

平均入力電流制限を 設定可能な400mA/800mA 同期整流式降圧DC/DCコンバータ

特長

- 平均入力電流制限を設定可能: $\pm 5\%$ 精度
- デュアル降圧出力: 効率が最大96%
- 低リップル ($< 25\text{mV}_{\text{p-p}}$) Burst Mode[®] 動作: $I_Q = 50\mu\text{A}$
- 入力電圧範囲: 2.5V ~ 5.5V
- 出力電圧範囲: 0.6V ~ 5V
- 2.25MHzの固定周波数動作
- 各チャンネルごとのパワーグッド出力電圧モニタ
- 低損失動作: 100% デューティサイクル
- チャンネルごとに個別のソフトスタート回路を内蔵
- 電流モード動作により、優れた入力および負荷過渡応答を実現
- 出力電圧精度: $\pm 2\%$
- 短絡保護
- シャットダウン電流: $\leq 1\mu\text{A}$
- 熱特性が改善された小型10ピンMSEおよび3mm × 3mm DFNパッケージ

アプリケーション

- 高ピーク負荷電流アプリケーション
- USB駆動機器
- スーパーキャパシタの充電
- ラジオ送信機などのハンドヘルド機器

概要

LTC[®]3619は、固定周波数電流モード・アーキテクチャを採用したデュアル・モノリシック同期整流式降圧レギュレータです。

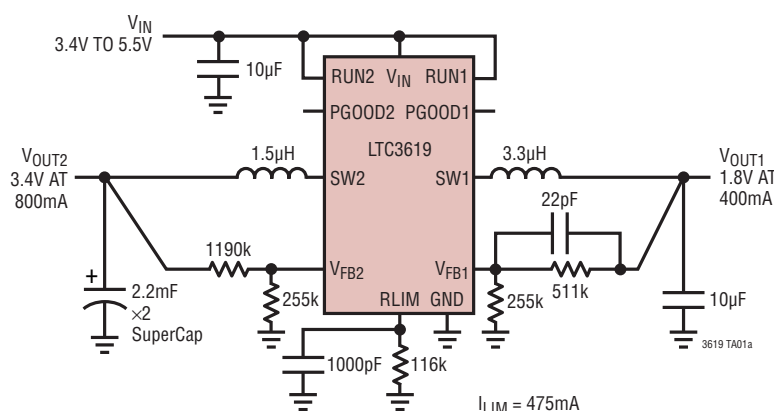
入力電源電圧範囲が2.5V ~ 5.5Vなので、リチウムイオン・バッテリーやUSBで駆動されるアプリケーションに最適です。100% デューティサイクルが可能で、低損失動作を行い、バッテリー駆動システムの動作時間を延長します。0.6Vの帰還リファレンス電圧により、低出力電圧が可能です。チャンネル1とチャンネル2は、400mAと800mAの出力電流をそれぞれ供給可能です。

平均入力電流制限を設定可能なLTC3619は、入力電流が制限されていても入力電源電圧を急落させずに出力から大きなピーク負荷電流を供給できるので、USBアプリケーションやポイントオブロード電源に最適です。両チャンネルの電流の合計が入力電流制限値を超えると、チャンネル1は安定化されたままで、チャンネル2は電流制限されます。動作周波数は内部で2.25MHzに設定されているので、小型の表面実装インダクタを使用できます。また、内部ソフトスタートにより、起動時の突入電流が低減されます。LTC3619は小型MSOPパッケージと3mm × 3mm DFNパッケージで供給されます。また、低ノイズで高効率のパルススキップ・バージョンであるLTC3619Bも提供しています。

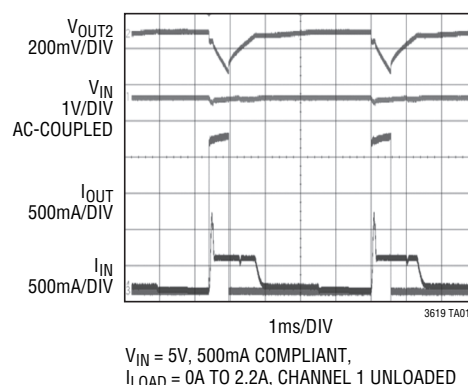
LT、LTC、LTM、Linear Technology、LinearのロゴおよびBurst Modeはリニアテクノロジー社の登録商標です。Hot Swapは、リニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。5481178、6127815、6304066、6498466、6580258、6611131を含む米国特許により保護されています。

標準的応用例

10ピン3mm × 3mm DFNのデュアル・モノリシック降圧レギュレータ



GSMパルス負荷



3619fa

LTC3619

絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN})	−0.3V~6V
V_{FB1} 、 V_{FB2}	−0.3V~($V_{IN}+0.3V$)
RUN1、RUN2、RLIM	−0.3V~($V_{IN}+0.3V$)
SW1、SW2	−0.3V~($V_{IN}+0.3V$)
PGOOD1、PGOOD2	−0.3V~($V_{IN}+0.3V$)
PチャンネルSWのソース電流 (DC) (Note 2)	
チャンネル1	600mA
チャンネル2	1A
NチャンネルSWのソース電流 (DC) (Note 2)	
チャンネル1	600mA
チャンネル2	1A

ピークSWソースおよびシンク電流 (Note 2)	
チャンネル1	900mA
チャンネル2	2A
動作接合部温度範囲	
(Note 3、6、8)	−40°C~125°C
保存温度範囲	−65°C~125°C
リード温度 (半田付け、10秒)	
MSOPパッケージ	300°C
リフロー・ピーク・ボディ温度	260°C

ピン配置

<p>TOP VIEW</p> <p>DD PACKAGE 10-LEAD (3mm × 3mm) PLASTIC DFN $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 40^{\circ}C/W$ EXPOSED PAD (PIN 11) IS GND, MUST BE SOLDERED TO PCB</p>	<p>TOP VIEW</p> <p>MSE PACKAGE 10-LEAD PLASTIC MSOP $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 45^{\circ}C/W$ EXPOSED PAD (PIN 11) IS GND, MUST BE SOLDERED TO PCB</p>
---	---

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
LTC3619EDD#PBF	LTC3619EDD#TRPBF	LFKM	10-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	−40°C to 85°C
LTC3619IDD#PBF	LTC3619IDD#TRPBF	LFKM	10-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	−40°C to 125°C
LTC3619EMSE#PBF	LTC3619EMSE#TRPBF	LTFKN	10-Lead Plastic MSOP	−40°C to 85°C
LTC3619IMSE#PBF	LTC3619IMSE#TRPBF	LTFKN	10-Lead Plastic MSOP	−40°C to 125°C

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。*温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

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。注記がない限り、 $V_{IN} = 5V$ 。(Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{IN}	V_{IN} Operating Voltage Range		● 2.5		5.5	V
V_{UV}	V_{IN} Undervoltage Lockout	V_{IN} Low to High	●	2.1	2.5	V

3619fa

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。注記がない限り、 $V_{IN} = 5\text{V}$ 。(Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
I_{FB}	Feedback Pin Input Current		●			±30	nA
V_{FBREG}	Feedback Voltage (Channels 1, 2)	LTC3619E, $-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 85^\circ\text{C}$ LTC3619I, $-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$	● ●	0.588 0.582	0.600 0.600	0.612 0.618	V V
$\Delta V_{LINEREG}$	V_{FB} Line Regulation	$V_{IN} = 2.5\text{V}$ to 5.5V (Note 7)			0.01	0.25	%/V
$\Delta V_{LOADREG}$	V_{FB} Load Regulation (Channel 1) V_{FB} Load Regulation (Channel 2)	$I_{LOAD} = 0\text{mA}$ to 400mA (Note 7) $I_{LOAD} = 0\text{mA}$ to 800mA (Note 7)			0.5 0.5		% %
I_S	Supply Current Active Mode (Note 4) Sleep Mode Shutdown	$V_{FB1} = V_{FB2} = 0.95 \times V_{FBREG}$ $V_{FB} = 1.05 \times V_{FBREG}$, $V_{IN} = 5.5\text{V}$ $V_{RUN1} = V_{RUN2} = 0\text{V}$, $V_{IN} = 5.5\text{V}$			600 50 1	875 100	μA μA μA
f_{OSC}	Oscillator Frequency	$V_{FB} = 0.6\text{V}$	●	1.8	2.25	2.7	MHz
$I_{LIM(PEAK)}$	Peak Switch Current Limit Channel 1 (400mA) Channel 2 (800mA)	$V_{IN} = 5\text{V}$, $V_{FB} < V_{FBREG}$, Duty Cycle <35%		550 1200	800 1600		mA mA
$I_{INLIM(PEAK)}$	Input Average Current Limit	$R_{LIM} = 116\text{k}$ $R_{LIM} = 116\text{k}$, LTC3619E $R_{LIM} = 116\text{k}$, LTC3619I	● ●	450 437 427	475 475 475	500 513 523	mA mA mA
$R_{DS(ON)}$	Channel 1 (Note 5) Top Switch On-Resistance Bottom Switch On-Resistance Channel 2 (Note 5) Top Switch On-Resistance Bottom Switch On-Resistance	$V_{IN} = 5\text{V}$, $I_{SW} = 100\text{mA}$ $V_{IN} = 5\text{V}$, $I_{SW} = 100\text{mA}$ $V_{IN} = 5\text{V}$, $I_{SW} = 100\text{mA}$ $V_{IN} = 5\text{V}$, $I_{SW} = 100\text{mA}$			0.45 0.35 0.27 0.25		Ω Ω Ω Ω
$I_{SW(LKG)}$	Switch Leakage Current	$V_{IN} = 5\text{V}$, $V_{RUN} = 0\text{V}$			0.01	1	μA
$t_{SOFTSTART}$	Soft-Start Time	V_{FB} from 0.06V to 0.54V		0.3	0.95	1.3	ms
V_{RUN}	RUN Threshold High		●	0.4	1	1.2	V
I_{RUN}	RUN Leakage Current		●		0.01	1	μA
PGOOD	Power Good Threshold	Entering Window V_{FB} Ramping Up V_{FB} Ramping Down Leaving Window V_{FB} Ramping Up V_{FB} Ramping Down		-5 5	-7 7		% %
PGOOD Blanking	Power Good Blanking Time	PGOOD Rising and Falling, $V_{IN} = 5\text{V}$			90		μs
R_{PGOOD}	Power Good Pull-Down On-Resistance			8	15	30	Ω
I_{PGOOD}	PGOOD Leakage Current	$V_{PGOOD} = 5\text{V}$				±1	μA

