

特長

- 広い動作入力電圧範囲: 4V ~ 140V
- 低抵抗のパワー MOSFET 内蔵
- 補償が不要
- 調整可能な最大出力電流: 20mA ~ 250mA
- 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
- 航空電子工学機器
- 自動車

概要

LTC[®]3638 は、ハイサイド・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。

LTC3638 は、最大 250mA 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。LTC3638 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。

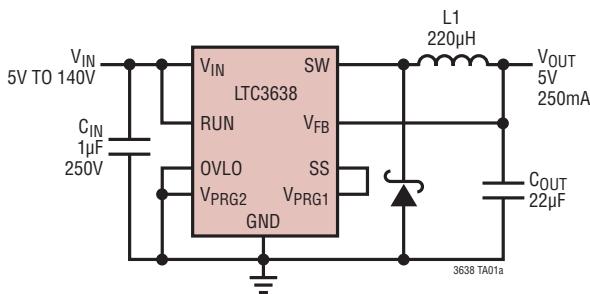
LTC3638 は入力電圧範囲が 4V ~ 140V と広く、プログラム可能な過電圧ロックアウト回路を内蔵しているので、さまざまな電源の安定化に適した堅牢なレギュレータです。さらに、LTC3638 は高精度の RUN ピンしきい値とソフトスタート機能を備えているので、どのような環境でも電源システムの起動を十分に制御できることが保証されます。帰還コンパレータ出力により、大電流アプリケーションでは複数の LTC3638 を並列に接続して動作させることができます。

LTC3638 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。

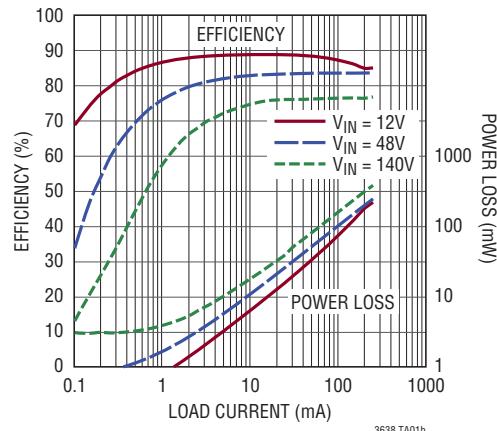
LT、LT、LTC、LTM、Burst Mode、Linear Technology および Linear のロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

5V ~ 140V 入力、5V 出力の 250mA 降圧レギュレータ



効率および電力損失と負荷電流



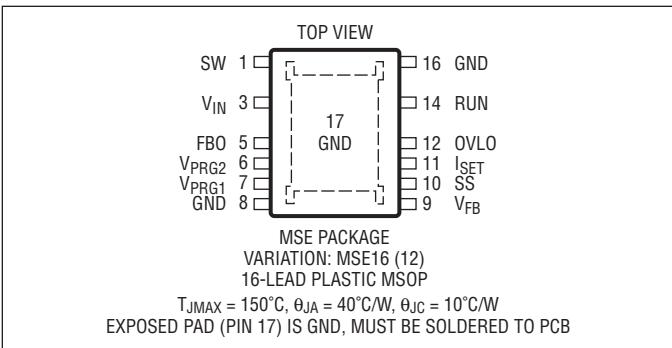
3638 TA01b

3638fa

絶対最大定格 (Note 1)

V_{IN} 電源電圧	−0.3V ~ 140V
RUN の電圧	−0.3V ~ 140V
SS, FBO, OVLO, I_{SET} 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, 4)	
LTC3638E, LTC3638I	−40°C ~ 125°C
LTC3638H	−40°C ~ 150°C
LTC3638MP	−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
LTC3638EMSE#PBF	LTC3638EMSE#TRPBF	3638	16-Lead Plastic MSOP	−40°C to 125°C
LTC3638IMSE#PBF	LTC3638IMSE#TRPBF	3638	16-Lead Plastic MSOP	−40°C to 125°C
LTC3638HMSE#PBF	LTC3638HMSE#TRPBF	3638	16-Lead Plastic MSOP	−40°C to 150°C
LTC3638MPMSE#PBF	LTC3638MPMSE#TRPBF	3638	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/tapeandreel/>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	140		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 3.3 250	3.75 3.5 4.0 3.8	V V mV
I_Q	DC Supply Current (Note 5) Active Mode Sleep Mode Shutdown Mode	No Load $V_{RUN} = 0\text{V}$		150 12 1.4	350 22 6	μA μA μA
V_{RUN}	RUN Pin Threshold	RUN Rising RUN Falling Hysteresis	1.17 1.06 110	1.21 1.10 1.14	1.25	V V mV
I_{RUN}	RUN Pin Leakage Current	RUN = 1.3V	−10	0	10	nA
OVLO	OVLO Pin Threshold	OVLO Rising OVLO Falling Hysteresis	1.17 1.06 110	1.21 1.10 1.14	1.25 1.14	V V mV

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, $V_{PRG1} = V_{PRG2} = 0\text{V}$ LTC3638E, LTC3638I LTC3638H, LTC3638MP	● ●	0.792 0.788	0.800 0.800	0.808 0.812	V 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, $V_{PRG1} = \text{SS}$, $V_{PRG2} = 0\text{V}$	● ●	4.94 4.91	5.015 4.985	5.09 5.06	V V
		V_{FB} Falling, $V_{PRG1} = \text{SS}$, $V_{PRG2} = 0\text{V}$	● ●	3.25 3.23	3.31 3.29	3.37 3.35	V V
		V_{FB} Rising, $V_{PRG1} = 0\text{V}$, $V_{PRG2} = \text{SS}$	● ●	1.78 1.77	1.81 1.80	1.84 1.83	V V
		V_{FB} Falling, $V_{PRG1} = 0\text{V}$, $V_{PRG2} = \text{SS}$	● ●	1.78 1.77	1.81 1.80	1.84 1.83	V V
動作							
I_{PEAK}	Peak Current Comparator Threshold	I_{SET} Floating 100k Resistor from I_{SET} to GND I_{SET} Shorted to GND	● ● ●	500 250 40	575 300 60	650 350 80	mA mA mA
R_{ON}	Power Switch On-Resistance	$I_{SW} = -100\text{mA}$				1.8	Ω
I_{LSW}	Switch Pin Leakage Current	$V_{IN} = 140\text{V}$, $SW = 0\text{V}$				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: LTC3638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。LTC3638Eは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 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關で確認されている。LTC3638I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おり、LTC3638H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おり、LTC3638MPは $-55^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ 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 $40^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

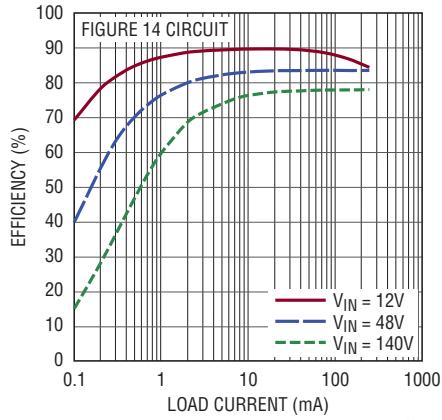
これらの仕様と合致する最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱インピーダンスおよび他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。

Note 4: このデバイス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を備えている。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。過熱保護レベルは製造時にはテストされない。

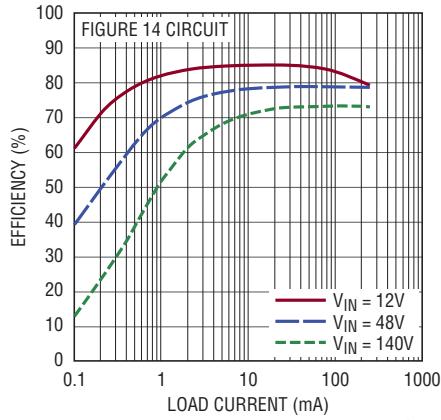
Note 5: 動作時の電源電流は、スイッチング周波数で供給されるゲート電荷によって増加する。「アプリケーション情報」を参照。

