

特長

- 広い入力範囲: 3.6V~34V動作、最大36V
- 出力電流: 最大2A
- 調整可能なスイッチング周波数: 300kHz~2.8MHz
- 低いシャットダウン電流: $I_q < 1\mu A$
- 昇圧ダイオード内蔵
- パワーグッド・フラグ
- 飽和スイッチ設計: 0.18Ωのオン抵抗
- 帰還リファレンス電圧: 1.265V
- 出力電圧: 1.265V~20V
- ソフトスタート機能
- 熱特性が改善された小型10ピンMSOPおよび(3mm×3mm)DFNパッケージ

アプリケーション

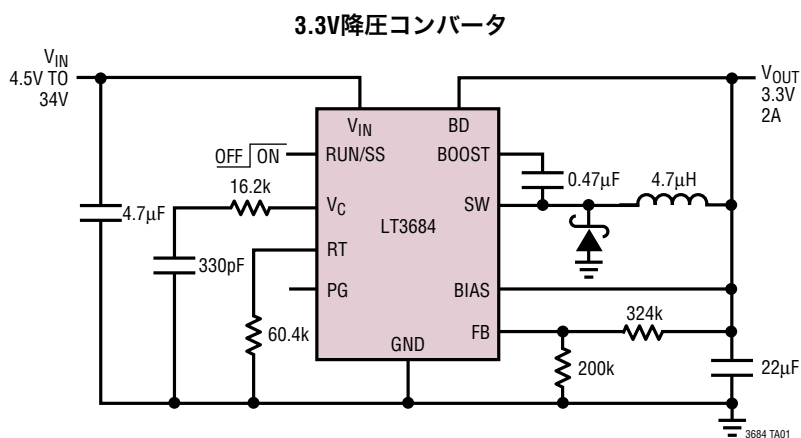
- 車載バッテリーの安定化
- 携帯製品の電源
- 分配電源の安定化
- 産業用電源
- ACアダプタ・トランスの安定化

概要

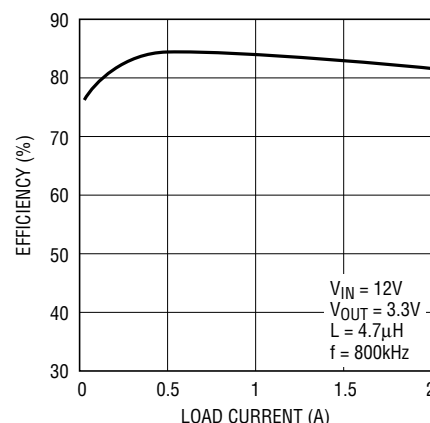
LT[®]3684は、34V(最大36V)までの入力電圧を使用可能な可変周波数(300kHz~2.8MHz)モノリシック降圧スイッチング・レギュレータです。高効率の0.18Ωスイッチに加え、昇圧ショットキー・ダイオード、必要な発振器、制御回路、ロジック回路を1個のチップに搭載しています。電流モード方式を採用しているため、過渡応答が高速で、優れたループ安定性が得られます。高い動作周波数により、小型で低コストのインダクタやセラミック・コンデンサを使用可能なため、ソリューション全体のサイズを最小限に抑えながら低出力リップルを実現します。低電流シャットダウン・モードによって消費電流を1μA以下に低減するとともに、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%に達していることを知らせます。LT3684は露出パッド付きの10ピンMSOPおよび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、LT、LTCおよびLTMはリニアテクノロジー社の登録商標です。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



効率



3684 TA01b

3684f

LT3684

絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN} , RUN/SSの電圧.....	36V
BOOSTピンの電圧.....	56V
SWピンを超えるBOOSTピン電圧.....	30V
FB, RT, V_C の電圧.....	5V
BIAS, PG, BDの電圧.....	30V
最大接合部温度.....	125°C

動作温度範囲 (Note 2)

LT3684E.....	-40°C~85°C
LT3684I.....	-40°C~125°C
保存温度範囲.....	-65°C~150°C
リード温度 (半田付け、10秒)	
(MSEのみ).....	300°C

パッケージ/発注情報

<p>DD PACKAGE 10-LEAD (3mm × 3mm) PLASTIC DFN $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 45^{\circ}C/W$, $\theta_{JC} = 10^{\circ}C/W$ EXPOSED PAD (PIN 11) IS GND, MUST BE SOLDERED TO PCB</p>		<p>MSE PACKAGE 10-LEAD PLASTIC MSOP $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 45^{\circ}C/W$, $\theta_{JC} = 10^{\circ}C/W$ EXPOSED PAD (PIN 11) IS GND, MUST BE SOLDERED TO PCB</p>	
ORDER PART NUMBER	DD PART MARKING*	ORDER PART NUMBER	MSE PART MARKING*
LT3684EDD LT3684IDD	LCVT LCVT	LT3684EMSE LT3684IMSE	LTCVS LTCVS
<p>Order Options Tape and Reel: Add #TR Lead Free: Add #PBF Lead Free Tape and Reel: Add #TRPBF Lead Free Part Marking: http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/</p>			

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。

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 $T_A = 25^{\circ}C$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 10V$, $V_{RUN/SS} = 10V$, $V_{BOOST} = 15V$, $V_{BIAS} = 3.3V$ 。(Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Minimum Input Voltage		●	3	3.6	V
Quiescent Current from V_{IN}	$V_{RUN/SS} = 0.2V$		0.01	0.5	μA
	$V_{BIAS} = 3V$, Not Switching	●	0.4	0.8	mA
	$V_{BIAS} = 0$, Not Switching		1.2	2.0	mA
Quiescent Current from BIAS	$V_{RUN/SS} = 0.2V$		0.01	0.5	μA
	$V_{BIAS} = 3V$, Not Switching	●	0.85	1.5	mA
	$V_{BIAS} = 0$, Not Switching		0	0.1	mA

3684f

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、 $V_{IN} = 10\text{V}$ 、 $V_{RUNS/SS} = 10\text{V}$ 、 $V_{BOOST} = 15\text{V}$ 、 $V_{BIAS} = 3.3\text{V}$ 。(Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Minimum Bias Voltage			2.7	3	V
Feedback Voltage		1.25	1.265	1.28	V
		1.24	1.265	1.29	V
FB Pin Bias Current (Note 3)			30	100	nA
FB Voltage Line Regulation	$4\text{V} < V_{IN} < 34\text{V}$		0.002	0.02	%/V
Error Amp g_m			330		μMho
Error Amp Gain			1000		
V_C Source Current			75		μA
V_C Sink Current			100		μA
V_C Pin to Switch Current Gain			3.5		A/V
V_C Clamp Voltage			2		V
Switching Frequency	$R_T = 8.66\text{k}$ $R_T = 29.4\text{k}$ $R_T = 187\text{k}$	2.7	3.0	3.3	MHz
		1.25	1.4	1.55	MHz
		250	300	350	kHz
Minimum Switch Off-Time			100	150	nS
Switch Current Limit	Duty Cycle = 5%	3.1	3.6	4.0	A
Switch V_{CESAT}	$I_{SW} = 2\text{A}$		360		mV
Boost Schottky Reverse Leakage	$V_{SW} = 10\text{V}$, $V_{BIAS} = 0\text{V}$		0.02	2	μA
Minimum Boost Voltage (Note 4)			1.6	2.1	V
BOOST Pin Current	$I_{SW} = 1\text{A}$		18	30	mA
RUN/SS Pin Current	$V_{RUN/SS} = 2.5\text{V}$		5	10	μA
RUN/SS Input Voltage High		2.5			V
RUN/SS Input Voltage Low				0.2	V
PG Threshold Offset from Feedback Voltage	V_{FB} Rising		100		mV
PG Hysteresis			10		mV
PG Leakage	$V_{PG} = 5\text{V}$		0.1	1	μA
PG Sink Current	$V_{PG} = 0.4\text{V}$		100	300	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。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。

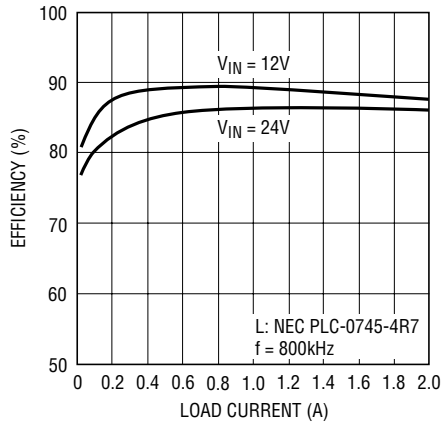
Note 2: LT3684Eは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LT3684Iの仕様は $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の温度範囲で保証されている。

