

18V、5A 同期整流式 昇降圧 DC/DC コンバータ

特長

- 入力電圧範囲: 2.5V ~ 18V
- 起動後に入力電圧が 250mVまで低下して動作
- 出力電圧範囲: 0.8V ~ 18V
- 降圧モードでの出力電流 ($V_{IN} > 6V$): 5A
- 出力電流 ($V_{IN} = 3.6V$, $V_{OUT} = 5V$): 3A
- プログラム可能なスイッチング周波数: 400kHz ~ 2MHz
- 最大 2MHz の外部クロックと同期可能
- 高精度のRUNコンパレータしきい値
- Burst Mode®動作、無負荷時の $I_Q = 35\mu A$
- 超低ノイズの昇降圧 PWM
- 電流モード制御
- 最大電力点制御
- パワーグッド・インジケータ
- 内部ソフトスタート
- 28ピン(4mm×5mm)QFNパッケージおよびTSSOPパッケージ

アプリケーション

- 入力範囲の広い電源
- 1~4セル・リチウム・バッテリ駆動製品
- RF電源
- 太陽電池チャージャ
- システム・バックアップ電源
- 鉛蓄電池から12Vを出力するレギュレータ

概要

LTC[®]3119は、最大5Aの連続出力電流を供給できる高効率の18Vモノリシック昇降圧コンバータです。広範囲の機能統合および超低抵抗の内部パワー・スイッチにより、最も要求が厳しいアプリケーションの場合でも、ソリューションの合計実装面積を最小限に抑えます。独自の4スイッチPWMアーキテクチャは、出力電圧より高い、等しい、または低い入力電圧から、シームレスな低ノイズの動作を実現します。

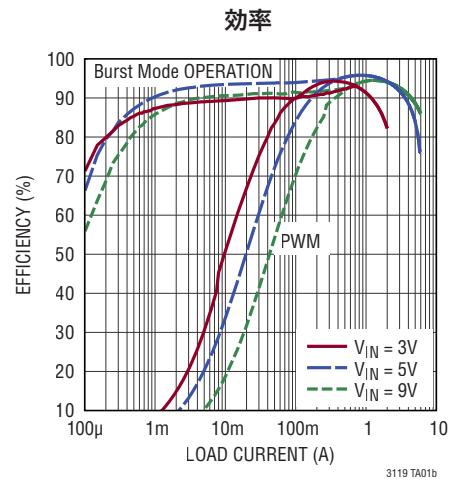
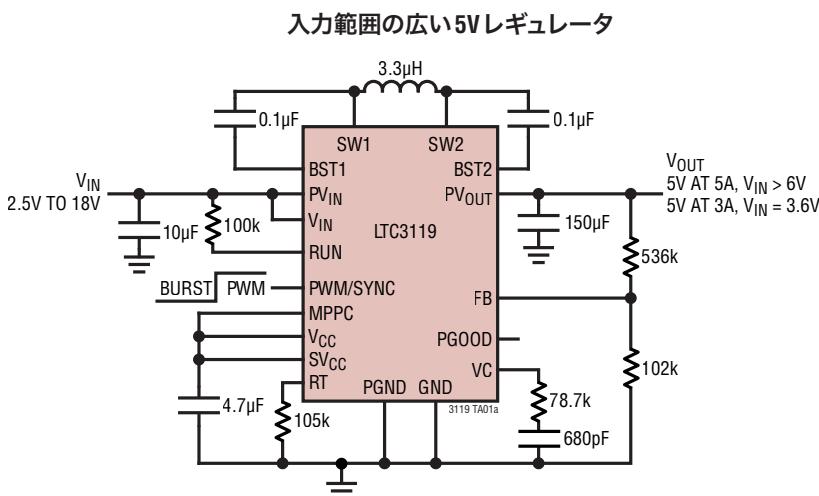
外部周波数設定および内部PLLを使用した同期により、400kHz ~ 2MHzという広いスイッチング周波数範囲にわたる動作を可能にします。広い2.5V ~ 18Vの入力範囲は、バッテリ・スタックやバックアップ・コンデンサなどの安定化されない電源からの動作に適しています。起動後は、250mVという低い入力電圧での動作が可能です。

その他の機能には、出力短絡保護、熱過負荷保護、3μA未満のシャットダウン電流、パワーグッド・インジケータ、Burst Mode動作、最大電力点制御などがあります。

LTC3119は、熱特性が改善された28ピン(4mm×5mm)QFNパッケージおよびTSSOPパッケージで供給されます。

LT、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。PowerPathおよびNo RSENSEはリニアテクノロジー社の商標です。その他全ての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

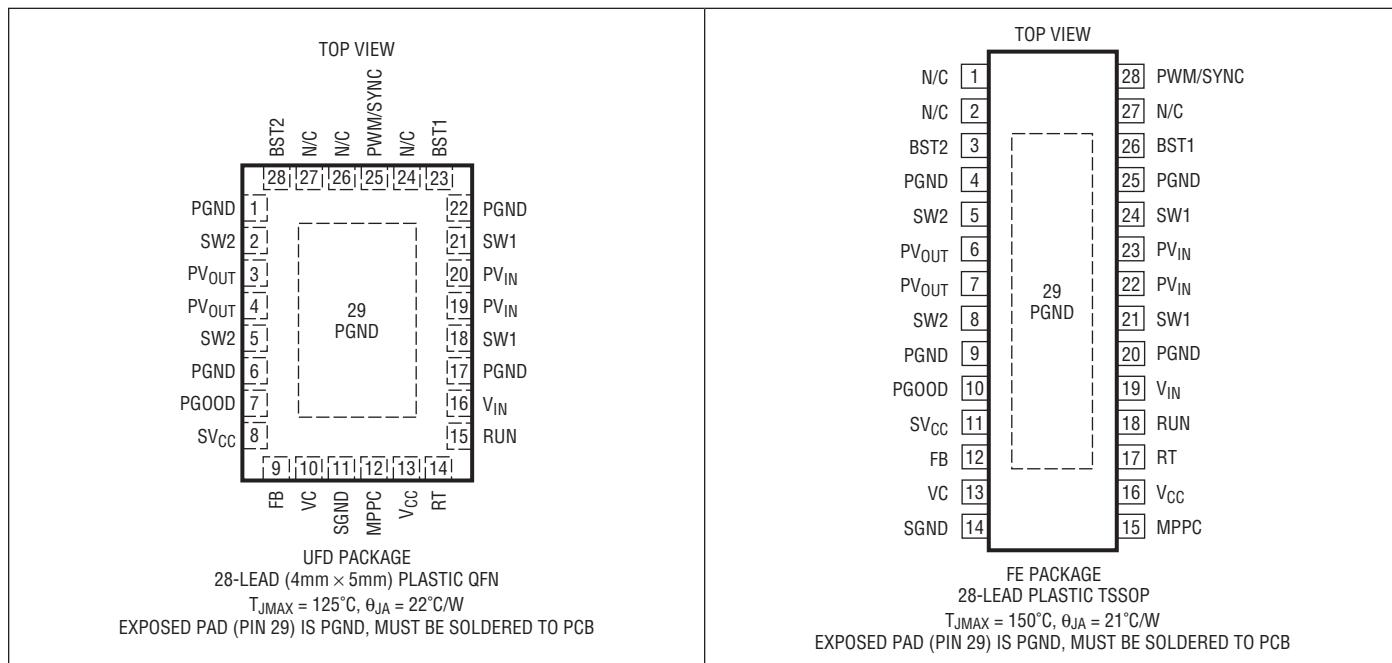
標準的応用例



絶対最大定格 (Note 1)

V_{IN} 、 PV_{IN} 、 PV_{OUT} 、 RUN 、 $PGOOD$	-0.3V ~ 19V	動作接合部温度 (Notes 2, 3)
FB 、 VC 、 RT 、 $SYNC$ 、 $MPPC$ 、 V_{CC} 、 SV_{CC}	-0.3V ~ 6V	LTC3119E/LTC3119I -40°C ~ 125°C
BST1 電圧	(SW1 - 0.3V) ~ (SW1 + 6V)	LTC3119H -40°C ~ 150°C
BST2 電圧	(SW2 - 0.3V) ~ (SW2 + 6V)	LTC3119MP -55°C ~ 150°C
保存温度範囲		保存温度範囲 -65°C ~ 150°C
リード温度(半田付け、10秒)		
FE		FE 300°C

ピン配置



発注情報 <http://www.linear-tech.co.jp/product/LTC3119#orderinfo>

無鉛仕上げ	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
LTC3119EUFD#PBF	LTC3119EUFD#TRPBF	3119	28-Lead (4mmx5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3119IUFD#PBF	LTC3119IUFD#TRPBF	3119	28-Lead (4mmx5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3119EFE#PBF	LTC3119EFE#TRPBF	3119	28-Lead Plastic Enhanced TSSOP	-40°C to 125°C
LTC3119IFE#PBF	LTC3119IFE#TRPBF	3119	28-Lead Plastic Enhanced TSSOP	-40°C to 125°C
LTC3119HFE#PBF	LTC3119HFE#TRPBF	3119	28-Lead Plastic Enhanced TSSOP	-40°C to 150°C
LTC3119MPFE#PBF	LTC3119MPFE#TRPBF	3119	28-Lead Plastic Enhanced TSSOP	-55°C to 150°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/tapeandreel/>をご覧ください。

一部のパッケージは、指定販売チャネルを通じて、#TRMPBFの接尾辞付きで500単位のリールで供給されます。

電気的特性 ●は規定の動作接合部温度範囲で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、 $V_{IN} = PV_{IN} = 12\text{V}$ 、 $PV_{OUT} = 5\text{V}$ 、 $R_T = 76.8\text{k}\Omega$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Operating Voltage	After Start-Up (Note 4)	● 2.5	18	18	V
		● 0.25	18	18	V
Output Operating Voltage		● 0.8	18	18	V
V _{CC} Undervoltage Lockout Threshold	V _{CC} Rising	● 2.35	2.4	2.4	V
	V _{CC} Falling	● 2.18	2.25	2.25	V
V _{CC} Undervoltage Lockout Hysteresis			60		mV
Input Current in Shutdown	RUN = 0V			3	μA
Input Current in Sleep	FB = 0.9V		31		μA
Oscillator Frequency		● 900	1000	1100	kHz
Oscillator Operating Frequency		● 400	2000	2000	kHz
PWM/SYNC Frequency Range		● 400	2000	2000	kHz
PWM/SYNC Logic Threshold		● 0.3	0.7	1.1	V
PWM/SYNC Pulse Width	Minimum Low or High Duration		100		ns
PWM/SYNC Pin Current			1	50	nA
Soft-Start Duration			6		ms
Feedback Voltage		● 787 779	795 795	803 811	mV mV
Feedback Pin Current			1	50	nA
Error Amplifier Transconductance			120		μS
RUN Pin Logic Threshold		● 0.3	0.8	1	V
RUN Pin Comparator Threshold	V _{RUN} Rising	● 1.17	1.205	1.24	V
RUN Pin Hysteresis Current			0.25		μA
RUN Pin Hysteresis Voltage			90		mV
PGOOD Threshold	Percentage of FB Voltage Falling	● -9.5	-8	-6.5	%
PGOOD Hysteresis	Percentage of FB Voltage		1.2		%
PGOOD Pull Down Resistance			700	2000	Ω
PGOOD Leakage	V _{PGOOD} = 18V		1	40	nA
MPPC Pin Threshold		● 774	798	822	mV
MPPC Pin Current			1	50	nA
Inductor Current Limit	(Note 3)	● 7	8		A
Burst Mode Operation Inductor Current Limit	V _{IN} > V _{OUT} (Note 3)		0.6		A
Maximum Duty Cycle	Percentage of Period SW2 is Low in Boost Mode	● 90	92		%
Minimum Duty Cycle	Percentage of Period SW1 is High in Buck Mode	● 0			%
SW1, SW2 Minimum Low Time			90		ns

電気的特性

●は規定の動作接合部温度範囲で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、 $V_{IN} = PV_{IN} = 12\text{V}$ 、 $PV_{OUT} = 5\text{V}$ 、 $R_T = 76.8\text{k}\Omega$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
N-Channel Switch Resistance	Switch A (PV_{IN} to SW1) Switch B (SW1 to PGND) Switch C (SW2 to PGND) Switch D (SW2 to PV_{OUT})		30		$\text{m}\Omega$	
N-Channel Switch Leakage	$PV_{IN} = PV_{OUT} = 18\text{V}$, SW1 = SW2 = 0V, 18V		1	10	μA	
V_{CC} Regulation Voltage		●	3.55	3.70	3.85	V
V_{CC} Dropout Voltage	V_{CC} Current = 50mA, $V_{IN} = 3\text{V}$		90		mV	
V_{CC} Current Limit			180		mA	
V_{CC} Reverse Current	$V_{CC} = 5\text{V}$, $V_{IN} = 3\text{V}$		5		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回復不可能な損傷を与える可能性がある。また、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おそれがある。

Note 2: LTC3119は T_J が T_A にはほぼ等しいパルス負荷条件でテストされる。LTC3119Eは、0°C～85°Cの接合部温度で仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲での仕様は設計・特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC3119Iの仕様は $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で保証されている。LTC3119Hの仕様は $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で保証されている。LTC3119MPの仕様は $-55^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で保証およびテストされている。高い温度は動作寿命に悪影響を及ぼす。125°Cを超える接合部温度では動作寿命はディレーティングされる。

Note 3: 電流の測定は、LTC3119がスイッチング動作を行っていないときに行われる。動作時に測定された電流制限値は、コンパレータの伝搬遅延のためにいくらか大きめの値となる。

Note 4: 最小入力電圧は、 V_{CC} UVLOしきい値によって左右される。外部ブートストラップを介して V_{CC} が維持される場合、デバイスは出力への電力転送が不可能になるまで動作を続ける。

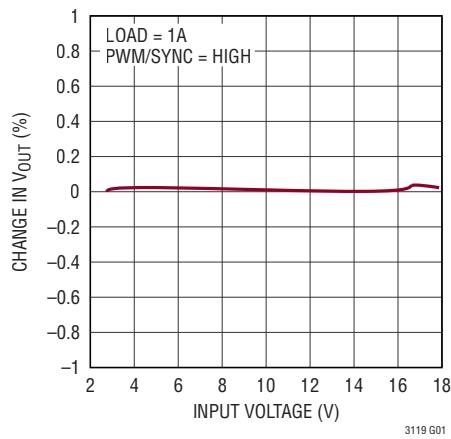
Note 5: スイッチ・タイミングの測定は開ループ・テスト構成で行われる。スイッチ・ピンの電圧がインダクタ電流の大きさと方向に左右される場合、非重複期間の間スイッチ・ピンに電圧差が生じることにより、アプリケーションのタイミングがこれらの値からくらか変化する可能性がある。

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熱保護機能が備わっている。この保護がアクティブなときは、最大定格接合部温度を超えることができる。規定された絶対最高動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうか、またはデバイスに永続的損傷を与える恐れがある。

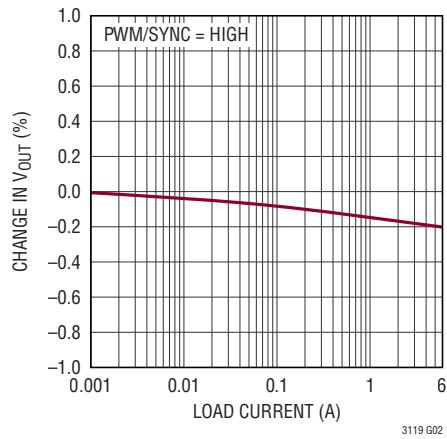
標準的性能特性

注記がない限り、TA = 25°C。

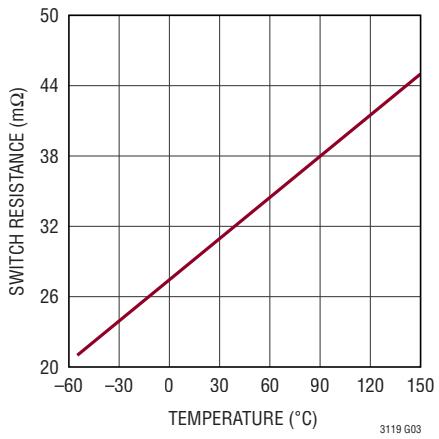
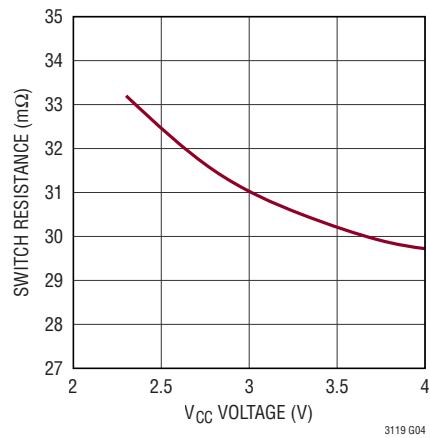
出力電圧の入力レギュレーション