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。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: 長期電流密度制限によって保証されている。

Note 3: LTC3619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。LTC3619E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。LTC3619Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で規定された性能に適合することが保証されている。

Note 4: 動作時消費電流はスイッチング周波数で供給される内部ゲート電荷により増加する。

Note 5: スwitchのオン抵抗はウェハ・レベルの測定によって保証されている。

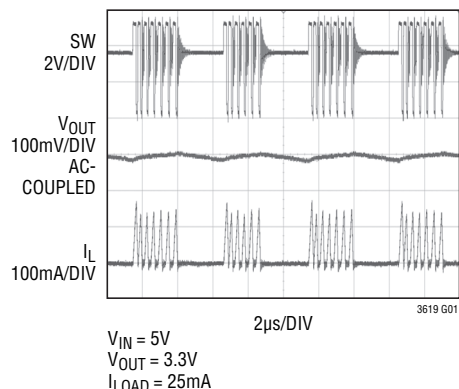
Note 6: このデバイスには短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過温度保護機能が備わっている。過温度保護機能がアクティブなとき接合部温度は 125°C を超える。規定された最大動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうおそれがある。

Note 7: コンバータは誤差アンプの出力をSWピンに接続する独自のテスト・モードでテストされる。SWピンは外部サーボ・ループに接続される。

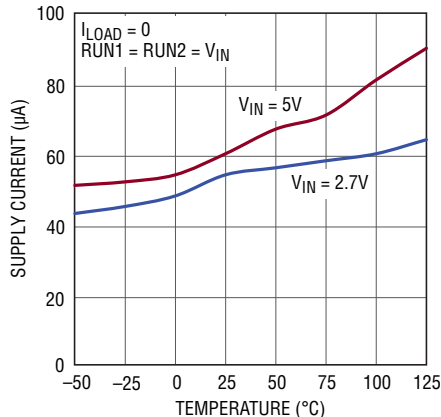
Note 8: T_J は周囲温度 T_A および電力損失から次式にしたがって計算される。 $T_J = T_A + (P_D)(\theta_{JA})$ ($^\circ\text{C}$)

標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 5\text{V}$ 。

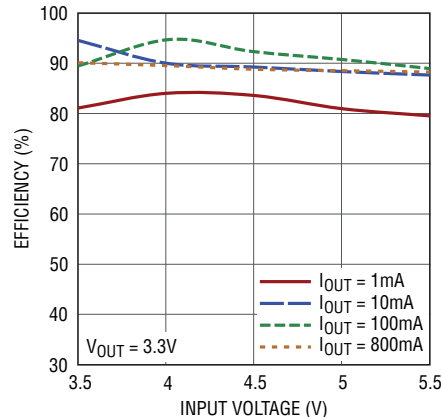
Burst Mode動作



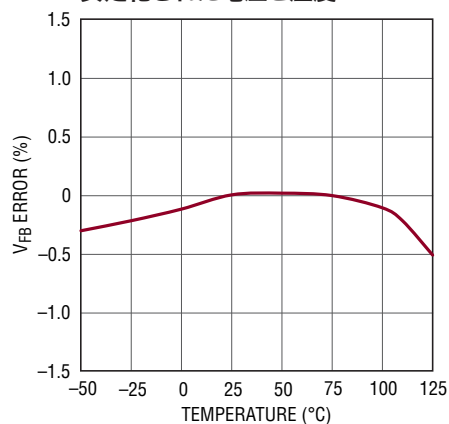
消費電流と温度



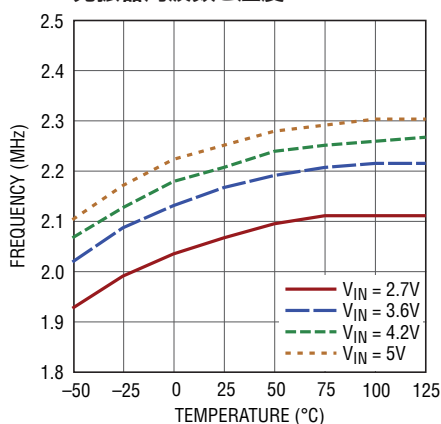
効率と入力電圧(チャネル2)



