

特長

- 入力電圧範囲: 1.6V~5.5V
- ソフトスタート機能を内蔵
- 低リップルBurst Mode[®]動作
出力リップル: <20mV_{p-p}
消費電流: 50μA
- 2.25MHzの固定周波数動作
- 高効率: 最大93%
- 出力電流: 250mA ($V_{IN}=1.8V$, $V_{OUT}=1.2V$)
- ピーク・インダクタ電流: 450mA
- ショットキー・ダイオードが不要
- 低ドロップアウト動作: 100%デューティ・サイクル
- リファレンス電圧: 0.611V
- セラミック・コンデンサで安定
- シャットダウン・モードの消費電流: <1μA
- 電流モード動作による優れた入力過渡応答および負荷過渡応答
- 過熱保護機能
- 高さの低い(0.75mm)6ピン(2mm×3mm)DFNパッケージ

アプリケーション

- 2セルAAバッテリー・アプリケーション
- 携帯電話
- デジタルカメラ
- MP3プレーヤ

概要

LTC[®]3549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レギュレータです。出力電圧は外付け抵抗分割器によって調整されます。

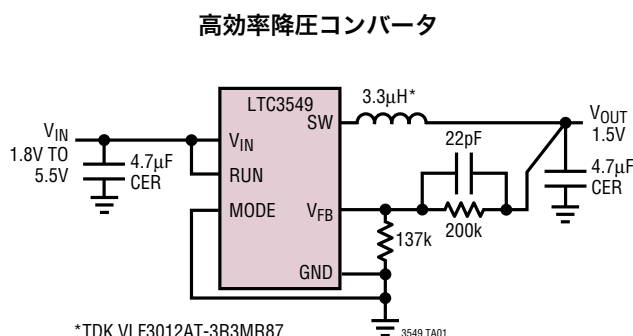
2.25MHzの固定スイッチング周波数で動作するので、セラミックを含む小型の表面実装インダクタやコンデンサを使用できます。

Burst Mode動作時の消費電流はわずか50μAで、シャットダウン時には1μA以下に減少します。入力電圧範囲が1.6V~5.5Vなので、1セル・リチウムイオン、リチウムメタル、2セル・アルカリ、NiCdまたはNiMH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が可能なので、低ドロップアウト動作を行い、携帯システムのバッテリー寿命を延ばします。ユーザーがイネーブル可能なBurst Mode動作によって軽負荷時の効率が向上し、バッテリー寿命をさらに延ばします。

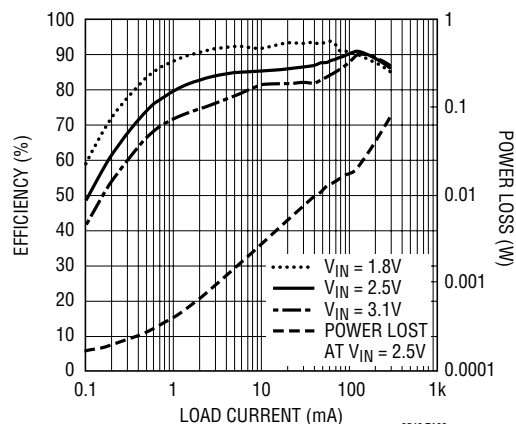
同期スイッチを内蔵しているため、効率が向上し、外付けショットキーダイオードが不要です。また、ソフトスタート機能により、外付け部品を使用せずに起動時の出力電圧立ち上がり時間を制御します。

LT、LT、LTCおよびLTMはリニアテクノロジー社の登録商標です。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を含む米国特許により保護されています。

標準的応用例



Burst Modeの効率、 $V_{OUT} = 1.5V$



LTC3549

絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧.....	-0.3V~6V
RUN、V _{FB} 、MODEの電圧.....	-0.3V~(V _{IN} +0.3V)
SW電圧 < 100nsのパルス.....	-0.3V~(V _{IN} +0.3V)
動作温度範囲 (Note 2).....	-40°C~85°C
接合部温度 (Note 3).....	125°C
保存温度範囲.....	-65°C~125°C

パッケージ/発注情報

TOP VIEW

V_{FB} RUN MODE

6 5 4

7

V_{IN} GND SW

1 2 3

DCB PACKAGE
6-LEAD (2mm × 3mm) PLASTIC DFN
T_{JMAX} = 125°C, θ_{JA} = 64°C/W
EXPOSED PAD (PIN 7) IS GND
MUST BE SOLDERED TO PCB

ORDER PART NUMBER	DCB PART MARKING
LTC3549EDCB	LBZR

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/>

より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°C、V_{IN} = 2.2Vでの値。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
V _{IN}	Input Voltage Range		● 1.6		5.5	V	
V _{RUN}	RUN Threshold		● 0.3	0.7	1.1	V	
I _{RUN}	RUN Leakage Current	V _{RUN} = 0 or 2.2V		0.01	1	μA	
V _{MODE}	MODE Threshold		● 0.3	0.65	1.1	V	
I _{MODE}	MODE Leakage Current	V _{MODE} = 0 or 2.2V		0.01	1	μA	
V _{FB}	Regulated Feedback Voltage	T _A = 25°C (Note 4) 0°C ≤ T _A ≤ 85°C (Note 4) -40°C ≤ T _A ≤ 85°C (Note 4)	● 0.599	0.611	0.623	V	
				0.597	0.611	0.623	V
				0.596	0.611	0.626	V
I _{VFB}	Feedback Current		●		±30	nA	
ΔV _{OVL}	ΔV _{FBOVL} Overvoltage Lockout	ΔV _{OVL} = ΔV _{FBOVL} - V _{FB} (Note 6)		40	60	80	mV
ΔV _{FB}	Reference Voltage Line Regulation	1.6V < V _{IN} < 5.5V (Note 4)	●	0.04	0.4	%/V	
ΔV _{OUT}	Output Voltage Line Regulation	I _{OUT} = 100mA, 1.6V < V _{IN} < 5.5V (Note 7)		0.04	0.4	%/V	
I _{PK}	Peak Inductor Current	V _{FB} = 0.5V or V _{OUT} = 90%		0.3	0.45	0.6	A
V _{LOADREG}	Output Voltage Load Regulation	Pulse Skip Mode, V _{OUT} = 1.2V, 50mA < I _{LOAD} < 250mA (Note 7)		0.5		%	

3549f

電氣的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 2.2\text{V}$ での値。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
I_S	Input DC Bias Current	(Note 5)				
	Active Mode	$V_{OUT} = 90\%$, $I_{LOAD} = 0\text{A}$		300	475	μA
	Sleep Mode	$V_{OUT} = 103\%$, $I_{LOAD} = 0\text{A}$		50	95	μA
	Shutdown	$V_{RUN} = 0\text{V}$, $V_{IN} = 5.5\text{V}$		0.1	5	μA
f_{OSC}	Nominal Oscillator Frequency		● 1.8	2.25	2.7	MHz
t_{SS}	Soft-Start Period	RUN↑		1		ms
R_{PFET}	$R_{DS(ON)}$ of P-Channel FET	$I_{SW} = 100\text{mA}$, Wafer Level		0.5		Ω
		$I_{SW} = 100\text{mA}$, DD Package (Note 7)		0.56		Ω
R_{NFET}	$R_{DS(ON)}$ of N-Channel FET	$I_{SW} = 100\text{mA}$, Wafer Level		0.35		Ω
		$I_{SW} = 100\text{mA}$, DD Package (Note 7)		0.4		Ω
I_{LSW}	SW Leakage	$V_{RUN} = 0\text{V}$, $V_{SW} = 0\text{V}$ or 5.5V , $V_{IN} = 5.5\text{V}$		± 0.1	± 1	μA

