

LDO 付きトリプル・モノリシック 降圧レギュレータ

特長

- 広い入力電圧範囲: 4V ~ 36V
- パワー・スイッチを内蔵した3個のスイッチング・レギュレータ (2.7A 出力1個と1.8A 出力2個)
- 外部トランジスタを使う低損失リニア・レギュレータ
- 逆位相スイッチングによるリップルの減少
- 個別の実行、トラッキング/ソフトスタート、パワーグッド・インジケータにより、電源シーケンシングが簡単
- 小型のインダクタとセラミック・コンデンサを使用
- 調節可能な 250kHz ~ 2.5MHz のスイッチング周波数、全範囲で同期可能
- ユーザーがプログラム可能な過電圧および低電圧ロックアウト
- 熱特性が強化された 38ピン TSSOP パッケージおよび 5mm x 7mm QFN パッケージ

アプリケーション

- 車載機器
- 産業用電源
- 分散型電源の安定化
- DSP 電源

概要

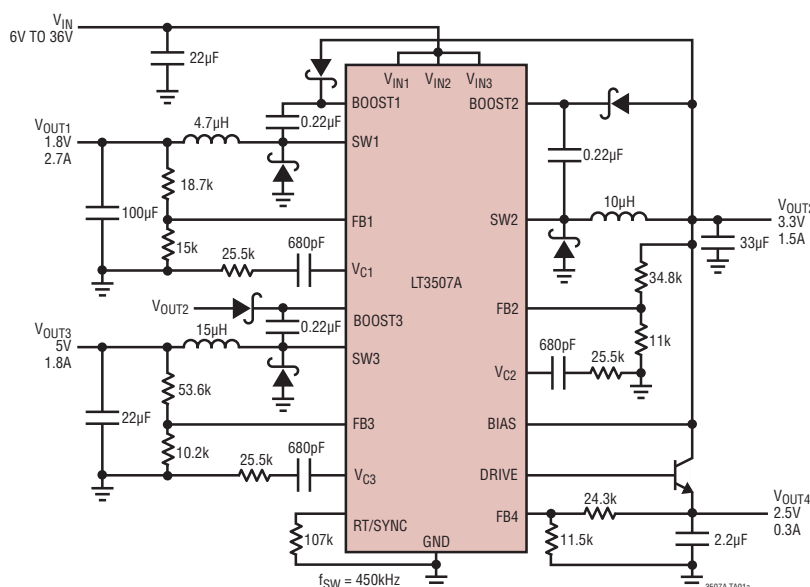
LT[®]3507A は、トリプル電流モード DC/DC コンバータで、パワー・スイッチと低損失レギュレータを内蔵しています。これらのスイッチング・コンバータは1つの2.7A 出力と2つの1.8A 出力を発生することができる降圧コンバータです。3つのコンバータは全て単一の発振器に同期します。2.7A の出力は他の2つのコンバータに対して反対の位相で動作するので、入力リップル電流が減少します。各レギュレータはシャットダウン回路とソフトスタート回路を個別に備えており、出力が安定化するとパワーグッド信号を生成するので、電源シーケンシングと、マイクロコントローラや DSP とのインタフェースが簡素化されます。

スイッチング周波数は1個の抵抗を使って 250kHz ~ 2.5MHz の範囲に設定されます。スイッチング周波数が高いと小型のインダクタやコンデンサを使用可能なので、非常に小型のトリプル出力電源になります。スイッチング周波数が一定で、低インピーダンスのセラミック・コンデンサが使われると、出力リップルが小さくなり、予測しやすくなります。周波数フォールドバックとサーマル・シャットダウンにより、フォールト状態に対して保護します。LT3507A は LT3507 で利用可能な出力電流より高い出力電流を供給します。

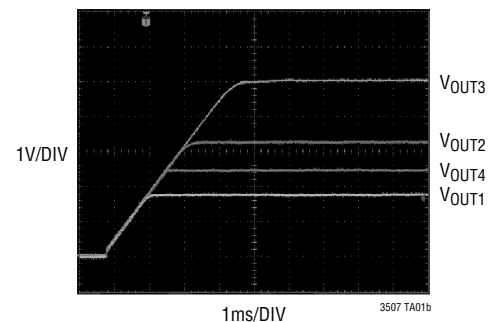
LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology および Linear のロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。

標準的応用例

5V、3.3V、2.5V および 1.8V の降圧レギュレータ



起動波形—同時トラッキング



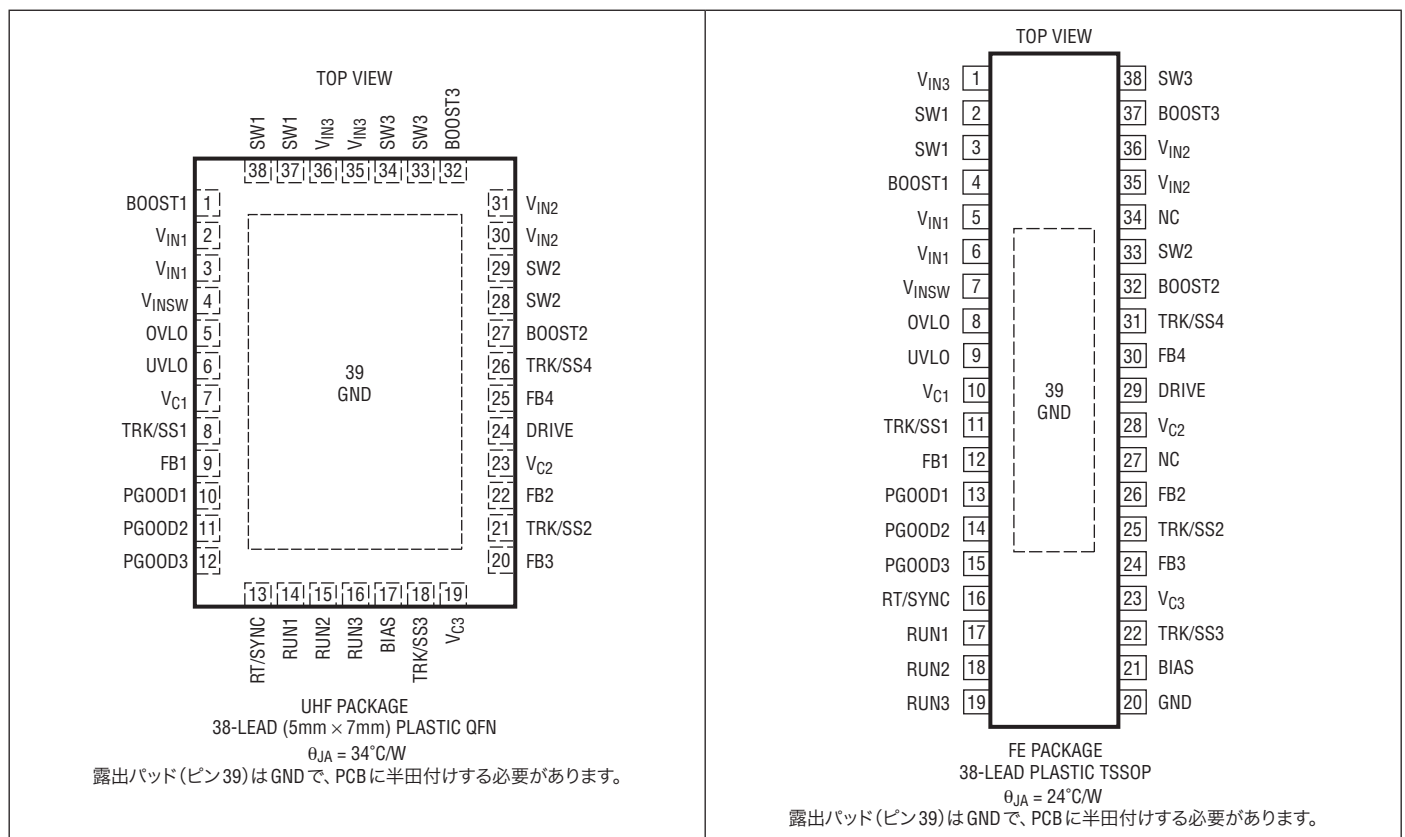
LT3507A

絶対最大定格 (Note 1)

V_{IN} ピン	-0.3V ~ 36V
BOOSTピン	55V
SWを超える BOOST	25V
PGOODピン	36V
BIASピン	16V
TRK/SS、 V_C 、FB、RT/SYNCの各ピン	6V
RUN、OVLO、UVLOの各ピン	V_{IN1}

DRIVEピン	5V
動作接合部温度範囲 (Note 2, 5)		
LT3507AE、LT3507AI	-40°C ~ 125°C
LT3507AH	-40°C ~ 150°C
保存温度範囲	-65°C ~ 150°C
リード温度 (半田付け、10秒)		
TSSOPのみ	300°C

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LT3507AEUHF#PBF	LT3507AEUHF#TRPBF	3507A	38-Lead (5mm × 7mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LT3507AIUHF#PBF	LT3507AIUHF#TRPBF	3507A	38-Lead (5mm × 7mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LT3507AHUHF#PBF	LT3507AHUHF#TRPBF	3507A	38-Lead (5mm × 7mm) Plastic QFN	-40°C to 150°C
LT3507AEFE#PBF	LT3507AEFE#TRPBF	LT3507AFE	38-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT3507AIFE#PBF	LT3507AIFE#TRPBF	LT3507AFE	38-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT3507AHFE#PBF	LT3507AHFE#TRPBF	LT3507AFE	38-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 150°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。

* 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仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandreeel/> をご覧ください。

3507af

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 V_{IN1} 、 V_{IN2} 、 $V_{IN3} = 12\text{V}$ 、 V_{BOOST1} 、 V_{BOOST2} 、 $V_{BOOST3} = 17\text{V}$ 。(Note 2、7)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Minimum Operating Voltage	Internal UVLO on V_{IN1}	●		3.8	4	V
Input Quiescent Current	Not Switching, $V_{BIAS} = 3.3\text{V}$			2	3.5	mA
Bias Quiescent Current	Not Switching, $V_{BIAS} = 3.3\text{V}$			5	7.5	mA
Shutdown Current	$V_{RUN1,2,3} = 0\text{V}$				1	μA
Reference Voltage Line Regulation	$5\text{V} < V_{IN1} < 36\text{V}$			0.01		%/V
V_C Source Current	$V_C = 0.6\text{V}$			20		μA
V_C Sink Current	$V_C = 0.6\text{V}$			30		μA
V_C Clamp Voltage				1.8		V
Switching Frequency	$R_T = 40.2\text{k}$	●	0.9		1.1	MHz
Switching Phase	SW1 to SW2,3, $R_T = 40.2\text{k}$			180		Deg
Foldback Frequency	$V_{FB} = 0\text{V}$, $R_T = 40.2\text{k}$			120		kHz
Frequency Shift Threshold on FB				0.4		V
RUN Threshold				1	1.5	V
PGOOD Output Voltage Low	$I_{PGOOD} = 200\mu\text{A}$			0.2	0.4	V
PGOOD Pin Leakage	$V_{PGOOD} = 2\text{V}$			10	400	nA
PGOOD Threshold Offset	V_{FB} Rising		58	80	105	mV
Feedback Pin Voltage		●	788	800	812	mV
Feedback Pin Bias Current		●		-50	-500	nA
Error Amplifier Transconductance				330		μS
Error Amplifier Voltage Gain				500		V/V
V_C Switching Threshold				0.9		V
Switch Leakage Current				0.01	10	μA
Minimum Boost Voltage Above Switch (Note 4)				1.8	2.5	V
$I_{TRK/SS}$	$V_{TRK/SS} = 0\text{V}$			1.25		μA
V_{IN1} - V_{INSW}	$I_{VINSW} = 1\text{mA}$			0.35		V

コンバータ1

V_{C1} to Switch Current Gain				6		A/V
Switch 1 Current Limit (Note 3)	Duty Cycle = 15%	●	4.3	5.1	6	A
Switch 1 V_{CESAT}	$I_{SW1} = 2\text{A}$ (Note 6)			400	600	mV
BOOST1 Operating Current	$I_{SW1} = 2\text{A}$			40	60	mA

コンバータ2

V_{C2} to Switch Current Gain				4.3		A/V
Switch 2 Current Limit (Note 3)	Duty Cycle = 15%	●	2.7	3.3	4	A
Switch 2 V_{CESAT}	$I_{SW2} = 1.5\text{A}$ (Note 6)			350	500	mV
BOOST2 Operating Current	$I_{SW2} = 1.5\text{A}$			40	60	mA

LT3507A

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 V_{IN1} 、 V_{IN2} 、 $V_{IN3} = 12\text{V}$ 、 V_{BOOST1} 、 V_{BOOST2} 、 $V_{BOOST3} = 17\text{V}$ 。(Note 2、7)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Converter 3					
V_{C3} to Switch Current Gain			4.3		A/V
Switch 3 Current Limit (Note 3)	Duty Cycle = 15%	● 2.7	3.3	4	A
Switch 3 V_{CESAT}	$I_{SW3} = 1.5\text{A}$ (Note 6)		350	500	mV
BOOST3 Operating Current	$I_{SW3} = 1.5\text{A}$		40	60	mA
LDOレギュレータ					
Feedback Pin Voltage		● 788	800	812	mV
Feedback Pin Bias Current			-150	-500	nA
Error Amplifier Voltage Gain			1100		V/V
Line Regulation	V_{IN} from 5V to 36V		0.05		%/V
Load Regulation	I_{DRIVE} from 0.1mA to 10mA		0.005		%/mA
DRIVE Output Current Limit		● 10	15	22.5	mA
Dropout Voltage, V_{IN1} to DRIVE	$I_{DRIVE} = 10\text{mA}$		1.7	2.0	V
Dropout Voltage, BIAS to DRIVE	$I_{DRIVE} = 10\text{mA}$		0.5	0.8	V
過電圧/低電圧ロックアウト					
Undervoltage Lockout Threshold		1.15	1.20	1.25	V
Overvoltage Lockout Threshold		1.15	1.20	1.25	V
Undervoltage Lockout Hysteresis Current	$V(UVLO) < 1.2\text{V}$	7	10	13	μA
Overvoltage Lockout Hysteresis Current	$V(OVLO) > 1.2\text{V}$	-7	-10	-13	μA
Input Bias Current (OVLO and UVLO)			-100	-200	nA

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: LT3507AEは、 $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 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。LT3507AIは、 $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。LT3507AHは $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。接合部温度が高いと動作寿命が短くなる。 125°C を超える接合部温度では動作寿命がディレーティングされる。

