

スペクトラム拡散機能を備えた 40V、低 I_Q 、3MHz デュアル、 2 相同期整流式降圧コントローラ

特長

- 広い入力電圧範囲: 4.5V~40V
- 広い出力電圧範囲: 0.8V~ V_{IN} の 99%
- 低い動作時 I_Q : 12 μ A (14V~3.3V、チャンネル1が
オンのとき)
- 3.3Vの固定出力電圧(チャンネル1)
- スペクトラム拡散動作
- R_{SENSE} または DCR による電流検出
- 位相をずらしたコントローラにより、必要な入力容量と
電源起因ノイズを削減
- 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・スキップ動作、低リップル
Burst Mode® 動作のいずれかを選択可能
- ドロップアウト電圧の非常に低い動作: 99% のデュー
ティ・サイクル
- パワーグッド出力による電圧モニタ
- 出力過電圧保護
- 内蔵の LDO が V_{IN} または $EXTV_{CC}$ からゲート駆動回路に電
力を供給
- 低いシャットダウン時 I_Q : 1.5 μ A
- 4mm \times 5mm QFN-28 サイド・ウェットアップル・パッケージ

アプリケーション

- 自動車および輸送機器
- 産業用機器
- 防衛/アビオニクス(航空電子機器)

概要

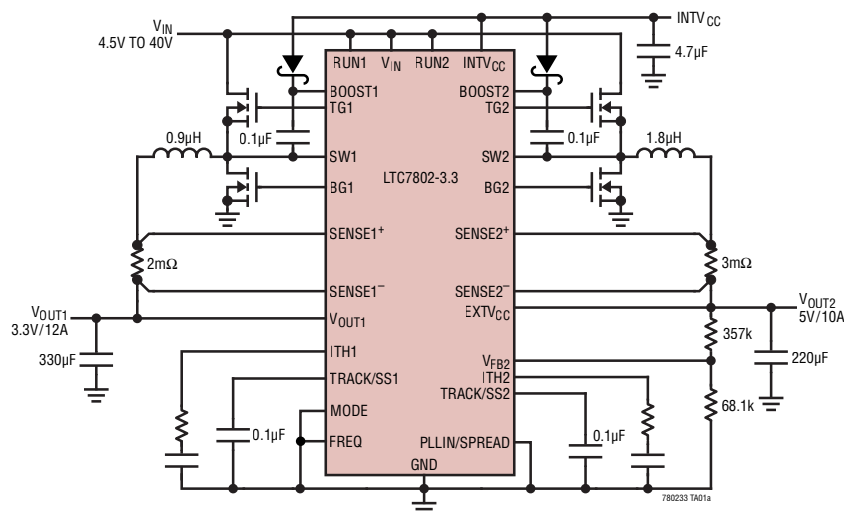
LTC®7802-3.3は、全てのNチャンネル・パワーMOSFET段を駆動する、高性能デュアル降圧同期整流式DC/DCスイッチング・レギュレータ・コントローラです。固定周波数電流モード・アーキテクチャにより、3MHzまでのスイッチング周波数に位相同期可能です。LTC7802-3.3は、4.5V~40Vという広い入力電源電圧範囲で動作します。位相をずらしてコントローラの2つの出力段を動作させることにより、電力損失と電源ノイズが最小限に抑えられます。

無負荷時の自己消費電流が非常に少ないので、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補償回路により、幅広い出力容量値およびESR値にわたって過渡応答を最適化することができます。LTC7802-3.3は、0.8V高精度リファレンスとパワーグッド出力インジケータを内蔵しています。また、MODEピンにより、軽負荷時の動作をBurst Mode動作、パルス・スキップ・モード動作、連続インダクタ電流モード動作のいずれかを選択できます。

LTC7802-3.3は、更にスペクトラム拡散動作機能を備えているので、入力電源と出力電源の両方で放射ノイズと伝導ノイズのピーク値を大幅に低減して、電磁干渉(EMI)規格に容易に適合することができます。