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超す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。どのピンの電圧も6Vを超えてはならない。

Note 2: LTC3549E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: 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。

$$LTC3549: T_J = T_A + (P_D)(64^\circ\text{C/W})$$

このデバイスに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が備わっている。過熱保護機能は接合部温度が最高動作接合部温度より高いとアクティブになる。規定された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おそれがある。

Note 4: LTC3549は V_{FB} を誤差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。

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。

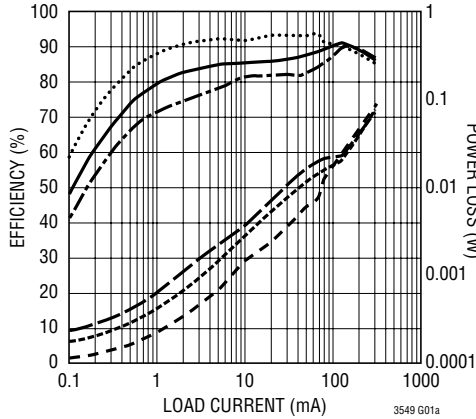
Note 6: ΔV_{OVL} は V_{FB} が安定化帰還電圧を超える必要のある量。

Note 7: 設計によって決定され、製造時にはテストされない。

標準的性能特性

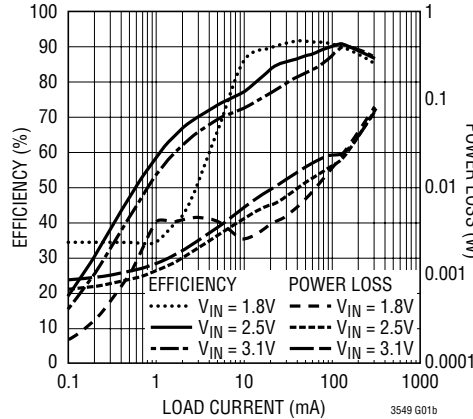
(抵抗分割器の抵抗値以外は表紙の「標準的応用例」から)

効率/電力損失と負荷電流
($V_{OUT} = 1.5V$, Burst Mode)

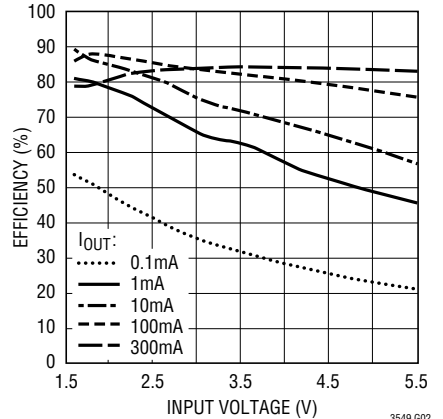


EFFICIENCY POWER LOSS
 $V_{IN} = 1.8V$ - - - $V_{IN} = 1.8V$
 ——— $V_{IN} = 2.5V$ - - - $V_{IN} = 2.5V$
 - - - $V_{IN} = 3.1V$ - - - $V_{IN} = 3.1V$

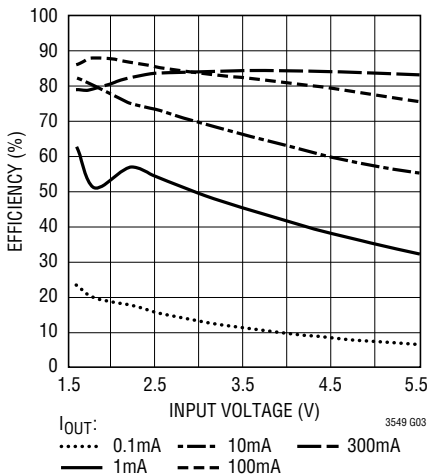
効率/電力損失と負荷電流
($V_{OUT} = 1.5V$, パルス・スキップ)



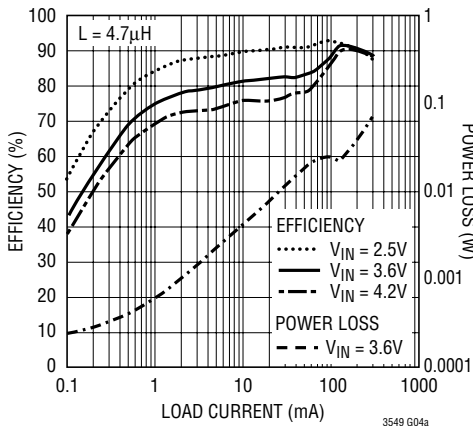
効率と入力電圧
($V_{OUT} = 1.2V$, Burst Mode動作)



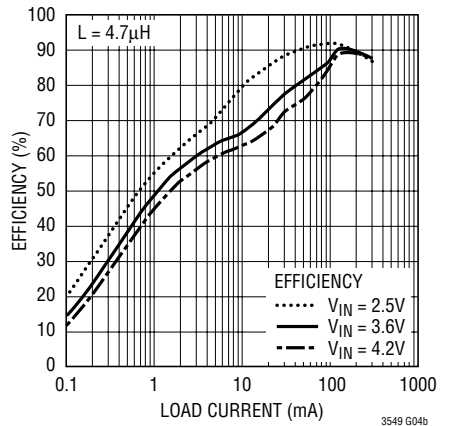
効率と入力電圧
($V_{OUT} = 1.2V$, パルス・スキップ)



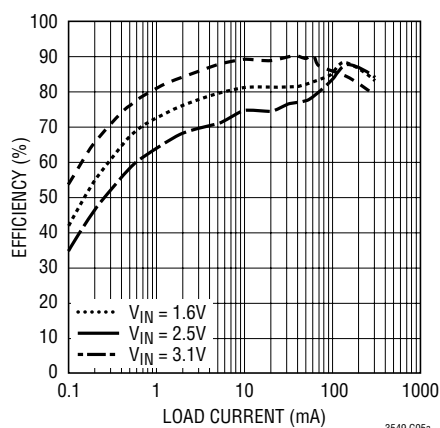
効率/電力損失と負荷電流
($V_{OUT} = 1.8V$, Burst Mode)



