

40V、低 I_Q 、3MHz、 トリプル出力の降圧／降圧／昇圧コントローラ

特長

- デュアル降圧およびシングル昇圧の同期整流式コントローラ
- 低い動作時 I_Q :
 - 14 μ A (14V～3.3V、チャンネル1がオンのとき)
- 出力はコールド・クラック時でも入力電源電圧が1Vになるまでレギュレーション状態を維持
- 広いバイアス入力電圧範囲: 4.5V～40V
- 降圧出力電圧: 最大 40V
- 昇圧出力電圧: 外付け部品によってのみ制限
- スペクトラム拡散動作
- R_{SENSE} または DCR による電流検出
- 車載アプリケーション用の低バッテリー・インジケータ
- プログラマブルな固定周波数 (100kHz～3MHz)
- 位相同期可能な周波数 (100kHz～3MHz)
- 軽負荷時に連続動作、パルススキッピング動作、低リップル Burst Mode® 動作のいずれかを選択可能
- 昇圧チャンネル電流モニタ出力
- 少ないシャットダウン時 I_Q : 1.5 μ A
- 小型 40ピン 6mm × 6mm QFN パッケージ
- AEC-Q100 オートモーティブ認証が進行中

アプリケーション

- オートモーティブおよび輸送機器
- 産業用機器
- 防衛／アビオニクス (航空電子機器)

説明

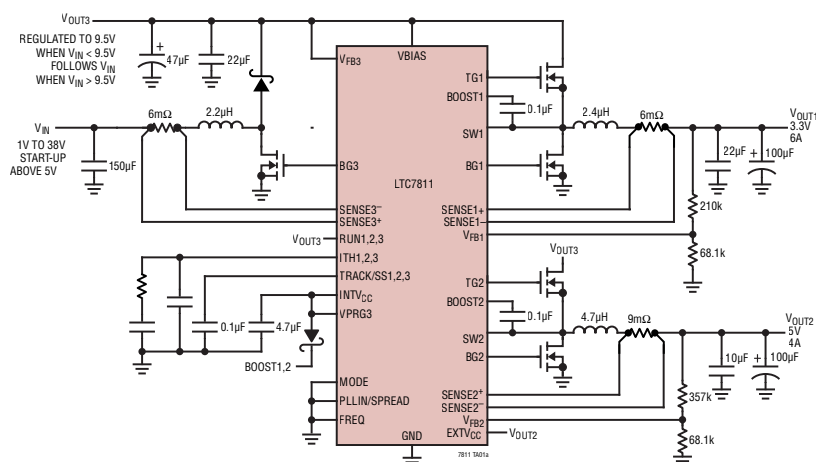
LTC®7811 は、すべてのNチャンネル・パワー MOSFET 段を駆動する、高性能のトリプル出力(降圧／降圧／昇圧) DC/DC スイッチング・レギュレータ・コントローラです。固定周波数電流モード・アーキテクチャにより、最大3MHzのスイッチング周波数に位相同期可能です。LTC7811は4.5V～40Vの広い入力電源電圧範囲で動作します。昇圧コンバータの出力や別の補助電源からバイアスする場合、LTC7811は起動後であれば入力電源電圧が1Vという低い値でも動作できます。

無負荷時の静止電流が非常に少ないため、バッテリー駆動システムでの動作時間が長くなります。OPTI-LOOP® 補償により、幅広い範囲の出力容量値および ESR 値にわたって過渡応答を最適化できます。LTC7811は、高精度の降圧用0.8Vリファレンス、昇圧用1.2Vリファレンス、パワー・グッド出力インジケータを備えています。

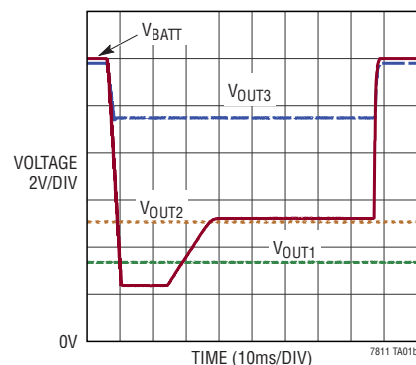
また、LTC7811は、入力電源と出力電源の両方でピーク放射ノイズおよび伝導ノイズを大幅に低減するスペクトラム拡散動作も可能なため、電磁干渉(EMI)規格に準拠することが容易になります。

本紙記載の登録商標および商標は、すべて各社の所有に属します。5481178、5705919、5929620、6144194、6177787、6580258を含む米国特許によって保護されています。

代表的なアプリケーション



コールド・クラック時の車載バッテリー
電圧に対するLTC7811の応答波形



目次

特長 1

アプリケーション 1

説明 1

代表的なアプリケーション 1

絶対最大定格 3

ピン配置 3

オーダー情報 3

電気的特性 4

代表的な性能特性 7

ピン機能 11

機能図 13

動作 14

アプリケーション情報 18

代表的なアプリケーション 39

パッケージの説明 41

代表的なアプリケーション 42

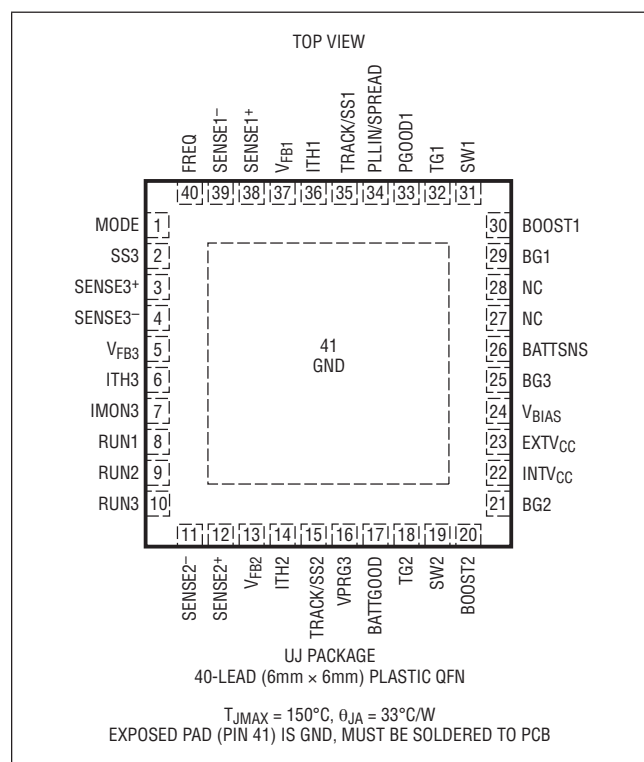
関連部品 42

絶対最大定格

(注1)

バイアス入力電源電圧 (V_{BIAS})	-0.3V~40V
BOOST1、BOOST2	-0.3V~46V
スイッチ電圧 (SW1、SW2)	-5V~40V
RUN1、RUN2、RUN3の電圧	-0.3V~40V
SENSE1 ⁺ 、SENSE1 ⁻ の電圧	-0.3V~40V
SENSE2 ⁺ 、SENSE2 ⁻ の電圧	-0.3V~40V
SENSE3 ⁺ 、SENSE3 ⁻ の電圧	-0.3V~40V
EXTV _{CC} の電圧	-0.3V~30V
INTV _{CC} 、(BOOST1-SW1)、(BOOST2-SW2)	-0.3V~6V
TRACK/SS1、TRACK/SS2の電圧	-0.3V~6V
ITH1、ITH2、ITH3の電圧	-0.3V~2V
V _{FB3} 、BATTSENSの電圧	-0.3V~40V
V _{FB1} 、V _{FB2} 、SS3、IMON3、PGOOD1の電圧	-0.3V~6V
VPRG3、MODE、BATTGOODの電圧	-0.3V~6V
PLLIN/SPREAD、FREQの電圧	-0.3V~6V
BG1、BG2、BG3、TG1、TG2	(注9)
動作ジャンクション温度範囲 (注2、8)		
LTC7811I	-40°C~125°C
LTC7811J	-40°C~150°C
保存温度範囲	-65°C~150°C

ピン配置



オーダー情報

鉛フリー仕上げ	テープ&リール	製品マーキング*	パッケージの説明	温度範囲
LTC7811IJJ#PBF	LTC7811IJJ#TRPBF	LTC7811	40ピン (6mm × 6mm) プラスチック QFN	-40°C~125°C

オートモーティブ製品**

LTC7811IJJ#WPBF	LTC7811IJJ#WTRPBF	LTC7811	40ピン (6mm × 6mm) プラスチック QFN	-40°C~125°C
LTC7811JJJ#WPBF	LTC7811JJJ#WTRPBF	LTC7811	40ピン (6mm × 6mm) プラスチック QFN	-40°C~150°C

更に広い動作温度範囲で仕様規定された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、出荷容器のラベルに表示されています。

テープ&リールの仕様。一部のパッケージは、指定された販売経路を通じて、末尾に#TRMPBFの記号を付けた500ユニットのリールで提供しています。

** このデバイスの各バージョンは、オートモーティブ・アプリケーションの品質と信頼性の条件に対応するよう管理された製造により提供されています。これらのモデルは末尾に#Wという記号を付けて指定されます。オートモーティブ・アプリケーション向けには、上記のオートモーティブ・グレード製品のみを提供しています。特定製品のオーダー情報とこれらのモデルに特有のオートモーティブ信頼性レポートについては、最寄りのアナログ・デバイスまでお問い合わせください。

電気的特性

●は仕様規定された動作ジャンクション温度範囲にわたって適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は、特に指定のない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{BIAS} = 12\text{V}$ 、 $RUN1$ 、 2 、 $3 > 1.25\text{V}$ 、 $EXTV_{CC} = 0\text{V}$ 、 $VPRG3 = \text{フロート状態}$ での値です。(注2)

記号	パラメータ	条件	最小値	代表値	最大値	単位
入力電源 (V_{BIAS} 、 V_{IN})						
V_{BIAS}	バイアス入力電源動作電圧範囲		4.5		40	V
V_{IN}	昇圧コンバータの入力電源動作範囲	$V_{BIAS} \geq 4.5\text{V}$	1		40	V
I_Q	レギュレーション時の V_{IN} の電流	表紙ページの回路、 $14\text{V} \sim 3.3\text{V}$ 、無負荷、 $RUN2$ 、 $3 = 0\text{V}$		14		μA

コントローラの動作

V _{OUT1,2}	降圧出力電圧動作範囲			0.8	40	V
V _{OUT3}	昇圧出力電圧動作範囲				40	V
V _{FB1,2}	降圧チャンネルのレギュレーションされた帰還電圧	(注4) V _{BIAS} = 4.5V~40V、 ITH1、2の電圧 = 0.6V~1.2V 0°C~85°C、全グレード	●	0.788 0.792	0.800 0.800	0.812 0.808 V V
V _{FB3}	昇圧チャンネルのレギュレーションされた帰還電圧	(注4) V _{BIAS} = 4.5V~40V、 ITH3の電圧 = 0.6V~1.2V、 VPRG3 = フロート VPRG3 = 0V VPRG3 = INTV _{CC}	● ● ●	1.177 7.81 9.28	1.195 8.00 9.50	1.213 8.13 9.66 V V V
	降圧チャンネルの帰還電流				±5	±50 nA
	昇圧チャンネルの帰還電流	VPRG3 = フロート RUN3 = 0V、VPRG3 = 0V または INTV _{CC} RUN3 = 2V、VPRG3 = 0V または INTV _{CC}			±5 ±5 1	±50 ±50 nA nA μA
	降圧帰還過電圧保護閾値	V _{FB1,2} で測定、 レギュレーションされた V _{FB1,2} を基準		7	10	13 %
g _{m1,2,3}	トランスコンダクタンス・アンプの g _m	(注4) ITH1、2、3 = 1.2V、シンク／ソース = 5μA			1.8	mmho
V _{SENSE(MAX)}	最大電流検出閾値	V _{FB1,2} = 0.7V、V _{SENSE1,2} ⁻ = 3.3V V _{FB3} = 1.1V、V _{SENSE3} ⁺ = 12V	●	45	50	55 mV
	チャンネル1および2に整合	V _{SENSE1,2} ⁻ = 3.3V、V _{FB2} = INTV _{CC}		-3.5	0	3.5 mV
I _{SENSE1,2+}	SENSE1,2+ ピンの電流	V _{SENSE1,2} ⁺ = 3.3V				±1 μA
I _{SENSE3-}	SENSE3- ピンの電流	V _{SENSE3} ⁻ = 12V				±1 μA
I _{SENSE1-}	SENSE1- ピンの電流	V _{SENSE1} ⁻ ≤ 2.7V 3.2V ≤ V _{SENSE1} ⁻ < INTV _{CC} - 0.5V V _{SENSE1} ⁻ > INTV _{CC} + 0.5V			2 40 660	μA μA μA
I _{SENSE2-}	SENSE2- ピンの電流	V _{SENSE2} ⁻ = 3.3V V _{SENSE2} ⁻ > INTV _{CC} + 0.5V				±2 620 μA μA
I _{SENSE3+}	SENSE3+ ピンの電流	V _{SENSE3} ⁺ = 3.3V V _{SENSE3} ⁺ > INTV _{CC} + 0.5V				±2 660 μA μA
	ソフトスタート充電時間	V _{TRACK/SS1,2} = 0V、V _{SS3} = 0V		10	12.5	15 μA
	RUN ピンのオン閾値	V _{RUN1,2,3} の立上がり	●	1.15	1.20	1.25 V
	RUN ピンのヒステリシス	V _{RUN1,2,3} の立下がり			100	mV

DC 電源電流 (注5)

	V_{BIAS} シャットダウン電流	$RUN1$ 、 2 、 $3 = 0\text{V}$		1.5			μA
	V_{BIAS} スリープ・モード電流	$V_{SENSE1}^- < 3.2\text{V}$ 、 $EXTV_{CC} = 0\text{V}$ 1チャンネルをオン 全チャンネルをオン			15 18	24 30	μA μA

電気的特性

●は仕様規定された動作ジャンクション温度範囲にわたって適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は、特に指定のない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{\text{BIAS}} = 12\text{V}$ 、 RUN1 、 2 、 $3 > 1.25\text{V}$ 、 $\text{EXTV}_{\text{CC}} = 0\text{V}$ 、 $\text{VPRG3} = \text{フロート状態}$ での値です。(注2)

記号	パラメータ	条件	最小値	代表値	最大値	単位
	スリープ・モード電流(注3) チャンネル1のみオン	$V_{\text{SENSE1}^-} \geq 3.2\text{V}$ V_{BIAS} の電流、 $\text{EXTV}_{\text{CC}} = 0\text{V}$ V_{BIAS} の電流、 $\text{EXTV}_{\text{CC}} = 4.8\text{V}$ EXTV_{CC} の電流、 $\text{EXTV}_{\text{CC}} \geq 4.8\text{V}$ SENSE1^- の電流		5 1 5 10	9 4 10 18	μA μA μA μA
	スリープ・モード電流(注3) 全チャンネル・オン	$V_{\text{SENSE1}^-} \geq 3.2\text{V}$ 、 $\text{EXTV}_{\text{CC}} \geq 4.8\text{V}$ V_{BIAS} の電流 EXTV_{CC} の電流 SENSE1^- の電流		1 8 16	4 14 26	μA μA μA
	パルススキッピング・モードまたは強制連続モードの V_{BIAS} または EXTV_{CC} の電流(注3)	1チャンネルをオン 全チャンネルをオン		1.5 3		mA mA

ゲート・ドライバ

	TGまたはBGのオン抵抗	ブルアップ ブルダウン		2.0 1.0		Ω Ω
	TGまたはBGの遷移時間 立上がり時間 立下がり時間	(注6) $C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$ $C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$		25 15		ns ns
	TGオフからBGオンまでの遅延 同期スイッチ・オンの遅延時間	$C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$ (ドライバごと) 降圧(チャンネル1、2)		15		ns
	BGオフからTGオンまでの遅延 上側スイッチ・オンの遅延時間	$C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$ (ドライバごと) 降圧(チャンネル1、2)		15		ns
$t_{\text{ON(MIN)1,2}}$	降圧チャンネルのTGの最小オン時間	(注7)		40		ns
$t_{\text{ON(MIN)3}}$	昇圧チャンネルのBGの最小オン時間	(注7)		80		ns
	TGの最大デューティ・ファクタ	降圧(チャンネル1、2)、 $\text{FREQ} = 0\text{V}$	98	99		%
	BGの最大デューティ・ファクタ	過電圧時の降圧(チャンネル1、2) 昇圧(チャンネル3)、 $\text{FREQ} = 0\text{V}$	100 93			% %
	IMON3電流モニタの出力電圧	$V_{\text{SENSE3}^+} = 12\text{V}$ 、 $V_{\text{SENSE3}^+} - V_{\text{SENSE3}^-} = 50\text{mV}$ $V_{\text{SENSE3}^+} = 12\text{V}$ 、 $V_{\text{SENSE3}^+} - V_{\text{SENSE3}^-} = 15\text{mV}$	1.3 0.6	1.4 0.7	1.5 0.8	V V

INTV_{CC}低ドロップアウト(LDO)リニア電圧レギュレータ

	INTV _{CC} レギュレーション・ポイント			4.9	5.1	5.3	V
	INTV _{CC} 負荷レギュレーション	I _{CC} = 0mA~100mA、V _{BIAS} ≥ 6V I _{CC} = 0mA~100mA、V _{EXTVCC} ≥ 6V			1.2 1.2	2 2	% %
	EXTV _{CC} LDO 切替え電圧	EXTV _{CC} の立上がり		4.5	4.7	4.8	V
	EXTV _{CC} 切替えヒステリシス				250		mV
UVLO	低電圧ロックアウト	INTV _{CC} の立上がり	●	4.10	4.20	4.35	V
		INTV _{CC} の立下がり	●	3.75	3.85	4.00	V

スペクトラム拡散発振器とフェーズロック・ループ

f_{OSC}	低固定周波数	$V_{\text{FREQ}} = 0\text{V}$ 、 $\text{PLLIN/SPREAD} = 0\text{V}$		330	380	430	kHz
	高固定周波数	$V_{\text{FREQ}} = \text{INTV}_{\text{CC}}$ 、 $\text{PLLIN/SPREAD} = 0\text{V}$	●	2.0	2.25	2.5	MHz
	プログラマブル周波数	$R_{\text{FREQ}} = 374\text{k}\Omega$ 、 $\text{PLLIN/SPREAD} = 0\text{V}$ $R_{\text{FREQ}} = 75\text{k}\Omega$ 、 $\text{PLLIN/SPREAD} = 0\text{V}$ $R_{\text{FREQ}} = 12\text{k}\Omega$ 、 $\text{PLLIN/SPREAD} = 0\text{V}$		450	100 500 3	550	kHz kHz MHz
	同期可能周波数範囲	$\text{PLLIN/SPREAD} = \text{外部クロック}$	●	0.1		3	MHz

電気的特性

●は仕様規定された動作ジャンクション温度範囲にわたって適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は、特に指定のない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{\text{BIAS}} = 12\text{V}$ 、 RUN1 、 2 、 $3 > 1.25\text{V}$ 、 $\text{EXTV}_{\text{CC}} = 0\text{V}$ 、 $\text{VPRG3} = \text{フロート状態}$ での値です。(注2)

記号	パラメータ	条件	最小値	代表値	最大値	単位
	PLLIN入力ハイ・レベル PLLIN入力ロー・レベル		● ●	2.2	0.5	V V
	スペクトラム拡散周波数範囲 (f_{OSC} を基準)	PLLIN/SPREAD = INTV_{CC} 最小周波数 最大周波数		-12 +15		% %

PGOOD1 出力とBATTGOOD 出力

	PGOOD1 電圧ロー	$I_{\text{PGOOD1}} = 2\text{mA}$		0.2	0.4	V
	PGOOD1 リーク電流	$V_{\text{PGOOD1}} = 5\text{V}$			± 1	μA
	PGOOD1 作動レベル 設定されたレギュレーション・ポイントを 基準とする V_{FB1}	V_{FB1} の立上がり ヒステリシス		7	10 2.5	13 %
		V_{FB1} の立下がり ヒステリシス		-13	-10 2.5	-7 %
	障害状態をレポートするまでのPGOOD1の 遅延			25		μs
	BATTGOOD 電圧ロー	$I_{\text{BATTGOOD}} = 2\text{mA}$		0.2	0.4	V
	BATTGOOD リーク電流	$V_{\text{BATTGOOD}} = 5\text{V}$			± 1	μA
	バッテリー・コンパレータ閾値	V_{BATTSNS} の立上がり V_{BATTSNS} の立下がり ヒステリシス	● ●	9.2 9.1	9.75 9.50 250	10.3 9.9 mV
	BATTSNS ピンの電流	$V_{\text{BATTSNS}} = 16\text{V}$ 、 $\text{RUN3} = 2\text{V}$ $V_{\text{BATTSNS}} = 16\text{V}$ 、 $\text{RUN3} = 0\text{V}$		1 ± 5	± 50	μA nA

注1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスを加えるとデバイスに恒久的な損傷を与えることがあります。デバイスを長時間絶対最大定格状態に置くと、デバイスの信頼性と寿命に影響を与えることがあります。

注2: LTC7811は、 $T_J \approx T_A$ となるパルス負荷条件で試験されています。LTC7811Jの仕様は $-40^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲で確保されており、LTC7811Jの仕様は $-40^\circ\text{C} \sim +150^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲で確保されています。ジャンクション温度が高いと動作寿命が低下します。動作寿命は 125°C を超えるジャンクション温度ではデレーティングされます。これらの仕様に整合する最大周囲温度は、ボード・レイアウト、パッケージの定格熱抵抗、およびその他の環境要因と共に、特定の動作条件によって決まります。ジャンクション温度(T_J ($^\circ\text{C}$))は、次式を使って周囲温度(T_A ($^\circ\text{C}$))と消費電力(P_D (W))から計算します。 $T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})$ 、ここで、 θ_{JA} ($^\circ\text{C}/\text{W}$)はパッケージの熱抵抗です。

