

高効率、150V 100mA同期整流式 降圧レギュレータ

特長

- 広い動作入力電圧範囲: 4V ~ 150V
- 最高の効率を得るための同期動作
- ハイサイドおよびローサイドのパワー MOSFET を内蔵
- 補償が不要
- 調整可能な最大出力電流: 10mA ~ 100mA
- 低ドロップアウト動作: デューティ・サイクル 100%
- 低静止電流: 12μA
- 広い出力電圧範囲: 0.8V ~ V_{IN}
- ±1% 精度の 0.8V 帰還電圧リファレンス
- 高精度の RUN ピンしきい値
- 内部および外部ソフトスタート
- プログラム可能な 1.8V、3.3V、5V 出力または可変出力
- 外付け部品がほとんど不要
- プログラム可能な入力過電圧ロックアウト
- 熱特性が改善された高電圧 MSOP パッケージ

アプリケーション

- 産業用制御電源
- 医療機器
- 分散給電システム
- ポータブル機器
- バッテリ駆動装置
- 自動車
- 航空電子工学機器

概要

LTC[®]3639 は、ハイサイド・パワー・スイッチと同期パワー・スイッチを内蔵した高効率の降圧 DC/DC レギュレータで、無負荷時に安定化出力電圧を維持しながら標準で流れる DC 電源電流はわずか 12μA です。

LTC3639 は、最大 100mA の負荷電流を供給可能で、効率を最適化して出力リップルと部品サイズを小さくするための簡単な方法を実現するプログラム可能なピーク電流制限機能を特長としています。LTC3639 では、Burst Mode[®] 動作、内蔵のパワー・スイッチ、低静止電流、およびプログラム可能なピーク電流制限機能の組み合わせにより、広範囲の負荷電流にわたって高い効率を達成します。

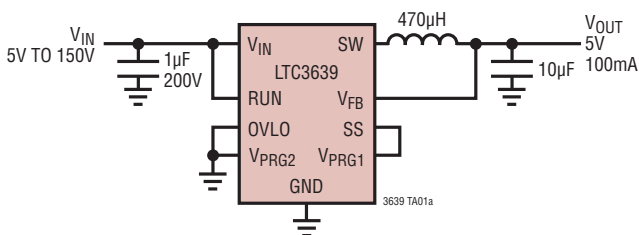
LTC3639 は入力電圧範囲が 4V ~ 150V と広く、プログラム可能な過電圧ロックアウトを備えているので、さまざまな電源の安定化に適した堅牢なレギュレータです。さらに、LTC3639 は高精度の RUN ピンしきい値とソフトスタート機能を備えているので、どのような環境でも電源システムの起動を十分に制御できることが保証されます。

LTC3639 は、熱特性が改善された高電圧対応の 16 ピン MSE パッケージ (4 ピン欠損型) で供給されます。

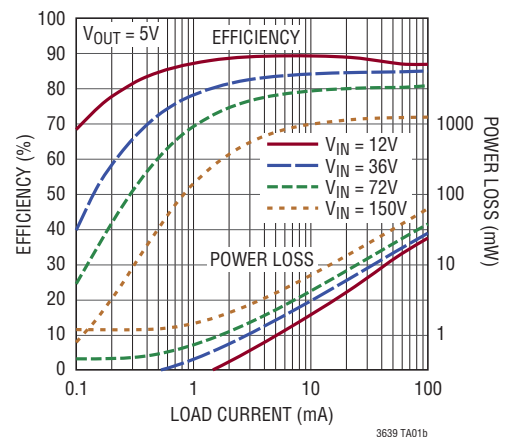
LT、LT、LTC、LTM、Burst Mode、Linear Technology および Linear のロゴはリアテクノロジ社の登録商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

5V ~ 150V 入力、5V 出力の 100mA 降圧レギュレータ



効率および電力損失と負荷電流



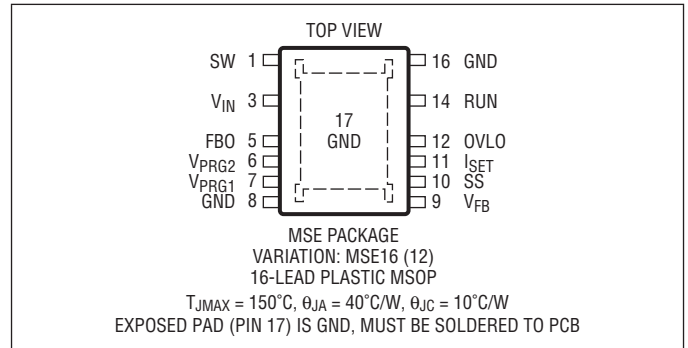
LTC3639

絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN} 電源電圧	-0.3V ~ 150V
RUN の電圧	-0.3V ~ 150V
SS、FBO、OVLO、ISET の電圧	-0.3V ~ 6V
V_{FB} 、 V_{PRG1} 、 V_{PRG2} の電圧	-0.3V ~ 6V
動作接合部温度範囲 (Note 2, 3)	
LTC3639E、LTC3639I	-40°C ~ 125°C
LTC3639H	-40°C ~ 150°C
LTC3639MP	-55°C ~ 150°C
保存温度範囲	-65°C ~ 150°C
リード温度 (半田付け、10 秒)	300°C

ピン配置



発注情報

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
LTC3639EMSE#PBF	LTC3639EMSE#TRPBF	3639	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3639IMSE#PBF	LTC3639IMSE#TRPBF	3639	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3639HMSE#PBF	LTC3639HMSE#TRPBF	3639	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 150°C
LTC3639MPMSE#PBF	LTC3639MPMSE#TRPBF	3639	16-Lead Plastic MSOP	-55°C to 150°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。非標準の鉛仕上げ製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

無鉛仕上げ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 ● は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ の値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
入力電源 (V_{IN})						
V_{IN}	Input Voltage Operating Range		4		150	V
V_{OUT}	Output Voltage Operating Range		0.8		V_{IN}	V
UVLO	V_{IN} Undervoltage Lockout	V_{IN} Rising V_{IN} Falling Hysteresis	● 3.5 ● 3.3	3.75 3.5 250	4.0 3.8	V V mV
I_Q	DC Supply Current (Note 4)					
	Active Mode			150	350	μA
	Sleep Mode	No Load		12	22	μA
	Shutdown Mode	$V_{RUN} = 0\text{V}$		1.4	6	μA
V_{RUN}	RUN Pin Threshold	RUN Rising RUN Falling Hysteresis	1.17 1.06	1.21 1.10 110	1.25 1.14	V V mV
I_{RUN}	RUN Pin Leakage Current	RUN = 1.3V	-10	0	10	nA
V_{OVLO}	OVLO Pin Threshold	OVLO Rising OVLO Falling Hysteresis	1.17 1.06	1.21 1.10 110	1.25 1.14	V V mV

3639fd

電気的特性 ●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ の値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
出力電源 (V_{FB})							
$V_{FB(ADJ)}$	Feedback Comparator Threshold (Adjustable Output)	V_{FB} Rising, $V_{PRG1} = V_{PRG2} = 0\text{V}$ LTC3639E, LTC3639I LTC3639H, LTC3639MP	●	0.792	0.800	0.808	V
			●	0.788	0.800	0.812	V
V_{FBH}	Feedback Comparator Hysteresis (Adjustable Output)	V_{FB} Falling, $V_{PRG1} = V_{PRG2} = 0\text{V}$	●	3	5	9	mV
I_{FB}	Feedback Pin Current	$V_{FB} = 1\text{V}$, $V_{PRG1} = V_{PRG2} = 0\text{V}$		-10	0	10	nA
$V_{FB(FIXED)}$	Feedback Comparator Thresholds (Fixed Output)	V_{FB} Rising, $V_{PRG1} = SS$, $V_{PRG2} = 0\text{V}$ V_{FB} Falling, $V_{PRG1} = SS$, $V_{PRG2} = 0\text{V}$	●	4.94	5.015	5.09	V
			●	4.91	4.985	5.06	V
		V_{FB} Rising, $V_{PRG1} = 0\text{V}$, $V_{PRG2} = SS$ V_{FB} Falling, $V_{PRG1} = 0\text{V}$, $V_{PRG2} = SS$	●	3.26	3.31	3.36	V
			●	3.24	3.29	3.34	V
		V_{FB} Rising, $V_{PRG1} = V_{PRG2} = SS$ V_{FB} Falling, $V_{PRG1} = V_{PRG2} = SS$	●	1.78	1.81	1.84	V
			●	1.77	1.80	1.83	V
動作							
I_{PEAK}	Peak Current Comparator Threshold	I_{SET} Floating 100k Resistor from I_{SET} to GND I_{SET} Shorted to GND	●	200	230	260	mA
			●	100	120	140	mA
			●	17	25	30	mA
R_{ON}	Power Switch On-Resistance Top Switch Bottom Switch	$I_{SW} = -50\text{mA}$ $I_{SW} = 50\text{mA}$			4.2	Ω	
					2.2	Ω	
I_{LSW}	Switch Pin Leakage Current	$V_{IN} = 150\text{V}$, $SW = 0\text{V}$		0.1	1	μA	
I_{SS}	Soft-Start Pin Pull-Up Current	$V_{SS} < 2.5\text{V}$		4	5	6	μA
$t_{INT(SS)}$	Internal Soft-Start Time	SS Pin Floating		1		ms	

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恐れがある。

Note 2: LTC3639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る。LTC3639Eは 0°C ~ 85°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°C ~ 125°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。LTC3639Iは -40°C ~ 125°C の動作接合部温度範囲で保証されており、LTC3639Hは -40°C ~ 150°C の動作接合部温度範囲で保証されており、LTC3639MPは -55°C ~ 150°C の動作接合部温度範囲でテストされ、保証されている。

接合部温度が高いと動作寿命が短くなる。 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。これらの仕様を満たす最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱インピーダンスおよび他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。

Note 3: 接合部温度 (T_J ($^\circ\text{C}$)) は周囲温度 (T_A ($^\circ\text{C}$)) および電力損失 (P_D (W)) から次式に従って計算される。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})$$

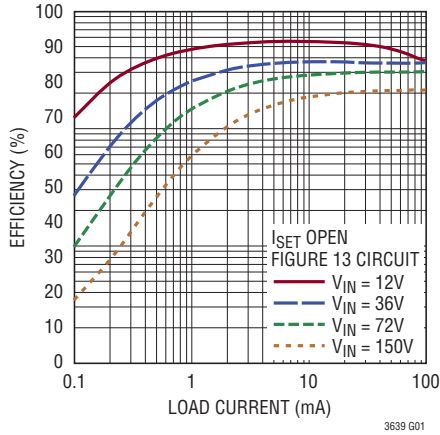
ここで、MSOPパッケージの場合 θ_{JA} は $40^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

これらの仕様と合致する最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱インピーダンスおよび他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。