Note 3: 電流制限は設計および静的テストとの相関によって保証されている。高いデューティ・サイクルではスロープ補償により電流制限が減少する。

Note 4: これは内蔵パワー・スイッチが完全に飽和するのを保証するのに必要な、昇圧コンデンサ両端の最小電圧である。

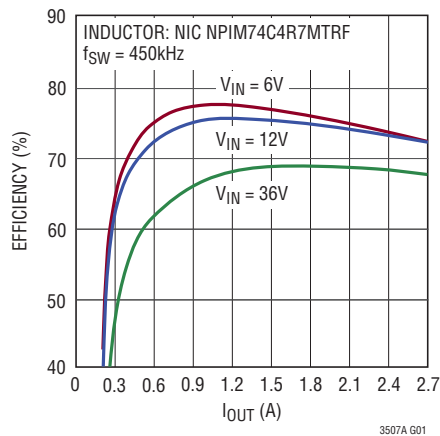
Note 5: このデバイスには短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過温度保護機能が備わっている。過温度保護がアクティブなとき、接合部温度は最大動作範囲を超える。規定された最大動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なう恐れがある。

Note 6: FEパッケージのスイッチの V_{CESAT} は、設計および静的テストとの相関によって保証されている。

Note 7: 正電流はピンに流れ込み、負電流はピンから流れ出す。最小値と最大仕様は絶対値を意味する。

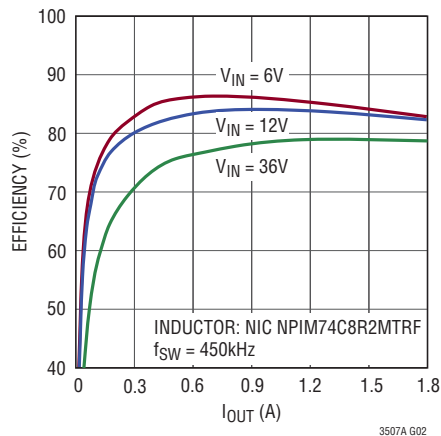
標準的性能特性

効率と負荷電流、
チャンネル1、 $V_{OUT} = 1.8V$



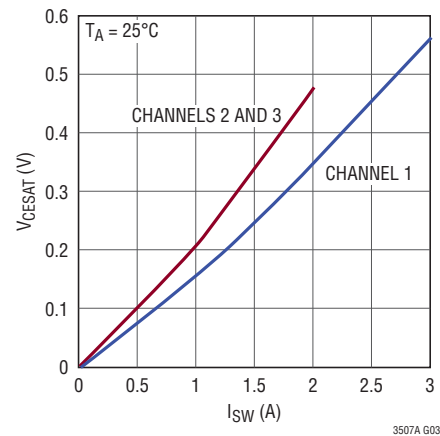
3507A G01

効率と負荷電流、
チャンネル2および3、 $V_{OUT} = 3.3V$



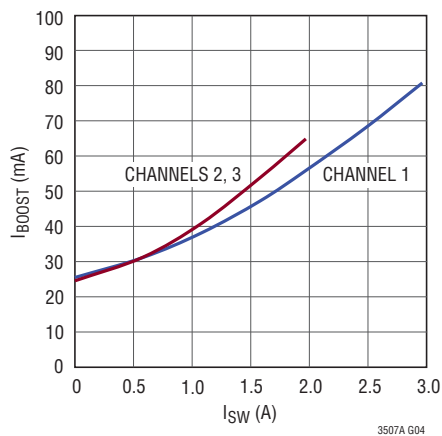
3507A G02

スイッチの V_{CESAT} とスイッチ電流、
チャンネル1、2 および3



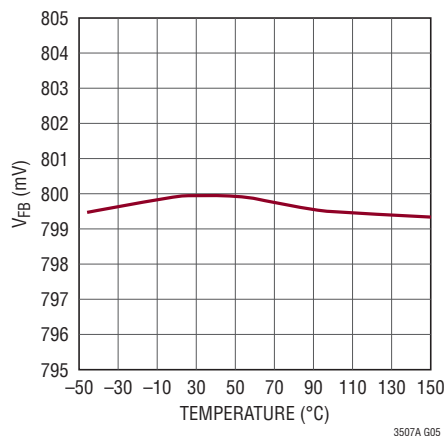
3507A G03

BOOSTピンの電流とスイッチ電流、
チャンネル1、2 および3



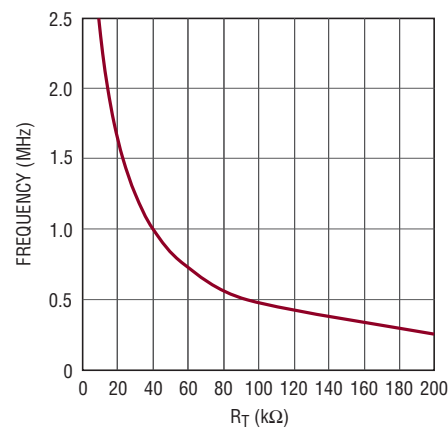
3507A G04

V_{FB} と温度



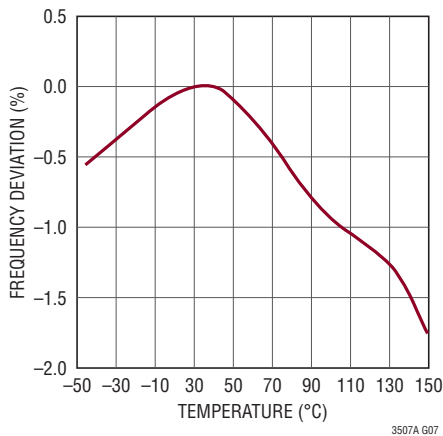
3507A G05

周波数と R_T



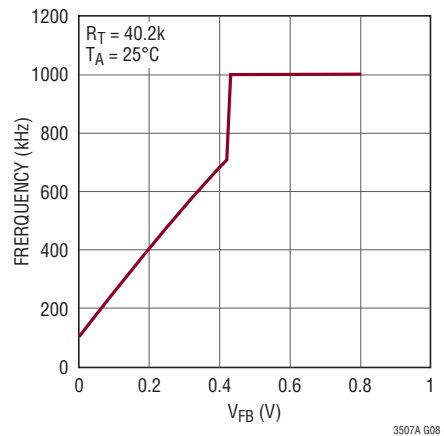
3507A G06

周波数と温度



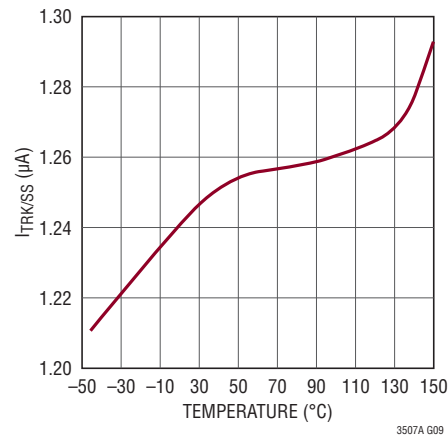
3507A G07

周波数と V_{FB} (フォールドバック)



3507A G08

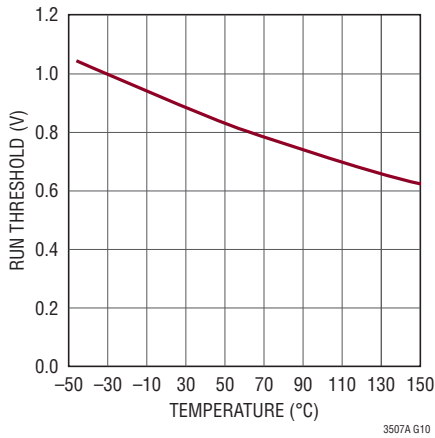
$I_{TRK/SS}$ と温度



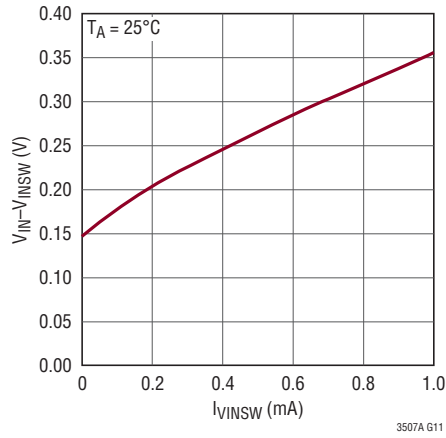
3507A G09

標準的性能特性

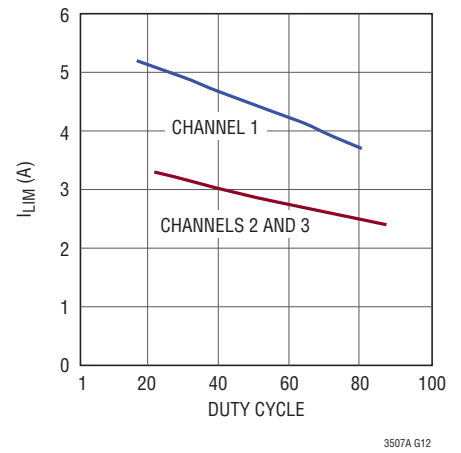
RUN スレッシュホールドと温度



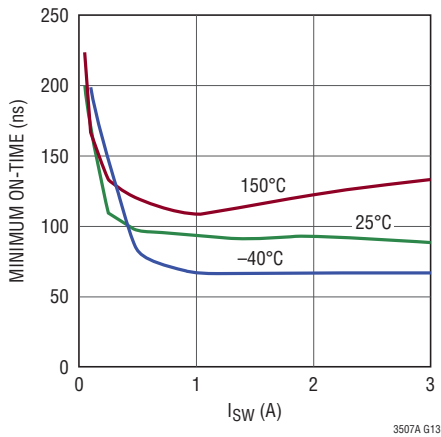
$V_{IN1}-V_{INSW}$ 電圧降下と I_{VINSW}



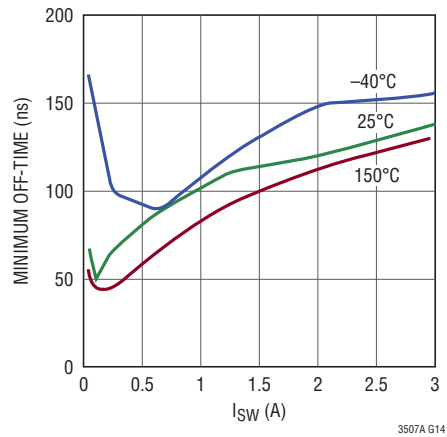
電流制限とデューティ・サイクル



最小オン時間と I_{SW}



最小オフ時間と I_{SW}



ピン機能

BIAS: BIASピンはLT3507Aの内部レギュレータに電流を供給します。このピンを3Vを超える利用可能な最低電圧の電圧源(V_{IN} 、 V_{OUT} 、または他の利用可能な任意の電源のどれか)に接続します。LDOのパス・トランジスタのベース電流は、BIASピンがLDO DRIVE出力より少なくとも0.8V高いとBIASピンから供給されます。

BOOST1、BOOST2、BOOST3: これらのBOOSTピンを使って、入力電圧よりも高いドライブ電圧を内部バイポーラNPNパワー・スイッチに与えます。これらのピンは V_{OUT} 、 V_{IN} または2.5Vを超える別の電源からダイオードを通して接続する必要があります。

DRIVE: DRIVEピンはLDOレギュレータに使用される外部NPNトランジスタのベースをドライブします。

FB1、FB2、FB3: FBピンはエラーアンプへの負入力です。LT3507Aは各帰還ピンを、0.8VとTRK/SSピンの電圧の低い方に安定化します。帰還抵抗分割器のタップをこれらのピンに接続します。

FB4: FB4ピンはLDOエラーアンプへの負入力です。このピンはLDO帰還抵抗分割器を通して0.8Vに安定化されます。

GND: グランド。パッケージの下側の露出したパッド・メタルにより、グラウンドへの電気的接触とプリント回路基板への十分な熱的接触の両方が実現されます。最適動作のため、露出パッドを回路基板の接地されたパッドに半田付けする必要があります。

OVLO: このピンが1.2Vを超えるとLT3507Aは過電圧シャットダウンになります。使用しない場合、OVLOピンはGNDに接続します。

PGOOD1、PGOOD2、PGOOD3: PGOODピンは内部コンパレータのオープン・コレクタ出力です。PGOODはFBピンが最終安定化電圧の10%以内に入るまで“L”に保たれます。PGOODピンは出力の安定化状態を示すだけでなく、スイッチング・レギュレータのシーケンスを制御することができます。使用しない場合、これらのピンは未接続のままにしておく必要があります。PGOOD出力は V_{IN} が3.5Vを超えており、RUNピンのどれかが“H”のとき有効です。これらは全てのRUNピンが“L”のとき無効です。

RT/SYNC: RT/SYNCピンはLT3507Aの動作周波数を設定するのにグラウンドへの抵抗またはクロック信号を必要とします。

RUN1、RUN2、RUN3: これらのRUNピンは個々のスイッチング・レギュレータをシャットダウンするのに使います。3つのRUNピンが全て“L”だと、LT3507Aはシャットダウンし、 V_{IN1} から流れる電流は1 μ A未満です。

SW1、SW2、SW3: SWピンは内部パワースwitchの出力です。これらのピンはインダクタおよびスイッチング・ダイオードに接続します。

TRK/SS1、TRK/SS2、TRK/SS3、TRK/SS4: TRK/SSピンによりレギュレータは別のレギュレータの出力をトラッキングすることができます。TRK/SSピンの電圧が内部0.8Vリファレンスより低いと、FBピンはTRK/SSの電圧に安定化されます。このピンは1.25 μ Aをソースし、コンデンサをTRK/SSからグラウンドに接続することにより、ソフトスタートとして使うことができます。どちらの機能も使わない場合、TRK/SSピンはオープンのままにします。

UVLO: このピンが1.2Vより下に下がるとLT3507Aは低電圧シャットダウンになります。使用しない場合、UVLOピンは V_{INSW} に接続します。

Vc1、Vc2、Vc3: Vcピンは内部エラーアンプの出力です。これらのピンの電圧により、ピーク・スイッチ電流が制御されます。これらのピンは一般に制御ループを補償するのに使用されます。各スイッチング・レギュレータは、それぞれのVcピンをNMOSまたはNPNトランジスタを使ってグラウンドに引き下げることでシャットダウンすることができます。

VIN1: V_{IN1} ピンは、2.7Aレギュレータの内部スイッチとLT3507Aの内部リファレンスおよび起動回路に電力を供給します。これらのピンはローカルにバイパスする必要があります。

