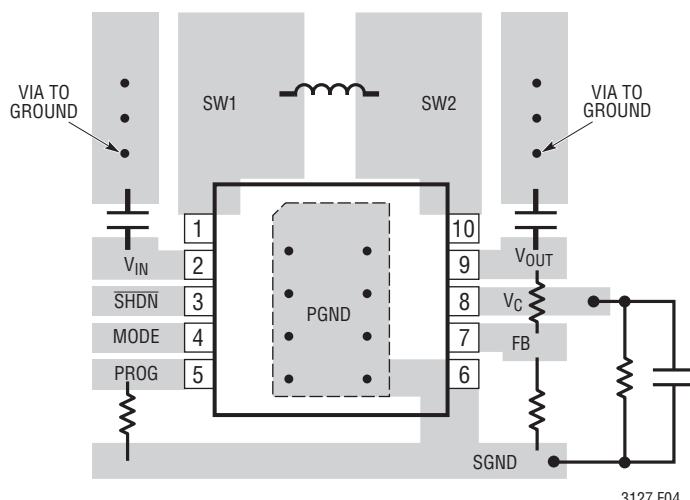
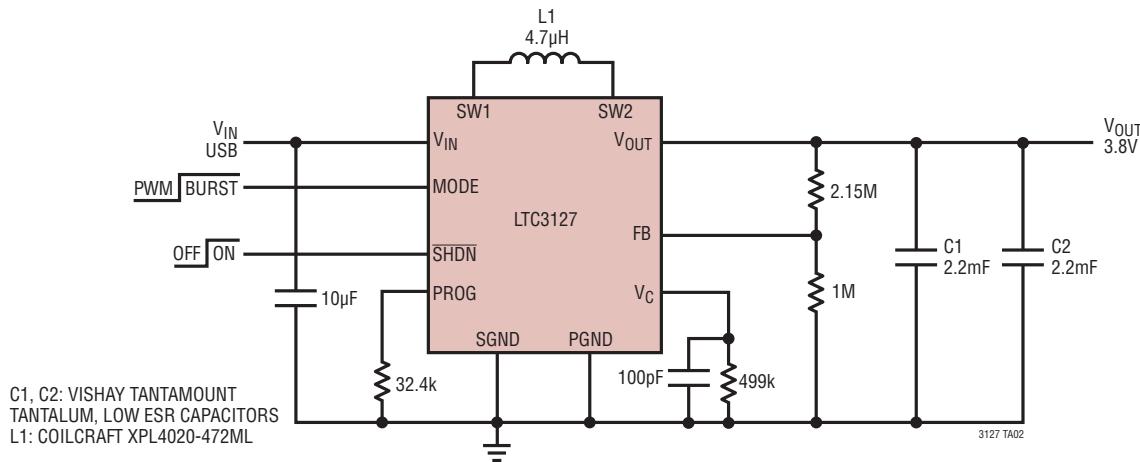