標準的性能特性

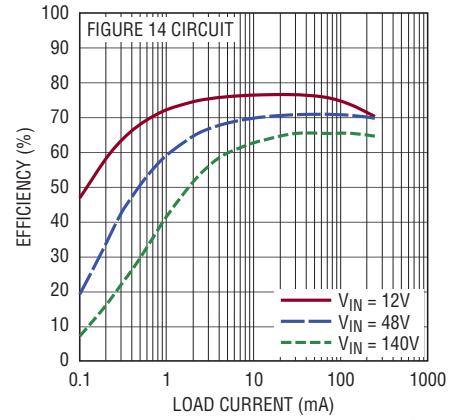
効率と負荷電流、 $V_{OUT} = 5V$



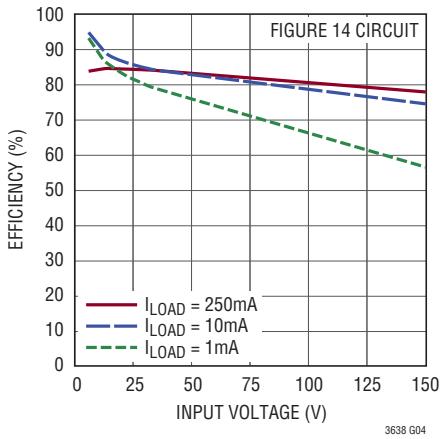
効率と負荷電流、 $V_{OUT} = 3.3V$



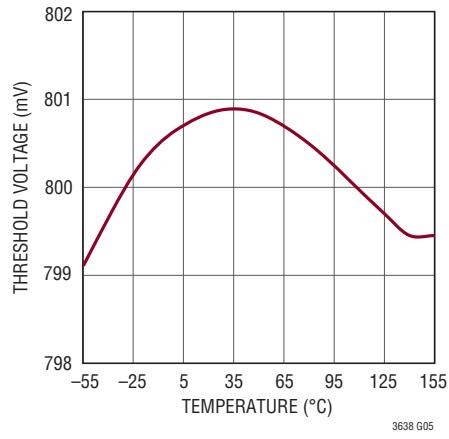
効率と負荷電流、 $V_{OUT} = 1.8V$



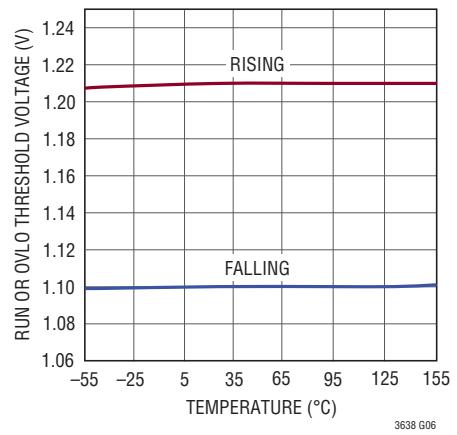
効率と入力電圧、 $V_{OUT} = 5V$



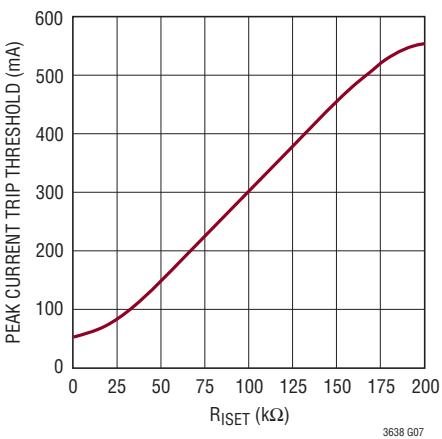
帰還コンパレータの作動しきい値と温度



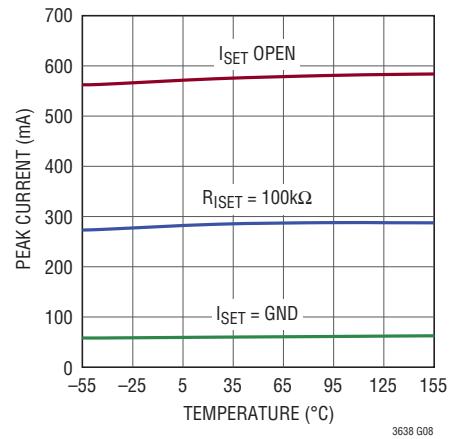
RUN および OVLO のしきい値と温度



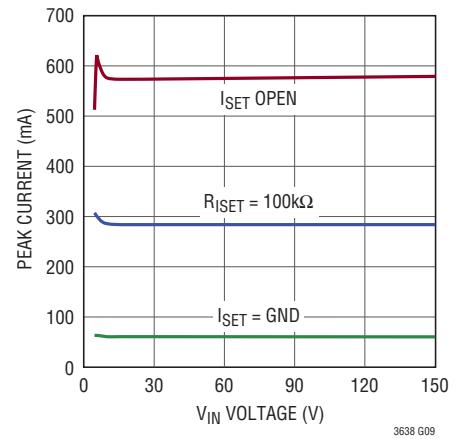
ピーク電流の作動しきい値と R_{SET}



ピーク電流の作動しきい値と温度および I_{SET}

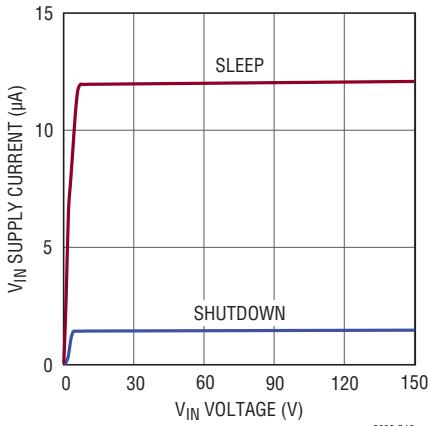


ピーク電流の作動しきい値と入力電圧

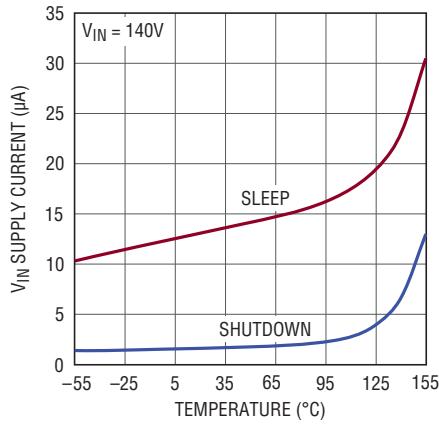


標準的性能特性

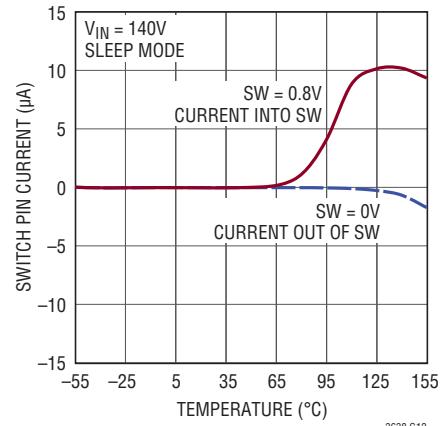
静止電源電流と入力電圧



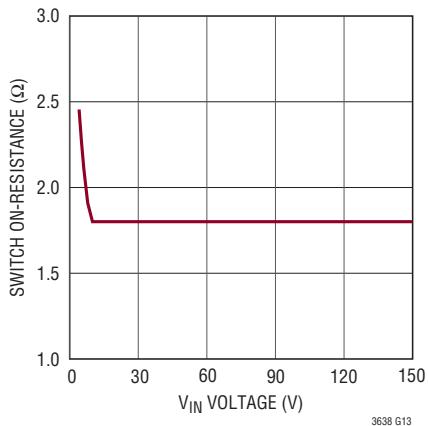
静止電源電流と温度



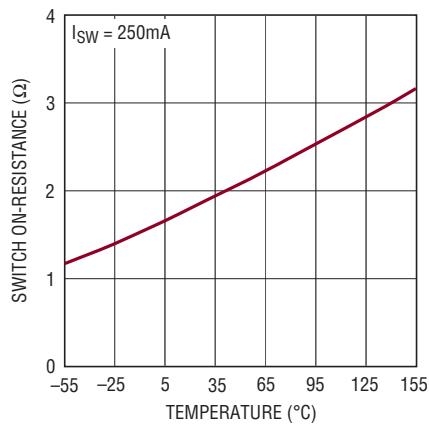
スイッチ・ピンの電流と温度



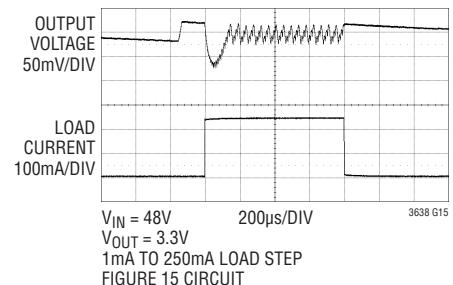
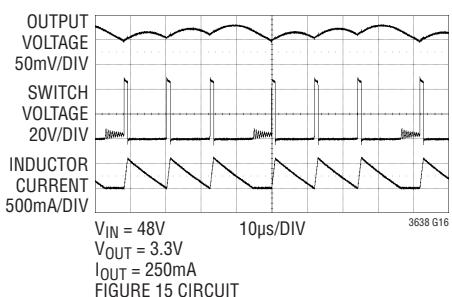
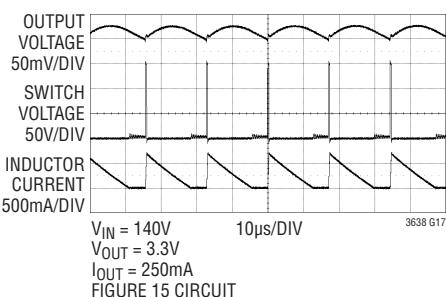
スイッチのオン抵抗と入力電圧