Note 4: 動作時の電源電流は、スイッチング周波数で供給されるゲート電荷によって増加する。「アプリケーション情報」を参照。

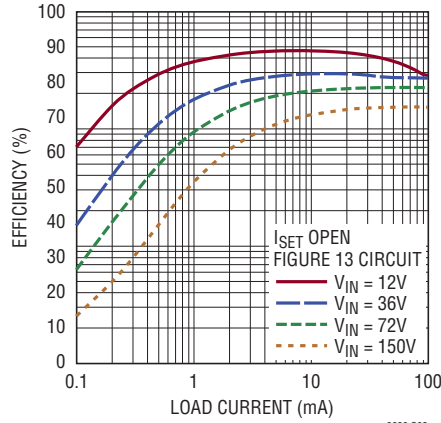
標準的性能特性

効率と負荷電流、 $V_{OUT} = 5V$



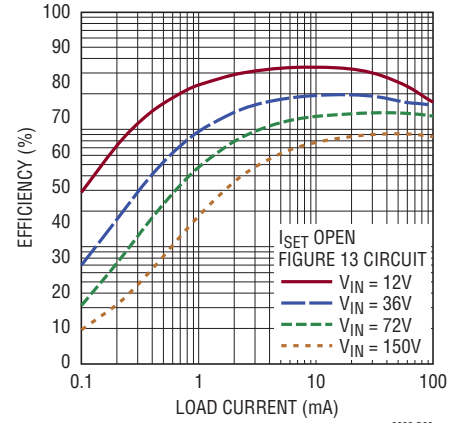
3639 G01

効率と負荷電流、 $V_{OUT} = 3.3V$



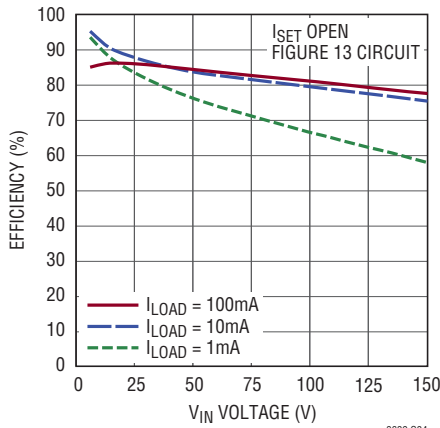
3639 G02

効率と負荷電流、 $V_{OUT} = 1.8V$



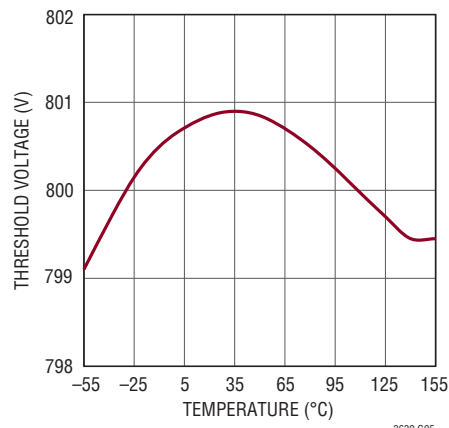
3639 G03

効率と入力電圧、 $V_{OUT} = 5V$



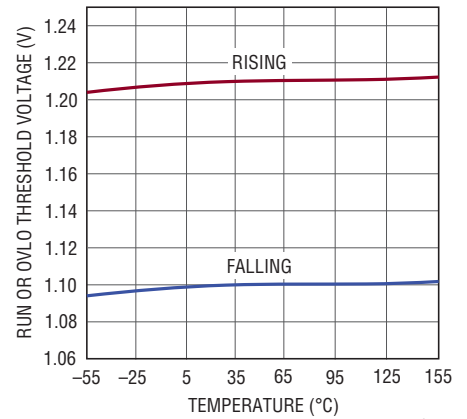
3639 G04

帰還コンパレータの
作動しきい値と温度



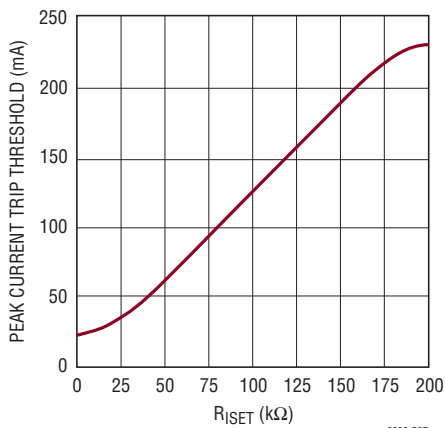
3639 G05

RUNおよびOVLOコンパレータの
しきい値と温度



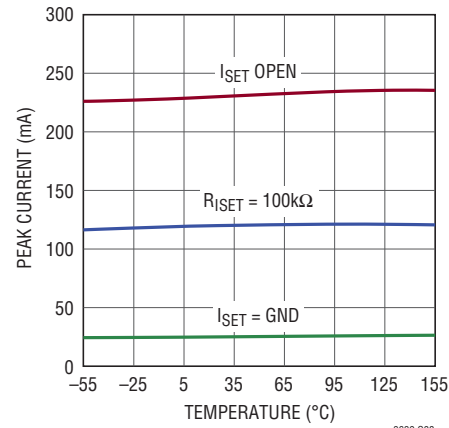
3639 G06

ピーク電流の作動しきい値と R_{ISET}



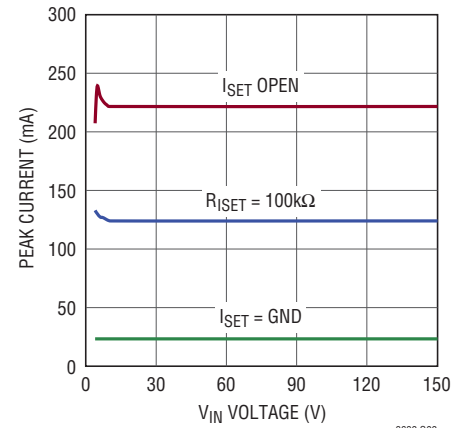
3639 G07

ピーク電流の作動しきい値と温度



3639 G08

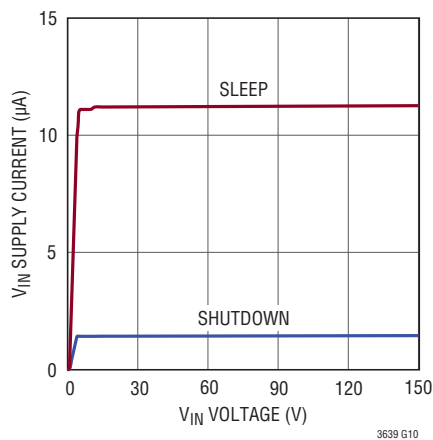
ピーク電流の作動しきい値と
入力電圧



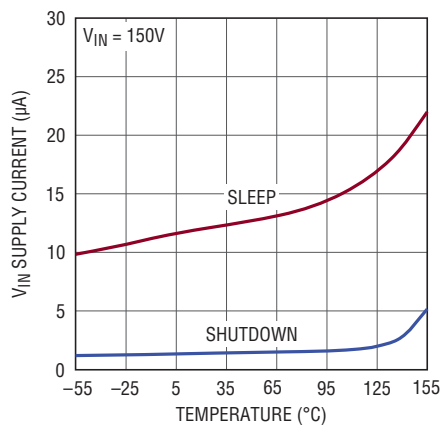
3639 G09

標準的性能特性

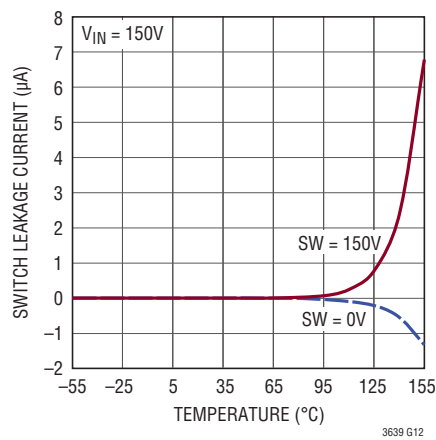
静止電源電流と入力電圧



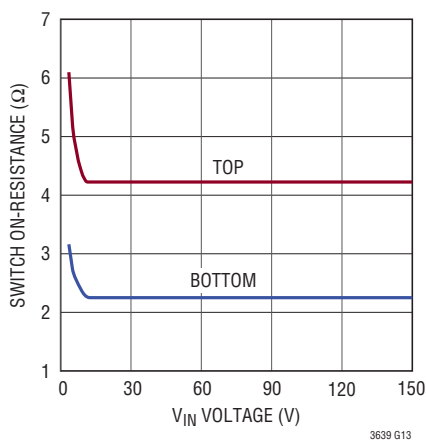
静止電源電流と温度



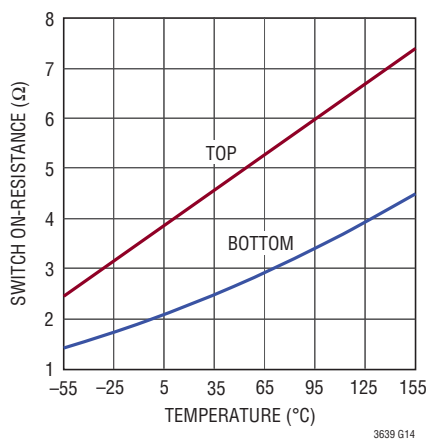
スイッチのリーク電流と温度



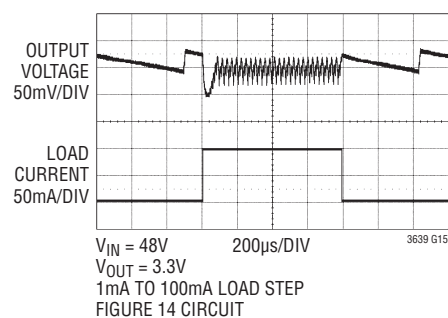
スイッチのオン抵抗と入力電圧



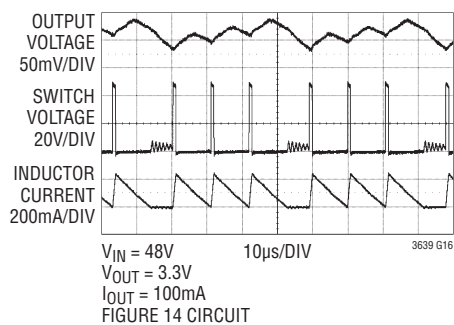
スイッチのオン抵抗と温度



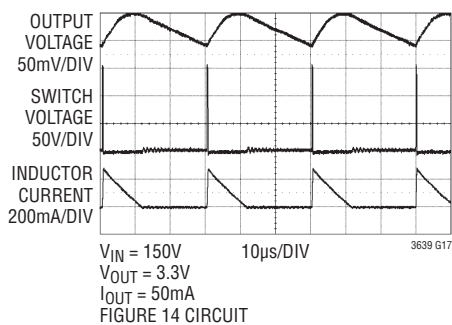
負荷ステップに対する
トランジェント応答



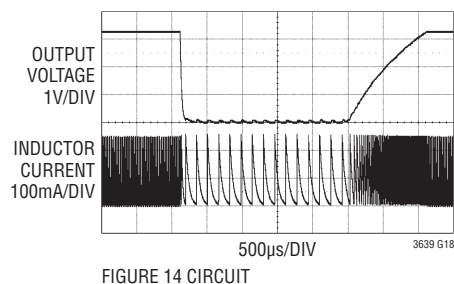
動作波形、VIN = 48V



動作波形、VIN = 150V



短絡と回復



ピン機能

SW (ピン1) : インダクタへのスイッチ・ノードの接続ピン。このピンは内部の同期パワー MOSFET スイッチのドレインに接続されています。

V_{IN} (ピン3) : 主電源ピン。このピンと GND の間にセラミックのバイパス・コンデンサを接続してください。

FBO (ピン5) : 帰還コンパレータの出力。プルアップ電流の標準値は 20 μ A です。プルダウン・インピーダンスの標準値は 70 Ω です。

V_{PRG2}、V_{PRG1} (ピン6、7) : 出力電圧の選択ピン。抵抗分割器でプログラム可能な出力電圧を得るには、両方のピンをグラウンドに短絡します。出力電圧を 5V に設定するには、V_{PRG1} ピンを SS ピンに短絡し、V_{PRG2} ピンをグラウンドに短絡します。出力電圧を 3.3V に設定するには、V_{PRG1} ピンをグラウンドに短絡し、V_{PRG2} ピンを SS ピンに短絡します。出力電圧を 1.8V に設定するには、両方のピンを SS ピンに短絡します。

GND (ピン8、16、露出パッドのピン17) : グラウンド。露出パッドは定格熱性能を得るため PCB グラウンド・プレーンに半田付けする必要があります。

V_{FB} (ピン9) : 出力電圧の帰還ピン。調整可能な出力電圧に設定した場合は、このピンに外付けの抵抗分割器を接続して出力電圧を分圧し、0.8V のリファレンスと比較するようにします。固定出力の構成では、このピンを出力に直接接続します。

