

特長

- 高効率:最大96%
- 高いピーク・スイッチ電流:1000mA
- 低い出力リップル(標準で<20mVp-p) Burst Mode動作:
わずか26μA
- 非常に低い消費電流:わずか26μA
- 入力電圧範囲:2.5V~5.5V
- 2.25MHzの固定周波数動作
- 1MHz~3MHzの外部周波数に同期
- 低損失動作:100%デューティサイクル
- ショットキー・ダイオードが不要
- 内部ソフトスタートによって突入電流を制限
- 0.6Vリファレンスによって低出力電圧が可能
- シャットダウン・モードの消費電流: <1μA
- 出力電圧精度: ±2%
- 電流モード動作により、優れた入力および負荷過渡応答を実現
- 熱保護機能
- 6ピン2mm×2mm DFNおよび小型TSOTパッケージ

アプリケーション

- 携帯電話
- ワイヤレスおよびDSLモデム
- デジタル・カメラ
- MP3プレーヤ
- PDAなどのハンドヘルド機器

概要

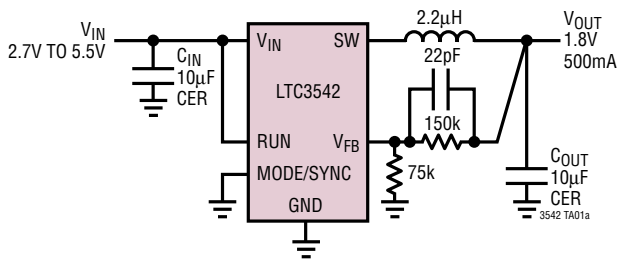
LTC[®]3542は、固定周波数電流モード・アーキテクチャを採用した高効率モノリシック同期整流式降圧コンバータです。動作時の消費電流はわずか26μA、シャットダウン時には1μA以下に低減されます。入力電圧範囲は2.5V~5.5Vなので、1セル・リチウムイオン・バッテリー駆動アプリケーションに最適です。100%デューティサイクルによって低損失動作を行い、携帯システムのバッテリー寿命を延長します。出力電圧は0.6V~V_{IN}の範囲で調整可能です。内部パワースwitchは高効率を達成できるように最適化され、外付けショットキー・ダイオードが不要です。

スイッチング周波数は2.25MHzに内部設定されているので、小型の表面実装インダクタやコンデンサを使用可能です。また、スイッチング周波数は、MODE/SYNCピンを介して1MHz~3MHzの外部クロック信号に同期可能です。LTC3542はセラミック出力コンデンサを使用して良好に動作するように設計されているので、出力電圧リップルを非常に低く抑え、小さいPCB実装面積に収まります。

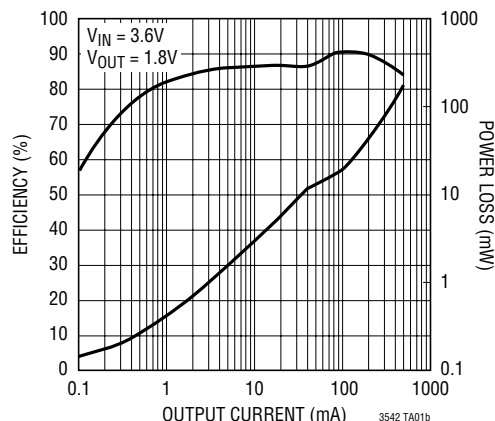
LTC3542は省電力のBurst Mode[®]動作に設定することができます。ノイズやRF干渉を低減する場合は、パルススキップ動作を行うようにMODE/SYNCピンを設定することができます。

LT[®]、LTC[®]、LT[®]、Burst Mode[®]はリニアテクノロジー社の登録商標です。他のすべての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。5481178、6580258、6304066、6127815、6498466、6611131、5994885を含む米国特許によって保護されています。

標準的応用例



効率および電力損失と出力電流



LTC3542

絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN})	-0.3V~6V	接合部温度 (Note 7)	125°C
V_{FB} 、RUN電圧	-0.3V~ V_{IN}	保存温度範囲	-65°C~125°C
MODE電圧	-0.3V~($V_{IN}+0.3V$)	リード温度 (半田付け、10秒)	
SW電圧	-0.3V~($V_{IN}+0.3V$)	TSOT-23	300°C
動作周囲温度範囲		リフロー・ピーク・ボディ温度 (DFN)	260°C
(Note 2)	-40°C~85°C		

パッケージ/発注情報

<p>DC PACKAGE 6-LEAD (2mm × 2mm) PLASTIC DFN $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 40^{\circ}C/W$, $\theta_{JC} = 3^{\circ}C/W$ (SOLDERED TO A 4-LAYER BOARD, NOTE 3) EXPOSED PAD (PIN 7) IS PGND, MUST BE SOLDERED TO PCB</p>		<p>S6 PACKAGE 6-LEAD PLASTIC TSOT-23 $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 250^{\circ}C/W$</p>	
ORDER PART NUMBER	DC PART MARKING	ORDER PART NUMBER	S6 PART MARKING
LTC3542EDC	LCFR	LTC3542ES6	LCFS
Order Options Tape and Reel: Add #TR Lead Free: Add #PBF Lead Free Tape and Reel: Add #TRPBF Lead Free Part Marking: http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/			

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、弊社へお問い合わせください。

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^{\circ}C$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 3.6V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{IN}	Operating Voltage Range		2.5		5.5	V
I_{FB}	Feedback Input Current				±30	nA
V_{FB}	Feedback Voltage (Note 4)		0.588	0.6	0.612	V
ΔV_{LINE_REG}	Reference Voltage Line Regulation (Note 4)	$V_{IN} = 2.5V$ to $5.5V$		0.04	0.2	%/V
ΔV_{LOAD_REG}	Output Voltage Load Regulation (Note 4)	$I_{LOAD} = 100mA$ to $500mA$		0.02	0.2	%
I_S	Input DC Supply Current (Note 5)					
	Active Mode	$V_{FB} = 0.5V$			500	μA
	Sleep Mode	$V_{FB} = 0.7V$, MODE = 0V		26	35	μA
	Shutdown	RUN = 0V		0.1	1	μA
f_{OSC}	Oscillator Frequency	$V_{FB} = 0.6V$	1.8	2.25	2.7	MHz
f_{SYNC}	Synchronous Frequency	$V_{FB} = 0.6V$	1		3	MHz
I_{LIM}	Peak Switch Current	$V_{IN} = 3V$, $V_{FB} = 0.5V$, Duty Cycle < 35%	650	1000		mA
$R_{DS(ON)}$	P-Channel On Resistance (Note 6)	$I_{SW} = 100mA$		0.5	0.65	Ω
	N-Channel On Resistance (Note 6)	$I_{SW} = -100mA$		0.35	0.55	Ω

3542f

電气的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 3.6\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$I_{SW(LKG)}$	Switch Leakage Current	$V_{IN} = 5\text{V}$, $V_{RUN} = 0\text{V}$, $V_{SW} = 0\text{V}$ or 5V		± 0.01	± 1	μA
V_{UVLO}	Undervoltage Lockout Threshold	V_{IN} Rising V_{IN} Falling	1.8	2.0 1.9	2.3	V V
V_{RUN}	RUN Threshold		● 0.3		1.5	V
I_{RUN}	RUN Leakage Current		●	± 0.01	± 1	μA
$V_{MODE/SYNC}$	MODE/SYNC Threshold		● 0.3		1.2	V
$I_{MODE/SYNC}$	MODE/SYNC Leakage Current		●	± 0.01	± 1	μA

Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスに永続的な損傷を与える可能性がある値。また、絶対最大定格状態が長時間続くと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える恐れがある。どのピンも6Vを超えてはならない。

Note 2: LTC3542は、 $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作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。

Note 3: パッケージの露出パッドをPCボードに半田付けしないと、熱抵抗が 40°C/W よりむしろ大きくなる。

Note 4: LTC3542は、エラーアンプの出力を(外部のサーボ・ループに接続された)SWピンに接続する独自のテスト・モードでテストされている。

Note 5: スイッチング周波数で供給される内部のゲート電荷により、動作時消費電流は増加する。

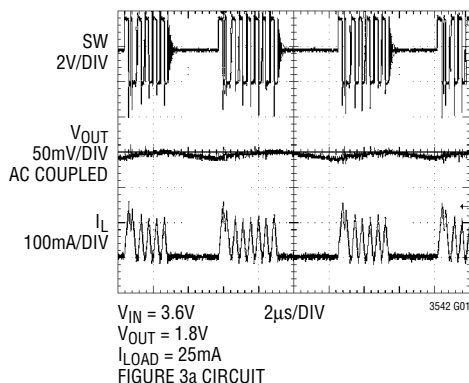
Note 6: DFNスイッチのオン抵抗は、ウェハ・レベルの測定との相関によって保証されている。

Note 7: T_J は、周囲温度 T_A および消費電力 P_D から次式に従って計算される。

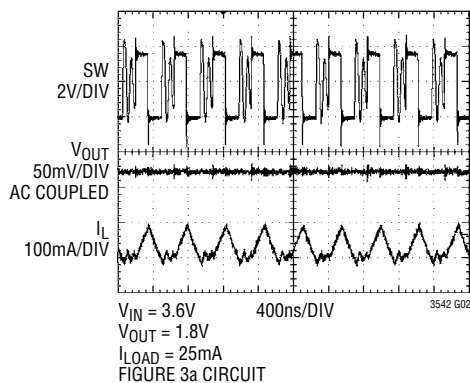
$$T_J = T_A + (P_D) \cdot (\theta_{JA}).$$