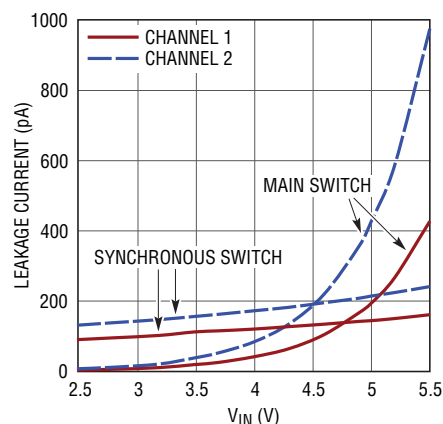
安定化された電圧と温度



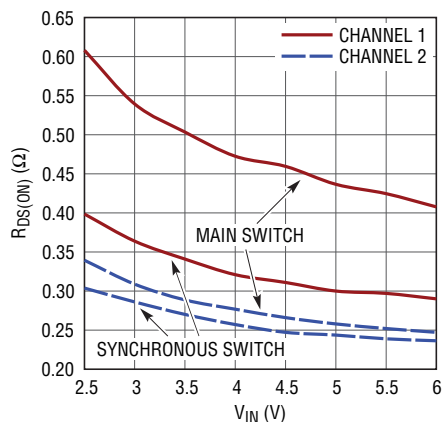
発振器周波数と温度



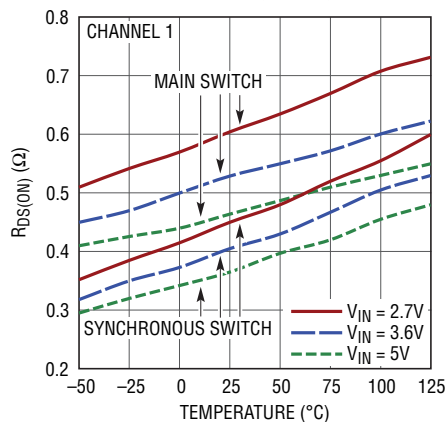
スイッチのリーク電流と入力電圧



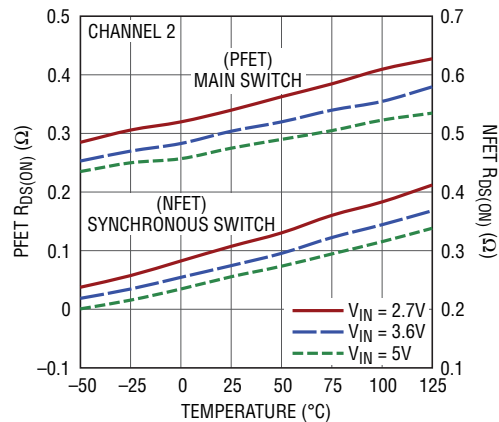
スイッチのオン抵抗と入力電圧

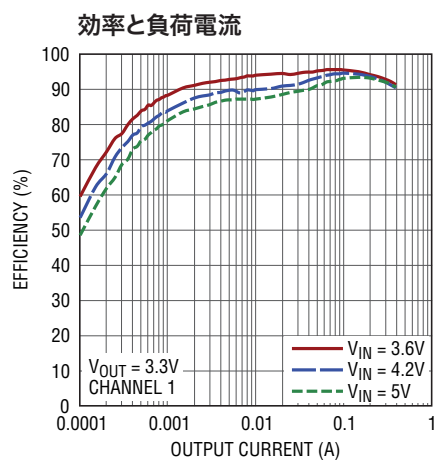


スイッチのオン抵抗と温度

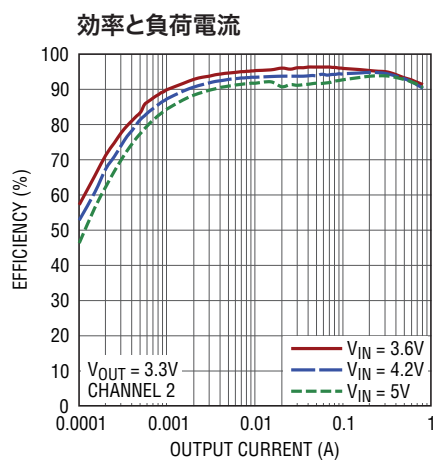


スイッチのオン抵抗と温度

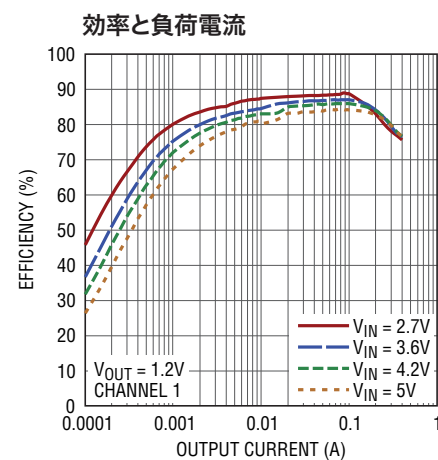


標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 5\text{V}$ 。

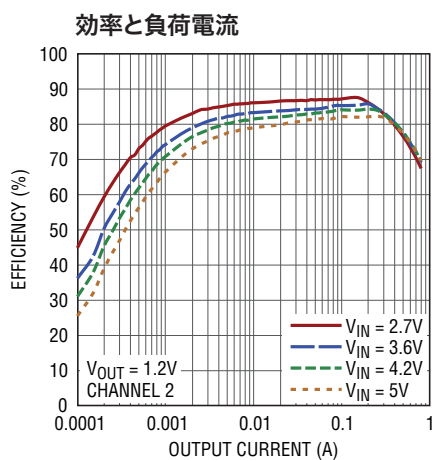
3619 G10



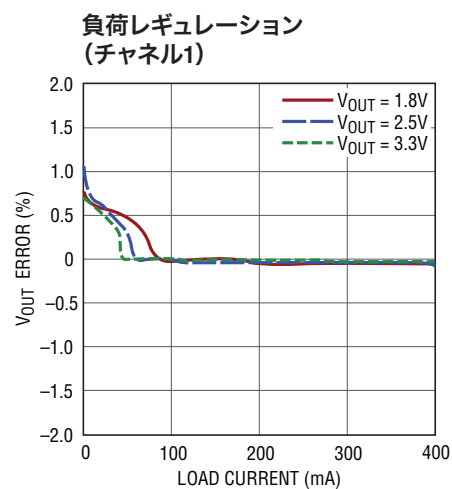
3619 G11



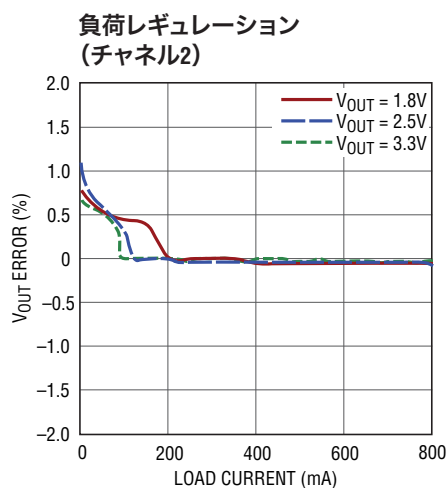
3619 G12



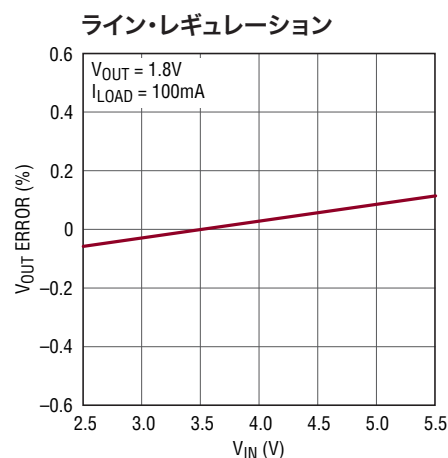
3619 G13



3619 G14



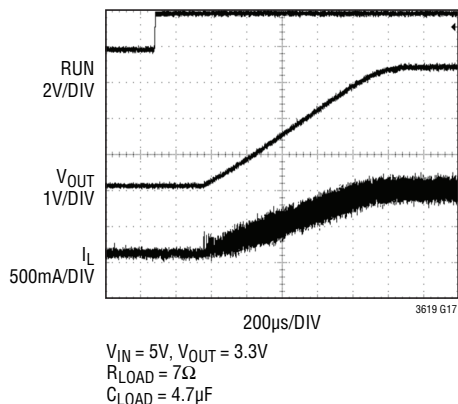
3619 G15



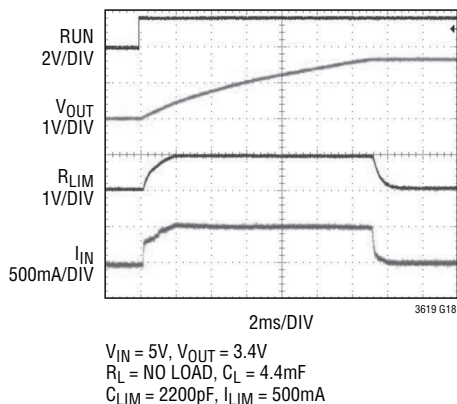
3619 G16

標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 5\text{V}$ 。

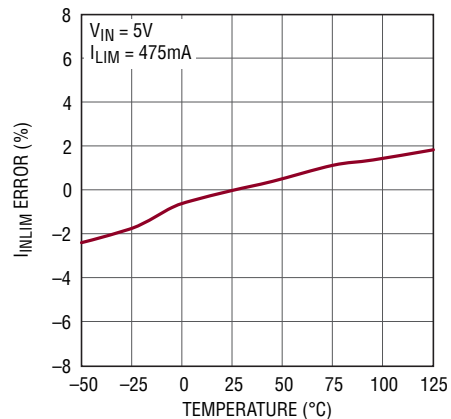
シャットダウンからの起動



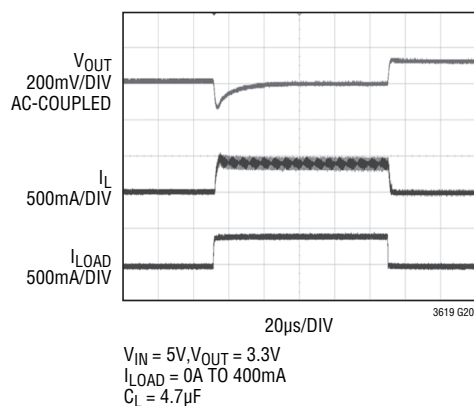
シャットダウンからの起動
(チャンネル2)



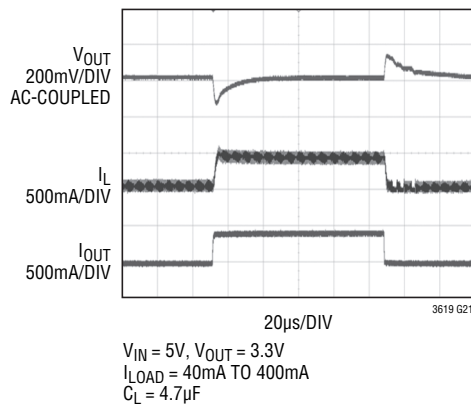
平均入力電流制限と温度



負荷ステップ(チャンネル1)



負荷ステップ(チャンネル1)



ピン機能 (DD/MSE)

V_{FB1} (ピン1/ピン1) :レギュレータ1の出力フィードバック。レギュレータ1の出力に接続された外部抵抗分割器からの帰還電圧を受け取ります。このピンの公称電圧は0.6Vです。

RUN1 (ピン2/ピン2) :レギュレータ1のイネーブル。このピンをV_{IN}に強制するとレギュレータ1がイネーブルされ、GNDに強制するとレギュレータ1がシャットダウンします。

RLIM (ピン3/ピン3) :平均入力電流制限プログラミング・ピン。抵抗とコンデンサを並列にこのピンからグラウンドに接続します。

PGOOD1 (ピン4/ピン4) :オープン・ドレインのロジック出力。V_{FB1}ピンの電圧がパワーグッド・スレッショルド内にあるとき、PGOOD1はグラウンドに引き下げられます。

SW1 (ピン5/ピン5) :レギュレータ1のスイッチ・ノードのインダクタへの接続。このピンはV_{IN}からGNDまで振幅します。

V_{IN} (ピン6/ピン6) :主電源。GNDの近くでデカップリングする必要があります。

SW2 (ピン7/ピン7) :レギュレータ2のスイッチ・ノードのインダクタへの接続。このピンはV_{IN}からGNDまで振幅します。

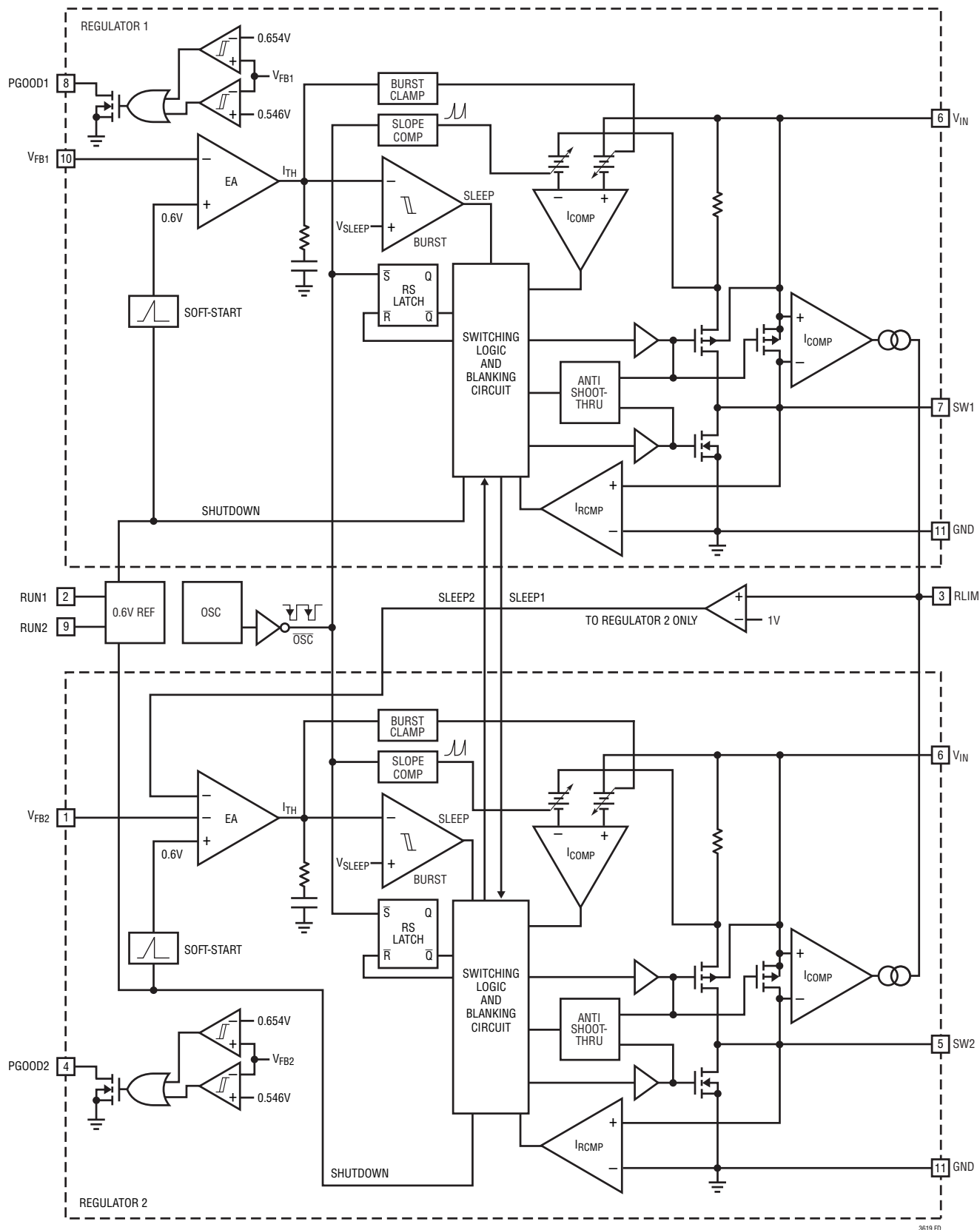
PGOOD2 (ピン8/ピン8) :オープン・ドレインのロジック出力。V_{FB2}ピンの電圧がパワーグッド・スレッショルド内にあるとき、PGOOD2はグラウンドに引き下げられます。