図4. 推奨PCBレイアウト

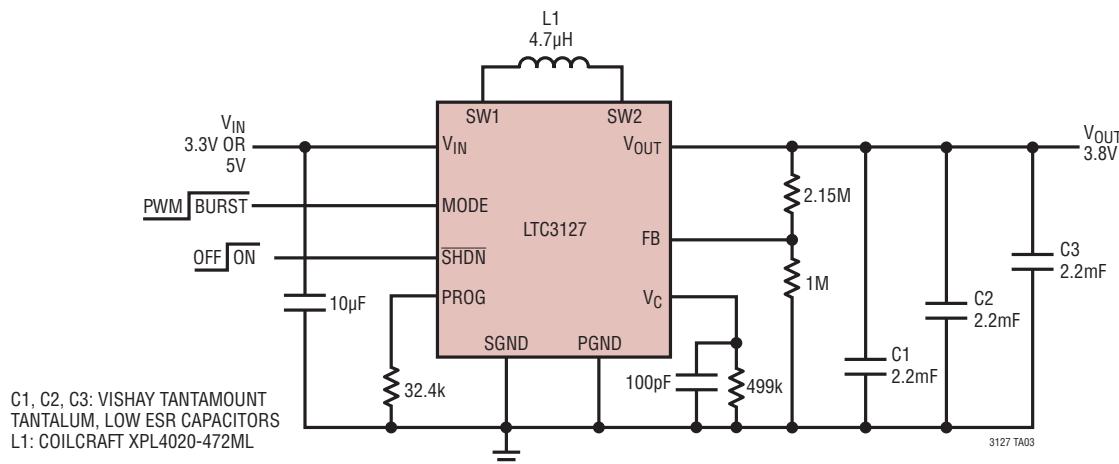
LTC3127

標準的応用例

USB(最大500mA)、3.8V GSMパルス負荷

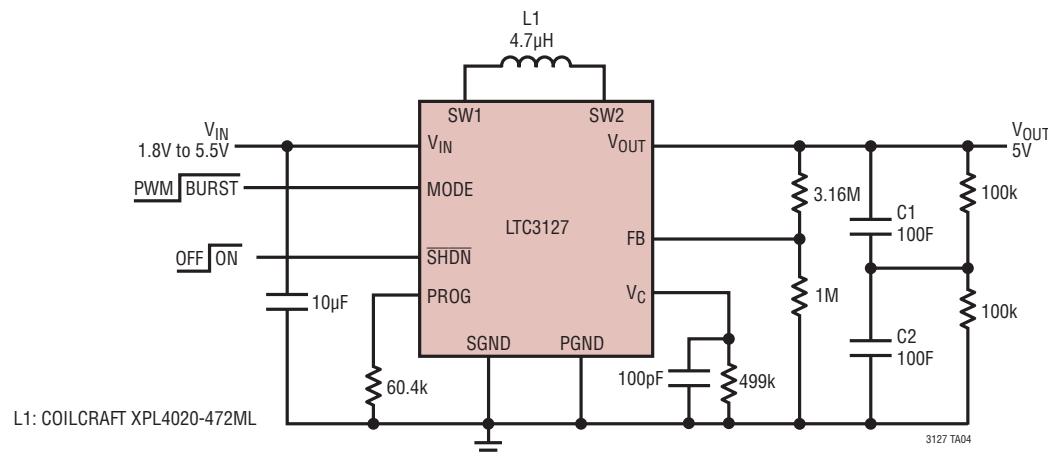


PCMCIA/コンパクト・フラッシュ(最大3.3Vまたは5V/500mA)、3.8V GPRS、クラス10パルス負荷

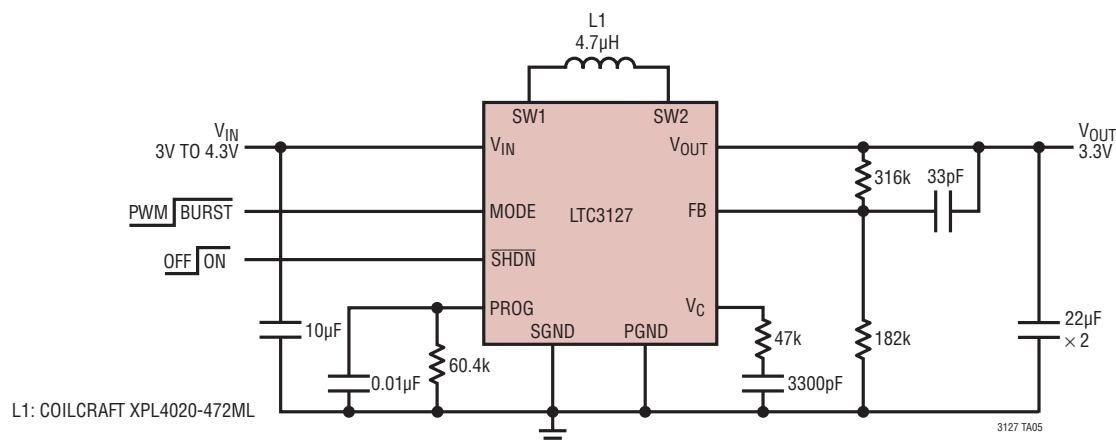


標準的応用例

スタック・スーパー・キャパシタ・チャージャ(最大入力電流1000mA)