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

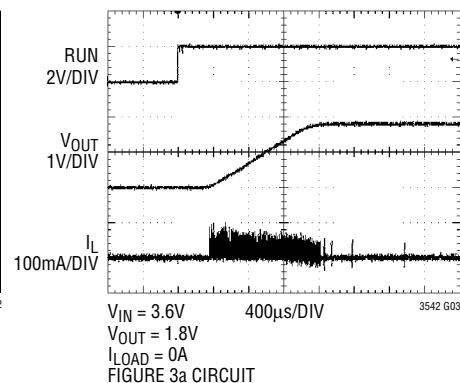
Burst Mode動作



パルススキップ・モード動作



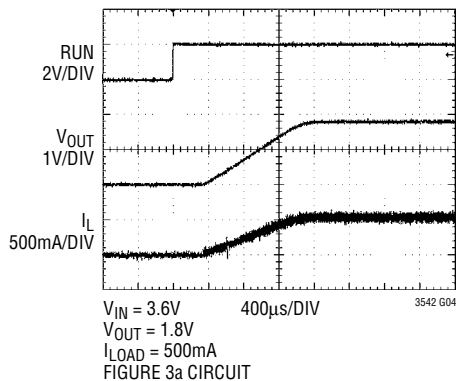
シャットダウンからの起動



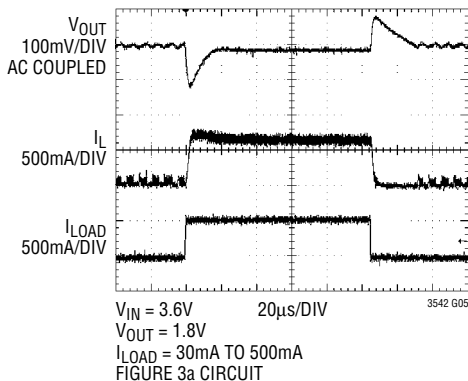
LTC3542

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

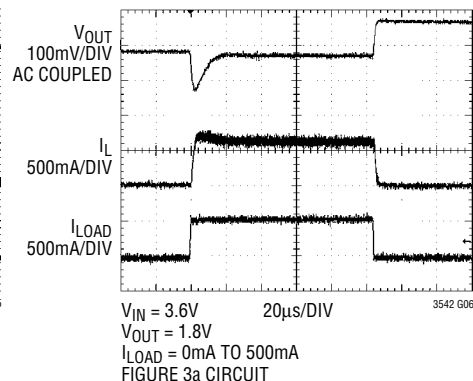
シャットダウンからの起動



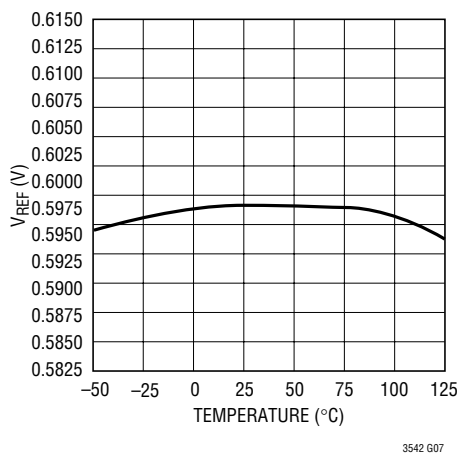
負荷ステップ



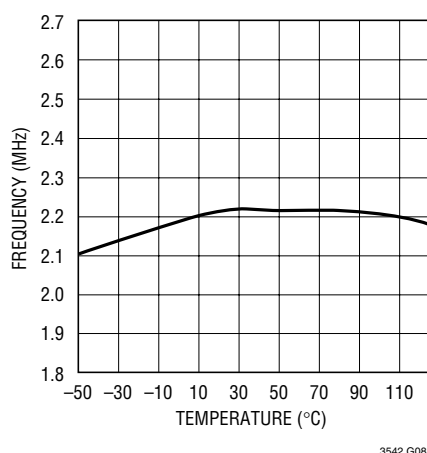
負荷ステップ



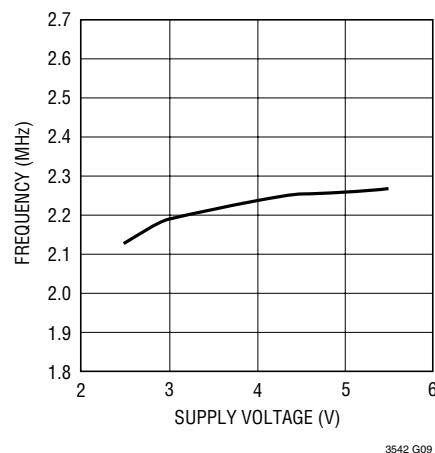
リファレンス電圧と温度



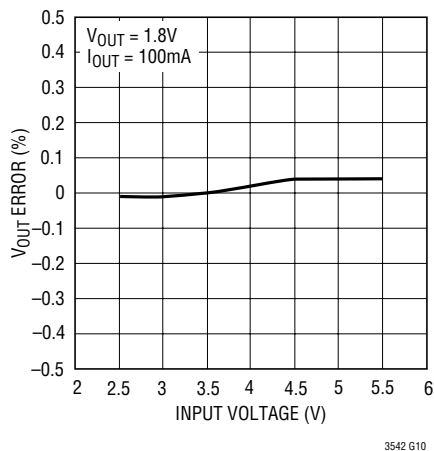
発振周波数と温度



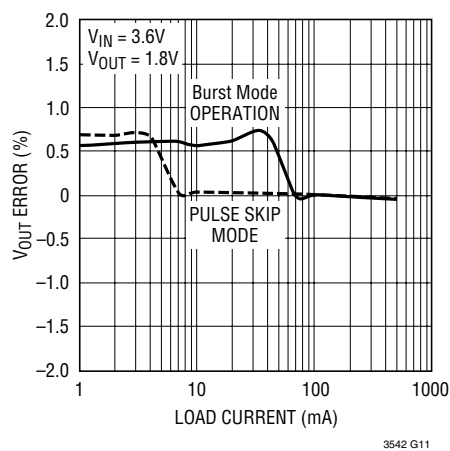
発振周波数と電源電圧



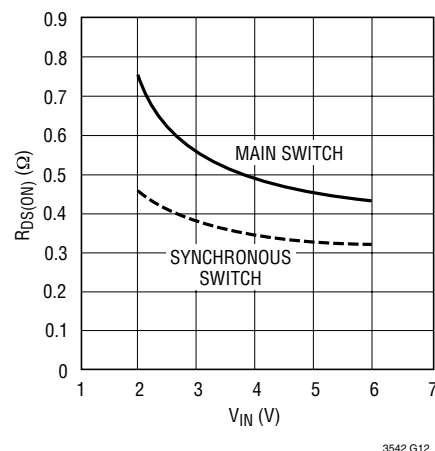
出力電圧と電源電圧



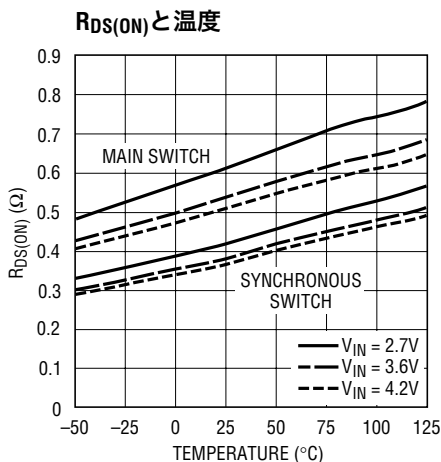
出力電圧と負荷電流



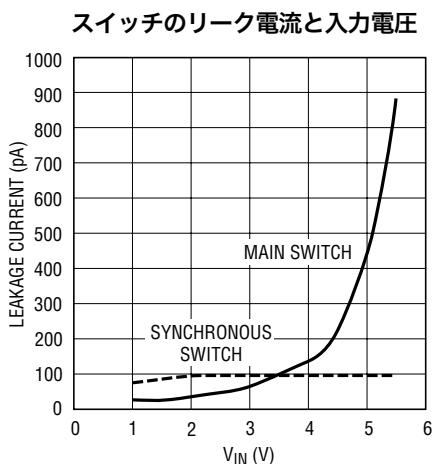
$R_{DS(ON)}$ と入力電圧



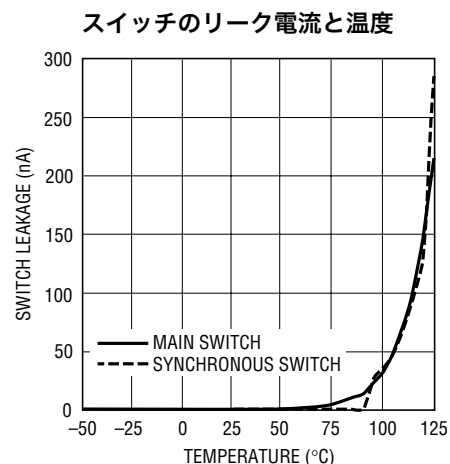
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。



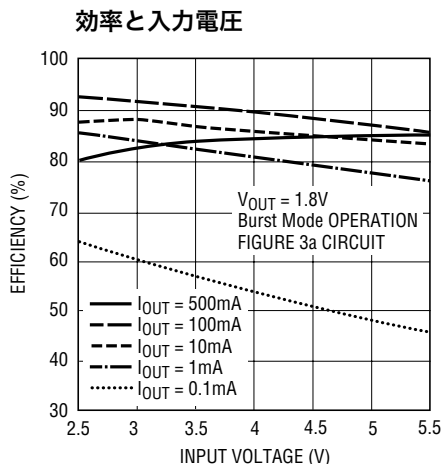
3542 G13



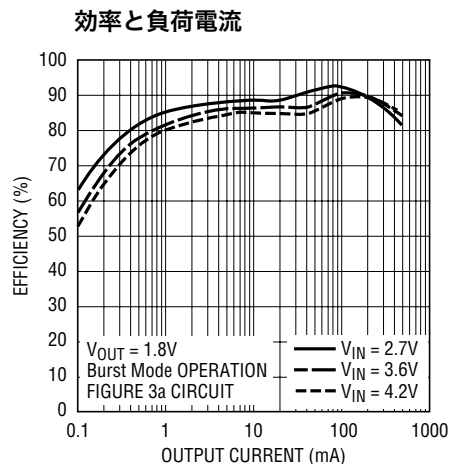
3542 G14



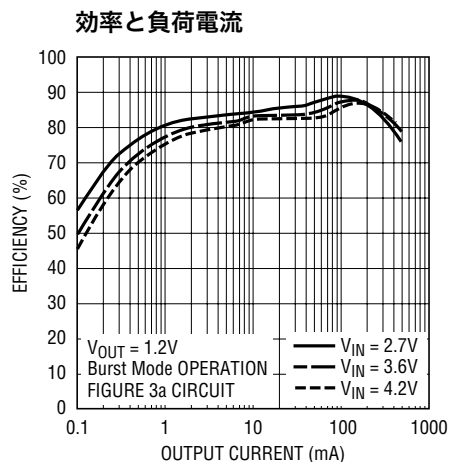
3542 G15



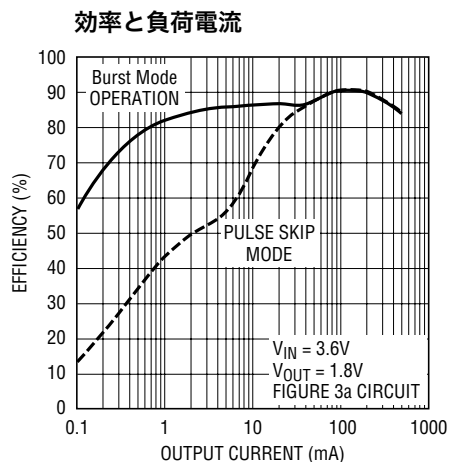
3542 G16



3542 G17



3542 G18



3542 G19

LTC3542

ピン機能 (DFN/TSOT-23)

V_{FB} (ピン1/ピン3): 出力帰還ピン。出力に接続された外部抵抗分割器から帰還電圧を受け取ります。このピンの公称電圧は0.6Vです。

V_{IN} (ピン2/ピン1): 電源ピン。GNDの近くにデカップリングする必要があります。

GND (ピン3/ピン2): グランド・ピン。

SW (ピン4/ピン6): インダクタへのスイッチ・ノードの接続ピン。このピンは、内部のメイン・パワー・MOSFETスイッチと同期パワー・MOSFETスイッチのドレインに接続されています。