RUN2 (ピン9/ピン9) :レギュレータ2のイネーブル。このピンをV_{IN}に強制するとレギュレータ2がイネーブルされ、GNDに強制するとレギュレータ2がシャットダウンします。

V_{FB2} (ピン10/ピン10) :レギュレータ2の出力フィードバック。レギュレータ2の出力に接続された外部抵抗分割器からの帰還電圧を受け取ります。このピンの公称電圧は0.6Vです。

GND (ピン11/ピン11) :グラウンド。ボトム露出パッド。C_{OUT}の(−)ターミナルおよびC_{IN}の(−)ターミナルに接続します。露出パッドはPCBに半田付けする必要があります。

機能図



3619 FD

3619fa

動作

LTC3619は固定周波数の電流モード・アーキテクチャを採用しています。動作周波数は2.25MHzに設定されています。両方のチャンネルは同じクロックを共有し、同じ位相で動作します。

出力電圧は V_{FB} ピンに戻される外部抵抗分割器によって設定されます。誤差アンプが分圧された出力電圧を0.6Vのリファレンス電圧と比較し、それに従ってピーク・インダクタ電流を調節します。

LTC3619は両方のチャンネルの入力電流を連続的にモニタします。両方のチャンネルの電流の和が外部抵抗(R_{LIM})によってプログラムされる入力電流リミットを超えると、チャンネル2が電流制限されますが、チャンネル1は安定化されたままです。

メイン制御ループ

通常動作時、 V_{FB} 電圧がリファレンス電圧より低いと、トップ・パワースイッチ(PチャンネルMOSFET)がクロック・サイクルの始点でオンします。 I_{TH} によって制御されるピーク・インダクタ電流に達するまで、インダクタと負荷に流れる電流が増加します。RSラッチが同期スイッチをオフすると、次のクロック・サイクルが始まるまで、またはインダクタ電流が反転し始める(I_{RCMP} コンパレータによって検出される)まで、インダクタに蓄えられたエネルギーがボトム・スイッチ(NチャンネルMOSFET)を通して負荷に放電します。

ピーク・インダクタ電流は内部で補償された I_{TH} 電圧によって制御されます。この電圧は誤差アンプEAの出力です。このアンプはピーク電流をそれに従って調節することにより、 V_{FB} ピンを内部0.6Vリファレンスに調節します。

入力電流制限が作動していると、ピーク・インダクタ電流が下がり、そのためスイッチングのデューティサイクルと V_{OUT} が減少します。これにより、入力電源のプログラムされた電流出力能力が満たされているので、入力電圧は安定化された状態に留まることができます。

軽負荷動作

LTC3619は負荷電流が低いと自動的に連続動作からBurst Mode動作に移行します。比較的軽い負荷の間、(I_{TH} によって設定される)ピーク・インダクタ電流はチャンネル1とチャンネル2でそれぞれ約60mAと120mAに固定されたままです。PMOSスイッチは負荷需要に基づいて間欠的に動作します。サイクルを断続的に実行することにより、スイッチング損失を最小に抑えます。それぞれのバーストの継続時間は、軽負荷時の数サイクルから中負荷時の短いスリープ期間を挟んだほぼ連続的なサイクルに至るまで、変化することができます。スリープ状態では、負荷電流は唯一出力コンデンサから供給されます。内部回路の大部分はオフして消費電流を節約します。出力電圧が垂下するにつれ、誤差アンプの出力がスリープ・スレッシュホールドを超えて上昇し、バースト・コンパレータを逆トリップしてトップMOSFETをオンします。このサイクルが負荷需要に依存した速度で繰り返されます。

ドロップアウト動作

入力電源電圧が出力電圧に向かって低下すると、デューティサイクルが100%に増加しますが、これがドロップアウト状態です。ドロップアウトではPMOSスイッチが連続的にオンし、このときの出力電圧は、入力電圧から内部PチャンネルMOSFETとインダクタの電圧降下を差し引いた電圧に等しくなります。

設計で考慮すべき重要な点は、入力電源電圧の低下にともない、Pチャンネル・スイッチの $R_{DS(ON)}$ が増加することです(「標準的性能特性」を参照)。したがって、LTC3619が低い入力電圧で(つまり100%デューティサイクルで)使用されるときに最悪条件の電力損失を計算する必要があります(「アプリケーション情報」のセクションの「熱に関する検討事項」を参照)。

ソフトスタート

入力バイパス・コンデンサの突入電流を最小に抑えるため、LTC3619は起動時に出力電圧をゆっくりランプアップさせます。RUN1ピンまたはRUN2ピンが“H”に引き上げられると、対応する出力がゼロからフルスケールまで約950 μ sの時間をかけてランプします。これにより、LTC3619が出力コンデンサを急速に充電する必要がなくなるので、過度の瞬時電流の供給が防止されます。

動作

重い負荷(たとえば、ミリファラッドの容量)が出力に加わると、出力を安定化状態まで充電するのに950μsより長くかかることがあります。ソフトスタート時間経過後、出力がまだ低いと、LTC3619は出力コンデンサを急速に充電しようとします。この場合、出力を短時間に充電するのに必要な過度の瞬時電流量を、入力電流制限が(それが作動した後)防ぐことができます。「標準的性能特性」のセクションの「チャンネル2のシャットダウンからの起動」の曲線を参照してください。入力電流制限が作動した後、500mAの入力電流によって制限されながら出力が安定化状態までゆっくりランプアップします。

短絡保護

どちらのレギュレータの出力がグランドに短絡されても、インダクタが放電してインダクタ電流の暴走を防ぐことができるように、対応する内部Nチャンネル・スイッチが各サイクルで長い時間オン状態に強制されます。この手法はスイッチング周波数を下げる効果があります。短絡が解消すると正常動作に戻り、レギュレータの出力はその公称値に戻ります。

入力電流制限

各チャンネルの内部電流検出回路がパワーPFETスイッチ両端の電圧降下によってインダクタ電流を測定し、同じ電圧を小さな検出用PFET両端に強制します。小さな検出用PFET両端のこの電圧は、オン・サイクルの間インダクタ電流の1/55,000に相当する電流を発生します。RLIMピンからの電流は両方のチャンネルからのインダクタ電流の和を表しており、これは次式で表すことができます。

$$I_{RLIM} = I_{OUT1} \cdot D1 \cdot K + I_{OUT2} \cdot D2 \cdot K2,$$

ここで、 $D1 = V_{OUT1}/V_{IN}$ および $D2 = V_{OUT2}/V_{IN}$ はそれぞれチャンネル1とチャンネル2のデューティサイクルです。

K1はチャンネル1の比 $R_{DS(ON)}(\text{パワーPFET})/R_{DS(ON)}(\text{検出用PFET})$ 、K2はチャンネル2の比 $R_{DS(ON)}(\text{パワーPFET})/R_{DS(ON)}(\text{検出用PFET})$ です。検出用PFETに対するパワーPFETの比は2%以内にトリミングされています。

両方のPFETが注意深くレイアウトされて整合していれば、これらの温度係数および電圧係数の影響は同じようになり、式の中でこれらの項は相殺されます。その場合、定数K1とK2は面積のスケールにだけ依存し、2%以内にトリミングされます。こうして、変化する温度および V_{IN} に対して、 I_{RLIM} 電流は入力電流を非常によくトラッキングします。

RLIMピンを接地して入力電流制限機能をディスエーブルすることができます。

入力電流制限のプログラミング

1個の外部 R_{LIM} 抵抗を選択して入力電流制限をプログラムします。電流制限は200mAから I_{PEAK} 電流までプログラムすることができます。入力電圧が増加するにつれ、 R_{LIM} 電圧がそれに従います。 R_{LIM} が内部コンパレータの1Vのスレッシュホールドに達すると、チャンネル2のパワーPFETのオン時間が短くなるので、入力電流が制限されます。

次式を使って、入力電流制限に対応する R_{LIM} の抵抗値を選択します。

$$R_{LIM} = 55k / I_{DC}$$

I_{DC} は制限される(V_{IN} での)入力電流です。以下は、 R_{LIM} のいくつかの値と対応する電流制限値です。

R_{LIM}	I_{DC}
91.6k	600mA
110k	500mA
137.5k	400mA

C_{LIM}容量の選択

I_{RLIM} 電流はインダクタ電流の関数なので、デューティサイクルへのその依存性は無視できません。そのため、 I_{RLIM} 電流を積分して過渡電流を滑らかにする C_{LIM} コンデンサが必要です。LTC3619は100pFを超える任意の大きさの容量をRLIMピンに使うと安定します。

各アプリケーションの入力電流制限は、その応答時間を最適化するために異なる C_{LIM} 値を要求します。大きな C_{LIM} コンデンサを使うと、RLIMピンの電圧が充電するのに長い時間が必要とします。

動作

たとえば、500mAの入力電流制限、5V入力、1.5V/1Aの出力、および50%デューティサイクルのアプリケーションについて検討します。瞬時1Aの出力パルスが与えられると、RLIMピンからの電流は50%オン時間の間 $1A/55k = 18.2\mu A$ 、つまり全デューティサイクルでは $9.1\mu A$ になります。1 μF のCLIMコンデンサ、116kのRLIMで、 $I = C dV/dt$ を使うと、CLIMが0Vから1Vまで充電するのに110msかかります。この時間が経過した後LTC3619が入力電流制限を開始します。この時間内のどんな電流も、各アプリケーションでそれを許容できるか検討する必要があります。

図1aは0.1 μF のCLIMコンデンサを使った入力電流制限より下のVIN(IIN)電流を示しています。計算を簡単にするため、チャンネル1には負荷が与えられていません。規定されている条件で負荷パルスが与えられると、ILIM電流は $1.1A/55k \cdot 0.66 = 13.2\mu A$ となります。ここで、0.66はデューティサイクルです。CLIMコンデンサを0Vから1Vまで充電するのに7.5msよりわずかに長くかかります。その後、LTC3619は入力電流を制限し始めます。IIN電流はこの7.5msの間制限されず、725mAを超えます。この電流過渡が電源電流の対応能力を超えると入力電源が一時的に垂下することがありますが、入力電流制限が作動した後回復します。入力電流制限の間入力電圧が安定化された状態に留まることができるように出力電圧が垂下している間、出力は必要な負荷電流を供給し続けます。

