

特長

- トリプル800mA出力
- 高効率: 最大95%
- 入力電圧範囲: 2.25V~5.5V
- 低リップル (<20mV_{p-p}) Burst Mode[®]動作、I_Q = 58μA
- 2.25MHz固定周波数動作
- 1MHz~3MHzの外部クロックに同期可能
- パワーグッド・インジケータにより、電源シーケンシングを容易に実現
- 0.6Vリファレンスにより低出力電圧が可能
- 電流モード動作/優れた過渡応答
- 高さの低い16ピン3mm×3mm QFNパッケージ

アプリケーション

- スマートフォン
- ワイヤレス・モデムおよびDSLモデム
- デジタル・スチール・カメラ
- 携帯型計測器
- ポイントオブロード・レギュレーション

LT, LT, LTC, LTMおよびBurst Modeはリアテクノロジー社の登録商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。6580258, 5481178, 6127815, 6498466, 6611131を含む米国特許によって保護されています。

概要

LTC[®]3545/LTC3545-1は固定周波数電流モード・アーキテクチャを採用したトリプル、高効率、モノリシック同期整流式降圧レギュレータです。これらのレギュレータは個別のRUNピンを使用して独立して動作します。LTC3545/LTC3545-1は2.25V~5.5Vの入力電圧で動作するので、1セル・リチウムイオン・バッテリー駆動アプリケーションに適しています。低リップルのパルス・スキップ・モード動作または高効率のBurst Mode動作を外部で選択可能です。PWMパルス・スキップ・モード動作は出力電圧リップルを非常に低く抑え、Burst Mode動作は低出力負荷での効率を向上させます。

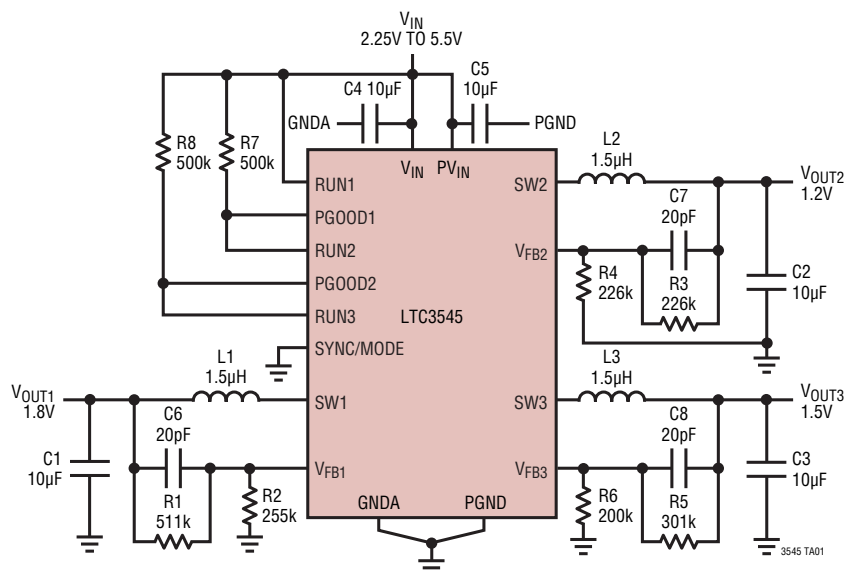
スイッチング周波数は2.25MHzに内部で設定されます。また、スイッチング周波数を1MHz~3MHzの外部クロックに同期させることも可能です。パワーグッド・インジケータにより、3つのレギュレータ間のパワーオン・シーケンシングを容易に行うことができます。

内部同期スイッチによって効率が向上し、外付けショットキー・ダイオードが不要です。0.6Vの帰還リファレンス電圧によって、低出力電圧が可能です。

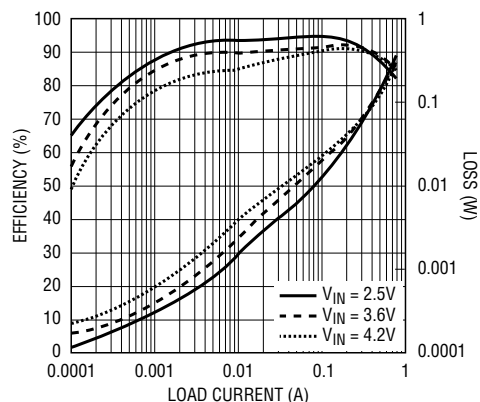
LTC3545-1はSYNC/MODE機能の代わりに3番目のPGOODピンを搭載し、BurstModeを強制します。

標準的応用例

電源シーケンシング付き高効率トリプル降圧コンバータ



効率および損失と負荷電流



T_A = 25°C
V_{OUT} = 2V
Burst Mode OPERATION
f_{OSC} = 2.25MHz
SINGLE CHANNEL

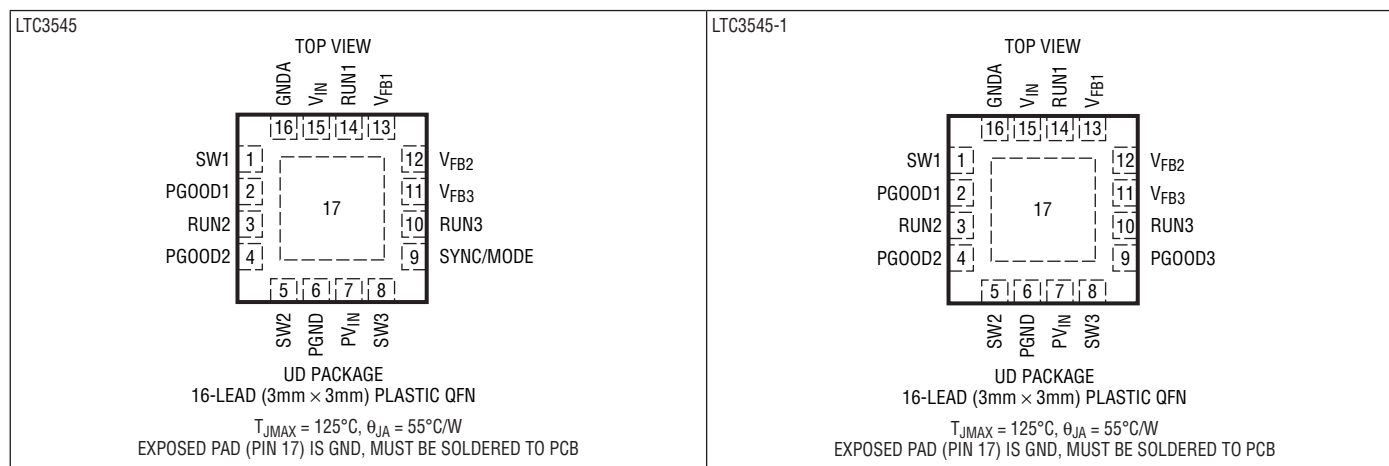
3545 TA01b

LTC3545/LTC3545-1

絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧.....	-0.3V~6V	Nチャンネルのシンク電流 (DC) (Note 8)	1.1A
RUNx、PGOODx.....	-0.3V~(V _{IN} +0.3V)	ピークSWシンクおよびソース電流 (Note 8)	1.3A
V _{FB} x、SYNC/MODE	-0.3V~(V _{IN} +0.3V)	動作接合部温度範囲 (Note 2)	-40°C~125°C
SWx	-0.3V~(V _{IN} +0.3V)	保存温度範囲.....	-65°C~125°C
Pスイッチのソース電流 (DC) (Note 8)	1.1A		

