

高効率、高電圧50mA 同期整流式 降圧コンバータ

特長

- 広い入力電圧範囲: 4.5V~45V
- 60Vの入力過渡に対する耐性あり
- ハイサイドおよびローサイド・パワースイッチ内蔵
- 補償が不要
- 出力電流: 50mA
- 低損失動作: 100%デューティ・サイクル
- 低消費電流: 12μA
- 0.8Vの帰還電圧リファレンス
- 調整可能なピーク電流制限
- 内部または外部ソフトスタート
- 調整可能なヒステリシスを備えた高精度RUNピン・スレッシュホールド
- 3.3V、5Vおよび可変出力バージョン
- 固定出力バージョンでは、必要な外付け部品は3個のみ
- 高さの低い(0.75mm)3mm×3mm DFNパッケージと熱特性が改善されたMS8Eパッケージ

アプリケーション

- 4mA~20mAの電流ループ
- 産業用制御電源
- 配電システム
- 携帯型計測器
- バッテリ駆動機器
- 車載電源システム

概要

LTC[®]3642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、高電圧降圧DC/DCコンバータで、出力電圧レギュレーションを維持しながら、無負荷時のDC消費電流をわずか12μA(標準)に抑えます。

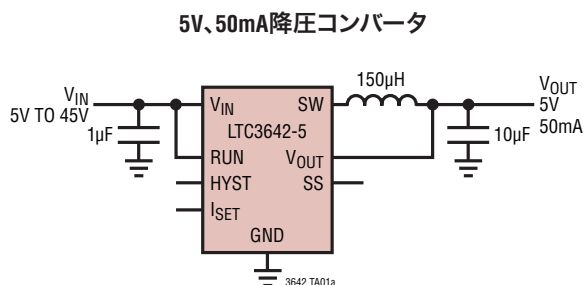
LTC3642は最大50mAの負荷電流を供給でき、ピーク電流制限をプログラム可能なので、低電流アプリケーションにおいて効率を容易に最適化できます。このプログラム可能なピーク電流制限に加え、Burst Mode[®]動作、内蔵パワースイッチ、低消費電流を備えているので、広範囲な負荷電流に対して高い効率を達成できます。

4.5V~45Vの広い入力範囲で動作し、60Vのサージからデバイスを保護できる過電圧モニタを内蔵するLTC3642は、様々な電源の安定化に適した堅牢なコンバータです。さらに、高精度のRUNスレッシュホールドとソフトスタート機能を搭載しているので、いかなる環境でもパワーシステムの起動を適切に制御できます。

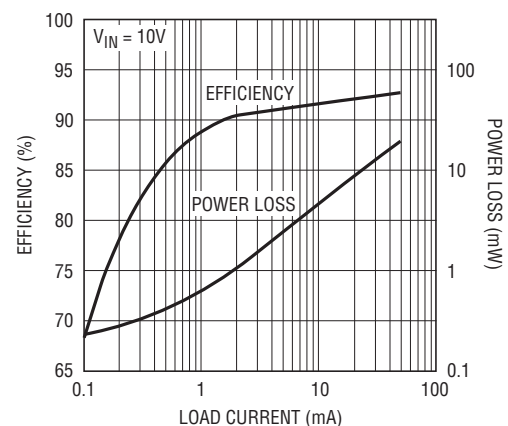
LTC3642は熱特性が改善された3mm×3mm DFNパッケージとMS8Eパッケージで供給されます。

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。ThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例



効率および電力損失と負荷電流



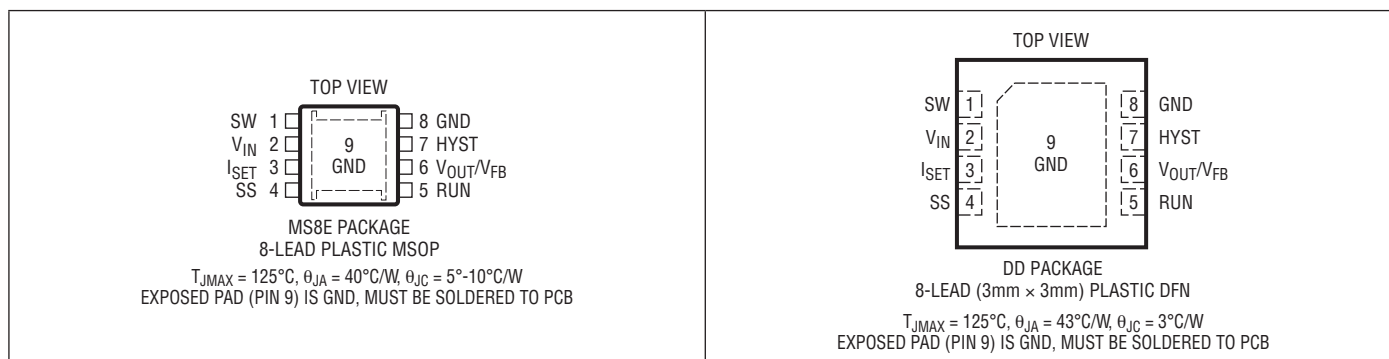
LTC3642

絶対最大定格 (Note 1)

V_{IN} 電源電圧	-0.3V~60V
SW電圧(DC)	-0.3V~($V_{IN}+0.3V$)
RUN電圧	-0.3V~60V
HYST、 I_{SET} 、SSの電圧	-0.3V~6V
V_{FB}	-0.3V~6V
V_{OUT} (固定出力バージョン)	-0.3V~6V

動作接合部温度範囲 (Note 2)	-40°C~125°C
保存温度範囲	-65°C~150°C
リード温度 (半田付け、10秒)	
MS8E	300°C

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC3642EMS8E#PBF	LTC3642EMS8E#TRPBF	LTDTH	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3642EMS8E-3.3#PBF	LTC3642EMS8E-3.3#TRPBF	LTDYN	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3642EMS8E-5#PBF	LTC3642EMS8E-5#TRPBF	LTDYQ	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3642IMS8E#PBF	LTC3642IMS8E#TRPBF	LTDTH	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3642IMS8E-3.3#PBF	LTC3642IMS8E-3.3#TRPBF	LTDYN	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3642IMS8E-5#PBF	LTC3642IMS8E-5#TRPBF	LTDYQ	8-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3642EDD#PBF	LTC3642EDD#TRPBF	LDTJ	8-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3642EDD-3.3#PBF	LTC3642EDD-3.3#TRPBF	LDYM	8-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3642EDD-5#PBF	LTC3642EDD-5#TRPBF	LDYP	8-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3642IDD#PBF	LTC3642IDD#TRPBF	LDTJ	8-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3642IDD-3.3#PBF	LTC3642IDD-3.3#TRPBF	LDYM	8-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3642IDD-5#PBF	LTC3642IDD-5#TRPBF	LDYP	8-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C

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

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/tapeandreeel/> をご覧ください。

電气的特性

●は全動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 10\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
入力電源 (V_{IN})						
V_{IN}	Input Voltage Operating Range		4.5		45	V
UVLO	V_{IN} Undervoltage Lockout	V_{IN} Rising V_{IN} Falling Hysteresis	● 3.80 ● 3.75	4.15 4.00 150	4.50 4.35	V V mV
OVLO	V_{IN} Overvoltage Lockout	V_{IN} Rising V_{IN} Falling Hysteresis	47 45	50 48 2	52 50	V V V
I_Q	DC Supply Current (Note 3) Active Mode Sleep Mode Shutdown Mode	$V_{RUN} = 0\text{V}$		125 12 3	220 22 6	μA μA μA
出力電源 (V_{OUT}/V_{FB})						
V_{OUT}	Output Voltage Trip Thresholds	LTC3642-3.3V, V_{OUT} Rising	● 3.260	3.310	3.360	V
		LTC3642-3.3V, V_{OUT} Falling	● 3.240	3.290	3.340	V
		LTC3642-5V, V_{OUT} Rising	● 4.940	5.015	5.090	V
		LTC3642-5V, V_{OUT} Falling	● 4.910	4.985	5.060	V
V_{FB}	Feedback Comparator Trip Voltage	V_{FB} Rising	● 0.792	0.800	0.808	V
V_{HYST}	Feedback Comparator Hysteresis Voltage		● 3	5	7	mV
I_{FB}	Feedback Pin Current	Adjustable Output Version, $V_{FB} = 1\text{V}$	-10	0	10	nA
$\Delta V_{LINEREG}$	Feedback Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 4.5\text{V}$ to 45V LTC3642-5, $V_{IN} = 6\text{V}$ to 45V		0.001		%/V
動作						
V_{RUN}	Run Pin Threshold Voltage	RUN Rising	1.17	1.21	1.25	V
		RUN Falling	1.06	1.10	1.14	V
		Hysteresis		110		mV
I_{RUN}	Run Pin Leakage Current	RUN = 1.3V	-10	0	10	nA
V_{HYSTL}	Hysteresis Pin Voltage Low	RUN < 1V, $I_{HYST} = 1\text{mA}$		0.07	0.1	V
I_{HYST}	Hysteresis Pin Leakage Current	$V_{HYST} = 1.3\text{V}$	-10	0	10	nA
I_{SS}	Soft-Start Pin Pull-Up Current	$V_{SS} < 1.5\text{V}$	4.5	5.5	6.5	μA
t_{INTSS}	Internal Soft-Start Time	SS Pin Floating		0.75		ms
I_{PEAK}	Peak Current Trip Threshold	I_{SET} Floating	● 100	115	130	mA
		500k Resistor from I_{SET} to GND		55		mA
		I_{SET} Shorted to GND		20	25	32
R_{ON}	Power Switch On-Resistance Top Switch Bottom Switch	$I_{SW} = -25\text{mA}$		3.0		Ω
		$I_{SW} = 25\text{mA}$		1.5		Ω

