

出力トラッキング付き No R_{SENSE}TM、低入力電圧同期整流式 DC/DCコントローラ

特長

- プログラム可能な出力電圧トラッキング
- 電流センス抵抗が不要
- 固定周波数電流モード動作により、優れた入力および負荷過渡応答を実現
- 広いV_{IN}範囲: 2.75V~9.8V
- 広いV_{OUT}範囲: 0.6V~V_{IN}
- ±1.5%精度の0.6Vリファレンス
- 低ドロップアウト動作: 100%デューティ・サイクル
- Burst Mode[®]動作、パルス・スキップ動作または強制連続動作を選択可能
- 補助巻線レギュレーション
- ソフトスタート回路を内蔵
- 最大ピーク電流センスのスレッシュホールドを選択可能
- 出力過電圧保護
- マイクロパワー・シャットダウン: I_Q = 9μA
- 熱特性が改善された小型のリードレス (3mm×3mm) DFNパッケージと10ピンMSOPパッケージ

アプリケーション

- 1セルまたは2セルのリチウムイオン・バッテリー駆動機器
- ノートブックやパームトップ・コンピュータ、PDA
- 携帯機器
- DC配電システム

概要

LTC[®]3809-1は、外付け部品をほとんど使用せずに外付けのコンプリメンタリ・パワーMOSFETをドライブする、同期整流式降圧スイッチング・レギュレータ・コントローラです。MOSFETのV_{DS}検知を備えた固定周波数電流モード・アーキテクチャにより、電流センス抵抗が不要で、効率が向上します。

オプションのBurst Mode動作により、軽負荷時に高効率を達成します。100%デューティ・サイクルにより、低ドロップアウト動作が可能で、バッテリー駆動システムの動作時間を延ばすことができます。また、MODEピンが“L”の場合には、Burst Mode動作を禁止して、ノイズやRF干渉を低減します。

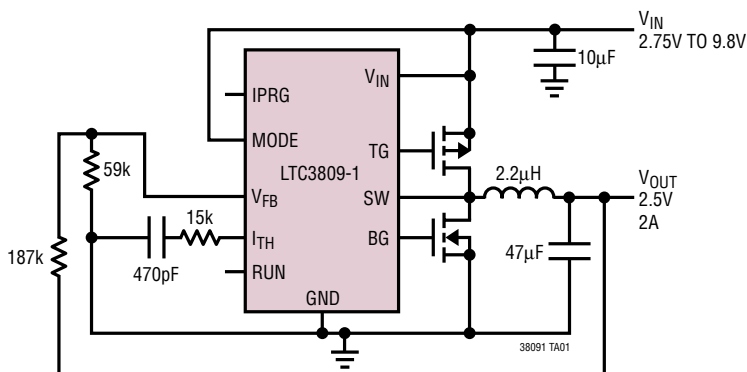
LTC3809-1は、同時またはレシオメトリックな出力電圧トラッキングが可能です。スイッチング周波数は550kHzに固定されます。過電圧コンパレータや短絡電流制限コンパレータによってフォールト保護を行います。

LTC3809-1は、熱特性が改善された実装面積の小さいDFNパッケージまたは10ピンMSOPパッケージで供給されます。

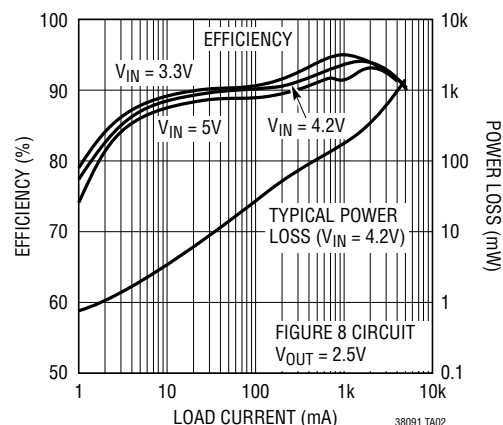
LT、LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。Burst Modeはリニアテクノロジー社の登録商標です。No R_{SENSE}はリニアテクノロジー社の商標です。他のすべての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。5481178、5929620、6580258、6304066、5847554、6611131、6498466を含む米国特許により保護されています。他の特許は出願中です。

標準的応用例

高効率、550kHz降圧コンバータ



効率および電力損失と負荷電流



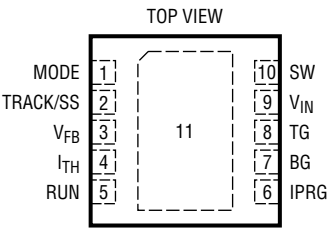
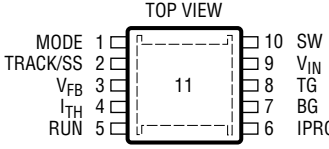
LTC3809-1

絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN}) $-0.3V \sim 10V$
 RUN、TRACK/SS、MODE、
 IPRGの電圧 $-0.3V \sim (V_{IN} + 0.3V)$
 V_{FB} 、 I_{TH} の電圧 $-0.3V \sim 2.4V$
 SW電圧 $-2V \sim V_{IN} + 1V$ (最大10V)
 TG、BGのピーク出力電流 ($<10\mu s$) 1A
 動作温度範囲 (Note 2) $-40^\circ C \sim 85^\circ C$

保存周囲温度範囲
 DFN $-65^\circ C \sim 125^\circ C$
 MSOP $-65^\circ C \sim 150^\circ C$
 接合部温度 (Note 3) $125^\circ C$
 リード温度 (半田付け、10秒)
 MSOPパッケージ $300^\circ C$

パッケージ/発注情報

 <p>DD PACKAGE 10-LEAD (3mm × 3mm) PLASTIC DFN</p> <p>$T_{JMAX} = 125^\circ C$, $\theta_{JA} = 43^\circ C/W$ EXPOSED PAD (PIN 11) IS GND (MUST BE SOLDERED TO PCB)</p>	ORDER PART NUMBER	 <p>MS PACKAGE 10-LEAD PLASTIC MSOP</p> <p>$T_{JMAX} = 125^\circ C$, $\theta_{JA} = 40^\circ C/W$ EXPOSED PAD (PIN 11) IS GND (MUST BE SOLDERED TO PCB)</p>	ORDER PART NUMBER
	LTC3809EDD-1		LTC3809EMSE-1
	DD PART MARKING		MSE PART MARKING
LBQZ	LTBQV		

より広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社へお問い合わせください。

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ C$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 4.2V$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Main Control Loops					
Input DC Supply Current	(Note 4)				
Normal Operation			350	500	μA
Sleep Mode			105	150	μA
Shutdown	$RUN = 0V$		9	20	μA
UVLO	$V_{IN} = UVLO$ Threshold $-200mV$		9	20	μA
Undervoltage Lockout Threshold (UVLO)	V_{IN} Falling	● 1.95	2.25	2.55	V
	V_{IN} Rising	● 2.15	2.45	2.75	V
Shutdown Threshold of RUN Pin		0.8	1.1	1.4	V
Start-Up Current Source	$TRACK/SS = 0V$	0.65	1	1.35	μA
Regulated Feedback Voltage	(Note 5)	● 0.591	0.6	0.609	V
Output Voltage Line Regulation	$2.75V < V_{IN} < 9.8V$ (Note 5)		0.01	0.04	%/V
Output Voltage Load Regulation	$I_{TH} = 0.9V$ (Note 5)		0.1	0.5	%
	$I_{TH} = 1.7V$		-0.1	-0.5	%
V_{FB} Input Current	(Note 5)		9	50	nA
Overshoot Protect Threshold	Measured at V_{FB}	0.66	0.68	0.7	V

38091fa

電气的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 4.2\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Overvoltage Protect Hysteresis			20		mV
Auxiliary Feedback Threshold		0.325	0.4	0.475	V
Top Gate (TG) Drive Rise Time	$C_L = 3000\text{pF}$		40		ns
Top Gate (TG) Drive Fall Time	$C_L = 3000\text{pF}$		40		ns
Bottom Gate (BG) Drive Rise Time	$C_L = 3000\text{pF}$		50		ns
Bottom Gate (BG) Drive Fall Time	$C_L = 3000\text{pF}$		40		ns
Maximum Current Sense Voltage ($\Delta V_{\text{SENSE(MAX)}}$) (SENSE+ – SW)	IPRG = Floating (Note 6)	● 110	125	140	mV
	IPRG = 0V (Note 6)	● 70	85	100	mV
	IPRG = V_{IN} (Note 6)	● 185	204	223	mV
Soft-Start Time (Internal)	Time for V_{FB} to Ramp from 0.05V to 0.55V	0.5	0.74	0.9	ms
Oscillator Frequency		480	550	600	kHz

Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命に影響を及ぼす値。

Note 2: LTC3809E-1は $0^\circ\text{C} \sim 70^\circ\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。

Note 3: T_J は周囲温度 T_A および消費電力 P_D から次式に従って計算される。

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

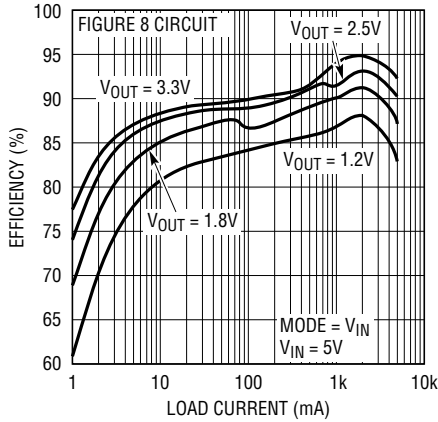
Note 4: スイッチング周波数で供給されるゲート電荷により動作時消費電流は増える。

Note 5: LTC3809-1は帰還ループを使って I_{TH} を規定電圧にサーボ制御し、そのときの V_{FB} 電圧を測定してテストされる。

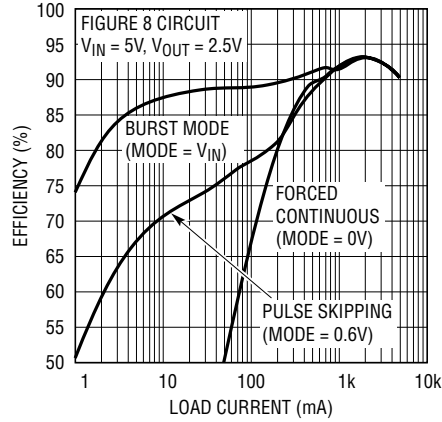
Note 6: ピーク電流センス電圧は、デューティ・サイクルに依存して、図1に示されているパーセント値に減少する。

標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

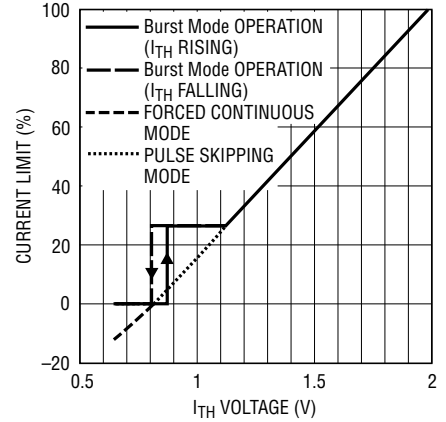
効率と負荷電流



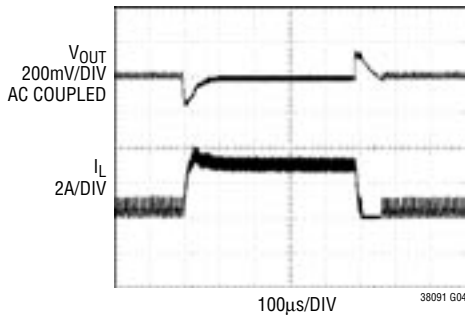
効率と負荷電流



最大電流センス電圧と I_{TH} ピンの電圧

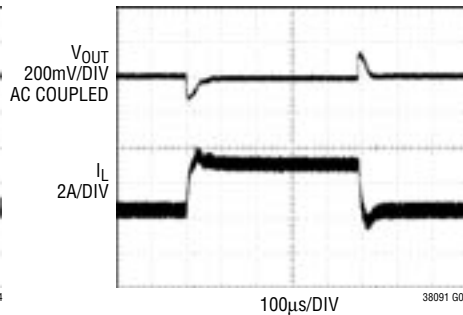


負荷ステップ (Burst Mode動作)