Note 3: 安定化状態で測定されたバイアス電流。バイアス電流はFBピンに流れ込む。

Note 4: 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。

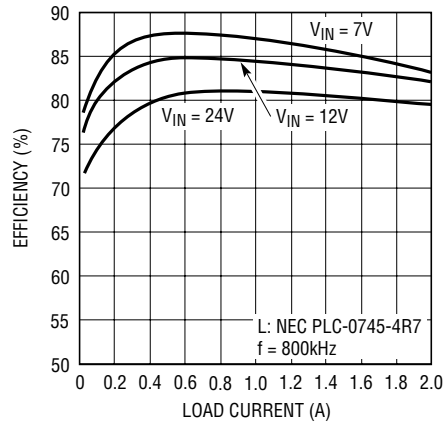
標準的性能特性 (注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$)

効率 ($V_{OUT} = 5.0\text{V}$)



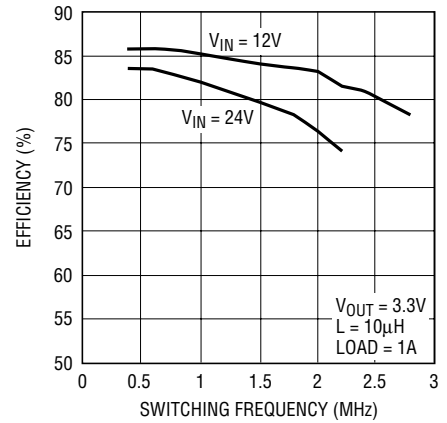
3684 G01

効率 ($V_{OUT} = 3.3\text{V}$)



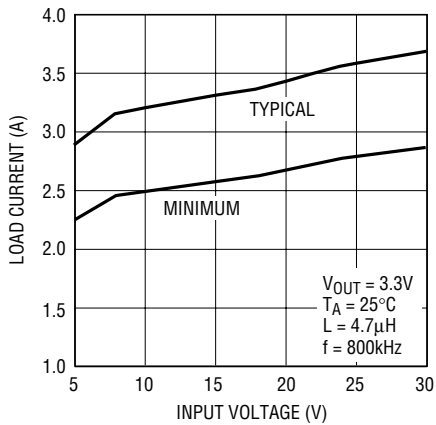
3684 G02

効率



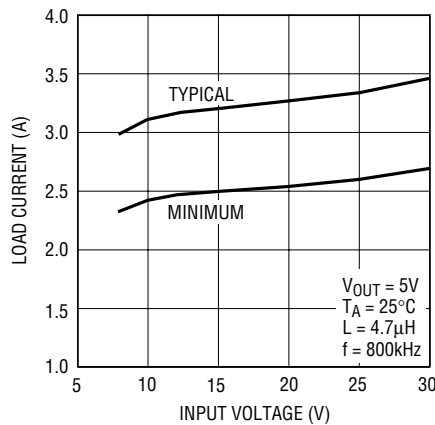
3684 G03

最大負荷電流



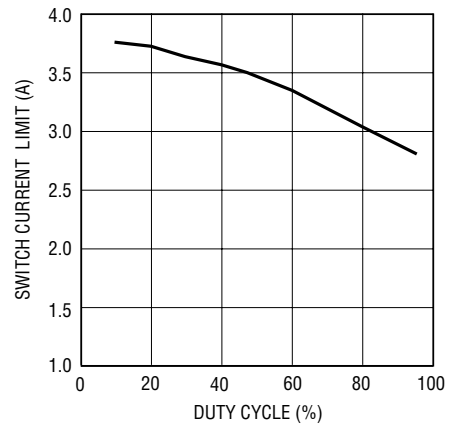
3684 G04

最大負荷電流



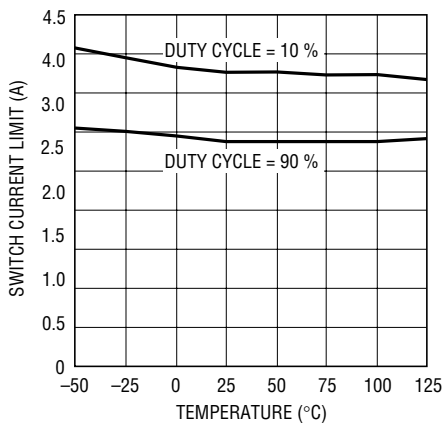
3684 G05

スイッチ電流制限



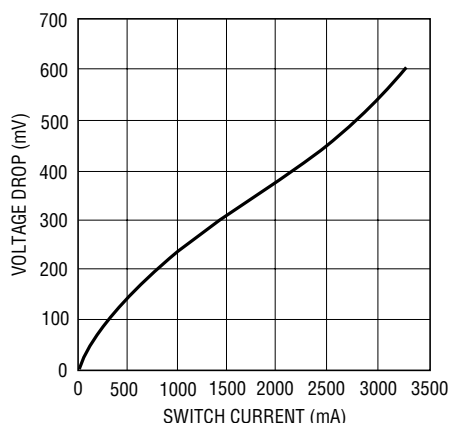
3684 G06

スイッチ電流制限



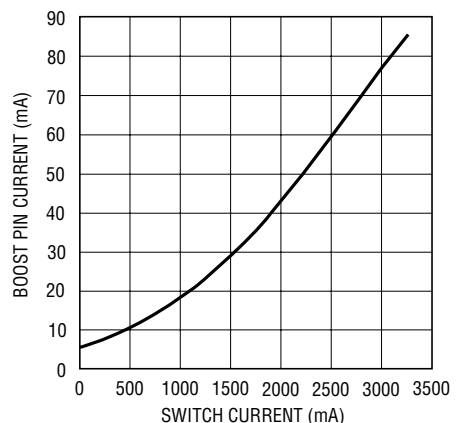
3684 G07

スイッチの電圧降下



3684 G08

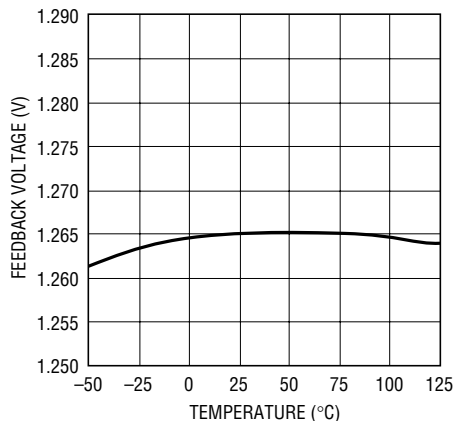
BOOSTピンの電流



3684 G09

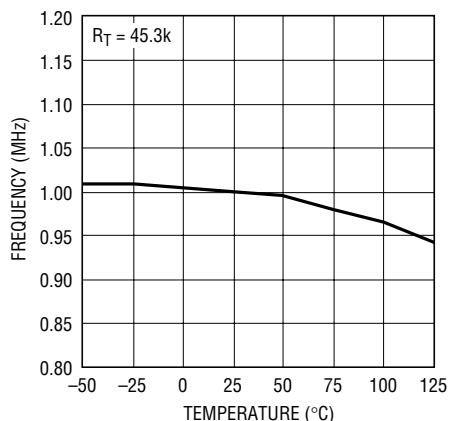
標準的性能特性 (注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$)