VIN2/VIN3: V_{IN2} ピンと V_{IN3} ピンは1.8Aコンバータの内部スイッチに電力を供給します。これらのピンはローカルにバイパスする必要があります。

VINSW: V_{INSW} ピンはユーザーがプログラム可能な低電圧および過電圧の検出のためのスイッチを介した V_{IN1} です。RUNピンのどれかが“H”に引き上げられると V_{IN} に接続され、全てのRUNピンが“L”またはオープンだと高インピーダンスになります。

LT3507A

ブロック図

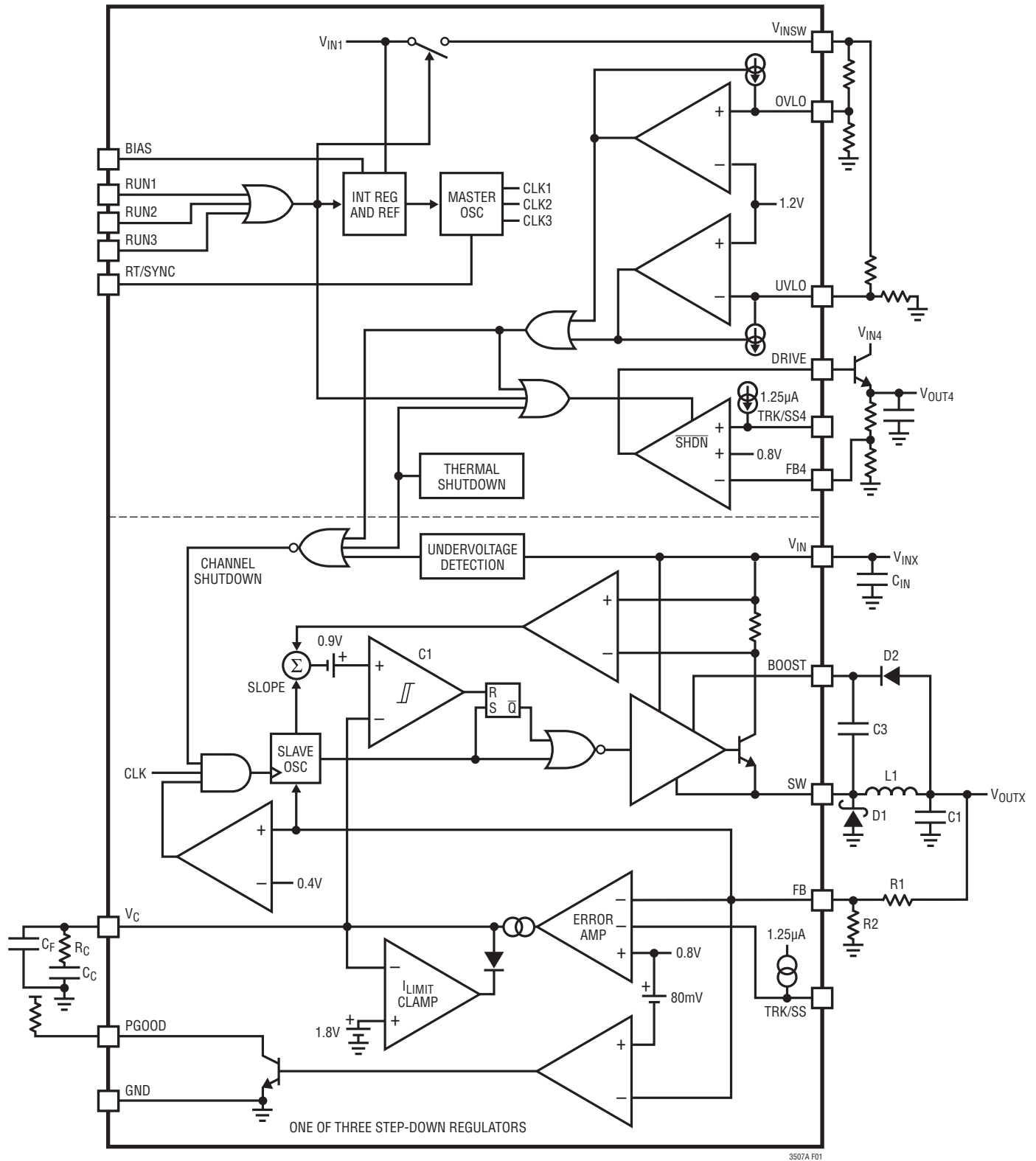


図1. LT3507Aのブロック図(標準的外部部品付き)

動作

LT3507Aは3個の独立した固定周波数、電流モード・スイッチング・レギュレータを内蔵しており、内部パワー・スイッチと低損失リニア・レギュレータを備えています。3つのレギュレータは入力ソース、電圧リファレンス、発振器などの共通回路を共有していますが、それ以外は独立しています。ブロック図(図1)を参照すると動作をよく理解できます。

RUNピンがグランドに接続されているとLT3507Aはシャットダウンし、 V_{IN1} に接続された入力ソースから $<1\mu\text{A}$ が流れます。RUNピンのどれかが1Vより上にドライブされると、内部レギュレータ、リファレンス、マスタ発振器などの内部バイアス回路がオンします。各スイッチング・レギュレータは対応するRUNピンが $>1.25\text{V}$ に達するまでは動作を開始しません。マスタ発振器は3つのクロック信号を発生します。チャンネル1の信号は位相が 180° シフトしています。

3つのスイッチャは電流モードのレギュレータです。パワー・スイッチのデューティ・サイクルを直接変調する代わりに、帰還ループがサイクル毎にスイッチを流れるピーク電流を制御します。電圧モードの制御に比べて、電流モードの制御ではループの動特性が改善され、サイクルごとに電流を制限します。

ブロック図には3個の降圧スイッチング・レギュレータの中の1個だけが示されています。スレーブ発振器からのパルスにより、RSフリップ・フロップがセットされ、内部NPNバイポーラ・パワー・スイッチがオンします。スイッチと外部インダクタを流れる電流が増加し始めます。この電流が V_C の電圧で定まるレベルを超すと、電流コンパレータC1がフリップ・フロップをリセットしてスイッチをオフします。インダクタの電流は外部ショットキー・ダイオードを通して流れ、減少し始めます。発振器からの次のパルスにより、このサイクルが再度開始されます。このようにして、 V_C ピンの電圧により、インダクタを通して出力に流れる電流が制御されます。内部エラーアンプは V_C ピンの電圧を連続的に調整して出力電圧を安定化します。 V_C ピンのスイッチング・スレッショルドは $>1\text{V}$ で、 1.8V のアクティブ・クランプにより出力電流を制限します。

各スイッチャには別の独立した発振器が備わっており、過負荷状態の間波数フォールドバックを実行します。このスレーブ発振器は通常はマスタ発振器に同期しています。 V_{FB} がその安定化された値の50%より小さいと、コンパレータが検出してレギュレータをマスタ発振器からもっと遅いスレーブ発振器に切り替えます。 V_{FB} は起動時、短絡時、さらに過負荷状態の間その安定化された値の50%を下回ります。周波数フォールドバックはこれらの状態でスイッチ電流を制限するのに役立ちます。

TRK/SSピンが 0.8V より下のとき、TRK/SSピンはFBピンのための 0.8V リファレンスをオーバーライドします。これにより、ソフトスタート機能とともに、起動時の同時トラッキングまたはレシオメトリック・トラッキングのどちらでも可能になります。

スイッチ・ドライブは V_{IN} ピンまたはBOOSTピンのどちらかで動作します。外付けのコンデンサとダイオードを使って入力電源より高い電圧をBOOSTピンに発生させます。これにより、ドライブは内部バイポーラNPNパワー・スイッチを飽和させることができ、効率的な動作を実現します。

BIASピンにより、内部回路はその電流を入力より低い電圧の電源から得ることができるので、電力消費が減少し、効率が向上します。BIASピンの電源が 3V より下に下がると、その消費電流は V_{IN} から流れます。

FBピンが安定化状態の値の90%になるとパワーグッド・コンパレータがトリップします。PGOOD出力はオープン・コレクタのトランジスタで、出力が安定化状態のときオフしているため、外部抵抗を使ってPGOODピンを“H”に引き上げることができます。LT3507Aがイネーブルされていて、 V_{IN} が通常の動作範囲内のとき、パワーグッドは有効です。

LDOレギュレータは外部NPNパス・トランジスタを使ってリニア・レギュレータを構成します。ループは内部で補償され、 $2.2\mu\text{F}$ 以上の負荷容量で安定します。

LDOは3つのRUNピン全てが“L”のときディセーブルされます。

過電圧と低電圧の検出により、入力電圧が抵抗でプログラム可能なスレッショルドより上または下になるとLT3507Aがシャットダウンします。これらの検出器のヒステリシスも抵抗でプログラム可能です。

アプリケーション情報

降圧に関する検討事項

FBの抵抗回路網

出力電圧は出力とFBピンの間に接続した抵抗分割器(ブロック図を参照)を使ってプログラムします。次式に従って抵抗を選択します。

$$R1 = R2 \left(\frac{V_{OUT}}{800mV} - 1 \right)$$

バイアス電流誤差を避けるため、R1とR2の並列接続を10k以下にします。

入力電圧範囲

最小動作電圧はLT3507Aの内部低電圧ロックアウト(V_{IN1} が4V、 V_{IN2} と V_{IN3} が3V)またはその最大デューティ・サイクルのどちらかによって決まります。デューティ・サイクルは内部スイッチがオンしている時間の割合であり、入力電圧と出力電圧によって決まります。

$$DC = \frac{V_{OUT} + V_F}{V_{IN} - V_{SW} + V_F}$$

ここで、 V_F はキャッチ・ダイオードの順方向電圧降下(約0.4V)、 V_{SW} は内部スイッチの電圧降下(最大負荷で約0.3V)です。したがって、最小入力電圧は次のようになります。

$$V_{IN(MIN)} = \frac{V_{OUT} + V_F}{DC_{MAX}} - V_F + V_{SW}$$

デューティ・サイクルは、内部スイッチがクロックの周期に対してオンしている時間の割合です。最大デューティ・サイクルは一般に $DC_{MAX} = 1 - t_{OFF(MIN)} \cdot f_{SW}$ によって与えられます。ただし、ほとんどの固定周波数レギュレータとは異なり、LT3507Aの場合、出力スイッチを完全に飽和させるのに十分な電圧が昇圧コンデンサ(図1のC3)の両端にあれば、クロック・サイクルの終点でスイッチはオフしません。クロック・サイクルの終点で最小時間のスイッチ・オフが強制されるのは、昇圧コンデンサを再充電する必要があるときだけです。この動作には、オフ時間を固定したままクロックの周波数を下げるのと同じ効果があり、デューティ・サイクルが高くなり、最小入力電圧が下がります。結果として得られるデューティ・サイクルは昇圧コンデンサの充電時間に依存し、次式で近似することができます。

$$DC_{MAX} = \frac{1}{1 + \frac{1}{B}}$$

ここで、Bは出力電流容量を「標準的性能特性」のセクションの「BOOSTピン電流とスイッチ電流」に示されている標準的昇圧電流で割ったものです。

パルス・スキップなしの最大動作電圧は最小デューティ・サイクル DC_{MIN} によって次のように決まります。

$$V_{IN(PS)} = \frac{V_{OUT} + V_F}{DC_{MIN}} - V_F + V_{SW}$$

ただし、 $DC_{MIN} = t_{ON(MIN)} \cdot f_{SW}$ です。

したがって、最大入力電圧と最小入力電圧は両方ともスイッチング周波数と出力電圧の関数です。したがって、最大スイッチング周波数は全ての入力と出力のパラメータに適応した値に設定する必要があり、各チャネルの以下の判定基準の両方を満たす必要があります。

$$f_{MAX1} = \left(\frac{V_{OUT} + V_F}{V_{IN(PS)} - V_{SW} + V_F} \right) \cdot \frac{1}{t_{ON(MIN)}}$$

$$f_{MAX2} = \left(1 - \frac{V_{OUT} + V_F}{V_{IN(MIN)} - V_{SW} + V_F} \right) \cdot \frac{1}{t_{OFF(MIN)}}$$

$t_{ON(MIN)}$ と $t_{OFF(MIN)}$ の値は I_{SW} と温度の関数です(「標準的性能特性」のセクションのチャートを参照)。0.5Aより大きなスイッチ電流のワーストケースの値は $t_{ON(MIN)} = 130ns$ ($T_J > 125^\circ C$ 、 $t_{ON(MIN)} = 155ns$ の場合)および $t_{OFF(MIN)} = 170ns$ です。

f_{MAX1} はそこで最小デューティ・サイクルが超えられる周波数です。 f_{MAX1} を超える周波数の全体的デューティ・サイクルを減らすため、レギュレータはONパルスをスキップします。引き続き安定化を行います。インダクタ電流が増加し、出力リップルが大幅に増加します。また、パルス・スキップ時の増加したインダクタ電流は高電圧と高スイッチング周波数でスイッチ・トランジスタにストレスを加えます。LT3507Aがパルスをスキップすることが許され、入力電圧が20Vより大きいと、スイッチング周波数を1.1MHzより下に保ってLT3507Aへの損傷を防ぐ必要があります。

アプリケーション情報

f_{MAX2} はそこで最大デューティ・サイクルが超えられる周波数です。BOOSTコンデンサに十分な電荷があると、レギュレータはOFF期間をスキップし、約 f_{MAX2} の周波数で全体のデューティ・サイクルが増加します。引き続き安定化を行います、インダクタ電流が増加し、出力リップルが大幅に増加します。

動作入力電圧に対する制限は出力を安定化状態に保つための定常状態での制限を指していることに注意してください。回路は絶対最大定格までの入力電圧過渡に耐えます。

スイッチング周波数

デューティ・サイクルの要件からスイッチング周波数の上限と下限が求まったら、周波数をこれらの限界内に設定することができます。周波数が低いほどスイッチング損失が減少しますが、大きなインダクタとコンデンサを必要とします。ユーザーは最善のトレードオフを決める必要があります。

スイッチング周波数は、RT/SYNCピンからグラウンドに接続した抵抗によって、またはクロック信号をRT/SYNCに強制することによってプログラムされます。LT3507Aは約1.25Vをこの抵抗の両端に加え、その電流を使って発振器の速度を設定します。スイッチング周波数は次式で与えられます。

$$f_{sw} = \frac{53.2}{R_T + 12.4}$$

ここで、 f_{sw} の単位はMHz、 R_T の単位はk Ω です。

この式は、精度が $\pm 3\%$ 以内の周波数値を与えます。精度を上げるには、表1を使います。

表1. 一般的な周波数のためのRT

スイッチング周波数 (MHz)	R_T (k Ω)
0.25	203
0.5	93.8
0.75	58.0
1.0	40.2
1.25	30.0
1.5	23.0
1.75	18.0
2.0	14.3
2.25	11.4
2.5	9.17