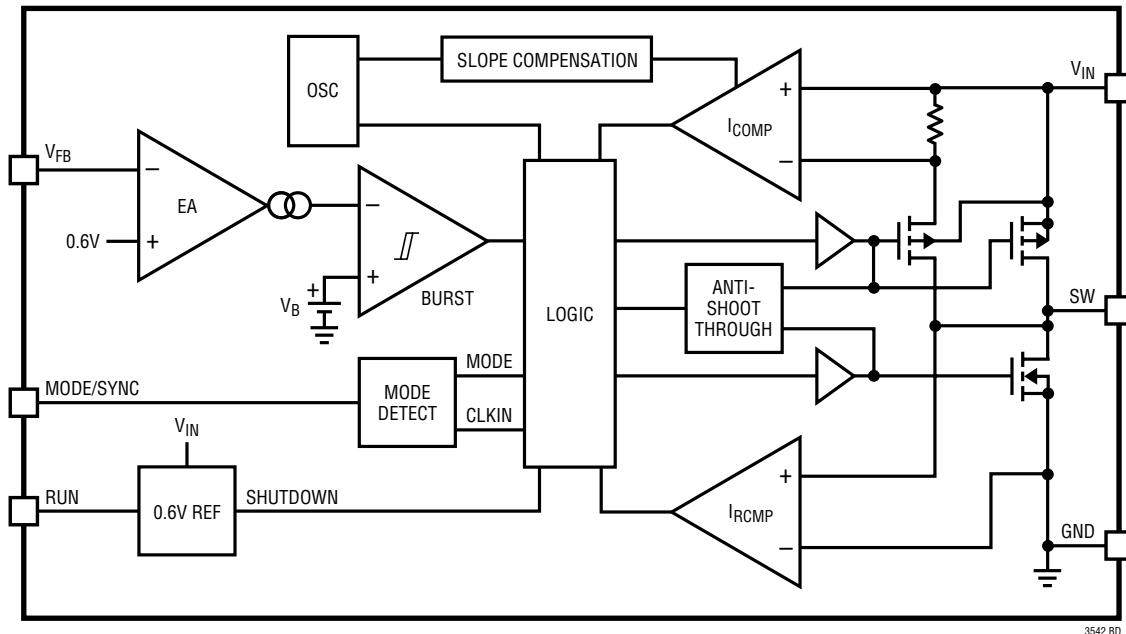
MODE/SYNC (ピン5/ピン5): モード選択と発振器同期ピン。このピンによってデバイスの動作を制御します。GNDまたはV_{IN}に接続すると、それぞれBurst Mode動作ま

たはパルススキップ・モードが選択されます。このピンはフロート状態にしないでください。発振周波数をこのピンに接続された外部発振器に同期させることができ、パルススキップ・モードが自動的に選択されます。

RUN (ピン6/ピン4): コンバータのイネーブル・ピン。このピンを1.5Vを上回る電圧に強制するとデバイスがイネーブルされ、0.3Vを下回る電圧に強制するとデバイスがシャットダウンされます。シャットダウン時にはすべての機能がデイスエーブルされ、消費電流は1 μ A未満になります。このピンはドライブする必要があるため、フロート状態にしないでください。

GND (ピン7、DFNパッケージのみ): 露出パッド。露出パッドはグランドです。電気的接続と最適熱性能の両方を得るため、PCBのグランドに半田付けする必要があります。

ブロック図



3542 BD

動作

LTC3542には固定周波数、電流モード降圧アーキテクチャが採用されています。動作周波数は2.25MHzに設定されており、外部発振器に同期させることができます。多様なアプリケーションに適合させるため、選択可能なMODE/SYNCピンを使って、ユーザーはノイズと効率のトレードオフを図ることができます。

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

メイン制御ループ

通常動作時、 V_{FB} 電圧がリファレンス電圧より低いと、トップ・パワー・スイッチ(PチャンネルMOSFET)がクロック・サイクルの始点でターンオンします。電流リミットに達するまで、インダクタと負荷に流れる電流が増加します。スイッチがオフし、次のクロック・サイクルまで、インダクタに蓄えられたエネルギーがボトム・スイッチ(NチャンネルMOSFET)を通して負荷に流れます。ピーク・インダクタ電流は、内部で補償されたエラーアンプの出力によって制御されます。負荷電流が増加すると、 V_{FB} 電圧が低下し、リファレンスよりもわずかに下回ります。この低下により、エラーアンプは平均インダクタ電流が新しい負荷電流と等しくなるまで出力電圧を上昇させます。RUNピンをグランドに引き下げると、メイン制御ループがシャットダウンします。

低負荷電流動作

MODE/SYNCピンを選択することにより、低負荷電流でLTC3542の動作を制御するのに2つのモードを利用することができます。どちらのモードも、負荷電流が小さいときに連続モードから選択されたモードに自動的に切り替わります。

効率を最適化するために、Burst Mode動作を選択することができます。コンバータがBurst Mode動作の場合、インダクタのピーク電流は、出力負荷に関係なく約60mAに設定されます。それぞれのバーストの発生は軽負荷時には数サイクル継続し、中負荷時には短いスリープ期間を挟んでほぼ連続的にサイクルが継続します。これらのバースト発生の間では、パワーMOSFETと不要の回路がオフし、消費電流は26 μ Aに減少します。このスリープ状態では、負荷電流は出力コンデンサからのみ供給され

ます。出力電圧が低下するにつれ、EAアンプの出力がスリープ・スレッシュホールドを超えて上昇し、トップMOSFETをオンします。この過程が負荷要求に依存した速度で繰り返されます。サイクルを周期的に実行することにより、パワーMOSFETのゲート電荷損失によって左右されるスイッチング損失が最小限に抑えられます。

低負荷電流でリップル・ノイズを下げるには、パルススキップ・モードを使うことができます。このモードでは、レギュレータは非常に小さい負荷電流まで固定周波数でスイッチングを継続します。この場合、パルススキップし始めます。

ドロップアウト動作

入力電源電圧が出力電圧に向かって低下していくと、デューティ・サイクルが100%に増加しますが、これはドロップアウト状態です。ドロップアウトではPMOSスイッチが連続的にターンオンし、このときの出力電圧は、入力電圧から内部PチャンネルMOSFETとインダクタの電圧降下を差し引いた電圧に等しくなります。設計で考慮すべき重要な点は、入力電源電圧の低下に伴い、Pチャンネル・スイッチの $R_{DS(ON)}$ が増加することです(「標準的性能特性」を参照)。したがって、LTC3542が入力電圧の低い100%デューティ・サイクルで使用されるとき電力消費を計算する必要があります(「アプリケーション情報」のセクションの「熱に関する検討事項」を参照)。

低電源電圧動作

LTC3542は不安定な動作を防ぐために低電圧ロックアウト回路を内蔵しており、この回路は入力電圧が約2Vを下回るとデバイスをシャットダウンします。

内部ソフトスタート

RUNピンを“H”にして起動すると、内部リファレンスが0Vから0.6Vに約1msで直線的に上昇します。安定化された帰還電圧はこの上昇に従うので、出力電圧は0%から100%に1msで上昇します。ソフトスタート時のインダクタ電流は、出力容量を充電するのに必要な電流と出力電圧がランプアップするにつれて負荷に供給される電流の組み合わせによって定まります。「標準的性能特性」に示す起動波形は、負荷電流が500mAで $V_{IN}=3.6V$ のときの出力電圧の0Vから1.8Vへの立ち上りを示しています(図3aを参照)。

アプリケーション情報

LTC3542の一般的なアプリケーション回路を図1に示します。外付け部品の選択は負荷要件に基づいて行い、インダクタLの選択から始めます。インダクタが選択されると、C_{IN}とC_{OUT}を選択できます。

