

PLL、ソフトスタート、 スペクトル拡散機能付き600mA 同期整流式降圧レギュレータ

特長

- 出力電流: 600mA
- 入力電圧範囲: 2.5V~5.5V
- 2.25MHzの固定周波数動作、スペクトル拡散
または同期PLL (1MHz~3MHz)
- 高効率: 最大95%
- ピーク・インダクタ電流: 1A
- 非常に少ない消費電流: Burst Mode動作時にわずか45 μ A
- ショットキー・ダイオードが不要
- 低損失動作: 100%デューティ・サイクル
- 過温度保護機能
- セラミック・コンデンサによる安定動作
- シャットダウン・モード時の消費電流: 1 μ A未満
- 出力電圧精度: $\pm 2\%$
- 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
- ソフトスタート
- 高さの低い (0.75mm) 2mm \times 3mmの6ピンDFNパッケージ

アプリケーション

- 携帯型計測器
- 携帯電話

概要

LTC[®]3543は高効率モノリシック同期整流式電流モード降圧レギュレータです。

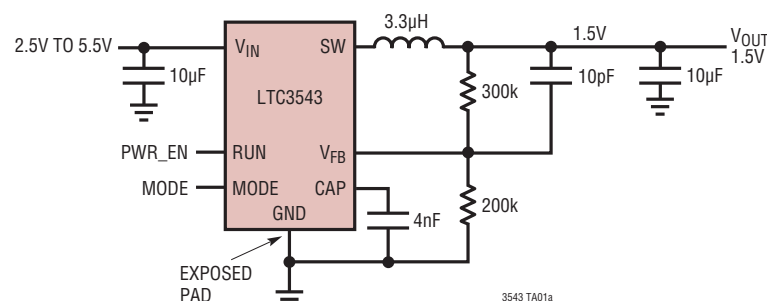
スイッチング周波数は2.25MHzに内部設定されているので、小型の表面実装インダクタやコンデンサを使用することができます。PLLモードでは、1MHz~3MHzの周波数を得ることができます。また、スペクトル拡散も可能なので、さらに低ノイズの安定化出力を供給し、入力ノイズを低く抑えることができます。

Burst Mode[®]動作時の消費電流はわずか45 μ Aであり、シャットダウン時には1 μ A未満になります。LTC3543は2.5V~5.5Vの入力電圧で動作するので、1セル・リチウム・イオン・バッテリーで駆動するアプリケーションに最適です。100%デューティ・サイクルにより低損失動作が可能になり、携帯システムのバッテリー寿命を延ばします。Burst Mode動作によって軽負荷時の効率を向上させ、バッテリー寿命をさらに延ばします。

同期スイッチを内蔵しているので、効率が向上し、外付けショットキー・ダイオードが不要です。

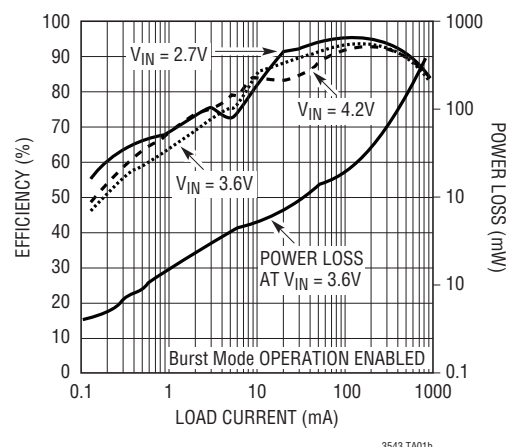
LT、**LT**、**LTC**、**LTM**、**Linear Technology**、**Burst Mode**および**Linear**のロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。
他のすべての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。
5481178、6580258、6304066、6127815、6498466、6611131を含む米国特許により保護されています。

標準的応用例



MODE = VIN \rightarrow PULSE SKIP
MODE = VFB \rightarrow PULSE SKIP WITH SPREAD SPECTRUM
MODE = GND \rightarrow Burst Mode OPERATION
MODE = EXTERNAL CLOCK \rightarrow PLL

効率および電力損失と負荷電流



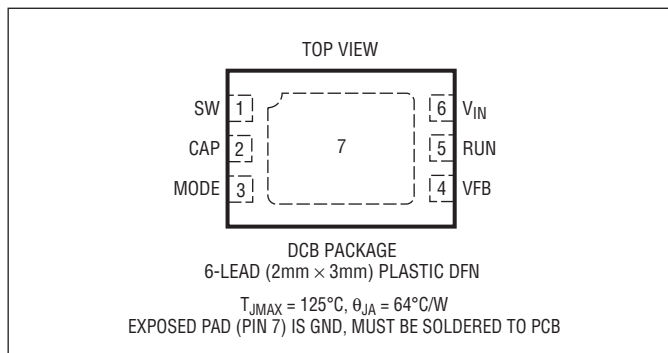
LTC3543

絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN} 電圧	$-0.3V \sim 6V$
RUN、 V_{FB} 、MODE、CAP 電圧	$-0.3V \sim V_{IN}$
SW 電圧	$-0.3V \sim (V_{IN} + 0.3V)$
動作温度範囲 (Note 2)	$-40^{\circ}C \sim 85^{\circ}C$
接合部温度 (Note 3)	$125^{\circ}C$
保存温度範囲	$-65^{\circ}C \sim 125^{\circ}C$

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
LTC3543EDCB#PBF	LTC3543EDCB#TRPBF	LCCK	6-Lead (2mm × 3mm) Plastic DFN	$-40^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$

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。
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
RUN	Run Threshold		0.3	1	1.5	V
V_{FB}	Regulated Feedback Voltage	(Note 4)	● 0.588	0.6	0.612	V
I_{VFB}	Feedback Pin Current				50	nA
I_{PK}	Peak Inductor Current	$V_{IN} = 3.6V$, $V_{FB} = 0V$	0.7	1	1.3	A
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation			0.5		%/mA
$V_{LINEREG}$	Output Voltage Line Regulation	(Note 4)			0.5	%/V
V_{IN}	Input Voltage Range		● 2.5		5.5	V
I_S	Input DC Bias Current	(Note 5) Active Mode $V_{OUT} = 90\%$, $I_{LOAD} = 0A$ Sleep Mode $V_{OUT} = 103\%$, $I_{LOAD} = 0A$ Shutdown $V_{RUN} = 0V$, $V_{IN} = 5.5V$		375 45 0.1	500 70 1	μA μA μA
f_{OSC}	Nominal Oscillator Frequency		● 1.80	2.25		MHz
R_{PFET}	$R_{DS(ON)}$ of P-Channel FET	$I_{SW} = 100mA$		0.45		Ω
R_{NFET}	$R_{DS(ON)}$ of N-Channel FET	$I_{SW} = 100mA$		0.35		Ω
I_{SW}	SW Leakage	$V_{RUN} = 0V$, $V_{SW} = 0V$ or $5.5V$, $V_{IN} = 5.5V$			±1	μA

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに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。

