

# 入力電流制限付き 1.2A同期整流式昇圧 DC/DCコンバータ

## 特長

- 平均入力電流制限を設定可能
- 入力電流精度: 5%
- 設定範囲: 200mA~1000mA
- $V_{IN}$ : 1.8V~5.5V、 $V_{OUT}$ : 2V~5.25V
- 高電流GSM/GPRS負荷バーストをサポート
- $V_{IN} > V_{OUT}$ での動作
- 1.6MHzの固定周波数動作
- 電流センス抵抗を内蔵
- 1.2Aのピーク電流制限
- 効率: 最大93%
- シャットダウン時の出力切断
- ソフトスタート
- 低消費電流Burst Mode<sup>®</sup>動作
- 2mm×3mm×0.75mm DFNパッケージ

## アプリケーション

- GSM/GPRS PCMCIA/CompactFlash PCカード・モデム
- ワイヤレス緊急用ロケータ
- 携帯ラジオ
- スーパーキャパシタ・チャージャ

## 概要

LTC<sup>®</sup>3125は、平均入力電流制限を高精度で設定可能な高効率の同期整流式昇圧DC/DCコンバータです。500mAで5%精度の平均入力電流を抵抗で設定可能なので、幅広いアプリケーションに適しています。モバイル・コンピューティングにおいて、GSMおよびGPRSカードはPCカードやCompactFlashスロットの能力をはるかに上回る大きな電流パルスを必要とします。LTC3125を蓄積コンデンサと共に使用することにより、スロットの電力をその能力の範囲内に安全にとどめ、高い性能とシンプルなソリューションを実現します。

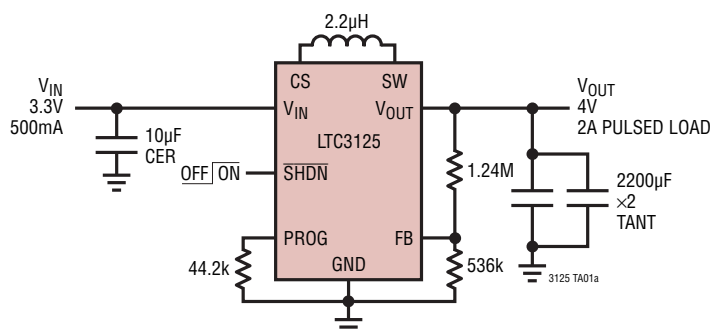
同期整流によって高効率を達成すると同時に、1.6MHzのスイッチング周波数によってソリューションの実装面積を最小限に抑えます。電流モードPWM設計は内部で補償されています。また、出力切断により、シャットダウン時に負荷の放電を可能にし、同時に突入電流を制限します。

LTC3125はこの他に、1μAを下回るシャットダウン電流、短絡保護、熱過負荷保護を特長とし、高さの低い0.75mm×2mm×3mmパッケージで供給されます。

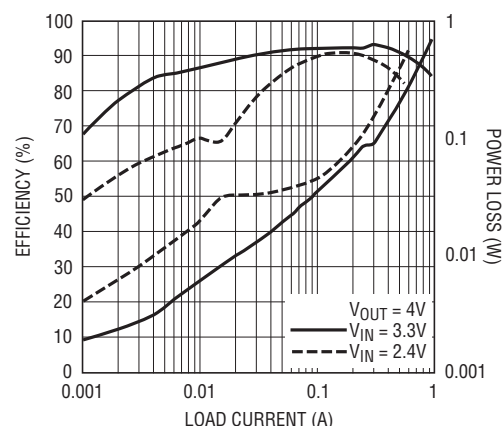
LT、LTC、LTMおよびBurst Modeはリニアテクノロジー社の登録商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

## 標準的応用例

PCMCIA/CompactFlash (3.3V/最大500mA)、  
4V GSMパルス負荷



効率と負荷電流



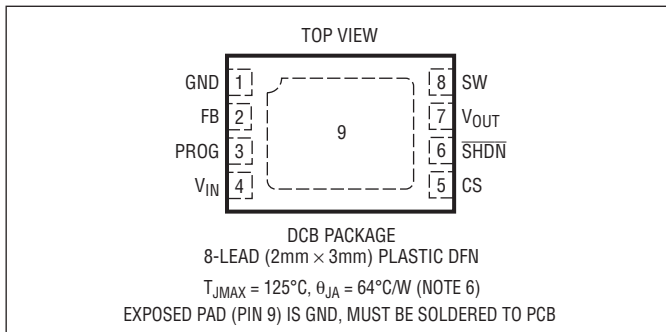
# LTC3125

## 絶対最大定格

(Note 1)

$V_{IN}$ 、 $V_{OUT}$ の電圧 .....	$-0.3V \sim 6V$
SW電圧 .....	$-0.3V \sim 6V$
SW電圧 < 100ns .....	$-0.3V \sim 7V$
他の全てのピン .....	$-0.3V \sim 6V$
動作接合部温度範囲 (Note 2, 5) .....	$-40^{\circ}C \sim 125^{\circ}C$
接合部温度 .....	$125^{\circ}C$
保存温度範囲 .....	$-65^{\circ}C \sim 125^{\circ}C$

## 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
LTC3125EDCB#PBF	LTC3125EDCB#TRPBF	LDGY	8-Lead (2mm × 3mm) Plastic DFN	$-40^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$

さらに広い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/tapeandree/> をご覧ください。

## 電気的特性

●は全動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^{\circ}C$ での値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 3.3V$ 、 $V_{OUT} = 4.5V$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Voltage Range			1.8		5.5	V
Minimum Start-Up Voltage		●		1.6	1.8	V
Output Voltage Adjust Range		●	2		5.25	V
Feedback Voltage		●	1.176	1.200	1.229	V
Feedback Input Current				1	50	nA
Quiescent Current—Shutdown	$V_{\overline{SHDN}} = 0V$ , Not Including Switch Leakage, $V_{OUT} = 0V$			0.01	1	$\mu A$
Quiescent Current—Active	Measured on $V_{OUT}$ , Nonswitching			300	500	$\mu A$
Quiescent Current—Burst	$V_{IN} = V_{OUT} = 3.3V$ , Measured on $V_{IN}$ , $FB \geq 1.230V$ , Nonswitching			15	25	$\mu A$
N-Channel MOSFET Switch Leakage	$V_{SW} = 5V$ , $V_{IN} = 5V$			0.1	10	$\mu A$
P-Channel MOSFET Switch Leakage	$V_{SW} = 5V$ , $V_{OUT} = 0V$ , $V_{IN} = 5V$			0.1	20	$\mu A$
N-Channel MOSFET Switch On-Resistance	$V_{OUT} = 3.3V$			0.125		$\Omega$
P-Channel MOSFET Switch On-Resistance	$V_{OUT} = 3.3V$			0.200		$\Omega$
N-Channel MOSFET Current Limit		●	1.2	1.8		A
Current Limit Delay to Output	(Note 3)			60		ns
Average Input Current Limit	$R_{PROG} = 44.2k$ $R_{PROG} = 44.2k$ , (Note 4)	●	475 465	500 500	525 535	$mA$ $mA$

## 電気的特性

●は全動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 3.3\text{V}$ 、 $V_{OUT} = 4.5\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
PROG Current Gain	(Note 3)		22.1		$\text{k}\Omega\text{-A/A}$
Maximum Duty Cycle	$V_{FB} = 1.15\text{V}$	● 85	92		%
Minimum Duty Cycle	$V_{FB} = 1.3\text{V}$	●		0	%
Frequency		● 1.3	1.6	1.9	MHz
SHDN Input High		1			V
SHDN Input Low				0.35	V
SHDN Input Current	$V_{SHDN} = 1.2\text{V}$		0.3	1	$\mu\text{A}$