帰還電圧



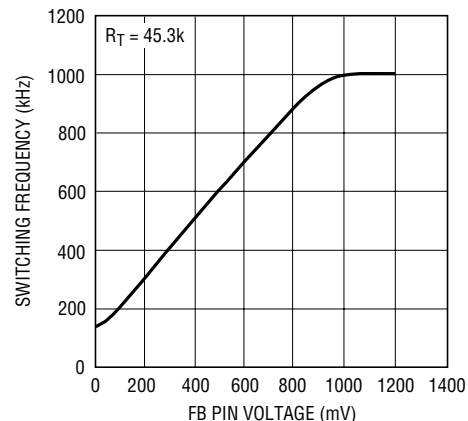
3684 G10

スイッチング周波数



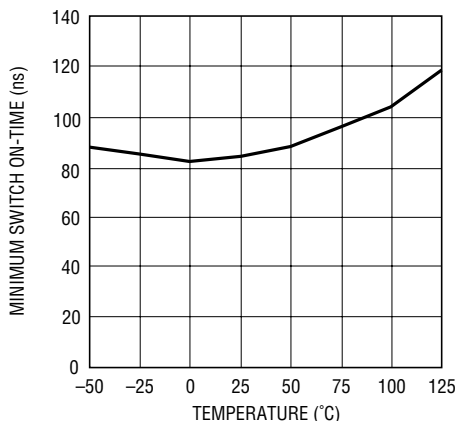
3684 G11

周波数フォールドバック



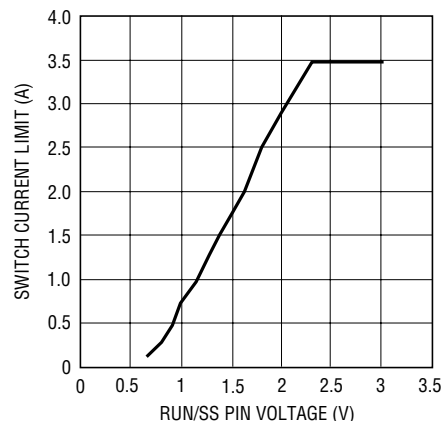
3684 G12

スイッチの最小オン時間



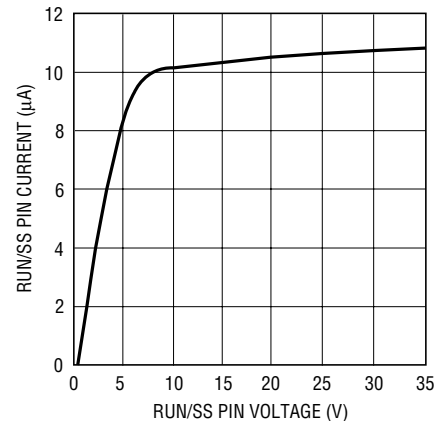
3684 G13

ソフトスタート



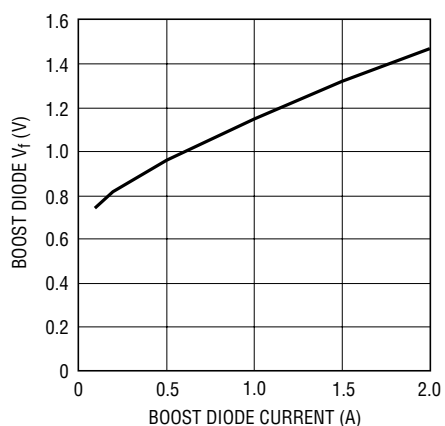
3684 G14

RUN/SSピン電流



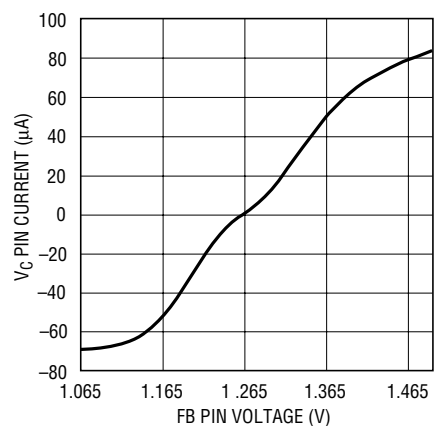
3684 G15

昇圧ダイオード



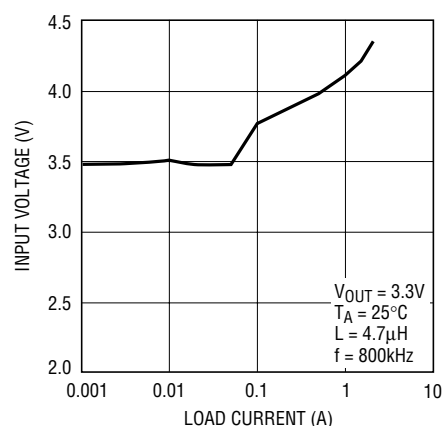
3684 G16

誤差アンプの出力電流



3684 G17

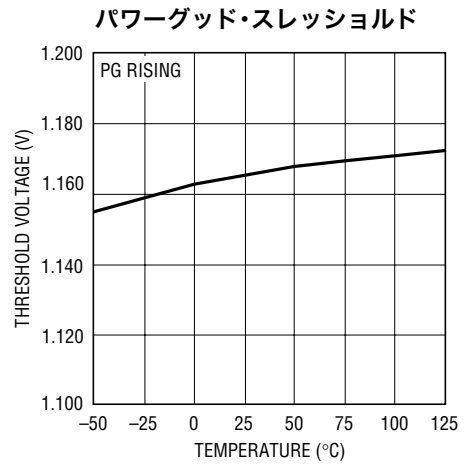
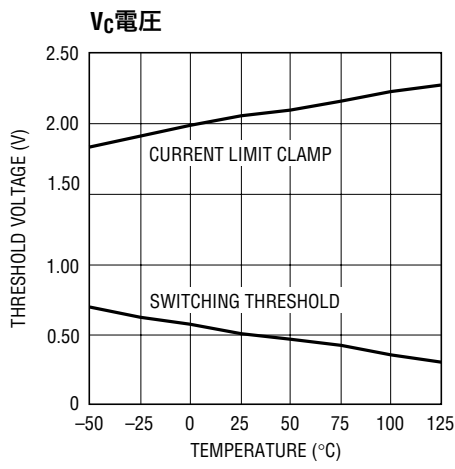
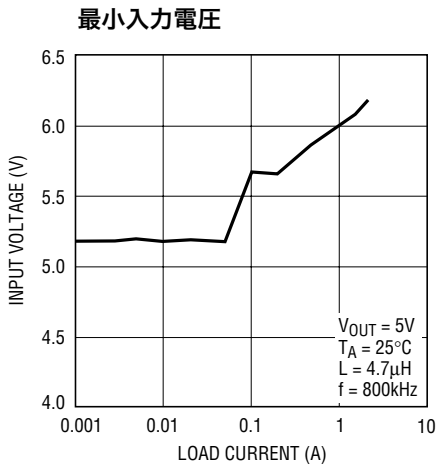
最小入力電圧



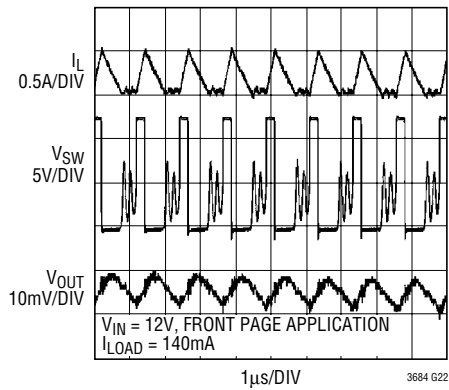
3684 G18

LT3684

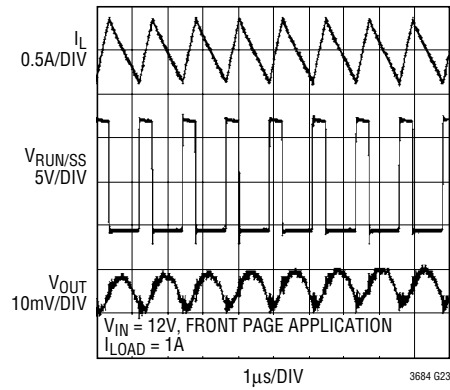
標準的性能特性 (注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$)



スイッチング波形(不連続動作)



スイッチング波形(連続動作)



ピン機能

BD (ピン1): 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。

BOOST (ピン2): 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。

SW (ピン3): 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。

V_{IN} (ピン4): V_{IN}ピンはLT3684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。

RUN/SS (ピン5): RUN/SSピンはLT3684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LT3684がシャットダウンします。通常動作時は2.3V以上の電圧に接続します。シャットダウン機能を使用しない場合はこのピンをV_{IN}ピンに接続します。RUN/SSはソフトスタート機能も提供します。「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。

PG (ピン6): 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3.5Vを超え、RUN/SSが“H”のとき有効です。

BIAS (ピン7): BIASピンはLT3684の内部レギュレータに電流を供給します。このピンは、3Vを超えた、利用可能な最低電圧の電圧源(一般にV_{OUT})に接続します。このアーキテクチャにより、入力電圧が出力電圧よりはるかに高いとき、とくに効率が向上します。

FB (ピン8): LT3684はそのFBピンを1.265V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。

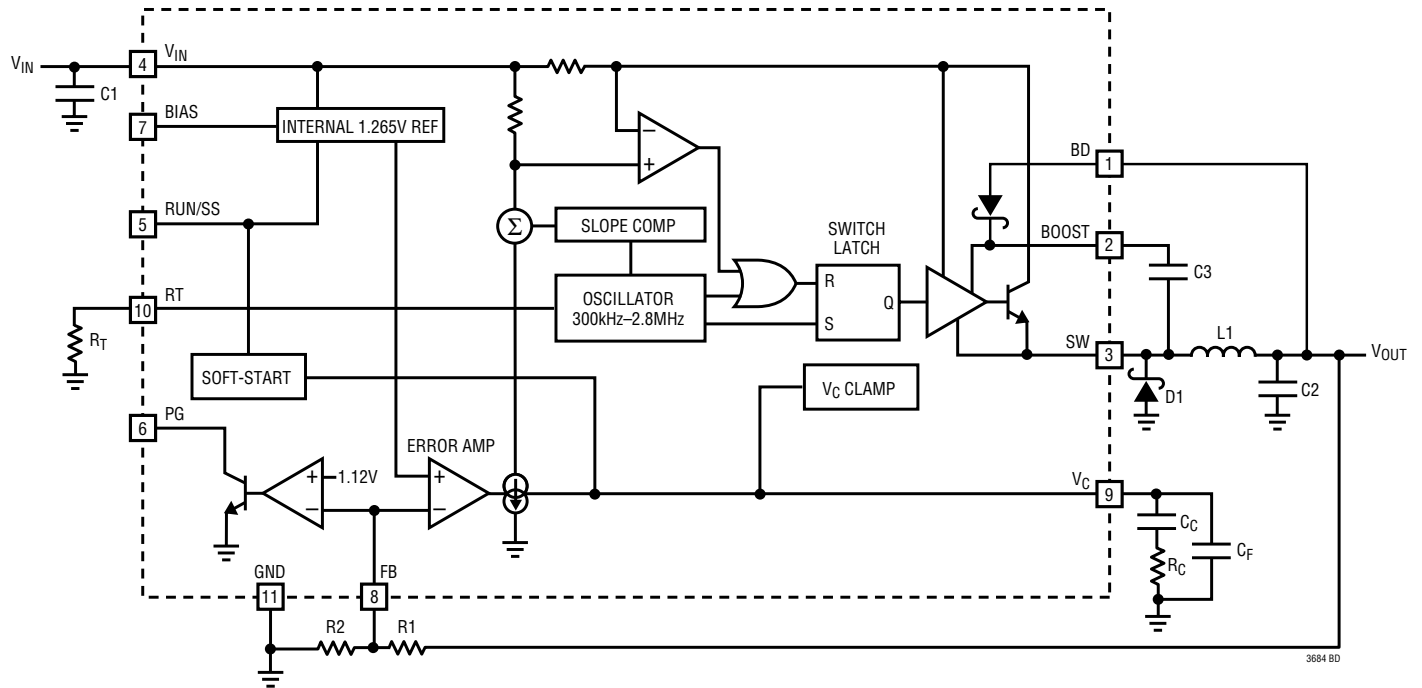
V_C (ピン9): V_Cピンは内部誤差アンプの出力です。このピンの電圧がピーク・スイッチ電流を制御します。制御ループを補償するため、RCネットワークをこのピンからグラウンドに接続します。

