

特長

- パワースイッチを内蔵した2個の700mAスイッチング・レギュレータ
- 広い動作範囲: 3.6V~36V
- 過電圧ロックアウトにより、60Vまでの電源過渡に対してデバイスを保護
- 短絡に対する耐性
- 低損失電圧: 最大95%のデューティ・サイクル
- 調整可能な300kHz~2.2MHzのスイッチング周波数、全範囲で同期可能
- 小型のインダクタとセラミック・コンデンサを使用
- 昇圧ダイオード内蔵
- 内部補償
- 熱特性が改善された14ピン (4mm×3mm) DFNパッケージと16ピンMSOPパッケージ

アプリケーション

- 車載電子機器
- 産業用制御機器
- ACアダプタ・トランスの安定化
- ネットワーク機器
- CPU、DSP、FPGAの各電源

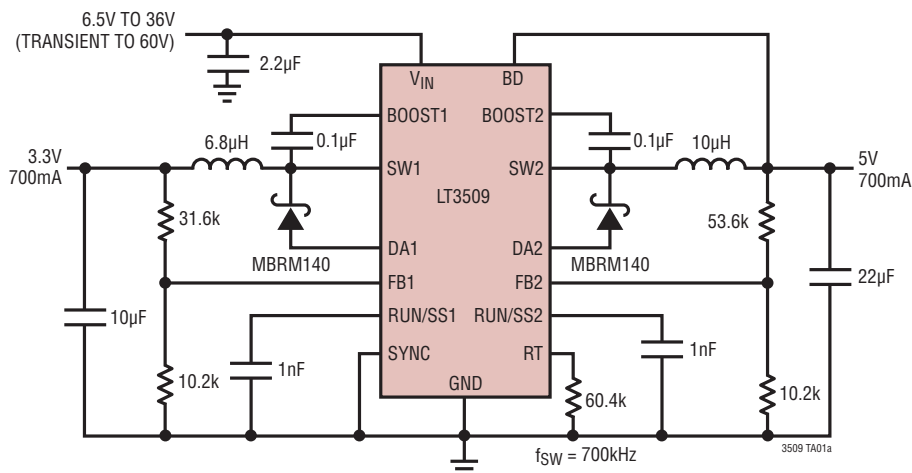
概要

LT[®]3509はパワースイッチ内蔵のデュアル電流モード降圧スイッチング・レギュレータで、各スイッチは700mAの出力電流を供給可能です。このレギュレータは、苛酷な環境下にあるマルチレール・システム向けにコンパクトで堅牢なソリューションを提供します。過電圧ロックアウトやサイクルごとの電流制限などの保護機能を搭載し、サーマル・シャットダウンにより、さらに保護を提供します。ループ補償部品と昇圧ダイオードも内蔵しています。スイッチング周波数は1本の外付け抵抗で設定されますが、外部同期も可能です。最大スイッチング周波数が高いので、小型のインダクタやセラミック・コンデンサを使用してリップルを低く抑えることができます。LT3509はAM帯域を超える固定周波数動作によって無線受信への干渉を回避するので、車載アプリケーションに最適です。レギュレータごとにシャットダウンおよびソフトスタート制御ピンを個別に搭載しています。両方のコンバータがパワーダウンすると、共通の回路は低電流のシャットダウン状態になります。

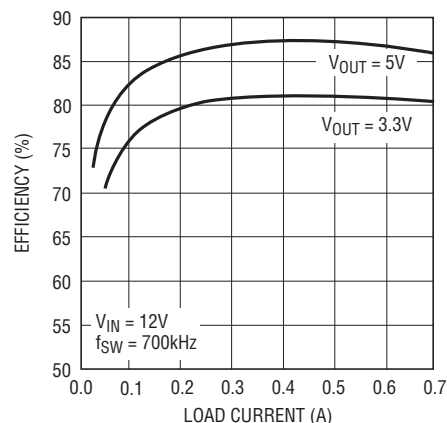
LT、LT[®]、LTC、LTM、Burst Mode、Linear TechnologyおよびLinearのロゴはLinearテクノロジー社の登録商標です。他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。

標準的応用例

3.3Vと5Vのデュアル出力降圧コンバータ



効率



3509 TA01b

3509fc

LT3509

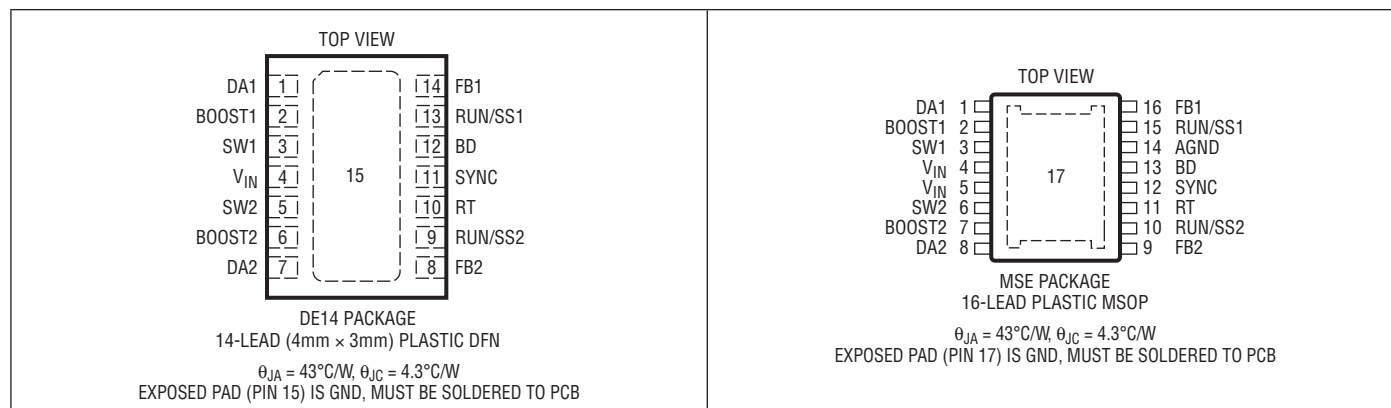
絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN} ピン (Note 2)	60V
BDピン	20V
BOOSTピン	60V
SWを超えたBOOSTピン	30V
RUN/SS、FB、RT、SYNCピン	6V
動作接合部温度範囲 (Note 3、6)	
LT3509E	-40°C~125°C
LT3509I	-40°C~125°C
LT3509H	-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)	
MSOPパッケージ	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
LT3509EDE#PBF	LT3509EDE#TRPBF	3509	14-Lead (4mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LT3509IDE#PBF	LT3509IDE#TRPBF	3509	14-Lead (4mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LT3509EMSE#PBF	LT3509EMSE#TRPBF	3509	16-Lead Plastic MSOP with Exposed Pad	-40°C to 125°C
LT3509IMSE#PBF	LT3509IMSE#TRPBF	3509	16-Lead Plastic MSOP with Exposed Pad	-40°C to 125°C
LT3509HMSE#PBF	LT3509HMSE#TRPBF	3509	16-Lead Plastic MSOP with Exposed Pad	-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。
非標準の鉛ベース仕様の製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。

テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 12\text{V}$ での値。(Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{IN} Undervoltage Lockout				3.3	3.6	V
V_{IN} Overvoltage Lockout			37	38.5	40	V
Input Quiescent Current	Not Switching $V_{FB} > 0.8\text{V}$			1.9	2.2	mA
Input Shutdown Current	$V(\text{RUN/SS}[1,2]) < 0.3\text{V}$			9	15	μA
Feedback Pin Voltage		●	0.784	0.8	0.816	V
Reference Voltage Line Regulation	$3.6\text{V} < V_{IN} < 36\text{V}$			0.01		%/V
RUN/SS Shutdown Threshold			0.4	0.6	0.8	V
RUN/SS Voltage for Full I_{OUT}					2	V
RUN/SS Pin Pull-up Current			0.7	1	1.3	μA
Feedback Pin Bias Current (Note 4)	$V_{FB} = 0.8\text{V}$	●		90	500	nA
Switch Current Limit		●	1.05	1.4	1.9	A
DA Comparator Current Threshold			0.7	0.95	1.2	A
Boost Pin Current	$I_{SW} = 0.9\text{A}$			22	36	mA
Switch Leakage Current				0.01	1.0	μA
Switch Saturation Voltage	$I_{SW} = 0.9\text{A}$ (Note 5)			0.32		V
Minimum Boost Voltage above Switch	$I_{SW} = 0.9\text{A}$			1.5	2.2	V
Boost Diode Forward Voltage	$I_{BD} = 20\text{mA}$			0.7	0.9	V
Boost Diode Leakage	$V_R = 30\text{V}$			0.1	5	μA
Switching Frequency	$R_T = 40.2\text{k}\Omega$ $R_T = 180\text{k}\Omega$ $R_T = 14.1\text{k}\Omega$	●	0.92 237 2.0	1.0 260 2.15	1.08 290 2.5	MHz kHz MHz
Sync Pin Input Threshold				1.0		V
Switch Minimum Off-Time		●		80	150	ns

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: V_{IN} ピンの絶対最大電圧は、繰り返さない1秒間のトランジェントの場合は60V、連続動作の場合は36Vである。

Note 3: LT3509E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。LT3509Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の温度範囲で動作することが保証されている。LT3509Hは $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で保証されている。高い接合部温度は動作寿命に悪影響を及ぼす。接合部温度が 125°C を超えると、動作寿命は短くなる。

Note 4: 電流はピンから流れ出す。

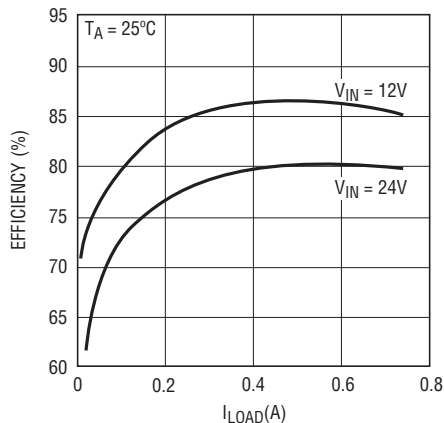
Note 5: スイッチの飽和電圧は設計により保証されている。

Note 6: 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温度を超える。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。