注3: $\text{SENSE1} \geq 3.2\text{V}$ または $\text{EXTV}_{\text{CC}} \geq 4.8\text{V}$ のときは、 V_{BIAS} 電源電流がこれらのピンに流れて入力電源の全静止電流は減少します。 SENSE1 のバイアス電流は、式 $I_{\text{VIN1}} = I_{\text{SENSE1}} \cdot V_{\text{OUT1}}/(V_{\text{IN1}} \cdot \eta)$ に従って降圧チャンネル1の入力電源(V_{IN1})に反映されます。ここで、 η は、効率です。 EXTV_{CC} のバイアス電流は、降圧チャンネルの出力によってバイアスされる場合、同様に降圧チャンネルの入力電源に反映されます。入力電源電流を最小限に抑えるには、 3.2V より高い最小出力電圧になるようにチャンネル1を選択し、 EXTV_{CC} を 4.8V より高い最小出力電圧に接続します。

注4: LTC7811は帰還ループでテストされています。このループでは $V_{\text{TH1,2,3}}$ を仕様規定された電圧にサーボして得られた $V_{\text{FB1,2,3}}$ を測定します。 0°C および 85°C での仕様は製造時にはテストされず、設計、特性評価および他の温度(LTC7811Jでは 125°C 、LTC7811Jでは 150°C)での製造時のテストとの相関によって確認されています。

注5: 動作時の電源電流は、スイッチング周波数で供給されるゲート電荷によって増加します。アプリケーション情報を参照してください。

注6: 立上がり時間と立下がり時間は10%と90%のレベルを使用して測定されています。遅延時間は50%のレベルを使用して測定されています。

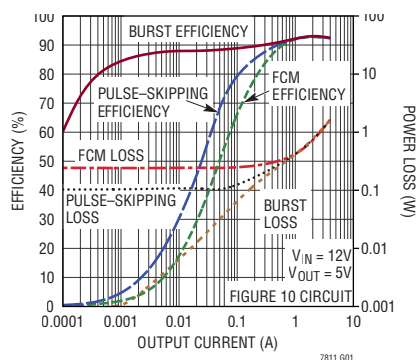
注7: 最小オン時間の条件は、 $I_{L(\text{MAX})}$ の40%を超えるインダクタ・ピークtoピーク・リップル電流に対して仕様規定されています(アプリケーション情報のセクションの最小オン時間に関する考慮事項を参照)。

注8: このICは、一時的な過負荷状態からデバイスを保護することを目的とした過熱保護機能を備えています。この保護機能が動作するときは、ジャンクション温度が最大定格を超えています。仕様規定された絶対最大動作ジャンクション温度を超える温度での連続動作は、デバイスの信頼性を損なったり、デバイスに恒久的な損傷を生じさせたりする可能性があります。

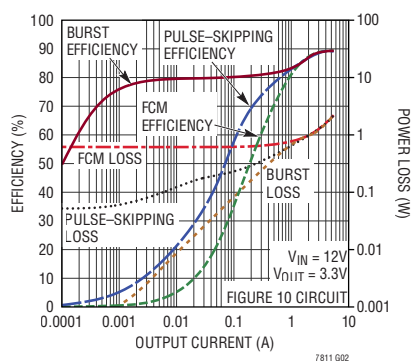
注9: これらのピンには電圧も電流も印加しないでください。接続するのは容量性負荷のみにしてください。それ以外の場合、恒久的な損傷が生じる可能性があります。

代表的な性能特性

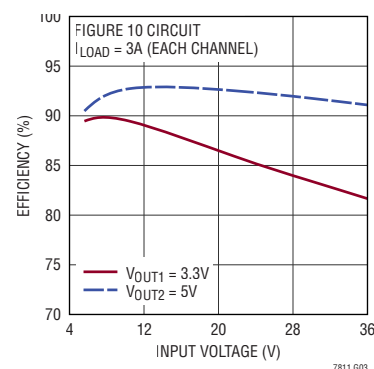
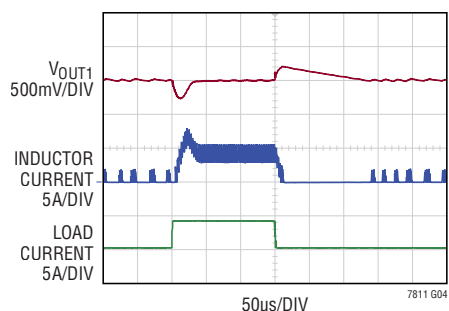
効率および電力損失と出力電流の関係 (降圧 5V 出力)



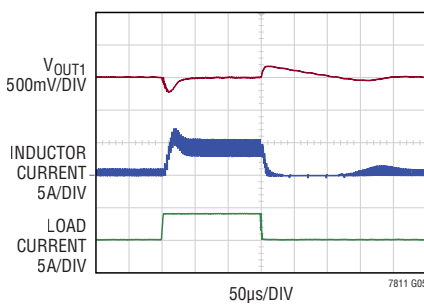
効率および電力損失と出力電流の関係 (降圧 3.3V 出力)



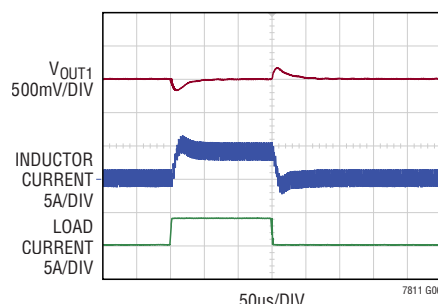
効率と入力電圧の関係 (降圧)

負荷ステップ (降圧)
Burst Mode 動作

VIN = 12V
VOUT1 = 3.3V
200mA TO 4A LOAD STEP
FIGURE 10 CIRCUIT

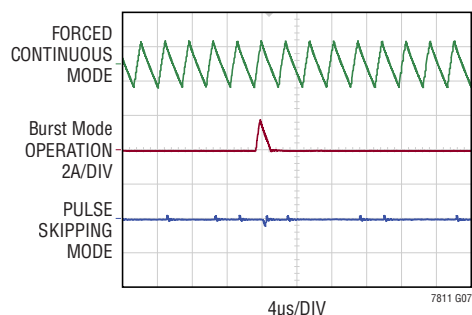
負荷ステップ (降圧)
パルススキッピング・モード

VIN = 12V
VOUT1 = 3.3V
200mA TO 4A LOAD STEP
FIGURE 10 CIRCUIT

負荷ステップ (降圧)
強制連続モード

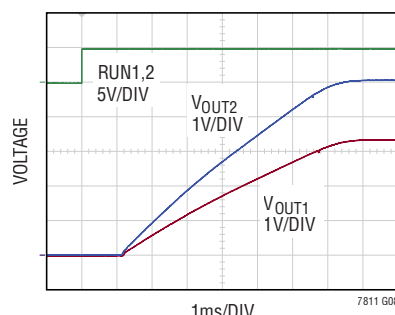
VIN = 12V
VOUT1 = 3.3V
200mA TO 4A LOAD STEP
FIGURE 10 CIRCUIT

軽負荷時のインダクタ電流 (降圧)

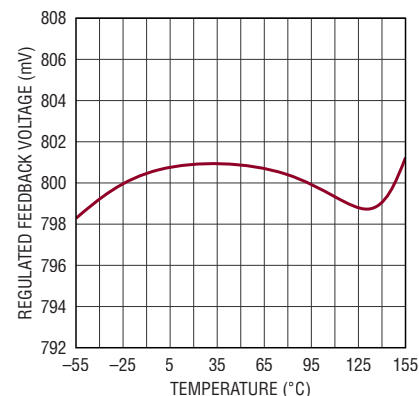


VIN = 12V
VOUT1 = 3.3V
NO LOAD
FIGURE 10 CIRCUIT

ソフトスタート



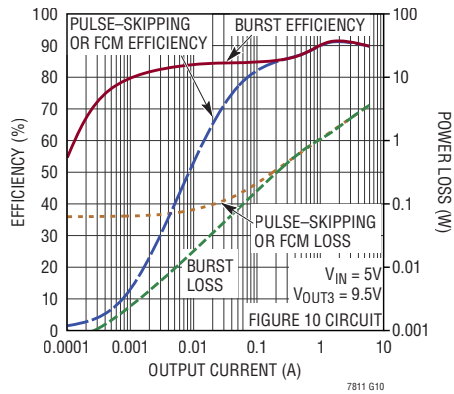
VIN = 12V
FIGURE 10 CIRCUIT

降圧チャネルのレギュレーション
された帰還電圧と温度

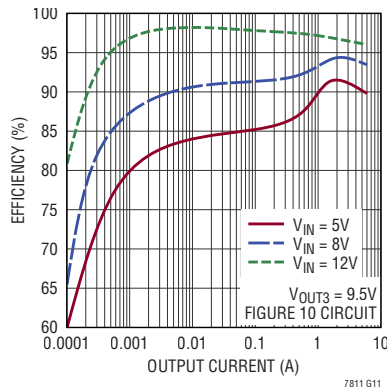
7811 G09

代表的な性能特性

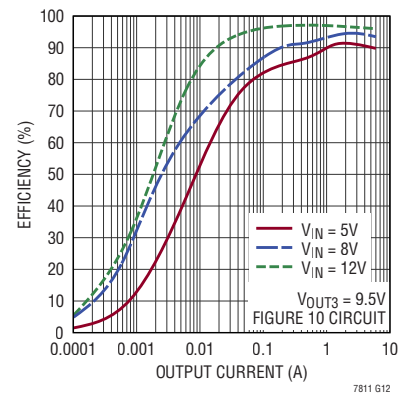
効率および電力損失と
出力電流の関係 (昇圧)



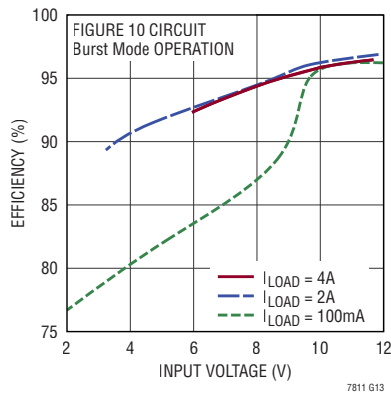
効率と出力電流の関係 (昇圧)
Burst Mode 動作



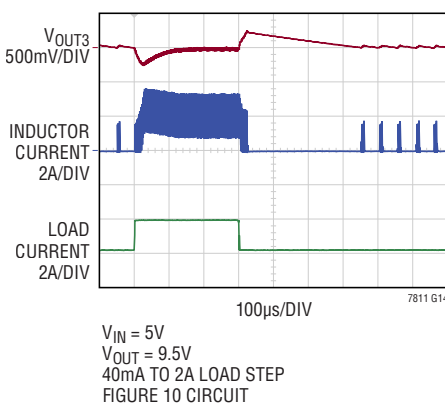
効率と出力電流の関係 (昇圧)
パルススキッピングまたは
強制連続モード



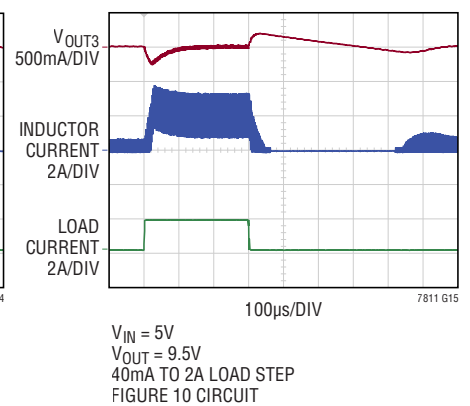
効率と入力電圧の関係 (昇圧)



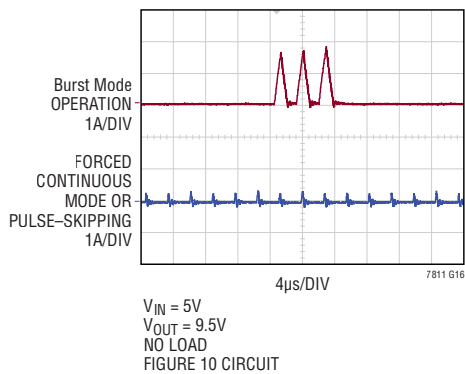
負荷ステップ (昇圧)
Burst Mode 動作



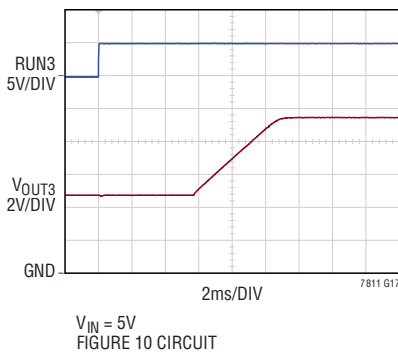
負荷ステップ (昇圧) 強制連続
またはパルススキッピング・モード



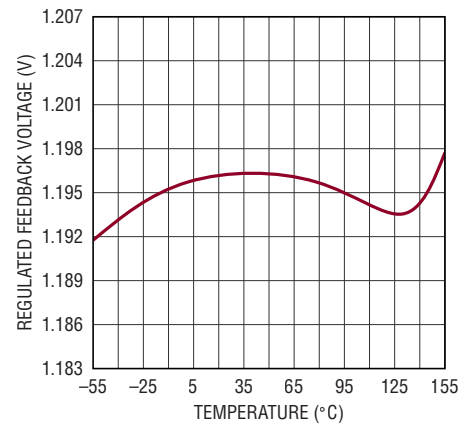
軽負荷時のインダクタ電流
(昇圧)



ソフトスタート (昇圧)

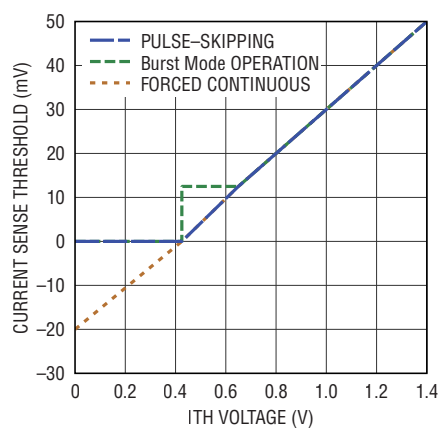
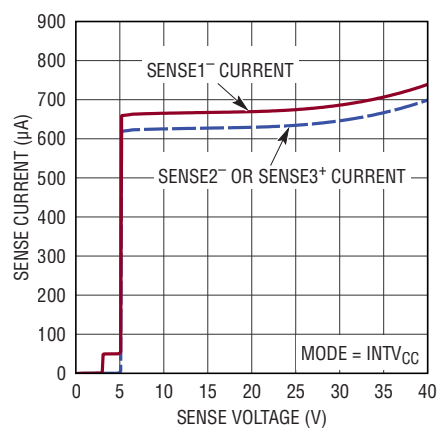


昇圧チャンネルのレギュレーション
された帰還電圧と温度

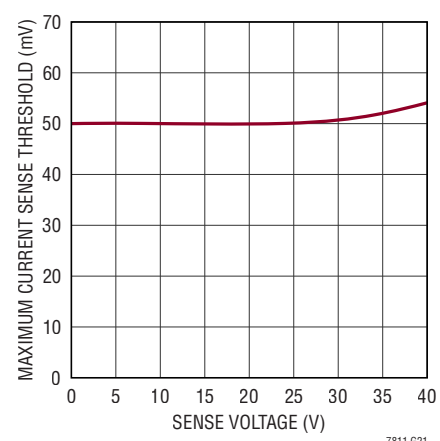


代表的な性能特性

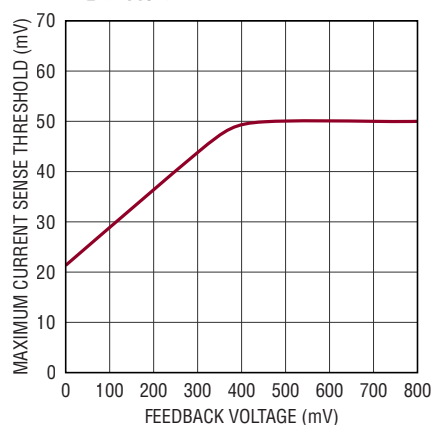
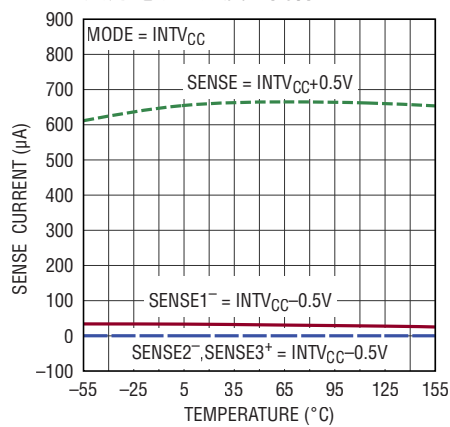
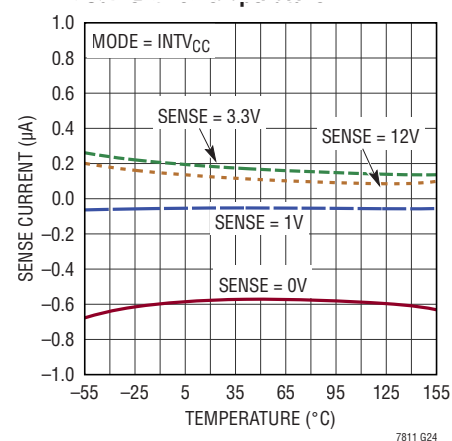
電流検出閾値とITH電圧の関係

