

静止電流が2.5 μ A、ピーク電流が2A/3Aの 42V同期整流式降圧レギュレータ

特長

- Silent Switcher[®] 2アーキテクチャ
 - あらゆるPCB上で超低EMI/EMC放射
 - PCBレイアウトに対する敏感さを排除
 - 内部バイパス・コンデンサによって放射EMIを低減
 - オプションのスペクトラム拡散変調
- 広い入力電圧範囲: 3.0V~42V
- 超低静止電流のBurst Mode[®]動作:
 - 12V入力で3.3V出力を安定化時の $I_q < 2.5\mu A$
 - 出力リップル $< 10mV_{P-P}$
- 高効率の2MHz同期動作:
 - 12V入力、5V/1A出力時の効率 $> 93\%$
- 最大連続出力電流: 2A
ピーク・トランジェント出力電流: 3A
- 短い最小スイッチオン時間: 45ns
- 調整可能および同期可能な周波数: 200kHz~2.2MHz
- 小型インダクタを使用可能
- 低ドロップアウト電圧
- ピーク電流モード動作
- 内部補償
- 出力ソフトスタートおよび出力トラッキング
- 小型16ピン3mm×3mm LQFNパッケージ

アプリケーション

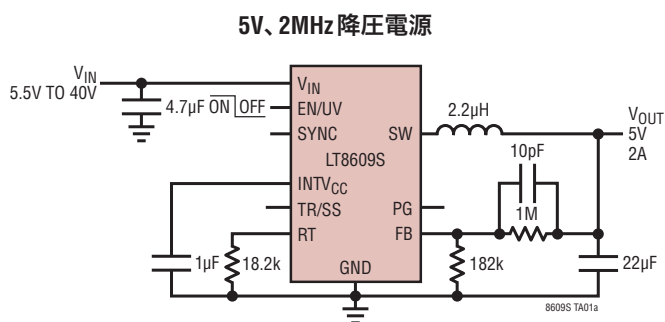
- 汎用降圧電源
- 低EMI降圧電源

概要

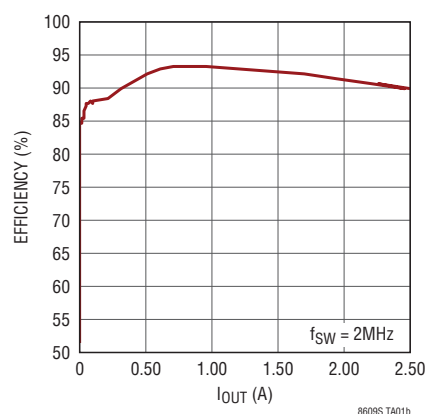
LT[®]8609Sは、小型、高効率、高速の同期整流式モノリシック降圧スイッチング・レギュレータで、非スイッチング時に消費する静止電流はわずか1.7 μ Aです。LT8609Sは2Aの連続電流と3Aのピーク負荷電流(<1秒)を供給して、GSMトランシーバなど、重いトランジェント負荷を必要とするアプリケーションをサポートすることができます。必要な外付け部品が最小限で済むように、上側および下側のパワー・スイッチの他に、必要な全ての回路が内蔵されています。低リップルのBurst Mode動作により、非常に少量の出力電流まで高い効率が可能であると同時に、出力リップルを10mV_{P-P}未満に維持します。SYNCピンにより、外部クロックへの同期や、スイッチング周波数のスペクトラム拡散変調による低EMI動作が可能になります。ピーク電流モード方式を採用した内部補償により、小型のインダクタを使用できるので、高速トランジェント応答と優れたループ安定性が得られます。EN/UVピンのしきい値は高精度の1Vであり、EN/UVピンを使用して入力電圧の低電圧ロックアウトを設定することや、LT8609Sをシャットダウンして入力電源電流を1 μ Aまで減らすことができます。TR/SSピンのコンデンサは起動時の出力電圧ランプ・レートを設定し、PGフラグは、 V_{OUT} が設定出力電圧の $\pm 8.5\%$ 以内になったことと、フォルト状態になったことを示します。LT8609Sは、16ピンの3mm×3mm小型LQFNパッケージで供給されます。

LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology、Linearのロゴ、Burst Mode、およびSilent Switcherは、アナログ・デバイセズ社の登録商標です。その他全ての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例



12V入力、5V出力時の効率



LT8609S

絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN}、EN/UV、PG..... 42V

FB、TR/SS 4V

SYNCの電圧 6V

動作接合部温度範囲 (Note 2)

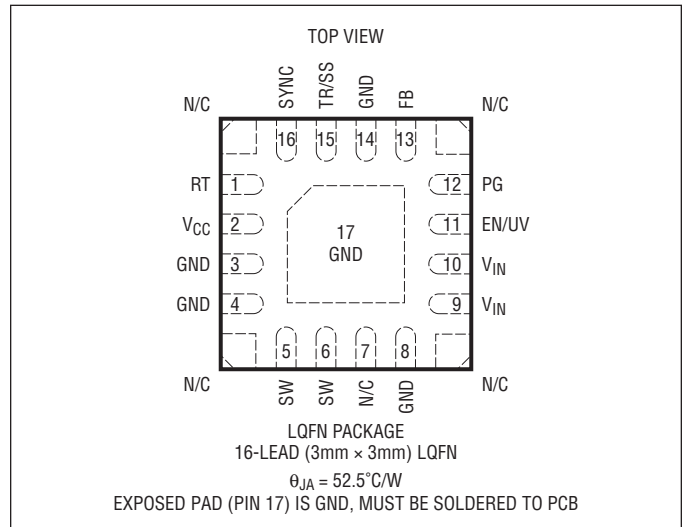
LT8609SE..... -40°C~125°C

LT8609SI -40°C~125°C

保存温度範囲..... -65°C~150°C

最大リフロー (パッケージ本体) 温度..... 260°C

ピン配置



発注情報

<http://www.linear-tech.co.jp/product/LT8609#orderinfo>

製品番号	製品マーキング*	仕上げコード	パッド仕上げ	パッケージ・タイプ**	MSL 定格	温度範囲
LT8609SEV#PBF	LGYN	e4	Au (RoHS)	LQFN (Laminate Package with QFN Footprint)	3	-40°C to 125°C
LT8609SIV#PBF	LGYN					-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。

- パッドまたはボールの仕上げコードはIPC/JEDEC J-STD-609に準拠しています。
- 端子仕上げの製品マーキングの参照先: <http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/>
- 推奨のPCBアセンブリ手順および製造手順についての参照先: www.linear-tech.co.jp/module/pcbassembly
- パッケージおよびトレイの図面の参照先: www.linear-tech.co.jp/packaging
- 製品名の末尾がPBFのデバイスはRoHSおよびWEEEに準拠しています。

**LT8609Sパッケージの実装面積は、標準の3mm x 3mm QFNパッケージと同じです。

電气的特性

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

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Minimum Input Voltage		●		2.7	3.0 3.2	V
V_{IN} Quiescent Current	$V_{EN/UV} = 0V$, $V_{SYNC} = 0V$ $V_{EN/UV} = 2V$, Not Switching, $V_{SYNC} = 0V$, $V_{IN} \leq 36V$	●		1 1.7	5 12	μA μA
V_{IN} Current in Regulation	$V_{IN} = 6V$, $V_{OUT} = 2.7V$, Output Load = $100\mu\text{A}$ $V_{IN} = 6V$, $V_{OUT} = 2.7V$, Output Load = 1mA	● ●		46 480	90 700	μA μA
Feedback Reference Voltage	$V_{IN} = 6V$, $I_{LOAD} = 100\text{mA}$ $V_{IN} = 6V$, $I_{LOAD} = 100\text{mA}$	●	0.770 0.758	0.774 0.774	0.778 0.794	V V
Feedback Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 4.0V$ to $40V$	●		0.02	0.06	%/V
Feedback Pin Input Current	$V_{FB} = 1V$	●			± 20	nA
Minimum On-Time	$I_{LOAD} = 1.5A$, $SYNC = 0V$ $I_{LOAD} = 1.5A$, $SYNC = 1.9V$	● ●		45 45	75 60	ns ns
Minimum Off Time				115		ns
Oscillator Frequency	$R_{FSET} = 221k$, $I_{LOAD} = 0.5A$ $R_{FSET} = 60.4k$, $I_{LOAD} = 0.5A$ $R_{FSET} = 18.2k$, $I_{LOAD} = 0.5A$	● ● ●	155 640 1.925	200 700 2.00	245 760 2.075	kHz kHz MHz
Top Power NMOS On-Resistance	$I_{LOAD} = 1A$			185		m Ω
Top Power NMOS Current Limit		●	3.4	4.75	5.7	A
Bottom Power NMOS On-Resistance				115		m Ω
SW Leakage Current	$V_{IN} = 42V$, $V_{SW} = 40V$				5	μA
EN/UV Pin Threshold	EN/UV Rising	●	0.99	1.05	1.11	V
EN/UV Pin Hysteresis				50		mV
EN/UV Pin Current	$V_{EN/UV} = 2V$	●			± 20	nA
PG Upper Threshold Offset from V_{FB}	V_{FB} Rising	●	5.0	8.5	13.0	%
PG Lower Threshold Offset from V_{FB}	V_{FB} Falling	●	5.0	8.5	13.0	%
PG Hysteresis				0.5		%
PG Leakage	$V_{PG} = 42V$	●			± 200	nA
PG Pull-Down Resistance	$V_{PG} = 0.1V$			550	1200	Ω
Sync Low Input Voltage		●	0.4	0.9		V
Sync High Input Voltage	$INTV_{CC} = 3.5V$	●		2.7	3.2	V
TR/SS Source Current		●	1	2	3	μA
TR/SS Pull-Down Resistance	Fault Condition, $TR/SS = 0.1V$			300	900	Ω
Spread Spectrum Modulation Frequency	$V_{SYNC} = 3.3V$		0.5	3	6	kHz

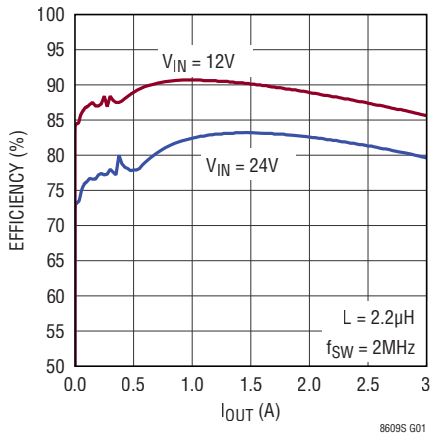
Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。また、長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与えるおそれがある。絶対最大定格は、それを超えるとデバイスの寿命に悪影響を与える恐れがある値。

Note 2: LT8609SE 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。LT8609SI は、 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で保証されている。