周波数同期信号は1.8V~5VのCMOSまたはTTLの V_{H} ロジック・レベルをサポートします。デューティ・サイクルは重要ではありませんが、100nsの最小オン時間と100nsの最小オフ時間が必要です。LT3507Aの出力の1つから同期回路に給電する場合、電源が与えられていない状態ではドライブするゲートが高インピーダンスになるか、またはある中間の電源電圧で“H”または“L”に引っ張られていると起動の問題が起きることがあります。図2に示されている回路はクロックが動作状態になるまでクロック同期回路を切り離すことによってこれらの問題を防ぎます。ショットキー・ダイオードはOn SemiのBAS70またはCentral SemiのCMOD6263のような低リーク電流タイプにします。RTは最終同期周波数の $\pm 25\%$ 以内の周波数を与えるように設定します。

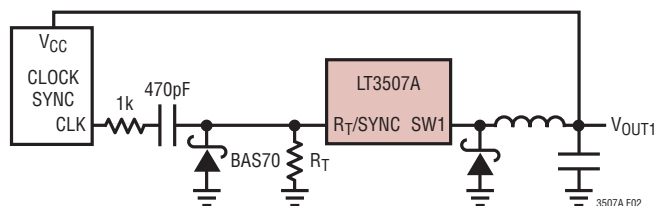


図2. LT3507Aの出力から給電されるクロック

インダクタの選択と最大出力電流

インダクタを流れる電流は三角波で、その平均値が負荷電流に等しくなります。ピーク・スイッチ電流は出力電流にピーク・トゥ・ピークのインダクタ・リップル電流の半分を加えたものです。自己とシステムを過負荷フォールトから保護するためにLT3507Aはスイッチ電流を制限します。したがって、LT3507Aが供給する最大出力電流は、スイッチ電流制限、インダクタの値、および入力電圧と出力電圧に依存します。

スイッチがオフのとき、インダクタ両端には出力電圧にキャッチ・ダイオードの電圧降下を加えた電圧が加わります。したがって、インダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流は次のとおりです。

$$\Delta I_L = (1 - DC) \frac{V_{OUT} + V_F}{L \cdot f}$$

ここで、 f はLT3507Aのスイッチング周波数、 L はインダクタの値です。インダクタとスイッチのピーク電流は次のとおりです。

$$I_{SWPK} = I_{LPK} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

アプリケーション情報

出力を安定化された状態に保つには、このピーク電流はLT3507Aのスイッチ電流リミット I_{LIM} より小さくしなければなりません。SW1の場合、 I_{LIM} は低デューティ・サイクルでは標準5.1Aですが、直線的に低下し、DC = 0.8では3.7Aになります。SW2とSW3の場合、 I_{LIM} は低デューティ・サイクルでは標準3.3Aですが、直線的に低下し、DC = 0.8では2.4Aになります。

したがって、最小インダクタンスは次式で計算することができます。

$$L_{MIN} = \frac{1 - DC_{MIN}}{2 \cdot f} \cdot \frac{V_{OUT} + V_F}{I_{LIM} - I_{OUT}}$$

ただし、最小値より大きなインダクタを使う方が一般には良いでしょう。最小インダクタのリップル電流は大きく、コア損失が増加し、出力リップルを低く抑えるのに大きな出力コンデンサが必要です。リップル電流を I_{LIM} の30%より下に保つ L_{MIN} より大きなインダクタを選択します。

インダクタのRMS電流定格は最大負荷電流より小さくしなければならず、その飽和電流は I_{LPK} より小さくしなければなりません。最高の効率を得るには、直列抵抗(DCR)を 0.1Ω より小さくします。メーカー数社および適しているシリーズのリストを表2に示します。

表2. インダクタ

メーカー	シリーズ	インダクタンスの範囲	電流範囲
Würth	WE-HC	1 μ H to 6.5 μ H	6A to 15A
Coilcraft	XAL40xx	0.22 μ H to 15 μ H	3.3A to 21.5A
Sumida	CDRH103R	0.8 μ H to 10 μ H	2.8A to 8.3A
TDK	VLF	2.2 μ H to 10 μ H	3.8A to 7.7A
Vishay	IHLP-2525CZ-11	1 μ H to 10 μ H	2.5A to 9.5A

この分析は連続モード動作($I_{OUT} > I_{LIM}/2$)に対して有効です。不連続モード動作の最大出力電流については、「アプリケーションノートAN44」を参照してください。最後に、デューティ・サイクルが50%を超える場合($V_{OUT}/V_{IN} > 0.5$)、低調波発振を防ぐため最小インダクタンスが必要です。この最小インダクタンスは次のようになります。

$$SW1: L_{MIN} = (V_{OUT} + V_F) \cdot \frac{0.4}{f_{SW}}$$

$$SW2, SW3: L_{MIN} = (V_{OUT} + V_F) \cdot \frac{0.75}{f_{SW}}$$

ただし、 L_{MIN} の単位は μ H、 f_{SW} の単位はMHzです。

出力コンデンサの選択

出力コンデンサはインダクタ電流をフィルタ処理して電圧リップルが小さい出力を発生します。また、このコンデンサは過渡負荷を満たしてLT3507Aの制御ループを安定させるためにエネルギーを蓄積します。LT3507Aは高い周波数で動作するので小さな出力容量ですみます。さらに、制御ループは出力コンデンサに直列抵抗(ESR)があってもなくても正常に動作します。したがって、(出力リップルを非常に小さく抑え、回路のサイズも小さくできる)セラミック・コンデンサは選択肢の1つになります。

以下の式を使って出力リップルを計算することができます。

$$V_{RIPPLE} = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f \cdot C_{OUT}} \quad (\text{セラミック・コンデンサの場合})$$

および

$$V_{RIPPLE} = \Delta I_L \cdot ESR \quad (\text{電解コンデンサ(タンタルやアルミ)の場合})$$

ここで、 ΔI_L はインダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流です。このリップルのRMS成分は非常に低いので、出力コンデンサのRMS電流定格は通常心配りません。この成分は次式を使って計算することができます。

$$I_{C(RMS)} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}}$$

出力コンデンサに対する別の制限として、インダクタよりも大きなエネルギーを保存できなければなりません。インダクタに蓄えられたエネルギーが出力に転送されるとき生じる電圧ステップは安定化電圧に比べて小さいことが必要です。5%のオーバーシュートの場合、この条件は次のようになります。

$$C_{OUT} > 10 \cdot L \cdot \left(\frac{I_{LIM}}{V_{OUT}} \right)^2$$

セラミック・コンデンサはサイズが小さくESRが低いのでLT3507Aのアプリケーションに適しています。ただし、全てのセラミック・コンデンサが同じわけではありません。値の大きなコンデンサの多くは質の劣る誘電体を使っており、温度係数と電圧係数が大きくなります。特に、Y5VとZ5Uのタイプは電圧が印加されると、また高温や低温では容量の大きな部分が失われます。ループの安定性と過渡応答は C_{OUT} の値に依存するので、このような容量の低下を許容できないことがあります。X7RとX5Rのタイプを使ってください。

アプリケーション情報

電解コンデンサも選択肢に入ります。ほとんどのアルミ電解コンデンサのESRは大きすぎて出力リップルが小さくなりません。タンタル・コンデンサや電源用途向けの新しい低ESR有機電解コンデンサは適しています。出力リップル条件を満たすのに十分小さなESRのコンデンサを選択します。コンデンサの大きさがESRが決まるので、同様のリップル性能を与えるセラミック・コンデンサに比べて、サイズと値の両方が大きくなります。利点の1つとして、容量が大きいと負荷電流の大きな変化に対する過渡応答が改善されます。表3にいくつかのコンデンサ・メーカーを示します。

表3. 低ESR表面実装コンデンサ

メーカー	タイプ	シリーズ
Taiyo-Yuden	Ceramic	
AVX	Ceramic Tantalum	TPM, TPS
Kemet	Ceramic Tantalum Tantalum Organic Polymer Aluminum Organic Polymer	T494, T495 T510, T520, T525, T530 A700
Sanyo	Tantalum Organic Polymer Aluminum Organic Polymer	POSCAP OS-CON
Panasonic	Ceramic Aluminum Organic Polymer	SP CAP
TDK	Ceramic	

ダイオードの選択

キャッチ・ダイオード(図1のD1)はスイッチのオフ時間の間だけ電流を流します。通常動作時の平均順方向電流は次式で計算することができます。

$$I_{D(AVG)} = \frac{I_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN}}$$

公称動作に必要な電流定格より大きな電流定格のダイオードを検討する唯一の理由は、出力が短絡したときのワーストケース条件に対処するためです。この場合、ダイオード電流は標準ピーク・スイッチ電流まで増加します。ピーク逆電圧はレギュレータの入力電圧に等しくなります。逆電圧定格が入力電圧より大きいショットキー・ダイオードを使用してください。プログラム可能なOVLOは、入力電圧がダイオードの最大定格を超えるとレギュレータをシャットダウンして、ダイオードを過度の逆電圧から保護することができます。いくつかのショットキー・ダイオードとそのメーカーを表4に示します。

表4. ショットキー・ダイオード

メーカー	製品番号	電流	V _F AT	概要
On Semiconductor	MBRS240	2A	0.43V	SMB
On Semiconductor	MBRS340	3A	0.5V	SMC
On Semiconductor	MBRD340	3A	0.6V	DPAK
Diodes, Inc.	B240A	2A	0.5V	SMA
Diodes, Inc.	B340	3A	0.5V	SMC
Diodes, Inc.	SMB340	3A	0.5V	Powermite 3
Central Semiconductor	CMSH3-40	3A	0.5V	SMC
Central Semiconductor	CSHD3-40	3A	0.65V	DPAK

BOOSTピンに関する検討事項

BOOSTピンに接続されたコンデンサとダイオードにより、入力電圧より高い電圧がBOOSTピンに発生します。ほとんどの場合、小さなセラミック・コンデンサと高速スイッチング・ダイオード(CMDSH-3やMMSD914LT1など)で十分です。コンデンサの値はスイッチング周波数、ピーク電流、デューティ・サイクルおよび昇圧電圧の関数です。一般に(0.1μF・1MHz/f_{sw})の値で問題なく動作します。図3に昇圧回路の構成法を3つ示します。最高効率を達成するには、BOOSTピンはSWピンより2.5V以上高くなければなりません。3.3V以上の出力の場合、標準回路(図3a)が最善です。2.8V~3.3Vの出力の場合、小型のショットキー・ダイオード(BAT54など)を使います。さらに低い出力電圧の場合、昇圧ダイオードは入力に接続することができます(図3b)。BOOSTピンの電流が低い電圧源からくるので、図3aの回路の方が効率が高くなります。最後に、図3cに示されているように、昇圧ダイオードのアノードは少なくとも3Vある別の電圧源に接続することができます。たとえば、3.3Vと1.8Vを発生させ、1.8Vがオンのときは常に3.3Vがオンしている場合、1.8Vの昇圧ダイオードを3.3V出力に接続することができます。この場合、3.3V出力が1.8V出力をトラッキングするように設定することはできません(「出力電圧のトラッキング」を参照)。

いずれにせよ、必ずBOOSTピンの最大電圧を55Vより小さくし、BOOSTピンとSWピンの間の電圧差を25Vより小さくします。

LT3507Aアプリケーションの最小動作電圧は内部低電圧ロックアウトおよび最大デューティ・サイクルによって制限されます。昇圧回路も、正常に起動するための最小入力電圧を制限します。入力電圧がゆっくりランプアップするか、出力が既に安定化しているときLT3507Aがオンすると、昇圧コンデンサ

アプリケーション情報

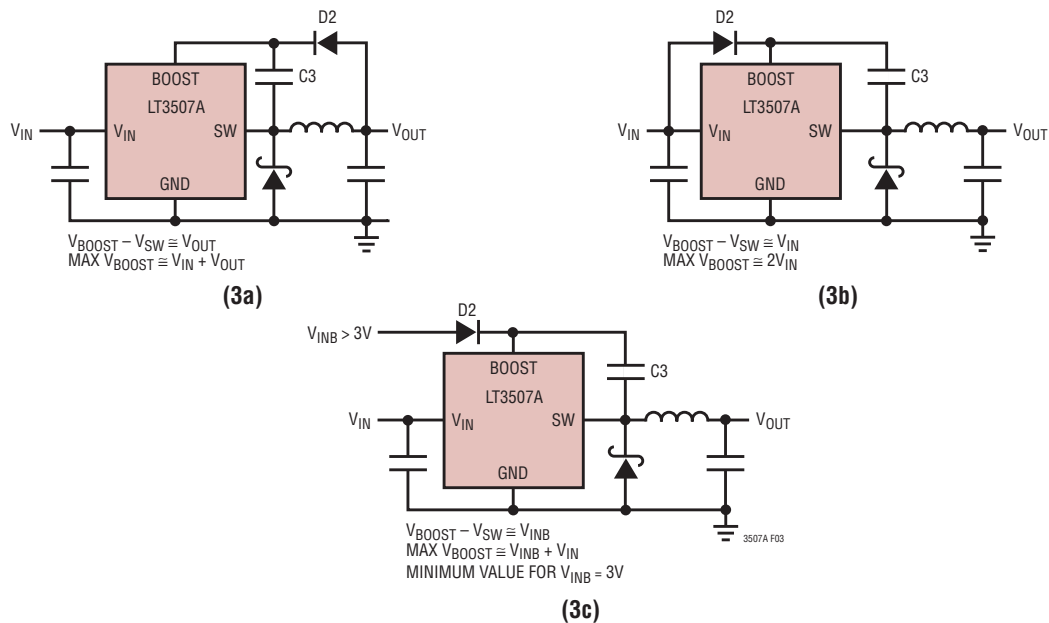


図3. Boost電圧の発生

が十分充電されないことがあります。昇圧コンデンサはインダクタに蓄えられたエネルギーによって充電されるので、昇圧回路を正常に動作させるには、回路はいくらかの最小負荷電流に依存します。この最小負荷は、入力電圧、出力電圧および昇圧回路の構成に依存します。最小負荷電流は回路が起動した後は通常ゼロになります。起動および動作に必要な最小負荷電流を入力電圧の関数としてプロットしたものを図4に示します。出力負荷電流が存在しなくても、多くの場合、放電した出力コンデンサがスイッチャの負荷となり、スイッチャは起動することができます。