SENSE1、2⁻およびSENSE3⁺の電流と電圧の関係

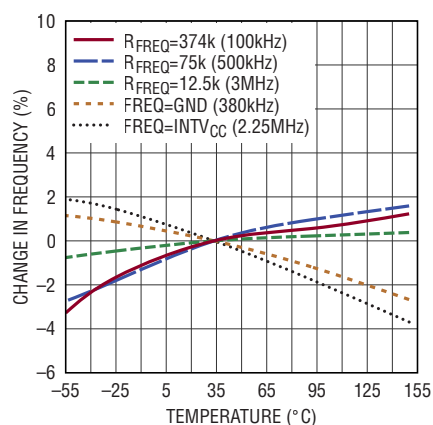
最大電流検出閾値とSENSEコモンモード電圧の関係



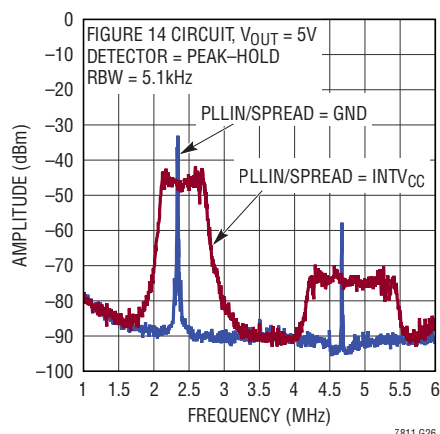
降圧チャネルのフォールドバック電流制限

SENSE1、2⁻およびSENSE3⁺の入力電流と温度の関係SENSE1、2⁻およびSENSE3⁺の入力電流と温度の関係

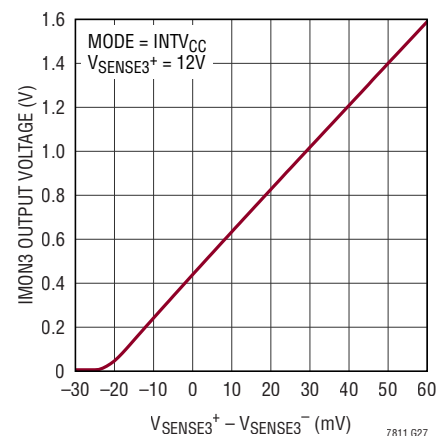
発振周波数と温度の関係



出力電圧ノイズ・スペクトル

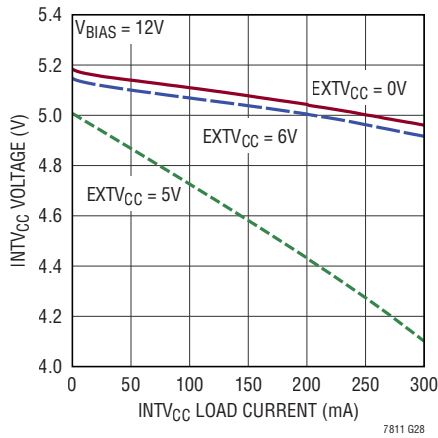


昇圧チャネルの電流モニタ電圧と検出電圧の関係

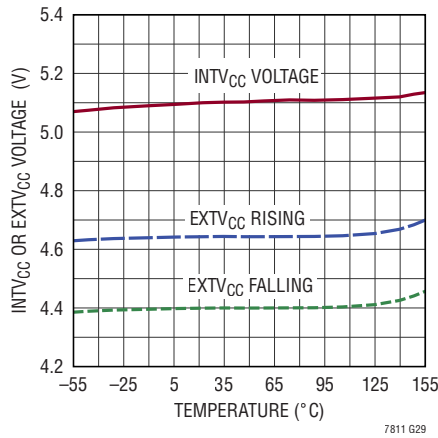


代表的な性能特性

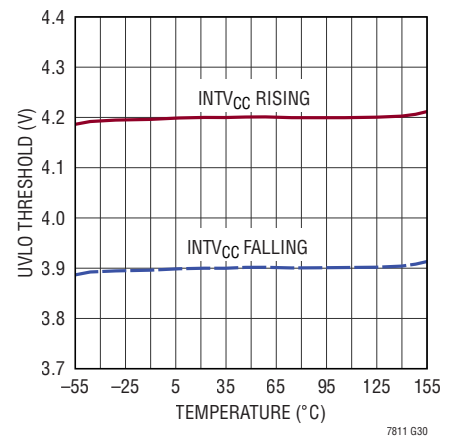
INTV_{CC} 電圧と電流の関係



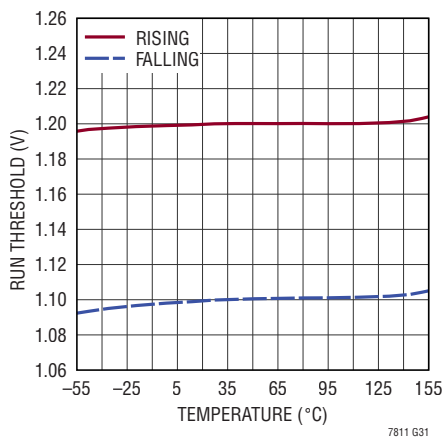
EXTV_{CC} 切替えおよび
INTV_{CC} 電圧と温度の関係



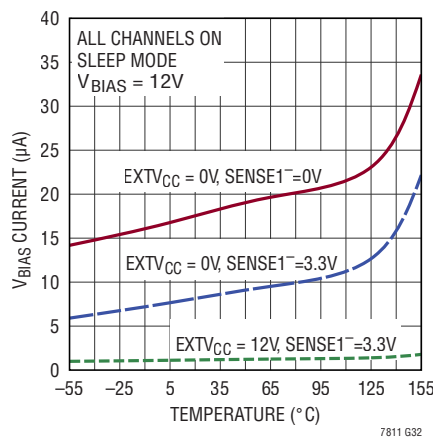
INTV_{CC} 低電圧ロックアウト閾値と
温度の関係



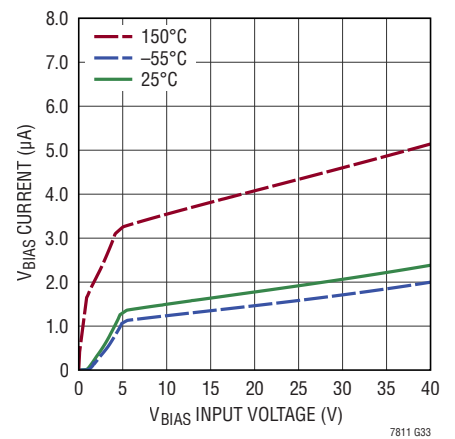
RUN ピン閾値と温度の関係



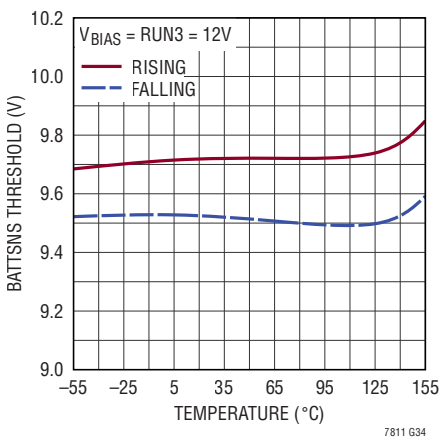
V_{BIAS} 静止電流と温度の関係



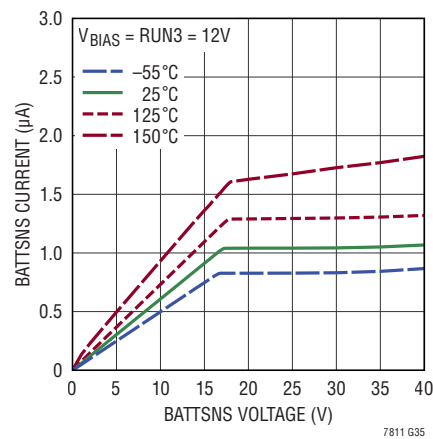
シャットダウン電流と
V_{BIAS} 入力電圧の関係



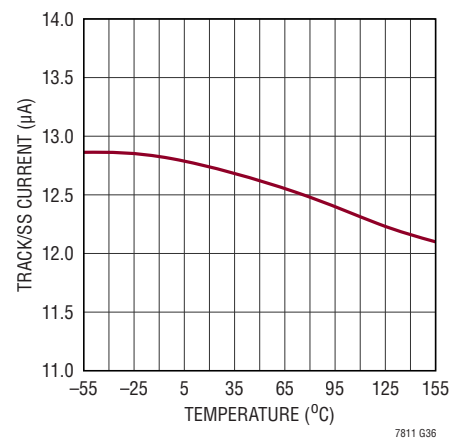
BATTSNS 閾値と温度の関係



BATTSNS ピンの電流と電圧の関係



TRACK/SS プルアップ電流と
温度の関係



ピン機能

MODE (ピン1) : モード・セレクト入力。この入力は、3つのチャンネルすべてに作用し、LTC7811の軽負荷時の動作を決定します。このピンをグラウンドに引き下げると、Burst Mode動作が選択されます。また、このピンがフロート状態の場合は、グラウンドに接続された100kΩの内部抵抗によって、Burst Mode動作が起動します。このピンをINTV_{CC}に接続すると、連続インダクタ電流動作が強制されます。このピンを100kΩの抵抗を介してINTV_{CC}に接続すると、パルススキッピング動作が選択されます。

TRACK/SS3、TRACK/SS2、SS1 (ピン2、15、35) : 外部トラッキングとソフトスタートの入力。降圧チャンネルの場合、LTC7811はV_{FB1}、2の電圧を、0.8VとTRACK/SS1、2ピンの電圧の低い方にレギュレーションします。昇圧チャンネルの場合、LTC7811はV_{FB3}を、1.2VとSS3ピンの電圧の低い方にレギュレーションします。これらのピンには12.5μAの内部プルアップ電流源が接続されています。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、最終レギュレーション出力電圧までの起動立上がり時間が設定されます。立上がり時間は、降圧チャンネルの場合は10nFの容量ごとに0.65msになり、昇圧チャンネルの場合は10nFごとに1msになります。あるいは、別の電源の抵抗分圧器を降圧チャンネルのTRACK/SSピンに接続すると、LTC7811の出力は起動時に別の電源をトラッキングできます。

SENSE3⁺、SENSE2⁺、SENSE1⁺ (ピン3、12、38) : 差動電流コンパレータへの正(+)入力。ITHピンの電圧と、SENSE⁻ピンとSENSE⁺ピンの間の制御オフセットをR_{SENSE}と組み合わせることにより、電流作動閾値が設定されます。昇圧チャンネルの場合、SENSE3⁺ピンの電圧がINTV_{CC}より高いときは、このピンが電流コンパレータに電流を供給します。

SENSE3⁻、SENSE2⁻、SENSE1⁻ (ピン4、11、39) : 差動電流コンパレータへの負(-)入力。SENSE1⁻の電圧が3.2V以上の場合は、V_{BIAS}の代わりに、スリープ・モードでの静止電流のほとんどを供給して、入力換算の静止電流を更に低減します。降圧チャンネルの場合、すべてのSENSE⁻ピンの電圧がINTV_{CC}より高いときは、これらのピンが電流コンパレータに電流を供給します。

V_{FB3} (ピン5) : 昇圧コントローラの帰還入力。VPRG3がフロート状態の場合は、昇圧出力電圧とV_{FB3}ピンの間に外付け抵抗分圧器を接続し、レギュレーション電圧を設定します。VPRG3をグラウンドまたはINTV_{CC}に接続する場合は、V_{FB3}を昇圧コンバータ出力に直接接続します。

ITH3、ITH2、ITH1 (ピン6、14、36) : エラー・アンプ出力およびレギュレータ補償ポイント。対応する各チャンネルの電流コンパレータの作動点は、この制御電圧に応じて増加します。ITHピンとグラウンドの間に補償部品を配置します。

IMON3 (ピン7) : 昇圧チャンネル電流モニタ。このピンは、ゼロ電流と全負荷の間の昇圧チャンネル・インダクタ電流に対応する、0.4V~1.4Vの範囲の電圧を生成します。オプシオンで、このピンからグラウンドにコンデンサを配置すると、電流の読み取り値を平均化できます。

RUN1、RUN2、RUN3 (ピン8、9、10) : 各コントローラの実行制御入力。これらのいずれかのピンの電圧を強制的に1.1Vより低くすると、対応するコントローラのスイッチングが停止します。これらのすべてのピンの電圧を強制的に0.7Vより低くすると、LTC7811全体がシャットダウンし、静止電流は約1.5μAまで減少します。これらのピンをV_{IN}またはV_{BIAS}に接続すれば常時オン動作にすることができます。

V_{FB2}、V_{FB1} (ピン13、37) : 降圧コントローラの帰還入力。出力電圧とV_{FB}ピンの間に外付け抵抗分圧器を接続し、レギュレーション出力電圧を設定します。両方の降圧チャンネルがV_{FB1}、ITH1、およびTRACK/SS1を共用する2相シングル出力アプリケーションの降圧コントローラを構成するには、V_{FB2}をINTV_{CC}に接続します。

VPRG3 (ピン16) : 昇圧出力電圧のプログラミング・ピン。このピンは、昇圧チャンネルを可変出力電圧または固定出力電圧に設定します。このピンをフロート状態にすると、V_{FB3}ピンに外付け抵抗を接続することによって昇圧チャンネルの出力を設定できます。その場合、V_{FB3}の電圧は1.2Vのリファレンス電圧にレギュレーションされます。このピンをGNDまたはINTV_{CC}に接続すると、V_{FB3}が直接昇圧チャンネルの出力に接続してある場合、昇圧チャンネルの出力は(それぞれ)8Vまたは9.5Vに設定されます。

BATTGOOD (ピン17) : バッテリ・モニタのオープンドレイン・ロジック出力。BATTGOODは、BATTSNSの電圧が9.5V未満の場合はグラウンドに引き下げられ、BATTSNSが9.75Vを超えると高インピーダンスになります。バッテリ・モニタ機能を使用しない場合は、GNDに接続します。

TG2、TG1 (ピン18、32) : 上側NチャンネルMOSFETの大電流ゲート駆動ピン。これらはフローティング・ドライバの出力で、その電圧はスイッチ・ノード電圧SWにINTV_{CC}の電圧振幅を重ね合わせた電圧です。

ピン機能

SW2、SW1 (ピン19、31) : スイッチ・ノードのインダクタへの接続箇所。

BOOST2、BOOST1 (ピン20、30) : 上側のフローティング・ドライバに供給するブートストラップ電源。各チャンネルの対応するBOOSTピンとSWピンの間にコンデンサを接続します。また、BOOST1ピンとINTV_{CC}ピンの間およびBOOST2ピンとINTV_{CC}ピンの間にショットキー・ダイオードを接続します。BOOST1、2ピンの電圧振幅はINTV_{CC}から(V_{IN}+INTV_{CC})までです。

BG2、BG3、BG1 (ピン21、25、29) : 下側NチャンネルMOSFETの大電流ゲート駆動ピン。これらのピンの電圧振幅はグラウンドからINTV_{CC}までです。

INTV_{CC} (ピン22) : 内部の5.1V低ドロップアウト・レギュレータの出力。ドライバ回路と制御回路にはこの電源から電力が供給されます。最小4.7μFのセラミック・コンデンサまたはタンタル・コンデンサを使用して、グラウンドにデカップリングする必要があります。

EXTV_{CC} (ピン23) : INTV_{CC}に接続された内部LDOへの外部電源入力。EXTV_{CC}が4.7Vを超えると、必ずこのLDOがINTV_{CC}電源に電力を供給し、V_{BIAS}から電力を供給される内部LDOをバイパスします。アプリケーション情報のセクションのINTV_{CC}レギュレータを参照してください。このピンの電圧は30Vを超えないようにしてください。EXTV_{CC} LDOを使用しない場合は、このピンを接地してください。

V_{BIAS} (ピン24) : バイアス入力の主電源ピン。このピンとグラウンドの間にバイパス・コンデンサを接続してください。

BATTSNS (ピン26) : バッテリ・モニタの入力。バッテリ・モニタ機能を使用するには、このピンをバッテリまたはその他の電源に接続します。このピンの電圧が9.5V未満になるとBATTGOODがグラウンド電位になります。バッテリ・モニタ機能を使用しない場合は、GNDに接続します。

NC (ピン27、28) : 内部接続なし。これらのピンはフロート状態にするかグラウンドに接続します。

PGOOD1 (ピン33) : オープンドレインのパワー・グッド出力。V_{FB1}ピンはモニタされ、V_{OUT1}がレギュレーション状態になっていることが確認されます。V_{OUT1}がレギュレーション・ポイントの±10%以内に入らないと、PGOOD1ピンはローになります。

PLLIN/SPREAD (ピン34) : 外部同期入力およびスペクトラム拡散の選択ピン。外部クロックがこのピンに入力されると、フェーズロック・ループによりTG1の立上がり信号が外部クロックの立上がりエッジに同期されます。外部クロックがある場合、MODEピンによってパルススキッピング・モードが選択されていると、レギュレータはこのモードで動作し、それ以外の場合は強制連続モードで動作します。外部クロックに同期させない場合、この入力をINTV_{CC}に接続すると、発振器のスペクトラム拡散のディザリングが有効になり、この入力をグラウンドに接続すると、スペクトラム拡散が無効になります。

FREQ (ピン40) : 内部発振器の周波数制御ピン。グラウンドに接続すると、スイッチング周波数は380kHzに設定されます。INTV_{CC}に接続すると、スイッチング周波数は2.25MHzに設定されます。FREQピンとグラウンドの間に抵抗を接続することで、周波数を100kHz~3MHzの範囲でプログラムできます。このピンの容量は最小限にしてください。

GND (露出パッドのピン41) : グラウンド。下側NチャンネルMOSFETのソースおよびデカップリング・コンデンサの(-)端子に接続します。定格の電気的性能および熱性能を得るため、露出パッドはPCBのグラウンドにハンダ処理する必要があります。



動作

(機能図を参照)

メイン制御ループ

LTC7811は、3チャンネルのコントローラで、固定周波数のピーク電流モード・アーキテクチャを利用しています。2つの降圧同期整流式コントローラ(チャンネル1とチャンネル2)は、位相が互いに180度ずれた状態で動作します。昇圧非同期整流式コントローラ(チャンネル3)は、チャンネル1と同相で動作します。通常動作時は、メイン・スイッチ(降圧チャンネルの場合は外付け上側MOSFET、昇圧チャンネルの場合は外付け下側MOSFET)がオンするのは、対応するチャンネルのクロックがSRラッチをセットして、その結果インダクタ電流が増加したときです。メイン・スイッチは、メインの電流コンパレータ(ICMP)がSRラッチをリセットするとオフになります。メイン・スイッチが各サイクルでオフになると、同期スイッチ(降圧チャンネルの下側MOSFET)がオンになり、その結果、電流コンパレータIRの通知に従ってインダクタ電流が反転し始めるまでか、次のクロック・サイクルの開始時まで、インダクタ電流は減少します。

ICMPが作動してラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は、ITH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。エラー・アンプは、 V_{FB} ピンの出力電圧帰還信号(出力電圧 V_{OUT} とグラウンドの間に接続した外付けの抵抗分圧器によって発生)を内部リファレンス電圧(降圧チャンネルの場合は0.8V、昇圧チャンネルの場合は1.2V)と比較します。負荷電流が増加するとリファレンス電圧に対して V_{FB} がわずかに低くなるので、平均インダクタ電流が新しい負荷電流に見合った値となるまで、EAがITH電圧を上昇させます。

電源とバイアス電源(V_{BIAS} 、 $EXTV_{CC}$ 、 $INTV_{CC}$)

$INTV_{CC}$ ピンは、上側と下側のMOSFETドライバおよびほとんどの内部回路に電力を供給する役割を果たします。 V_{BIAS} ピンと $EXTV_{CC}$ ピンからLDO(低ドロップアウト・リニア電圧レギュレータ)に電力が供給され、これらのLDOが $INTV_{CC}$ に電力を供給します。 $INTV_{CC}$ のレギュレーション・ポイントは5.1Vです。 $EXTV_{CC}$ ピンを開放状態のままにするか4.7Vより低い電圧に接続すると、 V_{BIAS} LDO(低ドロップアウト・リニア電圧レギュレータ)が $INTV_{CC}$ に電力を供給します。 $EXTV_{CC}$ を4.7Vより高くすると、 V_{BIAS} LDOはオフになり、 $EXTV_{CC}$ LDOがオンになります。 $EXTV_{CC}$ LDOは、イネーブルされると、 $INTV_{CC}$ に電力を供給します。 $EXTV_{CC}$ ピンを使うと、例えばLTC7811スイッチング・レギュレータの出力の1つなどの、高効率の外部電源から $INTV_{CC}$ の電力を得ることができます。

各上側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、スイッチ電圧がローになると、各サイクル中に外付けのダイオードを通して再充電されます。

降圧チャンネル1および2の場合、降圧チャンネルの入力電圧がその出力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、上側の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、 C_B が再充電できるよう10サイクルごとに上側MOSFETを短時間の間強制的にオフするので、デューティ・サイクルは380kHz動作時には99%、2MHz動作時には約98%になります。

シャットダウンと起動(RUN1、RUN2、RUN3およびTRACK/SS1、TRACK/SS2、SS3ピン)

LTC7811の3つのチャンネルは、RUN1ピン、RUN2ピン、RUN3ピンを使って個別にシャットダウンすることができます。1つのRUNピンの電圧を1.1Vより低くすると、そのチャンネルのメイン制御ループがシャットダウンします。3つのピンすべてを0.7Vより低くすると、すべてのコントローラと、 $INTV_{CC}$ LDOを含むほとんどの内部回路がデイスエーブルされます。この状態では、LTC7811に流れる自己消費電流はわずか1.5 μ Aです。

RUNピンは外部からプルアップしても、ロジックで直接駆動してもかまいません。各ピンは最大40V(絶対最大定格)に耐えることができるので、少なくとも1つのコントローラが絶えずイネーブルされていて決してシャットダウンしない常時オン・アプリケーションでは、 V_{BIAS} または入力電源に接続すると便利です。更に、入力電源とRUNピンの間に抵抗分圧器を使用して高精度の入力低電圧ロックアウトを設定し、ユーザが調整可能なレベルより低い電圧では電源が動作しないようにすることもできます。

各チャンネルの出力電圧 V_{OUT} の起動は、TRACK/SSピン(チャンネル1の場合はTRACK/SS1、チャンネル2の場合はTRACK/SS2、チャンネル3の場合はSS3)の電圧によって制御されます。TRACK/SSピンの電圧が内部リファレンス電圧(降圧の場合は0.8V、昇圧の場合は1.2V)より低いと、LTC7811は V_{FB} の電圧を対応するリファレンス電圧ではなくTRACK/SSピンの電圧にレギュレーションします。これにより、起動時に出力電圧を滑らかに上昇させるソフトスタートとしてTRACK/SSピンを使用できるので、入力電源の突入電流を制限できます。TRACK/SSピンとGNDの間の外付けコンデンサは12.5 μ Aの内部プルアップ電流で充電され、これによってTRACK/SSピンに電圧ランプが発生します。TRACK/SSピンの電圧が0Vから0.8V/1.2V(以上)に直線的に上昇するにつれて、出力電圧 V_{OUT} もゼロからその最終値まで滑らかに上昇します。

動作

代わりに、降圧チャンネル1および2のTRACK/SSピンを使用して、 V_{OUT} の起動を別の電源の起動に追従させることができます。このためには、通常、別の電源とグラウンドの間の外付け抵抗分圧器を介してTRACK/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)。

軽負荷時の動作: Burst Mode動作、パルススキッピング・モード、または強制連続モード(MODEピン)

LTC7811は、低負荷電流時に、高効率のBurst Mode動作、固定周波数パルススキッピング・モード、または強制連続導通モードになるように設定できます。

Burst Mode動作を選択するには、MODEピンを接地します。強制連続動作を選択するには、MODEピンをINTV_{CC}に接続します。パルススキッピング・モードを選択するには、MODEピンを1.2Vより高く、INTV_{CC} - 1.3Vより低いDC電圧に接続します。MODEピンがフロート状態のときは、接地された100k Ω の内部抵抗によってBurst Mode動作が起動し、MODEピンを100k Ω の外付け抵抗を介してINTV_{CC}に接続すると、パルススキッピング・モードになります。

コントローラのBurst Mode動作がイネーブルされているときは、ITHピンの電圧が低い値を示している場合でも、インダクタの最小ピーク電流は最大値の約25%に設定されます。平均インダクタ電流が負荷電流より大きい場合、エラー・アンプEAはITHピンの電圧を低下させます。ITH電圧が0.425Vより低くなると、内部のスリープ信号がハイになり(スリープ・モードがイネーブルされ)、両方の外付けMOSFETがオフになります。するとITHピンはEAの出力から切断され、0.45Vに一時的に保持されます。

スリープ・モードでは内部回路のほとんどがオフになっているので、LTC7811を流れる静止電流は減少します。あるチャンネルがスリープ・モードで、他の2つのチャンネルがシャットダウン状態の場合、LTC7811に流れる静止電流はわずか15 μ Aです。3つのチャンネルがすべてスリープ・モードである場合、LTC7811に流れる静止電流はわずか18 μ Aです。チャンネル1での V_{OUT} が3.2V以上のとき、この静止電流の大部分はSENSE1-ピンから供給され、 V_{IN}/V_{OUT} の比に効率を掛けた値の分だけ入力換算の静止電流は減少します。