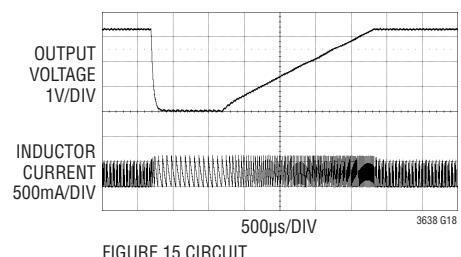
スイッチのオン抵抗と温度



負荷ステップに対するトランジエント応答

動作波形、V_{IN} = 48V動作波形、V_{IN} = 140V

短絡と回復



ピン機能

SW(ピン1)：インダクタとキャッチ・ダイオードのカソードへのスイッチ・ノードの接続ピン。このピンは内部のパワー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。このピンを別のLTC3638のV_{FB}ピンに接続することにより、出力電流が合計されます。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。「アプリケーション情報」を参照してください。

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)：グランド。露出パッドは定格熱性能を得るためPCBグランド・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。

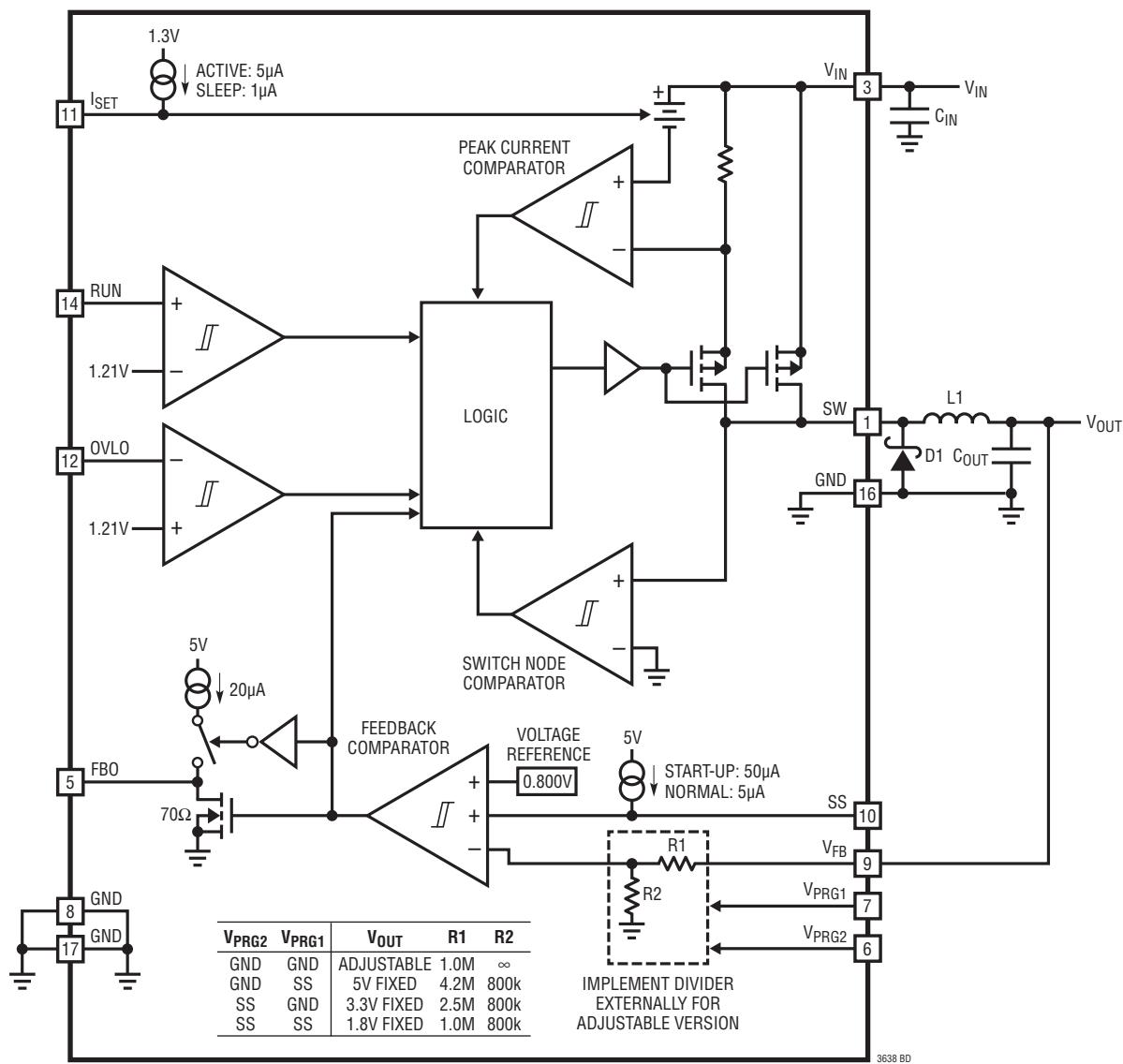
SS(ピン10)：ソフトスタート制御入力ピン。このピンとグランドの間にコンデンサを接続することにより、出力電圧のランプ時間が設定されます。最初は50 μ Aの電流がソフトスタート・コンデンサを充電し、スイッチングが開始されると、電流は公称値の5 μ Aに減少します。出力電圧が0からレギュレーション値に達するまでのランプ時間は、SSピンとGNDの間の容量6.25nFにつき1msです。フロート状態のままにすると、ランプ時間はデフォルトでは1msの内部ソフトスタートになります。

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575mA)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60mA)にする場合はこのピンをグランドに短絡します。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、入力電源トランジエ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。このピンの電圧を1.21Vより高くすると、通常動作がイネーブルされます。このピンの電圧を強制的に0.7Vより低くすると、LTC3638はシャットダウンし、暗電流は約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



動作 (「ブロック図」を参照)

LTC3638は、Burst Mode制御を使用する、パワー・スイッチを内蔵する降圧DC/DCレギュレータです。LTC3638は、低暗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、LTC3638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、効率は大幅に向かいます。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。

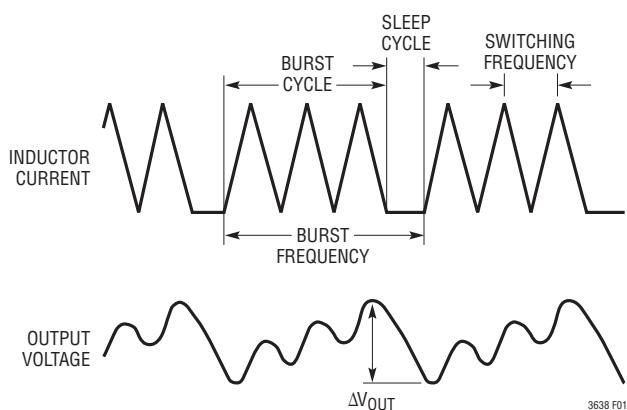


図1.Burst Mode動作

メイン制御ループ

LTC3638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。これにより、部品点数や入力電源電流を増やさず、また帰還コンパレータの感度の高い入力をノイズにさらすことなく、1.8V、3.3V、または5Vの固定出力がイネーブルされます。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より大きい場合は、コンパレータによってスリープ・モードが作動します。スリープ・モードでは、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るので、V_{IN}ピンの電源電流はわずか12 μ Aに減少します。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のリファレンスより5mV低くなると、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ルします。

バースト・サイクルの開始時に、内部のハイサイド・パワー・スイッチ（PチャネルMOSFET）がオンになり、インダクタ電流が次第に増加し始めます。インダクタ電流は、インダクタ電流がピーク電流コンパレータのしきい値を超えるまでか、またはV_{FB}ピンの電圧が800mVを超えるまで増加します。その時点でパワー・スイッチがオフになり、外部のキャッチ・ダイオードによりインダクタ電流が流れます。スイッチ・ノードが上昇するまでインダクタ電流が減少し続けると、キャッチ・ダイオードを流れる電流はゼロを示します。V_{FB}ピンの電圧が800mVのリファレンスよりまだ低い場合は、パワー・スイッチが再度オンになります。別のサイクルが開始されます。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・サイクルの間に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にのみハイサイド・スイッチがオンになるため、本質的にLTC3638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、LTC3638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 $1.4\mu\text{A}$ 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 $5\mu\text{A}$ 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、ならびに過熱シャットダウンの発生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

ピーク電流コンパレータは、ピーク・インダクタ電流を公称で575mAに制限します。このピーク・インダクタ電流を調整するには、I_{SET}ピンとグランドの間に抵抗を接続します。このピンから流れ出す $5\mu\text{A}$ の電流が抵抗を通過することにより、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、I_{SET}ピンから流れ出す電流は $1\mu\text{A}$ 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、I_{SET}ピンからの電流は増加して $5\mu\text{A}$ に戻ります。I_{SET}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、I_{SET}ピンとグランドの間にフィルタ・ネットワークRISETおよびC_{SET}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エント応答もわずかに低下します。