昇圧電流は一般に小さいが、高いデューティ・サイクルでは大きくなる場合があります。必要な昇圧電流は次のようになります。

$$I_{BOOST} = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \left(\frac{I_{OUT}}{40} \right)$$

バックアップ用出力レギュレータ付きコンバータ

LT3507Aに入力が加わっていないときに出力が高く保たれるシステムで考慮すべき別の状況があります。V_{IN}とRUNピンの1つがフロートすることが許されていると、LT3507Aの内部回路にはSWピンを通過して消費電流が流れます。この状態で数mAの負荷を許容できるシステムであれば、これは問題ありません。3つのRUNピン全てをグランドに引き下げる

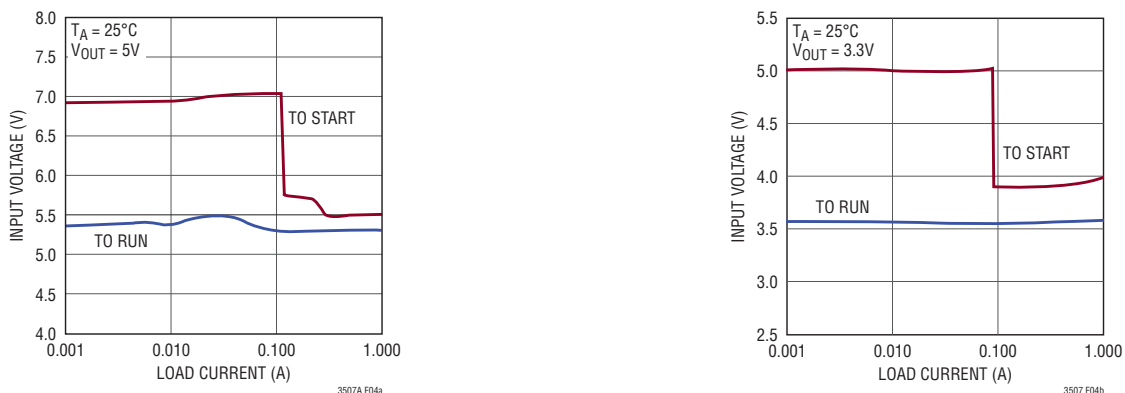


図4. 最小入力電圧は出力電圧、負荷電流および昇圧回路に依存する

アプリケーション情報

とLT3507Aはシャットダウン・モードになり、SWピンの電流は $<50\mu\text{A}$ に減少します。ただし、出力を高く保持した状態で V_{IN} を接地すると、出力からSWピンおよび V_{IN} ピンを通過してLT3507A内部の寄生ダイオードに大きな電流が流れる可能性があります。図5に示されているように、LT3507Aの入力に直列にショットキー・ダイオードを接続すると、短絡入力や逆入力に対してLT3507Aとシステムを保護します。

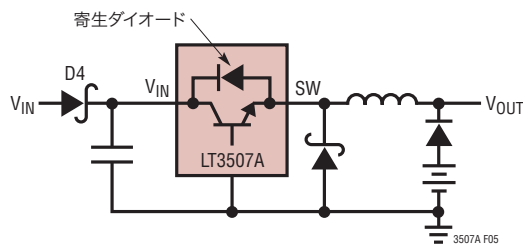


図5. ダイオードD4は、出力に接続されたバックアップ用バッテリーが短絡入力によって放電するのを防ぐ

入力コンデンサの選択

X7RまたはX5Rタイプの $10\mu\text{F}$ 以上のセラミック・コンデンサを使ってLT3507A回路の入力をバイパスします。以下、入力コンデンサに関する検討事項をさらに詳しく説明します。

降圧レギュレータには入力電源から高速の立ち上がり立ち下がりに伴うパルス電流が流れます。そのためLT3507Aの入力に生じる電圧リップルを減らし、このスイッチング電流を狭いローカル・ループに押し込めてEMIを最小に抑えるために入力コンデンサが必要です。これを効果的に実現するには、入力コンデンサはスイッチング周波数でのインピーダンスが低く、リップル電流定格が十分でなければなりません。3つのスイッチャは同じ周波数で動作するが、位相とデューティ・サイクルは異なっているので、入力コンデンサのRMS電流の計算は簡単ではありません。ただし、控えめな値は、ほとんどの電力($V_{\text{OUT}} \cdot I_{\text{OUT}}$)を供給している位相のRMS入力電流です。

$$I_{\text{IN(RMS)}} = I_{\text{OUT}} \cdot \frac{\sqrt{V_{\text{OUT}}(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})}}{V_{\text{IN}}} < \frac{I_{\text{OUT}}}{2}$$

これは $V_{\text{IN}} = 2V_{\text{OUT}}$ (50%のデューティ・サイクル)で最大になります。2番目の低電力チャネルに入力電流が流れるとき、位相がシフトした電流が高電力チャネルに流れる電流を相殺するので、入力コンデンサのRMS電流は実際には減少します。単一の位相から流れる最大負荷電流は(SW2とSW3の両方が最大電流のとき)約3.6Aであることを考慮すると、RMSリップル電流は常に1.8Aより小さくなります。

LT3507Aの周波数は高いので入力コンデンサに必要とされるエネルギー蓄積量が減少し、必要な容量は多くの場合 $10\mu\text{F}$ 以下です。セラミック・コンデンサはサイズが小さくてインピーダンスが低いので(低等価直列抵抗: ESR)この用途に適しています。低ESRなので電圧リップルが非常に小さくなります。セラミック・コンデンサは同じ値の他の種類のコンデンサに比べて大きなリップル電流を扱うことができます。X5RとX7Rのタイプを使ってください。

値の大きなセラミック・コンデンサの代替としては、値の小さなものを値の大きな電解コンデンサと一緒に使います。たとえば、 $1\mu\text{F}$ のセラミック・コンデンサを低ESRタンタル・コンデンサと並列に使います。電解コンデンサの場合、ESRとリップル電流の要件を満たすには $10\mu\text{F}$ より大きな値のものが必要になるでしょう。入力ソースが印加される時入力コンデンサには大きなサージ電流が流れる可能性が高いため、タンタル・コンデンサはサージ定格が規定されている必要があります。メーカーがコンデンサの定格電圧より低い電圧での使用を推奨していることもあります。最良のノイズ耐性を得るには、 $1\mu\text{F}$ のセラミック・コンデンサはできるだけデバイスの V_{IN} ピンとGNDピンの近くに配置します。

入力にセラミック・コンデンサを使用する際の最後の注意点は次のとおりです。入力のセラミック・コンデンサは浮遊インダクタンスと結合して共振タンク回路を形成することがあります。電源が瞬時に投入されると(たとえば、スイッチの入った電源に回路を差し込む場合)、このタンク回路がリングングを生じて入力電圧が倍になり、LT3507Aを損傷することがあります。解決策としては、入力電圧をクランプするか、セラミック・コンデンサに並列に電解コンデンサを追加してタンク回路を減衰させます。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。

アプリケーション情報

周波数補償

LT3507Aは電流モード制御を使って出力を制御します。これにより、ループ補償が簡素化されます。特に、LT3507Aは安定動作のために出力コンデンサの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下げ、回路のサイズを小さくすることができます。

V_C ピンに接続された部品により周波数補償が与えられます。一般に、グラウンドに直列に接続されたコンデンサと抵抗によりループの利得が決まります。さらに、小さい値のコンデンサが並列に接続されています。このコンデンサはスイッチング周波数のノイズを除去しますが、ループ補償の一部ではありません。

ループ補償により安定性と過渡性能が決まります。補償ネットワークの設計はいくらか複雑で、最適値はアプリケーションと出力コンデンサの種類に依存します。実用的な手法としては、このデータシートの回路のうち、目的のアプリケーションに似た回路から出発し、補償回路網を調整して性能を最適化します。次に、負荷電流、入力電圧、温度など全ての動作条件にわたって安定性をチェックします。LT1375のデータシートにはループ補償のさらに詳細な説明が含まれており、過渡負荷を使った安定性のテスト方法が説明されています。「アプリケーションノート76」も参考資料として最適です。

LT3507Aの制御ループの等価回路を図6に示します。エラーアンプは出力インピーダンスが有限のトランスコンダクタンス・アンプです。変調器、パワースイッチおよびインダクタで構成される電源部分は、 V_C ピンの電圧に比例した出力電流を発生するトランスコンダクタンス・アンプとしてモデル化されます。電力段の利得(g_{mp})はチャンネル1では6S、チャンネル2とチャンネル3では4.3Sです。出力コンデンサはこの電流を積分し、 V_C ピンのコンデンサ(C_C)はエラーアンプの出力電流を積分するのでループに2つのポールが生じることに注意してください。ほとんどの場合ゼロが1つ必要で、出力コンデンサのESRまたは C_C に直列な抵抗によって生じます。このモデルは、インダクタ電流リップルが低すぎず($\Delta I_{RIPPLE} > 5\% I_{OUT}$)、ループのクロスオーバー周波数が $f_{SW}/5$ より小さいかぎり有効です。帰還分割器の両端の位相リード・コンデンサ(C_{PL})によって過渡応答が改善されることがあります。

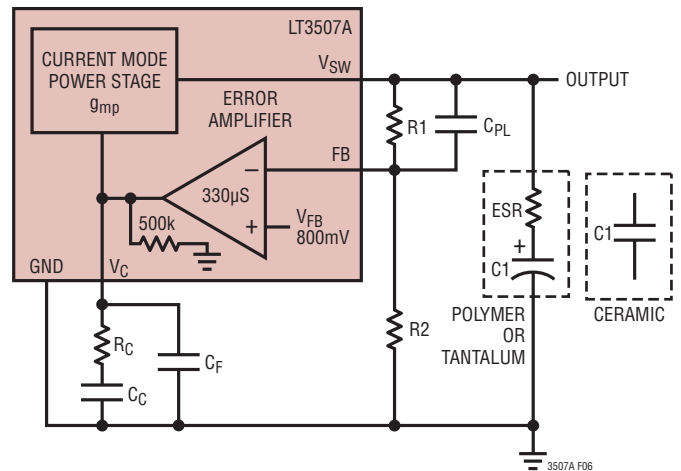


図6. ループ応答モデル

シャットダウン

RUNピンは個々のスイッチング・レギュレータと内部バイアス回路をシャットダウンするのに使います。3つのRUNピンを全て“L”に引き下げると、LT3507Aはシャットダウン・モードになり、入力電源から流れる電流は1µA未満です。RUNピンのどれかが“H”(>1.5V)に引き上げられると、内部リファレンス、LDOおよび選択されたチャンネルが全てオンします。

RUNピンにはリファレンスに給電するための少量の電流が流れます。この電流は1.8Vで3µAより小さいので、RUNピンは1.8Vロジックで直接ドライブすることができます。RUNピンの定格は最大36Vなので、入力電圧に直接接続することができます。

RUNピンは自己の出力で引き上げることはできません。つまり、OUT1から給電されるロジックによってRUN1を引き上げることはできません。

パワーグッド・インジケータ

PGOODピンは内部コンパレータのオープン・コレクタ出力です。PGOODはFBピンが最終安定化電圧の10%以内に入るまで“L”に保たれます。PGOODは200µAより小さな電流を供給するプルアップ抵抗を使って任意の電源に接続します。このピンはFBピンの電圧に関係なくLT3507Aがシャットダウン・モードのとき(3つのRUNピンが全てグラウンド)オープン状態になることに注意してください。LT3507Aがイネーブルされており(RUNピンのどれかが“H”)、 V_{IN} が約3.5Vを超えているときPGOODは有効です。

アプリケーション情報

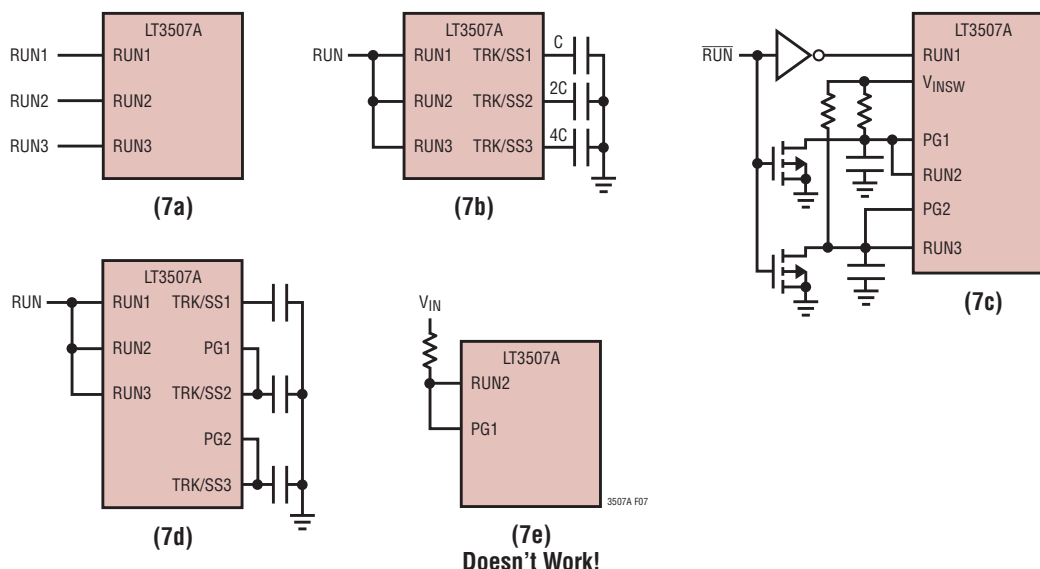


図7. 出力のシーケンシング

出力のシーケンシング

LT3507Aの出力はいくつかの方法でシーケンスを制御することができます。図7の回路はこれらのいくつかの例を示しています。どの場合もチャンネル1から起動し、チャンネル2が続き、さらにチャンネル3が続きます。示されている順序は要件ではなく、LT3507Aは任意の順序でシーケンスを制御できます。これらの回路は起動時の出力のシーケンスを制御することに注意してください。シャットダウンするときは3つのチャンネルが同時にオフします。

最も明らかな方法はRUNピンを望みのシーケンスで個別に引き上げることです(図7a)。これは3チャンネル全ての独立した制御が必要な場合の理想的ソリューションです。これはシンプルなソリューションでもありますが、3つのロジック入力が必要とします。

別の可能性はソフトスタート機能を使って特定のチャンネルの起動を遅くすることです(図7b)。3つのRUNピン全てを一緒に結線すると、ソフトスタート容量の差によって起動シーケンスが決まります。チャンネル1に比べてチャンネル2のコンデンサが大きいと起動が遅くなり、チャンネル3はさらに遅くなります。遅らせる方のチャンネルのコンデンサは速い方のチャンネルのコンデンサの値の少なくとも2倍にします。各チャンネルの出力容量と負荷に依存して、さらに大きな比率が必要になることがあります。これらのコンデンサの最終値を決定する前に必ずシステム内で回路をテストします。遅らせるチャンネルは直ちに上昇