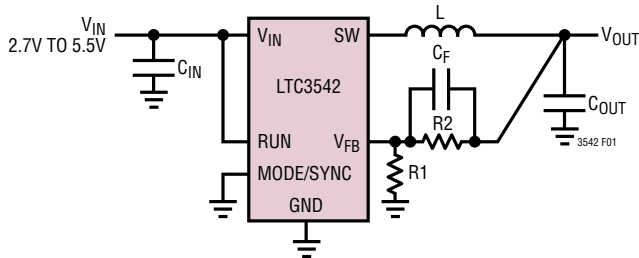


図1. LTC3542の一般的回路図

インダクタの選択

インダクタの値はリップル電流 ΔI_L に直接影響します。 ΔI_L は次式に示すように、インダクタンスが大きくなると減少し、 V_{IN} または V_{OUT} が高くなると増加します。

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

ここで、 f_0 はスイッチング周波数です。リップル電流を設定する上での妥当な出発点は $\Delta I_L = 0.4 \cdot I_{OUT(MAX)}$ で、この場合、 $I_{OUT(MAX)}$ は500mAです。リップル電流 ΔI_L は、最大入力電圧時に最大になります。リップル電流が規定された最大値を超えないようにするには、次式に従ってインダクタの値を選択する必要があります。

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

コアの飽和を防ぐため、インダクタのDC電流定格は、少なくとも最大負荷電流にリップル電流の半分を加算したものに等しくなければなりません。したがって、ほとんどのアプリケーションでは、定格600mA (500mA + 100mA) のインダクタで十分です。効率をよくするためには、DC抵抗が小さいインダクタを選択します。

インダクタ値はBurst Mode動作にも影響を与えます。インダクタのピーク電流がバースト・クランプによって設定されたレベルを下回ると、低電流動作への移行が開始されます。インダクタの値が小さいとリップル電流が大きくなるので、この移行はより小さい負荷電流で起きる

ようになります。このため、低電流動作の上側の範囲で効率が低下します。Burst Mode動作では、インダクタンス値が小さくなるとバースト周波数が高くなります。

インダクタ・コアの選択

コアの材質と形状が異なると、インダクタのサイズ/電流および価格/電流の関係が変わります。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ポット型コアは、小型でエネルギー放射は大きくありませんが、同様な電気的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は、LTC3542の動作要件に依存するよりも、多くの場合、価格対サイズの要件や放射フィールド/EMIの要件に依存します。LTC3542のアプリケーションに適した標準的な表面実装インダクタのいくつかを表1に示します。

入力コンデンサ(C_{IN})の選択

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

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

ここで、最大平均出力電流 I_{MAX} はピーク電流からピーク・ピーク間リップル電流の半分を差し引いたものに等しくなります($I_{MAX} = I_{LIM} - \Delta I_L/2$)。この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ のときに最大値になります。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せん。コンデンサの製造元のリップル電流定格は多くの場合わずか2000時間の寿命に基づいて規定されています。このため、コンデンサをさらにディレーティングする、つまり要求条件よりも高い温度定格のコンデンサを選択することを推奨します。サイズまたは高さの設計要件を満たすため、複数のコンデンサを並列に接続することもできます。すべてセラミック・コンデンサを使うソリューションを採用しない場合は、高周波のデカップリングのために、0.1 μ F~1 μ Fのセラミック・コンデンサを V_{IN} に追加することも推奨します。

アプリケーション情報

表1. 代表的な表面実装インダクタ

製造元	製品番号	値 (μH)	最大 DC 電流 (A)	DCR (Ω)	サイズ (mm^3)
Sumida	CDRH2D11-2RM	2.2	0.780	0.098	$3.2 \times 3.2 \times 1.2$
	CDRH3D16	2.2	1.2	0.075	$3.8 \times 3.8 \times 1.8$
	CMD4D11	2.2	0.95	0.116	$4.4 \times 5.8 \times 1.2$
	CDH2D09B	3.3	0.85	0.15	$2.8 \times 3 \times 1$
	CLS4D09	4.7	0.75	0.15	$4.9 \times 4.9 \times 1$
Murata	LQH32CN	2.2	0.79	0.097	$2.5 \times 3.2 \times 1.55$
	LQH43CN	4.7	0.75	0.15	$4.5 \times 3.2 \times 2.6$
TDK	IVLC453232	2.2	0.85	0.18	$4.8 \times 3.4 \times 3.4$
	VLF3010AT-2R2M1R0	2.2	1.0	0.12	$2.8 \times 2.6 \times 1$

出力コンデンサ C_{OUT} の選択

C_{OUT} は、電圧リップルおよび負荷ステップに対する過渡応答を最小限に抑えるために必要なESRに基づいて選択されます。一般に、ESRの要件が満たされると、すべてセラミックを使ったソリューションの場合を除いて、RMS電流定格は $I_{\text{RIPPLE(P-P)}}$ の要件をはるかに上回ります。出力リップル(ΔV_{OUT})は、次式で決定されます。

$$\Delta V_{\text{OUT}} \approx \Delta I_L \left(\text{ESR} + \frac{1}{8 \cdot f_0 \cdot C_{\text{OUT}}} \right)$$

ここで、 f_0 はスイッチング周波数、 C_{OUT} は出力容量、 ΔI_L はインダクタのリップル電流です。出力電圧が一定の場合、 ΔI_L は入力電圧に従って増加するので、出力リップルは入力電圧が最大るとき最大になります。

タンタル・コンデンサを使う場合、スイッチング電源に使用するためのサージ試験が実施されていることが不可欠です。ケースの高さが2mm~4mmの表面実装タンタル・コンデンサのAVX TPSシリーズが最適です。これらは低ESR用に特別に製造され、テストされているので、一定の体積に対してESRが最小になります。その他のコンデンサとしては、三洋電機のPOSCAP、KemetのT510とT495のシリーズ、およびSpragueの593Dと595Dのシリーズがあります。他の特定の推奨品については、製造元にお問い合わせください。

入力および出力のセラミック・コンデンサ

値の大きい低価格セラミック・コンデンサが、今では小さいケース・サイズで入手できるようになりました。これらは、リップル電流定格および電圧定格が高く、ESRが小さいので、スイッチング・レギュレータへの使用に適しているように思えます。しかしながら、ESRが小さすぎてループの安定性に関する問題を引き起こす恐れがあります。LTC3542の制御ループの安定動作は出力コンデンサのESRに依存しないので、セラミック・コンデンサを使用して出力リップルを非常に小さくし、回路サイズを小さくすることができます。X5RまたはX7Rのセラミック・コンデンサを推奨します。それは、これらの誘電体が特定の値とサイズに対してすべてのセラミックの中で温度特性と電圧特性が最も優れているからです。

入力と出力にセラミック・コンデンサだけを使用する場合には、十分注意する必要があります。セラミック・コンデンサを入力に使用し、ACアダプタなど長いコードを通して電源を供給すると、出力の負荷ステップによって V_{IN} ピンにリングングが誘起されることがあります。最善の場合でも、このリングングは出力に結合して、ループの不安定性と誤解されることがあります。最悪の場合、この入力のリングングがデバイスに損傷を与えるほど大きくなることがあります。詳細については、「アプリケーション・ノート88」を参照してください。入力と出力の両方のコンデンサに対する推奨容量値は10 μF です。

アプリケーション情報

出力電圧の設定

出力電圧は次式に従って、抵抗分割器によって設定されます。

$$V_{OUT} = 0.6V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

周波数応答を改善するには、フィードフォワード・コンデンサ C_F を使用することもできます。 V_{FB} ラインはインダクタや SW ラインなどのノイズ源から離して配線するように十分注意してください。

モード選択と周波数同期

MODE/SYNC ピンは多目的ピンで、モード選択と周波数同期の機能を備えています。このピンを GND に接続すると Burst Mode 動作がイネーブルされ、出力電圧リップルが大きくなりますが、低電流での最大効率が得られます。このピンを V_{IN} に接続するとパルススキップ動作が選択され、低電流での効率が下がりますが、出力リップルを最小にできます。MODE/SYNC ピンを使用して、LTC3542 を 1MHz ~ 3MHz の外部クロック信号に同期させることもできます。同期時、モードはパルススキップに設定され、トップ・スイッチのターンオンは外部クロックの立ち下がりがエッジに同期します。