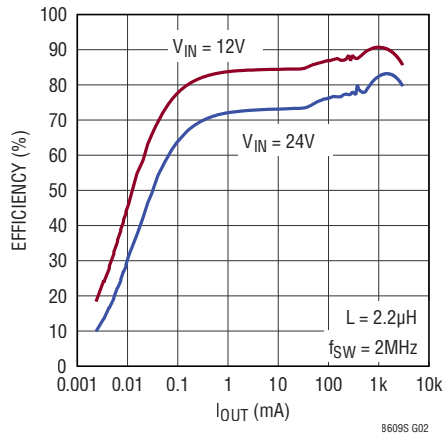
Note 3: このデバイスには過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。過熱保護機能が動作しているとき接合部温度は 150°C を超える。規定されている最大動作接合部温度を超えた状態で動作が継続すると、寿命が短くなる。

標準的性能特性

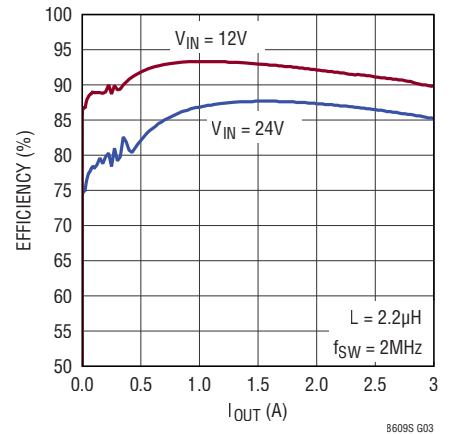
効率 (3.3V 出力、2MHz、
Burst Mode 動作)



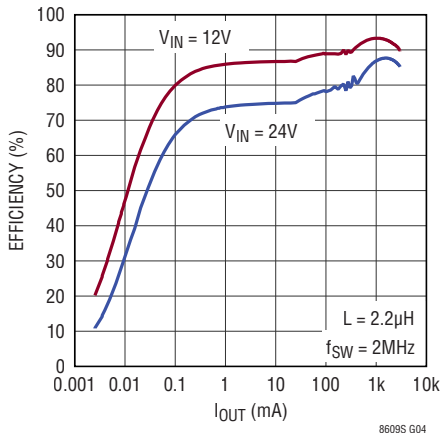
効率 (3.3V 出力、2MHz、
Burst Mode 動作)



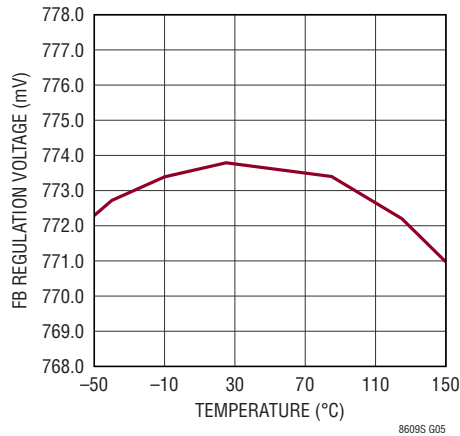
効率 (5V 出力、2MHz、
Burst Mode 動作)



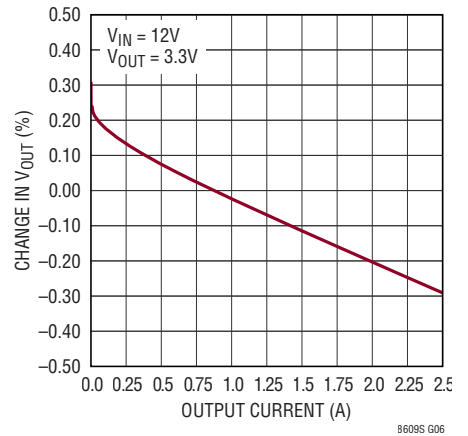
効率 (5V 出力、2MHz、
Burst Mode 動作)



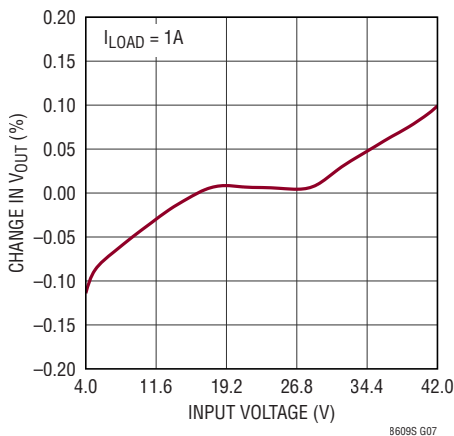
FB の電圧



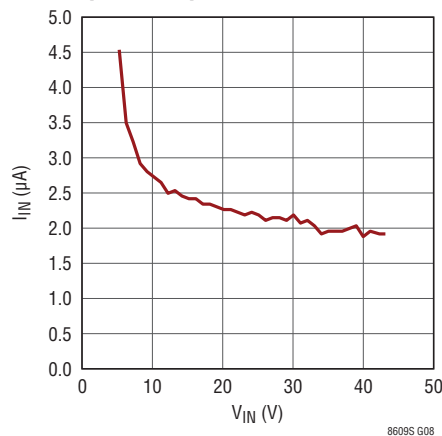
負荷レギュレーション



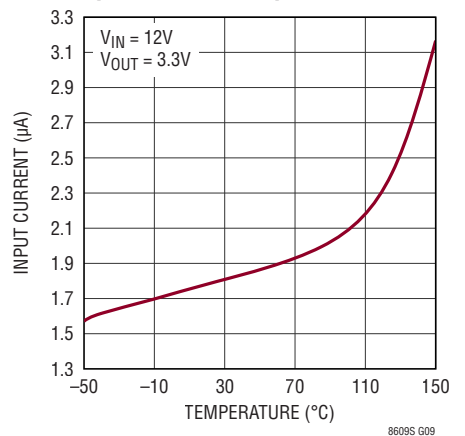
入力レギュレーション



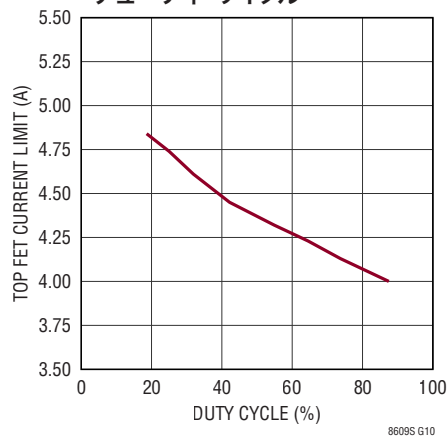
無負荷時電源電流
(3.3V 出力)



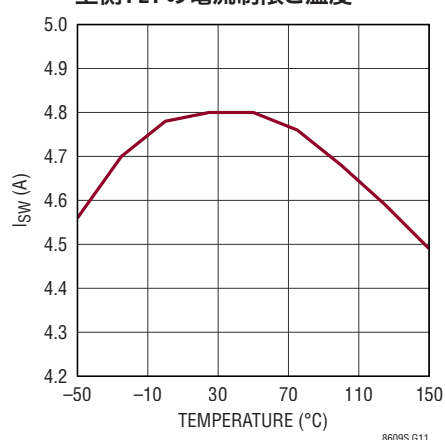
無負荷時電源電流と温度
(スイッチングなし)



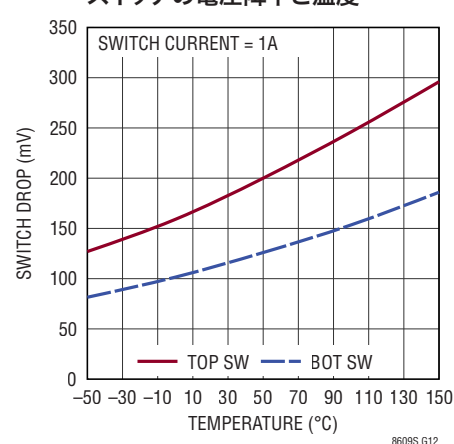
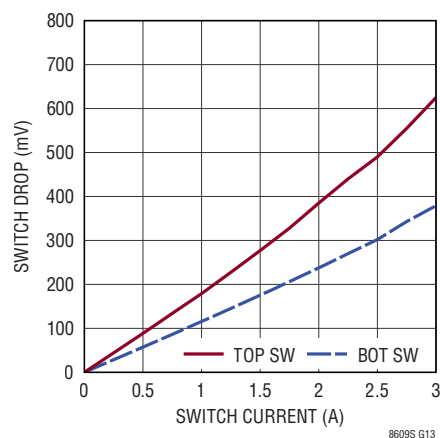
標準的性能特性

