

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

特長

- 広い V_{IN} 範囲: 4V~38V動作
- R_{SENSE} またはDCRによる電流検出
- 出力電圧精度: $\pm 1\%$
- パワーグッド出力電圧モニタ
- フェーズロック可能な固定周波数: 250kHz~750kHz
- デュアルNチャネルMOSFET同期ドライブ
- 低損失動作: 99%デューティ・サイクル
- 出力電圧のソフトスタートまたはトラッキングを調整可能
- 出力電流フォールドバック制限
- 出力過電圧保護
- OPTI-LOOP[®]補償により C_{OUT} を最小化
- 軽負荷時に連続動作、パルス・スキップ動作またはBurst Mode[®]動作を選択可能
- シャットダウン時の低消費電流: 20 μ A
- V_{OUT} 範囲: 0.8V~5.5V
- 熱特性が改善された16ピンMSOPまたは3mm \times 3mm QFNパッケージ

アプリケーション

- 車載システム
- テレコム・システム
- 産業用機器
- DC配電システム

概要

LTC[®]3851-1は、全てNチャネルの同期パワーMOSFET段をドライブする、高性能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。固定周波数電流モード・アーキテクチャにより、最大750kHzの周波数にフェーズロック可能です。

OPTI-LOOP補償により、広範な出力容量とESR値に対して過渡応答の最適化を図ることができます。LTC3851-1は高精度の0.8Vリファレンスとパワーグッド・インジケータを搭載しています。入力電源範囲が4V~38V (絶対最大値40V)と広いので、ほとんどのバッテリーの種類と中間バス電圧に対応できます。

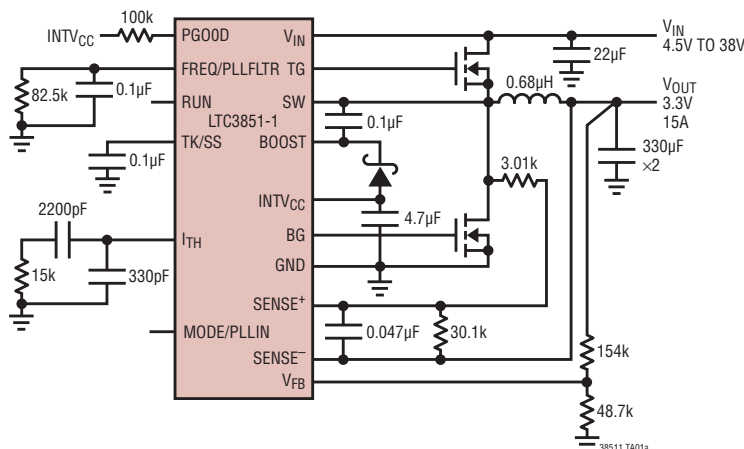
TK/SSピンにより、同時またはレシオメトリック・トラッキングを使用して、起動時またはシャットダウン時に出力電圧をランプします。また、電流フォールドバックによって、短絡時のMOSFETの熱損失を制限します。MODE/PLLINピンを使用して、軽負荷時にBurst Mode動作、パルス・スキップ・モードまたは連続インダクタ電流モードのいずれかを選択することができます。また、このピンにより、デバイスを外部クロックに同期させることが可能です。

LTC3851-1は、ILIMピンがPGOODピンに置き換えられている以外は、LTC3851と同一です。

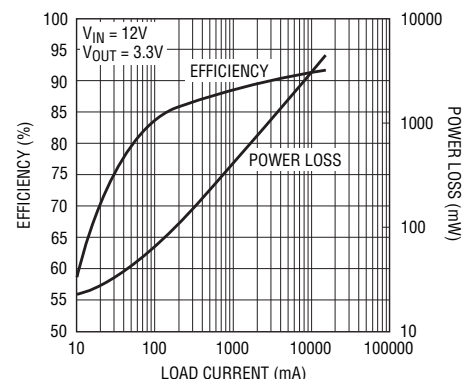
LT、**LTC**、**LTM**、**Burst Mode** および **OPTI-LOOP** はリニアテクノロジー社の登録商標です。他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。5408150、5481178、5705919、5929620、6304066、6498466、6580258、6611131を含む米国特許により保護されています。

標準的応用例

高効率同期整流式降圧コンバータ



効率および電力損失と負荷電流



38511fa

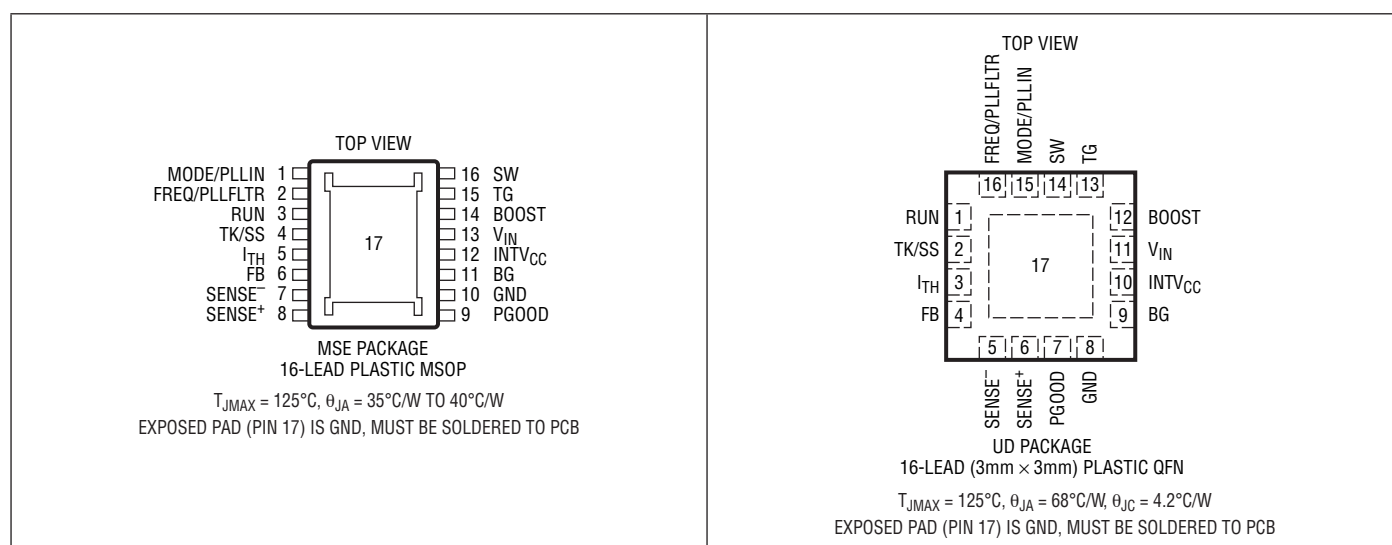
LTC3851-1

絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN})	40V ~ -0.3V
トップサイド・ドライバ電圧 (BOOST)	46V ~ -0.3V
スイッチの電圧 (SW)	40V ~ -5V
INTV _{CC} 、(BOOST – SW)、RUN、PGOOD	6V ~ -0.3V
TK/SS	INTV _{CC} ~ -0.3V
SENSE ⁺ 、SENSE ⁻	6V ~ -0.3V
MODE/PLLIN、FREQ/PLLFLTR	INTV _{CC} ~ -0.3V

I_{TH} 、 V_{FB} の電圧	3V ~ -0.3V
INTV _{CC} のピーク出力電流	50mA
動作接合部温度範囲 (Notes 2、3)	-40°C ~ 125°C
保存温度範囲	-65°C ~ 150°C
リード温度 (半田付け、10秒)	
MSE	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
LTC3851EMSE-1#PBF	LTC3851EMSE-1#TRPBF	38511	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 85°C
LTC3851IMSE-1#PBF	LTC3851IMSE-1#TRPBF	38511	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3851EUD-1#PBF	LTC3851EUD-1#TRPBF	LDNT	16-Lead (3mm × 3mm) Plastic QFN	-40°C to 85°C
LTC3851IUD-1#PBF	LTC3851IUD-1#TRPBF	LDNT	16-Lead (3mm × 3mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C

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。* 温度等級は出荷時のコンテナのラベルで識別されます。
鉛ベースの非標準仕様の製品の詳細については、弊社へお問い合わせください。

鉛フリー製品の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/tapeandreeel/> をご覧ください。

電気的特性

●は全動作接合部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、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
メイン制御ループ						
V_{IN}	Input Operating Voltage Range		4		38	V
V_{FB}	Regulated Feedback Voltage	$I_{TH} = 1.2\text{V}$ (Note 4)	● 0.792	0.800	0.808	V
I_{FB}	Feedback Current	(Note 4)		-10	-50	nA
$V_{REFLNREG}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 6\text{V}$ to 38V (Note 4)		0.002	0.02	%/V
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	(Note 4) Measured in Servo Loop, $\Delta I_{TH} = 1.2\text{V}$ to 0.7V	●	0.01	0.1	%
		(Note 4) Measured in Servo Loop, $\Delta I_{TH} = 1.2\text{V}$ to 1.6V	●	-0.01	-0.1	%
g_m	Transconductance Amplifier g_m	$I_{TH} = 1.2\text{V}$, Sink/Source = $5\mu\text{A}$ (Note 4)		2		mmho
g_m GBW	Transconductance Amp Gain Bandwidth	$I_{TH} = 1.2\text{V}$		3		MHz
I_Q	Input DC Supply Current Normal Mode Shutdown	(Note 5) $V_{RUN} = 5\text{V}$ $V_{RUN} = 0\text{V}$		1		mA
				20	35	μA
UVLO	Undervoltage Lockout on $INTV_{CC}$	$V_{INTV_{CC}}$ Ramping Down		3.25		V
UVLO Hys	UVLO Hysteresis			0.4		V
V_{OVL}	Feedback Overvoltage Lockout	Measured at V_{FB}	● 0.86	0.88	0.90	V
I_{SENSE}	SENSE Pins Current			± 1	± 2	μA
$I_{TK/SS}$	Soft-Start Charge Current	$V_{TK/SS} = 0\text{V}$		0.6	1	μA
V_{RUN}	RUN Pin On Threshold	V_{RUN} Rising	● 1.10	1.25	1.35	V
V_{RUNHYS}	RUN Pin On Hysteresis			130		mV
$V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold	$V_{FB} = 0.7\text{V}$, $V_{SENSE} = 3.3\text{V}$	● 40	50	65	mV
TG R_{UP}	TG Driver Pull-Up On-Resistance	TG High		2.6		Ω
TG R_{DOWN}	TG Driver Pull-Down On-Resistance	TG Low		1.5		Ω
BG R_{UP}	BG Driver Pull-Up On-Resistance	BG High		2.4		Ω
BG R_{DOWN}	BG Driver Pull-Down On-Resistance	BG Low		1.1		Ω
TG t_r TG t_f	TG Transition Time Rise Time Fall Time	(Note 6) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		25		ns
				25		ns
BG t_r BG t_f	BG Transition Time Rise Time Fall Time	(Note 6) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		25		ns
				25		ns
TG/BG t_{1D}	Top Gate Off to Bottom Gate On Delay Bottom Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver (Note 6)		30		ns
BG/TG t_{2D}	Bottom Gate Off to Top Gate On Delay Top Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver (Note 6)		30		ns
$t_{ON(MIN)}$	Minimum On-Time	(Note 7)		90		ns
INTV _{CC} リニア・レギュレータ						
$V_{INTV_{CC}}$	Internal V_{CC} Voltage	$6\text{V} < V_{IN} < 38\text{V}$	4.8	5	5.2	V
$V_{LDO INT}$	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 50mA		0.5		%
発振器とフェーズロック・ループ						
f_{NOM}	Nominal Frequency	$R_{FREQ} = 60\text{k}$	480	500	530	kHz
f_{LOW}	Lowest Frequency	$R_{FREQ} = 160\text{k}$	220	250	280	kHz

38511fa

LTC3851-1

電気的特性

●は全動作接合部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、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
f_{HIGH}	Highest Frequency	$R_{FREQ} = 36\text{k}$	710	750	790	kHz
$R_{MODE/PLLIN}$	MODE/PLLIN Input Resistance			100		$\text{k}\Omega$
f_{MODE}	MODE/PLLIN Minimum Input Frequency MODE/PLLIN Maximum Input Frequency	$V_{MODE} = \text{External Clock}$ $V_{MODE} = \text{External Clock}$		250 750		kHz kHz
I_{FREQ}	Phase Detector Output Current Sinking Capability Sourcing Capability	$f_{MODE} > f_{OSC}$ $f_{MODE} < f_{OSC}$		-10 10		μA μA

PGOOD出力

V_{PGL}	PGOOD Voltage Low	$I_{PGOOD} = 2\text{mA}$		0.1	0.3	V
I_{PGOOD}	PGOOD Leakage Current	$V_{PGOOD} = 5\text{V}$			± 1	μA
V_{PG}	PGOOD Trip Level	V_{FB} with Respect to Set Regulated Voltage V_{FB} Ramping Negative V_{FB} Ramping Positive	-12 8	-10 10	-8 12	% %

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 : LTC3851E-1 は $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ 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的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC3851I-1 は $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。

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

$$\text{LTC3851MSE-1: } T_J = T_A + (P_D \cdot 90^\circ\text{C/W})$$

$$\text{LTC3851UD-1: } T_J = T_A + (P_D \cdot 68^\circ\text{C/W})$$

Note 4 : この LTC3851-1 は帰還ループを使って V_{ITH} 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。

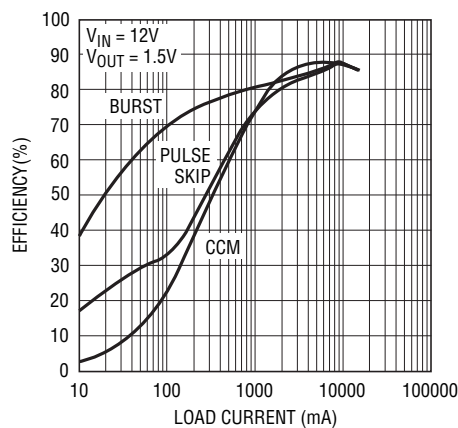
Note 5 : スイッチング周波数で供給されるゲート電荷により動的消費電流が増える。「アプリケーション情報」を参照。