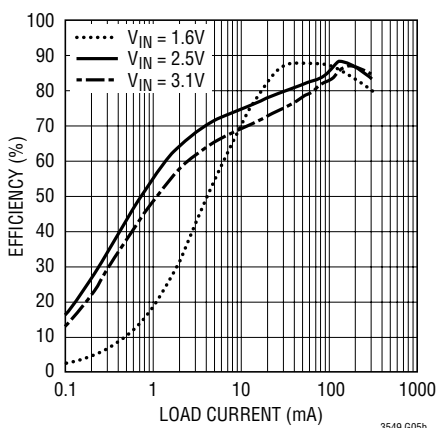
効率と負荷電流
($V_{OUT} = 1.8V$, パルス・スキップ)



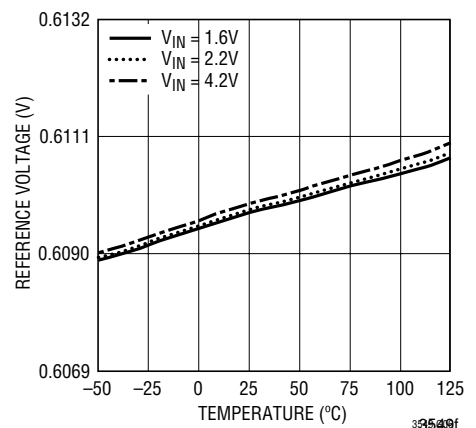
効率と負荷電流
($V_{OUT} = 1.2V$, Burst Mode)



効率と負荷電流
($V_{OUT} = 1.2V$, パルス・スキップ)



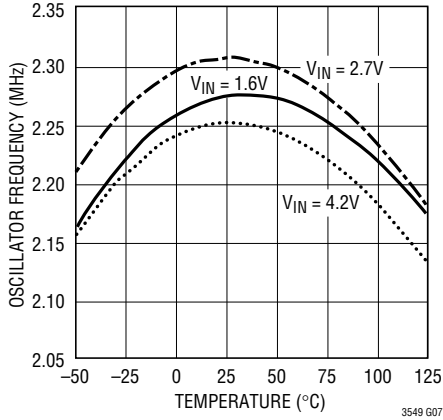
リファレンス電圧と温度



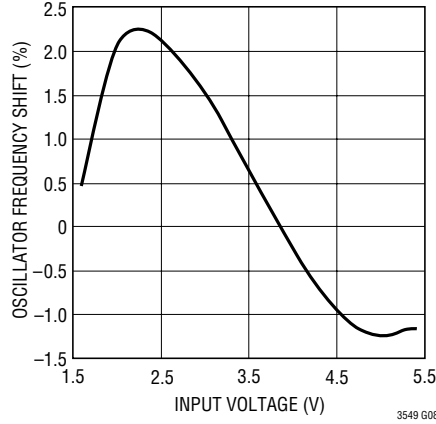
標準的性能特性

(抵抗分割器の抵抗値以外は表紙の「標準的応用例」から)

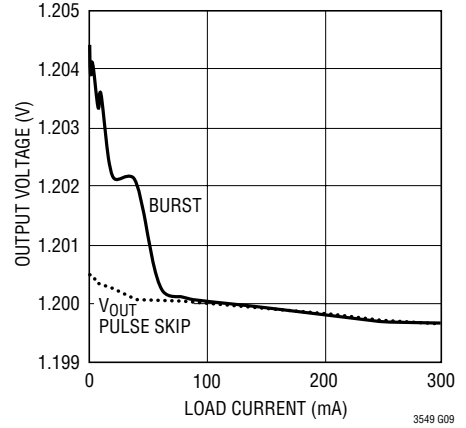
発振器周波数と温度



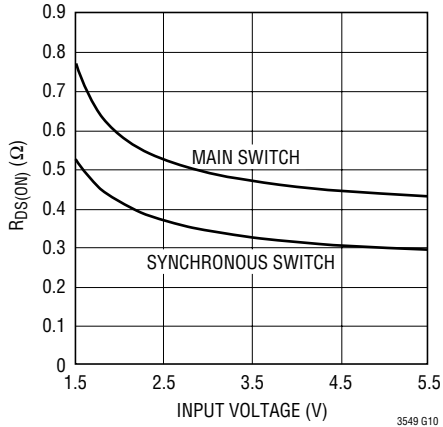
発振器周波数のシフトと入力電圧



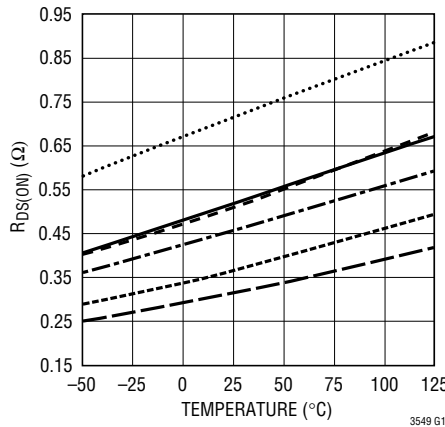
出力電圧と負荷電流
(VIN = 1.6V、VOUT = 1.2V)



RDS(ON)と入力電圧

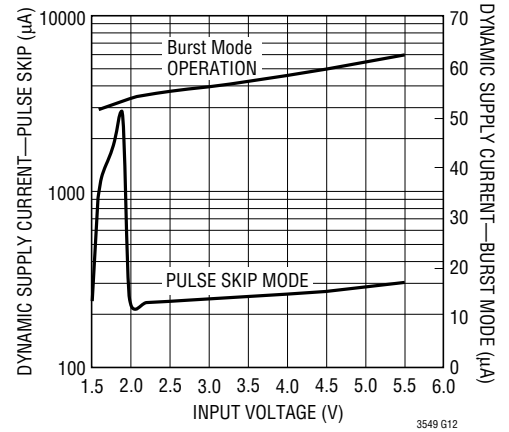


RDS(ON)と温度

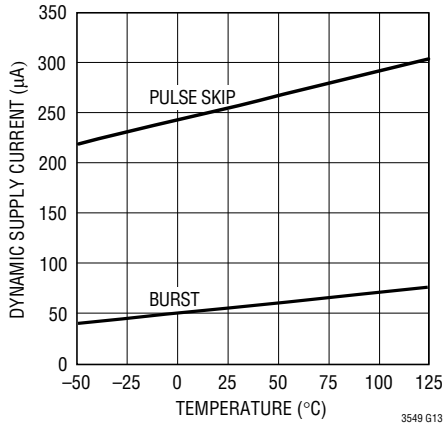


MAIN SWITCH SYNCHRONOUS SWITCH
 VIN = 1.6V - - - VIN = 1.6V
 ——— VIN = 2.7V - - - VIN = 2.7V
 - · - VIN = 4.2V - - - VIN = 4.2V

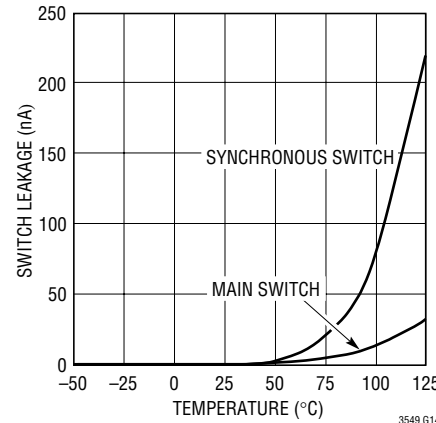
動作時入力電流
(VOUT = 1.5V、247kΩ負荷)