全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例



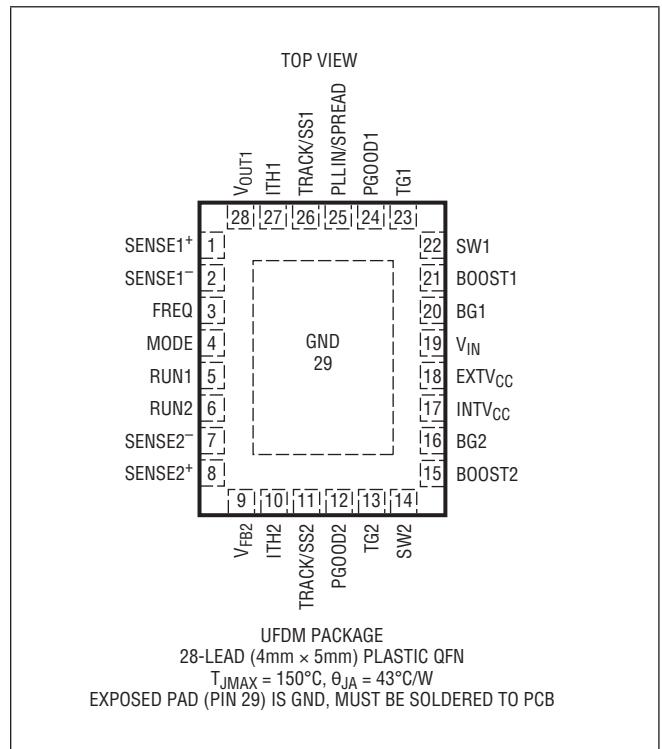
LTC7802-3.3

絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN})	-0.3V~40V
BOOST1, BOOST2	-0.3V~46V
スイッチ電圧 (SW1, SW2)	-5V~40V
RUN1, RUN2 の電圧	-0.3V~40V
EXTV _{CC} の電圧	-0.3V~30V
INTV _{CC} の電圧	-0.3V~6V
(BOOST1-SW1), (BOOST2-SW2)	-0.3V~6V
SENSE1 ⁺ , SENSE1 ⁻ の電圧	-0.3V~40V
SENSE2 ⁺ , SENSE2 ⁻ の電圧	-0.3V~40V
TRACK/SS1, V _{OUT1} の電圧	-0.3V~6V
TRACK/SS2, V _{FB2} の電圧	-0.3V~6V
MODE, PG00D1, PG00D2 の電圧	-0.3V~6V
PLLIN/SPREAD, FREQ の電圧	-0.3V~6V
ITH1, ITH2 の電圧	-0.3V~2V
BG1, BG2, TG1, TG2	(Note 9)
動作ジャンクション温度範囲 (Note 2, Note 8)		
LTC7802E-3.3, LTC7802I-3.3	-40°C~125°C
LTC7802J-3.3, LTC7802H-3.3	-40°C~150°C
保存温度範囲	-65°C~150°C

ピン配置



発注情報

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	温度範囲
LTC7802EUFDm-3.3#PBF	LTC7802-3.3EUFDm#TRPBF	78023	28-Lead (4mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
オートモーティブ製品**				
LTC7802IUFDm-3.3#WPBF	LTC7802IUFDm-3.3#WTRPBF	78023	28-Lead (4mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC7802JUFDm-3.3#WPBF	LTC7802JUFDm-3.3#WTRPBF	78023	28-Lead (4mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 150°C
LTC7802HUFDm-3.3#WPBF	LTC7802HUFDm-3.3#WTRPBF	78023	28-Lead (4mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 150°C

更に広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。*温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

テープ&リールの仕様。一部のパッケージは、#TRMPBF接尾部の付いた指定の販売経路を通じて500個入りのリールで供給可能です。

**このデバイスのバージョンは、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ため、管理の行き届いた製造工程により供給されます。これらのモデルは#W接尾部により指定されます。車載アプリケーション向けには、上記の車載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車載信頼性レポートについては、最寄りのアナログ・デバイス代理店までお問い合わせください。