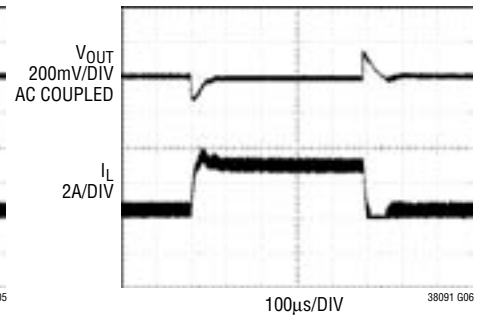
$V_{IN} = 3.3\text{V}$
 $V_{OUT} = 1.8\text{V}$
 $I_{LOAD} = 300\text{mA TO } 3\text{A}$
 MODE = V_{IN}
 FIGURE 8 CIRCUIT

負荷ステップ (強制連続モード)



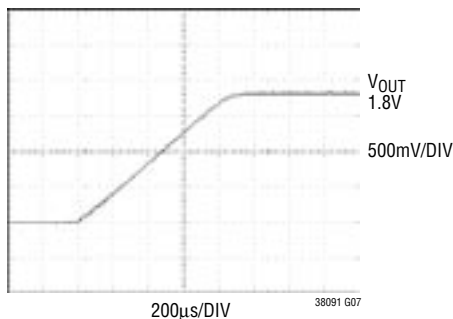
$V_{IN} = 3.3\text{V}$
 $V_{OUT} = 1.8\text{V}$
 $I_{LOAD} = 300\text{mA TO } 3\text{A}$
 MODE = 0V
 FIGURE 8 CIRCUIT

負荷ステップ (パルス・スキップ・モード)



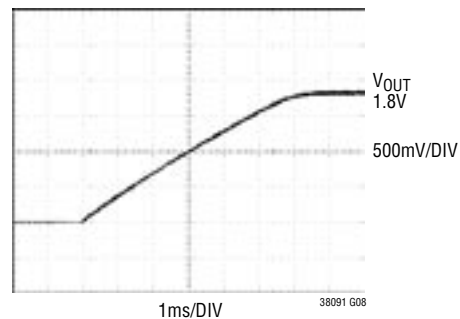
$V_{IN} = 3.3\text{V}$
 $V_{OUT} = 1.8\text{V}$
 $I_{LOAD} = 300\text{mA TO } 3\text{A}$
 MODE = V_{FB}
 FIGURE 8 CIRCUIT

内部ソフトスタートによる
スタートアップ (TRACK/SS = V_{IN})



$V_{IN} = 4.2\text{V}$
 $R_{LOAD} = 1$
 FIGURE 8 CIRCUIT

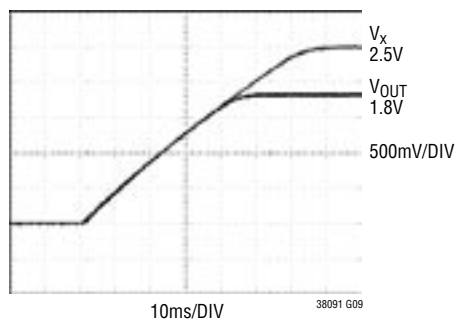
外部ソフトスタートによる
スタートアップ ($C_{SS} = 10\text{nF}$)



$V_{IN} = 4.2\text{V}$
 $R_{LOAD} = 1$
 FIGURE 8 CIRCUIT

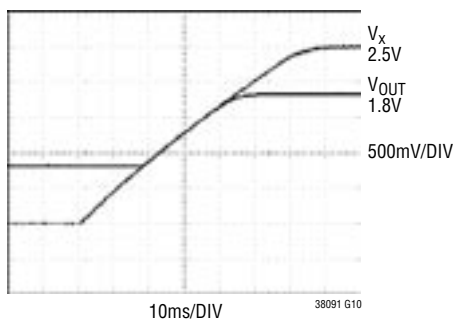
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

同時トラッキングによるスタートアップ (0sで $V_{OUT} = 0V$)



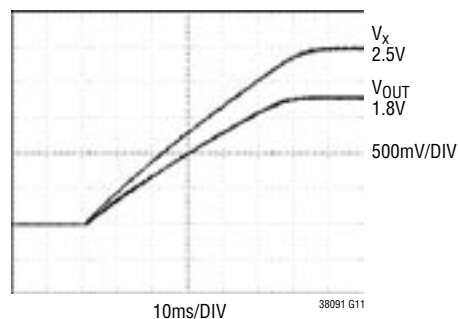
$V_{IN} = 4.2V$
 $R_{TA} = 590$
 $R_{TB} = 1.18k$
 FIGURE 8 CIRCUIT

同時トラッキングによるスタートアップ (0sで $V_{OUT} = 0.8V$)



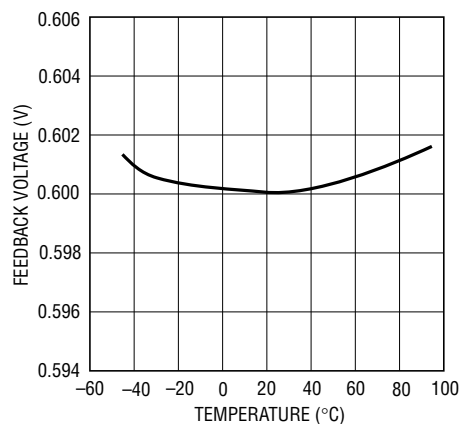
$V_{IN} = 4.2V$
 $R_{TA} = 590$
 $R_{TB} = 1.18k$
 FIGURE 8 CIRCUIT

レシオメトリック・トラッキングによるスタートアップ (0sで $V_{OUT} = 0V$)



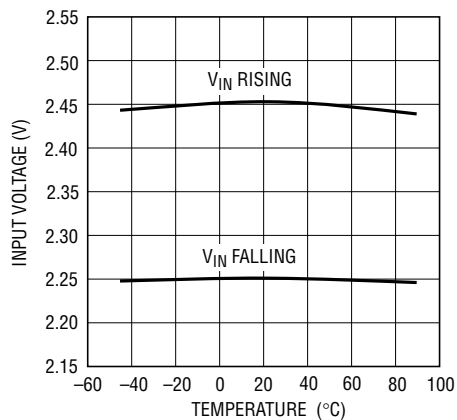
$V_{IN} = 4.2V$
 $R_{TA} = 590$
 $R_{TB} = 1.69k$
 FIGURE 8 CIRCUIT

安定化された帰還電圧と温度



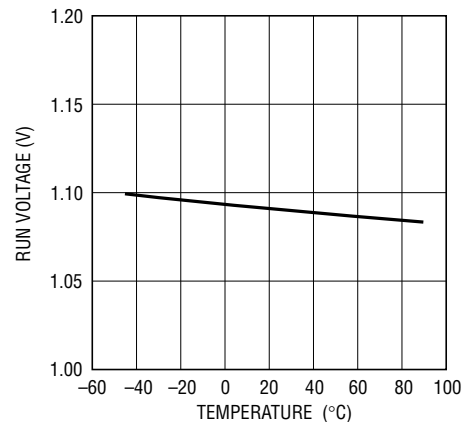
38091 G012

低電圧ロックアウト・スレッシュホールドと温度



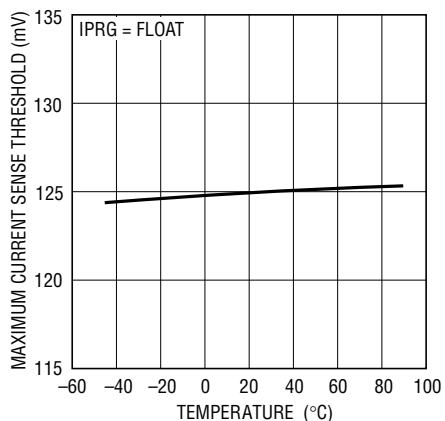
38091 G13

シャットダウン (RUN) スレッシュホールドと温度



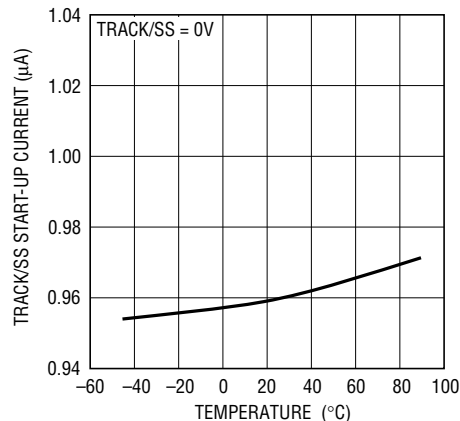
38091 G14

最大電流センス・スレッシュホールドと温度



38091 G15

TRACK/SS起動電流と温度



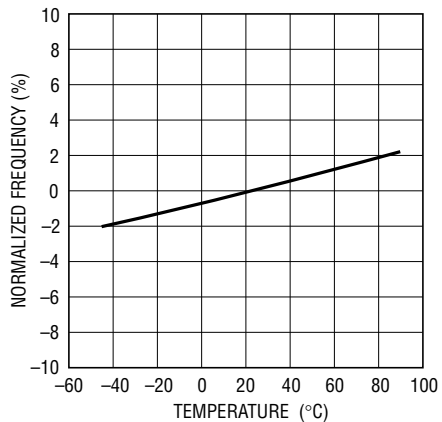
38091 G16

38091fa

LTC3809-1

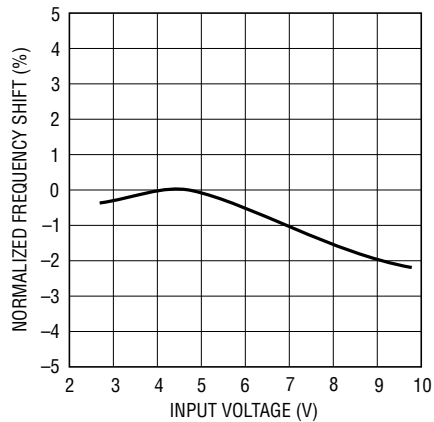
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