上側FETの電流制限と
デューティ・サイクル

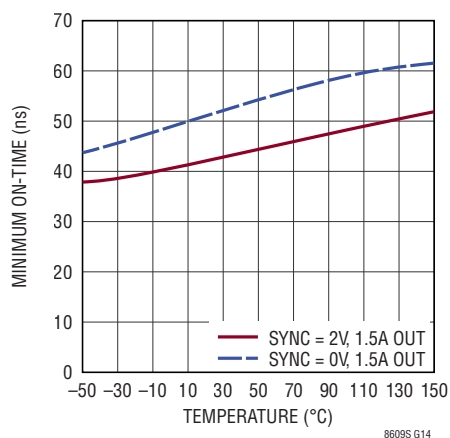
上側FETの電流制限と温度



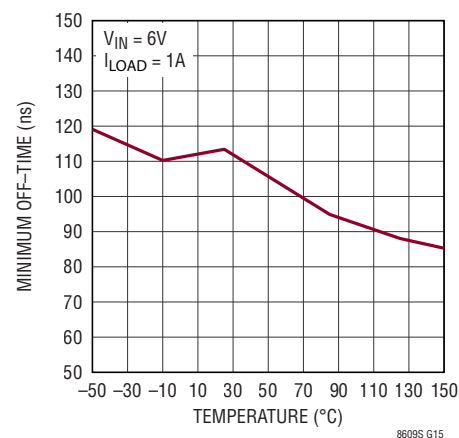
スイッチの電圧降下と温度

スイッチの電圧降下と
スイッチ電流

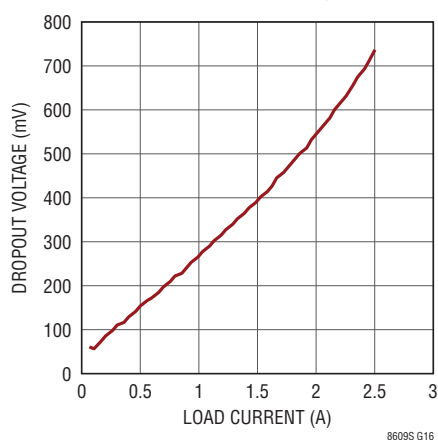
最小オン時間と温度



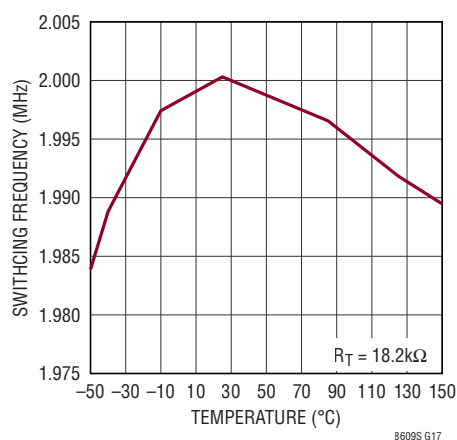
最小オフ時間と温度



ドロップアウト電圧と負荷電流

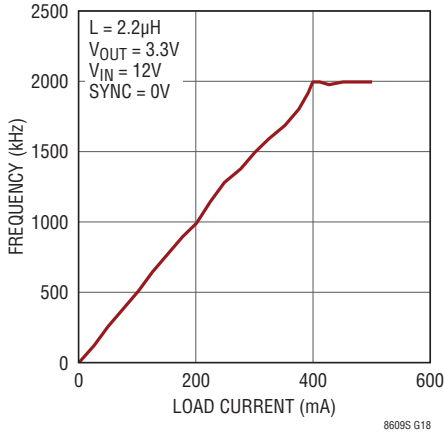


スイッチング周波数と温度

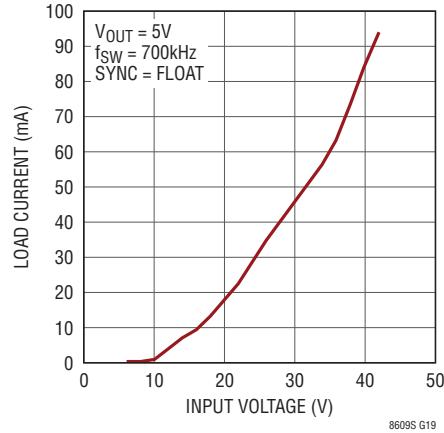


標準的性能特性

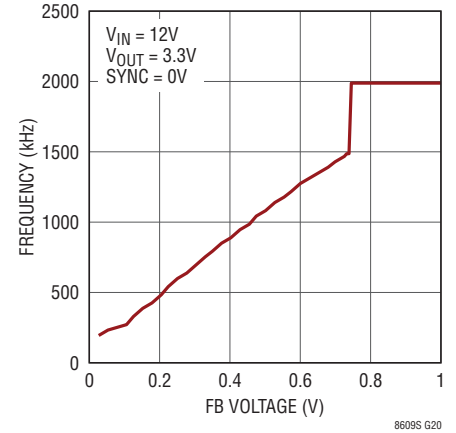
バースト周波数と負荷電流



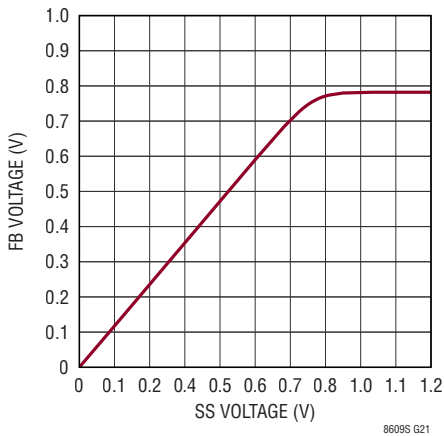
最大周波数に達する最小負荷
(SYNCはフロート状態で最大1.9V)



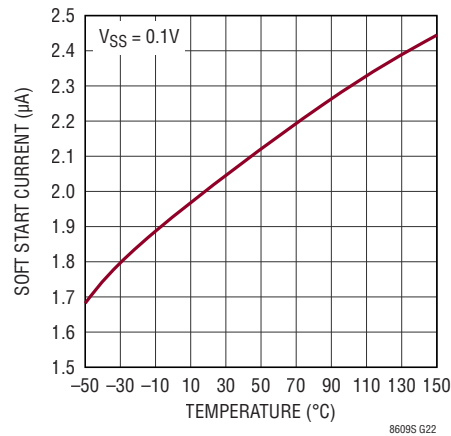
周波数フォールドバック



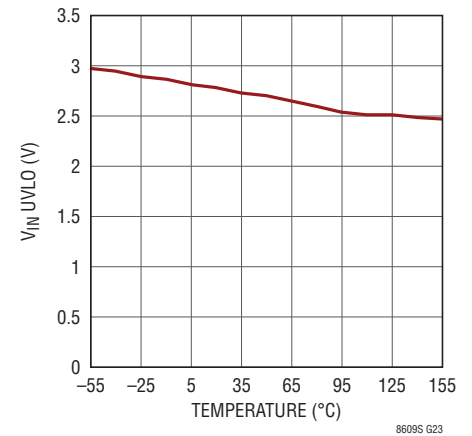
ソフトスタート時のトラッキング



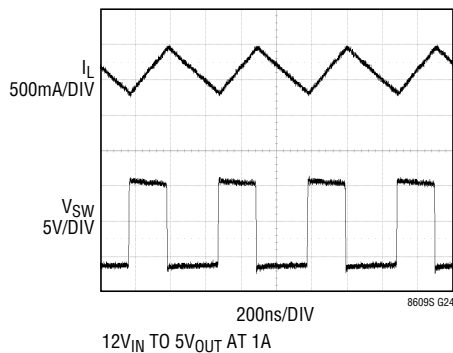
ソフトスタートの電流と温度



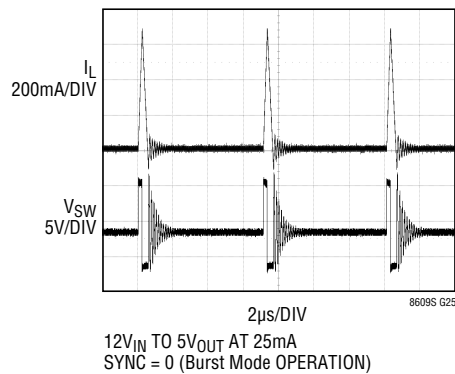
VINの低電圧ロックアウト



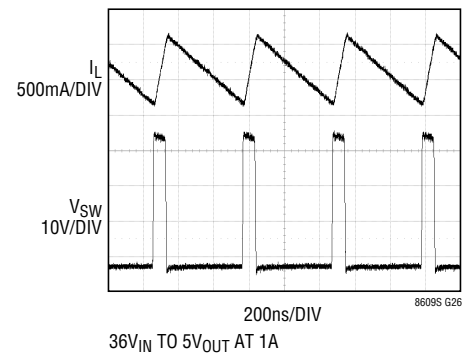
スイッチング波形



スイッチング波形

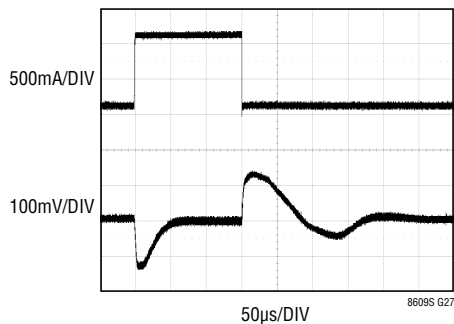


スイッチング波形



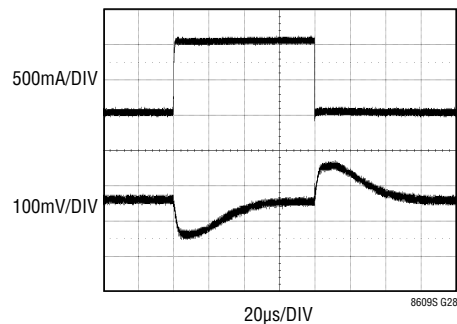
標準的性能特性

トランジェント応答



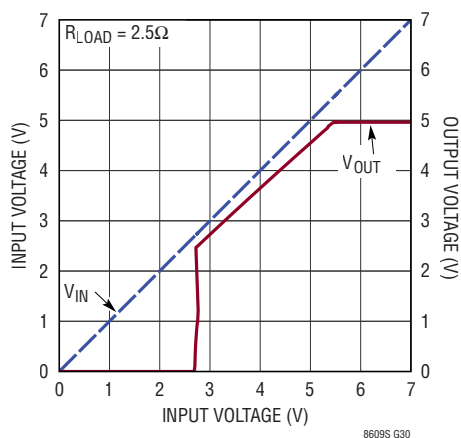
50mA TO 1A TRANSIENT
12V_{IN} TO 5V_{OUT}
C_{OUT} = 47µF

トランジェント応答



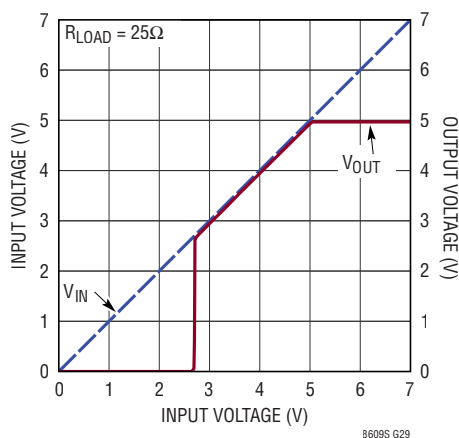
0.5A TO 1.5A TRANSIENT
12V_{IN} TO 5V_{OUT}
C_{OUT} = 47µF