電氣的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $\text{RUN1, 2} > 1.25\text{V}$ 、 $\text{EXTV}_{CC} = 0\text{V}$ 。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
入力電源 (V_{IN})						
V_{IN}	Input Supply Operating Range		4.5		40	V
I_{VIN}	V_{IN} Current in Regulation	Front Page Circuit, 14V to 3.3V, No Load, $\text{RUN2} = 0\text{V}$		12		μA

コントローラの動作

V _{OUT2}	Channel 2 Output Voltage Operating Range			0.8	40	V	
V _{OUT1}	Channel 1 Regulated Output Voltage	(Note 4) V _{IN} = 4.5V to 40V, ITH1 Voltage = 0.6V to 1.2V	●	3.25	3.3	3.35	V
V _{FB2}	Channel 2 Regulated Feedback Voltage	(Note 4) V _{IN} = 4.5V to 40V, ITH2 Voltage = 0.6V to 1.2V	●	0.788	0.800	0.812	V
	Feedback Current	Channel 1 Channel 2		1 ±5	±50		μA nA
	Feedback Overvoltage Protection Threshold	Measured at V _{OUT1} , V _{FB2} Relative to Regulated V _{OUT1} , V _{FB2}		7	10	13	%
g _{m1,2}	Transconductance Amplifier g _m	(Note 4) ITH1,2 = 1.2V, Sink/Source = 5 μA		1.8			mmho
V _{SENSE(MAX)}	Maximum Current Sense Threshold	V _{OUT1} = 2.9V, V _{FB2} = 0.7V, V _{SENSE1,2−} = 3.3V	●	45	50	55	mV
	Matching Between Channels	V _{SENSE1,2−} = 3.3V		−3.5	0	3.5	mV
I _{SENSE1,2+}	SENSE1, 2 ⁺ Pin Current	V _{SENSE1,2+} = 3.3V				±1	μA
I _{SENSE1−}	SENSE1 [−] Pin Current	V _{SENSE1−} = 3.3V			50		μA
I _{SENSE2−}	SENSE2 [−] Pin Current	V _{SENSE2−} = 3.3V V _{SENSE2−} > INTV _{CC} + 0.5V				±2	μA μA
	Soft-Start Charge Current	V _{TRACK/SS1,2} = 0V		10	12.5	15	μA
	RUN Pin ON Threshold	V _{RUN1,2} Rising	●	1.15	1.20	1.25	V
	RUN Pin Hysteresis				100		mV

DC 電源電流 (Note 5)

	V_{IN} Shutdown Current	$\text{RUN1,2} = 0\text{V}$			1.5		μA
	V_{IN} Sleep Mode Current Only Channel 2 On	$V_{\text{SENSE1-}} < 3.2\text{V}$, $\text{EXTV}_{CC} = 0\text{V}$			15	24	μA
	Sleep Mode Current (Note 3) Only Channel 1 On	V_{IN} Current, $\text{EXTV}_{CC} = 0\text{V}$ V_{IN} Current, $\text{EXTV}_{CC} \geq 4.8\text{V}$ EXTV_{CC} Current, $\text{EXTV}_{CC} \geq 4.8\text{V}$ SENSE1^- Current			5 1 5 10	9 4 10 18	μA μA μA μA
	Sleep Mode Current (Note 3) Both Channels On	$\text{EXTV}_{CC} \geq 4.8\text{V}$ V_{IN} Current EXTV_{CC} Current SENSE1^- Current			1 7 12	4 14 22	μA μA μA
	Pulse-Skipping or Forced Continuous Mode V_{IN} or EXTV_{CC} Current (Notes 3, 5)	One Channel On Both Channels On			2 3		mA mA

