

特長

- 広い入力範囲:
3.6V~36V動作
過電圧ロックアウトにより、60Vまでの過渡電圧に
対してデバイスを保護
- 出力電流:1A
- 低リップルのBurst Mode[®]動作
12V_{IN}から3.3V_{OUT}へ変換時I_Q=75μA
出力リップル<15mV_{p-p}
- 調整可能なスイッチング周波数:250kHz~2.2MHz
- 短絡保護
- 300kHz~2.2MHzの範囲で同期可能
- 帰還リファレンス電圧:0.8V
- 出力電圧:0.8V~20V
- ソフトスタート機能
- パワーグッド・フラグ
- 熱特性が改善された3mm×3mmの小型12ピン
DFNパッケージ

アプリケーション

- 車載バッテリーの安定化
- 車載エンターテインメント・システム
- 産業用電源
- 携帯機器の電源
- 分配電源の安定化

概要

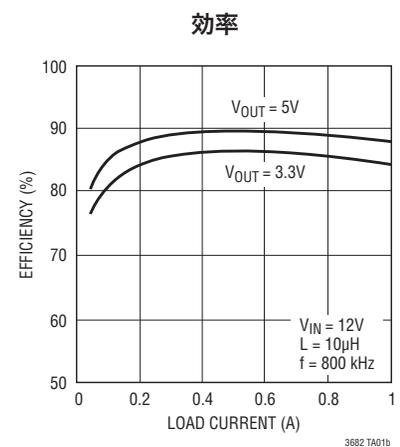
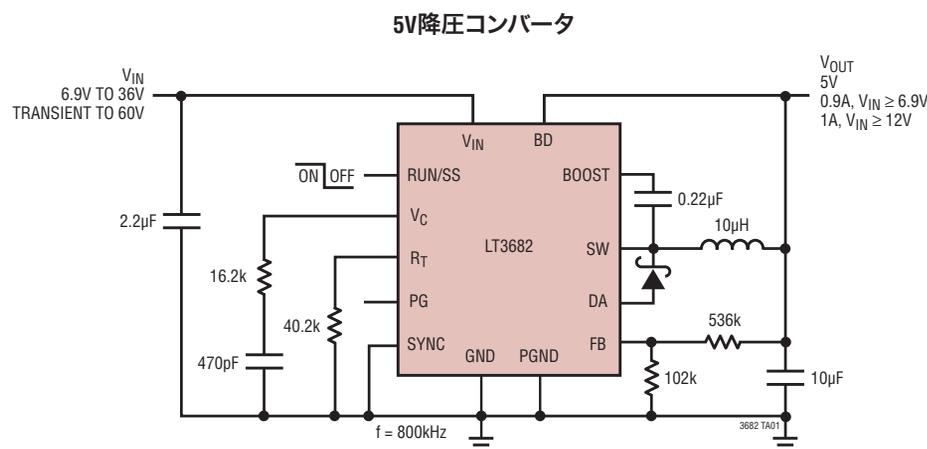
LT[®]3682は、36Vまでの入力電圧を使用可能な可変周波数(250kHz~2.2MHz)モノリシック降圧スイッチング・レギュレータです。高効率の0.5Ωスイッチに加え、昇圧ダイオード、必要な発振器、制御回路、ロジック回路を1個のチップに搭載しています。電流モード方式を採用することにより、高速過渡応答を実現し、優れたループ安定性が得られます。また、SYNCピンにより、デバイスを外部クロックに同期可能で、低リップルBurst Mode動作と標準のPWM動作のいずれかを選択できます。

低リップルBurst Mode動作は、標準的なアプリケーションにおいて出力リップルを15mV以下に保ちながら、低出力電流で高効率を維持します。シャットダウンによって消費電流を1μA以下まで低減するとともに、RUN/SSピンの抵抗とコンデンサによって出力電圧ランプを制御します(ソフトスタート)。パワーグッド・フラグは、V_{OUT}が設定された出力電圧の90%に達したことを知らせます。保護回路はパワースwitchと外付けショットキー・キャッチ・ダイオードを流れる電流を検知して、デバイスを短絡状態に対して保護します。また、周波数フォールドバックとサーマル・シャットダウンにより、さらにデバイスを保護します。

LT3682は露出パッド付きの12ピン3mm×3mm DFNパッケージで供給されるので、熱抵抗を低く抑えることができます。

、LT、LTCおよびLTMはリニアテクノロジー社の登録商標です。Burst Modeはリニアテクノロジー社の商標です。他の全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



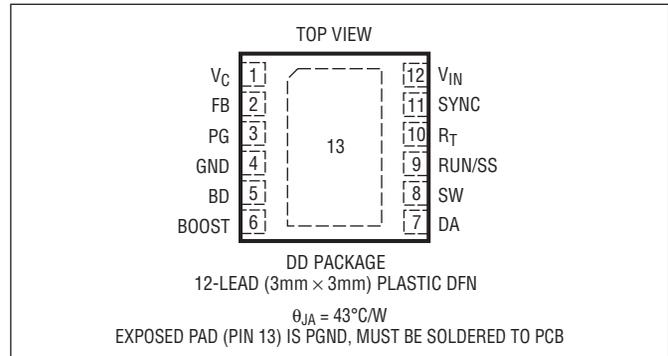
LT3682

絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN} 、RUN/SSの電圧 (Note 2).....	60V
BOOSTピンの電圧.....	50V
SWピンを超えるBOOSTピンの電圧.....	30V
FB、 R_T 、 V_C の電圧.....	5V
SYNC.....	20V
BDとPGの電圧.....	30V
動作接合部温度範囲 (Note 3および6)	
LT3682E.....	-40°C~125°C
LT3682I.....	-40°C~125°C
保存温度範囲.....	-65°C~150°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
LT3682EDD#PBF	LT3682EDD#TRPBF	LFDW	12-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LT3682IDD#PBF	LT3682IDD#TRPBF	LFDW	12-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C

より広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社へお問い合わせください。*温度等級は出荷時のコンテナのラベルで識別されます。
鉛ベースの非標準仕上の製品の詳細については、弊社へお問い合わせください。

鉛フリー製品の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/tapeandreeel/> をご覧ください。

電気的特性

●は全動作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。注記がない限り、 $V_{IN} = 10\text{V}$ 、 $V_{RUN/SS} = 10\text{V}$ 、 $V_{BD} = 3.3\text{V}$ 。(Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Minimum Operating Voltage	$V_{BD} = 3.3\text{V}$	●	3.4	3.6	V	
	$V_{BD} < 3.0\text{V}$	●	3.4	4.3	V	
V_{IN} Overvoltage Lockout		●	36	39	41	V
Quiescent Current from V_{IN}	$V_{RUN/SS} = 0.2\text{V}$		0.01	0.5	μA	
	$V_{RUN/SS} = 10\text{V}$, $V_{BD} = 3.3\text{V}$, Not Switching	●	35	60	μA	
	$V_{RUN/SS} = 10\text{V}$, $V_{BD} = 0\text{V}$, Not Switching		90	160	μA	
Quiescent Current from BD Pin	$V_{RUN/SS} = 0.2\text{V}$		0.01	0.5	μA	
	$V_{RUN/SS} = 10\text{V}$, $V_{BD} = 3.3\text{V}$, Not Switching	●	55	100	μA	
	$V_{RUN/SS} = 10\text{V}$, $V_{BD} = 0\text{V}$, Not Switching		0	5	μA	
Minimum BD Pin Voltage			2.8	3	V	
Feedback Voltage		●	792	800	808	mV
			780	800	812	mV
FB Pin Bias Current (Note 4)	FB Pin Voltage = 800mV	●	5	80	nA	
FB Voltage Line Regulation	$3.6\text{V} < V_{IN} < 36\text{V}$		0.001	0.005	%/V	
Error Amp g_m	$I_{VC} = \pm 1.5\mu\text{A}$		430		μS	
Error Amp Voltage Gain			1300		V/V	

3682f

電気的特性

●は全動作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。注記がない限り、 $V_{IN} = 10\text{V}$ 、 $V_{RUN/SS} = 10\text{V}$ 、 $V_{BD} = 3.3\text{V}$ 。(Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_C Source Current			50		μA
V_C Sink Current			50		μA
V_C Pin to Switch Current Gain			1.25		A/V
V_C Switching Threshold		0.5	0.6	0.7	V
V_C Clamp Voltage			2		V
Switching Frequency	$R_{RT} = 8.06\text{k}\Omega$ $R_{RT} = 29.4\text{k}\Omega$ $R_{RT} = 158\text{k}\Omega$	1.98 0.9 225	2.2 1 250	2.42 1.1 275	MHz MHz kHz
Minimum Switch Off-Time		●	130	210	ns
Switch Current Limit (Note 7)	SYNC = 0V SYNC = 3.3V or Clocked	1.45 1.18	1.7 1.4	2 1.66	A A
Switch V_{CESAT}	$I_{SW} = 1\text{A}$		460		mV
DA Pin Current to Stop OSC		1.25	1.6	1.95	A
Switch Leakage Current	$V_{SW} = 0\text{V}$, $V_{IN} = 60\text{V}$		0.01	1	μA
Boost Schottky Diode Voltage Drop	$I_{BSD} = 50\text{mA}$		720	850	mV
Boost Schottky Diode Reverse Leakage	$V_{SW} = 10\text{V}$, $V_{BD} = 0$		0.1	1	μA
Minimum Boost Voltage (Note 5)		●	1.7	2.5	V
BOOST Pin Current	$I_{SW} = 0.5\text{A}$		10.5	17.5	mA
RUN/SS Pin Current	$V_{RUN/SS} = 10\text{V}$		12	20	μA
RUN/SS Input Voltage High		2.5			V
RUN/SS Input Voltage Low				0.2	V
PG Leakage Current	$V_{PG} = 5\text{V}$		0.1	1	μA
PG Sink Current	$V_{PG} = 0.4\text{V}$	●	100	1000	μA
PG Threshold as % of V_{FB}	Measured at FB pin. FB Pin Voltage Rising	88%	90%	92%	V
PG Threshold Hysteresis	Measured at FB Pin		12		mV
SYNC Threshold Voltage		300	550	800	mV
SYNC Input Frequency		0.3		2.2	MHz

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: V_{IN} ピンとRUN/SSピンの絶対最大電圧は、繰り返さない1秒間のトランジェントの場合は60V、連続動作では36Vである。

Note 3: LT3682Eは $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の接合部温度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的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LT3682Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。

Note 4: バイアス電流はFBピンから流れ出す。

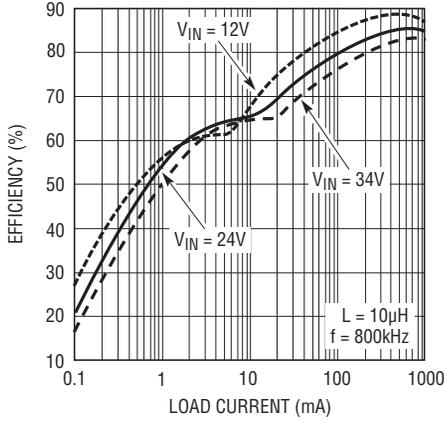
Note 5: これはスイッチが完全に飽和するのを保証するのに必要な、昇圧コンデンサの両端の最小電圧である。

Note 6: 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。過温度保護がアクティブなとき、接合部温度は最大動作接合部温度を超える。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、デバイスの信頼性を損なうおそれがある。

Note 7: 電流制限は設計および静的テストとの相関によって保証されている。高いデューティ・サイクルではスロープ補償により電流制限が低下する。

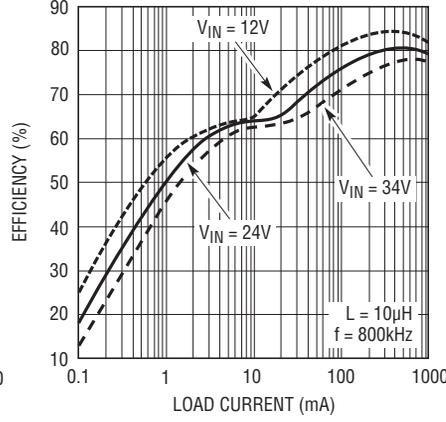
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