ピン配置



発注情報

無鉛仕上げ	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC3545EUD#PBF	LTC3545EUD#TRPBF	LCSR	16-Lead (3mm × 3mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3545IUD#PBF	LTC3545IUD#TRPBF	LCSR	16-Lead (3mm × 3mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3545EUD-1#PBF	LTC3545EUD-1#TRPBF	LDDP	16-Lead (3mm × 3mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3545IUD-1#PBF	LTC3545IUD-1#TRPBF	LDDP	16-Lead (3mm × 3mm) Plastic QFN	-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。非標準の鉛仕上げ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。

無鉛仕上げの製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandree/> 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°Cでの値。注記がない限り、V_{IN} = PV_{IN} = 3.6V。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
一般的特性						
V _{IN}	Input Voltage Range		● 2.25		5.5	V
V _{FB} x	Regulated Feedback Voltage (Note 5)	T _A = 25°C	● 0.592	0.6	0.608	V
		0°C ≤ T _A ≤ 85°C	● 0.588	0.6	0.612	V
		LTC3545IUD; -40°C < T _A < 125°C	● 0.588	0.6	0.612	V
ΔV _{FB} x	Reference Voltage Line Regulation (Note 5)	V _{IN} = 2.25V to 5.5V	●	0.08	0.15	%/V

35451fb

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、 $V_{IN} = PV_{IN} = 3.6\text{V}$ 。(Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation (Notes 5, 6)			0.5		%
I_{FBX}	Feedback Pin Leakage (Note 5)				80	nA
I_S	Input DC Bias Current (All Regulators Enabled) Pulse Skip (Active Mode) Burst Mode Operation (All Regulators Sleeping) Shutdown ($RUN_x = 0\text{V}$)	$I_{LOAD} = 0\text{A}$, 2.25MHz $V_{FBx} = 0.5\text{V}$ $V_{FBx} = 0.7\text{V}$		680 58 0.1	750 70 2.0	μA μA μA
f_{OSC}	Oscillator Frequency		● 1.8	2.25	2.7	MHz
f_{SYNC}	Synchronization Frequency	LTC3545 Only	● 1		3	MHz
$V_{RUN(HIGH)}$	RUN_x Input High Voltage		● 1			V
$V_{RUN(LOW)}$	RUN_x Input Low Voltage		●		0.3	V
I_{RUNx}	RUN Leakage Current			± 0.1	± 1	μA
I_{LSWx}	SW_x Leakage	$V_{RUNx} = 0\text{V}$, $V_{SWx} = 0\text{V}$ or 5.5V , $V_{IN} = 5.5\text{V}$		± 0.1	± 1	μA
I_{SYNC}	$SYNC$ Leakage	$V_{RUN} = 0\text{V}$, $V_{SYNC} = 0\text{V}$ or 5.5V , $V_{IN} = 5.5\text{V}$		± 0.1	± 1	μA
T_{PGOODx}	Power Good Threshold—Deviation From V_{FB} Steady State (0.6V)	V_{FBx} Ramping Up V_{FBx} Ramping Down		-7.5 -10		% %
R_{PGOODx}	Power Good Pull-Down On-Resistance	$I_{PGD} = 50\text{mA}$	●	14	50	Ω
MODE/SYNC	Thresholds			0.93		V

個別レギュレータの特性(イネーブルされた1個のレギュレータ)

t_{SS}	Soft-Start Period	$V_{FBx} = 10\%$ to 90% Fullscale		850	1100	μs
I_{PK}	Peak Switch Current Limit		1	1.3	1.6	A
I_Q	Input DC Bias Current Pulse Skip (Active Mode) Burst Mode Operation (Sleeping)	$I_{LOAD} = 0\text{A}$, 2.25MHz $V_{FBx} = 0.5\text{V}$ $V_{FBx} = 0.7\text{V}$		310 31		μA μA
R_{PFET}	$R_{DS(ON)}$ of P-Channel FET (Note 7)	$I_{SWx} = 100\text{mA}$		0.35		Ω
R_{NFET}	$R_{DS(ON)}$ of N-Channel FET (Note 7)	$I_{SWx} = -100\text{mA}$		0.35		Ω
V_{UVLO}	Undervoltage Lockout	(High V_{CC} to Low)	●	1.8	2.25	V

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: LTC3545E/LTC3545E-1は $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC3545I/LTC3545I-1は $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。

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。

$$T_J = T_A + (P_D)(68^\circ\text{C}/\text{W})$$

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。過熱保護機能がアクティブなとき接合部温度は 125°C を超える。規定された最大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: 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。過熱保護機能がアクティブなとき接合部温度は 125°C を超える。規定された最大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 5: LTC3545/LTC3545-1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 6: ロード・レギュレーションは安定化ループの利得の測定によって推定される。

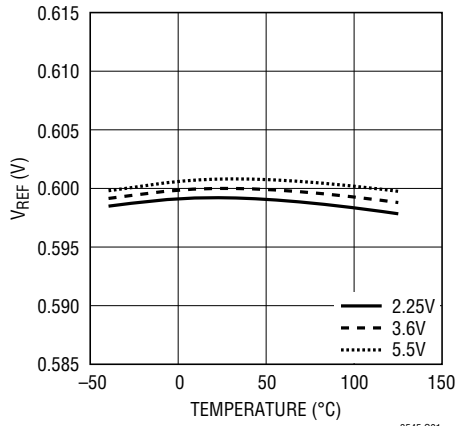
Note 7: QFNスイッチのオン抵抗はウェハ・レベルの測定によって保証される。

Note 8: 長期電流密度制限によって保証される。

LTC3545/LTC3545-1

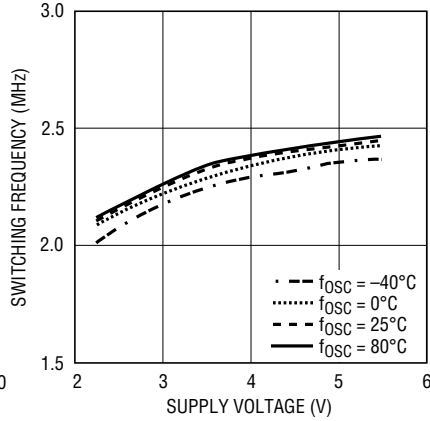
標準的性能特性

V_{REF}と温度 (2.25V、3.6V、5.5V)