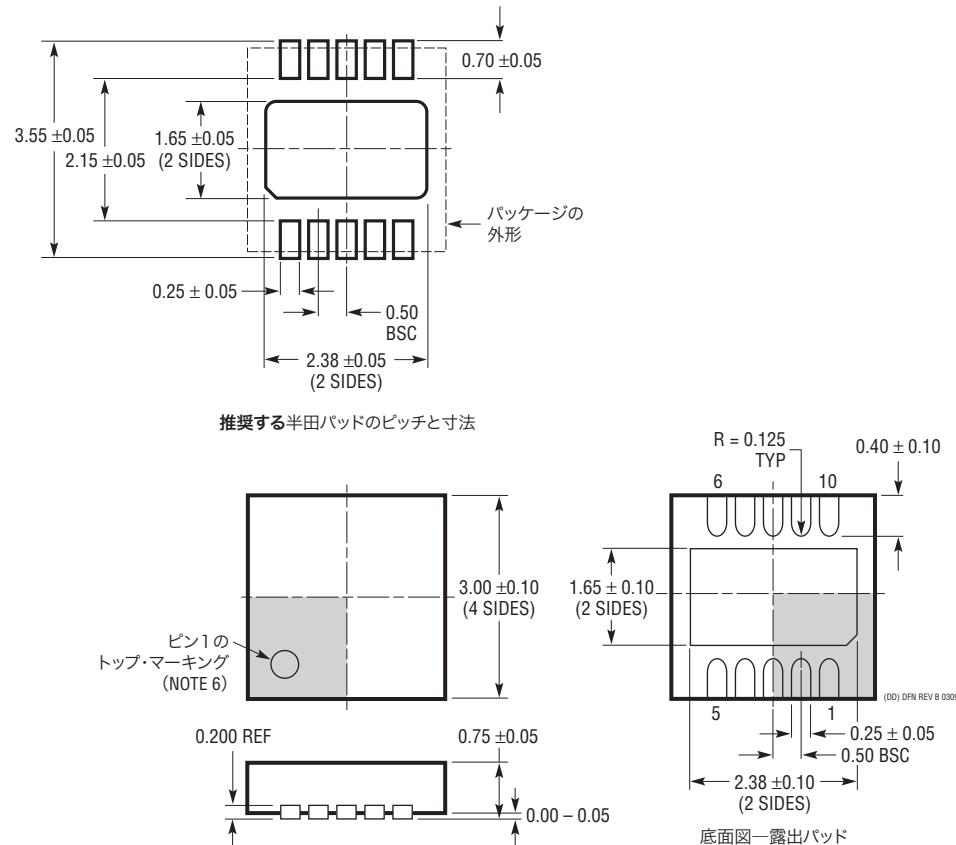


500μs起動の汎用強制連続導通アプリケーション



パッケージ

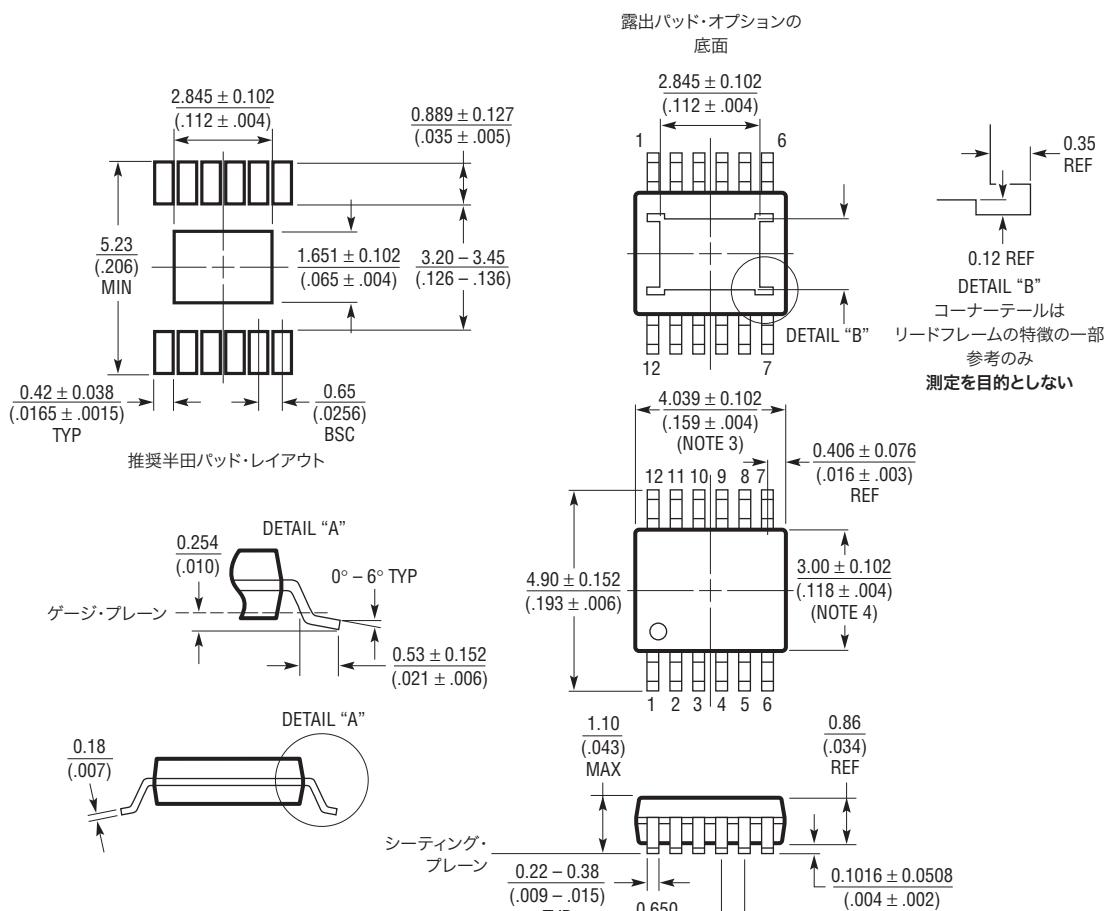
**DDパッケージ
10ピン・プラスチックDFN(3mm×3mm)**
(Reference LTC DWG # 05-08-1699 Rev B)



- NOTE:**
1. 図はJEDECのパッケージ外形MO-229のバリエーション(WEED-2)になる予定
バリエーションの指定の現状についてはLTCのWebサイトのデータシートを参照
 2. 図は実寸とは異なる
 3. すべての寸法はミリメートル
 4. パッケージの底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.15mmを超えないこと
 5. 露出パッドは半田メッキとする
 6. 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン1の位置の参考に過ぎない