効率($V_{OUT} = 5V, SYNC = 0V$)



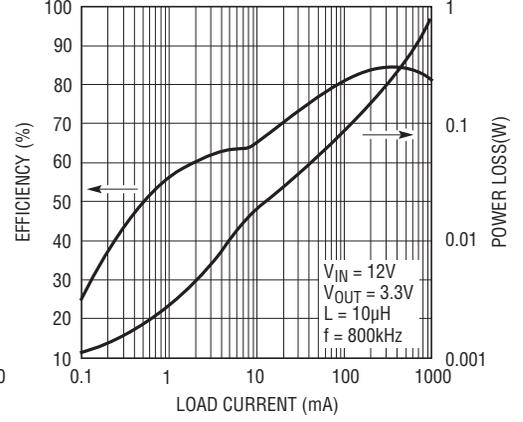
3682 G01

効率($V_{OUT} = 3.3V, SYNC = 0V$)



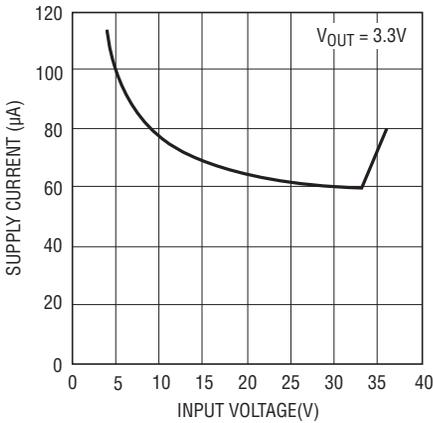
3682 G02

効率($V_{OUT} = 3.3V, SYNC = 0V$)



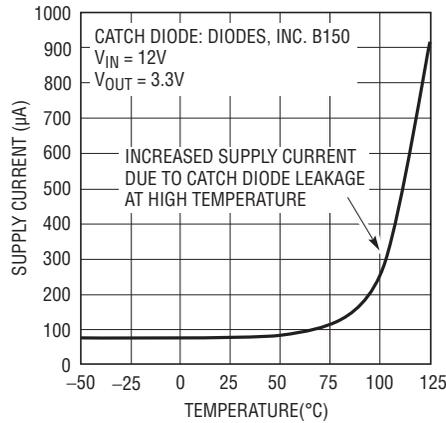
3682 G03

無負荷時電源電流



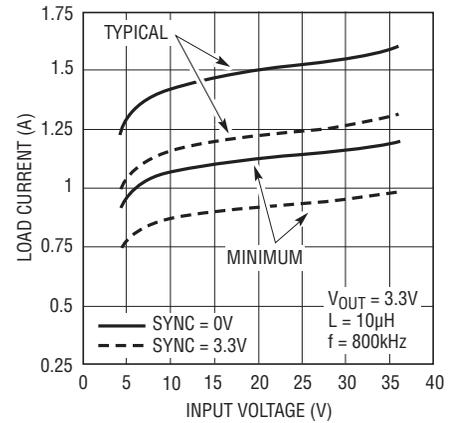
3682 G04

無負荷時電源電流



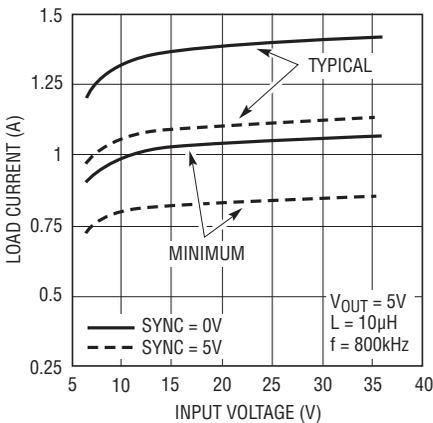
3682 G05

最大負荷電流



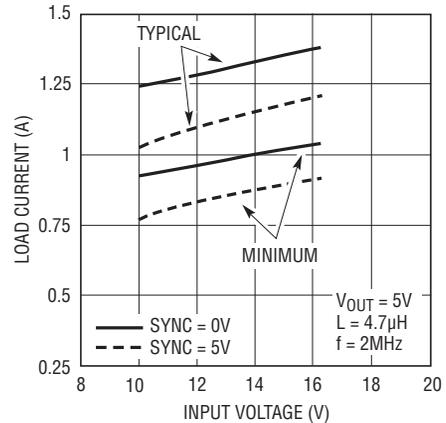
3682 G06

最大負荷電流



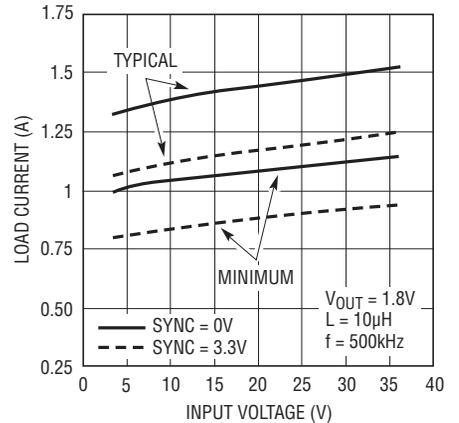
3682 G07

最大負荷電流



3682 G08

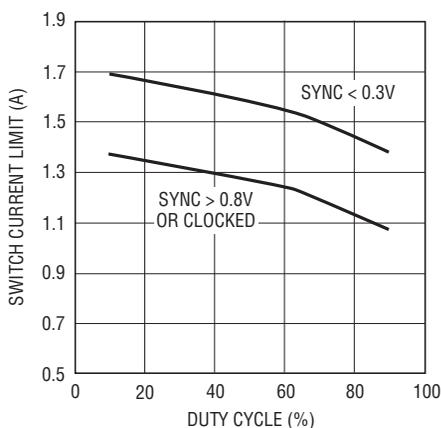
最大負荷電流



3682 G09

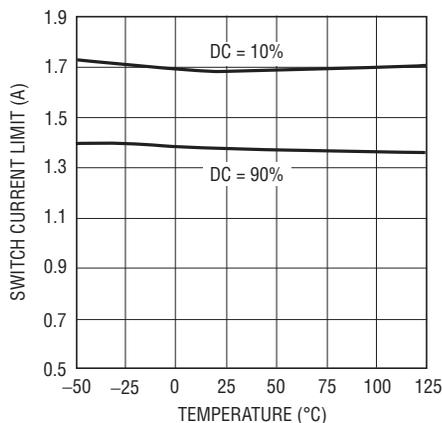
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

スイッチ電流制限



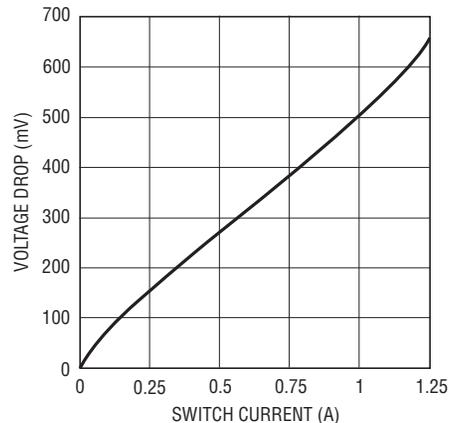
3682 G10

スイッチ電流制限 (SYNCピンは接地)



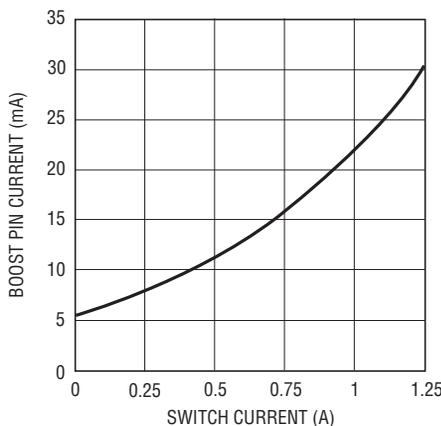
3682 G11

スイッチの電圧降下



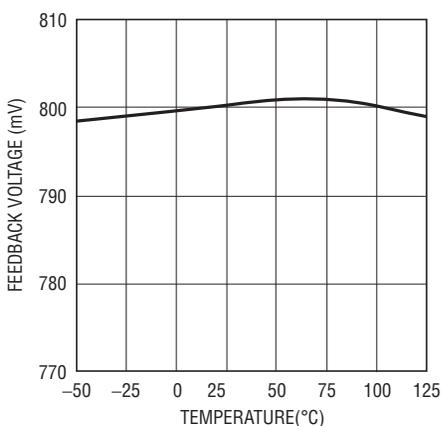
3682 G12

BOOSTピンの電流



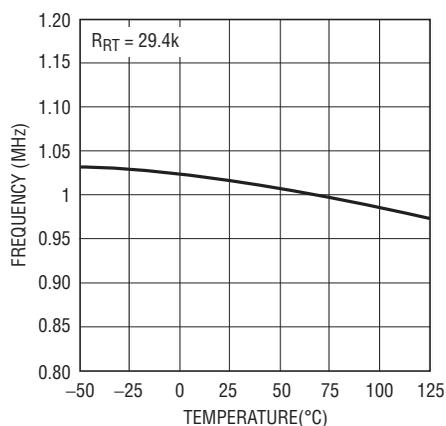
3682 G13

帰還電圧



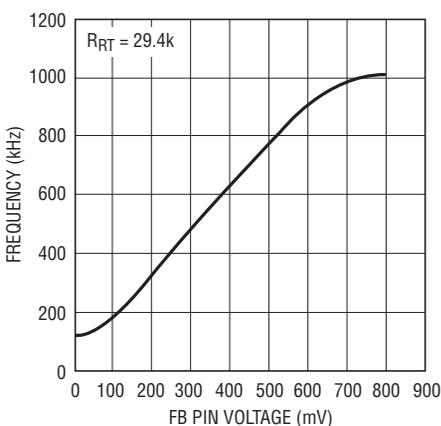
3682 G14

スイッチング周波数



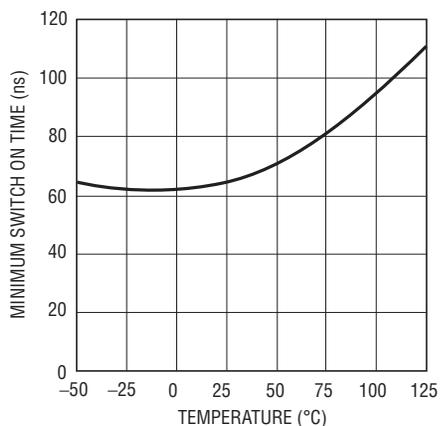
3682 G15

周波数フォールドバック



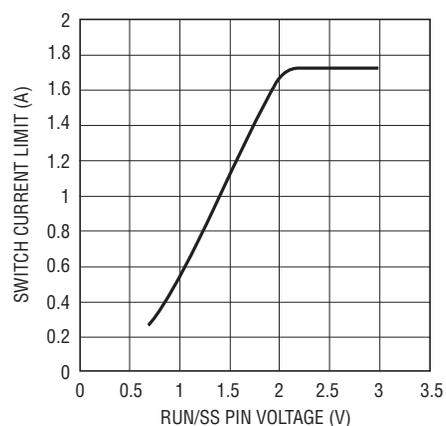
3682 G16

スイッチの最小オン時間



3682 G17

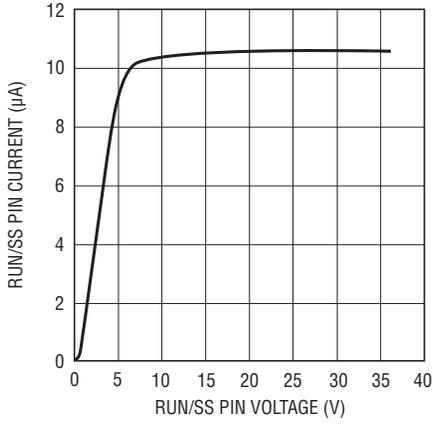
ソフトスタート



3682 G18

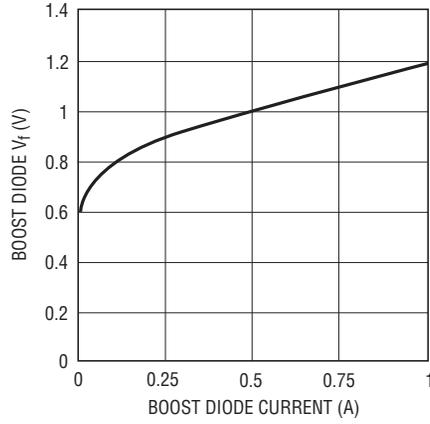
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