大きい出力電流が要求されるアプリケーション向けに、LTC3638は、複数のLTC3638の出力電流を合計するための帰還コンパレータ出力ピン(FBO)を備えています。マスター

LTC3638のFBOピンを1つ以上のスレーブLTC3638のV_{FB}ピンに接続することにより、出力電流を合計して、250mAのLTC3638の個数倍の電流を流し出すことができます。

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。LTC3638のPチャネルMOSFET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チャネルMOSFETは常にオンのままでなるので、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。

入力電圧と過熱保護

LTC3638を使用するときは、「絶対最大定格」のセクションで規定されているすべての定格を超えないように注意する必要があります。ただし、付加的な防護策として、LTC3638は過熱シャットダウン機能を内蔵しています。接合部温度が約180°Cに達すると、LTC3638はサーマル・シャットダウン・モードに入ります。パワー・スイッチがオフになり、SWノードが高インピーダンスになります。デバイスは、冷却されて160°Cより低くなると再起動します。過熱保護レベルは製造時にはテストされません。

さらに、LTC3638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、LTC3638は絶対最大定格である140V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、入力電源トランジエントから緩やかに回復できます。

アプリケーション情報

LTC3638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500mA以上であり、250mA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40mA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40mAと500mA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5μA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。

$$R_{ISET} = I_{PEAK} \cdot 400k\Omega$$

ここで、40mA < I_{PEAK} < 500mAです。

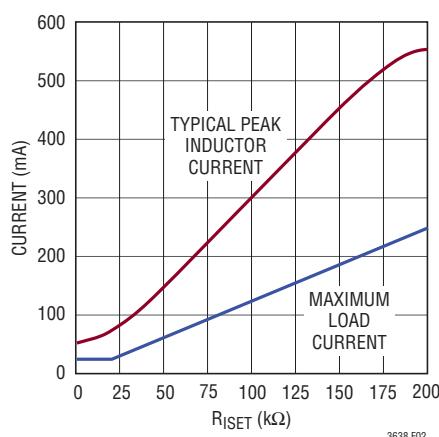


図2. R_{ISET}の選択

スリープ・モードでは、「出力電圧リップルの最適化」のセクションで説明されているように、内部の5μA電流源が1μA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40mA～500mAの範囲に制限されています。I_{SET}ピンをグランドに短絡すると電流制限値は40mA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500mA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

LTC3638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575mA/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、LTC3638の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、次式から計算でき

アプリケーション情報

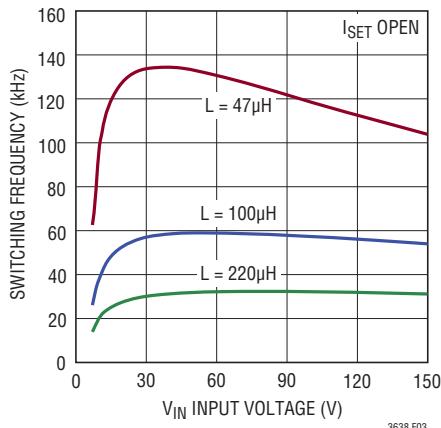


図3. V_{OUT} = 3.3V の場合のスイッチング周波数

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。

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

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、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エ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、デバイスが永続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ますが、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。

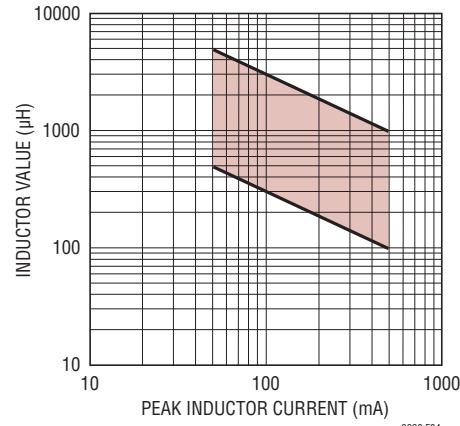


図4. 最大効率を得るための推奨インダクタ値

インダクタのコアの選択

Lの値が分かったら、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、銅損失は残念ながら増加します。

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ので、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、インダクタのリッ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。

アプリケーション情報

キャッチ・ダイオードの選択

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

$$I_{D(\text{AVG})} = I_{\text{OUT}} \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}}$$

ここで、 I_{OUT} は出力負荷電流です。高電圧ラインで出力が短絡すると、平均ダイオード電流は最大になります。このワーストケース条件で、ダイオード電流はピーク電流の設定値の半分の値に近づきます。ダイオードの逆電圧定格は、最大動作入力電圧より高くなればなりません。OVLOピンを使って最大動作入力電圧を制限する場合、ダイオードの逆電圧をOVLOピンの設定電圧より高くしますが、過電圧ロックアウトの発生時には最大入力電圧より低くなることがあります。

最大負荷時に高効率を得るには、逆回復時間が短く、順方向電圧降下が小さいキャッチ・ダイオードを選択することが重要です。このため、ショットキ・ダイオードがしばしばキャッチ・ダイオードとして使用されます。ただし、ショットキ・ダイオードは、一般にシリコン・ダイオードよりもはるかに多くの漏れ電流が生じます。スリープ時は、キャッチ・ダイオードの漏れ電流が負荷電流として現れ、軽負荷時の効率を大幅に低下させる場合があります。漏れ電流の少ないダイオードは、多くの場合ある一定の電流で順方向電圧降下が大きくなるので、軽負荷と最大負荷の効率間にトレードオフが存在することがあります。

逆電圧定格が高いショットキ・ダイオードは、シリコン・ダイオードに比べて選択が制限されます。したがって、逆漏れ電流が少なく、入手のし易さから、アプリケーションによってはシリコン・ダイオードを選択する場合があります。シリコン・ダイオードが必要な場合は、最大効率を得るために逆回復時間の規定値が短いダイオードを選択するようにしてください。

C_{IN} と C_{OUT} の選択

入力コンデンサ(C_{IN})が必要なのは、ハイサイドMOSFETのソースで台形波電流をフィルタ処理するためです。 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。

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

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、LTC3638のほとんどのアプリケーションでは、 C_{IN} として $1\mu\text{F}$ 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な低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。

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

この式は $V_{\text{IN}} = 2V_{\text{OUT}}$ のときに最大値になります。ここで、 $I_{\text{RMS}} = I_{\text{OUT}}/2$ 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。条件を大きく変化させても状況がそれほど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ィレーティングする、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、LTC3638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 $V_{\text{OUT}}/160$ 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

アプリケーション情報

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、LTC3638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。

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

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 $V_{\text{OUT}}/160$ 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。

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

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。

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

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、 $I_{\text{RMS}} = I_{\text{PEAK}}/2$ 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ク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 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つて、インダクタが飽和することがあります。その場合、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、LTC3638 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。

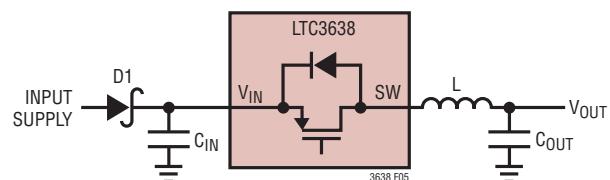


図5. 入力への逆電流の防止

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

アプリケーション情報

(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。

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。入力電源トランジエ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。LTC3638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LTC3638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。

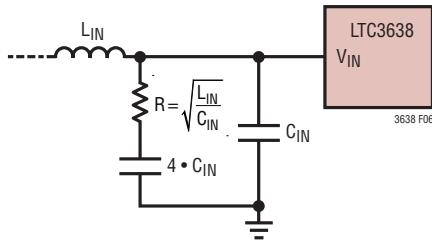


図6. V_{IN} のリンギングを減らす直列RC回路

出力電圧の設定

LTC3638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。

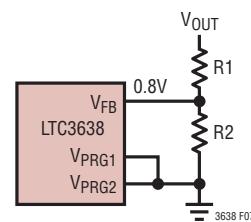


図7.外付け抵抗による出力電圧の設定

無負荷時電源電流を最小にするため、 $M\Omega$ 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も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($V_{OUT} \geq 10V$)で $R1$ の値が大きくなり過ぎないようにするために、外付け抵抗と内部抵抗を

アプリケーション情報

組み合わせて使用し、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LTC3638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、それに従ってR2の値を調整する必要があります。LTC3638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。

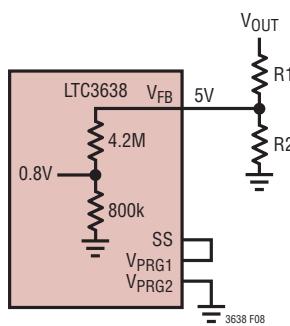


図8. 外付け抵抗と内部抵抗の組み合わせによる出力電圧の設定

RUNピンと過電圧/低電圧ロックアウト

LTC3638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、LTC3638は低暗電流(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、スイッチングがバイナリ化されます。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。