Note 6 : 立ち上がり時間と立ち下がり時間は 10% と 90% のレベルを使用して測定する。遅延時間は 50% レベルを使って測定する。

Note 7 : 最小オン時間条件は、 I_{MAX} の約 40% 以上のインダクタ・ピーク・トゥ・ピーク・リップル電流で規定される（「アプリケーション情報」セクションの「最小オン時間の検討事項」を参照）。

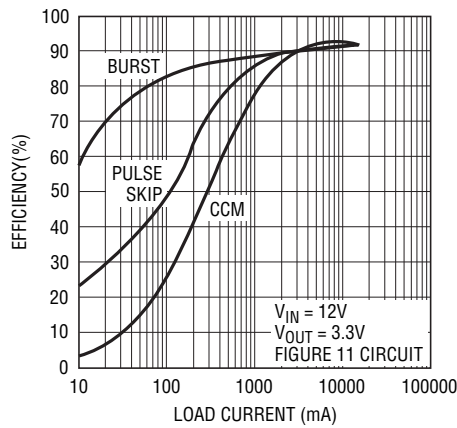
標準的性能特性

効率と出力電流およびモード



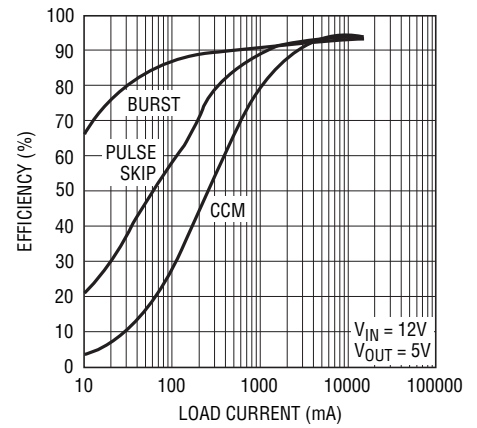
38511 G01

効率と出力電流およびモード



38511 G02

効率と出力電流およびモード

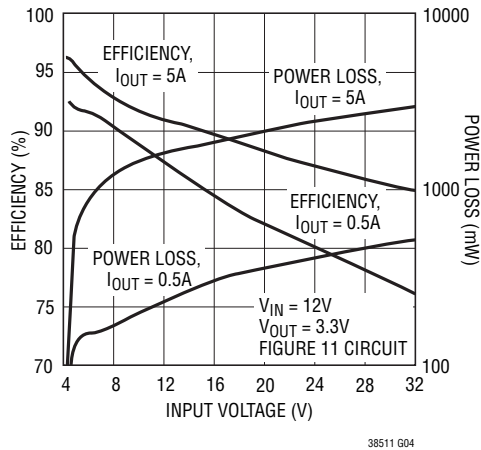


38511 G03

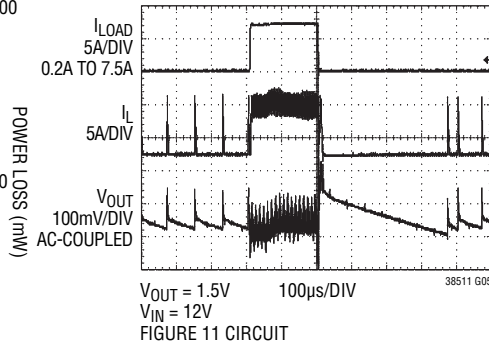
38511fa

標準的性能特性

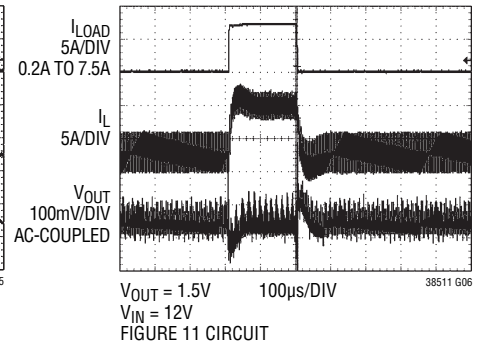
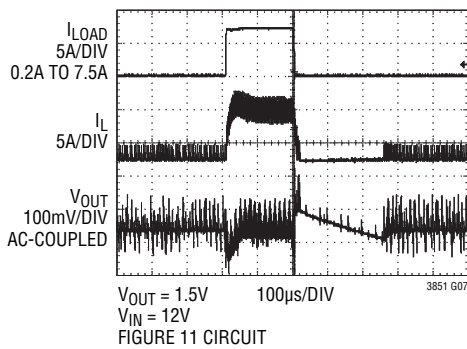
効率および電力損失と入力電圧



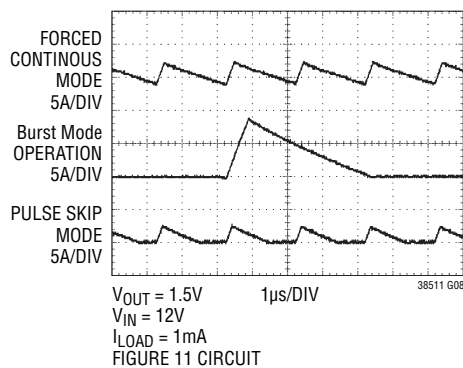
負荷ステップ (Burst Mode動作)



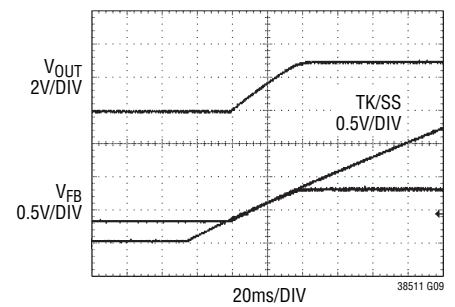
負荷ステップ (強制連続モード)

負荷ステップ
(パルス・スキップ・モード)

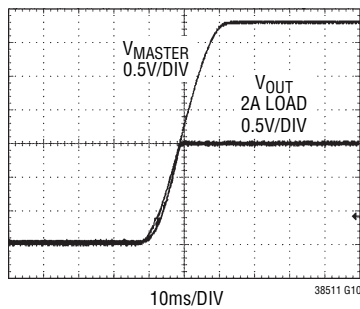
軽負荷時のインダクタ電流



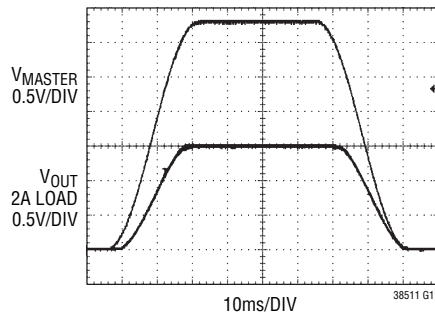
プリバイアスした2V出力での起動



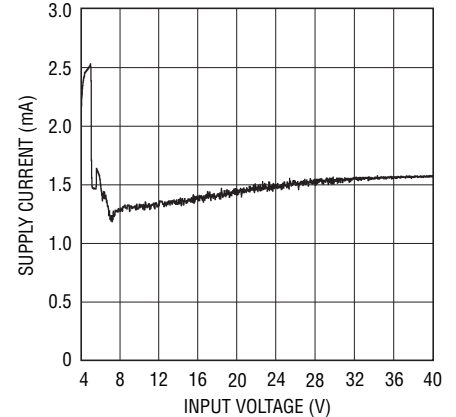
マスタ電源による同時トラッキング



マスタ電源によるレシオメトリック・トラッキング



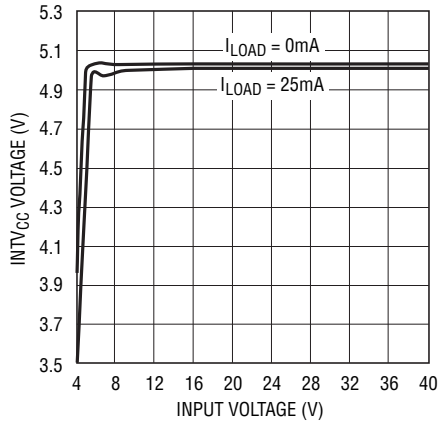
入力DC消費電流と入力電圧



LTC3851-1

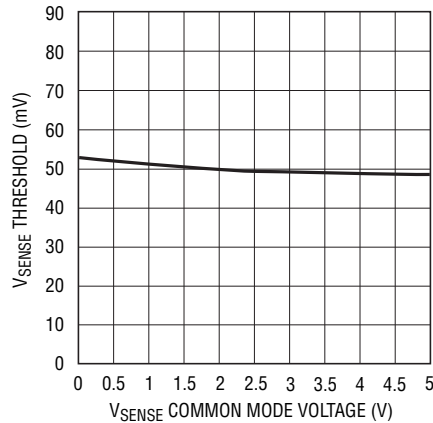
標準的性能特性

INTV_{CC}のライン・レギュレーション



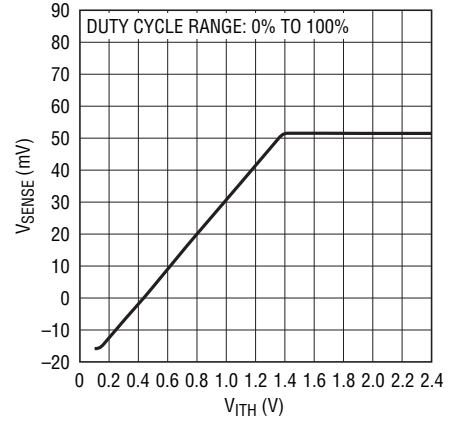
38511 G13

最大電流検出スレッシュホールドと同相電圧



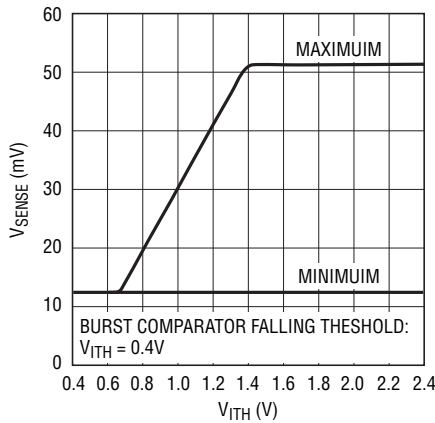
38511 G14

最大ピーク電流検出スレッシュホールドとI_{TH}電圧



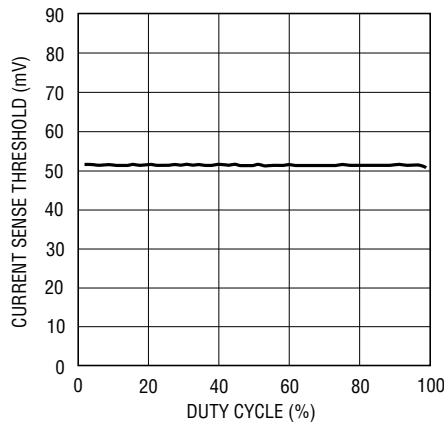
38511 G15

Burst Mode ピーク電流検出スレッシュホールドとI_{TH}電圧



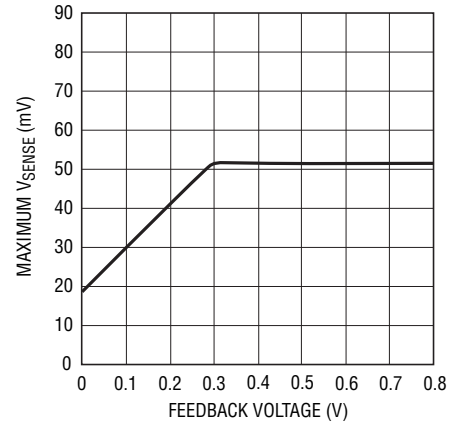
38511 G16

最大電流検出スレッシュホールドとデューティ・サイクル



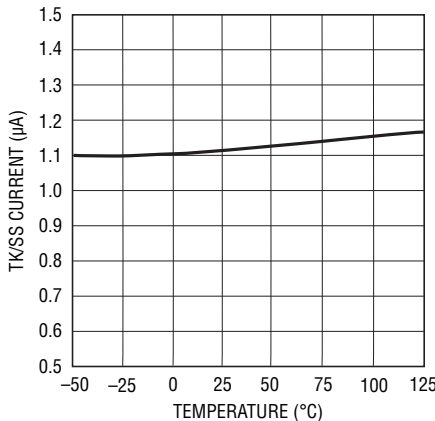
38511 G17

最大電流検出スレッシュホールドと帰還電圧(電流フォールドバック)