起動時のドロップアウト



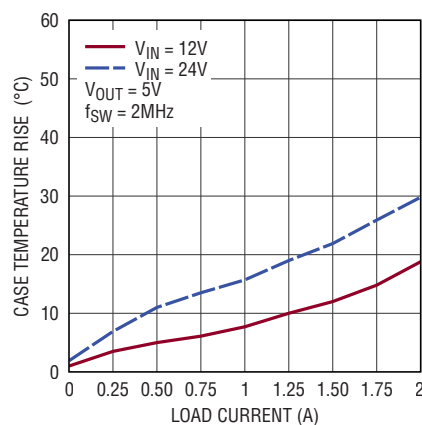
8609S G30

起動時のドロップアウト



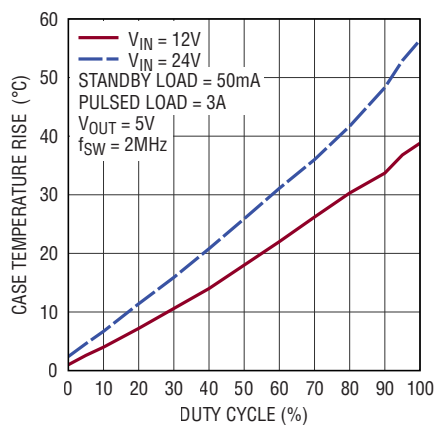
8609S G29

ケース温度と負荷電流



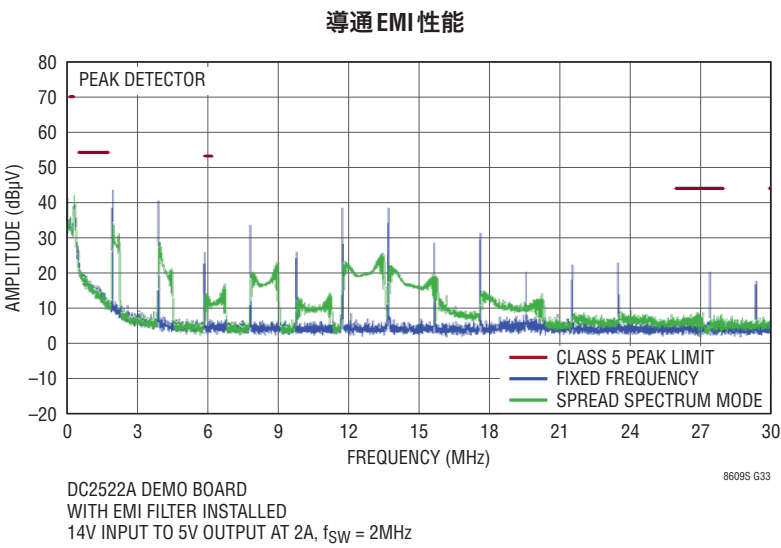
8609S G31

ケース温度と3Aパルス負荷



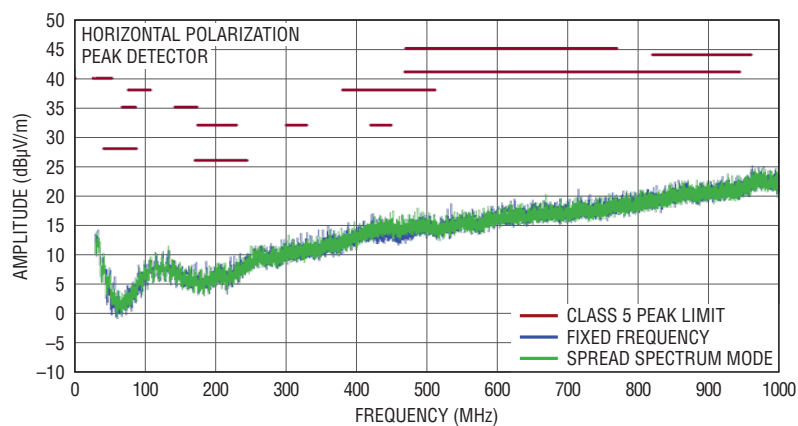
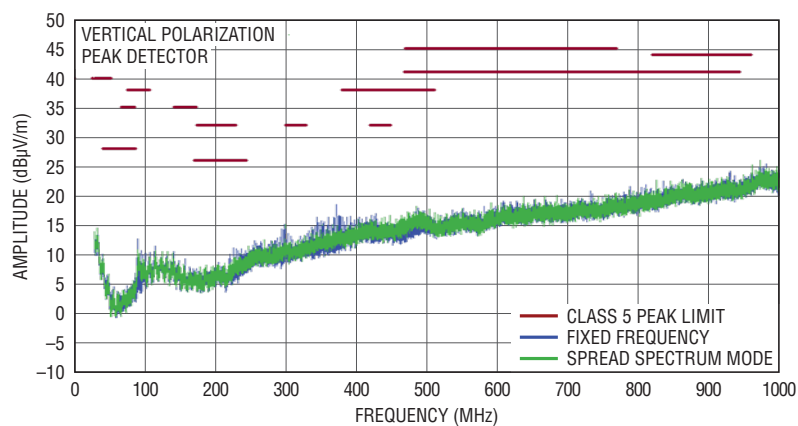
8609S G32

標準的性能特性



標準的性能特性

EMI放射性能(クラス5ピーク限度値でのCISPR25放射エミッション・テスト)



DC2522A DEMO BOARD
WITH EMI FILTER INSTALLED
14V INPUT TO 5V OUTPUT AT 2A, $f_{SW} = 2\text{MHz}$

8609S G34

ピン機能

RT (ピン1) : RTピンとグラウンドの間に抵抗を接続して、スイッチング周波数を設定します。

INTV_{CC} (ピン2) : 内蔵の3.5Vレギュレータのバイパス・ピン。内部パワー・ドライバおよび制御回路はこの電圧から電力を供給されます。INTV_{CC}の最大出力電流は20mAです。INTV_{CC}の電圧は2.8V~3.5Vの範囲で変化します。このピンは、1μF以上の低ESRセラミック・コンデンサで電源グラウンドから分離してください。INTV_{CC}ピンには外部回路による負荷をかけないでください。

GND (ピン3、4、8、14、17) : 露出パッド・ピン。これらのパッドは、入力コンデンサの負端子に接続し、熱抵抗を小さくするためにプリント回路基板に半田付けする必要があります。

SW (ピン5、6) : SWピンは、内部パワー・スイッチの出力です。このピンは、インダクタと昇圧コンデンサに接続します。優れた性能を得るため、プリント回路基板上でのこのノードの面積は小さくなるようにしてください。

N/C (コーナー・ピン、ピン7) : 温度サイクル時の機械的性能向上のため、これらのピンはグラウンド・プレーンに接続します。

V_{IN} (ピン9、10) : V_{IN}ピンからはLT8609Sの内部回路と内蔵の上側パワー・スイッチに電流が供給されます。このピンは短距離でバイパスする必要があります。入力コンデンサの正端子はV_{IN}ピンのできるだけ近くに配置し、入力コンデンサの負端子はGNDピンのできるだけ近くに配置するようにしてください。

EN/UV (ピン11) : LT8609Sは、このピンが“L”のときシャットダウン状態になり、このピンが“H”のときアクティブになります。ヒステリシスのあるしきい値電圧は上昇時1.05V、下降時1.00Vです。シャットダウン機能を使用しない場合は、V_{IN}に接続してください。V_{IN}からの外付け抵抗分割器を使って、その値を下回るとLT8609SがシャットダウンするV_{IN}しきい値を設定できます。

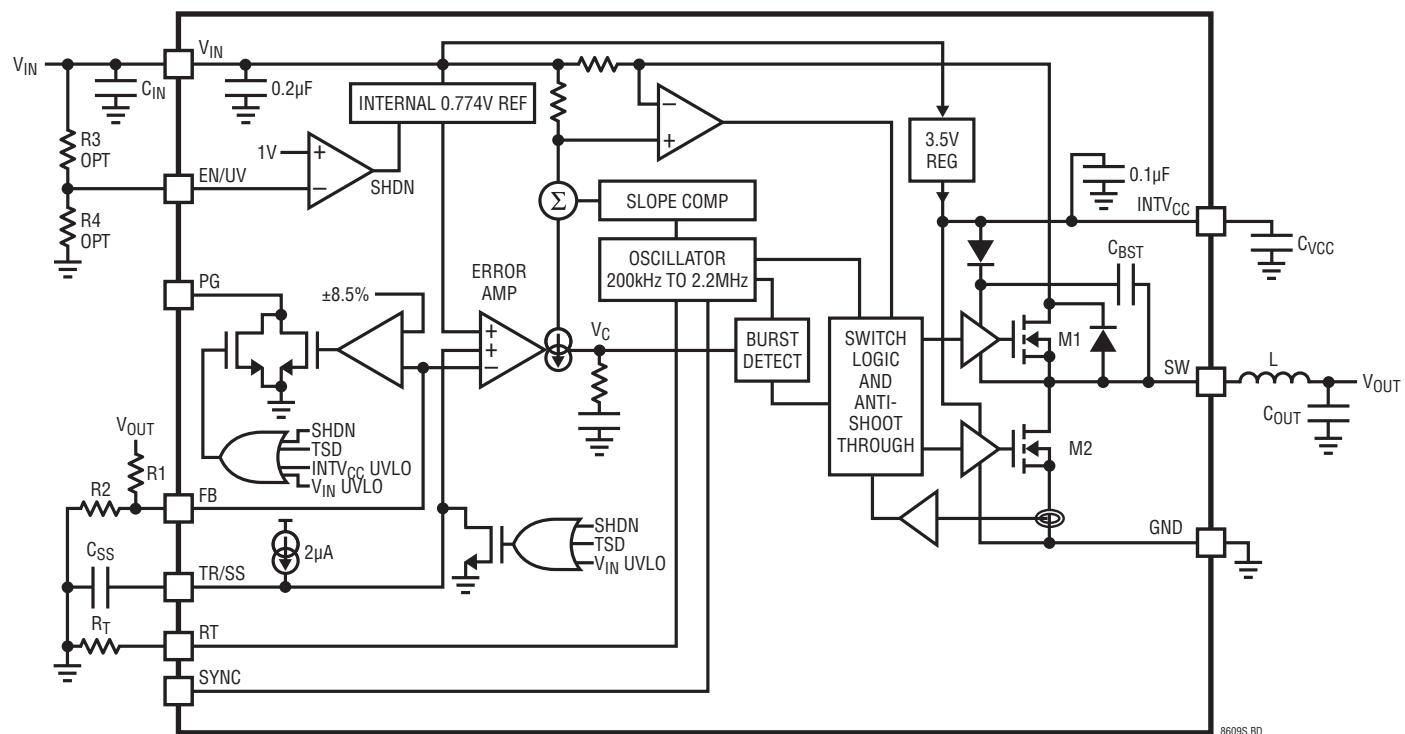
PG (ピン12) : PGピンは内部コンパレータのオープンドレイン出力です。PGはFBピンが最終レギュレーション電圧の±8.5%以内になるまで“L”のままであり、フォルト状態にはなりません。PGが有効なのは、V_{IN}が3.2Vより高く、EN/UVが“H”のときです。V_{IN}が3.2Vより高くなり、EN/UVが“L”になると、PGは“L”になります。V_{IN}が“L”になると、PGは高インピーダンスになります。

FB (ピン13) : LT8609SはFBピンの電圧を0.774Vに安定化します。帰還抵抗分割器のタップをこのピンに接続します。

TR/SS (ピン15) : 出力トラッキングおよびソフトスタート・ピン。このピンを使用すると、起動時に出力電圧のランプ・レートを制御できます。TR/SSピンの電圧が0.774Vより低くなると、LT8609SはFBピンの電圧を安定化してTR/SSピンの電圧と等しくするようにします。TR/SSピンの電圧が0.774Vより高くなると、トラッキング機能がデイスエーブルされ、内部リファレンスによってエラーアンプの制御が再開されます。このピンにはINTV_{CC}から2μAの内部プルアップ電流が流れるので、コンデンサを接続して出力電圧のスルーレートを設定できます。このピンは、シャットダウン時およびフォルト状態では300ΩのMOSFETによってグラウンド電位になるので、低インピーダンス出力で駆動する場合は直列抵抗を使用してください。

SYNC (ピン16) : 外部クロックの同期入力。低出力負荷での低リップル Burst Mode動作では、このピンを接地します。外部クロックの周波数に同期させるには、クロック信号源に接続します。スペクトラム拡散変調機能なしのパルス・スキップ・モードにする場合は、フロート状態のままにします。INTV_{CC}に接続するか3.2V~5.0Vの範囲の電圧に接続すると、スペクトラム拡散変調機能付きのパルス・スキップ・モードになります。パルス・スキップ・モードでは、I_Qが数mAまで増加します。