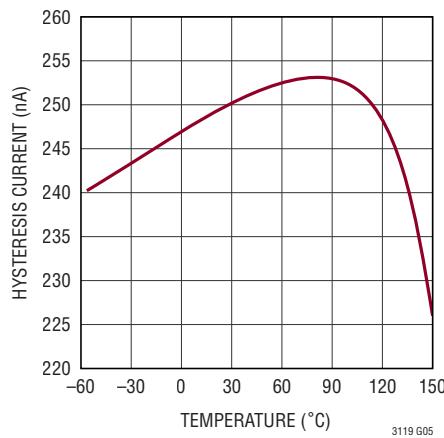
出力電圧の負荷レギュレーション



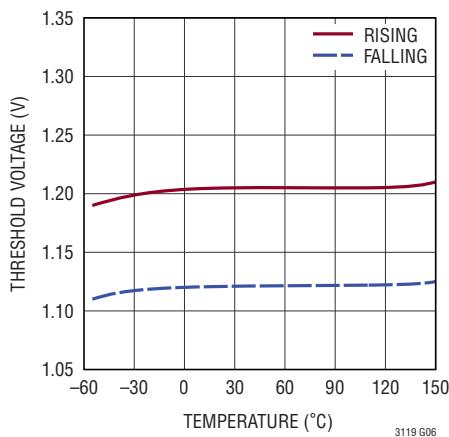
パワースイッチの抵抗と温度

パワースイッチの抵抗とV_{CC}

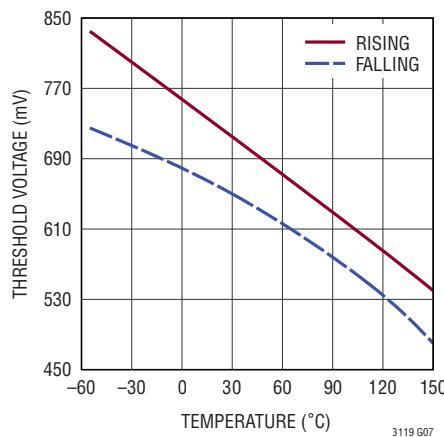
RUNピンのヒステリシス電流と温度



RUNピン・コンパレータのしきい値と温度

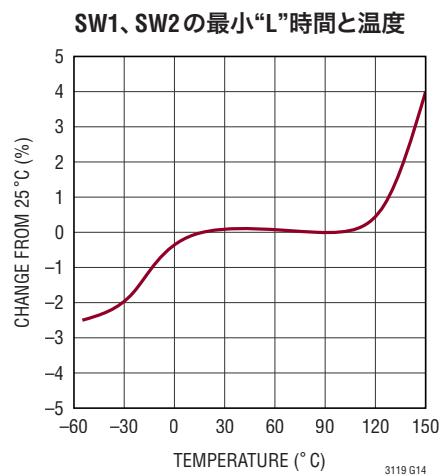
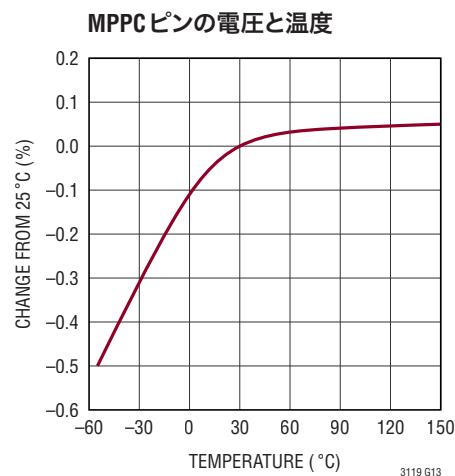
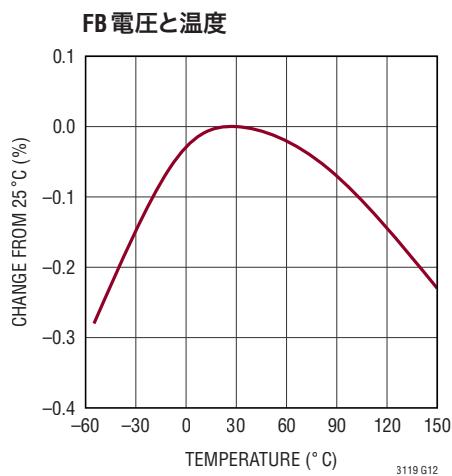
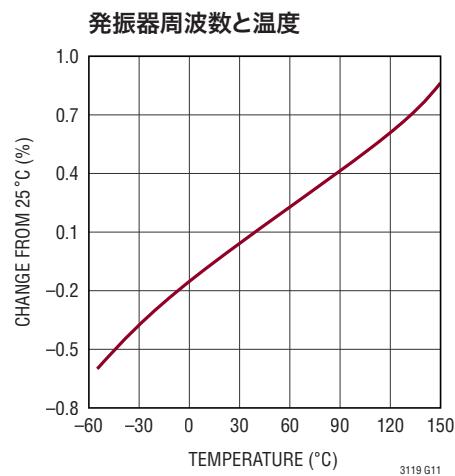
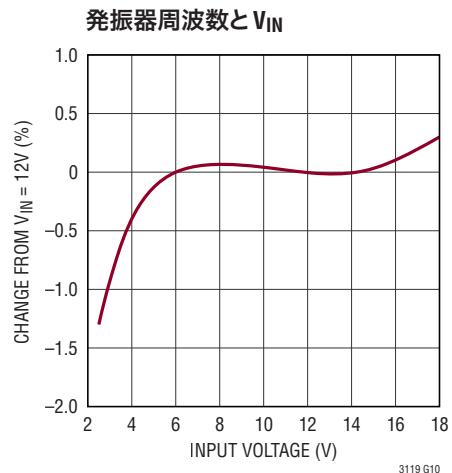
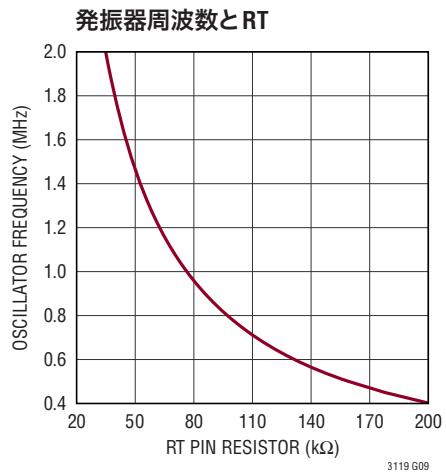
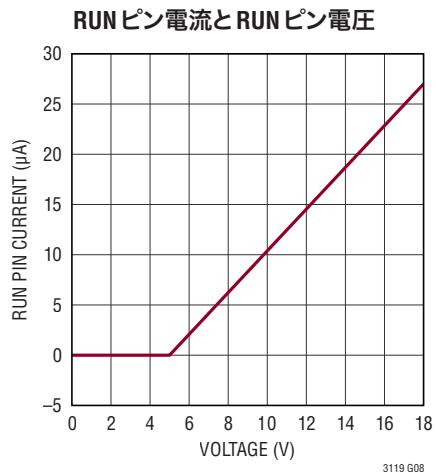


RUNピン・ロジックのしきい値と温度



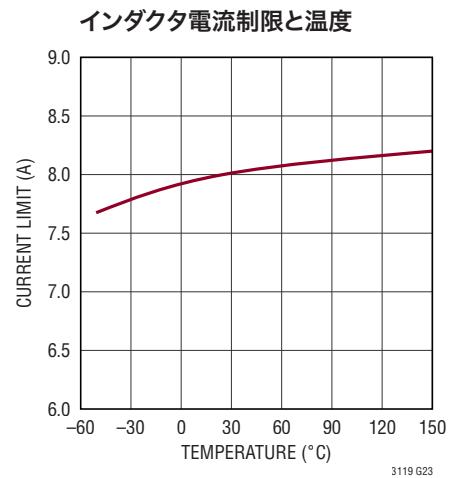
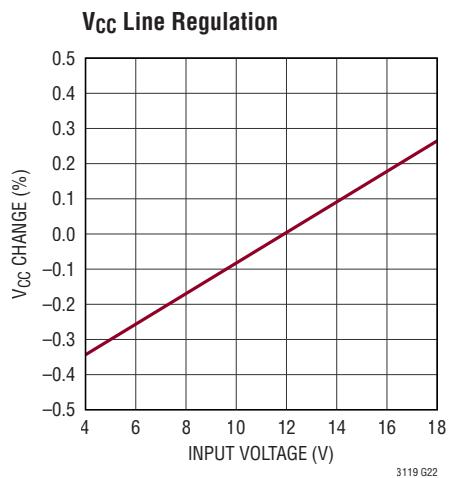
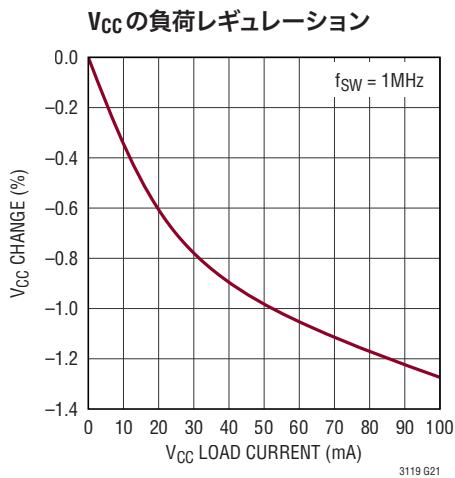
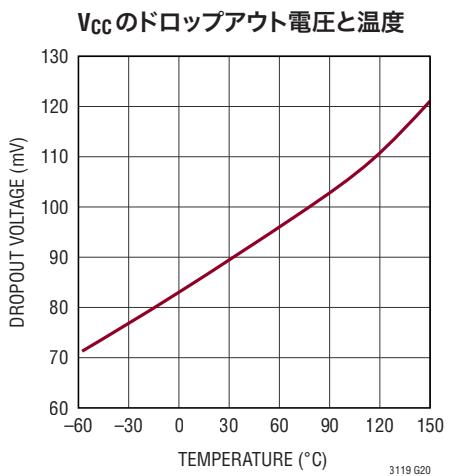
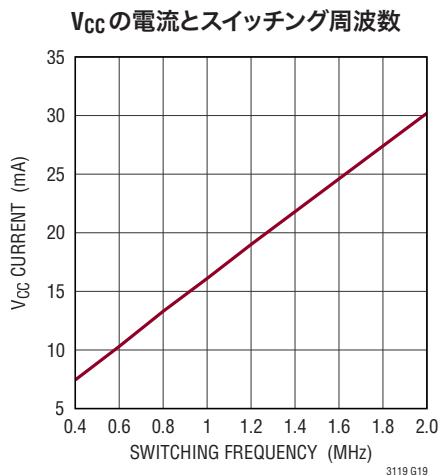
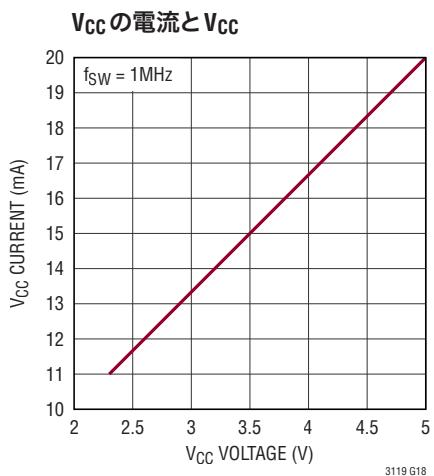
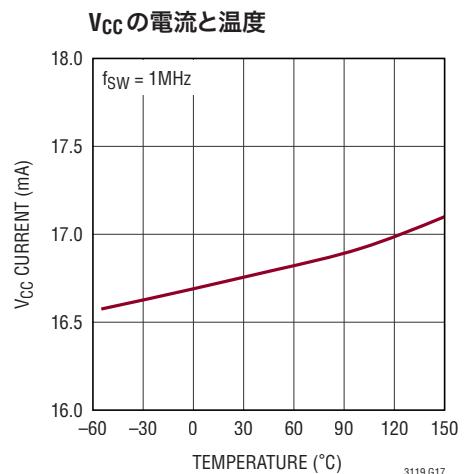
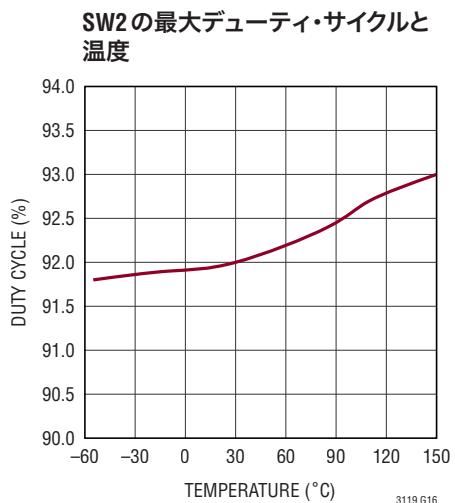
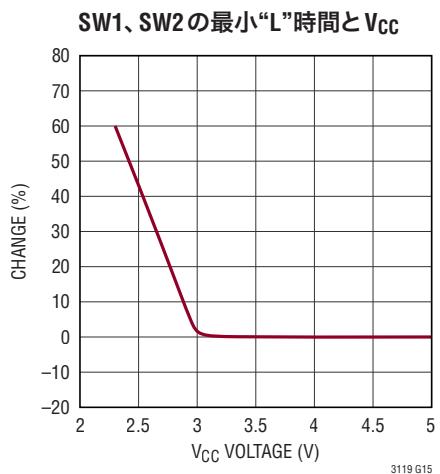
標準的性能特性

注記がない限り、TA = 25°C。



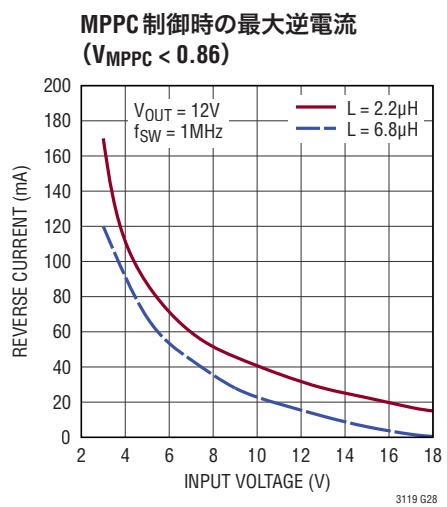
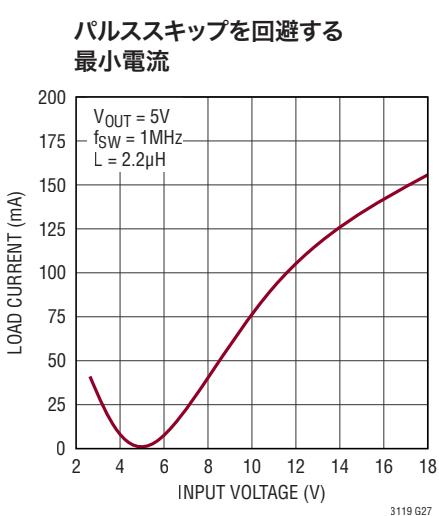
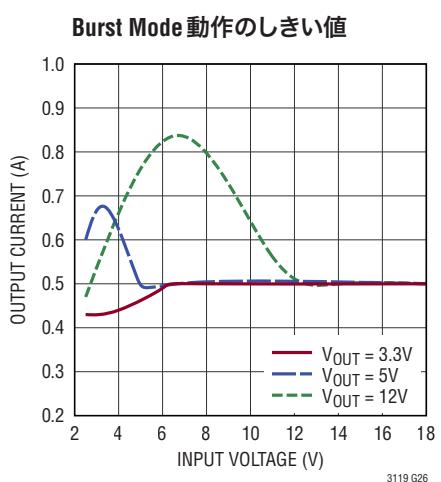
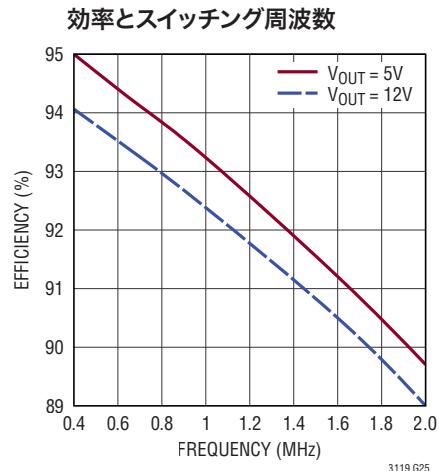
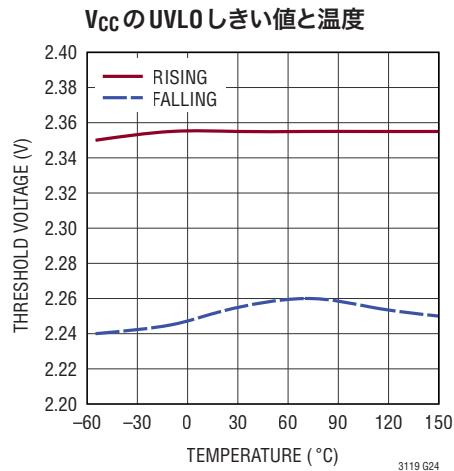
標準的性能特性