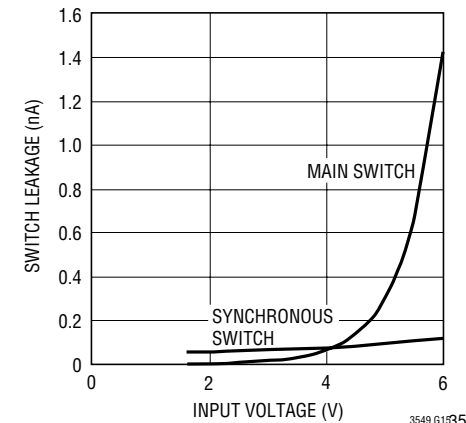
動作時電源電流と温度
(VIN = 3.6V、VOUT = 1.5V、無負荷)



スイッチのリーク電流と温度
(VIN = 5.5V)



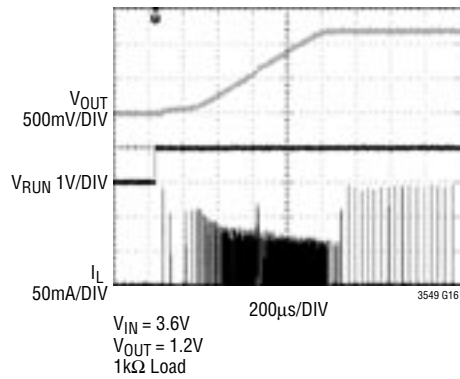
スイッチのリーク電流と
入力電圧



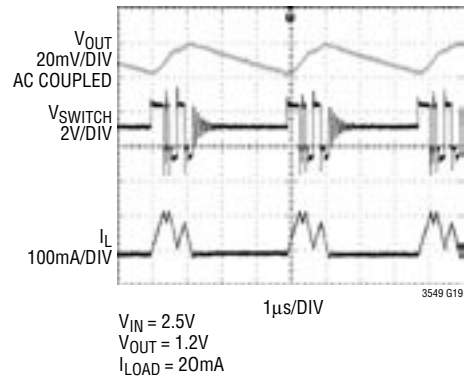
標準的性能特性

(抵抗分割器の抵抗値以外は表紙の「標準的応用例」から)