RUN/SSピンの電流



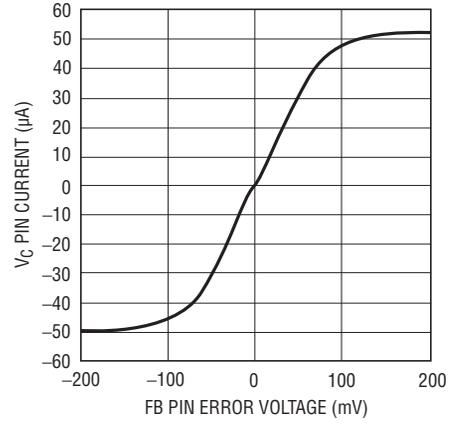
3682 G19

昇圧ダイオードの順方向電圧



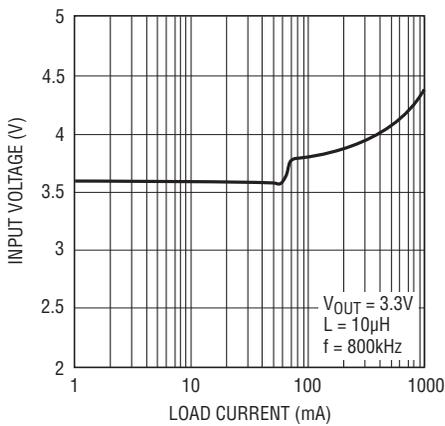
3682 G20

誤差アンプの出力電流



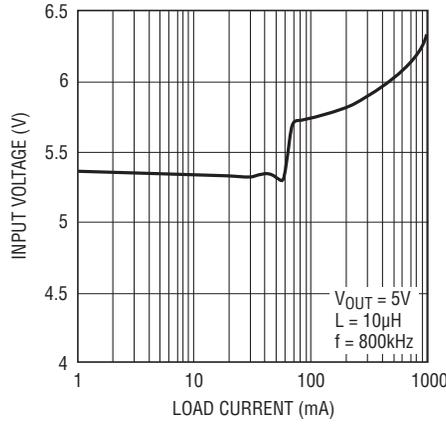
3682 G21

最小入力電圧



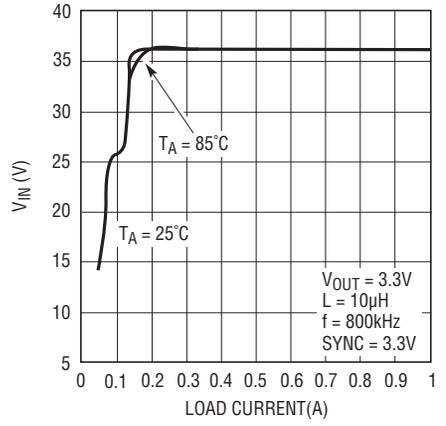
3682 G22

最小入力電圧



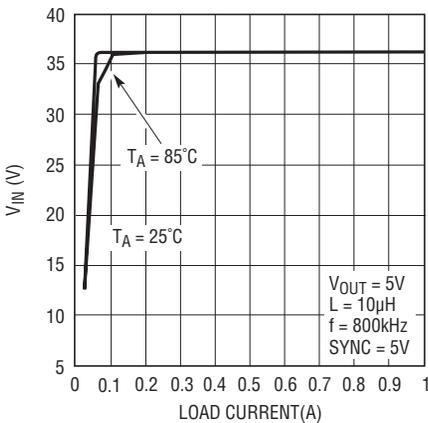
3682 G23

最大周波数での最大 V_{IN}



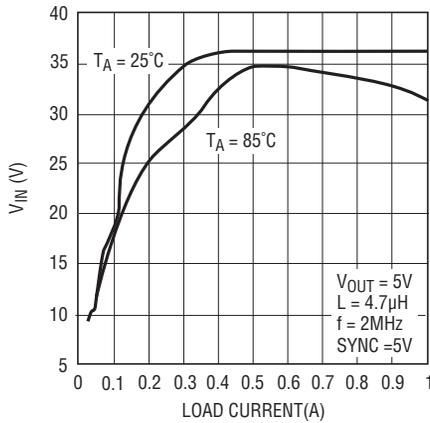
3682 G24

最大周波数での最大 V_{IN}



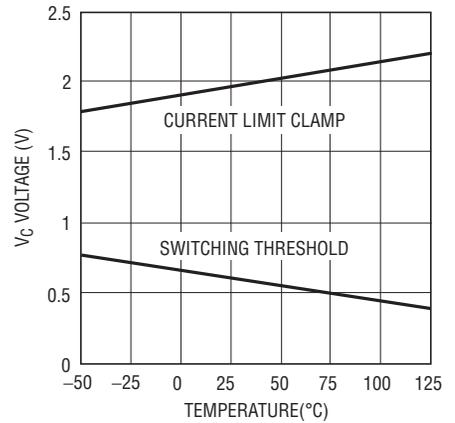
3682 G25

最大周波数での最大 V_{IN}



3682 G26

V_C 電圧

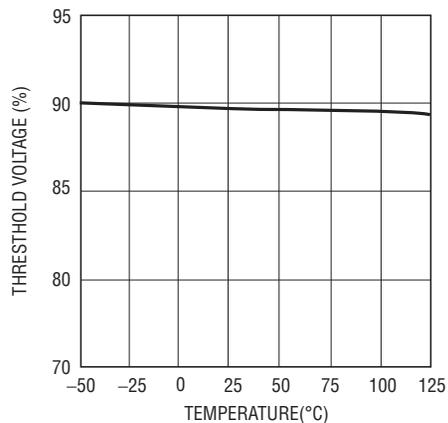


3682 G27

3682f

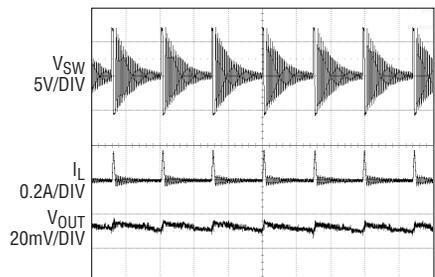
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

パワーグッド・スレッシュヨルド



3682 G28

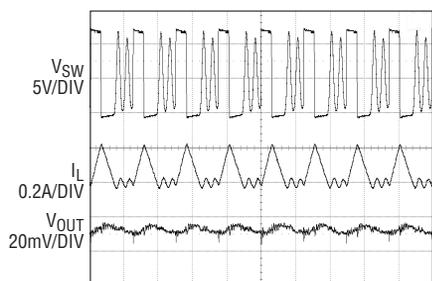
スイッチング波形; Burst Mode



3682 G29

$V_{IN} = 12\text{V}$; FRONT PAGE APPLICATION
 $I_{LOAD} = 5\text{mA}$

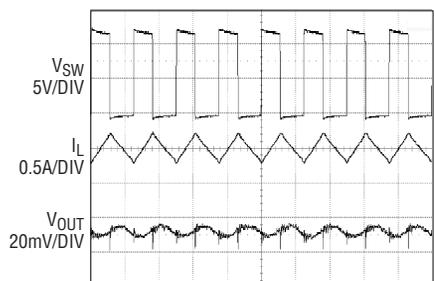
スイッチング波形; Burst Modeから
最大周波数への移行



3682 G30

$V_{IN} = 12\text{V}$; FRONT PAGE APPLICATION
 $I_{LOAD} = 55\text{mA}$

スイッチング波形; 最大周波数の
連続動作



3682 G31

$V_{IN} = 12\text{V}$; FRONT PAGE APPLICATION
 $I_{LOAD} = 500\text{mA}$

ピン機能

V_C (ピン1): V_Cピンは内部誤差アンプの出力です。このピンの電圧がピーク・スイッチ電流を制御します。制御ループを補償するため、RCネットワークをこのピンからグラウンドに接続します。

FB (ピン2): LT3682はそのFBピンを0.8Vに安定化します。帰還抵抗分割器のタップをこのピンに接続します。

PG (ピン3): PGピンは内部コンパレータのオープン・コレクタ出力です。PGはFBピンが最終安定化電圧の10%以内に入るまで“L”に保たれます。PG出力はV_{IN}が最小入力電圧を超え、RUN/SSが“H”のとき有効です。

GND (ピン4): GNDピンは全ての内部回路のグラウンドです。ローカルGNDプレーンに直接接続します。

BD (ピン5): このピンは昇圧ショットキー・ダイオードのアノードに接続されています。また、BDは電流をLT3682の内部レギュレータに供給します。

BOOST (ピン6): このピンは入力電圧より高いドライブ電圧を内蔵バイポーラNPNパワースイッチに与えるのに使います。BOOSTとSWの間にコンデンサ(標準0.22μF)を接続します。

DA (ピン7): キャッチ・ダイオード(ブロック図のD1)のアノードをこのピンに接続します。内部回路はキャッチ・ダイオードを通して電流を検出し、極端な状況では周波数フォールドバックを与えます。

SW (ピン8): SWピンは内部パワースイッチの出力です。このピンは、インダクタ、キャッチ・ダイオードおよび昇圧コンデンサに接続します。

RUN/SS (ピン9): RUN/SSピンはLT3682をシャットダウン・モードにするのに使います。グラウンドに接続するとLT3682がシャットダウンします。通常動作時は2.5V以上の電圧に接続します。RUN/SSはソフトスタート機能も提供します。詳細については、「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

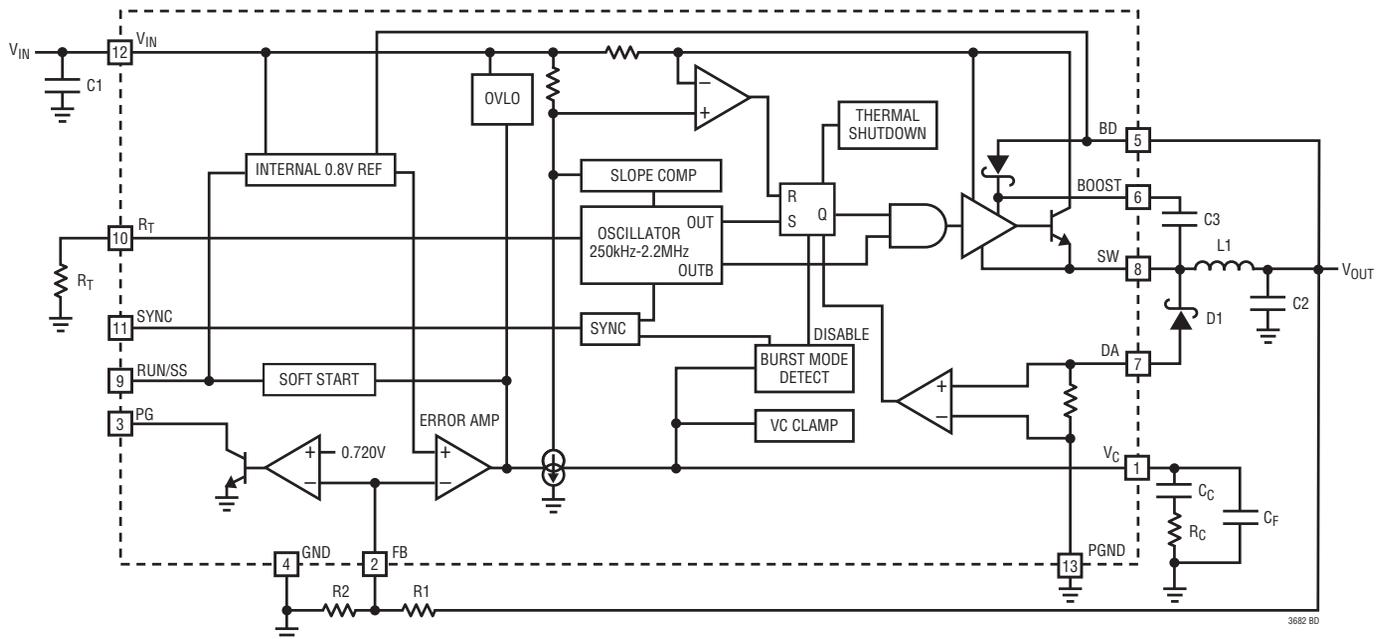
R_T (ピン10): 発振器抵抗用入力。このピンからグラウンドに抵抗を接続してスイッチング周波数を設定します。