注記がない限り、TA = 25°C。



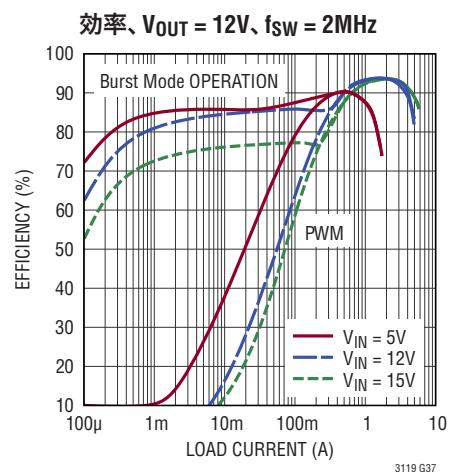
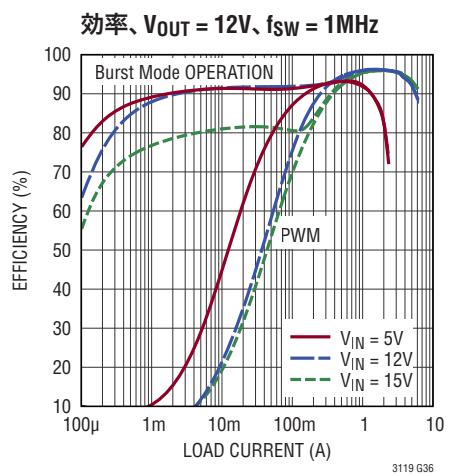
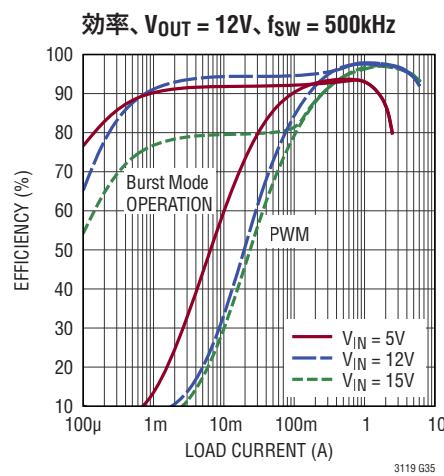
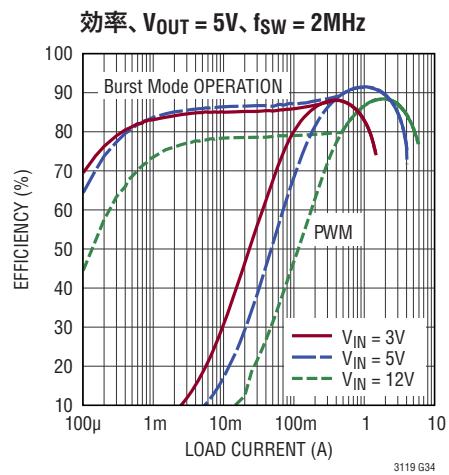
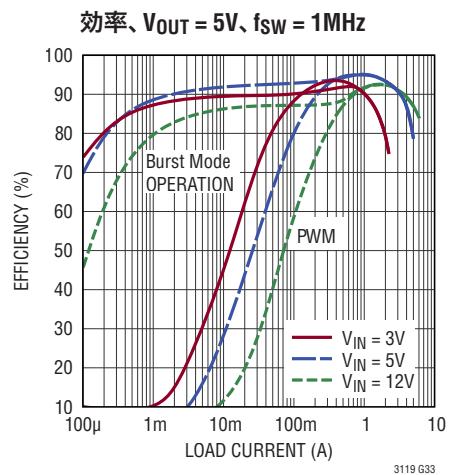
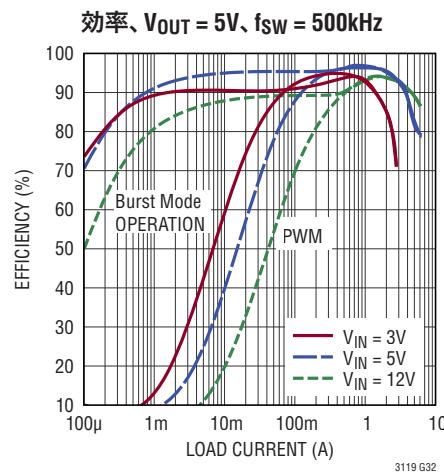
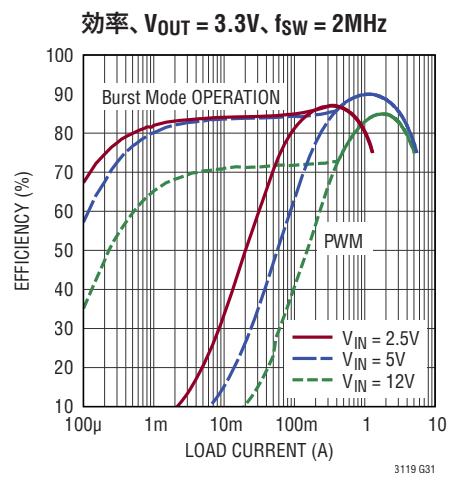
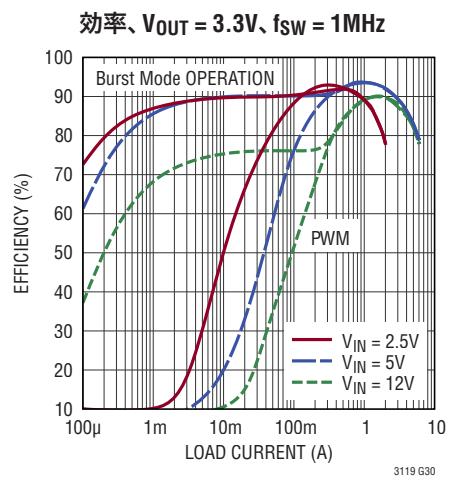
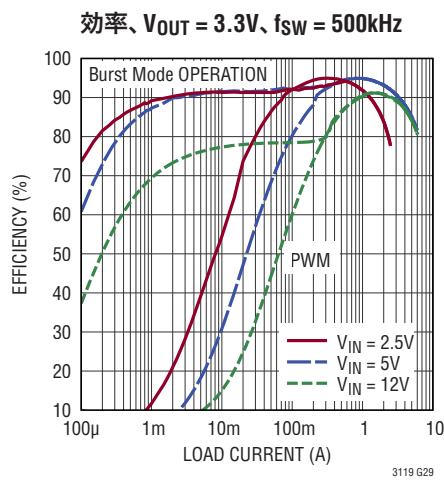
標準的性能特性

注記がない限り、TA = 25°C。



標準的性能特性

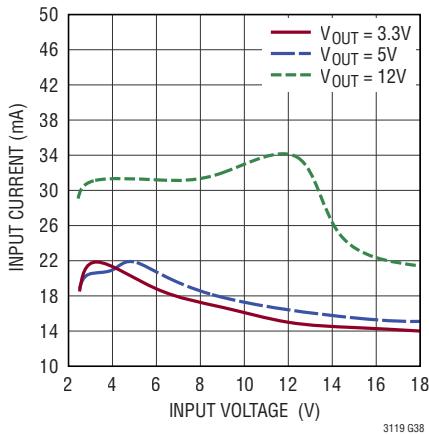
注記がない限り、TA = 25°C。



標準的性能特性

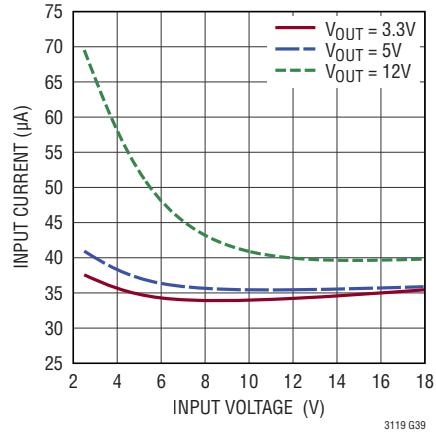
注記がない限り、TA = 25°C。

PWM モードの無負荷時入力電流

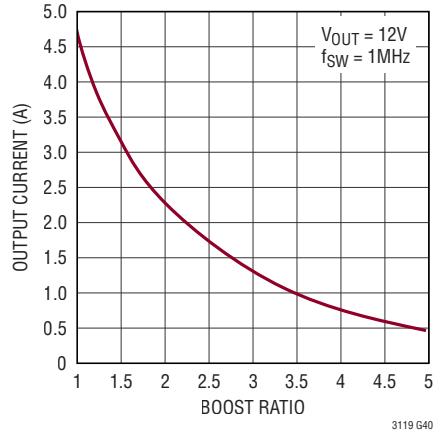


Burst Mode動作の無負荷時

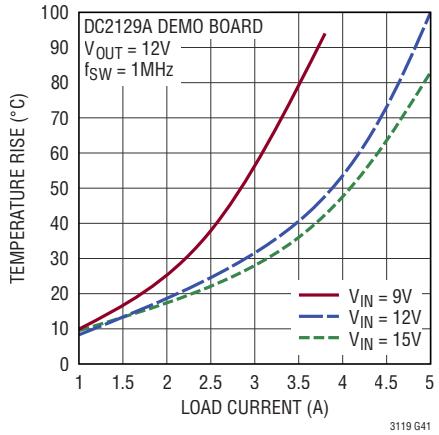
入力電流



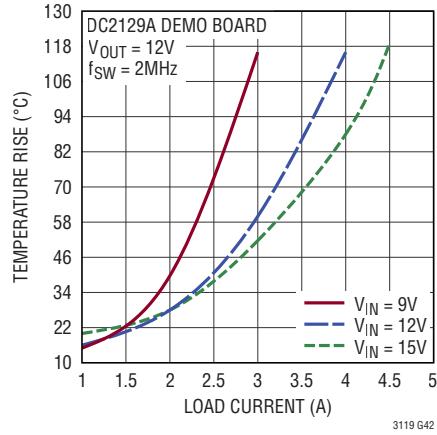
最大出力電流と昇圧比



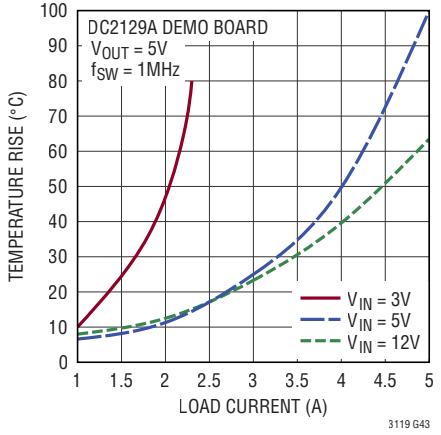
温度の上昇と負荷電流



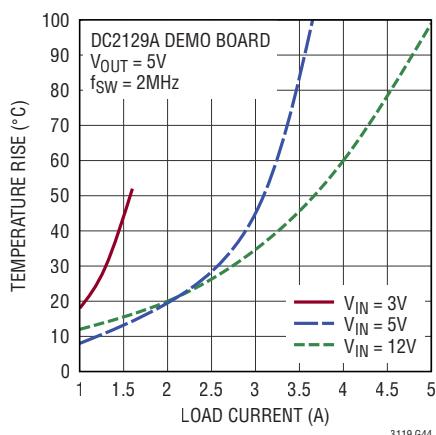
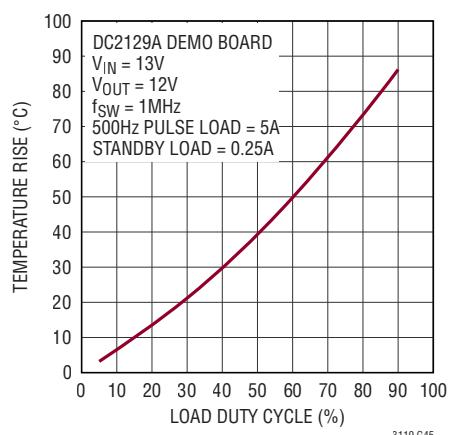
温度の上昇と負荷電流



温度の上昇と負荷電流



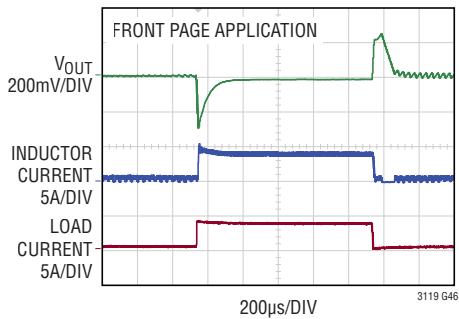
温度の上昇と負荷電流

温度上昇とパルス負荷
デューティ・サイクル

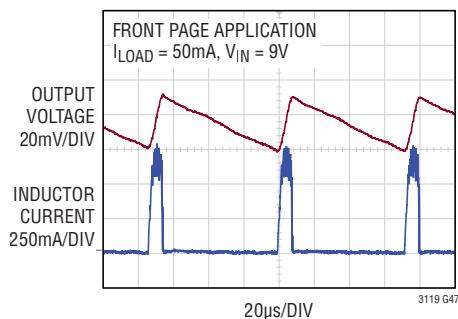
標準的性能特性

注記がない限り、TA = 25°C。

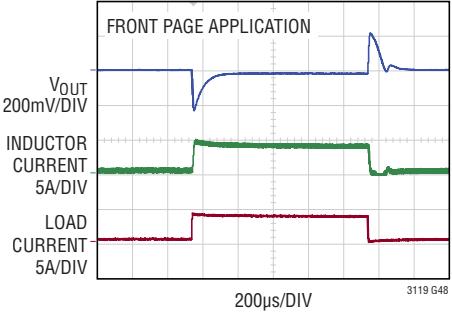
**Burst Mode動作の負荷ステップ
(400mA ~ 4A、V_{IN} = 9V)**



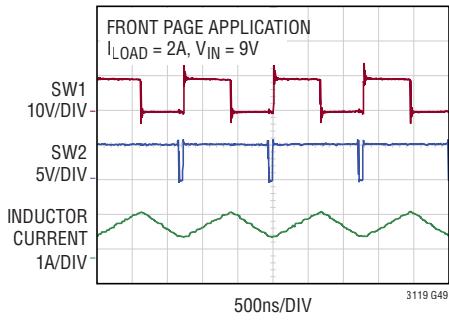
Burst Mode動作のV_{OUT}のリップル



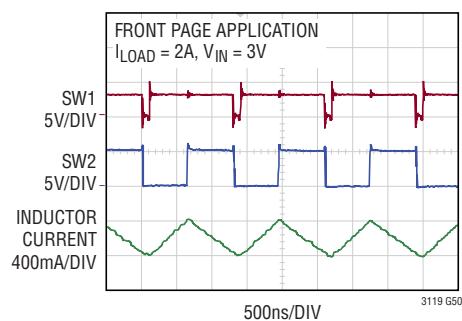
**PWMモードの負荷ステップ
(400mA ~ 4A、V_{IN} = 9V)**



スイッチング波形、降圧モード動作



スイッチング波形、昇圧モード動作



ピン機能 (QFN/TSSOP)

PGND (ピン1、6、17、22露出パッド・ピン29/ピン4、9、20、25、露出パッド・ピン29): 電源グランドの接続箇所。これらのピンは、できるだけ短く幅広の接続を使用して電源グランドに接続します。露出パッドはPCBに半田付けし、できるだけ短く最小のインピーダンスの経路を介して電気的にグランドに接続する必要があり、定格の熱性能を得るには、PCBのグランド・プレーンに接続します。

SW2(ピン2、5/ピン5、8): 昇降圧コンバータのパワースイッチ・ピン。これらのピンは昇降圧インダクタの片側に接続します。

PV_{OUT} (ピン3、4/ピン6、7): 出力電圧電力接続。これらのピンは昇降圧コンバータのスイッチDに接続します。低ESRの10μF以上のコンデンサを、できるだけインピーダンスの低い経路を使用してこのピンとグランドの間に接続します。

PGOOD (ピン7/ピン10): オープン・ドレイン出力。この出力は、FBがレギュレーション電圧よりも極端に低下した場合に、グランドに引き下げられます。このピンから正電源にプルアップ抵抗を接続します。詳細は、このデータシートの「動作」セクションを参照してください。

SV_{CC} (ピン8/ピン11): 製造時テストに使用される内部回路への電源電圧。このピンは、V_{CC}に接続する必要があります。

FB (ピン9/ピン12): 帰還電圧の入力。このピンに接続された抵抗分割器によって昇降圧コンバータの出力電圧が設定されます。

ピン機能 (QFN/TSSOP)

VC (ピン10/ピン13) : エラーアンプの出力。このピンと SGND の間に周波数補償ネットワークを接続し、電圧制御ループを安定化させる必要があります。

SGND (ピン11/ピン14) : 信号グランド。このピンは、デバイスの制御回路のグランドに接続されているので、アプリケーションではグランドに接続する必要があります。

MPPC (ピン12/ピン15) : 最大電力点制御設定値。このピンを V_{IN} と GND の間の抵抗分割器に接続して、入力レギュレーション電圧を設定します。MPPC動作をディスエーブルする場合は、MPPCピンを V_{CC} に接続します。

V_{CC}(ピン13/ピン16) : 内部レギュレータ出力電圧および制御回路用の電源レール。このピンは、制御回路への電力供給に使用される内部低電圧リニア・レギュレータの出力です。V_{CC} 出力は、最大 10mA の外部負荷への電力供給にも使用されます。4.7μF のコンデンサを、できるだけ短いトレースを使用して、このピンと GND の間に接続する必要があります。

RT (ピン14/ピン17) : 発振器周波数設定入力。このピンと GND の間に抵抗を接続して、昇降圧コンバータのスイッチング周波数を設定します。

RUN (ピン15/ピン18) : デバイスのイネーブルとディスエーブル、および個別の入力UVLOしきい値の設定を行う入力。RUNピンを外部ロジック信号によってドライブすることにより、デバイスのイネーブルとディスエーブルを行うことができます。また、高精度な低電圧ロックアウトしきい値を生成するために、入力電圧に接続された抵抗分割器によってこのピンの電圧を設定することができます。RUNピンの電圧が公称 1.205V を超えると、デバイスはイネーブルされます。イネーブルされると、このピンから 250nA の電流がソースされて追加ヒステリシスが生成されます。

V_{IN}(ピン16/ピン19) : 内部 V_{CC} レギュレータの入力電圧ピン。

PV_{IN}(ピン19, 20/ピン22, 23) : 入力電圧電力接続。これらのピンは昇降圧コンバータのスイッチ A に接続します。10μF 以上のコンデンサを、できるだけインピーダンスの低い経路を使用してこのピンと GND の間に接続します。