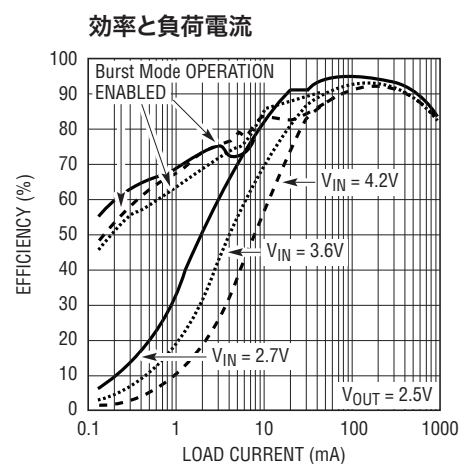
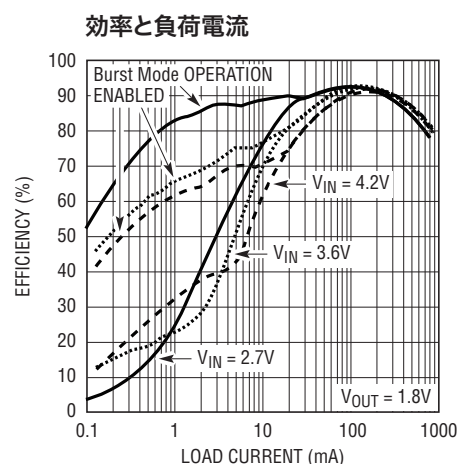
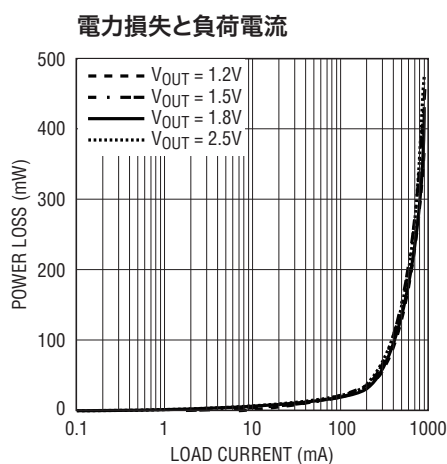
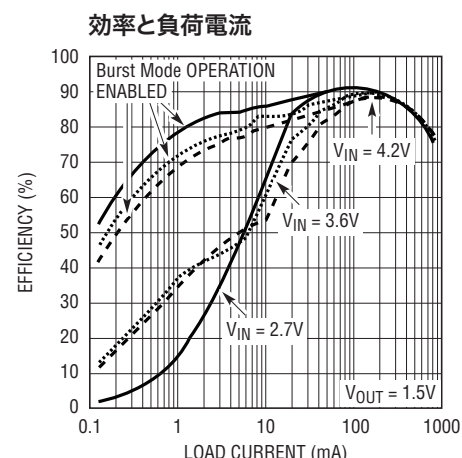
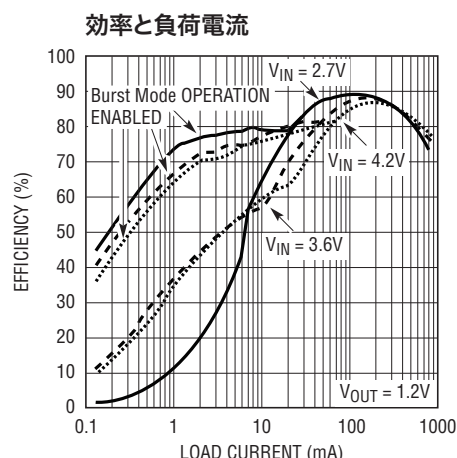
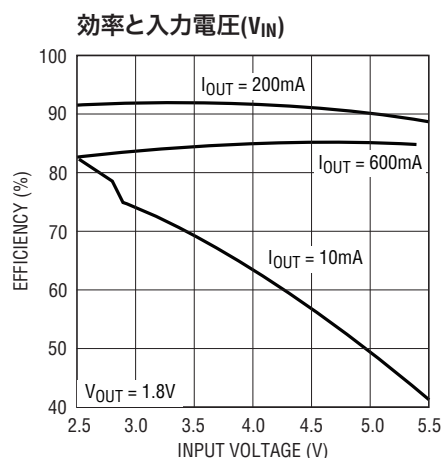
Note 2: LTC3543Eは $0^{\circ}C \sim 85^{\circ}C$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。
 $-40^{\circ}C \sim 85^{\circ}C$ の動作温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。

電气的特性

Note 3: T_J は周囲温度 T_A および電力損失 P_D から次式に従って計算される。 $T_J = T_A + (P_D)(64^\circ\text{C/W})$

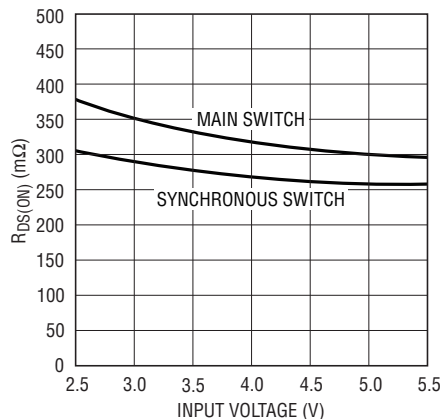
Note 5: スイッチング周波数で供給されるゲート電荷により動作時電源電流が増える。

Note 4: LTC3543は V_{FB} をエラーアンプの出力に接続する独自のテスト・モードでテストされる。このテスト・モードは、連続モード動作と等価である。

標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ (図1aから)。

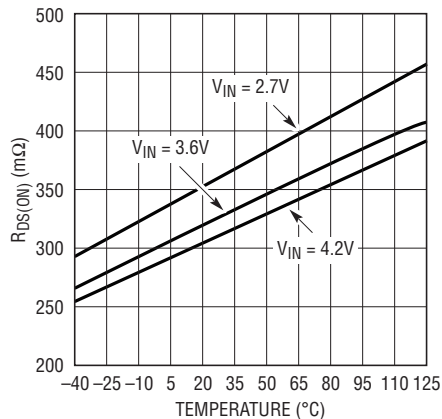
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

$R_{DS(ON)}$ と入力電圧(V_{IN})



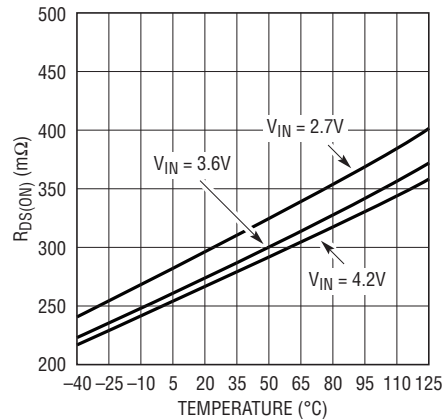
3543 G07

メイン・スイッチ抵抗と温度



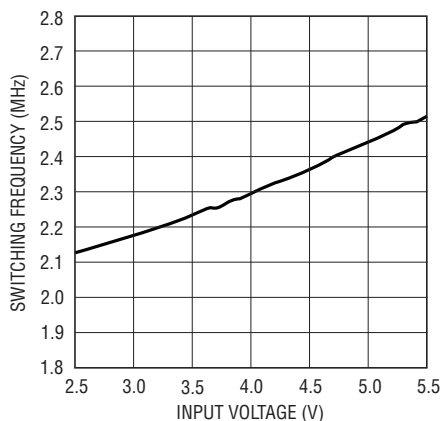
3543 G08

同期スイッチ抵抗と温度



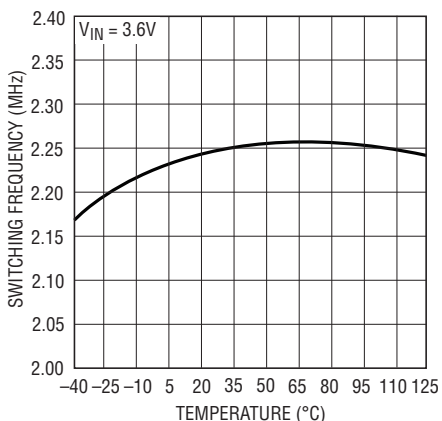
3543 G09

スイッチング周波数と
入力電圧(V_{IN})



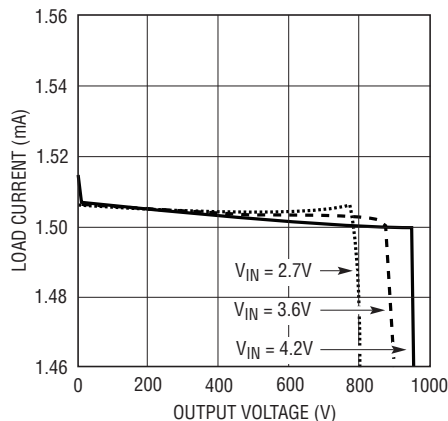
3543 G10

スイッチング周波数と温度



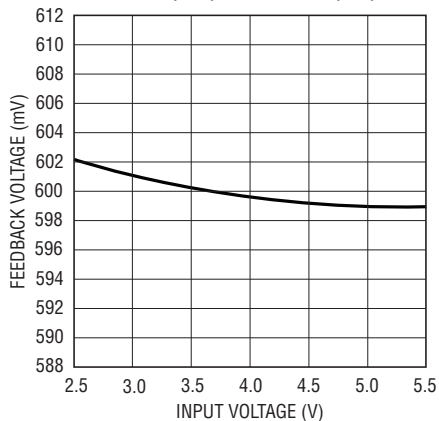
3543 G11

出力電圧と負荷電流



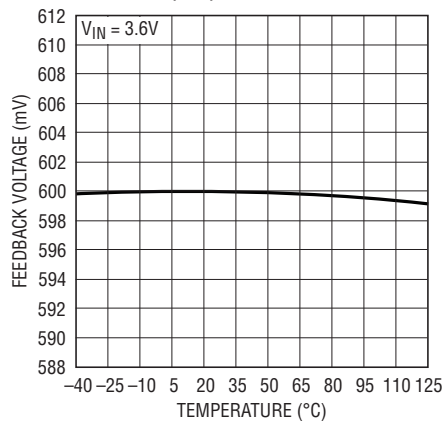
3543 G12

帰還電圧(V_{FB})と入力電圧(V_{IN})