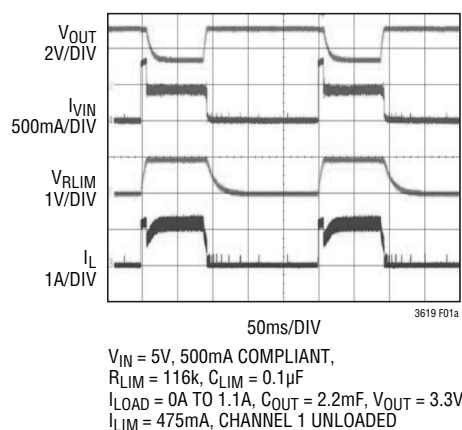
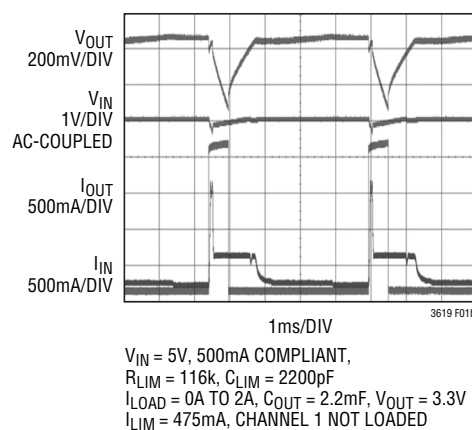


図1a. 100msの負荷パルス内の入力電流制限

図1bに示されている例のように、負荷パルスの持続時間が短いアプリケーションでは、小さなCLIMコンデンサを選ぶ方が良いでしょう。簡単にするため、チャンネル1には負荷が与えられていません。この例では、577 μs の0Aから2Aの出力パルスが4.7ms毎に与えられます。2.2nFのCLIMコンデンサはVRLIMが0Vから1Vまで充電するのに92 μs 必要とします。この92 μs の間、入力電流制限はまだ作動せず、出力が必要な電流負荷を供給する必要があります。このため、電流対応能力を超えると入力電圧が垂下することがあります。この時間がどれだけ長いか依存して、VINが垂下しすぎる前にVIN電源のデカップリング・コンデンサがこの電流のいくらかを供給することができます。VIN電源のデカップリング・コンデンサが大きく、VIN電源がドロップアウト状態の近くまで垂下することが許されるアプリケーションでは、CLIMコンデンサをわずかに大きくすることができます。これにより、入力電流制限と、入力電流制限が作動する前の人為的に安定化されたVOUTの開始が遅らされます。この場合、577 μs の負荷パルス持続時間の内部で、入力電流制限が起動する前に、VOUT電圧が全577 μs の中の92 μs の間人為的に安定化された状態に留まります。この手法は出力の高速回復を望む場合に使うことができます。

非常に小さいCLIMを選択すると応答時間が速くなりますが、数スイッチング・サイクル毎に通常動作と入力電流制限に影響を与える境界内にデバイスを追いやることがあります。これはノイズの点で望ましくないことがあります。出発点として $2\pi RC \gg 100/\text{クロック周波数}(2.25MHz)$ を使います。ここで、RはRLIM、CはCLIMです。

図1b. 577 μs 、2Aの繰り返す負荷パルス内の入力電流制限

アプリケーション情報

LTC3619の一般的な応用回路を図2に示します。外付け部品の選択は負荷要件に基づいて行われ、Lの選択から始まります。インダクタが選択されたら、 C_{IN} と C_{OUT} を選択することができます。

インダクタの選択

インダクタは動作周波数には影響しませんが、インダクタの値はリップル電流に直接影響します。インダクタのリップル電流 ΔI_L は次式で示すようにインダクタンスが高いほど減少し、 V_{IN} または V_{OUT} が高いほど増加します。

$$\Delta I_L = \frac{V_{OUT}}{f_0 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \quad (1)$$

大きな ΔI_L の値を許容すれば低インダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルが高くなり、コア損失が大きくなり、出力電流能力が低下します。リップル電流を設定するための妥当な出発点は最大出力負荷電流の40%です。したがって、800mAのレギュレータの場合、 $\Delta I_L = 320\text{mA}$ (800mAの40%) になります。

インダクタンス値はBurst Mode動作にも影響を与えます。ピーク・インダクタ電流が内部バースト・クランプによって設定されたレベルより下になると、低電流動作への移行が開始されます。インダクタンス値が小さいとリップル電流が大きくなるので、この移行が低い負荷電流で起きようになります。このため、低電流動作範囲の上の部分での効率が低下します。さらに、インダクタンス値が小さくなると高い周波数でバーストが生じます。

インダクタのコアの選択

コアの材質と形状が異なると、インダクタのサイズ/電流の関係および価格/電流の関係が変化します。フェライトやパーマロイを素材とするトロイド・コアやシールドされた壺型コアは小型で、エネルギー放射は大きくありませんが、類似の電気特性を有する鉄粉コアのインダクタより一般に高価です。使用するインダクタの種類の選択は、LTC3619の動作条件に依存するよりも、価格とサイズの条件や放射フィールド/EMIの条件に多くの場合依存します。LTC3619のアプリケーションで適切に動作する標準的表面実装インダクタをいくつか表1に示します。

入力コンデンサ(C_{IN})の選択

連続モードでは、コンバータの入力電流は、デューティサイクルがほぼ V_{OUT}/V_{IN} の方形波になります。大きな過渡電圧を防止するには、最大RMS電流に対応できる大きさの低等価直列抵抗(ESR)の入力コンデンサを使用する必要があります。コンデンサの最大RMS電流は次式で与えられます。

$$I_{RMS} \approx I_{MAX} \frac{\sqrt{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}}{V_{IN}}$$

ここで、最大平均出力電流 I_{MAX} はピーク電流からピーク・トゥ・ピーク・リップル電流の半分を差し引いたものに等しくなります($I_{MAX} = I_{LIM} - \Delta I_L/2$)。この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ のとき最大値をとります。ここで、 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ です。大きく変化させてもそれほど状況が改善されないため、一般にこの単純なワーストケース条件が設計に使用されます。コンデンサ・メーカーのリップル電流定格は多くの場合わずかに2000時間の寿命時間によって規定されていることに注意してください。

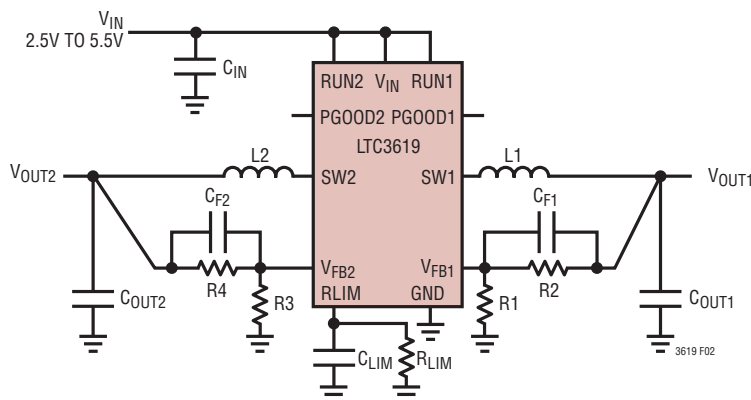


図2. LTC3619の一般的回路図

アプリケーション情報

表1. 標準的表面実装インダクタ

MANUFACTURER	PART NUMBER	VALUE	MAX DC CURRENT	DCR	HEIGHT
Coilcraft	LPS4012-152ML	1.5 μ H	2200mA	0.070 Ω	1.2mm
	LPS4012-222ML	2.2 μ H	1750mA	0.100 Ω	1.2mm
	LPS4012-332ML	3.3 μ H	1450mA	0.100 Ω	1.2mm
	LPS4012-472ML	4.7 μ H	1450mA	0.170 Ω	1.2mm
	LPS4018-222ML	2.2 μ H	2300mA	0.070 Ω	1.8mm
	LPS4018-332ML	3.3 μ H	2000mA	0.080 Ω	1.8mm
	LPS4018-472ML	4.7 μ H	1800mA	0.125 Ω	1.8mm
FDK	FDKMIPF2520D	4.7 μ H	1100mA	0.11 Ω	1mm
	FDKMIPF2520D	3.3 μ H	1200mA	0.1 Ω	1mm
	FDKMIPF2520D	2.2 μ H	1300mA	0.08 Ω	1mm
Murata	LQH32CN4R7M23	4.7 μ H	450mA	0.2 Ω	2mm
Panasonic	ELT5KT4R7M	4.7 μ H	950mA	0.2 Ω	1.2mm
Sumida	CDRH2D18/LD	4.7 μ H	630mA	0.086 Ω	2mm
	CDH38D11SNP-3R3M	3.3 μ H	1560mA	0.115 Ω	1.2mm
	CDH38D11SNP-2R2M	2.2 μ H	1900mA	0.082 Ω	1.2mm
Taiyo Yuden	CB2016T2R2M	2.2 μ H	510mA	0.13 Ω	1.6mm
	CB2012T2R2M	2.2 μ H	530mA	0.33 Ω	1.25mm
	CB2016T3R3M	3.3 μ H	410mA	0.27 Ω	1.6mm
	NR30102R2M	2.2 μ H	1100mA	0.1 Ω	1mm
	NR30104R7M	4.7 μ H	750mA	0.19 Ω	1mm
TDK	VLF3010AT4R7-MR70	4.7 μ H	700mA	0.28 Ω	1mm
	VLF3010AT3R3-MR87	3.3 μ H	870mA	0.17 Ω	1mm
	VLF3010AT2R2-M1R0	2.2 μ H	1000mA	0.12 Ω	1mm
	VLF4012AT-2R2M1R5	2.2 μ H	1500mA	0.076 Ω	1.2mm
	VLF5012ST-3R3M1R7	3.3 μ H	1700mA	0.095 Ω	1.2mm
	VLF5014ST-2R2M2R3	2.2 μ H	2300mA	0.059 Ω	1.4mm