SW1(ピン18, 21/ピン21, 24) : 昇降圧コンバータのパワースイッチ・ピン。これらのピンは昇降圧インダクタの片側に接続します。

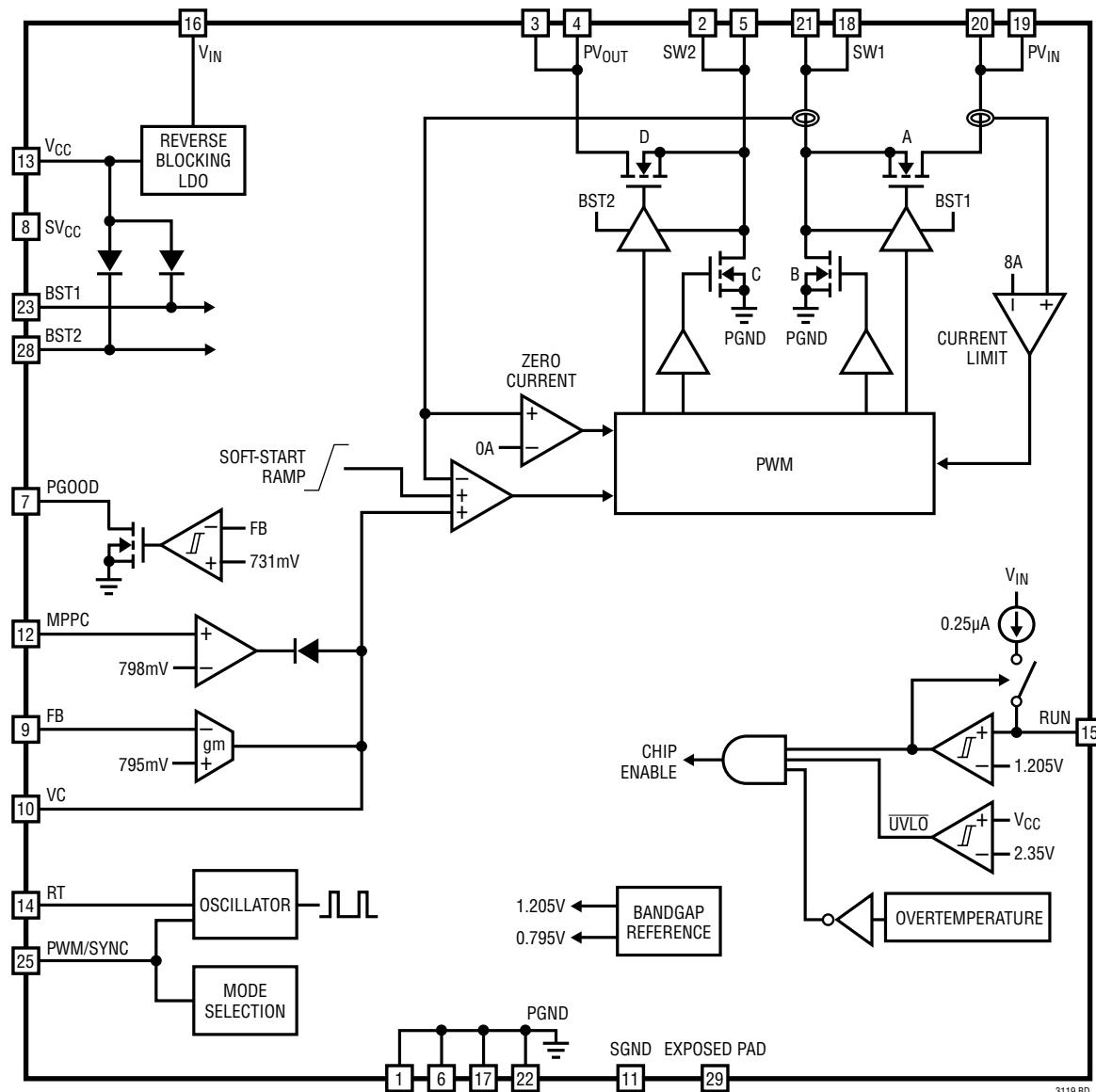
BST1(ピン23/ピン26) : SWA ドライバの電力レール。このピンは 0.1μF のコンデンサを介して SW1 に接続する必要があります。このピンを使ってパワースイッチ A のゲート駆動レールを生成します。

N/C(ピン24, 26, 27/ピン1, 2, 27) : 接続なし。グランドに接続するか、オープンのままにすることができます。このピンはどの内部回路にも接続されていません。

PWM/SYNC(ピン25/ピン28) : 自動Burst Mode動作/PWMモードの制御ピンおよび同期入力。このピンを“H”に強制すると、デバイスは、全ての負荷で RT ピンによって設定される周波数の内部発振器を使った固定周波数 PWM モードで動作します。このピンを“L”に強制すると、デバイスは、軽負荷時に効率を最大化するために、Burst Mode 動作をイネーブルします。このピンにクロックを入力すると、デバイスは、RT ピンで設定された周波数より高い周波数でそのクロックと同期します。同期のためにこのピンを使用する場合、100ns の最小入力パルス幅を使用する必要があります。

BST2(ピン28/ピン3) : SWA ドライバの電力レール。このピンは 0.1μF のコンデンサを介して SW2 に接続する必要があります。このピンを使ってパワースイッチ D のゲート駆動レールを生成します。

ブロック図 ピン番号はUFDパッケージのみを示す。



3119 BD

動作

はじめに

LTC3119は、5Aモノリシック昇降圧DC/DCコンバータで、VINで2.5V～18V、VOUTで0.8V～18Vという広い範囲で動作できます。内蔵の低R_{DSON}(ON)NチャネルDMOSパワー・スイッチによってソリューションの複雑さを低減し、変換効率を最大化します。内部高電位側パワー・スイッチ・ドライバは、2つの小型外付けコンデンサしか必要とせず、アプリケーション回路設計をさらに簡略化します。LTC3119には多くの追加機能が組み込まれており、アプリケーションのソリューションを設計する場合の柔軟性を最大化することができます。それらの機能には、高精度のRUNピン・コンパレータ、400kHz～2MHzの広い動作周波数範囲、外部クロック同期、パワーグッド・インジケータ、および太陽電池アレイなどの電流が制限された電源から動作するための入力電圧の最大電力点制御(MPPC)などがあります。

高電位側駆動および検出回路により、電流制御および同期スイッチ動作を維持しながら、出力で0Vまで動作することができます。また、V_{CC}ピンをV_{OUT}またはその他の代替電源からブートストラップする場合、2.5V未満の入力電圧まで動作することが可能であり、スーパーキャパシタなどのエネルギー蓄積デバイスから最大の電力を抽出することができます。

独自の超低ノイズPWMスイッチング・アルゴリズムは、出力電圧より低い、等しい、または高い入力電圧で出力レギュレーションを維持します。降圧動作モードと昇圧動作モードの間の遷移は、過渡電圧や低調波スイッチングが生じることなくシームレスに発生します。LTC3119は、広い周波数範囲で動作するように構成できる発振器を内蔵しています。1つの設定抵抗を使用して、400kHz～2MHzの範囲で動作周波数を構成することができます、基板面積および効率を最適化する場合の柔軟性を得ることができます。内部発振器は、PWM/SYNCに入力された外部クロックに同期させることもできます。

Burst Mode動作により、軽負荷時の高効率の動作を可能にすると同時に、負荷が重いときには自動的にPWMモードに遷移します。低出力電流でBurst Mode動作がイネーブルされ、電流がわずか31μA(標準)になります。シャットダウン状態では、全電源電流がさらに3μA(最大)に減少します。

PWMモードの動作

PWM/SYNCピンが“H”に保持されるか、またはコンバータの負荷電流がPWMモード動作を指示するほど十分に高くなつてPWM/SYNCピンが“L”に保持されると、LTC3119は固定周波数PWMモードで動作します。動作周波数は、このデータシートの「アプリケーション」セクションで説明されているように、RTピンに接続した抵抗によって定義されます。PWMモードでは、出力電圧リップルが最小限に抑えられ、低ノイズのスイッチング周波数スペクトラムが生成されます。独自のスイッチング・アルゴリズムにより、全ての動作モードにわたって動作モード間をシームレスに移行し、平均インダクタ電流、インダクタ・リップル電流、およびループの伝達関数の不連続性を除去します。これらの利点により、従来の昇降圧コンバータに比べて効率が向上し、ループの安定性が改善され、出力電圧リップルが小さくなります。4個のNチャネルDMOSスイッチ、およびこれらの関連ゲート・ドライバで構成されるLTC3119の電力段のトポロジーを図1に示します。

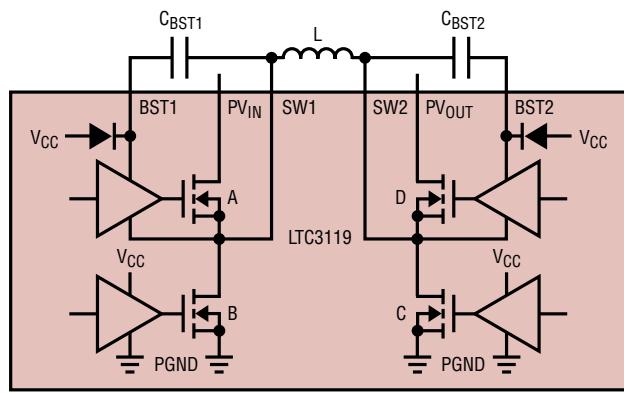


図1. 電力段の回路図

PWMモードの動作では、入力および出力の電圧に関係なく、両方のスイッチ・ピンがサイクルごとに遷移します。内部の平均電流制御ループが、適切なスイッチ・デューティ・サイクルを生成するようにパルス幅変調器に指示し、出力電圧のレギュレーションを維持します。

動作

発振器とフェーズロック・ループ

LTC3119は、RTピンとGNDの間の1本の外付け抵抗で設定されるスイッチング周波数の内部発振器で動作します。ノイズに敏感なアプリケーションでは、内部フェーズロック・ループにより、LTC3119をPWM/SYNCピンに与えられる外部クロック信号に同期させることができます。フェーズロック・ループは、内部発振器の周波数を上げて同期させることだけが可能ですが、したがって、抵抗 R_T は、内部発振器をPWM/SYNCピンに与えられるクロックの周波数より低い周波数に設定するように選択する必要があります。外部同期クロックの周波数変動や内部発振器のワーストケースの周波数変動を考慮して、十分なマージンを含んでいなければなりません。内部発振器で動作するときも外部クロック信号に同期するときも、LTC3119は、400kHz～2MHzのスイッチング周波数で動作することができるので、小さいソリューション・サイズと最適な電力変換効率の間でのトレードオフを可能にします。

RUNピンのコンパレータ

RUNピンは、デバイスをイネーブルするロジックレベル入力として機能するほか、高精度内部コンパレータを備えているので、外付け抵抗分割器を追加することにより、個別の上昇時および下降時の入力低電圧ロックアウトしきい値を設定するのに使用できます。RUNピンがロジックしきい値(標準0.8V)より上にドライブされると、V_{CC}レギュレータがイネーブルされることによってデバイスの内部制御回路に電力が供給され、RUNピンの高精度コンパレータがイネーブルされます。RUNピンの電圧がさらに上昇してRUNコンパレータのしきい値(公称1.205V)を超えると、昇降圧コンバータがイネーブルされます。RUNピンがRUNコンパレータのしきい値を下回ると、昇降圧コンバータはスイッチングを停止しますが、RUNピンがロジックしきい値を下回らない限り、V_{CC}レギュレータと制御回路は給電されたままです。したがって、デバイスをシャットダウン状態にして、入力電流を最小レベル(3μA)に減少させるには、RUNピンの電圧を確実にワーストケースのロジックしきい値(0.3V)未満にする必要があります。RUNピンは高電圧入力であり、V_{IN}に直接接続して、入力電源が存在する場合にデバイスを連続的イネーブルすることができます。RUNピンは、約5Vより上に強制されると、次式によって求められる小電流をシンクします。

$$I_{RUN} = \frac{(V_{RUN} - 5V)}{5M\Omega}$$

図2に示す外付け抵抗分割器を追加することにより、RUNピンを使って個別の入力低電圧ロックアウトしきい値を設定できます。RUNピンが1.205Vに達すると、昇降圧コンバータがイネーブルされ、それにより抵抗分割器の比によって上昇時のUVLOしきい値を設定できるようになります。RUNピンがしきい値電圧に達すると、コンパレータが遷移して昇降圧コンバータがイネーブルされます。デバイスがイネーブルされると、0.25μA(標準)の内部電流源がイネーブルされ、RUNピンから電流がソースされてRUNピンの電圧がしきい値よりかなり高くなります。

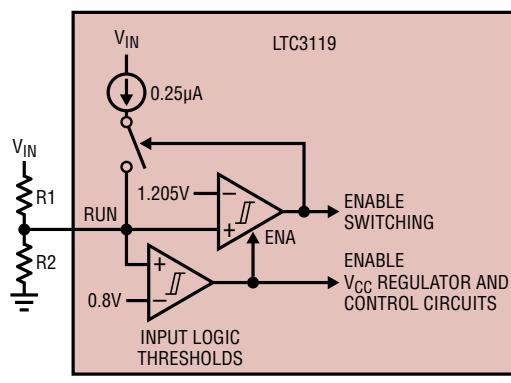


図2. RUNピンの高精度コンパレータ

デバイスをディスエーブルするためには、V_{IN}を十分に下げるこにより、この電流によって生成されるヒステリシスのほかRUNコンパレータの90mVのヒステリシスを無効にする必要があります。したがって、両方の抵抗の値を調整することによって上昇時のUVLOしきい値に影響を与えることなく、ヒステリシスの値を個別に設定できます。

V_{CC}レギュレータ

内部低ドロップアウト・レギュレータがV_{IN}から3.7V(公称)のV_{CC}レールを生成します。V_{CC}レールは、LTC3119の内部制御回路とパワー・デバイスのゲート・ドライバに電力を供給します。LTC3119の内部回路に給電することに加えて、V_{CC}レギュレータは、10mAの外部負荷をサポートすることもできます。V_{CC}レギュレータは、RUNピンの電圧がロジックしきい値未満になるとディスエーブルされて静止電流を低減し、RUNピンの電圧がロジックしきい値を超えるとイネーブルされます。V_{CC}レギュレータには電流制限による保護機能が搭載されており、短絡状態および過負荷状態に対して保護します。出力電圧が5Vに設定されるアプリケーションの場合、V_{CC}を、

動作

ショットキ・ダイオードを介して出力レールから駆動することができます。このようにしてブートストラップすることにより、特に電圧降圧比が大きいときに効率を大幅に改善することができます。低い入力電圧までの動作も可能になります。V_{CC}ピンの最大動作電圧は5.5Vであり、V_{CC}を外部から駆動する場合、この制限を超えないように注意する必要があります。

電流モード制御

LTC3119は、平均電流モード制御方式を利用します。電流モード制御は、簡略化されたループ補償、負荷トランジエントへの素早い応答、および固有の線間電圧の除去を提供します。V_Cピンの電圧は、制御される平均インダクタ電流を定義し、アクティブ制御ループ(FBまたはMPPC)のレギュレーションを維持するためにエラーアンプによって調整されます。

内部の電流モード制御ループ・エラーアンプは、検出された平均インダクタ電流と、制御される平均インダクタ電流レベルを比較して、サイクルごとにSW1ピンおよびSW2ピンを変調します。

平均電流モード制御方式は、平均電流アンプを積分器として構成することによってピーク電流の代わりに平均電流を制御する点を除き、ピーク電流モード制御に似ています。この違いによって、ピーク電流モード制御に備わる大部分のメリットを生かしながら、ピークを除去してピーク電流モード制御の電流エラーを平均化します。内部電流ループの補償は、あらゆる動作条件で高い帯域幅および低いレギュレーション誤差を提供するように最適化された内部保証回路網によって実現されます。

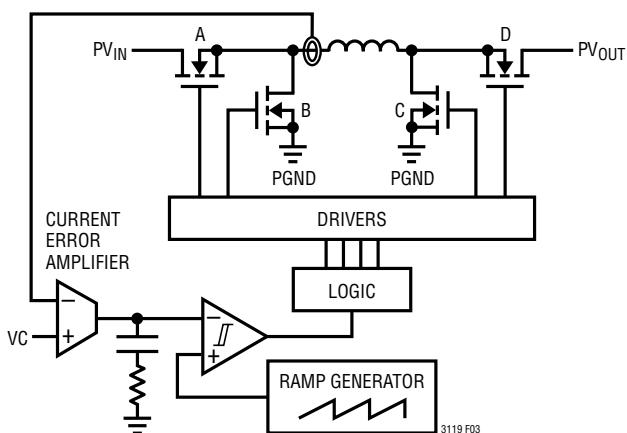


図3. 内部平均電流ループの図

エラーアンプ

LTC3119には、入力を内部電流モード制御ループに対して制御するための2つに分かれたエラーアンプが内蔵されています。これらのアンプは、FBピンおよびMPPCピンで電圧をモニタします。これらのアンプからの出力は、合計され、内部電流モード制御ループで制御される電流レベルとして使用されます。安定性を確保するために、補償回路網を、エラーアンプの出力(V_Cピン)とGNDの間に接続する必要があります。ほとんどのアプリケーションには図4に示すようなタイプIIの補償回路網を推奨します。これは、コンバータの応答を最適化する柔軟性を与えると同時に、出力電圧のDC誤差を最小限に抑えるからです。

FBエラーアンプは、制御される電流レベルを増やすことができる唯一のアンプですが、これらのアンプは、それらに関連する制御ループのレギュレーションを維持するために、どちらも制御される電流を減らすことができます(「ブロック図」を参照)。特定の時間では、1つの制御ループのみがアクティブになり、もう1つの制御ループは非アクティブになります。MPPC制御ループが優先され、電圧ループを無効にし、制御される電流レベルを減らすことができます。MPPCエラーアンプの制御下にあるとき、V_Cピンの補償回路網は無視されます。