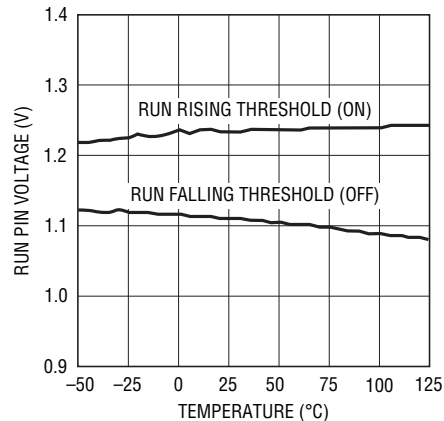
38511 G18

TK/SSプルアップ電流と温度



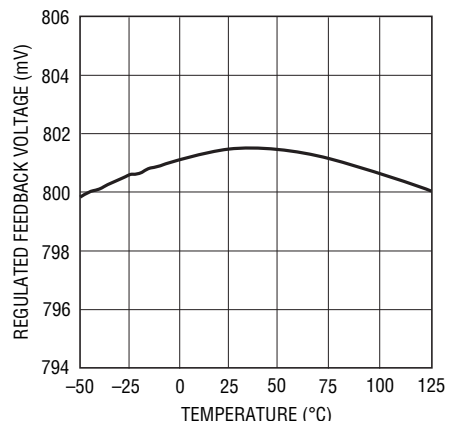
38511 G19

シャットダウン(RUN)スレッシュホールドと温度



38511 G20

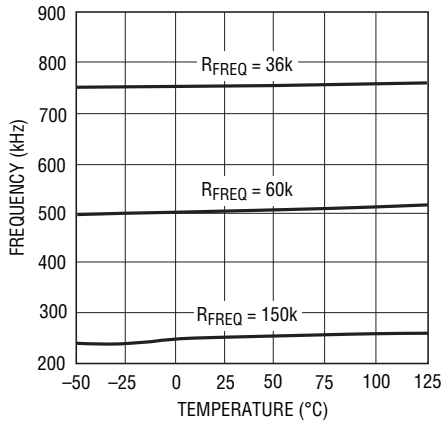
安定化された帰還電圧と温度



38511 G21
38511fa

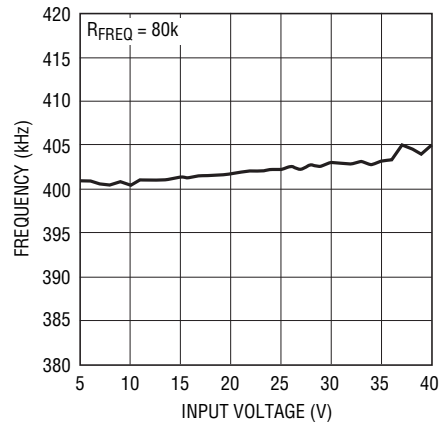
標準的性能特性

発振器周波数と温度

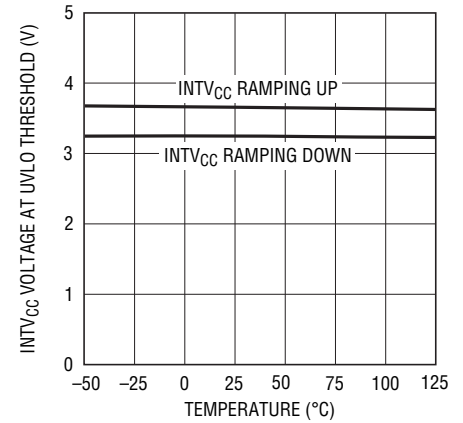


38511 G22

発振器周波数と入力電圧

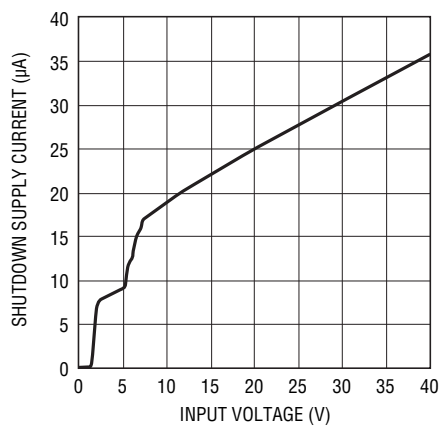


38511 G23

低電圧ロックアウト・スレッシュホールド (INTV_{CC})と温度

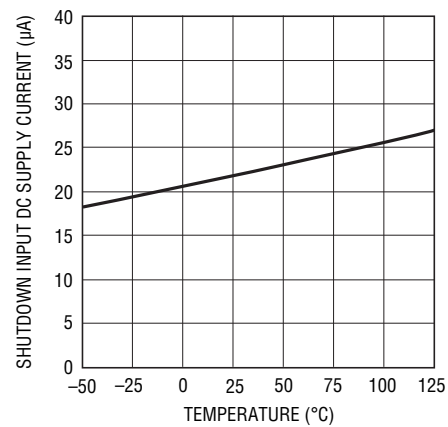
38511 G24

シャットダウン時入力DC消費電流と入力電圧



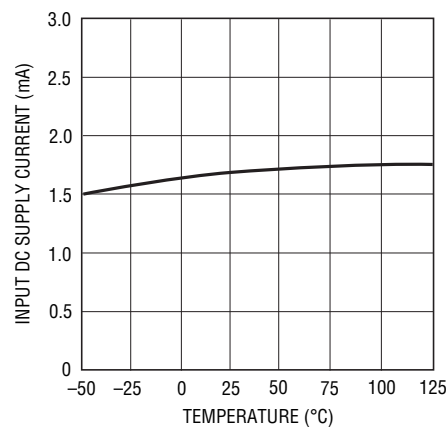
38511 G25

シャットダウン時入力DC消費電流と温度

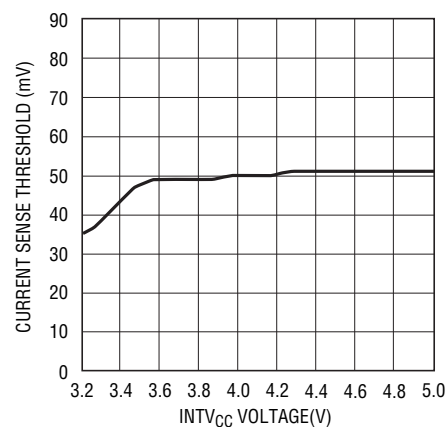


38511 G26

入力DC消費電流と温度



38511 G27

最大電流検出スレッシュホールドとINTV_{CC}電圧

38511 G28

ピン機能 (MSE/UD)

MODE/PLLIN (ピン1/ピン15) : 強制連続モード、Burst Mode、またはパルス・スキップ・モードの選択ピン、および位相検出器への外部同期入力ピン。連続導通モード動作に強制するには、このピンをINTV_{CC}に接続します。パルス・スキップ・モード動作をイネーブルするにはGNDに接続します。Burst Mode動作を選択するには、50k~250kの抵抗を介してこのピンをINTV_{CC}に接続します。ピンにクロックを与えると、コントローラは強制連続モードの動作に強制され、内部発振器が同期します。

FREQ/PLLFLTR (ピン2/ピン16) : フェーズロック・ループのローパス・フィルタをこのピンに接続します。代りに、このピンとGNDの間に抵抗を接続して、内部発振器の周波数を変えることができます。

RUN (ピン3/ピン1) : 実行制御入力。このピンの電圧が1.25Vを超えるとデバイスがオンします。ただし、このピンを1.1Vより下に強制するとデバイスはシャットダウンします。このピンには2μAのプルアップ電流源が備わっています。

TK/SS (ピン4/ピン2) : 出力電圧トラッキングおよびソフトスタートの入力。このピンとグラウンドの間に接続したコンデンサにより、出力電圧のランプ速度が設定されます。1μAの内部ソフトスタート電流がこのコンデンサを充電します。

I_{TH} (ピン5/ピン3) : 電流制御スレッシュホールドおよび誤差アンプの補償点。電流コンパレータのトリップ・スレッシュホールドはI_{TH}制御電圧に応じて増加します。

FB (ピン6/ピン4) : エラーアンプの帰還入力。このピンは出力に接続された外部抵抗分割器からのリモート検出された帰還電圧を受け取ります。

SENSE⁻ (ピン7/ピン5) : 電流検出コンパレータの反転入力。電流コンパレータへの(-)入力は出力に接続されます。

SENSE⁺ (ピン8/ピン6) : 電流検出コンパレータの非反転入力。電流コンパレータへの(+)入力は通常はDCR検出ネットワークまたは電流センス抵抗に接続されます。

PGOOD (ピン9/ピン7) : パワーグッド・インジケータ出力。オープン・ドレインのロジック出力で、出力電圧が±10%の安定化ウィンドウから外れると、17μsの内部パワーバッド・マスク・タイマ時間が経過した後グラウンドに引き下げられます。

GND (ピン10/ピン8) : グラウンド。全ての小信号部品と補償用部品はこのグラウンドにケルビン接続します。CV_{CC}の(-)端子とC_{IN}の(-)端子をこのピンに近づけて接続します。

BG (ピン11/ピン9) : ボトム・ゲート・ドライバ出力。このピンは、GNDとINTV_{CC}の間で、ボトムNチャネルMOSFETのゲートをドライブします。

INTV_{CC} (ピン12/ピン10) : 内部5Vレギュレータの出力。制御回路はこの電圧から電力供給を受けます。最小2.2μFの低ESRタンタル・コンデンサまたはセラミック・コンデンサを使って、このピンをGNDにデカップリングします。

V_{IN} (ピン13/ピン11) : 主入力電源。このピンはコンデンサを使ってGNDにデカップリングします。

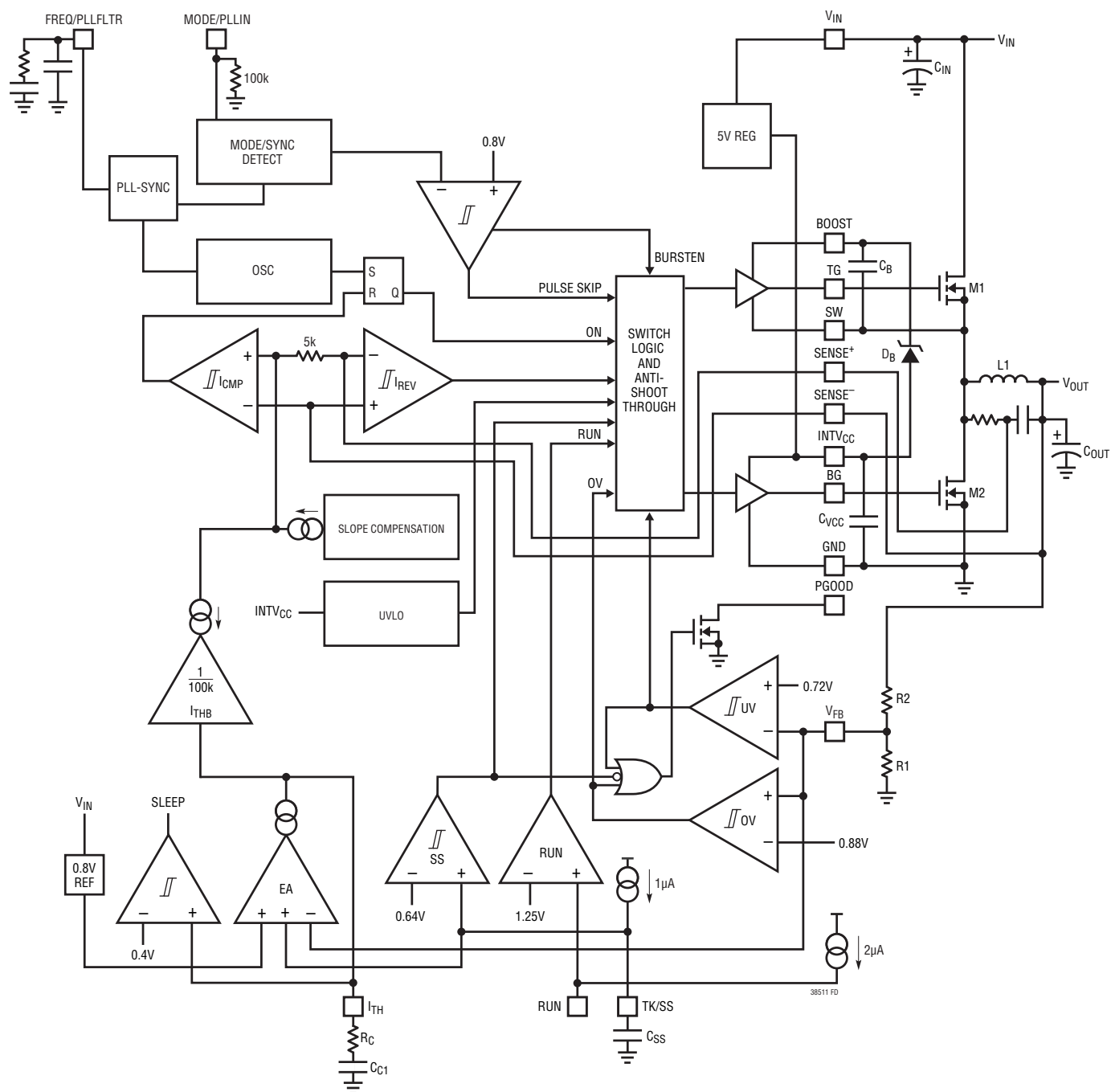
BOOST (ピン14/ピン12) : 昇圧されたフローティング・ドライバ電源。ブートストラップ・コンデンサの(+)端子をこのピンに接続します。このピンは、INTV_{CC}よりダイオードの電圧降下分だけ低い電圧からV_{IN}+INTV_{CC}まで振幅します。

TG (ピン15/ピン13) : トップ・ゲート・ドライバ出力。このピンは、スイッチ・ノード電圧にINTV_{CC}を重ねた電圧に等しい電圧振幅を持つフローティング・ドライバ出力です。

SW (ピン16/ピン14) : インダクタへのスイッチ・ノードの接続。このピンの電圧振幅は、(外部)ショットキー・ダイオード1個の電圧降下分だけグラウンドより低い電圧からV_{IN}までです。

露出パッド (ピン17) : グラウンド。PCBに半田付けして、デバイスのローカル・グラウンドを与える必要があります。

機能図



動作

メイン制御ループ

LTC3851-1は、固定周波数、ピーク電流モードの降圧コントローラです。通常動作時は、クロックがRSラッチをセットするとトップMOSFETがオンし、メイン電流コンパレータ (I_{CMP}) がRSラッチをリセットするとオフします。 I_{CMP} 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制御されます。この電圧はエラーアンプEAの出力です。 V_{FB} ピンは電圧帰還信号を受け取り、EAがこれを内部リファレンス電圧と比較します。負荷電流が増加すると、0.8Vリファレンスに対して V_{FB} がわずかに減少し、それによって平均インダクタ電流が新しい負荷電流と釣り合うまで I_{TH} 電圧が上昇します。トップMOSFETがオフした後、インダクタ電流が逆流し始めて逆電流コンパレータ I_{REV} がそれを検出するまで、または次のサイクルが始まるまでボトムMOSFETがオンします。

INTV_{CC} 電源

トップとボトムのMOSFETドライバと他の大部分の内部回路への電力はINTV_{CC}ピンから供給されます。内部5V低損失リニア・レギュレータが V_{IN} からINTV_{CC}に電力を供給します。

トップMOSFETドライバはフローティング・ブートストラップ・コンデンサ C_B からバイアスされます。このコンデンサは通常、各オフ・サイクル中にトップMOSFETがオフしているとき、外部ダイオードを通して再充電されます。入力電圧 V_{IN} が V_{OUT} に近い電圧まで低下してくると、ループがドロップアウト状態に入り、トップMOSFETを連続してオンしようとすることがあります。ドロップアウト検出器がこれを検出し、10サイクルに1回トップMOSFETをクロック・サイクルの約1/10の間強制的にオフして、 C_B の再充電を可能にします。ただし、ドロップアウトへの移行時には常に負荷が与えられていて、 C_B の再充電を保証することを推奨します。