SYNC (ピン11): これは外部クロック同期入力です。低出力負荷での低リップルBurst Mode動作では、このピンを接地します。パルス・スキップ・モード動作には0.8V以上の電圧に接続します。同期させるにはクロック・ソースに接続します。クロックのエッジの立上り時間と立下り時間は1μsより速くします。最大負荷電流は選択されたモードに依存することに注意してください。詳細については「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

V_{IN} (ピン12): V_{IN}ピンはLT3682の内部レギュレータおよび内部パワースイッチに電流を供給します。このピンはローカルにバイパスする必要があります。

露出パッド (ピン13): PGND。これは、キャッチ・ダイオードのアノードがDAピンに接続されているとき、キャッチ・ダイオードによって使われる電力グラウンドです。露出パッドはPCBに半田付けする必要があります。

ブロック図



3682 BD

動作

LT3682は固定周波数の電流モード降圧レギュレータです。 R_T によって周波数が設定される発振器により、RSフリップ・フロップがイネーブルされ、内部のパワースイッチがオンします。アンプおよびコンパレータは V_{IN} ピンとSWピンの間を流れる電流を検出し、この電流が V_C の電圧によって決まるレベルに達するとスイッチをオフします。誤差アンプはFBピンに接続された外部抵抗分割器を通して出力電圧を測定し、 V_C ピンをサーボ制御します。誤差アンプの出力が増加すると出力に供給される電流が増加します。誤差アンプの出力が減少すると供給される電流が減少します。 V_C ピンのアクティブ・クランプによって電流制限が行われます。 V_C ピンはRUN/SSピンの電圧にもクランプされます。ソフトスタートは外付けの抵抗とコンデンサを使ってRUN/SSピンに電圧ランプを発生させて実現します。

内部レギュレータが制御回路に電力を供給します。このバイアス・レギュレータは通常 V_{IN} ピンから電力供給を受けますが、3Vを超える外部電圧にBDピンが接続されると、バイアス電力は外部ソース（通常は安定化された出力電圧）から供給されます。これにより、効率が改善されます。RUN/SSピンを使ってLT3682をシャットダウンすると、出力が切断され、入力電流が $1\mu\text{A}$ 以下に減少します。

スイッチ・ドライバは入力またはBOOSTピンのどちらかで動作します。外付けのコンデンサと内部昇圧ダイオードを使って、入力電源より高い電圧をBOOSTピンに発生させます。これにより、ドライバは内部バイポーラNPNパワースイッチを完全に飽和させ、高い効率で動作させることができます。

効率をさらに上げるため、LT3682は軽負荷状態では自動的にBurst Mode動作に切り替わります。バーストとバーストの間では、出力スイッチの制御に関連した全ての回路がシャットダウンし、標準的アプリケーションでは入力電源電流が $75\mu\text{A}$ に減少します。

FBピンの電圧が低いと発振器はLT3682の動作周波数を下げます。この周波数フォールドバックは起動時および過負荷状態の出力電流を制御するのに役立ちます。

内部回路がキャッチ・ダイオードを流れる電流をDAピンを介してモニタし、この電流が高すぎると（公称 1.6A より上）、新しいスイッチ・パルスの発生を遅らせます。また、このメカニズムは、短絡および過負荷状態の間インダクタを流れる電流を制御して、デバイスを保護します。

FBピンが安定化電圧値の90%になるとトリップするパワーグッド・コンパレータがLT3682には備わっています。PG出力はオープン・コレクタ・トランジスタで、出力が安定化しているときオフしているため、外部抵抗によりPGピンを“H”に引き上げることができます。LT3682がイネーブルされていて V_{IN} が最小入力電圧を超えているときパワーグッドは有効です。

LT3682は過電圧保護機能を備えており、 V_{IN} が標準 39V （最小 36V ）を超えるとスイッチングをディスエーブルします。スイッチングがディスエーブルされると、LT3682は最大 60V までの過渡入力電圧に安全に耐えることができます。

アプリケーション情報

FB抵抗ネットワーク

出力電圧は出力とFBピンの間に接続した抵抗分割器を使ってプログラムします。次式に従って抵抗の値を選択します。

$$R1 = R2 \left(\frac{V_{OUT}}{0.8V} - 1 \right)$$

参照名についてはブロック図を参照してください。出力電圧の精度を保つため、1%の抵抗を推奨します。

スイッチング周波数の設定

LT3682には固定周波数PWMアーキテクチャが使われており、 R_T ピンからグランドに接続した抵抗を使って250kHz～2.2MHzの範囲でスイッチングするようにプログラムすることができます。望みのスイッチング周波数に必要な R_T の値を図1に示します。

スイッチング周波数 (MHz)	R_T の値 (k Ω)
0.25	158
0.3	127
0.4	90.9
0.5	71.5
0.6	57.6
0.7	47.5
0.8	40.2
0.9	34
1.0	29.4
1.2	22.6
1.4	18.2
1.6	14.7
1.8	12.1
2.0	9.76
2.2	8.06

図1. スwitchング周波数と R_T の値

動作周波数のトレードオフ

動作周波数の選択には、効率、部品サイズ、最小損失電圧、および最大入力電圧の間のトレードオフが必要です。高周波数動作の利点は小さな値のインダクタとコンデンサを使うことができることです。不利な点は、効率が下がり、最大入力電圧が

下がり、損失電圧が大きくなることです。与えられたアプリケーションの最高許容スイッチング周波数($f_{SW(MAX)}$)は次のように計算することができます。

$$f_{SW(MAX)} = \frac{V_{OUT} + V_D}{t_{ON(MIN)}(V_{IN} - V_{SW} + V_D)}$$

ここで、 V_{IN} は標準入力電圧、 V_{OUT} は出力電圧、 V_D はキャッチ・ダイオードの電圧降下(約0.5V)、 V_{SW} は内部スイッチの電圧降下(最大負荷で約0.5V)です。この式は、高い V_{IN}/V_{OUT} 比を安全に実現するには、スイッチング周波数を下げる必要があることを示しています。また、「入力電圧範囲」のセクションで示されているように、周波数を下げると、損失電圧を下げるすることができます。LT3682のスイッチには有限の最小オン時間と最小オフ時間があるため、入力電圧範囲はスイッチング周波数に依存します。内部タイマは、スイッチがサイクルごとに少なくとも $t_{OFF(MIN)}$ の間オフするように強制します。このタイマの最大値は全温度範囲で210nsです。他方、パワースwitchのオフに伴う遅延はスイッチがオフできる前の最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ を支配します。 $t_{ON(MIN)}$ の最大値は全温度範囲で150nsです。最小オン時間と最小オフ時間を考慮して、達成できる最小と最大のデューティ・サイクルは次のようになります。

$$DC_{MIN} = f_{SW} t_{ON(MIN)}$$

$$DC_{MAX} = 1 - f_{SW} t_{OFF(MIN)}$$

ここで、 f_{SW} はスイッチング周波数、 $t_{ON(MIN)}$ は最小スイッチ・オン時間(150ns)、 $t_{OFF(MIN)}$ は最小スイッチ・オフ時間(約210ns)です。これらの式は、スイッチング周波数が低下するにつれ、デューティ・サイクルの範囲が増加することを示しています。

スイッチング周波数の選択が適切だと、適切な入力電圧範囲が可能になり(「入力電圧範囲」のセクションを参照)、インダクタとコンデンサの値が小さく保たれます。

入力電圧範囲

最小入力電圧は、LT3682の約3.6V($V_{BD} > 3V$)の最小動作電圧またはその最大デューティ・サイクルのどちらかによって決まります(「動作周波数のトレードオフ」のセクションの式を参照)。

アプリケーション情報

デューティ・サイクルによる最小入力電圧は次のとおりです。

$$V_{IN(MIN)} = \frac{V_{OUT} + V_D}{1 - f_{SW} t_{OFF(MIN)}} - V_D + V_{SW}$$

ここで、 $V_{IN(MIN)}$ は最小入力電圧、 $t_{OFF(MIN)}$ は最小スイッチ・オフ時間(210ns)です。スイッチング周波数が高いほど、最小入力電圧が増加することに注意してください。損失電圧を下げる場合、低いスイッチング周波数を使います。

LT3682のアプリケーションの最大入力電圧は、スイッチング周波数、 V_{IN} ピンとBOOSTピンの絶対最大定格、および動作モードに依存します。LT3682は36Vまでの連続入力電圧で動作可能です。最大60Vまでの入力電圧過渡にも安全に耐えます。ただし、 $V_{IN} > V_{OVLO}$ (39V標準)の間、LT3682はスイッチングを停止しますので、出力が安定化状態から外れることに注意してください。

スイッチング周波数と出力電圧が既に固定されている特定のアプリケーションでは、そのアプリケーションの最適出力電圧リップルを保証する最大入力電圧は、次式を適用して求めることができます。

$$V_{IN(MAX)} = \frac{V_D + V_{OUT}}{f_{SW} t_{ON(MIN)}} - V_D + V_{SW}$$

ここで、 $V_{IN(MAX)}$ は最大動作入力電圧、 V_{OUT} は出力電圧、 V_D はキャッチ・ダイオードの電圧降下(約0.5V)、 V_{SW} は内蔵スイッチの電圧降下(最大負荷で約0.5V)、 f_{SW} は(R_T によって設定される)スイッチング周波数、 $t_{ON(MIN)}$ は最小スイッチ・オン時間(約150ns)です。スイッチング周波数が高いほど最大動作入力電圧が減少することに注意してください。逆に、高い入力電圧で最適動作を実現するには、スイッチング周波数を低くする必要があります。

出力が起動時や短絡などの過負荷状態のときは特に注意が必要です。これらの場合、LT3682は大きな電流を出力負荷にドライブして出力を安定化しようとします。これらの事象の間、特にスイッチが既に最小オン時間で動作している場合、インダクタのピーク電流はLT3682の最大電流リミットに簡単に達し、さらにそれを超えることさえあります。インダクタの谷電流

が公称1.6Aより上だと、キャッチ・ダイオードを流れる電流をDAピンを介してモニタしている回路が、スイッチが再度オンするのを妨げます。したがって、これらの場合、インダクタのピーク電流は、LT3682の最大電流リミットに、最小オン時間によるターンオフ遅延の間の追加電流オーバーシュートを加えたものです。

$$I_{L(PEAK)} = 2A + \frac{V_{IN(MAX)} - V_{OUTOL}}{L} \cdot t_{ON(MIN)}$$

ここで、 $I_{L(PEAK)}$ はピーク・インダクタ電流、 $V_{IN(MAX)}$ は最大予想入力電圧、 L はインダクタの値、 $t_{ON(MIN)}$ は最小オン時間、 V_{OUTOL} は過負荷状態の出力電圧です。ピーク・インダクタ電流が3.5Aを超えない限り、これらの条件での長時間動作に耐えるだけ十分デバイスは堅牢です。インダクタ電流の飽和および過度の接合部温度により性能がさらに制限されることがあります。

出力が安定化されていて、短絡、スタートアップ、または過負荷が発生するおそれがない限り、スイッチング周波数に関係なく、 V_{OVLO} までの入力電圧過渡を許容できます。この場合、LT3682は出力を安定化された状態に保つために(スイッチング・パルスをスキップする)パルス・スキップ動作に入ります。このモードでは、出力電圧リップルとインダクタ電流リップルが通常動作時より高くなります。