発振器周波数と温度



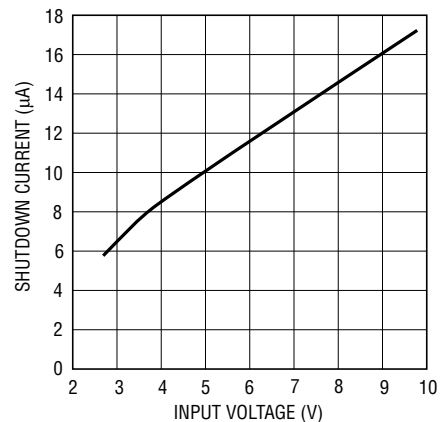
38091 G17

発振器周波数と入力電圧



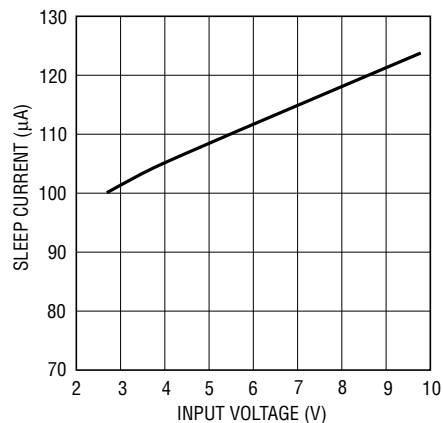
38091 G18

シャットダウン時消費電流と
入力電圧



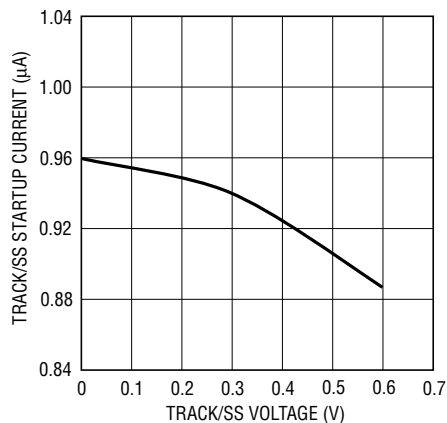
38091 G19

スリープ電流と入力電圧



38091 G20

TRACK/SS起動電流と
TRACK/SS電圧



38091 G21

38091fa

ピン機能

MODE (ピン1): このピンは2つの機能を果たします。1)補助巻線帰還入力、および2)Burst Mode動作、パルス・スキップ、または強制連続モードの選択です。

軽負荷でBurst Mode動作を選択するには、このピンを V_{IN} に接続します。このピンを接地すると強制連続動作を選択し、インダクタ電流が反転するのを許します。このピンを V_{FB} に接続すると、パルス・スキップ・モードが選択されます。**このピンはフロート状態にしないでください。**

TRACK/SS (ピン2): コントローラのトラッキング入力およびオプションの外部ソフトスタート入力。このピンにより、 V_{OUT} のスタートアップが(外部抵抗分割器を使って)このピンの外部電圧を「トラッキング」することができます。このピンを V_{IN} に接続すると、0.74msの内部ソフトスタートに従って V_{OUT} をスタートアップすることができます。このピンとグラウンド間にコンデンサを接続して、外部ソフトスタートをプログラムすることができます。**このピンはフロート状態にしないでください。**

V_{FB} (ピン3): 帰還ピン。このピンは、出力に接続された外部抵抗分割器から、リモート検出された帰還電圧をコントローラのために受け取ります。

I_{TH} (ピン4): 電流スレッシュホールドおよび誤差アンプの補償点。このピンの公称動作範囲は0.7V~2Vです。このピンの電圧によりメイン電流コンパレータのスレッシュホールドが決まります。

RUN (ピン5): 実行制御入力。このピンを1.1Vより低い電圧に強制すると、デバイスがシャットダウンします。このピンを V_{IN} にドライブするか、またはこのピンを解放すると、デバイスを内部のソフトスタートを使ってスタートアップすることができます。

IPRG (ピン6): 最大ピーク・センス電圧スレッシュホールドを選択するスリーステート・ピン。このピンにより、 V_{IN} ピンとSWピン間の最大許容電圧降下(つまり、外部PチャネルMOSFET両端の最大許容電圧降下)が選択されます。 V_{IN} またはGNDに接続するか、あるいはフロートさせて、それぞれ204mV、85mVまたは125mVを選択します。

BG (ピン7): ボトム (NMOS) ゲート・ドライブ出力。このピンは外部NチャネルMOSFETのゲートをドライブします。このピンの出力振幅はPGNDから V_{IN} までです。

TG (ピン8): トップ (PMOS) ゲート・ドライブ出力。このピンは外部PチャネルMOSFETのゲートをドライブします。このピンの出力振幅はPGNDから V_{IN} までです。

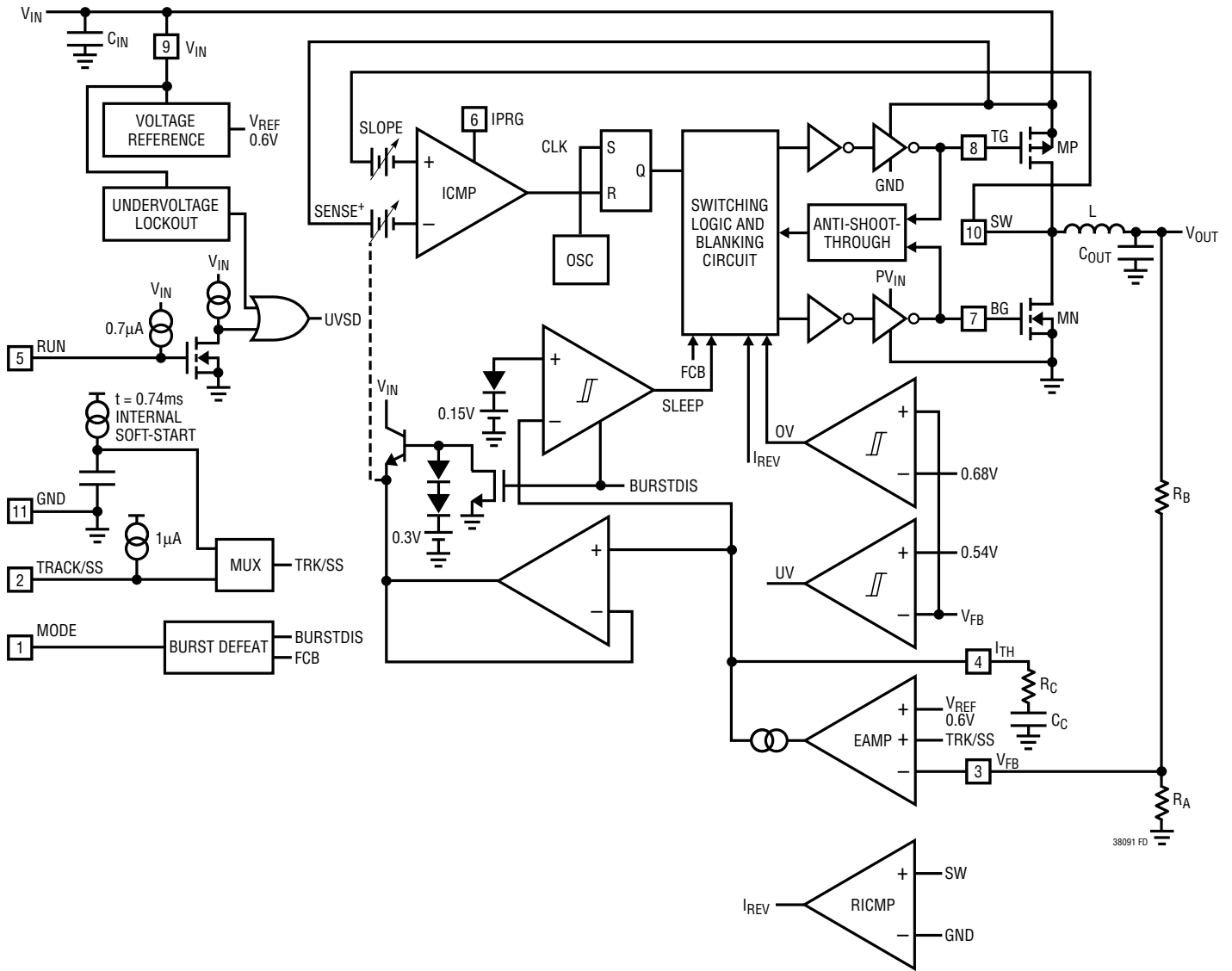
V_{IN} (ピン9): デバイスの信号用電源。このピンはデバイス全体とゲート・ドライバに電力を供給し、差動電流コンパレータの正入力として機能します。

SW (ピン10): インダクタへのスイッチ・ノードの接続ピン。また、このピンは差動電流コンパレータの負入力および逆電流コンパレータの入力です。通常、このピンは外部PチャネルMOSFETのドレイン、外部NチャネルMOSFETのドレイン、およびインダクタに接続します。

GND (露出パッド、ピン11): 内部回路、ゲート・ドライバおよび逆電流コンパレータの負入力のグラウンド接続。露出パッドはPCBのグラウンドに半田付けする必要があります。

LTC3809-1

機能図



38091fa

動作 (機能図を参照)

メイン制御ループ

LTC3809-1には固定周波数の電流モード・アーキテクチャが採用されています。通常動作中は、クロックがRSラッチをセットすると外部のトップPチャネル・パワーMOSFETがオンし、電流コンパレータ(ICMP)がそのラッチをリセットするとオフします。ICMPがRSラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は I_{TH} ピンの電圧によって決まります。この I_{TH} ピンは誤差アンプ(EAMP)の出力によってドライブされます。 V_{FB} ピンは外部抵抗分割器から出力電圧帰還信号を受け取ります。この帰還信号はEAMPにより内部の0.6Vリファレンス電圧と比較されます。負荷電流が増加すると0.6Vのリファレンスに対して V_{FB} がわずかに減少するので、平均インダクタ電流が新たな負荷電流に一致するまで I_{TH} 電圧が上昇します。トップPチャネルMOSFETがオフしているあいだ、(電流コンパレータIRCMPで示されるように)インダクタ電流が逆流し始めるまで、または次のサイクルが始まるまでボトムNチャネルMOSFETがオンします。

シャットダウン、ソフトスタートおよびトラッキング・スタートアップ(RUNピンとTRACK/SSピン)

RUNピンを“L”に引き下げるとLTC3809-1はシャットダウンします。シャットダウン時にはコントローラの全機能がディスエーブルされ、デバイスには $9\mu\text{A}$ しか流れません。シャットダウン時、TG出力は“H”(オフ)に、BG出力は“L”(オフ)に保たれます。RUNピンを解放すると、内部の $0.7\mu\text{A}$ 電流源がRUNピンを V_{IN} に引き上げます。RUNピンが1.1Vに達するとコントローラがイネーブルされます。

V_{OUT} のスタートアップはTRACK/SSピンの3つの異なる接続方法に基づきます。TRACK/SSが V_{IN} に接続されていると、 V_{OUT} のスタートアップはLTC3809-1の内部ソフトスタートによって制御されます。ソフトスタートのあいだ、誤差アンプEAMPは帰還信号 V_{FB} を(0.6Vのリファレンスではなく)内部ソフトスタートのランプ電圧と比較します。このランプ電圧は直線的に0Vから0.6Vに約1msで上昇します。このため、インダクタ電流の制御を維持したまま、出力電圧を0Vからその最終値まで滑らかに上昇させることができます。

1msのソフトスタート時間はオプションの外付けソフトスタート・コンデンサ C_{SS} をTRACK/SSピンとGNDピンのあいだに接続して変えることができます。RUNピンを

解放することによりコントローラがイネーブルされると、TRACK/SSピンが内部 $1\mu\text{A}$ 電流源によって充電され、0Vから0.6Vを超えて直線的に上昇します。誤差アンプEAMPが帰還信号 V_{FB} を代わりにこのランプと比較し、 V_{FB} を0Vから0.6Vに直線的に制御します。

TRACK/SSピンの電圧が0.6Vの内部リファレンスより低いと、LTC3809-1は V_{FB} の電圧を0.6VのリファレンスではなくTRACK/SSピンに制御します。したがって、LTC3809-1の V_{OUT} はスタートアップのあいだ外部電圧 V_X をトラッキングすることができます。 V_X の抵抗分割器は一般にTRACK/SSピンに接続されるので、 V_{OUT} のスタートアップは V_X を「追尾」することができます。スタートアップ時の同時トラッキングでは、 V_X の安定化された最終値は V_{OUT} のそれより大きくし、 V_X の抵抗分割器の比は V_{FB} に接続されている V_{OUT} の分割器と同じにします。詳しい説明については、「アプリケーション情報」のセクションの「実行とソフトスタート/トラッキング機能」を参照してください。