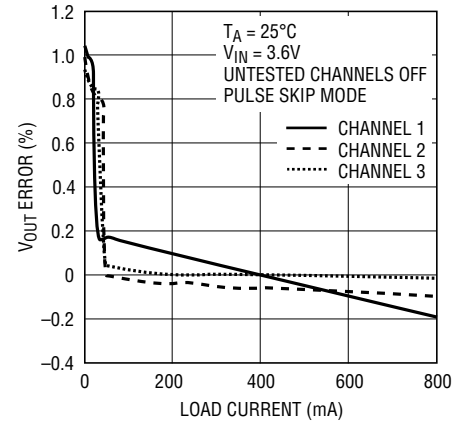
3545 G01

スイッチング周波数と電源電圧および温度



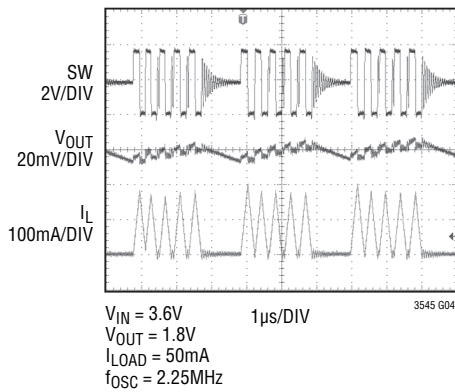
3545 G02

ロードレギュレーション (全チャンネル)



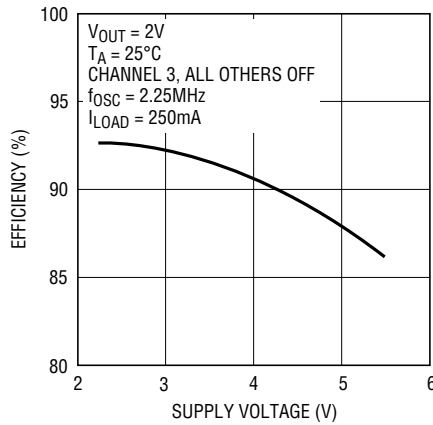
3545 G03

Burst Mode動作



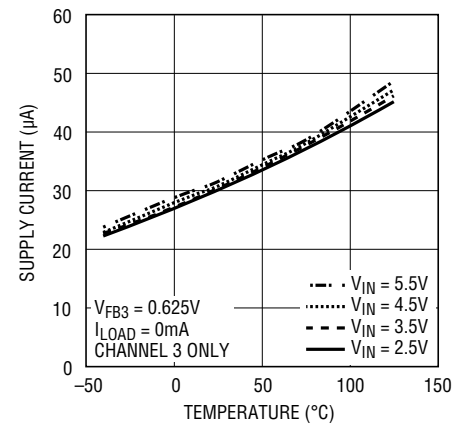
3545 G04

効率と電源電圧



3545 G05

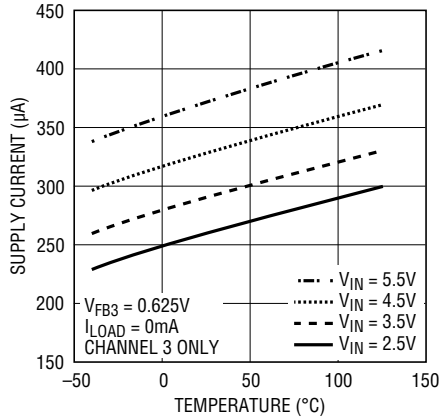
電源電流と温度
Burst Mode動作



3545 G06

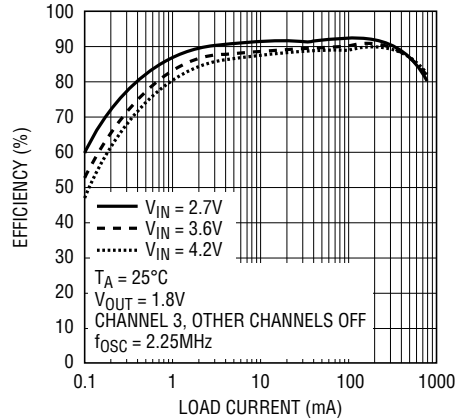
標準的性能特性

電源電流と温度
パルス・スキッピング



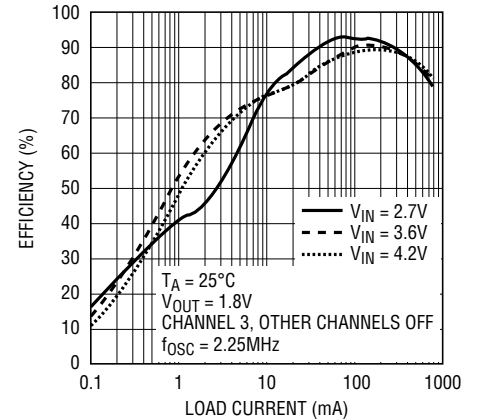
3545 G07

効率と負荷電流
(Burst Mode動作)



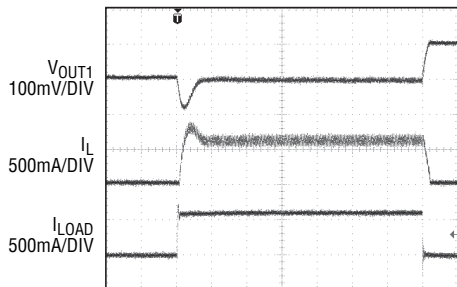
3545 G08

効率と負荷電流
(パルス・スキップ動作)



3545 G09

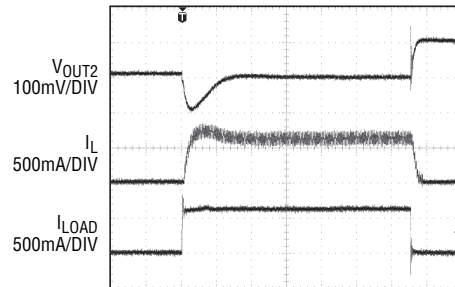
チャンネル1の負荷ステップ応答



$T_{\text{A}} = 25^{\circ}\text{C}$
 $V_{\text{IN}} = 3.6\text{V}$
 $V_{\text{OUT}} = 1.2\text{V}$
 LOAD STEP 0mA TO 600mA
 Burst Mode OPERATION

3545 G10

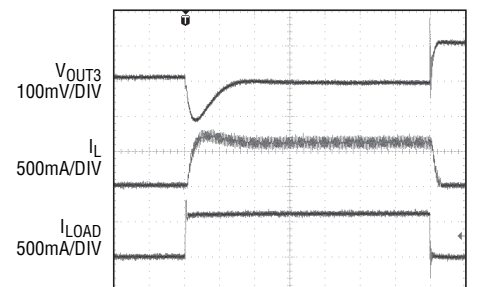
チャンネル2の負荷ステップ応答



$T_{\text{A}} = 25^{\circ}\text{C}$
 $V_{\text{IN}} = 3.6\text{V}$
 $V_{\text{OUT}} = 1.5\text{V}$
 LOAD STEP 0mA TO 600mA
 Burst Mode OPERATION

3545 G11

チャンネル3の負荷ステップ応答



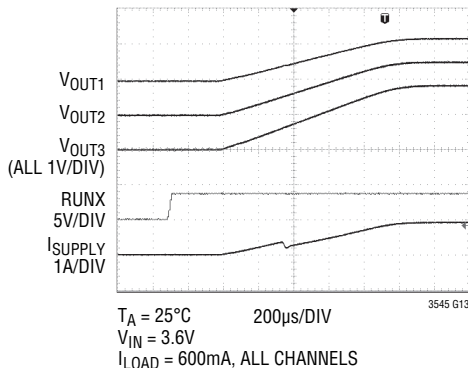
$T_{\text{A}} = 25^{\circ}\text{C}$
 $V_{\text{IN}} = 3.6\text{V}$
 $V_{\text{OUT}} = 1.8\text{V}$
 LOAD STEP 0mA TO 600mA
 Burst Mode OPERATION