RT (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。

露出パッド (ピン11): グラウンド。露出パッドはPCBに半田付けする必要があります。

LT3684

ブロック図



3684f

動作

LT3684は固定周波数の電流モード降圧レギュレータです。RT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おこなわれます。 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ピンに電圧ク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BIASピンが接続されると、バイアス電力は外部ソース(一般に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LT3684をシャットダウンすると、出力が切斷され、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。

FBピンの電圧が低いと発振器はLT3684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時の出力電流を制御するのに役立ちます。

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LT3684には備わっていません。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ので、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。LT3684がイネーブルされていて V_{IN} が3.6Vを超えているとパワーグッドは有効です。

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1%抵抗を選択します。

$$R1 = R2 \left(\frac{V_{OUT}}{1.265} - 1 \right)$$

参照名についてはブロック図を参照してください。

スイッチング周波数の設定

LT3684には固定周波数PWMアーキテクチャが使われており、RTピンからグラウンドに接続した抵抗を使って300kHz~2.8MHz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RTの値を図1に示します。

SWITCHING FREQUENCY (MHz)	RT VALUE (kΩ)
0.2	267
0.3	187
0.4	133
0.6	84.5
0.8	60.4
1.0	45.3
1.2	36.5
1.4	29.4
1.6	23.7
1.8	20.5
2.0	16.9
2.2	14.3
2.4	12.1
2.6	10.2
2.8	8.66

図1. スwitchング周波数とRT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、ドロップアウト電圧、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、ドロップアウト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。

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

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、次のセクションで示されているように、周波数を下げると、ドロップアウト電圧を下げるすることができます。入力電圧範囲がスイッチング周波数に依存する理由は、LT3684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です。スイッチは最小約150nsオンし、最小約150nsオフすることができます。これは、最小と最大のデューティ・サイクルが次のようになることを意味します。

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

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

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(約150ns)、t_{OFF(MIN)}は最小スイッチ・オフ時間(約150ns)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(次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

LT3684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。

出力がスタートアップ・モードまたは短絡動作モードだと、V_{IN}は34Vより下でなければならず、さらに次式の計算値より下でなければなりません。

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

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下がることに注意してください。

アプリケーション情報

逆に、高い入力電圧で安全な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。

出力が安定化されていて、短絡やスタートアップが発生するおそれがないければ、スイッチング周波数に関係なく、36Vまでの入力電圧トランジェントを許容できます。このモードでは、LT3684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・スキップ動作に入る可能性があります。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より高くなります。

最小入力電圧は、LT3684の約3.6V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(前のセクションの式を参照)。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(150ns)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。ドロップアウト電圧を下げたい場合、低いスイッチング周波数を使います。

インダクタの選択

与えられた入力電圧と出力電圧に対して、インダクタの値と動作周波数によってリップル電流が決まります。リップル電流 ΔI_L は V_{IN} または V_{OUT} が高いほど増加し、インダクタンスが高いほど、またスイッチング周波数が高いほど減少します。リップル電流選択のために、次式を出発点にします。

$$\Delta I_L = 0.4(I_{OUT(MAX)})$$

ここで、 $I_{OUT(MAX)}$ は最大出力負荷電流です。十分な出力電流を保証するには、ピーク・インダクタ電流はLT3684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。ピーク・インダクタ電流は次のようになります。

$$I_L(PEAK) = I_{OUT(MAX)} + \Delta I_L/2$$

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。

LT3684のスイッチ電流リミット(I_{LIM})は、低デューティ・サイクルでは少なくとも3.5Aですが、直線的に低下してDC = 0.8では2.5Aになります。最大出力電流はインダクタ・リップル電流の関数です。

$$I_{OUT(MAX)} = I_{LIM} - \Delta I_L/2$$

十分な最大出力電流($I_{OUT(MAX)}$)を与えるインダクタ・リップル電流を必ず選択してください。

最大 V_{IN} で最大インダクタ・リップル電流が発生します。リップル電流が規定された最大値を超えないようにするには、次式に従ってインダクタの値を選択します。

$$L = \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{f \Delta I_L} \right) \left(1 - \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MAX)}} \right)$$

ここで、 V_D はキャッチ・ダイオードの電圧降下(約0.4V)、 $V_{IN(MAX)}$ は最大入力電圧、 V_{OUT} は出力電圧、 f_{SW} は(R_T によって設定された)スイッチング周波数、 L は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。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、飽和電流を3.5Aより大きくします。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。適しているタイプと製造元のリストを表1に示します。

表1. インダクタの製造元

VENDOR	URL	PART SERIES	TYPE
Murata	www.murata.com	LQH55D	Open
TDK	www.componenttdk.com	SLF7045	Shielded
		SLF10145	Shielded
Toko	www.toko.com	D62CB	Shielded
		D63CB	Shielded
		D75C	Shielded
		D75F	Open
Sumida	www.sumida.com	CR54	Open
		CDRH74	Shielded
		CDRH6D38	Shielded
		CR75	Open

アプリケーション情報

もちろん、このように簡単なデザイン・ガイドでは、個々のアプリケーションに最適のインダクタを常に与えるとはかぎりません。インダクタの値を大きくすると最大負荷電流がわずかに増加し、出力電圧リップルが減少します。負荷が2Aより小さい場合、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、物理的に小さなインダクタを使うことができます。あるいはDCRの小さなものを使って効率を上げることができます。このデータシートの「標準的性能特性」のセクションのいくつかのグラフには、いくつかのよく使われる出力電圧に対して、入力電圧とインダクタ値の関数としての最大負荷電流が示されています。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ます。問題はありますが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、「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・サイクルでは($V_{OUT}/V_{IN} > 0.5$)、低調波発振を防ぐために必要な最小インダクタンスがあります。AN19を参照してください。

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LT3684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。4.7 μ F~10 μ Fのセラミック・コンデンサはLT3684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。これには性能の低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LT3684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。4.7 μ Fのコンデンサはこの役目を果たしますが、それがLT3684とキャッチ・ダイオードの近くに配置された場合に限られます(「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LT3684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質の良い(減衰しにくい)共振タンク回路を形成します。LT3684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、LT3684の電圧定格を超えるおそれがあります。この状況は容易に避けられます(「安全な活線挿入」のセクションを参照)。

スペースに敏感なアプリケーションでは、LT3684の入力のローカル・バイパスに2.2 μ Fのセラミック・コンデンサを使うことができます。ただし、入力容量が低いと、入力電流リップルと入力電圧リップルが増加し、他の回路にノイズが結合することがあります。また、電圧リップルが大きくなると、LT3684の最小動作電圧が約3.7Vに上がります。

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LT3684が生成する方形波をフィルタ処理して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LT3684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。

$$C_{OUT} = \frac{100}{V_{OUT} f_{SW}}$$

ここで、 f_{SW} の単位はMHz、 C_{OUT} は μ F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. コンデンサの製造元

VENDOR	PHONE	URL	PART SERIES	COMMANDS
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。製造元によってESRが規定されている必要があります。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。コンデンサの製造元のリストを表2に示します。

キャッチ・ダイオード

キャッチ・ダイオードはスイッチ・オフ時間のあい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。

$$I_{D(AVG)} = I_{OUT} (V_{IN} - V_{OUT}) / V_{IN}$$

ここで、 I_{OUT} は出力負荷電流です。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、出力が短絡したときのワーストケース条件に対応するためです。この場合、ダイオード電流は標準ピーク・スイッチ電流まで増加します。ピーク逆電圧はレギュレータの入力電圧に等しくなります。逆電圧定格が入力電圧より大きいダイオードを使います。いくつかのショットキー・ダイオードとその製造元を表3に示します。