軽負荷動作(Burst Mode動作、連続導通またはパルス・スキップ・モード)(MODEピン)

LTC3809-1は、低負荷電流で高効率Burst Mode動作、強制連続導通モードまたはスキップ・モードのどれにでもプログラムすることができます。Burst Mode動作を選択するには、MODEピンを V_{IN} に接続します。強制連続動作を選択するには、MODEピンを0.4Vより低いDC電圧(たとえばGND)に接続します。MODEピンを0.4Vより高く1.2Vより低いDC電圧(たとえば V_{FB})に接続すると、パルス・スキップ・モードがイネーブルされます。「アプリケーション情報」のセクションの「MODEピンを使った補助巻線制御」で説明されているように、強制連続モードとパルス・スキップ・モードのあいだのこの0.4Vのスレッシュホールドを2次巻線の安定化に使うことができます。

LTC3809-1がBurst Mode動作のとき、 I_{TH} ピンの電圧が低い値を示していても、インダクタのピーク電流は最大センス電圧の約1/4に設定されています。平均インダクタ電流が負荷電流より大きいと、EAMPは I_{TH} ピンの電圧を下げます。 I_{TH} の電圧が0.85Vより低くなると、内部のSLEEP信号が“H”になり、外部MOSFETをオフします。

動作 (機能図を参照)

スリープ・モードでは内部回路のほとんどがオフしており、LTC3809-1を流れる消費電流が減少します。負荷電流は出力コンデンサから供給されます。出力電圧が低下するにつれ、EAMPは I_{TH} 電圧を上昇させます。 I_{TH} 電圧が0.925Vに達すると、SLEEP信号が“L”になり、コントローラは内部発振器の次のサイクルで外部PチャネルMOSFETをオンして通常動作を再開します。

コントローラがBurst Mode動作またはパルス・スキップ・モードでイネーブルされているとき、インダクタ電流の反転は許されません。したがって、コントローラは不連続で動作します。逆電流コンパレータRICMPは外部のボトムNチャネルMOSFETのドレイン-ソース電圧を検出します。このMOSFETはインダクタ電流がゼロに達する直前にオフし、インダクタ電流が反転して負になるのを防ぎます。

強制連続動作では、インダクタ電流は軽負荷または大きな過渡状態で反転することが許されます。ピーク・インダクタ電流は I_{TH} ピンの電圧によって決まります。PチャネルMOSFETは I_{TH} ピンの電圧には無関係にすべてのサイクル(固定周波数)でオンします。このモードでは、軽負荷での効率がBurst Mode動作の場合よりも低くなります。ただし、連続モードには出力リップルが低く、オーディオ周波数のノイズがないという利点があります。

MODEピンが V_{FB} ピンに設定されていると、LTC3809-1は軽負荷ではPWMパルス・スキップ・モードで動作します。このモードでは、電流コンパレータICMPは数サイクルにわたってトリップしたままになることがあり、外部PチャネルMOSFETを同じサイクル数だけオフ状態に強制することがあります。インダクタ電流は反転することが許されません(不連続動作)。強制連続動作と同様、このモードでは、Burst Mode動作に比べて出力リップルと可聴ノイズが小さくなり、RF干渉が減ります。ただし、低電流で強

制連続動作より高い効率を得られますが、Burst Mode動作ほど高くはありません。スタートアップまたは低電圧状態($V_{FB} \leq 0.54V$)のあいだ、LTC3809-1は、MODEピンの状態に関係なく、パルス・スキップ・モード(電流反転は禁止)で動作します。

短絡と電流制限保護

LTC3809-1は外部NチャネルMOSFET両端の(SGND/PGNDピンとSWのあいだの)電圧降下 ΔV_{SC} を短絡電流制限コンパレータを使ってモニタします。許される電圧は次式から求められます。

$$\Delta V_{SC(MAX)} = A \cdot 90mV$$

ここで、AはIPRGピンの状態で決まる定数です。IPRGピンをフロートさせるとA=1が選択されます。IPRGを V_{IN} に接続するとA=5/3が選択されます。IPRGをGNDに接続するとA=2/3が選択されます。

短絡保護のためのインダクタ電流制限は、 $\Delta V_{SC(MAX)}$ と外部NチャネルMOSFETのオン抵抗によって決まります。

$$I_{SC} = \frac{\Delta V_{SC(MAX)}}{R_{DS(ON)}}$$

インダクタ電流が I_{SC} を超すと、インダクタ電流が I_{SC} より下に下がるまで、短絡電流コンパレータが外部PチャネルMOSFETをオフします。

出力過電圧保護

さらなる保護機能として、過電圧コンパレータ(OVP)は、過渡オーバーシュートや、出力に過電圧を生じるおそれのある他のより深刻な状態からデバイスを保護します。 V_{FB} ピンの帰還電圧が0.6Vのリファレンス電圧より13.33%上に上昇すると、過電圧が解消されるまで外部PチャネルMOSFETがオフし、NチャネルMOSFETがオンします。

動作 (機能図を参照)

ドロップアウト動作

入力電源電圧 (V_{IN}) が出力電圧に近づくと、外部PチャンネルMOSFETがオンしているあいだの(オン・サイクルの)インダクタ電流の変化率が減少します。この減少は、インダクタ電流がEAMPによって I_{TH} ピンに設定されているスレッシュホールドまでランプアップしないと、PチャンネルMOSFETが発振器の1サイクル以上オン状態に留まることを意味します。入力電源電圧がさらに低下すると、最終的にはPチャンネルMOSFETが100%オンし、DCになります。このときの出力電圧は、入力電圧からPチャンネルMOSFETとインダクタの電圧降下を差し引いた電圧になります。

低電圧ロックアウト

PチャンネルMOSFETが安全な入力電圧レベルより下で動作するのを防ぐため、LTC3809-1には低電圧ロックアウトが内蔵されています。入力電源電圧 (V_{IN}) が2.25Vより下に下がると、低電圧ブロックを除く外部のPチャンネルとNチャンネルのMOSFETおよび全内部回路がオフします。低電圧ブロックには数 μ Aしか流れません。

ピーク電流センス電圧の選択とスロープ補償 (IPRGピン)

LTC3809-1コントローラが20%以下のデューティ・サイクルで動作しているとき、外部PチャンネルMOSFETの両端に許容されるピーク電流センス電圧 (V_{IN} ピンとSWピンのあいだ) は次式によって決まります。

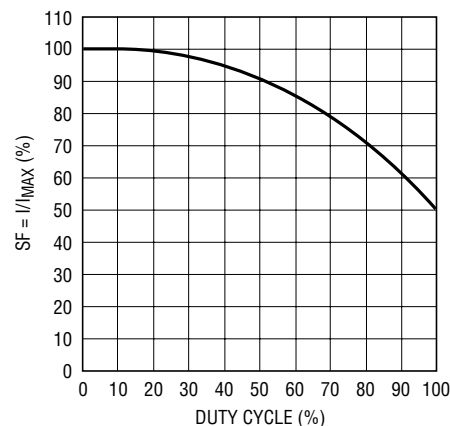
$$\Delta V_{SENSE(MAX)} = A \cdot \frac{V_{TH} - 0.7V}{10}$$

ここで、AはIPRGピンの状態で決まる定数です。IPRGピンをフロートさせると $A = 1$ が選択されます。IPRGを V_{IN} に接続すると $A = 5/3$ が選択されます。IPRGをGNDに接続すると $A = 2/3$ が選択されます。 V_{ITH} の最大値は標準で約1.98Vなので、外部PチャンネルMOSFETの両端に許容される最大センス電圧はIPRGピンの3つの状態に対してそれぞれ125mV、85mVまたは204mVです。

ただし、コントローラのデューティ・サイクルが20%を超すとスロープ補償が開始され、図1の曲線で与えられるスケール・ファクタ(SF)だけピーク・センス電圧が実効的に減少します。

ピーク・インダクタ電流はピーク・センス電圧と外部PチャンネルMOSFETのオン抵抗によって決まります。

$$I_{PK} = \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)}}{R_{DS(ON)}}$$



38091 F01

図1. 最大ピーク電流とデューティ・サイクル

アプリケーション情報

標準的なLTC3809-1の応用回路を図8に示します。コントローラの外付け部品の選択は負荷の要求条件に基づいて行われ、インダクタとパワーMOSFETの選択から始めます。

パワーMOSFETの選択

LTC3809-1のコントローラは2個の外部パワーMOSFETを必要とします。トップ(メイン)スイッチ用のPチャネルMOSFETとボトム(同期)スイッチ用のNチャネルMOSFETです。パワーMOSFETの主な選択基準は、ブレイクダウン電圧 $V_{BR(DSS)}$ 、スレッシュホールド電圧 $V_{GS(TH)}$ 、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、逆伝達容量 C_{RSS} 、ターンオフ遅延時間 $t_{D(OFF)}$ および全ゲート電荷 Q_G です。

ゲート・ドライブ電圧は入力電源電圧です。LTC3809-1は低い入力電圧まで動作するように設計されているので、これに近い電圧で動作するアプリケーションには($R_{DS(ON)}$ が $V_{GS}=2.5V$ で保証されている)サブロジック・レベルのMOSFETが必要です。これらのMOSFETを使用するときは、LTC3809-1への入力電源がMOSFETの絶対最大 V_{GS} 定格(標準8V)より低いことを確認してください。

PチャネルMOSFETのオン抵抗は必要な負荷電流に基づいて選択します。最大平均負荷電流 $I_{OUT(MAX)}$ は、ピーク・インダクタ電流からピーク・トゥ・ピーク・リップル電流 I_{RIPPLE} の半分を差し引いたものに等しくなります。LTC3809-1の電流コンパレータはトップPチャネルMOSFETのドレイン・ソース電圧 V_{DS} をモニタします。 V_{DS} は V_{IN} ピンとSWピンのあいだで検出されます。ピーク・インダクタ電流は電流コンパレータの I_{TH} ピンの電圧によって設定される電流スレッシュホールドによって制限されます。 I_{TH} ピンの電圧は内部でクランプされ、それにより最大電流センス・スレッシュホールド $\Delta V_{SENSE(MAX)}$ はIPRGがフロートしているとき約125mV(IPRGが“L”に接続されているとき85mV、IPRGが“H”に接続されているとき204mV)に制限されます。

LTC3809-1が供給できる出力電流は次式で与えられます。

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)}}{R_{DS(ON)}} - \frac{I_{RIPPLE}}{2}$$

ここで、 I_{RIPPLE} はインダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流です(「インダクタ値の計算」を参照)。

妥当な出発点として、リップル電流 I_{RIPPLE} を $I_{OUT(MAX)}$ の40%に設定します。上の式を整理すると次のようになります。

$$R_{DS(ON)MAX} = \frac{5}{6} \cdot \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)}}{I_{OUT(MAX)}} \quad (\text{デューティ・サイクルが}<20\% \text{の場合})$$

ただし、デューティ・サイクルが20%を超す動作の場合、必要な量の負荷電流を供給するのに適切な $R_{DS(ON)}$ の値を選択するにはスロープ補償を検討する必要があります。

$$R_{DS(ON)MAX} = \frac{5}{6} \cdot SF \cdot \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)}}{I_{OUT(MAX)}}$$