3545 G12

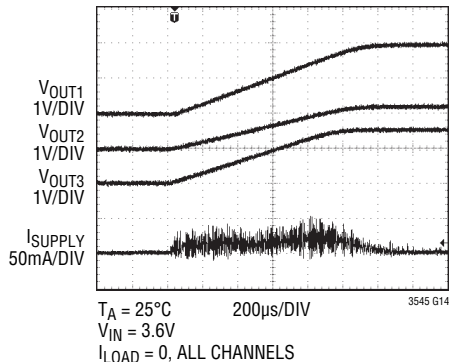
LTC3545/LTC3545-1

標準的性能特性

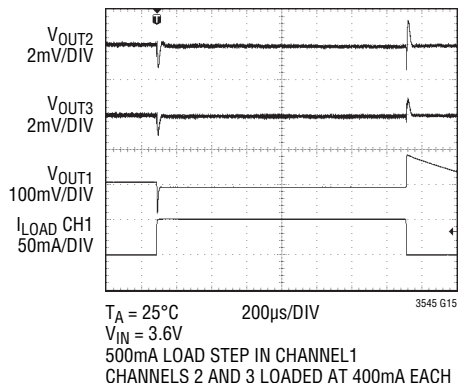
シャットダウンからの起動
(負荷あり)



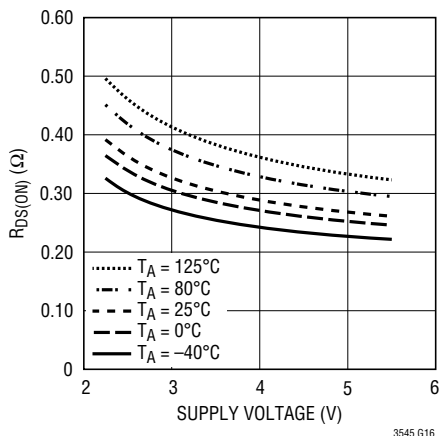
シャットダウンからの起動
(負荷なし)



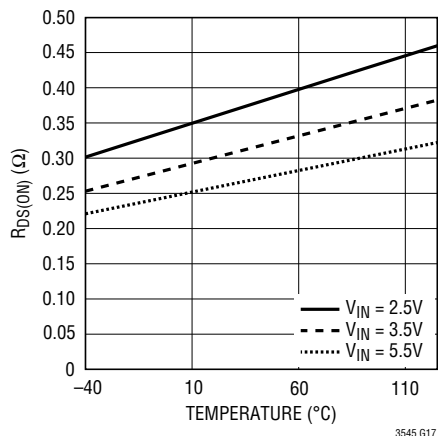
負荷ステップによるクロストーク



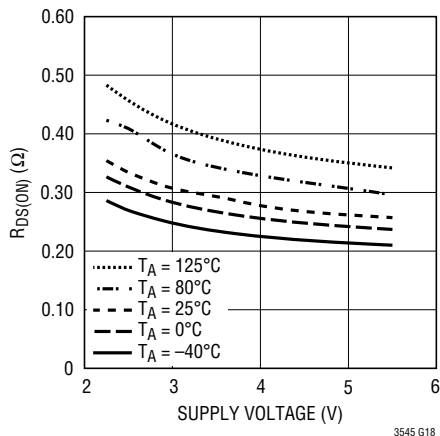
PFETの $R_{DS(ON)}$ と電源電圧



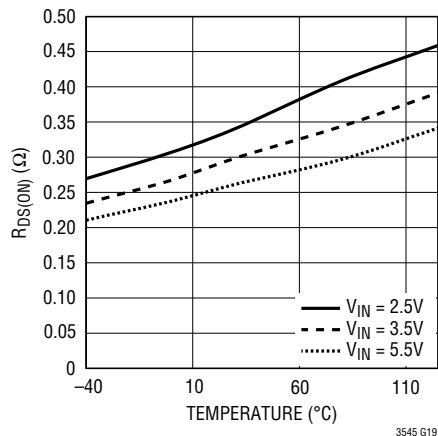
PFETの $R_{DS(ON)}$ と温度



NFETの $R_{DS(ON)}$ と電源電圧



NFETの $R_{DS(ON)}$ と温度



ピン機能

SW1 (ピン1):レギュレータ1のインダクタへのスイッチ・ノード接続。このピンは内部のパワーMOSFETスイッチに接続されています。

PGOOD1 (ピン2):このオープン・ドレイン出力電圧は、 V_{FB1} が0.54Vより低いとロジック“L”に引き下げられます (V_{OUT1} は安定化レベルの90%より低い)。

RUN2 (ピン3):レギュレータ2のイネーブル・ピン。このレギュレータをイネーブルするには、 $V_{RUN(HIGH)}$ より大きな電圧を加えます。

PGOOD2 (ピン4):このオープン・ドレイン出力電圧は、 V_{FB2} が0.54Vより低いとロジック“L”に引き下げられます (V_{OUT2} は安定化レベルの90%より低い)。

SW2 (ピン5):レギュレータ2のインダクタへのスイッチ・ノード接続。このピンは内部のパワーMOSFETスイッチに接続されています。

PGND (ピン6):レギュレータの2と3の電力経路のリターン。

PVIN (ピン7):レギュレータの2と3の電力経路の電源ピン。このピンは4.7 μ F以上のセラミック・コンデンサを使ってPGNDに近づけてデカップリングする必要があります。

SW3 (ピン8):レギュレータ3のインダクタへのスイッチ・ノード接続。このピンは内部のパワーMOSFETスイッチに接続されています。

SYNC/MODE (ピン9、LTC3545のみ):モードの選択と外部クロック入力。“L”に引き下げると、デバイスはBurst Modeで動作します。“H”に引き上げると、デバイスはパルス・スキップ・モードで動作します。1MHz~3MHzの外部クロックでドライブすると、デバイスは外部クロックに等しいスイッチング周波数で、パルス・スキップ・モードで動作します。

PGOOD3 (ピン9、LTC3545-1のみ):このオープン・ドレイン出力電圧は、 V_{FB3} が0.54Vより低いとロジック“L”に引き下げられます (V_{OUT3} は安定化レベルの90%より低い)。LTC3545-1はBurst Modeでだけ動作します。

RUN3 (ピン10):レギュレータ3のイネーブル・ピン。このレギュレータをイネーブルするには、 $V_{RUN(HIGH)}$ より大きな電圧を加えます。

VFB3 (ピン11):レギュレータ3の帰還ピン。このピンは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。

VFB2 (ピン12):レギュレータ2の帰還ピン。このピンは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。

VFB1 (ピン13):レギュレータ1の帰還ピン。このピンは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。