標準的性能特性

効率と負荷電流

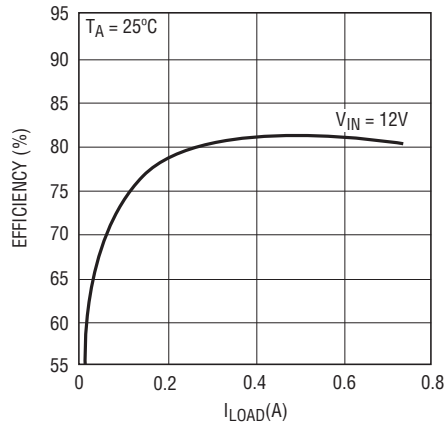
$V_{OUT} = 5V$, $f_{SW} = 2.0MHz$



3509 G01

効率と負荷電流

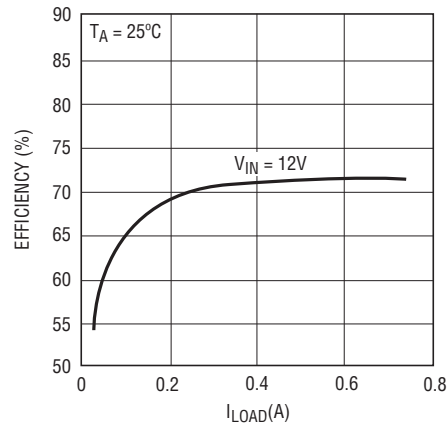
$V_{OUT} = 3.3V$, $f_{SW} = 2.0MHz$



3509 G02

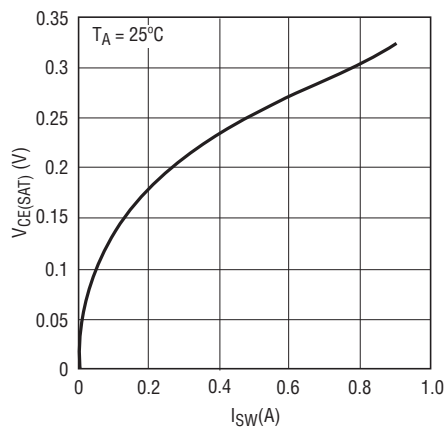
効率と負荷電流

$V_{OUT} = 1.8V$, $f_{SW} = 0.7MHz$



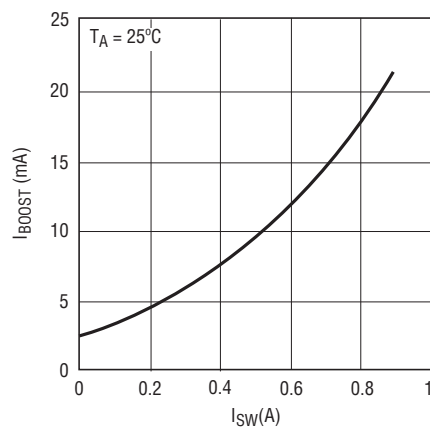
3509 G03

スイッチの $V_{CE(SAT)}$ と I_{SW}



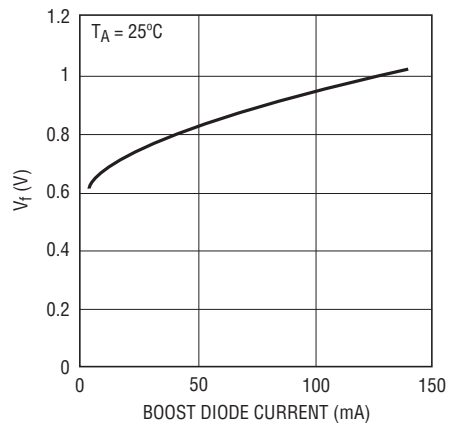
3509 G04

I_{BOOST} と I_{SW}



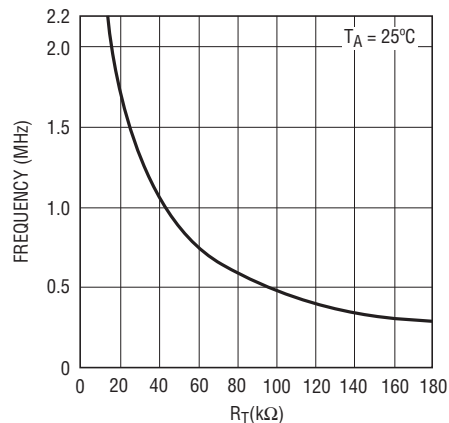
3509 G05

昇圧ダイオードの特性



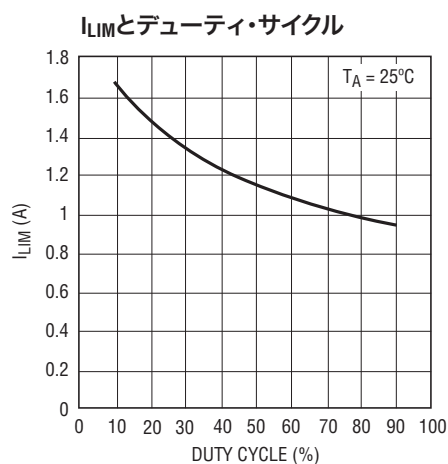
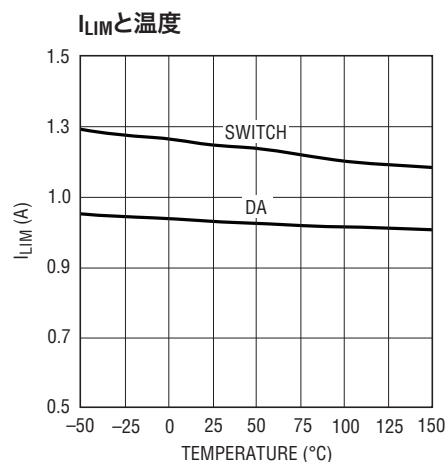
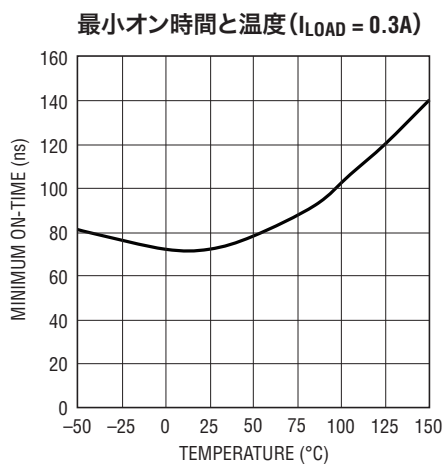
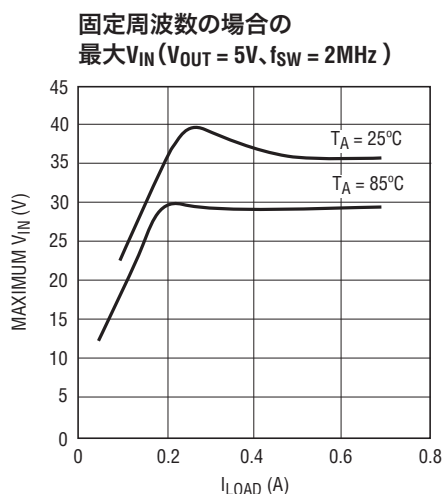
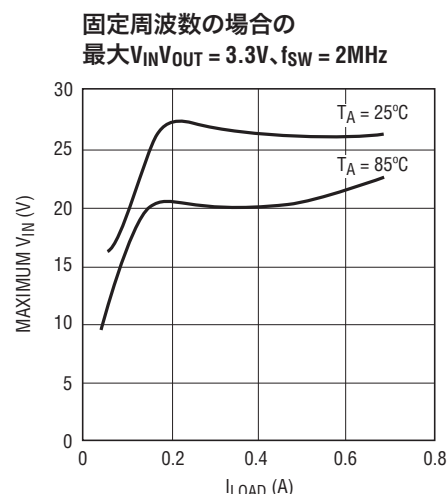
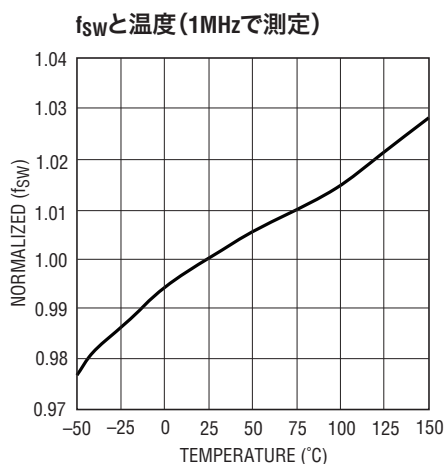
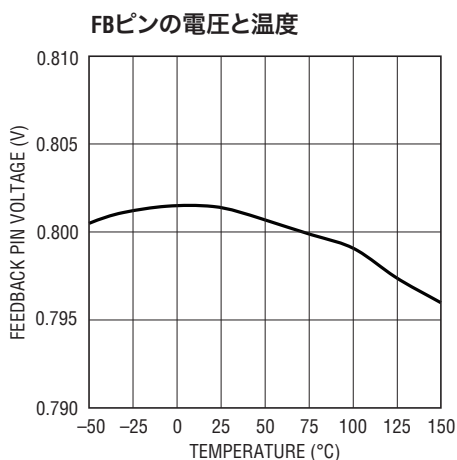
3509 G06

周波数と R_T



3509 G07

標準的性能特性



ピン機能 (DFN/MSOP)

DA1、DA2 (ピン1、7/ピン1、8) : DAピンはキャッチ・ダイオードのアノード接続です。これらは、電流センス抵抗によって露出グラウンド・パッドに内部で接続されています。