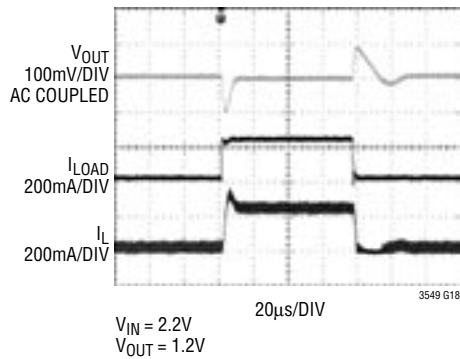
シャットダウンからの起動
Burst Mode動作



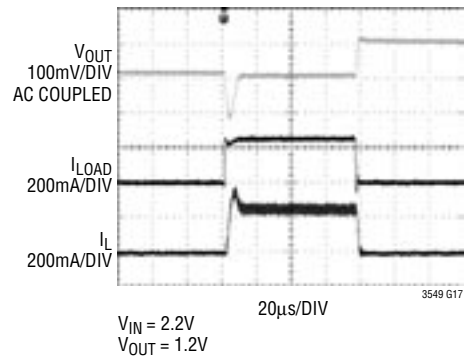
Burst Mode動作
 $I_{LOAD} = 20mA$



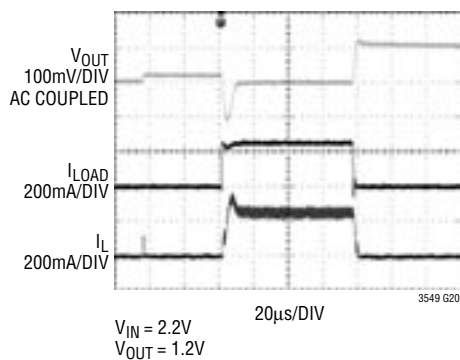
25mAから250mAの負荷ステップ
パルス・スキップ



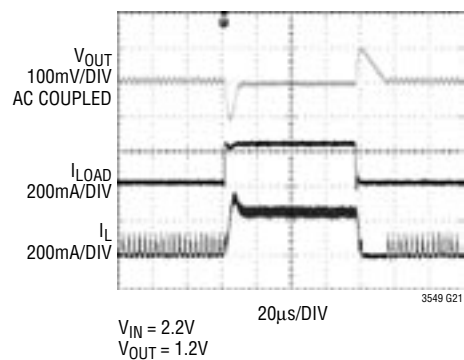
0mAから250mAの負荷ステップ
パルス・スキップ



0mAから250mAの負荷ステップ
Burst Mode動作



25mAから250mAの負荷ステップ
Burst Mode動作



ピン機能

V_{IN} (ピン1): 主電源ピン。4.7 μ F以上のセラミック・コンデンサを使ってGND(ピン2とピン7)にデカップリングする必要があります。

GND (ピン2): N/C。このピンは接地します。

SW (ピン3): 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。

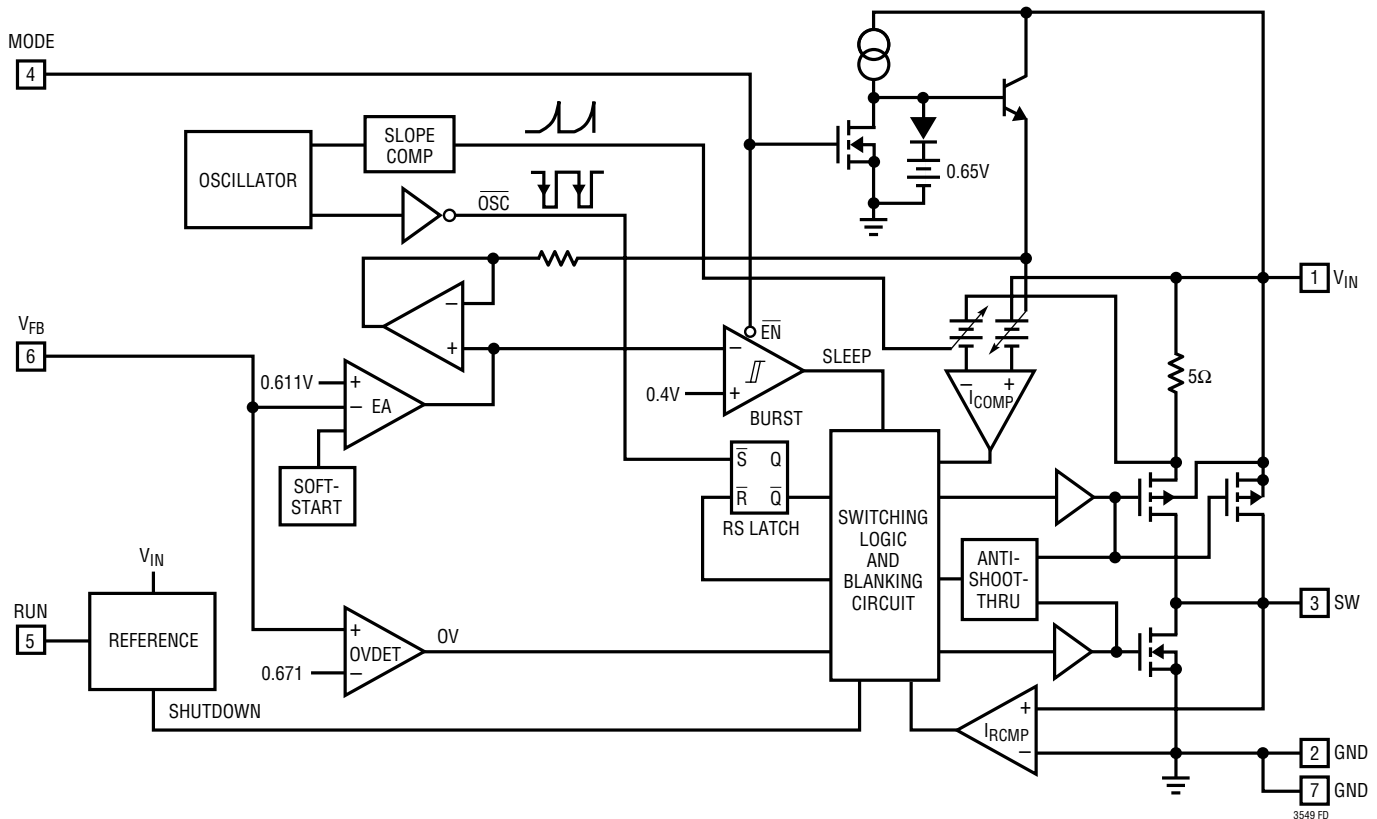
MODE (ピン4): モード選択入力。パルス・スキップ・モードを選択するにはこのピンを1.1Vより上に強制します。このピンを0.3Vより下に強制するとBurst Mode動作が選択されます。MODEはフロート状態のままにしないでください。

RUN (ピン5): 実行制御入力。このピンを1.1Vより上に強制すると、デバイスがイネーブルされます。このピンを0.3Vより下に強制すると、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、電源電流は1 μ A以下になります。RUNはフロート状態のままにしないでください。

V_{FB} (ピン6): 帰還ピン。出力に接続された外部抵抗分割器からの帰還電圧を受け取ります。

GND (ピン7): 露出パッド。露出パッドはグラウンドです。電氣的接続と最適熱性能の両方を与えるため、PCBのグラウンドに半田付けする必要があります。

機能図



動作

主制御ループ

LTC3549は固定周波数の電流モード降圧アーキテクチャを使用しています。メイン(PチャネルMOSFET)スイッチと同期(NチャネルMOSFET)スイッチの両方が内蔵されています。通常動作時は、サイクルごとに発振器がRSラッチをセットすると内部のトップ・パワーMOSFETがオンし、電流コンパレータ(I_{COMP})がRSラッチをリセットするとオフします。I_{COMP}がRSラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は誤差アンプEAの出力によって制御されます。ピン機能のところで説明したとおり、EAはV_{FB}ピンを通して外部抵抗分割器から出力帰還電圧を受け取ることができます。負荷電流が増加すると、0.611Vリファレンスに対して帰還電圧がわずかに減少し、それによって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EAアンプの出力電圧が上昇します。トップMOSFETがオフしている間、ボトムMOSFETは、(電流反転コンパレータI_{RCMP}で示されるように)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します。

コンパレータOVDETはメイン・スイッチをオフし、トランジェントが終了するまでオフに保つことにより、10%を超える過渡オーバーシュートに対して保護します。

Burst Mode動作

LTC3549はBurst Mode動作が可能で、この場合、内部パワーMOSFETは負荷需要に応じて間欠的に動作します。Burst Mode動作をイネーブルするには単にMODEピンをGNDに接続します。Burst Mode動作をディスエーブルしてPWMパルス・スキップ・モードをイネーブルするには、MODEピンをV_{IN}に接続するか、またはMODEピンをロジック“H”にドライブします(V_{MODE} > 1.1V)。このモードでは、効率が軽負荷時に低くなりますが、出力負荷が50mAを超えるとBurst Mode動作と同等になります。パルス・スキップ・モードの利点は、出力リップルが低く、オーディオ回路への干渉が少ないことです。コンバータがBurst Mode動作のとき、インダクタの最小ピーク電流は出力負荷に関係なく約100mA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。これらの各バースト動作の間では、パワーMOSFETと不要の回路がオフし、消費電流は50μA

に減少します。このスリープ状態では、負荷電流は唯一出力コンデンサから供給されます。出力電圧が垂下するにつれ、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、BURSTコンパレータをトリップしてトップMOSFETをオンします。この過程が負荷需要に依存した速度で繰り返されます。

短絡保護

出力がグラウンドに短絡すると、LTC3549は同期スイッチの電流を0.45Aに制限します。このリミットを超えると、同期スイッチの電流が0.45Aに下がるまでトップ・パワーMOSFETはオンするのを禁止されます。

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するにつれ、デューティ・サイクルが最大オン時間に向かって増加します。電源電圧がさらに低下すると、メイン・スイッチは1サイクルを超えてオン状態に強制され、100%のデューティ・サイクルに達します。このときの出力電圧は、入力電圧からPチャネルMOSFETとインダクタの電圧降下を差し引いた電圧になります。

注意すべき別の重要な細目は、低い入力電源電圧では、Pチャネル・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、LTC3549が低い入力電圧で(つまり100%デューティ・サイクルで)使用されるときの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)。

スロー補償

スロー補償により、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り内部で実現されます。

ソフトスタート機能を内蔵

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0.611Vへ1msで直線的にランプアップします。安定化された帰還電圧はこのランプアップに従うので、出力電圧は0%から100%に1msでランプアップします。

動作

ソフトスタート時の平均インダクタ電流は、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」に示されている起動波形は、1kΩの負荷および $V_{IN} = 3.6V$ での出力電圧の0Vから1.2Vへの立上りを示しています。

アプリケーション情報

LTC3549の基本的なアプリケーション回路がこのデータシートの最初のページに示されています。外付け部品の選択は負荷条件に基づいておこない、Lの選択から始め、 C_{IN} と C_{OUT} に進みます。

インダクタの選択

大部分のアプリケーションでは、インダクタの値は $1\mu H$ ～ $10\mu H$ の範囲に収まります。その値は望みのリップル電流に基づいて選択します。インダクタの値が大きいとリップル電流が小さくなり、インダクタの値が小さいとリップル電流が大きくなります。式1に示されているように、 V_{IN} や V_{OUT} が高くても、リップル電流が増加します。リップル電流を設定するための妥当な出発点は $\Delta I_L = 100mA$ (250mAの40%)です。