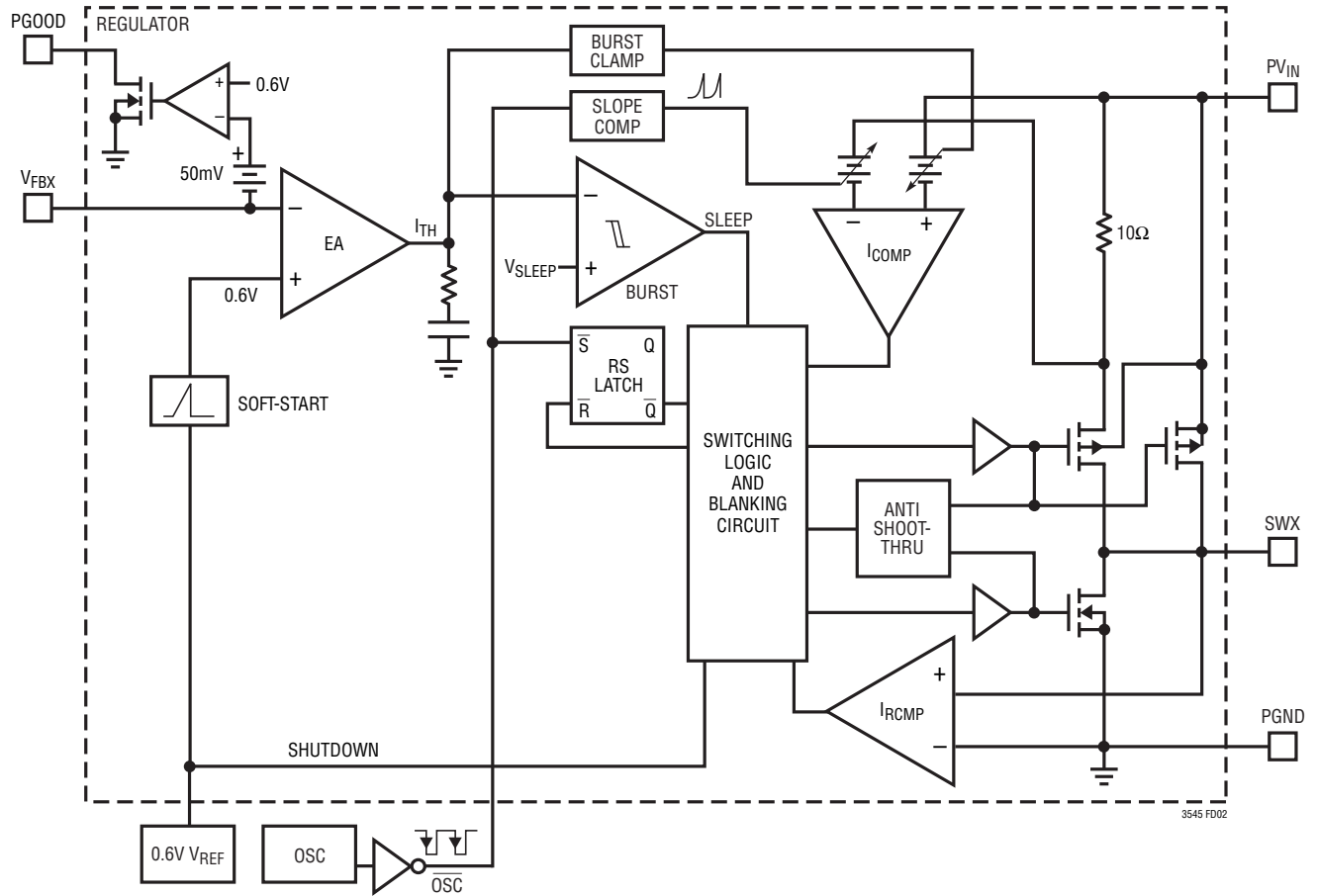
RUN1 (ピン14):レギュレータ1のイネーブル・ピン。このレギュレータをイネーブルするには、 $V_{RUN(HIGH)}$ より大きな電圧を加えます。

VIN (ピン15):内部リファレンスと制御回路の電源ピン。レギュレータ1の電力経路の電源。

GNDA (ピン16):内部リファレンスと制御回路のグランド・ピン。レギュレータ1の電力経路のリターン。

露出パッド (ピン17):GND。PCBに半田付けします。

機能図



動作

メイン制御ループ

LTC3545/LTC3545-1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チャンネルMOSFET)スイッチと同期(Nチャンネル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。負荷電流が増加すると、0.6Vリファレンスに対して帰還電圧FB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。

パルス・スキップ/Burst Modeの動作

軽負荷では、インダクタ電流が各パルスごとにゼロに達するか、または反転することがあります。ボトムMOSFETは電流反転コンパレータ(I_{RCMP})によってオフし、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振舞いです。

非常に軽い負荷では、LTC3545/LTC3545-1は、MODE/SYNCピン(LTC3545)の状態に従って、パルス・スキップまたはBurst Modeのどちらかで自動的に動作を開始します。どちらの場合も、デバイスは安定化を維持するためサイクルをスキップし始めます。

パルス・スキップ・モードでは、電流パルスが小さく、頻度が高いので、出力リップルが低くなります。このモードでは、内部回路はオンしたままで、パルスの発生頻度が高いので、軽負荷での効率がBurst Mode動作の場合より低くなります。

Burst Mode動作では、デバイスは大きな電流パルスを少ない頻度で発生しますので、出力リップルが高くなりますが、軽負荷での効率がパルス・スキップ・モードの場合よりはるかに高くなります。パルスとパルス間のデッドタイムに内部回路のほとんどがオフすることによっても効率が改善されます。

動作

ソフト・スタート

ソフトスタートは起動時の V_{IN} のサージ電流と出力のオーバーシュートを減らします。LTC3545/LTC3545-1のソフトスタートは、誤差アンプに与えられるリファレンス信号を約1msかけて内部でランプさせることにより実現されます。起動時のレギュレータ・チャンネルの振舞いを図1に示します。

短絡保護

短絡保護はインダクタ電流をモニタして達成されます。電流が予め決められたレベルを超えると、メイン・スイッチがオフし、インダクタ内の電流がフォールト・スレッシュホールドより下に減衰するのに十分なだけ長く同期スイッチがオンします。こうして、破壊的なインダクタの暴走状態を防ぎますが、それでも出力に電流を供給し続けます。この状態では出力電圧の安定化は達成されません。

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チャンネル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。細かいことですが、重要なことは、低い入力電源電圧では、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、LTC3545/LTC3545-1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」のセクションの「熱に関する検討事項」を参照)。

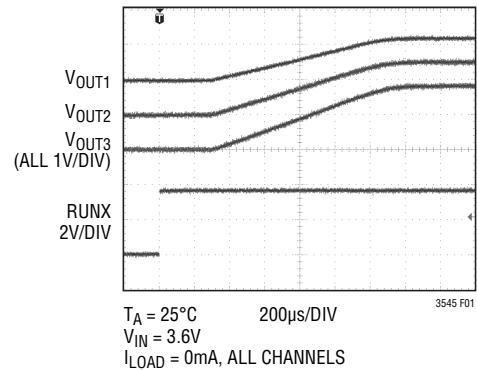


図1. シャットダウンからの起動(無負荷)

LTC3545/LTC3545-1

アプリケーション情報

LTC3545/LTC3545-1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行い、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1μH~10μH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、リップル電流が増加します。800mAレギュレータのリップル電流を設定するための妥当な出発点はΔI_L = 320mA (800mAの40%)です。