このため、コンデンサをさらにデレーティングする、つまり要件よりも高い温度定格のコンデンサを選択することを推奨します。サイズまたは高さの設計条件に適合させるため、複数のコンデンサを並列に接続することもできます。全てセラミック・コンデンサを使うソリューションを採用しない場合は、高周波のデカップリングのために、0.1 μ F～1 μ Fのセラミック・コンデンサを V_{IN} に追加することも推奨します。

出力コンデンサ(C_{OUT})の選択

C_{OUT} は必要な等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。 C_{OUT} のESRの条件を満たささえすれば、一般にRMS電流定格は $I_{RIPPLE(P-P)}$ の条件をはるかに上回ります。出力リップル ΔV_{OUT} は次式で求められます。

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{8f_o C_{OUT}} \right)$$

ここで、 f_o = 動作周波数、 C_{OUT} = 出力容量、 ΔI_L = インダクタのリップル電流です。ある固定された出力電圧に対して、 ΔI_L は入力電圧に応じて増加するので、出力リップルは入力電圧が最大のとき最大になります。

タンタル・コンデンサを使う場合、スイッチング電源に使用するためのサージ試験が実施されていることが不可欠です。表面実装型のAVX TPSシリーズは最適です。これらは低ESR用に特に製造され、テストされているので、一定の体積に対してESRが最小になります。他のコンデンサ・タイプとしては、三洋電機のPOSCAP、KemetのKO-CAP、およびSpragueの593Dと595Dのシリーズがあります。その他の特長についてはメーカーにお問い合わせください。

セラミックの入力コンデンサおよび出力コンデンサの使用

値の大きな低価格セラミック・コンデンサが今では小さなケース・サイズで入手できるようになりました。これらはリップル電流定格と電圧定格が大きく、ESRが小さいので、スイッチング・レギュレータのアプリケーションに最適です。LTC3619の制御ループの安定動作は出力コンデンサのESRに依存しないので、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非常に低くし、回路サイズを小さくすることができます。

ただし、入力にセラミック・コンデンサを使うときは注意が必要です。

アプリケーション情報

セラミック・コンデンサを入力に使い、長いコード付きACアダプタで電力を供給すると、出力の負荷ステップによって入力 V_{IN} にリンギングが誘起されることがあります。よくても、このリンギングが出力に結合して、ループの不安定性と誤認されることがあります。最悪の場合、長いコードを通して急に電流が突入すると、 V_{IN} に電圧スパイクが生じ、デバイスを損傷す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。

入力と出力にセラミック・コンデンサを選択する場合は、X5R または X7R の誘電体のものを選択します。これらの誘電体はある特定の値とサイズに対して全てのセラミックの中で温度特性と電圧特性が最も優れています。

出力電圧の設定

LTC3619 はレギュレーションの間、 V_{FB1} ピンと V_{FB2} ピンを 0.6V に制御します。このように、出力電圧は次式に従って抵抗分割器 (図2) によって設定されます。

$$V_{OUT} = 0.6V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (2)$$

これらの抵抗を流れる電流を小さく抑えると (<10 μ A) 効率は向上しますが、あまり小さくしすぎると、寄生容量によりノイズの問題が発生するおそれがあり、また、誤差アンプのループの位相マージンが減少するおそれがあります。

主制御ループの周波数応答を改善するには、帰還コンデンサ (C_F) を使うこともできます。 V_{FB} ラインはインダクタや SW ラインなどのノイズ源から離して配線するように十分注意してください。

過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は負荷過渡応答を見てチェックすることができます。スイッチング・レギュレータは負荷電流ステップに対して応答するのに数サイクルを要します。負荷ステップが生じると、 V_{OUT} は $\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$ に等しい量だけ直ちにシフトします。ここで、 ESR は C_{OUT} の等価直列抵抗です。 ΔI_{LOAD} はさらに C_{OUT} の充電または放電を開始し、レギュレータが V_{OUT} をその定常値に戻すために使う帰還誤差信号を発生します。この回復時間の間、安定性に問題があることを示すオーバーシュートやリンギングがないか V_{OUT} をモニタすることができます。

初期出力電圧ステップが帰還ループの帯域幅内にない場合があるため、位相マージンを決定するのに、標準的2次オー

バーシュート/DC比率は使えません。さらに、帰還コンデンサ (C_{F1} と C_{F2}) を追加して、図2に示されているように、高周波数応答を改善することができます。コンデンサ C_F は R_2 と共に高い周波数のゼロを作って位相リードを与え、位相マージンを改善します。

出力電圧のセトリングの様子は閉ループ・システムの安定性に関係し、電源全体の実際の性能を表します。制御ループ理論の要点を含む補償部品の最適化の詳細については、「アプリケーションノート76」を参照してください。

アプリケーションによっては、(1 μ F を超える) 大きな入力コンデンサが接続されている負荷のスイッチがオンすると、さらに大きな過渡を生じる可能性があります。放電した入力コンデンサが実質的に C_{OUT} と並列接続状態になるため、 V_{OUT} が急速に降下します。負荷を接続するスイッチの抵抗が低く、しかも瞬間的にドライブされると、どんなレギュレータもこの問題を防止するだけ十分な電流を供給することはできません。解決策は負荷スイッチのドライバのターンオン速度を制限することです。Hot Swap™ コントローラは特にこの目的のために設計されており、電流制限、短絡保護、およびソフトスタート機能を通常備えています。

効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータのパーセント効率は、出力電力を入力電力で割って100%を掛けたものに等しくなります。個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断できる場合がよくあります。パーセント表示の効率は次式で表すことができます。

$$\% \text{効率} = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots)$$

ここで、 $L1$ 、 $L2$ などを入力電力に対するパーセンテージで表した個々の損失です。

回路内の電力を消費する全ての要素で損失が生じますが、LTC3619の回路の損失は通常4つの損失要因によって生じます。これらは1) V_{IN} の消費電流、2) スwitchング損失、3) I^2R 損失、4) その他のシステム損失です。

1. V_{IN} 電流は「電気的特性」で与えられているDC電源電流であり、MOSFETドライバと制御回路の電流は含まれません。無負荷でも、 V_{IN} 電流によって小さな (0.1%未満の) 損失が発生し、この損失は V_{IN} に従って増加します。

アプリケーション情報

2. スイッチング電流はMOSFETドライバ電流および制御回路電流の和です。MOSFETドライバ電流はパワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすることによって流れます。MOSFETゲートが“L”から“H”、そして再び“L”に切り替わるたびに、 V_{IN} からグラウンドに微小電荷 dQ が移動します。したがって、 dQ/dt は V_{IN} から流出する電流であり、一般にDCバイアス電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f_o(Q_T + Q_B)$ です。ここで、 Q_T と Q_B は内部のトップとボトムMOSFETスイッチのゲート電荷です。ゲート電荷損失は V_{IN} に比例するので、それらの影響は電源電圧が高くなると顕著になります。

3. I^2R 損失は内部スイッチのDC抵抗(R_{SW})と外部インダクタの抵抗(R_L)から計算されます。連続モードでは、平均出力電流はインダクタ L を流れますが、内部のトップ・スイッチとボトム・スイッチの間でこま切れにされます。したがって、SWピンを見たときの直列抵抗は、次式のとおり、トップMOSFETとボトムMOSFETの両方の $R_{DS(ON)}$ およびデューティサイクル(DC)の関数になります。

$$R_{SW} = (R_{DS(ON)TOP} \cdot (DC) + (R_{DS(ON)BOT} \cdot (1-DC))$$

トップMOSFETとボトムMOSFETの両方の $R_{DS(ON)}$ を「標準的性能特性」の曲線から求めることができます。したがって、 I^2R 損失は次式で求められます。

$$I^2R \text{ 損失} = I_{OUT2} \cdot (R_{SW} + R_L)$$

4. 銅トレースや内部バッテリーの抵抗など他の「隠れた」損失が携帯用システムではさらなる効率低下の原因になる可能性があります。これらの「システム」レベルの損失をシステム的设计に含めることが非常に重要です。内部バッテリーとヒューズの抵抗損失は、スイッチング周波数において C_{IN} の電荷蓄積を適切にし、ESRを非常に低くすれば最小に抑えることができます。デッドタイム中のダイオード導通損失やインダクタ・コア損失などその他の損失は一般に全追加損失の2%以下しか占めません。

熱に関する検討事項

大半のアプリケーションで、LTC3619は効率が高いので大きな発熱はありません。可能性はほとんどありませんが、もし接合部温度が約150°Cに達すると、両方のパワースイッチがオフし、SWノードが高インピーダンスになります。以下の熱解析の

目標は、電力損失による温度上昇がデバイスの最大接合部温度(125°C)を超えるかどうかを判断することです。温度上昇は次式で与えられます。

$$T_{RISE} = P_D \cdot \theta_{JA}$$

ここで、 P_D はレギュレータの電力損失、 θ_{JA} はダイの接合部から周囲温度への熱抵抗です。接合部温度 T_J は次式で与えられます。

$$T_J = T_{RISE} + T_{AMBIENT}$$

ワーストケースの一例として、入力電圧が2.7V、負荷電流が400mAと800mA、周囲温度が70°Cで、LTC3619の両方のチャネルがドロップアウト状態の場合について考えます。「性能特性」の「スイッチ抵抗」のグラフから、スイッチの $R_{DS(ON)}$ は0.58Ωと0.33Ωです。したがって、各チャネルによる電力損失は以下のとおりです。

$$P_{D1} = I_{OUT2}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 93mW$$

$$P_{D2} = I_{OUT2}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 212mW$$

適切に半田付けされたDFNパッケージの熱抵抗が約40°C/Wだとすれば、70°Cの周囲温度で動作しているLTC3619デバイスの接合部温度はおおよ次のようになります。

$$T_J = (0.305W \cdot 40^\circ C/W) + 70^\circ C = 82.2^\circ C$$

これは125°Cの絶対最大接合部温度より十分低い値です。

PCボードのレイアウトに関する検討事項

PCボードをレイアウトするとき、以下のチェックリストを使用し、LTC3619が正しく動作するようにします。これらの項目は図3aと図3bのレイアウト図にもイラストで示してあります。レイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

1. コンデンサ C_{IN} は電源 V_{IN} (ピン6)とGND(ピン11)にできるだけ近づけて接続されていますか。このコンデンサは内部パワーMOSFETとそれらのドライバのAC電流を供給します。
2. それぞれの C_{OUT} と L は近づけて接続されていますか。 C_{OUT} の(−)プレートは電流をGNDおよび C_{IN} の(−)プレートに戻します。
3. 抵抗分割器($R1$ と $R2$)は、 C_{OUT1} の(+)プレートと、GND(ピ