SS (ピン10) : ソフトスタート制御入力ピン。このピンとグラウンドの間にコンデンサを接続することにより、出力電圧のランプ時間が設定されます。最初は 50 μ A の電流がソフトスタート・コンデンサを充電し、スイッチングが開始されると、電流は公

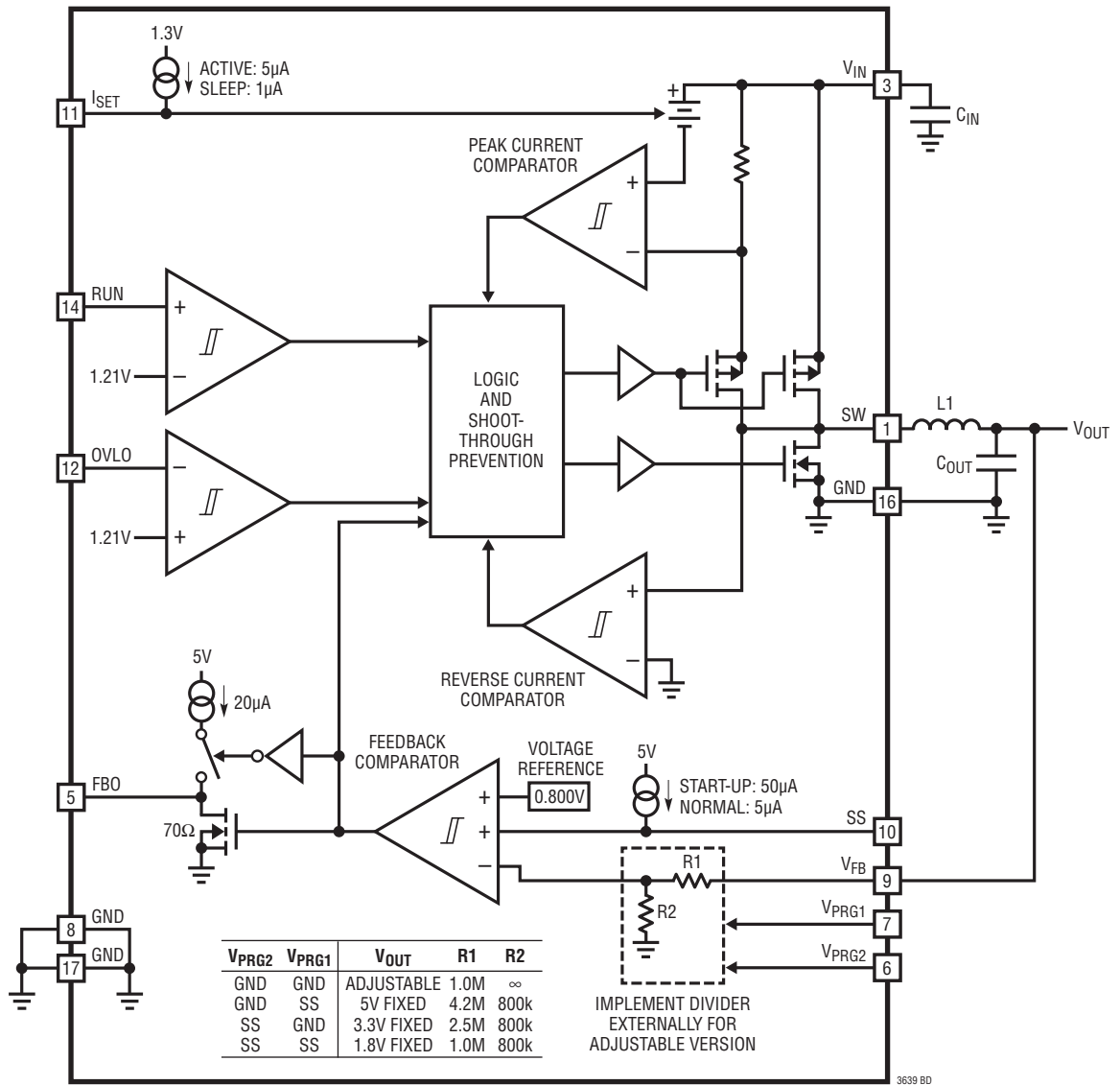
称値の 5 μ A に減少します。出力電圧が 0 からレギュレーション値に達するまでのランプ時間は、SS ピンと GND の間の容量 6.25nF につき 1ms です。フロート状態のままにすると、ランプ時間はデフォルトでは 1ms の内部ソフトスタートになります。

I_{SET} (ピン11) : ピーク電流設定入力。このピンとグラウンドの間に抵抗を接続することにより、ピーク電流コンパレータのしきい値が設定されます。最大ピーク電流 (標準 230mA) にする場合はこのピンをフロート状態のままにしておき、最小ピーク電流 (標準 25mA) にする場合はこのピンをグラウンドに短絡します。最大出力電流はピーク電流の 2 分の 1 です。スイッチング時にこのピンから流れ出る 5 μ A の電流は、スリープ・モードでは 1 μ A に減少します。希望があれば、このピンと GND の間にコンデンサを接続し、効率を犠牲にして軽負荷時の出力電圧リップルを減らすこともできます。「アプリケーション情報」を参照してください。

OVLO (ピン12) : 過電圧ロックアウト入力。抵抗分割器を介して入力電源に接続し、過電圧ロックアウト・レベルを設定します。このピンの電圧が 1.21V を超えると、内部 MOSFET スイッチがディスエーブルされます。このピンの電圧が 1.10V を下回ると、通常動作が再開します。このピンの電圧が OVLO ロックアウトしきい値を超えると、ソフトスタート・リセットが作動し、その結果、入力電源トランジェントから緩やかに回復します。過電圧ロックアウトを使用しない場合は、このピンをグラウンドに接続します。

RUN (ピン14) : 実行制御入力。このピンの電圧が 1.21V を超えると、通常動作がイネーブルされます。このピンを 0.7V より下に強制すると LTC3639 がシャットダウンし、静止電流が約 1.4 μ A に減少します。必要に応じて、抵抗分割器を介して入力電源に接続し、低電圧ロックアウトを設定します。

ブロック図



3639 BD

動作 (「ブロック図」を参照)

LTC3639は、Burst Mode制御を使用する、パワー・スイッチを内蔵する同期整流式降圧DC/DCレギュレータです。LTC3639は、低静止電流を高スイッチング周波数と組み合わせて、広範囲の負荷電流にわたって高効率を実現します。Burst Mode動作は、短い「バースト」サイクルを使用し、内部のパワーMOSFETを介してインダクタ電流を切り替えることによって機能します。その後のスリープ・サイクルでは、パワー・スイッチはオフになり、負荷電流は出力コンデンサによって供給されます。スリープ・サイクルの間、LTC3639に流れるのは12 μ Aの電源電流だけです。軽負荷時には、バースト・サイクルが全サイクル時間に占める割合が小さいので、平均電源電流は最小限に抑えられ、効率は大幅に向上します。Burst Mode動作の例を図1に示します。スイッチング周波数は、インダクタ値、ピーク電流、入力電圧、および出力電圧によって変わります。

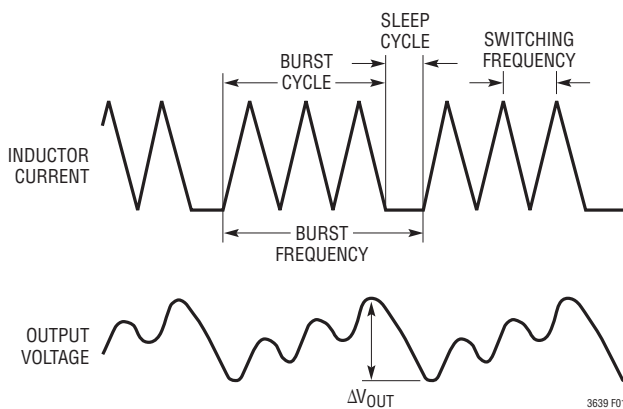


図1. Burst Mode動作

メイン制御ループ

LTC3639では、制御ピンV_{PRG1}およびV_{PRG2}を使用して内部帰還抵抗をV_{FB}ピンに接続します。これによって、部品数や入力電源電流を増やさず、敏感な帰還コンパレータへ入力をノイズにさらさずに、1.8V、3.3V、または5Vの固定出力をイネーブ

ルします。V_{PRG1}とV_{PRG2}の両方をグランドに接続することにより、外付けの帰還抵抗(調整可能モード)を使用できます。

調整可能モードでは、帰還コンパレータはV_{FB}ピンの電圧をモニタし、それを800mVの内部リファレンスと比較します。この電圧がリファレンスを超えると、コンパレータによってスリープ・モードが作動し、パワー・スイッチと電流コンパレータがディスエーブルされ、V_{IN}ピンの電源電流がわずか12 μ Aになります。負荷電流が出力コンデンサを放電するにつれて、V_{FB}ピンの電圧は低下します。この電圧が、800mVのリファレンスから5mV低下すると、帰還コンパレータが作動して、バースト・サイクルをイネーブします。

バースト・サイクルの開始時に、内部の高電位側パワー・スイッチ(PチャンネルMOSFET)がオンになり、インダクタ電流がランプアップを開始します。インダクタ電流は、この電流がピーク電流コンパレータのしきい値を超えるか、V_{FB}ピンの電圧が800mVを超えるまで増加します。その時点で高電位側パワー・スイッチがオフになり、低電位側パワー・スイッチ(NチャンネルMOSFET)がオンになります。インダクタ電流は、逆電流コンパレータが作動して、インダクタ電流が0に近いことを知らせるまで、徐々に減少します。V_{FB}ピンの電圧が800mVのリファレンスよりも低いままであれば、高電位側パワー・スイッチが再びオンになり、別のサイクルが開始します。バースト・サイクルの間の平均電流は、平均負荷電流より通常大きくなります。このアーキテクチャでは、平均出力電流の最大値はピーク電流の半分に等しくなります。

この制御アーキテクチャにはヒステリシスがあるので、スイッチング周波数は、入力電圧、出力電圧およびインダクタの値の関数になります。この動作には、固有の短絡保護機能があります。出力がグランドに短絡すると、インダクタ電流は1回のスイッチング・サイクルの間非常にゆっくり減衰します。インダクタ電流がゼロに近い場合のみ高電位側スイッチがオンになるため、本質的にLTC3639は、起動中または短絡状態の間、より低い周波数でスイッチングします。

動作 (「ブロック図」を参照)

起動とシャットダウン

RUNピンの電圧が0.7Vよりも低くなると、LTC3639はシャットダウン・モードに入り、すべての内部回路がディスエーブルされ、DC電源電流が1.4 μ Aに減少します。RUNピンの電圧が1.21Vを超えると、メイン制御ループの通常動作がイネーブルされます。RUNピンのコンパレータには110mVの内部ヒステリシスがあるので、メイン制御ループをディスエーブルするには1.1Vより低い電圧まで低下する必要があります。

1msの内部ソフトスタート機能は、起動時の出力電圧のランプ速度を制限して、入力電源電圧が過度に低下しないようにします。ランプ時間を長くし、それによる電源電圧の低下量を少なくする場合は、SSピンとグラウンドの間にコンデンサを接続することができます。このピンから流れ出る5 μ Aの電流により、コンデンサに滑らかな電圧ランプが発生します。このランプ速度が1msの内部ソフトスタートより遅いと、出力電圧は代わりにSSピンのランプ速度によって制限されます。内部および外部のソフトスタート機能は、起動時と、入力電源に低電圧または過電圧の事象が発生した後にリセットされます。

ピーク・インダクタ電流のプログラミング

ピーク・インダクタ電流は、ピーク電流コンパレータによって公称230mAに制限されます。このピーク・インダクタ電流を調整するには、ISETピンとグラウンドの間に抵抗を接続します。このピンから流れ出す5 μ Aの電流が抵抗を通ることにより、ピーク電流コンパレータのしきい値を調整する電圧が発生します。

スリープ・モードの間、ISETピンから流れ出す電流は1 μ Aに減少します。スリープ・モードの終了後、最初のスイッチング・サイクルでは、ISETピンからの電流は増加して5 μ Aに戻ります。ISETピンからの電流がスリープ・モード時に減少することに