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

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え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960mA (800mA + 160mA) のインダクタはほとんどのアプリケーションで十分です。効率をよくするため、低DCRのインダクタを選択します。

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、LTC3545/LTC3545-1の動作条件に依存するよりも、価格とサイズの要件や放射フィールド/EMIの要件に多くの場合依存します。LTC3545/LTC3545-1のアプリケーションに適した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. 標準的表面実装インダクタ

PART NUMBER	VALUE (μH)	DCR (Ω MAX)	MAX DC CURRENT (A)	W × L × H (mm ³)
Würth WE-TPC 744031	1.5	0.035	1.75	3.8 × 3.8 × 1.65
	2.5	0.045	1.45	
	3.6	0.065	1.38	
CoilCraft LPS4012	1	0.06	2.5	4.0 × 4.0 × 1.1
	1.5	0.07	2.5	
	2.2	0.1	2.1	
	3.3	0.1	1.5	
Sumida CDH38D11/SLD	1.4	0.055	1.8	4.0 × 4.0 × 1.2
	2.4	0.094	1.3	
	3.6	0.13	1.1	
Sumida CDRH3D16	1.5	0.043	1.55	3.8 × 3.8 × 1.8
	2.2	0.075	1.2	
	3.3	0.11	1.1	

C_{IN}とC_{OUT}の選択

連続モードの入力電流リップルのワーストケースの推定値は、トップMOSFETのソース電流がデューティ・サイクルがV_{OUT}/V_{IN}で振幅がI_{OUT(MAX)}の方形波であると仮定して求めることができます。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。

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

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。この単純なワーストケース条件が一般に設計に使用されます。コンデンサのメーカー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(セラミック以外のコンデンサ)。このため、コンデンサをさらにデイレートイングする、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メーカーにお問い合わせください。

アプリケーション情報

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の条件を満たさずれば、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。

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

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最大になります。

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・サイズで広く入手できます。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。LTC3545/LTC3545-1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、入力と出力にセラミック・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全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 V_{FB} を抵抗分割器に接続することによって設定されます。

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

図2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、電圧のリモート検出が可能です。

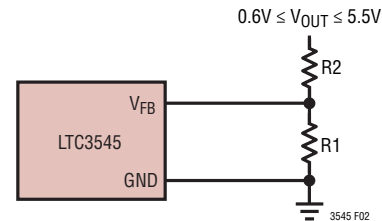


図2. LTC3545の出力電圧の設定

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、 $\text{効率} = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots)$ の式で表すことができます。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、LTC3545/LTC3545-1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。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、実際の電力損失はこのデータシートの表紙に示されているように大したことはないからです。

アプリケーション情報

1. 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、 PV_{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 PV_{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、周波数に比例します。DCバイアス損失とゲート充電損失は両方とも PV_{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。

C_{IN} や C_{OUT} のESR消費損失やインダクタのコア損失など、スイッチング動作時の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。

熱に関する検討事項

LTC3545/LTC3545-1はパッケージのバックプレーン・メタルをPCボードに十分半田付けする必要があります。これにより、QFNパッケージに比類の無い熱特性が与えられるので、通常動作ではデバイスの最大接合部温度を超えることはまずありません。ほとんどのアプリケーションで、LTC3545/LTC3545-1は効率が高いので大きな発熱はありません。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LTC3545/LTC3545-1が動作するアプリケーションでは、熱的に十分接地されていないと、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。

LTC3545/LTC3545-1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。温度上昇は次式で与えられます。

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

ここで、 P_D はレギュレータの電力損失、 θ_{JA} はダイの接合部から周囲温度への熱抵抗です。

接合部温度 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 2.5V 、負荷電流が 800mA 、周囲温度が 85°C でドロップアウト状態のLTC3545/LTC3545-1の1チャンネルについて考えます。スイッチ抵抗の標準的性能のグラフから、 85°C でのPチャンネル・スイッチの $R_{DS(ON)}$ は約 0.42Ω と推定されます。したがって、そのチャンネルによる電力損失は以下のとおりです。

$$P_D = I_{LOAD}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 0.27\text{W}$$

$3\text{mm} \times 3\text{mm}$ QFNパッケージの θ_{JA} は 68°C/W です。この電力損失による温度上昇は次のとおりです。

$$T_R = \theta_{JA} \cdot P_D = 18^{\circ}\text{C}$$

接合部温度は次のとおりです。

$$T_J = 85^{\circ}\text{C} + 18^{\circ}\text{C} = 103^{\circ}\text{C}$$

これは 125°C の最大接合部温度より下です。3つのチャンネルの全てがドロップアウト状態で 800mA で動作しているとすれば、こうならないでしょう。この場合 $T_R = 55^{\circ}\text{C}$ なので、この場合の許容周囲温度は 70°C より下に制限されます。

アプリケーション情報

高い周囲温度で3つのチャンネルの全てが最大負荷で動作しているとき同様の状態が生じます。一例として、1.8Vの出力で85%の効率で800mAを供給しているチャンネルについて検討します。電力損失は次式を使って計算することができます。

$$\text{Loss} = P_0 \left(\frac{1-E}{E} \right) = 1.4W \cdot 0.17 = 0.25W$$

ここで P_0 は出力電力、 E は効率です。この場合、温度上昇は17°Cで、上述のドロップアウトの場合に似ています。これらのレベルでの1チャンネル動作はデバイスの温度リミット内に安全に収まりますが、これらのレベルでの3チャンネルの同時動作はピーク周囲温度に制限を置くでしょう。

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、接合部温度はもっと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(>1 μ F)電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷のスイッチが入れると、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 $25 \cdot C_{LOAD}$ に制限することです。したがって、3.3Vに充電される10 μ Fのコンデンサには250 μ 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。

設計例

設計例として、リチウムイオン・バッテリーを使った携帯用アプリケーションにLTC3545/LTC3545-1を使う場合を考えます。バッテリーは2.8V~4.2Vの V_{IN} を供給します。2.5Vの1つのチャンネルに対する需要は600mAです。このチャンネルを一例に使用して、最初に、最大 V_{IN} で40%のリプル電流(この例では240mA)になるようにインダクタ値を計算します。式1を使うと次のようになります。

$$L1 = \frac{2.5V}{(2.25MHz)(240mA)} \left(1 - \frac{2.5V}{3.6V} \right) = 1.41\mu H$$

最も近い標準値の1.5 μ Hを使います。低リップルのアプリケーションでは、出力コンデンサには10 μ Fが適しています。出力コンデンサをもっと小さくすると過渡応答のセトリング時間が短くなりますが、負荷過渡リップルが大きくなります。リチウムイオン・バッテリーのソース・インピーダンスは非常に低いので、 $C5 = 4.7\mu$ Fで十分です。 $C5$ と $C1$ の両方とも出力のパワー・スイッチにスイッチング電流を供給します。それらはできるだけデバイスに近づけて、それぞれ $V_{IN}/GNDA$ の間および $PV_{IN}/PGND$ の間に配置します。 PV_{IN} と $PGND$ はチャンネル2とチャンネル3の両方の電源経路およびリターン電力経路なので、 $C1$ の値は10 μ Fが適切です。帰還抵抗は出力電圧をプログラムします。これらの抵抗の電流を小さくするほど非常に軽い負荷での効率が高くなりますが、合計200kのレベルが、効率とPCBの寄生容量の帰還ピンへの悪影響に対する耐性の間の程よい妥協点です。0.6Vの帰還電圧のとき帰還電流として10 μ Aを選択すると、 $R4 = 60k$ になります。これに近い標準1%抵抗は60.4kです。次式を使うと：

$$R3 = \left(\frac{2.5V}{0.6V} - 1 \right) \cdot R4 = 191.1k$$

これに最も近い標準1%抵抗は191kです。過渡応答を改善するため、20pFの帰還コンデンサを推奨します。他のチャンネルの部品の値を同様の方法で選択します。この例の完全な回路と、その効率曲線および2.5V出力の出力電流のBurst Modeのリプルを図4に示します。