**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。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

**Note 2:** LTC3125は、 $T_J$ が $T_A$ にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされている。LTC3125E (Eグレード) は $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の接合部温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 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。接合部温度 ( $T_J$ , 単位:  $^\circ\text{C}$ ) は周囲温度 ( $T_A$ , 単位:  $^\circ\text{C}$ ) および電力損失 ( $P_D$ , 単位:  $\text{W}$ ) から次式に従って計算される。

$$T_J = T_A + (P_D) (\theta_{JA}^\circ\text{C/W})$$

ここで、 $\theta_{JA}$ はパッケージの熱抵抗である。

これらの仕様と調和する最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱抵抗などの環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。

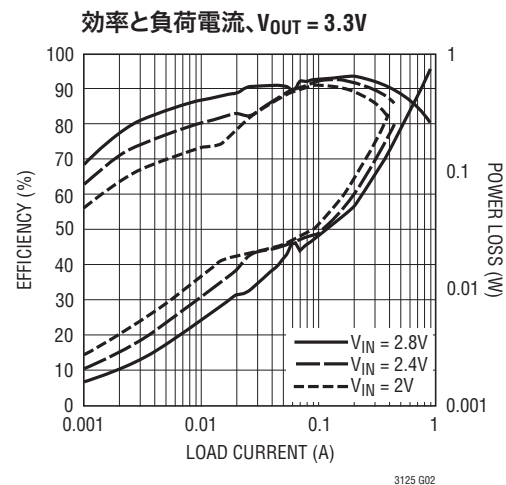
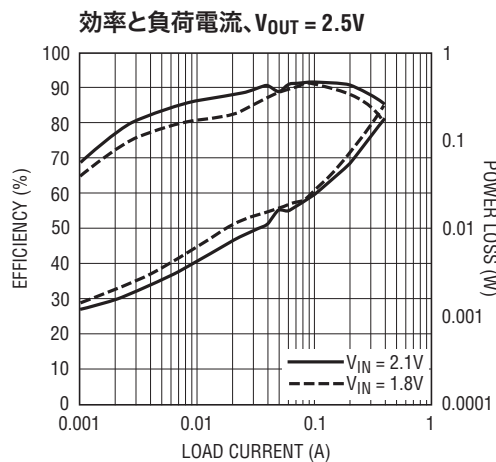
**Note 3:** 仕様は設計によって保証されており、製造時に全数テストは行われない。

**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 $125^\circ\text{C}$ を超える。規定された最高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おそれがある。

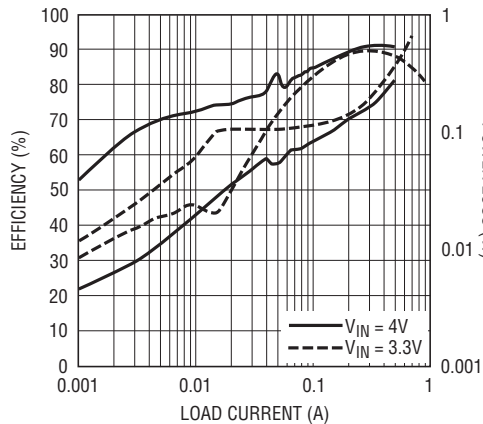
**Note 6:** パッケージの露出した裏面をPCボードのグラウンド・プレーンに半田付けしないと、熱抵抗が $60^\circ\text{C/W}$ よりもはるかに大きくなる。

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



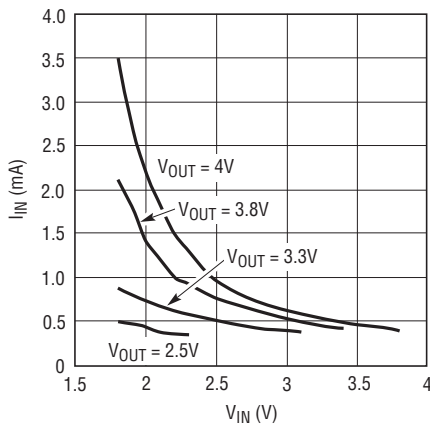
## 標準的性能特性 (注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