表3. ダイオードの製造元

PART NUMBER	V_R (V)	I_{AVE} (A)	V_F AT 1A (mV)	V_F AT 2A (mV)
On Semiconductor				
MBRM120E	20	1	530	595
MBRM140	40	1	550	
Diodes Inc.				
B120	20	1	500	
B130	30	1	500	
B220	20	2		500
B230	30	2		500
DFLS240L	40	2		500
International Rectifier				
10BQQ30	30	1	420	470
20BQQ30	30	2		470

周波数補償

LT3684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、LT3684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)はループ補償の一部ではなく、スイッチング周波数のノイズを除くのに使われ、位相リード・コンデンサが使われているか、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。

アプリケーション情報

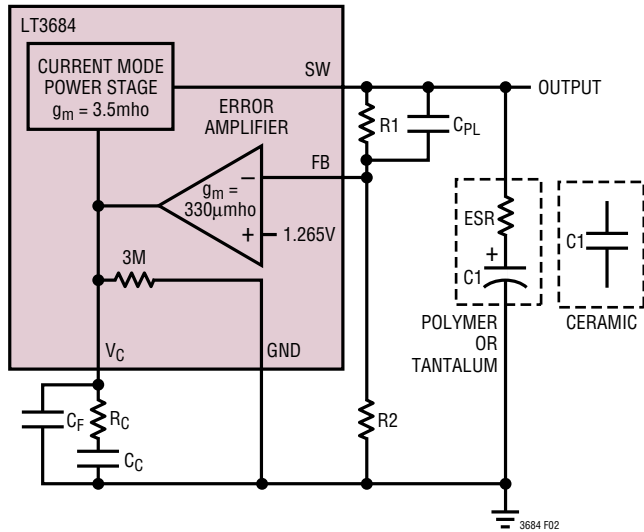


図2. ループ応答モデル

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はいくらか複雑で、最適値はアプリケーションに、特に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、温度などすべ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。LT3684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。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。

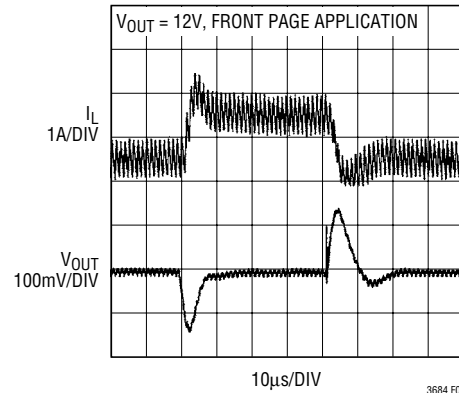


図3. 負荷電流を500mAから1500mAにステップさせたときの、表紙のLT3684アプリケーションの過渡負荷応答。
 $V_{OUT} = 3.3V$

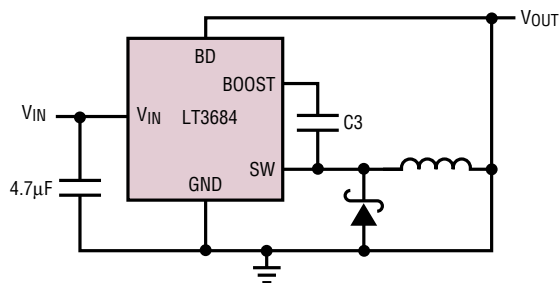
負荷電流を500mAから1500mAにステップさせてから再度500mAに戻したときの過渡応答を図3に示します。

BOOSTピンとBIASピンに関する検討事項

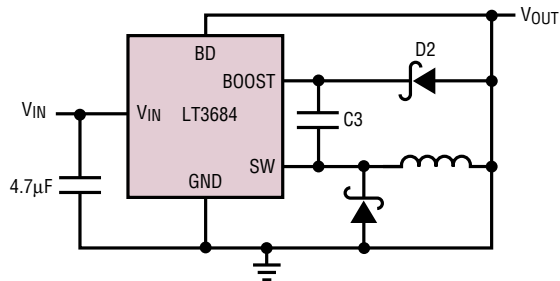
入力電圧より高い昇圧電圧を発生させるため、コンデンサ C_3 と内部ショットキー・ダイオード(ブロック図を参照)が使われます。ほとんどの場合、 $0.22\mu F$ のコンデンサで問題なく動作します。図2に昇圧回路の構成法を3つ示します。最高の効率を得るには、BOOSTピンはSWピンより2.3V以上高くする必要があります。3V以上の出力の場合、標準回路(図4a)が最適です。2.8V~3Vの出力には、 $1\mu F$ の昇圧コンデンサを使います。2.5Vの出力は特殊なケースです。なぜなら、内部昇圧ダイオードを使って昇圧するドライブ段をサポートするのにかろうじて使えるからです。2.5Vの出力で信頼性の高いBOOSTピン動作を実現するには、(ON SemiconductorのMBR0540のような)条件に合った外部ショットキー・ダイオードと $1\mu F$ 昇圧コンデンサを使います(図4b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4b)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。電圧の低い方の電圧源からBOOSTピンの電流とBIASピンの消費電流が供給されるので、図4aの回路の方が効率が高くなります。BOOSTピンとBIAS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。

LT3684のアプリケーションの最小動作電圧は前のセクションで説明されているように最小入力電圧(3.6V)と最大デューティ・サイクルによって制限されます。

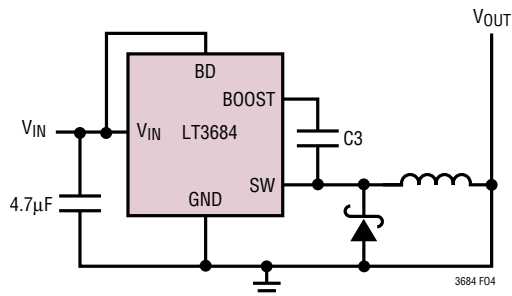
アプリケーション情報



(4a) $V_{OUT} > 2.8V$ の場合



(4b) $2.5V < V_{OUT} < 2.8V$ の場合



(4c) $V_{OUT} < 2.5V$ の場合

図4. 昇圧電圧を発生させる3つの回路

正しく起動するには、最小入力電圧は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LT3684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。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5に示します。

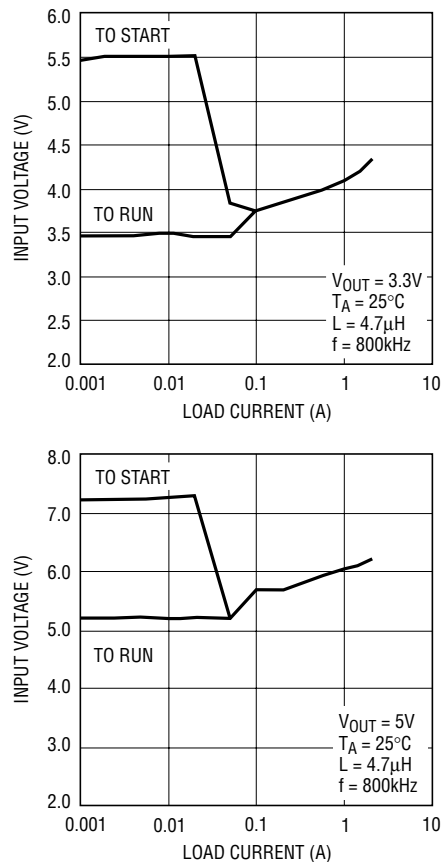


図5. 最小入力電圧は出力電圧、負荷電流および昇圧回路に依存する

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り、起動するための最小入力は動作を継続するための最小入力と同じになります。これは、たとえば、 V_{IN} が与えられた後にRUN/SSがアサートされると生じます。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LT3684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。

アプリケーション情報

ソフトスタート

RUN/SSピンを使ってLT3684をソフトスタートさせることができますので、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フィルタを通してドライブされます。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2.3V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。

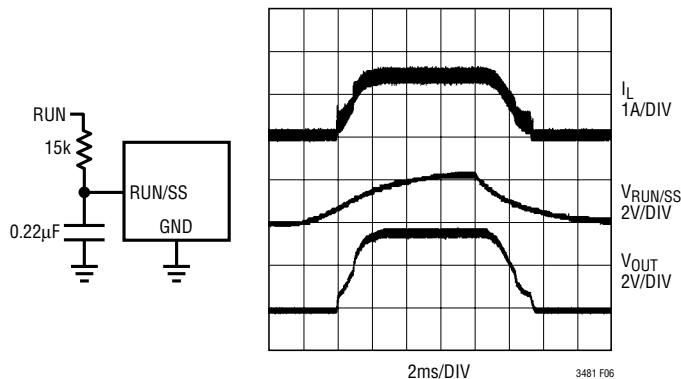


図6. LT3684をソフトスタートさせるには抵抗とコンデンサをRUN/SSピンに追加する

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ると、LT3684降圧レギュレータは出力の短絡に耐えます。LT3684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。それはバッテリーや他の電源がLT3684の出力とダイオードOR結合されているバッテリー充電アプリケーションやバッテリー・バックアップ・システムで生じることがあります。VIN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、あるいはVIN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LT3684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VINを接地すると、出力からSWピンおよびVINピンを通してLT3684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。