加えて、ISETピンとグラウンドの間にフィルタリング・コンデンサC_{ISET}を追加すると、軽負荷での出力電圧リップルを低減する方法が得られます。ただし、その代償として効率が低下し、負荷ステップに対するトランジェント応答もわずかに低下します。

ドロップアウト動作

入力電源電圧が低下して出力電源電圧に近づくと、レギュレーションを維持するためにデューティ・サイクルが増加します。LTC3639のPチャンネルMOSFET上側スイッチにより、デューティ・サイクルは100%になるまで増え続けます。デューティ・サイクルが100%になると、PチャンネルMOSFETは常にオンのままとなるので、出力電流はピーク電流に等しくなり、ドロップアウト状態でなければ、最大負荷電流の2倍になります。

入力低電圧および過電圧ロックアウト

さらに、LTC3639には、入力電圧がプログラム可能な動作範囲を外れた場合にスイッチングを抑制する保護機能が実装されています。入力電源からグラウンドに接続された抵抗分割器を使用することによって、RUNピンとOVLOピンが、高精度の入力電源電圧モニタとして機能します。RUNピンが1.1Vを下回るか、OVLOピンが1.21Vを超えると、スイッチングがディスエーブルされます。これらの電圧を設定して、スイッチングを、特定の入力電源電圧の範囲に制限できます。さらに、入力電圧が標準で3.5V (最大で3.8V)より低くなると、内部の低電圧検出回路がスイッチングをディスエーブルします。

スイッチングがディスエーブルされているときに、LTC3639は絶対最大定格である150Vまでの入力電圧に安全に耐えることができます。入力電源電圧が低電圧または過電圧になるとソフトスタート・リセットが作動するので、入力電源トランジェントから緩やかに回復できます。

アプリケーション情報

LTC3639の基本的なアプリケーション回路は、このデータシートの最初のページに記載されています。外付け部品の選択は最大負荷電流要件によって決まり、最初はピーク電流プログラミング抵抗である R_{ISET} を選択します。次いでインダクタ値 L を決め、その後コンデンサ C_{IN} および C_{OUT} を決めることができます。

ピーク電流抵抗の選択

ピーク電流コンパレータの最大電流制限は200mA以上であり、100mAの最大平均電流が保証されています。必要な電流が少ないアプリケーションでは、ピーク電流のしきい値を最小で17mAまで減らすことができます。この低いピーク電流によって、低電流アプリケーションの効率と部品選択を最適化できます。

ピーク電流のしきい値は、 I_{SET} ピンの電圧にリニアに比例します。そのため、 I_{SET} ピンの100mVと1Vの電圧は、それぞれ20mAと200mAのピーク電流に対応します。このピンを外部電圧源によって駆動して、ピーク電流を調節できます。この機能は、一部のアプリケーションで役立つ場合があります。通常、ピーク電流は、 I_{SET} ピンとグラウンドの間の適切に選択された抵抗(R_{ISET})によって設定されます。 R_{ISET} によって I_{SET} ピンに発生した電圧と、内蔵の5 μ A電流源により、ピーク電流が設定されます。特定のピーク電流に対する抵抗の値は、図2または次式を使用して計算できます。

$$R_{ISET} = I_{PEAK} \cdot 10^6$$

ここで、 $20\text{mA} < I_{PEAK} < 200\text{mA}$ です。

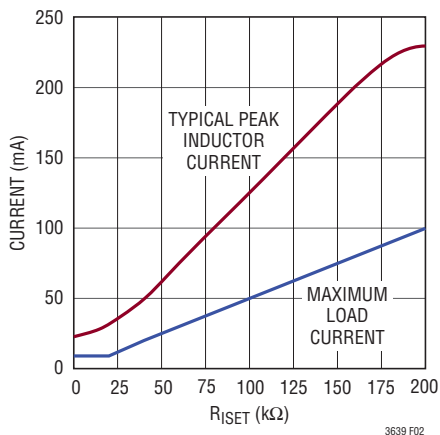


図2. R_{ISET} の選択

スリープ・モードでは、「出力電圧リップの最適化」のセクションで説明されているように、内部の5 μ A電流源が1 μ Aに減少して効率が最大になります。これによって、高い効率と軽負荷時の低い出力電圧リップルの両立が容易になります。

ピーク電流は内部で20mA～200mAの範囲に制限されています。 I_{SET} ピンをグラウンドに短絡すると電流制限値は20mAに設定され、フロート状態にすると電流制限値は最大値である200mAに設定されます。この抵抗値を選択するとき、このアーキテクチャの最大平均出力電流はピーク電流の半分に制限されることに注意してください。したがって、すべての条件で適切な負荷電流を供給するのに十分な余裕のあるピーク電流を設定する抵抗値を選択するようにしてください。ピーク電流を最大負荷電流の2.2倍より大きくなるように選択すれば、ほとんどのアプリケーションでは妥当な出発点になります。

インダクタの選択

LTC3639のバースト・サイクル中のスイッチング周波数は、インダクタ、入力電圧、出力電圧およびピーク電流によって決まります。入力電圧、出力電圧およびピーク電流が与えられている場合、出力がレギュレーション状態のときは、バースト・サイクル中のスイッチング周波数はインダクタの値によって設定されます。一般に、スイッチング周波数を50kHz～200kHzの範囲にすると効率が高くなり、多くのアプリケーションでは最初の選択肢として100kHzにするのが妥当です。インダクタの値は次式から求めることができます。

$$L = \left(\frac{V_{OUT}}{f \cdot I_{PEAK}} \right) \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

バースト・サイクル中のスイッチング周波数が入力電圧とインダクタンスによって変化する様子を図3に示します。 I_{PEAK} の値がさらに低い場合は、図3の周波数に $230\text{mA}/I_{PEAK}$ を掛けてください。

インダクタ値に対するその他の制約は、LTC3639の高電位側スイッチの最小オン時間である150nsです。したがって、インダクタが十分制御された状態で電流を維持するには、次式から

アプリケーション情報

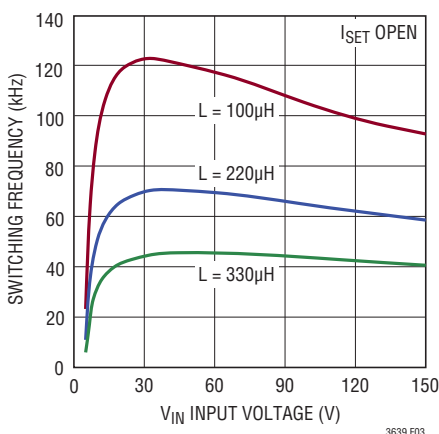
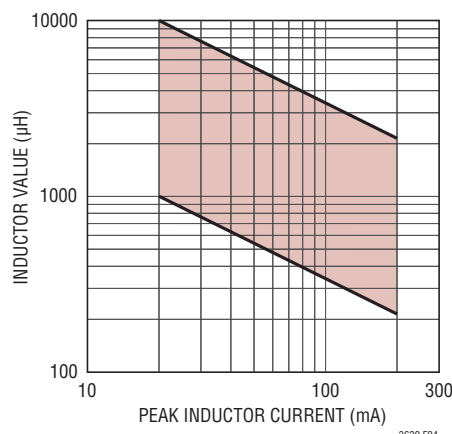
図3. $V_{OUT} = 3.3V$ の場合のスイッチング周波数

図4. 最大効率を得るための推奨インダクタ値

計算できる最小値よりも大きくなるようにインダクタ値を選択する必要があります。

$$L > \frac{V_{IN(MAX)} \cdot t_{ON(MIN)}}{I_{PEAK}} \cdot 1.2 \text{ and}$$

$$L > \frac{V_{OUT} \cdot 3.5\mu\text{H}}{1V} \cdot 1.2$$

ここで、 $V_{IN(MAX)}$ はスイッチングがイネーブルされたときの最大入力電源電圧、 $t_{ON(MIN)}$ は 150ns、 I_{PEAK} はピーク電流、 V_{OUT} は安定化電圧、1.2 という係数は全温度範囲でのインダクタの標準的な許容差およびばらつきを考慮した値です。

大きな入力電源トランジェントのあるアプリケーションの場合、過渡状態によって最小インダクタ値が人為的に制限されないように、OVLOピンを使用して、最大動作電圧 $V_{IN(MAX)}$ を超えるスイッチングをディスエーブルできます。前記の式に反するインダクタ値にすると、ピーク電流を超える原因となり、デバイスが永久的な損傷を受ける恐れがあります。

前記の式から得られるのはインダクタの最小値ですが、インダクタ値を大きくすると通常は効率を高くすることができ、スイッチング周波数は低くなります。ただし、特定の種類のインダクタでは、インダクタンスが大きいほど DC 抵抗 (DCR) も大きくなります。DCR が大きいと銅損失が大きく電流定格が低いことを意味するので、この2点によってインダクタンスには上限が設けられます。小型の表面実装型インダクタのインダクタ値の推奨範囲をピーク電流の関数として図4に示します。この範

囲内の値は、前述した交換条件間での程よい妥協点になっています。基板面積が制限要因にならないアプリケーションでは、コアの大きいインダクタを使用することができます。その場合は、図4の推奨範囲がより大きい値に拡大されます。

インダクタのコアの選択

L の値が求まったら、インダクタの種類を選択する必要があります。高効率レギュレータでは、低価格の鉄粉コアが示すコア損失を通常は許容できないので、より高価なフェライト・コアを使わざるをえません。インダクタ値が同じ場合、実際のコア損失はコア・サイズには無関係ですが、選択したインダクタンスに大きく依存します。インダクタンスが大きいほどコア損失は減少します。インダクタンスを大きくするにはワイヤの巻数を増やす必要があるため、残念ながら銅損失が増加します。

フェライトを使ったタイプはコア損失がきわめて小さく、高いスイッチング周波数に適しているため、設計目標を銅損失と飽和防止に集中することができます。フェライト・コアの材質は「ハードに」飽和します。つまり、設計ピーク電流を超えるとインダクタンスは急激に低下します。このため、インダクタのリプル電流が急増して、最終的に出力電圧リップルが増加します。コアを飽和させないでください。

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、エネルギー放射がなく、類似の特性を有する鉄粉コ

アプリケーション情報

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をどう選択するかは、主に価格とサイズの要件や放射フィールド/EMIの要件に依存します。表面実装型インダクタの新製品は、Coiltronics、Coilcraft、TDK、東光、およびスミダ電機から入手できます。

C_{IN}とC_{OUT}の選択

入力コンデンサ(C_{IN})が必要なのは、上側の高電位側MOSFETのソースで台形波電流を除去するためです。C_{IN}のサイズを決めるときは、入力電圧が大幅に低下する(ΔV_{IN})ことなくインダクタを磁化するために必要なエネルギーを供給できるようにしてください。C_{IN}とΔV_{IN}との関係は次式で与えられます。

$$C_{IN} > \frac{L \cdot I_{PEAK}^2}{2 \cdot V_{IN} \cdot \Delta V_{IN}}$$

容量は印加電圧に応じて減少するので、C_{IN}には前記の式の計算結果より大きい値を使用することを推奨します。一般に、LTC3639のほとんどのアプリケーションでは、C_{IN}として1μFのX7R型セラミック・コンデンサを選択するのが適しています。

大きなリップル電圧を防ぐには、最大RMS電流に対応した大きさの低ESR入力コンデンサを使用してください。RMS電流は次式で与えられます。

$$I_{RMS} = I_{OUT(MAX)} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot \sqrt{\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} - 1}$$

この式はV_{IN} = 2V_{OUT}のときに最大値になります。ここで、I_{RMS} = I_{OUT}/2です。設計ではこの単純なワーストケース条件がよく使用されます。条件を大きく振っても値は改善されないからです。コンデンサ・メーカーの規定するリップル電流定格は多くの場合2000時間の寿命試験のみに基づいているので、コンデンサをさらにデレーティングする、つまり必要とされる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。設計でのサイズまたは高さの要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。