効率と負荷電流、 $V_{OUT} = 5V$



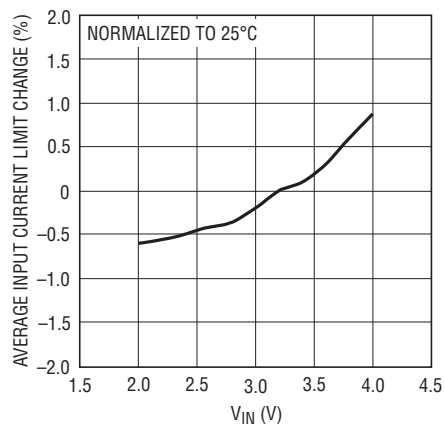
3125 G03

無負荷時入力電流と $V_{IN}$



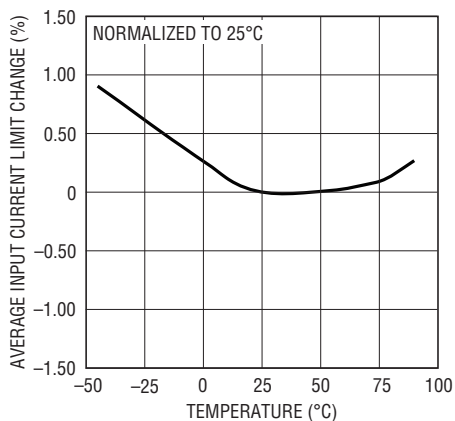
3125 G04

平均入力電流制限と $V_{IN}$



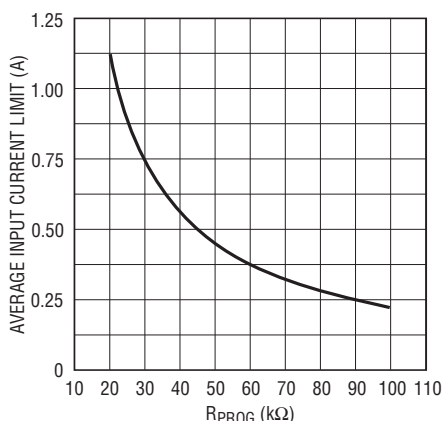
3125 G05

平均入力電流制限と温度



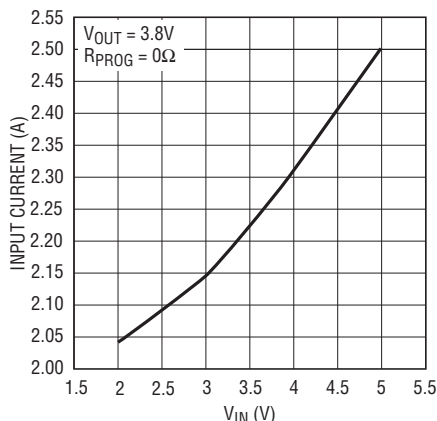
3125 G06

平均入力電流と $R_{PROG}$



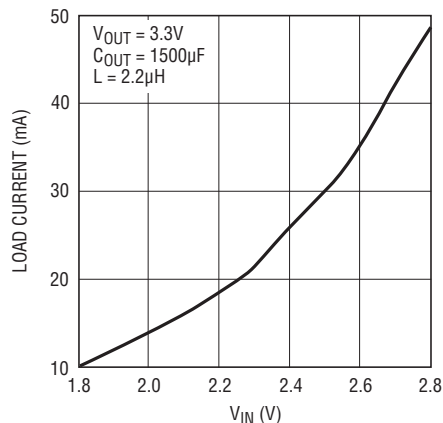
3125 G07

ピーク電流制限と $V_{IN}$



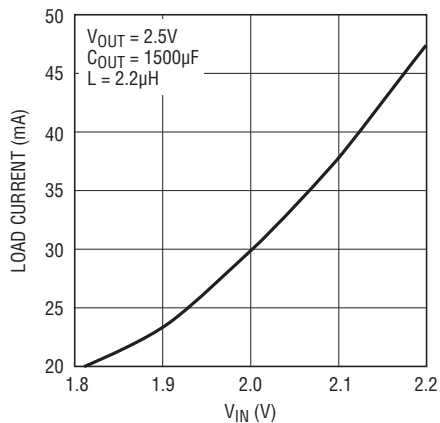
3125 G08

Burst Modeスレッシュホールド電流と $V_{IN}$



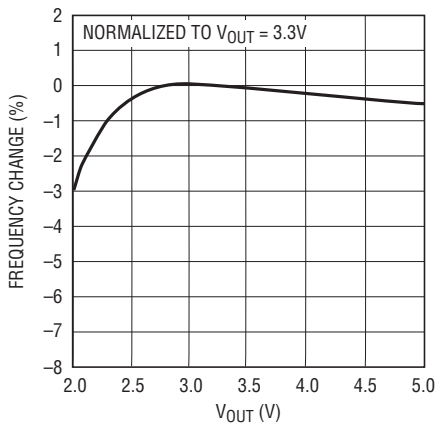
3125 G09

Burst Modeスレッシュホールド電流と $V_{IN}$

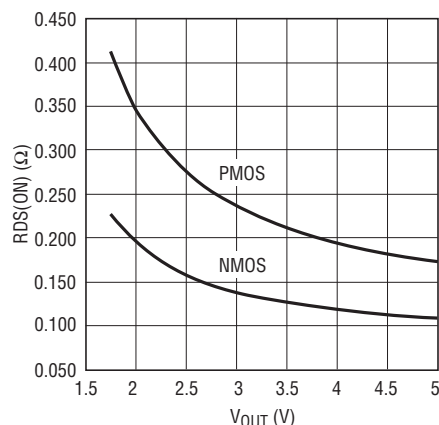


3125 G10

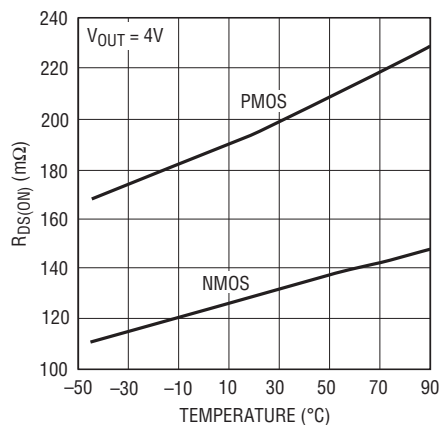
発振器周波数と $V_{OUT}$



3125 G11

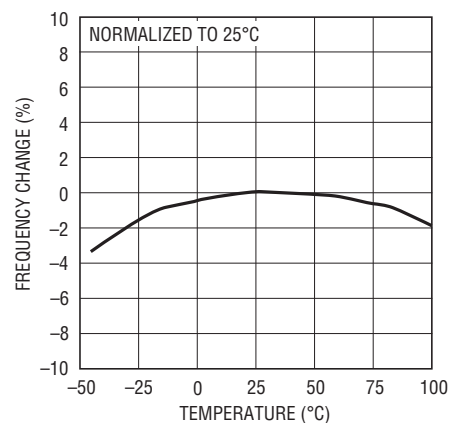
標準的性能特性 (注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ) $R_{DS(ON)}$ と $V_{OUT}$ 

3125 G12

 $R_{DS(ON)}$ と温度

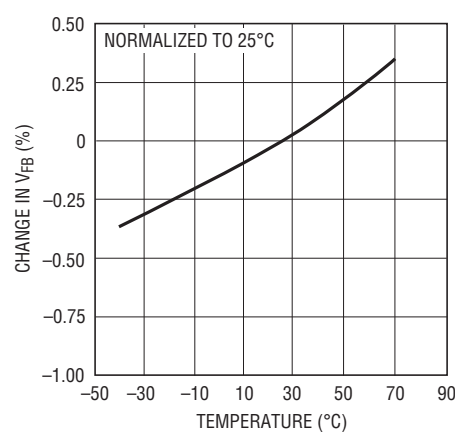
3125 G13

発振器周波数と温度

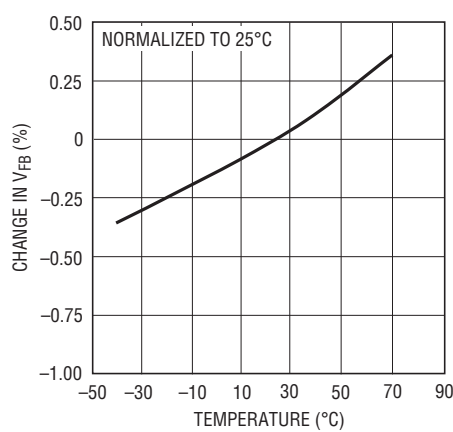


3125 G14

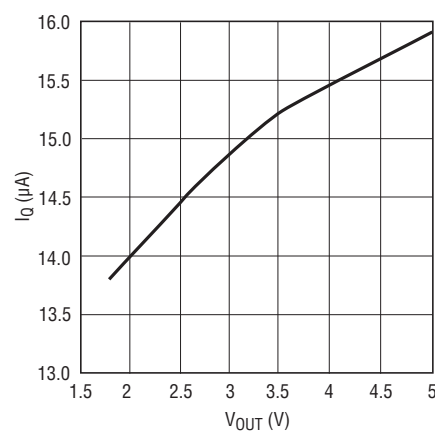
帰還と温度



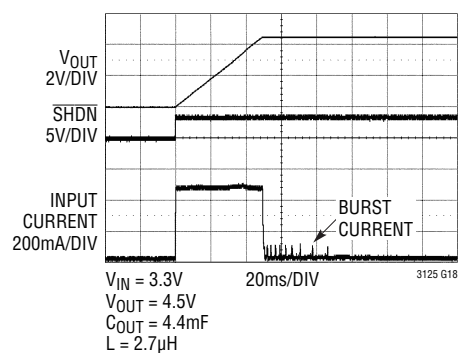
3125 G15

電流検出電圧 ( $V_{RPROG}$ )と温度

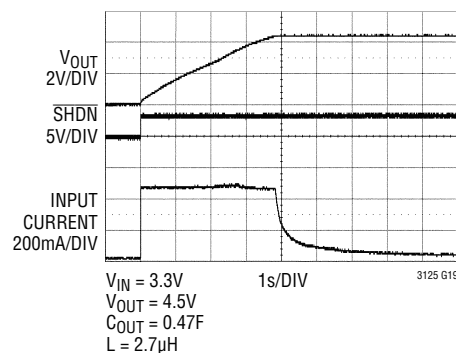
3125 G15

Burst Mode電流と $V_{OUT}$ 

3125 G17

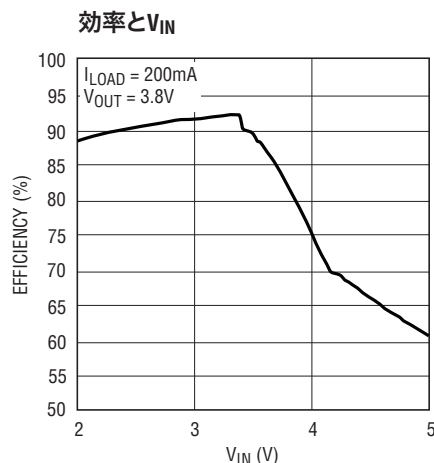
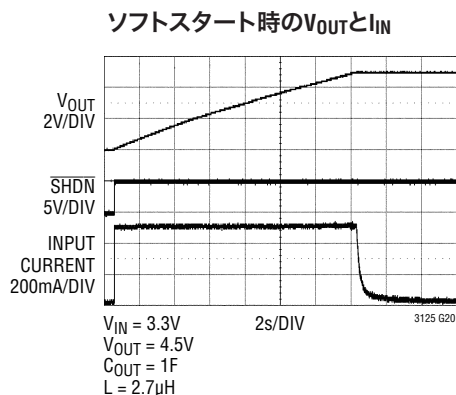
ソフトスタート時の $V_{OUT}$ と $I_{IN}$ 