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

Note 2: LTC3642は T_J が T_A にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされている。LTC3642Eは 0°C ~ 85°C の接合部温度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。LTC3642Iは -40°C ~ 125°C の全動作接合部温度範囲で保証されている。最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱抵抗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。接合部温度 (T_J , 単位: $^\circ\text{C}$) は周囲温度 (T_A , 単位: $^\circ\text{C}$) および電力損失 (P_D , 単位: W) から次式に従って計算される。

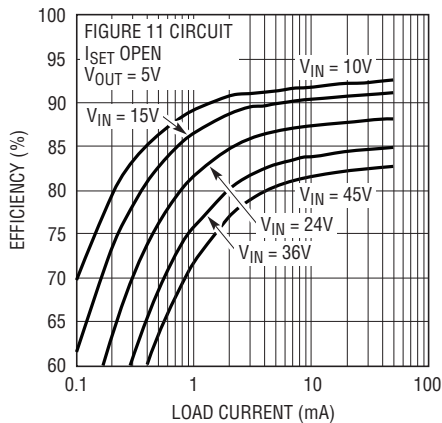
$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})$$

ここで、 θ_{JA} ($^\circ\text{C}/\text{W}$) はパッケージの熱抵抗である。

Note 3: スイッチング周波数で供給されるゲート電荷により動的消費電流が増える。「アプリケーション情報」を参照。

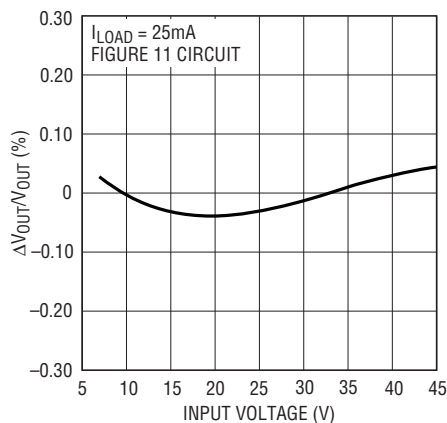
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$

効率と負荷電流



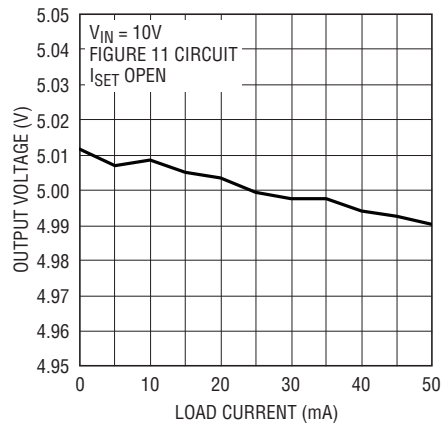
3642 G01

ラインレギュレーション



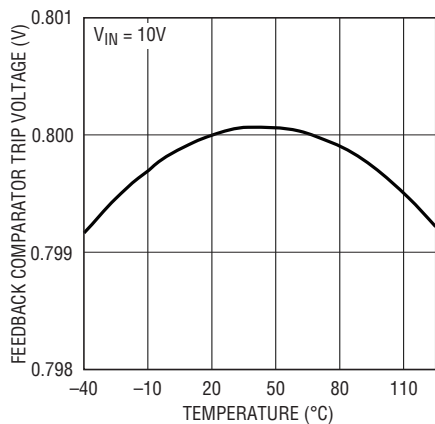
3642 G02

負荷レギュレーション



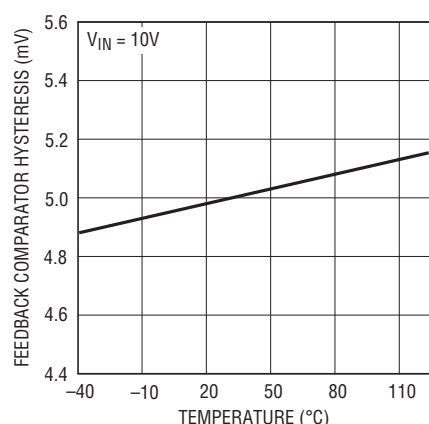
3642 G03

帰還コンパレータ電圧と温度



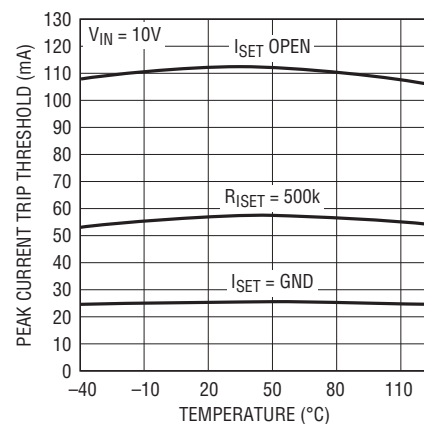
3642 G04

帰還コンパレータのヒステリシス電圧と温度



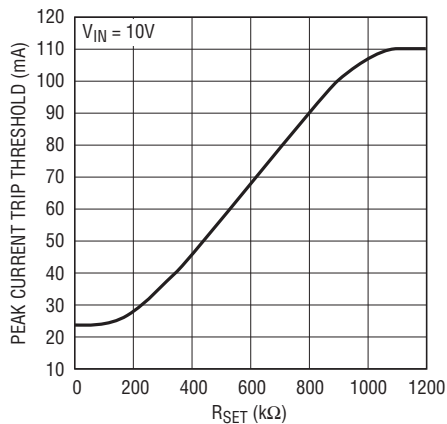
3642 G05

ピーク電流トリップ・スレッシュホールドと温度および I_{SET}



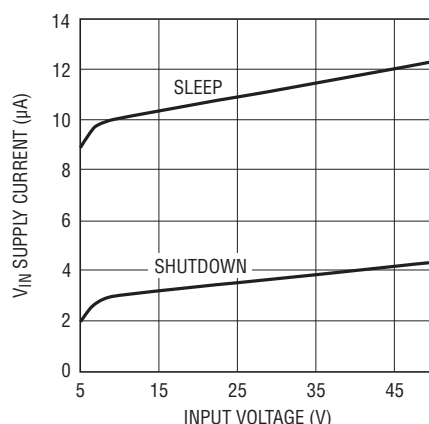
3642 G06

ピーク電流トリップ・スレッシュホールドと R_{SET}



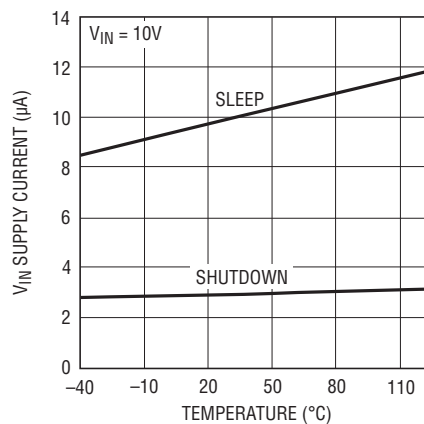
3642 G07

静止消費電流と入力電圧



3642 G08

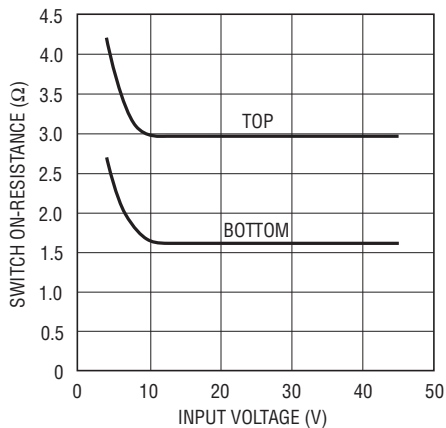
静止電源電流と温度



3642 G09

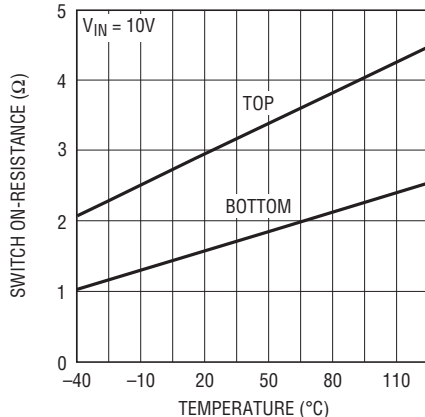
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$