BOOST1、BOOST2 (ピン2、6/ピン2、7) : BOOSTピンは、スイッチの電圧降下と電力損失を最小に抑えるため、パワートランジスタのベースを V_{IN} より上に動的に昇圧するのに使います。これらは昇圧コンデンサを介して関連したスイッチ・ピンに接続します。

SW1、SW2 (ピン3、5/ピン3、6) : SWピンは内部パワースwitchの出力です。これらのピンは、関連したインダクタ、キャッチ・ダイオードのカソード、および昇圧コンデンサに接続します。

V_{IN} (ピン4/ピン4、5) : V_{IN} ピンは内部パワースwitchおよび制御回路に電力を供給します。MSOPパッケージでは、 V_{IN} ピンを相互に結線する必要があります。入力コンデンサは電源ピンにできるだけ近づけて配置します。

FB1、FB2 (ピン14、8/ピン16、9) : FBピンは、内部リファレンスを基準にして安定化出力電圧を設定するのに使います。これらのピンは安定化出力からの抵抗分割器に接続して、出力が望みの電圧のときFBピンが0.8Vになるようにします。

RUN/SS1、RUN/SS2 (ピン13、9/ピン15、10) : RUN/SSピンは関連したレギュレータ・チャンネルをイネーブルします。両方のピンがグラウンドに引き下げられると、デバイスはシャットダウンして低消費電力状態になります。0.8V~2.0Vの範囲では、レギュレータはイネーブルされますが、ピーク・スイッチ電流とDAピンの最大電流が制限され、ソフトスタート機能が提供されます。2Vより上では、最大出力電流が供給されます。これらの入力には1 μ Aのプルアップが内蔵されているので、フロートさせると"H"になります。または、外部コンデンサを充電して、電流制限ソフトスタートを実現します。過電圧や過温度状態では、ソフトスタート・コンデンサを放電するために、これらのピンは約250 μ Aでプルダウンされます。これらのピンは最大5.0Vのロジック制御信号でドライブすることもできます。この場合、RUN/SSピンからグラウンドに接続されているコンデンサに直列に10k~50kの抵抗を追加して、内部ターンオンとフォールトの両方の場合にソフトスタートが実現されることを保証する必要があります。これらのピンは V_{IN} に接続しないでください。

RT (ピン10/ピン11) : RTピンを使って内部発振器の周波数を設定します。40.2kの抵抗をRTからグラウンドに接続すると公称周波数1MHzになります。

SYNC (ピン11/ピン12) : SYNCピンにより、スイッチング周波数を外部クロックに同期させることができます。正しく動作させるには、 R_T 抵抗を選択して、自走周波数を外部クロック周波数より少なくとも12%低く設定します。

BD (ピン12/ピン13) : BDピンは内部ショットキー昇圧ダイオードの共通アノード接続です。これは昇圧コンデンサを充電する電力を供給します。最高の性能を実現するため、ローカルにバイパスします。

露出パッド (ピン15/ピン17) : これはレギュレータのリファレンスおよび電源のグラウンドです。露出パッドはPCBに半田付けし、電氣的に電源グラウンドに接続する必要があります。大きなグラウンド・プレーンとサーマル・ビアを使って、熱性能を最適化します。キャッチ・ダイオードの電流もGNDパッドを通してDAピンに流れます。

AGND (ピン14、MSOPパッケージのみ) : これはチップのグラウンド接続に接続されており、低電流の制御側の部品の別のリターンとして使うことができます。これは、唯一のグラウンド接続としても、または負荷側の部品の接続リターンとしても使ってはなりません。

ブロック図

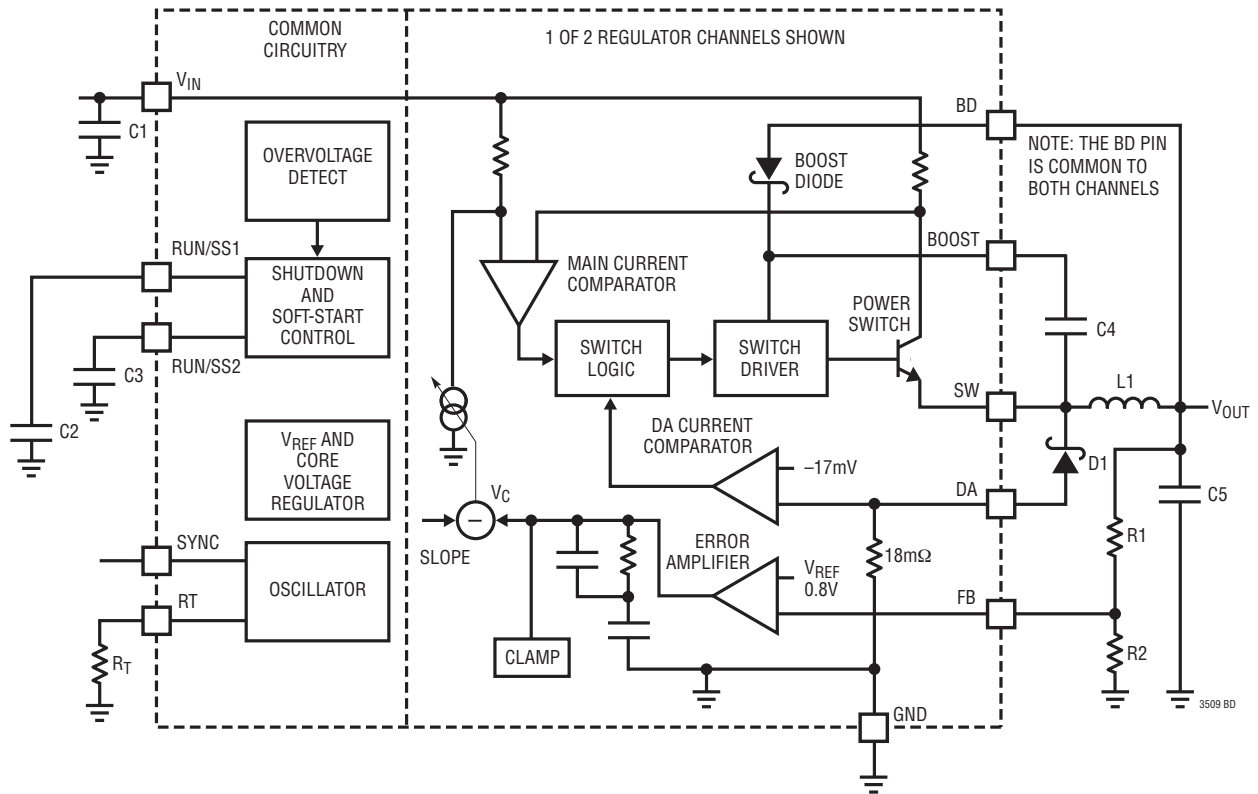


図1. 機能ブロック図

動作

概要

LT3509はデュアルの固定周波数、電流モード・スイッチング・レギュレータで、パワースイッチを内蔵しています。2つの独立したチャンネルが共通の電圧リファレンスと発振器を共有しており、同位相で動作します。スイッチング周波数は1個の抵抗で設定されますが、外部クロックに同期させることも可能です。ブロック図(図1)を参照すると動作をよく理解できます。

スタートアップとシャットダウン

RUN/SS[1,2]ピンを”L”(<0.4V)に引き下げると、そのピンに関連したレギュレータ・チャンネルがシャットダウンします。両方のチャンネルがシャットダウンすると、共通回路も低電流状態になります。RUN/SSピンが約0.8Vを超えると、共通回路とそのRUN/SSピンに関連したレギュレータがイネーブルされますが、出力電流は制限されます。0.8Vから2.0Vまで、電流制限はその最大値に達するまで増加します。RUN/SSピンは約3Vへの1 μ Aのプルアップも内蔵しているので、このピンをオープンのままにしておくともレギュレータは動作します。コンデンサをグラウンドに接続すると、パワーアップ時に電流制限ソフトスタートが実行されます。低電圧、過電圧または過温度状態の場合、内部回路が約250 μ Aの電流でRUN/SSピンを引き下げます。したがって、フォールト状態が終わると、新しいソフトスタート・サイクルが開始されます。

電圧レギュレーションと電流レギュレーション

パワースイッチは電流モードのレギュレータ・アーキテクチャで制御されます。パワースイッチは各クロック・サイクルの開始点でオンし、メイン電流コンパレータによってオフします。インダクタ電流は、スイッチがオンしている間、ピーク電流スレッシュホールドに達するまでランプアップします。インダクタがオフする電流は誤差アンプおよび内部補償ネットワークによって決まります。スイッチがオフすると、インダクタ内の電流により、SWピンは、キャッチ・ダイオードD1が導通するまで急速に低下します。インダクタに加わる電圧は今や反転し、電流が直線的に低下します。抵抗分割器(R1とR2)は望みの出力電圧を設定し、FBの電圧が0.8Vに達すると、メイン電流コンパレータのス

レッシュホールドが下がり、ピーク・インダクタ電流が減少し、したがって平均電流が減少して負荷電流に等しくなるようにします。電流をループ内の制御された変数にすることにより、インダクタのインピーダンスが実効的に伝達関数から除去され、補償ネットワークが簡素化されます。メイン電流コンパレータのスレッシュホールドはスロー補償信号によって減少し、50%を超えるデューティ・サイクルで低調波発振を除去します。

電流制限

電流モード制御は、スイッチによって供給可能な最大電流をクランプすることにより、サイクルごとの電流制限を実現します。コンパレータはキャッチ・ダイオードを流れる電流をDAピンを介してモニタします。このコンパレータは、ダイオード電流が0.95A(標準)より高いと、スイッチングを遅延させます。この電流レベルは、高い入力電圧での短絡出力のようなフォールト状態を示します。スイッチングは、ダイオード電流が0.95Aのリミットより下に下がった後、はじめて再開されます。このようにして、DAコンパレータは短絡の間インダクタの谷電流を0.95Aに安定化します。これにより、デバイスが短絡状態を耐え抜くことが保証されます。