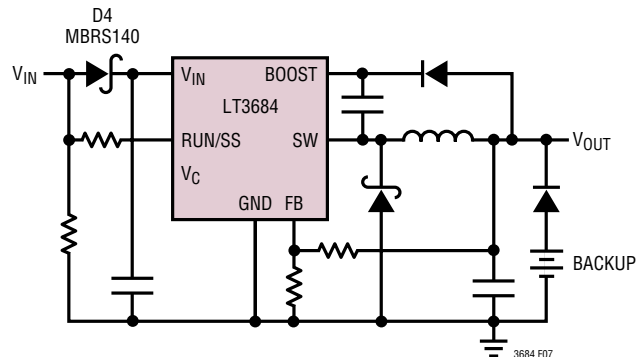


図7. ダイオードD4は、出力に接続されたバックアップ用バッテリーが短絡入力によって放電するのを防ぐ。また、回路を逆入力から保護する。LT3684は入力を与えられているときだけ動作する

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7に示します。

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、グランド・プレーンおよびビアの位置を図8に示します。大きなスイッチング電流がLT3684のVINピンとSWピン、キャッチ・ダイオード(D1)および入力コンデンサ(C1)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。これらの部品の下には切れ目のないローカル・グランド・プレーンを配置します。SWノードとBOOSTノードはできるだけ小さくします。最後に、グランド・トレースがSWノードとBOOSTノードからFBノードとVCノードを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は、ヒートシンクとして機能するように、グランド・プレーンに半田付けする必要があります。熱抵抗を低く保つには、グランド・プレーンをできるだけ広げ、基板内の追加グランド・プレーンや裏側へのサーマル・ビアをLT3684の下や近くに追加します。

アプリケーション情報

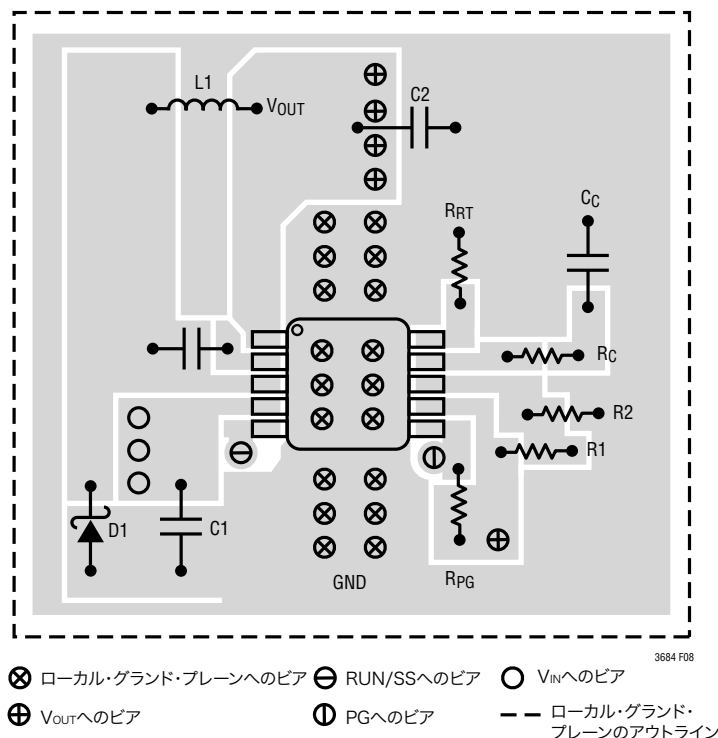


図8. 優れたPCBレイアウトによる適切な低EMI動作の保証

安全な活線挿入

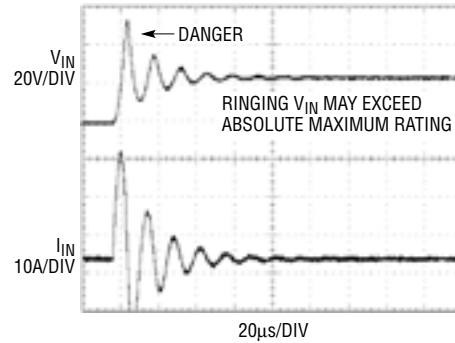
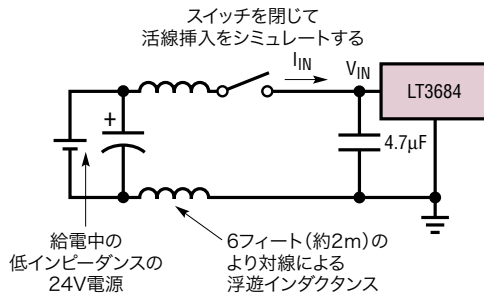
セラミック・コンデンサはサイズが小さく、堅牢でインピーダンスが低いので、LT3684の回路の入力バイパス・コンデンサに最適です。ただし、LT3684が給電中の電源に挿入されると、これらのコンデンサは問題を生じることがあります(詳細についてはリニアテクノロジー社の「アプリケーションノート88」を参照)。低損失のセラミック・コンデンサは電源に直列の浮遊インダクタンスと結合して減衰の小さなタンク回路を形成し、LT3684の V_{IN} ピンの電圧に公称入力電圧の2倍に達するリングングを生じる可能性があり、このリングングがLT3684の定格を超えてデバイスを傷めるおそれがあります。入力電源の制御が十分でなかったり、ユーザーがLT3684を給電中の電源に差し込んだりする場合は、このようなオーバーシュートを防ぐように入力ネットワークを設計する必要があります。LT3684の回路が24Vの電源に9フィートの24番ゲージのより対線で接続される場合に生じる波形を図6に示します。最初のプロットは入力に4.7 μ Fのセラミック・コンデンサを使った場合の応答です。入力電圧は50Vに達するリングングを生じ、入力電圧のピークは26Aに達します。良いソリューションを図9bに示します。電圧オーバー

シュートを抑えるため、0.7 Ω 抵抗が入力に直列に追加されています(ピーク入力電流も下がります)。0.1 μ Fのコンデンサにより高周波フィルタ機能が改善されています。高い入力電圧の場合、効率に与える影響は小さく、24V電源で動作しているとき最大負荷の5V出力の効率は1.5%下がります。

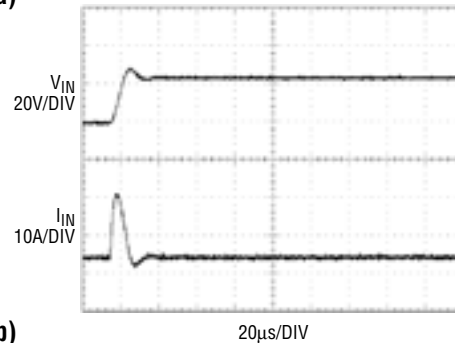
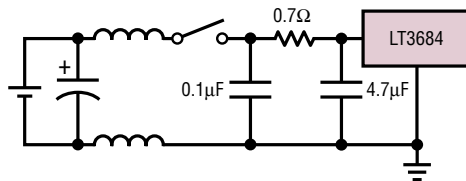
高温に関する検討事項

LT3684の温度を上げないため、PCBはヒートシンクを与える必要があります。パッケージの底の露出パッドはグランド・プレーンに半田付けする必要があります。このグランドはサーマル・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LT3684が発生する熱を放散します。ビアを追加すると、熱抵抗をさらに減らすことができます。これらのステップにより、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。100 LFPM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。LT3684は出力電流能力が大きいので、接合部温度が絶対最大定格の125 $^{\circ}\text{C}$ を超えて上昇するのに十分な熱を放散する可能性があります。

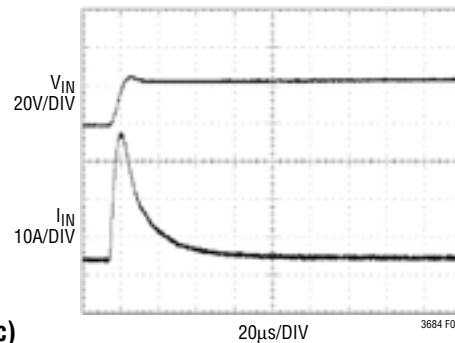
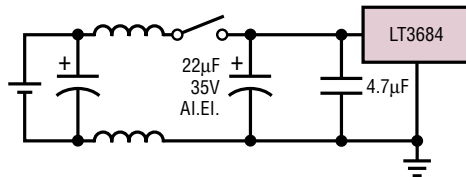
アプリケーション情報



(9a)



(9b)



(9c)