スリープ・モードでは、負荷電流が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て、EAの出力は上昇し始めます。出力電圧が十分低下すると、ITHピンはEAの出力に再度接続され、スリープ信号はローになり、コントローラは内部発振器の次のサイクルでメイン・スイッチをオンにすることにより通常動作を再開します。

コントローラのBurst Mode動作がイネーブルされていると、インダクタ電流は反転することができません。逆電流コンパレータ(IR)は、インダクタ電流がゼロに達する直前に同期スイッチをオフにし、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動作状態で動作します。

同期整流式降圧チャンネルの強制連続動作では、軽負荷時または大きなトランジェント状態でインダクタ電流を反転できます。ピーク・インダクタ電流は、通常動作と全く同様に、ITH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下します。ただし、連続動作には出力電圧リップルが小さく、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。強制連続モードでは、出力リップルは負荷電流に依存しません。昇圧チャンネルには同期スイッチがないため、軽負荷時には常に不連続動作状態で動作します。

パルススキッピング・モードになるようMODEピンを接続すると、LTC7811は軽負荷時にPWMパルススキッピング・モードで動作します。このモードでは、出力電流が最大設計値の約1%になるまで固定周波数動作が維持されます。非常に軽い負荷では、電流コンパレータICMPは数サイクルにわたって作動したままになり、メイン・スイッチを同じサイクル数だけ強制的にオフにする(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できません(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。低電流での効率が強制連続動作より高くなりますが、Burst Mode動作ほど高くはありません。

動作

強制連続モードやパルススキッピング・モードとは異なり、Burst Modeは外部クロックに同期することができません。そのため、Burst Modeが選択され、スイッチング周波数がPLLIN/SPREADピンに加えられた外部クロックに同期している場合、LTC7811はBurst Modeから強制連続モードに切り替わります。

周波数の選択、スペクトラム拡散、フェーズロック・ループ (FREQピンおよびPLLIN/SPREADピン)

LTC7811のコントローラの自走スイッチング周波数は、FREQピンを使って選択します。FREQをGNDに接続すると380kHzが選択され、FREQをINTV_{CC}に接続すると2.25MHzが選択されます。FREQとGNDの間に抵抗を接続することにより、周波数を100kHz～3MHzの範囲で設定することができます。

スイッチング・レギュレータは、電磁干渉(EMI)が懸念されるアプリケーションでは特に手間がかかることがあります。EMI性能を向上するために、LTC7811はスペクトラム拡散モードで動作できます。このモードは、PLLIN/SPREADピンをINTV_{CC}に接続することで有効化できます。この機能により、スイッチング周波数はFREQピンで設定した周波数の-12%～±15% (代表値)の範囲内で変化します。

LTC7811ではフェーズロック・ループ(PLL)が使用可能で、PLLIN/SPREADピンに接続された外部クロック信号源に内部発振器を同期させることができます。LTC7811のPLLは、コントローラ1の外付け上側MOSFETがオンになるタイミングを同期信号の立上がりエッジに揃えます。したがって、コントローラ2の外付け上側MOSFETがオンになるタイミングは、外部クロック信号源の立上がりエッジに対して位相が180度ずれます。

PLLの周波数は、外部クロックが入力される前に、FREQピンで設定した自走周波数にプリバイアスされます。外部クロックの周波数の近くにプリバイアスしておくと、PLLをわずかに変化させるだけで、外部クロックの立上がりエッジをTG1の立上がりエッジに同期させることができます。より高速に外部クロックにロックインするには、FREQピンを使用して、内部発振器の周波数を外部クロックの周波数前後の値に設定します。LTC7811のPLLは、周波数範囲が100kHz～3MHzの外部クロック信号源に同期することが確認されています。

PLLIN/SPREADピンはTTL互換で、その閾値は1.6V (立上がり)と1.1V (立下がり)であり、クロック信号の振幅が0.5V～2.5Vで動作することが確認されています。

低入力電圧時の昇圧コントローラ

LTC7811は、0Vまで動作する、昇圧チャンネル用のレールtoレール電流コンパレータを内蔵しています。このため、昇圧コンバータの最小入力電圧は、昇圧コンバータ・アーキテクチャの実用上の制限によって決まります。入力電圧は4.5VのV_{BIAS}制限値より低くなる可能性があるため、図10の代表的なアプリケーション回路に示すように、V_{BIAS}を昇圧コントローラの出力に接続することができます。これによって昇圧コントローラは、出力電圧レギュレーションを維持しながら、非常に低い入力電圧トランジェントを処理できます。

降圧コントローラの出力過電圧保護

2つの降圧チャンネルは過電圧コンパレータを備えており、これによって過渡的なオーバーシュートや、出力に過電圧が生じる可能性がある他のより深刻な状態からデバイスを保護します。V_{FB1,2}ピンの電圧が0.8Vのレギュレーション・ポイントより10%以上高くなると、上側MOSFETはオフになり、下側MOSFETはオンになって、過電圧状態が解消されるまでこの状態が続きます。

動作

降圧チャンネルのフォールドバック電流

降圧出力電圧が公称レベルの50%未満に低下すると、フォールドバック電流制限が作動し、過電流状態または短絡状態の程度に比例してピーク電流制限値が次第に低下します。フォールドバック電流制限は、(V_{FB} の電圧がTRACK/SS1、2の電圧に追従している限り)ソフトスタート期間中はディスエーブルされます。昇圧チャンネルの場合、フォールドバック電流制限はありません。

チャンネル1のパワー・グッド(PGOOD1)

チャンネル1には、内部NチャンネルMOSFETのオープンドレインに接続されているPGOOD1ピンがあります。 V_{FB1} ピンの電圧が0.8Vのリファレンス電圧の $\pm 10\%$ 以内に入らないと、MOSFETがオンしてPGOOD1ピンはローになります。また、PGOOD1ピンはRUN1ピンがロー(シャットダウン状態)になったときもローになります。 V_{FB1} ピンの電圧が $\pm 10\%$ 以内の条件を満たしている場合は、MOSFETがオフになり、このピンをINTV_{CC}など、6V以下の電源に外付け抵抗でプルアップすることができます。

低バッテリー電圧インジケータ

BATTGOODピンが内部NチャンネルMOSFETのオープンドレインに接続されており、BATTSNSピンの電圧がローになると、このピンもローになります。BATTSNSが9.5V未満の場合、MOSFETがオンになりBATTGOODピンをローにします。BATTSNSが9.75V以上の場合は、MOSFETがオフになり、BATTGOODピンをINTV_{CC}など、6V以下の電源に外付け抵抗でプルアップすることができます。RUN3がローの場合(昇圧チャンネルがシャットダウンしている場合)にも、BATTGOODピンはローになります。

アプリケーション情報

最初のページの代表的なアプリケーションは、LTC7811の基本的なアプリケーション回路です。外付け部品の選択は主に負荷条件によって決まり、まずインダクタ、電流検出部品、動作周波数、軽負荷時の動作モードの選択から始めます。その後、入出力のコンデンサ、パワー MOSFET、昇圧チャンネルのキャッチ・ダイオードから構成される、パワー段の残りの部品を選択できます。次に、帰還抵抗を選択して、目的の出力電圧を設定します。その後、ソフトスタート、バイアス、ループ補償などに使用する、残りの外付け部品を選択します。

インダクタ値の計算

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。では、なぜ誰もが大きな値の部品を使用した低周波数動作を選ぶのでしょうか。答えは効率です。MOSFETのスイッチング損失とゲート電荷損失のために、一般に周波数が高いほど効率が低下します。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。

降圧レギュレータの場合、平均インダクタ電流の最大値 $I_{L(MAX)}$ は、最大出力電流と等しくなります。ピーク電流は、平均インダクタ電流とインダクタのリップル電流 ΔI_L の半分との和に等しくなります。降圧レギュレータでは、このインダクタのリップル電流は、インダクタンスが増加するか周波数が増加するにつれて減少し、 V_{IN} が高くなるにつれて増加します(次式を参照)。

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

昇圧レギュレータでは、連続導通モードでの平均出力電流の最大値は、平均インダクタ電流の最大値に係数 V_{IN}/V_{OUT} を掛けた値に等しくなります。すなわち、 $I_{OUT(MAX)} = I_{L(MAX)} \cdot V_{IN}/V_{OUT}$ です。昇圧レギュレータからの最大出力電流は、 V_{IN} が低下するにつれて減少することに注意してください。したがって、 $I_{L(MAX)}$ をどう選択するかは、公称最小動作電圧 V_{IN} におけるレギュレーション電圧 V_{OUT} の最大負荷電流により異なります。所定の V_{IN} に対する負荷電流制限値を超えた場合は、 $I_{OUT(MAX)} = I_{L(MAX)} \cdot V_{IN}/V_{OUT}$ の式が満たされるまで V_{OUT} は低下します。更に、出力が過電圧 ($V_{IN} > V_{OUT}$) 状態のとき、上側スイッチは常

にオンになっており、最大負荷電流は $I_{L(MAX)}$ に等しくなります。次式に示すように、昇圧レギュレータのインダクタのリップル電流 ΔI_L は、 V_{OUT} が高くなるにつれて増加します。

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

ΔI_L が大きくてもかまわなければ、小さいインダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルと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 $\Delta I_L = 0.3 \cdot I_{L(MAX)}$ です。 ΔI_L が最大となるのは、降圧チャンネルでは最大入力電圧のときであり、昇圧チャンネルでは $V_{IN} = V_{OUT}/2$ のときです。

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減少した結果、ピーク電流が、 R_{SENSE} によって決定される電流制限値の25%を下回ると、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、低い負荷電流で Burst Mode に移行するので、低電流動作の値の高い範囲の効率が低下する可能性があります。

インダクタのコアを選択

L の値が定まったら、インダクタの種類を選択する必要があります。高効率レギュレータは、通常、低価格の鉄粉コアに見られるコア損失を許容できないので、より高価なフェライトまたはモリパーマロイのコアを使わざるを得ません。実際のコア損失は、選択したインダクタンス値に大きく依存します。インダクタンスが増加すると、コア損失は減少します。しかし、インダクタンスを増加させるには巻き線数を増やす必要があるため、銅損失が増加します。

フェライト設計のコア損失は非常に小さく、高いスイッチング周波数に適しています。そのため、設計目標を銅損失と飽和の防止に集中させることができます。フェライト・コア材料の飽和は「ハード」です。つまり、ピーク設計電流を超えると急激にインダクタンスが低下します。その結果、インダクタのリップル電流が急激に増加し、それに伴い出力電圧リップルも増加します。コアは決して飽和させないでください。

アプリケーション情報

電流検出方式の選択

LTC7811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どちらを選択するかは、設計上、主として、コスト、消費電力、精度のどれを採るかで決まります。DCRによる検出が普及したのは、高価な電流検出抵抗が不要になり、特に大電流および低周波数のアプリケーションで電力効率が向上するためです。一方、電流検出抵抗を使用すると、コントローラの非常に正確な電流制限値が得られます。他の外付け部品は負荷条件に基づいて選択し、 R_{SENSE} （ R_{SENSE} を使用する場合）とインダクタ値の選択から始めます。

SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンは、電流コンパレータへの入力です。これらのピンのコモンモード電圧範囲は0V~40V（絶対最大値）であるため、LTC7811は最大40Vの出力電圧をレギュレーションできます。SENSE1⁺ピン、SENSE2⁺ピン、SENSE3⁻ピンは高インピーダンスであり、流れる電流は約1μA未満です。このように高インピーダンスなので、電流コンパレータをインダクタのDCRによる検出に使うことができます。SENSE1⁻ピン、SENSE2⁻ピン、SENSE3⁺ピンのインピーダンスは、コモンモード電圧に応じて変化します。これらのピンの電圧がINTV_{CC} - 0.5Vより低い場合、これらのピンは比較的高インピーダンスであり、流れる電流は約1μAです。これらのピンの電圧がINTV_{CC} + 0.5Vより高いと、より多くの電流（約620μA）が各ピンに流れ込みます。INTV_{CC} - 0.5VとINTV_{CC} + 0.5Vの間では、電流は小電流から大電流に遷移します。チャンネル1のSENSE1⁻ピンの電圧が3.2Vより高くなり、V_{OUT1}から内部回路のバイアス電圧が供給されるようになると、このピンに流れる電流は約40μA増加するので、入力換算の電源電流は減少します。

検出ラインに共通するフィルタ部品はLTC7811の近くに配置し、検出ラインは電流検出素子の下のケルビン接続点まで互いに近づけて配線します（図1を参照）。他の場所で電流を検出すると、寄生インダクタンスと容量が電流検出素子に実質的に追加され、検出端子の情報が劣化して、電流制限の設定値が予測不能になることがあります。DCRによる検出を使用する場合は（図2b）、抵抗R1をスイッチング・ノードの近くに配置して、高感度の小信号ノードにノイズが結合しないようにします。

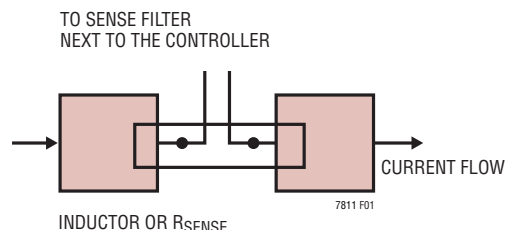


図1. インダクタまたは検出抵抗を使用した検出ラインの配置

値の小さな抵抗による電流検出

ディスクリット抵抗を使用した代表的な検出回路を図2a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。各コントローラの電流コンパレータには、50mVの最大閾値 $V_{SENSE(MAX)}$ があります。電流コンパレータの閾値電圧により、インダクタのピーク電流が設定されます。

インダクタ値の計算のセクションの最大インダクタ電流($I_{L(MAX)}$)およびリップル電流(ΔI_L)を使用すると、目標とする検出抵抗値は次のようになります。

$$R_{SENSE} \leq \frac{V_{SENSE(MAX)}}{I_{L(MAX)} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

アプリケーションが全動作温度範囲にわたって確実に最大負荷電流を供給するようするには、電気的特性の表で $V_{SENSE(MAX)}$ の最小値を選択します。

電流検出信号へのPCBノイズの結合に起因する潜在的なジッタまたは不安定性が発生しないようにするため、AC電流検出時のリップルである $\Delta V_{SENSE} = \Delta I_L \cdot R_{SENSE}$ も抑えて、良好なS/N比を確保します。一般に、適度に良好なPCBレイアウトを得るには、 R_{SENSE} とDCRのどちらの検出アプリケーションの場合でも、降圧チャンネルでは公称入力電圧時に目標の ΔV_{SENSE} 電圧を10mV~20mVにすること、昇圧チャンネルではデューティ・サイクルを50%にすることを推奨します。

検出抵抗に寄生インダクタンス(ESL)があると、インダクタ値が小さめ(<3μH)のアプリケーションや電流が大きめ(>5A)のアプリケーションでは、電流検出信号に大きな誤差が生じます。降圧コンバータでは、この誤差は入力電圧に比例し、ライン・レギュレーション性能を低下させたり、ループの不安定性を引き起こしたりすることがあります。図2aに示すように、検出ピンへのRCフィルタを使用すると、この誤差を補償できます。ESLを最も適切に抑えるには、RCフィルタの時定数を $R_F \cdot C_F = ESL/R_{SENSE}$ とな

アプリケーション情報

るように設定します。一般に、1nF～10nFの範囲内になるように C_F を選択して、対応する R_F を計算します。この誤差を最小限に抑えるため、低ESLでフットプリントの広い形状の表面実装型検出抵抗を推奨します。ESLがメーカーのデータシートに仕様規定されていない場合、1206フットプリントの抵抗では0.4nH、1225フットプリントの抵抗では0.2nHとしてESLを概算できます。

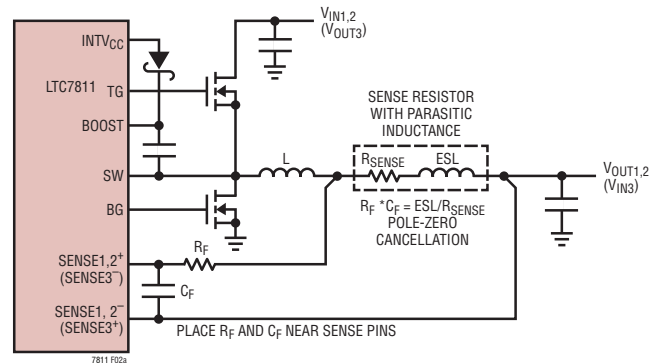
インダクタのDCRによる電流検出

大負荷電流時に可能な限り高い効率を必要とするアプリケーションでは、図2bに示すように、LTC7811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とは、銅巻線のDC抵抗の小さな値を表し、最近の値の小さい大電流インダクタでは1mΩより小さいことがあります。このようなインダクタを必要とする大電流アプリケーションでは、検出抵抗による電力損失は、インダクタのDCRによる検出に比べると数ポイントの効率低下になると考えられます。

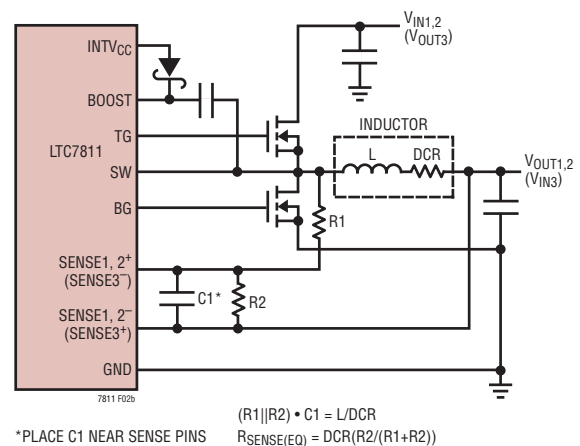
外部の $(R1||R2) \cdot C1$ の時定数が L/DCR の時定数に厳密に等しくなるように選択すると、外付けコンデンサ両端の電圧降下はインダクタのDCR両端の電圧降下に $R2/(R1 + R2)$ を掛けたものに等しくなります。 $R2$ は、目標とする検出抵抗値よりもDCRが大きいアプリケーションに対して、検出端子両端の電圧を調整する抵抗です。外部フィルタ部品を適切な大きさにするには、インダクタのDCRを知る必要があります。インダクタのDCRは精度の良いRLCメーターを使って測定することができますが、DCRの許容誤差は常に同じではなく、温度によって変化します。詳細については、メーカーのデータシートを参照してください。

インダクタ値の計算のセクションの最大インダクタ電流($I_{L(MAX)}$)およびリップル電流(ΔI_L)を使用すると、目標とする検出抵抗値は次のようになります。

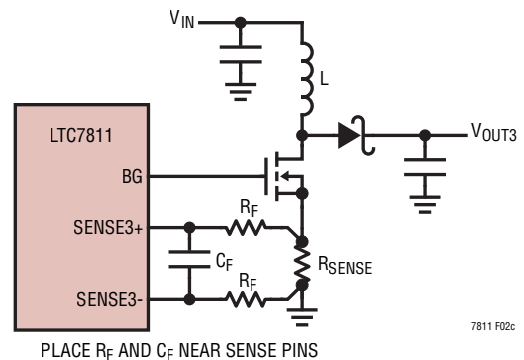
$$R_{SENSE(EQUIV)} \leq \frac{V_{SENSE(MAX)}}{I_{L(MAX)} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$



(a) 電流検出に抵抗を使用



(b) 電流検出にインダクタのDCRを使用



(c) 昇圧チャンネルのローサイド電流検出

図2. 電流検出方法

アプリケーション情報

アプリケーションが全動作温度範囲にわたって確実に最大負荷電流を供給するようにするには、電気的特性の表で $V_{SENSE(MAX)}$ の最小値を選択します。

次に、インダクタのDCRを決めます。通常は20°Cで設定されているメーカーの最大値がわかる場合はこれを使い、約0.4%/°Cの銅抵抗の温度係数を考慮してこの値を増加させます。安全を見込んだ最大インダクタ温度($T_{L(MAX)}$)の値は100°Cです。インダクタの最大DCRを目的の検出抵抗値にスケール調整するには、次の分圧器の比を使用します。

$$R_D = \frac{R_{SENSE(EQUIV)}}{DCR_{MAX} \text{ at } T_{L(MAX)}}$$

C1は通常、0.1μF～0.47μFの範囲に入るように選択します。これにより、 $R1 \parallel R2$ は約2kになるので、SENSE⁺ピンの約1μAの電流によって生じる可能性のあった誤差が減少します。

目標の等価抵抗 $R1 \parallel R2$ は、公称のインダクタンス、C1の値、およびDCRから次のように計算されます。

$$R1 \parallel R2 = \frac{L}{(DCR \text{ at } 20^\circ C) \cdot C1}$$

検出抵抗の値は、次のようになります。

$$R1 = \frac{R1 \parallel R2}{R_D}; \quad R2 = \frac{R1 \cdot R_D}{1 - R_D}$$

R1での最大電力損失はデューティ・サイクルに関連しています。降圧コントローラの場合、電力損失が最大になるのは、連続モードで入力電圧が最大するときです(次式)。

$$P_{LOSS \ R1} = \frac{(V_{IN(MAX)} - V_{OUT}) \cdot V_{OUT}}{R1}$$

昇圧コントローラの場合、電力損失が最大になるのは、連続モードで $V_{IN} = V_{OUT}/2$ のときです(次式)。

$$P_{LOSS \ R1} = \frac{(V_{OUT(MAX)} - V_{IN}) \cdot V_{IN}}{R1}$$

R1の電力定格がこの値より大きいことを確認してください。軽負荷時に高い効率が必要な場合、DCR検出と検出抵抗のどちらを使用するかを決定するときには、この電力損失を検討します。軽負荷での電力損失は、R1によって余分のスイッチング損失が生じるため、検出抵抗の場合よりDCRネットワークの方がわずかに大きくなることがあります。ただし、DCRによる検出では検出抵抗がないので、導通損失が減少し、重負荷時の効率が高くなります。ピーク効率はどちらの方法でもほぼ同じです。

昇圧チャンネルのローサイド電流検出

昇圧チャンネルの電流検出抵抗は、図2cに示すように下側スイッチのソースに直列に接続することもできます。この構成では、昇圧チャンネルの入力電圧と出力電圧は、どちらも外付け部品によってのみ制限されます。下側スイッチがオフの場合にはインダクタの電流をモニタできないため、レギュレータの過渡応答が遅くなる場合がありますことに注意してください。また、SENSE3+ピンとSENSE3-ピンは差動でフィルタリングし、スイッチング・ノイズが電流検出信号を破損することのないようにする必要があります。通常、50Ω～500Ωの範囲の抵抗をSENSEピンと直列に配置し、1nFのコンデンサをSENSE3+とSENSE3-の間のできるだけLTC7811に近い位置に配置する必要があります。IMON3昇圧チャンネル電流モニタ機能は、ローサイド電流検出には対応しません。

アプリケーション情報

動作周波数の設定

動作周波数の選択は、効率と部品サイズの兼ね合いによって決まります。動作周波数が高いと、小型のインダクタと値の小さいコンデンサを使用することができます。低い周波数で動作させるとゲート電荷と遷移損失が減るので効率が改善されますが、出力リップル電圧を低く維持するには、インダクタンスの値や出力容量を大きくする必要があります。

高電圧アプリケーションでは、遷移損失が電力損失に大きく影響するので、通常は300kHz～900kHzのスイッチング周波数により、サイズと効率のバランスをうまくとることができます。低電圧アプリケーションでは低スイッチング損失の利点を得られるので、必要に応じて3MHzまでの高いスイッチング周波数でより容易に動作できます。

動作周波数に関する更なる制約条件は、昇圧チャンネルの最大デューティ・サイクルに起因します。最大デューティ・サイクルは、 $DC_{MAX} \approx (1 - V_{IN(MIN)}/V_{OUT3}) \cdot 100\%$ で概算できますが、図3aに示すように制限されています。低周波では、要求されるデューティ・サイクルが93%より高い場合、出力はドロップアウト状態になります。高周波では、固定周波数動作を維持するために使用できる最大デューティ・サイクルが更に低くなります。この領域では、出力電圧のレギュレーションを維持するために高いデューティ・サイクルが必要な場合、コントローラは複数のクロック・サイクルにわたって下側MOSFET (BG3)をオンのままにして、実質的に低い周波数で高いデューティ・サイクルを実現します。最大デューティ・サイクルを図3aに示す曲線より低い値に制限する周波数を選択します。スイッチング周波数は、表1に示すようにFREQピンとPLLIN/SPREADピンを使用して設定します。

表1.