過電圧と低電圧によるシャットダウン

基本的な低電圧ロックアウトは、 V_{IN} が3.3V(標準)より下だとスイッチングを停止させます。過電圧シャットダウンは、 V_{IN} が38.5V(標準)より高いとデバイスのスイッチングを停止させます。これにより、一時的な過電圧状態の間デバイスとその負荷を保護します。入力電圧が38.5Vより下に下がった後、デバイスはソフトスタート・シーケンスを開始し、スイッチングを再開します。

昇圧回路

最良の効率と最小の損失電圧を保証するため、出力トランジスタのベース・ドライブは、外部昇圧コンデンサ(C4)によって V_{IN} より上に昇圧されます。SWピンが”L”のとき、コンデンサは昇圧ダイオードとBDの電源を介して充電されます。

アプリケーション情報

シャットダウンとソフトスタート

RUN/SSピンがグランドに引き下げられると、デバイスはシャットダウンして、約9μAの最低電流状態になります。大きな容量性負荷をドライブする場合は、電流制限ソフトスタート機能を使うのが望ましいことがあります。RUN/SSピンからグランドにコンデンサを接続すると、最大電流を供給できるようになるまでの遅延を制御することができます。プルアップ電流は1μAであり、最大電流スレッシュホールドは2Vなので、スタートアップ時間は次のように与えられます。

$$T = 2 \cdot C \cdot 10^6 \text{ s}$$

たとえば、0.005μFのコンデンサは最大電流までに10msを与えます。両方の出力を一緒に立ち上げてもよければ、2つの入力を並列接続して1個のコンデンサに接続することができます。この場合、同じスタートアップ時間を得るには、コンデンサの値を2倍にします。ソフトスタート時間の間、ピーク電流スレッシュホールドとDA電流スレッシュホールドの両方ともトラッキングをおこなうので、デバイスは必要に応じてパルススキップして最大インダクタ電流を制限します。この点では、大きなコンデンサが使われているときのスタートアップは短絡状態でスタートアップするのと大差ありません。

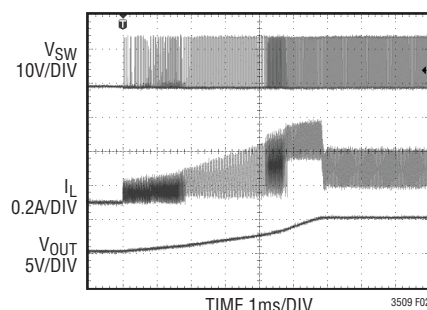


図2. ソフトスタート

出力電圧の設定

出力電圧は出力とFBピンの間に接続した抵抗分割器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。

$$R1 = R2 \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{0.8} - 1 \right)$$

名称は図1に対応しています。バイアス電流誤差を避けるため、R2は20kΩ以下にします。

周波数設定

264kHz～2.2MHzの範囲の望みの周波数のタイミング抵抗RTは次式から計算することができます。

$$R_T = \left(\frac{1.215}{f_{sw}} - 0.215 \right) \cdot 40.2$$

ここで、fswの単位はMHz、RTの単位はkΩです。

表1. よく使われる周波数のための標準E96抵抗

周波数	タイミング抵抗RT (kΩ)
264 kHz	178
300 kHz	154
400kHz	113
500kHz	88.7
1MHz	40.2
2MHz	15.8
2.2MHz	13.7

Note: このデバイスは最低300kHzまで動作するように規定されている。264kHzの値は、300kHzでの外部同期を可能にするためのものである。

アプリケーション情報

外部同期

外部同期は内部発振器へのトリガを与えます。それ自体としては、自走周波数より上に周波数を上げることができるだけです。デバイスや部品の許容誤差に対して余裕をもたせるため、供給される最低外部同期基準周波数より少なくとも12%低く自走周波数を設定します。発振器、したがってスイッチング周波数は、選択された R_T によって設定される自走周波数より12%以上高くすることができます。たとえば、最小外部クロックが300kHzであれば、264kHzの R_T を選択します。

SYNC入力のスレッシュホールドは公称1.0Vなので、ほとんどのロジック・レベルと互換性があります。”H”または”L”のパルス幅が少なくとも80nsありさえすれば、デューティ・サイクルは重要ではありません。

設計手順

詳細な設計を開始する前に、いくつかの主要設計パラメータを確定します。これらは、途中で設計上の決定や部品選択に影響を与えることがあるからです。望みの出力電圧はさておき、決定すべき主要事項の1つは入力電圧範囲です。通常動作範囲と、サージや電圧垂下やブラウンアウトの極端な状態の両方を知っておく必要があります。次いで、動作周波数を検討し、干渉を避けるため特別の要件があるか検討します。避ける必要のある特定の周波数があれば、外部同期が必要かもしれません。外部同期は、複数のスイッチャが使用される場合も望ましいことです。似たデバイス間の低周波数のビートは望ましくないことがあるからです。効率の良い動作のため、このコンバータは昇圧電源を必要とします。スイッチのオン時間の間出力トランジスタのベースを入力電圧より上に押し上げるためです。入力電圧と出力電圧に依存して、入力電圧、安定化された出力の1つ、またはLDOなど独立した電源によって、昇圧電源を与えることができます。

入力電圧範囲

まず、低電圧ロックアウトおよび過電圧保護のため、LT3509は厳しい制限を課します。また、特定のアプリケーションでは、そこで最大効率と最小リップルが得られる通常動作範囲が狭くなります。これはデバイスがパルス・スキップなしで固定周波数で動作することを通常必要とします。通常領域の上方と下方にもレギュレーションは維持されるが効率が低下しリップルが増加する領域がある可能性があります。下端では、不十分な入力電圧によってレギュレーションが失われ、リップルが増加します。これはドロップアウトの範囲です。上端では、デューティ・サイクルが低くなりすぎるとパルス・スキップが起こり、過度のリップルが生じます。これはパルス・スキップの領域です。両方の状態とも、選択されたスイッチング周波数以外の周波数ではノイズが増加します。パルス・スキップ・モードへの一時的移行(たとえば、サージの間)は許容できます。通常の動作範囲内であっても軽負荷ではパルス・スキップが起きますが、軽負荷では出力コンデンサがパルスとパルスの合間に電圧を安定に保つことができるので、リップルは通常悪化しません。

入力電圧が30Vより高い場合は、インダクタの値が制限されます。詳細については、「インダクタの選択と最大出力電流」を参照してください。

レギュレータが連続モードで動作するように保証するには、入力電圧の全範囲にわたって必要な出力電圧のデューティ・サイクルを計算することが必要です。次いで、これを実際のデューティ・サイクルの最小値および最大値と比較する必要があります。

アプリケーション情報

どんな降圧スイッチャでも、連続動作（つまり固定周波数）モードのデューティ・サイクルは降圧比に依存します。これは、一定の平均負荷電流では、スイッチがオフしているときのインダクタ電流の減少は、スイッチがオンしているときのインダクタ電流の増加に一致する必要があるためです。これは次式によって推算することができます。

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

ここで、

DC = デューティ・サイクル
(周期全体に対するスイッチがオンしている割合)

V_{OUT} = 出力電圧

V_{IN} = 入力電圧

V_F = キャッチ・ダイオードの順方向電圧

V_{SW} = スwitchの電圧降下

注記: この式はスイッチング損失とインダクタ損失を無視しているため、実際のデューティ・サイクルはこれよりわずかに高いことがあります。

この式から、デューティ・サイクルは入力電圧が減少するにつれて100%に近づき、入力電圧が増加するにつれて小さくなるのが明らかです。スイッチの最小オフ時間と最小オン時間のため、連続動作では最小デューティ・サイクルと最大デューティ・サイクルに実際上のリミットがあります。これらは動作周波数には依存しないので、利用可能なデューティ・サイクルの範囲は周波数に反比例することは明らかです。したがって、高い周波数では、(固定周波数動作の場合) 入力電圧範囲が狭まります。

最小デューティ・サイクルは次式で与えられます。

$$DC_{MIN} = f_{SW} \cdot t_{ON(MIN)}$$

ここで、

f_{SW} = スwitchング周波数

$t_{ON(MIN)}$ = スwitchの最小オン時間

最小オン時間は温度上昇に伴って増加するので、最大動作温度での値を使います。「標準的性能特性」の「最小オン時間と温度」の曲線を参照。

このデューティ・サイクルの最大入力電圧は次式で与えられます。

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

この電圧より上では、LT3509がレギュレーションを維持できる唯一の方法はサイクルをスキップすることなので、実効周波数が減少します。これにより、リップルが増加し、スイッチング・ノイズが低い周波数にシフトします。この計算は、最大スイッチング周波数を実際には望みの降圧比に向けてドライブします。

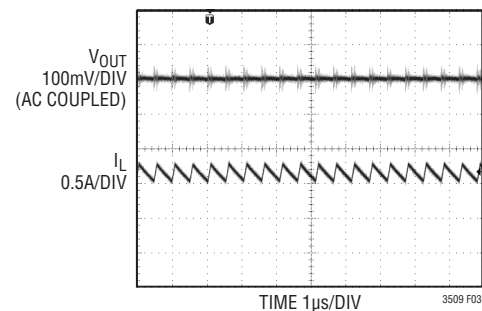


図3. 連続モード

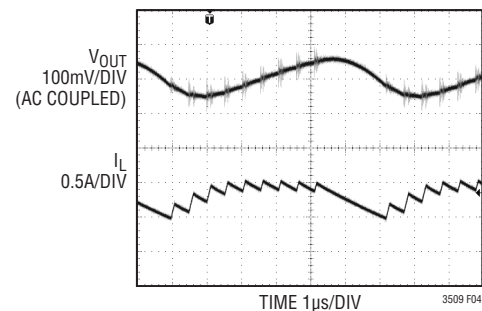


図4. パルス・スキップ

アプリケーション情報

最小入力電圧と昇圧アーキテクチャ

最小動作電圧はLT3509の約3.6Vの内部低電圧ロックアウト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。固定周波数動作の最大デューティ・サイクルは次式で与えられます。

$$DC_{MAX} = 1 - t_{OFF(MIN)} \cdot f_{SW}$$

次のようになります。

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

スイッチング周波数の減少を許容できれば、最小入力電圧は出力電圧のちょうど上まで低下することができます。出力トランジスタのベースが昇圧コンデンサによって入力電圧の上に押し上げられるだけでなく、スイッチは多数のスイッチング・サイクルにわたってオン状態に留まることができるので、高い実効デューティ・サイクルになります。したがって、これは真の低損失レギュレータとなります。昇圧コンデンサをとときどき再充電する必要があるため、最小幅のオフ・サイクルがときどき強制され、充電状態を維持します。デューティ・サイクルは動作周波数に依存して97%~98%に達することがありますが、このポイントでは出力パルスはプログラムされた周波数の約数になります。もう1つ考慮すべき点は、非常に軽い負荷または無負荷では、デバイスがパルス・スキップ・モードに移行することです。こうなると、デバイスはスイッチを完全に飽和させるのに十分な電圧を昇圧コンデンサに与えることが困難になります。これ