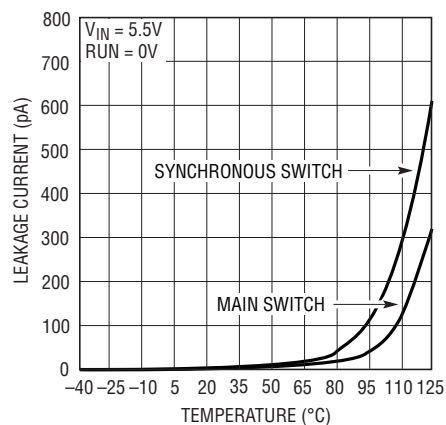
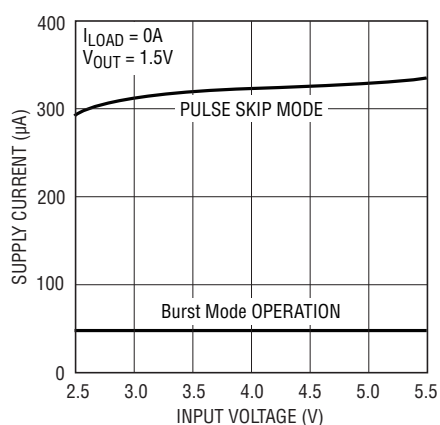


3543 G13

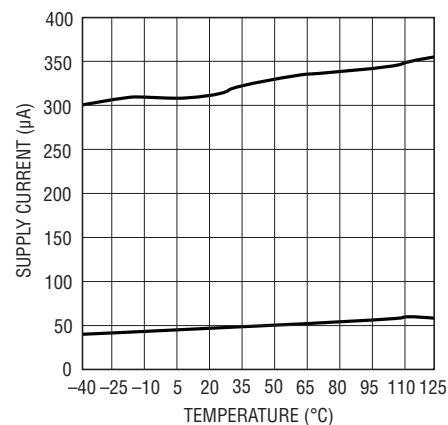
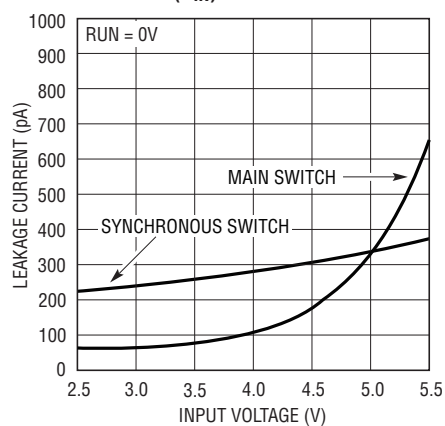
帰還電圧(V_{FB})と温度



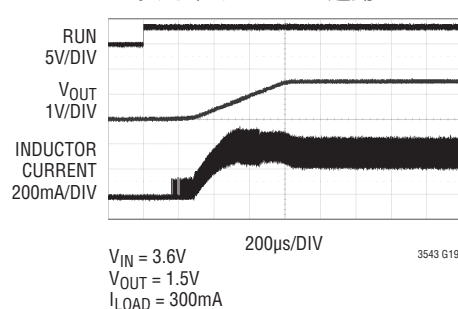
3543 G14

標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。スイッチ・リーク(I_{SW})と温度動作時消費電流と入力電圧(V_{IN})

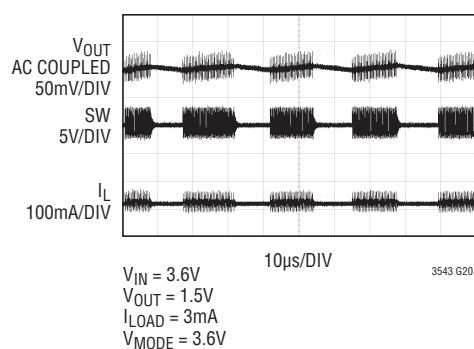
動作時消費電流と温度

スイッチ・リーク(I_{SW})と
入力電圧(V_{IN})

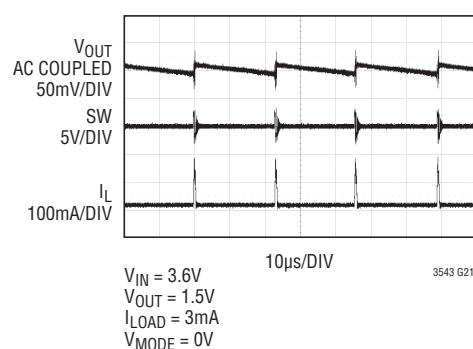
シャットダウンからの起動



パルス・スキップ動作

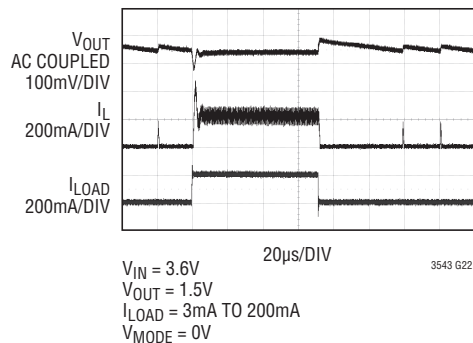


Burst Mode動作

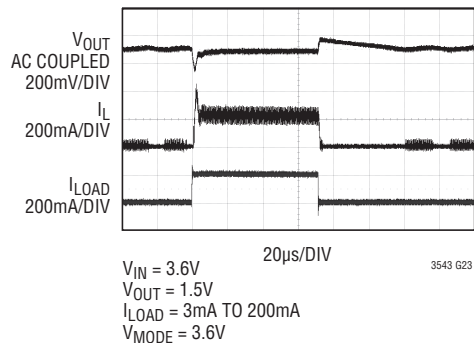


標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

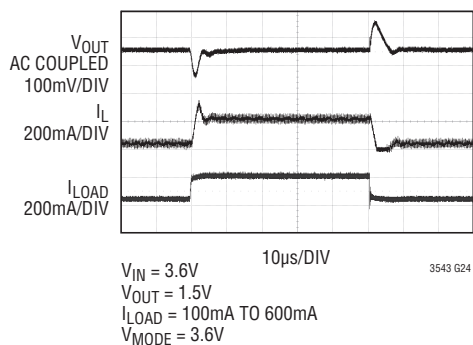
負荷ステップ



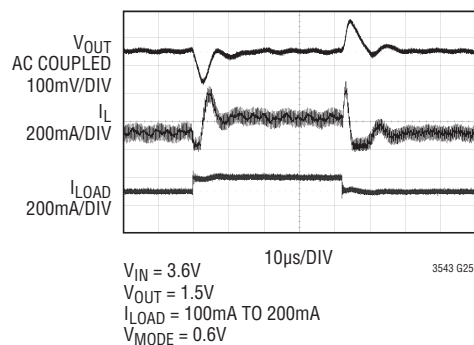
負荷ステップ



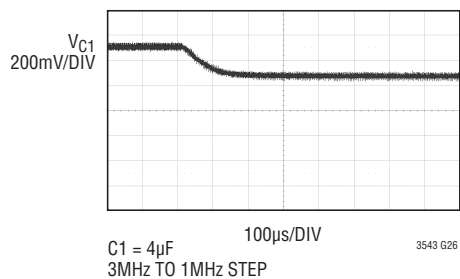
負荷ステップ



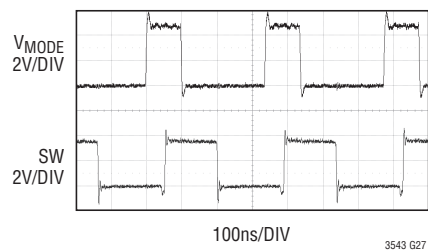
スペクトル拡散負荷ステップ



PLL動作



3MHz時のPLL動作



ピン機能

SW (ピン1): インダクタへのスイッチ・ノード・コネクタ。このピンは、内部メイン・スイッチおよび同期パワー・MOSFETスイッチのドレインに接続されています。

CAP (ピン2): スペクトル拡散の平坦化またはPLL応答のために使用するコンデンサ接続ピン。他のプレートがGNDに接続されているコンデンサに接続するか、ピンをフロート状態のままにしておきます。値 = 1nF~10nF。

MODE (ピン3): モード選択ピン。以下のように接続して、所期の動作を起動します。MODE = GND→Burst Mode動作、MODE = V_{FB} →スペクトル拡散によるパルス・スキップ、MODE = V_{IN} →パルス・スキップ、MODE = 外部クロック→PLLモード。