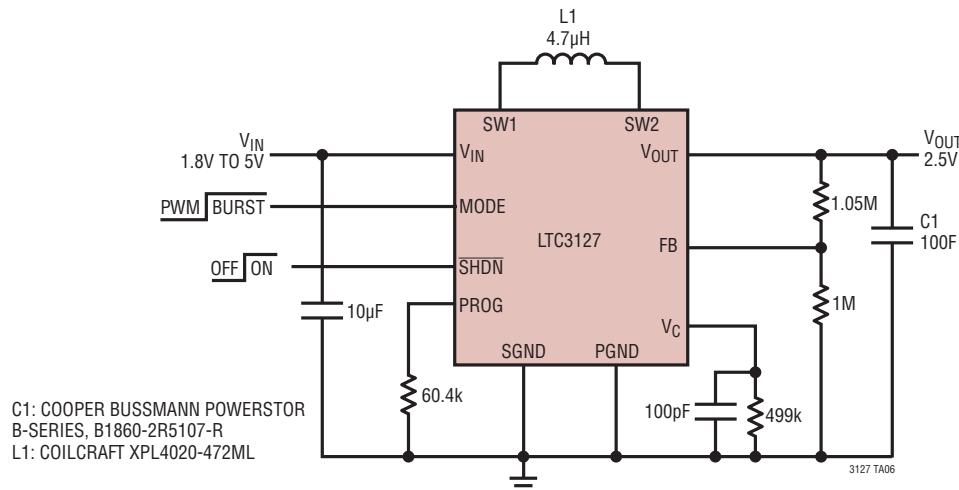
パッケージ

**MSEパッケージ
12ピン・プラスチックMSOP、露出ダイパッド
(Reference LTC DWG # 05-08-1666 Rev B)**



標準的応用例

シングル・スーパー・キャパシタ・チャージャ(最大入力電流:1000mA)



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3101	入力電圧範囲の広い1MHzの複数出力DC/DCコンバータとPowerPath™コントローラ	95%の効率、VIN:1.8V~5.5V、VOUT(MAX):1.8V~5.25V、IQ = 38μA、ISD<1μA、4mm×4mm QFN-24パッケージ
LTC3125	調節可能な入力電流制限付き1.2A、1.6MHzの同期整流式昇圧DC/DCコンバータ	最大93%の効率、VIN:1.8V~5.5V、VOUT(MAX):5.25V、IQ = 15μA、ISD<1μA、2mm×3mm DFN-8パッケージ
LTC3606B	出力電流800mAの平均入力電流制限付き同期整流式降圧DC/DCコンバータ	最大96%の効率、VIN:2.5V~5.5V、VOUT(MAX):5V、IQ = 420μA、ISD<1μA、3mm×3mm DFN-8パッケージ
LTC3440	出力電流600mA、2MHzの同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	最大96%の効率、VIN:2.5V~5.5V、VOUT:2.5V~5.5V、IQ = 25μA、ISD<1μA、3mm×3mm DFN-10およびMSOP-10パッケージ
LTC3441/LTC3441-2/ LTC3441-3	出力電流1.2A、1MHzの同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	最大95%の効率、VIN:2.4V~5.5V、VOUT:2.4V~5.25V、IQ = 25μA、ISD<1μA、3mm×4mm DFN-12パッケージ
LTC3520	1A昇降圧および600mA降圧の2MHz同期整流式コンバータ	最大95%の効率、VIN:2.2V~5.5V、VOUT(MAX):5.25V、IQ = 55μA、ISD<1μA、4mm×4mm QFN-24パッケージ
LTC3530	出力電流600mA、2MHzの同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	最大96%の効率、VIN:1.8V~5.5V、VOUT:1.8V~5.25V、IQ = 40μA、ISD<1μA、3mm×3mm DFN-10およびMSOP-10パッケージ
LTC3532	出力電流500mA、2MHzの同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	最大95%の効率、VIN:2.4V~5.5V、VOUT:2.4V~5.25V、IQ = 35μA、ISD<1μA、3mm×3mm DFN-10およびMSOP-10パッケージ
LTC3533	出力電流2A、2MHzの同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	最大96%の効率、VIN:1.8V~5.5V、VOUT:1.8V~5.25V、IQ = 40μA、ISD<1μA、3mm×4mm DFN-14パッケージ
LTC3538	出力電流800mA、1MHzの同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	最大95%の効率、VIN:2.4V~5.5V、VOUT:1.8V~5.25V、IQ = 35μA、ISD<1μA、2mm×3mm DFN-8パッケージ
LTC3534	出力電流500mA、1MHzの同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	最大94%の効率、VIN:2.4V~7V、VOUT:1.8V~7V、IQ = 25μA、ISD<1μA、5mm×3mm DFN-16およびSSOP-16パッケージ