は、安定化された出力からBDピンが給電されるとき最も問題になります。結局、昇圧システムを起動するためにもっと高い入力電圧が必要になります。負荷範囲にわたる3.3Vの場合の標準的最小入力電圧を図5に示し、5.0Vの場合を図6に示します。

このような高いデューティ・サイクルで動作するときは、昇圧ダイオードのピーク電流がもっと大きくなるため、BD電源を、これほど極端ではないデューティ・サイクルで必要とされるよりもいくらか高くすることが必要になります。低い入力/出力比および低いBD電圧での動作が必要な場合、内部昇圧ダイオードを外部の並列接続したディスクリート・ダイオードで強化するのが望ましいことがあります。

BOOSTピンの検討事項

昇圧コンデンサは(内部昇圧ダイオードと組み合わせられて)、入力電圧より高いパワースイッチ用ブートストラップ電源を与えます。1MHz以上の妥当なデューティ・サイクルの動作では、0.1μFのコンデンサでうまく動作します。もっと低い周波数や高いデューティ・サイクルでの動作では、いくらか大きめのものが必要になることがあります。目安として次のようになります。

$$C_{BOOST} = \frac{1}{10 \cdot f_{SW}}$$

ここで、 f_{SW} の単位はMHz、 C_{BOOST} の単位はμFです。

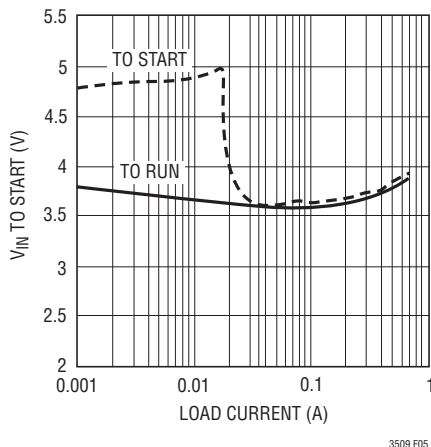


図5. 3.3Vの V_{OUT} のための最小 V_{IN}

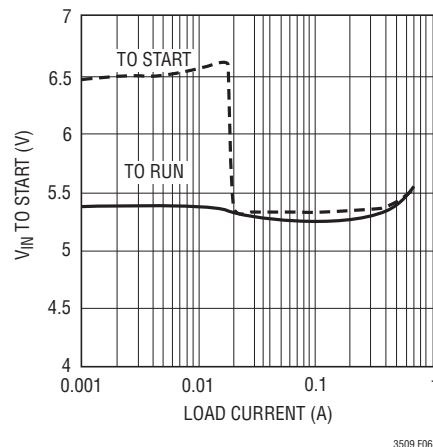


図5. 5.0Vの V_{OUT} のための最小 V_{IN}

アプリケーション情報

BOOSTピンの検討事項

昇圧回路の構成法をいくつか図7～図9に示します。最高効率を達成するには、BOOSTピンはSWピンより2.0V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7)がベストです。もっと低い出力電圧では、昇圧ダイオードを入力に接続することができます(図8)。図7の回路は、昇圧ピンの電流が低い電圧源から供給されるのでもっと効率が良くなります。最後に、図9に示されているように、少なくとも3Vある別の電圧源にBDピンを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がオンのときはいつも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。

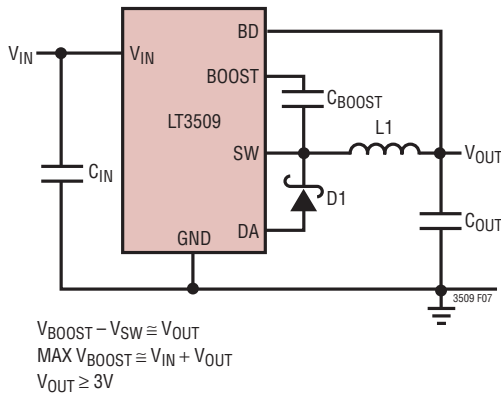


図7. 安定化された出力に接続されたBD

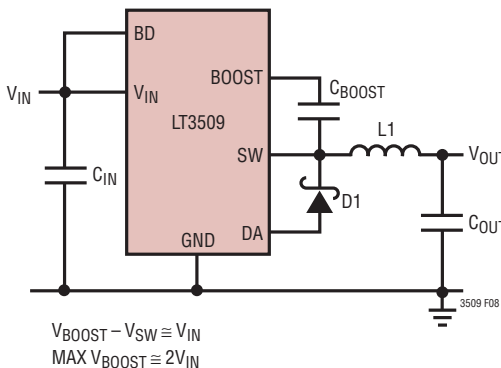


図8. VINから供給

いずれにせよ、必ずBOOSTピンの最大電圧を60Vより小さくし、BOOSTピンとSWピンの間の電圧差を30Vより小さくします。

インダクタの選択と最大出力電流

最初に選択するインダクタの値としては次の値が良いでしょう。

$$L = (V_{OUT} + V_F) \cdot \frac{2.1MHz}{f_{SW}}$$

ここで V_F はキャッチ・ダイオードの電圧降下(約0.5V)で、Lの単位は μH です。

インダクタのRMS電流定格は最大負荷電流より大きくなければならず、その飽和電流は少なくとも30%大きく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 0.15Ω より小さくします。適しているタイプとメーカーのリストを表2に示します。

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・ピーク間インダクタ・リップル電流の半分を加えたものです。LT3509とシステムを過電流フォールトから保護するためにLT3509はスイッチ電流を制限します。したがって、LT3509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。

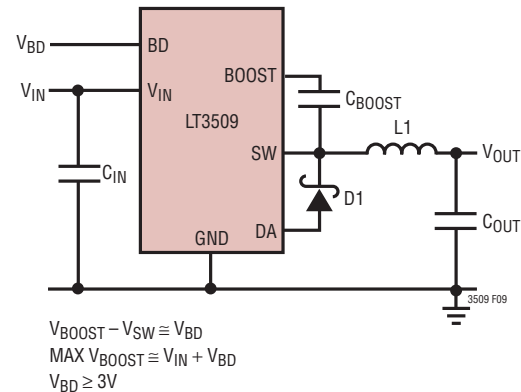


図9. 別個の昇圧電源

アプリケーション情報

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・ダイオードの順方向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-ピーク間リップル電流は次のとおりです。

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

ここで、

DC = デューティ・サイクル

f_{SW} = スイッチング周波数

L = インダクタの値

V_F = ダイオードの順方向電圧

インダクタとスイッチのピーク電流は次のとおりです。

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

出力を安定化された状態に保つには、このピーク電流はLT3509のスイッチ電流リミット I_{LIM} より小さくなければなりません。これはスロープ補償のためデューティ・サイクルに依存します。 I_{LIM} は低デューティ・サイクルでは少なくとも1.4Aですが、直線的に低下し、DC = 0.8では1.0Aになります。

理論上の最小インダクタンスは次式で計算することができます。

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

ここで、 DC_{MIN} はアプリケーションが必要とする最小デューティ・サイクルで、次のようになります。

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

スイッチの最小オン時間によって課せられる実際の最小デューティ・サイクルのリミットがあります。堅牢なデザインには、スイッチがその最小オン時間で動作しており、入力電圧が最大であり、出力が短絡しているとき、インダクタが飽和しないことが重要です。この場合、最大入力電圧からスイッチの電圧降下を差し引いた電圧がインダクタの両端に現れます。これには実際に短絡させる必要はなく、単に容量性負荷に対して起動させれば同じ状態になります。ダイオード電流検出方式は、インダクタ電流がDA電流制限スレッシュホールド(その最大値は1.1A)より高いとスイッチがオンしないことを保証します。短絡状態のピーク電流は次式で計算することができます。

$$I_{PEAK} = \frac{V_{IN} \cdot t_{ON(MIN)}}{L} + 1.1A$$

インダクタの飽和電流はこの値より大きくします。これは、一定のコア・サイズでは値の大きなインダクタほど多くの場合飽和電流が低いので、高入力電圧での安全動作のため、物理的に大きなインダクタを使用することを意味します。一般則として、短絡に対して耐性をもたせるため、飽和電流は少なくとも1.8Aにします。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。30Vを超える入力電圧で堅牢な動作を行なうためには、4.2μH以上のインダクタと1.8A以上の飽和電流定格を使用します。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、出力電圧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。