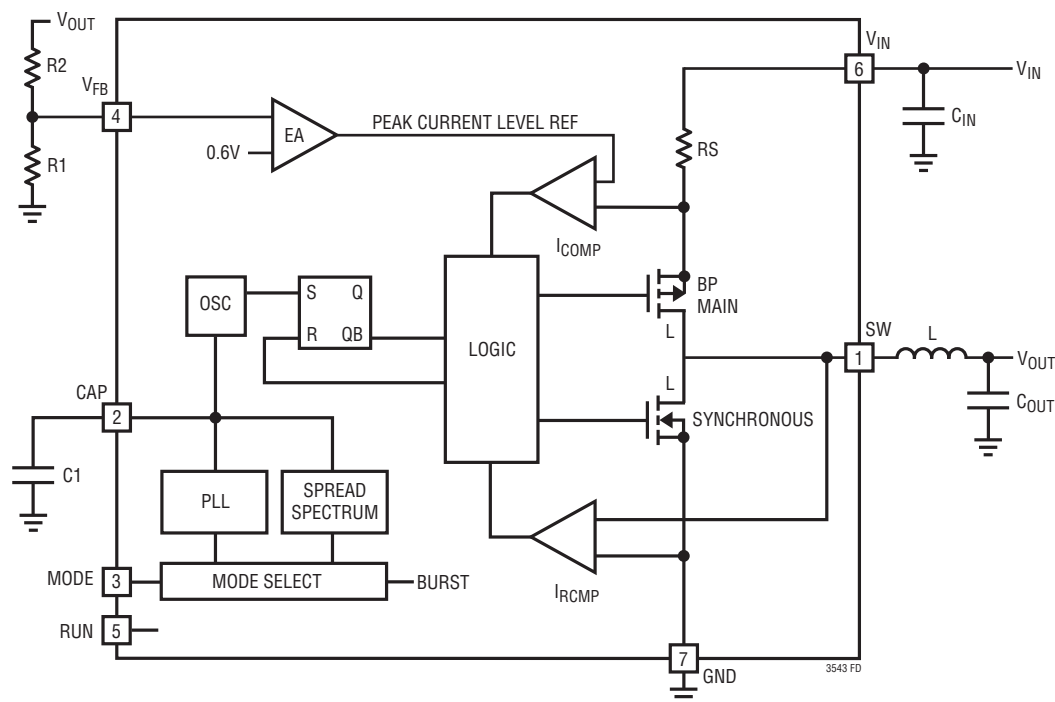
V_{FB} (ピン4): 外付け帰還抵抗用帰還センス・ピン。

RUN (ピン5): 実行制御入力。このピンを1.5Vを超える電圧に強制するとデバイスがイネーブルされます。このピンを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します。シャットダウン時にはすべての機能がディスエーブルされ、消費電流が1 μ A未満になります。RUNピンは、フロート状態のままにしないでください。

V_{IN} (ピン6): 主電源ピン。

露出パッド (ピン7): グランド接続された露出パッド。

機能図



動作 (機能図を参照)

メイン制御ループ

LTC3543は、メイン(PチャネルMOSFET)スイッチと同期(NチャネルMOSFET)スイッチの両方を内蔵した電流モード降圧アーキテクチャを採用しています。通常動作時は、発振器がRSラッチをセットするとサイクルごとに内部のトップ・パワーMOSFETがオンになり、電流コンパレータ(ICOMP)がRSラッチをリセットするとオフになります。ICOMPがRSラッチをリセットすると、ピーク・インダクタ電流はエラーアンプEAの出力によって制御されます。負荷電流が増加すると、内部リファレンス電圧に対して帰還電圧 V_{FB} がわずかに低下し、それによって、平均インダクタ電流が新しい負荷電流に等しくなるまでEAアンプの出力電圧が上昇します。トップMOSFETがオフの間、ボトムMOSFETは、(電流反転コンパレータ I_{RCMP} が示すように)インダクタ電流が逆流し始めるまで、または次のクロック・サイクルが始まるまでオンになります。

Burst Mode動作

LTC3543は、内部パワーMOSFETが負荷の要求に応じて断続的に動作するBurst Mode動作が可能です。Burst Mode動作は、MODEピンをグラウンドに接続することによってイネーブルされます。

Burst Mode動作時は、インダクタ・ピーク電流が100mAを下回ったことをLTC3543の内部回路がセンスします。このレベルを下回ると、パワーMOSFETと不要な回路がオフになり、消費電流を45 μ Aまで減少させ、ピーク電流のリファレンス・レベルを100mAに保ちます。LTC3543は、帰還電圧がこの内部リファレンスを下回るまでこのスリープ状態を保ちます。この状態になると、レギュレータが起動し、インダクタによって100mAの電流パルスが発生します。軽負荷では、出力電圧が上昇し、内部ピーク電流リファレンスが減少します。ピーク電流リファレンスが100mAを下回ると、デバイスは再びスリープ・モードになり、このサイクルが繰り返されます。このプロセスは、負荷の要求に依存したペースで繰り返されます。

パルス・スキップ・モード動作

MODEピンを V_{IN} に接続すると、LTC3543はパルス・スキップ・モードになります。軽負荷では、インダクタ電流が0Aになるか、パルスごとに電流が反転することがあります。これは、電流反転コンパレータ(I_{RCMP})によってボトムMOSFETがオフになることで生じます。このとき、スイッチ電圧にリングングが生じます。これは不連続モード動作で、スイッチング・レギュレータにとって正常な動作です。非常に軽い負荷では、LTC3543は、出力を安定に保つために自動的にパルスをスキップします。

スペクトル拡散動作

MODEピンを0.55V~0.8Vに設定すると、デバイスをスペクトル拡散機能を備えたパルス・スキップ・モードにすることができます。これを簡単に行うには、MODEピンを V_{FB} ピンに接続します。このモードでは、CAPとGND間に外付けコンデンサが必要になります。外付けコンデンサにより、周波数遷移が滑らかになります。

スペクトル拡散アーキテクチャは、LTC3543のスイッチング周波数を2MHzから3MHz間でランダムに変化させることによって、入出力電源の放射ノイズと伝導ノイズのピーク値を大幅に低下させるので、電磁干渉(EMI)の規格に準拠しやすくなります。

EMIに敏感なアプリケーションでは、スイッチング・レギュレータが特に問題になる可能性があります。スイッチング・レギュレータは、サイクル単位で動作し、電力を出力に供給します。多くの場合、動作周波数は出力負荷に基づいて決定されているか、一定しています。この変換方法は、動作周波数(基本波)と動作周波数の倍数(高調波)で大規模なノイズ成分を発生させます。図1aは、 $V_{IN} = 3.6V$ 、 $V_{OUT} = 1.5V$ 、 $I_{OUT} = 300mA$ のときの従来の降圧スイッチング・コンバータの出力ノイズ・スペクトルを示したものです(LTC3543のスペクトル拡散動作がデイスエーブルされた状態)。

動作

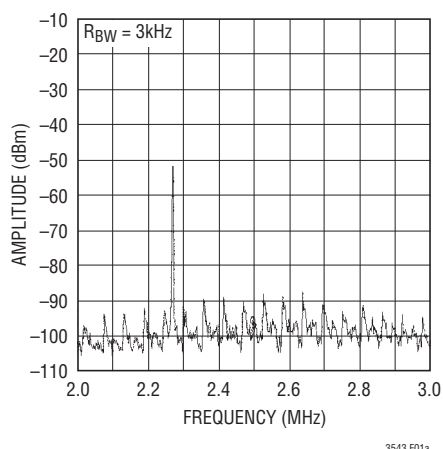


図1a. 基本波と高調波周波数を示す従来の降圧スイッチング・コンバータの出力ノイズ・スペクトル(LTC3543のスペクトル拡散動作がディスエーブルされた状態)

従来の降圧コンバータとは違って、LTC3543の内部発振器は、2MHz～3MHz間でランダムに変化するクロック・パルスが発生するように設計されています。これには周波数範囲にわたってスイッチング・ノイズを広げる利点があり、ピーク・ノイズを大幅に減少させます。図1bは、 $V_{IN} = 3.6V$ 、 $V_{OUT} = 1.5V$ 、 $I_{OUT} = 300mA$ のときのLTC3543の出力ノイズ・スペクトルを示したものです(スペクトル拡散動作がイネーブルされた状態)。ピーク出力ノイズが大幅に減少(約20dBm)していることがわかります。