V_{OVLO} を超え最大60Vまでの入力電圧過渡に耐えることができます。ただし、デバイスはこれらの過渡の間スイッチングを停止するので、出力は安定化状態から低落し、最終的には出力コンデンサが完全に放電してしまう可能性があります。この場合は、 V_{IN} が V_{OVLO} より下の値に戻り、デバイスがスイッチングを再開すると、直ちに起動状態として扱う必要があります。

インダクタの選択と最大出力電流

最初に選択するインダクタの値としては次の値が良いでしょう。

$$L = (V_{OUT} + V_D) \cdot \frac{1.8}{f_{SW}}$$

アプリケーション情報

ここで、 f_{sw} はMHzで表したスイッチング周波数、 V_{OUT} は出力電圧、 V_D はキャッチ・ダイオードの電圧降下(約0.5V)、 L は μH で表したインダクタの値です。

インダクタのRMS電流定格は最大負荷電流より大きくなければならず、その飽和電流は約30%大きくなければなりません。高い効率を保つには、直列抵抗(DCR)が 0.1Ω より小さく、コア材が高周波アプリケーション向けのものにします。適している種類とメーカーのリストを表1に示します。

フォールト状態(起動時または短絡)や高入力電圧(>30V)で堅牢な動作を実現するには、十分大きい飽和電流を選んで、インダクタのピーク電流が3.5Aを超えないようにします。たとえば、飽和電流が2.5Aの $10\mu F$ インダクタを使った、36Vの入力電圧で動作するアプリケーションはこのようなフォールト状態に耐えます。

特定のアプリケーションに最適なインダクタは、この簡単な設計ガイドで示されているものと異なることがあります。インダクタの値を大きくすると最大負荷電流が増加し、出力電圧リップルが減少します。実際の負荷が最大負荷電流より小さければ、インダクタの値を小さくして高いリップル電流で動作させることができます。この場合、物理的に小さいインダクタを使うことができます。または、DCRの小さいものを使って効率を上げることができます。上述の簡単な規則と異なるインダクタンスの場合、最大負荷電流は入力電圧に依存することに注意してください。また、インダクタンスが低いと不連続モード動作になることがあり、最大負荷電流がさらに減少します。最大出力電流と不連続モード動作の詳細については、リニアテクノロジー社の「アプリケーションノート44」を参照してください。最後に、50%を超えるデューティ・サイクルの場合($V_{OUT}/V_{IN} > 0.5$)、低調波発振を防ぐため最小インダクタンスが必要です。

$$L_{MIN} = (V_{OUT} + V_D) \cdot \frac{1.2}{f_{sw}}$$

インダクタを流れる電流は三角波で、その平均値が負荷電流に等しくなります。インダクタとスイッチのピーク電流は次のとおりです。

$$I_{SW(PEAK)} = I_{L(PEAK)} = I_{OUT(MAX)} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

ここで、 $I_{L(PEAK)}$ はピーク・インダクタ電流、 $I_{OUT(MAX)}$ は最大出力負荷電流、 ΔI_L はインダクタ・リップル電流です。LT3682とシステムを過負荷フォールトから保護するためにLT3510はスイッチ電流を制限します。したがって、LT3682が供給する最大出力電流は、スイッチ電流制限、インダクタの値、および入力電圧と出力電圧に依存します。

スイッチがオフのとき、インダクタ両端には出力電圧にキャッチ・ダイオードの電圧降下を加えた電圧が加わります。したがって、インダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流は次のとおりです。

$$\Delta I_L = \frac{(1-DC) \cdot (V_{OUT} + V_D)}{L \cdot f_{sw}}$$

ここで、 f_{sw} はLT3682のスイッチング周波数、DCはデューティ・サイクル、 L はインダクタの値です。

出力を安定化された状態に保つには、インダクタのピーク電流はLT3682のスイッチ電流リミット I_{LIM} より小さくしなければなりません。SYNCが接地されていると、 I_{LIM} は低デューティ・サイクルでは少なくとも1.45Aですが、DC = 90%では1.1Aに減少します。SYNCピンが0.8V以上に接続されているか、または同期させるためクロック・ソースに接続されていると、 I_{LIM} は低デューティ・サイクルでは少なくとも1.18Aですが、DC = 90%では0.85Aに減少します。最大出力電流は選択されたインダクタの値の関数でもあり、SYNCピンの構成設定に依存して、以下の式によって近似することができます。

SYNCピンが接地されていると、次のようになります。

$$I_{OUT(MAX)} = I_{LIM} - \frac{\Delta I_L}{2} = 1.45A \cdot (1 - 0.24 \cdot DC) - \frac{\Delta I_L}{2}$$

アプリケーション情報

SYNCピンが0.8V以上に接続されているか、または同期させるためクロック・ソースに接続されている場合、次のようになります。

$$I_{OUT(MAX)} = I_{LIM} - \frac{\Delta I_L}{2} = 1.18A \cdot (1 - 0.29 \cdot DC) - \frac{\Delta I_L}{2}$$

リップル電流が小さくなるようにインダクタ値を選ぶと、スイッチ電流リミットに近い最大出力電流が可能になります。

表1. インダクタ・メーカー

VENDOR	URL	PART SERIES	TYPE
Murata	www.murata.com	LQH55D	Open
TDK	www.componenttdk.com	SLF7045 SLF10145	Shielded Shielded
Toko	www.toko.com	D62CB D63CB D73C D75F	Shielded Shielded Shielded Open
Coilcraft	www.coilcraft.com	MSS7341 MSS1038	Shielded Shielded
Sumida	www.sumida.com	CR54 CDRH74 CDRH6D38 CR75	Open Shielded Shielded Open

インダクタ選択の一方法として、上述の単純な規則から始めて、利用可能なインダクタを調べ、目標とするコストとスペースに適合するものを選択します。次に、これらの式を使って、LT3682が必要な出力電流を供給できるかチェックします。これらの式はインダクタ電流が連続して流れると仮定していることに注意してください。I_{OUT}がΔI_L/2より小さいと不連続動作になります。

入力コンデンサ

X7RまたはX5Rタイプのセラミック・コンデンサを使ってLT3682回路の入力をバイパスします。Y5Vタイプは温度や加えられる電圧が変化すると性能が低下するので使用しないでください。2.2μF～10μFのセラミック・コンデンサはLT3682をバイパスするのに適しており、容易にリップル電流に対応できます。低いスイッチング周波数を使うと、大きな入力容量が必要になることに注意してください。入力電源のインピーダンスが高かったり、長い配線やケーブルによる大きなインダクタンスが存在する場合、追加のバルク容量が必要になることがあります。これには性能がそれほど高くない電解コンデンサを使うことができます。

降圧レギュレータには入力電源から高速の立上りと立下りを伴うパルス電流が流れます。その結果LT3682に生じる電圧リップルを減らし、非常に高い周波数のこのスイッチング電流を狭いローカル・ループに閉じ込めてEMIを抑えるために入力コンデンサが必要です。2.2μFのコンデンサはこの役目を果たしますが、それがLT3682の近くに配置された場合に限られません(詳細については、「PCBレイアウト」のセクションを参照)。2番目の注意は、入力セラミック・コンデンサとLT3682の最大入力電圧定格の関係に関するものです。入力セラミック・コンデンサはトレースやケーブルのインダクタンスと結合してQの高い(減衰しにくい)共振タンク回路を形成します。LT3682の回路を給電中の電源に差し込むと、入力電圧に正常値の2倍のリングングが生じて、LT3682の電圧定格を超えるおそれがあります。詳細については、「アプリケーションノート88」を参照してください。

出力コンデンサと出力リップル

出力コンデンサには2つの基本的な機能があります。インダクタとともに、出力コンデンサはLT3682が生成する方形波をフィルタしてDC出力を生成します。この機能では出力コンデンサが出力リップルを決定するので、スイッチング周波数でのインピーダンスが低いことが重要です。2番目の機能は、過渡負荷に電流を供給してLT3682の制御ループを安定させるためにエネルギーを蓄積することです。セラミック・コンデンサの等価直列抵抗(ESR)は非常に小さいので、最良のリップル性能を与えます。次の値が出発点として適当です。

$$C_{OUT} = \frac{50}{V_{OUT} f_{SW}}$$

ここで、f_{SW}の単位はMHz、C_{OUT}はμFで表した推奨出力容量です。X5RまたはX7Rのタイプを使ってください。この選択により、出力リップルが小さくなり、過渡応答が良くなります。補償ネットワークもループ帯域幅を保つように調整されていると、もっと大きな値のコンデンサを使って過渡性能を改善することができます。スペースとコストを節約するため、もっと小さな値の出力コンデンサを使うこともできますが、過渡性能が低下します。「周波数補償」のセクションを参照して、適切な保証ネットワークを選択します。

アプリケーション情報

表2. コンデンサ・メーカー

VENDOR	PHONE	URL	PART SERIES	COMMENTS
Panasonic	(714) 373-7366	www.panasonic.com	Ceramic, Polymer, Tantalum	EEF Series
Kemet	(864) 963-6300	www.kemet.com	Ceramic, Tantalum	T494, T495
Sanyo	(408)749-9714	www.sanyovideo.com	Ceramic, Polymer, Tantalum	POSCAP
Murata	(408)436-1300	www.murata.com	Ceramic	
AVX		www.avxcorp.com	Ceramic, Tantalum	TPS Series
Taiyo Yuden	(864)963-6300	www.taiyo-yuden.com	Ceramic	

コンデンサを選択するときは、データシートを注意深く調べて、動作条件(加えられる電圧や温度)での実際の容量を確認してください。物理的に大きなコンデンサまたは電圧定格が高いコンデンサが必要なことがあります。高性能タンタル・コンデンサや電解コンデンサを出力コンデンサに使うことができます。ESRが小さいことが重要ですから、スイッチング・レギュレータ用のものを選択します。メーカーによってESRが規定されている必要があり、0.05Ω以下のものにします。このタイプのコンデンサはセラミック・コンデンサより大きく、容量も大きくなります。これはESRを小さくするためコンデンサを大きくする必要がありますからです。コンデンサ・メーカーのリストを表2に示します。

ダイオードの選択

キャッチ・ダイオード(ブロック図のD1)はスイッチ・オフ時間の間だけ電流を流します。通常動作時の平均順方向電流は次式で計算することができます。

$$I_{D(AVG)} = I_{OUT} \cdot (1-DC)$$

ここで、DCはデューティ・サイクルです。公称動作に必要な電流定格より大きな電流定格のダイオードを検討する唯一の理由は、出力の短絡や過負荷状態に対処するためです。短絡した出力のワーストケースの場合、ダイオードの平均電流は以下の内部パラメータに依存する値に増加します。スイッチ電流制限、キャッチ・ダイオード(DAピン)の電流スレッショルドおよび最小オン時間。上述のパラメータの最大値を取ったワーストケースは次式によって与えられます。

$$I_{D(AVG)MAX} = 2A + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{IN}}{L} \cdot 150ns$$

ピーク逆電圧は、それが過電圧保護スレッショルドより低ければ、レギュレータの入力電圧に等しくなります。この機能は $V_{IN} > OVLO$ (最大41V)ではスイッチをオフに保ちます。36Vの最大動作電圧までの入力の場合、逆電圧定格が入力電圧より大きなダイオードを使います。最大60Vまでの入力過渡が予想される場合、逆電圧定格が最大OVLO(41V)より高いだけのダイオードを使います。いくつかのショットキー・ダイオードとそのメーカーを表3に示します。高い周囲温度で動作する場合、逆リーク電流の小さなショットキー・ダイオードの使用を検討してください。

可聴ノイズ

セラミック・コンデンサは小さく堅牢で、非常に小さいESRをもっています。ただし、セラミック・コンデンサは圧電特性のため、LT3682に使用すると問題を生じることがあります。Burst Mode動作のとき、LT3682のスイッチング周波数は負荷電流に依存し、非常に軽い負荷ではLT3682はセラミック・コンデンサを可聴周波数で励起し、可聴ノイズを発生することがあります。LT3682はBurst Mode動作では低い電流リミットで動作するので、ノイズは一般に非常に静かです。これが許容できない場合、高性能のタンタル・コンデンサまたは電解コンデンサを出力に使用します。

アプリケーション情報

表3. ショットキー・ダイオード

PART NUMBER	V _R (V)	I _{AVE} (A)	V _F at 1A (mV)	V _F at 2A (mV)
On Semiconductor				
MBR0520L	20	0.5		
MBR0540	40	0.5	620	
MBRM120E	20	1	530	595
MBRM140	40	1	550	

Diodes Inc.