シャットダウンとスタートアップ (RUN および TK/SS)

RUNピンを使ってLTC3851-1をシャットダウンすることができます。このピンを1.1Vより下にすると、コントローラと、INTV_{CC}レギュレータを含むほとんどの内部回路をディスエーブルします。RUNピンを解放すると、内部の2 μ A電流源がRUNピンを引き上げ、コントローラをイネーブルします。代わりに、RUNピンを外部から引き上げるか、またはロジックで直接ドライブすることができます。

このピンの6Vの絶対最大定格を超えないように注意してください。

コントローラの出力電圧 V_{OUT} のスタートアップはTK/SSピンの電圧によって制御されます。TK/SSピンの電圧が0.8Vの内部リファレンスより低いと、LTC3851-1は V_{FB} の電圧を0.8VのリファレンスではなくTK/SSピンの電圧に制御します。このため、外部コンデンサをTK/SSピンからGNDに接続することにより、TK/SSピンを使ってソフトスタートをプログラムすることができます。内部1 μ Aプルアップ電流源がこのコンデンサを充電して、TK/SSピンに電圧ランプを発生します。TK/SS電圧が0Vから0.8V (さらにそれより上) に直線的に上昇するにつれ、出力電圧 V_{OUT} が滑らかにゼロからその最終値まで上昇します。代わりに、TK/SSピンを使って、 V_{OUT} のスタートアップが別の電源をトラッキングするようにすることができます。このためには一般に別の電源からグラウンドに接続された外部抵抗分割器をTK/SSピンに接続する必要があります (「アプリケーション情報」のセクションを参照)。コントローラをディスエーブルするためにRUNピンを“L”にすると、またはINTV_{CC}が3.2Vの低電圧ロックアウト・スレッシュホールドより下になると、TK/SSピンが内部MOSFETによって“L”に引き下げられます。低電圧ロックアウトのときは、コントローラがディスエーブルされ、外部MOSFETがオフに保たれます。

軽負荷電流動作 (Burst Mode 動作、パルス・スキップ、または連続導通)

LTC3851-1は、高効率Burst Mode動作、固定周波数パルス・スキップ動作、または強制連続導通モードに入るようにイネーブルすることができます。強制連続動作を選択するには、MODE/PLLINピンをINTV_{CC}に接続します。パルス・スキップ・モード動作を選択するには、MODE/PLLINピンをフロートさせるか、またはGNDに接続します。Burst Mode動作を選択するには、50k \sim 250kの抵抗を介してMODE/PLLINをINTV_{CC}に接続します。

コントローラがBurst Mode動作にイネーブルされているとき、 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検出電圧の約1/4に設定されます。平均インダクタ電流が負荷電流より高いと、エラーアンプEAは I_{TH} ピンの電圧を下げます。 I_{TH} 電圧が0.4Vより下になると、内部のスリープ信号が“H”になり (「スリープ」モードがイネーブルされ)、両方の外部MOSFETがオフします。

動作

スリープ・モードでは、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、EAの出力が上昇し始めます。出力電圧が十分低下すると、スリープ信号が“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トップ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動作でイネーブルされていると、インダクタ電流の反転は許されません。インダクタ電流がゼロに達する直前に、反転電流コンパレータ (I_{REV}) が外部ボトムMOSFETをオフし、インダクタ電流が反転して負になるのを防ぎます。したがって、コントローラは不連続で動作します。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、通常動作と全く同様に、 I_{TH} ピンの電圧によって決まります。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、オーディオ回路への干渉が少ないという利点があります。

MODE/PLLINピンがGNDピンに接続されていると、LTC3851-1は軽負荷ではPWMパルス・スキップ・モードで動作します。非常に軽い負荷では、電流コンパレータ (I_{CMP}) 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、外部のトップMOSFETを同じサイクル数だけオフ状態に強制する (つまり、パルスをスキップする) 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オーディオ・ノイズが小さくなり、RF干渉が減ります。低電流で強制連続動作より高い効率が得られますが、Burst Mode動作ほど高くはありません。

周波数の選択とフェーズロック・ループ (FREQ/PLLFLTR ピンと MODE/PLLIN ピン)

スイッチング周波数の選択は効率と部品サイズの間のトレードオフになります。低周波数動作はMOSFETのスイッチング損失を減らして効率を上げますが、出力リップル電圧を低く抑えるには大きなインダクタンスや容量を必要とします。LTC3851-1のスイッチング周波数はFREQ/PLLFLTRピンを使って選択することができます。MODE/PLLINピンが外部

クロック・ソースによってドライブされていない場合、FREQ/PLLFLTRピンを使ってコントローラの動作周波数を250kHz～750kHzにプログラムすることができます。

LTC3851-1にはフェーズロック・ループ (PLL) が備わっており、MODE/PLLINピンに接続された外部クロック・ソースに内部発振器を同期させることができます。コントローラが同期するときは強制連続モードで動作します。PLLのループ・フィルタとして機能する直列RCをFREQ/PLLFLTRピンとGNDの間に接続します。

2番目の抵抗が直列RCループ・フィルタ・ネットワークに並列に接続されていない限り、コントローラをイネーブルする前に外部クロックを与えることを推奨します。2番目の抵抗は、コントローラがクロックより前にイネーブルされた場合、低いスイッチング周波数での動作を防ぎます。

出力過電圧保護

過電圧コンパレータOVは、過渡オーバーシュート (>10%) 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。このような場合、過電圧状態が解消されるまでトップMOSFETはオフし、ボトムMOSFETはオンします。

パワーグッド (PGOOD) ピン

PGOODピンは内部NチャネルMOSFETのオープン・ドレインに接続されています。 V_{FB} ピンの電圧が0.8Vリファレンス電圧の $\pm 10\%$ 以内になると、MOSFETがオンしてPGOODピンを“L”に引き下げます。RUNピンが“L”のとき (シャットダウン)、またはLTC3851-1がソフトスタートまたはトラッキング・フェーズのときも、PGOODピンは“L”に引き下げられます。 V_{FB} ピンの電圧が $\pm 10\%$ の条件を満たすと、MOSFETがオフするので、外部抵抗を使って、このピンを最大6Vの電源までプルアップすることができます。PGOODピンは V_{FB} ピンが $\pm 10\%$ のウィンドウに入ると、直ちにパワーグッドを知らせます。ただし、 V_{FB} が $\pm 10\%$ のウィンドウから外れると、17 μ sの内部パワーバッド・マスクが働きます。

アプリケーション情報

このデータシートの最初のページの「標準的応用例」は LTC3851-1 の基本的なアプリケーション回路です。LTC3851-1 は DCR (インダクタの抵抗) による検出または低い値の抵抗による検出のどちらかを使うように構成することができます。2つの電流検出方式の選択は、主としてコスト、電力消費および精度の間の設計上のトレードオフです。DCR による検出は高価な電流センス抵抗を省くことができ、特に高電流アプリケーションで電力効率が高いので普及しつつあります。ただし、電流検出抵抗はコントローラの最も精密な電流リミットを与えます。他の外付け部品を選択は負荷条件に基づいて行い、(もし R_{SENSE} が使われていれば) R_{SENSE} とインダクタ値の選択から始めます。次に、パワー MOSFET とショットキー・ダイオードを選択します。最後に入力と出力のコンデンサを選択します。最初のページに示されている回路は、最大 40V の V_{IN} で動作するように構成設定することができます。

SENSE⁺ ピンと SENSE⁻ ピン

SENSE⁺ ピンと SENSE⁻ ピンは電流コンパレータへの入力です。電流コンパレータの同相入力電圧範囲は 0V ~ 5.5V です。両方の SENSE ピンとも高インピーダンス入力で、1μA 未満の小さなベース電流が流れます。SENSE ピンが 0V から 1.4V にランプアップするとき、小さなベース電流が SENSE ピンから流れ出します。SENSE ピンが 5V から 1.1V にランプダウンするとき、小さなベース電流が SENSE ピンに流れ込みます。電流コンパレータの入力は高インピーダンスなので、精密な DCR 検出が可能です。ただし、通常動作時にこれらのピンをフロート状態にしないよう注意してください。

小さな値の抵抗による電流検出

ディスクリート抵抗を使った標準的検出回路を図1に示します。 R_{SENSE} は必要な出力電流に基づいて選択します。

電流コンパレータの最大スレッシュホールド (V_{MAX}) は 50mV です。インダクタ電流の最大ピークは電流コンパレータのスレッシュホールドによって設定され、最大平均出力電流 (I_{MAX}) は、ピーク値からピーク・トゥ・ピーク・リップル電流 (ΔI_L) の 1/2 を

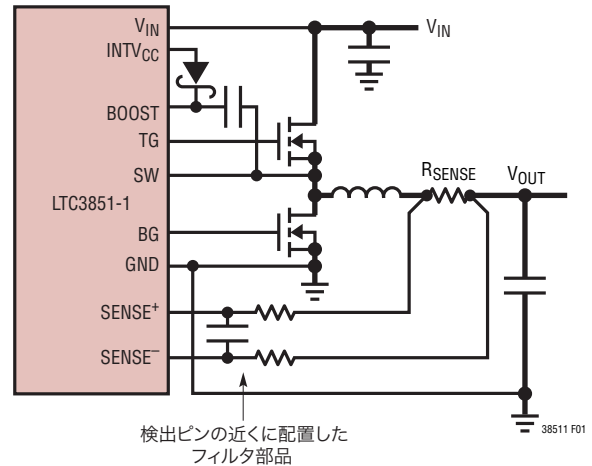


図1. LTC3851-1 で抵抗を使って電流を検出

差し引いた値になります。デバイスと外付け部品の値のばらつきに対して 20% の余裕をもたせると、次式のようにになります。

$$R_{\text{SENSE}} = 0.8 \cdot \frac{V_{\text{MAX}}}{I_{\text{MAX}} + \Delta I_L / 2}$$

インダクタの DCR による検出

できるだけ高い効率を必要とするアプリケーションでは、図2に示されているように、LTC3851-1 はインダクタの DCR 両端の電圧降下を検出することができます。インダクタの DCR は小さな値の銅の DC 巻線抵抗を表し、最近の値の低い高電流インダクタでは 1mΩ より小さいことがあります。外部 $R1 \parallel R2 \cdot C1$ 時定数が正確に L / DCR 時定数に等しくなるように選択すると、外部コンデンサ両端の電圧降下はインダクタの DCR 両端の電圧降下に $R2 / (R1 + R2)$ を掛けたものに等しくなります。したがって、目標とするセンス抵抗より DCR が大きいとき、検出端子両端の電圧のスケールを設定するのに $R2$ を使うことができます。外部フィルタ部品の仕様を適切に規定するため、インダクタの DCR に関する仕様については、メーカーのデータシートを調べてください。インダクタの DCR は性能の良い RLC メーターを使って測定することもできます。

アプリケーション情報

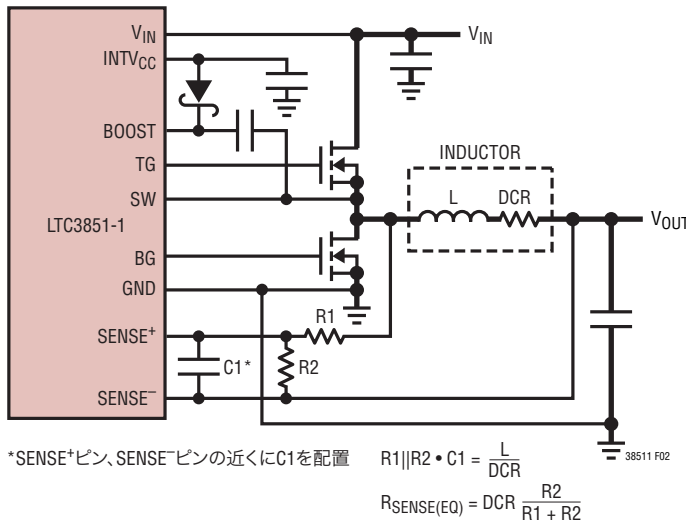


図2. インダクタのDCRを使った電流モード制御

スロープ補償とインダクタのピーク電流

スロープ補償により、高いデューティ・サイクルでの低調波発振が防止されるので、固定周波数アーキテクチャの安定性が得られます。これはインダクタ電流信号に補償ランプを追加することにより内部的に実現されます。このため、一般に40%を超えるデューティ・サイクルでは最大インダクタ・ピーク電流が減少します。ただし、LTC3851-1には新しい方式が使用されているので、全デューティ・サイクルにわたり最大インダクタ・ピーク電流は影響を受けません。

インダクタの値の計算

動作周波数が高いほど小さな値のインダクタとコンデンサを使用できるという意味で、動作周波数とインダクタの選択には相関関係があります。周波数が高いほどMOSFETのゲート電荷による損失のために一般に効率が低下します。この基本的なトレードオフに加えて、リップル電流と低電流動作に対するインダクタ値の影響も考慮しなければなりません。

インダクタの値はリップル電流に直接影響を与えます。インダクタ・リップル電流 ΔI_L は、次式で示されているように、インダクタンスまたは周波数が高いほど減少し、 V_{IN} が高いほど増加します。

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

大きな ΔI_L の値を許容できれば低インダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルが高くなり、コア損失が大きくなります。リップル電流を設定するための妥当な出発点は $\Delta I_L = 0.3(I_{MAX})$ です。入力電圧が最大の際に ΔI_L が最大になります。

インダクタの値は2次的な影響も与えます。必要な平均インダクタ電流が低下した結果、ピーク電流が R_{SENSE} によって決定される電流リミットの約10%より下に下がると、Burst Mode動作への移行が始まります。インダクタ値を低くする(ΔI_L を高くする)と、相対的に低い負荷電流でBurst Modeに移行するので、低電流動作の相対的に上の範囲の効率が低下する可能性があります。Burst Mode動作では、インダクタンス値が小さいほどバースト周波数が高くなります。

インダクタのコアの選択

Lの値が求まったら、次にインダクタの種類を選択します。高効率コンバータは低価格の鉄粉コアに見られるコア損失は一般に許容できないので、もっと高価なフェライトまたはモリブデンロイのコアを使わざるをえません。一定のインダクタの値に対して実際のコア損失はコア・サイズには依存せず、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。