フェーズロック・ループ動作

LTC3543には、フェーズロック・ループ(PLL)が搭載されており、内部発振器がMODEピンに接続された外部クロック・ソースと同期します。この場合、外付けコンデンサをCAPピンとGND間に接続し、PLLのループ・フィルタの一部として使用する必要があります。LTC3543の位相検出回路は、CAPピンの電圧を内部PチャネルMOSFETのオンのタイミングが同期信号の立上がりエッジに合うように調整します。MODEピンが外部クロック・ソースによってドライブされていないときは、MODEピンを V_{IN} 、GND、または V_{FB} のいずれかの電位に保つ必要があることに注意してください。

LTC3543のPLLの標準的な捕捉範囲は、全温度範囲において1MHz～3MHzであることが保証されています。つまり、LTC3543のPLLは、1MHz～3MHzの外部クロック・ソースにロックすることが保証されています。

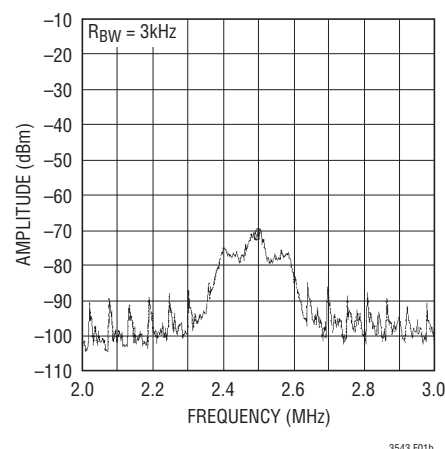


図1b. LTC3543スペクトル拡散降圧スイッチング・コンバータの出力ノイズ・スペクトル。図1aと比較して、基本波および高調波のピーク・スペクトル振幅が低下していることに注目

スイッチング周波数の選択は、効率と部品サイズのトレードオフになります。低周波数動作は、MOSFETのスイッチング損失を低減して効率を向上させますが、出力リップル電圧を低く保つには大きなインダクタンスや容量が必要になります。

ソフトスタート時には、PLLが禁止され、安定した動作が得られるまで内部2.25MHz周波数を使用することに注意してください。また、PLL動作中は、レギュレータはパルス・スキップ・モードになります。

短絡保護

出力がグランドに短絡されると、LTC3543は、大きなインダクタ電流をセンスし、主電源FETがオンになるのを防ぎます。主電源FETは、インダクタ電流が通常レベルに減少するまでオフの状態に保たれます。

ドロップアウト動作

外付け帰還抵抗の比によっては、 V_{IN} が出力電圧レベルに近くなる場合があります。入力電源電圧が出力電圧に近い値まで下がると、デューティ・サイクルは、最大オン時間の方向に増加します。電源電圧をさらに下げると、100%デューティ・サイクルに到達するまでメイン・スイッチが1サイクルを超えてオンに強制され続けます。したがって、出力電圧は、入力電圧からPチャネルMOSFETとインダクタ間の電圧降下を差し引いた値で決まります。

動作

留意すべき重要な点は、入力電源電圧が低いとPチャネル・スイッチの $R_{DS(ON)}$ が増大することです(「標準的性能特性」を参照)。したがって、低入力電圧時に100%デューティ・サイクルでLTC3543を使用するときは、電力損失を計算する必要があります(「アプリケーション情報」の「熱に関する検討事項」を参照)。

低電源電圧動作

LTC3543は、最低2.5Vの入力電源電圧で動作しますが、この低電圧では最大許容出力電流は減少します。図2は、様々な出力電圧に対する最大出力電流の減少と入力電圧との関係を表したものです。

スロープ補償とインダクタのピーク電流

スロープ補償により、高いデューティ・サイクルでの低調波発振が防止されるので、固定周波数アーキテクチャの安定性が得られます。これは、40%を超えるデューティ・サイクルのインダクタ電流信号に補償ランプを追加することによって内部で実現されます。このため、一般に40%を超えるデューティ・サイクルでは最大インダクタ・ピーク電流が減少します。ただし、LTC3543に使用されている特許出願中の回路がこの補償ランプを相殺するので、デューティ・サイクル全体にわたって最大インダクタ・ピーク電流は影響を受けません。

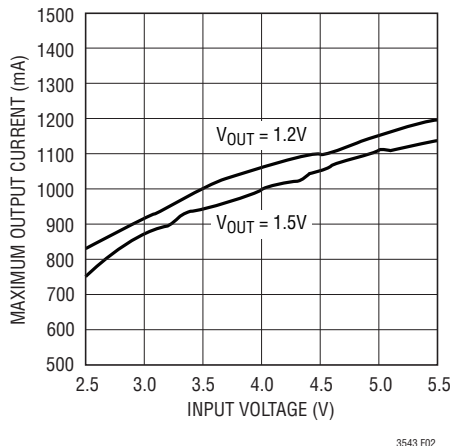


図2. 最大出力電流と入力電圧(V_{IN})

アプリケーション情報

基本的なLTC3543のアプリケーション回路を本データシートの表紙に示します。外付け部品の選択は、負荷要件に基づいて行われ、Lの選択から始まり、それにC_{IN}とC_{OUT}の選択が続きます。

インダクタの選択

多くのアプリケーションでは、インダクタの値は、1μH～4.7μHの範囲で低下します。その値は、必要なリップル電流に基づいて選択されます。インダクタの値が大きくなるとリップル電流が小さくなり、インダクタの値が小さくなるとリップル電流が大きくなります。式1に示すように、V_{IN}またはV_{OUT}が高くなっても、リップル電流が増大します。リップル電流を設定する上での妥当な出発点は、 $\Delta I_L = 130\text{mA} \cdot 20\% I_{\text{LOAD(MAX)}}$ です。

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

インダクタのDC電流定格は、コアの飽和を防止するために、少なくとも最大負荷電流にリップル電流の半分の値を加えたものにする必要があります。したがって、ほとんどのアプリケーションでは、定格665mA(600mA+65mA)のインダクタで十分です。効率を向上させるためには、DC抵抗が小さいインダクタを選択してください。

インダクタの値はBurst Mode動作にも影響を与えます。インダクタの電流ピークが約100mAまで減少すると、低電流動作への遷移が始まります。インダクタの値が小さい(ΔI_L の値が大きい)と、より小さい負荷電流でBurst Mode動作に移行するので、低電流動作の上側の範囲で効率が低下する可能性があります。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増大します。

インダクタのコアの選択

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の選択は、LTC3543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。LTC3543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。

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 (mΩ)	高さ(mm)
TDK	VLF3010AT-2R2M1R0	2.2	1.0	100	1.0
	VLF3012AT-2R2M1R0	2.2	1.0	88	1.2
	VLCF4020T-2R2N1R7	2.2	1.7	54	2.0
	VLCF5020-2R7N1R7	2.7	1.7	58	2.0
	VLCF5020-3R3N1R6	3.3	1.6	69	2.0
	VLCF5020-4R7N1R4	4.7	1.4	79	2.0
Sumida	CDRH2D18/HP-2R2NC	2.2	1.6	48	2.0
Taiyo Yuden	NR4018T4R7M	4.7	1.7	90	1.8
	NP03SB4R7M	4.7	1.2	47	1.8
CoEv	DN4835-2R2	2.2	2.6	47	3.5
	DN4835-3R3	3.3	2.43	58	3.5
	DN4835-6R8	6.8	1.41	117	3.5
Murata	LQH32CN2R2M33	2.2	0.79	97	3.2
	LQH55DN2R2M03	2.2	3.2	29	4.7
	LQH55DN3R3M03	3.3	2.9	36	4.7
	LQH55DN4R7M03	4.7	2.7	41	4.7

アプリケーション情報

C_{IN}とC_{OUT}の選択

連続モードでは、トップMOSFETのソース電流は、デューティ・サイクルがV_{OUT}/V_{IN}の方形波です。大きな過渡電圧を防止するには、最大RMS電流に対応できるサイズの低ESR入力コンデンサを使用する必要があります。コンデンサの最大RMS電流は次式で求められます。

$$C_{IN \text{ required}} I_{RMS} \cong I_{O(MAX)} \cdot \frac{[V_{OUT}(V_{IN}-V_{OUT})]^{1/2}}{V_{IN}} \quad (2)$$

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の、通常、この単純なワーストケース条件が設計に使用されます。コンデンサの製造元のリップル電流定格は、多くの場合、2000時間の寿命時間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レーティングするか、または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。疑問点があれば、必ず製造元に問い合わせてください。

C_{OUT}は、必要な等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。通常、C_{OUT}のESR要件を満たせば、RMS電流定格はI_{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、次式で求められます。

$$\Delta V_{OUT} \cong \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{8fC_{OUT}} \right) \quad (3)$$