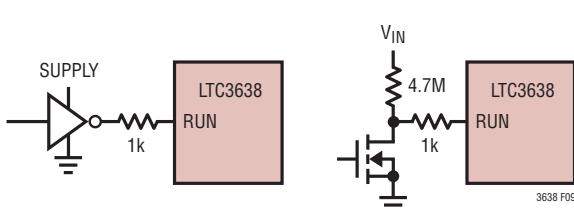


図9. ロジックに対するRUNピンのインターフェース

この代わりに、V_{IN}とグラ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。

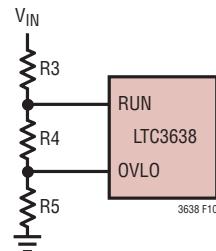


図10. 調整可能なUVおよびOVロックアウト

R3-R4-R5の分割器を流れる電流はLTC3638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ります。抵抗値を選択するには、まず、V_{IN}から供給できる許容DC電流に基づいて、R₃ + R₄ + R₅ (R_{TOTAL})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。

$$R_5 = R_{TOTAL} \cdot \frac{1.21V}{\text{Rising } V_{IN} \text{ OVLO Threshold}}$$

$$R_4 = R_{TOTAL} \cdot \frac{1.21V}{\text{Rising } V_{IN} \text{ UVLO Threshold}} - R_5$$

$$R_3 = R_{TOTAL} - R_5 - R_4$$

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。

アプリケーション情報

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V_{IN}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V_{IN} 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。

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

アプリケーションでこの式を満たすことができない場合は、OVLOピンとグランドの間に4.7Vのツエナー・ダイオードを接続してOVLOピンの電圧をクランプしてください。

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。ソフトスタートの時間を長くするには、SSピンとグラ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。LTC3638がフォルト状態(入力電源の低電圧/過電圧状態または過熱状態)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

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。LTC3638の動作中にI_{SET}ピンから流れ出る電流は5μAですが、スリープ・モード中は1μA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5μAに戻ります。並列RCネットワークをI_{SET}ピンとグランドの間に接続すると、LTC3638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・トランジメントの性能に影響します。

大電流アプリケーション

250mAを超える電流が必要なアプリケーションのために、LTC3638は帰還コンパレータ出力ピン(FBO)を備えており、これによって別のLTC3638を駆動できます。マスタLTC3638のFBOピンを1つ以上のスレーブLTC3638のV_{FB}ピンに接続すると、マスタはスレーブのバースト・サイクルを制御します。

2つのLTC3638を使用した5V、500mAレギュレータの例を図11に示します。マスタは外部ソフトスタートを備えた5V固定出力用に構成されており、V_{IN}のUVLO/OVLOレベルはRUNピンとOVLOピンで設定されます。スレーブがマスタによって直接制御されるため、SSピンをフロート状態にし、RUNピンをV_{IN}に接続し、OVLOピンをグランドに接続する必要があります。さらに、スレーブは1.8V固定出力用に構成し(V_{PRG1} = V_{PRG2} = SS)、V_{FB}ピンのしきい値を1.8Vに設定する必要があります。インダクタL1およびL2は必ずしも同じである必要はありませんが、両方とも「インダクタの選択」のセクションで説明した基準を満たす必要があります。

アプリケーション情報

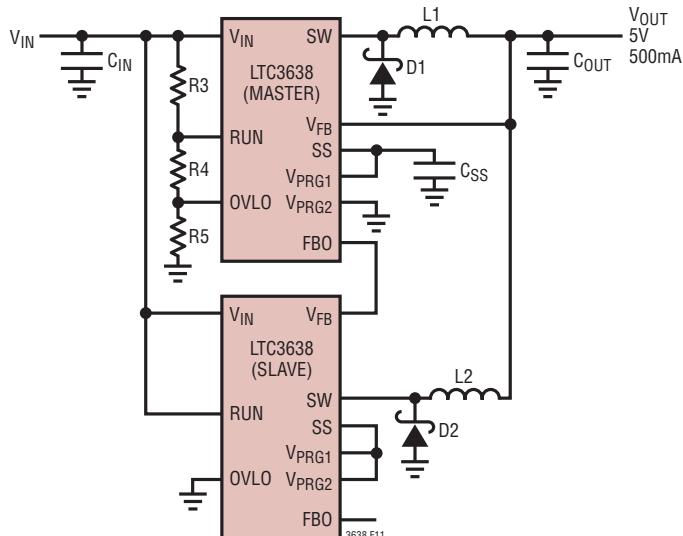


図11.5V/500mAレギュレータ

熱に関する検討事項

LTC3638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 LTC3638 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。

LTC3638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。周囲から接合部までの温度上昇は次式で与えられます。

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

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、LTC3638は 575mA 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 575mA、周囲温度が 85°C でドロップアウト状態になっている LTC3638 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 3.2Ω 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。

$$P_D = (I_{LOAD})^2 \cdot R_{DS(ON)} = (575\text{mA})^2 \cdot 3.2\Omega = 1.06\text{W}$$

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になります。

$$T_J = 85^\circ\text{C} + 1.06\text{W} \cdot \frac{40^\circ\text{C}}{\text{W}} = 127^\circ\text{C}$$

これは最大接合部温度である 150°C より低い温度です。

LTC3638 は、ドロップアウト状態のとき、デバイスのピーク電流と等しい出力電流を供給できることに注意してください。その場合はデバイスの電力損失が急激に増加するので、内部の過熱保護回路が 180°C で作動して LTC3638 がシャットダウンする可能性があります。

ピンの間隔/沿面距離の検討事項

LTC3638 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。

アプリケーション情報

設計例

設計例として、次の仕様のアプリケーションでLTC3638を使用する場合を考えます。V_{IN} = 36V ~ 72V (公称48V)、V_{OUT} = 12V、I_{OUT} = 250mA、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。

$$L = \left(\frac{12V}{200\text{kHz} \cdot 0.575A} \right) \cdot \left(1 - \frac{12V}{48V} \right) \approx 78\mu\text{H}$$

標準値として、100μH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。

$$L_{\text{MIN}} = \frac{90V \cdot 150\text{ns}}{0.575A} \cdot 1.2 = 28\mu\text{H}$$

したがって、最小インダクタ値の要件は満足しており、100μH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。

$$I_{\text{RMS}} = 250\text{mA} \cdot \frac{12V}{36V} \cdot \sqrt{\frac{36V}{12V} - 1} \approx 118\text{mA}_{\text{RMS}}$$

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。

$$C_{\text{IN}} > \frac{100\mu\text{H} \cdot 0.575A^2}{2 \cdot 36V \cdot 360\text{mV}} \approx 1.3\mu\text{F}$$

コンデンサの容量がDCバイアスによって減少するため、2.2μFのコンデンサを選択する必要があります。

キャッチ・ダイオードの逆電圧定格は、過電圧ロックアウトの設定値90Vより高くななければなりません。また、少なくとも以

下の平均順方向電流を上回る、定格でなければなりません。

$$I_{\text{D(AVG)}} = 250\text{mA} \frac{90V - 12V}{90V} = 217\text{mA}$$

短絡時には、ダイオードの平均電流は最大I_{PEAK}/2、すなわち 288mA になる可能性があります。余裕を持たせて、逆ブレーカダウン電圧が100V以上で平均電流が350mA以上のキャッチ・ダイオードをお使いください。

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。

$$C_{\text{OUT}} \geq \frac{0.575A \cdot 2 \cdot 10^{-6}}{120\text{mV} - \frac{12V}{160}} \approx 26\mu\text{F}$$

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。

$$\text{ESR} < \frac{120\text{mV}}{0.575A} \approx 208\text{m}\Omega$$

33μFのセラミック・コンデンサのESRは、208mΩ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て、LTC3638を5Vの固定出力用に設定する必要があります。LTC3638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。

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

R1には、標準値の267kを選択します。

アプリケーション情報

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。

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

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

$$R3 = 2.5M\Omega - R4 - R5 = 2.4M$$

$M\Omega$ 単位の特定の抵抗値を使用できる可能性が低いため、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。

この例では I_{SET} ピンを開放のままにして、最大ピーカ電流(575mA)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12に示します。

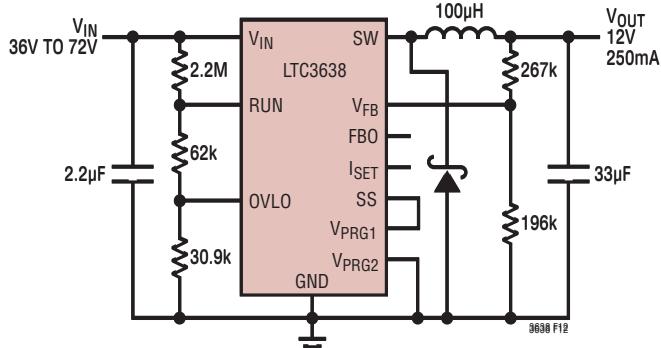


図12.36V～72V入力、12V出力の250mAレギュレータ

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、LTC3638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、キャッチ・ダイオード、および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。グランドのインピーダンスを最小に抑えるため、グランド・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. スイッチング・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。スイッチング・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。