B0530W	30	0.5		
B0540W	40	0.5	620	
B120	20	1	500	
B130	30	1	500	
B140	40	1	500	
B150	50	1	700	
B220	20	2		500
B230	30	2		500
B140HB	40	1		
DFLS240L	40	2		500
DFLS140	40	1.1	510	
B240	40	2		500

Central Semiconductor

CMSH1 - 40M	40	1	500	
CMSH1 - 60M	60	1	700	
CMSH1 - 40ML	40	1	400	
CMSH2 - 40M	40	2		550
CMSH2 - 60M	60	2		700
CMSH2 - 40L	40	2		400
CMSH2 - 40	40	2		500
CMSH2 - 60	60	2		700

周波数補償

LT3682は電流モード制御を使って出力を制御します。これにより、ループ補償が簡素化されます。特に、LT3682は安定動作のために出力コンデンサのESRを必要としないので、自由にセラミック・コンデンサを使用して出力リップルを下げ、回路のサイズを小さくすることができます。図2に示されているように、

周波数補償はV_Cピンに接続された部品によって与えられます。一般に、コンデンサ(C_C)と抵抗(R_C)を直列にグラウンドに接続して使います。さらに、小さな値のコンデンサを並列に接続することができます。このコンデンサ(C_F)はスイッチング周波数のノイズをフィルタするのに使われ、位相リード・コンデンサ(C_{PL})が使われている場合、または出力コンデンサのESRが大きい場合にだけ必要です。

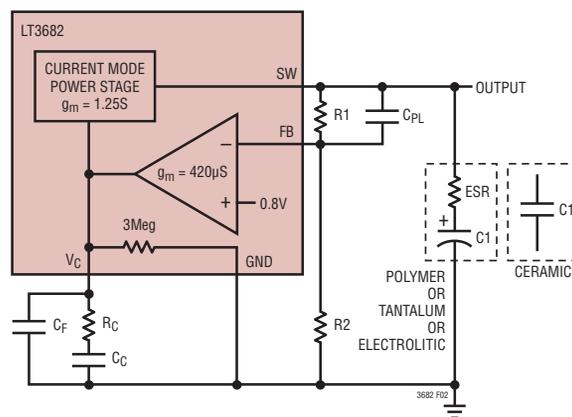


図2. ループ応答モデル

ループ補償により安定性と過渡性能が決まります。補償ネットワークの設計の最適化はアプリケーションと出力コンデンサの種類に依存します。実際的な手法としては、このデータシートの回路の中の、目的のアプリケーションに似た回路から出発し、補償ネットワークを調整して性能を最適化します。次に、負荷電流、入力電圧、温度など全ての動作条件にわたって安定性をチェックします。LT1375のデータシートにはループ補償のさらに詳細な説明が含まれており、過渡負荷を使った安定性のテスト方法が説明されています。LT3682の制御ループの等価回路を図2に示します。誤差アンプは出力インピーダンスが有限のトランスコンダクタンス・アンプです。変調器、パワースイッチおよびインダクタで構成される電源部分はV_Cピンの電圧に比例した出力電流を発生するトランスコンダクタンス・アンプとしてモデル化されます。

アプリケーション情報

出力コンデンサはこの電流を積分し、 V_C ピンのコンデンサ (C_C)は誤差アンプの出力電流を積分するのでループに2つのポールが生じることに注意してください。ほとんどの場合ゼロが1つ必要で、出力コンデンサのESRまたは C_C に直列な抵抗 R_C によって生じます。この簡単なモデルは、インダクタの値が大きすぎず、ループのクロスオーバー周波数がスイッチング周波数よりはるかに低い限り有効です。帰還分割器の両端の位相リード・コンデンサ (C_{PL})によって過渡応答が改善されることがあります。負荷電流を300mAから650mAにステップさせてから再度300mAに戻したときの過渡応答を図3に示します。

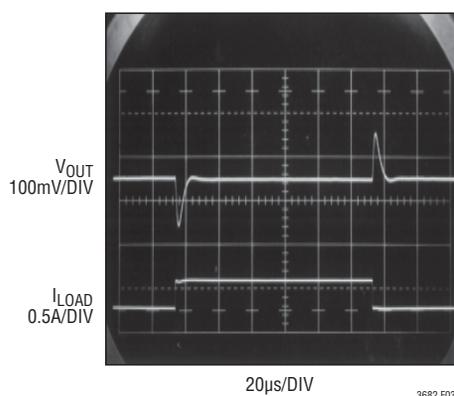


図3. LT3682の過渡負荷応答
 $V_{IN} = 12V$ で負荷電流を300mAから650mAにステップさせたときの、3.3V V_{OUT} の標準的アプリケーション

低リップルBurst Modeとパルス・スキップ・モード

LT3682は低リップルBurst Modeまたはパルス・スキップ・モードのどちらでも動作可能で、SYNCピンを使って選択します。詳細については「同期」のセクションを参照してください。

軽負荷での効率を向上させるため、LT3682は低リップルBurst Modeで動作可能で、入力消費電流を最小に抑えながら、出力コンデンサを適切な電圧に充電された状態に保ちます。LT3682はBurst Mode動作の間1サイクルのバーストで電流を出力コンデンサに供給し、それに続くスリープ期間には出力

コンデンサから出力電力が負荷に供給されます。LT3682は1個の低電流パルスで電力を出力に供給しますので、標準的アプリケーションでは出力リップルが15mV以下に保たれます。さらに、 V_{IN} とBDの消費電流はスリープ時間の間それぞれ標準で35µAと55µAに減少します。負荷電流が無負荷状態に向かって減少するにつれ、LT3682がスリープ・モードで動作する時間の割合が増加し、平均入力電流が大きく低下するので非常に低い負荷でも効率が高くなります。(図4を参照。)高い出力負荷(表紙のアプリケーションでは約70mA以上)では、LT3682は R_T 抵抗でプログラムされた周波数で動作し、標準的PWMモードで動作します。PWMと低リップルBurst Modeの間の移行はシームレスで、出力電圧を乱しません。

低消費電流が必要であれば、SYNCを“H”に接続してパルス・スキップ・モードを選択します。このモードの利点はLT3682がBurst Modeの場合よりも低い出力負荷電流で最大周波数の標準的PWM動作に入ることです。表紙のアプリケーション回路は、約30mAより高い出力負荷では最大周波数でスイッチングします。SYNCが“H”のときLT3682が供給できる最大負荷電流が減少します。

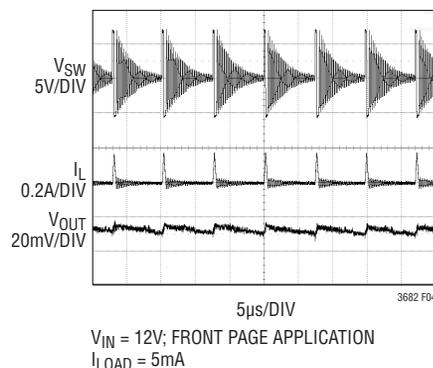


図4. Burst Mode動作

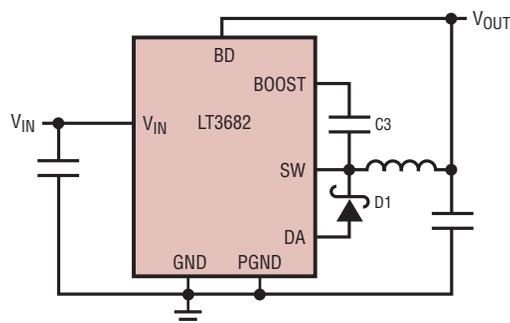
アプリケーション情報

BOOSTピンとBDピンに関する検討事項

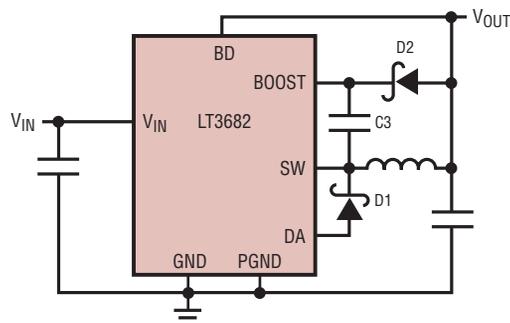
入力電圧より高い昇圧電圧を発生させるため、コンデンサC3と内部ショットキー・ダイオード(ブロック図を参照)が使われます。ほとんどの場合、0.22 μ Fのコンデンサで問題なく動作します。図5に昇圧回路の構成法を3つ示します。最高の効率を得るには、BOOSTピンはSWピンより2.3V以上高くする必要があります。3V~8Vの出力の場合、標準回路(図5a)がベストです。2.8V~3Vの出力には、1 μ Fの昇圧コンデンサを使います。2.5Vの出力は特殊なケースです。なぜなら、内部昇圧ダイオードを使って昇圧するドライブ段をサポートするのに苦労して使えるからです。2.5Vの出力で信頼性の高いBOOSTピン動作を実現するには、(ON SemiconductorのMBR0540のような)優良な外部ショットキー・ダイオードと1 μ F昇圧コンデンサを使います(図5bを参照)。さらに低い出力電圧の場合、昇圧ダイオードは入力(図5c)または2.8Vより高い別の電源に接続することができます。BDピンの電圧が3Vより小さいと、最小4.3Vの入力電圧が必要であることに注意してください。BDをV_{IN}に結線すると最大入力電圧が25Vに下がります。電圧の低い方の電圧源からBOOSTピンの電流とBDピンの消費電流が供給されるので、図5aの回路の方が効率が高くなります。BOOSTピンとBDピンの最大電圧定格を超えないようにすることも必要です。

前述したように、パワーNPNスイッチのベース電流を供給する内部BOOST回路が適切に動作するには、BOOSTコンデンサ両端に最小2.5Vが必要です。BDピンの電圧が3Vより高い場合、BOOSTコンデンサ両端の余分の電圧は性能を上げず、代わりに内部BOOST回路の電力損失が増えます。BOOST回路は妥当な大きさの電力を許容しますが、この回路の過度の電力損失は信頼性を損なうことがあります。信頼性の高い動作のため、図5aの回路ではBDピンに8Vを超える電圧を使わないでください。もっと高い出力電圧では、BDピンを3Vより高い別の利用可能な電源に接続するか、またはV_{OUT}とBDの間にツェナー・ダイオードを使って、BDピンの電圧を3Vと8Vの間に維持することにより、BDピンが8Vを超えないようにしてください。

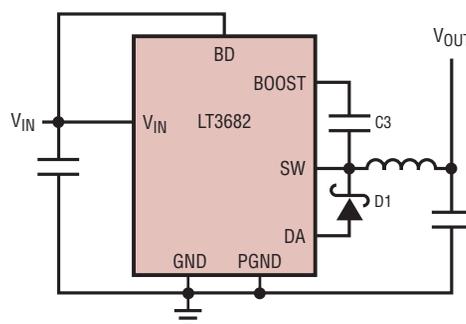
前に説明したとおり、LT3682のアプリケーションの最小動作電圧は最小入力電圧および最大デューティ・サイクルによって制限されます。正しく起動するには、最小入力電圧が昇圧回路によっても制限されます。入力電圧がゆっくりランプアップするか、出力が既に安定化している状態でRUN/SSピンを使ってLT3682をオンする場合、昇圧コンデンサが十分充電されないことがあります。