ここで、f = 動作周波数、C_{OUT} = 出力容量、ΔI_L = 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は入力電圧に応じて増加するので、出力リップルは入力電圧が最大のとき最大になります。

アルミニウム電解コンデンサと乾式タンタル・コンデンサの両方とも表面実装タイプが提供されています。タンタル・コンデンサの場合、スイッチング電源に使用するためのサージ・テス

トが実施されていることが不可欠です。表面実装タンタル・コンデンサとしては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、テストされているため、一定の体積に対して最小のESRが得られます。その他のコンデンサとして、三洋POSCAP、Kemet T510およびT495シリーズ、Sprague 593Dおよび595Dシリーズがあります。それ以外の特定の推奨製品に関しては、製造元に問い合わせてください。

C₁の選択

拡散スペクトル動作がイネーブルされると、LTC3543の周波数が2MHz～3MHzの周波数範囲にわたってランダムに変化します。この場合、コンデンサをCAPピンとGND間に接続し、周波数の変化を滑らかにします。これは周波数スペクトルを平坦にするだけでなく、周波数が急激に変化しないようにすることによってスイッチング・レギュレータを安定させます。

PLLモードがイネーブルされた場合、外部クロック周波数が内部発振周波数(OSC)を超えると、電流が連続してソースされ、CAPピンの電圧をプルアップします。外部クロック周波数がOSCより低いと、電流は連続してシンクされ、CAPピンの電圧をプルダウンします。外部周波数と内部周波数が等しくても位相が異なる場合、位相差に相当する時間だけ電流パルス(ソースまたはシンク)が使用されます。電流パルスは、内部発振器と外部発振器の位相と周波数が等しくなるまでCAPピンの電圧を調整します。安定した動作点では、CAPピンはハイ・インピーダンスになり、外付けコンデンサがその電圧を保持します。PLLのループ・フィルタが外付けコンデンサを使用することにより、電圧の変化が平滑化され、安定した入力電圧制御発振器に供給されます。C₁の値により、ループがロックする速度が決定されます。一般にC₁は、PLLモードでは、1nF～10nFです。多くのアプリケーションでは、2.2nFが最適な値です。

アプリケーション情報

C_{IN}、C_{OUT}およびC₁のセラミック・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っています。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。LTC3543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、自由にセラミック・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。

ただし、入力と出力にセラミック・コンデンサを使うときには注意が必要です。セラミック・コンデンサを入力に使い、長いコードを介したACアダプタで電力を供給すると、出力の負荷ステップによって入力V_{IN}にリングングが誘起されることがあります。このリングングが出力に結合して、ループが不安定であると誤認されることがあります。さらに悪いことに、長いコードを通して急激な突入電流が流れると、デバイスを損傷するのに十分大きな電圧スパイクがV_{IN}に生じることがあります。

入力と出力にセラミック・コンデンサを選択する場合は、X5RまたはX7Rの誘電体のものを選択します。これらの誘電体は、所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ます。

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。

$$V_{OUT} = 0.6V \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \quad (4)$$

図3に示されているように、外付け抵抗分割器が出力に接続されているので、電圧のリモート・センスが可能です。

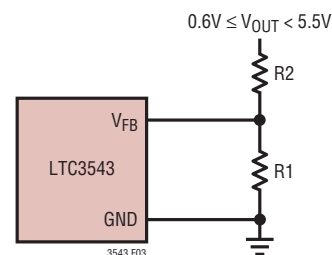


図3. 出力電圧の設定

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、以下の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生じますが、LTC3543の回路の損失の大部分は通常、次の2つの主要因によって生じます。すなわち、V_{IN}の消費電流による損失とI²R損失です。V_{IN}の消費電流による損失が非常に小さい負荷電流での効率の損失を左右するのに対して、I²R損失は中負荷電流から高負荷電流での効率の損失を左右します。図4に示すように実際の電力損失はほとんどないため、標準的な効率曲線では、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。

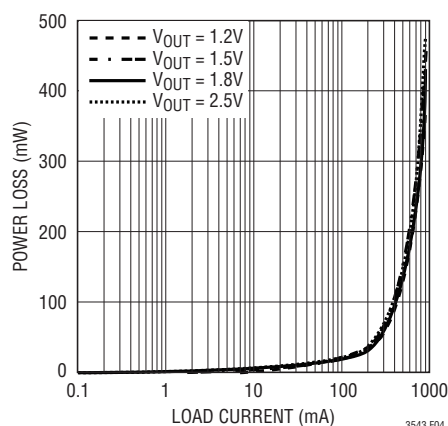


図4. 電力損失と負荷電流

アプリケーション情報

1. V_{IN} 消費電流は次の2つの要素から構成されます。「電気的特性」で示されているDCバイアス電流および内部のメイン・スイッチと同期スイッチ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。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f(QT + QB)$ となります。ここで、 QT と QB は、内部のトップとボトムスイッチのゲート電荷です。DCバイアス損失とゲート充電損失は両方とも 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顕著になります。

2. I^2R 損失は内部スイッチの抵抗 R_{SW} と外付けインダクタの抵抗 R_L から計算されます。連続モードでは、インダクタ L を流れる平均出力電流は、メイン・スイッチと同期スイッチの間で「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(DC)と相関関係があります。

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

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。

C_{IN} や C_{OUT} のESR消費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追加損失の2%未満に過ぎません。

熱に関する検討事項

LTC3543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、(ドロップアウト時など)低い電源電圧、高いデューティ・サイクルでLTC3543が動作するアプリケーションでは、発熱により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・スイッチがオフになり、SWノードがハイ・インピーダンスになります。

LTC3543が最大接合部温度を超えないようにするには、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の最大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。

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

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までの熱抵抗です。

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、周囲温度が80°C、負荷電流が600mAでドロップアウト状態のLTC3543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、80°CでのPチャネル・スイッチの $R_{DS(ON)}$ は、約0.41Ωになります。したがって、デバイスによる電力損失は以下のとおりです。

$$P_D = I_{LOAD}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 147.6mW$$

DFNパッケージでは、 θ_{JA} は64°C/Wです。したがって、レギュレータの接合部温度は以下のとおりです。

$$T_J = 80^\circ C + 0.1476 \cdot 64 = 89.4^\circ C$$

これは、125°Cの最大接合部温度を十分下回ります。電源電圧が高くなるほどスイッチ抵抗($R_{DS(ON)}$)が小さくなるので、接合部温度が低くなることに注目してください。

アプリケーション情報

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ตอบสนองするのに数サイクルを要します。負荷ステップが生じると、 V_{OUT} はただちに $(\Delta I_{LOAD} \cdot ESR)$ の分だけシフトします。ここで、 ESR は C_{OUT} の等価直列抵抗です。 ΔI_{LOAD} により C_{OUT} の充電または放電も始まるので、帰還誤差信号が発生します。

すると、レギュレータ・ループが機能して V_{OUT} を定常値に戻します。この回復時間に V_{OUT} をモニタして、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ギングがないかチェックすることができます。スイッチング制御ループ理論の詳細については、「アプリケーションノート76」を参照してください。

次に、大容量($>1\mu F$)の電源バイパス・コンデンサを備えた負荷を切り替えることにより、さらに大きな過渡が発生します。放電しきったバイパス・コンデンサが実質的に C_{OUT} と並列接続状態になるため、 V_{OUT} が急速に降下します。負荷スイッチの抵抗が小さく、しかもそのスイッチが瞬時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。唯一の解決策は、スイッチ・ドライブの立上り時間を抑えて、負荷の立上り時間を約 $25 \cdot C_{LOAD}$ に制限することです。したがって、 $3.3V$ に充電される $10\mu F$ のコンデンサには $250\mu s$ の立上り時間が必要で、充電電流は約 $130mA$ に制限されます。

PC基板のレイアウト・チェックリスト

PC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、LTC3543が正しく動作するようにします。これらの項目は、図5と図6にも図示してあります。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、 V_{IN} トレースで構成される電源まわりの配線は、短く、直線的でしかも幅広くします。
2. V_{FB} ピンは、帰還電圧リファレンスに直接接続されていますか。帰還リファレンス電圧と V_{FB} ピンからは、負荷電流が流れていないことを確認してください。
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. スwitchング・ノードのSWは、敏感な V_{FB} ノードから離すようにしてください。
5. C_{IN} と C_{OUT} の(-)プレートはできるだけ近づけてください。