ブロック図



動作

LT8609Sはモノリシック、固定周波数、電流モードの降圧DC/DCコンバータです。RTピンに接続する抵抗を使用して周波数を設定する発振器により、各クロック・サイクルの開始時に内蔵の上側パワー・スイッチがオンします。次に、インダクタを流れる電流が増加して上側スイッチの電流コンパレータが作動し、上側のパワー・スイッチがオフします。上側スイッチがオフするときのピーク・インダクタ電流は、内部VCノードの電圧によって制御されます。エラーアンプは、 V_{FB} ピンの電圧を0.774Vの内部リファレンスと比較することによってVCノードをサーボ制御します。負荷電流が増加すると、帰還電圧はリファレンスと比較して低くなるので、エラーアンプによってVCの電圧が上昇し、平均インダクタ電流が新たな負荷電流に釣り合うまで上昇し続けます。上側パワー・スイッチがオフすると、同期パワー・スイッチがオンし、次のクロック・サイクルが始まるか、インダクタ電流が0に減少するまでオンのままになります。過負荷状態によって下側スイッチに過剰な電流が流れると、スイッチ電流が安全なレベルに戻るまで次のクロック・サイクルは遅延します。

EN/UVピンが“L”の場合、LT8609Sはシャットダウンし、入力から1 μ Aが流れます。EN/UVピンの電圧が1Vを超えると、スイッチング・レギュレータはアクティブになります。

軽負荷での効率を最適化するため、LT8609Sは軽負荷時にはBurst Modeで動作します。バーストとバーストの間は、出力スイッチの制御に関連した全ての回路がシャットダウンし、入

力電源電流が1.7 μ Aに減少します。標準的なアプリケーションでは、無負荷で安定化しているとき入力電源から2.5 μ Aを消費します。Burst Mode動作を使用する場合はSYNCピンを“L”に接続します。SYNCピンをフロート状態にすると、パルス・スキップ・モードを使用することができます。SYNCピンにクロックを入力すると、デバイスは外部クロックの周波数に同期し、パルス・スキップ・モードで動作します。パルス・スキップ・モードの間、発振器は継続的に動作し、SWの正方向の遷移がクロックに揃えられます。軽負荷時は、スイッチ・パルスがスキップされて出力が安定化され、静止電流は数mAになります。SYNCピンを“H”に接続してスペクトラム拡散変調モードにすることができます。LT8609Sはパルス・スキップ・モードと同様に動作しますが、クロック周波数を変化させてEMIを低減します。

出力電圧が設定値から $\pm 8.5\%$ (標準)より大きく変化する場合や、フォルト状態が存在する場合は、FBピンの電圧をモニタするコンパレータによってPGピンは“L”になります。

FBピンの電圧が低いと、発振器はLT8609Sの動作周波数を低下させます。この周波数フォールドバック機能により、起動時に出力電圧が設定値より低くなると、インダクタ電流を制御することができます。SYNCピンにクロックを入力すると、周波数フォールドバック機能はディスエーブルされます。周波数フォールドバック機能がイネーブルされるのは、SYNCピンをグラウンドに接続しているときだけです。

アプリケーション情報

超低静止電流の達成

軽負荷時の効率を高めるため、LT8609Sは低リップルのBurst Mode動作を開始し、入力静止電流と出力電圧リップルを最小限に抑えながら、出力コンデンサを目的の出力電圧に充電した状態に保ちます。Burst Mode動作では、LT8609Sは単一の小電流パルスを出力コンデンサに供給し、それに続くスリープ期間には出力コンデンサから出力電力が供給されます。スリープ・モード時にLT8609Sが消費する電流は1.7 μ Aです。

出力負荷が減少すると、単一電流パルスの周波数が低下し(図1を参照)、LT8609Sがスリープ・モードで動作する時間の割合が高まるので、軽負荷での効率が標準的なコンバータよりもはるかに高くなります。パルスの間隔を最大にすると、出

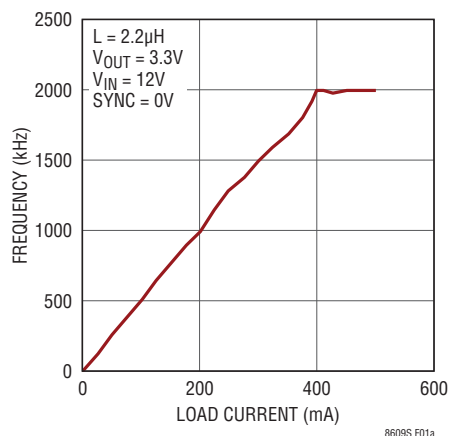


図1a. SW Burst Modeの周波数と負荷

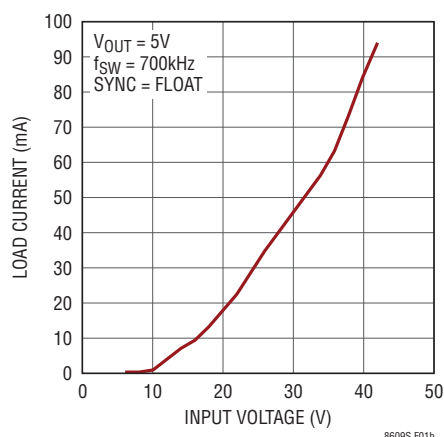


図1b. パルス・スキップ・モードにおける最大スイッチング周波数での最小負荷とVIN

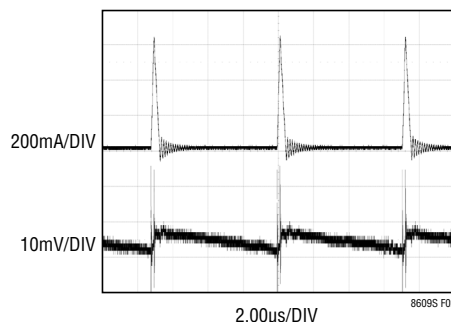


図2. Burst Mode動作

力負荷がないときの標準的なアプリケーションに対して、コンバータの静止電流が2.5 μ Aに近づきます。したがって、軽負荷時の静止電流の性能を最適化するには、帰還抵抗分割器の電流を最小限に抑える必要があります。この電流は負荷電流として出力に現れるからです。

Burst Mode動作時は上側スイッチの電流制限値が約600mAなので、図2に示すような出力電圧リップル波形が得られます。出力リップルは、出力容量を大きくするとそれに比例して減少します。負荷が0から次第に増加すると、それに応じてスイッチング周波数も増加しますが、表1に示すように、RTピンに接続した抵抗で設定されるスイッチング周波数が上限です。LT8609Sが設定周波数に達する出力負荷は、入力電圧、出力電圧、およびインダクタをどう選択するかによって変わります。

アプリケーションによっては、LT8609Sがパルス・スキップ・モードで動作することが望ましいことがあります。Burst Mode動作と大きく異なる点が2つあるからです。1つ目は、クロックが常時動作していて、全てのスイッチング・サイクルがクロックに同期していることです。このモードでは、内部回路の多くが常時動作しているので、静止電流が数百 μ Aまで増加します。2つ目は、図1bに示すようにBurst Mode動作よりも軽い出力負荷で最大スイッチング周波数に達することです。パルス・スキップ・モードをイネーブルするには、SYNCピンをフロート状態にします。スペクトラム拡散変調をパルス・スキップ・モードで実現するには、SYNCピンを“H”に接続します。SYNCピンにクロックを入力している場合も、LT8609Sはパルス・スキップ・モードで動作します。

アプリケーション情報

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を使用して設定します。次式に従って抵抗の値を選択します。

$$R1 = R2 \left(\frac{V_{OUT}}{0.774V} - 1 \right)$$

出力電圧の精度を保つため、誤差1%の抵抗を推奨します。

低負荷時に優れた効率が求められる場合、FBの抵抗分割器は、全抵抗ができるだけ大きくなるように選択します。抵抗分割器によって出力に少量の負荷が生じますが、この負荷を最小限に抑えて、軽負荷時の静止電流を最適化する必要があります。

大きなFB抵抗を使うときは、10pFの位相リード・コンデンサをV_{OUT}からFBに接続します。

スイッチング周波数の設定

LT8609Sは固定周波数のPWMアーキテクチャを採用しています。このアーキテクチャでは、RTピンとグランドの間に接続した1本の抵抗を使用して200kHz～2.2MHzの範囲でスイッチングするよう設定できます。目的のスイッチング周波数に必要なR_Tの値を表1に示します。スペクトラム拡散変調モードでは、R_Tで設定した周波数より高い方向に周波数が変調されます。

表1. SWの周波数とR_Tの値

f _{sw} (MHz)	R _T (kΩ)
0.2	221
0.300	143
0.400	110
0.500	86.6
0.600	71.5
0.700	60.4
0.800	52.3
0.900	46.4
1.000	40.2
1.200	33.2
1.400	27.4
1.600	23.7
1.800	20.5
2.000	18.2
2.200	16.2

動作周波数の選択と交換条件

動作周波数の選択には、効率、部品サイズ、および入力電圧範囲の間の交換条件が存在します。高周波数動作の利点は、小さな値のインダクタとコンデンサを使用できることです。欠点は効率が低いことと、入力電圧範囲が狭いことです。

与えられたアプリケーションでの最大スイッチング周波数(f_{SW(MAX)})は、次のように計算することができます。

$$f_{SW(MAX)} = \frac{V_{OUT} + V_{SW(BOT)}}{t_{ON(MIN)} (V_{IN} - V_{SW(TOP)} + V_{SW(BOT)})}$$

ここで、V_{IN}は標準の入力電圧、V_{OUT}は出力電圧、V_{SW(TOP)}およびV_{SW(BOT)}は内蔵スイッチの電圧降下(最大負荷時にそれぞれ約0.4V、約0.25V)、t_{ON(MIN)}は上側スイッチの最小オン時間です(「電気的特性」を参照)。この式が示しているのは、高いV_{IN}/V_{OUT}比に対応するにはスイッチング周波数を低くする必要があるということです。

トランジェント動作では、R_Tの値に関係なく、V_{IN}が絶対最大定格まで上昇する可能性があります。LT8609Sでは、必要に応じてスイッチング周波数を低くすることにより、インダクタ電流の制御を維持して安全な動作を保証します。

LT8609Sは99%を超える最大デューティ・サイクルが可能であり、V_{IN}-V_{OUT}間のドロップアウト電圧は上側スイッチのR_{DS(ON)}で制限されます。このモードでは、LT8609Sはスイッチ・サイクルをスキップするので、スイッチング周波数はR_Tで設定した周波数よりも低くなります。