ここでSFはスケール・ファクタで、その値は図1の曲線から得られます。

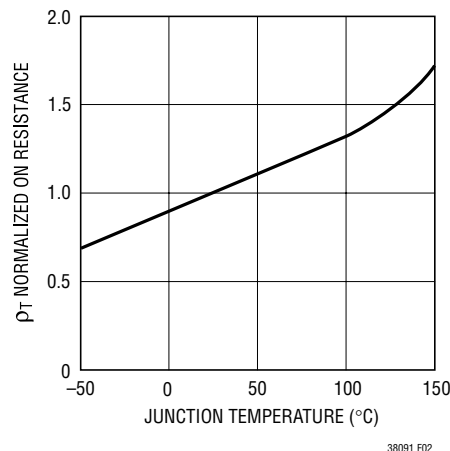
これらは、オン抵抗の温度による大きな変化を考慮に入れるため、さらにデイレートイングが必要です。次式は25°Cでの必要な $R_{DS(ON)MAX}$ (製造元の仕様)を決定するための目安で、LTC3809-1と外付け部品の値の変動に対するいくらかのマージンが含まれています。

$$R_{DS(ON)MAX} = \frac{5}{6} \cdot 0.9 \cdot SF \cdot \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)}}{I_{OUT(MAX)} \cdot \rho_T}$$

ρ_T は正規化の項で、温度によるオン抵抗の変化を表し、図2に示されているように標準で約0.4%/°Cです。ほとんどのアプリケーションで、接合部-ケース間温度 T_{JC} は約10°Cです。70°Cの最高周囲温度の場合、上の式で $\rho_{80^\circ C}$ は約1.3を使うのが妥当です。

NチャネルMOSFETのオン抵抗は短絡電流制限(I_{SC})に基づいて選択します。LTC3809-1の短絡電流制限コンパレータはNチャネルMOSFETのドレイン・ソース電圧 V_{DS} をモニタします。 V_{DS} はGNDピンとSWピンのあいだで検出されます。

アプリケーション情報

図2. $R_{DS(ON)}$ と温度

短絡電流検出スレッシュホールド ΔV_{SC} は、IPRGがフロート状態のとき約90mV (IPRGが“L”に接続されているとき60mV、IPRGが“H”に接続されているとき150mV)に設定されます。NチャネルMOSFETのオン抵抗は次式で決まります。

$$R_{DS(ON)MAX} = \frac{\Delta V_{SC}}{I_{SC(PEAK)}}$$

短絡電流制限($I_{SC(PEAK)}$)は $I_{OUT(MAX)}$ より大きくし、ピーク電流検出ループとの干渉を避けるため、いくらかのマージンをもたせます。他方、MOSFETの過度の発熱とインダクタの飽和を防ぐため、 $I_{SC(PEAK)}$ はそれらの電流定格の最小値より小さくします。妥当な値は次のとおりです。

$$I_{OUT(MAX)} < I_{SC(PEAK)} < I_{RATING(MIN)}$$

したがって、NチャネルMOSFETのオン抵抗は次の範囲で選択します。

$$\frac{\Delta V_{SC}}{I_{RATING(MIN)}} < R_{DS(ON)} < \frac{\Delta V_{SC}}{I_{OUT(MAX)}}$$

ここで、IPRGがフロート状態、GNDまたは V_{IN} に接続されている場合、 ΔV_{SC} はそれぞれ90mV、60mVまたは150mVです。

MOSFETで消費される電力はそれぞれのデューティ・サイクルと負荷電流に強く依存します。LTC3809-1が連続モードで動作しているとき、MOSFETのデューティ・サイクルは以下のとおりです。

$$\text{トップPチャネルのデューティ・サイクル} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$\text{ボトムNチャネルのデューティ・サイクル} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}}$$

最大出力電流でのMOSFETの消費電力は以下のとおりです。

$$P_{TOP} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)} + 2 \cdot V_{IN}^2 \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

$$P_{BOT} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)}$$

両方のMOSFETに I^2R 損失がありますが、 P_{TOP} の式には遷移損失の項が追加されており、これは入力電圧が高いとき最大になります。ボトムMOSFETの損失は、入力電圧が高いとき、またはボトムのデューティ・サイクルがほぼ100%になる短絡時に最大になります。

LTC3809-1は、重なり合わないアンチ・シュートスルーのゲート・ドライブ制御方式を使ってPチャネルとNチャネルのMOSFETが同時にオンしないようにしています。正しく動作するには、この制御方式にはDC/DCスイッチング・アプリケーション用のMOSFETを使う必要があります。多くのMOSFETは、特にPチャネルMOSFETは静的なスイッチに使うことが意図されており、オン/オフが速くありません。

PチャネルMOSFETの選択基準の妥当な出発点として、ゲート電荷(Q_G)が(4.5 V_{GS} で)25nC~30nC以下、ターンオフ遅延時間($t_{D(OFF)}$)が約140ns以下のものが一般に必要です。ただし、個々のMOSFETメーカーのテスト方法や仕様の定義が異なり、ゲート・ドライブ電圧(V_{IN})による Q_G と $t_{D(OFF)}$ の変化が異なるので、PチャネルMOSFETは最終的には実際のLTC3809-1のアプリケーション回路で正しく動作するか評価すべきです。

PチャネルとNチャネルのMOSFET間のシュートスルーは、入力電源電流をモニタすれば簡単に見つけることができます。入力電源電圧が増加するにつれて入力電源電流が急激に増加する場合、おそらくシュートスルーが原因です。

アプリケーション情報

高い入力電圧(たとえば、 $V_{IN} > 5V$)でうまく動作しないMOSFETが低い電圧(たとえば、3.3V)で問題なく動作することがあることに注意してください。

NチャネルMOSFETの選択は一般にもっと簡単です。与えられた $R_{DS(ON)}$ に対して、ゲート電荷およびターンオン遅延時間とターンオフ遅延時間がPチャネルの場合よりはるかに小さいからです。

インダクタ値の計算

所期の入力電圧と出力電圧が与えられると、インダクタ値と動作周波数 f_{OSC} によって直ちにインダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流が決まります。

$$I_{RIPPLE} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f_{OSC} \cdot L}$$

リップル電流が小さいと、インダクタのコア損失、出力コンデンサのESR損失、さらに出力電圧リップルが減少します。したがって、周波数が低くリップル電流が小さいと高効率動作が実現されます。ただし、これを達成するには大きなインダクタが必要です。

妥当な出発点として、 $I_{OUT(MAX)}$ の約40%のリップル電流を選択します。最大入力電圧で最大リップル電流が発生することに注意してください。リップル電流が規定された最大値を超えないように保証するには、次式に従ってインダクタを選択します。

$$L \geq \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f_{OSC} \cdot I_{RIPPLE}} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

Burst Mode動作に関する検討事項

選択した $R_{DS(ON)}$ とインダクタの値によって、LTC3809-1がBurst Mode動作に入る負荷電流も決定されます。バースト時には、コントローラはピーク・インダクタ電流をおよそ次の値にクランプします。

$$I_{BURST(PEAK)} = \frac{1}{4} \cdot \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)}}{R_{DS(ON)}}$$

対応する平均電流はリップル電流の大きさに依存します。インダクタの値が小さい(I_{RIPPLE} が大きい)と、Burst Mode動作が開始される負荷電流が減少します。

バースト期間中にインダクタ電流が連続して流れるようにリップル電流を設定するのが普通です。したがって、次のようになります。

$$I_{RIPPLE} \leq I_{BURST(PEAK)}$$

つまり、最小インダクタンスは次のようになります。

$$L_{MIN} \leq \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f_{OSC} \cdot I_{BURST(PEAK)}} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

この回路では L_{MIN} より低い値を使用することもできますが、バースト期間中のインダクタ電流は不連続になり、そのため効率がわずかに下がります。ただし、一般に、 I_{RIPPLE} を $I_{BURST(PEAK)}$ と同程度にしておくのは良い考えです。

インダクタのコアの選択

Lの値が分かったら、次にインダクタの種類を選択します。インダクタ値が同じ場合、実際のコア損失はコア・サイズには無関係ですが、選択したインダクタンスに大きく依存します。インダクタンスが増加するとコア損失が低下します。インダクタンスを大きくするにはワイヤの巻数を増やす必要があるため残念ながら銅損失が増加します。

フェライトを使ったタイプはコア損失がきわめて低く、高いスイッチング周波数には最適なので、設計目標を銅損失と飽和を防ぐことに集中することができます。フェライト・コアの材質は「ハードに」飽和します。すなわち、最大設計ピーク電流を超えると、インダクタンスが急激に消滅します。コアが飽和するとインダクタのリップル電流が突如増加し、そのため出力電圧リップルが増加します。コアは飽和させないでください。

アプリケーション情報

コアの材質と形状が異なると、インダクタのサイズ/電流の関係および価格/電流の関係が変化します。フェライトやパーマロイを素材とするトロイド・コアやシールドされた壺型コアは小型で、エネルギー放射は大きくありませんが、類似の特性を有する鉄粉コアのインダクタより一般に高価です。使用するインダクタの種類は価格とサイズの条件や放射フィールド/EMIの条件に主に依存します。新しいデザインの表面実装型インダクタをCoiltronics、Coilcraft、Tokoおよびスミダ電機から入手できます。

ショットキー・ダイオードの選択(オプション)

図9に示されているショットキー・ダイオードDは、パワーMOSFETの導通期間の間隙に生じるデッドタイムのあいだ導通します。これによってボトムNチャネルMOSFETのボディ・ダイオードがオンしてデッドタイム中に電荷が蓄積するのを防ぎます。このような電荷蓄積は効率を1%ほど低下させる可能性があります。1Aのショットキー・ダイオードは比較的小さい平均電流を流すので、一般にLTC3809-1のほとんどのアプリケーションにとって十分なサイズです。これより大きなダイオードは接合容量が大きいため遷移損失が増加します。効率の低下を許容できる場合、このダイオードは省くことができます。

C_{IN}とC_{OUT}の選択

連続モードでは、PチャネルMOSFETのソース電流はデューティ・サイクルが(V_{OUT}/V_{IN})の方形波になります。大きな過渡電圧を防止するには、最大RMS電流に対応できるサイズの低ESR入力コンデンサを使用する必要があります。コンデンサの最大RMS電流は次式で与えられます。

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

この式はV_{IN} = 2V_{OUT}のとき最大値をとります。ここで、I_{RMS} = I_{OUT}/2です。大きく変化させてもそれほど状況が改善されないため、一般にこの単純なワーストケース条件が設計に使用されます。多くの場合、コンデンサ製造業者のリプル電流定格は2000時間の寿命時間に基づいて規定されていることに注意してください。このため、コンデンサをさらにデレーティングする、つまり要求条件よりも高い温度定格のコンデンサを選択することを推奨します。設計でのサイズまたは高さの条件に適合させるため、複数のコンデンサを並列に使用することができます。LTC3809-1は動作周波数が高いので、C_{IN}にセラミック・コンデンサを使用することもできます。疑問点については必ず製造元に問い合わせてください。

C_{OUT}は等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。一般に、ESRの要求条件が満たされると、その容量はフィルタ機能にとって十分です。出力リップル(ΔV_{OUT})は次式で近似できます。

$$\Delta V_{OUT} \approx I_{RIPPLE} \cdot \left(ESR + \frac{1}{8 \cdot f \cdot C_{OUT}} \right)$$

ここで、fは動作周波数、C_{OUT}は出力容量、I_{RIPPLE}はインダクタのリプル電流です。I_{RIPPLE}は入力電圧に応じて増加するため、出力リップルは入力電圧が最大るとき最大になります。