スイッチのオン抵抗と入力電圧



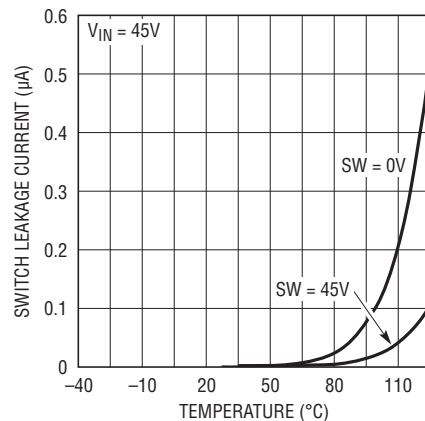
3642 G10

スイッチのオン抵抗と温度



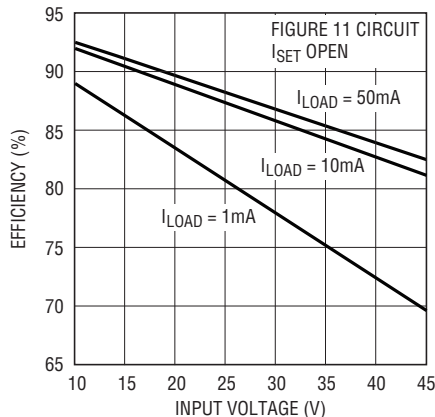
3642 G11

スイッチのリーク電流と温度



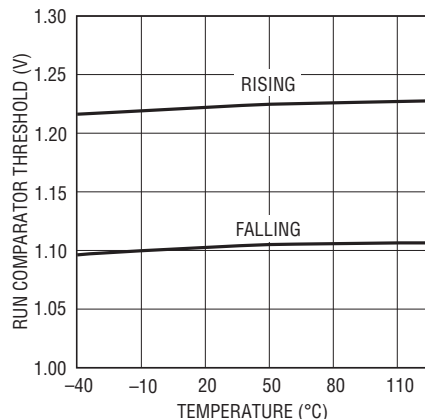
3642 G12

効率と入力電圧



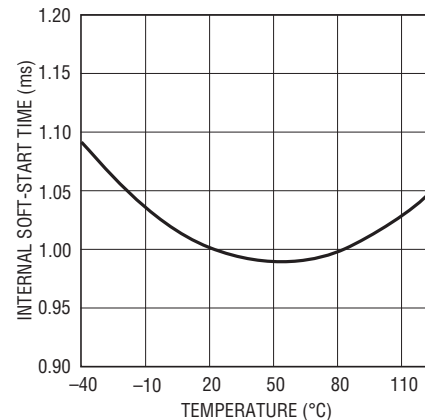
3642 G13

RUNコンパレータの
スレッシュホールド電圧と温度



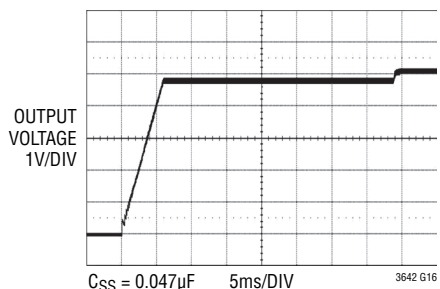
3642 G14

内部ソフトスタート時間と温度



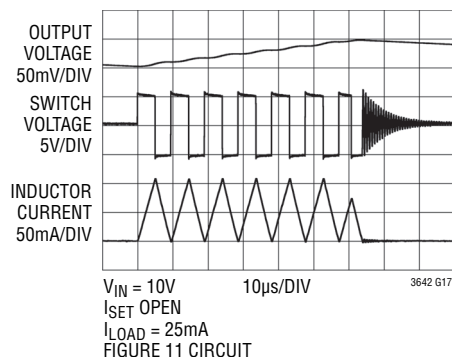
3642 G15

ソフトスタートの波形



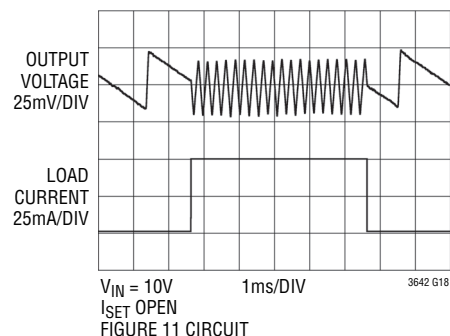
3642 G16

動作波形



3642 G17

負荷ステップに対する過渡応答



3642 G18

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2): 主電源ピン。このピンとGND (ピン8) の間にセラミック・バイパス・コンデンサを接続します。

I_{SET} (ピン3): ピーク電流設定入力。このピンからグラウンドに接続された抵抗によりピーク電流トリップ・スレッシュホールドが設定されます。最大ピーク電流 (115mA) の場合はフロートさせたままにします。最小ピーク電流 (25mA) の場合はこのピンをグラウンドに短絡します。このピンから1 μ Aの電流がソースされます。

SS (ピン4): ソフトスタート制御入力。このピンからグラウンドにコンデンサを接続して、起動時の最大電流出力までのランプ時間を設定します。このピンから5 μ Aの電流がソースされます。フロートさせたままにすると、ランプ時間は既定で0.75msの内部ソフトスタートになります。

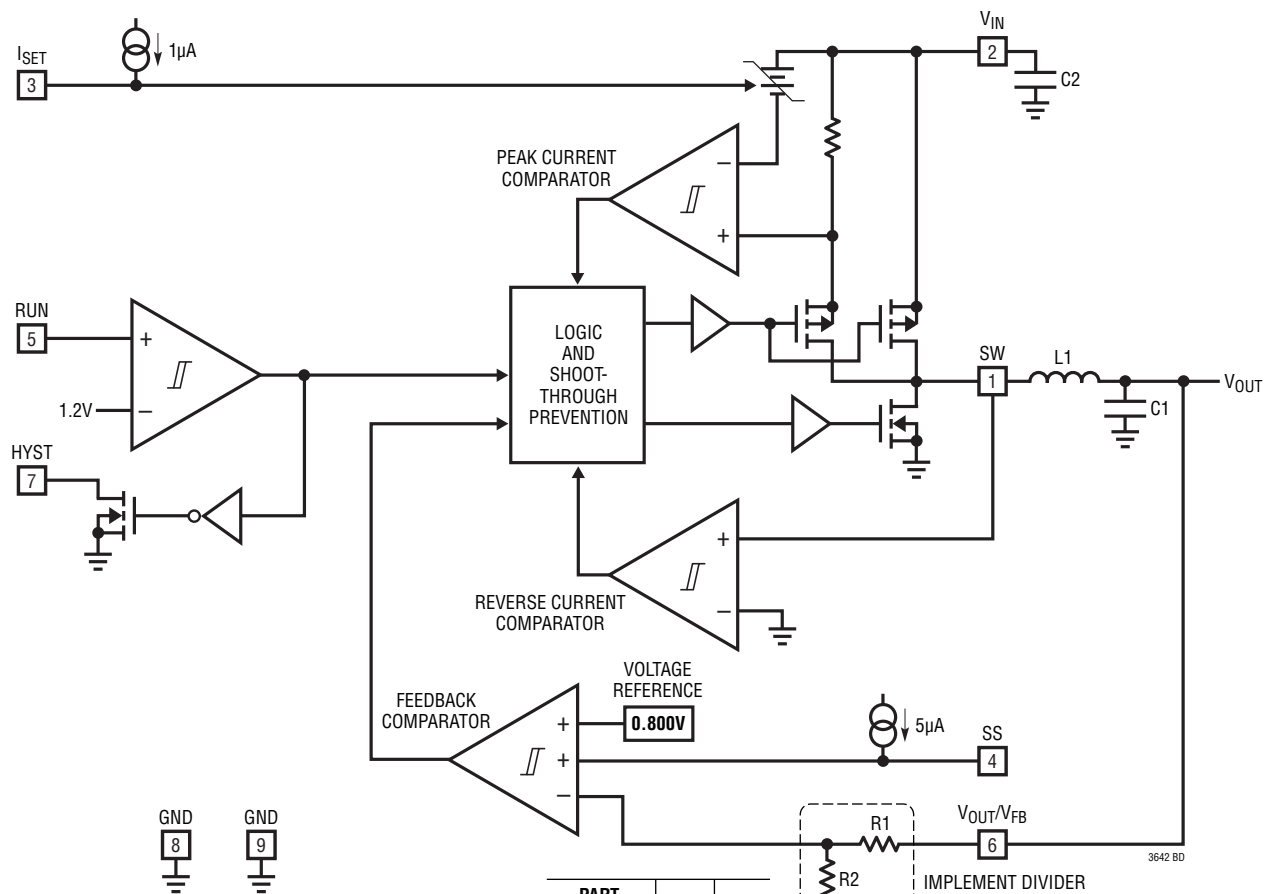
RUN (ピン5): 実行制御入力。このピンの電圧を1.2Vより上にする、通常動作がイネーブルされます。このピンを0.7Vより下に強制するとLTC3642がシャットダウンし、消費電流が約3 μ Aに減少します。

V_{OUT}/V_{FB} (ピン6): 出力電圧帰還。固定出力バージョンでは、このピンを出力電源に接続します。可変バージョンでは、外部抵抗分割器を使って出力電圧を分圧し、0.8Vリファレンスと比較します。

HYST (ピン7): RUNヒステリシスのオープン・ドレイン・ロジック出力。RUN (ピン5) が1.2Vより下のとき、このピンはグラウンドに引き下げられます。このピンはRUNピンのヒステリシスを調整するのに使うことができます。「アプリケーション情報」を参照してください。