V_{IN}/V_{OUT}比が低いときに、設定スイッチング周波数からの偏差を許容できないアプリケーションの場合は、次式を使用してスイッチング周波数を設定します。

$$V_{IN(MIN)} = \frac{V_{OUT} + V_{SW(BOT)}}{1 - f_{SW} \cdot t_{OFF(MIN)}} - V_{SW(BOT)} + V_{SW(TOP)}$$

ここで、V_{IN(MIN)}はサイクルをスキップしない場合の最小入力電圧、V_{OUT}は出力電圧、V_{SW(TOP)}およびV_{SW(BOT)}は内部スイッチの電圧降下(最大負荷時にそれぞれ約0.4V、約0.25V)、f_{sw}は(R_Tで設定した)スイッチング周波数、t_{OFF(MIN)}は最小スイッチ・オフ時間です。スイッチング周波数が高くなると、サイクル数を減少させて高いデューティ・サイクルを実現できる入力電圧の最小値が高くなることに注意してください。

アプリケーション情報

インダクタの選択と最大出力電流

LT8609Sは、アプリケーションの出力負荷要件に基づいてインダクタを選択できるようにすることで、ソリューション・サイズを最小限に抑えるよう設計されています。LT8609Sでは、高速ピーク電流モード・アーキテクチャの採用により、過負荷状態または短絡状態のときに、インダクタが飽和した状態での動作に支障なく耐えられます。

最初に選択するインダクタの値としては、次の値が適切です。

$$L = \frac{V_{OUT} + V_{SW(BOT)}}{f_{SW}}$$

ここで、 f_{SW} はスイッチング周波数(MHz)、 V_{OUT} は出力電圧、 $V_{SW(BOT)}$ は下側スイッチの電圧降下(約0.25V)、 L はインダクタの値(μH)です。

過熱や効率低下を防ぐため、インダクタは、その実効値電流定格がアプリケーションの予想最大出力負荷より大きいものを選択する必要があります。さらに、インダクタの飽和電流定格(通常は I_{SAT} と表示)は、負荷電流にインダクタのリップル電流の1/2を加えた値より大きくなければなりません。

$$I_{L(PEAK)} = I_{LOAD(MAX)} + \frac{1}{2} \Delta I_L$$

ここで、 ΔI_L は数段落後に計算するインダクタのリップル電流、 $I_{LOAD(MAX)}$ は所定のアプリケーションの最大出力負荷です。

簡単な例として、1Aの出力を必要とするアプリケーションでは、実効値定格が1Aより大きく I_{SAT} が1.3Aより大きいインダクタを使用します。高い効率を保つには、直列抵抗(DCR)が 0.04Ω より小さく、コア材が高周波アプリケーション向けのものにする必要があります。

LT8609Sは、スイッチとシステムを過負荷フォルトから保護するためにピーク・スイッチ電流を制限します。上側スイッチの電流制限値(I_{LIM})は、デューティ・サイクルが低いときは標準で4.75Aですが、 $D = 0.8$ では直線的に減少して4.0Aになります。したがって、インダクタの値は目的の最大出力電流($I_{OUT(MAX)}$)を供給するのに十分な大きさにする必要があります。この電流は、スイッチ電流制限値(I_{LIM})およびリップル電流の関数です。

$$I_{OUT(MAX)} = I_{LIM} - \frac{\Delta I_L}{2}$$

インダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流は次のように計算することができます。

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

ここで、 f_{SW} はLT8609Sのスイッチング周波数で、 L はインダクタの値です。したがって、LT8609Sが供給できる最大出力電流は、スイッチ電流制限の最小値、インダクタの値、入力電圧、および出力電圧に依存します。目的のアプリケーションで使用されるスイッチング周波数と最大入力電圧が与えられているとき、インダクタのリップル電流が十分な最大出力電流($I_{OUT(MAX)}$)を許容しない場合は、インダクタの値を大きくする必要があります。

特定のアプリケーションに最適なインダクタは、この設計ガイドで示されているものとは異なる場合があります。インダクタの値を大きくすると最大負荷電流が増加し、出力電圧リップルが減少します。必要な負荷電流が小さいアプリケーションでは、インダクタの値を小さくすることが可能であり、LT8609Sを大きいリップル電流で動作させることができます。このため、物理的に小さいインダクタを使用することや、DCRの小さいものを使用して効率を高めることができます。インダクタンスが小さいと不連続モード動作になることがあり、最大負荷電流がさらに減少するので注意してください。

LT8609Sの内部回路は $I_{OUT(MAX)}$ を最大3Aまで供給することができます。LT8609Sの温度制限回路は、動作温度が安全でないため、3Aの負荷が連続して出力されないようにします。安全な動作温度を保証するため、LT8609Sの平均電流は2Aより低く抑える必要がありますが、トランジェント時のピーク電流は最大3Aつまり $I_{OUT(MAX)}$ まで可能です。高い平均電流が原因でデバイスに安全でない熱が発生すると、LT8609Sはスイッチングを停止してフォルト状態を示し、内部回路を保護します。

アプリケーション情報

最大出力電流と不連続動作の詳細については、弊社の「アプリケーションノート44」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 ($V_{OUT}/V_{IN} > 0.5$) は、低調波発振を防ぐためにインダクタンスを最小限に抑える必要があります。「アプリケーションノート19」を参照してください。

入力コンデンサ

LT8609S回路の入力は、X7RまたはX5Rタイプのセラミック・コンデンサを使用してバイパスします。Y5Vタイプは、温度や印加される電圧が変化すると性能が低下するので使用しないでください。LT8609Sをバイパスするには4.7μF～10μFのセラミック・コンデンサが適しており、リップル電流を容易に処理できます。低いスイッチング周波数を使用すると、大きな入力容量が必要になることに注意してください。入力電源のインピーダンスが高かったり、長い配線やケーブルによる大きなインダクタンスが存在する場合、追加のバルク容量が必要になることがあります。これには性能の良くない電解コンデンサを使用することができます。

降圧レギュレータには、立ち上がり時間と立ち下がり時間が非常に短いパルス電流が入力電源から流れます。その結果として生じるLT8609Sでの電圧リップルを減らし、周波数が非常に高いこのスイッチング電流を狭い範囲のループに押し込めてEMIを最小限に抑えるためには、入力コンデンサが必要です。4.7μFのコンデンサがこの役割を果たすことができますが、LT8609Sの近くに配置した場合に限ります（「プリント回路基板のレイアウト」のセクションを参照）。セラミックの入力コンデンサに関する2つ目の注意点は、LT8609Sの最大入力電圧定格に関することです。セラミックの入力コンデンサは、トレースやケーブルのインダクタンスと結合して、質の良い（減衰の小さな）タンク回路を形成します。LT8609Sの回路を通電中の電源に差し込むと、入力電圧に公称値の2倍のリングングが生じてLT8609Sの電圧定格を超える恐れがあります。ただし、この状況は簡単に回避できます（弊社の「アプリケーション・ノート88」を参照）。

出力コンデンサと出力リップル

出力コンデンサには2つの基本機能があります。出力コンデンサは、インダクタとともに、LT8609Sが発生する方形波をフィルタに通してDC出力を生成します。この機能では出力コンデンサが出力リップルを決定するので、スイッチング周波数でのインピーダンスが低いことが重要です。2番目の機能は、トランジェント負荷を満たしてLT8609Sの制御ループを安定化するためにエネルギーを蓄えることです。セラミック・コンデンサは、等価直列抵抗 (ESR) が非常に小さいので最良のリップル性能が得られます。出発点としては、次の値が適当です。

$$C_{OUT} = \frac{100}{V_{OUT} \cdot f_{SW}}$$

ここで、 f_{SW} の単位はMHz、 C_{OUT} はμF単位の推奨出力容量です。X5RまたはX7Rのタイプを使用してください。この選択により、出力リップルが小さくなり、トランジェント応答が良くなります。大きな値の出力コンデンサを使用し、 V_{OUT} とFBの間にフィードフォワード・コンデンサを追加することにより、トランジェント性能を改善することができます。また、出力容量を大きくすると出力電圧リップルが減少します。値の小さい出力コンデンサを使用すればスペースとコストを節約できますが、トランジェント性能が低下し、ループが不安定になる可能性があります。コンデンサの推奨値については、このデータシートの「標準的応用例」を参照してください。

コンデンサを選択するときには、データシートに特に注意して、電圧バイアスと温度の該当する動作条件での実効容量を計算してください。物理的に大きなコンデンサまたは電圧定格が高いコンデンサが必要なことがあります。

セラミック・コンデンサ

セラミック・コンデンサは小さく堅牢で、ESRが非常に小さいコンデンサです。ただし、セラミック・コンデンサには圧電特性があるため、LT8609Sに使用すると問題を生じることがあります。Burst Mode動作のとき、LT8609Sのスイッチング周波数は負荷電流に依存し、非常に軽い負荷ではLT8609Sはセラミック・コンデンサを可聴周波数で励起し、可聴ノイズを生じることがあります。LT8609SはBurst Mode動作では低い電流制

アプリケーション情報

限值で動作するので、通常は非常に静かでノイズが気になることはありません。これが許容できない場合は、高性能のタンタル・コンデンサまたは電解コンデンサを出力に使用してください。

セラミック・コンデンサに関する最後の注意点は、LT8609Sの最大入力電圧定格に関することです。前に述べたように、入力のセラミック・コンデンサはトレースやケーブルのインダクタンスと結合して、質の良い(減衰の小さな)タンク回路を形成します。LT8609Sの回路を通電中の電源に差し込むと、入力電圧に公称値の2倍のリングングが生じてLT8609Sの定格を超える恐れがあります。ただし、この状況は簡単に回避できます(弊社の「アプリケーション・ノート 88」を参照)。

イネーブル・ピン

LT8609Sは、ENピンが“L”のときシャットダウン状態になり、ENピンが“H”のときアクティブになります。ENコンパレータの上昇しきい値は1.05Vで、50mVのヒステリシスがあります。ENピンは、シャットダウン機能を使用しない場合には V_{IN} に接続できます。シャットダウン制御が必要な場合は、ロジック・レベルに接続できます。

抵抗分割器を V_{IN} とENピンの間に追加すると、LT8609Sは、 V_{IN} が目的の電圧より高くなった場合にのみ出力を安定化するように設定されます(「ブロック図」を参照)。このしきい値 $V_{IN(EN)}$ は通常、入力電源が電流制限されているか、または入力電源のソース抵抗が比較的大きい状況で使用されます。スイッチング・レギュレータは電源から一定の電力を引き出すため、電源電圧が低下するにつれて電源電流が増加します。この現象は電源からは負の抵抗負荷のように見えるため、電源電圧が低い状態では、電源が電流を制限するか、または低電圧にラッチする原因になることがあります。 $V_{IN(EN)}$ しきい値は、これらの問題が発生する恐れのある電源電圧でレギュレータが動作するのを防ぎます。このしきい値は、次式を満足するようにR3とR4の値を設定することにより調整することができます。

$$V_{IN(EN)} = \left(\frac{R3}{R4} + 1 \right) \cdot 1V$$

この場合は、 V_{IN} が $V_{IN(EN)}$ を超えるまでLT8609Sはオフのままです。コンパレータのヒステリシスのため、入力が $V_{IN(EN)}$ をわずかに下回るまでスイッチングは停止しません。