3125 G18

ソフトスタート時の $V_{OUT}$ と $I_{IN}$ 

3125 G19

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



## ピン機能

**GND (ピン1、露出パッド・ピン9) :** グランド。電気的接続と定格熱性能を得るために、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。

**FB (ピン2) :** 誤差アンプの帰還入力。抵抗分割器のタップをこのピンに接続します。分割器の上端を $V_{OUT}$ に接続し、分割器の下端をGNDに接続します。出力電圧は $1.8\text{V} \sim 5.25\text{V}$ の範囲で調節できます。

**PROG (ピン3) :** 平均入力電流のプログラミング入力。このピンは外部抵抗( $R_{PROG}$ )を通してグランドに接続し、入力平均電流制限スレッシュホールドを設定します。 $R_{PROG}$ の選択の詳細については「アプリケーション情報」の「部品の選択」を参照してください。

**$V_{IN}$  (ピン4) :** 入力電圧。 $V_{OUT}$ が $V_{IN}$ を超えるまで、デバイスは $V_{IN}$ から給電されます。 $V_{OUT}$ が $(V_{IN} + 0.25\text{V})$ を超えると、デバイスは $V_{OUT}$ から給電されます。 $V_{IN}$ からGNDにセラミック・バイパス・コンデンサを接続します。最小 $1\mu\text{F}$ を推奨します。 $60\text{m}\Omega$ の内部センス抵抗を通してCSにも接続されています。

**CS (ピン5) :** 電流センス抵抗の接続ポイント。インダクタを直接CSに接続します。内部 $60\text{m}\Omega$ センス抵抗がCSと $V_{IN}$ の間に接続されています。

**$\overline{\text{SHDN}}$  (ピン6) :** ロジック制御のシャットダウン入力。このピンを $1\text{V}$ より上にする则デバイスをイネーブルし、このピンを $0.35\text{V}$ より下に強制するとデバイスをディスエーブルします。

**$V_{OUT}$  (ピン7) :** 出力電圧センスと同期整流器の出力。出力フィルタ・コンデンサを、デバイスに近づけて、 $V_{OUT}$ からGNDに接続します。最小 $150\mu\text{F}$ のセラミック・コンデンサを推奨します。出力切断機能により、 $\overline{\text{SHDN}}$ が“L”のとき $V_{OUT}$ は $V_{IN}$ から切断されます。

**SW (ピン8) :** スイッチ・ピン。このピンからCSにインダクタを接続します。インダクタ電流がゼロ近くに低下した後、内部アンチリング抵抗がSWとCSの両端に接続されます。

The schematic diagram illustrates the internal architecture of the LT8602 buck converter. Key components and their connections include:

- Input Stage:** The input voltage  $V_{IN}$  is connected to pin 4. The input current sense amp (ICSA) is connected to pin 5 (CS) and pin 8 (SW). The ICSA includes a sense resistor  $R_{SENSE}$  and a transconductance  $g_m$ .
- Gate Drive and Anti-Cross Conduction:** The gate drive and anti-cross conduction block is connected to the ICSA and the mode control block. It drives the MOSFET gate through a 4MΩ resistor and a shutdown pin (SD).
- Mode Control:** The mode control block receives clock (CLK) and wake signals from the logic block and provides feedback to the gate drive and anti-cross conduction block.
- Compensation and Error Amplifiers:** The logic block includes an averaging circuit, a VREF error amp, and a VCLAMP block. The error amp is connected to the feedback pin (FB) and the output voltage  $V_{OUT}$ . The VCLAMP block is connected to the output voltage  $V_{OUT}$  and the soft start pin.
- Output Stage:** The output voltage  $V_{OUT}$  is connected to pin 7. The output filter consists of an inductor  $L1$  and a capacitor  $C_{OUT}$ . The feedback network includes resistors  $R1$  and  $R2$ .
- Shutdown and Thermal Protection:** The shutdown pin (SD) is connected to pin 6. The thermal shutdown pin (TSD) is connected to pin 9.

The pinout is as follows:

- Pin 1: GND
- Pin 2: FB
- Pin 3: PROG
- Pin 4:  $V_{IN}$
- Pin 5: CS
- Pin 6: SHDN
- Pin 7:  $V_{OUT}$
- Pin 8: SW
- Pin 9: EXPOSED PAD



## 動作

LTC3125は、携帯型計測器や、GSMモデムなどのパルス負荷の電力制限されたアプリケーションに、高効率、低ノイズの電力を供給します。

LTC3125は平均入力電流を直接に正確に制御します。LTC3125は効率がよく、ホストに影響を与えずに、可能な限り大きな出力電流を負荷に供給します。平均入力電流制限付きLTC3125は、外部バルク・コンデンサを使って、GSM/GPRSモデムをPCMCIAまたはCompactFlashのパワー・バスに（過負荷をかけることなく）直接インタフェースすることができます。

適応型スロープ補償付き電流モード・アーキテクチャは過渡負荷応答が優れており、最小の出力フィルタ機能しか必要としません。内部のソフトスタートとループ補償により設計過程が簡素化され、外部部品点数が最少に抑えられます。

LTC3125は $R_{DS(ON)}$ が低くゲート電荷が低い内部NチャネルMOSFETスイッチとPチャネルMOSFETの同期整流器を備えているので、広い負荷電流範囲で高い効率を維持します。自動Burst Mode動作は非常に軽い負荷で高効率を維持し、消費電流をわずか15 $\mu$ Aに減らします。

### 誤差アンプ

トランスコンダクタンス誤差アンプの非反転入力は内部で1.2Vのリファレンスに接続されており、反転入力FBに接続されています。大信号過渡応答を改善するため、内部クランプにより、誤差アンプの最小と最大の出力電圧が制限されます。パワー・コンバータの制御ループの補償は内部で与えられています。 $V_{OUT}$ からグラウンドに接続された外部抵抗分圧器は、FBを介して出力電圧を2V～5.25Vにプログラムします。

$$V_{OUT} = 1.2V \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

### 内部電流制限

無損失電流検出により、NチャネルMOSFETスイッチのピーク電流信号が電圧に変換され、内部スロープ補償に加算されます。この加算された信号が誤差アンプ出力と比較され、PWMのためのピーク電流制御コマンドを出力します。

2番目の電流制限コンパレータはピーク電流信号クランプ・スレッシュホールドに達すると内部NチャネルMOSFETスイッチをオフします。電流制限コンパレータの出力までの遅延は標準60nsです。ピーク・スイッチ電流は、入力電圧や出力電圧に無関係に、 $V_{OUT}$ が0.8Vより下に下がらない限り約1.8Aに制限されます。 $V_{OUT}$ が0.8Vより下に下がると、電流制限は半分に切り下げられます。

### 平均入力電流制限

内部で検出された入力電流に比例した電流が、PROGピンからソースされます。PROGピンの外付け抵抗両端の電圧は平均化され、温度に対して安定した内部リファレンスと比較されて、電流制限コンパレータのクランプ・スレッシュホールドをアクティブに制御するための信号が生成されます。このループの高い利得により、平均入力電流は外付け抵抗 $R_{PROG}$ によって設定される制限値に強制されます。