出力電圧の設定

LTC3809-1の出力電圧は、図3に示されているように、出力両端に注意深く配置した外部帰還抵抗分割器によって設定されます。安定化された出力電圧は次式によって決まります。

$$V_{OUT} = 0.6V \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_A} \right)$$

アプリケーション情報

ほとんどのアプリケーションで、 R_A には59k抵抗を推奨します。消費電流を最小に抑えることが重要なアプリケーションでは、 R_A を大きくして、帰還分割器の電流を制限します。そのため R_B のインピーダンスが非常に高くなる場合、50pF~100pFのコンデンサ C_{FF} を使って R_B をバイパスすると有利でしょう。

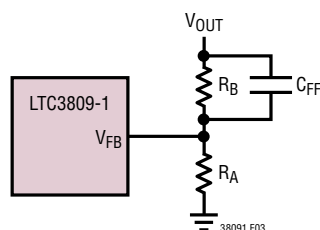


図3. 出力電圧の設定

実行およびソフトスタート/トラッキングの機能

LTC3809-1にはRUNピンによって制御される低消費電力のシャットダウン・モードが備わっています。RUNピンを1.1Vより下に引き下げると、LTC3809-1は低消費電流 ($I_Q = 9\mu A$)のシャットダウン・モードになります。RUNピンを解放すると、内部の ($V_{IN} = 4.2V$ で) $0.7\mu A$ の電流源がRUNピンを V_{IN} に引き上げ、コントローラをイネーブします。図4に示されているように、RUNピンをロジック回路から直接ドライブすることができます。

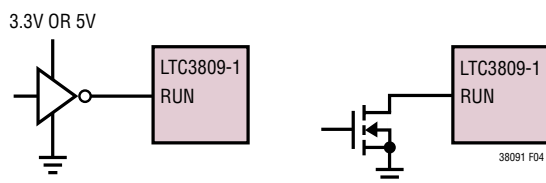


図4. RUNピンのインタフェース

コントローラがイネーブされると、 V_{OUT} のスタートアップはTRACK/SSピンの状態によって制御されます。TRACK/SSピンが V_{IN} に接続されていると、 V_{OUT} のスタートアップは内部ソフトスタートによって制御されます。ソフトスタートは誤差アンプへの正のリファレンスを0Vから0.6Vへゆっくりランプさせますので、 V_{OUT} は0Vからその最終値まで滑らかに上昇することができます。既定の内部ソフトスタート時間は約0.74msです。ソフトスタート時間はコンデンサ C_{SS} をTRACK/SSピンとGNDのあいだに接続して変更することができます。この場合、ソフトスタート時間はおよそ次のようになります。

$$t_{SS} = C_{SS} \cdot \frac{600mV}{1\mu A}$$

ここで、 $1\mu A$ は内部電流源で常にオンしています。

TRACK/SSピンの電圧が内部の0.6Vリファレンスより低いと、LTC3809-1は V_{FB} の電圧を0.6VではなくTRACK/SSピンに制御します。したがって、 V_{OUT} のスタートアップは、TRACK/SSピンに接続された抵抗分割器(図5a)によって設定された比率に従って、レシオメトリックに外部電圧 V_X をトラッキングすることができます。 V_{OUT} と V_X のあいだのレシオメトリックな関係は次のようになります(図5c)。

$$\frac{V_{OUT}}{V_X} = \frac{R_{TA}}{R_A} \cdot \frac{R_A + R_B}{R_{TA} + R_{TB}}$$

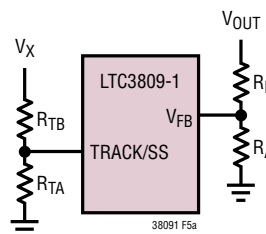
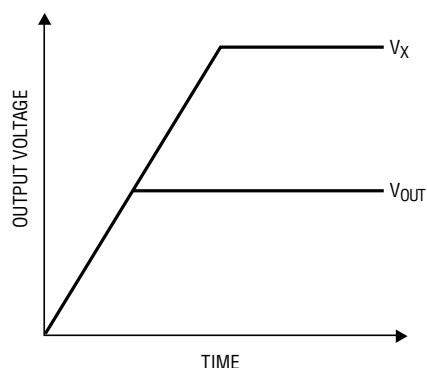
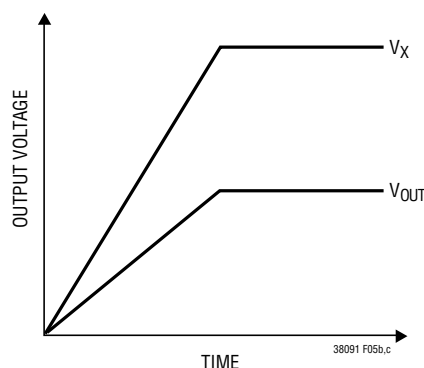


図5a. TRACK/SSピンを使った V_X のトラッキング

アプリケーション情報



(5b) 同時トラッキング



(5c) レシオメトリック・トラッキング

図5bと5c。出力電圧トラッキングの2つの異なるモード

同時トラッキング(スタートアップのあいだ $V_{OUT} = V_X$)の場合、次のようになります。

$$R_{TA} = R_A, R_{TB} = R_B$$

TRACK/SSピンのトラッキング機能を使うとき、 V_X は常に V_{OUT} より大きくします。

外部ソフトスタートのための内部電流源($1\mu\text{A}$)は、 V_{OUT} にトラッキング誤差を生じます。たとえば、 R_{TA} に 59k の抵抗を選択すると、 R_{TA} の電流は約 $10\mu\text{A}$ ($600\text{mV}/59\text{k}$)になります。この場合、 $1\mu\text{A}$ の内部電流源により約10%($1\mu\text{A}/10\mu\text{A} \cdot 100\%$)のトラッキング誤差が生じ、 V_{FB} を基準にすると約 60mV ($600\text{mV} \cdot 10\%$)になります。これはほとんどのアプリケーションで許容できます。もっと良いトラッキング精度が必要ならば、 R_{TA} の値を小さくします。

TRACK/SSを使用できる異なった状態を表1に示します。

表1. TRACK/SSピンの状態

TRACK/SS ピン	動作モード
コンデンサ C_{SS}	外部ソフトスタート
V_{IN}	内部ソフトスタート
抵抗分割器	V_{OUT} は外部電圧 V_X をトラッキング

MODEピンを使った補助巻線制御

MODEピンを補助フィードバックとして使って、フライバック巻線の出力を安定化することができます。このピンがグランドを基準にした 0.4V スレッシュホールドより下がると、連続モード動作が強制されます。

連続モードのあいだ電流はトランスの1次側を連続して流れます。補助巻線にはボトム同期NチャンネルMOSFETがオンしているときだけ電流が流れます。主負荷電流が少ないとき、または V_{IN}/V_{OUT} の比が1に近いとき、出力コンデンサから補助負荷に電力を伝送するのに十分な時間、同期MOSFETがオンにならないことがあります。同期MOSFETのデューティ・ファクタが十分なあいだは、強制連続動作によって補助巻線がサポートされます。MODE入力ピンを使えば、補助巻線から電力を引き出すためにトランスの主巻線から電力を引き出す必要はなくなり、ループが連続モードなら、主出力の負荷に関係なく、補助出力に公称負荷を与えることができます。

アプリケーション情報

補助出力電圧 V_{AUX} は、図6に示されているように、一般にトランスの巻数比 N によって設定されます。

$$V_{AUX} = (N + 1) \cdot V_{OUT}$$

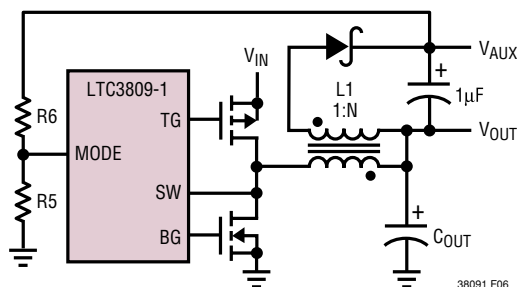


図6. 補助出力ループの接続

ただし、主負荷電流が軽いためコントローラがパルス・スキップ動作に入ってスイッチングを停止すると V_{AUX} が垂下します。 V_{AUX} からMODEに接続されている外部抵抗分割器によって最小電圧 $V_{AUX(MIN)}$ が設定されます。

$$V_{AUX(MIN)} = 0.4V \cdot \left(1 + \frac{R6}{R5}\right)$$

V_{AUX} がこの値より下に下がると、MODE電圧は V_{AUX} が再び最低値を超えるまで一時的に連続スイッチング動作を強制します。

フォールト状態: 短絡と電流制限

LTC3809-1の負荷電流が、短絡検出スレッシュホールド(ΔV_{SC})とボトムNチャネルMOSFETのオン抵抗($R_{DS(ON)}$)によって設定される短絡電流リミット(I_{SC})を超すと、トップPチャネルMOSFETがオフし、負荷電流が I_{SC} より下に減少しないかぎり次のクロック・サイクルでオンしません。この場合、コントローラのスイッチング周波数が減少し、出力は短絡(電流制限)保護によって制御されます。

ハードな短絡($V_{OUT} = 0V$)では、トップPチャネルMOSFETがオフし、短絡状態が解消するまでオフに保たれます。この場合、入力電源(V_{IN})から V_{OUT} へもGNDへも電流経路がないので、MOSFETとインダクタの過熱が防がれます。

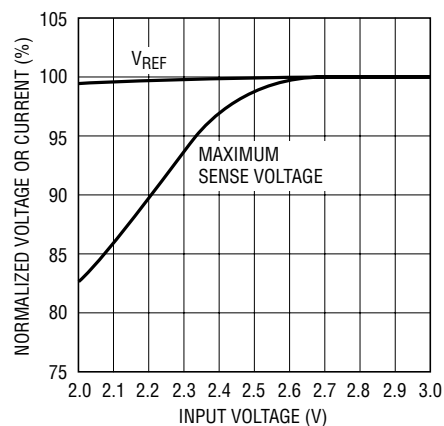


図7. V_{REF} のライン・レギュレーションと最大検出電圧

低電源電圧

LTC3809-1は2.4Vより下まで動作可能ですが、 V_{IN} が3Vより低くなると、最大許容出力電流が低下します。電源が2.4Vまで低下したときの变化量を図7に示します。 V_{REF} に対する影響も示されています。

最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ は、LTC3809-1がトップPチャネルMOSFETをオンすることができる最小時間です。これは内部タイミング遅延とトップMOSFETをオンするのに必要なゲート電荷の量によって決まります。デューティ・サイクルが低く周波数が高いアプリケーションではこの最小オン時間の限界値に接近する可能性がありますので、以下の注意が必要です。

$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{OUT}}{f_{OSC} \cdot V_{IN}}$$

アプリケーション情報

デューティ・サイクルが最小オン時間で対応可能な値以下になると、LTC3809-1は(強制連続モードが選択されていない限り)サイクル・スキップを開始します。出力電圧は引き続き安定化されますが、リップル電流とリップル電圧が増加します。LTC3809-1の最小オン時間は標準で約210nsです。ただし、ピーク・センス電圧($I_L(\text{PEAK}) \cdot R_{\text{DS(ON)}}$)が減少するにつれ、最小オン時間が約260nsまで徐々に増加します。これは、軽負荷でリップル電流が低い強制連続アプリケーションで特に懸念される点です。強制連続モードが選択され、デューティ・サイクルが最小オン時間の条件を下回ると、出力は過電圧保護によって安定化されます。