出力コンデンサ(C_{OUT})はインダクタのリップル電流を除去し、LTC3639がスリープ状態のときに負荷電流の要件を満たすエネルギーを蓄積します。帰還コンパレータには標準で5mVの

ヒステリシスがあるので、出力リップルの下限はV_{OUT}/160になります。コンパレータには遅延時間があるので、負荷電流の関数である付加的なリップル電圧が追加されます。この遅延時間の間、LTC3639は引き続きスイッチングして電流を出力に供給し続けます。出力リップルは次式によって概算できます。

$$\Delta V_{OUT} \approx \left(\frac{I_{PEAK}}{2} - I_{LOAD} \right) \cdot \frac{4 \cdot 10^{-6}}{C_{OUT}} + \frac{V_{OUT}}{160}$$

出力リップルは無負荷時に最大となり、最大負荷では下限であるV_{OUT}/160に近づきます。出力電圧リップルΔV_{OUT}を制限するために、次式を使用して出力コンデンサC_{OUT}を選択してください。

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{PEAK} \cdot 2 \cdot 10^{-6}}{\Delta V_{OUT} - \frac{V_{OUT}}{160}}$$

また、出力コンデンサの値は、1回のスイッチング・サイクル中に出力電圧を大きく変化させることなく、インダクタに蓄えられたエネルギーを受け入れるのに十分な大きさにする必要があります。

この電圧ステップを出力電圧の1%に等しい値に設定した場合、出力コンデンサは次の条件を満たす必要があります。

$$C_{OUT} > \frac{L}{2} \cdot \left(\frac{I_{PEAK}}{V_{OUT}} \right)^2 \cdot \frac{100\%}{1\%}$$

一般に、電圧リップルの要件を満たすコンデンサは、インダクタのリップルを除去するのに適しています。過熱を防ぐため、出力コンデンサはインダクタによって発生するリップル電流を扱える大きさのものにすることも必要です。出力コンデンサでのワーストケースのリップル電流は、I_{RMS} = I_{PEAK}/2で与えられます。ESRおよびRMS電流処理の要件を満たすには、複数のコンデンサを並列に配置することが必要な場合があります。

乾式タンタル、特殊ポリマー、アルミ電解およびセラミックの各コンデンサはすべて表面実装パッケージで入手できます。特殊ポリマー・コンデンサはESRは非常に小さいのですが、他のタイプに比べて容量密度が低くなっています。タンタル・コンデンサは最高の容量密度をもっていますが、スイッチング電源に使うためにサージテストされているタイプだけを使うこと

アプリケーション情報

が重要です。アルミ電解コンデンサはESRがかなり大きいのですが、リップル電流定格および長期信頼性に対して配慮すれば、コスト重視のアプリケーションに使うことができます。セラミック・コンデンサは優れたESR特性をもっていますが、電圧係数が高く可聴圧電効果を示すことがあります。Q値(品質係数)の高いセラミック・コンデンサが配線インダクタンスと直列になると、顕著な入力電圧リンギングが発生する可能性があります。

入力電圧ステップ

入力電圧が安定化出力電圧を下回った場合、内部のハイサイドMOSFETのボディー・ダイオードが、出力電源から入力電源に電流を流します。入力電圧が急激に低下した場合、インダクタの両端の電圧が大きくなって、インダクタが飽和することがあります。その場合、ハイサイドMOSFETのボディー・ダイオードに大電流が流れ、その結果、過剰な電力損失が発生して、デバイスを損傷する恐れがあります。

入力電源に急激な電圧ステップが発生することが予想される場合、下の図5のD1に示すように、小さなシリコン・ダイオードまたはショットキ・ダイオードを V_{IN} ピンと直列に接続して、逆電流の発生とインダクタの飽和を防ぎます。このダイ

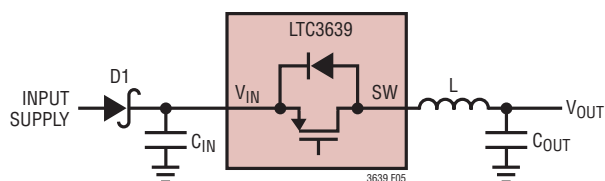


図5. 入力への逆電流の防止

オードのサイズは、安定化出力電圧よりも大きな逆電圧に対応する大きさにする必要があります。また、このダイオードは、LTC3639の最大ピーク電流よりも大きい電流に繰り返し耐える必要があります。

セラミック・コンデンサと可聴ノイズ

現在では、値の大きい低価格セラミック・コンデンサが小型ケース・サイズで入手できるようになっています。これらはリップル電流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。ただし、入

力と出力にこれらのコンデンサを使うときは注意が必要です。入力にセラミック・コンデンサを使用し、コードの長い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。最善の場合でも、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電流が急に突入すると、 V_{IN} に電圧スパイクが生じてデバイスを損傷するのに十分な大きさになる恐れがあります。

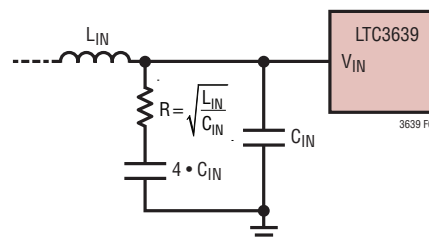


図6. V_{IN} のリンギングを減らす直列RC回路

長いコードなど誘導性の電源インピーダンスを伴うアプリケーションでは、入力電源のリンギングを減衰させるために、直列RCネットワークを C_{IN} と並列に接続することが必要になる場合があります。この回路と、リンギングを減衰させるのに必要な標準的な値を図6に示します。入力電源トランジェントの抑制に関するその他の情報については、アプリケーションノート88を参照してください。

また、セラミック・コンデンサには圧電特性があります。LTC3639のバースト周波数は負荷電流に依存し、一部のアプリケーションではLTC3639が可聴周波数帯でセラミック・コンデンサを励起し、可聴ノイズを発生することがあります。このノイズは、通常は気にならないほど非常に静かですが、このノイズを許容できない場合は、出力で高性能のタンタル・コンデンサまたは電解コンデンサを使用してください。

出力電圧の設定

LTC3639には、3つの固定出力電圧モードと、 V_{PRG1} ピンおよび V_{PRG2} ピンで選択できる調整可能モードがあります。固定出力電圧モードでは、内蔵の帰還抵抗分割器を使用します。これにより、5V、3.3V、1.8Vの各アプリケーションで高い効率、高いノイズ耐性、および低い出力電圧リップルが可能に

アプリケーション情報

なります。5Vの固定出力電圧を選択するには、V_{PRG1}ピンをSSピンに接続し、V_{PRG2}ピンをGNDに接続します。3.3Vの場合は、V_{PRG1}ピンをGNDに接続し、V_{PRG2}ピンをSSピンに接続します。1.8Vの場合は、V_{PRG1}ピンとV_{PRG2}ピンの両方をSSピンに接続します。任意の固定出力電圧オプションの場合は、V_{FB}ピンを直接V_{OUT}ピンに接続します。

調整可能出力モード(V_{PRG1} = V_{PRG2} = GND)の場合、出力電圧は次式に従って、外付け抵抗分割器で設定します。

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

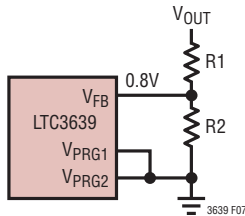


図7. 外付け抵抗による出力電圧の設定

図7に示すように、V_{FB}ピンは出力電圧を抵抗分割器で分圧した電圧を検出することができます。出力電圧の可能な範囲は0.8V ~ V_{IN}です。これらの抵抗分割器はV_{FB}ピンのすぐ近くに配置して、影響を受けやすいV_{FB}のトレースがノイズをできるだけ拾わないように注意してください。

無負荷時電源電流を最小にするため、MΩレンジの抵抗値を使用できます。ただし、大きい抵抗値を使用するには注意が必要です。シャットダウン時には、帰還分割器が唯一の負荷電流経路となります。出力ノードまたはスイッチ・ノードに流れるプリント回路基板の漏れ電流が負荷電流を超えると、出力電圧が上昇します。通常動作では、負荷電流は漏れ電流よりはるかに大きいため、通常はこのことをあまり気にかける必要はありません。

出力電圧の高いアプリケーション(V_{OUT} ≥ 10V)でR1の値が大きくなり過ぎないようにするため、外付け抵抗と内部抵抗を組み合わせ使用し、出力電圧を設定することができます。この方法には、V_{FB}ピンでのノイズ耐性が向上するという付加

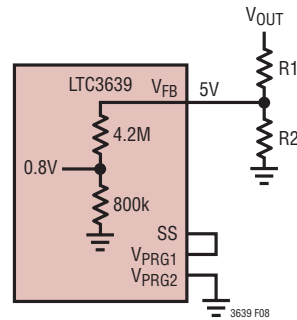


図8. 外付け抵抗と内部抵抗の組み合わせによる出力電圧の設定

的な利点もあります。外付けの抵抗分割器でV_{FB}ピンを5V固定出力用に設定して高い出力電圧を発生するLTC3639を図8に示します。内部の5M抵抗がR2と並列になっていることが分かるので、それによってR2の値を調整する必要があります。LTC3639の内部抵抗の許容差に起因する出力電圧のばらつきを1%未満に保つため、R2には200kより小さい値を選択してください。

RUNピンと過電圧/低電圧ロックアウト

LTC3639は、RUNピンによって制御する低消費電力シャットダウン・モードを備えています。RUNピンの電圧を0.7V未満に引き下げると、LTC3639は低静止電流(I_Q = 約1.4μA)のシャットダウン・モードになります。RUNピンの電圧を1.21Vより高くすると、スイッチングがイネーブルされます。RUNピンをロジック回路で駆動する構成の例を図9に示します。

この代わりに、V_{IN}とグラウンドの間に抵抗分割器を接続することによって、RUNピンとOVLOピンをV_{IN}電源の高精度な低電圧ロックアウト(UVLO)および過電圧ロックアウト(OVLO)として構成できます。図10に示すように単純な抵抗分割器を使用することにより、特定のV_{IN}電圧要件を満たすことができます。

R3-R4-R5の分割器を流れる電流はLTC3639のシャットダウン時電流、スリープ時電流およびアクティブ時電流にそのまま追加されるので、この電流がアプリケーション回路全体の

アプリケーション情報

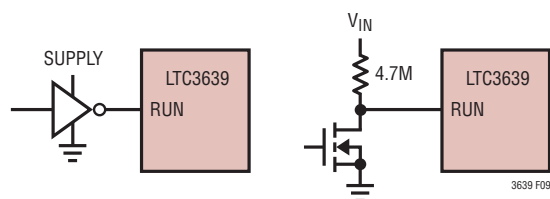


図9. ロジックに対するRUNピンのインタフェース

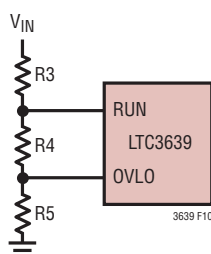


図10. 調整可能なUVおよびOVロックアウト

効率に与える影響を最小限に抑えるように注意してください。静止シャットダウン時電流とスリープ時電流に対する影響を低く抑えるために、MΩ単位の抵抗値が必要になることがあります。抵抗値を選択するには、まず、VINから供給できる許容DC電流に基づいて、R3 + R4 + R5 (RTOTAL)の合計値を選択します。

次に、以下の式より、R3、R4、およびR5の個々の値を計算できます。

$$R5 = R_{TOTAL} \cdot \frac{1.21V}{\text{Rising } V_{IN} \text{ OVLO Threshold}}$$

$$R4 = R_{TOTAL} \cdot \frac{1.21V}{\text{Rising } V_{IN} \text{ UVLO Threshold}} - R5$$

$$R3 = R_{TOTAL} - R5 - R4$$

高精度な外部OVLOが不要なアプリケーションの場合、OVLOピンを直接グラウンドに接続できます。このタイプのアプリケーションでは、R5を0Ωにして前述の式を使用し、RUNピンを外部UVLOとして使用できます。