フェライトを使用した設計ではコア損失がきわめて低く、高いスイッチング周波数に適しているため、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。つまり、最大設計ピーク電流を超えるとインダクタンスが急落します。その結果、インダクタのリップル電流が突然増加し、そのため出力電圧リップルが増加します。コアを飽和させないでください。

パワー MOSFET とショットキー・ダイオード (オプション) の選択

LTC3851-1コントローラの外部パワーMOSFETを2個選択する必要があります。トップ (メイン) スイッチ用およびボトム (同期) スイッチ用にそれぞれ1個のNチャネルMOSFETです。

アプリケーション情報

ピーク・トゥ・ピークのドライブ・レベルはINTV_{CC}電圧で設定されます。この電圧は起動時には標準5Vです。したがって、ほとんどのアプリケーションではロジック・レベルのスレッシュホールドのMOSFETを使用する必要があります。唯一の例外は、低い入力電圧 ($V_{IN} < 5V$) が予定されている場合、サブロジック・レベルのスレッシュホールドのMOSFET ($V_{GS(TH)} < 3V$) を使います。MOSFETのBV_{DSS}の仕様にも十分注意を払ってください。ほとんどのロジック・レベルMOSFETは30V以下に制限されています。

パワーMOSFETの選択基準には、オン抵抗 ($R_{DS(ON)}$)、ミラー容量 (C_{MILLER})、入力電圧、および最大出力電流が含まれます。ミラー容量 C_{MILLER} はMOSFETのメーカーのデータシートで通常与えられているゲート電荷曲線から推定することができます。 C_{MILLER} は、曲線がほぼ平らな区間の水平軸に沿ったゲート電荷の増分を、対応する V_{DS} の変化量で割ったものに等しくなります。次に、この結果に、アプリケーションで与えられる V_{DS} とゲート電荷曲線で規定された V_{DS} との比を掛けます。このデバイスが連続モードで動作しているときは、トップMOSFETとボトムMOSFETのデューティ・サイクルは以下の式で与えられます。

$$\begin{aligned}\text{メイン・スイッチのデューティ・サイクル} &= \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \\ \text{同期スイッチのデューティ・サイクル} &= \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}}\end{aligned}$$

最大出力電流でのMOSFETの電力損失は次式で与えられます。

$$\begin{aligned}P_{MAIN} &= \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{MAX})^2 (1 + \delta) R_{DS(ON)} + \\ &\quad (V_{IN})^2 \left(\frac{I_{MAX}}{2} \right) (R_{DR}) (C_{MILLER}) \cdot \\ &\quad \left[\frac{1}{V_{INTVCC} - V_{TH(MIN)}} + \frac{1}{V_{TH(MIN)}} \right] (f) \\ P_{SYNC} &= \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{MAX})^2 (1 + \delta) R_{DS(ON)}\end{aligned}$$

ここで、 δ は $R_{DS(ON)}$ の温度係数、 R_{DR} (約2 Ω) はMOSFETのミラー・スレッシュホールド電圧での実効ドライブ抵抗です。 $V_{TH(MIN)}$ は標準的なMOSFETの最少スレッシュホールド電圧です。

I^2R 損失は両方のMOSFETに共通していますが、トップサイドNチャネルの式には追加の遷移損失の項があり、これは入力電圧が高いときに最も高くなります。 $V_{IN} < 20V$ では、高電流のときの効率は一般に大型MOSFETを使用すると向上しますが、 $V_{IN} > 20V$ では遷移損失が急激に上昇し、実際には C_{MILLER} が小さくて $R_{DS(ON)}$ が大きなデバイスを使用する方が効率が上がるポイントにまで達します。同期MOSFETの損失は、入力電圧が高くてトップ・スイッチのデューティ・ファクタが低くなる時、または同期スイッチが周期の100%近くオンする短絡時に最大になります。

特定のMOSFETの $(1 + \delta)$ の項は、一般に正規化された $R_{DS(ON)}$ と温度の関係を示す曲線から得られますが、低電圧のMOSFETの近似値として $\delta = 0.005/^\circ C$ を使用することができません。

オプションのショットキー・ダイオードは、2つのパワーMOSFETの導通期間と導通期間の間のデッドタイム中にだけ導通します。これによって、ボトムMOSFETのボディ・ダイオードがデッドタイム中にオンして電荷を蓄積するのを防止し、逆回復時間を不要にします。逆回復時間により、 V_{IN} が高いときに効率が最大3%低下することがあります。1A~3Aのショットキー・ダイオードは、平均電流が比較的小さいため一般にサイズが適当です。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。

ソフトスタートとトラッキング

LTC3851-1はコンデンサを使って自己でソフトスタートを行うか、または別のチャネルや外部電源の出力をトラッキングする能力があります。LTC3851-1を自己によるソフトスタートに構成するときは、コンデンサをそのTK/SSピンに接続します。LTC3851-1はRUNピンの電圧が1.25Vより低いとシャットダウン状態になります。このシャットダウン状態では、そのTK/SSピンがアクティブにグランドに引き下げられます。

RUNピンの電圧が1.25Vを超えるとLTC3851-1が起動します。次いで、1 μA のソフトスタート電流がそのソフトスタート・コンデンサの充電を開始します。ソフトスタートまたはトラッキングはコントローラの最大出力電流を制限することによってではなく、TK/SSピンのランプ・レートに従って出力ランプ電圧を制限することによって実現されることに注意してください。滑らかなソフトスタートまたはトラッキングを保証するため、電流フォールドバックはこのフェーズの間ディスエーブルされます。

アプリケーション情報

ソフトスタートまたはトラッキングの範囲は、TK/SSピンで0V～0.8Vです。合計ソフトスタート時間は次のように計算できます。

$$t_{\text{SOFT-START}} = 0.8 \cdot \frac{C_{\text{SS}}}{1.0\mu\text{A}}$$

MODE/PLLINピンで選択されたモードには関係なく、TK/SS = 0.64Vまではレギュレータは常にパルス・スキップ・モードで起動します。TK/SS = 0.64V～0.72Vでは強制連続モードで動作し、TK/SS > 0.72Vになると選択されたモードに復帰します。80mVの強制連続モード・ウィンドウの間は出力リップルが最小化されます。

レギュレータが別の電源をトラッキングするように構成されると、その別の電源の帰還電圧が抵抗分割器によって再現され、TK/SSピンに与えられます。したがって、このピンの電圧ランプ・レートは他の電源の電圧のランプ・レートによって決まります。ソフトスタート・コンデンサの小さな充電電流が常に流れており、小さなオフセット誤差が生じることに注意してください。この誤差を最小に抑えるには、トラッキング抵抗分割器の値がこの誤差を無視できるようにするのに十分なだけ小さくなるように選択することができます。

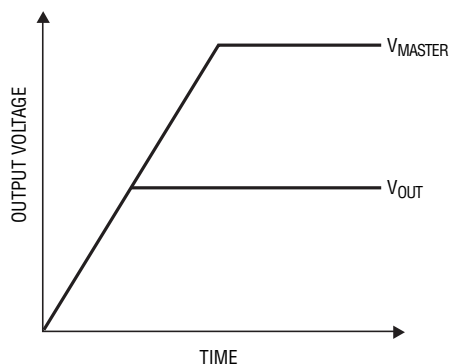
ソフトスタート終了後に別の電源をトラッキングするには、MODE/PLLINをINTV_{CC}に接続して、LTC3851-1を強制連続動作に構成設定する必要があります。

出力電圧トラッキング

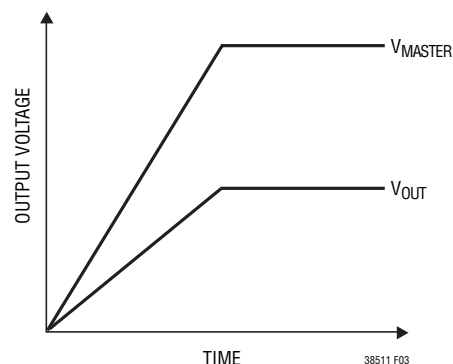
LTC3851を使うと、ユーザーはTK/SSピンを使って、その出力がどのようにランプアップ/ランプダウンするかをプログラムすることができます。このピンを通して、図3に示されているように、別の電源の出力を同時に、またはレシオメトリックにトラッキングするように出力を設定することができます。以下の説明では、V_{MASTER}はマスタ電源を指し、V_{OUT}はスレーブ電源としてのLTC3851-1の出力を指します。図3aの同時トラッキングを実現するには、抵抗分割器をV_{MASTER}に接続し、そのミッドポイントをLTC3851-1のTK/SSピンに接続します。この分割器の比はLTC3851-1の図4aに示されている帰還分割器の比と同じになるように選択します。このトラッキング・モードでは、V_{MASTER}はV_{OUT}より高く設定する必要があります。レシオメトリック・トラッキングを実現するには、V_{MASTER}に接続される抵抗分割器の比を次のように決めます。

$$\frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{MASTER}}} = \frac{R2}{R4} \left(\frac{R3+R4}{R1+R2} \right)$$

では、どのモードをプログラムすべきでしょうか。図4のどちらのモードも実際のほとんどのアプリケーションに使えますが、同時モードのレギュレーションの方が良くなります。図5を参照すると、このコンセプトをよく理解することができます。LTC3851-1のエラーアンプの入力段では、等価基準電圧をクランプするのにアノードを共通接続した2個のダイオードが使われており、シフトされた同相電圧を整合させるのに別のダイオードが1個使われています。



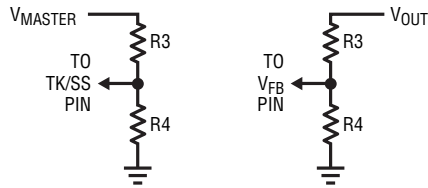
(3a) 同時トラッキング



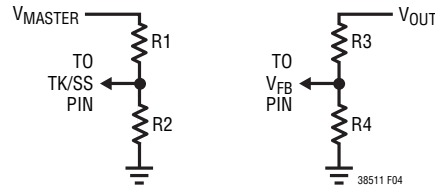
(3b) レシオメトリック・トラッキング

図3. 出力電圧トラッキングの2つの異なるモード

アプリケーション情報



(4a)同時トラッキングの設定



(4b)レシオメトリック・トラッキングの設定

図4. 同時トラッキングとレシオメトリック・トラッキングの構成設定

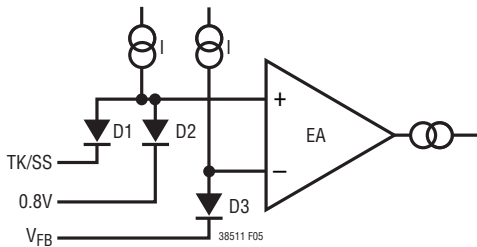


図5. エラーアンプの等価入力回路

上側の2つの電流源の振幅は同じです。同時モードでは、TK/SS電圧は定常状態で0.8Vよりかなり高く、効果的にD1をオフします。したがって、D2とD3は同じ電流を流し、VFBと内部精密0.8Vリファレンスを厳密に整合させます。ただし、レシオメトリック・モードでは、定常状態でもTK/SSは0.8Vに等しくなります。D1はバイアス電流の一部を分流させてVFBを0.8Vよりもわずかに低くします。

この誤差はダイオードの指数関数的なI-V特性によって最小に抑えられますが、出力電圧に有限の偏りを生じます。さらに、マスタ電源の出力がダイナミックに変化するとき（たとえば、負荷過渡時）、スレーブ・チャネルの出力も影響を受けます。出力をさらに安定化するには、レシオメトリック・トラッキング・モードの代わりに、同時トラッキング・モードを使います。

INTVCC レギュレータ

LTC3851-1はPMOS低損失リニア・レギュレータ（LDO）を備えており、VIN電源からINTVCCに電力を供給します。INTVCCはゲート・ドライバとLTC3851-1の内部回路のほとんどに電力を供給します。VIN LDOはINTVCCピンの電圧を5Vに安定化します。

LDOは50mAのピーク電流を供給することができ、最小2.2μFのセラミック・コンデンサまたは低ESR電解コンデンサでグラウンドにバイパスする必要があります。どんな種類のパルク・コンデンサを使うにしろ、追加の0.1μFセラミック・コンデンサをINTVCCピンとGNDピンに隣接して接続することを推奨します。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大きな過渡電流を供給するには、十分なバイパスが必要です。

大きなMOSFETが高い周波数でドライブされる高入力電圧アプリケーションでは、LTC3851-1の最大接合部温度定格を超えるおそれがあります。ゲート充電電流によって支配されるINTVCCの電流は、5VのLDOによって供給されます。

この場合のデバイスの電力損失は最高となり、VIN・IINTVCCにほぼ等しくなります。「効率に関する検討事項」のセクションで説明されているように、ゲート電荷電流は動作周波数に依存します。接合部温度は「電気的特性」のNote 3に与えられている式を使って推定することができます。たとえば、LTC3851-1のINTVCC電流は、GNパッケージの場合、36V電源では17mA以下に制限されます。

$$T_J = 70^{\circ}\text{C} + (17\text{mA})(36\text{V})(90^{\circ}\text{C/W}) = 125^{\circ}\text{C}$$

最大接合部温度を超えないようにするには、最大VINでの連続導通モード（MODE/PLLIN = INTVCC）動作時の入力電源電流をチェックする必要があります。

トップサイド MOSFET ドライバの電源（CB、DB）

BOOSTピンに接続した外部ブートストラップ・コンデンサCBは、トップサイドMOSFETのゲート・ドライブ電圧を供給します。SWピンが“L”のとき、「機能図」のコンデンサCBがINTVCCから外部ダイオードDBを通して充電されます。

アプリケーション情報

トップサイドMOSFETをオンするとき、ドライブはそのMOSFETのゲート・ソース間に C_B 電圧を印加します。これによってMOSFETが導通し、トップサイド・スイッチがオンします。スイッチ・ノード電圧 (SW) が V_{IN} まで上昇し、それに従ってBOOSTピンが上昇します。トップMOSFETがオンしているとき、ブースト電圧は入力電源より高くなります。

$$V_{BOOST} = V_{IN} + V_{INTVCC}$$

昇圧コンデンサ C_B の値としてはトップサイドMOSFETの全入力容量の100倍が必要です。外部ショットキー・ダイオードの逆ブレイクダウン電圧は $V_{IN(MAX)}$ より大きくなければなりません。