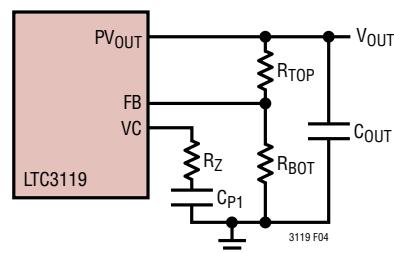


図4. FBピンおよびV_Cピンの構成

動作

電流制限とゼロ電流検出

LTC3119には、最大ピーク・インダクタ電流および最大平均インダクタ電流の両方に対する制限が組み込まれています。電流検出情報を使用して、インダクタ電流が11A（標準）のピーク・レベルに達すると、スイッチAは直ちにオフになり、インダクタ電流が確実に制御された状態に留まるようになります。また、平均電流モード制御ループは、インダクタ内の最大平均電流を8A（標準）にクランプします。これら2つの電流制限は、レギュレーション状態への滑らかな遷移を保証するのに役立つとともに、デバイスの能力を超える電流状態から保護します。

LTC3119には、スイッチング時の逆電流を最小限に抑え、不連続モード動作を提供するため、専用のゼロ電流検出コンパレータが内蔵されています。ゼロ電流検出しきい値は、低調波スイッチングを防ぎ、一部の条件で負電流を少なくできるような動作条件に基づいて調整されます。デバイスがMPPC制御ループによって制御される場合、ゼロ交差コンパレータが約150mAに設定され、逆電流が出力蓄電素子を放電するのを防ぐことができます。

ソフトスタート

LTC3119のソフトスタート回路によって、初期電源投入時の入力電流トランジエントと出力電圧オーバーシュートが最小限に抑えられます。ソフトスタートに必要なタイミング・コンポーネントがLTC3119の内部に存在し、6msの標準ソフトスタート期間を発生させます。内部のソフトスタート回路は、コマンド信号の電圧を、電流モード制御ループの電圧（ V_C ピンの電圧）にまで緩やかに立ち上げます。この立ち上がりの間、インダクタ電流も、ゼロから始まって緩やかに増加します。ソフトスタートは、 V_{CC} UVLO、RUNピンの高精度イネーブル・コンパレータ、およびサーマル・シャットダウンによってリセットされます。

最大電力点制御(MPPC)

LTC3119のMPPC入力を、オプションの外付け分圧器と共に使用して、制御されるインダクタ電流を動的に調整し、最小入力電圧を維持することができます。これは主に、太陽電池パネルなどの抵抗性電源を使用して、入力電力転送を最大化し、負荷のある状態で V_{IN} が低下しすぎると、アンプの出力が、制御される平均インダクタ電流（ V_C ピンの電圧）を減ら

し、入力電流を削減して、 V_{IN} を設定された最小電圧に安定化します。

外部補償が必要になることもあります。通常は、MPPCピンとGNDの間に直列に接続された抵抗とコンデンサによって実現されます。この補償回路網は、 V_{IN} 分圧器回路網の下側の抵抗と並列に接続されます。

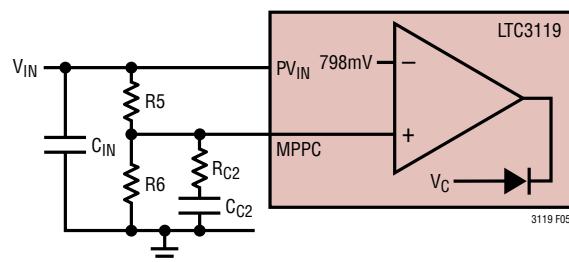


図5. MPPCピンの構成

Burst Mode動作

PWM/SYNCピンを“L”に保つと、LTC3119はBurst Mode動作に構成されます。その結果、昇降圧DC/DCコンバータは、出力電流が“L”レベルに低下するまで、連続PWMスイッチングで動作します。出力電流が“L”レベルに低下した時点で、コンバータは低出力電流で電力を節約するBurst Mode動作に自動的に移行します。Burst Mode動作で動作する場合、出力電圧が公称レギュレーション・レベルに達すると、LTC3119はスリープ状態に移行します。スリープ状態ではPWMのスイッチングが停止し、デバイスの必須でない機能が全てパワーダウンして、LTC3119の静止電流がわずか31μA（標準）に低下します。これによって、負荷が軽い場合に全体的な電力変換効率が大きく向上します。スリープ中はコンバータがスイッチングしていないため、出力電圧は、出力負荷抵抗と出力コンデンサの値によって決まる率で緩やかに減少します。出力電圧がわずかに減少すると、LTC3119が始動してPWMスイッチング動作を開始し、 V_{OUT} の出力電圧が以前のレベルに回復するまで動作します。負荷が非常に軽い場合、LTC3119は、 V_{OUT} を回復するために数サイクルの間スイッチするだけですみ、長時間スリープします。これによって、効率が大幅に向上します。負荷がBurst Mode移行しきい値を超えて突然増加した場合、デバイスは自動的に連続PWM動作に移行し、再び負荷が減少するまで動作します。なお、ソフトスタートが実行されて、 V_{OUT} がレギュレーション電圧に達するまで、Burst Mode動作は抑制されます。Burst Mode動作は、MPPCループが支配している場合にも抑制されます。

動作

パワーグッド・インジケータ

LTC3119は、V_{OUT}が設定された値から8%（標準）を超えて低下した場合に“L”に引き下げられる、オープンドレインPGOOD出力を備えています。V_{OUT}が設定された値から6.5%（標準）以内に上昇すると、外付けプルアップ抵抗が接続されている場合、内部のPGOODのプルダウンがオフになり、PGOODが“H”になります。内部フィルタが、V_{OUT}での一時的な過渡電流によるPGOODの有害なトリップを防止します。19Vの絶対最大定格を超えない限り、PGOODを任意の電圧にプルアップできることに注意してください。PGOOD機能は、RUNピンの電圧が0.8V（標準）のロジック・イネーブルしきい値を超えたときにアクティブになります。RUNピンの電圧が0.8V（標準）未満になり、V_{CC}電源がまだ存在している場合、PGOODのプルダウンがイネーブルされます。

熱に関する検討事項

LTC3119のパワースイッチは、内部電流制限しきい値までの電流で継続的に動作するように設計されています。高電流レベルで動作すると、デバイス内部でかなりの熱が発生します。さらに、多くのアプリケーションではV_{CC}レギュレータが大きな入力-出力間電圧差で動作する結果、パス素子で大きな追加電力損失が発生します。そのため、効率を最適化してLTC3119が最大定格出力電流を供給できるようにするために、デバイスの温度環境に関して注意深く検討する必要があります。具体的には、QFNパッケージおよびTSSOPパッケージの両方の露出ダイアタッチ・パッドをプリント回路基板に半田付けする必要があります。プリント回路基板は、ダイアタッチ・パッドの接続から面積の大きい露出した銅層まで複数のビアを使用して、デバイス・パッケージからの熱伝導を最大にするよう設計する必要があります。ダイ温度が約165°Cを超えると、デバイスは過熱シャットダウン状態になって全てのスイッチングが停止します。ダイが約10°C冷却されるまで、デバイスはディスエーブルされたままになります。フォルト状態が解消されると、過熱シャットダウン状態から滑らかに回復するために、ソフトスタート回路が再起動されます。

アプリケーション情報

V_{CC}コンデンサの選択

LTC3119のV_{CC}出力は内部低ドロップアウト・レギュレータによって入力電圧から生成されます。V_{CC}レギュレータはさまざまな出力コンデンサで安定して動作するように設計されています。ほとんどのアプリケーションでは、4.7μFの低ESRセラミック・コンデンサが適切な選択肢になります。コンデンサをV_{CC}ピンに接続し、できるだけ短いトレースを介して接地する必要があります。

V_{CC}レギュレータのブートストラップ

出力電圧が4.5V～6Vの範囲内の場合、V_{OUT}からV_{CC}に接続したダイオードを使用して、V_{CC}レギュレータの電圧を保持することができます（図6を参照）。ダイオードの順方向電圧分少ない出力電圧が、許容可能な外部強制電圧である4.2V～5.5Vの範囲内にあることを保証するように、適切なダイオードを選択する必要があります。これは、ショットキ・ダイオードまたはシリコン・ダイオードを使用することによって実現できます。いずれの場合も、ダイオードは、V_{CC}ピンを駆動できるだけの十分な電流処理能力を備える必要があります。

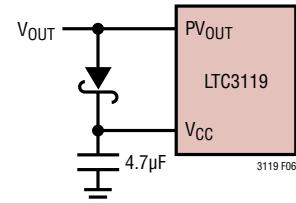


図6. V_{OUT}へのV_{CC}のブートストラップ

V_{CC}ピンの最大定格を超える出力電圧（すなわち、V_{OUT} = 7V）を使用するアプリケーションの場合、入力電圧と出力電圧の間でダイオードOR接続を使用して、内部V_{CC}レギュレータに電力を供給できます。これは、ダイオードORノードをV_{IN}ピンに接続し、PV_{IN}ピンを入力電源に接続することによって実現できます。この構成では、PV_{IN}とGNDの間に配置されるバイパス・コンデンサに加えて、V_{IN}ピンとGNDの間に追加バイパス・コンデンサが必要になります。この構成を図7に示します。

アプリケーション情報

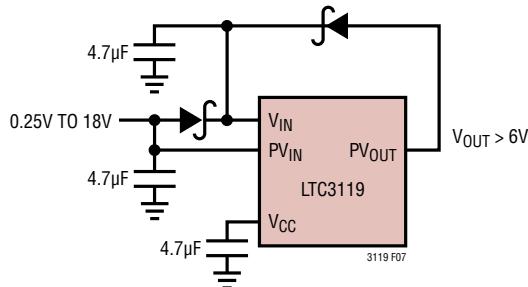


図7. 入力電源および V_{OUT} のダイオードOR接続による
 V_{CC} レギュレータへの給電

カスタム V_{IN} UVLOしきい値の設定

図8に示すように、 V_{IN} に外付け抵抗分割器を接続することにより、RUNピンを使ってLTC3119がイネーブルおよびディスエーブルされる入力電圧を設定できます。

上昇時の入力電圧の場合、LTC3119は V_{IN} が次式で与えられるしきい値に達するとイネーブルされます。ここで、R1とR2は抵抗分割器の抵抗の値です。

$$V_{TH(RISING)} = 1.205V \left(\frac{R1+R2}{R2} \right)$$

ノイズが存在するときの堅牢な動作を保証するため、RUNピンには2つの形態のヒステリシスがあります。RUNピンのコンパレータの90mV固定のヒステリシスは、抵抗分割器の値に関係なく、入力ターンオン電圧の7.5%に等しいヒステリシスを与えます。さらに、動作時にRUNピンからソースされる内部ヒステリシス電流がヒステリシスの追加レベルを発生します。このレベルはR1の値によって設定され、全体のヒステリシスを増加させて個々のアプリケーションの要件を満たすことができます。

デバイスはいったんイネーブルされると、入力電圧がコンパレータのしきい値を次式で与えられるヒステリシス電圧 V_{HYST} だけ下回るまでイネーブルされたままになります。ここで、R1とR2は分圧器の値です。

$$V_{HYST} = R1 \cdot 0.25\mu A + \left(\frac{R1+R2}{R2} \right) \cdot 0.09V$$

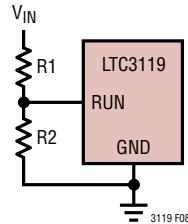


図8. 入力UVLOおよびヒステリシスの設定

したがって、上昇時のUVLOしきい値とヒステリシスの大きさは、抵抗R1およびR2を選択することによって個別に設定できます。ハイレベルのヒステリシスの場合、R1の値は実用上望ましい値よりも大きくなる可能性があります。このような場合、図9に示すように、追加の抵抗 R_H を接続することにより、ヒステリシスをさらに大きくすることができます。

追加の R_H 抵抗を使用すると、上昇時のRUNピンしきい値は元の式で与えられる値に保たれ、ヒステリシスは次式で与えられます。

$$V_{HYST} = \left(\frac{R_H R_2 + R_H R_1 + R_1 R_2}{R_2} \right) 0.25\mu A + \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) 0.09V$$

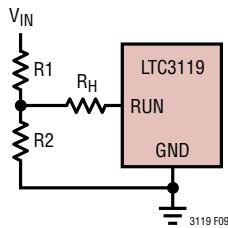


図9. 入力UVLOヒステリシスの増加

ノイズに対する堅牢性とUVLOしきい値の精度を改善するため、RUNからGNDに470pFのコンデンサを追加することによってRUNピンの入力をフィルタすることができます。大きな値のコンデンサはヒステリシスの動作を妨害する可能性があるので使用しないようにします。

スイッチング周波数の選択

スイッチング周波数は、RTピンとグランドの間に接続された抵抗の値によって設定されます。スイッチング周波数は次式のように抵抗値と相関関係があります。ここで、 R_T は抵抗です。

$$f_{SW} = \frac{100MHz}{8 + (1.2 \cdot R_T / k\Omega)}$$

アプリケーション情報

スイッチング周波数が高いほど、小さいインダクタ、小さい入力および出力フィルタ・コンデンサの使用が容易になり、ソリューション・サイズが小さくなつて、部品の高さが減少します。ただし、スイッチング周波数を高くすることは、一般に、スイッチング損失が増すことによって変換効率を低下させることになります。

出力コンデンサの選択

出力電圧リップルを最小限に抑えるため、昇降圧コンバータの出力には低ESRの出力コンデンサを使用します。積層セラミック・コンデンサはESRが小さく、実装面積の小さいものが入手できるので最適です。十分大きな値のコンデンサを選択して出力電圧リップルを許容レベルに下げます。コンデンサのESRおよびESLを無視すると、ピーク・トゥ・ピーク出力電圧リップルは以下の式で計算することができます。ここで、 f_{SW} はスイッチング周波数、 C_{OUT} は出力容量、 t_{LOW} はスイッチ・ピンの最小“L”時間、 I_{LOAD} は出力電流です。 t_{LOW} の値とスイッチング周波数の関係を示す曲線については、このデータシートの「標準的性能特性」のセクションを参照してください。

$$\Delta V_{P-P(BUCK)} \approx \frac{I_{LOAD} t_{LOW}}{C_{OUT}}$$

$$\Delta V_{P-P(BOOST)} \approx \frac{I_{LOAD}}{C_{OUT}} \left(\frac{V_{OUT} - V_{IN} + t_{LOW} f_{SW} V_{IN}}{V_{OUT}} \right)$$

出力電圧リップルは負荷電流にとともに増加し、降圧モードより昇圧モードの方が一般に大きくなります。これらの式は、出力電流が不連続であることから生じる出力電圧リップルだけを考慮しています。これらの式により、ある程度の大きさの負荷電流でのリップルについてはかなり正確な概算値が出来ますが、出力電圧リップルがインダクタ電流リップルに左右される非常に軽負荷時の出力電圧リップルは小さめの概算値となります。

出力容量の両端に生じる出力電圧リップルに加えて、出力コンデンサの内部抵抗の両端にも出力電圧リップルが生じます。ESRによって生じる出力電圧リップルは出力コンデンサの直列抵抗に比例し、次式で与えられます。ここで、 R_{ESR} は出力コンデンサの直列抵抗、他の全ての項は前述のとおりです。

$$\Delta V_{P-P(BUCK)} \approx \frac{I_{LOAD} R_{ESR}}{1 - t_{LOW} f_{SW}} \approx I_{LOAD} R_{ESR}$$

$$\Delta V_{P-P(BOOST)} \approx \frac{I_{LOAD} R_{ESR} V_{OUT}}{V_{IN} (1 - t_{LOW} f_{SW})} \approx I_{LOAD} R_{ESR} \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

入力コンデンサの選択

P_{VIN} ピンは全インダクタ電流を流し、デバイスの内部制御回路に電力を供給します。入力電圧リップルを最小限に抑えてデバイスに適切な動作をさせるため、少なくとも $10\mu F$ の値の低ESRバイパス・コンデンサをこのピンにできるだけ近づけて配置します。このコンデンサを P_{VIN} とグランド・プレーンに接続するトレースはできるだけ短くします。 V_{IN} ピンは V_{CC} レギュレータとその他の内部回路に電力を供給します。 V_{IN} を P_{VIN} に接続するPCBトレースが長いと、 V_{IN} ピンの近くに小さな値のバイパス・コンデンサの追加が必要になる場合があります。

長いリード線を介して給電するか、または高ESRの電源から給電するときは、より大きな値のバルク入力コンデンサが必要になる場合があります。このようなアプリケーションでは、 $1\mu F$ のセラミック・コンデンサと並列に $47\mu F \sim 100\mu F$ の電解コンデンサを接続すると、高性能で低コストのソリューションが得られます。

長いケーブルなどの誘導性の接続を介して電力が供給される場合、電源および入力バイパス・コンデンサのインダクタンスが高Q共振LCフィルタを構成します。そのようなアプリケーションでは、電力源への活線挿入は、大きな電圧オーバーシュートにつながる可能性があり、公称入力電源電圧の2倍になることがあります。そのような状況では、LTC3119の絶対最大入力電圧定格に違反しないように注意する必要があります。入力フィルタにおける減衰を増やし、電圧オーバーシュートを最小限に抑えるための解決策については、リニアテクノロジーの「アプリケーションノート88」を参照してください。

インダクタの選択

LTC3119のアプリケーション回路に使用されるインダクタの選択により、供給可能な最大出力電流、コンバータの帯域幅、インダクタ電流リップルの大きさ、および全体変換効率が決まります。インダクタは、内部のスイッチ抵抗($30m\Omega$)と比較した場合、DC直列抵抗が小さくなければなりません。つまり、出力電流能力と効率は妥協することになります。インダクタ値を大きくするとインダクタ電流リップルが減少しますが、最大出力電流のセクションで説明したように、ピーク電流モード制御と同様に出力電流能力が増えない場合があります。ケース・サイズが一定の場合、インダクタの値が大きいほど、DC直列抵抗が大きくなる傾向もあります。これは、効率に悪影響を与えます。また、インダクタの値が大きいと、昇圧モードで動作するときに、右半面ゼロ(RHPZ)周波数が低下します。これによって、ループの安定性が損なわれる場合があります。LTC3119のほぼ全てのアプリケーション回路は、インダクタ値