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

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して、コアの飽和を防ぎます。したがって、定格300mAのインダクタはほとんどのアプリケーション(250mA+50mA)で十分です。効率をよくするため、DC抵抗の低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。インダクタ電流のピークが100mAに低下すると、低電流動作への移行が開始されます。インダクタ値を低くする(ΔI_L を高くする)と、相対的に低い負荷電流でBurst Modeに移行するので、低電流動作の相対的に上の範囲の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上がります。

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、エネルギー放射は大きくありませんが、類似の電気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、LTC3549の動作条件に依存するよりも、価格とサイズの条件や放射フィールド/EMIの条件に多くの場合依存します。LTC3549のアプリケーションで適切に動作する標準的表面実装インダクタをいくつか表1に示します。

表1. 代表的表面実装インダクタ

MANUFACTURER	PART NUMBER	VALUE (μH)	MAX DC CURRENT (A)	DCR	HEIGHT (mm)
Taiyo Yuden	LB2016T2R2M	2.2	315	0.13	1.6
	LB2012T2R2M	2.2	240	0.23	1.25
	LB2016T3R3M	3.3	280	0.2	1.6
	LB2016T4R7M	4.7	210	0.25	1.6
Panasonic	ELT5KT4R7M	4.7	950	0.2	1.2
Murata	LQH32CN4R7M34	4.7	450	0.2	2
TDK	VLF3012AT2R2M1R0	2.2	1	0.088	1.2
	VLF3012AT3R3MR87	3.3	0.87	0.11	1.2
	VLF3012AT4R7MR74	4.7	0.74	0.16	1.2
	VLF3010AT2R2M1R0	2.2	1	0.10	1.0
	VLF3010AT3R3MR87	3.3	0.87	0.15	1.0
	VLF3010AT4R7MR70	4.7	0.74	0.24	1.0

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電流は次式で与えられます。

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

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。

アプリケーション情報

コンデンサの製造元の定める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、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。疑問点については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。C_{OUT}のESRの条件を満たささえすれば、一般にRMS電流定格はI_{RIPPLE(P-P)}の条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。

$$\Delta V_{OUT} = \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{8 \cdot f \cdot C_{OUT}} \right)$$

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。ある固定された出力電圧に対して、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に最大になります。アルミ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型が供給されています。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。表面実装型のAVX TPSシリーズは最適です。これらは低ESR用に特に製造され、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。他のコンデンサ・タイプとしては、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。その他の特長については製造元にお問い合わせください。

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

最適な安定性を得るには、LTC3549は一般に4.7μF~10μFの範囲の出力コンデンサを必要とします。

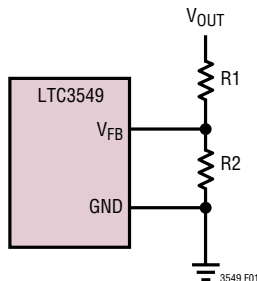


図1. LTC3549の出力電圧の設定

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。LTC3549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低くし、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、長いコード付き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。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}に電圧スパイクが生じ、デバイスを損傷するおそれがあります。

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。これらの誘電体はある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ます。

出力電圧のプログラミング

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。

$$V_{OUT} = 0.611V \left(1 + \frac{R1}{R2} \right) \quad (2)$$

図1に示されているように、外部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。

選択された出力電圧に対する1%抵抗の値を表2に示します。

表2. 選択された出力電圧に対する抵抗の値

V _{OUT}	R1	R2
0.85V	53.6k	137k
1.2V	133k	137k
1.5V	200k	137k
1.8V	267k	137k

アプリケーション情報

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生じますが、LTC3549の回路の損失の大部分は2つの主な損失要因によって生じます。 V_{IN} の消費電流による損失と I^2R 損失です。非常に低い負荷電流では V_{IN} の消費電流による損失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。標準的な効率曲線では、非常に低い負荷電流での効率曲線は誤解を与えかねません。というのは、実際の電力損失は図2に示されているように大したことはないからです。

1. V_{IN} の消費電流は2つの要素からなります。「電気的特性」で与えられている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、 $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ です。ここで、 Q_T と Q_B は内部のトップ・スイッチとボトム・スイッチのゲート電荷です。DCバイアス損失とゲート電荷損失は両方とも 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} と外部インダクタの抵抗 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「こま切れ」になります。したがって、SWピンを見たときの直列抵抗は、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)の関数です。

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

トップMOSFETとボトムMOSFETの両方の $R_{DS(ON)}$ は、「標準的性能特性」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%以下に過ぎません。

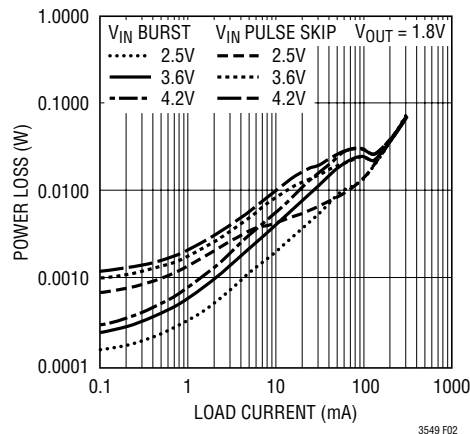


図2. 電力損失と負荷電流

アプリケーション情報

熱に関する検討事項

ほとんどのアプリケーションで、LTC3549は効率が高いので大きな発熱はありません。ただし、周囲温度が高く、(ドロップアウトの場合のように)低い電源電圧、高いデューティ・サイクルでLTC3549が動作するアプリケーションでは、発熱が大きく、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ノードが高インピーダンスになります。

LTC3549が最大接合部温度を超えないようにするには、熱に関する解析を行う必要があります。熱に関する解析の目標は、特定の動作条件でデバイスの接合部温度が上限を超えるかどうかを判断することです。温度上昇は次式で与えられます。

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

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} はダイの接合部から周囲温度への熱抵抗です。

接合部温度 T_J は次式で与えられます。

$$T_J = T_A + T_R$$

ここで、 T_A は周囲温度です。

一例として、入力電圧が1.6V、負荷電流が250mA、周囲温度が75°Cでドロップアウト状態のLTC3549について考えます。「標準的性能特性」に示されている「スイッチ抵抗」のグラフでは、Pチャンネル・スイッチの75°Cの $R_{DS(ON)}$ は約0.8Ωです。したがって、デバイスによる電力消費は次のとおりです。

$$P_D = I_{LOAD}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 50mW$$

DCB6パッケージの θ_{JA} は64°C/Wなので、レギュレータの接合部温度は次のようになります。

$$T_J = 75^\circ C + (0.05)(64) = 78.2^\circ C$$

これは最大接合部温度の125°Cより十分低い値です。

もっと高い電源電圧ではスイッチ抵抗($R_{DS(ON)}$)が減少するので、接合部温度はさらに低くなることに注意してください。

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。負荷ステップが生じると、 V_{OUT} は($\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$)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。 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・ループが働いて V_{OUT} を定常値に戻します。この回復期間に 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、大容量の(>1μF)電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷がスイッチを介して接続されると、さらに大きな過渡が発生します。放電きったバイパス・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低く、しかもそのスイッチが高速でドライブされると、どん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制御して、負荷の立上り時間を約(25 • C_{LOAD})に制限することです。したがって、3.3Vに充電される10μFのコンデンサには250μsの立上り時間が必要で、充電電流は約130mAに制限されます。