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。

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

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すべての要素で損失が発生しますが、LTC3542 の回路での損失のほとんどは、通常、以下の 3 つの要因によるものです。これらは、1) V_{IN} の消費電流、2) I^2R 損失、3) スイッチング損失です。 V_{IN} の消費電流損失は非常に小さい負荷電流での電力損失を左右するのに対して、ほかの 2 つは中負荷電流から高負荷電流での電力損失を左右します。標準的な効率のプロットでは、非常に小さい負荷電流での効率曲線は誤解を与えかねません。それは、実際の電力損失は図 2 に示すようにたいしたことはないからです。

1) V_{IN} の消費電流は「電気的特性」に記載している DC 電源電流であり、MOSFET の充電電流は含まれません。無負荷でも、 V_{IN} 電流によって小さな (<0.1%) 損失が発生し、この損失は V_{IN} に従って増加します。

2) I^2R 損失は、内部スイッチ R_{SW} の DC 抵抗と外付けインダクタ R_L の DC 抵抗から計算されます。連続モードでは、インダクタ L に平均出力電流が流れますが、内部のトップ・スイッチとボトム・スイッチ間で「チョップ」されます。したがって、SW ピンから見た直列抵抗は、次式のとおり、トップ MOSFET とボトム MOSFET の両方の $R_{DS(ON)}$ およびデューティ・サイクル (D) の関数です。

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

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

$$I^2R \text{ losses} = I_{OUT}^2 (R_{SW} + R_L)$$

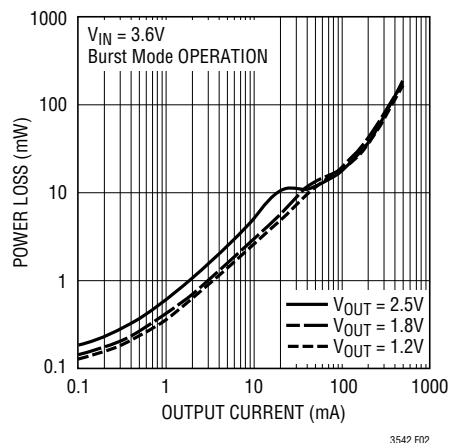


図2. 電力損失と負荷電流

アプリケーション情報

3) スイッチング電流は、パワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすることによって流れるMOSFETのゲート充電電流です。MOSFETのゲートが“L”から“H”、そして再び“L”に切り替わるたびに、 V_{IN} からグラウンドに微小電荷 dQ が移動します。その結果生じる dQ/dt は V_{IN} から流出する電流であり、通常、DCバイアス電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f_O(Q_T + Q_B)$ です。ここで、 Q_T と Q_B は内部のトップとボトムのMOSFETスイッチのゲート電荷です。ゲート電荷損失は V_{IN} に比例するので、それらの影響は電源電圧が高くなるとより顕著になります。

銅トレースや内部バッテリーの抵抗など、他の「隠れた」損失が、携帯用システムではさらなる効率低下の原因になる可能性があります。内部バッテリーとヒューズの抵抗損失は、スイッチング周波数において C_{IN} の電荷蓄積を適切にし、ESRを非常に小さくすることによって最小限に抑えることができます。デッドタイム中のダイオード導通損失やインダクタ・コア損失など、その他の損失は、一般に全追加損失の2%以下です。

熱に関する検討事項

LTC3542は高効率なので、ほとんどのアプリケーションで大きな発熱はありません。ただし、周囲温度が高く、ドロップアウト時のように低い電源電圧、高いデューティ・サイクルでLTC3542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ことがあります。接合部温度が約150°Cに達すると両方のパワー・スイッチがオフし、SWノードがハイインピーダンスになります。

LTC3542が最大接合部温度を超えないようにするには、なんらかの熱解析を行う必要があります。熱解析の目標は、電力消費によりデバイスが接合部温度を超えるかどうかを判断することです。温度上昇は次式で求められます。

$$T_R = (P_D)(\theta_{JA})$$

ここで、 P_D はレギュレータによって消費される電力で、 θ_{JA} はダイの接合部と周囲間の熱抵抗です。

接合部温度 T_J は次式で求められます。

$$T_J = T_A + T_R$$

ここで、 T_A は周囲温度です。

一例として、入力電圧が2.7V、負荷電流が500mA、周囲温度が70°Cのとき、LTC3542がドロップアウト状態である場合について考えます。「標準的性能特性」のスイッチ抵抗のグラフから、70°CにおけるPチャネル・スイッチの $R_{DS(ON)}$ 抵抗は約0.7 Ω です。したがって、デバイスによって消費される電力は以下のとおりです。

$$P_D = I_{LOAD}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 175mW$$

DFNパッケージでは、 θ_{JA} は40°C/Wになります。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。

$$T_J = 70^\circ C + 0.175 \cdot 40 = 77^\circ C$$

これは、最大接合部温度の125°Cより低い値です。

より高い電源電圧ではスイッチ抵抗($R_{DS(ON)}$)が小さくなるので、接合部温度はより低くなります。

過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は、負荷過渡応答を見てチェックすることができます。スイッチング・レギュレータは、負荷電流のステップに対して応答するのに数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、 V_{OUT} が $\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$ に等しい量だけ直ちにシフトします。ここで、ESRは C_{OUT} の等価直列抵抗です。また、 ΔI_{LOAD} は C_{OUT} の充電または放電を開始し、帰還誤差信号を発生します。レギュレータはこの信号を使用して、 V_{OUT} を定常状態の値に戻します。この回復期間に V_{OUT} をモニタすることにより、安定性に問題があることを示すオーバーシュートやリングングがないかチェックすることができます。

出力電圧のセトリング動作は閉ループ・システムの安定性に関係し、実際の全体的な電源性能を実証します。制御ループ理論の概説を含め、補償部品の最適化の詳細については、「アプリケーション・ノート76」を参照してください。

アプリケーション情報

大容量 (>1 μ F) のバイパス・コンデンサを備えた負荷のスイッチングを行うと、アプリケーションによってはさらに厳しい過渡が発生することがあります。放電したバイパス・コンデンサが実質的に C_{OUT} と並列接続になるため、 V_{OUT} の電圧が急速に低下します。負荷を接続するスイッチの抵抗が小さく、しかもスイッチが瞬間的にドライブされると、どのようなレギュレータでもこの問題を防止するのに十分な電流を供給することはできません。この解決策は、負荷スイッチのドライバのターンオン速度を制限することです。ホットスワップ・コントローラは特にこの目的のために設計されており、電流制限、短絡保護、およびソフトスタート機能を通常備えています。

設計例

設計例として、1個のリチウムイオン・バッテリーで駆動する携帯電話アプリケーションにLTC3542を使用する場合を考えます。 V_{IN} は最大4.2Vから約2.7Vまでとします。必要な負荷電流は最大0.5Aですが、ほとんどの時間はスタンバイ・モードになっているので、2mAしか必要としません。低負荷電流時と高負荷電流時の両方の効率が重要です。出力電圧は1.8Vです。この情報を使って、次式からLを計算することができます。

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

$V_{OUT} = 1.8V$ 、 $V_{IN} = 4.2V$ 、 $\Delta I_L = 200mA$ および $f = 2.25MHz$ を代入すると、次の値が求められます。

$$L = \frac{1.8V}{2.25MHz \cdot 200mA} \cdot \left(1 - \frac{1.8V}{4.2V}\right) = 2.28\mu H$$