アプリケーション情報

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には以下のチェックリストを使用してLTC3545/LTC3545-1が正しく動作するようにします。これらの項目は図3と図4にも図示してあります。電力経路の部品とトレースを図3に示します。この図では、帰還ネットワークは基板の底面に置かれているので示されていません。レイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

1. PGNDトレース、SWトレース、PV_{IN}トレース、V_{IN}トレースおよびGNDAトレースで構成される電源トレースは、短く、真っ直ぐに、幅を広くします。
2. 各V_{FBx}ピンはそれぞれの帰還抵抗に直接接続されていますか。抵抗分割器は対応する出力フィルタ・コンデンサ(たとえば、C2)の(+)プレートとGNDAの間に接続する必要

があります。電力供給を受ける回路がデバイスから遠く離れており、回路トレースに沿った電圧降下が多い場合、電力供給を受ける回路から抵抗分割器までのケルビン接続を検討してください。

3. C1とC5をできるだけデバイスに近づけて配置します。
4. スwitchング・ノード(SW_x)は敏感なV_{FBx}ノードから離します。
5. 入力コンデンサと出力コンデンサのグラウンドに接続したプレートはできるだけ近づけて接続します。
6. トランス結合を最小に抑えるため、シールドされていないインダクタの間に十分なスペースをとるように注意します。

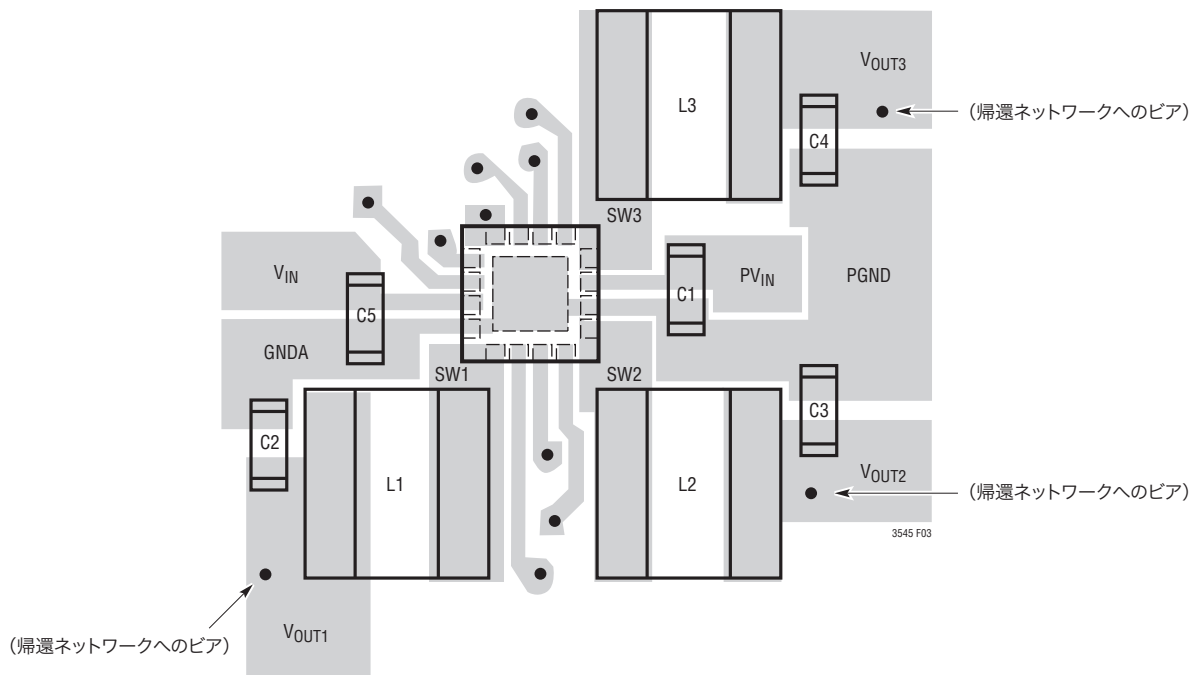
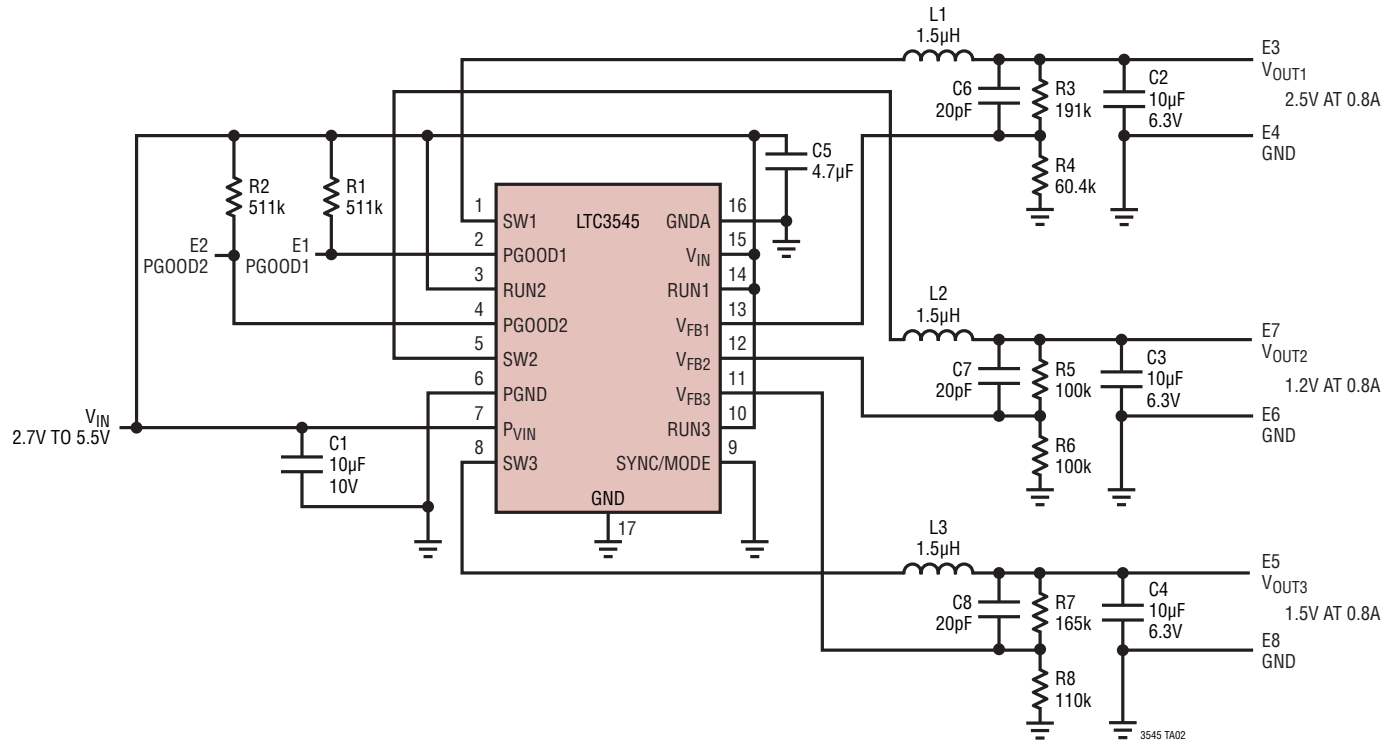
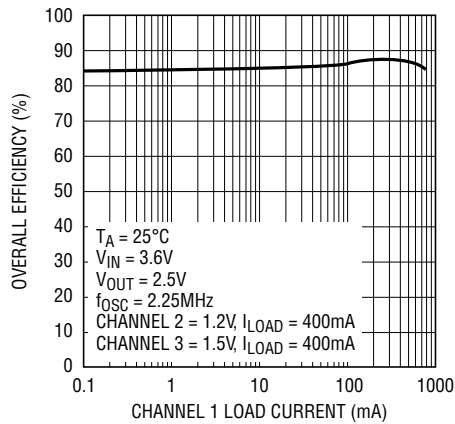