FREQ ピン	PLLIN/SPREAD ピン	周波数
0V	0V	380kHz
INTV _{CC}	0V	2.25MHz
GND への抵抗	0V	100kHz～3MHz
上記のいずれか	外部クロック 100kHz～3MHz	外部クロックに フェーズロック
上記のいずれか	INTV _{CC}	スペクトラム拡散変調

FREQピンをグラウンドに接続すると380kHzが選択され、FREQピンをINTV_{CC}に接続すると2.25MHzが選択されます。FREQとグラウンドの間に抵抗を接続することにより、周波数を100kHz～3MHzの範囲内のいずれかの値に設定できます。図3bまたは次式を基に、FREQピンの抵抗を選択します。

$$R_{FREQ}(\text{in } k\Omega) = \frac{37\text{MHz}}{f_{osc}}$$

電磁干渉(EMI)性能を向上するため、PLLIN/SPREADピンをINTV_{CC}に接続することにより、オプションでスペクトラム拡散モードを選択できます。スペクトラム拡散機能を有効にすると、スイッチング周波数は、FREQピンで選択した周波数の-12%～+15%の範囲で調整されます。スペクトラム拡散機能は、MODEピンで選択したどの動作モード(Burst Mode、パルススキッピング・モード、強制連続モード)でも使用できます。

また、LTC7811ではフェーズロック・ループ(PLL)が使用可能で、PLLIN/SPREADピンに接続された外部クロック信号源に内部発振器を同期させることができます。PLLがロックした後、TG1は外部クロック信号の立上がりエッジに同期され、TG2は位相がTG1と180度ずれます。詳細については、フェーズロック・ループと周波数同期のセクションを参照してください。

アプリケーション情報

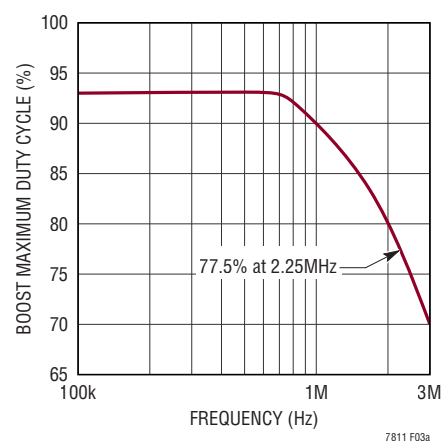
軽負荷時動作モードの選択

LTC7811は、軽負荷電流時に、高効率のBurst Mode動作、固定周波数パルススキッピング・モード、または強制連続導通モードになるように設定できます。Burst Mode動作を選択するには、MODEピンを接地します。強制連続動作を選択するには、MODEピンをINTV_{CC}に接続します。パルススキッピング・モードを選択するには、MODEピンを100k Ω の抵抗を介してINTV_{CC}に接続します。MODEピンとグラウンドの間にある100k Ω の内部抵抗により、MODEピンがフロート状態の場合はBurst Modeが選択されます。LTC7811は、PLLIN/SPREADピンを通じて外部クロックに同期しているとき、パルススキッピング・モードが選択されている場合はそのモードで動作し、それ以外の場合は強制連続モードで動作します。MODEピンを使用した軽負荷時動作モードの選択を表2にまとめます。

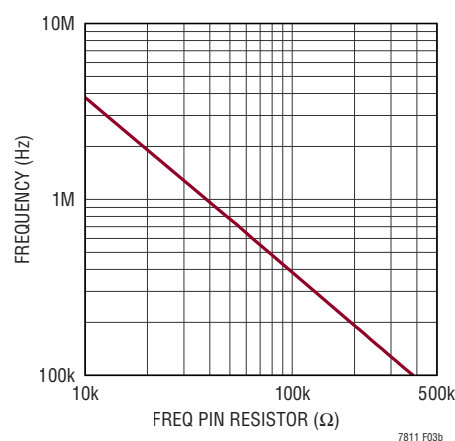
表2.

MODEピン	軽負荷時動作モード	同期時のモード
0Vまたはフロート状態	Burst Mode	強制連続
INTV _{CC} に100k Ω を接続	パルススキッピング	パルススキッピング
INTV _{CC}	強制連続	強制連続

一般に、どの軽負荷時動作モードを選択するのが適切かは、各アプリケーションの条件によって決まります。Burst Mode動作では、インダクタ電流は反転することができません。インダクタ電流がゼロに達する直前に、逆電流コンパレータが下側MOSFETをオフにし、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、レギュレータは不連続動作状態で動作します。更に、負荷電流が非常に少ないと、インダクタ電流はスイッチング周波数より低い周波数でバースト動作を開始し、スイッチングが停止しているときは低消費電流のスリープ・モードに入ります。結果として、軽負荷時に効率が最も高い可能性があるのはBurst Mode動作です。



(a) 発振周波数と昇圧チャンネルの最大デューティ・サイクルとの関係



(b) 発振周波数とFREQピンの抵抗値の関係

図3. 動作周波数の設定

アプリケーション情報

強制連続モードでは、インダクタ電流は軽負荷時の降圧チャンネルで反転可能であり、負荷に関係なく同じ周波数でスイッチングします。このモードでは、軽負荷での効率がBurst Mode動作の場合よりもかなり低下します。ただし、連続動作には出力電圧リップルが小さく、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。強制連続モードでは、降圧チャンネルの出力リップルは負荷電流に依存しません。昇圧チャンネルには同期スイッチがないため、インダクタ電流は反転できず、そのため軽負荷時には常に不連続動作状態で動作します。

パルススキッピング・モードでは、出力電流が最大設計値の約1%になるまで固定周波数動作が維持されます。非常に軽い負荷では、PWMコンパレータは数サイクルにわたって作動したままになり、メイン・スイッチ(降圧の場合は上側MOSFET、昇圧の場合は下側MOSFET)を同じサイクル数だけ強制的にオフにする(つまり、パルススキップする)ことがあります。インダクタ電流は反転することができません(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。軽負荷での効率が強制連続動作より高くなりますが、Burst Mode動作ほど高くはありません。したがって、パルススキッピング・モードは軽負荷時の効率、出力リップル、EMI間の妥協点を示しています。

アプリケーションによっては、システム内に存在する条件に応じて軽負荷時動作モードを変更することが望ましい場合があります。例えば、システムが動作していない場合は、MODEピンを0Vに維持することによって、高効率のBurst Mode動作を選択することが考えられます。システムが起動したら、外部クロックをPLLIN/SPREADに送信するか、MODEをINTV_{CC}に接続して、低ノイズの強制連続モードに切り替えることができます。このように実行中にモード変更を行うと、個々のアプリケーションがそれぞれの軽負荷時動作モードの利点を得ることができます。

パワー MOSFET の選択

LTC7811 では、コントローラごとに外付けパワー MOSFET を選択する必要があります。すなわち、降圧の上側メイン・スイッチのNチャンネルMOSFETと、下側スイッチ(降圧の場合はメイン・スイッチ、昇圧の場合は同期スイッチ)のNチャンネルMOSFETです。

ピークtoピークのゲート駆動レベルは、INTV_{CC}のレギュレーション・ポイントである5.1Vで設定されます。したがって、ほとんどのアプリケーションでは、ロジック・レベルの閾値のMOSFETを使用する必要があります。MOSFETのBV_{DSS}の仕様にも十分注意を払ってください。ロジック・レベルのMOSFETの多くは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に通常記載さ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、規定の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印加されるV_{DS}とゲート電荷曲線で規定されている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の上下側MOSFETのデューティ・サイクルは以下の式で与えられます。

$$\text{Buck Main Switch Duty Cycle} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}}$$

$$\text{Buck Sync Switch Duty Cycle} = \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}}$$

$$\text{Boost Main Switch Duty Cycle} = \frac{V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}}}{V_{\text{OUT}}}$$

アプリケーション情報

降圧コンバータでは、最大出力電流でのMOSFETの消費電力は、以下の式で与えられます。

$$P_{\text{MAIN_BUCK}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} (I_{\text{OUT(MAX)}})^2 (1 + \delta) R_{\text{DS(ON)}} + (V_{\text{IN}})^2 \left(\frac{I_{\text{OUT(MAX)}}}{2} \right) (R_{\text{DR}}) (C_{\text{MILLER}}) \cdot \left[\frac{1}{V_{\text{INTVCC}} - V_{\text{THMIN}}} + \frac{1}{V_{\text{THMIN}}} \right] (f)$$

$$P_{\text{SYNC_BUCK}} = \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} (I_{\text{OUT(MAX)}})^2 (1 + \delta) R_{\text{DS(ON)}}$$

同様に、昇圧コンバータでは以下の式で与えられます。

$$P_{\text{MAIN_BOOST}} = \frac{(V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}}) V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}^2} (I_{\text{OUT(MAX)}})^2 \cdot (1 + \delta) R_{\text{DS(ON)}} + \left(\frac{V_{\text{OUT}}^3}{V_{\text{IN}}} \right) \left(\frac{I_{\text{OUT(MAX)}}}{2} \right) \cdot (R_{\text{DR}}) (C_{\text{MILLER}}) \cdot \left[\frac{1}{V_{\text{INTVCC}} - V_{\text{THMIN}}} + \frac{1}{V_{\text{THMIN}}} \right] (f)$$

ここで、 δ は $R_{\text{DS(ON)}}$ の温度依存性 ($\delta \approx 0.005/^{\circ}\text{C}$)、 R_{DR} はMOSFETのミラー閾値電圧での実効ドライブ抵抗です ($R_{\text{DR}} \approx 2\Omega$)。 V_{THMIN} は、MOSFETの最小閾値電圧の代表値です。

I^2R 損失は両方のMOSFETに存在しますが、降圧コントローラと昇圧コントローラのメインのNチャンネルの式には、遷移損失の項が追加されています。この遷移損失が最大になるのは、降圧の場合は入力電圧が高いときであり、昇圧の場合は出力電圧が高いときです。降圧コントローラで $V_{\text{IN}} < 20\text{V}$ (昇圧コントローラの場合は $V_{\text{OUT}} < 20\text{V}$) の場合、大電流での効率は一般に大型のMOSFETを使用すると向上しますが、降圧での $V_{\text{IN}} > 20\text{V}$ (昇圧の場合は $V_{\text{OUT}} > 20\text{V}$) では遷移損失が急激に増加し、 $R_{\text{DS(ON)}}$ が大きく C_{MILLER} が小さいMOSFETを使用した方が実際には効率が高くなります。降圧コントローラの場合、同期MOSFETの損失は、上側スイッチのデューティ・ファクタが低いときには入力電圧が高い場合、または同期スイッチが周期の100%近くオンになるとときには短絡時に最も大きくなります。

昇圧コンバータの出力ダイオードの選択

昇圧コンバータの出力ダイオードは、スイッチがオフになっている間に電流を導通します。効率を最大にするために、順方向電圧降下が小さく逆方向リーク電流の小さい高速スイッチング・ダイオードを選択してください。ダイオードが耐える必要のあるピーク逆方向電圧は、最大出力電圧に等しい値です。昇圧コンバータのスイッチング時には、ダイオードのピーク電流は、 $V_{\text{SENSE(MAX)}}/R_{\text{SENSE}}$ で、 $V_{\text{SENSE(MAX)}}$ は55mVの上限値に等しい値です。

入力電圧が出力電圧レギュレーション設定値より大きい場合に、ダイオードの消費電力は最大となります。この場合、メイン・スイッチはオンにならず、ダイオードを流れる最大平均電流は最大出力電流に等しくなります。したがって、最大消費電力は、 $P_D = I_{\text{OUT3(MAX)}} \cdot V_F$ となります。ここで、 V_F はダイオードの順方向電圧降下です。昇圧チャンネルの出力が降圧チャンネルの入力として接続されている場合、出力ダイオードの消費電力は以下の式となります。

$$P_D = \frac{V_F}{V_{\text{OUT3}}} \left(\frac{V_{\text{OUT1}} \cdot I_{\text{OUT1}}}{\eta_1} + \frac{V_{\text{OUT2}} \cdot I_{\text{OUT2}}}{\eta_2} \right)$$

ここで、 η_1 はチャンネル1、 η_2 はチャンネル2の効率です。チャンネル1とチャンネル2の両方が最大負荷電流で動作し、 V_{OUT3} がそのレギュレーション・ポイントよりわずかに高い場合に、消費電力は最大となります。

昇圧コンバータの C_{IN} と C_{OUT} の選択

昇圧コンバータの入力リップル電流は連続しているので、(出力リップル電流と比較して) 相対的に小さくなります。昇圧コンバータの入力コンデンサ C_{IN} の電圧定格は、最大入力電圧より十分高い値であることが必要です。セラミック・コンデンサは過電圧状態に対して比較的耐性がありますが、アルミニウム電解コンデンサにはこの耐性はありません。入力コンデンサに過度のストレスを与え得るあらゆる過電圧トランジェントの可能性について、入力電圧の特性評価を行うようにしてください。

アプリケーション情報

C_{IN} の値はソース・インピーダンスの関数であり、一般にソース・インピーダンスが高いほど必要な入力容量も大きくなります。必要な入力容量の大きさはデューティ・サイクルによっても大きく影響されます。高いデューティ・サイクルでの動作も行う大出力電流アプリケーションは、DC電流とリップル電流の両方の点で、入力電源に大きな負担を負わせることがあります。

昇圧コンバータでは出力電流が不連続なので、出力電圧のリップル条件を満たす C_{OUT} を選択する必要があります。与えられた出力リップル電圧に対する適切なコンデンサを選択するには、ESR (等価直列抵抗) とバルク容量の影響について検討する必要があります。 C_{OUT} のバルク容量の充放電によるリップルは次式で与えられます。

$$\text{リップル} = \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{C_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot f} V$$

ESR 両端の電圧降下によるリップルは次式で与えられます。

$$\Delta V_{ESR} = \left(I_{L(MAX)} + \frac{1}{2} \Delta I_L \right) \cdot ESR$$

ESR と RMS 電流処理の条件を満たすために、複数のコンデンサを並列に配置しなければならない場合があります。乾式タンタル、特殊ポリマー、アルミ電解およびセラミックの各コンデンサは、すべて表面実装パッケージで入手できます。セラミック・コンデンサは優れた低 ESR 特性を備えていますが、電圧係数が高いことがあります。現在では、低 ESR で高リップル電流定格のコンデンサを利用することができます (OS-CON や POSCAP など)。

降圧コントローラの C_{IN} と C_{OUT} の選択

2つの降圧コントローラの C_{IN} の選択は、2相アーキテクチャを採用し、入力回路(バッテリー/ヒューズ/コンデンサ)を流れる最も厳しい条件での RMS 電流に対してこのアーキテクチャが及ぼす影響を考慮することで、簡略化で

きます。コンデンサの RMS 電流の最も厳しい条件は、片方のコントローラだけが動作しているときです。コンデンサの最大 RMS 電流の条件を求めるには、 V_{OUT} と I_{OUT} の積が最大になるコントローラを式1に示す式で使用する必要があります。

他方のコントローラから供給される出力電流を増やすと、実際には入力 RMS リップル電流がこの最大値から減少します。逆位相方式では、単相の電源ソリューションと比較すると、入力コンデンサの RMS リップル電流が一般に 30%~70% ほど減少します。

連続モードでは、上側 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電圧トランジェントを防止するには、1チャンネルの最大 RMS 電流に対応するサイズの低 ESR コンデンサを使用する必要があります。最大負荷電流 I_{MAX} が流れるとき、コンデンサの最大 RMS 電流は次式で与えられます。

$$C_{IN} \text{ に必要な } I_{RMS} \approx \frac{I_{MAX}}{V_{IN}} [(V_{OUT})(V_{IN} - V_{OUT})]^{1/2}$$

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ のときに最大値になります。ここで、 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ です。設計ではこの単純で最も厳しい条件がよく使用されます。条件を大きく変化させても状況がそれほど改善されないからです。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、コンデンサを更にディレーティングする、つまり必要とされるよりも高い温度定格のコンデンサを選択するようにしてください。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接続する場合があります。LTC7811 は動作周波数が高いため、 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メーカーにお問い合わせください。

アプリケーション情報

LTC7811の2相動作の利点は、大電力のコントローラについてはこの式を使用して計算できることと、その後、2つのコントローラ・チャンネルが両方同時にオンに切り替わった場合に生じる損失を計算できることです。両方のコントローラが動作しているときは、入力コンデンサのESRを流れるのに必要な電流パルスの重複部分が減少するので、全RMS電力損失が減少します。これが、デュアル・コントローラの設計では、最も厳しい条件のコントローラについて上式で計算した入力コンデンサの条件で十分である理由です。更に、2相システムではピーク電流が減少するため、入力保護ヒューズの抵抗、バッテリー抵抗、およびプリント基板のパターン抵抗による各損失も減少します。マルチフェーズ設計の総合的な利点を十分に認識できるのは、電源／バッテリーのソース・インピーダンスが効率テストに含まれる場合だけです。

上側MOSFETのドレインは互いに1cm以内に配置し、 C_{IN} を共有させます。ドレインと C_{IN} を離すと、 V_{IN} に望ましくない共振が生じる可能性があります。

小さな($0.1\mu\text{F}\sim 1\mu\text{F}$)バイパス・コンデンサをLTC7811の近くに配置し、 V_{BIAS} ピンとグラウンドの間に挿入することも推奨します。 C_{IN} と V_{BIAS} ピンの間に $1\Omega\sim 10\Omega$ の抵抗をオプションで接続すると、ノイズの多い入力電源からの絶縁性が高まります。

C_{OUT} は、等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。一般に、ESRの条件を満たしていれば、その容量はフィルタリング機能にも十分です。出力リップル(ΔV_{OUT})は次式で近似されます。

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

ここで、 f は動作周波数、 C_{OUT} は出力容量、 ΔI_L は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。

降圧出力電圧の設定

LTC7811の降圧チャンネルの出力電圧は、図4に示すように、出力の両端に注意深く配置した外付け帰還抵抗分圧器によってそれぞれ設定されます。レギュレーション出力電圧は次式により求められます。

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

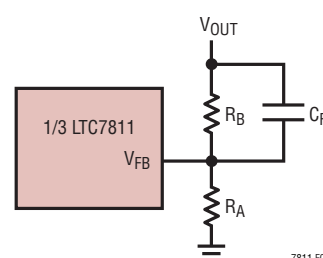


図4. 降圧出力電圧の設定

抵抗 R_A および R_B を V_{FB} ピンのすぐ近くに配置して、PCBのパターン長と、高感度の V_{FB} ノードでのノイズを最小限に抑えます。 V_{FB} のパターンは、インダクタやSWのパターンなどのノイズ源から離して配線するよう十分注意してください。周波数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})を使用することができます。