低電圧ロックアウト

LTC3851-1には低電圧状態の場合にコントローラを保護するのに役立つ2つの機能が備わっています。精密UVLOコンパレータは常時INTVCC電圧をモニタして、適切なゲート・ドライブ電圧が確実に与えられるようにします。INTVCCが3.2Vより下になると、スイッチング動作をロックアウトします。INTVCCに乱れが生じたとき発振を防ぐため、UVLOコンパレータには400mVの精密ヒステリシスがあります。

低電圧状態を検出する別の方法は V_{IN} 電源をモニタすることです。RUNピンには1.25Vの精密ターンオン・リファレンスが備わっているため、 V_{IN} が十分高いとき、 V_{IN} への抵抗分割器を使ってデバイスをオンすることができます。

C_{IN} の選択

連続モードでは、トップN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。

$$I_{RMS} \cong I_{O(MAX)} \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \left(\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} - 1 \right)^{1/2}$$

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ で最大値をとり、 $I_{RMS} = I_{O(MAX)}/2$ となります。大きく外れてもそれほど緩和されないため、一般には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・メーカーはリップル電流定格をわずか2000時間の寿命時間によって規定しています。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。サイズまたは高さの設計条件を満たすため、複数のコンデンサを並列に接続することもできます。疑問点については必ずメーカーに問い合わせてください。

C_{OUT} の選択

C_{OUT} は、主に電圧リップルを最小限に抑えるのに必要な等価直列抵抗 (ESR) に基づいて選択します。連続モードでの出力リップル (ΔV_{OUT}) は次式から求められます。

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{8fC_{OUT}} \right)$$

ここで、 f = 動作周波数、 C_{OUT} = 出力容量、 ΔI_L = インダクタのリップル電流です。 ΔI_L は入力電圧に応じて増加するので、出力リップルは入力電圧が最大るとき最大になります。 C_{OUT} のESRの条件を満たしさえすれば、一般にRMS電流定格は $I_{RIPPLE(P-P)}$ の条件をはるかに上回ります。 $\Delta I_L = 0.3 I_{OUT(MAX)}$ で、リップルの2/3がESRに起因することを許容する場合、出力リップルは最大 V_{IN} で50mVより小さくなり、以下のようになります。

$$C_{OUT} \text{ Required } ESR < 2.2 R_{SENSE}$$

$$C_{OUT} > \frac{1}{8fR_{SENSE}}$$

最初の条件は出力コンデンサのESRに流れ込むリップル電流に関係し、2番目の条件は出力電圧がリップル電流のために動作周波数の周期内に大きく放電しないことを保証します。小さな出力容量を選択すると、放電の項のためにリップル電圧が上昇しますが、これはESRが非常に低いコンデンサを使用して補償することができ、リップル電圧を50mV以下に抑えることができます。 I_{TH} ピンのOPTI-LOOPの補償部品を最適化すると、選択した出力コンデンサに関係なく、安定した高性能過渡応答を実現することができます。

負荷過渡電流が大きいアプリケーションのための出力コンデンサの選択は、主に負荷の電圧許容差の仕様で決まります。コンデンサの抵抗成分 (ESR) × 負荷電流変動に出力電圧リップルを加算した値は、負荷の電圧許容差の範囲内にしなければなりません。

アプリケーション情報

負荷電流ステップにより、必要なESRは次のようになります。

$$R_{ESR} \leq \frac{\Delta V}{\Delta I}$$

ここで ΔI は最大負荷からゼロ負荷（または最小負荷）への電流変化、 ΔV は（有限の容量による垂下を含まない）許容電圧変化です。

必要な容量の大きさは、インダクタに蓄えられた最大エネルギーによって決まります。この容量は、高電流から低電流への遷移が発生したときのインダクタ電流の変化を吸収するのに十分な大きさでなければなりません。逆の負荷電流遷移は、一般に制御ループOPTI-LOOP部品によって決まるので、過剰に補償して応答が遅くならないように注意してください。インダクタのエネルギーを十分吸収できる最小容量は次のとおりです。

$$C_{OUT} > \frac{L(\Delta I)^2}{2(\Delta V)V_{OUT}}$$

ここで、 ΔI は負荷電流の変化です。

ニチコン、United Chemi-Con、三洋電機などのメーカーの高性能スルーホール・コンデンサを検討することができます。三洋製のOS-CON半導体電解コンデンサは、アルミ電解コンデンサの中でESRとサイズの積が最も小さいものですが、いくらか価格が高くなります。OS-CONコンデンサと並列にセラミック・コンデンサを追加して、インダクタンスの影響を減らすことを推奨します。

表面実装アプリケーションでは、ESR、RMS電流処理および負荷ステップの仕様によっては、並列に複数のコンデンサを必要とすることがあります。アルミ電解コンデンサ、乾式タンタル・コンデンサおよび特殊ポリマー・コンデンサが表面実装型パッケージで提供されています。特殊ポリマー表面実装コンデンサは、ESRは非常に低いのですが、単位ボリューム当たりの容量密度は他のコンデンサ・タイプよりもはるかに低くなっています。これらのコンデンサは非常に費用対効果の優れた出力コンデンサとして利用でき、ループ帯域幅の広いコントローラと組み合わせるのに最適です。タンタル・コンデンサは最高の容量密度をもち、制御されたソフトスタート機能を備えたスイッチング・レギュレータ用の出力コンデンサとしてよく使用されます。サージ試験が実施された表面実装タンタル・コンデンサのAVX TPS、AVX TPSVまたはKEMET T510シ

リーズが最適で、ケース高さが1.5mm～4.1mmのものが供給されています。リップル電流定格、温度、および長期信頼性に配慮さえすれば、コスト重視のアプリケーションにはアルミニウム電解コンデンサを使用できます。標準的なアプリケーションでは、数個ないし多数のアルミニウム電解コンデンサを並列に接続する必要があります。上述のコンデンサを組み合わせれば、多くの場合性能が向上し、全体的なコストが減少します。他のコンデンサ・タイプとしては、ニチコンのPLシリーズ、NECのNeocap、パナソニックのSP、およびSpragueの595Dシリーズがあります。その他の具体的な推奨品についてはメーカーにお問い合わせください。

全ての部品と同様に、理想的なコンデンサはありません。どのコンデンサにも、それぞれの利点と限界があります。異なるタイプのコンデンサを組み合わせるのは、非常に経済的な解決策であることが分かっています。また、高周波デカップリング・コンデンサを含めるのも忘れないでください。これらのコンデンサは、負荷の電源ピンにできるだけ近づけて配置します。回路基板のトレースにインダクタンスが存在すると、これらの有用性が損なわれます。

出力電圧の設定

LTC3851-1の出力電圧は、図6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。

$$V_{OUT} = 0.8V \left(1 + \frac{R_B}{R_A} \right)$$

過渡応答を改善するには、フィードフォワード・コンデンサ（ C_{FF} ）を使うことができます。 V_{FB} ラインはインダクタやSWラインなどのノイズ源から離して配線するように十分注意してください。

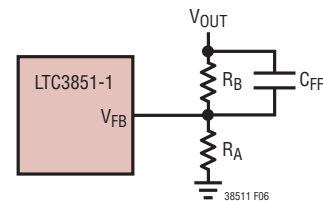


図6. 出力電圧のセトリング

アプリケーション情報

フォールト状態：電流制限と電流フォールドバック

LTC3851-1には出力がグランドに短絡したとき負荷電流を制限する電流フォールドバック機能が備わっています。出力が公称出力レベルの40%より下になると、最大検出電圧はそのプログラムされた最大値からその値の約25%まで徐々に低下します。フォールドバック電流制限はソフトスタートまたはトラッキングの間はディスエーブルされます。デューティ・サイクルが非常に低いときの短絡状態では、LTC3851-1は短絡電流を制限するためにサイクル・スキップを開始します。この状況ではボトムMOSFETが大半の電力を消費しますが、通常動作時よりも少なくなります。短絡時のリップル電流は、次式のように、LTC3851-1の最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ (約90ns)、入力電圧、およびインダクタ値によって決まります。

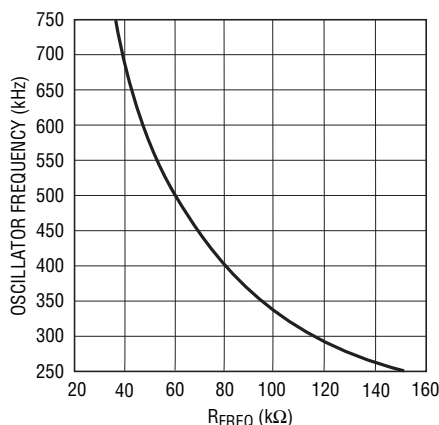
$$\Delta I_{L(SC)} = t_{ON(MIN)} \cdot \frac{V_{IN}}{L}$$

短絡電流は次式で与えられます。

$$I_{SC} = \frac{1/4 \text{Max} V_{SENSE}}{R_{SENSE}} - \frac{1}{2} \Delta I_{L(SC)}$$

スイッチング周波数のプログラミング

LTC3851-1のスイッチング周波数を設定するには、抵抗 (R_{FREQ}) をFREQ/PLLFLTRとGNDの間に接続します。発振器周波数と R_{FREQ} の関係を図7に示します。0.1 μ Fバイパス・コンデンサを R_{FREQ} に並列に接続します。



38511 F07

図7. FREQ/PLLFLTRピンとGNDの間に接続された抵抗と発振器周波数の関係

フェーズロック・ループと周波数同期

LTC3851-1には電圧制御発振器 (V_{CO}) と位相検出器で構成されるフェーズロック・ループ (PLL) が内蔵されています。これにより、トップMOSFETのターンオンを、MODE/PLLINピンに与えられた外部クロック信号の立ち上がりエッジにロックさせることができます。この位相検出器はエッジに反応するデジタル・タイプで、外部発振器と内部発振器の位相のずれをゼロ度にします。このタイプの位相検出器は、外部クロックの高調波に誤ってロックすることがありません。

位相検出器の出力は、FREQ/PLLFLTピンに接続された外部フィルタ・ネットワークを充放電する1対の相補型電流源です。LTC3851-1は周波数がLTC3851-1の内部 V_{CO} の範囲の外部クロックにだけ同期することができることに注意してください。これは250kHz～750kHzとなることが保証されています。簡略ブロック図を図8に示します。

外部クロックの周波数が内部発振器の周波数 (f_{OSC}) より高いと、電流が位相検出器の出力から連続的にシンクされ、FREQ/PLLFLTRピンを引き下げます。外部クロックの周波数が f_{OSC} より低いと、電流は連続的にソースされ、FREQ/PLLFLTRピンを引き上げます。外部周波数と内部周波数が等しいが位相が異なると、位相差に相当する時間だけ電流源がオンします。FREQ/PLLFLTRピンの電圧は、内部発信器と外部発振器の位相と周波数が等しくなるまで調整されます。安定した動作点では、位相検出器の出力は高インピーダンスになり、フィルタ・コンデンサ C_{LP} がその電圧を保持します。

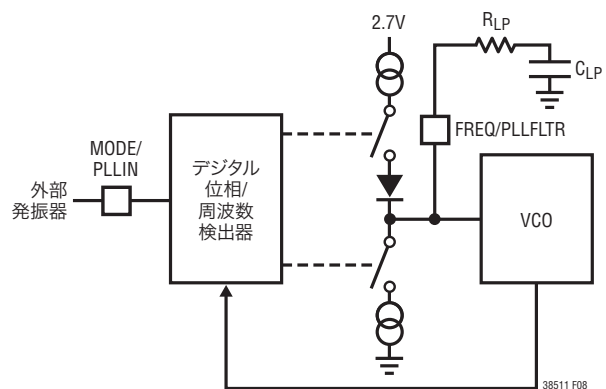


図8. フェーズロック・ループのブロック図

アプリケーション情報

ループ・フィルタの部品 (C_{LP} と R_{LP}) により、位相検出器からの電流パルスが平滑化され、安定した入力電圧制御発振器に与えられます。フィルタ部品の C_{LP} と R_{LP} により、ループがロックする速度が決定されます。一般に、 R_{LP} は1k、 C_{LP} は2200pF～0.01μFです。

LTC3851がイネーブルされる前に外部発振器がアクティブになっていると、前述したように、内部発振器の周波数は外部発振器の周波数をトラッキングします。外部発振器がアクティブになる前にLTC3851がイネーブルされる場合は、発振器の約50kHzの低い自走周波数が発生します。 R_{LP} と C_{LP} に並列に2番目の抵抗を追加することにより、同期前の自走周波数を上げることは可能です。また、2番目の抵抗は内部と外部の発振器信号の間に位相差を生じます。この位相差の大きさは2番目の抵抗の値に反比例します。

外部クロック入力 (MODE/PLLINピンの) “H”のスレッシュホールドは公称1.6V、入力“L”のスレッシュホールドは公称1.2Vです。

最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ は、LTC3851-1がトップ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。低デューティ・サイクルのアプリケーションでは、この最小オン時間のリミットに接近する可能性があるため、次の条件を満たすように注意が必要です。

$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{OUT}}{V_{IN}(f)}$$

デューティ・サイクルが最小オン時間で対応可能な値より低くなると、コントローラはサイクル・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、リップル電圧とリップル電流が増加します。

LTC3851-1の最小オン時間は約90nsです。ただし、ピーク検出電圧が減少するにつれ、最小オン時間が徐々に増加します。この点が、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ます。この状況でデューティ・サイクルが最小オン時間のリミットより下になると、大きなサイクル・スキップが発生するおそれがあり、それに対応して電流および電圧リップルが大きくなります。

効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータのパーセント効率は、出力電力を入力電力で割って100%を掛けたものに等しくなります。個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断できる場合がよくあります。パーセント表示の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全ての要素で損失が生じますが、LTC3851-1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) デバイスの V_{IN} 電流、2) INTV_{CC}レギュレータ電流、3) I^2R 損失、4) トップサイドMOSFETの遷移損失です。