GND (ピン8、露出パッド・ピン9): グラウンド。最適な電気的性能と熱性能を得るために、露出パッドはPCBのグラウンドに半田付けする必要があります。

ブロック図



PART NUMBER	R1	R2
LTC3642	0	∞
LTC3642-3.3	2.5M	800k
LTC3642-5	4.2M	800k

IMPLEMENT DIVIDER EXTERNALLY FOR ADJUSTABLE VERSION

動作 (ブロック図を参照)

LTC3642は内部パワースイッチを備えた降圧DC/DCコンバータで、低消費電流と高スイッチング周波数を組み合わせたBurst Modeの制御方式を採用しているため、広範囲な負荷電流にわたって高効率を実現します。Burst Mode動作は内部パワースイッチを介してインダクタ電流をランプさせるのに短い「バースト」サイクルを使って機能します。スリープ・サイクルがそれに続き、その間パワースイッチはオフし、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、LTC3642には12 μ Aの消費電流しか流れません。軽負荷ではバースト・サイクルは全サイクル時間のごく一部なので、平均消費電流が最小に抑えられ、効率が大きく改善されます。

メイン制御ループ

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と、コンパレータがスリープ・モードを起動し、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るので、V_{IN}ピンの消費電流がわずかに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、V_{FB}ピンの電圧が低下します。この電圧が800mVのリファレンスより5mV下に下がると、帰還コンパレータがトリップしてバースト・サイクルをイネーブルします。

バースト・サイクルの始点で、内部のハイサイド・パワースイッチ(PチャンネルMOSFET)がオンし、インダクタ電流がランプアップし始めます。インダクタ電流は、電流がピーク電流コンパレータ・スレッシュホールドを超えるまで、またはV_{FB}ピンの電圧が800mVを超えるまで増加し、その時点で、ハイサイド・パワースイッチがオフし、ローサイド・パワースイッチ(NチャンネルMOSFET)がオンします。インダクタ電流は、逆電流コンパレータがトリップして電流がゼロに近いことを知らせるまで、ランプダウンします。V_{FB}ピンの電圧が依然として800mVリファレンスより低いと、ハイサイド・パワースイッチが再度オンし、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、最大平均出力電流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に応じて変動します。この特性により、本質的な短絡保護が提供されます。出力がグラウンドに短絡すると、インダクタ電流は1スイッチング・サイクルの間非常にゆっくり減衰します。ハイサイド・スイッチはインダクタ電流がゼロに近いときだけオンするので、LTC3642は起動時または短絡状態の間本質的に低い周波数でスイッチングします。

スタートアップとシャットダウン

RUNピンの電圧が0.7Vより低いと、LTC3642はシャットダウン・モードに入り、全ての内部回路がディスエーブルされるので、DC消費電流が3 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より下に下がる必要があります。

HYSTピンはRUNピンの動作の柔軟性をさらに高めます。このオープン・ドレイン出力はRUNコンパレータがトリップしないときは常にグラウンドに引き下げられ、LTC3642が通常動作の状態にないことを知らせます。外部抵抗分割器を介したV_{IN}電圧のモニタにRUNピンが使われるアプリケーションでは、HYSTピンを使ってRUNコンパレータの実効ヒステリシスを増やすことができます。

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レートを制限して、入力電源の過度の垂下を防ぎます。もっと長いランプ時間と、その結果としてもっと小さな電源の垂下を望むなら、SSピンからグラウンドにコンデンサを接続することができます。このピンからソースされる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生じます。このランプレートが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ピンのランプレートによって制限されます。内部と外部のソフトスタート機能は、起動時および入力電源に低電圧または過電圧が生じた後にリセットされます。

動作 (ブロック図を参照)

どんなアプリケーションでも滑らかな起動遷移を保証するため、内部ソフトスタートはその1msのランプ時間の間ピーク・インダクタ電流も25mAから設定されているピーク電流スレッシュホールドまでランプさせます。SSピンの外部ランプは起動時にピーク・インダクタ電流を制限しませんが、I_{SET}ピンからグランドにコンデンサを接続するとこの能力が与えられます。

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のオフセットが公称115mAのピーク・インダクタ電流を与えます。抵抗をI_{SET}ピンとグランドの間に接続して、このピーク・インダクタ電流を調整することができます。このピンから抵抗を通してソースされる1 μ Aの電流により、ピーク電流コンパレータのオフセットに変換される電圧が発生し、ピーク・インダクタ電流を制限します。

入力の低電圧および過電圧ロックアウト

LTC3642は、入力電圧が4.5V~45Vの動作範囲内でない場合にスイッチングをディスエーブルする保護機能を備えています。V_{IN}が4V(標準。最大4.35V)を下回ると、低電圧検出器がスイッチングをディスエーブルします。同様に、V_{IN}が50V(標準。最小47V)を超えると、過電圧検出器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は、LTC3642は絶対最大定格60Vまでの入力電圧に無事に耐えることができます。入力電圧が4.5V~45Vの動作範囲内に戻ると、スイッチングはイネーブルされます。

アプリケーション情報

LTC3642の基本的なアプリケーション回路がこのデータシート最初のページに示されています。外部部品の選択は最大負荷電流の要件に基づいて行い、ピーク電流プログラミング抵抗 R_{ISET} の選択から始めます。次いでインダクタ値 L を決め、続いてコンデンサ C_{IN} と 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リミットは公称115mAなので、最大平均電流は55mAになります。必要な電流がもっと少ないアプリケーションでは、ピーク電流スレッシュホールドを25mAまで下げることができます。この低いピーク電流により、値の小さな小型部品（入力コンデンサ、出力コンデンサおよびインダクタ）を使うことが可能になり、入力電源リップルが低下し、DC/DCコンバータ全体が小さくなります。

適切に選択された抵抗 (R_{ISET}) を I_{SET} ピンとグランドの間に接続して、スレッシュホールドを簡単にプログラムすることができます。特定のピーク電流に対する抵抗の値は、図1または次式を使って計算することができます。

$$R_{ISET} = I_{PEAK} \cdot 9.09 \cdot 10^6$$

ここで、 $25\text{mA} < I_{PEAK} < 115\text{mA}$ です。

ピーク電流は内部で25mA～115mAの範囲に制限されていません。 I_{SET} ピンをグランドに短絡すると電流リミットは25mAにプログラムされ、このピンをフロート状態にすると電流リミットは115mAの最大値に設定されます。この抵抗値を選択するとき、

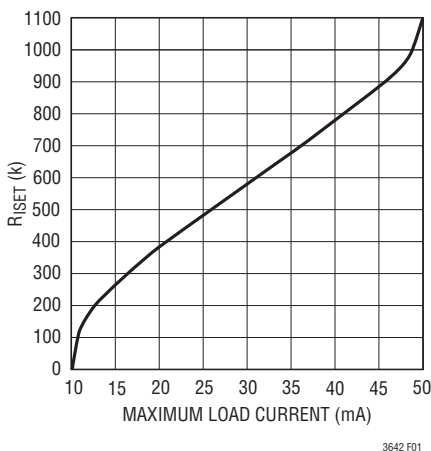


図1. R_{ISET} の選択

このアーキテクチャの最大平均出力電流が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、ピーク電流を設定する抵抗値には、予測される全ての動作条件のもとで適切な負荷電流を供給できるだけのマージンをもった値を選択してください。

インダクタの選択

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、LTC3642のスイッチング周波数が決まります。与えられた入力電圧、出力電圧およびピーク電流に対して、インダクタの値によって、出力がレギュレーション状態のときのスイッチング周波数が設定されます。出発点として適切なインダクタの値を次式によって求めることができます。

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

入力電圧とインダクタンスに伴うスイッチング周波数の変化を、標準的な値の V_{OUT} の場合について以下の2つの図に示します。 I_{PEAK} の値がもっと低い場合、図2と図3の周波数に115mA/ I_{PEAK} を掛けてください。

インダクタ値に対する別の制約は、LTC3642のハイサイド・スイッチの100nsの最小オン時間です。したがって、インダクタ電流を十分に制御された状態に保つため、インダクタの値は L_{MIN} より大きくなるように選択する必要があります。 L_{MIN} は次のように計算することができます。

$$L_{MIN} = \frac{V_{IN(MAX)} \cdot t_{ON(MIN)}}{I_{PEAK(MAX)}}$$

ここで、 $V_{IN(MAX)}$ はアプリケーションの最大入力電源電圧、 $t_{ON(MIN)}$ は100ns、 $I_{PEAK(MAX)}$ は最大許容ピーク・インダクタ電流です。上式は最小インダクタ値を与えますが、もっと大きなインダクタ値を使うと一般にもっと高い効率を達成することができ、スイッチング周波数が低下します。ただし、インダクタの特定の種類において、インダクタンスが大きいくほどDC抵抗 (DCR) も大きくなります。大きなDCRは大きな銅損失と低い電流定格を意味し、その両方によりインダクタンスに上限が生じます。ピーク電流に応じて変動する小型表面実装インダクタの値の推奨範囲を図4に示します。この範囲の値は上述したトレードオフの間の適切な妥協点となります。基板面積の制限