LTC7802-3.3

電気的特性 ●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $\text{RUN1, 2} > 1.25\text{V}$ 、 $\text{EXTV}_{CC} = 0\text{V}$ 。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ゲート・ドライバ						
	TG or BG On-Resistance	Pull-Up Pull-Down		2.0 1.0		Ω Ω
	TG or BG Transition Time	(Note 6)				
	Rise Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		25		ns
	Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		15		ns
	TG Off to BG On Delay Synchronous Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver		15		ns
	BG Off to TG On Delay Top Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver		15		ns
$t_{ON(MIN)1,2}$	TG Minimum On-Time	(Note 7)		40		ns
	Maximum Duty Factor for TG	$f_{OSC} = 350\text{kHz}$	98	99		%
INTV_{CC} 低ドロップアウト (LDO) リニア電圧レギュレータ						
	INTV _{CC} Regulation Point		4.9	5.1	5.3	V
	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 100mA , $V_{IN} \geq 6\text{V}$		1.2	2	%
		$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 100mA , $\text{EXTV}_{CC} \geq 6\text{V}$		1.2	2	%
	EXTV _{CC} LDO Switchover Voltage	EXTV _{CC} Rising	4.5	4.7	4.8	V
	EXTV _{CC} Switchover Hysteresis			250		mV
UVLO	Undervoltage Lockout	INTV _{CC} Rising	● 4.10	4.20	4.35	V
		INTV _{CC} Falling	● 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}	Low Fixed Frequency	$V_{FREQ} = 0\text{V}$, $\text{PLLIN/SPREAD} = 0\text{V}$		320	350	380 kHz
	High Fixed Frequency	$V_{FREQ} = \text{INTV}_{CC}$, $\text{PLLIN/SPREAD} = 0\text{V}$	●	2.0	2.25	2.5 MHz
	Programmable Frequency	$R_{FREQ} = 374\text{k}\Omega$, $\text{PLLIN/SPREAD} = 0\text{V}$ $R_{FREQ} = 75\text{k}\Omega$, $\text{PLLIN/SPREAD} = 0\text{V}$ $R_{FREQ} = 12.1\text{k}\Omega$, $\text{PLLIN/SPREAD} = 0\text{V}$		450	100 500 3	kHz kHz MHz
	Synchronizable Frequency Range	$\text{PLLIN/SPREAD} = \text{External Clock}$	●	0.1		3 MHz
	PLLIN Input High Level		●	2.2		V
	PLLIN Input Low Level		●		0.5	V
	Spread Spectrum Frequency Range (Relative to f_{OSC})	$\text{PLLIN/SPREAD} = \text{INTV}_{CC}$ Minimum Frequency Maximum Frequency			-12 15	% %
PGOOD1 と PGOOD2 の出力						
	PGOOD Voltage Low	$I_{PGOOD1,2} = 2\text{mA}$		0.2	0.4	V
	PGOOD Leakage Current	$V_{PGOOD1,2} = 5\text{V}$			± 1	μA
	PGOOD Trip Level	V_{OUT1} , V_{FB2} Rising		7	10	%
	V_{OUT1} , V_{FB2} Relative to Set Regulation Point	Hysteresis		2.5	13	%
		V_{OUT1} , V_{FB2} Falling		-13	-10	%
		Hysteresis		2.5	-7	%
	PGOOD Delay for Reporting a Fault			25		μs

電気的特性

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

Note 2: LTC7802-3.3は T_J が T_A にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされる。LTC7802E-3.3は $0^{\circ}\text{C}\sim 85^{\circ}\text{C}$ のジャンクション温度範囲で仕様に適合することが確認されている。 $-40^{\circ}\text{C}\sim 125^{\circ}\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC7802I-3.3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動作することが確認されている。LTC7802J-3.30/LTC7802H-3.3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動作することが確認されている。ジャンクション温度が高いと動作寿命が短くなる。 125°C を超えるジャンクション温度では動作寿命はデレーティングされる。これらの仕様を満たす最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱抵抗および他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。ジャンクション温度($T_J (^{\circ}\text{C})$)は周囲温度($T_A (^{\circ}\text{C})$)および消費電力($P_D (\text{W})$)から次式に従って計算される。 $T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})$ 、ここで、 θ_{JA} (単位: $^{\circ}\text{C}/\text{W}$) はパッケージの熱抵抗。