LTC3125は、 $\pm 5\%$ の初期精度を得るために500mAにトリミングされ、テストされています。他の電流制限設定値では、入力電流制限ループ内のランダム・オフセットのような非理想的な性質によってアプリケーションの精度が低下します。「電気的特性」のセクションに示す精度には外付け抵抗のばらつきは含まれていないので、入力電流制限を設定する際は $R_{PROG}$ の許容誤差も考慮しなければなりません。

従来の内部補償された電流モード制御の昇圧コンバータは、スーパーキャパシタ・チャージャ・アプリケーションやパルス負荷アプリケーションで使われる大きな容量値と小さいESR値では不安定になる恐れがあります。LTC3125の内部ループ補償は、150 $\mu$ Fを超える出力コンデンサ値と非常に小さいESR値でも安定して動作するように最適化されています。出力コンデンサの値が150 $\mu$ Fを下回ると、過渡応答性が低下して不安定な状態になる恐れがあります。

LTC3125の入力電流平均化回路は、予想よりわずかに大きなインダクタ電流リップルを発生させることがあります。これは正常な現象であり、電源から見た平均入力電流に影響を与えることはありません。



## 動作

### 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、この電流が約30mAに下がると同期式整流器をオフします。これにより、インダクタ電流の極性が反転するのを防止し、軽負荷での効率を改善します。

### 発振器

内部発振器はスイッチング周波数を1.6MHzに設定します。

### シャットダウン

$\overline{\text{SHDN}}$ を0.35Vより下に引き下げると昇圧コンバータがシャットダウンし、 $\overline{\text{SHDN}}$ を1Vより上に引き上げるとイネーブルされます。 $\overline{\text{SHDN}}$ は、絶対最大定格より下に制限されている限り、 $V_{\text{IN}}$ または $V_{\text{OUT}}$ より上にドライブできることに注意してください。

### 出力切断用PNPがオン

LTC3125は内蔵PチャネルMOSFET整流器のボディ・ダイオードに電流が流れないようにして真の出力切断ができるように設計されています。これにより、シャットダウンの間 $V_{\text{OUT}}$ をゼロボルトにすることができ、入力ソースから電流は流れません。また、ターンオン時に突入電流を制限しますので、入力電源から見たサージ電流を最小に抑えます。出力切断の利点を得るには、SWピンと $V_{\text{OUT}}$ の間に外付けのショットキー・ダイオードを接続することはできないことに注意してください。出力切断機能により、 $V_{\text{IN}}$ に接続されている電源に逆電流が流れることなく、 $V_{\text{OUT}}$ を高く引き上げることができます。

### サーマル・シャットダウン

LTC3125はダイの温度が標準160°Cに達するとサーマル・シャットダウン状態になります。全てのスイッチがオフしてソフトスタート・コンデンサが放電します。デバイスはダイの温度が約15°C低下すると再度イネーブルされます。

### 同期整流器

突入電流を制御し、 $V_{\text{OUT}}$ が $V_{\text{IN}}$ に近いときインダクタ電流が暴走しないようにするため、PチャネルMOSFET同期整流器は $V_{\text{OUT}} > (V_{\text{IN}} + 0.38\text{V})$ のときだけイネーブルされます。

### アンチリングング制御

アンチリングング制御回路は、不連続電流モード動作で、インダクタの両端に抵抗を接続してSWピンの高周波リングングを防ぎます。 $L$ と $C_{\text{SW}}$ (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はいえ、EMI放射を生じることがあります。

### ソフト・スタート

LTC3125にはソフトスタート動作を行う内部回路が備わっています。ソフトスタート回路はピーク・インダクタ電流をゼロから1.8A(標準)のピーク値まで約0.5msかけてゆっくりランプさせますので、重い負荷での起動が可能になります。ソフトスタート回路は、コマンドにより、または熱によるシャットダウンが起きると、リセットされます。

### Burst Mode動作

LTC3125は軽負荷では自動的にBurst Mode動作に移行し、負荷が重くなると固定周波数のPWMモードに戻ります。「標準的性能特性」を参照して、出力負荷の「Burst Modeスレッショルド電流と $V_{\text{IN}}$ 」を見てください。Burst Mode動作に入る負荷電流は、インダクタの値を調整することにより、変更することができます。インダクタの値を上げると、Burst Mode動作に入る負荷電流が下がります。

Burst Mode動作では、LTC3125はピーク電流モード制御の同じ誤差アンプとループ補償を使って依然1.6MHzの固定周波数でスイッチングします。この制御方法では、モード間の切替えのとき全ての出力過渡が除去されます。Burst Mode動作時、公称安定化電圧値に達するまでエネルギーが出力に供給され、それからLTC3125はスリープ・モードに移行します。スリープ・モードでは出力はオフし、LTC3125は $V_{\text{OUT}}$ からわずか15 $\mu\text{A}$ の消費電流しか消費しません。出力電圧がわずかに垂下すると、スイッチングが再度開始されます。このため、スイッチング損失と消費電流損失が最小に抑えられ、非常に軽い負荷での効率が最大化されます。

負荷電流が増加するにつれ、LTC3125は自動的にBurst Mode動作から出ます。LTC3125がBurst Mode動作から出て通常動作に戻ると、出力負荷がバースト・スレッショルドより下に下がるまでそこに留まります。

## アプリケーション情報

Burst Mode動作は起動時とソフトスタートの間、および $V_{OUT}$ が $V_{IN}$ より少なくとも0.38V大きくなるまで禁止されます。GSMモードとGPRSモードは、ノートブックPCや他のモバイル・システムで使われる一般的ワイヤレス・データ転送ソリューションです。GSM転送にはCompactFlashやPCMCIAのバス電力の最大ピーク電流の規定値を超える大きな電流バーストが必要です。

GSM標準では4.6msの周期内で577 $\mu$ sの2A(標準)伝送バースト(12.5%のデューティ・サイクル)を規定しています。受信期間とスタンバイ期間の間の電流消費は70mA(標準)に下がり、320mAの平均電流要件となります。

他の標準(GPRS、クラス10など)ではさらに高いデータ・レートが規定されています。普及している要件では、4.6msのフレーム期間内に2つの2Aバースト(ワーストケースで3A)を転送し(スタンバイ電流は70mA)、800mAの平均入力電流を要求します。LTC3125の外部電流制限プログラミング抵抗は、この要件に合わせて簡単に調整することができます。

さらに、GSMモジュールは、PCMCIAやCompactFlashのバス電力仕様で許されている範囲の外側の入力電力範囲にわたって動作することが一般に規定されています。

LTC3125は高効率昇圧コンバータで、プログラム可能な入力平均電流制限を備えており、GSM/GPRS電源ソリューションを設計するとき必要な柔軟性を与えます。このコンバータは効率が非常に高いので、バスに過負荷をかけずに平均出力電力を最大化します。バルク出力コンデンサを使って、高電流パルスが流れる間エネルギーを供給し、電圧を保ちます。

### $V_{IN} > V_{OUT}$ での動作

LTC3125は入力電圧が望みの出力電圧より高くても電圧レギュレーションを維持します。効率と最大出力電流能力は低下することに注意してください。詳細については、「標準的性能特性」を参照してください。

### 短絡保護

LTC3125の入力電流制限機能は維持されますが、出力切断機能は出力短絡に対する保護を可能にします。短絡状態での電力損失を減らすため、ピーク・スイッチ電流リミットは800mA(標準)に下げられます。

### ショットキー・ダイオード

必要ではありませんが、SWから $V_{OUT}$ にショットキー・ダイオードを追加すると、効率が約4%改善されます。こうすると、起動時に出力切断、短絡保護および平均入力制限が無効になることに注意してください。