(5a) $V_{OUT} > 2.8V$ の場合、 $V_{OUT} < 3V$ ならば $V_{IN(MIN)} = 4.3V$



(5b) $2.5V < V_{OUT} < 2.8V$ の場合、 $V_{IN(MIN)} = 4.3V$



(5c) $V_{OUT} < 2.5V$ の場合、 $V_{IN(MAX)} = 25V$

3682 F05

図5. 昇圧電圧を発生させる3つの回路

アプリケーション情報

昇圧コンデンサはインダクタに蓄えられたエネルギーによって充電されるので、昇圧回路を適切に動作させるには、回路は何らかの最小負荷電流を必要とします。この最小負荷は、入力電圧、出力電圧および昇圧回路の構成に依存します。回路が起動した後は最小負荷電流は通常ゼロになります。起動および動作に必要な最小負荷電流を入力電圧の関数としてプロットしたものを図6に示します。

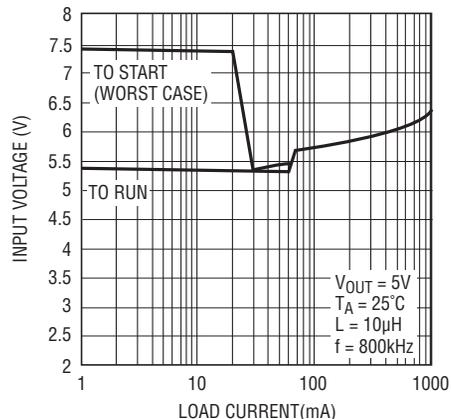
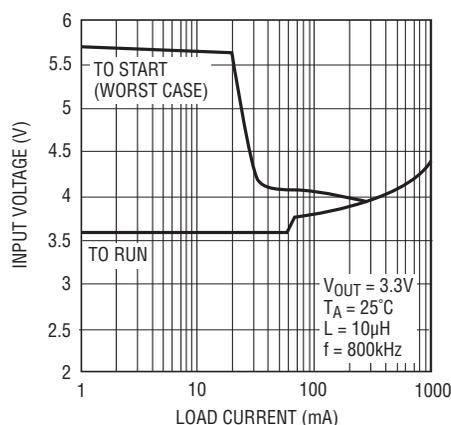


図6. 最小入力電圧は出力電圧、負荷電流および昇圧回路に依存する

多くの場合、放電した出力コンデンサがスイッチャの負荷となるので、スイッチャは起動できません。プロットは V_{IN} が非常にゆっくりランプアップするワーストケースの状態を示しています。もっと低い起動電圧の場合、昇圧ダイオードを V_{IN} に接続することができます。ただし、この場合、入力範囲がBOOSTピンの絶対最大定格の半分に制限されます。軽負荷ではインダクタ電流は不連続になり、実効デューティ・サイクルが非常に高くなることがあります。このため最小入力電圧が V_{OUT} より約300mV高い電圧にまで減少します。もっと大きな負荷電流ではインダクタ電流は連続しており、デューティ・サイクルはLT3682の最大デューティ・サイクルによって制限されるので、安定化を維持するにはもっと高い入力電圧が必要です。

ソフトスタート

RUN/SSピンを使ってLT3682をソフトスタートさせることができるので、起動時の最大入力電流が減少します。RUN/SSピンの電圧をランプアップさせるため、このピンは外付けのRCネットワークを通してドライブします。ソフトスタート回路を使った場合のスタートアップとシャットダウンの波形を図7に示します。大きなRC時定数を選択すると、オーバーシュートなしに、出力を安定化するのに必要な電流までピーク起動電流を減らすことができます。RUN/SSピンが2.5Vに達したとき20 μ Aを供給できるように抵抗の値を選択します。

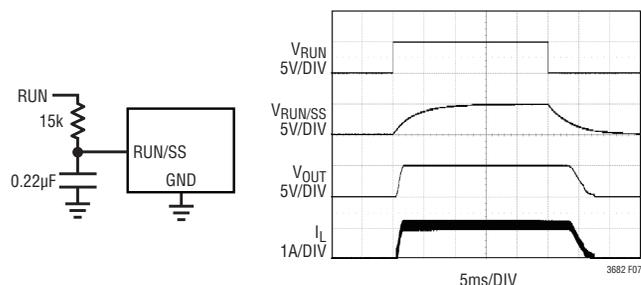


図7. LT3682をソフトスタートさせるには抵抗とコンデンサをRUN/SSピンに追加する

アプリケーション情報

同期

低リップルBurst Mode動作を選択するには、SYNCピンを0.3Vより下に接続します(これにはグランドまたはロジックの出力が使えます)。

デューティ・サイクルが20%~80%の方形波をSYNCピンに接続することにより、LT3682の発振器を外部周波数に同期させることができます。方形波の振幅は、0.3Vより下の谷と0.8Vより上(最大6V)の山が必要です。

LT3682は外部クロックに同期しているときは低負荷でBurst Modeに入らず、代わりにパルスをスキップして安定化状態を維持します。

クロック信号がSYNCに与えられるとき、デバイスが供給できる最大負荷電流が減少します。

LT3682は300kHz~2.2MHzの範囲で同期させることができます。LT3682のスイッチング周波数を最低同期入力より20%下に設定するように R_T 抵抗を選択します。たとえば、同期信号が360kHz以上であれば、300kHzに設定する R_T を選択します。信頼性が高く安全な動作を保証するため、出力が安定化状態に近づいたことをPGフラグが示すときだけLT3682は同期します。したがって、 R_T 抵抗で設定された周波数で必要な出力電流を供給するのに十分大きなインダクタの値を選択する必要

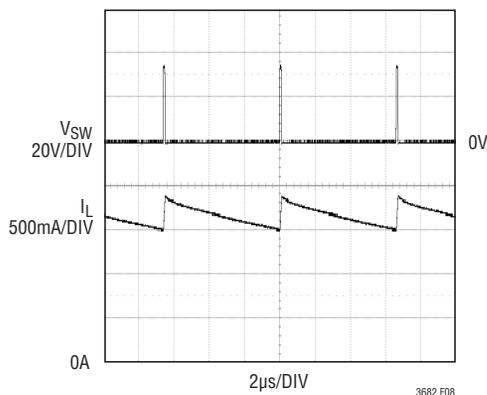


図8. LT3682は周波数を下げて36V入力での短絡出力に対して保護する

があります。詳細については、「インダクタの選択」のセクションを参照してください。スロープ補償が R_T の値によって設定されることに注意することも重要です。低調波を避けるには、 R_T によって決まる周波数を使って最小インダクタ値を計算します。

短絡入力と逆入力に対する保護

過度に飽和しないようにインダクタを選択すれば、LT3682は出力の短絡に耐えます。短絡状態で動作するとき、LT3682は谷電流が1.6Aの標準値になるまで周波数を下げます(図8)。LT3682に入力が加わっていないときに出力が高く保持されるシステムでは、考慮すべき状況がもう1つあります。それはバッテリー充電アプリケーションまたはバッテリーや他の電源がLT3682の出力とダイオードOR結合されているバッテリー・バックアップ・システムで発生することがあります。 V_{IN} ピンがフロート状態で、RUN/SSピンが(ロジック信号によって、または V_{IN} に接続されているため)“H”に保たれていると、SWピンを通してLT3682の内部回路に静止電流が流れます。この状態で数mAの電流を許容できるシステムであればこれは問題ありません。RUN/SSピンを接地すればSWピンの電流は実質的にゼロに低下します。ただし、出力を高く保持した状態で V_{IN} を接地すると、出力からSWピンおよび V_{IN} ピンを通してLT3682内部の寄生ダイオードに大きな電流が流れる可能性があります。入力電圧が与えられているときだけ動作し、短絡入力や逆入力に対して保護する回路を図9に示します。

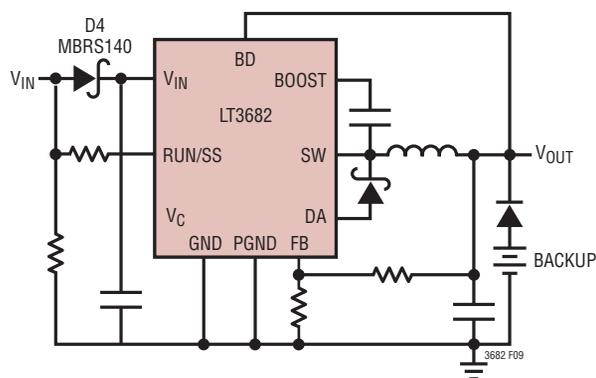


図9. ダイオードD4は、出力に接続されたバックアップ用バッテリーが短絡入力によって放電するのを防ぐ。また、逆入力から回路を保護する。LT3682は入力を与えられているときだけ動作する

アプリケーション情報

PCBのレイアウト

動作を最適化し、EMIを最小にするには、プリント回路基板のレイアウト時に注意が必要です。推奨部品配置とトレース、グラウンド・プレーンおよびビアの位置を図10に示します。大きなスイッチング電流がLT3682のVIN、SWおよびPGNCの各ピン、キャッチ・ダイオードおよび入力コンデンサ(CIN)を流れることに注意してください。これらの部品が形成するループはできるだけ小さくします。これらの部品とインダクタおよび出力コンデンサ(COUT)は回路基板の同じ側に配置し、それらをその層で接続します。GNDへの全ての接続を共通スター・グラウンド・ポイントで行うか、またはこれらの部品の下に切れ目のないローカル・グラウンド・プレーンに直接行きます。SWノードとBOOSTノードは干渉を避けるため注意してレイアウトします。SYNCピンを使って外部からデバイスを同期させる場合、敏感なノード(特にVC、FBおよびRT)との干渉を避けるため、この信号のレイアウトには注意する必要があります。最後に、グラウンド・トレースが、FB、RTおよびVCの各ノードをSWノードとBOOSTノードからシールドするように、FBノードとVCノードは小さくします。パッケージの底の露出パッド(ピン13)はヒートシンクとして機能するので、グラウンド・ノードに半田付けする必要があります。熱抵抗を低く保つには、グラウンド・プレーンをできるだけ広くし、基板内の追加グラウンド・プレーンや裏側へのサーマル・ビアをLT3682の下や近くに追加します。熱設計ではデバイスの接合部を125°Cの規定絶対最大温度より下に保つ必要があることに注意してください。

高温に関する検討事項

LT3682の温度を上げないため、PCBがヒートシンクとして機能する必要があります。パッケージの底の露出パッドは銅領域に半田付けする必要があります。この銅領域はサーマル・ビアを使って下の大きな銅層に接続します。これらの層はLT3682が発生する熱を放散します。熱抵抗をさらに減らすにはビアを追加します。これらの対策により、ダイ(つまり接合部)から周囲への熱抵抗を $\theta_{JA} = 35^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 以下に減らすことができます。100LFPMのエアフローにより、この熱抵抗をさらに25%ほど下げることができます。エアフローを増やすと、さらに熱抵抗が下がります。LT3682は出力電流能力が大きいので、接合部温度が125°Cの絶対最大値を超えて上昇するのに十分な熱を放

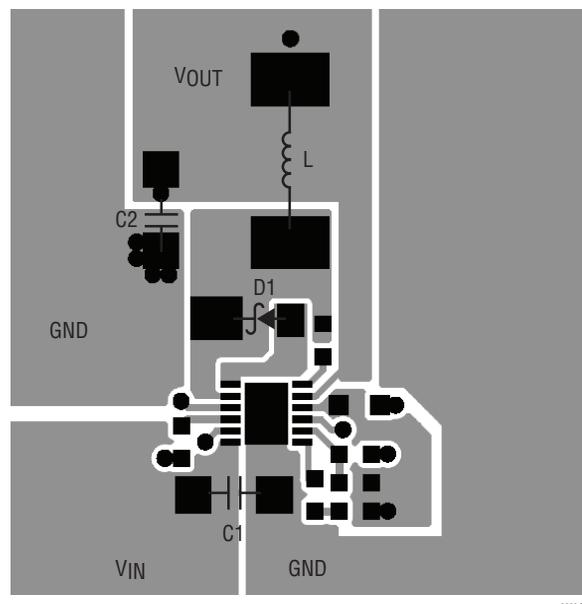


図10. 適切な低EMI動作を保証する優れたPCBレイアウト

散する可能性があります。高い周囲温度で動作させるときは、周囲温度がこれらの最大値に近づくにつれ、最大負荷電流をデレーティングします。接合部の温度がサーマル・シャットダウンのスレッシュホールドに近づくと、デバイスはスイッチングを停止して過熱による内部の損傷を防ぎます。