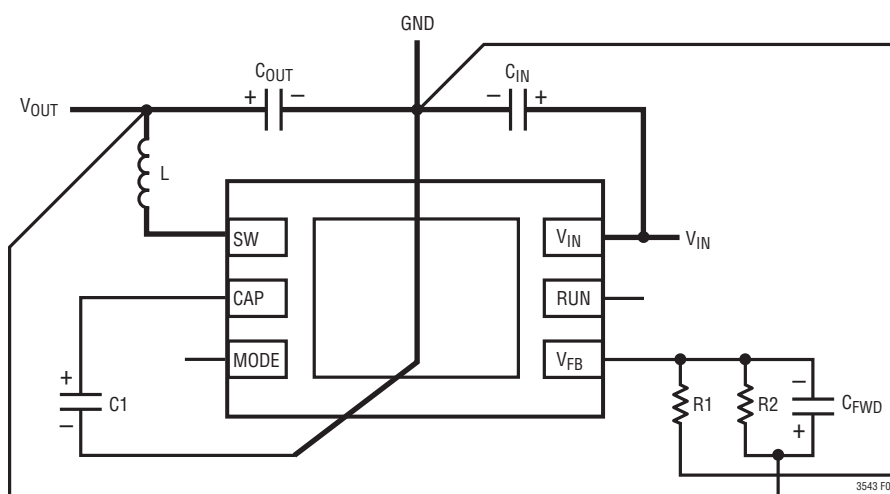


図5. LTC3543のレイアウト図

アプリケーション情報

設計例

設計例として、1セル・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LTC3543を使う場合を考えます。 V_{IN} は、最大4.2Vから約2.7Vまでとします。負荷電流要件は、最大600mAですが、ほとんどの時間はスタンバイ・モードであるため、わずか2mAしか必要としません。低負荷電流と高負荷電流の両方における効率が重要です。出力電圧は1.5Vです。この情報をもとに、式1を使用してLを計算することができます。

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

このアプリケーションには、3.3 μ Hのインダクタが適しており、わずか130mAのリップル電流で済みます。効率を最大にするには、665mA以上のインダクタ、0.05 Ω 未満の直列抵抗を選択します。

式2では、 C_{IN} には、全温度範囲で、 $I_{LOAD(MAX)}/2$ において、少なくとも0.3AのRMS電流定格が必要になります。

式3を使用して、 C_{OUT} にESRが0.05 Ω の4.7 μ Fコンデンサを選択すると、安定化出力電圧に8mVの電圧リップルが得られます。

帰還抵抗として、 $R1 = 402k$ を選択します。 $R2$ は、式4を使用して求めることができます。

$$R2 = \left(\frac{V_{OUT}}{0.6V} - 1 \right) \cdot R1 = 604k$$

図6に全体回路図を示します。

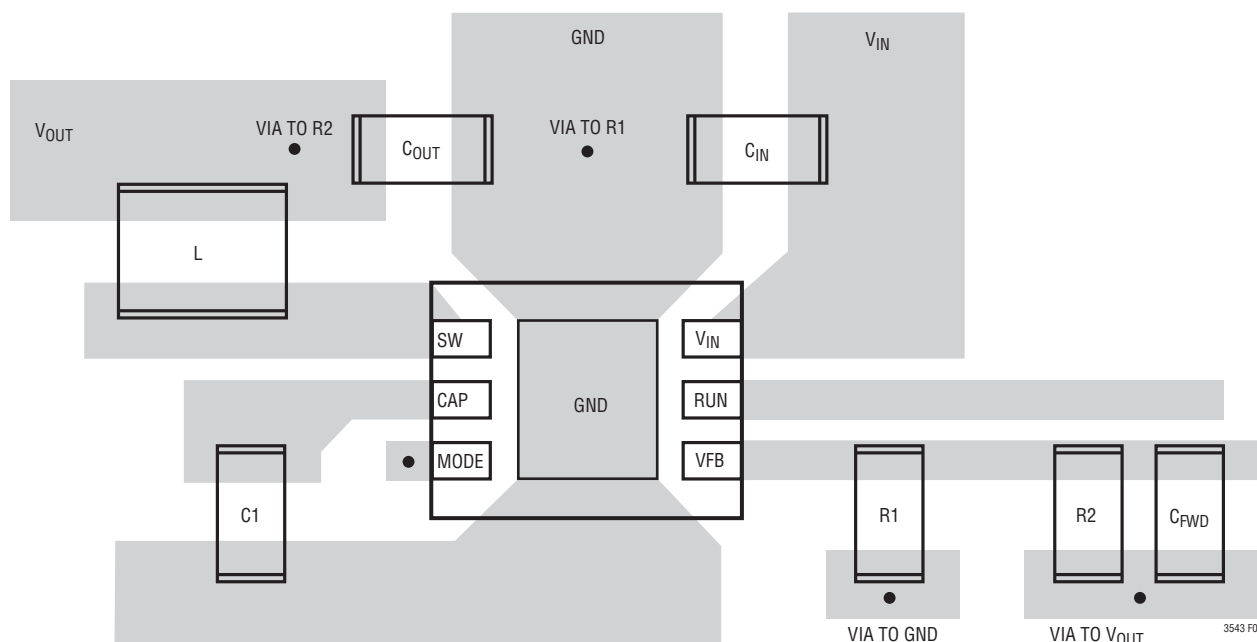
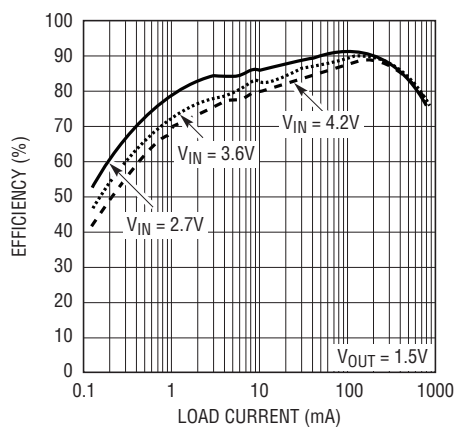
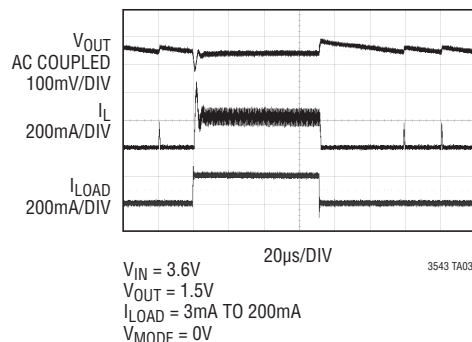
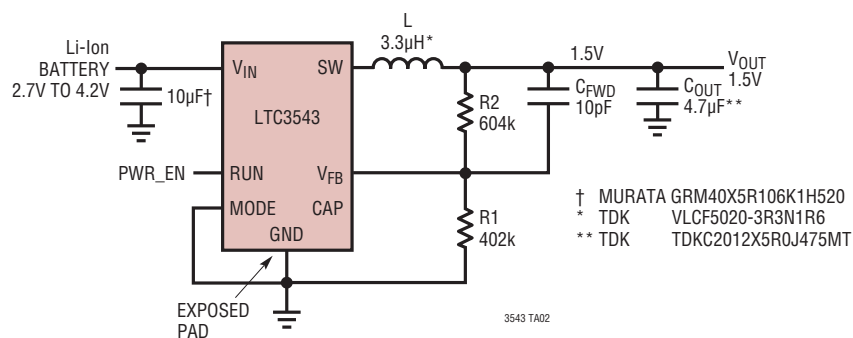