複数の出力電圧レベルが存在するアプリケーションでは、チャンネル1の最小出力電圧が3.2Vより高くなるように選択します。 SENSE1^- ピン(V_{OUT1} に接続)は、その電圧が3.2Vより高くなると、 V_{BIAS} の代わりに内部回路の一部をバイアスするので、軽負荷時のBurst Modeの効率が向上します。同様に、 EXTV_{CC} を4.8Vの EXTV_{CC} 立上がり切替え閾値より高い最小出力電圧に接続します。これにより、 EXTV_{CC} は、大電流のゲート・ドライバに電力を供給して、 V_{BIAS} から流れ出す余分の静止電流を軽減し、スリープ・モード時の V_{BIAS} ピンの電流を約 $1\mu\text{A}$ に低減します。

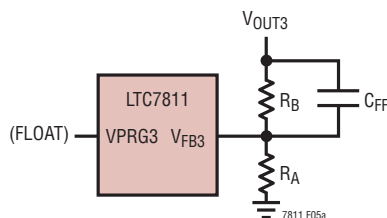
アプリケーション情報

昇圧出力電圧の設定 (VPRG3 ピン)

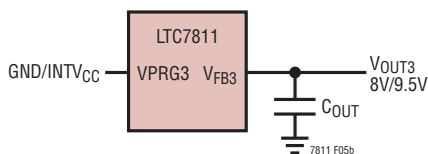
VPRG3 ピンは、昇圧コントローラの出力電圧を外付け帰還抵抗分圧器によって設定するか、8Vまたは9.5Vの固定出力にプログラムするかを選択します。VPRG3をフロート状態にすると、図5aに示すように、昇圧出力電圧は外付け帰還抵抗分圧器によって設定できます。この場合、レギュレーション出力電圧は次式により求められます。

$$V_{OUT, BOOST} = 1.195V \left(1 + \frac{R_B}{R_A} \right)$$

VPRG3をGNDまたはINTV_{CC}に接続すると、昇圧コントローラは、それぞれ8Vまたは9.5Vの固定出力電圧に設定されます。図5bに示すように、固定出力電圧に設定する場合は、V_{FB3}を出力に直接接続します。



(a) 外付け抵抗を使用した昇圧出力電圧の設定



(b) 昇圧コントローラの8V/9.5V固定出力への設定

図5. 昇圧出力電圧の設定

RUN ピンと低電圧ロックアウト

LTC7811の3つのチャンネルをイネーブルするには、RUN1ピン、RUN2ピン、RUN3ピンを使用します。RUNピンの立ち上がり閾値は1.2Vで、100mVのヒステリシスがあります。あるRUNピンの電圧を1.1Vより低くすると、そのチャンネルのメイン制御ループがシャットダウンして、ソフトスタートがリセットされます。3つのRUNピンすべてを0.7Vより低くすると、すべてのコントローラと、INTV_{CC} LDOを含むほとんどの内部回路がディスエーブルされます。この状態では、LTC7811に流れる自己消費電流は約1.5μAにすぎません。

RUNピンは高インピーダンスであり、外部からプルアップ／プルダウンするか、ロジックで直接駆動する必要があります。各RUNピンは最大40V（絶対最大定格）に耐えることができるので、コントローラが絶えずイネーブルされて決してシャットダウンしない常時オン・アプリケーションでは、V_{BIAS}に接続すると便利です。RUNピンはフロート状態にしないでください。

RUNピンは、電源とグラウンドの間の抵抗分圧器を使用して、V_{BIAS}やV_{OUT3}などの電源の高精度低電圧ロックアウト (UVLO) として設定することもできます。例えば、図6に示すように、単純な抵抗分圧器を使用して、V_{BIAS}のUVLO条件を満たすことができます。

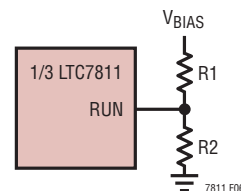


図6. RUNピンをUVLOとして使用

V_{BIAS}のUVLO閾値は、次のように計算できます。

$$UVLO \text{ Rising} = 1.2V \left(1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

$$UVLO \text{ Falling} = 1.1V \left(1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

R1-R2の分圧器を流れる電流はLTC7811のシャットダウン時電流、スリープ時電流およびアクティブ時電流にそのまま上乗せされるので、この電流がアプリケーション回路全体の効率に与える影響を最小限に抑えるように注意してください。静止シャットダウン時電流とスリープ時電流に対する影響を低く抑えるために、MΩ単位の抵抗値が必要になることがあります。

ソフトスタートとトラッキング (TRACK/SS1 ピン、TRACK/SS2 ピン、SS3 ピン)

各V_{OUT}の起動は、TRACK/SSピン（チャンネル1の場合はTRACK/SS1、チャンネル2の場合はTRACK/SS2、チャンネル3の場合はSS3）の電圧によって制御されます。TRACK/SSピンの電圧が0.8Vの内部リファレンス（昇圧チャンネルの場合は1.2Vのリファレンス）より低いと、LTC7811はV_{FB}ピンの電圧を内部リファレンスではなくTRACK/SSピンの電圧にレギュレーションします。TRACK/SSピンを使って、

アプリケーション情報

外部ソフトスタート機能を設定するか、または V_{OUT} が起動時に別の電源をトラッキングするように設定できます。

ソフトスタートを有効にするには、TRACK/SSピンとグラウンドの間に単純にコンデンサを接続します。内部の $12.5\mu A$ 電流源がこのコンデンサを充電して、TRACK/SSピンに直線的なランプ電圧を発生させます。LTC7811はその帰還電圧(したがって V_{OUT})をTRACK/SSピンの電圧に応じて制御するので、 V_{OUT} は0Vから最終的なレギュレーション値まで滑らかに上昇することができます。目的のソフトスタート時間(t_{SS})にするには、降圧チャンネルでは $C_{SS} = t_{SS} \cdot 15\mu F/sec$ となるようにソフトスタート・コンデンサを選択し、昇圧チャンネルでは $C_{SS} = t_{SS} \cdot 10\mu F/sec$ となるようにソフトスタート・コンデンサを選択します。

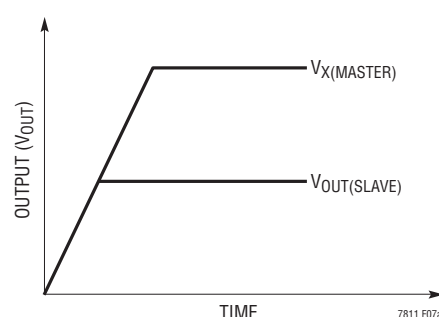
代わりに、図7aおよび図7bに定性的に示すように、TRACK/SS1ピンとTRACK/SS2ピンを使用して、起動時に2つ以上の電源をトラッキングすることができます。このためには、図8に示すように、マスタ電源(V_X)とスレーブ電源(V_{OUT})のTRACK/SSピンとの間に抵抗分圧器を接続します。起動中、 V_{OUT} は抵抗分圧器によって次のように設定された比に従って V_X をトラッキングします。

$$\frac{V_X}{V_{OUT}} = \frac{R_A}{R_{TRACKA}} \cdot \frac{R_{TRACKA} + R_{TRACKB}}{R_A + R_B}$$

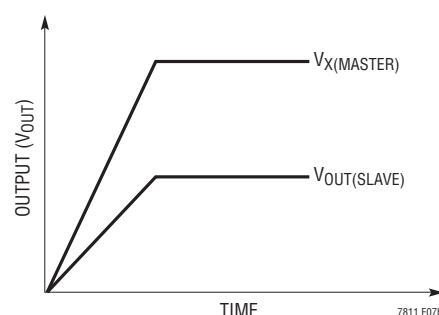
同時トラッキング(起動中は $V_{OUT} = V_X$)の場合は、 $R_{TRACKA} = R_A$ および $R_{TRACKB} = R_B$ に設定します。

シングル出力2相動作

大電力アプリケーションでは、2つの降圧チャンネルを2相シングル出力構成で動作させることができます。降圧チャンネルが位相を180度ずらして切り替わるので、必要な入力容量と電源起因ノイズが減少する他に、必要な出力容量が減少します。2相動作になるようにLTC7811を構成するには、 V_{FB2} をINTV_{CC}、ITH2をグラウンド、RUN2をRUN1に、接続します。その後、RUN1、 V_{FB1} 、ITH1、TRACK/SS1の各ピンを使用して両方の降圧チャンネルを制御しますが、各チャンネルは専用のICMPコンパレータとIRコンパレータを使用して、それぞれのインダクタ電流をモニタします。図11は、2相シングル出力動作に合わせて構成された代表的なアプリケーションです。



(a) 同時トラッキング



(b) 比例トラッキング

図7. 出力電圧トラッキングの2つの異なるモード

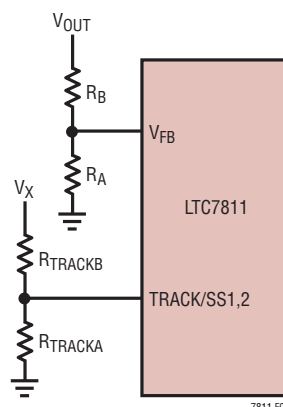


図8. TRACK/SS ピンをトラッキングに使用

アプリケーション情報

INTV_{CC}レギュレータ

LTC7811は異なる2つの低ドロップアウト・リニア電圧レギュレータ(LDO)を内蔵しており、EXTV_{CC}ピンの電圧に応じて、V_{BIAS}ピンとEXTV_{CC}ピンのいずれかからINTV_{CC}ピンに電力を供給します。INTV_{CC}は、MOSFETのゲート・ドライバと内部回路のほとんどに電力を供給します。V_{BIAS} LDOとEXTV_{CC} LDOは、それぞれINTV_{CC}を5.1Vにレギュレーションして、100mA以上のピーク電流を供給できます。

INTV_{CC}ピンは、4.7μF以上のセラミック・コンデンサをこのピンのできるだけ近くに配置して、グラウンドにバイパスする必要があります。MOSFETゲート・ドライバに必要な高周波の過渡電流を供給するため、追加の1μFセラミック・コンデンサをINTV_{CC}ピンとGNDピンのすぐ近くに配置することも強く推奨します。

大きなMOSFETを高い周波数で駆動する高入力電圧のアプリケーションでは、LTC7811の最大ジャンクション温度定格を超える恐れがあります。INTV_{CC}の電流はゲート充電電流が中心となるので、V_{BIAS} LDOまたはEXTV_{CC} LDOのどちらで供給してもかまいません。EXTV_{CC}ピンの電圧が4.7Vより低いと、V_{BIAS} LDOがイネーブルされます。この場合のデバイスの消費電力は、V_{BIAS}・I_{INTVCC}に等しくなります。効率に関する考慮事項のセクションで説明しているように、ゲート充電電流は動作周波数に依存します。ジャンクション温度は電気的特性の注2に記載されている式を使って推定できます。例えば、LTC7811のINTV_{CC}の電流は、70°Cの周囲温度でEXTV_{CC}電源を使用しない場合、次に示すように、36Vの電源では46mA未満に制限されます。

$$T_J = 70^{\circ}\text{C} + (46\text{mA})(36\text{V})(33^{\circ}\text{C/W}) = 125^{\circ}\text{C}$$

最大ジャンクション温度を超えないようにするには、V_{BIAS}が最大のときに連続導通モード(MODE = INTV_{CC})で動作しているときの入力電源電流をチェックする必要があります。

EXTV_{CC}ピンに印加される電圧が4.7V(代表値)を超えると、V_{BIAS} LDOがオフになりEXTV_{CC} LDOがイネーブルされます。EXTV_{CC}に印加される電圧が4.5Vより高い電圧に保たれる限り、EXTV_{CC} LDOはオンのままです。EXTV_{CC} LDOはINTV_{CC}の電圧を5.1Vにレギュレーションしようとするので、EXTV_{CC}が5.1Vより低い間はLDOがドロップアウト状態になり、INTV_{CC}の電圧はほぼEXTV_{CC}に等しくなります。EXTV_{CC}が5.1Vより高いとき(絶対最大定格の30Vまで)、INTV_{CC}は5.1Vにレギュレーションされます。

EXTV_{CC}LDOを使用すると、通常動作時には、MOSFETドライバと制御回路の電力をLTC7811のいずれかのスイッチング・レギュレータ出力(4.8V ≤ V_{OUT} ≤ 30V)から供給可能となり、出力が非レギュレーション状態のとき(例えば、起動時や短絡時)には、V_{BIAS} LDOから供給可能となります。EXTV_{CC} LDOから規定値以上の電流が必要な場合は、EXTV_{CC}ピンとINTV_{CC}ピンの間に外付けのショットキー・ダイオードを追加することができます。この場合には、6Vを超える電圧をEXTV_{CC}ピンに印加しないでください。

ドライバ電流および制御電流に起因するV_{IN}電流は、V_{OUT}/(V_{IN}・効率)に比例するため、降圧出力からINTV_{CC}に電力を供給すれば効率と熱特性を大幅に改善できます。レギュレータ出力が5V~30Vの場合、これはEXTV_{CC}ピンを直接V_{OUT}に接続することを意味します。EXTV_{CC}ピンを8.5V電源に接続すると、前の例のジャンクション温度は125°Cから次の値まで下がります。

$$T_J = 70^{\circ}\text{C} + (46\text{mA})(8.5\text{V})(33^{\circ}\text{C/W}) = 83^{\circ}\text{C}$$

ただし、3.3Vなど他の低電圧出力の場合、出力からINTV_{CC}の電力を得るには追加回路が必要です。

以下にEXTV_{CC}の4つの可能な接続方法を示します。

1. EXTV_{CC}を接地します。こうすると、内部のV_{BIAS} LDOからINTV_{CC}に電力が供給されるため、効率が最大10%、入力電圧が高いときにはそれ以上、低下します。
2. EXTV_{CC}をいずれかの降圧レギュレータ出力に直接接続します。これは5V~30Vの範囲の出力を備えたアプリケーションにとっては通常の接続であり、最も高い効率が得られます。降圧出力が両方とも5V~30Vの範囲に入っている場合は、2つの出力のうち電圧の低い方にEXTV_{CC}を接続して、効率を最大限に向上させます。
3. EXTV_{CC}を外部電源に接続します。外部電源を利用できる場合は、MOSFETのゲート駆動条件に適合していれば、外部電源を使用してEXTV_{CC}に電力を供給できます。この電源の電圧はV_{BIAS}より高くても低くてもかまいませんが、EXTV_{CC}の電圧が低いほど効率は高くなります。
4. 出力を電源とする昇圧回路またはチャージ・ポンプにEXTV_{CC}を接続します。両方の降圧チャンネル出力が5Vより低いレギュレータでは、出力を電源とし4.8Vより高い電圧に昇圧された電圧にEXTV_{CC}を接続すれば、効率を向上させることができます。

アプリケーション情報

降圧上側 MOSFET ドライバの電源 (C_B, D_B)

BOOST ピンに接続されている外付けのブートストラップ・コンデンサ C_B は、上側の MOSFET のゲート駆動電圧を供給します。SW ピンがローのとき、機能図のコンデンサ C_B は、INTV_{CC} から外付けダイオード D_B を介して充電されます。

上側 MOSFET の 1 つをオンにするとき、ドライバはその MOSFET のゲート・ソース間に C_B の電圧を印加します。これによって MOSFET が導通し、上側のスイッチがオンします。スイッチ・ノードの電圧 SW は、V_{IN} まで上昇し、BOOST ピンの電圧もこれに追従します。上側 MOSFET がオンしているとき、昇圧電圧は、V_{BOOST} = V_{IN} + V_{INTVCC} で表せるように入力電源より高くなります。昇圧コンデンサ C_B には、上側 MOSFET の全入力容量の 100 倍の値が必要です。代表的なアプリケーションでは、C_B の値は一般に 0.1μF で十分です。

外付けダイオード D_B は、ショットキー・ダイオードとシリコン・ダイオードのどちらでもかまいませんが、どちらの場合も、リーク電流が小さく、リカバリが高速なものにします。ダイオードの逆ブレークダウン電圧は V_{IN(MAX)} より大きいことが必要です。一般的に、逆方向のリーク電流は高温時にはかなり増加するので、十分な注意を払ってください。

リーク電流の多いダイオードを使うと、降圧コンバータの静止電流が増えるだけでなく、BOOST ピンから INTV_{CC} への電流経路が形成されることがあります。このため、ダイオードのリーク電流が INTV_{CC} での消費電流を超えると、INTV_{CC} の電圧が高くなります。このことは、INTV_{CC} の負荷が非常に小さいことがある Burst Mode 動作では最も大きな懸念材料です。INTV_{CC} には、INTV_{CC} 電圧の暴走を防ぐ内部電圧クランプがありますが、このクランプはフェイルセーフ専用とみなす必要があります。

最小オン時間に関する考慮事項

最小オン時間 t_{ON(MIN)} は、LTC7811 が上側 MOSFET (昇圧コントローラの場合は下側 MOSFET) をオンにすることができる最小時間です。この時間は、内部タイミング遅延と、MOSFET をオンにするのに必要なゲート電荷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、次の条件が成り立つように注意する必要があります。

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

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

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。出力電圧のレギュレーションは引き続き行われますが、リップル電圧とリップル電流は増加します。LTC7811 の最小オン時間は、降圧の場合で約 40ns、昇圧の場合で約 80ns になります。ただし、ピーク検出電圧が低下するにつれて、降圧チャンネルの最小オン時間は約 60ns まで次第に増加します。これは、強制連続アプリケーションでリップル電流が小さく負荷が軽い場合に、特に懸念される点です。この状況でデューティ・サイクルが最小オン時間の限度を下回ると、大きなサイクル・スキップが発生する可能性があり、それに応じて電流リップルと電圧リップルが大きくなります。

昇圧チャンネル電流モニタ (IMON3)

昇圧チャンネルのインダクタ電流は IMON3 ピンでモニタできます。このピンは、SENSE3⁺ ピンと SENSE3⁻ ピンで検出されたインダクタ電流に対しスケールとフィルタリングを行った値を表す電圧を生成します。IMON3 の DC 電圧は、次式に示すように、検出されたインダクタ電流 I_L の最大設計インダクタ電流 I_{L(MAX)} に対する割合 0%~100% に応じて、通常 0.4V~1.4V の間で変化します。

$$V_{IMON3} = 1V \cdot \frac{I_L}{I_{L(MAX)}} + 0.4V$$

アプリケーション情報

IMON3の電圧は、一時的に0.4Vより小さくなったり、1.4Vより大きくなったりしますが、電流ループによって最終的にはこれらのレベルに制限されます。3チャンネルすべてがスリープ・モードの場合、このピンは0.4Vに保たれます。内蔵の30kΩ抵抗がIMON3バッファに直列に配置されており、検出したインダクタ電流のリップルを除去しやすくなっています。IMON3からグラウンドにコンデンサを配置すると、リップルを除去して複数のスイッチング・サイクルにわたる平均電流の測定ができます。電流モニタは、検出ピンを流れるインダクタ電流の継続的な測定に依存することに注意してください。そのため、図2cに示すローサイド電流検出構成には適合しません。

障害状態：降圧チャンネルの電流制限とフォールドバック

LTC7811は、出力がグラウンドに短絡したときに負荷電流を低減する降圧チャンネルの電流フォールドバック機能を内蔵しています。出力電圧がそのレギュレーション・ポイントの50%より低くなると、最大検出電圧は最大値の100%から40%まで次第に低下します。デューティ・サイクルが非常に低い短絡状態では、LTC7811はサイクル・スキップを開始して短絡電流を制限します。この状況では下側MOSFETが大半の電力を消費しますが、通常動作時よりは少なく済みます。短絡時のリップル電流は、最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ (約40ns)、入力電圧、およびインダクタ値によって決まります(次式を参照)。

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

この結果生じる平均短絡電流は次のとおりです。

$$I_{SC} = 40\% \cdot I_{LIM(MAX)} - \Delta I_L(SC)/2$$

障害状態：降圧チャンネルの過電圧保護(クローバ)

過電圧クローバ回路は、レギュレータの出力電圧が公称レベルより大幅に高くなると、システムの入力ヒューズを溶断するよう設計されています。コントローラの動作中に短絡が発生すると、クローバ回路によって大量の電流が流れ、ヒューズを溶断して短絡状態の上側MOSFETから保護します。

降圧出力電圧が上昇して設定レギュレーション・ポイントより10%高くなると、上側MOSFETはオフに、下側MOSFETはオンになり、過電圧状態が解消されるまでこの状態が続きます。過電圧状態が解消されない限り、下側MOSFETは引き続きオンのままです。 V_{OUT} が安全なレベルに戻ると、自動的に通常動作に戻ります。

短絡状態の上側MOSFETは大電流状態になり、システムのヒューズを溶断します。スイッチング・レギュレータは、デューティ・サイクルを変更してリーク電流を吸収することにより、上側MOSFETにリーク電流があっても正常にレギュレーションします。

障害状態：過熱保護

高温時、または内部消費電力により過剰な自己発熱(INTV_{CC}からグラウンドへの短絡など)が発生した場合、LTC7811は内蔵の過熱シャットダウン回路によってシャットダウンします。内部のダイ温度が180°Cを超えると、INTV_{CC} LDOとゲート・ドライバがディスエーブルされます。ダイが冷却されて160°Cまで下がると、LTC7811はINTV_{CC} LDOをイネーブルして、ソフトスタートの起動から動作を再開します。オーバーストレス($T_J > 125^{\circ}\text{C}$)が長期的に加わるとデバイスの性能や寿命が低下する恐れがあるので、避けてください。

フェーズロック・ループと周波数同期

LTC7811はフェーズロック・ループ(PLL)を内蔵しているので、コントローラ1の上側MOSFETのターンオンを、PLLIN/SPREADピンに加わる外部クロック信号の立上がりエッジに同期させることができます。したがって、コントローラ2の上側MOSFETがオンになるときの位相は、外部クロックと180度ずれています。