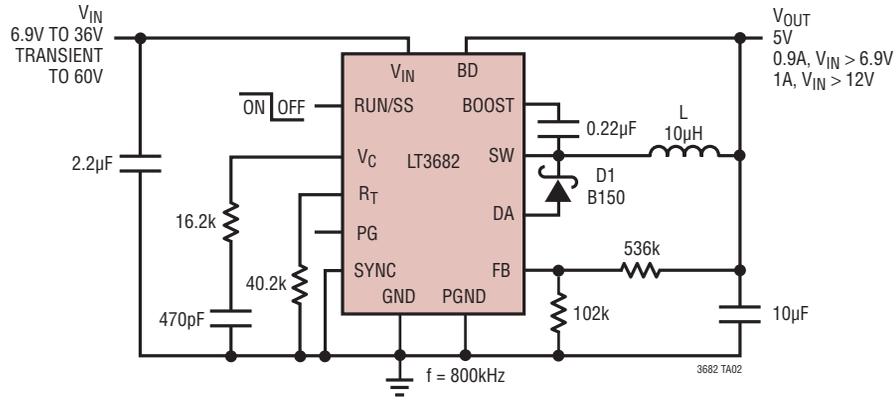
LT3682内部の電力損失は効率測定から総電力損失を計算して推測することができます。ダイ温度は、LT3682の電力損失に(接合部から周囲への)熱抵抗を掛けて計算します。

リニアテクノロジー社の他の出版物

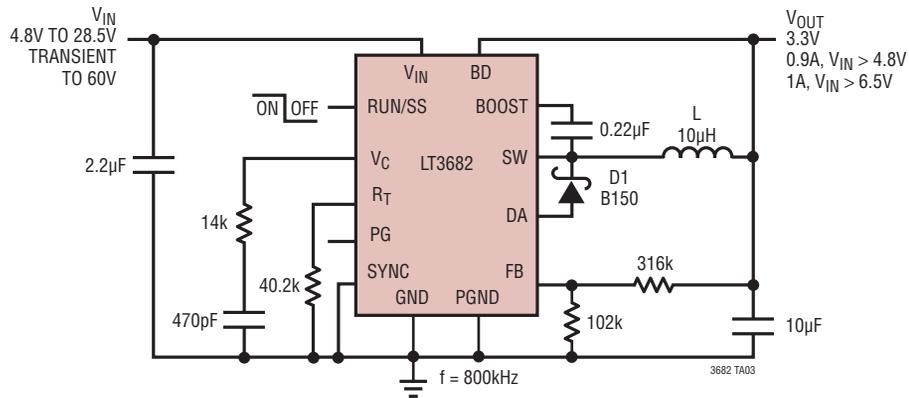
「アプリケーションノート」の19、35および44には降圧レギュレータと他のスイッチング・レギュレータの詳細な説明と設計情報が含まれています。LT1376のデータシートには出力リップル、ループ補償および安定性のテストに関するさらに広範な説明が与えられています。「デザインノート318」には降圧レギュレータを使った両極出力電圧を発生させる方法が示されています。

標準的応用例

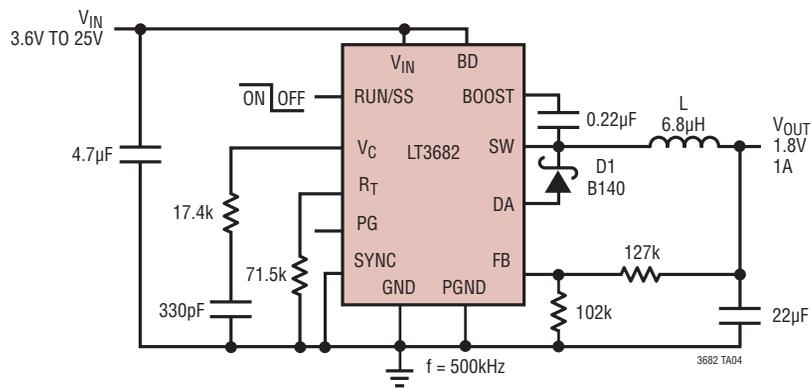
5V降圧コンバータ



3.3V降圧コンバータ

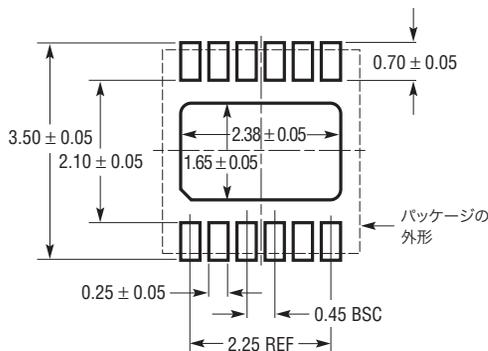


1.8V降圧コンバータ

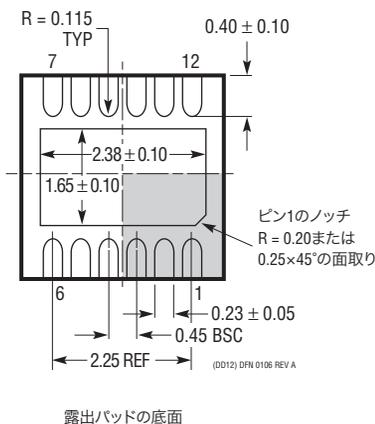
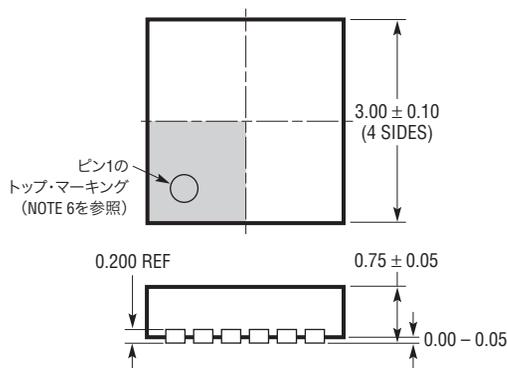


パッケージ

DDパッケージ
12ピン・プラスチックDFN (3mm×3mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1725 Rev A)



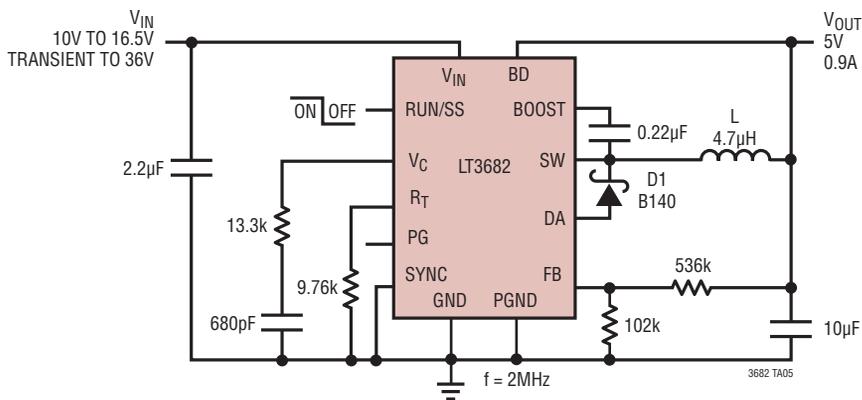
推奨する半田パッドのピッチと寸法
半田付けされない領域には半田マスクを使用する



- 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. 露出パッドおよびタイパーは半田メッキとする
 6. 網掛けの部分はパッケージのトップとボトムのピン1の位置の参考に過ぎない

標準的応用例

5V、2MHz降圧コンバータ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1766	60V、1.2A (I _{OUT})、200kHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} = 5.5V~60V、V _{OUT(MIN)} = 1.2V、I _Q = 2.5mA、I _{SD} = 25µA、TSSOP16Eパッケージ
LT1767	25V、1.2A (I _{OUT})、1.2MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} = 3V~25V、V _{OUT(MIN)} = 1.2V、I _Q = 1mA、I _{SD} < 6µA、MS8Eパッケージ
LT1933	500mA (I _{OUT})、500kHz降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} = 3.6V~36V、V _{OUT(MIN)} = 1.2V、I _Q = 1.6mA、I _{SD} < 1µA、ThinSOT™パッケージ
LT1936	36V、1.4A (I _{OUT})、500kHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} = 3.6V~36V、V _{OUT(MIN)} = 1.2V、I _Q = 1.9mA、I _{SD} < 1µA、MS8Eパッケージ
LT1940	デュアル25V、1.4A (I _{OUT})、1.1MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} = 3.6V~25V、V _{OUT(MIN)} = 1.2V、I _Q = 3.8mA、I _{SD} < 30µA、TSSOP16Eパッケージ
LT1976/LT1967	60V、1.2A (I _{OUT})、200kHz/500kHz高効率降圧DC/DCコンバータ、Burst Mode動作付き	V _{IN} = 3.3V~60V、V _{OUT(MIN)} = 1.2V、I _Q = 100µA、I _{SD} < 1µA、TSSOP16Eパッケージ
LT3434/LT3435	60V、2.4A (I _{OUT})、200kHz/500kHz高効率降圧DC/DCコンバータ、Burst Mode動作付き	V _{IN} = 3.3V~60V、V _{OUT(MIN)} = 1.2V、I _Q = 100µA、I _{SD} < 1µA、TSSOP16パッケージ
LT3437	60V、400mA (I _{OUT})、マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ、Burst Mode動作付き	V _{IN} = 3.3V~60V、V _{OUT(MIN)} = 1.25V、I _Q = 100µA、I _{SD} < 1µA、3mm × 3mm DFN10およびTSSOP16Eパッケージ
LT3480	60Vまでの過渡保護付き、36V、2A (I _{OUT})、2.4MHz高効率降圧DC/DCコンバータ、Burst Mode動作付き	V _{IN} = 3.6V~38V、V _{OUT(MIN)} = 0.78V、I _Q = 70µA、I _{SD} < 1µA、3mm × 3mm DFN10およびMSOP10Eパッケージ
LT3481	36Vまでの過渡保護付き、34V、2A (I _{OUT})、2.8MHz高効率降圧DC/DCコンバータ、Burst Mode動作付き	V _{IN} = 3.6V~34V、V _{OUT(MIN)} = 1.26V、I _Q = 50µA、I _{SD} < 1µA、3mm × 3mm DFN10およびMSOP10Eパッケージ
LT3493	36V、1.4A (I _{OUT})、750kHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} = 3.6V~36V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 1.9mA、I _{SD} < 1µA、2mm × 3mm DFN8およびMSOP8Eパッケージ
LT3505	40Vまでの過渡保護付き、36V、1.4A (I _{OUT})、3MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} = 3.6V~34V、V _{OUT(MIN)} = 0.78V、I _Q = 2mA、I _{SD} < 2µA、3mm × 3mm DFN6パッケージ
LT3508	40Vまでの過渡保護付き、36V、デュアル1.4A (I _{OUT})、3MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} = 3.7V~37V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 4.6mA、I _{SD} < 1µA、4mm × 4mm QFN24およびTSSOP16Eパッケージ
LT3684	36Vまでの過渡保護付き、34V、2A (I _{OUT})、2.8MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} = 3.6V~34V、V _{OUT(MIN)} = 1.26V、I _Q = 850µA、I _{SD} < 1µA、3mm × 3mm DFN10およびMSOP10Eパッケージ
LT3685	60Vまでの過渡保護付き、36V、デュアル2A (I _{OUT})、2.4MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} = 3.6V~38V、V _{OUT(MIN)} = 0.78V、I _Q = 70mA、I _{SD} < 1µA、3mm × 3mm DFN10およびMSOP10Eパッケージ

ThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。

3682f