同様に、高精度なUVLOが不要なアプリケーションの場合、RUNピンをVINに接続できます。この構成では、「電気的特性」の表に示すように、UVLOのしきい値は内部のVIN UVLOしきい値に制限されます。OVLOの抵抗値は、R3を0Ωにして前述の式を使用することで計算できます。

OVLOピンの電圧は絶対最大定格である6Vを超えてはならないことに注意してください。OVLOピンの電圧が6Vを超えないようにするには、次の関係を満たす必要があります。

$$V_{IN(MAX)} \cdot \left(\frac{R5}{R3 + R4 + R5} \right) < 6V$$

ソフトスタート

ソフトスタートは、実質的なリファレンス電圧を0Vから0.8Vに徐々に上昇させることによって実現します。リファレンス電圧のソフトスタートの時間を長くするには、SSピンとグラウンドの間にコンデンサを接続します。このコンデンサは内部の5μAプルアップ電流によって充電されます。ソフトスタート・コンデンサの値は次式によって計算することができます。

$$C_{SS} = \text{Soft-Start Time} \cdot \frac{5\mu A}{0.8V}$$

最小のソフトスタート時間は、内部ソフトスタート・タイマの値である1msに制限されます。LTC3639がフォルト状態(入力電源の低電圧状態または過電圧状態)を検出するか、RUNピンの電圧が1.1Vより低くなると、SSピンの電圧はすぐにグラウンド電位になり、内部ソフトスタート・タイマはリセットされます。このため、外付けのソフトスタート・コンデンサを使用している場合は、順序だった再起動が確保されます。

ソフトスタート・コンデンサは出力電圧上昇の制限要因ではない場合があるので注意してください。最大出力電流(ピーク電流の半分に等しい電流)は、出力コンデンサを0Vからその安定化された値まで充電する必要があります。ピーク電流が小さいか、出力コンデンサが大きい場合は、この上昇時間がかなり長くなることがあります。このため、0Vから安定化された

アプリケーション情報

V_{OUT} の値までの出力電圧上昇時間は、最小値が次の値に制限されます。

$$\text{Ramp Time} \geq \frac{2C_{OUT}}{I_{PEAK}} V_{OUT}$$

出力電圧リップルの最適化

負荷電流と周波数の要件を満たすようにピーク電流抵抗とインダクタを選択したら、負荷電流に対する出力電圧リップルの依存性を低減するために、必要に応じてコンデンサ C_{ISET} を R_{ISET} と並列に追加できます。

出力電圧リップルは、軽負荷時に最大になります。ピーク・インダクタ電流は I_{SET} ピンの電圧によって制御されます。LTC3639の動作中に I_{SET} ピンから流れ出る電流は $5\mu\text{A}$ ですが、スリープ・モード中は $1\mu\text{A}$ に減少します。 I_{SET} ピンからの電流は、スリープ・モード後最初のスイッチング・サイクルで $5\mu\text{A}$ に戻ります。並列 RC ネットワークを I_{SET} ピンとグラウンドの間に接続すると、LTC3639がスリープ・モードに出入りするときの I_{SET} の電圧をフィルタしますが、その結果として出力電圧リップル、効率、および負荷ステップ・トランジェントの性能に影響します。

効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータの効率は「出力電力 ÷ 入力電力 × 100%」で表されます。個々の損失を解析して、効率を制限する要素が何であり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断することができます。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、 $L1$ 、 $L2$ などは入力電力に対するパーセント値で表した個々の損失です。

電力を消費する回路内のすべての要素で損失が生じますが、損失の大部分は2つの主要損失要因によって生じます。それは V_{IN} の動作電流による損失と I^2R 損失です。非常に小さい

負荷電流では、 V_{IN} の動作電流が効率の損失の主体となっているのに対して、中程度以上の負荷電流では、 I^2R 損失が主体となります。

- V_{IN} の動作電流は、以下の2つの要素で構成されています。それは、「電気的特性」に示すDC電源電流と内部MOSFETのゲート充電電流です。ゲート充電電流は、内部パワーMOSFETスイッチのゲート容量を切り替えると流れます。ゲートが“H”から“L”、そして再び“H”に切り替わるたびに、微小電荷 ΔQ が V_{IN} からグラウンドに移動します。その結果生じる $\Delta Q/dt$ は V_{IN} から流出する電流であり、通常はDCバイアス電流より大きくなります。
- I^2R 損失は内部スイッチの抵抗 R_{SW} と外付けインダクタの抵抗 R_L から計算されます。スイッチングしているとき、インダクタを流れる平均出力電流は高電位側PMOSスイッチと低電位側NMOSスイッチの間で「細かく分割」されます。したがって、スイッチ(SW)ピンに戻って見たときの直列抵抗は、次式のように、上側と下側のスイッチの $R_{DS(ON)}$ の値とデューティ・サイクル ($DC = V_{OUT}/V_{IN}$) の関数になります。

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

上側MOSFETと下側MOSFETの $R_{DS(ON)}$ は、両方とも「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 損失を求めるには、 R_{SW} を R_L に加え、その結果に平均出力電流の2乗を掛けるだけで済みます。

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

C_{IN} や C_{OUT} の ESR による損失やインダクタのコア損失など、その他の損失は一般に全電力損失の2%未満に過ぎません。

熱に関する検討事項

LTC3639は効率が高いため、ほとんどのアプリケーションではあまり発熱しません。ただし、周囲温度が高く、(ドロップアウト状態のように)低い電源電圧、高いデューティ・サイクルで

アプリケーション情報

LTC3639が動作するアプリケーションでは、発熱がデバイスの最大接合部温度を超える場合があります。

LTC3639が最大接合部温度を超えないようにするには、何らかの熱解析を行う必要があります。熱解析の目的は、電力損失によりデバイスが最大接合部温度を超えるかどうかを判断することです。周囲と接合部間の温度上昇は、次式から得られます。

$$T_R = P_D \cdot \theta_{JA}$$

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。

接合部温度は次式で与えられます。

$$T_J = T_A + T_R$$

一般に、ワーストケースの電力損失が生じるのは、入力電圧が低いドロップアウト状態のときです。ドロップアウト状態では、LTC3639は230mAの最大ピーク電流と同じ大きさのDC電流を出力に供給できます。入力電圧が低いとき、この電流はより抵抗の高いMOSFETを流れるので、より多くの電力を損失します。

一例として、入力電圧が5V、負荷電流が230mA、周囲温度が85°Cでドロップアウト状態になっているLTC3639を考えます。「標準的性能特性」のスイッチのオン抵抗のグラフから、 $V_{IN} = 5V$ で100°Cでの上側スイッチの $R_{DS(ON)}$ は約7.5Ωです。したがって、デバイスによる電力損失は次のとおりです。

$$P_D = (I_{LOAD})^2 \cdot R_{DS(ON)} = (230mA)^2 \cdot 7.5\Omega = 0.4W$$

MSOPパッケージの場合、 θ_{JA} は40°C/Wです。したがって、レギュレータの接合部温度は次のようになります。

$$T_J = 85^\circ C + 0.4W \cdot \frac{40^\circ C}{W} = 101^\circ C$$

これは最大接合部温度である150°Cより低い温度です。

ピンの間隔/沿面距離の検討事項

LTC3639のMSEパッケージは、高電圧の間隔と沿面距離の要件を満たすように特殊設計されています。隣接する高電圧の半田付けパッド(V_{IN} 、SW、およびRUN)の間隔を0.657mm以上に増やすために、ピン2、4、13、および15は省略されています。これは、ほとんどのアプリケーションで十分な間隔です。詳細については、IPC-2221 (www.ipc.org)で説明されているプリント回路基板の設計標準を参照してください。

設計例

設計例として、次の仕様のアプリケーションでLTC3639を使用する場合を考えます。 $V_{IN} = 36V \sim 72V$ (公称48V)、 $V_{OUT} = 12V$ 、 $I_{OUT} = 100mA$ 、 $f = 200kHz$ とし、 V_{IN} が30V~90Vの範囲内のときに、そのスイッチングがイネーブルされます。

まず、スイッチング周波数に基づいてインダクタ値を計算します。

$$L = \left(\frac{12V}{200kHz \cdot 0.23A} \right) \cdot \left(1 - \frac{12V}{48V} \right) \cong 196\mu H$$

標準値として、220μHのインダクタを選択します。次に次式を用いて、この値が、最大入力電圧での L_{MIN} の要件を満たすことを確認します。

$$L_{MIN} = \frac{90V \cdot 150ns}{0.23A} \cdot 1.2 = 70\mu H$$

したがって、最小インダクタ値の要件は満足しており、220μHのインダクタ値を使用できます。

次に、 C_{IN} と C_{OUT} を選択します。この設計では、電流定格が次の値以上のものを対象に C_{IN} の大きさを決めます。

$$I_{RMS} = 100mA \cdot \frac{12V}{36V} \cdot \sqrt{\frac{36V}{12V} - 1} \cong 47mA_{RMS}$$

アプリケーション情報

C_{IN} の値は、入力電圧の低下量が360mV (1%)より小さくなるように選択します。

$$C_{IN} > \frac{220\mu\text{H} \cdot 0.23\text{A}^2}{2 \cdot 36\text{V} \cdot 360\text{mV}} \cong 0.45\mu\text{F}$$

コンデンサの容量がDCバイアスによって減少するため、1 μF のコンデンサを選択する必要があります。

C_{OUT} は出力電圧リップルの要件を満たすのに十分大きい値に基づいて選択します。出力リップルが1% (120mV)の場合、出力コンデンサの値は次式で計算できます。

$$C_{OUT} \geq \frac{0.23\text{A} \cdot 2 \cdot 10^{-6}}{120\text{mV} - \frac{12\text{V}}{160}} \cong 10\mu\text{F}$$

C_{OUT} には、出力電圧リップルの要件を満たすESRも必要です。必要なESRは次式で計算できます。

$$\text{ESR} < \frac{120\text{mV}}{0.23\text{A}} \cong 522\text{m}\Omega$$

10 μF のセラミック・コンデンサのESRは、522m Ω より大幅に小さい値です。これで、R1とR2の値を選択することによって、出力電圧を設定できます。出力電圧が10Vよりも高いため、12Vの出力を分割して5Vに下げる外付け分割器を使用し、LTC3639を5Vの固定出力用に設定する必要があります。LTC3639の内部5M抵抗の許容差に起因する出力電圧のばらつきを1%未満に保つため、R2には200kより小さい値を選択します。R2 = 196kと設定し、次式に従ってR1を計算します。

$$R1 = \frac{12\text{V} - 5\text{V}}{5\text{V}} \cdot (196\text{k}\Omega \parallel 5\text{M}\Omega) = 264\text{k}\Omega$$

R1には、標準値の267kを選択します。

V_{IN} の低電圧ロックアウトと過電圧ロックアウトの要件は、 V_{IN} ピンからRUNピンおよびOVLOピンへ抵抗分割器を接続することで満たすことができます(図10を参照)。 V_{IN} での負荷を最小に抑えるには、R3 + R4 + R5 = 2.5Mを選択します。R3、R4、およびR5を、以下の式に従って計算します。

$$R5 = \frac{1.21\text{V} \cdot 2.5\text{M}\Omega}{V_{IN_OV}(\text{RISING})} = 33.6\text{k}$$

$$R4 = \frac{1.21\text{V} \cdot 2.5\text{M}\Omega}{V_{IN_UV}(\text{RISING})} - R5 = 67.2\text{k}$$

$$R3 = 2.5\text{M}\Omega - R4 - R5 = 2.4\text{M}$$

M Ω 単位の特定の抵抗値を使用できる可能性が低い場合、R3、R4、およびR5の大きさを、R3の標準値に合わせて決めることが必要になる場合があります。この例の場合、R3 = 2.2Mを選択してから、R4とR5の値を2.2M/2.4Mの比率で変更します。その結果、R4 = 61.6k、R5 = 30.8kとなります。R3 = 2.2M、R4 = 62k、およびR5 = 30.9kの標準値を選択します。UVLOとOVLOの両方の降下時しきい値は、上昇時しきい値よりも10%低い(つまり、それぞれ27Vと81V)ことに注意してください。