1. V_{IN} 電流は「電気的特性」の表に記載されているDC電源電流であり、MOSFETドライバ電流は含まれません。 V_{IN} 電流による損失は一般に大きくはありません (0.1%未満)。
2. INTV_{CC}電流はMOSFETドライバ電流と制御電流の和です。MOSFETドライバ電流はパワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすることによって流れます。MOSFETのゲートが“L”から“H”、そして再び“L”に切り替わる度に、INTV_{CC}からグラウンドに微小電荷dQが移動します。それによって生じるdQ/dtはINTV_{CC}から流出する電流であり、一般に制御回路の電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ です。ここで、 Q_T と Q_B はトップサイドMOSFETとボトムサイドMOSFETのゲート電荷です。
3. I^2R 損失は (もし使用されていれば) ヒューズ、MOSFET、インダクタ、電流センス抵抗の各DC抵抗から予測されます。連続モードでは、Lや R_{SENSE} に平均出力電流が流れますが、トップサイドMOSFETと同期MOSFETの間で「こま切れ」にされます。2個のMOSFETの $R_{DS(ON)}$ がほぼ同じ場合、片方のMOSFETの抵抗にLの抵抗と R_{SENSE} を加算するだけで I^2R 損失を求めることができます。たとえば、各

アプリケーション情報

$R_{DS(ON)} = 10\text{m}\Omega$ 、 $DCR = 10\text{m}\Omega$ 、 $R_{SENSE} = 5\text{m}\Omega$ であれば、全抵抗は $25\text{m}\Omega$ です。この結果、5V出力の場合に出力電流が3Aから15Aまで増加すると損失は2%~8%、または3.3V出力では3%~12%の範囲になります。効率は外付け部品と出力電力レベルが同じ場合は、 V_{OUT} の2乗に反比例して変化します。高性能デジタル・システムでは要求される出力電圧は低下してきており、電流は増加してきているので、その相乗効果により、スイッチング・レギュレータ・システムの各損失要因の重要性は単に2倍ではなく4倍になります。

4. 遷移損失はトップサイドMOSFETにのみ適用され、しかも高入力電圧（通常15V以上）で動作しているときに限って大きくなります。遷移損失は次式から推算できます。

$$\text{遷移損失} = (1.7)V_{IN}^2 \cdot I_{O(MAX)} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

銅トレースやバッテリーの内部抵抗など他の「隠れた」損失は、携帯用システムではさらに5%~10%の効率低下を生じる可能性があります。これらの「システム」レベルの損失を設計段階で含めることが非常に重要です。内部バッテリーとヒューズの抵抗損失は、 C_{IN} がスイッチング周波数において適切な電荷蓄積と非常に低いESRをもっているようにすれば最小限に抑えることができます。25W電源は一般にESRが最大 $20\text{m}\Omega$ ~ $50\text{m}\Omega$ の最小 $20\mu\text{F}$ ~ $40\mu\text{F}$ の容量を必要とします。デッドタイム中のショットキー・ダイオードの導通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追加される全損失の2%未満にしかなりません。

過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は負荷電流過渡応答を観察すればチェックできます。スイッチング・レギュレータはDC（抵抗性）負荷電流のステップに応答するのに数サイクルを要します。負荷ステップが生じると、 V_{OUT} は $\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$ に等しい量だけシフトします。ここで、ESRは C_{OUT} の等価直列抵抗です。また、 ΔI_{LOAD} により、 C_{OUT} が充電または放電を開始して帰還誤差信号を生じ、レギュレータが電流変化に適応して V_{OUT} をその定常状態の値に戻すように強制します。この回復期間に（安定性に問題があることを示す）過度のオーバーシュートやリングングが発生しないか V_{OUT} をモニタすることができます。 I_{TH} ピンが備わっているため制御ループ動作を

最適化できるだけでなく、DC結合され、ACフィルタを通した閉ループ応答のテスト・ポイントが与えられます。このテスト・ポイントでのDCステップ、立ち上がり時間、およびセトリングは、真の閉ループ応答を反映します。2次特性が支配的なシステムを想定すれば、位相マージンや減衰係数はこのピンで見られるオーバーシュートのパーセンテージを使って推定することができます。このピンの立ち上がり時間を調べることで、帯域幅も推定できます。「標準的応用例」の回路に示されている I_{TH} ピンの外部部品はほとんどのアプリケーションにおいて妥当な出発点となります。

I_{TH} の直列 R_C - C_C フィルタにより、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0.5倍~2倍）変更することができます。出力コンデンサの様々な種類と値によってループの利得と位相が決まるので、まず出力コンデンサを選択する必要があります。立ち上がり時間が $1\mu\text{s}$ ~ $10\mu\text{s}$ の最大負荷電流の20%~80%の出力電流パルスによって発生する出力電圧波形と I_{TH} ピンの波形により、帰還ループを開くことなく全体的なループの安定性を判断することができます。現実的な負荷ステップを発生する実用的な方法として、出力コンデンサの両端に直接パワーMOSFETを接続し、適当な信号発生器でそのゲートをドライブします。出力電流ステップによって生じる初期出力電圧ステップは帰還ループの帯域幅内にない場合があるため、位相マージンを決定するのにこの信号を使用することはできません。このため、 I_{TH} ピンの信号を調べる方が確実です。この信号は帰還ループ内にあり、フィルタを通して補償された制御ループ応答です。ループの帯域中央の利得は 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。 C_C を減少させると同じ比率で R_C を増加させるとゼロの周波数は変化しないので、帰還ループの最も重要な周波数範囲で位相シフトが一定に保たれます。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、電源全体の実際の性能を表します。

次に、大容量の（ $>1\mu\text{F}$ ）電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷のスイッチが入れられると、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} が急低下します。

アプリケーション情報

負荷スイッチの抵抗が低く、しかも瞬間的にドライブされると、どんなレギュレータでも出力電圧の急激なステップ変化を防止するだけ素早く電流供給を変えることはできません。 C_{LOAD} 対 C_{OUT} の比率が1:50より大きい場合は、スイッチの立ち上がり時間を制御して、負荷の立ち上がり時間を約 $25 \cdot C_{LOAD}$ に制限しなければなりません。したがって、 $10\mu F$ のコンデンサでは $250\mu s$ の立ち上がり時間が必要で、充電電流は約 $200mA$ に制限されます。

PC ボードのレイアウトのチェックリスト

PCボードをレイアウトするときには以下のチェックリストを使用してLTC3851-1が正しく動作するようにします。これらの項目は図9のレイアウト図にも示してあります。レイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

1. ボードの信号グランドとパワー・グランドが分離されていますか。LTC3851-1のGNDピンは、入力コンデンサの近くでグランド・プレーンに接続してください。低電流グランド・ラ

インや信号グランド・ラインは一点でGNDピンに直接接続します。同期MOSFETのソース・ピンは、入力コンデンサのグランドに接続します。

2. V_{FB} ピンは帰還抵抗に直接接続されていますか。抵抗分割器 (R_1 , R_2) は、 C_{OUT} の (+) プレートと信号グランドの間に接続する必要があります。LTC3851-1に可能な限り近づけて $47pF \sim 100pF$ のコンデンサを接続してください。帰還抵抗の位置がLTC3851-1から離れすぎないように注意してください。 V_{FB} ラインは、スルーレートの高い他のノードの近くには配線しないでください。
3. $SENSE^-$ と $SENSE^+$ は最小の基板トレース間隔で一緒に配線されていますか。 $SENSE^-$ と $SENSE^+$ の間のフィルタ・コンデンサはできるだけLTC3851-1に近づけて配置します。図10に示すケルビン接続を使って精密な電流検出を確実にします。直列抵抗を $SENSE$ ラインに追加してノイズ除去を向上させ、 R_{SENSE} のESLを補償することができます。

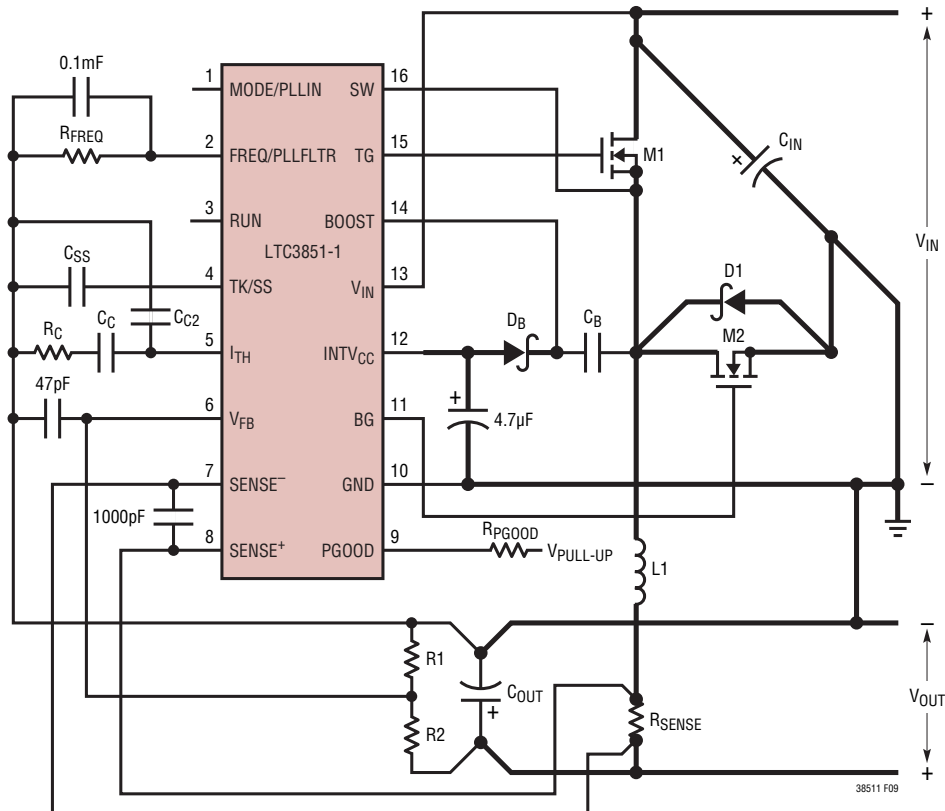
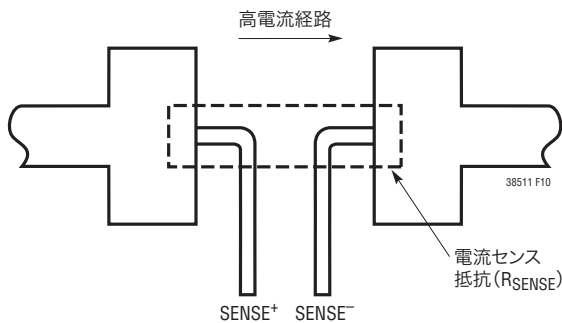


図9. LTC3851-1のレイアウト図

アプリケーション情報

図10. ケルビン検出R_{SENSE}

4. C_{IN}の(+)端子をできる限りトップサイドMOSFETのドレインに近づけて接続していますか。このコンデンサはMOSFETにAC電流を供給します。
5. INTV_{CC}デカップリング・コンデンサはINTV_{CC}とGNDの間で、ピンに近づけて接続されていますか。このコンデンサはMOSFETドライバのピーク電流を供給します。1μFセラミック・コンデンサを1個INTV_{CC}ピンとGNDピンに隣接して追加すると、ノイズ性能を改善できます。
6. スwitchング・ノード (SW)、トップ・ゲート・ノード (TG)、およびブースト・ノード (BOOST) を敏感な小信号ノード、特に電圧および電流検出帰還ピンから遠ざけてください。これらの全てのノードには、非常に大きく高速に変化する信号があるので、LTC3851-1の「出力側」(ピン9～ピン16)にし、PCトレース面積を最小限にします。

PCボードのレイアウトのデバッグ

回路をテストするとき、DC-50MHzの電流プローブを使用してインダクタの電流をモニタすると有益です。出力スイッチング・ノード (SWピン) をモニタしてオシロスコープを内部発振器に同期させ、実際の出力電圧も調べます。アプリケーションで予想される動作電圧および電流範囲で適切な性能が出ているかチェックします。ドロップアウト電圧までの入力電圧範囲にわたって、さらに出力負荷が低電流動作スレッシュホールド (標準でBurst Mode動作の最大設計電流レベルの10%) より下になるまで動作周波数が保たれなければなりません。

デューティ・サイクルのパーセンテージは、適切に設計された低ノイズのPCBにおいてはサイクルからサイクルへと維持されます。低調波の周期でデューティ・サイクルが変動する場合、電流検出入力または電圧検出入力でノイズを拾っているか、またはループ補償が適当でない可能性があります。レギュレータの帯域幅の最適化が必要なければ、ループを過補償にしてPCBのレイアウトの不備を補うことができます。

V_{IN}を公称レベルから下げて、ドロップアウト状態のレギュレータ動作を検証します。出力をモニタしながらさらにV_{IN}を下げて動作を確認し、低電圧ロックアウト回路の動作をチェックします。

出力電流が大きいとき、または入力電圧が高いときにしか問題がないかどうか調べます。入力電圧が高かつ出力電流が小さいときに問題が発生する場合は、BOOST、SW、TGおよびBGの各接続と、敏感な電圧ピンおよび電流ピンとの間の容量性結合を調べます。電流検出ピン間に接続するコンデンサは、デバイスのピンのすぐ近くに配置する必要があります。このコンデンサは高周波容量性結合による差動ノイズの混入の影響を抑えるのに有効です。入力電圧が低かつ電流出力負荷が大きいときに問題が起きる場合は、C_{IN}、ショットキー・ダイオード、およびトップMOSFETと、敏感な電流および電圧検出トレースとの誘導性結合を調べます。さらに、これらの部品とデバイスのGNDピンの間の共通グランド経路の電圧ピックアップも調べてください。

設計例

設計例として、V_{IN} = 12V (公称)、V_{IN} = 22V (最大)、V_{OUT} = 1.8V、I_{MAX} = 5A、f = 250kHzと仮定します (図12を参照)。

30%のリプル電流を仮定して、まずインダクタンス値を選択します。リプル電流の最大値は最大入力電圧で発生します。160k抵抗をFREQ/PLLFLTTRピンとGNDピンの間に接続し、250kHz動作に設定します。30%のリプル電流の場合、最小インダクタンスは次式のとおります。