### PCBレイアウトのガイドライン

LTC3125は高速で動作するので、ボードのレイアウトに細心の注意が必要です。不注意なレイアウトは性能の低下を招きます。グランド・ピンの銅面積を大きくするとダイの温度を下げるのに役立ちます。別個のグランド・プレーンを備えた多層基板が理想ですが、必須だというわけではありません。

## 部品の選択

### インダクタの選択

LTC3125のスイッチング周波数は1.6MHzと高速なので、これらには小型表面実装チップ・インダクタを使用することができます。2.2 $\mu$ H~4.7 $\mu$ Hのインダクタの値はほとんどのアプリケーションに適しています。インダクタンスの値を大きくすると、インダクタ・リップル電流が減るので、出力電流能力をわずかに増やすことができ、Burst Modeスレッシュホールドが下がります。インダクタンスを10 $\mu$ Hより大きくしても、サイズが大きくなるだけで、出力電流能力はほとんど改善されません。最小インダクタンス値は次式で与えられます。

$$L > \frac{V_{IN(MIN)} \cdot (V_{OUT(MAX)} - V_{IN(MIN)})}{Ripple \cdot V_{OUT(MAX)} \cdot f_{SW}}$$

ここで、

リップル = 許容インダクタ電流リップル  
(アンペア、ピーク・トゥ・ピーク)

$V_{IN(MIN)}$  = 最小入力電圧

$V_{OUT(MAX)}$  = 最大出力電圧

インダクタ電流リップルは一般に最大インダクタ電流(IP)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て、周波数に依存した電力損失を減らして効率を上げます。

## アプリケーション情報

インダクタは、 $I^2R$ 電力損失を減らすために、DCR（巻線のDC抵抗）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ればなりません。モールド型チョークコイルやチップ・インダクタは、LTC3125で見られる1.8Aのピーク・インダクタ電流に対応するのに十分なコアを一般に持っています。放射ノイズを抑えるには、シールドされたインダクタを使用します。推奨部品とメーカーについては、表1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	LP02506 LPS4012, LPS4018 MSS6122 MSS4020 MOS6020 DS1605, D01608
Coiltronics www.cooperet.com	SD52, SD53, SD3114, SD3118
Murata (714) 852-2001 www.murata.com	LQH55D
Sumida (847) 956-0666 www.sumida	CDH40D11
Taiyo-Yuden www.t-yuden.com	NP04SB NR3015 NR4018
TDK (847) 803-6100 www.component.tdk.com	VLP, LTF VLF, VLCF
Würth (201) 785-8800 www.wurth-online.com	WE-TPC Type S, M, MH, MS

### 出力コンデンサと入力コンデンサの選択

大きなパルス負荷のための出力コンデンサを選択するとき、パルス電流の大きさと継続時間およびリップル電圧の仕様に従って、出力コンデンサを選択します。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リップルに寄与します。電荷による出力電圧リップルはおおよそ次のとおりです。

$$V_{\text{RIPPLE}} \text{ (mV)} = \frac{(I_{\text{PULSE}} - I_{\text{STANDBY}}) \cdot t_{\text{ON}}}{C_{\text{OUT}}}$$

ここで、 $I_{\text{PULSE}}$ と $t_{\text{ON}}$ は伝送バースト中のピーク電流とオン時間で、 $I_{\text{STANDBY}}$ はスタンバイ・モードの電流です。上式は最悪条件での近似で、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ESRによるリップルは次のとおりです。

$$V_{\text{RIPPLE\_ESR}} = (I_{\text{PULSE}} - I_{\text{STANDBY}}) \cdot \text{ESR}$$

出力電圧リップルを低く抑えるには低いESRと大きな容量が重要です。一般に、2個の高さの低い2200 $\mu\text{F}$ の並列 Vishay TANTAMOUNT<sup>®</sup> タンタル、低ESRコンデンサが使われます。コンデンサのESRは40m $\Omega$ 以下です。これらのコンデンサはさらに大きな容量値のために並列に使用することもできます。非常に高い容量を必要とするアプリケーションには、Cap-XXのGS、GS2およびGWシリーズ、AVXのBestCap<sup>™</sup>シリーズ、CooperのPowerStor<sup>®</sup> Aerogelコンデンサの全てが、様々なパッケージ・オプションで非常に高い容量と低ESRを提供します。蓄電コンデンサのメーカーを数社表2に示します。

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C1は、できる限りデバイスに近づけて配置してください。ほとんどのアプリケーションには10 $\mu\text{F}$ の入力コンデンサで十分ですが、入力電流リップルを減らすため、制約なしに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メーカーへ直接お問い合わせください。セラミック・コンデンサを推奨しますが、低ESRのタンタル・コンデンサも使うことができます。

表2. コンデンサ・メーカー

SUPPLIER	PHONE	WEBSITE
Vishay	(402) 563-6866	www.vishay.com
AVX	(803) 448-9411	www.avxcorp.com
Cooper Bussman	(516) 998-4100	www.cooperbussman.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

## 平均入力電流制限プログラミング抵抗の選択

入力電流制限は、外付け抵抗R<sub>PROG</sub>を選択することによって、ユーザーがプログラムできます。この抵抗は、寄生容量やノイズ・ピックアップを最小限に抑えるために、できるだけピン近くに配置することが重要です。抵抗の許容誤差は電流制限の精度に直接的な影響を与えるので、アプリケーションの要件に含めておく必要があります。代表的な電流制限値に対する標準的な抵抗値を表3に示します。このデータシートの「標準的性能特性」のセクションにあるグラフ「平均入力電流とR<sub>PROG</sub>」も合わせて参照してください。

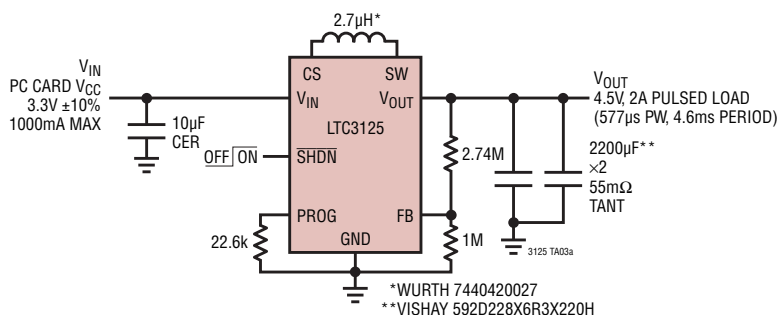
表3.

標準的な1%抵抗の値 (K)	代表的なアプリケーションの 入力電流制限値(A)
22.1	1.001
24.9	0.890
28.0	0.791
29.4	0.750
31.6	0.699
37.4	0.588
54.9	0.393
71.5	0.295
82.5	0.252

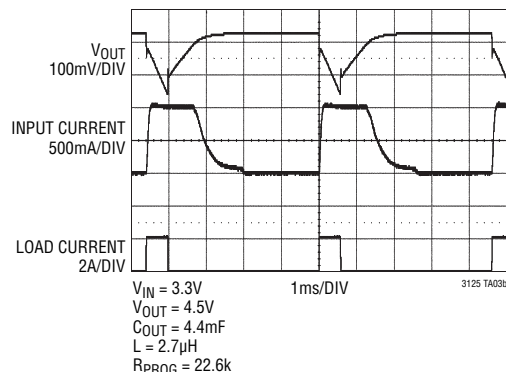
ほとんどのアプリケーションでは標準的な1%抵抗による精度低下は許容範囲内ですが、要求の厳しいアプリケーションでは0.1%抵抗の使用を推奨します。