アプリケーション情報

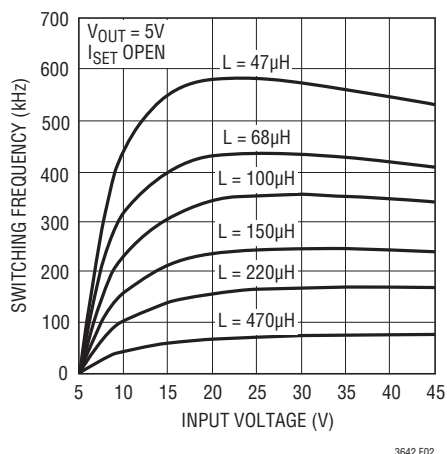
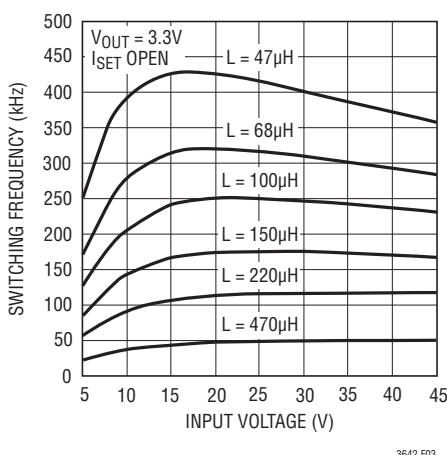
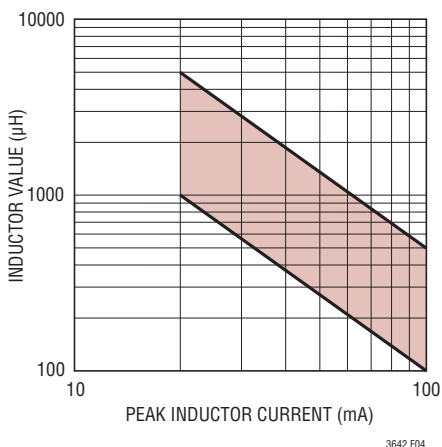
図2. $V_{OUT} = 5V$ のときのスイッチング周波数図3. $V_{OUT} = 3.3V$ のときのスイッチング周波数

図4. 最大効率のための推奨インダクタ値

を受けないアプリケーションでは、コアがもっと大きなインダクタを使うことができるので、図4の推奨範囲はもっと大きな値に拡大されます。

インダクタのコアを選択

L の値が求まったら、次にインダクタの種類を選択します。高効率コンバータは低価格の鉄粉コアに見られるコア損失は一般に許容できないので、もっと高価なフェライト・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。インダクタンスが増加するとコア損失が低下します。インダクタンスを大きくするにはワイヤー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低く、高いスイッチング周波数には最適なので、設計目標を銅損失と飽和を防ぐこと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、設計電流のピーク値を超えるとインダクタンスが突然低落します。このため、インダクタのリプル電流が急増して、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の選択は価格とサイズの条件や放射フィールド/EMIの条件に主に依存します。新しいデザインの表面実装型インダクタをCoiltronics、Coilcraft、東光、スミダ電機およびVishay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})は、トップ・ハイサイドMOSFETのソースのところで台形波電流をフィルタするのに必要です。大きなリップル電圧を防止するには、最大RMS電流に対応できる大きさの低ESR入力コンデンサを使用します。およそのRMS電流は次式で与えられます。

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

アプリケーション情報

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ で最大値をとります。ここで、 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ です。大きく変化させてもそれほど状況が改善されないため、一般にはこの単純なワーストケース条件が設計に使用されます。コンデンサ・メーカーの規定するリップル電流定格は多くの場合2000時間だけの寿命試験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。サイズまたは高さの設計条件を満たすため、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フィルタし、エネルギーを蓄えてLTC3642がスリープ状態のとき負荷電流を供給します。帰還コンパレータの標準ヒステリシスが5mVであるため、出力リップルの下限値は $V_{OUT}/160$ となります。コンパレータの遅延により、追加のリップル電圧が生じますが、これは負荷電流に応じて変動します。この遅延時間の間、LTC3642はスイッチングと出力への電流供給を継続します。出力リップルは次式によって概算できます。

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

出力リップルは無負荷時に最大となり、全負荷時に $V_{OUT}/160$ の下限値に近づきます。最小負荷電流での出力電圧リップルを制限するように出力コンデンサ C_{OUT} を選択してください。

出力コンデンサの値は、出力電圧を大きく変化させずに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だけ大きくなければなりません。この電圧ステップを出力電圧の1%に等しく設定すると、出力コンデンサは次の条件を満たす必要があります。

$$C_{OUT} > 50 \cdot L \cdot \left(\frac{I_{PEAK}}{V_{OUT}} \right)^2$$

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・リップルをフィルタ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。出力コンデンサのワーストケースのリップル電流は $I_{RMS} = I_{PEAK}/2$ によって与えられます。ESRおよびRMS電流処理の要件を満たすには、並列に配置した複数のコンデンサが必要になることがあります。

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全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が非常に低いのですが、他のタイプに比べて容量密度が低くなります。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のESRは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、コストに敏感な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低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。トレース・インダクタンスに直列なセラミック・コンデンサは共振品質(Q)が高く、大きなリングングを引き起こすことがあります。

セラミックの入力コンデンサおよび出力コンデンサの使用

値の大きな低価格セラミック・コンデンサが今では小さなケース・サイズで入手できるようになりました。これらはリップル電流定格と電圧定格が大きく、ESRが小さいので、スイッチング・レギュレータのアプリケーションに最適です。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。セラミック・コンデンサを入力に使い、ACアダプタで長いコードを通して電力を供給すると、出力の負荷ステップによって入力 V_{IN} にリングングが誘起されることがあります。よくても、このリングングが出力に結合して、ループの不安定性と誤認されることがあります。最悪の場合、長いコードを通して急に電流が突入すると、 V_{IN} に大きな電圧スパイクが生じてデバイスを損傷するおそれがあります。

長いコードなど誘導性のソース・インピーダンスをもったアプリケーションでは、入力電源のリングングを減衰させるために、 C_{IN} に並列に直列RCネットワークが必要になることがあります。この回路と、リングングを減衰させるのに必要な標準値を図5に示します。

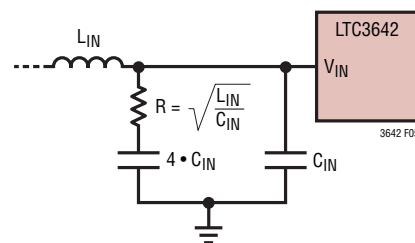


図5. V_{IN} のリングングを減らす直列RC回路

アプリケーション情報

出力電圧のプログラミング

可変バージョンでは、出力電圧は次式に従って外部抵抗分割器によって設定されます。

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

図6に示されているように、V_{FB}ピンは出力電圧を抵抗分割器によって分圧した電圧を検出することができます。出力電圧は0.8V～V_{IN}の範囲で調整可能です。

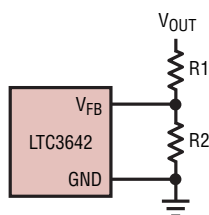


図6. 出力電圧の設定

無負荷時消費電流を最小にするため、メガオームの範囲の抵抗値を使います。ただし、大きな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となります。もし出力ノードあるいはスイッチノードへのPCBのリーク電流が負荷電流を超えると、出力電圧は引き上げられます。通常操作では、負荷電流はリーク電流よりはるかに大きいため、このことは通常はあまり気にかける必要はありません。帰還抵抗による消費電流の増加は次のように計算することができます。

$$\Delta I_{VIN} = \left(\frac{V_{OUT}}{R1+R2}\right) \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

プログラム可能なヒステリシス付きRUNピン

LTC3642にはRUNピンによって制御される低消費電力のシャットダウン・モードが備わっています。RUNピンを0.7Vより下に引き下げると、LTC3642は低消費電流(I_Q = 約3μA)のシャットダウン・モードになります。RUNピンが1.2Vを超える

と、コントローラはイネーブルされます。ロジックからRUNピンをドライブするための構成設定の例を図7に示します。

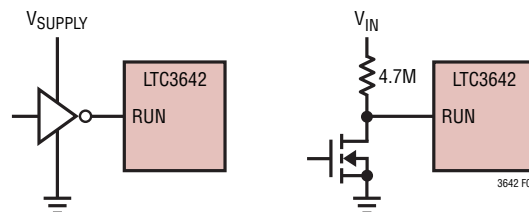


図7. ロジックへのRUNピンのインタフェース

代わりに、V_{IN}からグラウンドに接続した抵抗分割器によって、RUNピンをV_{IN}電源の精密低電圧ロックアウト(UVLO)として構成設定することができます。RUNピンのコンパレータをこの方法で使うと公称10%のヒステリシスが与えられます。ただし、HYSTピンを使ってヒステリシスを追加することができます。HYSTピンはオープン・ドレイン出力で、RUNコンパレータがトリップしないときは常にグラウンドに引き下げられます。図8に示されているように、簡単な抵抗分割器を使って、特定のV_{IN}電圧の要件を満たすことができます。

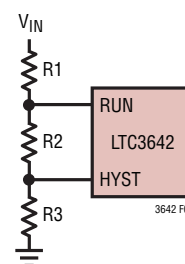


図8. 調整可能な低電圧ロックアウト

これらのUVLOスレッシュホールドの特定の値は、以下の式を使って計算することができます。

$$\text{立上り } V_{IN} \text{ UVLOスレッシュホールド} = 1.21V \cdot \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$$

$$\text{立下り } V_{IN} \text{ UVLOスレッシュホールド} = 1.10V \cdot \left(1 + \frac{R1}{R2+R3}\right)$$