FREQピンを使って自走周波数を必要な同期周波数の近くに設定することにより、高速フェーズロックを実現することができます。同期の前に、PLLは、FREQピンによって設定された周波数にプリバイアスされます。その結果、PLLはわずかな調整を行うだけでフェーズロックと同期を実現することができます。自走周波数を外部クロック周波数の近くに設定する必要はありませんが、近くに設定すると、PLLがロックするときに発振器が広い周波数範囲を通過せずに済みます。

外部クロックに同期している場合、MODEピンによってパルススキッピング・モードが選択されていると、LTC7811はこのモードで動作し、それ以外の場合は強制連続モードで動作します。LTC7811は、波形の上端が2.5V以上で下端が0.5V以下の振幅をもつ外部クロックがPLLIN/SPREADピンに入力された場合に、これに同期することが確認されています。LTC7811が同期できる外部クロックの周波数は100kHz~3MHzの範囲内に限定されることに注意してください。

アプリケーション情報

効率に関する考慮事項

スイッチング・レギュレータのパーセント表示の効率は、出力電力を入力電力で除した値に100%を乗じたものに等しくなります。効率を制限しているのは何か、何を変更すれば最も効率が向上するかを判定するには、多くの場合、個々の損失を分析することが有益です。パーセント表示の効率は次式で表せます。

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

ここで、L1、L2、などは、個々の損失を入力電力に対するパーセンテージで表したものです。

回路内で電力を消費するすべての要素で損失が生じますが、LTC7811の回路の損失の大部分は、以下に示す主な4つの損失要因によって生じます。すなわち、1) デバイスのV_{BIAS} 電流、2) INTV_{CC} レギュレータの電流、3) I²R 損失、4) 上側 MOSFET の遷移損失です。

1. V_{BIAS} 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、これには MOSFET ドライバ電流や制御電流は含まれません Burst Mode での非常に軽い負荷の場合を除き、V_{BIAS} 電流で生じる損失は、通常は小さな値(<0.1%)で済みます。
2. INTV_{CC} 電流は MOSFET ドライバ電流と制御電流の和です。MOSFET のドライバ電流は、パワー MOSFET のゲート容量が切り替わることにより発生します。MOSFET のゲートがローからハイ、そして再度ローに切り替わるたびに、一定量の電荷 dQ が INTV_{CC} からグラウンドに移動します。その結果生じる dQ/dt が INTV_{CC} からの電流となり、通常は、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_{SW}(Q_T + Q_B) となります。ここで、Q_T および Q_B は、内蔵の上側 MOSFET と下側 MOSFET のゲート電荷です。

出力から得られる電源から EXTV_{CC} を介して INTV_{CC} に電力を供給すると、ドライバおよび制御回路に必要な V_{IN} 電流は、V_{OUT}/(V_{IN}・効率)の倍率で変化します。例えば、20V から 5V への降圧アプリケーションでは、INTV_{CC} 電流が 10mA の場合、V_{IN} 電流は約 2.5mA になります。これにより、(ドライバが V_{IN} から直接電力を供給されている場合) 中間電流損失は、10% 以上からわずかに数パーセントに減少します。

3. I²R 損失は、入力ヒューズ(使用する場合)、MOSFET、インダクタ、電流検出抵抗、入力と出力のコンデンサの ESR の各 DC 抵抗から予測されます。連続モードで

は、L と R_{SENSE} に平均出力電流が流れますが、上側 MOSFET と下側 MOSFET の間で「細切れに」されます。2つの MOSFET の R_{DS(ON)} がほぼ同じ場合は、一方の MOSFET の抵抗に L の抵抗、R_{SENSE} および ESR を加算するだけで I²R 損失を求めることができます。

例えば、各 R_{DS(ON)} = 30mΩ、R_L = 50mΩ、R_{SENSE} = 10mΩ、および ESR = 40mΩ (入力容量と出力容量の両方の損失の和)の場合、全抵抗は 130mΩ です。この結果、損失は、5V 出力の場合に出力電流が 1A から 5A に増加すると 3%~13%、3.3V 出力では 4%~20% の範囲になります。外付け部品および出力電力レベルが同じ場合、この損失は 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、出力電圧をより低く電流をより大きくすることがますます必要となっており、その相乗効果により、スイッチング・レギュレータ・システムの損失項の重要性は倍増ではなく 4 倍増となります。

4. 遷移損失は降圧コントローラでの上側 MOSFET (昇圧コントローラの場合は下側 MOSFET) にのみ当てはまり、しかも大きくなるのは高い入力電圧(通常 15V 以上)で動作している場合に限りです。遷移損失はパワー MOSFET の選択のセクションでのメイン・スイッチの消費電力の式から概算できます。
5. 昇圧チャンネルの出力ダイオードの損失。ダイオードの消費電力は次式のようにになります。

$$P_{\text{DIODE}} = I_{\text{OUT3(MAX)}} \cdot V_F$$

このダイオードが電力損失に大きく影響する場合があります。出力電圧が 8V で負荷電流が 7A の場合、電圧降下が 0.4V のショットキー・ダイオードの消費電力は 2.8W で、これは 5% の電力損失に相当します。

携帯用システムでは、銅パターンや内部バッテリー抵抗など他の隠れた損失が、更に 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盛り込む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、スイッチング周波数において C_{IN} に適切な電荷を蓄積し、ESR を小さくすれば最小限に抑えることができます。25W 電源には、一般に ESR が最大 20mΩ~50mΩ で容量が最小 20μF~40μF のコンデンサが必要です。LTC7811 の 2 相アーキテクチャの場合、通常この入力容量条件は競合製品に比べて半分になります。その他の損失(インダクタのコア損失など)は、一般には 2% 未満の損失増にしかなりません。

アプリケーション情報

過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は、負荷電流の過渡応答を調べることで確認できます。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反応するのに数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、 V_{OUT} は $\Delta I_{LOAD} \cdot (ESR)$ に等しい大きさだけシフトします。ここで、ESR は C_{OUT} の等価直列抵抗です。更に、 ΔI_{LOAD} により C_{OUT} の充放電が始まって帰還誤差信号が発生し、レギュレータを強制的に電流変化に適応させて V_{OUT} を定常値に回復させます。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} をモニタできます。

OPTI-LOOP 補償により、幅広い範囲の出力容量値および ESR 値にわたって過渡応答を最適化できます。ITH ピンを備えているので、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 フィルタを通したクローズドループ応答のテスト・ポイントも得られます。このテスト・ポイントでの DC ステップ、立上がり時間、およびセトリングは、クローズドループ応答を正確に反映します。大部分が 2 次システムであると仮定すれば、位相余裕や減衰係数は、このピンに現れるオーバーシュートのパーセンテージを使用して概算することができます。このピンの立上がり時間を調べることで、帯域幅も概算できます。代表的なアプリケーションの回路に示す ITH ピンの外付け部品は、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。

ITH 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、最終的なプリント回路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 (初期値の 0.5~2 倍) 変更することができます。ループのゲインと位相は、出力コンデンサの様々な種類と値によって決まるので、出力コンデンサは選択する必要があります。立上がり時間が $1\mu s \sim 10\mu s$ で、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 ITH ピンの波形により、帰還ループを開くことなくループ全体の安定性を判断することができます。

パワー MOSFET を出力コンデンサの両端に直接接続し、適切な信号発生器でそのゲートを駆動するのが、現実的な負荷ステップ状態を発生させる実用的な方法です。出力電流のステップ変化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、位相余裕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、ITH 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。

ループのゲインは R_C を大きくすると増加し、ループの帯域幅は C_C を小さくすると広がります。 C_C を小さくすると同じ比率で R_C を大きくすると、ゼロの周波数は変化しないため、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クローズドループ・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。

大容量の ($> 1\mu F$) 電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷で切替えが行われると、更に大きなトランジェントが発生します。放電したバイパス・コンデンサが実質的に C_{OUT} と並列接続された状態になるため、 V_{OUT} が急激に低下します。負荷スイッチの抵抗が小さく、かつ短時間で駆動されると、どのよう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できるほど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、スイッチの立上がり時間を制御して、負荷の立上がり時間を約 $C_{LOAD} \cdot 25\mu s/\mu F$ に制限するようにしてください。そうすることにより、 $10\mu F$ のコンデンサでは $250\mu s$ の立上がり時間が必要になり、充電電流は約 $200mA$ に制限されるようになります。

降圧チャンネルの設計例

降圧チャンネルの設計例として、 $V_{IN(NOMINAL)} = 12V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 22V$ 、 $V_{OUT} = 3.3V$ 、 $I_{OUT} = 20A$ 、 $f_{SW} = 1MHz$ と仮定します。

- 動作周波数を設定します。周波数は内部プリセット値のいずれにも当てはまらないので、FREQ ピンと GND の間に次の値の抵抗が必要です。

$$R_{FREQ}(\text{in } k\Omega) = \frac{37MHz}{1MHz} = 37k\Omega$$

- インダクタの値を決定します。最初に、インダクタのリップル電流が 30% であることに基づいて値を選択します。これにより、インダクタの値は次式から計算できます。

$$L = \frac{V_{OUT}}{f_{SW}(\Delta I_L)} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(NOM)}} \right) = 0.4\mu H$$

リップル電流が最大値となるのは、入力電圧が最大 のときです。この例の場合、 $V_{IN} = 22V$ でのリップルは 35% です。

アプリケーション情報

3. 最小オン時間である40nsの規格を満たしていることを確認します。最小オン時間となるのは、 $V_{IN(MAX)}$ のときで、次式のようになります。

$$t_{ON(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}(f_{SW})} = 150ns$$

これは最小オン時間の条件を満たすのに十分すぎるほどの値です。最小オン時間の規格を満たしていない場合、LTC7811は入力電圧が高いときにパルススキップするため、結果として低周波動作になり、インダクタ電流のリプルが期待値より大きくなります。これが望ましくない場合は、周波数を低くして(それに応じてインダクタの値を調整し)、最小オン時間付近の動作にならないようにします。

4. R_{SENSE} の抵抗値を選択します。ピーク・インダクタ電流は、DC最大出力電流とインダクタ・リップル電流の半分との和になります。つまり、この場合は $20A \cdot (1+0.30/2) = 23A$ です。この結果、 R_{SENSE} 抵抗値は、最大電流検出閾値の最小値(45mV)に基づいて次のように算出できます。

$$R_{SENSE} \leq \frac{45mV}{23A} \approx 2m\Omega$$

更なる余裕を見込むため、小さい値の R_{SENSE} (例えば、1.8m Ω)を使用してもかまいません。ただし、インダクタの飽和電流が十分な余裕をもって $V_{SENSE(MAX)}/R_{SENSE}$ より大きいことを確認してください。ここで、 $V_{SENSE(MAX)}$ にはその最大値である55mVを使用します。

この低インダクタ値かつ大電流のアプリケーションでは、検出ピンにRCフィルタを接続して、検出抵抗の寄生インダクタンス(ESL)を補償するようにしてください。 R_{SENSE} の外形寸法が1225で寄生インダクタンスが0.2nHであると仮定すると、RCフィルタの時定数は、 $RC = ESL/R_{SENSE} = 0.2nH/2m\Omega = 100ns$ になります。これを実装するには、100 Ω の抵抗をSENSE⁺ピンと直列に接続して、1nFのコンデンサをSENSE⁺とSENSE⁻の間に接続します。

5. 帰還抵抗を選択します。負荷が非常に軽いときの効率が要求される場合は、値の大きな帰還抵抗を使用して、帰還抵抗分圧器による電流を最小限に抑えることができます。ただし、ほとんどのアプリケーションでは、帰還抵抗分圧器に流すことが許容される電流の

範囲は10 μA ~100 μA (またはそれ以上)となります。帰還抵抗分圧器を50 μA の電流が流れる場合、 $R_A = 0.8V/50\mu A = 16k\Omega$ となります。この結果、 R_B は $R_B = R_A(3.3V/0.8V - 1) = 50k\Omega$ のように計算できます。

6. MOSFETを選択します。特定のアプリケーションでのMOSFETの性能を評価する最善の方法は、ベンチ上で回路を構築してテストすることであり、これはLTC7811デモ・ボードで容易に実行できます。ただし、アプリケーションについて根拠に基づく推定をしておくと、MOSFETを最初を選択するときに役立ちます。これは大電流、低電圧のアプリケーションなので、 I^2R 損失の方が上側MOSFETの遷移損失よりも重要になる可能性が高まります。したがって、ゲート電荷の少ないMOSFETではなく、 $R_{DS(ON)}$ の小さいMOSFETを選択して、複合損失項を最小限に抑えます。下側MOSFETには遷移損失が発生しないため、その電力損失は、通常 I^2R 損失が主体となります。この理由から、下側MOSFETを選択するときは、まず $R_{DS(ON)}$ が小さくなるように、その後、上側MOSFETよりゲート電荷が多くなるように選択するのが一般的です。

このアプリケーションでは大電流が流れるため、2つのMOSFETを並列に接続して、消費電力の均一性を高め、かつ $R_{DS(ON)}$ を低減することが必要になる場合があります。ゲート駆動電圧が5.1V(INTV_{CC})に制限されるため、必ず閾値がロジック・レベルのMOSFETを選択するようにしてください。

7. 入力と出力のコンデンサを選択します。 C_{IN} を選択するときは、このチャンネルだけがオンしていると仮定した温度で10A($I_{OUT}/2$ 、余裕をもった値)以上のRMS電流定格に適合するものを選択します。 C_{OUT} には、出力リップルが小さくなるよう、ESRが3m Ω のものを選択します。ESRをこのレベルまで低減するには、複数のコンデンサを並列に接続することが必要になる場合があります。連続モードでの出力リップルが最大となるのは、入力電圧が最大するときです。ESRによる出力電圧リップルは、およそ次のとおりです。

$$V_{ORIPPLE} = ESR \cdot \Delta I_L = 3m\Omega \cdot 6A = 18mV_{p-p}$$

3.3V出力では、これはピークtoピークの電圧リップルの0.55%に相当します。

アプリケーション情報

8. バイアス電源の部品を決定します。レギュレーション出力はEXTV_{CC}の切替え閾値(4.8V)以下なので、レギュレーション出力を使用してINTV_{CC}をバイアスすることはできません。ただし、別の電源を使用できる場合、例えばもう一方の降圧チャンネルを5Vにレギュレーションしている場合は、その電源をEXTV_{CC}に接続して効率を向上させます。ソフトスタートを6.5msにする場合は、TRACK/SSピンのコンデンサとして0.1μFを選択します。バイアス部品の最初の想定として、C_{INTVCC} = 4.7μF、昇圧電源コンデンサC_B = 0.1μF、および順方向電圧降下の小さい昇圧電源ダイオードCMTSH-4E (Central Semiconductor 製)を選択します。
9. アプリケーション固有のパラメータを決めて設定します。軽負荷時の効率と固定周波数動作の間の兼ね合いに基づいて、MODEピンを設定します。固定周波数、スペクトラム拡散、フェーズロック周波数のどれにするかに基づいて、PLLIN/SPREADピンを設定します。RUNピンを使用してレギュレータ動作の最小入力電圧を制御することも、RUNピンをVINに接続して常時オン動作にすることもできます。代表的なアプリケーションに記載したITHの補償部品を最初の推定値として使用し、過渡応答を調べて安定性を確認して、必要に応じて値を変更します。

プリント回路基板レイアウト時のチェックリスト

プリント回路基板をレイアウトするときは、以下のチェックリストを使用して、このデバイスが正しく動作するようにします。連続モードで動作している2相同期整流式降圧レギュレータの様々な分岐に現れる電流波形を図9に示します。レイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

1. 上側NチャンネルMOSFETは互いに1cm以内に配置され、C_{IN}で共通ドレイン接続されていますか。2つのチャンネルの入力デカップリングを分割すると大きな共振ループが形成されることがあるので、入力デカップリングは分割しないでください。昇圧チャンネルでは、出力ダイオードを出力コンデンサとNチャンネルMOSFETのドレインとの間に、近接して接続する必要があります。
2. 信号グラウンドと電源グラウンドは分離されていますか。1つにまとめたこのデバイスのグラウンド・ピンとC_{INTVCC}のグラウンド帰還路は、1つにまとめたC_{OUT}の(-)端子に戻す必要があります。上側NチャンネルMOSFETとC_{IN}コンデンサで形成される経路のリードとプリント基板パターンを短くします。コンデンサは互いに隣接させ、また上記のループからは離して配置し、出力コンデンサの(-)端子と入力コンデンサの(-)端子を可能な限り近づけて接続してください。
3. LTC7811のV_{FB}ピンの抵抗分圧器はC_{OUT}の(+)端子に接続されていますか。抵抗分圧器は、C_{OUT}の(+)端子と信号グラウンドの間に接続する必要があります。抵抗分圧器はV_{FB}ピンの近くに配置して、高感度のV_{FB}ノードへのノイズ結合を最小限に抑えます。帰還抵抗は入力コンデンサからの大電流入力経路に沿って配置しないでください。
4. SENSE⁻とSENSE⁺のリードは、最小のプリント回路パターン間隔で一緒に配線されていますか。可能な場合は、1つの内層上で、これらのパターンを高周波のスイッチング・ノードから離して配線します。SENSE⁺とSENSE⁻の間のフィルタ・コンデンサは、できるだけデバイスに近づけて配置します。検出抵抗にはケルビン接続を使って高精度の電流検出を確保します。
5. INTV_{CC}のデカップリング・コンデンサは、デバイスの近くでINTV_{CC}ピンと電源グラウンド・ピンの間に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のセラミック・コンデンサを1個、INTV_{CC}ピンとGNDピンのすぐ近くに追加すると、ノイズ性能を大幅に改善できます。
6. スwitchング・ノード(SW1、SW2)、上側ゲート・ノード(TG1、TG2)、昇圧ノード(BOOST1、BOOST2)、降圧NチャンネルMOSFETのドレインは、ノイズの影響を受けやすい小信号ノード、特に他のチャンネルの電圧検出帰還ピンおよび電流検出帰還ピンから離してください。これらすべてのノードの信号は非常に大きく、高速で変化するので、LTC7811の出力側に配置し、プリント基板のパターン面積を最小限に抑えます。幅の広いパターンと複数の並列ビアを使用することにより、TGおよびBGのゲート駆動パターンのインダクタンスと、コントローラIC(SWおよびGND)へのそれぞれの帰還経路のインダクタンスを最小限に抑えます。
7. 改良型のスター・グラウンド手法を使用します。これは、プリント回路基板の入力コンデンサおよび出力コンデンサと同じ側にある低インピーダンスで広い銅領域の中心的な接地点で、ここにINTV_{CC}デカップリング・コンデンサの下側、帰還抵抗分圧器の下側、およびデバイスのGNDピンを接続します。

アプリケーション情報

プリント回路基板レイアウトのデバッグ

一度に1つずつコントローラを起動します。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ことは有用です。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てください。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、適切な性能が達成されていることをチェックします。ドロップアウト状態になるまでの入力電圧範囲で、更に、出力負荷が低電流動作閾値(Burst Mode動作では通常最大設計電流レベルの25%)を下回るまで、動作周波数が保たれるようにしてください。

適切に設計された低ノイズのPCB実装では、デューティ・サイクルのパーセンテージがサイクル間で変動しません。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に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を最適化する必要がない場合は、ループを過補償にしてPCBレイアウトの不備を補うことができます。2つのコントローラを両方同時にオンするのは、各コントローラの個々の性能をチェックした後に行ってください。特に条件の厳しい動作領域は、一方のコントローラ・チャンネルが電流コンパレータの作動点に近づいているときに他方のチャンネルが上側MOSFETをオンする場合です。これは内部クロックの位相同期のために、どちらかのチャンネルのデューティ・サイクルが50%付近のとき発生し、デューティ・サイクルの小さなジッタを引き起こす可能性があります。

V_{IN} をその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確認します。出力をモニタしながら更に 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。問題があるのは出力電流が大きいときのみ、または入力電圧が高いときのみであるかどうかを調べます。入力電圧が高く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、場合によってはBGと、ノイズの影響を受けやすい電圧ピンおよび電流ピンとの間に容量性結合がないかを調べます。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最小限に抑えるのに役立ちます。入力電圧が低く電流出力負荷が大きいときに問題が生じる場合は、 C_{IN} 、上側MOSFET、下側MOSFETのそれぞれと、高感度の電流検出および電圧検出パターンとの誘導性結合を調べます。更に、これらの部品とデバイスのGNDピンの間の、共通グラウンド経路の電圧ピックアップも調べてください。

電流検出のリード線を逆方向に接続した場合、その他の点ではスイッチング・レギュレータが正しく動作するため、かえって見逃す恐れのある厄介な問題が生じます。このような不適切な接続状態でも出力電圧は維持されますが、電流モード制御の利点は得られません。電圧ループの補償は部品選択に対してはるかに敏感です。この現象は電流検出抵抗を一時的に短絡して調べることができます。検出抵抗を短絡してもレギュレータは引き続き出力電圧を制御するので、心配いりません。