効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータの効率は「出力電力÷入力電力×100%」で表されます。個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断できる場合がよくあります。効率は次式で表すことができます。

$$\text{効率} = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots)$$

ここで、L1、L2などは入力電力に対するパーセンテージで表した個々の損失です。

回路内の電力を消費するすべての要素で損失が生じますが、LTC3809-1の回路の損失の大部分は4つの主な損失要因によって生じます。1)LTC3809-1のDCバイアス電流、2)MOSFETのゲート電荷による電流、3) I^2R 損失、および4)遷移損失です。

1) V_{IN} (ピン)電流は(「電気的特性」に記載されている)DC電源電流であり、MOSFETドライバ電流は含まれません。 V_{IN} 電流によって小さな損失が発生し、この損失は V_{IN} に従って増加します。

2)パワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすると、MOSFETのゲート電荷による電流が流れます。MOSFETゲートが“L”から“H”、そして再び“L”に切り替わるたびに、 V_{IN} からグラウンドに微小電荷 dQ が移動します。その結果生じる dQ/dt は V_{IN} から流出する電流であり、一般にDC電源電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{\text{GATECHG}} = f \cdot Q_p$ となります。

3) I^2R 損失はMOSFET、インダクタおよびセンス抵抗の各DC抵抗から計算されます。連続モードでは平均出力電流がLを流れますが、トップPチャンネルMOSFETとボトムNチャンネルMOSFETのあいだで「こま切れ」にされます。MOSFETの $R_{\text{DS(ON)}}$ にデューティ・サイクルを掛け、Lの抵抗値と加算して I^2R 損失を求めることができます。

4)遷移損失は外部MOSFETで生じ、動作周波数および入力電圧が高くなると増加します。遷移損失は次式から推算できます。

$$\text{遷移損失} = 2 \cdot V_{\text{IN}}^2 \cdot I_{\text{O(MAX)}} \cdot C_{\text{RSS}} \cdot f$$

C_{IN} や C_{OUT} のESR消費損失やインダクタのコア損失などその他の損失は一般に全付加損失の2%以下に過ぎません。

過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は負荷過渡応答を見てチェックすることができます。スイッチング・レギュレータは負荷電流ステップに対して応答するのに数サイクルを要します。負荷ステップが生じると、 V_{OUT} は $(\Delta I_{\text{LOAD}}) \cdot (\text{ESR})$ に等しい量だけ直ちにシフトします。ここで、ESRは C_{OUT} の等価直列抵抗です。 ΔI_{LOAD} はさらに C_{OUT} の充電あるいは放電を開始し、レギュレータが V_{OUT} をその定常値に戻すために使う帰還誤差信号を発生します。この回復時間のあいだ、安定性に問題があることを示すオーバーシュートやリングがないか V_{OUT} をモニタすることができます。OPTI-LOOP補償により、広い範囲の出力容量とESRの値に対して過渡応答を最適化することができます。

I_{TH} の直列 R_C - C_C フィルタ(「機能図」を参照)により、支配的なポール-ゼロ・ループ補償が設定されます。

このデータシートの表紙の図に示されている I_{TH} ピンの外付け部品はほとんどのアプリケーションで妥当な補償を与えます。これらの値は、プリント基板のレイアウトを完了し、特定の出力コンデンサの種類と容量値を決定したら、過渡応答を最適化するために多少は(推奨値の0.2~5倍)変更することができます。出力コンデンサのさまざまな種類と値によってループの帰還係数(利得と位相)が決まるので、まず出力コンデンサを決定する必要があります。

アプリケーション情報

立上り時間が1 μ s~10 μ sの、全負荷電流の20%から100%の出力電流パルスによって出力電圧波形とI_{TH}ピンの波形を発生させ、それによって全体的なループの安定性を判断することができます。ループの利得はR_Cを大きくすると増加し、ループの帯域幅はC_Cを小さくすると拡大します。出力電圧のセトリングの様子は閉ループ・システムの安定性に関係し、電源の実際の全体的な性能を表します。制御ループ理論の要点を含む補償部品の最適化の詳細については、「アプリケーションノート76」を参照してください。

次に、大容量の(1 μ Fを超す)電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷がスイッチを介して接続されると、さらに大きな過渡が発生します。放電しきったバイパス・コンデンサが実質的にC_{OUT}と並列接続状態になるため、V_{OUT}が急速に降下します。負荷スイッチの抵抗が低く、しかもそのスイッチが高速でドライブされると、どんなレギュレータでもこの問題を防止するのに十分な電流を供給することはできません。唯一の解決策は、スイッチ・ドライブの立上り時間を制御して、負荷の立上り時間を約25・C_{LOAD}に制限することです。したがって、10 μ Fコンデンサでは250 μ sの立上り時間が必要で、充電電流は約200mAに制限されます。

設計例

設計例として、V_{IN}は(1個のリチウムイオン・バッテリーで駆動され)最大4.2Vから最小2.75Vまで動作すると仮定します。負荷電流条件は最大2Aですが、ほとんどの時間はスタンバイ・モードになっており、2mAしか必要としません。低負荷電流時と高負荷電流時の両方の効率が重要です。軽負荷時にはBurst Mode動作が望まれます。出力電圧は1.8Vです。IPRGピンはフロートさせたままにしますので、最大電流検出スレッシュホールドの Δ V_{SENSE(MAX)}は約125mVになります。

$$\text{最大デューティ・サイクル} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN(MIN)}}} = 65.5\%$$

図1から、SF = 82%。

$$R_{\text{DS(ON)MAX}} = \frac{5}{6} \cdot 0.9 \cdot \text{SF} \cdot \frac{\Delta V_{\text{SENSE(MAX)}}}{I_{\text{OUT(MAX)}} \cdot P_T} = 0.032\Omega$$

Si7540DPの0.032 Ω のPチャネルMOSFETはこの値に近い値です。

Si7540DPのNチャネルMOSFETのR_{DS(ON)}は0.017 Ω です。短絡電流は次式で与えられます。

$$I_{\text{SC}} = \frac{90\text{mV}}{0.017\Omega} = 5.3\text{A}$$

したがって、インダクタの電流定格は5.3Aより大きくします。

LTC3809-1は550kHzの周波数で動作します。I_{RIPPLE}が600mAの連続Burst Mode動作では、必要なインダクタの最小値は次のようになります。

$$L_{\text{MIN}} = \frac{1.8\text{V}}{550\text{kHz} \cdot 600\text{mA}} \cdot \left(1 - \frac{1.8\text{V}}{2.75\text{V}}\right) = 1.88\mu\text{H}$$

このアプリケーションでは、6A 2.2 μ Hのインダクタで十分動作します。

C_{IN}にはRMS電流定格が全温度範囲で少なくとも1Aのものがが必要です。ESRが0.1 Ω のC_{OUT}では約60mVの出力リップルが生じます。

PCボードのレイアウトのチェックリスト

プリント回路基板をレイアウトするとき、以下のチェックリストを参照してLTC3809-1が正しく動作するようにしてください。

- 電源ループ(入力コンデンサ、MOSFET、インダクタ、出力コンデンサ)はできるだけ小さくし、LTC3809-1からできるだけ分離します。
- 帰還抵抗はV_{FB}ピンに近づけて配置します。I_{TH}補償部品もLTC3809-1のすぐ近くに配置します。
- 電流センス・トレースはPチャネルMOSFETのソースとドレインに直接ケルビン接続します。
- スイッチ・ノード(SW)とゲート・ドライブ・ノード(TG、BG)を小信号部品、特に帰還抵抗およびI_{TH}補償部品から分離します。

標準的応用例

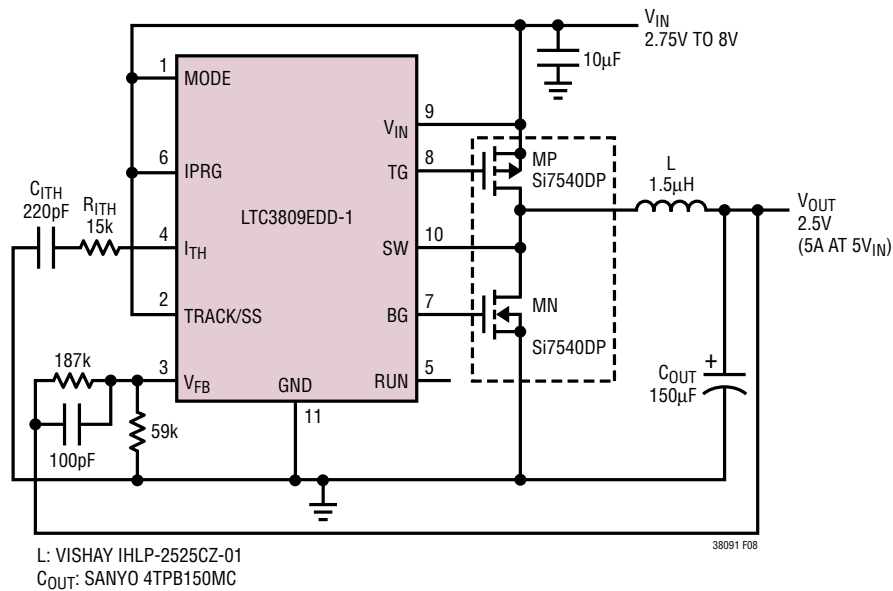


図8. 内部ソフトスタート付き、550kHz、同期式DC/DCコンバータ

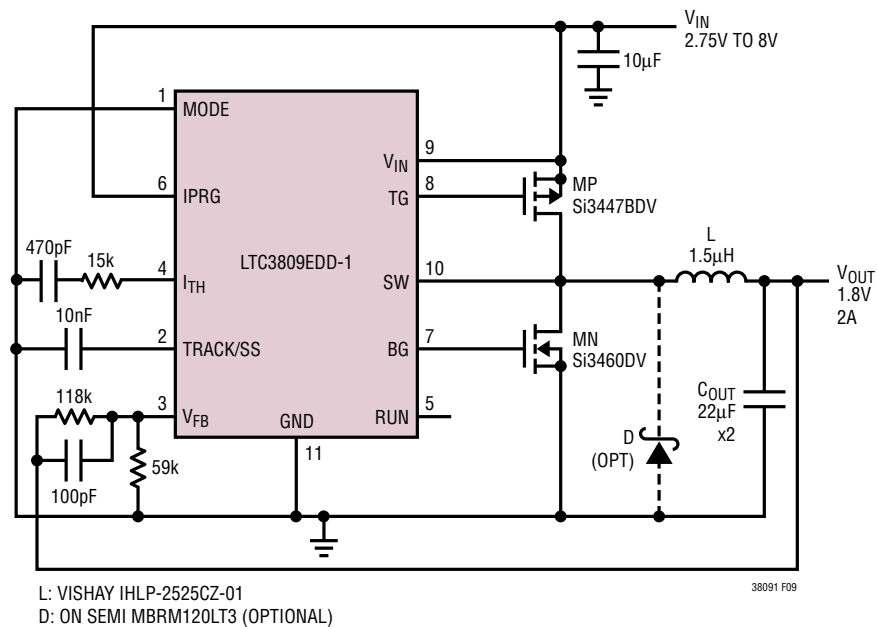
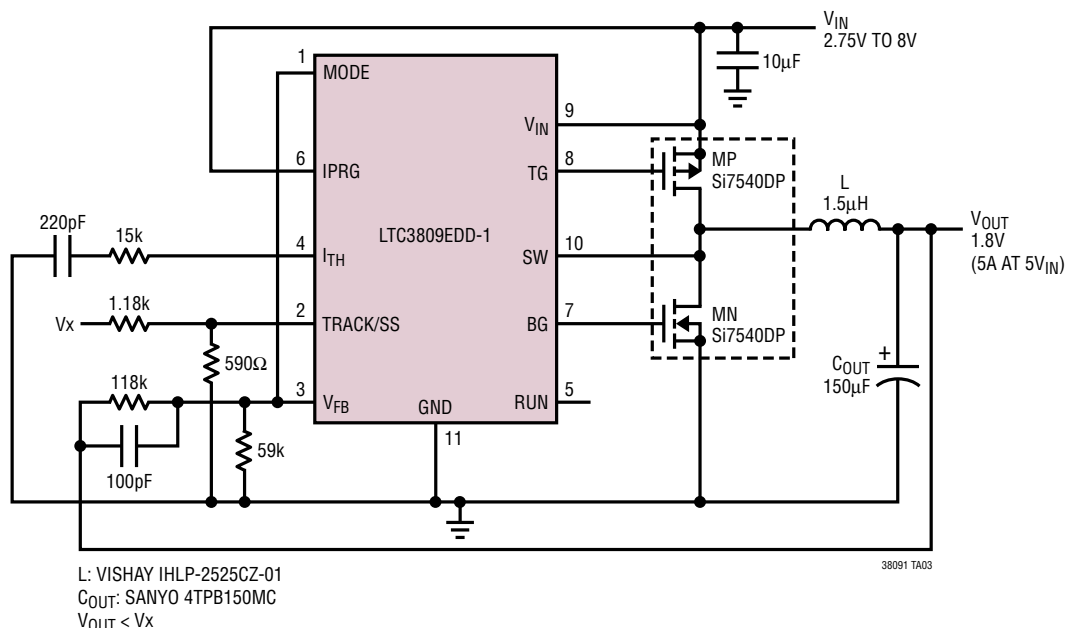