アプリケーション情報

これらのスレッシュホールドの最小値は、「電気的特性」の表に示されている内部 V_{IN} UVLOスレッシュホールドに制限されています。この分割器を流れる電流はLTC3642のシャットダウン電流、スリープ電流およびアクティブ電流に直接追加されますので、アプリケーション回路全体の効率へのこの電流の影響を最小に抑えるように注意してください。シャットダウン電流とスリープ電流への影響を低く抑えるには、メガオームの範囲の抵抗値にする必要があるかもしれません。HYSTピンは6Vの絶対最大定格を超えてはならないことに注意してください。HYSTピンの電圧が6Vを超えないようにするには、次の関係を満たすようにします。

$$V_{IN(MAX)} \cdot \left(\frac{R3}{R1+R2+R3} \right) < 6V$$

プログラム可能な低電圧ロックアウト機能を必要としないアプリケーションでは、RUNピンを V_{IN} 電源に直接接続することもできます。この構成設定では、 V_{IN} が内部低電圧ロックアウト・スレッシュホールドを超えるとスイッチングがイネーブルされます。

ソフトスタート

内部0.75msソフトスタートは、実効リファレンス電圧の0Vから0.8Vへのランプアップと、 I_{SET} ピンによって設定されるピーク電流制限の25mAから115mAへのランプアップの両方によって実現されます。

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ピンからグラウンドにコンデンサを接続します。5 μ Aの内部プルアップ電流がこのコンデンサを充電するので、次式で与えられるソフトスタートのランプ時間が生じます。

$$t_{SS} = C_{SS} \cdot \frac{0.8V}{5\mu A}$$

LTC3642がフォールト状態（入力電源の低電圧または過電圧）を検出すると、またはRUNピンが1.1Vより下に下がると、SSピンは直ちにグラウンドに引き下げられ、内部ソフトスタート・タイマがリセットされます。これにより、外付けのソフトスタート・コンデンサを使用すると整然とした再起動が保証されます。

1msの内部ピーク電流ソフトスタート時間は、コンデンサを I_{SET} ピンからグラウンドに接続することによって長くすることができます。ピーク電流ソフトスタートは25mAから、 I_{SET} からグラウンドに接続された抵抗によって決められる最終ピーク電流値

までランプします。1 μ Aの電流が I_{SET} ピンからソースされます。 I_{SET} とグラウンドの間にコンデンサを接続するだけで、ピーク電流は25mAから115mAまで直線的にランプします。ピーク電流ソフトスタート時間は次のように表すことができます。

$$t_{SS(ISET)} = C_{ISET} \cdot \frac{0.8V}{1\mu A}$$

ピーク電流の直線的なランプは出力電圧に2次曲線の波形として現れます。 I_{SET} からグラウンドに抵抗を接続することによってピーク電流を減らす場合、ピーク電流のオフセットは時定数が $R_{ISET} \cdot C_{ISET}$ の減衰指数関数としてランプダウンします。この場合、ピーク電流ソフトスタート時間はおよそ $3 \cdot R_{ISET} \cdot C_{ISET}$ になります。

SSピンとは異なり、 I_{SET} ピンは異常状態でグラウンドに引き下げられることはありません。ただし、 I_{SET} ピンがフロート状態だと（115mAのピーク電流にプログラムされていると）、SSピンと I_{SET} ピンを結線して、グラウンドへのコンデンサに接続することができます。この特殊な場合は、ピーク電流とリファレンス電圧の両方が、起動時およびフォールト発生後にソフトスタートを行います。この組合せのランプ時間は $C_{SS(ISET)} \cdot (0.8V/6\mu A)$ です。

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

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

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

回路内の電力を消費する全ての要素で損失が生じますが、損失の大部分は通常2つの主要な要因によって生じます。 V_{IN} の動作電流と I^2R 損失です。非常に低い負荷電流では V_{IN} の動作電流が効率の損失を支配するのに対して、中程度から高い負荷電流では I^2R 損失が効率の損失を支配します。

1. V_{IN} の動作電流には2つの成分があります。電気的特性で与えられているDC消費電流および内部MOSFETのゲート充電電流です。内部パワーMOSFETスイッチのゲート容量

アプリケーション情報

をスイッチングすると、ゲート充電電流が流れます。ゲートが“H”から“L”、そして再び“H”に切り替わるたびに、 V_{IN} からグラウンドに微小電荷 dQ が移動します。したがって、 dQ/dt は V_{IN} から流出する電流であり、一般にDCバイアス電流より大きくなります。

2. I^2R 損失は内部スイッチの抵抗 R_{SW} と外部インダクタの抵抗 R_L から計算されます。スイッチング時、インダクタを流れる平均出力電流はハイサイドPMOSスイッチとローサイドNMOSスイッチの間で「こま切れ」になります。したがって、スイッチ・ピンを見込む直列抵抗は、次式のとおり、トップ・スイッチとボトム・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。

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

トップMOSFETとボトムMOSFETの両方の $R_{DS(ON)}$ を「標準的性能特性」の曲線から求めることができます。したがって、 I^2R 損失を求めるには、単に R_{SW} を R_L に加え、その結果に平均出力電流の2乗を掛けます。

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

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%以下に過ぎません。

熱に関する検討事項

LTC3642は効率が高くピーク電流レベルが低いので大きな発熱はありません。ワーストケース条件(高い周囲温度、最大ピーク電流および高いデューティ・サイクル)でさえ、接合部温度は周囲温度を数度超えるだけです。

設計例

設計例として、 $V_{IN} = 24V$ 、 $V_{OUT} = 3.3V$ 、 $I_{OUT} = 50mA$ 、 $f = 250kHz$ の仕様のアプリケーションにLTC3642を使う場合を考えます。さらに、この例では、スイッチングは V_{IN} が12Vを超えると始動し、 V_{IN} が8Vより下に下がると停止すると仮定します。

最初に、必要なスイッチング周波数を与えるインダクタの値を計算します。

$$L = \left(\frac{3.3V}{250kHz \cdot 115mA} \right) \cdot \left(1 - \frac{3.3V}{24V} \right) \cong 100\mu H$$

次に、この値が L_{MIN} の要件を満たすことを検証します。この入力電圧とピーク電流では、最小インダクタ値は次のようになります。

$$L_{MIN} = \frac{24V \cdot 100ns}{115mA} \cong 22\mu H$$

したがって、最小インダクタ要件が満たされるので、100 μH のインダクタ値を使うことができます。

次に、 C_{IN} と C_{OUT} を選択します。この設計では、 C_{IN} は少なくとも次のような電流定格に対して大きさを決めます。

$$I_{RMS} = 50mA \cdot \frac{3.3V}{24V} \cdot \sqrt{\frac{24V}{3.3V} - 1} \cong 18mA_{RMS}$$

LTC3642のピーク電流は低いので、 V_{IN} 電源を1 μF のコンデンサでデカップリングすればほとんどのアプリケーションには十分です。

C_{OUT} は出力電圧リップルの要件に基づいて選択します。1%の無負荷で1.5%(50mV)の出力電圧リップルに抑えたい場合、 C_{OUT} は次式で計算できます。

$$C_{OUT} = \frac{115mA \cdot 4 \cdot 10^{-6}}{2 \left(50mV - \frac{3.3V}{160} \right)}$$

7.8 μF のコンデンサを使用すれば、無負荷時にこの標準出力電圧リップルになります。標準的な値として10 μF のコンデンサを選択してください。

これで、 R_1 と R_2 の値を選択して出力電圧をプログラムすることができます。 $R_2 = 240k$ を選択し、 R_1 を次のように計算します。

$$R_1 = \left(\frac{V_{OUT}}{0.8V} - 1 \right) \cdot R_2 = 750k$$

LTC3642

アプリケーション情報

V_{IN} の低電圧ロックアウトの要件は、 V_{IN} からRUNピンおよびHYSTピンに接続した抵抗分割器を使って満たすことができます。 $R1 = 2M$ を選択し、 $R2$ と $R3$ を以下のように計算します。

$$R2 = \left(\frac{1.21V}{V_{IN(RISING)} - 1.21V} \right) \cdot R1 = 224k$$

$$R3 = \left(\frac{1.1V}{V_{IN(FALLING)} - 1.1V} \right) \cdot R1 - R2 = 90.8k$$

$R2 = 226k$ と $R3 = 91k$ の標準値を選択します。この例では I_{SET} ピンをオープンのままにしておき、最大ピーク電流(115mA)を選択します。この設計例の完全な回路を図9に示します。