アプリケーション情報

ン11)の近くで終端されたグランド検出ラインの間に接続する必要があります。帰還信号 V_{FB1} と V_{FB2} はSWライン(ピン5とピン7)のようなノイズの多い部品やトレースから離して配線し、それらのトレースをできるだけ短くします。

4. 敏感な部品はできればSWピンから離します。入力コンデンサ C_{IN} 、 C_{LIM} 、および抵抗 $R1$ 、 $R2$ 、 $R3$ 、 $R4$ 、 R_{LIM} はSWのトレースおよびインダクタから離して配線します。

5. グランド・プレーンが望ましいのですが、それが利用できな

ければ信号グランドと電源グランドを分離し、小信号部品は1点でGNDピンに戻します。これらのグランド・トレースが C_{IN} または C_{OUT} の高電流経路を共有しないようにします。

6. 全ての層の全ての未使用領域を銅で覆います。銅で覆うと電力部品の温度上昇が小さくなります。これらの銅領域は V_{IN} またはGNDに接続します。

設計例

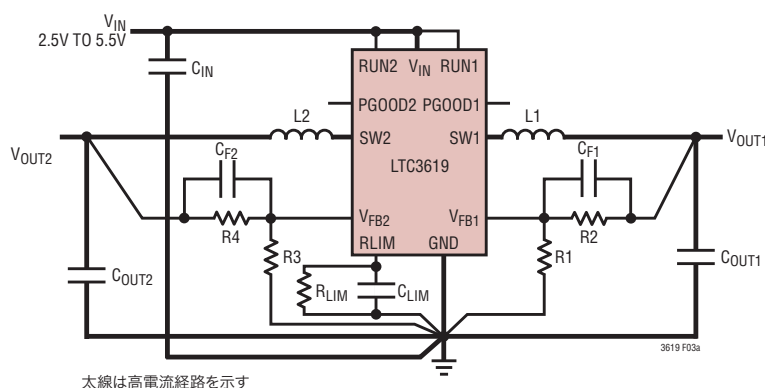


図3a. LTC3619のレイアウト図(「基板レイアウトのチェックリスト」を参照)

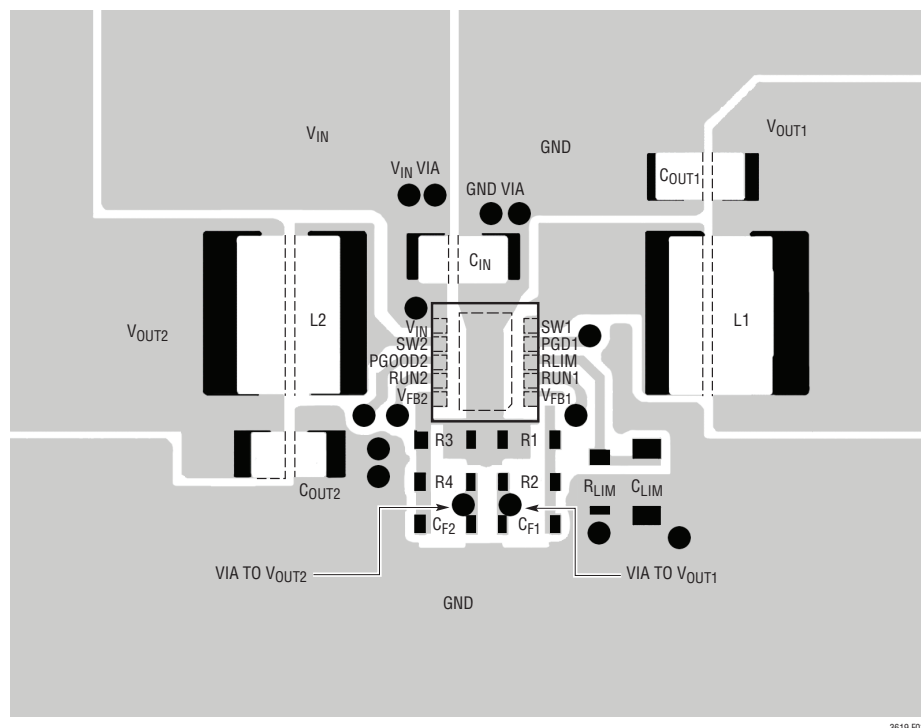


図3b. LTC3619の推奨レイアウト

アプリケーション情報

設計例として、 $V_{IN} = 5V$ 、 $I_{INMAX} = 500mA$ で、チャネル2の出力が4.4mFのスーパーキャパシタを充電する、USB-GSMアプリケーションにLTC3619を使うことを検討します。各チャネルの負荷はアクティブ・モードで最大400mAおよび800mAを必要とし、スタンバイ・モードで2mAを必要とします。出力電圧は $V_{OUT1} = 1.8V$ および $V_{OUT2} = 3.4V$ です。

チャネル1から始めます。最初に、最大 V_{IN} で約40%のリプル電流(この例では160mA)になるようにインダクタ値を計算します。式1から導かれる式を使うと次のようになります。

$$L1 = \frac{1.8V}{2.25MHz \cdot (160mA)} \cdot \left(1 - \frac{1.8V}{5V}\right) = 3.2\mu H$$

このインダクタには、最も近い標準値の3.3 μH を使います。

この出力コンデンサには10 μF のコンデンサで十分すぎるほどです。入力コンデンサについては、ソース・インピーダンスが非常に低ければ、 $C_{IN} = 10\mu F$ の標準値で十分です。

帰還抵抗は出力電圧をプログラムします。軽負荷で高効率を維持するには、これらの抵抗を流れる電流を小さく保ちます。0.6Vの帰還電圧で10 μA を選択すると、 $R1$ はおおよそ60kになります。これに近い標準1%抵抗は59kです。式2を使うと、次のよ

うになります。

$$R2 = \left(\frac{V_{OUT}}{0.6} - 1\right) \cdot R1 = 118k$$

オプションの22pFフィードフォワード・コンデンサ(C_{F1})を使って過渡応答を改善することができます。

チャネル2($V_{OUT2} = 3.4V$)に同じ分析方法を使うと、次のような結果が得られます。

$$L2 = 1.5\mu H$$

$$R3 = 59k$$

$$R4 = 276k$$

4.4mFのスーパーキャパシタはどんな高速出力電圧過渡も抑えるのでフィードフォワード・コンデンサはチャネル2には使われません。

この例の完全な回路と、その効率曲線および過渡応答を図4に示します。入力電流制限は475mAの平均電流に設定され、 $R_{LIM} = 116k$ 、 $C_{LIM} = 1000pF$ です。 R_{LIM} の選択に関しては「入力電流制限のプログラミング」、 C_{LIM} に関しては「 C_{LIM} の容量の選択」を参照してください。

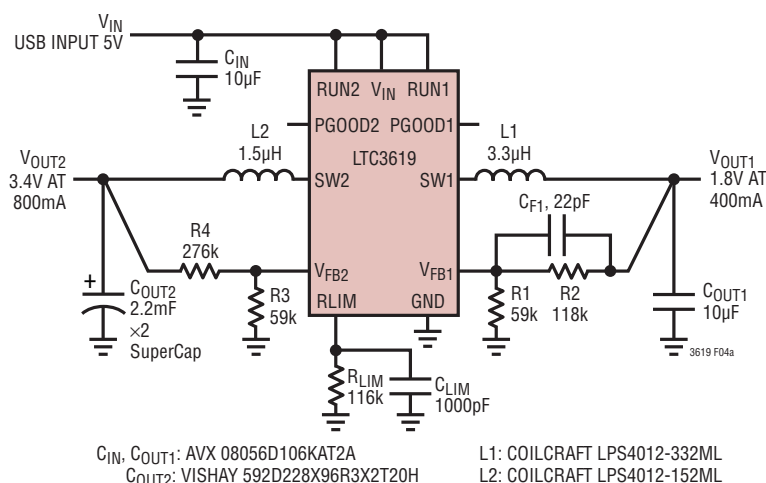
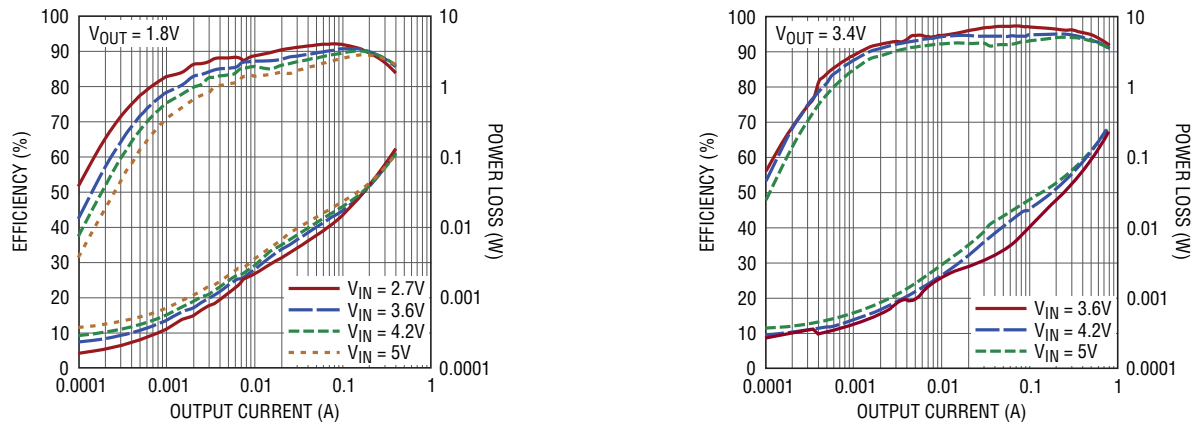