アプリケーション情報

基板レイアウトの検討事項

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LTC3549が正しく動作するようにします。これらの項目は図3のレイアウト図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. コンデンサ C_{IN} は電源 V_{IN} (ピン1)とGND(ピン2,7)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とそれらのドライバにAC電流を供給します。
2. C_{OUT} と $L1$ は近づけて接続されていますか。 C_{OUT} の(-)プレートは電流をGNDおよび C_{IN} の(-)プレートに戻します。
3. 抵抗分割器 $R1$ と $R2$ は、 C_{OUT} の(+)プレートと、GND(露出パッド)の近くで終端されたグラウンド・センス・

ラインの間に接続する必要があります。帰還信号 V_{FB} はSWライン(ピン3)のようなノイズの多い部品やトレースから離して配線し、トレースをできるだけ短くします。

4. 敏感な部品はSWピンから離します。入力コンデンサ C_{IN} および抵抗 $R1$ と $R2$ はSWのトレースおよびインダクタから離して配線します。
5. グランド・プレーンが望ましいのですが、それが利用できなければ信号グラウンドと電源グラウンドを分離し、小信号部品は1点でGNDピンに戻します。それらが C_{IN} または C_{OUT} の高電流経路を共有しないようにします。
6. すべての層のすべ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 V_{IN} またはGNDに接続します。

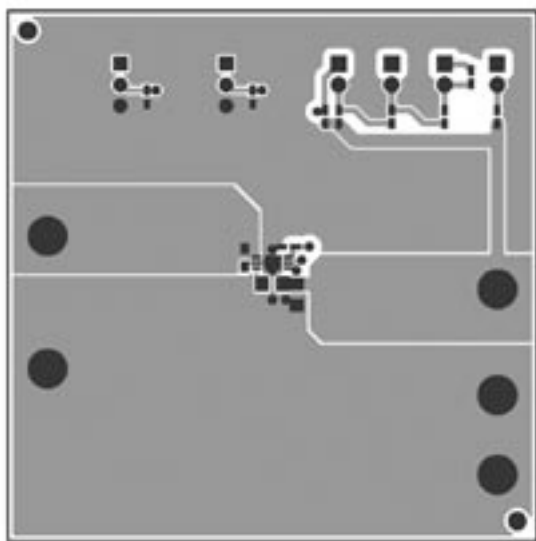


図3a. 降圧レギュレータのトップ層

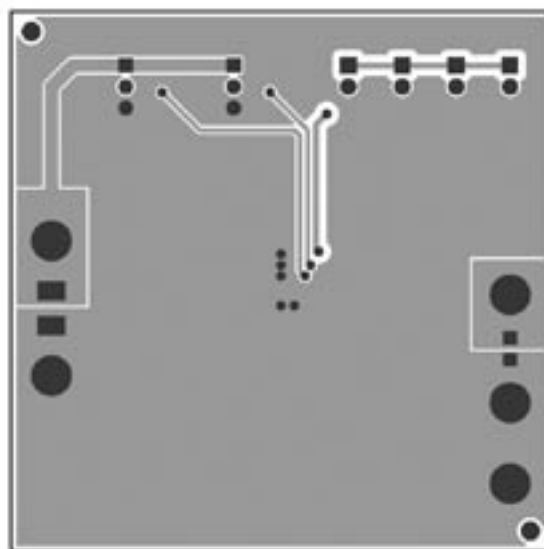


図3b. 降圧レギュレータのボトム層

アプリケーション情報

設計例

設計例として、2セル・アルカリ電池で駆動するアプリケーションにLTC3549を使用すると仮定します。 V_{IN} は最大3.1Vから約1.8Vの範囲で動作します。負荷電流条件は最大250mAですが、ほとんどの時間はスタンバイ・モードになっており、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1.5Vです。この情報を使って、式3からLを計算することができます。

$$L = \frac{V_{OUT}}{f \cdot \Delta I_L} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \quad (3)$$

$V_{OUT} = 1.5V$ 、 $V_{IN} = 3.1V$ 、 $\Delta I_L = 100mA$ および $f = 2.25MHz$ を式(3)に代入すると、次の値が得られます。

$$L = \frac{1}{2.25MHz \cdot 100mA} \cdot 1.5 \left(1 - \frac{1.5}{3.1} \right) \cong 3.3\mu H$$

最良の効率を得るには、直列抵抗が 0.3Ω より小さい350mA以上のインダクタを選択します。 C_{IN} にはRMS電流定格が全温度範囲で少なくとも $0.125A \approx I_{LOAD(MAX)}/2$ のものがが必要です。

帰還抵抗には、 $R2 = 137k$ を選択します。すると、式3から、 $R1$ は200kとなります。完全な回路とその効率曲線を図4に示します。

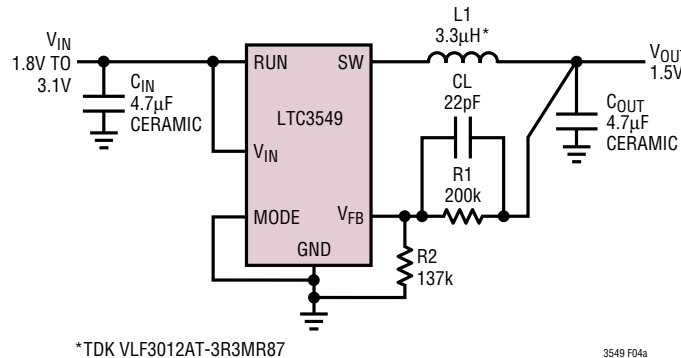


図4a. 高効率降圧レギュレータ

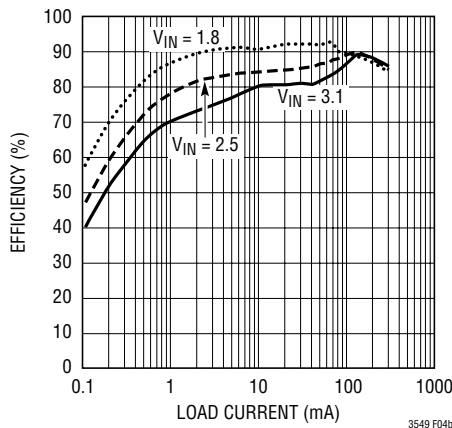


図4b. Burst Modeの効率 ($V_{OUT} = 1.5V$)