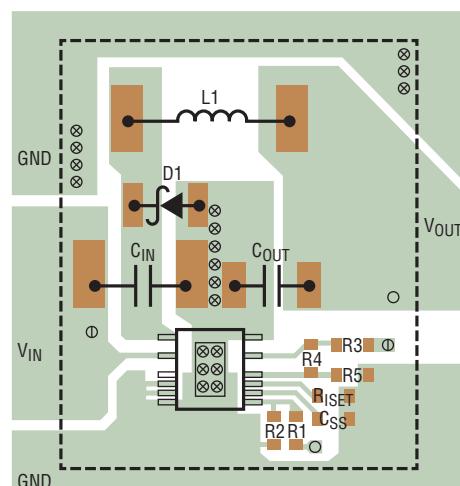
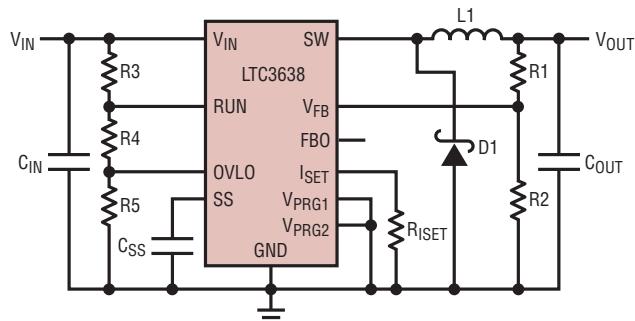
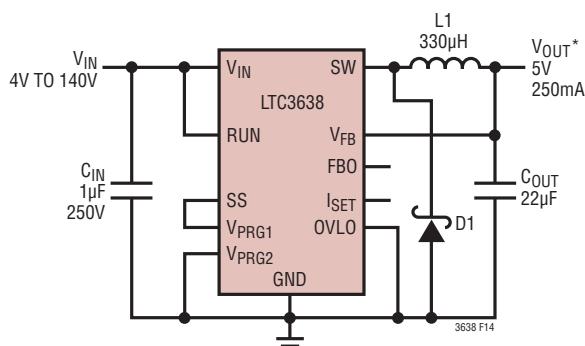


図13.プリント回路基板レイアウトの例

標準的応用例



C_{IN}: TDK C5750X7R2E105K
 C_{OUT}: TDK C3216X5R0J226MT
 L1: COILCRAFT MSS1278T-334KL
 D1: DIODES INC PDS3200

*V_{OUT} = V_{IN} FOR V_{IN} < 5V

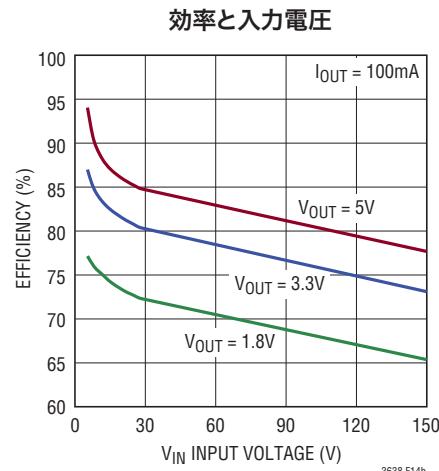
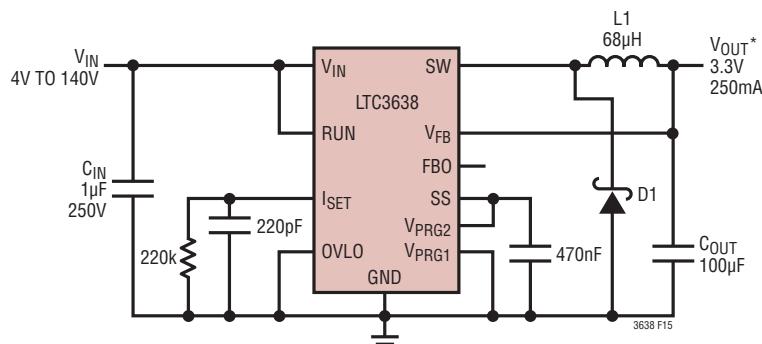


図14. 高効率250mAレギュレータ



C_{IN}: MURATA GRM55DR72E105KW01L
 C_{OUT}: MURATA GRM43SR60J107ME20
 L1: SUMIDA CDRH8D28NP-680NC
 D1: VISHAY U1D

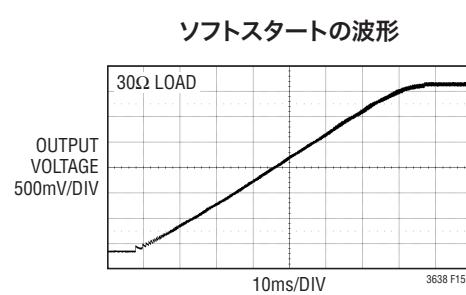
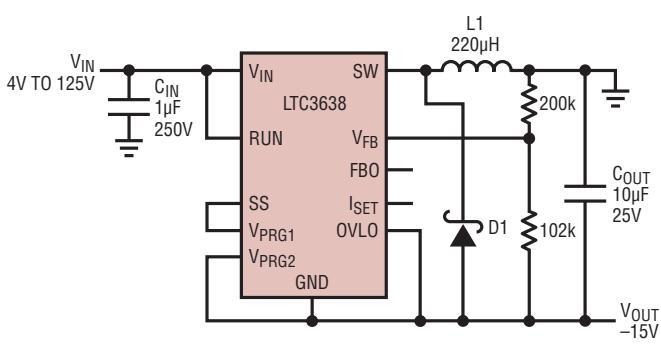


図15. 出力電圧リップルの低い75msのソフトスタート機能付き250mAレギュレータ

4V～125V入力、-15V出力の正入力負出力レギュレータ



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

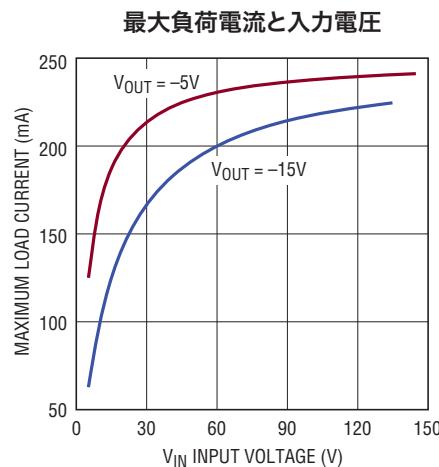
$$\text{MAXIMUM INPUT VOLTAGE} = 140 - |V_{OUT}|$$

C_{IN}: KEMET C2225C105KARACTU

C_{OUT}: AVX 12103C106MAT

L1: TDK SLF12555-221MR72

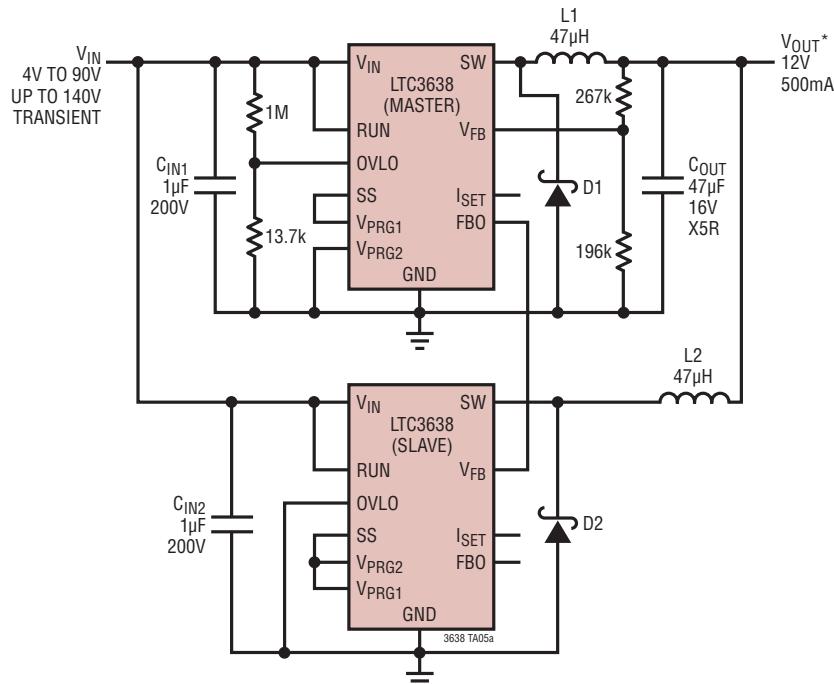
D1: ST MICRO STTH102A



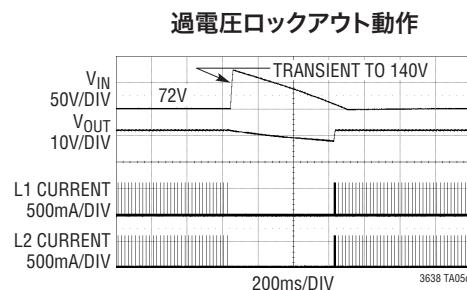
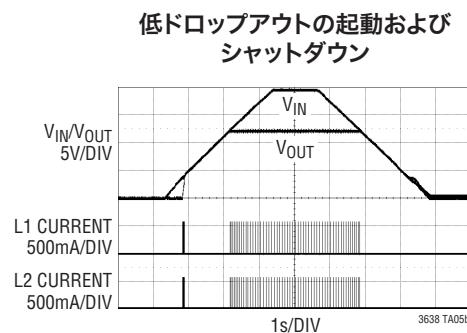
3638fa