アプリケーション情報

表2. 推奨インダクタ

MANUFACTURER/ PART NUMBER	VALUE (μ H)	I_{SAT} (A)	DCR (Ω)	HEIGHT (mm)
Coilcraft				
LPS4018-222ML	2.2	2.8	0.07	1.7
LPS5030-332ML	3.3	2.5	0.066	2.9
LPS5030-472ML	4.7	2.5	0.083	2.9
LPS6225-682ML	6.8	2.7	0.095	2.4
LPS6225-103ML	10	2.1	0.105	2.4
Sumida				
CDRH4D22/HP-2R2N	2.2	3.2	0.0035	2.4
CDRH4D22/HP-3R5N	3.5	2.5	0.052	2.4
CDRH4D22/HP-4R7N	4.7	2.2	0.066	2.4
CDRH5D28/HP-6R8N	6.8	3.1	0.049	3.0
CDRH5D28/HP-8R2N	8.2	2.7	0.071	3.0
CDRH5D28R/HP-100N	10	2.45	0.074	3.0
Cooper				
SD52-2R2-R	2.2	2.30	0.0385	2.0
SD52-3R5-R	3.5	1.82	0.0503	2.0
SD52-4R7-R	4.7	1.64	0.0568	2.0
SD6030-5R8-R	5.8	1.8	0.045	3.0
SD7030-8R0-R	8.0	1.85	0.058	3.0
SD7030-100-R	10.0	1.7	0.065	3.0
Toko				
A997AS-2R2N	2.2	1.6	0.06	1.8
A997AS-3R3N	3.3	1.2	0.07	1.8
A997AS-4R7M	4.7	1.07	0.1	1.8
Würth				
7447745022	2.2	3.5	0.036	2.0
7447745033	3.3	3.0	0.045	2.0
7447745047	4.7	2.4	0.057	2.0
7447745076	7.6	1.8	0.095	2.0
7447445100	10	1.6	0.12	2.0

前の分析は連続モード動作 ($I_{OUT} > \Delta I_{LIM}/2$) 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。

$$L_{MIN} = (V_{OUT} + V_F) \cdot \frac{1.4}{f_{SW}}$$

ここで、 f_{SW} の単位はMHz、 L_{MIN} の単位は μ Hです。

外部同期を使う場合、SYNCの周波数ではなく R_T の周波数を使って L_{MIN} を計算します。

周波数補償

LT3509は電流モード制御を使って出力を安定化しますので、ループ補償が簡単になり、必要なフィルタ部品を内蔵することができます。様々な動作条件にわたって安定した動作を与えるため、固定内部補償ネットワークが選択されましたが、最小の負荷容量を想定しています。LT3509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、設計者はセラミック・コンデンサを使用して出力リップルを下げ、PCBのフットプリントを小さくすることができます。

LT3509の制御ループの等価回路を図10に示します。誤差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。モジュレータ、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COMP-NODE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(gmp)は1.1Sです。出力コンデンサはこの電流を積分し、内部コンデンサは誤差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 R_C によって生じます。

アプリケーション情報

このモデルは、インダクタ電流リップルが低すぎず ($\Delta I_{\text{RIPPLE}} > 5\% I_{\text{OUT}}$)、ループのクロスオーバー周波数が $f_{\text{SW}}/5$ より小さい限り有効です。帰還分割器に並列にオプションの位相リード・コンデンサ (CPL) を接続すると、過渡応答が改善されることがあります。

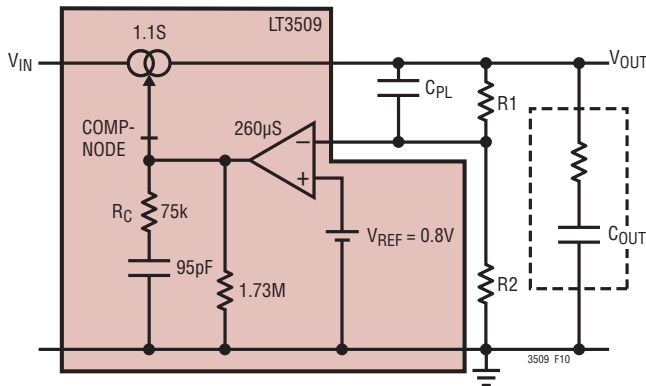


図10. 小信号等価回路

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LT3509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。LT3509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。

ESRよりも低容量値の方が重要なセラミック・コンデンサの場合、次のようになります。

$$V_{\text{RIPPLE}} = \Delta I_L / (8 \cdot f_{\text{SW}} \cdot C_{\text{OUT}})$$

容量性リアクタンスを基準にしてESRが高い電解コンデンサでは次のようになります。

$$V_{\text{RIPPLE}} = \Delta I_L \cdot \text{ESR}$$

ここで、 ΔI_L はインダクタのピーク・ピーク間リップル電流です。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いりません。この成分は次式を使って計算することができます。

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

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。

$$C_{\text{OUT}} > 10 \cdot L \cdot (I_{\text{LIM}} / V_{\text{OUT}})^2$$

セラミック・コンデンサはサイズが小さくESRが低いのでLT3509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

アプリケーション情報

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。

出力コンデンサの値は負荷ステップに対する過渡応答に大きく影響します。それは、帰還ループが応答できるまで、余分の電流需要を供給するか、または余分の電流供給を吸収する必要があります。ループの応答は、誤差アンプのトランスコンダクタンス、内部補償コンデンサおよび帰還ネットワークに依存します。出力電圧が高いほど、当然大きな帰還分圧比を必要とします。また、これはループの利得を下げ、応答時間を遅くします。幸い、この影響はトップ帰還抵抗両端のフィードフォワード

ド・コンデンサ C_{PL} の使用により緩和されます。図10に示されている小信号モデルを使って、これをシミュレータでモデル化するか、または実験に基づく設計に洞察を与えることができます。異なる出力コンデンサと C_{PL} の組合せの負荷ステップ応答をいくつか図11に示します。

入力コンデンサ

入力コンデンサはスイッチャのオン時間の間に要求されるパルス状の電荷を供給する必要があります。 V_{IN} ピンの数百ミリボルトのリプルはデバイスにどんな問題も生じないので、わずかな容量しか必要ありません。2MHz、12Vで動作する場合、2 μ Fで問題なく動作します。最低動作周波数や低入力電圧では、4.7 μ Fなどもっと大きなコンデンサを使います。

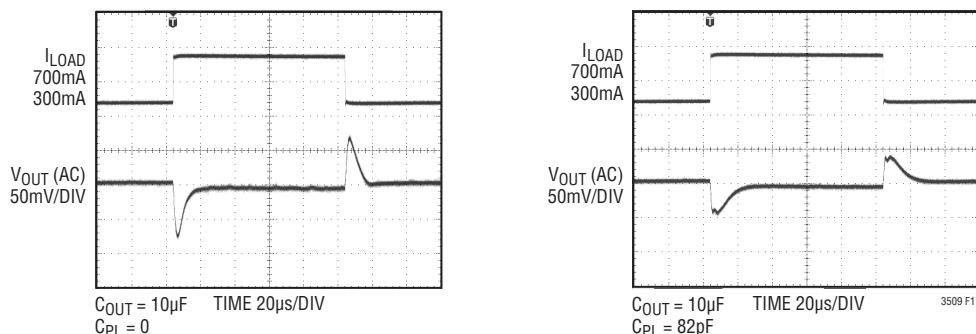


図11. 300mAから700mAの負荷電流ステップに対する C_{OUT} と C_{PL} の異なる組合せを使ったときの過渡負荷応答
 $R1 = 10k\Omega$, $R2 = 32.4k\Omega$, $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 3.3V$, $f_{SW} = 2.0MHz$

アプリケーション情報

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。

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

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・スイッチ電流リミットまで増加します。過渡入力電圧が40Vを超える場合、逆電圧定格が45V以上のショットキー・ダイオードを使います。最大過渡入力電圧が40Vを下回る場合、逆電圧定格が最大入力電圧より大きなショットキー・ダイオードを使います。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3に示します。

表3. ショットキー・ダイオード

MANUFACTURER/ PART NUMBER	V _R (V)	I _{AVE} (A)	V _F at 1A (mV)
On Semiconductor			
MBRM140	40	1	550
MicroSemi			
UPS140	40	1	450
Diodes Inc.			
DFLS140L	40	1	550
1N5819HW	40	1	450

短絡保護と逆入力保護

最大I_{LIMIT}電流で飽和領域に深く入り込まないようにインダクタを選択する限り、LT3509は片方または両方の出力の短絡に耐えます。インダクタの余分な電流はDAコンパレータによって検出され、谷電流がリミットより下に下がるまで周波数が減少します。これは、短絡したチャネルがBDピンの昇圧電源でない限り、他のチャネルに影響を与えません。この場合、他のスイッチの電圧降下が増加し、効率を下げます。これにより、結局はデバイスがサーマル・シャットダウンのリミットに達するこ

とがあります。デバイスの考慮する必要があるもう1つの重要な特長は、パワースwitchに並列に寄生ダイオードが存在することです。通常動作では、これは逆方向にバイアスされていますが、LT3509に入力が与えられていないとき、代替ソースから負荷に給電可能であれば、導通することがあります。それはバッテリー充電アプリケーションまたはバッテリーや他の電源がLT3509の安定化された出力の1つとダイオードOR結合されているバッテリー・バックアップ・システムで発生することがあります。SWピンが約4Vより上だと、LT3509の制御回路が静止バイアス・レベルまでパワーアップするのに十分な電圧をV_{IN}ピンは得ることができ、最大2mAがバックアップ電源から引き出されることがあります。これは、いくつかのディスクリートFETまたはオープン・ドレインのバッファを使ってRUN/SSピンを引き下げると最小に抑えることができます。もちろん、ゲートはスタンバイ電源またはバッテリー・バックアップ電源でドライブする必要があります。入力の短絡や、他の並列回路がV_{IN}に接続される可能性がある、V_{IN}に直列に保護ダイオードを追加するのがベストでしょう。これは逆入力極性に対しても保護します。これらのコンセプトを図12に図示します。