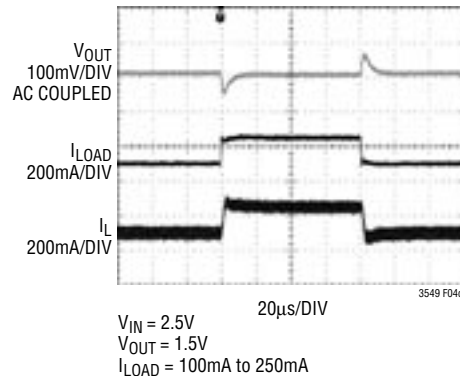
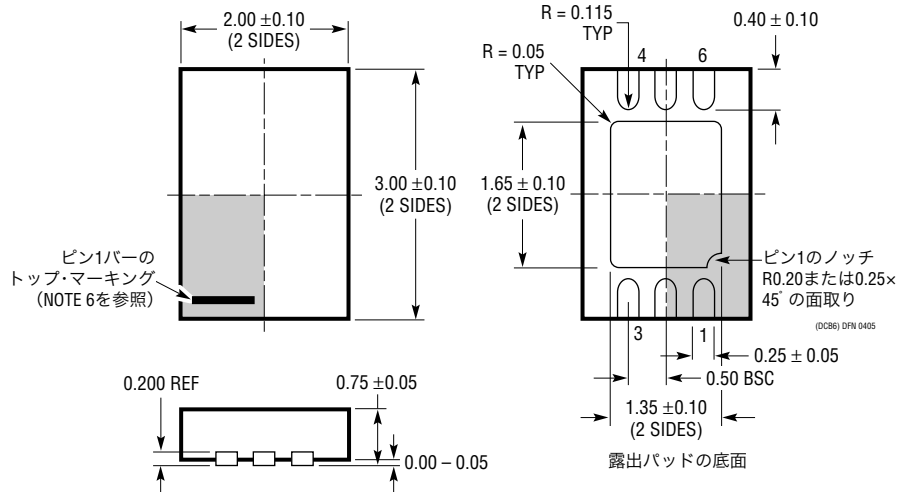
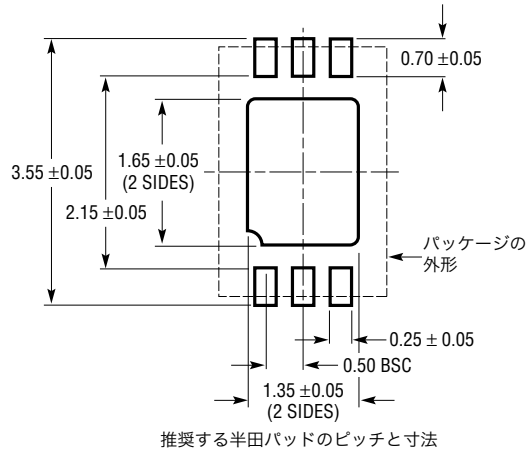


図4c. 負荷ステップに対する応答

パッケージ寸法

DCBパッケージ
6ピン・プラスチックDFN (2mm×3mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1715)

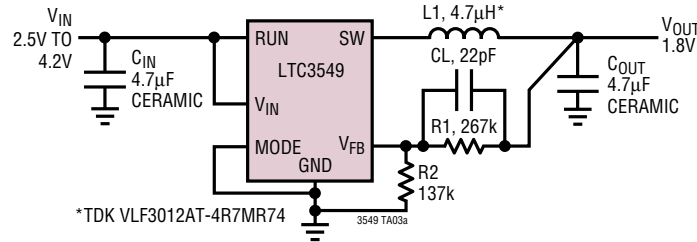


注記:

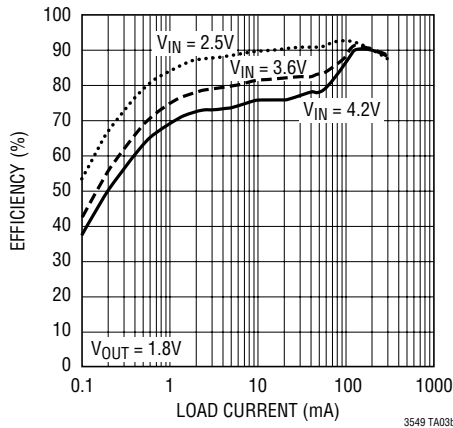
1. 図はJEDECのパッケージ外形M0-229のバリエーション(TBD)になる予定
2. 図は実寸とは異なる
3. すべての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.15mmを超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージのトップとボトムのパイン1の位置の参考に過ぎない

LTC3549

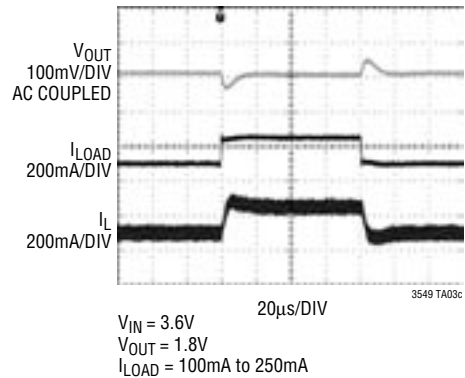
標準的応用例



効率と負荷電流



負荷ステップに対する応答



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1878	600mA (I _{OUT}), 550kHz同期式降圧DC/DCコンバータ	効率: 96%, V _{IN} : 2.7V~6V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 10µA, I _{SD} < 1µA, MS8パッケージ
LTC1879	1.20A (I _{OUT}), 550kHz同期式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%, V _{IN} : 2.7V~10V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 15µA, I _{SD} < 1µA, 16ピンTSSOPパッケージ
LT3020	100mA, 低電圧VLDO™	V _{IN} : 0.9V~10V, V _{OUT(MIN)} = 0.20V, ドロップアウト電圧 = 0.15V, I _Q = 120µA, I _{SD} < 3µA, V _{OUT} = ADJ, DFN/MS8パッケージ
LTC3025	100mA, 低電圧VLDO	V _{IN} : 0.9V~5.5V, V _{OUT(MIN)} = 0.40V, ドロップアウト電圧 = 0.05V, I _Q = 54µA, I _{SD} < 1µA, V _{OUT} = ADJ, DFNパッケージ
LTC3404	600mA (I _{OUT}), 1.4MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	効率: 96%, V _{IN} : 2.7V~6V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 10µA, I _{SD} < 1µA, MS8パッケージ
LTC3405/LTC3405A	300mA (I _{OUT}), 1.5MHz同期式降圧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800mA (I _{OUT}), 2.25MHz, 同期式降圧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, 10ピンMSEパッケージ
LTC3409	600mA I _{OUT} , 2.6MHz低V _{IN} , 同期式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%, 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, 2.25MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	効率: 96%, V _{IN} : 2.5V~5.5V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 26µA/200µA, I _{SD} < 1µA, SC70パッケージ
LTC3411	1.25A (I _{OUT}), 4MHz同期式降圧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, 10ピンMSパッケージ

VLDOとThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。

3549f

16

リニアテクノロジー株式会社

〒102-0094 東京都千代田区紀尾井町3-6秀和紀尾井町パークビル8F
TEL 03-5226-7291 • FAX 03-5226-0268 • www.linear-tech.co.jp

0706 • PRINTED IN JAPAN

LINEAR
TECHNOLOGY

© LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION 2005