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

アプリケーション情報

4.7μHのインダクタでは28%のリップル電流が生じ、3.3μHでは40%となります。インダクタ値が3.3μHでは、ピーク・インダクタ電流は、最大DC値にリップル電流の半分を加えた値（つまり6A）になります。リップル電流を増やすと、90nsの最小オン時間に違反しないようにするのにも寄与します。最小オン時間は以下のとおり最大V_{IN}で発生します。

$$t_{ON(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}(f)} = \frac{1.8V}{22V(250kHz)} = 327ns$$

R_{SENSE}抵抗値は、最大電流検出電圧の仕様を使い、いくらかの許容差を考慮して計算することができます。

$$R_{SENSE} \leq \frac{50mV}{6A} = 0.0083\Omega$$

1%抵抗を選択すると、R1 = 25.5kおよびR2 = 32.4kのとき出力電圧は1.816Vになります。

トップサイドMOSFETの電力損失は容易に推定できます。FairchildのFDS6982SデュアルMOSFETを選択すると、R_{DS(ON)} = 0.035Ω/0.022Ω、C_{MILLER} = 215pFとなります。T（概算値） = 50°Cで最大入力電圧の場合、次のようになります。

$$P_{MAIN} = \frac{1.8V}{22V}(5)^2 [1 + (0.005)(50^\circ C - 25^\circ C)] \cdot (0.035\Omega) + (22V)^2 \left(\frac{5A}{2}\right)(2\Omega)(215pF) \cdot \left[\frac{1}{5-2.3} + \frac{1}{2.3}\right](250kHz) = 185mW$$

グランドへの短絡によって、次のフォールドバック電流が流れます。

$$I_{SC} = \frac{29mV}{0.0125\Omega} - \frac{1}{2} \left(\frac{90ns(22V)}{3.3\mu H} \right) = 2.02A$$

ただし、R_{DS(ON)}は標準的な値で、δ = (0.005/°C)(25°C) = 0.125です。その結果生じるボトムMOSFETの電力損失は次のとおりです。

$$P_{SYNC} = \frac{22V}{22V}(2.02A)^2(1.125)(0.022\Omega) = 101.0mW$$

これは最大負荷状態での値より小さい値です。

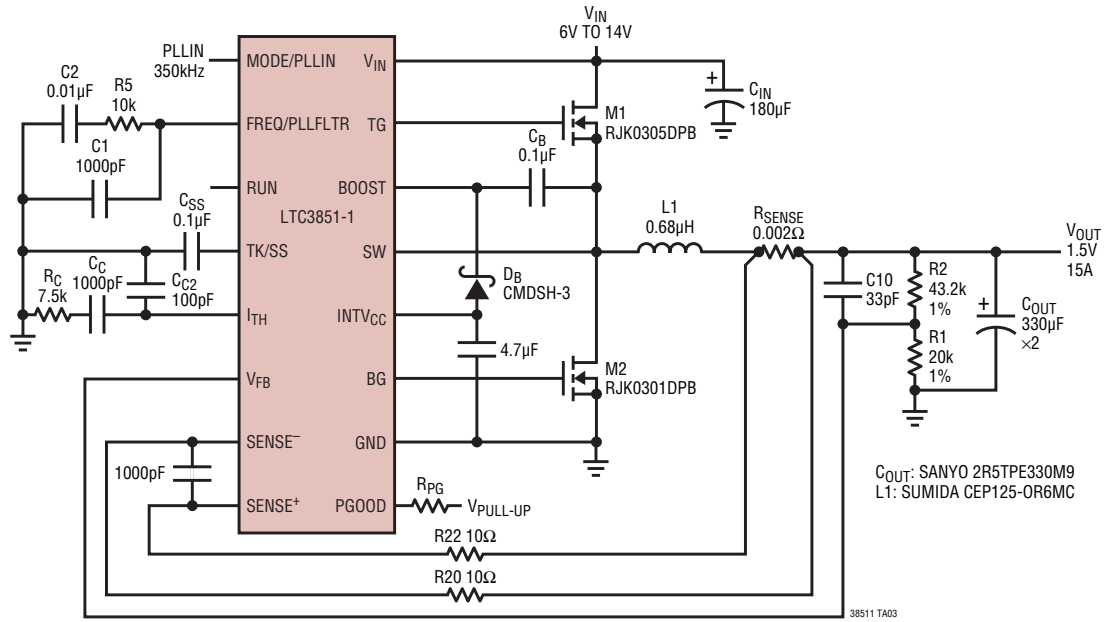
C_{IN}には全温度範囲で少なくとも3AのRMS電流定格のものが選ばれています。出力リップルを下げるために、ESRが0.02ΩのC_{OUT}を選択します。連続モードでの出力リップルは入力電圧が最大のときに最大になります。ESRによる出力電圧リップルはおおよそ次のとおりです。

$$V_{ORIPPLE} = R_{ESR}(\Delta I_L) = 0.02\Omega(2A) = 40mV_{p-p}$$

LTC3851-1

標準的応用例

350kHzに同期した1.5V/15A

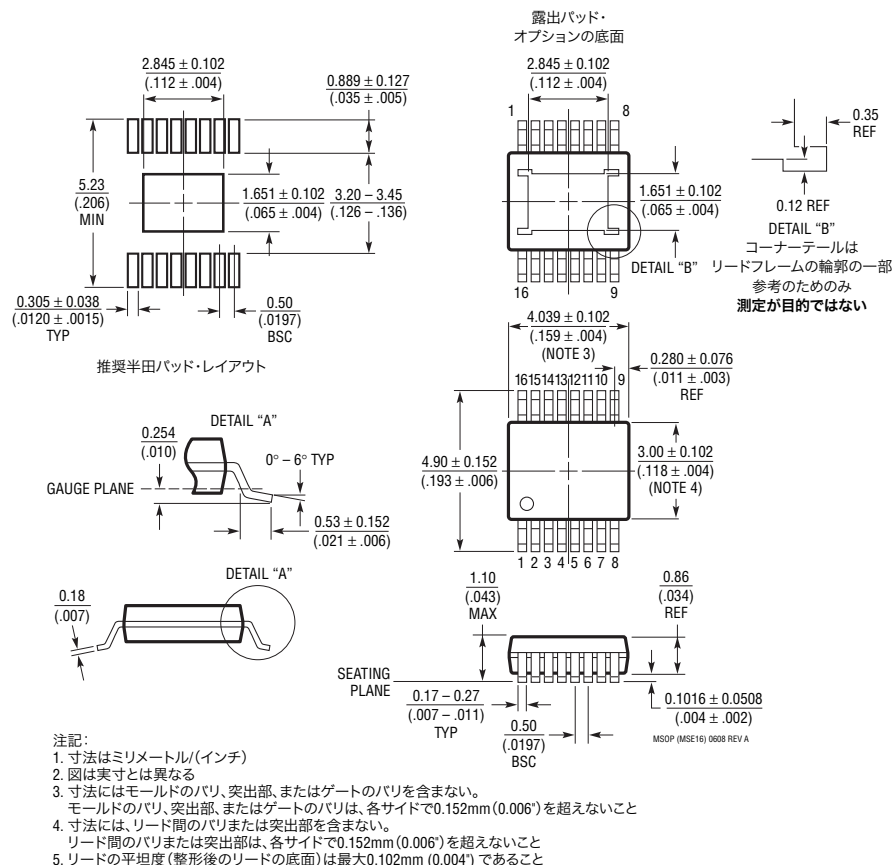


パッケージ

MSE パッケージ

16ピン・プラスチックMSOP、露出ダイ・パッド

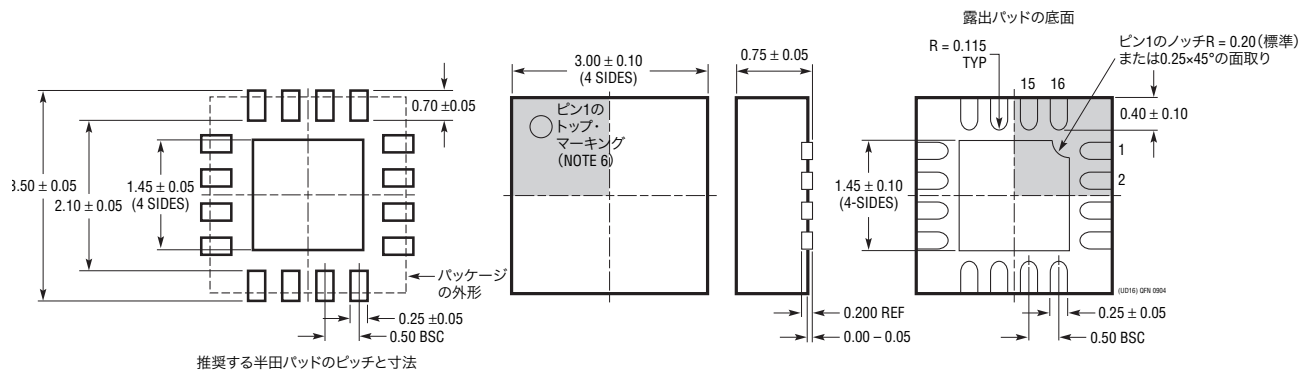
(Reference LTC DWG # 05-08-1667 Rev A)



UD パッケージ

16ピン・プラスチックQFN (3mm×3mm)

(Reference LTC DWG # 05-08-1691)



LTC3851-1

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1625/LTC1775	No R _{SENSE} [™] 電流モード同期整流式降圧コントローラ	効率: 97%、センス抵抗が不要、16ピンSSOP
LTC1735	高効率同期整流式降圧スイッチング・レギュレータ	出力フォールト保護、16ピンSSOP
LTC1778	No R _{SENSE} 、広い動作範囲の同期整流式降圧コントローラ	効率: 最大97%、 $4V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq (0.9)(V_{IN})$ 、 I_{OUT} : 最大20A
LT [®] 3724	低消費電流、高電圧電流モード・スイッチング・レギュレータ・コントローラ	V_{IN} : 最大60V、 $I_{OUT} \leq 5A$ 、16ピンTSSOP FEパッケージ、 I_Q : 100 μ A、内蔵バイアス・レギュレータ、Burst Mode動作、200kHz動作
LTC3727A-1	デュアル2フェーズ同期整流式コントローラ	非常に低い損失電圧、 $V_{OUT} \leq 14V$
LTC3728	2フェーズ550kHz、デュアル同期整流式降圧コントローラ	QFNおよびSSOPパッケージ、小型のLおよびCに適した高周波数
LTC3729L-6	20A~200AのPolyPhase [®] 同期整流式コントローラ	2フェーズから12フェーズに拡張可能、全て表面実装型部品を使用可能、ヒートシンク不要
LTC3731	3フェーズ、600kHz同期整流式降圧コントローラ	$0.6V \leq V_{OUT} \leq 6V$ 、 $4.5V \leq V_{IN} \leq 32V$ 、 I_{OUT} : 60A、内蔵MOSFETドライバ
LTC3773	トリプル出力DC/DC同期整流式コントローラ	3フェーズ降圧DC/DCコントローラ、 $3.3V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、固定周波数: 160kHz~700kHz
LT3800	低消費電流、高電圧同期整流式レギュレータ・コントローラ	V_{IN} : 最大60V、 $I_{OUT} \leq 20A$ 、電流モード、内蔵バイアス・レギュレータ、 I_Q : 100 μ A、Burst Mode動作、16ピンTSSOP FEパッケージ
LTC3810	100V電流モード非絶縁型スイッチング・レギュレータ・コントローラ	$6.2V \leq V_{IN} \leq 100$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 0.9V_{IN}$ 、No R _{SENSE} 、トラッキングおよび同期可能
LTC3811	デュアル、PolyPhase同期整流式降圧コントローラ、20A~200A	差動リモートセンス・アンプ、R _{SENSE} またはDCRによる電流検出
LTC3824	低消費電流、高電圧、100%デューティ・サイクル降圧コントローラ	$4V \leq V_{IN} \leq 60V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq V_{IN}$ 、消費電流: 40 μ A、MSOP-10パッケージ
LTC3826/LTC3826-1	低消費電流、デュアル同期整流式コントローラ	$4V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 10V$ 、消費電流: 30 μ A
LTC3834/LTC3834-1	低消費電流、同期整流式降圧コントローラ	シングル・チャネル LTC3826/LTC3826-1
LTC3844	動作周波数をプログラム可能な、低消費電流、高電圧電流モード・コントローラ	V_{IN} : 最大60V、 $I_{OUT} \leq 5A$ 、内蔵バイアス・レギュレータ、Burst Mode動作、 I_Q : 120 μ A、同期機能、16ピンTSSOP FEパッケージ
LTC3845	低消費電流、同期整流式降圧コントローラ	$4V \leq V_{IN} \leq 60V$ 、 $1.23V \leq V_{OUT} \leq 36V$ 、消費電流: 120 μ A
LTC3850/LTC3850-1 LTC3850-2	デュアル、2フェーズ同期整流式降圧コントローラ	R _{SENSE} またはDCRによる電流検出、トラッキングおよび同期可能
LTC3853	トリプル出力、マルチフェーズ同期整流式降圧コントローラ	R _{SENSE} またはDCRによる電流検出、トラッキングおよび同期可能
LTM [®] 4600	10Aスイッチ・モード電源	効率: 92%、 V_{IN} : 4.5V~28V、 $V_{OUT} = 0.6V$ 、真の電流モード制御、UltraFast [™] 過渡応答
LTM4601A	12Aスイッチ・モード電源	効率: 92%、 V_{IN} : 4.5V~28V、 $V_{OUT} = 0.6V$ 、真の電流モード制御、UltraFast過渡応答
LTM8020	V_{IN} の高い0.2A DC/DC降圧 μ Module	$4V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、 $1.25V \leq V_{OUT} \leq 5V$ 、6.25mm \times 6.25mm \times 2.3mm LGAパッケージ
LTM8021	V_{IN} の高い0.5A DC/DC降圧 μ Module	$3V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 5V$ 、6.25mm \times 11.25mm \times 2.8mm LGAパッケージ
LTM8022/LTM8023	36V _{IN} 、1Aおよび2A DC/DC μ Module	ピン互換、 $4.5V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、9mm \times 11.25mm \times 2.8mm LGAパッケージ

PolyPhase はリニアテクノロジー社の登録商標です。No R_{SENSE} と UltraFast はリニアテクノロジー社の商標です。

38511fa