アプリケーション情報

が $1.5\mu\text{H} \sim 15\mu\text{H}$ の範囲にある場合に最高の性能を発揮します。降圧モード専用のアプリケーションは、右半面ゼロ周波数の影響を受けないため、より大きなインダクタ値を使用できます。一方、ほとんどの昇圧モードのアプリケーションは、昇圧比の大きさに応じて、この範囲の下限のインダクタンスを使用する必要があります。インダクタ値に関わらず、最悪の平均インダクタ電流にリップル電流の $1/2$ を加えた値よりも大きくなるように、飽和電流定格を選択する必要があります。

各動作モードのピーク・トゥ・ピーク・インダクタ電流リップルは以下の式から計算することができます。ここで、 f_{SW} は設定されたスイッチング周波数、 L はインダクタンス、 t_{LOW} はスイッチ・ピンの最小“L”時間(標準で90ns)です。

$$\Delta I_{L(\text{P-P})(\text{BUCK})} \approx \frac{V_{\text{OUT}}}{L} \left(\frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \right) \left(\frac{1}{f_{\text{SW}}} - t_{\text{LOW}} \right)$$

$$\Delta I_{L(\text{P-P})(\text{BOOST})} \approx \frac{V_{\text{IN}}}{L} \left(\frac{V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}}}{V_{\text{OUT}}} \right) \left(\frac{1}{f_{\text{SW}}} - t_{\text{LOW}} \right)$$

降圧モードではデューティ・サイクルが最小(V_{IN} が最大)のとき、昇圧モードではデューティ・サイクルが50%($V_{\text{OUT}} \approx 2 \cdot V_{\text{IN}}$)のときに、最悪のピーク・トゥ・ピーク・インダクタ・リップル電流が発生することに注意してください。

例えば、 V_{IN} (最小) = 2.5V、 V_{IN} (最大) = 15V、 $V_{\text{OUT}} = 5V$ 、 $f_{\text{SW}} = 1\text{MHz}$ 、および $L = 4.7\mu\text{H}$ の場合、電圧が両極端(降圧時は V_{IN} が15V、昇圧時は V_{IN} が2.5V)のときに、ピーク・トゥ・ピーク・インダクタ・リップルは、次のようにになります。

$$\Delta I_{L(\text{P-P})(\text{BUCK})} \approx \frac{5}{4.7\mu\text{H}} \left(\frac{15-5}{15} \right) \bullet 910\text{ns} = 645\text{mA}$$

$$\Delta I_{L(\text{P-P})(\text{BOOST})} \approx \frac{2.5}{4.7\mu\text{H}} \left(\frac{5-2.5}{5} \right) \bullet 910\text{ns} = 242\text{mA}$$

インダクタの適切な飽和電流定格を選択するには、インダクタ・リップル電流の $1/2$ を、予想される最大平均インダクタ電流に加える必要があります。

出力電圧の設定

図4に示すように、出力電圧は抵抗 R_{TOP} および R_{BOT} で構成される外付け抵抗分割器によって設定されます。抵抗分割器の値は次式に従って出力のレギュレーション電圧を決定します。

$$V_{\text{OUT}} = 0.795V \bullet \left(1 + \frac{R_{\text{TOP}}}{R_{\text{BOT}}} \right)$$

MPPC電圧のプログラミング

LTC3119は、電流が制限される入力電源から動作する場合の性能を最適化するためのMPPC機能を備えています。MPPC機能は、 V_{IN} からの外付け電圧分割器を使用して(図5を参照)、必要なときに平均インダクタ電流を制御し、ユーザーが設定した最小入力電圧 V_{MPPC} を維持します。

$$V_{\text{MPPC}} = 0.798V \bullet \left(1 + \frac{R_5}{R_6} \right)$$

これは、太陽電池パネルがオープン回路電圧の約75%で動作するときに最大電力転送点が発生するため、太陽電池用コンバータなどのアプリケーションで役立ちます。例えば、10Vのオープン回路電圧を持つ太陽電池パネルから動作する場合、最大電力転送点は、出力電圧が約7.5Vになるような負荷が太陽電池パネルにかかった時点になります。

MPPC機能を使用する場合、入力コンデンサのサイズを $100\mu\text{F} \sim 470\mu\text{F}$ の範囲内にする必要があります。抵抗 R_6 は、 $50\text{k} \sim 250\text{k}$ の範囲内で選択する必要があります。値が小さいほど、入力トランジエント状態および負荷トランジエント状態の間のMPPCトラッキング・ポイントのアンダーシュートが小さくなりますが、入力電源から流れる電流が大きくなります。この例では、 100k の値が使用されます。

$$R_5 = \left(\frac{V_{\text{MPPC}}}{0.798V} - 1 \right) \bullet R_6 = \left(\frac{7.5}{0.798} - 1 \right) \bullet 100\text{k}\Omega$$

$$= 838\text{k}\Omega \approx 845\text{k}\Omega$$

アプリケーション情報

これらの抵抗値を使用してMPPC機能を設定し、 V_{IN} を7.56V以上に維持するように最大入力電流を制御します。なお、太陽電池パネルが、LTC3119が引き込める電力または負荷が必要とする電力よりも大きい電力を供給できる場合、設定されたMPPC点を超えて入力電圧が上昇します。入力電圧が最大動作入力電圧を超えない限り、入力電圧が高くても問題は発生しません。太陽電池パネル・アプリケーションの場合、十分な日光がないために V_{IN} が低下すぎたときに、設定可能なRUN機能を使用してデバイスをディスエーブルすることが望ましいこともあります。RUNピンを使用すると、入力電源が低下したときの十分に制御された動作を実現できます。入力電源が低下している間のスイッチングに起因する出力蓄電電子の放電を最小限に抑えるには、そのような状態にある間、スイッチングを抑制することが重要になります。このカスタム入力UVLO電圧は、デバイスが過渡状態でディスエーブルされないことを保証する十分なマージンを含めて、MPPCトラッキング電圧未満になるように設定する必要があります。

MPPCループは、入力電圧レギュレーション・ループの安定性を維持するために、補償を必要とします。これは、直列RC回路網を下側MPPC抵抗R6と並列に接続して生成される、MPPCピンでのポール-ゼロの対を用いて実現できます。

ポールとゼロの位置は、約360Hz以下で低周波数ポールを生成し、入力コンデンサのサイズに基づいてスケール調整される周波数でゼロを生成するように選択する必要があります。補償コンデンサCC2およびゼロ抵抗RC2の値を決定するための式は、次のようにになります。

$$C_{C2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_6 \cdot 360\text{Hz}}$$

$$R_{C2} = \frac{C_{IN}}{2\pi \cdot C_{C2}}$$

既に決定されている抵抗分割器の値および220μFの入力コンデンサを使用して、以下の補償値が得られます。

$$C_{C2} = \frac{1}{2\pi \cdot 100\text{k}\Omega \cdot 360\text{Hz}} = 4.42\text{nF} \approx 4.7\text{nF}$$

$$R_{C2} = \frac{220\mu\text{F}}{2\pi \cdot 4.7\text{nF}} = 7.45\text{k}\Omega \approx 7.50\text{k}\Omega$$

昇降圧コンバータの補償

LTC3119は、2つの制御ループで構成される平均電流モード制御アーキテクチャを備えています。内部平均電流モード制御ループと出力制御ループは、どちらも安定性を維持するための補償を必要とします。内部電流モード制御ループは、広い帯域幅および良好なトランジエント応答を維持するように内部で補償されます。多くのアプリケーションでは、内部電流ループは、電圧制御電流源(VCCS)のように扱うことができます。この電流源は、主に負荷抵抗(R_{LOAD})および出力コンデンサ(C_{OUT})によって形成される出力負荷を安定化するために、電圧エラーアンプによって指示されます。その簡略化されたバージョンを図10に示します。この図では、コンバータを補償する場合に検討する必要のある主要な部品を示しています。

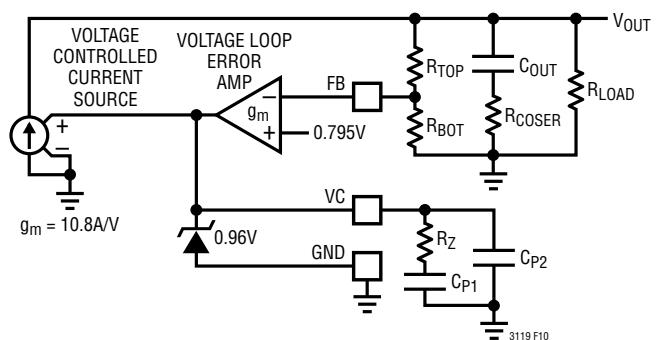


図10. 制御ループ部品の簡略化された表現

出力電圧制御ループの帯域幅は、内部電流ループの小信号の影響を防ぐことができるよう十分低く設定する必要があります。最大ループ帯域幅は、インダクタ値を使用して、おおよそ次のように決定されます。

$$F_{VLOOP} \leq \frac{(4.7\mu\text{H} \cdot 100\text{kHz})}{10 \cdot L}$$

VCのフルスケール・コマンドでは、LTC3119昇降圧コンバータは、8Aの平均インダクタ電流を生成します。220mV～960mVのVC電圧範囲では、内部平均電流ループで得られる電流利得は10.8A/Vです。ピーク電流モード制御と同様に、内部平均電流モード制御ループは、目的の周波数範囲でインダクタを効率的に電流源に変え、その結果、電力段からシングル・ポール(-20dB/decade)ロールオフを示す周波数応答が得られます。出力コンデンサ(C_{OUT})と負荷抵抗(R_{LOAD})は、

アプリケーション情報

通常は支配的な低周波数ポールを形成し、出力コンデンサの等価直列抵抗とその容量は、通常は無視できる程度の高さの周波数でゼロを形成します。LTC3119が昇圧モードで動作する場合、問題になる可能性のある右半平面のゼロ(RHPZ)も発生します。RHPZによって、ゼロのように利得が増加しますが、ポールのように位相が減少します。これによって、最終的に、LTC3119で実現可能なコンバータの最大帯域幅が制限されます。降圧モードで動作する場合、RHPZは存在しません。直流での全体的な開ループ利得は、以下の項の積になります。

電圧エラーアンプの利得：

$$G_{EA} = g_m \cdot R_{EA} = 120\mu\text{s} \cdot 5\text{M}\Omega = 600$$

電圧ドライバの利得：

$$\frac{V_{FB}}{V_{OUT}} = \frac{0.795\text{V}}{V_{OUT}}$$

電流ループ・トランスコンダクタンス：

$$G_{CS} = \frac{8\text{A}}{0.74\text{V}} = 10.8\text{A/V}$$

G_{CS} が、制御電圧 V_C からインダクタ電流レベル(降圧モードでの出力電流レベルに等しい)までの相互コンダクタンス利得であることに注意するのは重要です。昇圧モードでは、出力電流レベルは、効率を昇圧比で割った値によって減少します。効率の詳細については、標準的な曲線を参照してください。

$$G_{CS(OUT)} = 10.8\text{A/V} \quad (\text{Buck Mode})$$

$$G_{CS(OUT)} = 10.8\text{A/V} \cdot \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \cdot \text{Eff} \quad (\text{Boost Mode})$$

ループ利得に影響を与える、周波数に依存する項は以下のとおりです。

出力負荷のポール(P1)

$$f_{P1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{LOAD} \cdot C_{OUT}}$$

エラーアンプの補償(P2、Z1)

$$f_{P2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{EA} \cdot C_{P1}} \text{ Hz (close to DC)}$$

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{ZCP1}} \text{ Hz}$$

右半平面のゼロ(RHPZ)

$$f_{RHPZ} = \frac{V_{IN}^2 \cdot R_{LOAD}}{V_{OUT}^2 \cdot 2\pi \cdot L} \text{ Hz}$$

場合によっては、 V_C ピンに接続された単純なRC回路網を使用して、十分なループ帯域幅および位相マージンを達成できないことがあります。そのような場合、追加補償が必要になることがあります。追加補償は、帰還抵抗分割器の上側抵抗に並列に接続されたフィードフォワードRC回路網を追加することによって実現されます。アプリケーションによっては、小さいフィードフォワード・コンデンサだけで十分である場合があります。

フィードフォワード回路網が必要になる可能性がある一般的な状況は、コンバータが昇圧モードで動作し、閉ループ・クロスオーバー周波数(f_{CROSS})が右半平面のゼロ(RHPZ)に近い場合です。追加補償は、ループ帯域幅を増やすことによって、出力容量要件を減らすために行うことができます。RHPZの位相の追加のため、 V_C ピンでの単純な補償器では、ループを安定化するための十分な位相ブーストを提供できない場合があります。

補償の例

このセクションでは、最低3Vの入力電圧から2Aを供給する5V出力の場合の補償部品を導き、選択する方法を示します。他のほとんどのアプリケーションの補償設計は、単に、例で示された各式の値を別の値に置き換え、得られたボード線図を確認し、必要に応じて微調整を行う問題になります。この補償設計の手順では、LTC3119の単純化されたモデルを使用します。そのため、結果は、時間領域のステップ応答テストを使用して確認し、補償選択の有効性を検証する必要があります。このデータシート内に記載された指針に基づいてコンデンサおよびインダクタの値と種類を選択することが前提となります。入力および出力のバイパスに使用されるコンデンサに対する電圧のバイアスの影響に、特に注意を払う必要があります。

アプリケーション情報

同様に、インダクタ値と電流定格が、アプリケーション要件に基づいて選択されていることが前提となります。

動作条件の例：

$$V_{IN} = 3V \text{ to } 15V$$

$$V_{OUT} = 5V$$

$$I_{LOAD(MAX)} = 2A$$

$$C_{OUT} = 150\mu F$$

$$L = 3.3\mu H$$

$$f_{SW} = 1MHz$$

まず、 f_{RHPZ} の最低周波数を決定する必要があります。それによって、昇圧モードで動作しながらコンバータに対して安全に構成できる最大帯域幅が決まります。

$$f_{RHPZ} = \frac{V_{IN}^2 \cdot R_{LOAD}}{V_{OUT}^2 \cdot 2\pi \cdot L} = 43.4kHz$$

十分に安全なマージンを確保するために、ループ帯域幅が高くなる可能性という代償を払って、デバイスの内部部品の可変性およびコンバータの応答に対する外部の影響の可変性を考慮し、閉ループ・クロスオーバー周波数(f_{CC})がRHPZ周波数を十分下回る必要があります。十分な位相マージンがクロスオーバー周波数に存在する場合、より高いループ帯域幅を実現可能にしながら、安定性と良好なトランジメント応答を維持することもできます。この例では、RHPZ周波数の1/6に等しいクロスオーバー周波数を使用します。

$$f_{CC} = \frac{f_{RHPZ}}{6} \approx 7.24kHz$$

ループのクロスオーバー周波数での利得に対するRHPZの影響は無視できますが、RHPZには位相に対する影響があり、これについて検討する必要があります。

$$\varphi_{RHPZ} = \tan^{-1} \left(\frac{f_{CC}}{f_{RHPZ}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{1}{6} \right) = 9.5^\circ$$

コンバータは昇圧モードで動作するため、 G_{CS} の項のスケールを、制御される出力電流を表すように調整する必要があります。

標準的な曲線のセクションを参照すると、効率がおよそ77%であることがわかります。この情報を使用して、実効出力電流利得を計算できます。

$$G_{CS(OUT)} = \left(G_{CS} \cdot \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \cdot \text{Eff} \right) = 4.99A/V$$

この情報を使用して、出力フィルタの利得および位相に対する影響が計算されます。

$$G_{OUT} = G_{CS(OUT)} \cdot \sqrt{\left(\frac{R_{LOAD}}{f_{CC}/f_{P1}} \right)^2 + 1} = 0.729$$

$$\varphi_{P1} = \tan^{-1} \left(\frac{f_{CC}}{f_{P1}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{7240}{424} \right) = 86.5^\circ$$

50度の位相マージンを選択し、補償回路網からの必要な位相ブーストは、上で計算された位相に対する影響を合計することによって決定されます。P2では、位相に対する影響90°を仮定します。

$$\varphi_{Z1} = 50 + \varphi_{P2} + \varphi_{P1} + \varphi_{RHPZ} - 180 = 56^\circ$$

目的の周波数と交差するループ利得を調整するために、補償回路網の利得が使用されます。帰還抵抗分割器の利得および出力利得を使用して、補償回路網の利得が計算されます。

$$G_{COMP} = \left(\frac{V_{REF}}{V_{OUT}} \cdot G_{OUT} \right)^{-1} = 8.57$$

次に、エラーアンプの相互コンダクタンスおよび上で求めた必要な補償利得を使用して、補償回路網の抵抗を求めます。

$$R_Z = \frac{G_{COMP}}{g_m} = \frac{8.57}{120\mu s} = 71.4k\Omega$$

アプリケーション情報

R_Z の値がまだ不明な状態で、ゼロ Z_1 を正しい位置に配置するように補償コンデンサを選択できます。

$$C_{P1} = \frac{\tan(\phi_{Z1})}{2\pi \cdot f_{CC} \cdot R_Z} = 455\text{pF}$$

標準値の部品を選択して、 $R_Z = 71.5\text{k}\Omega$ および $C_{P1} = 470\text{pF}$ の値が使用されます。

PCBレイアウトに関する検討事項

LTC3119の昇降圧コンバータは大きな電流を高い周波数でスイッチングします。ノイズのない安定した効率の良いアプリケーション回路にするには、PC基板レイアウトに特に注意する必要があります。図11と図12は各パッケージの代表的なPCBレイアウトで、主な検討事項のいくつかを示しています。主なガイドラインを以下に説明します。