図9. 外部ソフトスタート、セラミック出力コンデンサ付き、550kHz、同期式DC/DCコンバータ

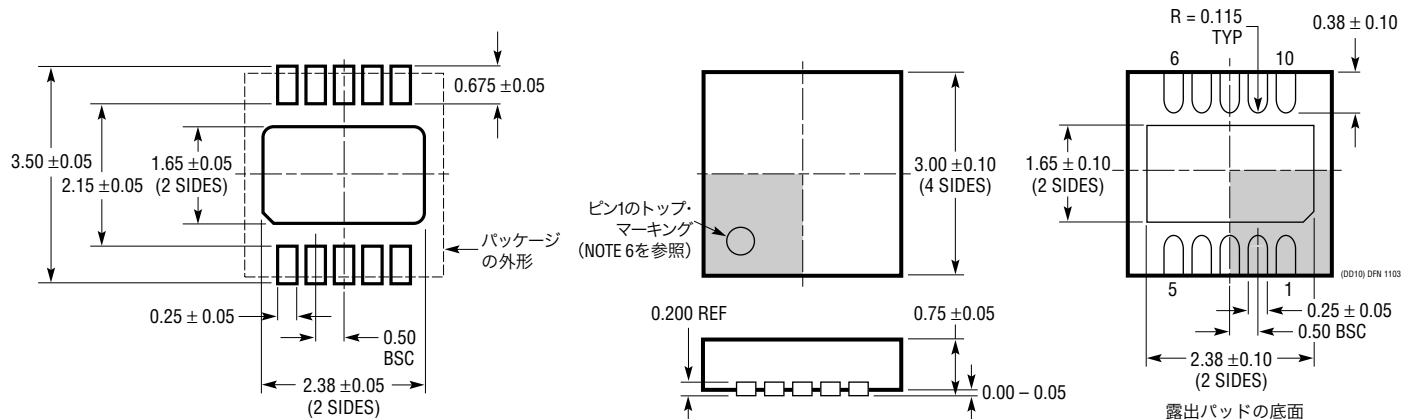
標準的応用例

出力トラッキング付き同期式DC/DCコンバータ



パッケージ寸法

DDパッケージ 10ピン・プラスチックDFN (3mm×3mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1698)



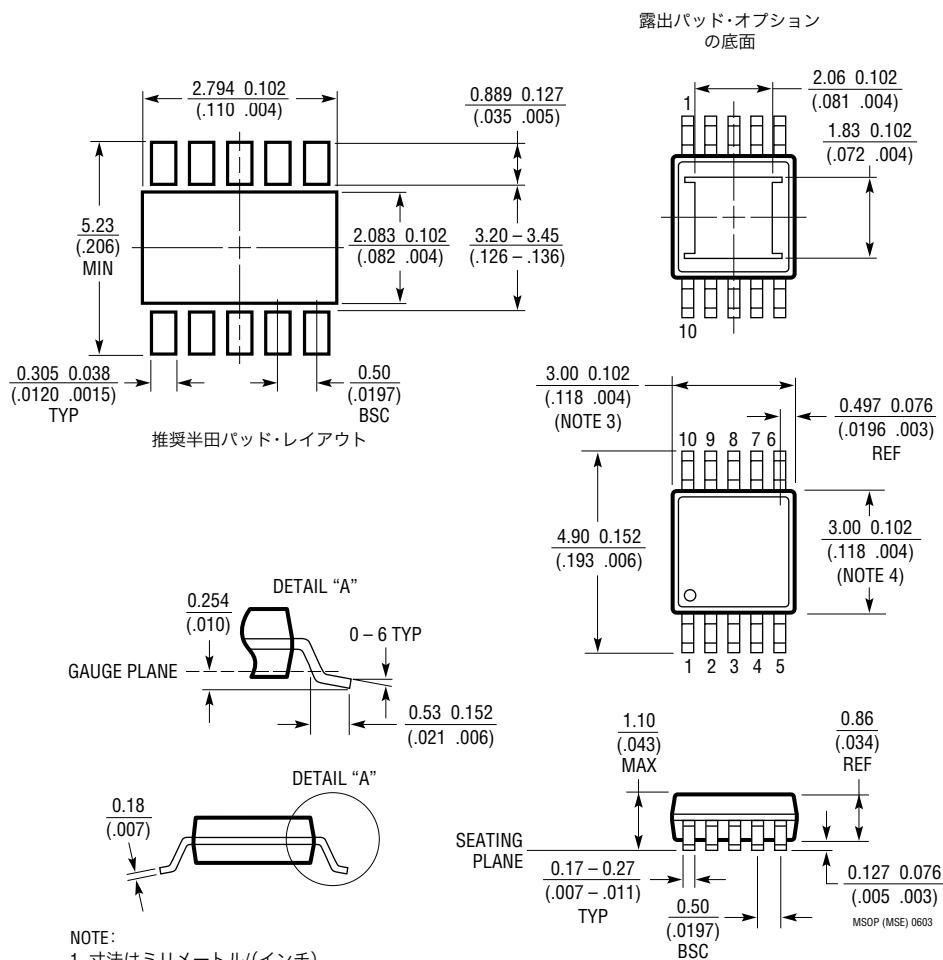
推奨する半田パッドのピッチと寸法

NOTE:

- 図はJEDECパッケージ・アウトラインM0-229のバリエーション (WEED-2) になる予定。バリエーションの指定の現状についてはLTCのWebサイトのデータシートを参照
- 図は実寸とは異なる
- すべての寸法はミリメートル
- 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
- 露出パッドは半田メッキとする
- 網掛けの部分はパッケージのトップとボトムのピン1の位置の参考に過ぎない

パッケージ寸法

MSEパッケージ
10ピン・プラスチックMSOP
(Reference LTC DWG # 05-08-1663)



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 (.004")であること

LTC3809-1

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1628/LTC3728	デュアル高効率2フェーズ同期式降圧コントローラ	固定周波数、スタンバイ、5Vと3.3VのLDO、 V_{IN} :最大36V、28ピンSSOP
LTC1735	高効率同期式降圧コントローラ	Burst Mode動作、16ピン細型SSOP、フォールト保護、 $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1773	同期式降圧コントローラ	$2.65V \leq V_{IN} \leq 8.5V$ 、 I_{OUT} :最大4A、10ピンMSOP
LTC1778	No R_{SENSE} 同期式降圧コントローラ	センス抵抗なしの電流モード動作、高速過渡応答、 $4V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1872	固定周波数電流モード降圧コントローラ	$2.5V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ 、SOT-23パッケージ、550kHz
LTC3411	1.25A (I_{OUT})、4MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、 V_{IN} :2.5V~5.5V、 $V_{OUT} = 0.8V$ 、 $I_Q = 60\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSパッケージ
LTC3412	2.5A (I_{OUT})、4MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、 V_{IN} :2.5V~5.5V、 $V_{OUT} = 0.8V$ 、 $I_Q = 60\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、TSSOP-16Eパッケージ
LTC3416	4A、4MHzモノリシック同期式降圧レギュレータ	トラッキング入力により容易に電源シーケンス制御を 提供、 $2.25V \leq V_{IN} \leq 5.5V$ 、20ピンTSSOPパッケージ
LTC3418	8A、4MHzモノリシック同期式レギュレータ	トラッキング入力により容易に電源シーケンス制御を 提供、 $2.25V \leq V_{IN} \leq 5.5V$ 、QFNパッケージ
LTC3701	2フェーズ、低入力電圧デュアル降圧DC/DCコントローラ	$2.5V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ 、550kHz、PGOOD、PLL、16ピンSSOP パッケージ
LTC3708	2フェーズ、No R_{SENSE} 、デュアル同期式コントローラ、 出力トラッキング付き	固定オン時間デュアル・コントローラ、 V_{IN} :最大36V、 非常に低いデューティ・サイクル動作、5mm×5mm QFNパッケージ
LTC3736/LTC3736-2	2フェーズ、No R_{SENSE} 、デュアル同期式コントローラ、 出力トラッキング付き	$2.75V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ 、 $0.6V \leq V_{OUT} \leq V_{IN}$ 、4mm×4mm QFN
LTC3736-1	低EMI、2フェーズ、No R_{SENSE} 、デュアル同期式 コントローラ、出力トラッキング付き	内蔵拡散スペクトラムにより20dB低い「ノイズ」、 $2.75V \leq V_{IN} \leq 9.8V$
LTC3737	2フェーズ、No R_{SENSE} 、デュアルDC/DCコントローラ、 出力トラッキング付き	$2.75V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ 、 $0.6V \leq V_{OUT} \leq V_{IN}$ 、4mm×4mm QFN
LTC3772	マイクロパワー、No R_{SENSE} 、固定周波数降圧コントローラ	無負荷時 I_Q :40 μA 、非同期、 $2.75V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ 、550kHz、 3mm×2mm DFNまたは8ピンTSOT-23パッケージ
LTC3776	DDR/QDRメモリ終端用、デュアル、2フェーズ、 No R_{SENSE} 、同期式コントローラ	1個のICで V_{DDQ} と V_{TT} を供給、 $2.75V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ 、PLLを 使い最高850kHzの可変固定周波数、拡散スペクトラム 動作、4mm×4mm QFNパッケージと24ピンSSOP パッケージ
LTC3808	No R_{SENSE} 、低EMI、同期式コントローラ、 出力トラッキング付き	$2.75V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ 、4mm×3mm DFN、拡散スペクトラム により20dB低いピークノイズ
LTC3809	No R_{SENSE} 、低EMI、同期式DC/DCコントローラ	$2.75V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ 、3mm×3mm DFNパッケージと10ピン MSOPEパッケージ、拡散スペクトラムにより20dB 低いピークノイズ

PolyPhaseはリニアテクノロジー社の商標です。

38091fa

24

リニアテクノロジー株式会社

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

0805 500 REV A

 LINEAR
TECHNOLOGY

© LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION 2004