し始め、速いチャンネルより単に速度が遅いことに注意してください。

PGピンは3つの出力のシーケンスを制御することにも使うことができます。図7cで、PGピンはRUNピンを直接ドライブします。チャンネル2はチャンネル1が安定化するまでオフに保たれ、チャンネル3はチャンネル2が安定化するまでオフに保たれます。抵抗は V_{INSW} に引き上げられるので、シャットダウン時に電流は流れません。これらは少なくとも $1\mu A$ をRUNピンに供給する大きさにします。パワーグッド・コンパレータが作動するまで(パワーグッド・コンパレータはシャットダウン時にはディスエーブルされます)コンデンサがチャンネル2とチャンネル3をオフに保ちます。シャットダウン時にRUN2ピンとRUN3ピンが“L”に保たれるのを保証するためFETが必要です。

図7dで、PGピンは遅らせるチャンネルのTRK/SSピンを引き下げます。これは追加部品を必要としないシンプルなソリューションです。チャンネル2は、チャンネル1がその最終値の90%に達するまでTRK/SS2を引き下げておくPG1の出力によってオフに保たれます。次いでPG1が高インピーダンスになるので、チャンネル2のソフトスタート回路がソフトスタート・コンデンサを充電することができるようになり、チャンネル2を立ち上げます。同様にチャンネル3はPG2によってオフに保たれます。

図7aと図7bの回路ではパワーグッド・インジケータは解放されたままです。ただし、図7cと図7dの回路には別の利点があります。それらは起動時に出力のシーケンスを制御するととも

アプリケーション情報

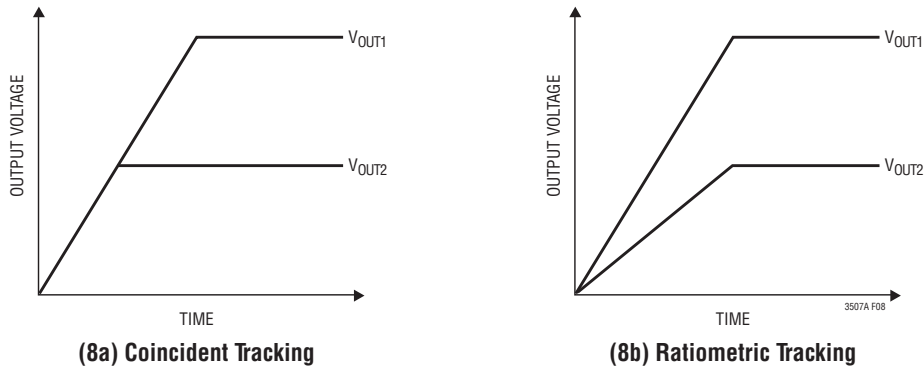


図 8. 出力電圧トラッキングの2つの異なるモード

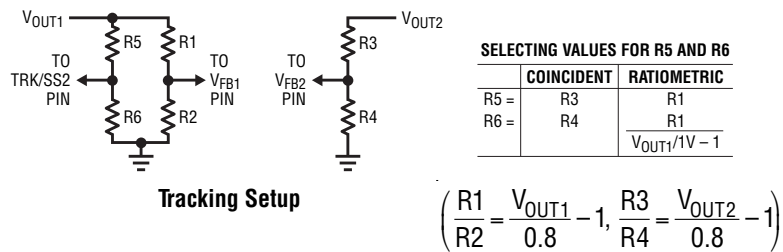


図 9. 同時トラッキングおよびレシオメトリック・トラッキングのセットアップ

に、(短絡や入力電圧の低落により)マスタ・チャンネルが安定化された状態から外れるとスレーブ・チャンネルをディスエーブルします。

最後に、パワーグッド・コンパレータはシャットダウン時にはディスエーブルされているので、**図 7e の回路はうまく動作しないことに注意してください。**

出力電圧のトラッキング

LT3507A を使うと、ユーザーは TRK/SS ピンによって、出力がどのようにランプアップするかをプログラムすることができます。これらのピンを通して、任意のチャンネル出力が別の任意の出力電圧を同時にまたはレシオメトリックにトラッキングするように設定することができます。この例は、図 8 に示されているように、チャンネル 1 の出力をトラッキングするチャンネル 2 の出力を示します。TRK/SS2 ピンはチャンネル 2 のリファレンス電圧のクランプとして機能します。V_{OUT2} は TRK/SS2 < 0.8V のときは TRK/SS2 の電圧を基準にし、TRK/SS2 > 0.8V のときは内部高精度リファレンスを基準にします。

図 8a の同時トラッキングを実現するには、追加の抵抗分割器をチャンネル 1 の出力に接続し、その中点を TRK/SS2 ピンに接続します(図 9)。

この分割器の比はチャンネル 2 の帰還分割器の比と同じにします (R5 = R3 および R6 = R4)。このトラッキング・モードでは、V_{OUT1} は V_{OUT2} より高く設定する必要があります。図 8b のレシオメトリック・トラッキングを実装するには、追加の分圧比を R5 = R1 および R6 = R2 + ΔR に変更します。R6 の追加抵抗は、V_{OUT1} がその最終値のとき TRK/SS2 の電圧が 1V 以上になるように設定します。

この追加抵抗の必要性は、図 10 に示されている等価入力回路によってよく理解できます。エラーアンプの入力段では、等価リファレンス電圧をクランプするのに共通アノードの 2 個のダイオードが使われており、シフトされた同相電圧を釣り合わせるのに別のダイオードが 1 個使われています。上側の 2 つの電流源の振幅は同じです。同時モードでは、TRK/SS2 電圧は定常状態で 0.8V よりかなり高く、効果的に D1 をオフします。

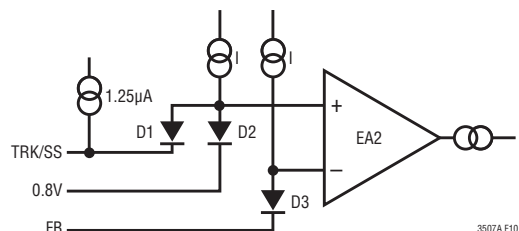


図 10. エラーアンプの等価入力回路

アプリケーション情報

したがって、D2とD3は同じ電流を流し、 V_{FB2} と内部精密0.8Vリファレンスを厳密に整合させます。R6 = R2のレシオメトリック・モードでは、定常状態でもTRK/SS2は0.8Vに等しくなります。D1はバイアス電流の一部を分流させて V_{FB2} を0.8Vよりわずかに低くします。この誤差はダイオードの指数関数的なI-V特性によって最小に抑えられますが、出力電圧に有限の偏りを生じます。さらに、チャンネル1の出力がダイナミックに変化する時(たとえば、低負荷過渡時)、チャンネル2も影響を受けます。定常状態でTRK/SS2の電圧を1Vに押し上げる値にR6を設定すると、これらの問題が解消され、レシオメトリックに近いトラッキングが実現されます。

この例ではチャンネル2がチャンネル1をトラッキングする場合が示されていますが、任意のチャンネルが他の任意のチャンネルをトラッキングするように設定することができます。

コンデンサがTRK/SSピンからグラウンドに接続されていると、内部プルアップ電流によりこのピンの電圧がランプアップします。これにより出力にランプが生じ、インダクタ電流が制限され、したがって起動時の入力電流が制限されます。ソフトスタート・コンデンサの値は $C_{OUT}/10,000$ で十分です(C_{OUT} は出力コンデンサの値です)。

複数入力電源

V_{IN1} 、 V_{IN2} および V_{IN3} は独立しており、 V_{IN2} または V_{IN3} が存在するとき V_{IN1} が存在する限り、異なる電圧で給電することができます。各電源はできるだけ V_{IN} ピンに近づけてバイパスする必要があります。

V_{IN} 対 V_{OUT} の比が大きいため大きなインダクタを必要とするアプリケーションでは、2段降圧の手法によって周波数の増加を許すことにより、インダクタのサイズを小さくすることができます。デュアル降圧アプリケーションでは、入力電圧(V_{IN1})を高い方の出力電圧に降圧してから、その電圧を使って他の出力(V_{IN2} と V_{IN3})に給電します。 V_{OUT1} はその出力に必要な電流に(V_{OUT2} と V_{OUT3} が最大負荷のときの) V_{IN2} と V_{IN3} の入力電流を加えた電流を供給できなければなりません。この手法を使った36Vから15V、1.8Vおよび1.2Vの2段コンバータが「標準的応用例」のセクションに示されています。

複数の電圧を使うアプリケーションで、LT3507Aはわずか3Vの入力電圧まで V_{IN2} と V_{IN3} に受け入れることができます。

これは、12Vの入力は電力が制限されており、3.3Vの入力は電力を他の出力をドライブするのに利用できる、PCI Expressバスからの出力を安定化するアプリケーションに役立つ可能性があります。この場合、12V入力を V_{IN1} に接続し、3.3V入力を V_{IN2} と V_{IN3} に接続します。

低損失レギュレータ

低損失レギュレータは、エラーアンプ、ループ補償およびベース・ドライブ・アンプで構成されており、スイッチング・レギュレータと同じ0.8Vリファレンスを使います。NPNパス・トランジスタと安定性のために2.2 μ Fの出力容量を必要とします。内部補償は最大300mAまでの負荷で安定します。

ドロップアウト特性はパス・トランジスタによって決まります。コレクタ-エミッタ飽和特性により損失電圧が制限されます。適したいくつかのNPNトランジスタとそれらの飽和特性の仕様を表5に示します。

ベース・ドライブ電圧の最大電圧は5Vです。これにより、レギュレータの最大出力が $5V - V_{BESAT}$ に制限されます。ここで、 V_{BESAT} はパス・トランジスタのベース-エミッタ飽和電圧です。

表5. 低 V_{CESAT} トランジスタ

製品番号	V_{CESAT} AT $I_C = 1A$	概要	メーカー
ZXTN25012EZ	0.06	SOT89	Zetex www.diodes.com
ZXTN25020DG	0.075	SOT223	
NSS20201JT1G	0.22	SC-89	On Semiconductor www.onsemi.com
NSS12201LT1G	0.08	SOT-23	
CTLT3410-M621	0.28	1mm x 2mm TLM621	Central Semiconductor www.central-semi.com

LDOはスイッチャ・チャンネルのどれかがオンしていると常にオンします。LDOを使わないときは、FB4ピンを30 μ Aの電流源で引き上げるによりLDOをシャットダウンすることができます。FB4ピンは約1.25Vにクランプされ、LDOはオフし、電力消費が減少します。このプルアップは、LT3507Aの出力の1つから(他のチャンネルがオンしているときそのチャンネルが常にオンしている限り)ソースすることができます。

LDOの出力段は、BIAS電圧がLDO DRIVE電圧より少なくとも0.8V高いとBIAS電圧からNPNのベースをドライブします。

アプリケーション情報

FBの抵抗ネットワーク

LDOレギュレータの出力電圧は外部NPNパス・トランジスタのエミッタと帰還ピン(FB4)の間に接続した抵抗分割器(ブロック図を参照)を使ってプログラムします。次式に従って抵抗を選択します。

$$R1 = R2 \left(\frac{V_{OUT4}}{800\text{mV}} - 1 \right)$$

バイアス電流誤差を避けるため、R1とR2の並列接続を10k以下にします。

プログラム可能な過電圧ロックアウトと低電圧ロックアウト

LT3507Aはユーザーがプログラム可能な過電圧ロックアウトと低電圧ロックアウトを可能にする2つの入力ピンを備えています。トリップ・レベルとヒステリシスの両方を抵抗値を使って設定することができます。

V_{INSW} はスイッチ付き V_{IN1} を与え、シャットダウン時の電力消費を最小に抑えます。LT3507Aが動作中 V_{INSW} は約0.3Vの飽和電圧で V_{IN1} に接続されます。LT3507Aがシャットダウンしているときは(3つのRUNピンが全て“L”)高インピーダンスになります。

プログラム可能なロックアウトは一对のコンパレータで、トリップ・レベルは1.2Vに設定されます。OVLOコンパレータはOVLOピンが1.2Vを超えるとトリップし、UVLOコンパレータはUVLOピンが1.2Vより下に下がるとトリップします。これらのコンパレータは入力電圧が回復するまで4つのレギュレータを全てシャットダウンします。

また、コンパレータはチャタリングを除去するためのヒステリシスを発生する電流源を作動させます。UVLOコンパレータはUVLOピンの10 μ A電流シンクを作動させます。OVLOコンパレータはOVLOピンの10 μ A電流ソースを作動させます。これらの電流は分割器ストリングの抵抗を通してヒステリシス電圧を発生します。

標準的な接続を図11に示します。スレッシュホールド電圧は以下のとおりです。

$$V_{OVTH} = 0.3V + 1.2V \cdot \left(1 + \frac{R3}{R4} \right)$$

$$V_{UVTH} = 0.3V + 1.2V \cdot \left(1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

ここで、0.3Vは $V_{IN1}-V_{INSW}$ の標準的電圧降下です。

ヒステリシス電圧は以下のとおりです。

$$V_{OVHYST} = 10\mu\text{A} \cdot R3$$

$$V_{UVHYST} = 10\mu\text{A} \cdot R1$$

過電圧ロックアウトを使用しない場合、OVLOピンをグラウンドに接続する必要があります。低電圧ロックアウトを使用しない場合、UVLOピンは V_{INSW} に接続する必要があります。

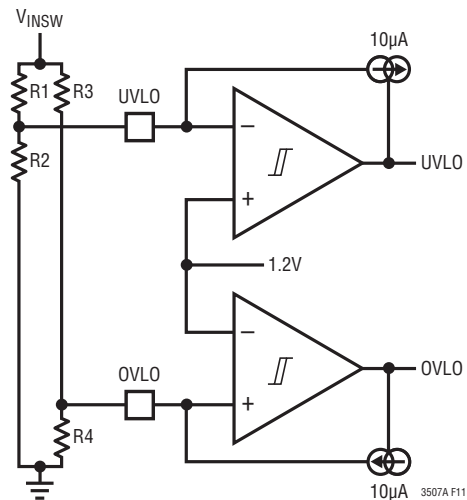


図11. 低電圧および過電圧ロックアウト回路

PCBのレイアウト

動作を最適化し、EMIを最小にするには、プリント回路基板(PCB)のレイアウト時に注意が必要です。降圧レギュレータ回路の高電流経路を図12に示します。降圧レギュレータでは、大きなスイッチング電流がパワー・スイッチ、キャッチ・ダイオードおよび入力コンデンサを流れることに注意してください。これらの部品が形成するループはできるだけ小さくします。これらの部品とインダクタおよび出力コンデンサは回路基板の同じ側に配置し、その層でそれらを接続します。これらの部品の下には切れ目のないローカル・グラウンド・プレーンを配置し、このグラウンド・プレーンをシステム・グラウンドに1箇所(理想的には出力コンデンサC2のグラウンド端子のところ)で接続します。さらに、SWノードとBOOSTノードはできるだけ小さくし、どのFBピンまたは V_C ピンからも離します。適切なレイアウトの一例を図13に示します。