軽負荷電流に対してBurst Modeで動作しているとき、 $V_{IN(EN)}$ の抵抗回路網を流れる電流は、LT8609Sが消費する電源電流を容易に超えることがあります。したがって、 $V_{IN(EN)}$ の抵抗を大きくして軽負荷での効率に対する影響を最小限に抑えてください。

INTV_{CC}レギュレータ

内部の低ドロップアウト(LDO)レギュレータは、 V_{IN} を基にして、ドライバと内部バイアス回路に電力を供給する3.5V電源を生成します。INTV_{CC}は、LT8609Sの回路に十分な電流を供給可能であり、1μF以上のセラミック・コンデンサを使用してグラウンドにバイパスする必要があります。パワーMOSFETのゲート・ドライバが必要とする大きなトランジェント電流を供給するには、十分なバイパスが必要です。入力電圧が高く、スイッチング周波数が高いアプリケーションでは、LDO内の電力損失が高いためダイ温度が上昇します。INTV_{CC}ピンには外部負荷を接続しないでください。

出力電圧トラッキングとソフトスタート

LT8609Sでは、TR/SSピンによって出力電圧のランプ・レートを設定できます。内蔵の2μA電流源により、TR/SSピンの電圧はINTV_{CC}になります。外付けコンデンサをTR/SSに接続すると、出力をソフトスタートさせて入力電源の電流サージを防ぐことができます。ソフトスタート・ランプの間、出力電圧はTR/SSピンの電圧に比例して追従します。出力トラッキング・アプリケーションでは、別の電圧源によってTR/SSピンを外部から駆動することができます。0V~0.774Vの範囲では、エラーアンプに入力される0.774Vの内部リファレンスよりTR/SSピンの電圧の方が優先されるので、FBピンの電圧はTR/SSピンの電圧に安定化されます。TR/SSピンの電圧が0.774Vより高くなるとトラッキングはディスエーブルされ、帰還電圧は内部リファレンス電圧に安定化されるようになります。

アプリケーション情報

TR/SS ピンにはアクティブなプルダウン回路が接続されています。この回路は、フォルト状態が発生すると外付けのソフトスタート・コンデンサを放電し、フォルト状態が解消すると電圧の上昇を再開します。ソフトスタート・コンデンサが放電されるフォルト状態になるのは、EN/UV ピンが“L”へ遷移した場合、 V_{IN} の電圧が低下しすぎた場合、またはサーマル・シャットダウンが発生した場合です。

出力パワーグッド

LT8609S の出力電圧がレギュレーション点の $\pm 8.5\%$ の範囲内 (つまり、 V_{FB} の電圧が $0.716V \sim 0.849V$ (標準) の範囲内) にある場合、出力電圧は良好な状態であるとみなされ、オープンドレインの PG ピンは高インピーダンスになり、通常は外付け抵抗によって “H” になります。そうでない場合は、内部のドレイン・プルダウン・デバイスにより、PG ピンは “L” になります。グリッチの発生を防ぐため、上側と下側のしきい値には、どちらも 0.5% のヒステリシスが含まれています。

PG ピンは、以下のフォルト状態の間も自動的に “L” になります。それは、EN/UV ピンの電圧が $1V$ より低い、 $INTV_{CC}$ が低下しすぎている、 V_{IN} が低すぎる、サーマル・シャットダウンが発生しているというフォルト状態です。

同期

低リップルの Burst Mode 動作を選択するには、SYNC ピンを $0.4V$ より低い電圧に接続します (これはグランドまたはロジック “L” の出力のいずれでもかまいません)。LT8609S の発振器を外部周波数に同期させるには、(デューティ・サイクルが $20\% \sim 80\%$ の) 方形波を SYNC ピンに接続します。方形波の振幅には、 $0.9V$ より低い谷と $2.7V$ より高い山 (最大 $5V$) が必要です。

LT8609S は外部クロックに同期しているときは低出力負荷で Burst Mode 動作にならず、代わりにパルスをスキップしてレギュレーションを維持します。LT8609S は $200kHz \sim 2.2MHz$ の範囲にわたって同期させることができます。 R_T 抵抗は、LT8609S のスイッチング周波数を最低同期入力以下に設定するように選択します。例えば、同期信号が $500kHz$ 以上になる

場合は、(スイッチング周波数が) $500kHz$ になるように R_T を選択します。スロープ補償は R_T の値によって設定され、低調波発振を防ぐのに必要な最小スロープ補償はインダクタのサイズ、入力電圧、および出力電圧によって決まります。同期周波数はインダクタの電流波形のスロープを変えないので、インダクタが R_T で設定される周波数での低調波発振を防ぐのに十分な大きさであれば、スロープ補償は全同期周波数で十分です。

アプリケーションによっては、LT8609S がパルス・スキップ・モードで動作することが望ましいことがあります。Burst Mode 動作と大きく異なる点が2つあるからです。1つ目は、クロックが常時動作していて、全てのスイッチング・サイクルがクロックに同期していることです。2つ目は、前出のセクションの図 1b に示すように Burst Mode 動作よりも軽い出力負荷で最大スイッチング周波数に達することです。これら2つの違いが生じる代償として、静止電流が増加します。パルス・スキップ・モードをイネーブルするには、SYNC ピンをフロート状態にします。

アプリケーションによっては、低EMI動作が望ましい場合があります。これはスペクトラム拡散変調によって実現することができます。このモードはパルス・スキップ・モードと同様に動作しますが、重要な違いは、スイッチング周波数が $3kHz$ の三角波によって上下に変調されることです。変調には R_T によって低周波数として設定される周波数があり、 R_T で設定される周波数より約 20% 高い周波数まで変調されます。スペクトラム拡散モードをイネーブルするには、SYNC を $INTV_{CC}$ に接続するか、または $3.2V \sim 5V$ の電圧まで駆動します。

LT8609S は、SYNC ピンの信号には関係なく、強制連続モードでは動作しません。

短絡入力保護と逆入力保護

LT8609S は、出力の短絡に耐えることができます。出力短絡状態や出力電圧低下状態時の保護のため、いくつかの機能が使用されています。1つ目は、インダクタ電流制御を維持するために、出力が設定値より低い間は (SYNC = $0V$ の場合に限り) スwitchング周波数が折り返されることです。2つ目は、インダクタ電流が安全なレベルを超えた場合は、インダクタ

アプリケーション情報

電流が安全なレベルに減少する時点まで上側スイッチのスイッチングが遅れるように、下側スイッチの電流がモニタされることです。これにより、個々のアプリケーションに合わせてLT8609Sを調整し、短絡状態時の熱放散を制限することができます。

周波数フォールドバック動作は、以下に示すようにSYNCピンの状態に依存します。SYNCピンが“L”、“H”、またはフロート状態の場合は、スイッチング周波数が低下すると同時に、出力電圧が設定レベルより低くなります。SYNCピンをクロック信号源に接続すると、LT8609Sは設定周波数に留まってフォールドバックは発生せず、インダクタ電流が安全なレベルを超えた場合にのみスイッチング速度を低下させます。

LT8609Sに入力が加わっていないときにも出力が高い電圧に保たれるシステムでは、別の状況を考慮する必要があります。その状況が発生する可能性があるのは、バッテリーや他の電源がLT8609Sの出力とダイオードOR接続されている、バッテリー充電アプリケーションやバッテリー・バックアップ・システムです。 V_{IN} ピンをフロート状態にすることができる場合で、ENピンが（ロジック信号によって、あるいは V_{IN} に接続されているために）“H”に保持されていると、LT8609Sの内部回路にSWピンを介して静止電流が流れます。このことは、システムがこの状態で数 μA に耐えられる場合は許容できます。ENピンを接地している場合、SWピンの電流は0.7 μA 近くまで減少します。ただし、出力を高く保持した状態で V_{IN} ピンを接地すると、ENピンの状態に関係なく、出力からSWピンおよび V_{IN} ピンを通して、LT8609S内部の寄生ボディ・ダイオードに電流が流れる可能性があります。入力電圧が印加されている場合にのみLT8609Sが動作し、短絡入力や逆入力に対しては保護する V_{IN} ピンとEN/UVピンの接続を図3に示します。

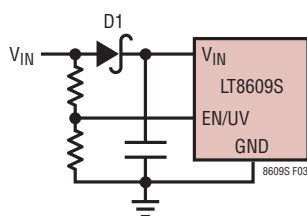


図3. 逆入力電圧保護

PCBレイアウト

適切に動作させ、EMIを最小にするには、プリント回路基板のレイアウト時に注意が必要です。推奨部品配置と、トレース、グランド・プレーン、およびビアの位置を図4に示します。LT8609Sの V_{IN} ピン、GNDピン、および入力コンデンサ(C_{IN})に大量のスイッチング電流が流れることに注意してください。入力コンデンサによって形成されるループは、入力コンデンサを V_{IN} ピンおよびGNDピンの近くに配置することにより、できるだけ小さくしてください。物理的に大きな入力コンデンサを使用すると、形成されるループが大きくなりすぎる可能性があります。この場合には、筐体/値の小さいコンデンサを V_{IN} ピンおよびGNDピンの近くに配置して、大型のコンデンサを遠くに配置することを推奨します。これらの部品に加えて、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、その層で接続を行うようにしてください。表面層に最も近い層のアプリケーション回路の下には、デバイス付近にある切れ目のないグランド・プレーンを配置します。SWノードはできるだけ小さくします。最後に、グランド・トレースがSWノードからFBノードとRTノードをシールドするように、FBノードとRTノードは小さく保ちます。パッケージ底面の露出パッドは、電気的にはグランドに接続され、熱的にはヒートシンクとして機能するように、グランドに半田付けする必要があります。熱抵抗を小さく保つには、グランド・プレーンをできるだけ広げ、LT8609Sの下や近くから回路基板内および裏側の追加グランド・プレーンまでサーマル・ビアを追加します。温度サイクル中の機械的性能を確保するため、コーナーのN/Cピンはグランドに半田付けします。

熱に関する検討事項およびピーク電流出力

周囲温度が高い場合は、PCBのレイアウトに注意を払い、LT8609Sが十分放熱できるようにします。パッケージ底面の露出パッドはグランド・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・ビアを使用して、下にある広い銅層に接続してください。これらの層は、LT8609Sが発生する熱を放散します。ビアを追加すると、熱抵抗をさらに減らすことができます。周囲温度が最大接合部温度の定格に近づくに

アプリケーション情報

つれ、最大負荷電流をディレーティングします。LT8609S 内部の電力損失は、効率の測定結果から全電力損失を計算し、それからインダクタの損失を減じることによって推定することができます。ダイの温度は、LT8609S の電力損失に、接合部から周囲までの熱抵抗を掛けて計算します。LT8609S は、安全な接合部温度を超えると、スイッチングを停止してフォルト状態を示します。