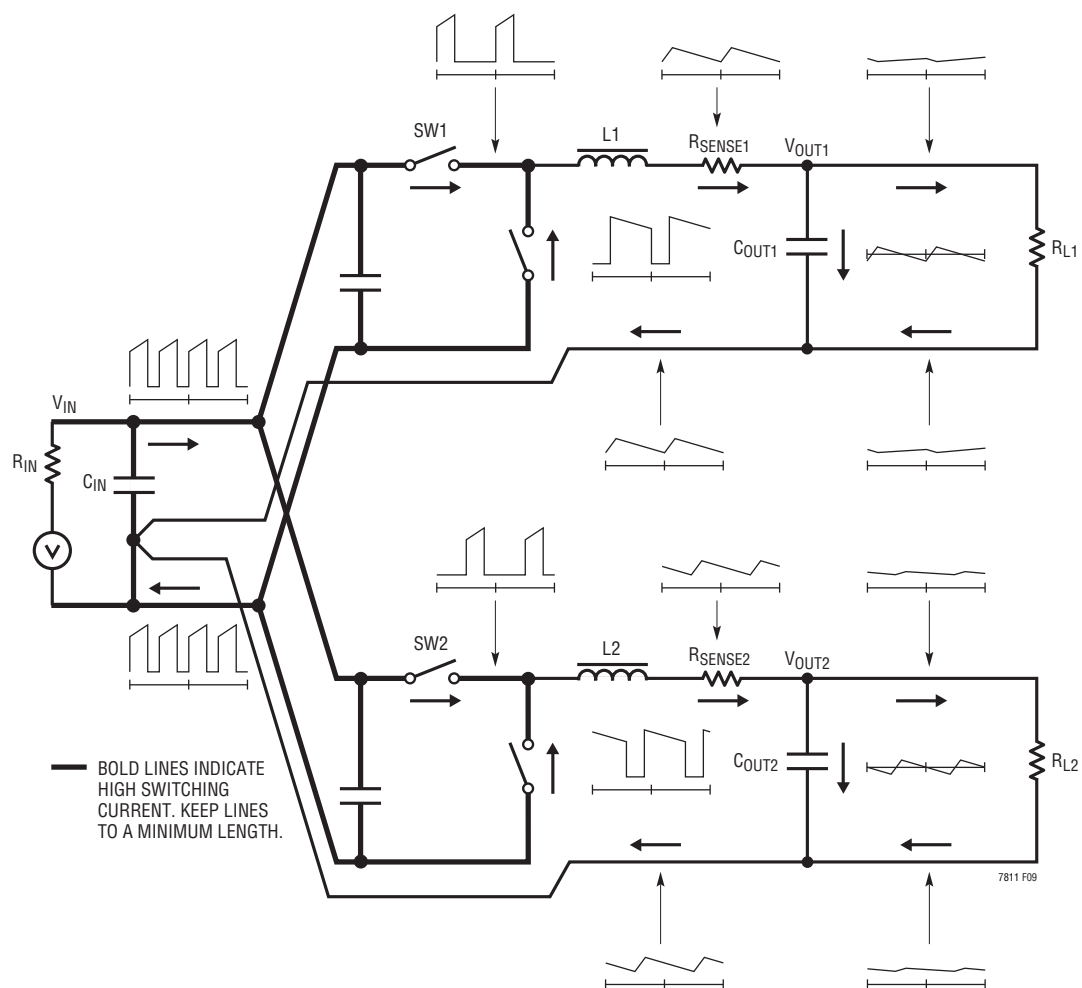
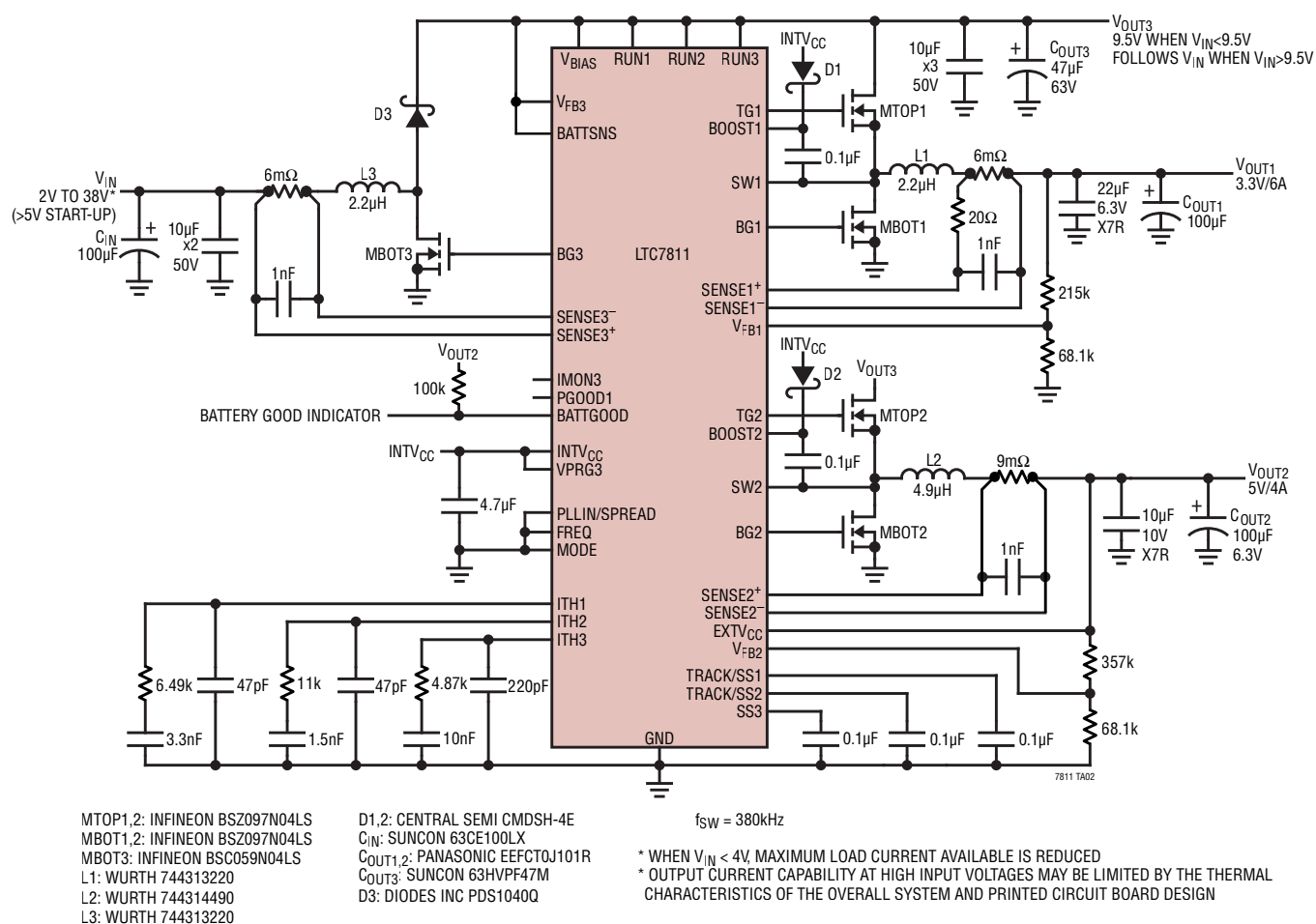


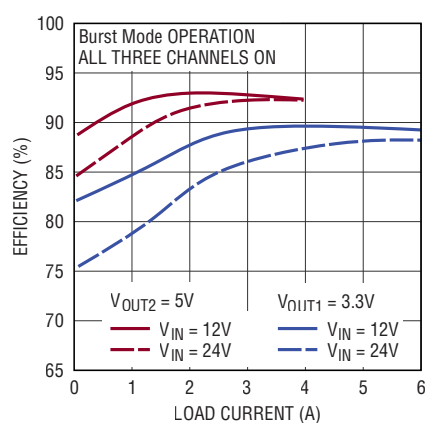
図9. 降圧チャンネルの分岐電流波形

代表的なアプリケーション

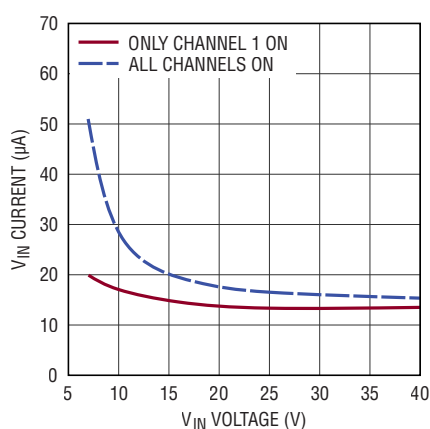


(a)

効率と負荷電流の関係

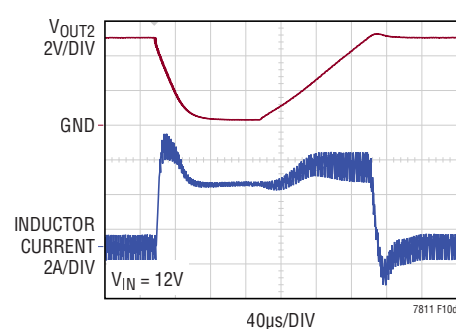


(b)

無負荷時の Burst Mode の
入力電流と入力電圧の関係

(c)

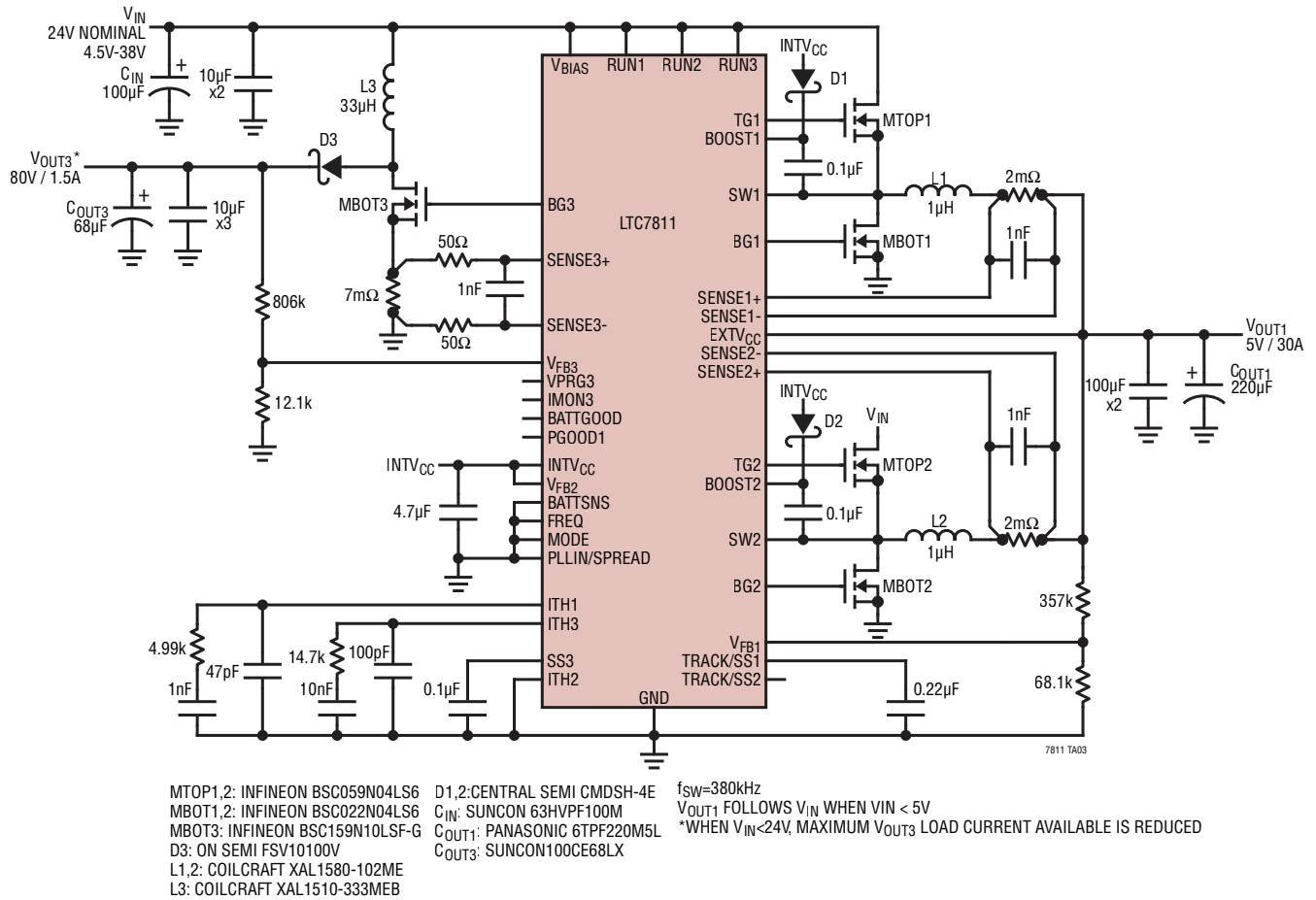
短絡時の応答



(d)

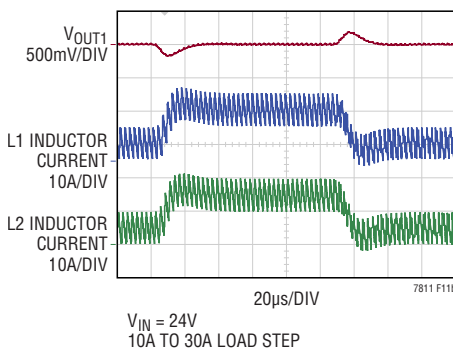
図10. 高効率で入力電圧範囲の広いデュアル5V/3.3Vレギュレータ

代表的なアプリケーション



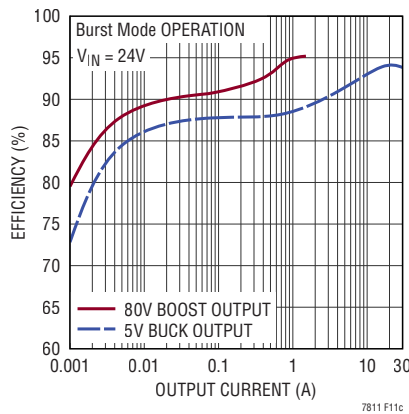
(a)

2相降圧レギュレータの負荷ステップに対する過渡応答



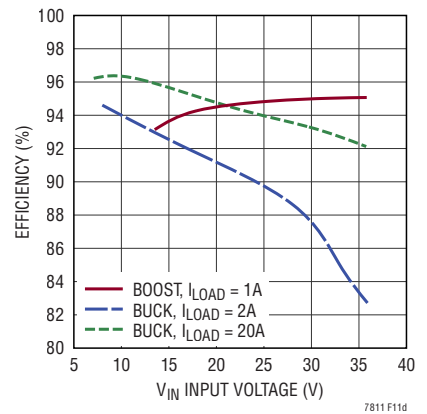
(b)

効率と負荷電流の関係



(c)

効率と入力電圧の関係



(d)

図11. 高効率で入力電圧範囲の広い380kHz、80V/1.5A昇圧レギュレータおよび2相5V/30A降圧レギュレータ

代表的なアプリケーション

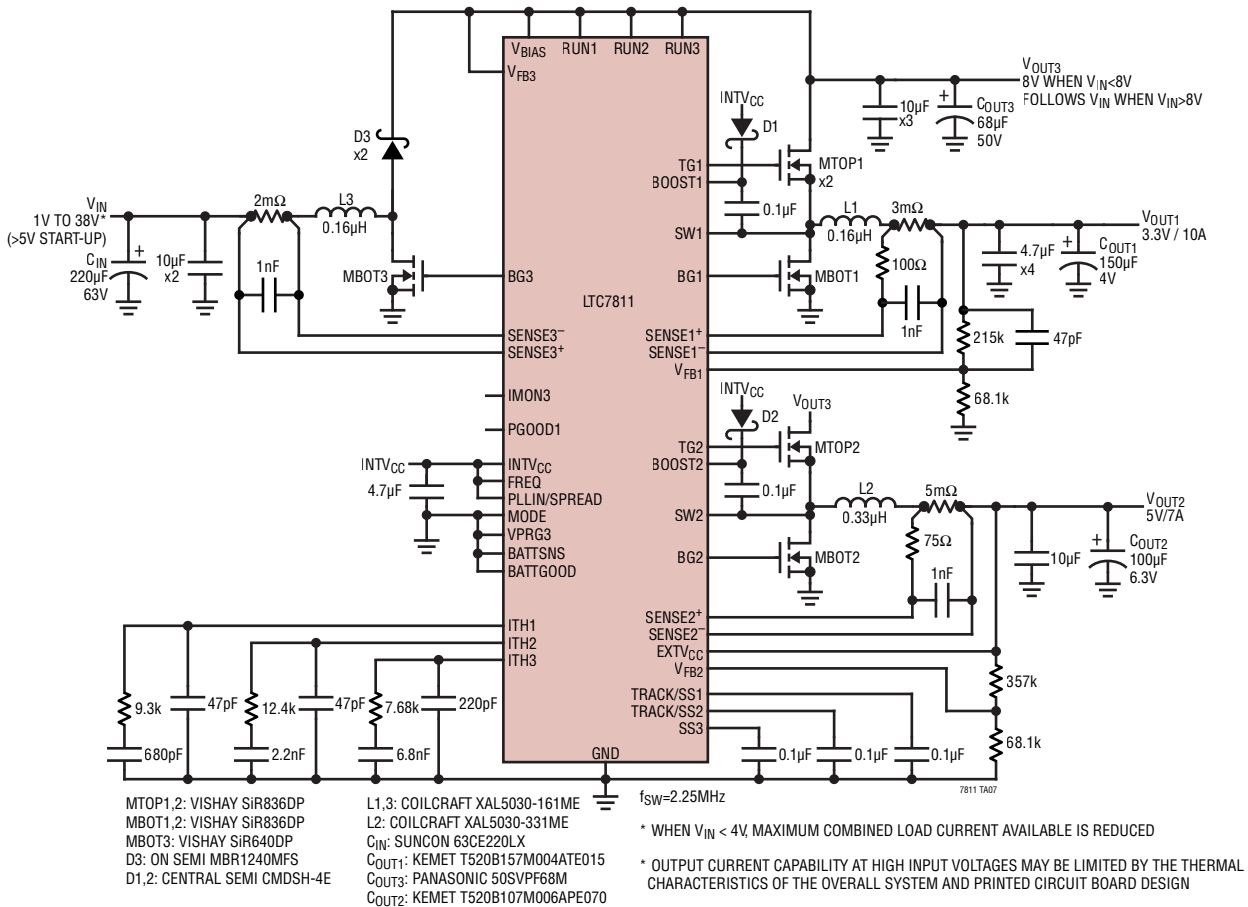


図 12. スペクトラム拡散機能を備えた、高効率で入力範囲の広い2.25MHz、デュアル3.3V/5Vレギュレータ

関連部品

製品番号	説明	コメント
LTC7818	40V、低 I_Q 、3MHz、トリプル出力の降圧／降圧／昇圧同期整流式コントローラ、スペクトラム拡散機能あり	$4.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 40\text{V}$ 、 $I_Q = 14\mu\text{A}$ 、100%のデューティ・サイクルに対応した昇圧出力、降圧と昇圧の出力電圧：最大40V、PLL固定周波数：100kHz～3MHz
LTC7817	40V、低 I_Q 、3MHz、トリプル出力の降圧／降圧／昇圧同期整流式コントローラ	4.5V（起動後は2.5Vまで動作） $\leq V_{IN} \leq 38\text{V}$ 、 $I_Q = 28\mu\text{A}$ 降圧 V_{OUT} 範囲：0.8V～24V、昇圧 V_{OUT} ：最大60V
LTC7802	40V、低 I_Q 、デュアル2相同期整流式降圧コントローラ	$4.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 40\text{V}$ 、 $0.8\text{V} \leq V_{OUT} \leq 0.99V_{IN}$ 、 $I_Q = 14\mu\text{A}$ PLL固定動作周波数：100kHz～3MHz
LTC7803	40V、低 I_Q 、3MHz、100%デューティ・サイクル対応の同期整流式降圧コントローラ	$4.4\text{V} \leq V_{IN} \leq 40\text{V}$ 、 $0.8\text{V} \leq V_{OUT} \leq 40\text{V}$ 、 $I_Q = 12\mu\text{A}$ PLL固定動作周波数：100kHz～3MHz
LTC7804	40V、低 I_Q 、3MHz同期整流式昇圧コントローラ 100%のデューティ・サイクルに対応	4.5V（起動後は1Vまで動作） $\leq V_{IN} \leq 40\text{V}$ 、 V_{OUT} ：最大40V、 $I_Q = 14\mu\text{A}$ 、PLL固定周波数：100kHz～3MHz、3mm × 3mm QFN-16、MSOP-16E
LTC3859AL	38V、低 I_Q 、トリプル出力、降圧／降圧／昇圧同期整流式コントローラ、PLL固定動作周波数：50kHz～900kHz	4.5V、（起動後は2.5Vまで動作） $\leq V_{IN} \leq 38\text{V}$ 、 $I_Q = 28\mu\text{A}$ 降圧 V_{OUT} 範囲：0.8V～24V、昇圧 V_{OUT} ：最大60V
LTC3899	60V、低 I_Q 、トリプル出力、降圧／降圧／昇圧同期整流式コントローラ、PLL固定動作周波数：50kHz～900kHz	4.5V（起動後は2.2Vまで動作） $\leq V_{IN} \leq 60\text{V}$ 、 $I_Q = 28\mu\text{A}$ 、降圧および昇圧 V_{OUT} ：最大60V
LTC7801	100%のデューティ・サイクルに対応する、150V、低 I_Q 、同期整流式降圧DC/DCコントローラ	$4\text{V} \leq V_{IN} \leq 150\text{V}$ 、 $0.8\text{V} \leq V_{OUT} \leq 60\text{V}$ 、 $I_Q = 40\mu\text{A}$ PLL固定周波数：50kHz～900kHz
LTC3892	ゲート駆動電圧を調整可能な60V、低 I_Q 、デュアル2相同期整流式降圧コントローラ	$4.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 60\text{V}$ 、 $0.8\text{V} \leq V_{OUT} \leq 0.99V_{IN}$ 、 $I_Q = 50\mu\text{A}$ PLL固定周波数：50kHz～900kHz