## 標準的応用例

PCカード(3.3V/最大1000mA)4.5V出力、GSMパルス負荷

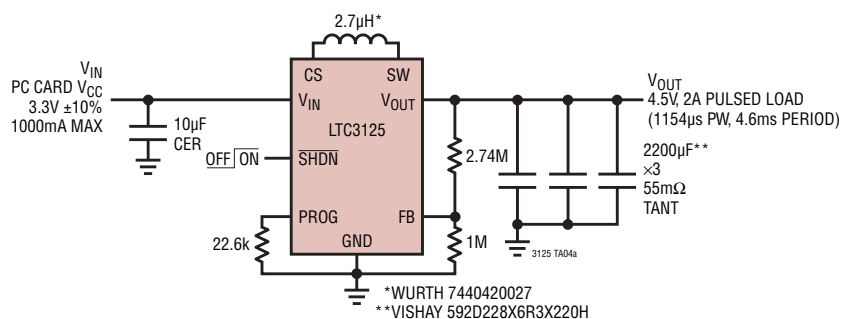
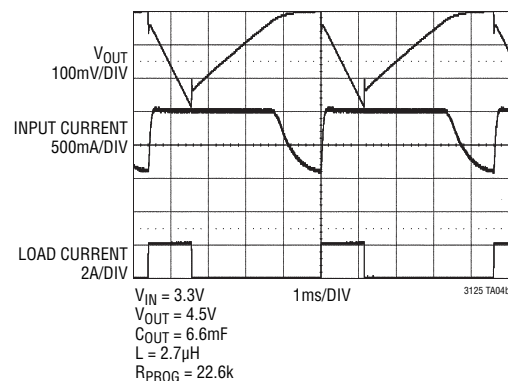


パルス負荷電流に対する  
入力電流、 $V_{OUT}$ の波形

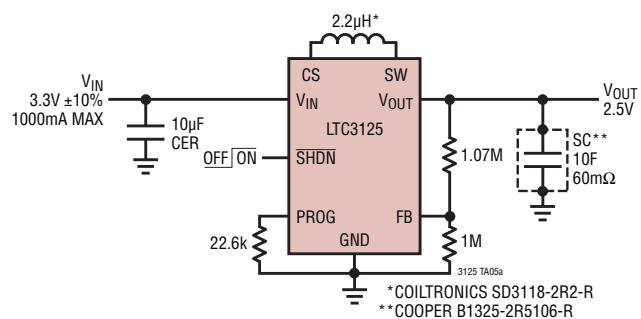
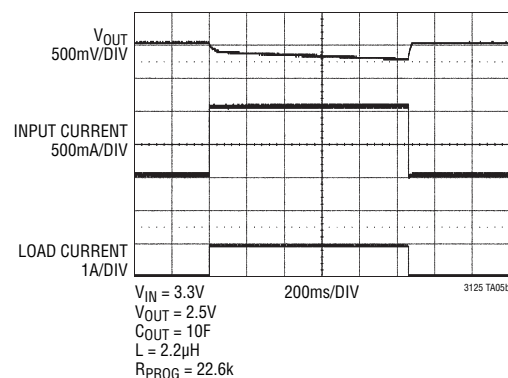


## 標準的応用例

PCカード (3.3V/最大1000mA) 4.5V出力、GPRSのクラス10のパルス負荷

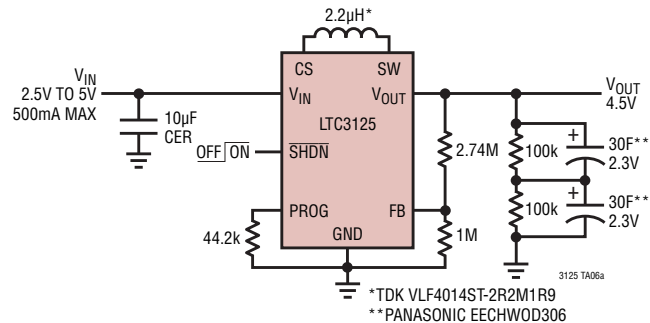
パルス負荷電流に対する  
入力電流、V<sub>OUT</sub>の波形

シングル・スーパーキャパシタ・チャージャ

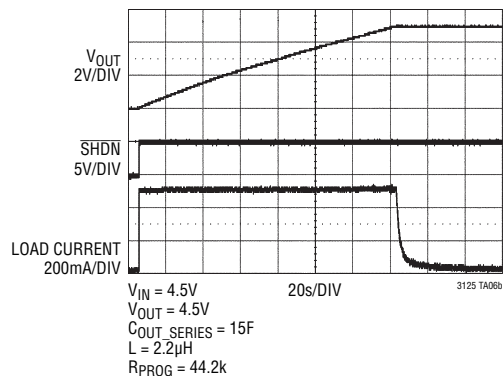
パルス負荷電流に対する  
入力電流、V<sub>OUT</sub>の波形

## 標準的応用例

### スタック構成のスーパーキャパシタのチャージャ



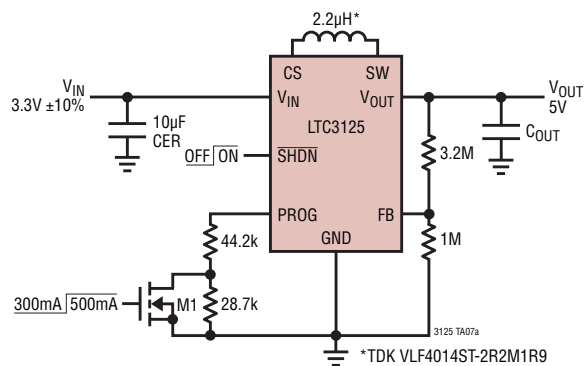
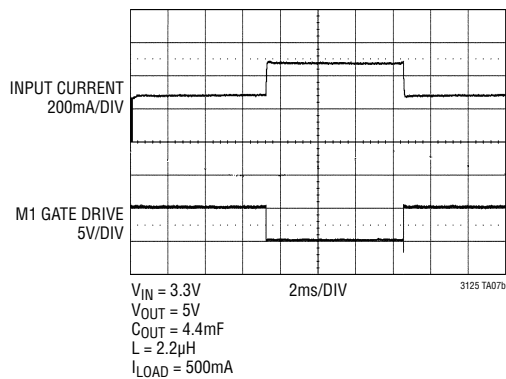
### 充電中の入力電流、 $V_{OUT}$ の波形





## 標準的応用例

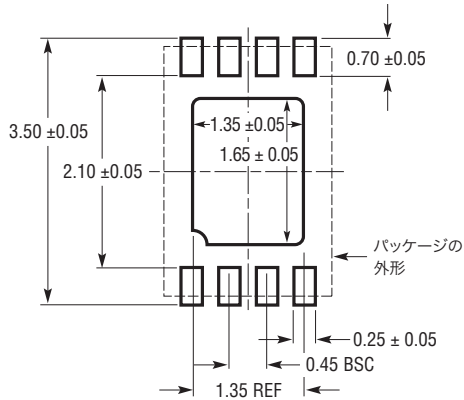
## 選択可能な電流制限付きの3.3Vから5V

パルス入力電流制限に対する  
入力電流、 $V_{OUT}$ の波形

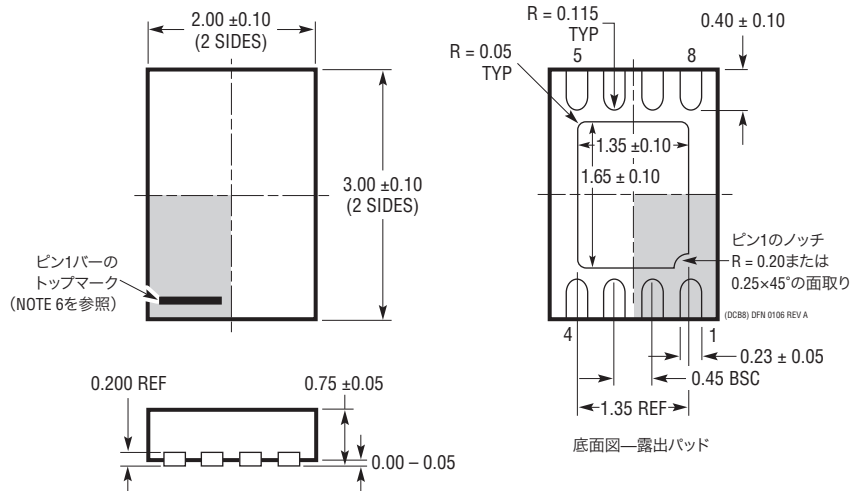


## パッケージ

DCBパッケージ  
8ピン・プラスチックDFN (2mm×3mm)  
(Reference LTC DWG # 05-08-1718 Rev A)