アプリケーション情報

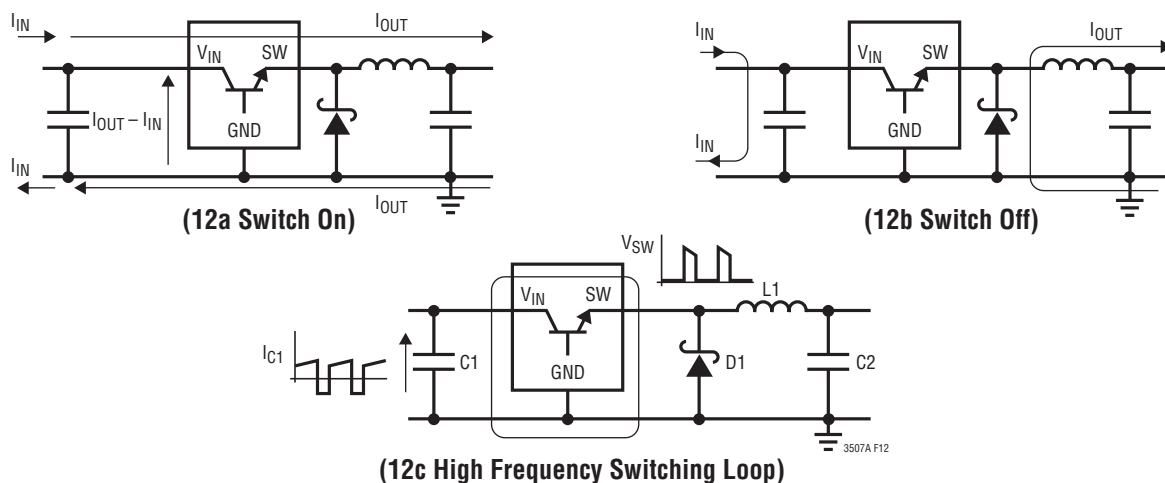


図12. スイッチがオンしているときの電流(12a)をスイッチがオフしているときの電流(12b)から差し引くと、高周波数のスイッチング電流(12c)の経路が判明する。

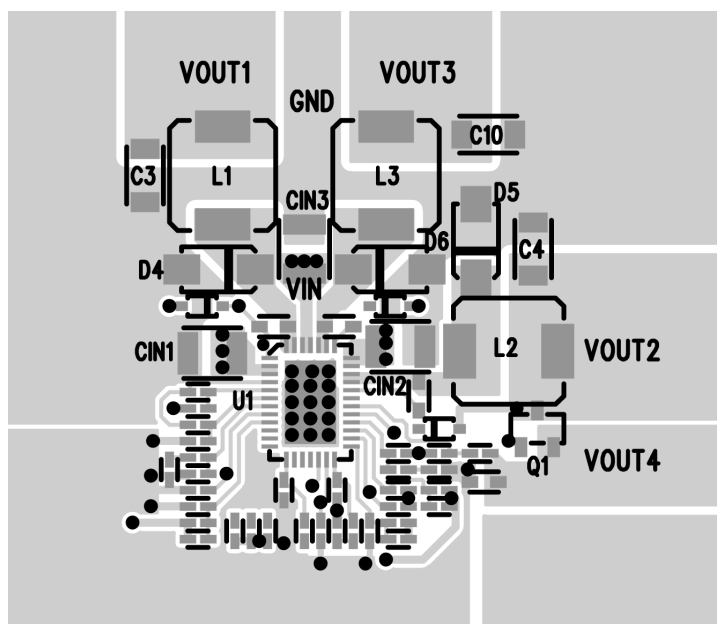


図13. 電力経路の部品と上面のレイアウト

熱に関する検討事項

LT3507Aの出力電流能力は高いので、安全な熱設計を保证するため、全ての部品の電力損失に注意を払う必要があります。LT3507Aの温度を上げないため、PCBがヒートシンクを与える必要があります。パッケージ底面の露出パッドをグランド・プレーンに半田付けする必要があります。このグランドはサーマルビアを使って下の別の銅層に接続します。これら

の層はLT3507Aが発生する熱を放散します。追加のビアをキャッチ・ダイオードの近くに配置します。トップとボトム層に銅を追加し、この銅をビアを使って内部プレーンに接続すると熱抵抗をさらに下げることができます。これらのステップにより、ダイ(つまり接合部)から周囲への熱抵抗を $\theta_{JA} = 34^{\circ}\text{C/W}$ 以下(QFN)に減らすことができます。100 LFPMのエアフローにより、この熱抵抗をさらに25%ほど下げることができます。エアフローを増やすと、さらに熱抵抗が下がります。

アプリケーション情報

LT3507Aによる最大許容電力損失は次のように決めることができます。

$$P_{DISS(MAX)} = \frac{T_{J(MAX)} - T_A}{\theta_{JA}}$$

ここで、 T_{JMAX} は125°Cの最大ダイ温度です(Hグレードでは150°C)。

ただし、キャッチ・ダイオードも電力を消費し、LT3507Aの近くに配置する必要があるため、 T_A の決定に際しては注意してください。別の潜在的熱源はLDOのパス・トランジスタです。コンパクトなレイアウトでは、パス・トランジスタはLT3507Aの近くに配置されます。インダクタもそれらの直列抵抗成分によりいくらかの電力損失を生じ、LT3507Aの近くに配置する必要があります。これらの熱源の全てがLT3507Aの周囲の実効周囲温度を上昇させます。

小さなPCB領域内の8つの熱源の詳細な解析はこのデータシートの範囲を超えますが、(K&K AssociatesのPCAnalyzeや、MentorのFlo Therm PCBなど)いくつかの熱解析プログラムを利用可能で、これらは各部品の温度上昇を計算します。システムの熱特性の正確な計算に各部品の電力損失が必要になります。

LT3507A内部の電力損失に寄与するのは、スイッチのDC損失、スイッチのAC損失、昇圧電流、静止電流およびLDOドライブ電流です。LT3507A内部の合計電力損失は次のように表されます。

$$P_{DISS} = \sum_{i=1}^3 (P_{SWDCi} + P_{SWACi} + P_{BSTi}) + P_Q + P_{LDO}$$

チャンネルiのスイッチのDC損失とAC損失は以下のとおりです。

$$P_{SWDCi} = \frac{R_{SWi} (I_{OUTi})^2 V_{OUTi}}{V_{INi}}$$

$$P_{SWACi} = 17ns (I_{OUTi}) (V_{INi}) (f)$$

ここで、 R_{SWi} は等価スイッチ抵抗(チャンネル1では0.18Ω、チャンネル2とチャンネル3では0.22Ω)、 f は動作周波数です。

チャンネルiの昇圧損失は次のとおりです。

$$P_{BSTi} = \frac{V_{OUTi} (V_{BOOSTi}) \left(\frac{I_{OUTi}}{50} + 0.02A \right)}{V_{INi}}$$

静止電流による損失は次のとおりです。

$$P_Q = V_{IN1} (I_Q(V_{IN1})) + V_{BIAS} (I_Q(BIAS))$$

BIASピンに少なくとも3Vの電圧が加わらないと、式の中の V_{BIAS} を V_{IN1} で置き換える必要があります。また、LDOがオフしていると、 $I_Q(V_{IN1})$ を0.2mA(標準)だけ減らすことができます(LDOのセクションを参照)。

LDOドライブ損失は次のとおりです。

$$P_{LDO} = (V_{BIAS} - V_{LDO(OUT)} - 0.7V) \left(\frac{I_{OUT(LDO)}}{\beta_{PASS}} \right),$$

$$V_{BIAS} \geq V_{LDO(OUT)} + 1.5V \text{ の場合}$$

または

$$P_{LDO} = (V_{IN1} - V_{LDO(OUT)} - 0.7V) \left(\frac{I_{OUT(LDO)}}{\beta_{PASS}} \right),$$

$$V_{BIAS} < V_{LDO(OUT)} + 1.5V \text{ の場合}$$

ここで、 β_{PASS} は外部パス・トランジスタの電流利得です。

次に、外部部品の電力を計算に入れる必要があります。ダイオードの電力は次式で与えられます。

$$P_{DIODE} = \frac{V_F (V_{IN} - V_{OUT} - V_F) I_{OUT}}{V_{IN}}$$

ここで、 V_F はダイオードの I_{OUT} での順方向電圧降下です。

インダクタの電力は次のようになります。

$$P_{IND} = (I_{OUT})^2 ESR_{IND}$$

ここで、 ESR_{IND} はインダクタの等価直列抵抗です。

アプリケーション情報

LDOのパス・トランジスタの電力は次のとおりです。

$$P_{NPN} = I_{OUTLDO}(V_C - V_{OUTLDO})$$

ここで、 V_C はNPNパス・トランジスタのコレクタ電圧です。

例:LT3507Aのデザインの要件は以下のとおりです。

$$V_{IN} = 8V, f = 500kHz$$

$$V_1 = 2.5V (I_1 = 1.6A)$$

$$V_2 = 3.3V (I_2 = 0.8A \text{ (昇圧、バイアスおよび} V_4 \text{に使われる)})$$

$$V_3 = 1.2V (I_3 = 1A)$$

$$V_4 = 3V (I_4 = 0.2A \text{ (} 3.3V \text{出力から)})$$

$$T_A = 50^\circ C, T_{JMAX} = 125^\circ C$$

$$\theta_{JA} = 34^\circ C/W$$

ショットキー・ダイオードの $V_F = 0.45V$ およびインダクタの $ESR = 0.05\Omega$

$$P_{DISS(MAX)} = \frac{125^\circ C - 50^\circ C}{34^\circ C/W} = 2.2W$$

$$P_{SWDC1} = \frac{0.18\Omega (1.6A)^2 2.5V}{8V} = 0.14W$$

$$P_{SWAC1} = 17ns(1.6A)(8V)(500k) = 0.11W$$

$$P_{BST1} = \frac{2.5V(3.3V) \left(\frac{1.6A}{50} + 0.02A \right)}{8V} = 0.06W$$

同様に、 $P_{SWDC2} = 0.09W$ 、 $P_{SWAC2} = 0.07W$ 、 $P_{BST2} = 0.06W$ 、 $P_{SWDC3} = 0.03W$ 、 $P_{SWAC3} = 0.07W$ および $P_{BST3} = 0.03W$ です。 V_2 からLDOのパス・トランジスタに電流が流れるので、チャンネル2からの合計電流は $I_2 + I_4$ であることに注意してください。バイアス電流と昇圧電流は無視します。

$$P_Q = 8V(3.5mA) + 3.3V(7.5mA) = 0.05W$$

$$P_{LDO} = 8V \left(\frac{0.2A}{100} \right) = 0.02W$$

LT3507Aの合計電力損失はこれら全ての和であり0.73Wになります。これは $P_{DISS(MAX)}$ の半分より少ないことに注意してください。次に、外部部品の電力損失は以下のとおりです。

$$P_{DIODE1} = \frac{0.45V(8V - 2.5V - 0.45)1.6A}{8V} = 0.46W$$

$$P_{IND1} = (1.6A)^2 0.05\Omega = 0.13W$$

同様に、 $P_{DIODE2} = 0.24W$ 、 $P_{IND2} = 0.05W$ 、 $P_{DIODE3} = 0.36W$ および $P_{IND3} = 0.05W$ です。最後に

$$P_{NPN} = 0.2A(3.3V - 3V) = 0.06W$$

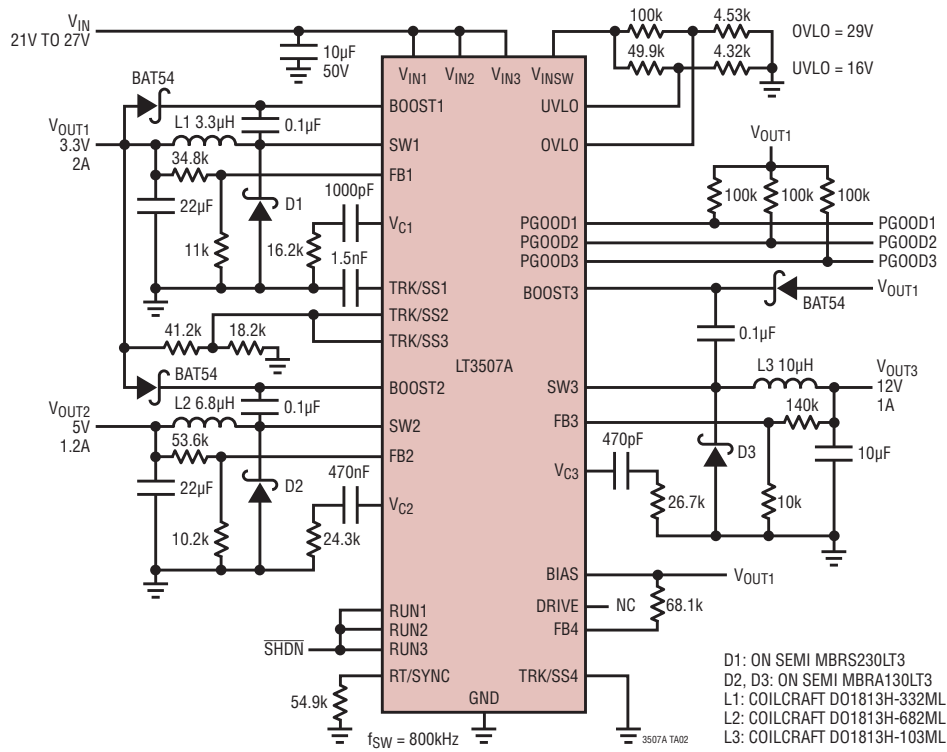
したがって、LT3507Aと外部部品による合計電力損失は2.08Wになります。熱解析ではこれらの電力損失を使って、内部部品の温度が計算されます。どの部品もそれぞれの定格温度リミットを超えないことを確認してください。