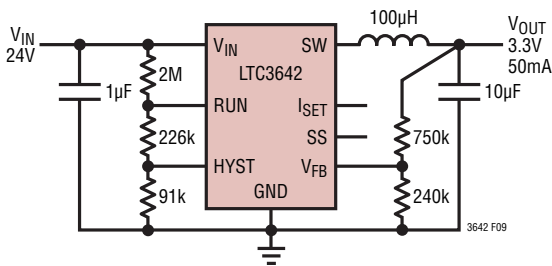


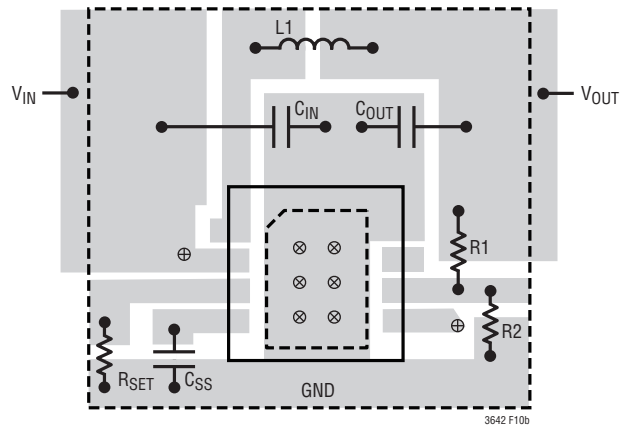
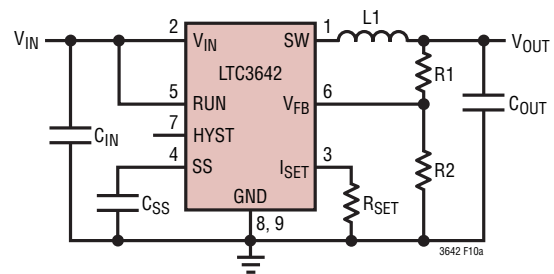
図9. 24Vから3.3V、50mAレギュレータ (250kHz)

PCボードのレイアウトのチェックリスト

PCボード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LTC3642が正しく動作するようにします。レイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

1. 大きなスイッチング電流がパワースイッチと入力コンデンサを流れます。これらの部品が形成するループはできるだけ小さくします。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ます。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は全ての敏感な小信号ノードから離します。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。
4. 全ての層の全ての未使用領域を銅で覆います。銅で覆うと電力部品の温度上昇が小さくなります。これらの銅領域はDCネット(V_{IN} 、 V_{OUT} 、GNDまたはシステム内の他のDCレール)のどれにでも接続することができます。



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

図10. レイアウトの例

標準的応用例

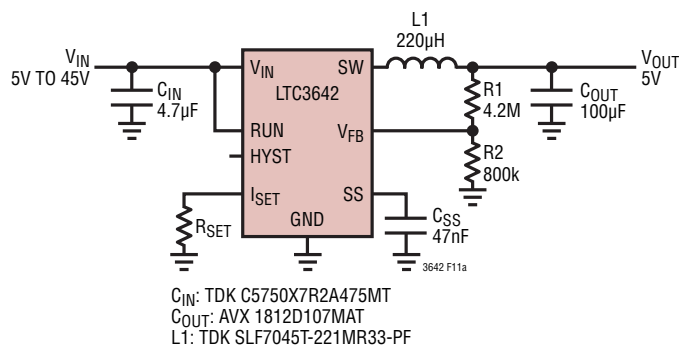
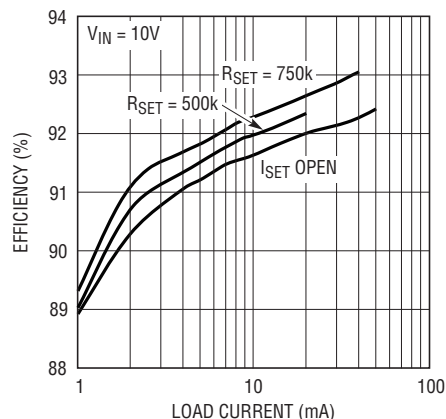


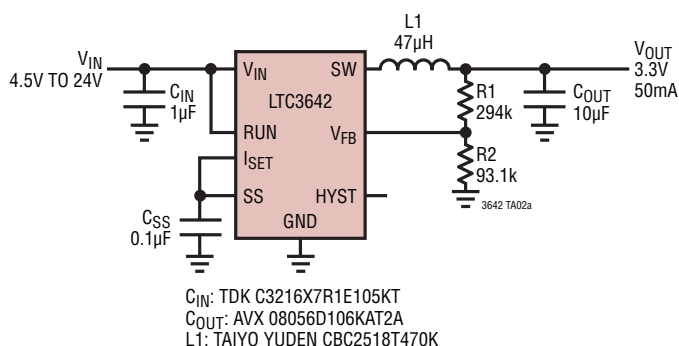
図11. 高効率5Vレギュレータ

効率と負荷電流

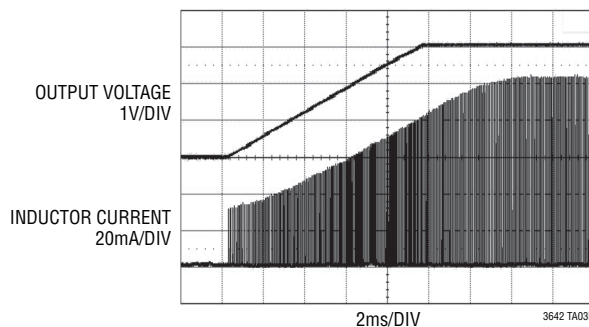


3642 F11b

3.3V、50mA小型レギュレータ、ピーク電流ソフトスタート付き

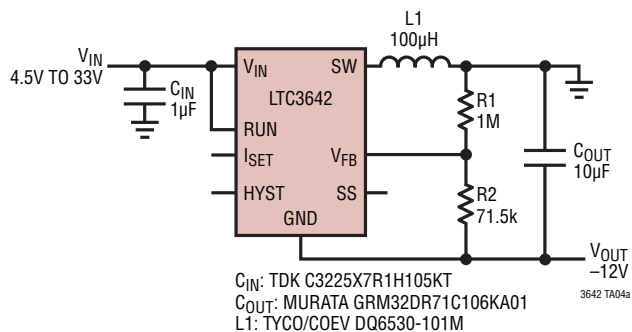


ソフトスタートの波形

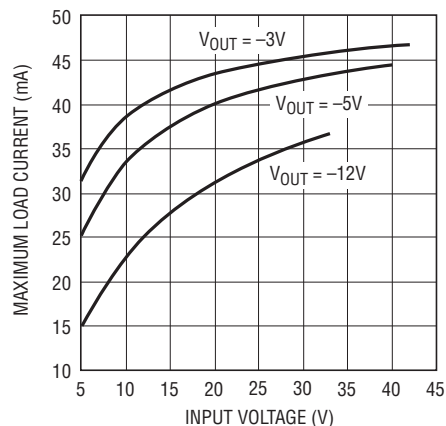


3642 TA03b

正-負コンバータ



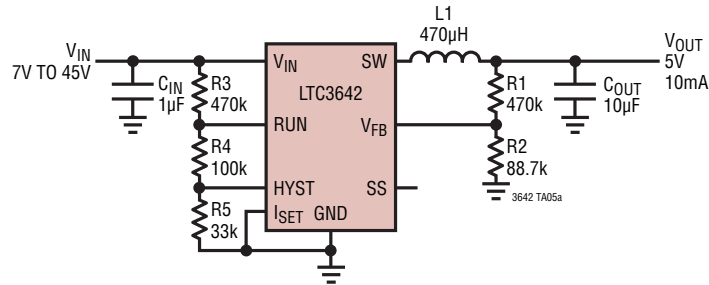
最大負荷電流と入力電圧



3642 TA04b

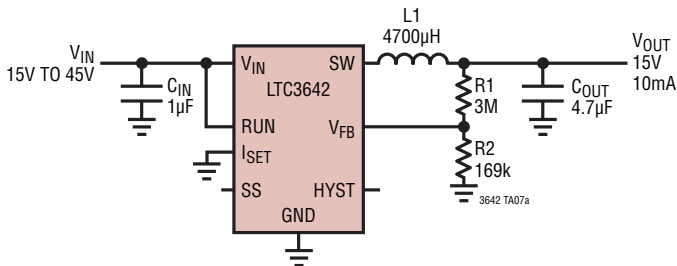
標準的応用例

小型、制限されたピーク電流、10mAレギュレータ



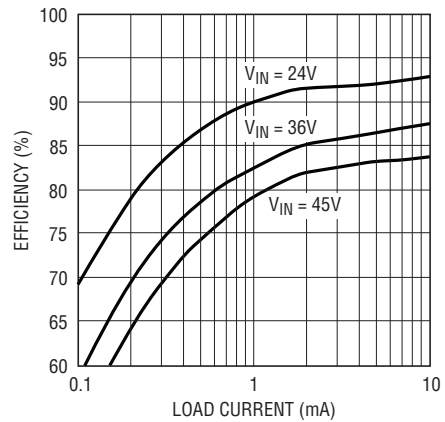
C_{IN}: TDK C3225X7R1H105KT
 C_{OUT}: AVX 08056D106KAT2A
 L1: MURATA LQH32CN471K23