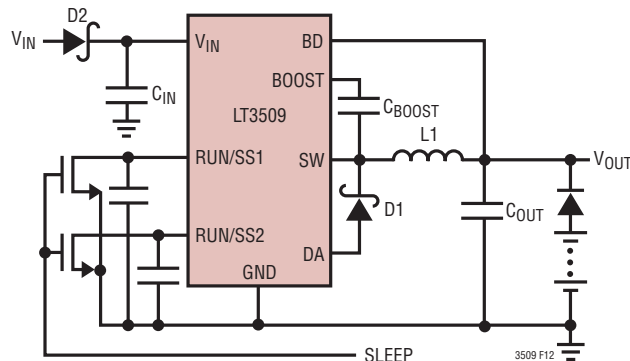


図12. 逆バイアス保護

アプリケーション情報

活線挿入に関する検討事項

セラミック・コンデンサはサイズが小さく、信頼性が高く、インピーダンスが低いので、入力コンデンサに最適です。あいにく、これらは、誘導性の電源ループや、機械的スイッチやコネクタによる高速電力過渡と組み合わせされると、半導体デバイスに危険を及ぼすことがあります。低損失のセラミック・コンデンサは小さな配線インダクタンスと結合して減衰しにくいタンク回路を形成し、LT3509の V_{IN} ピンの電圧に公称入力電圧の2倍に達するリンギングを生じる可能性があります。詳細については、弊社の「アプリケーションノート88」を参照してください。

PCBのレイアウトと熱設計

PCBのレイアウトはLT3509の電気的性能と熱的性能の両方にとって重要です。最も重要なのは、主グランド接続とデバイス冷却用熱経路を与える露出パッドへの接続です。これは、格子状に配列したサーマル・ビアを使ってバックサイド・プレーンや内部プレーンに接続したトップサイド銅プレーンに半田付けする必要があります。

最良の電気的性能を得るには、以下の電流経路を短くすることに特に注意を払う必要があります。

- V_{IN} ピンから入力コンデンサを通してグランド・パッドおよびグランド・プレーンに戻るループ。パワースイッチがオン/オフするとき、高い di/dt 過渡がここに現れます。過度のインピーダンスは利用可能な最小入力電圧を悪化させ、チャンネル間のクロストークを生じるおそれがあります。
- スイッチ・ピンからキャッチ・ダイオード、さらにDAピンに戻るループ。高速で変化している電流と電圧が長いPCBトレースとここで組み合わせると、スイッチ・ピンにリンギングが生じ、望ましくないEMIを生じることがあります。

- 安定化された出力から出力コンデンサを通してグランド・プレーンに戻るループ。ここの過度のインピーダンスは出力に過度のリップルを生じます。

SWノードとBOOSTノードの面積はできるだけ小さくします。帰還部品はFBピンにできるだけ近づけて配置し、トレースを短くし、グランド・プレーンによってSWノードとBOOSTノードからシールドされるようにします。

トップ・レイヤだけを示している実際の基板レイアウトの詳細を図13に示します。完全な基板はいくらか大きく7.5cm×7.5cmです。デバイスは、この基板を使い、静止空気中で700kHzのスイッチング周波数で動作させて評価されました。一方のチャンネルが5Vに設定され、他方が3.3Vに設定され、両方のチャンネルに完全に700mAまで負荷が与えられました。デバイスの温度は12Vより下の入力電圧で周囲温度より約15°C上に達しました。24Vの入力では、それよりわずかに高く、周囲温度より17°C上でした。

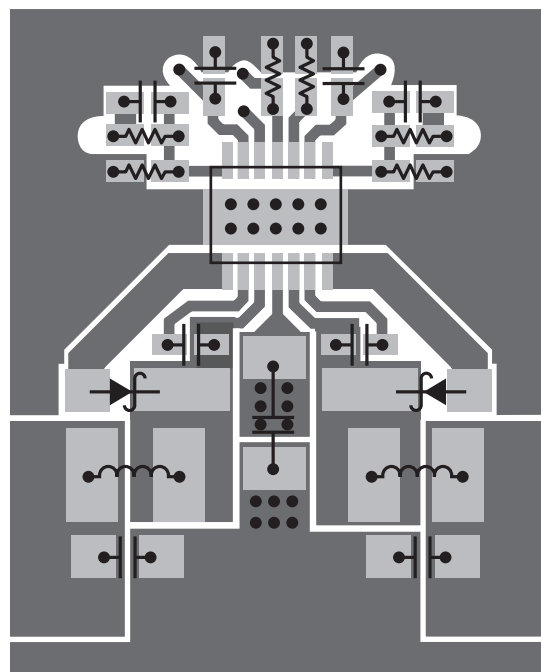
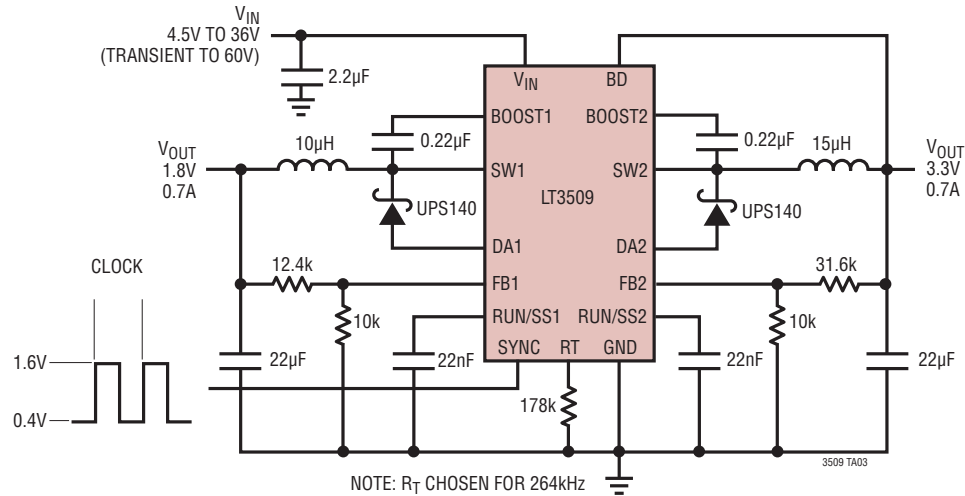


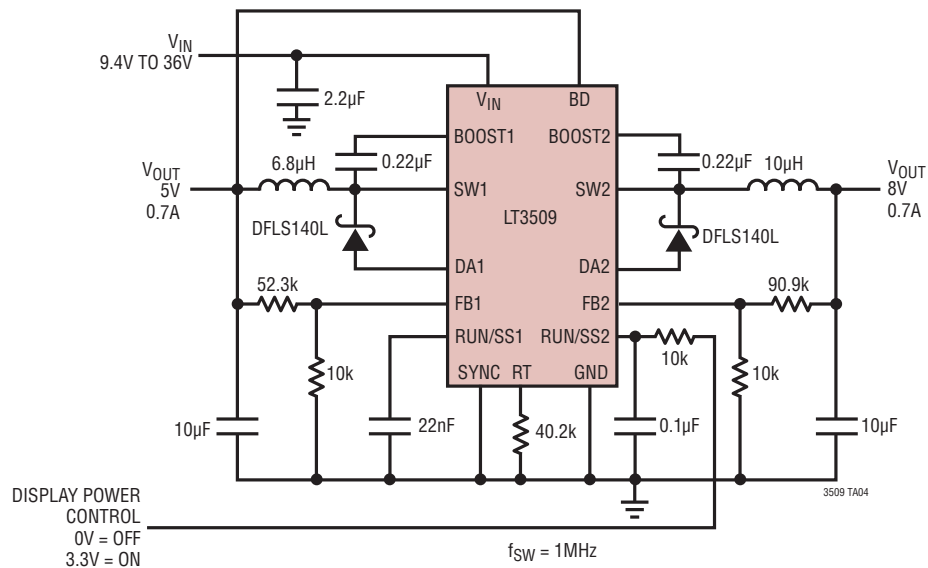
図13. サンプルPCBのレイアウト (トップ・レイヤのみ)

標準的応用例

1.8Vと3.3Vの出力、300kHz～600kHzに同期

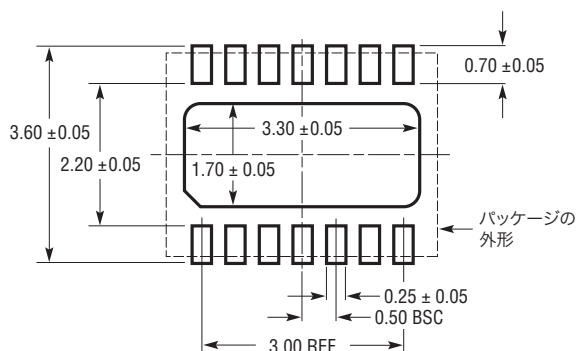


車載アクセサリ・アプリケーション5Vロジック電源と
LCDディスプレイ用8V、ロジックによりディスプレイの電力を制御

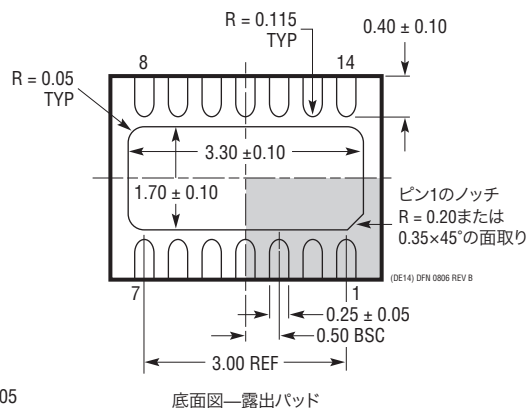
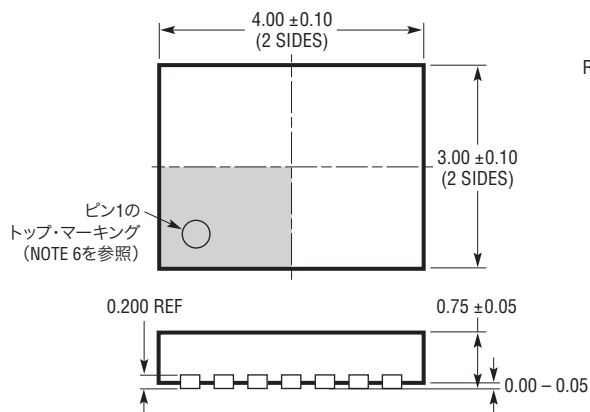


パッケージ

DEパッケージ
14ピン・プラスチックDFN (4mm×3mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1708 Rev B)