図3. レイアウト図

標準的応用例

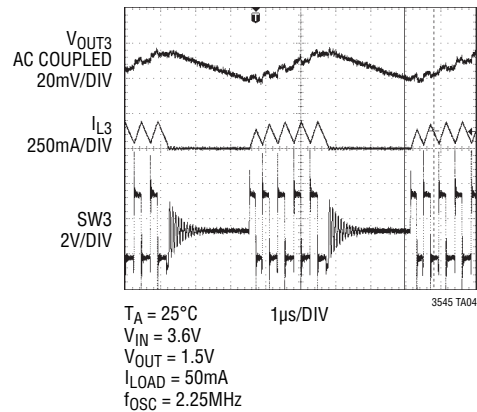


全体の効率と
チャンネル1の負荷電流



3545 TA03

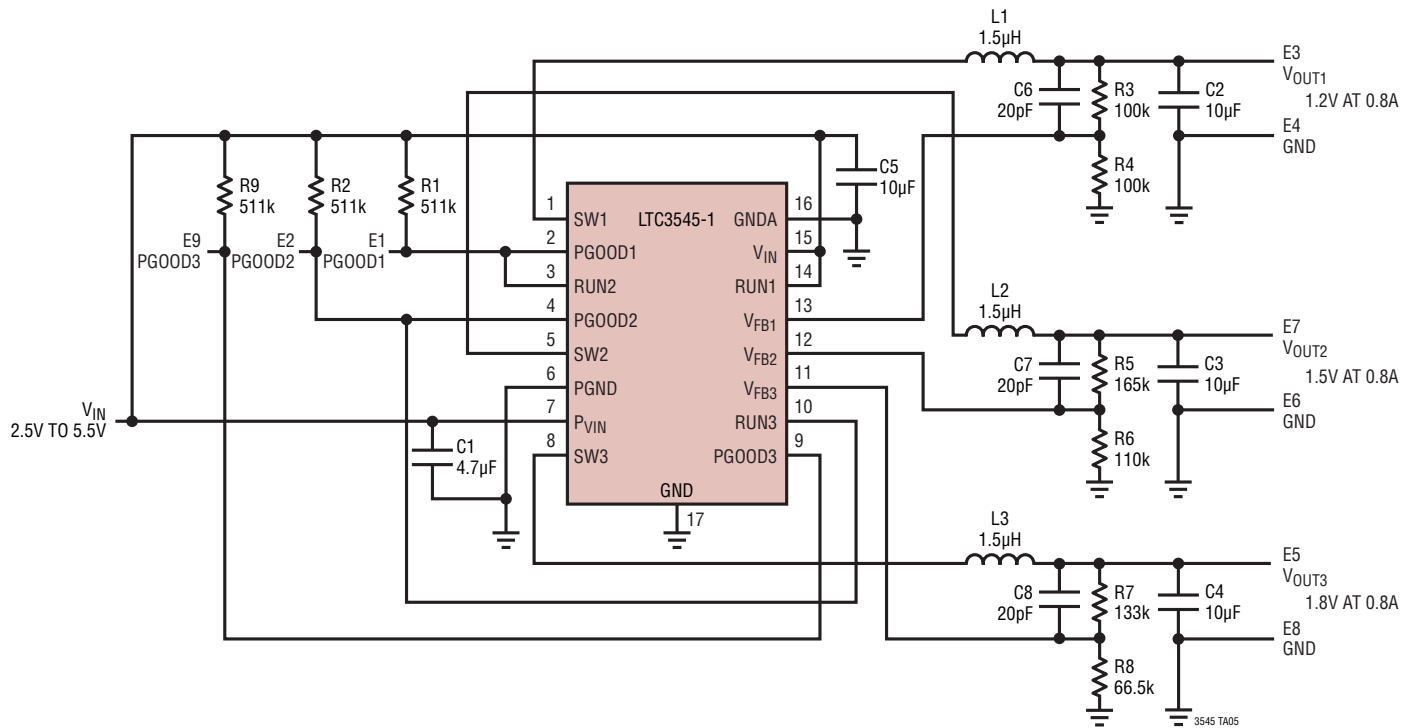
Burst Modeのリプル



3545 TA04

図4. LTC3545 – 低リップルのBurst Mode動作

標準的応用例



3チャンネルの電源シーケンシング

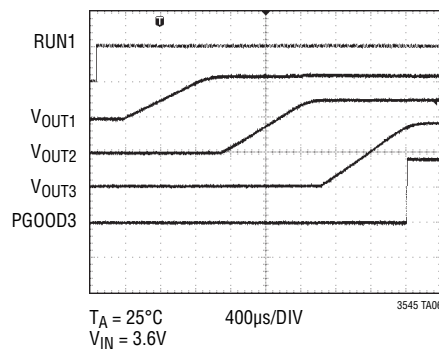


図5. LTC3545-1 – 3つのPG00Dおよび電源シーケンシング

LTC3545/LTC3545-1

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、10ピンMSE、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、10ピンMSE、DFNパッケージ
LTC3412	2.5A 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、16ピンTSSOPEパッケージ
LTC3419	デュアル600mA、2.25MHz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 = 35μA、I _{SD} < 1μA、MS10、3mm×3mm 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、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: 95%、V _{IN} : 2.4V~5.5V、V _{OUT(MIN)} : 2.4V~5.25V、I _Q = 35μA、I _{SD} < 1μA、10ピンMSE、DFNパッケージ
LTC3544/LTC3544B	300mA、2×200mA、100mA、2.25MHzクワッド同期整流式降圧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、3mm×3mm QFNパッケージ
LTC3547	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、8ピン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、10ピンMSE、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。