高効率15V/10mAレギュレータ



C_{IN}: AVX 18125C105KAT2A
 C_{OUT}: TDK C3216X7R1E475KT
 L1: COILCRAFT DS1608C-475

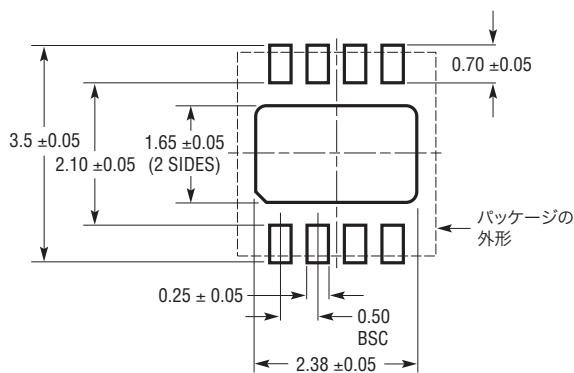
効率と負荷電流



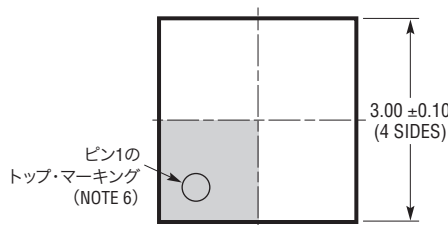
3642 TA07b

パッケージ

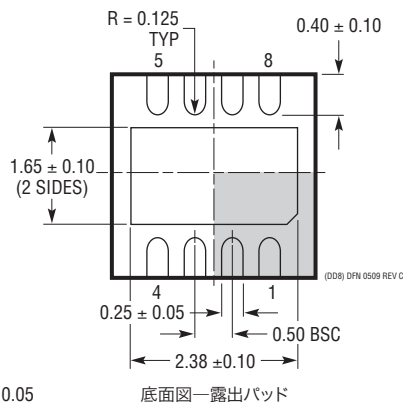
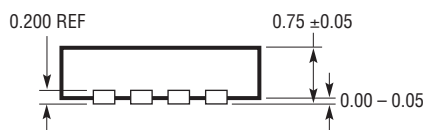
DDパッケージ
8ピン・プラスチックDFN (3mm×3mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1698 Rev C)



推奨する半田パッドのピッチと寸法
半田付けしない領域には半田マスクを用いる



ピン1の
トップ・マーキング
(NOTE 6)

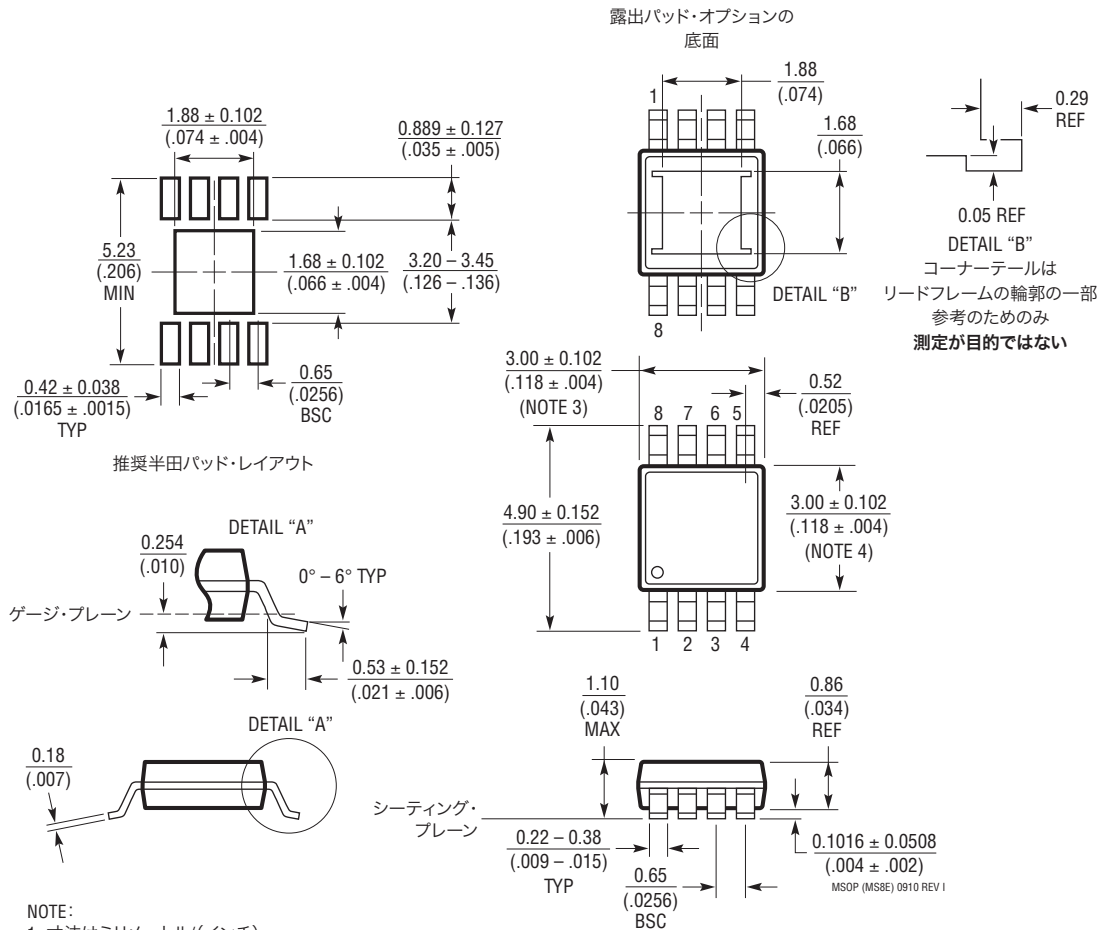


NOTE:

1. 図はJEDECのパッケージ外形M0-229のバリエーション(WEED-1)になる予定
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. 網掛け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

MS8Eパッケージ 8ピン・プラスチックMSOP、露出ダイ・パッド (Reference LTC DWG # 05-08-1662 Rev I)



NOTE:

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

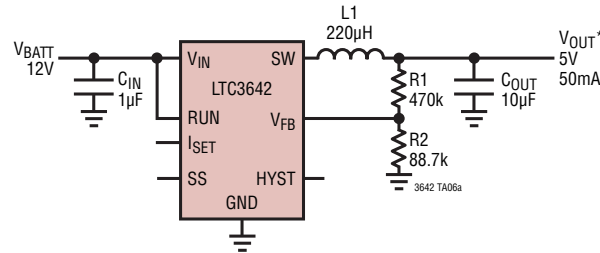
改訂履歴 (Rev Bよりスタート)

REV	日付	概要	ページ番号
B	6/10	「概要」の文章改訂	1
		「絶対最大定格」を改訂	2
		「発注情報」のLTC3642IMS8E-3.3E#PBFをLTC3642IMS8E-3.3#PBFに変更	2
		「電気的特性」を改訂	3
		グラフG05、G06、G14、G16、G17を改訂	4、5
		「ピン機能」のピン8とピン9の文章改訂	6
		「動作」セクションの文章改訂	8、9
		「アプリケーション情報」セクションの文章改訂	13
		「図10」の追加	16
		グラフTA04bのY軸の文章を改訂	17
		「標準的応用例」にアスタリスクと関連文章追加	22
		「関連製品」を改訂	22
		C	10/10
「効率に関する検討事項」セクションの改訂	15		

LTC3642

標準的応用例

車載アプリケーション向け5V/50mAレギュレータ



C_{IN}: TDK C3225X7R2A105M
 C_{OUT}: KEMET C1210C106K4RAC
 L1: COILTRONICS DRA73-221-R

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

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3631/LTC3631-3.3/ LTC3631-5	45V、100mA同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 4.5V~45V (60V _{MAX})、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、 I _Q = 12µA、I _{SD} = 3µA、3mm×3mm DFN8、MS8E
LTC3632	50V、20mA同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 4.5V~50V (60V _{MAX})、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、 I _Q = 12µA、I _{SD} = 3µA、3mm×3mm DFN8、MS8E
LTC1474	18V、250mA (I _{OUT})、高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 3V~18V、V _{OUT(MIN)} = 1.2V、 I _Q = 10µA、I _{SD} = 6µA、MSOP8
LT1934/LT1934-1	36V、250mA (I _{OUT})、マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ、Burst Mode動作付き	V _{IN} : 3.2V~34V、V _{OUT(MIN)} = 1.25V、 I _Q = 12µA、I _{SD} < 1µA、ThinSOT™パッケージ
LT1939	25V、2A、2.5MHz高効率DC/DCコンバータとLDOコントローラ	V _{IN} : 3.6V~25V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、 I _Q = 2.5mA、I _{SD} < 10µA、3mm×3mm DFN10
LT3437	60V、400mA (I _{OUT})、マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ、Burst Mode動作付き	V _{IN} : 3.3V~60V、V _{OUT(MIN)} = 1.25V、 I _Q = 100µA、I _{SD} < 1µA、3mm × 3mm DFN10、TSSOP16E
LT3470	40V、250mA (I _{OUT})、高効率降圧DC/DCコンバータ、Burst Mode動作付き	V _{IN} : 4V~40V、V _{OUT(MIN)} = 1.2V、 I _Q = 26µA、I _{SD} < 1µA、2mm×3mm DFN8、ThinSOT
LT3685	60Vまでの過渡保護付き36V、2A (I _{OUT})、2.4MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 3.6V~38V、V _{OUT(MIN)} = 0.78V、 I _Q = 70µA、I _{SD} < 1µA、3mm × 3mm DFN10、MSOP10E

3642fc