図9. 入力ネットワークを正しく選択すると、LT3684を給電中の電源に接続したとき入力電圧のオーバーシュートを防ぎ、信頼性の高い動作を保証する

高い周囲温度で動作させるとき、周囲温度が125°Cに近づくとつれ、最大負荷電流をディレーティングします。

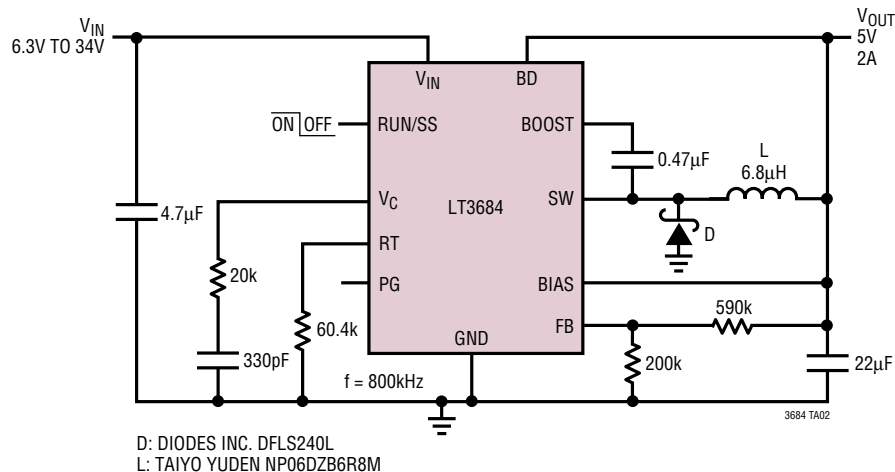
LT3684内部の電力消費は効率測定から計算される総電力損失からキャッチ・ダイオードの損失とインダクタの損失を差し引いて推測することができます。ダイ温度は、LT3684の消費電力に(接合部から周囲への)熱抵抗を掛けて計算します。

リニアテクノロジー社の他の出版物

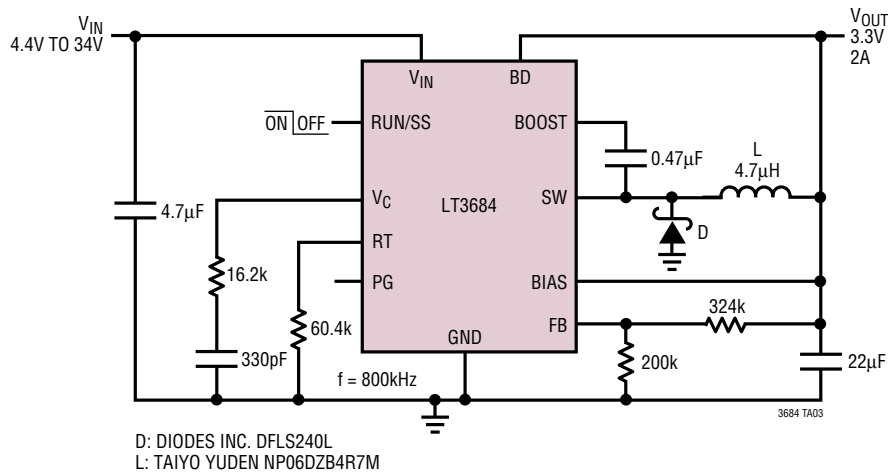
「アプリケーションノート」の19、35および44には降圧レギュレータと他のスイッチング・レギュレータの詳細な説明と設計情報が含まれています。LT1376のデータシートには出力リップル、ループ補償および安定性のテストに関するさらに広範な説明が与えられています。「デザインノート100」には降圧レギュレータを使った両極出力電圧を発生させる方法が示されています。