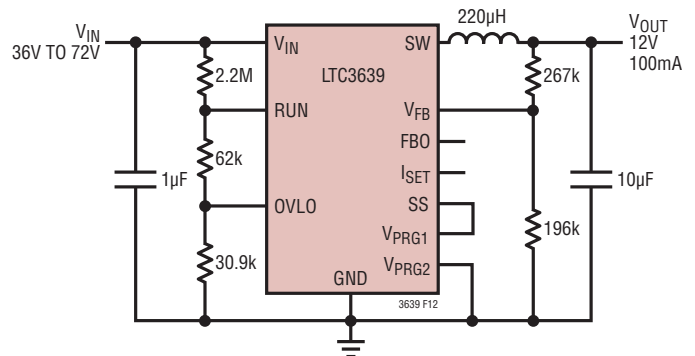


図11. 36V~72V入力、12V出力の100mAレギュレータ

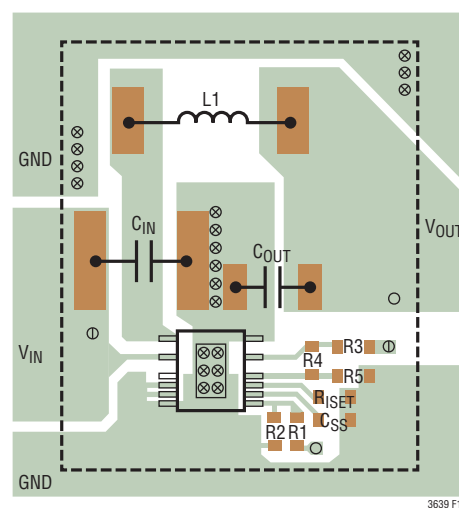
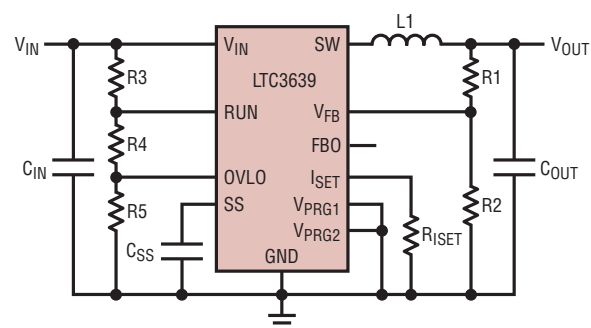
アプリケーション情報

この例では I_{SET} ピンを開放のままにして、最大ピーク電流(230mA)を選択する必要があります。この設計例の完全な回路図を図11に示します。

プリント回路基板レイアウトのチェックリスト

プリント回路基板をレイアウトするときは、以下のチェックリストを使用して、LTC3639が正しく動作するようにしてください。レイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

1. パワー・スイッチと入力コンデンサに大量のスイッチング電流が流れます。これらの部品が形成するループは、できるだけ小さくしてください。グラウンドのインピーダンスを最小に抑えるため、グラウンド・プレーンを推奨します。
2. 入力コンデンサ C_{IN} の(+)端子は V_{IN} ピンにできるだけ近づけて接続してください。このコンデンサは内部パワーMOSFETにAC電流を供給します。
3. スwitching・ノードSWは、影響を受けやすいすべての小信号ノードから遠ざけてください。Switching・ノードの高速遷移は高インピーダンスのノード(特に V_{FB})に結合して、出力リップルを増加させる可能性があります。



- ⊗ VIAS TO GROUND PLANE
- ⊙ VIAS TO INPUT SUPPLY (V_{IN})
- VIAS TO OUTPUT SUPPLY (V_{OUT})
- OUTLINE OF LOCAL GROUND PLANE

図12. プリント回路基板レイアウトの例

標準的応用例

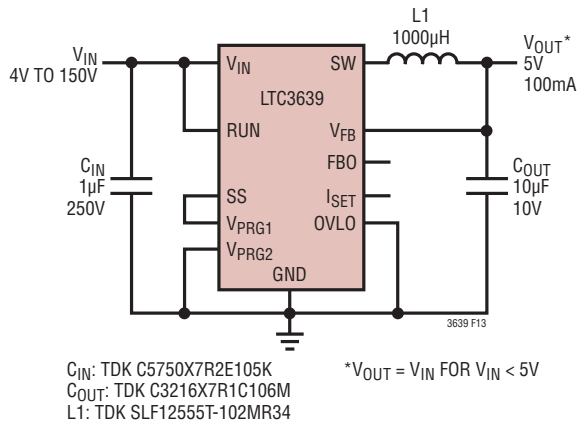


図13. 高効率100mAレギュレータ

効率と入力電圧

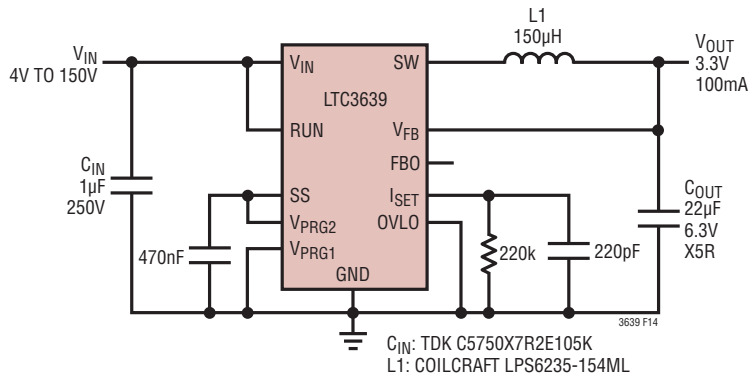
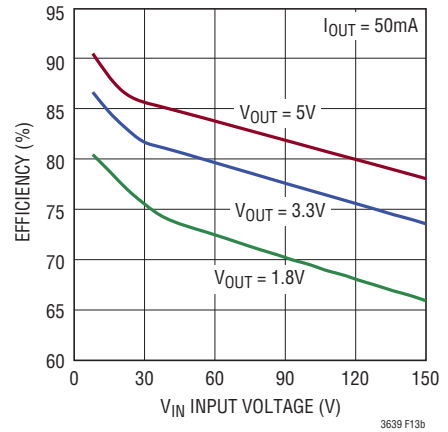
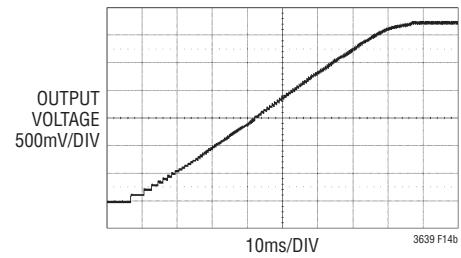


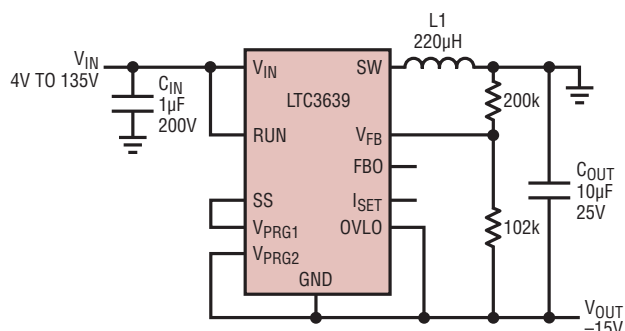
図14. 出力電圧リップルの低い75msのソフトスタート機能付き100mAレギュレータ

ソフトスタートの波形



標準的応用例

4V ~ 135V 入力、-15V 出力の正入力負出力レギュレータ

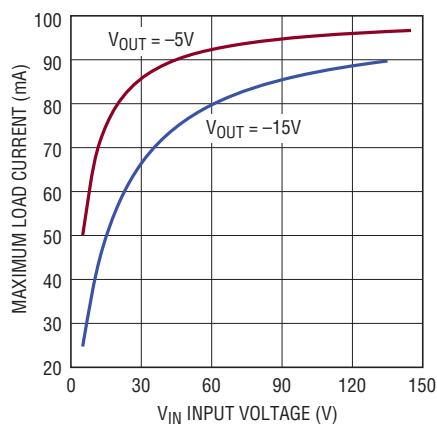


$$\text{MAXIMUM LOAD CURRENT} \approx \frac{V_{IN}}{V_{IN} + |V_{OUT}|} \cdot \frac{I_{PEAK}}{2}$$

C_{IN}: VISHAY VJ2225Y105KXCA
 C_{OUT}: AVX 12103C106KAT
 L1: SUMIDA CDRH105RNP-221NC

3639 TA04a

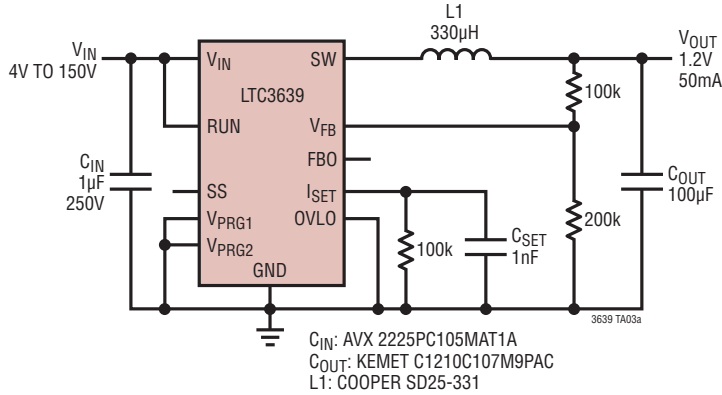
最大負荷電流と入力電圧



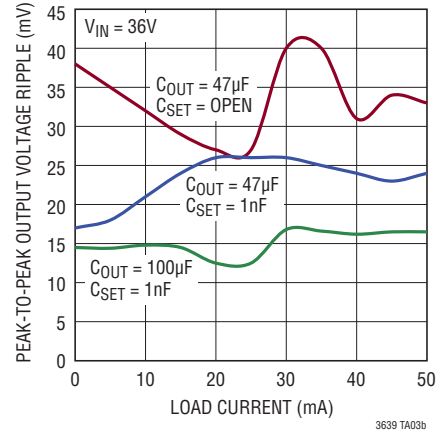
3639 TA04b

標準的応用例

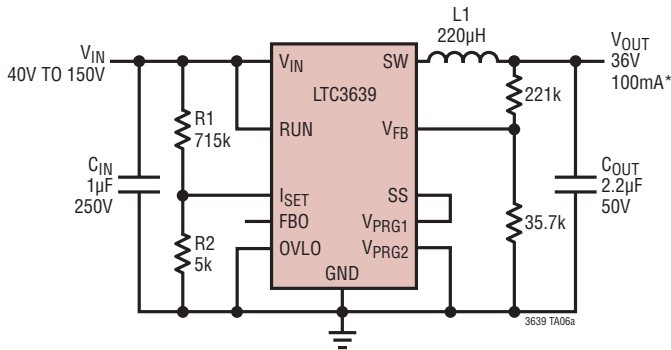
出力電圧リップルの低い4V～150V入力、1.2V/50mA出力のレギュレータ



出力電圧リップルと負荷電流



40V～150V入力、36V/100mA出力、入力電流制限値:25mA

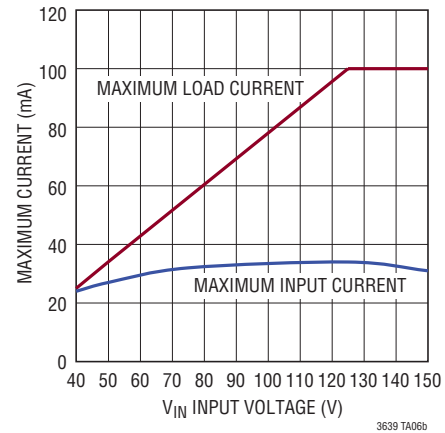


$$\text{INPUT CURRENT LIMIT} = \frac{V_{OUT}}{10} \cdot \frac{R2}{R1+R2} \cdot \left(1 + \frac{5\mu A \cdot R1}{V_{IN}}\right) \approx \frac{V_{OUT}}{10} \cdot \frac{R2}{R1+R2}$$

$$*\text{MAXIMUM LOAD CURRENT} = \frac{V_{IN}}{36V} \cdot 25\text{mA} \leq 100\text{mA}$$