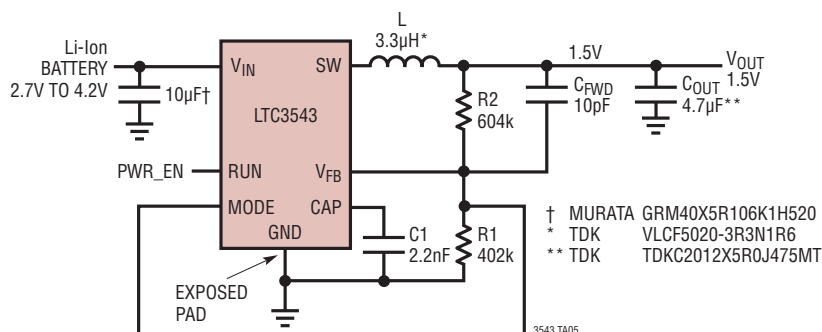
図6. LTC3543の推奨レイアウト図

標準的応用例

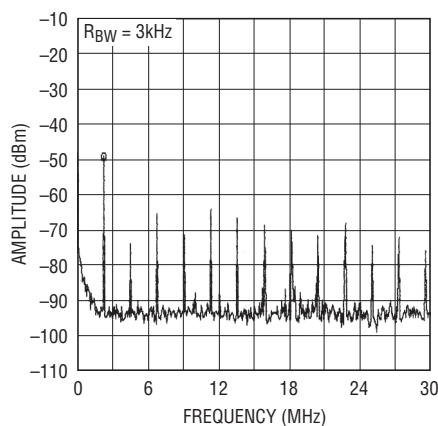


標準的応用例

スペクトル拡散アプリケーション

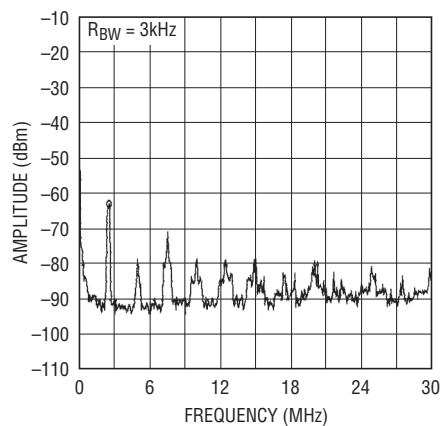


基本波と高調波周波数を示す従来の降圧スイッチング・コンバータの出力ノイズ・スペクトル(LTC3543のスペクトル拡散動作がディスエーブルされた状態)

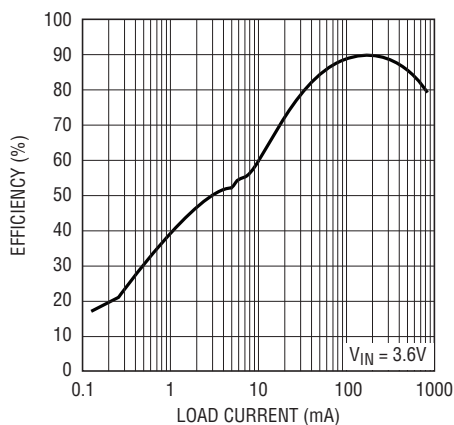


3543 TA06

LTC3543スペクトル拡散降圧スイッチング・コンバータの出力ノイズ・スペクトル。従来の降圧スイッチング・コンバータ出力ノイズに比較して基本波および高調波のピーク・スペクトル振幅が低下していることに注目してください。



3543 TA07

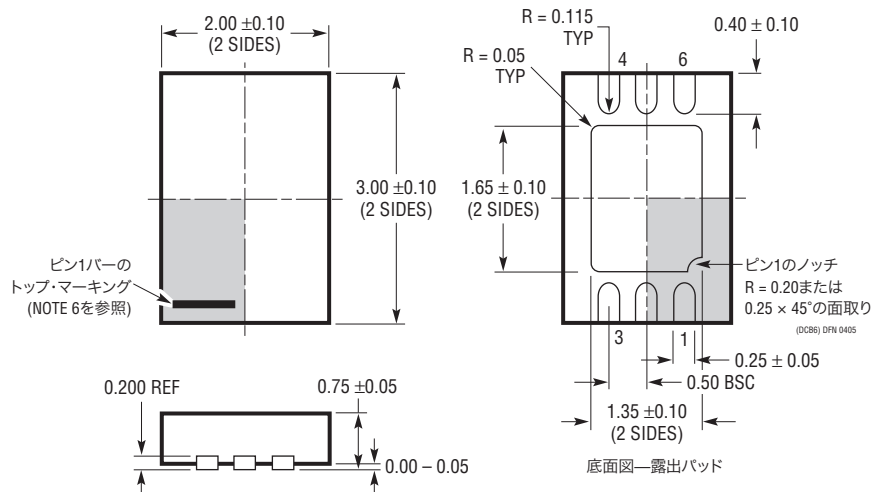
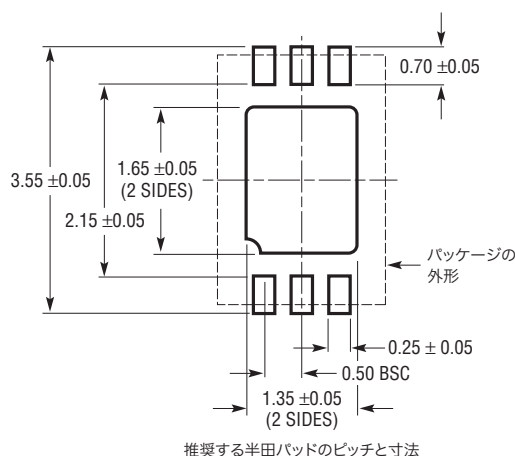


3543 TA08

パッケージ

DCBパッケージ

6ピン・プラスチックDFN (2mm × 3mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1715 Rev A)



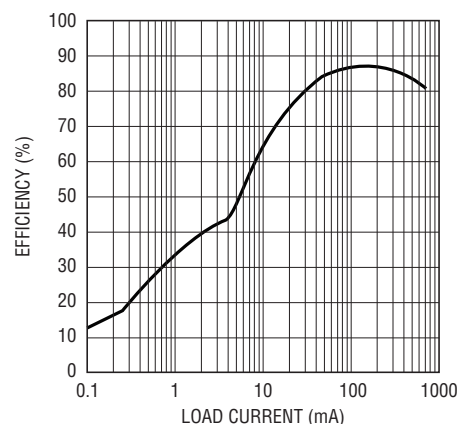
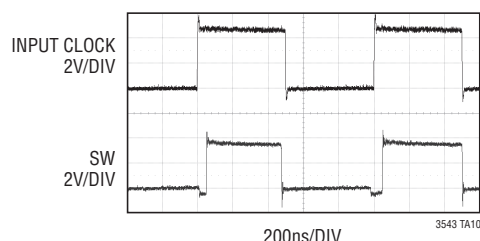
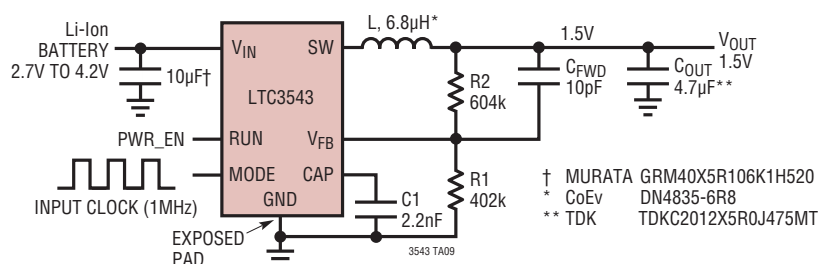
NOTE:

1. 図はJEDECのパッケージ外形M0-229のバリエーションになる予定
2. 図は寸寸とは異なる
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

LTC3543

標準的応用例

PLLアプリケーション



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3405/LTC3405A	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(MIN)} = 0.8V, 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(MIN)} = 0.6V, 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(MIN)} = 0.6V, I _Q = 40µA, I _{SD} = <1µA, MS10Eおよび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(MIN)} = 0.6V, 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(MIN)} = 0.8V, 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(MIN)} = 0.8V, I _Q = 60µA, I _{SD} = <1µA, MS10およびDFNパッケージ
LTC3441/LTC3442/LTC3443	1.2A (I _{OUT}), 2MHz同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%, V _{IN} : 2.4V~5.5V, V _{OUT(MIN)} = 2.4V~5.25V, I _Q = 50µA, I _{SD} = <1µA, DFNパッケージ
LTC3531/LTC3531-3/LTC3531-3.3	200mA (I _{OUT}), 1.5MHz同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%, V _{IN} : 1.8V~5.5V, V _{OUT(MIN)} = 2V~5V, I _Q = 16µA, I _{SD} = <1µA, ThinSOTおよびDFNパッケージ
LTC3532	500mA (I _{OUT}), 2MHz同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	効率: 96%, V _{IN} : 2.4V~5.5V, V _{OUT(MIN)} = 2.4V~5.25V, I _Q = 35µA, I _{SD} = <1µA, MS10およびDFNパッケージ
LTC3542	500mA (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(MIN)} = 0.6V, I _Q = 26µA, I _{SD} = <1µA, 2mm × 2mm DFNおよびThinSOT™パッケージ
LTC3547/LTC3547B	デュアル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(MIN)} = 0.6V, I _Q = 40µA, I _{SD} = <1µA, DFNパッケージ
LTC3548/LTC3548-1/LTC3548-2	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(MIN)} = 0.6V, I _Q = 40µA, I _{SD} = <1µA, MS10EおよびDFNパッケージ
LTC3561	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(MIN)} = 0.8V, I _Q = 240µA, I _{SD} = <1µA, DFNパッケージ

ThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。

3543fa