販売元から入手できる最も近いインダクタ値の2.2 μ Hを選択すると、最大リップル電流は次のようになります。

$$\Delta I_L = \frac{1.8V}{2.25MHz \cdot 2.2\mu H} \cdot \left(1 - \frac{1.8V}{4.2V}\right) = 207.8mA$$

C_{IN} のRMS電流定格は規定温度範囲で少なくとも0.25A (およそ $I_{LOAD(MAX)}/2$) が必要で、 C_{OUT} のESRは0.2 Ω より小さくしなければなりません。ほとんどの場合、セラミック・コンデンサはこれらの要件を満たします。 $C_{OUT} = 10\mu F$ 、 $C_{IN} = 10\mu F$ を選択します。

帰還抵抗として $R1 = 75k$ を選択すると、 $R2$ は次式から計算できます。

$$R2 = \left(\frac{V_{OUT}}{0.6V} - 1\right) \cdot R1 = \left(\frac{1.8V}{0.6V} - 1\right) \cdot 75k = 150k$$

図3に全体回路図とその効率曲線、負荷ステップ応答、および推奨するレイアウトを示します。

PCボード・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には、以下のチェックリストを使用してLTC3542が正しく動作するようにします。これらの項目は図3bのレイアウト図にも示してあります。レイアウトでは以下の項目をチェックしてください。

1. GNDトレース、SWトレース、および V_{IN} トレースから成る電源トレースは、短く、真っ直ぐに、幅広くします。
2. V_{FB} ピンは帰還抵抗に直接接続されていますか? 抵抗分割器 $R1/R2$ は、 C_{OUT} の (+) プレートとグランドの間に接続しなければなりません。
3. C_{IN} の (+) プレートは V_{IN} にできるだけ近づけて接続されていますか? このコンデンサは内部パワー・MOSFETにAC電流を供給します。
4. C_{IN} の (-) プレートと C_{OUT} の (-) プレートをできるだけ近づけます。
5. スイッチング・ノードSWを敏感な V_{FB} ノードから離します。

Hot Swapはリニアテクノロジー社の商標です。

アプリケーション情報

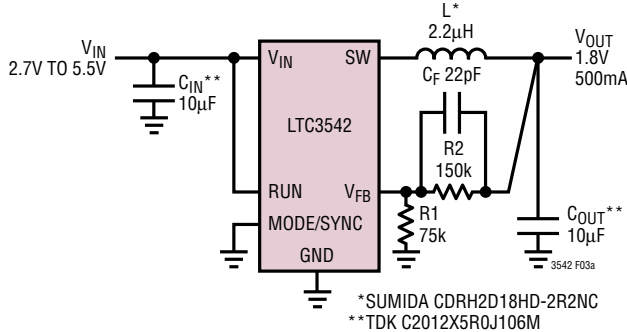


図3a.標準的応用例

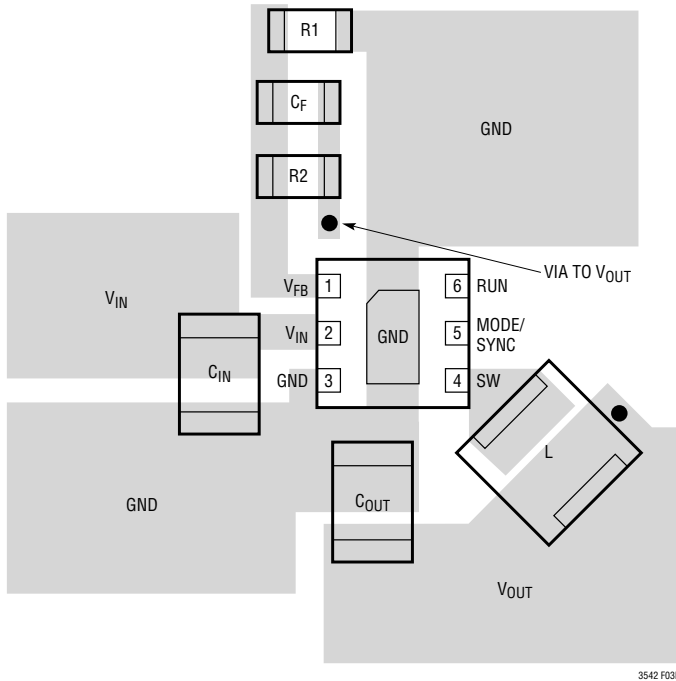


図3b.レイアウト図

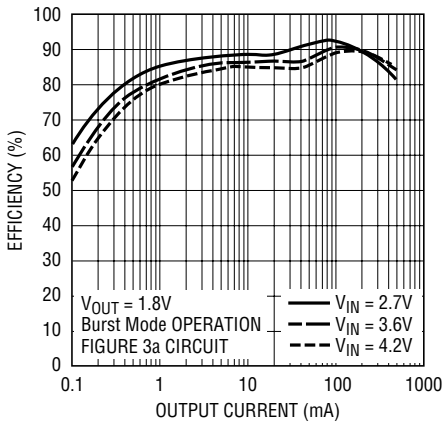


図3c.効率曲線

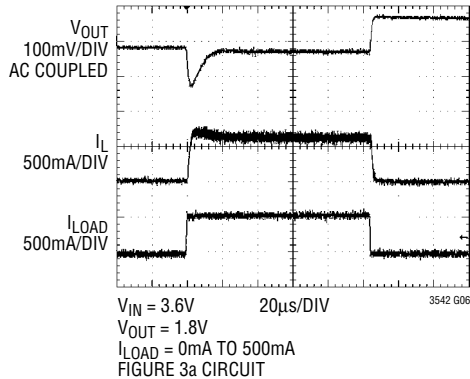
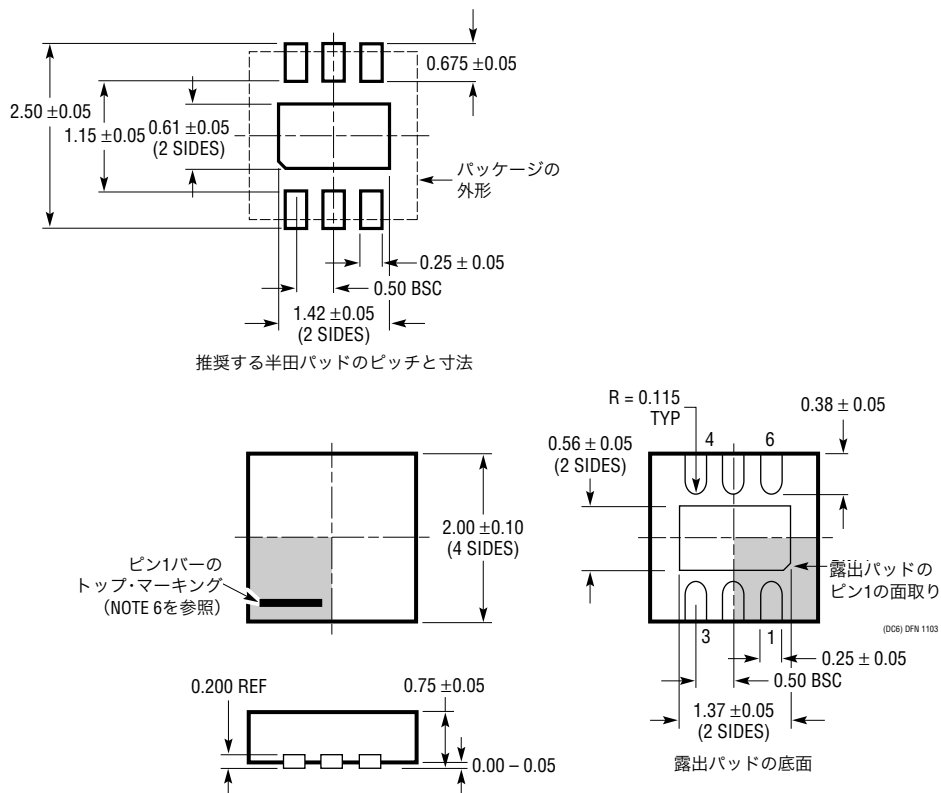