LT8609S の温度上昇が最悪になるのは、負荷が重く、 V_{IN} とスイッチング周波数が高いときです。与えられたアプリケーションでのケース温度が高すぎる場合は、 V_{IN} 、スイッチング

周波数、負荷電流のいずれかを減らして許容可能なレベルまで温度を下げるすることができます。 V_{IN} を低くすることでケース温度の上昇を管理する方法の例を図4に示します。

LT8609S の内部パワー・スイッチは、最大3A のピーク出力電流を安全に供給できます。ただし、熱制限のため、パッケージは3A の負荷に短時間しか対処できません。この時間は、ケース温度がどの程度速く最大接合部温度の定格に達するかによって決まります。10Hz、3A のパルス負荷のデューティ・サイクルに応じてケース温度の上昇がどのように変化するかを例を図5に示します。接合部温度はケース温度より高くなります。

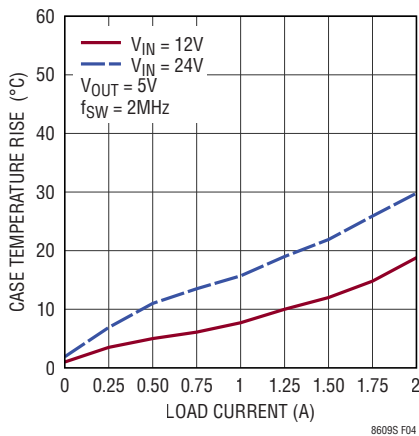


図4. ケース温度の上昇と負荷電流

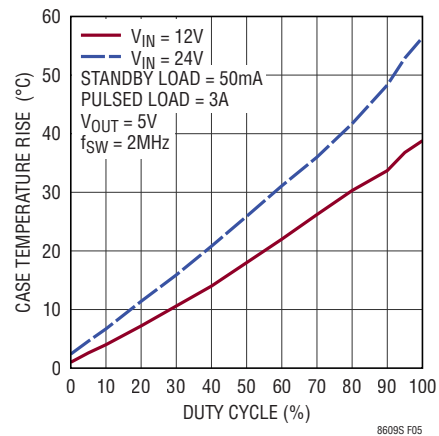


図5. ケース温度の上昇と3Aパルス負荷

[illegible]

V_{IN} 5V
TO 42V

C2 4.7 μ F

V_{IN}
EN/UV
SYNC

LT8609S

SW

L1 2.2 μ H

V_{OUT} 5V
2A

R4 100k

PG

POWER
GOOD

C3 1 μ F

INTV $_{CC}$

TR/SS

C6 10nF

R1 18.2k

RT

GND

FB

R3 182k

C5 10pF

R2 1M

C4 22 μ F
X7R
1206

$f_{SW} = 2\text{MHz}$

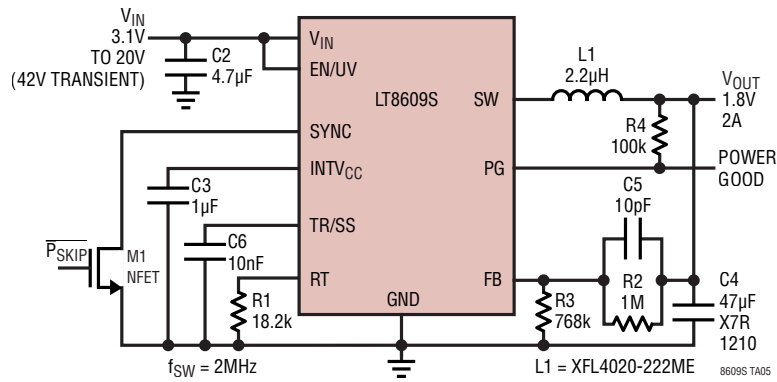
L1 = XFL4020-222ME

8609S TA03

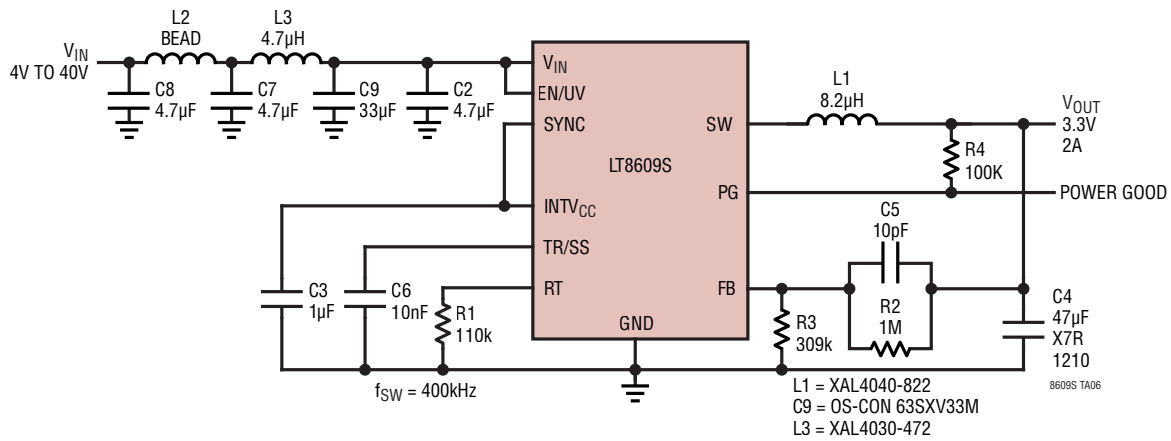
[illegible]

標準的応用例

1.8V、2MHz降圧コンバータ



超低EMIの3.3V/2A降圧コンバータ



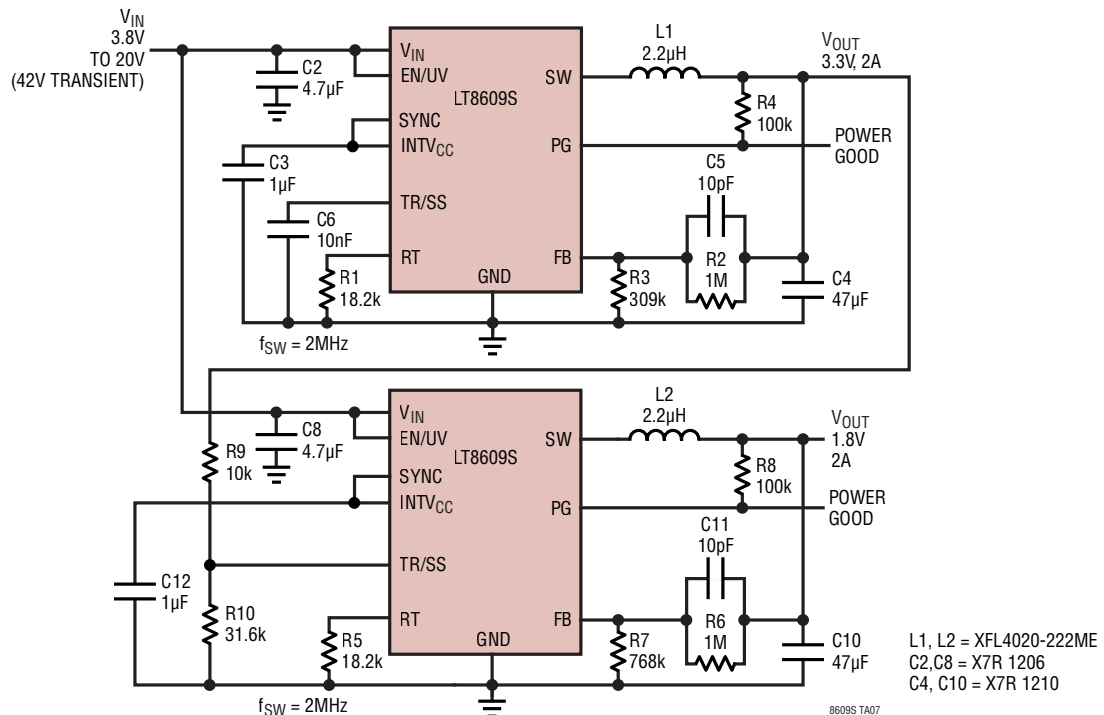
(Reference LTC DWG # 05-08-1516 Rev B)



The diagram illustrates the suggested PCB layout from a top-down perspective. It features a central rectangular area with a width of 1.45 inches and a height of 1.45 inches. This central area is surrounded by a border of components. The overall dimensions of the layout are 3.50 ± 0.05 inches in width and 3.50 ± 0.05 inches in height. The layout is symmetrical, with components placed at regular intervals. Key dimensions include 0.7500 inches for the spacing between components, 0.375 inches for the width of the central area, and 0.25 ± 0.05 inches for the width of the components. The layout is labeled "SUGGESTED PCB LAYOUT TOP VIEW".

標準的応用例

3.3Vおよび1.8V、2MHzトラッキング・コンバータ



関連製品

製品番号	概要	注釈
LT8606	効率が92%の42V、350mA、2.2MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN} = 3.0V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.778V$ 、 $I_Q = 3\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSOP-10Eおよび2mm×2mm DFN-8パッケージ
LT8607	効率が93%の42V、750mA、2.2MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	$V_{IN} = 3.0V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.778V$ 、 $I_Q = 3\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSOP-10Eおよび2mm×2mm DFN-8パッケージ
LT8609/ LT8609A/ LT8609B	効率が94%の42V、2A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 2.5\mu A$)	$V_{IN} = 3V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSOP-10Eパッケージ
LT8640S	効率が95%の42V、6A、2.2MHz同期整流式 Silent Switcher 2降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 2.5\mu A$)	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、4mm×4mm LQFN-24パッケージ
LT8645S	効率が95%の65V、8A、2.2MHz同期整流式 Silent Switcher 2降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 2.5\mu A$)	$V_{IN} = 3.4V \sim 65V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、4mm×6mm LQFN-32パッケージ
LT8640	効率が95%の42V、5A、2.2MHz同期整流式 Silent Switcher 2降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 2.5\mu A$)	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×4mm QFN-16パッケージ
LT8610A/ LT8610AB	効率が96%の42V、3.5A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 2.5\mu A$)	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSOP-16Eパッケージ
LT8610AC	効率が96%の42V、3.5A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 2.5\mu A$)	$V_{IN} = 3V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSOP-16Eパッケージ
LT8610	効率が96%の42V、2.5A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 2.5\mu A$)	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSOP-16Eパッケージ
LT8612	効率が96%の42V、6A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 2.5\mu A$)	$V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97V$ 、 $I_Q = 3.0\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×6mm QFN-28パッケージ
LT8602	効率が95%の42V、クワッド出力(2.5A+1.5A+1.5A+1.5A)、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 25\mu A$)	$V_{IN} = 3V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 25\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、6mm×6mm QFN-40パッケージ

8609sf