1. 循環する全ての高電流経路の寄生インダクタンスと寄生抵抗を最小限に抑えます。これは図11と図12の太線で表されている全ての部品への配線をできるだけ短くかつ幅広くすることによって実現できます。コンデンサのグランドは、できるだけ短い配線を用い、ビアを使ってグランド・プレーンに接続します。 P_{VIN} 、 P_{VOUT} 、および V_{CC} のバイパス・コンデンサはできるだけデバイスの近くに配置し、グランドへの経路をできるだけ短くします。

2. 露出パッドはLTC3119の電気的グランド接続です。多数のビアでバックパッドを直接グランド・プレーンに接続します。さらに、バックパッドに接続されるメタルを最大にすると温度環境が改善され、FEパッケージおよびUFDパッケージのデバイスの電力処理能力が両方とも改善されます。
3. 高周波電流ループの断面積を最小限に抑えるために、コンバータ全体の下には、切れ目のないグランド・プレーンが存在する必要があります。これにより、これらのループでのEMIを最小にし、誘導性の電圧降下を減らし、それによってSWピンのオーバーシュートおよびリンギングを最小限に抑えます。
4. 太線で表されている全ての部品への接続ができるだけ幅広くして直列抵抗を減らします。これにより、効率が改善され、昇降圧コンバータの出力電流能力が最大化されます。
5. グランド・プレーンの大きな循環電流がLTC3119の動作を妨害しないように、全ての小信号グランドは専用のケルビン(4線)配線を経由してGNDに直接戻します。これには、図11と図12に示すように、RTピンの抵抗のグランド接続と帰還ネットワークのグランド接続が含まれます。
6. 高インピーダンスでノイズの影響を受けやすい入力FBおよびRTに接続する配線をできるだけ短くし、ノイズの混入を抑えます。

アプリケーション情報

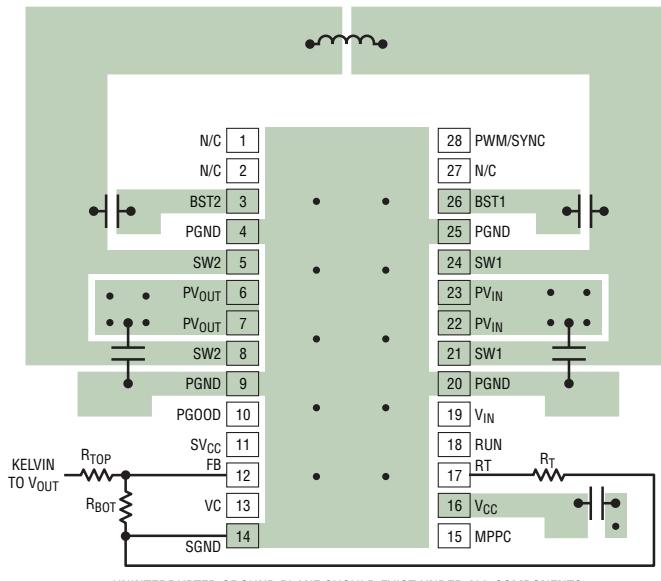


図11. FEパッケージの推奨PCBレイアウト

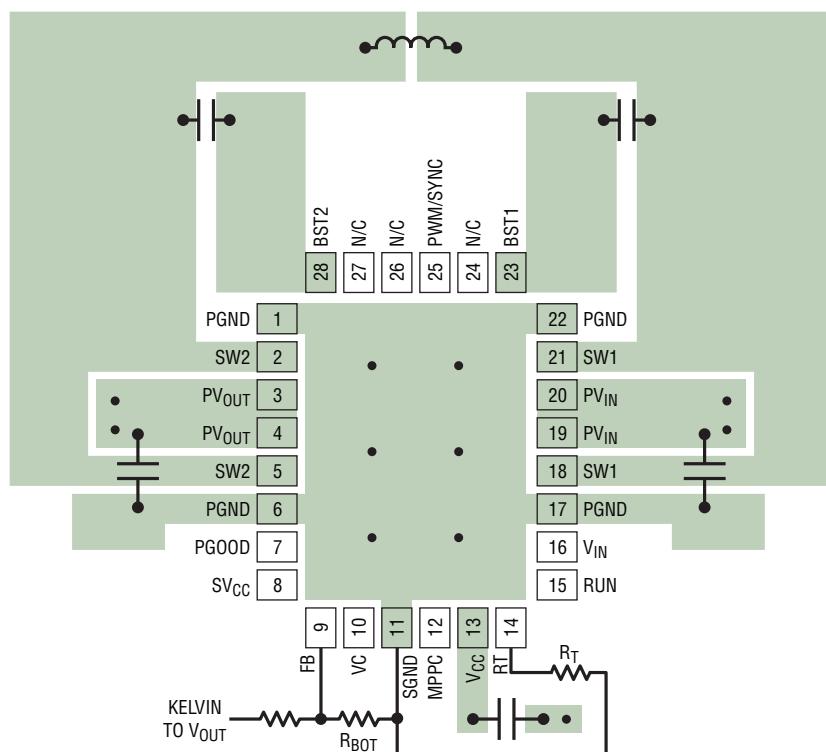
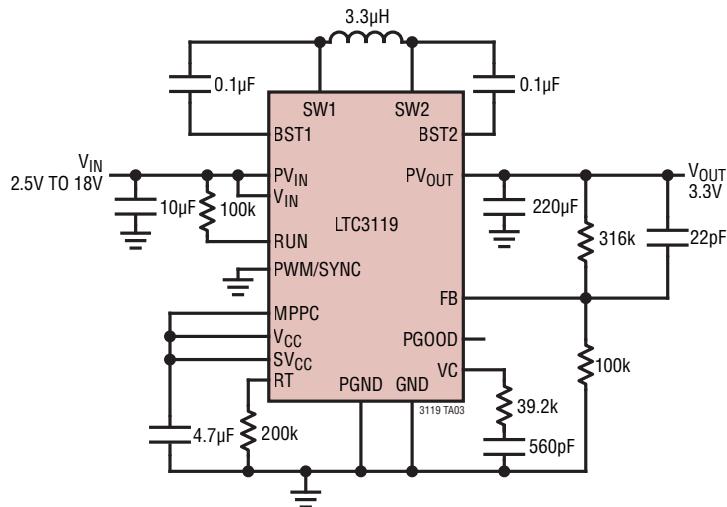


図12. UFDパッケージの推奨PCBレイアウト

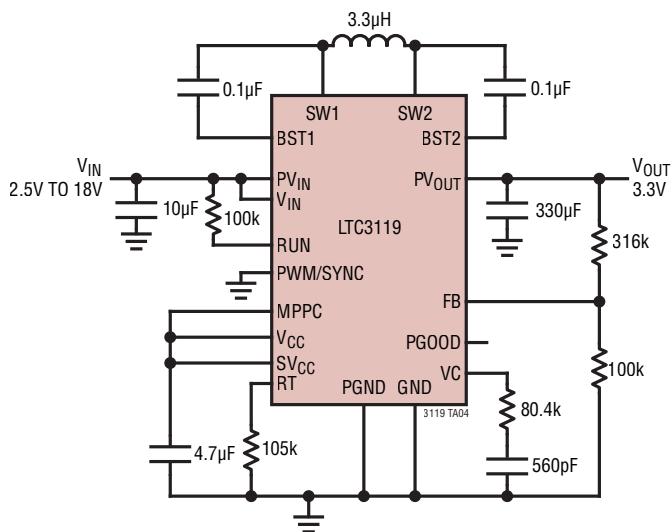
標準的応用例

入力範囲の広い3.3V、400kHzレギュレータ



$V_{IN} = 2.5$; $I_{OUT} = 2.4A$; EFFICIENCY = 78%
 $V_{IN} = 5.0$; $I_{OUT} = 5A$; EFFICIENCY = 84%

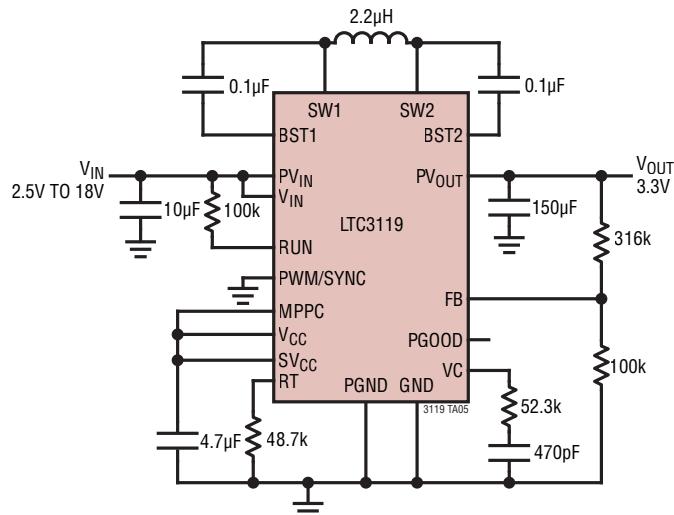
入力範囲の広い3.3V、750kHzレギュレータ



$V_{IN} = 2.5$; $I_{OUT} = 2A$; EFFICIENCY = 78%
 $V_{IN} = 5.0$; $I_{OUT} = 5A$; EFFICIENCY = 82%

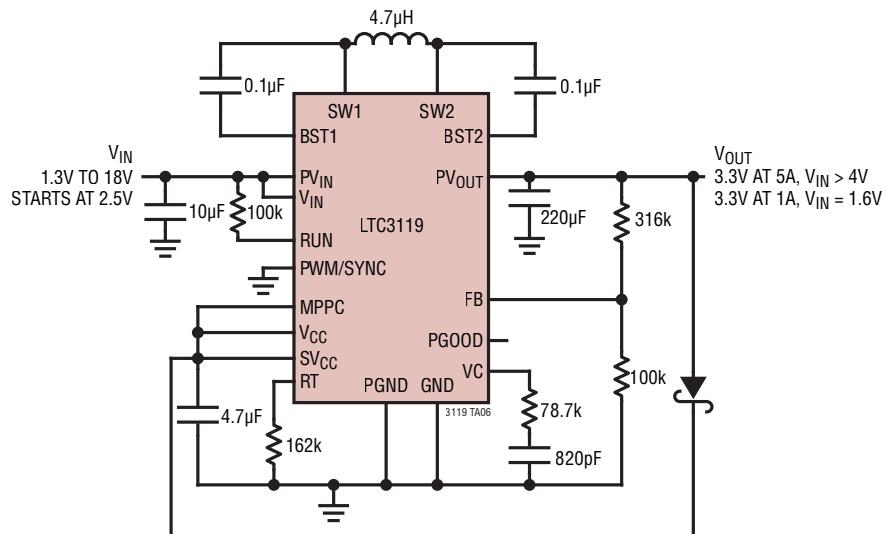
標準的応用例

入力範囲の広い3.3V、1.5MHzレギュレータ



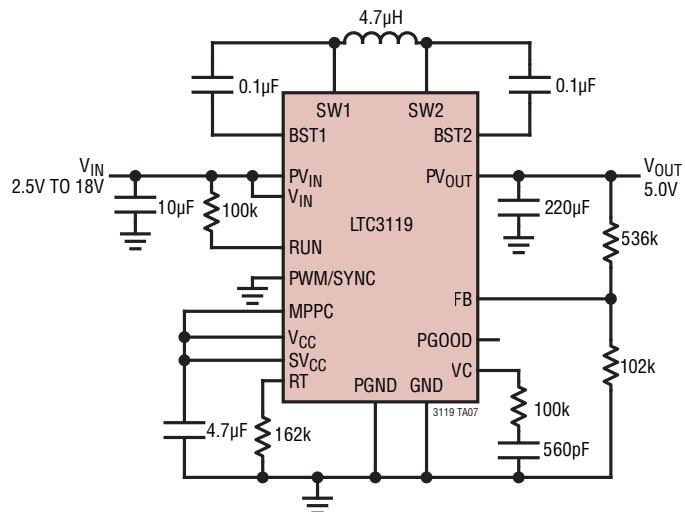
$V_{IN} = 2.5$; $I_{OUT} = 1.75A$; EFFICIENCY = 73%
 $V_{IN} = 5.0$; $I_{OUT} = 5A$; EFFICIENCY = 80%

入力範囲の広い3.3V、500kHzレギュレータ



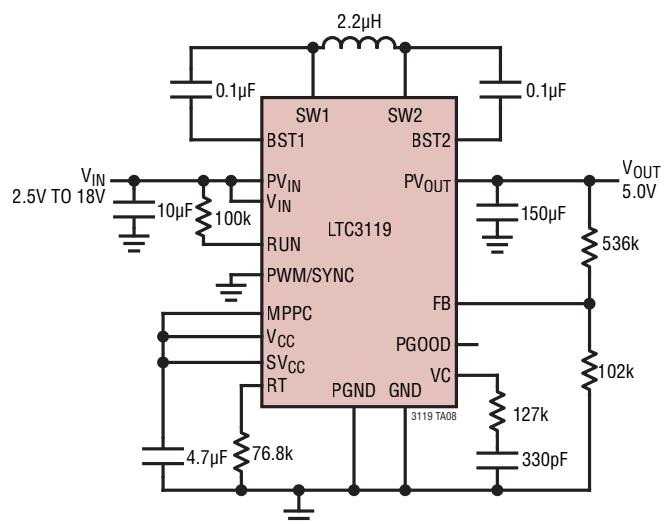
標準的応用例

入力範囲の広い5V、500kHz レギュレータ



$V_{IN} = 2.5$; $I_{OUT} = 1.5A$; EFFICIENCY = 78%
 $V_{IN} = 6.0$; $I_{OUT} = 5A$; EFFICIENCY = 88%

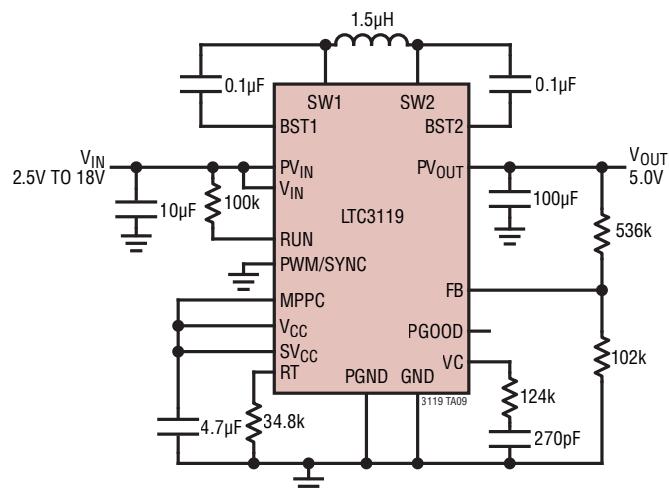
入力範囲の広い5V、1MHz レギュレータ



$V_{IN} = 2.5$; $I_{OUT} = 1.2A$; EFFICIENCY = 73%
 $V_{IN} = 6.0$; $I_{OUT} = 5A$; EFFICIENCY = 83%

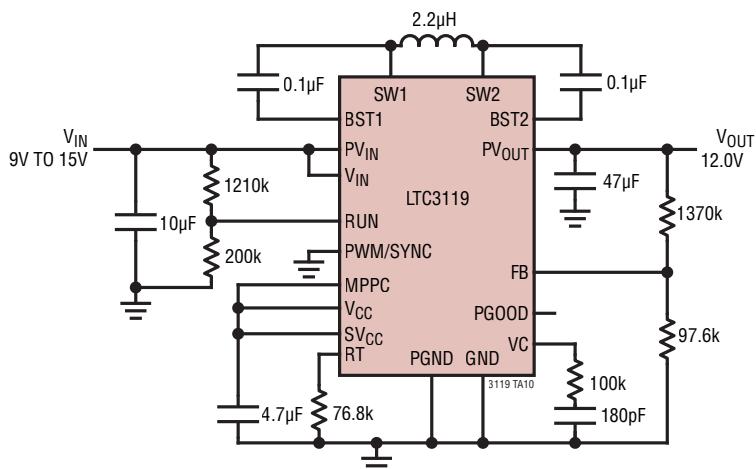
標準的応用例

入力範囲の広い5V、2MHzレギュレータ



$V_{IN} = 2.5$; $I_{OUT} = 1A$; EFFICIENCY = 70%
 $V_{IN} = 6.0$; $I_{OUT} = 4.5A$; EFFICIENCY = 80%

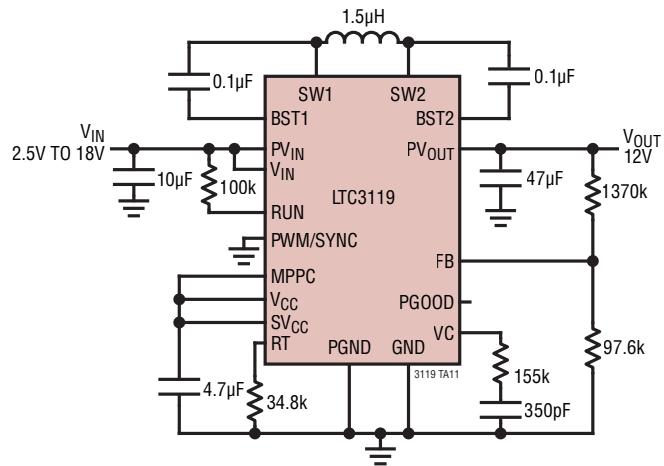
8.5V低電圧ロックアウトしきい値を備える12V入力/12V出力、1MHzライン・コンディショナ