標準の応用例

5V降圧コンバータ



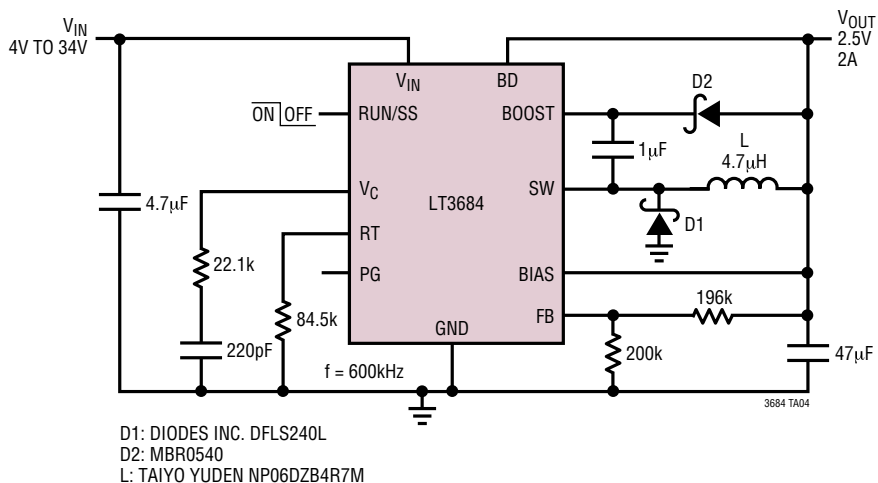
3.3V降圧コンバータ



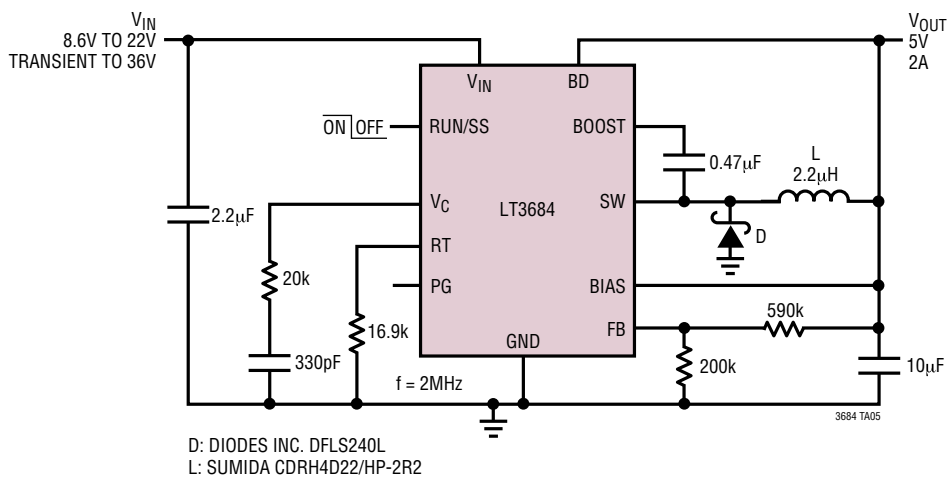
LT3684

標準的応用例

2.5V降圧コンバータ



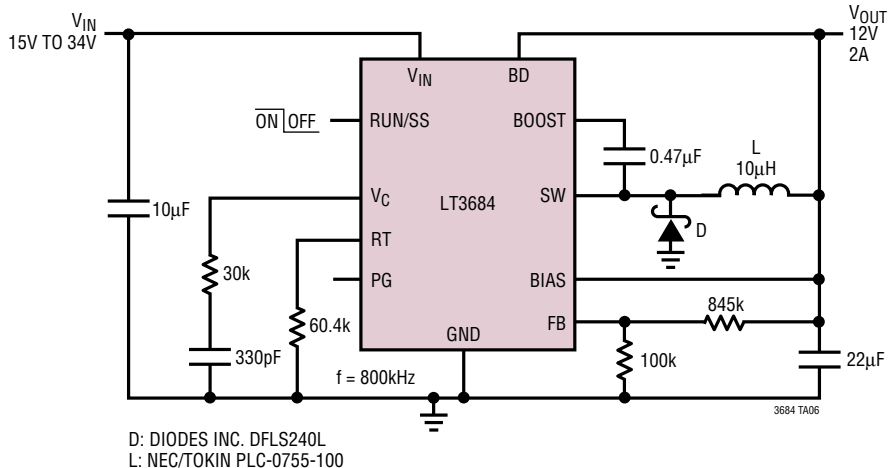
5V、2MHz降圧コンバータ



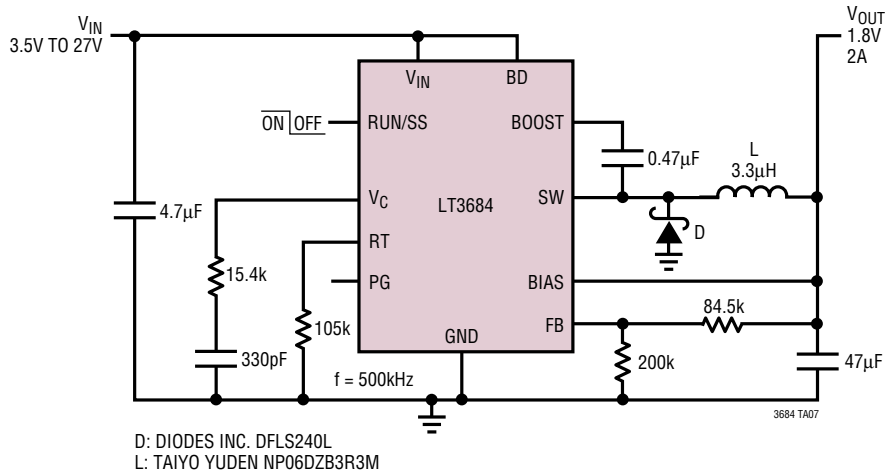
3684f

標準的応用例

12V降圧コンバータ

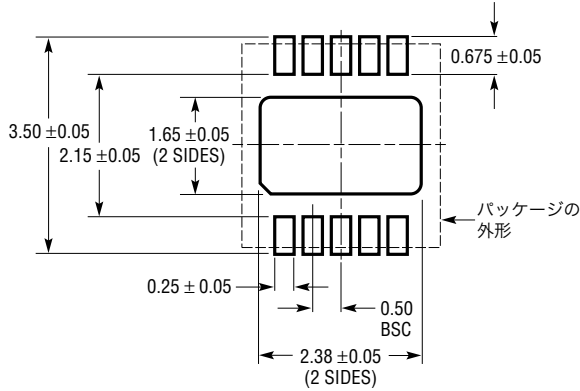


1.8V降圧コンバータ

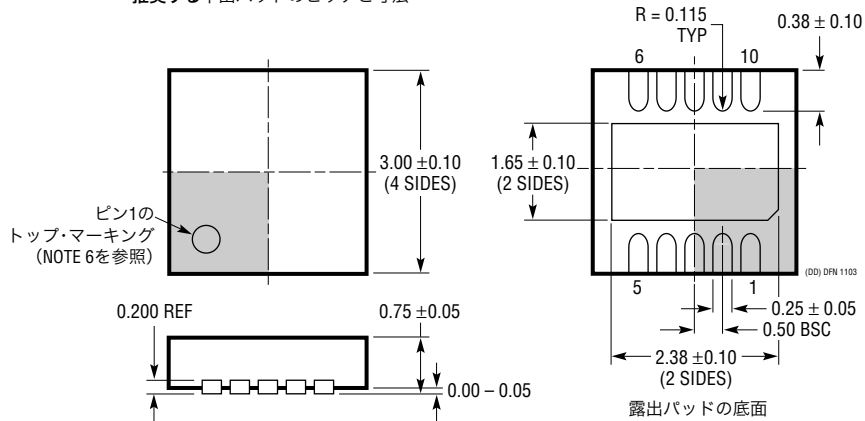


パッケージ寸法

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



推奨する半田パッドのピッチと寸法

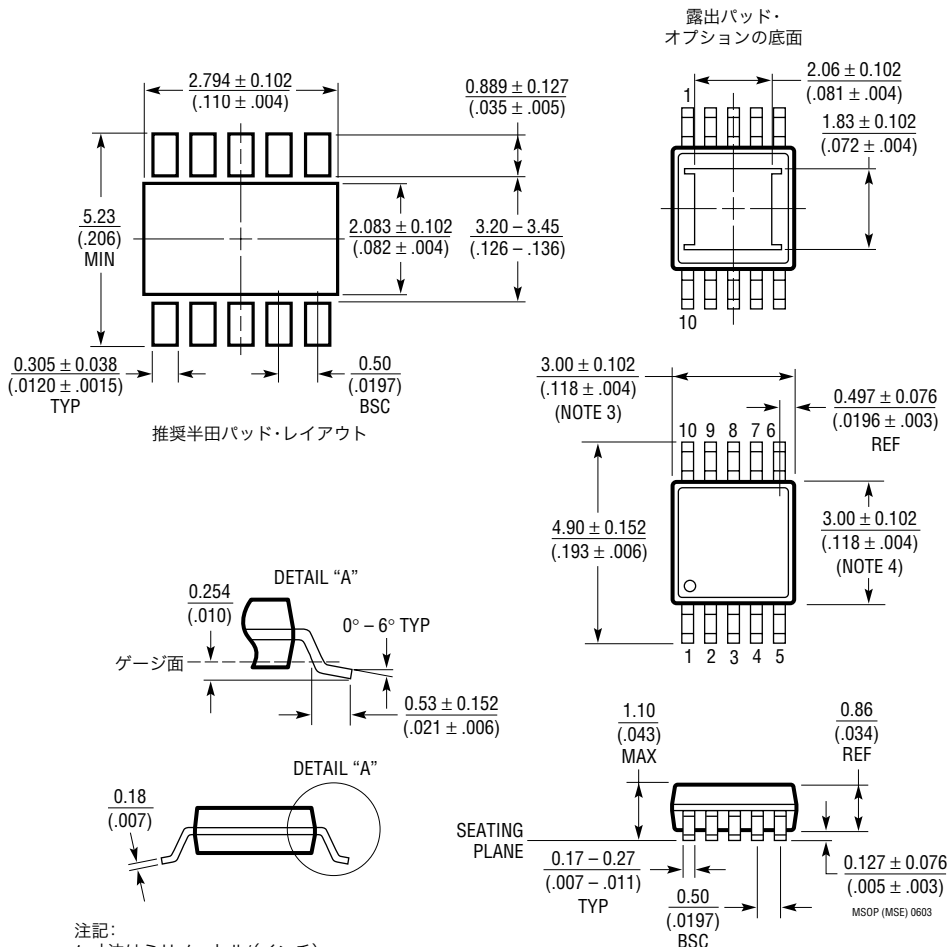


注記:

1. 図はJEDECパッケージ・アウトラインM0-229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トップとボトムのピン1の位置の参考に過ぎない

パッケージ寸法

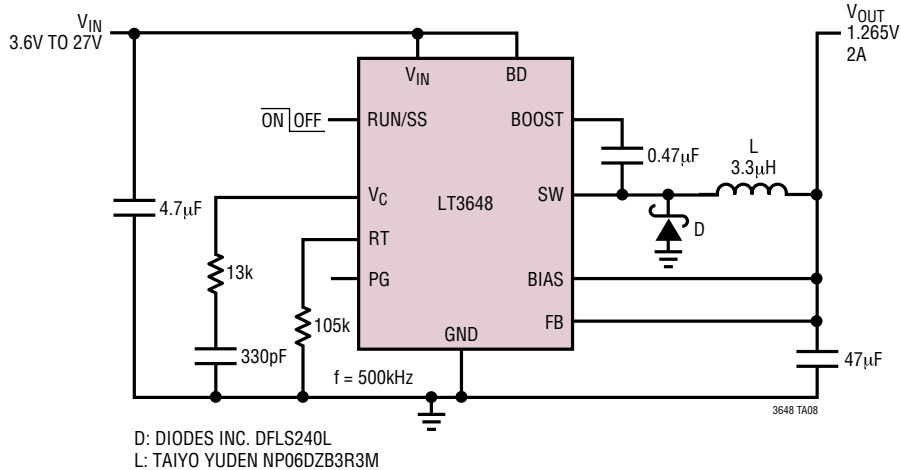
MSEパッケージ
10ピン・プラスチックMSOP
(Reference LTC DWG # 05-08-1664)



- 注記:
1. 寸法はミリメートル/(インチ)
 2. 図は実寸とは異なる
 3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない。
モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは、各サイドで0.152mm (0.006")を超えないこと
 4. 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない。
リード間のバリまたは突出部は、各サイドで0.152mm (0.006")を超えないこと
 5. リードの平坦度(整形後のリードの底面)は最大0.102mm (.004")であること

標準的応用例

1.265V降圧コンバータ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1933	500mA (I _{OUT}), 500kHz降圧スイッチング・レギュレータ、SOT-23	V _{IN} : 3.6V~36V, V _{OUT(MIN)} = 1.2V, I _Q = 1.6mA, I _{SD} < 1µA、ThinSOT™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~80V, V _{OUT(MIN)} = 1.25V, I _Q = 100µA, I _{SD} < 1µA、DFN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
LT3493	36V, 1.2A (I _{OUT}), 750kHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 3.6V~40V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 1.9mA, I _{SD} < 1µA、DFNパッケージ
LT1976/LT1977	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)} = 1.20V, I _Q = 100µA, I _{SD} < 1µA、TSSOP16Eパッケージ
LT1767	25V, 1.2A (I _{OUT}), 1.1MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 3V~25V, V _{OUT(MIN)} = 1.20V, I _Q = 1mA, I _{SD} < 6µA、MS8/E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)} = 1.20V, I _Q = 3.8mA, I _{SD} < 30µA、TSSOP16Eパッケージ
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)} = 1.20V, I _Q = 2.5mA, I _{SD} < 25µA、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付き	V _{IN} : 3.3V~60V, V _{OUT(MIN)} = 1.20V, I _Q = 100µA, I _{SD} < 1µA、TSSOP16Eパッケージ
LT3481	36V, 2A (I _{OUT}), マイクロパワー2.8MHz、高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 3.6V~36V, V _{OUT(MIN)} = 1.265V, I _Q = 5µA, I _{SD} < 1µA、3mm × 3mm DFNおよびMS10Eパッケージ