標準的應用例

4V～90V入力、12V/500mA出力の過電圧ロックアウト付きレギュレータ

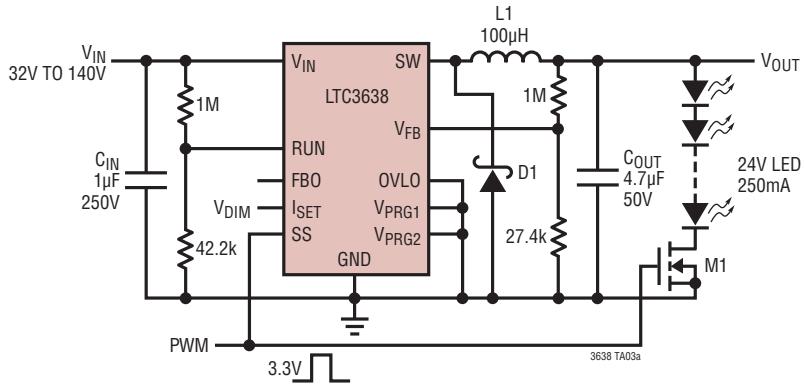


C_{IN1}/C_{IN2}: VISHAY VJ2225Y105KXCA
 C_{OUT}: TAIYO YUDEN EMK325 BJ 476MM-T
 L1/L2: WÜRTH 744 778 914 7
 D1/D2: CENTRAL SEMI CMSH1-100M-LTN
 *V_{OUT} = V_{IN} FOR V_{IN} < 12V



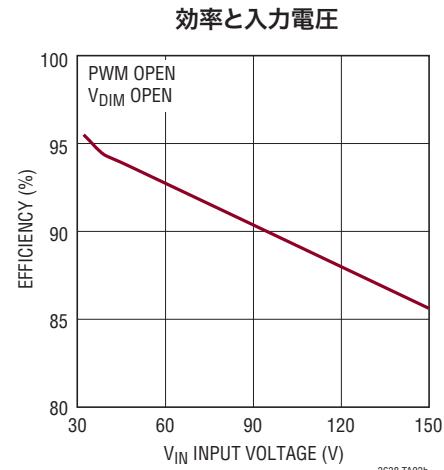
標準的应用例

6W LED ドライバ



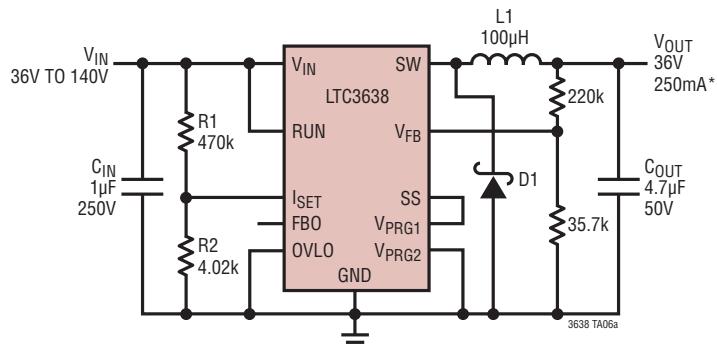
C_{IN}: TDK C5750X7R2E105K
C_{OUT}: TDK C4532X7R1H475M
L1: TDK SLF10145T-101M
D1: TOSHIBA CRH01
M1: VISHAY SILICONIX Si2356DS

V_{DIM} = 0.1V TO 1V FOR 10:1 ANALOG DIMMING
PWM = SQUARE WAVE FOR DIGITAL DIMMING
30V OVERVOLTAGE PROTECTION ON V_{OUT}



3638 TA03b

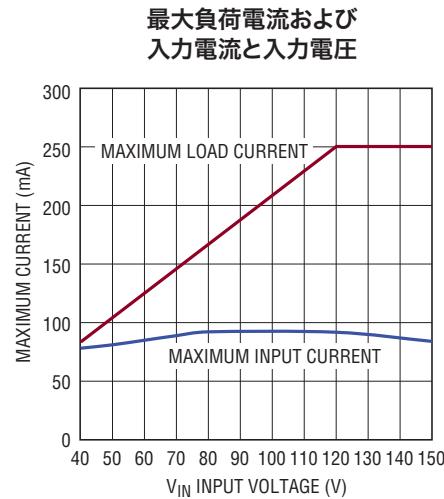
36V～140V入力、36V/250mA出力、入力電流制限値:75mA



$$\text{INPUT CURRENT LIMIT} = \frac{V_{\text{OUT}}}{4} \cdot \frac{R2}{R1+R2} \cdot \left(1 + \frac{5\mu\text{A} \cdot R1}{V_{\text{IN}}} \right) \approx \frac{V_{\text{OUT}}}{4} \cdot \frac{R2}{R1+R2}$$

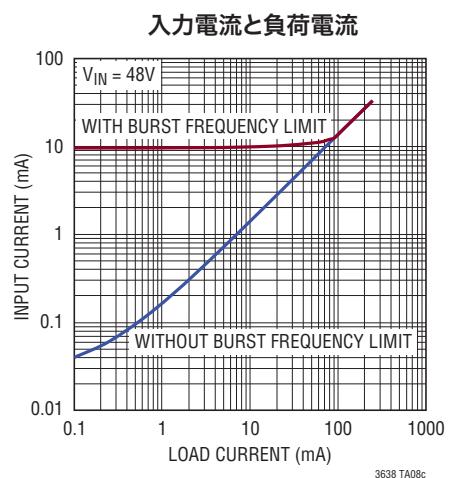
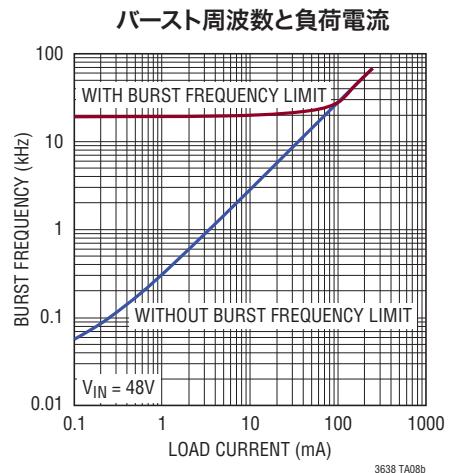
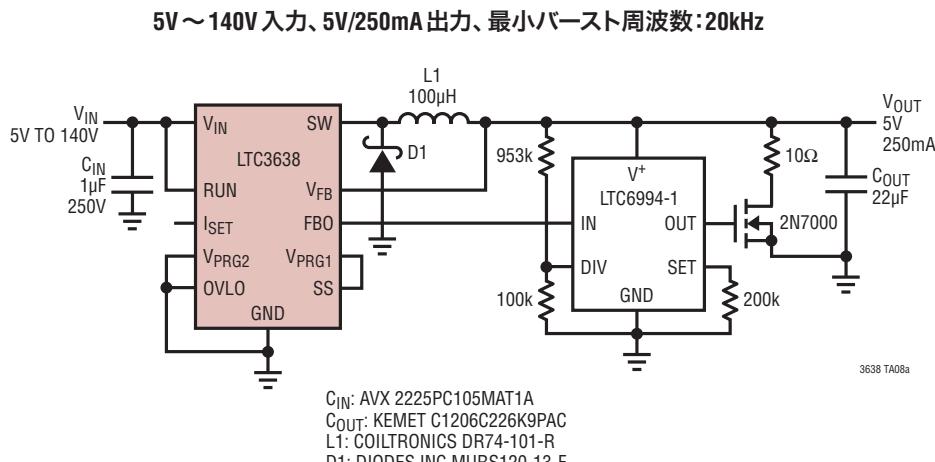
*MAXIMUM LOAD CURRENT = $\frac{V_{IN}}{36V} \cdot 75mA \leq 250mA$