リニアテクノロジー社の関連出版物

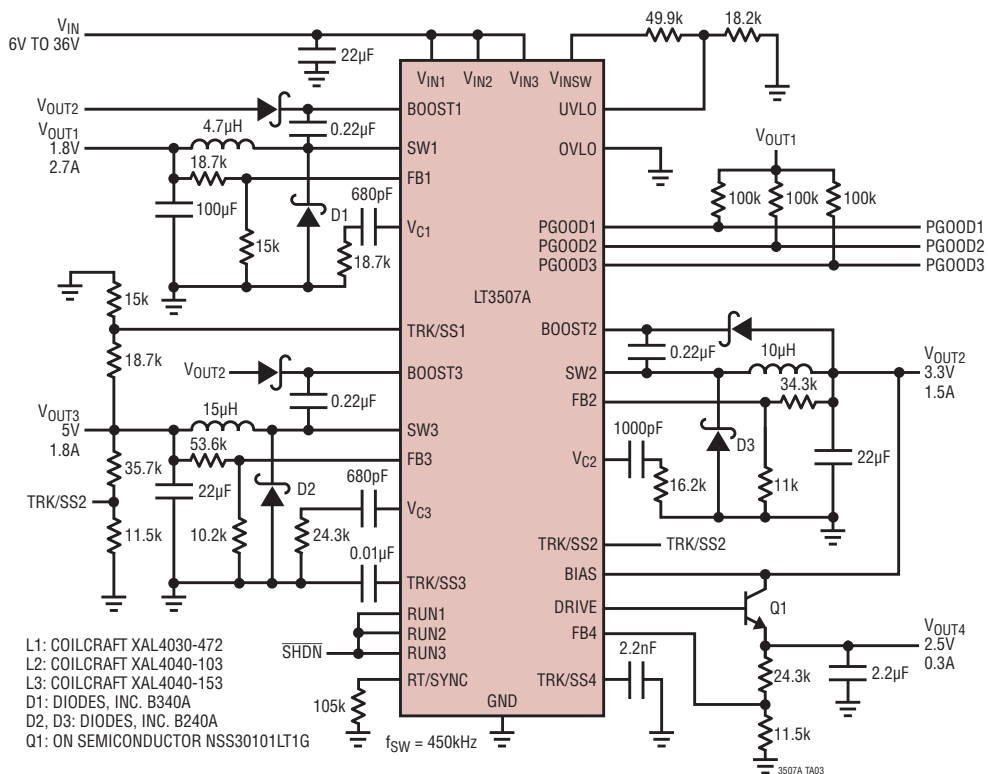
「アプリケーションノート」の19、35、44、76、および88には降圧レギュレータと他のスイッチング・レギュレータの詳細な説明と設計情報が含まれています。LT1375のデータシートでは、出力リップル、ループ補償および安定性のテストに関してさらに広範に説明されています。「デザインノート318」には降圧レギュレータを使って両方の極性の電源出力を発生させる方法が示されています。

標準的応用例

24V入力から3.3V、5Vおよび12V、レシオメトリック・トラッキング付き

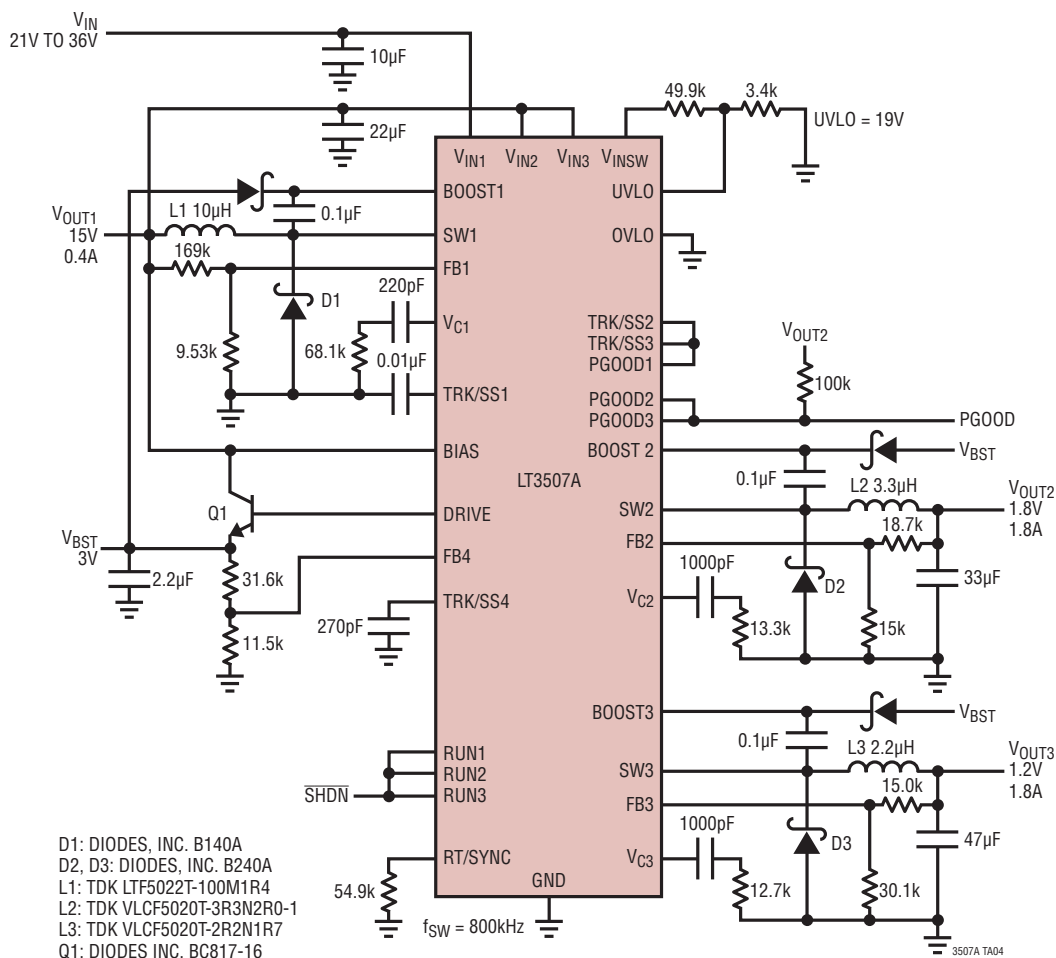


5V、3.3V、2.5Vおよび1.8V、同時トラッキング付き



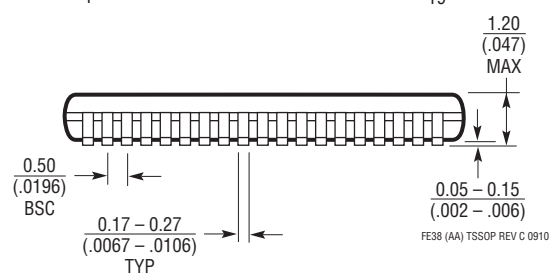
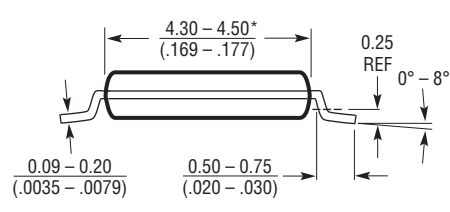
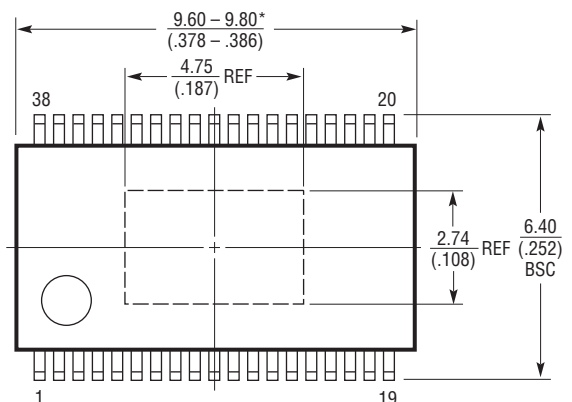
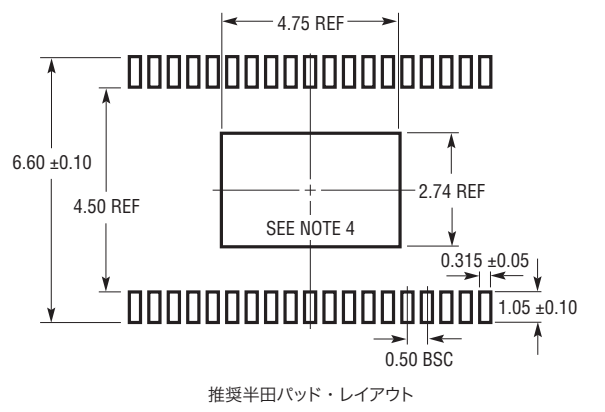
標準的応用例

15V、1.8Vおよび1.2Vの2段降圧



パッケージ

FEパッケージ
38ピン・プラスチックTSSOP(4.4mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1772 Rev C)
露出パッド・バリエーションAA

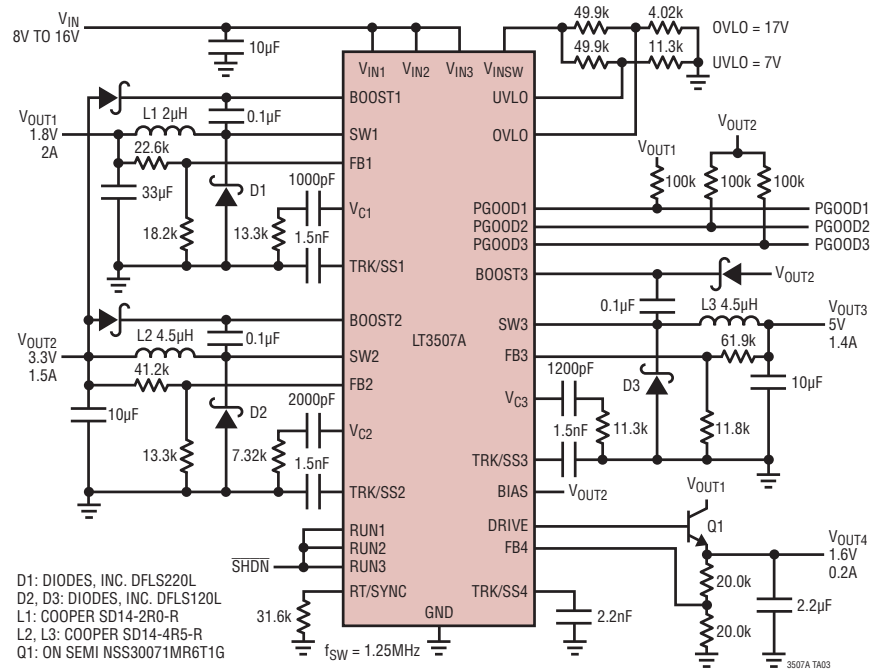


- NOTE:
1. 標準寸法：ミリメートル
 2. 寸法は ミリメートル (インチ)
 3. 図は実寸とは異なる

4. 露出パッド接着のための推奨最小 PCB メタルサイズ
 * 寸法にはモールドのバリを含まない。
 モールドのバリは各サイドで 0.150mm (0.006") を超えないこと

標準的応用例

12V～5V、3.3V、1.8Vおよび1.6V、高さ:最大1.5mm



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT3507	LDOコントローラ付き、36V、2.5MHzトリプル (2.4A + 2×1.5A) 降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN(MIN)} = 4V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 36V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 7mA$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、5mm×7mm QFN-38パッケージ
LT1940	デュアル、25V、1.4A (I_{OUT})、1.1MHz、高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN(MIN)} = 3.3V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 25V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 1.20V$ 、 $I_Q = 3.8mA$ 、 $I_{SD} < 30\mu A$ 、TSSOP16Eパッケージ
LT3480	36V (60Vまでの過渡保護付き)、2A (I_{OUT})、2.4MHz高効率降圧DC/DCコンバータ、Burst Mode動作付き	$V_{IN(MIN)} = 3.6V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 38V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.78V$ 、 $I_Q = 70\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm DFN-10、MSOP-10Eパッケージ
LT3481	34V (36Vまでの過渡保護付き)、2A (I_{OUT})、2.8MHz高効率降圧DC/DCコンバータ、Burst Mode動作付き	$V_{IN(MIN)} = 3.6V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 34V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 1.26V$ 、 $I_Q = 50\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm DFN-10、MSOP-10Eパッケージ
LT3493	36V、1.4A (I_{OUT})、750kHz高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN(MIN)} = 3.6V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 36V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 1.9mA$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、2mm×3mm DFN-6パッケージ
LT3500	36V、40Vmax、2A、2.5MHz高効率DC/DCコンバータおよびLDOコントローラ	$V_{IN(MIN)} = 3.6V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 36V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 2.5mA$ 、 $I_{SD} < 10\mu A$ 、3mm×3mm DFN-10パッケージ
LT3501/LT3510	25V、デュアル、3A/2A (I_{OUT})、1.5MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN(MIN)} = 3.3V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 25V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 3.7mA$ 、 $I_{SD} = 10\mu A$ 、TSSOP-20Eパッケージ
LT3505	36V (40Vまでの過渡保護付き)、1.4A (I_{OUT})、3MHz、高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN(MIN)} = 3.6V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 34V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.78V$ 、 $I_Q = 2mA$ 、 $I_{SD} = 2\mu A$ 、3mm×3mm DFN-8、MSOP-8Eパッケージ
LT3506/LT3506A	25V、デュアル1.6A (I_{OUT})、575kHz/1.1MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN(MIN)} = 3.6V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 25V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 3.8mA$ 、 $I_{SD} = 30\mu A$ 、TSSOP-16E、5mm×4mm DFN-16パッケージ
LT3508	36V (40Vまでの過渡保護付き)、デュアル、1.4A (I_{OUT})、3MHz、高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN(MIN)} = 3.7V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 37V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 4.6mA$ 、 $I_{SD} = 1\mu A$ 、4mm×4mm QFN-24、TSSOP-16Eパッケージ
LT3684	34V (36Vまでの過渡保護付き)、2A (I_{OUT})、2.8MHz、高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN(MIN)} = 3.6V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 34V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 1.26V$ 、 $I_Q = 850\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3×3 DFN-10、MSOP-10Eパッケージ
LT3685	36V (60Vまでの過渡保護付き)、2A (I_{OUT})、2.4MHz、高効率降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN(MIN)} = 3.6V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 38V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.78V$ 、 $I_Q = 70\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3×3 DFN-10、MSOP-10Eパッケージ