$V_{IN} = 9$; $I_{OUT} = 3A$; EFFICIENCY = 92.5%
 $V_{IN} = 13$; $I_{OUT} = 5A$; EFFICIENCY = 93.5%
 ENABLE AT $V_{IN} > 8.5V$

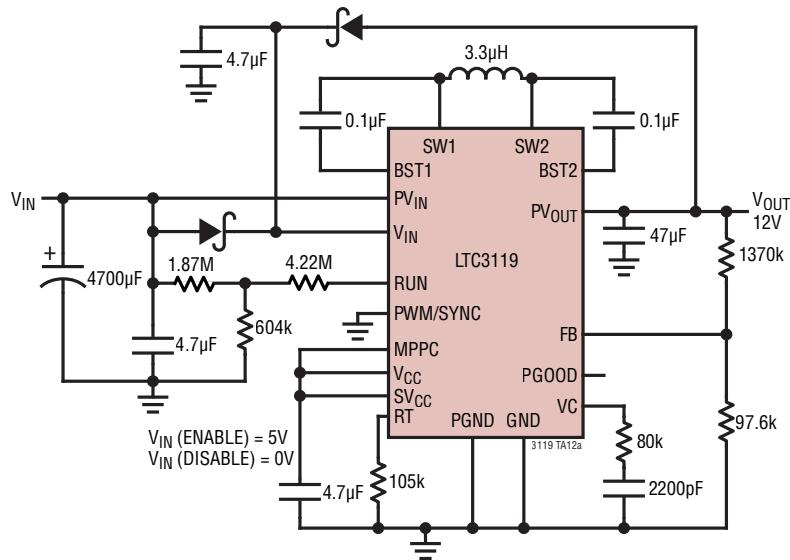
標準的応用例

入力範囲の広い12V、2MHzレギュレータ

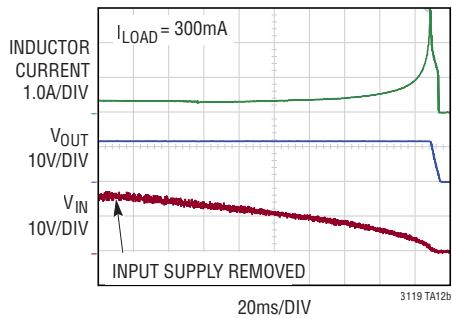


標準的応用例

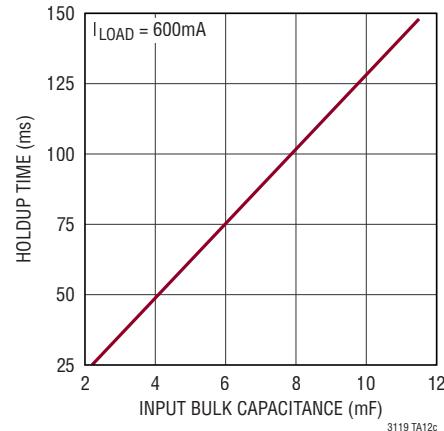
入力電源が消耗する 12V、750kHz レギュレータ



入力を切り離した後の電源消耗の挙動

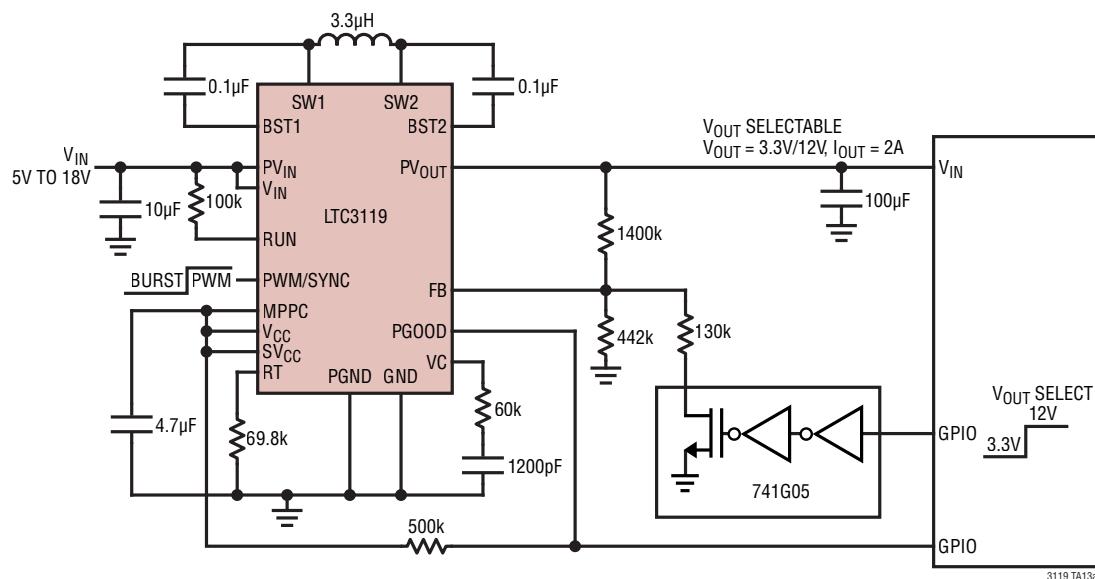


出力ホールドアップ時間と
入力バルク・コンデンサのサイズ

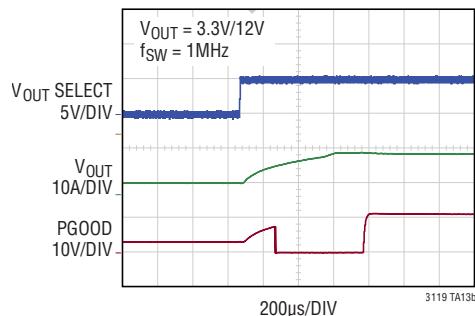


標準的応用例

選択可能な12Vまたは3.3V出力、1MHzレギュレータ



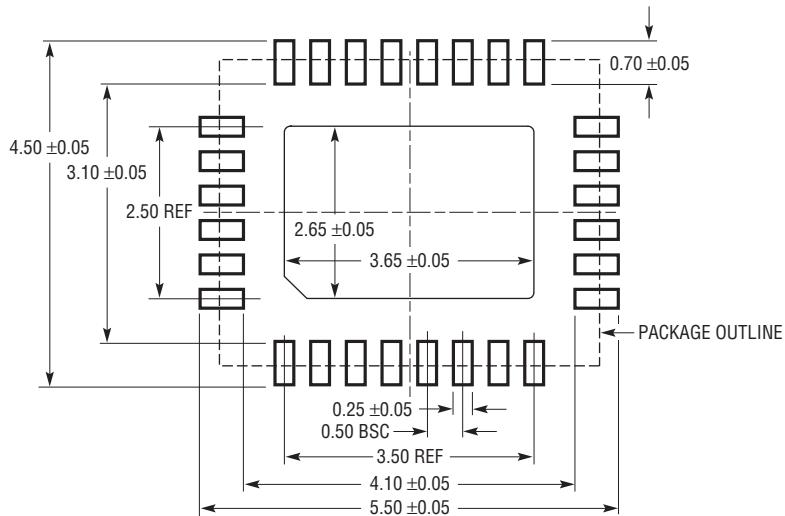
出力電圧の遷移 3.3V ~ 12V



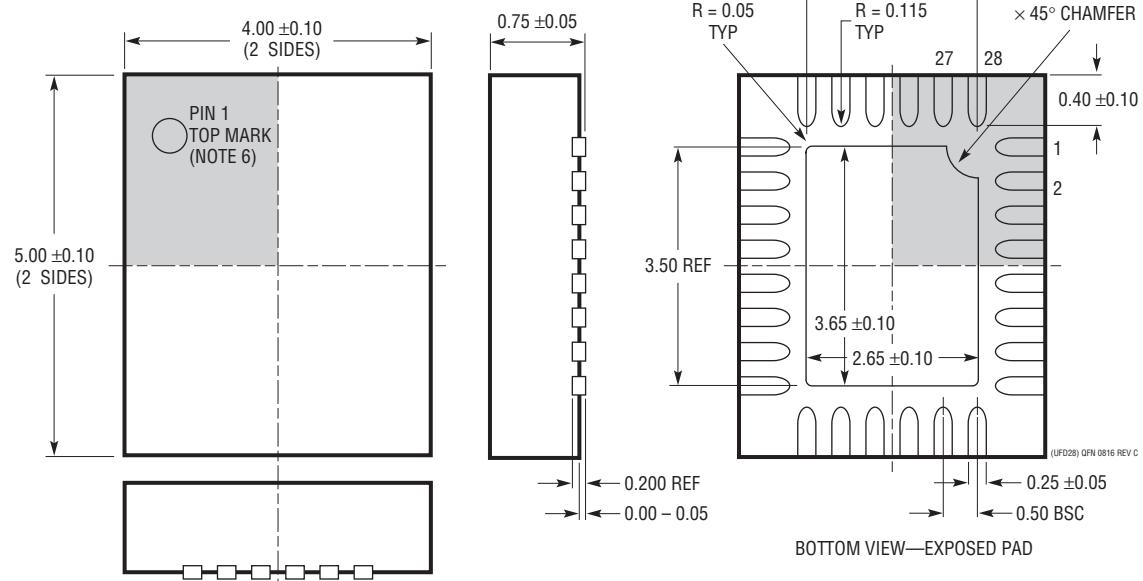
パッケージの寸法

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/product/LTC3119#packaging> を参照してください。

**UFD Package
28-Lead Plastic QFN (4mm × 5mm)**
(Reference LTC DWG # 05-08-1712 Rev C)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS
APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED



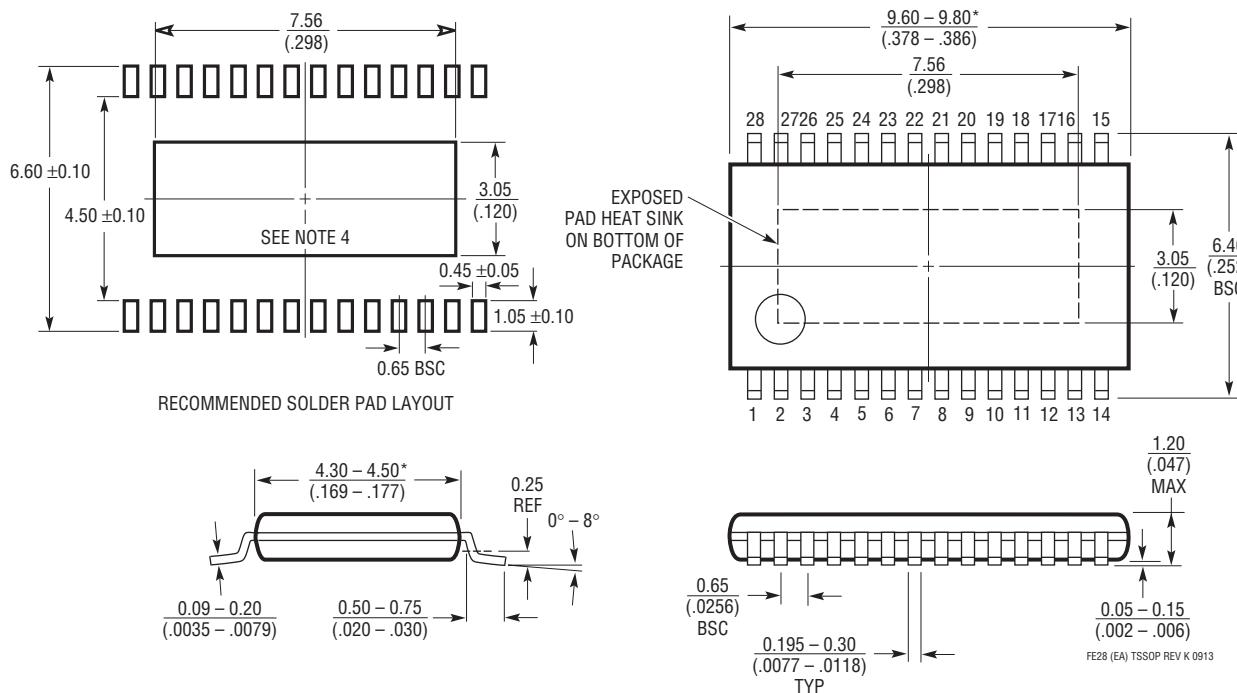
注記:

1. 図はJEDECパッケージ外形MO-220のバリエーション(WGHD-3)にするよう提案されている
2. 図は実寸とは異なる
3. 全ての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.15mmを超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 灰色の部分はパッケージの上面と底面のピン1の位置の参考に過ぎない

パッケージの寸法

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/product/LTC3119#packaging> を参照してください。

**FE Package
28-Lead Plastic TSSOP (4.4mm)**
(Reference LTC DWG # 05-08-1663 Rev K)
Exposed Pad Variation EA



注記：

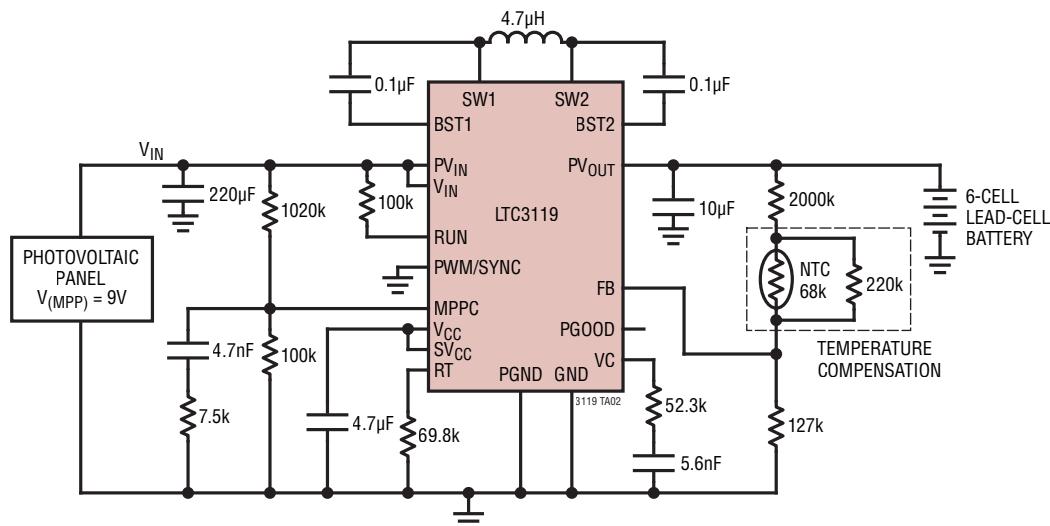
- 標準寸法：ミリメートル
- 寸法は ミリメートル
(インチ)
- 図は実寸とは異なる

- 露出パッド接着のための推奨最小 PCB メタルサイズ

* 寸法にはモールドのバリを含まない
モールドのバリは各サイドで 0.150mm(0.006") を超えないこと

標準的応用例

温度補正機能(1MHz)付き太陽電池パネル入力鉛蓄電池チャージャ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3113	5V、3A 同期整流式昇降圧	V _{IN} = 1.8V ~ 5.5V、V _{OUT} = 1.8V ~ 5.25V、I _Q = 30μA、I _{SD} < 1μA、DFN および TSSOP パッケージ
LTC3129/ LTC3129-1	静止電流が 1.3μA の 15V、200mA 同期整流式昇降圧	V _{IN} = 2.42V ~ 15V、V _{OUT} = 2.5V ~ 14V、I _Q = 1.3μA、I _{SD} = 10nA、QFN および MSOP パッケージ
LTC3112	15V、2.5A 同期整流式昇降圧	V _{IN} = 2.7V ~ 15V、V _{OUT} = 2.5V ~ 14V、I _Q = 40μA、I _{SD} < 1μA、DFN および TSSOP パッケージ
LTC3118	18V、2A デュアル入力 PowerPath™ 昇降圧コンバータ	V _{IN} = 2.2V ~ 18V、V _{OUT} = 2V ~ 14V、I _Q = 50μA、I _{SD} < 2μA、QFN および TSSOP パッケージ
LTC3130/ LTC3130-1	25V、600mA 同期整流式昇降圧コンバータ	V _{IN} = 2.4V ~ 25V、V _{OUT} = 1V ~ 25V、I _Q = 1.2μA、I _{SD} = 500nA、QFN および MSOP パッケージ
LTC3114-1	40V、1A 同期整流式昇降圧	V _{IN} = 2.2V ~ 40V、V _{OUT} = 2.7V ~ 15V、I _Q = 30μA、I _{SD} < 3μA、DFN および TSSOP パッケージ
LTC3115-1/ LTC3115-2	40V、2A 同期整流式昇降圧	V _{IN} = 2.7V ~ 40V、V _{OUT} = 2.7V ~ 40V、I _Q = 30μA、I _{SD} < 3μA、DFN および TSSOP パッケージ
LTC3785	10V、高効率、同期整流式 No RSENSE™ 昇降圧コントローラ	V _{IN} = 2.7V ~ 10V、V _{OUT} = 2.7V ~ 10V、I _Q = 86μA、I _{SD} < 15μA、QFN パッケージ
LTC3789	38V、高効率、同期整流式、4スイッチ昇降圧コントローラ	V _{IN} = 4V ~ 38V、V _{OUT} = 0.8V ~ 38V、I _Q = 3mA、I _{SD} < 60μA、SSOP-28 および QFN パッケージ
LT3790	スペクトラム拡散機能付き 60V 同期整流式 4スイッチ 昇降圧コントローラ	V _{IN} = 4.7V ~ 60V、V _{OUT} = 1.2V ~ 60V、I _Q = 3mA、I _{SD} < 1μA、TSSOP パッケージ