図3d.負荷ステップ

パッケージ寸法

DCパッケージ
6ピン・プラスチックDFN(2mm×2mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1703)

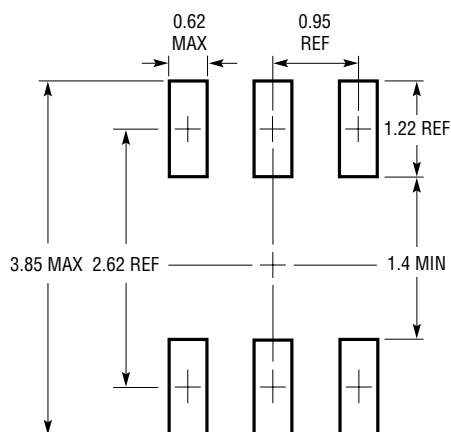


NOTE:

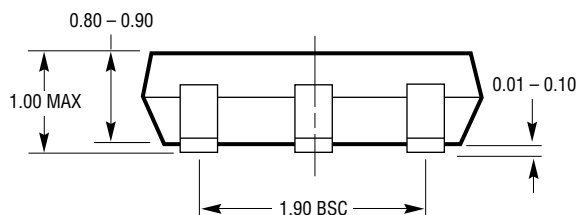
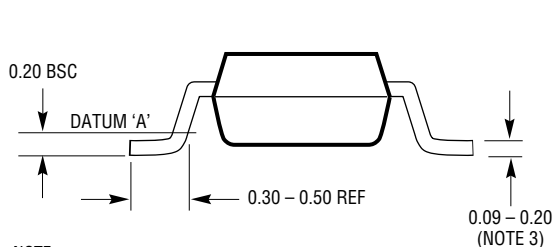
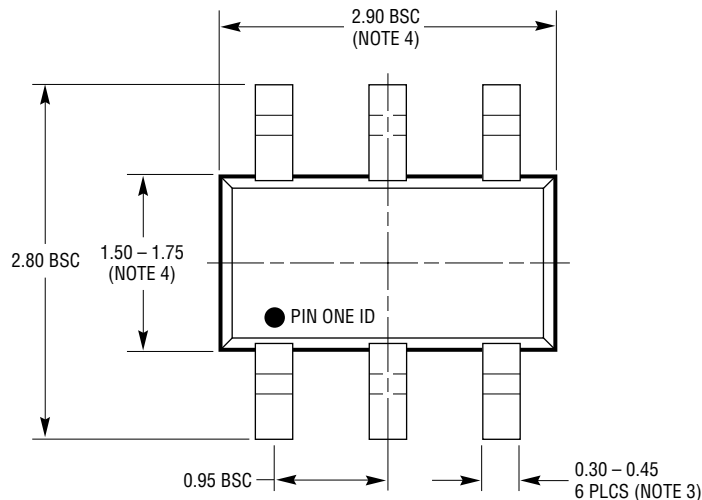
1. 図はJEDECパッケージ外形M0-229のバリエーション(WCCD-2)になる予定
2. 図は実寸とは異なる
3. すべての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは (もしあれば) 各サイドで0.15mmを超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン1の位置の参考に過ぎない

パッケージ寸法

S6パッケージ
6ピン・プラスチックTSOT-23
(Reference LTC DWG # 05-08-1636)



IPC CALCULATORを使った
推奨半田パッド・レイアウト



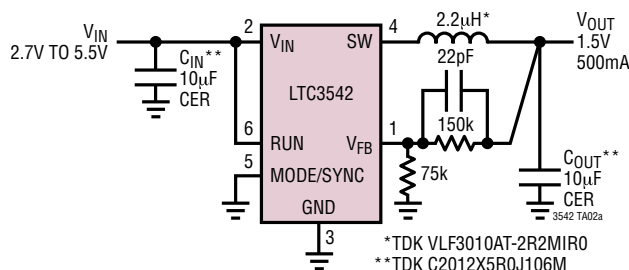
S6 TSOT-23 0302

NOTE:

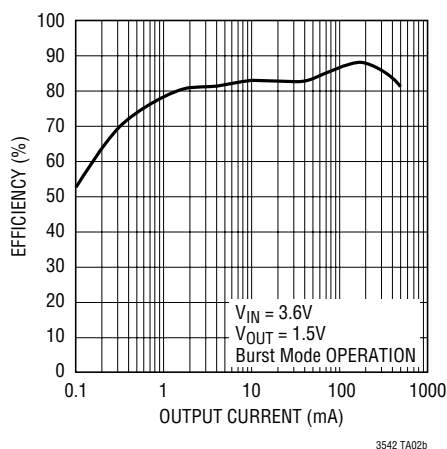
1. 寸法はミリメートル
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法にはメッキを含む
4. 寸法にはモールドのバリやメタルのバリを含まない
5. モールドのバリは0.254mmを超えてはならない
6. JEDECパッケージ参照番号はM0-193

標準的応用例

高さの低い(1mm未満)部品の使用



効率と出力電流



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3405/LTC3405B	300mA (I _{OUT})、1.5MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V _{IN} : 2.5V~5.5V、V _{OUT} = 0.8V(最小)、I _Q = 20µA、I _{SD} < 1µA、ThinSOTパッケージ
LTC3406/LTC3406B	600mA (I _{OUT})、1.5MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 96%、V _{IN} : 2.5V~5.5V、V _{OUT} = 0.6V(最小)、I _Q = 20µA、I _{SD} < 1µA、ThinSOTパッケージ
LTC3407/LTC3407-2	デュアル600mA/800mA (I _{OUT})、1.5MHz/2.25MHz、同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V _{IN} : 2.5V~5.5V、V _{OUT} = 0.6V(最小)、I _Q = 40µA、I _{SD} < 1µA、MS10E、DFNパッケージ
LTC3409	600mA (I _{OUT})、1.7MHz/2.6MHz、同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 96%、V _{IN} : 1.6V~5.5V、V _{OUT} = 0.6V(最小)、I _Q = 65µA、I _{SD} < 1µA、DFNパッケージ
LTC3410/LTC3410B	300mA (I _{OUT})、2.25MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V _{IN} : 2.5V~5.5V、V _{OUT} = 0.8V(最小)、I _Q = 26µA、I _{SD} < 1µA、SC70パッケージ
LTC3411	1.25A (I _{OUT})、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V _{IN} : 2.5V~5.5V、V _{OUT} = 0.8V(最小)、I _Q = 60µA、I _{SD} < 1µA、MS10、DFNパッケージ
LTC3548	デュアル400mA/800mA (I _{OUT})、2.25MHz、同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V _{IN} : 2.5V~5.5V、V _{OUT} = 0.6V(最小)、I _Q = 40µA、I _{SD} < 1µA、MS10、DFNパッケージ
LTC3561	1A (I _{OUT})、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V _{IN} : 2.6V~5.5V、V _{OUT} = 0.8V(最小)、I _Q = 240µA、I _{SD} < 1µA、3mm×3mm DFNパッケージ