C_{IN}: TDK C5750X7R2E105K
C_{OUT}: TDK C4532X7R1H475M
L1: TDK SLF12555T-101M1R1
D1: ROHM RF101L2S



3638 TA06b

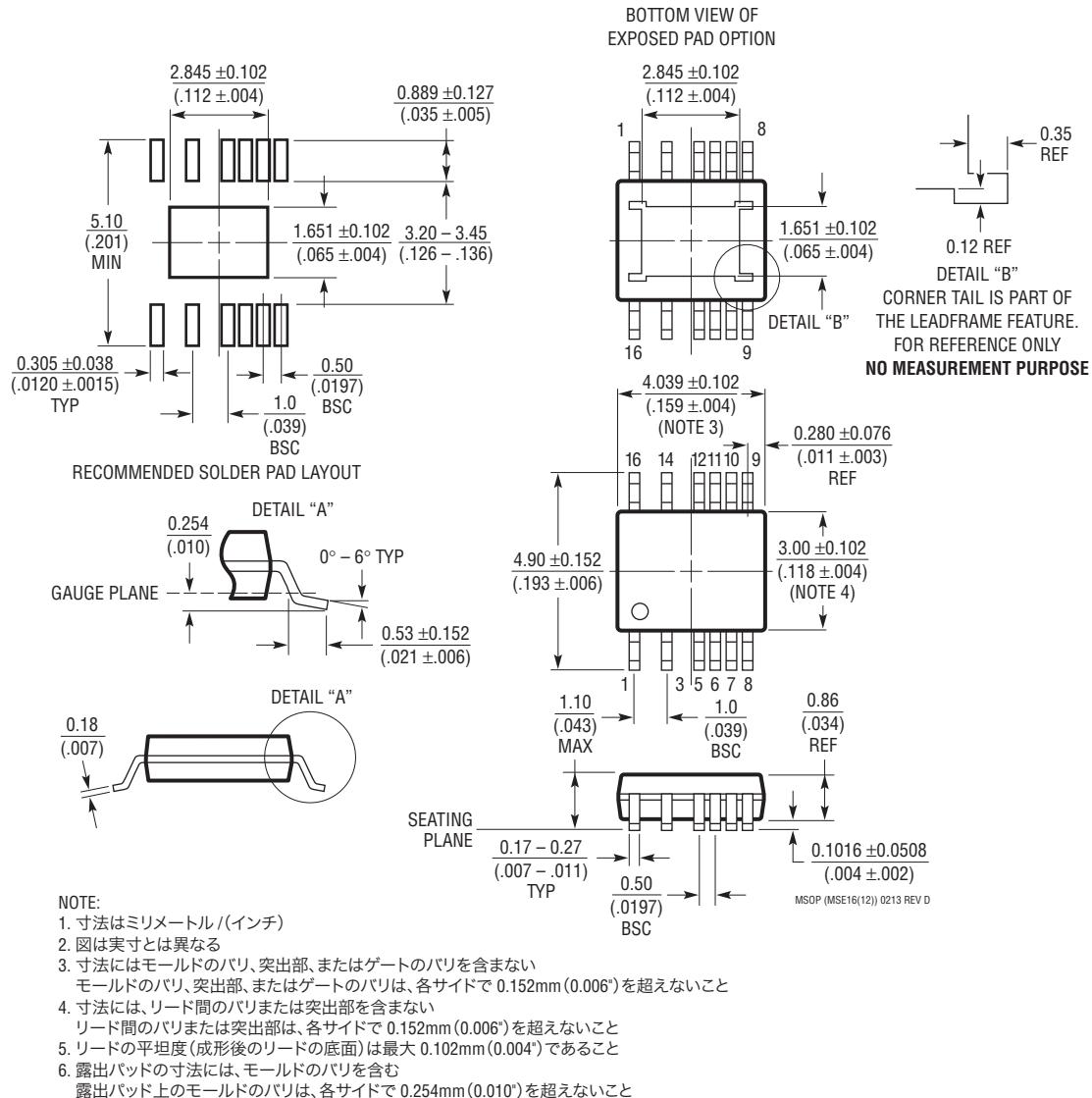
標準的応用例



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)

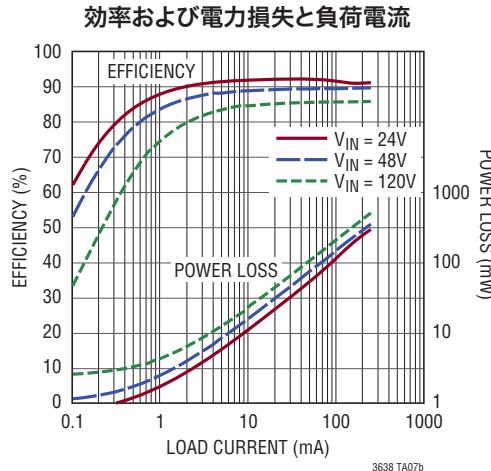
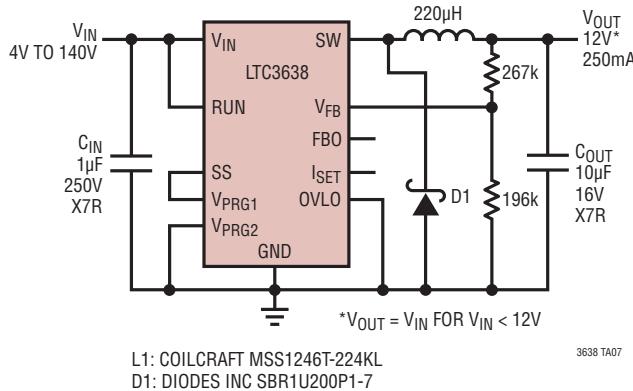


改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	12/14	OVLOピンの機能を明確化。 「関連製品」の表を明確化。	6 24

標準的應用例

12V/250mAの車載電源



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC7138	140V/400mA、マイクロパワー降圧レギュレータ	$V_{IN}:4V \sim 140V, V_{OUT(MIN)} = 0.8V, I_Q = 12\mu A, I_{SD} = 1.4\mu A, MSE16$ パッケージ
LTC3639	150V/100mA、同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCレギュレータ	$V_{IN}:4V \sim 150V, V_{OUT(MIN)} = 0.8V, I_Q = 12\mu A, I_{SD} = 1.4\mu A, MS16E$ パッケージ
LTC3630	65V/500mA、同期整流式降圧DC/DCレギュレータ	$V_{IN}:4V \sim 65V, V_{OUT(MIN)} = 0.8V, I_Q = 12\mu A, I_{SD} = 5\mu A, 3mm \times 5mm DFN16$ およびMSOP16Eパッケージ
LTC3637	76V/1A、同期整流式降圧DC/DCレギュレータ	$V_{IN}:4V \sim 76V, V_{OUT(MIN)} = 0.8V, I_Q = 12\mu A, I_{SD} = 3\mu A, 3mm \times 5mm DFN16$ およびMSOP16Eパッケージ
LTC3630A	76V/500mA、同期整流式降圧DC/DCレギュレータ	$V_{IN}:4V \sim 76V, V_{OUT(MIN)} = 0.8V, I_Q = 12\mu A, I_{SD} = 5\mu A, 3mm \times 5mm DFN16$ およびMSOP16Eパッケージ
LTC3810	100V同期整流式降圧DC/DCコントローラ	$V_{IN}:6.4V \sim 100V, V_{OUT(MIN)} = 0.8V, I_Q = 2mA, I_{SD} < 240\mu A, SSOP28$ パッケージ
LTC3631/LTC3631-3.3 LTC3631-5	45V(60Vまでのトランジエント保護)/ 100mA同期整流式降圧DC/DCレギュレータ	$V_{IN}:4.5V \sim 45V, V_{OUT(MIN)} = 0.8V, I_Q = 12\mu A, I_{SD} < 3\mu A, 3mm \times 3mm DFN8$ およびMSOP8パッケージ
LTC3642	45V(60Vまでのトランジエント保護)/ 50mA同期整流式降圧DC/DCレギュレータ	$V_{IN}:4.5V \sim 45V, V_{OUT(MIN)} = 0.8V, I_Q = 12\mu A, I_{SD} < 3\mu A, 3mm \times 3mm DFN8$ およびMSOP8パッケージ
LTC3632	50V(60Vまでのトランジエント保護)/ 20mA同期整流式降圧DC/DCレギュレータ	$V_{IN}:4.5V \sim 45V, V_{OUT(MIN)} = 0.8V, I_Q = 12\mu A, I_{SD} < 3\mu A, 3mm \times 3mm DFN8$ およびMSOP8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	$V_{IN}:4V \sim 60V, V_{OUT(MIN)} = 0.8V, I_Q = 50\mu A, I_{SD} = 14\mu A, 3mm \times 4mm QFN20$ およびTSSOP20Eパッケージ