推奨する半田パッドのピッチと寸法
半田付けされない領域には半田マスクを使用する

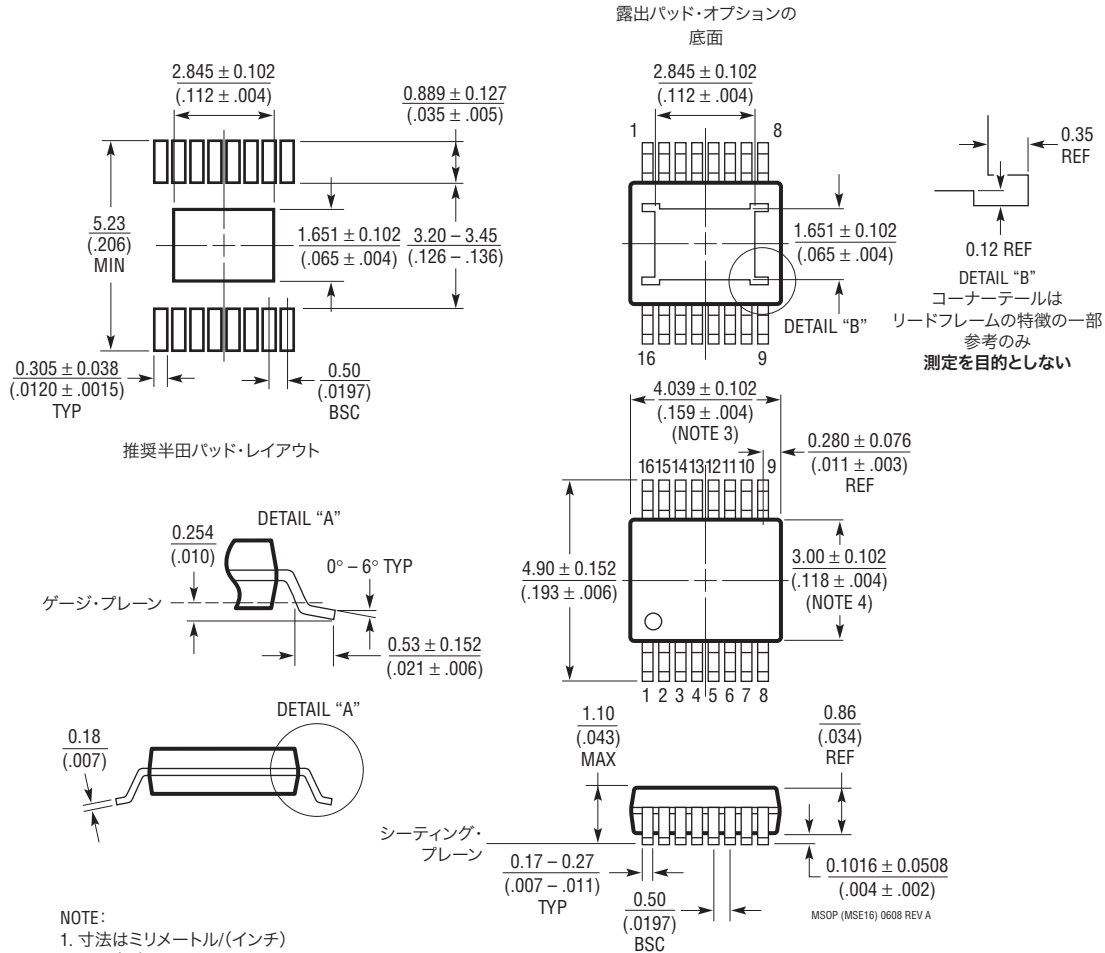


NOTE:

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

パッケージ

MSEパッケージ 16ピン・プラスチックMSOP、露出ダイ・パッド (Reference LTC DWG # 05-08-1667 Rev A)



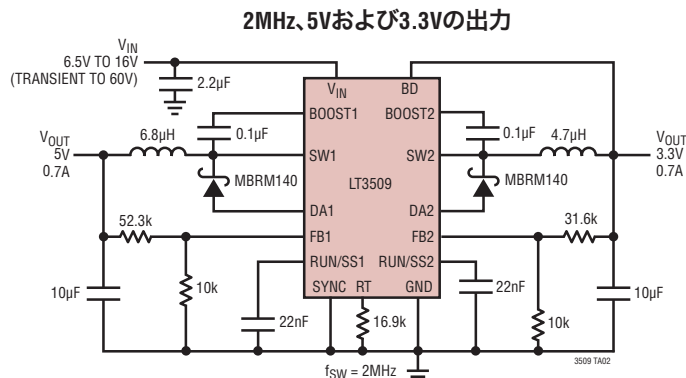
NOTE:

1. 寸法はミリメートル/(インチ)
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない
モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは、各サイドで0.152mm (0.006")を超えないこと
4. 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない
リード間のバリまたは突出部は、各サイドで0.152mm (0.006")を超えないこと
5. リードの平坦度(整形後のリードの底面)は最大0.102mm (0.004")であること

改訂履歴 (Rev Cよりスタート)

REV	日付	概要	ページ番号
C	4/10	ピン名をRTに変更	1、2、6、7、20、 21、24
		「絶対最大定格」の変更	2
		「電気的特性」の脚注の改訂と数値の変更/追加	3
		「標準的性能特性」の数値の変更	5
		「ピン機能」の数値の変更	6
		「スタートアップとシャットダウン」の数値の変更	8
		「シャットダウンとソフトスタート」、「周波数設定」および表 1 の数値の変更	9

標準的応用例



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1766	60V、1.2A (I _{OUT})、200kHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} :5.5V~60V、V _{OUT} :1.20V、I _Q = 2.5mA、I _{SD} <25µA、TSSOP16/Eパッケージ
LT1936	36V、1.4A (I _{OUT})、500kHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} :3.6V~36V、V _{OUT} :1.20V、I _Q = 1.9mA、I _{SD} <1µA、MS8Eパッケージ
LT1939	25V、2A、2.5MHz高効率DC/DCコンバータとLDOコントローラ	V _{IN} :3.6V~25V、V _{OUT} :0.8V、I _Q = 2.5µA、I _{SD} <10µA、3mm×3mm DFN-10
LT1976/ LT1977	60V、1.2A (I _{OUT})、200kHz/500kHz高効率降圧DC/DCコンバータ、Burst Mode [®] 動作付き	V _{IN} :3.3V~60V、V _{OUT} :1.20V、I _Q = 100µA、I _{SD} <1µA、TSSOP16Eパッケージ
LT3434/ LT3435	60V、2.4A (I _{OUT})、200kHz/500kHz高効率降圧DC/DCコンバータ、Burst Mode付き	V _{IN} :3.3V~60V、V _{OUT} :1.20V、I _Q = 100µA、I _{SD} <1µA、TSSOP16Eパッケージ
LT3437	60V、400mA (I _{OUT})、マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ、Burst Mode動作付き	V _{IN} :3.3V~60V、V _{OUT} :1.25V、I _Q = 100µA、I _{SD} <1µA、3mm×3mm DFN-10、TSSOP-16Eパッケージ
LT3480	60Vまでの過渡保護付き36V、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} :3.6V~38V、V _{OUT} :0.78V、I _Q = 70µA、I _{SD} <1µA、3mm×3mm DFN-10、MSOP10Eパッケージ
LT3481	36Vまでの過渡保護付き34V、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} :3.6V~34V、V _{OUT} :1.26V、I _Q = 50µA、I _{SD} <1µA、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} :3.6V~36V、V _{OUT} :0.8V、I _Q = 1.9mA、I _{SD} <1µA、2mm×3mm DFN-6パッケージ
LT3500	36V、40V _{max} 、2A、2.5MHz高効率DC/DCコンバータとLDOコントローラ	V _{IN} :3.6V~36V、V _{OUT} :0.8V、I _Q = 2.5mA、I _{SD} <10µA、3mm×3mm DFN-10
LT3501	25V、デュアル3A (I _{OUT})、1.5MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} :3.3V~25V、V _{OUT} :0.8V、I _Q = 3.7mA、I _{SD} = 10µA、TSSOP-20Eパッケージ
LT3505	40Vまでの過渡保護付き36V、1.4A (I _{OUT})、3MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} :3.6V~34V、V _{OUT} :0.78V、I _Q = 2mA、I _{SD} <2µA、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} :3.6V~25V、V _{OUT} :0.8V、I _Q = 3.8mA、I _{SD} = 30µA、5mm×4mm DFN-16、TSSOP-16Eパッケージ
LT3507	36V 2.5MHz、トリプル (2.4A+1.5A+1.5A (I _{OUT})) 高効率降圧DC/DCコンバータ、LDOコントローラ付き	V _{IN} :4V~36V、V _{OUT} :0.8V、I _Q = 7mA、I _{SD} = 1µA、5mm×7mm QFN-38
LT3508	40Vまでの過渡保護付き36V、デュアル1.4A (I _{OUT})、3MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} :3.7V~37V、V _{OUT} :0.8V、I _Q = 4.6mA、I _{SD} = 1µA、4mm×4mm QFN-24、TSSOP-16Eパッケージ
LT3510	25V、デュアル2A (I _{OUT})、1.5MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} :3.3V~25V、V _{OUT} :0.8V、I _Q = 3.7mA、I _{SD} = 10µA、TSSOP-20Eパッケージ
LT3684	36Vまでの過渡保護付き34V、2A (I _{OUT})、2.8MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} :3.6V~34V、V _{OUT} :1.26V、I _Q = 850µA、I _{SD} <1µA、3mm×3mm DFN-10、MSOP-10Eパッケージ
LT3685	60Vまでの過渡保護付き36V、2A (I _{OUT})、2.4MHz高効率降圧DC/DCコンバータ	V _{IN} :3.6V~38V、V _{OUT} :0.78V、I _Q = 70µA、I _{SD} <1µA、3mm×3mm DFN-10、MSOP-10Eパッケージ

3509fc