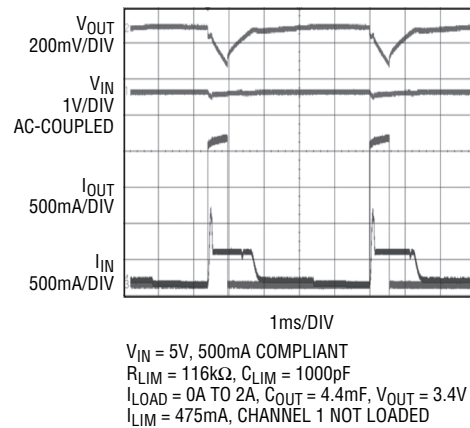
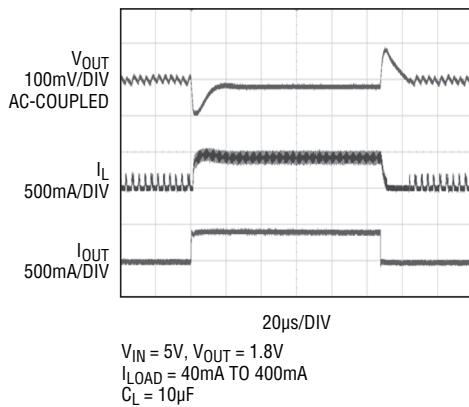
図4a. 設計例の回路

アプリケーション情報



3619 F04b

図4b. 効率および電力損失と出力電流



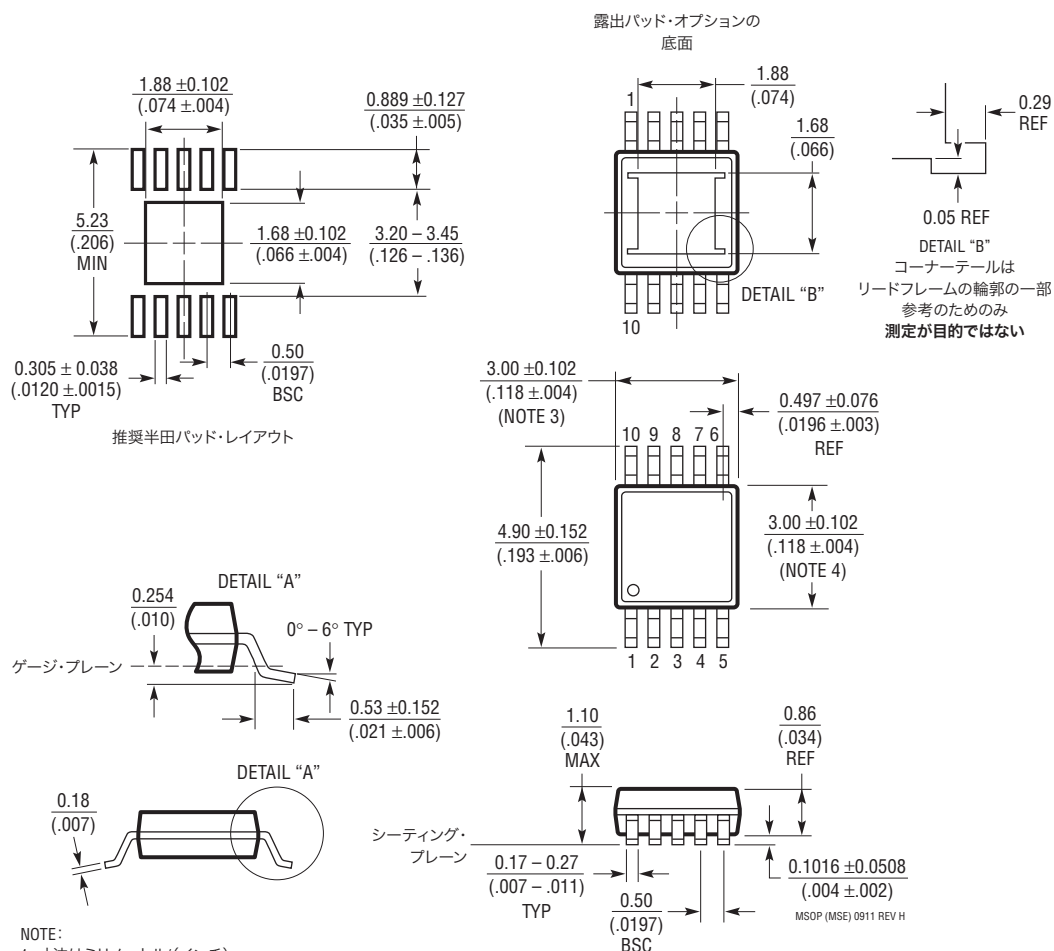
3619 F04c

図4c. 過渡応答

パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/>をご覧ください。

MSEパッケージ
10ピン・プラスチックMSOP、露出ダイ・パッド
(Reference LTC DWG # 05-08-1664 Rev H)



NOTE:

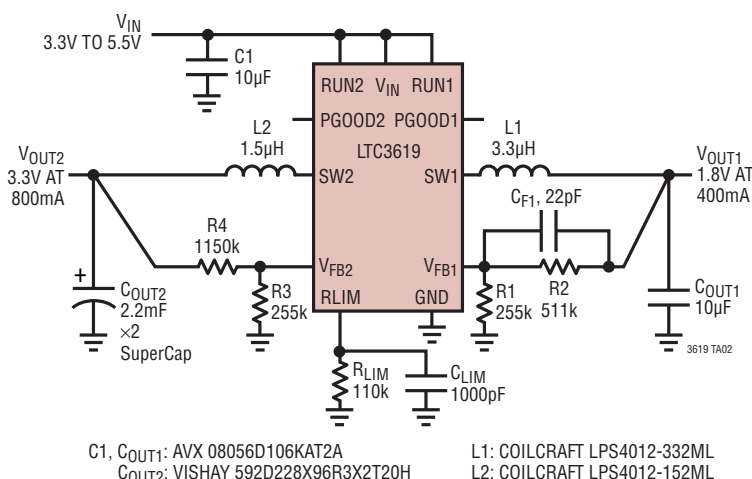
1. 寸法はミリメートル/(インチ)
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない。
モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは、各サイドで 0.152mm (0.006°)を超えないこと
4. 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない。
リード間のバリまたは突出部は、各サイドで 0.152mm (0.006°)を超えないこと
5. リードの平坦度(成形後のリードの底面)は最大 0.102mm (0.004°)であること
6. 露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない
露出パッドのモールドのバリは各サイドで 0.254mm (0.010°)を超えないこと

改訂履歴

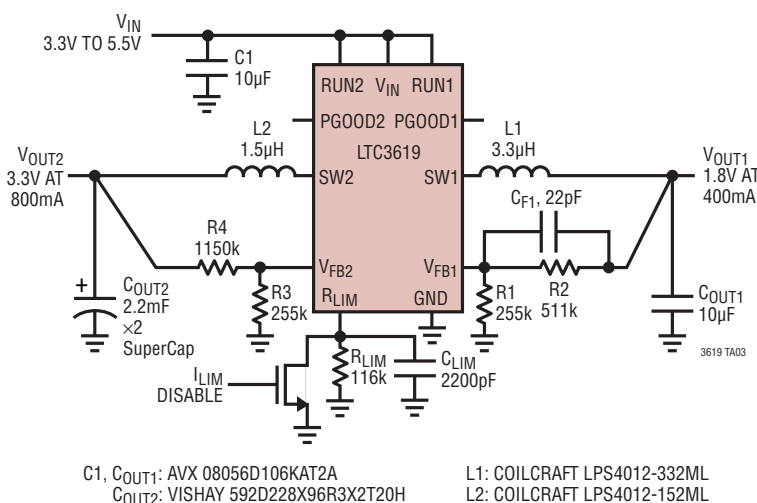
REV	日付	概要	ページ番号
A	10/12	電气的特性表のNote 3を明確化	3
		標準的性能特性のグラフの負荷ステップを明確化	6
		ソフトスタートセクションのソフトスタートタイミングを修正	9、10
		推奨レイアウトにおける製品の方向を明確化	16

標準的応用例

デュアル400mA/800mA降圧コンバータ、 $I_{LIM} = 500mA$



デュアル400mA/800mA降圧コンバータ、 $I_{LIM} = 475mA$ またはディスエーブル



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3127	1.2A (I_{OUT}), 1.6MHz同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ、調整可能な入力電流制限付き	94%の効率、 $V_{IN(MIN)} = 1.8V$, $V_{IN(MAX)} = 5.5V$, $V_{OUT(MAX)} = 5.25V$, $I_Q = 18\mu A$, $I_{SD} < 1\mu A$, 3mm × 3mm DFN-MSOP10E
LTC3125	1.2A I_{OUT} , 1.6MHz同期整流式昇圧DC/DCコンバータ、調整可能な入力電流制限付き	94%の効率、 $V_{IN(MIN)} = 1.8V$, $V_{IN(MAX)} = 5.5V$, $V_{OUT(MAX)} = 5.25V$, $I_Q = 15\mu A$, $I_{SD} < 1\mu A$, 2mm × 3mm DFN-8
LTC3417A/ LTC3417A-2	デュアル1.5A/1A、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、 $V_{IN(MIN)} = 2.3V$, $V_{IN(MAX)} = 5.5V$, $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$, $I_Q = 125\mu A$, $I_{SD} < 1\mu A$, TSSOP-16E, 3mm × 5mm DFN-16
LTC3407A/ LTC3407A-2	デュアル600mA/600mA、1.5MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、 $V_{IN(MIN)} = 2.5V$, $V_{IN(MAX)} = 5.5V$, $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$, $I_Q = 40\mu A$, $I_{SD} < 1\mu A$, MS10E, 3mm × 3mm DFN-10
LTC3548/LTC3548-1/ LTC3548-2	デュアル400mA/800mA I_{OUT} 、2.25MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、 $V_{IN(MIN)} = 2.5V$, $V_{IN(MAX)} = 5.5V$, $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$, $I_Q = 40\mu A$, $I_{SD} < 1\mu A$, MS10E, 3mm × 3mm DFN-10
LTC3546	デュアル3A/1A、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、 $V_{IN(MIN)} = 2.3V$, $V_{IN(MAX)} = 5.5V$, $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$, $I_Q = 160\mu A$, $I_{SD} < 1\mu A$, 4mm × 5mm QFN-28
LTC3442	1.2A I_{OUT} , 2MHz同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ、入力電流制限付き	95%の効率、 $V_{IN(MIN)} = 2.4V$, $V_{IN(MAX)} = 5.5V$, $V_{OUT(MAX)} : 2.4V \sim 5.25V$, $I_Q = 50\mu A$, $I_{SD} < 1\mu A$, 3mm × 4mm DFN-12

3619fa