推奨する半田パッドのピッチと寸法  
半田付けされない領域には半田マスクを使用する



## NOTE:

1. 図はJEDECのパッケージ外形ではない
2. 図は実寸とは異なる
3. 全ての寸法はミリメートル
4. パッケージ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

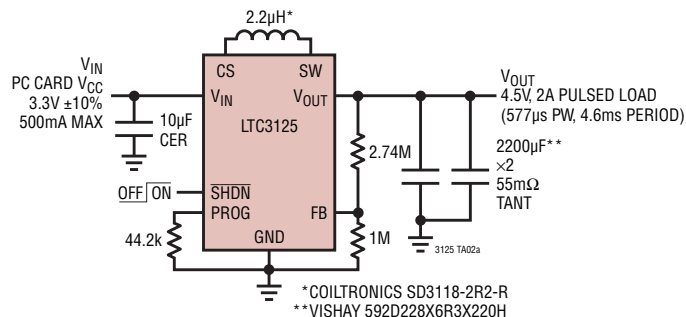
改訂履歴 (改訂履歴はRev Aから開始)

REV	日付	概要	ページ番号
A	12/10	「概要」の文章を変更	1
		「電気的特性」Quiescent Current-Burstの変更	2
		Note 2を変更	3
		「ピン機能」GND (ピン1)、PROG (ピン3) およびV <sub>OUT</sub> (ピン7) の変更	6
		「平均入力電流制限」セクションの差し替え	8
		「平均入力電流制限プログラミング抵抗の選択」のセクションを追加	12
		「関連製品」を更新	18

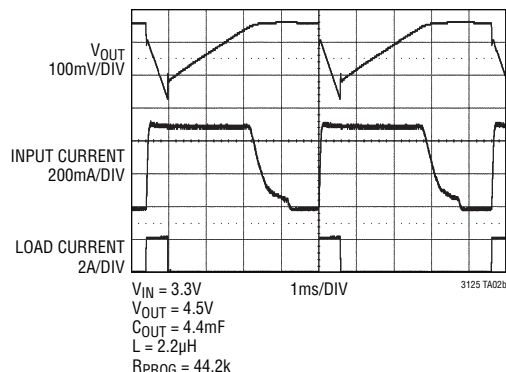
# LTC3125

## 標準的応用例

PCカードまたはCompactFlash (3.3V/最大500mA) 4.5V出力、  
GSM/パルス負荷



パルス負荷電流に対する入力電流、V<sub>OUT</sub>の波形



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3127	入力電流制限をプログラム可能な1A昇降圧コンバータ	効率: 96%、±4%精度の平均入力電流制限、V <sub>IN</sub> : 1.8V~5.5V、V <sub>OUT</sub> = 1.8V~5.25V、I <sub>Q</sub> = 35µA、DFNパッケージ
LTC3421	3A (I <sub>SW</sub> )、3MHz同期整流式昇圧DC/DCコンバータ、出力切断付き	効率: 94%、V <sub>IN</sub> : 0.85V~4.5V、V <sub>OUT</sub> (MAX) = 5.25V、I <sub>Q</sub> = 12µA、I <sub>SD</sub> < 1µA、4mm×4mm QFN24パッケージ
LTC3422	1.5A (I <sub>SW</sub> )、3MHz同期整流式昇圧DC/DCコンバータ、出力切断付き	効率: 94%、V <sub>IN</sub> : 0.85V~4.5V、V <sub>OUT</sub> (MAX) = 5.25V、I <sub>Q</sub> = 25µA、I <sub>SD</sub> < 1µA、3mm×3mm DFN10パッケージ
LTC3459	80mA (I <sub>SW</sub> )、同期整流式昇圧DC/DCコンバータ	効率: 92%、V <sub>IN</sub> : 1.5V~5.5V、V <sub>OUT</sub> (MAX) = 10V、I <sub>Q</sub> = 10µA、I <sub>SD</sub> < 1µA、ThinSOTパッケージ
LTC3523/LTC3523-2	600mA (I <sub>SW</sub> ) 昇圧および400mA降圧1.2MHz/2.4MHz同期整流式DC/DCコンバータ、出力切断付き	効率: 94%、V <sub>IN</sub> : 1.8V~5.5V、V <sub>OUT</sub> (MAX) = 5.25V、I <sub>Q</sub> = 45µA、I <sub>SD</sub> < 1µA、3mm×3mm QFN16パッケージ
LTC3525-3/ LTC3525-3.3/ LTC3525-5	400mA (I <sub>SW</sub> )、マイクロパワー同期整流式昇圧DC/DCコンバータ、出力切断付き	効率: 94%、V <sub>IN</sub> : 0.85V~4V、V <sub>OUT</sub> (MAX) = 5V、I <sub>Q</sub> = 7µA、I <sub>SD</sub> < 1µA、SC-70パッケージ
LTC3526/LTC3526L LTC3526B	500mA (I <sub>SW</sub> )、1MHz同期整流式昇圧DC/DCコンバータ、出力切断付き	効率: 94%、V <sub>IN</sub> : 0.85V~5V、V <sub>OUT</sub> (MAX) = 5.25V、I <sub>Q</sub> = 9µA、I <sub>SD</sub> < 1µA、2mm×2mm DFN6パッケージ
LTC3527/LTC3527-1	デュアル800mA/400mA (I <sub>SW</sub> )、2.2MHz同期整流式昇圧DC/DCコンバータ、出力切断付き	効率: 94%、V <sub>IN</sub> : 0.7V~5V、V <sub>OUT</sub> (MAX) = 5.25V、I <sub>Q</sub> = 12µA、I <sub>SD</sub> < 1µA、3mm×3mm DFN16パッケージ
LTC3528/LTC3528B	1A (I <sub>SW</sub> )、1MHz同期整流式昇圧DC/DCコンバータ、出力切断付き	効率: 94%、V <sub>IN</sub> : 0.7V~5.5V、V <sub>OUT</sub> (MAX) = 5.25V、I <sub>Q</sub> = 12µA、I <sub>SD</sub> < 1µA、2mm×3mm DFN8パッケージ
LTC3537	600mA (I <sub>SW</sub> )、2.2MHz同期整流式昇圧DC/DCコンバータ、出力切断および100mA LDO付き	効率: 94%、V <sub>IN</sub> : 0.7V~5V、V <sub>OUT</sub> (MAX) = 5.25V、I <sub>Q</sub> = 30µA、I <sub>SD</sub> < 1µA、3mm×3mm DFN16パッケージ
LTC3539/LTC3539-2	2A (I <sub>SW</sub> )、1MHz、2.2MHz同期整流式昇圧DC/DCコンバータ、出力切断付き	効率: 94%、V <sub>IN</sub> : 0.7V~5V、V <sub>OUT</sub> (MAX) = 5.25V、I <sub>Q</sub> = 10µA、I <sub>SD</sub> < 1µA、2mm×3mm DFNパッケージ

3125fa