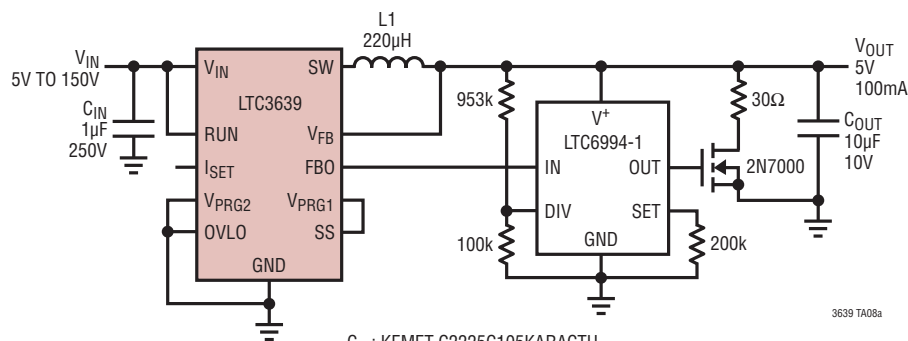
C_{IN} : MURATA GRM55DR72E105KW01L
 C_{OUT} : TDK C3225X7R1H225M
 $L1$: WÜRTH 744 778 922 2

最大負荷電流および入力電流と入力電圧



標準的応用例

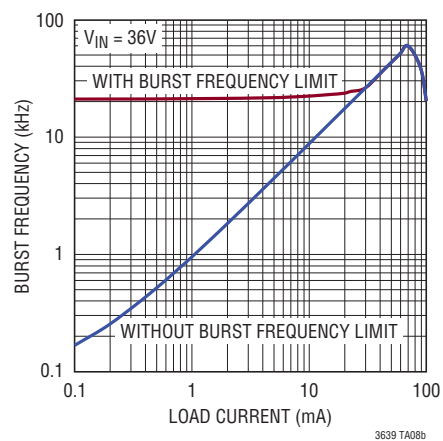
5V ~ 150V 入力、5V/100mA 出力、最小バースト周波数: 20kHz



C_{IN}: KEMET C2225C105KARACTU
 C_{OUT}: MURATA GRM40X5R106K10H520
 L1: BOURNS SRR1005-221KCT-ND

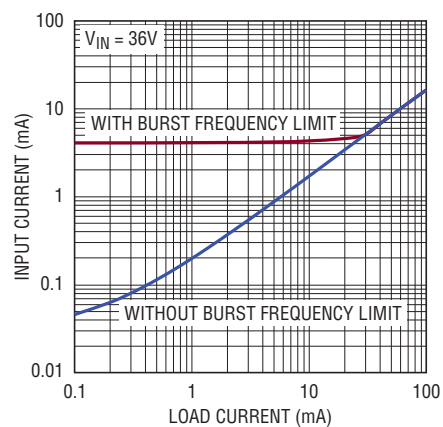
3639 TA08a

バースト周波数と負荷電流



3639 TA08b

入力電流と負荷電流

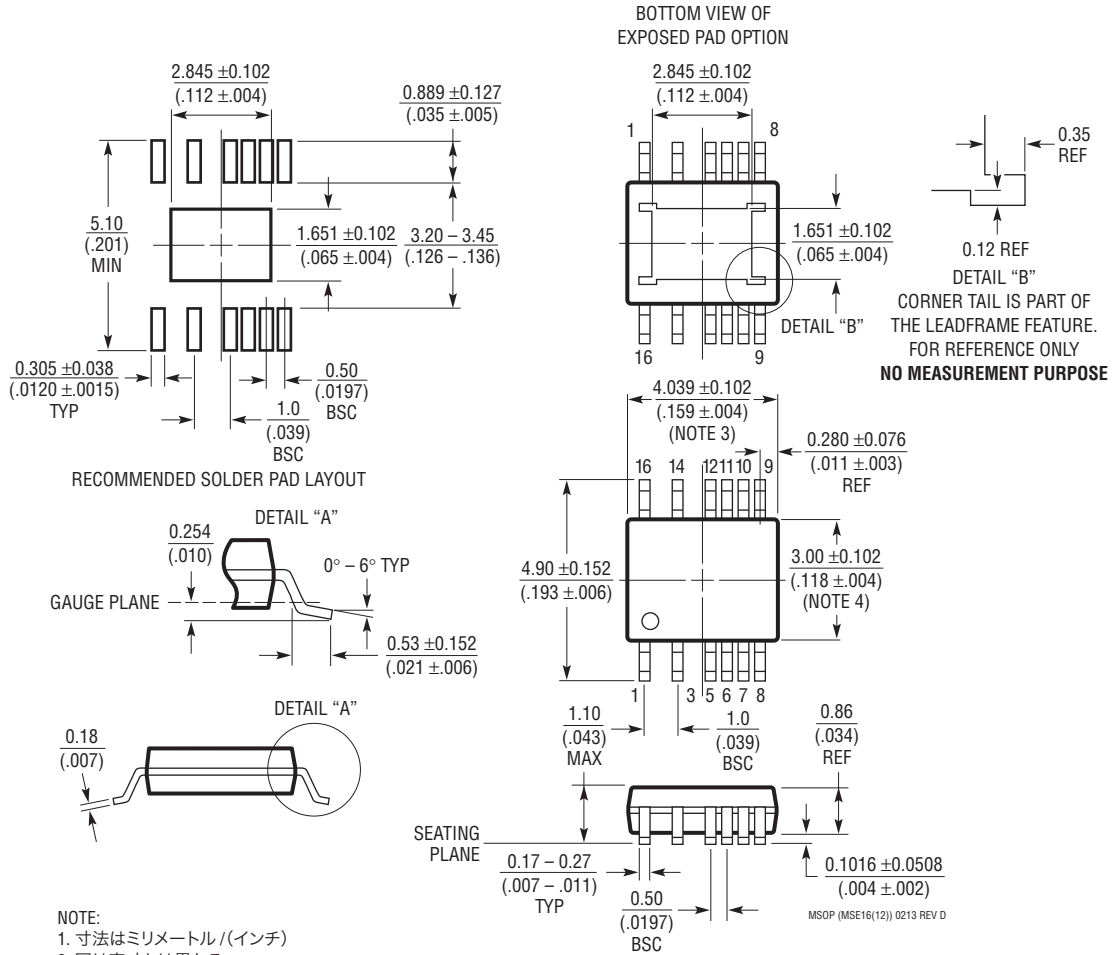


3639 TA08c

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/> を参照してください。

MSE Package Variation: MSE16 (12) 16-Lead Plastic MSOP with 4 Pins Removed Exposed Die Pad (Reference LTC DWG # 05-08-1871 Rev D)



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む。
露出パッド上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。

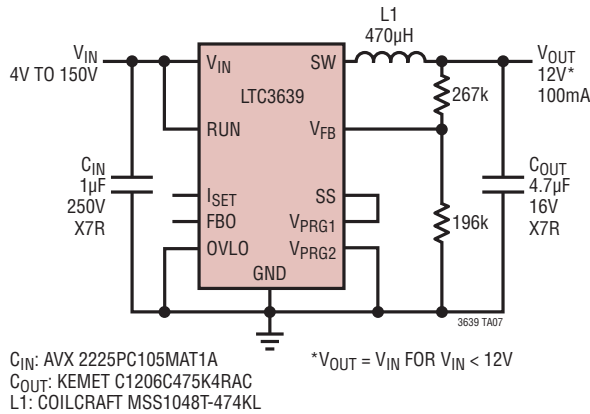
改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	7/13	式を明確化。	10、11
B	10/13	概要の最後の段落を明確化。 グラフを明確化。 グラフを明確化。 FB0(ピン5)の記述を明確化。 ピーク・インダクタ電流のプログラミングの記述を明確化。 アプリケーション情報を明確化。 図の番号の付け直し。 標準的応用例の図を明確化。	1 4 5 6 9 16 19、20 21
C	3/14	電气的特性表と適合するように、最小ピーク電流を20mAから17mAに低減。 インダクタコアの選択の数式を小修整。 3.3Vプログラム可能な出力に対する標準的応用例の図14を小修整。	10 11 20
D	12/14	最初の3つのグラフを縦の対数線を使って明確化。 OVLOのピン機能を明確化。 「関連製品」の表を明確化。	4 6 26

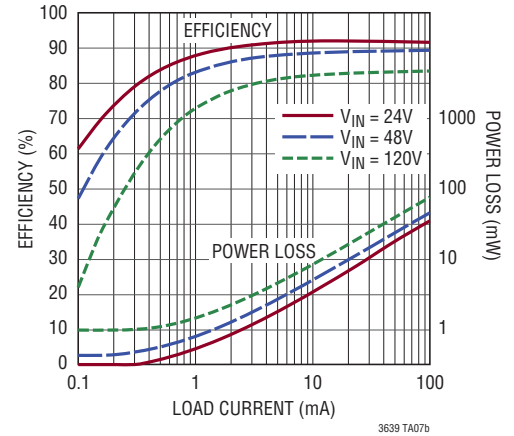
LTC3639

標準的応用例

12V/100mAの車載電源



効率および電力損失と負荷電流



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3638	140V/250mA 降圧レギュレータ	V _{IN} : 4V ~ 140V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 12µA, I _{SD} = 1.4µA, MSOP16Eパッケージ
LTC7138	140V/400mA 降圧レギュレータ	V _{IN} : 4V ~ 140V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 12µA, I _{SD} = 1.4µA, MSOP16Eパッケージ
LTC3630A	76V、500mA 同期整流式降圧 DC/DC レギュレータ	V _{IN} : 4V ~ 76V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 12µA, I _{SD} = 3µA, 3mm×5mm DFN16 および MSOP16Eパッケージ
LTC3637	76V、1A 降圧レギュレータ	V _{IN} : 4V ~ 76V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 12µA, I _{SD} = 3µA, 3mm×5mm DFN16 および MSOP16Eパッケージ
LTC3642	45V (60V までのトランジェント保護)/ 50mA 同期整流式降圧 DC/DC レギュレータ	V _{IN} : 4.5V ~ 45V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 12µA, I _{SD} = 3µA, 3mm×3mm DFN8 および MSOP8パッケージ
LTC3631/LTC3631-3.3 LTC3631-5	45V (60V までのトランジェント保護)/ 100mA 同期整流式降圧 DC/DC レギュレータ	V _{IN} : 4.5V ~ 45V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 12µA, I _{SD} = 3µA, 3mm×3mm DFN8 および MSOP8パッケージ
LTC3632	50V (60V までのトランジェント保護)/ 20mA 同期整流式降圧 DC/DC レギュレータ	V _{IN} : 4.5V ~ 45V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 12µA, I _{SD} = 3µA, 3mm×3mm DFN8 および MSOP8パッケージ
LTC3810	100V 同期整流式降圧 DC/DC コントローラ	V _{IN} : 6.4V ~ 100V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 2mA, I _{SD} < 240µA, SSOP28パッケージ
LTC3891	60V 同期整流式降圧 DC/DC コントローラ、Burst Mode 動作付き	V _{IN} : 4V ~ 60V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 50µA, I _{SD} < 14µA, 3mm×4mm QFN20 および TSSOP20Eパッケージ
LTC4366-1/LTC4366-2	高電圧サージ・ストップ	V _{IN} : 9V ~ 500V, 調整可能な出力クランプ電圧, I _{SD} = 14µA, 2mm×3mm DFN8 および TSOT8パッケージ

3639fd