Note 3: $\text{SENSE1}^- \geq 3.2\text{V}$ または $\text{EXTV}_{CC} \geq 4.8\text{V}$ のときは、 V_{IN} の電源電流がこれらのピンに流れて、入力電源の全自己消費電流は減少する。 SENSE1^- のバイアス電流は、次の式に従ってチャンネル1の入力電源に反映される。 $I_{\text{MIN1}} = I_{\text{SENSE1}^-} \cdot V_{\text{OUT1}} / (V_{\text{IN1}} \cdot \eta)$ (η は効率)。 EXTV_{CC} のバイアス電流は、出力によってバイアスされる場合、同様に入力電源に反映される。入力電源電流を最小限に抑えるには、出力から得られ、 4.8V より高い最小電圧に EXTV_{CC} を接続する。

Note 4: LTC7802-3.3は帰還ループでテストされる。このループでは $V_{\text{TH1,2}}$ を規定の電圧にサーボ制御して、得られた V_{OUT1} 、 V_{FB2} を測定する。

Note 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する。アプリケーション情報を参照。

Note 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る。遅延時間は50%レベルを使用して測定されている。

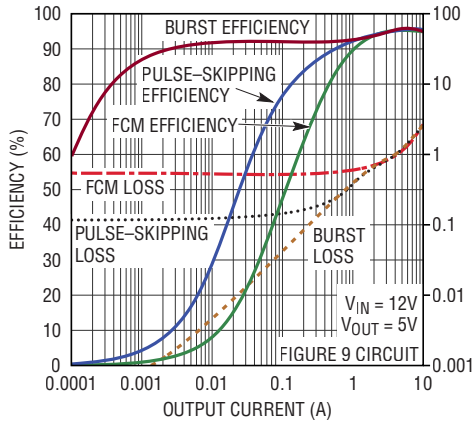
Note 7: 最小オン時間の条件は、 $I_{L(\text{MAX})}$ の40%を超えるインダクタ・ピークtoピーク・リップル電流に対して規定されている(アプリケーション情報のセクションの最小オン時間に関する検討事項を参照)。

Note 8: このデバイスには、短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。この保護がアクティブなときは、最大定格ジャンクション温度を超えることができる。規定された絶対最大動作ジャンクション温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうか、またはデバイスに永続的損傷を与える恐れがある。

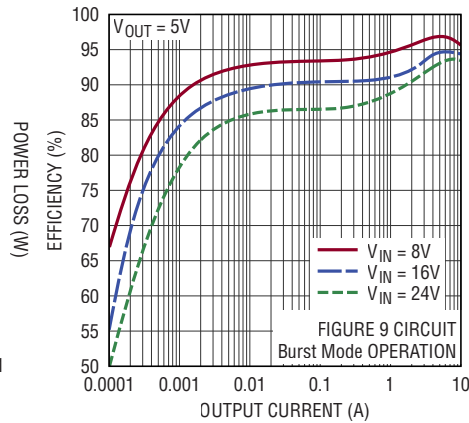
Note 9: これらのピンには電圧源も電流源も印加してはならない。接続するのは容量性負荷のみにする必要がある。そうしないと永続的な損傷が生じる恐れがある。

代表的な性能特性

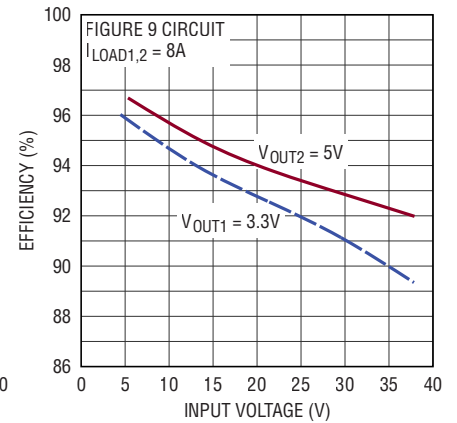
効率および電力損失と負荷電流



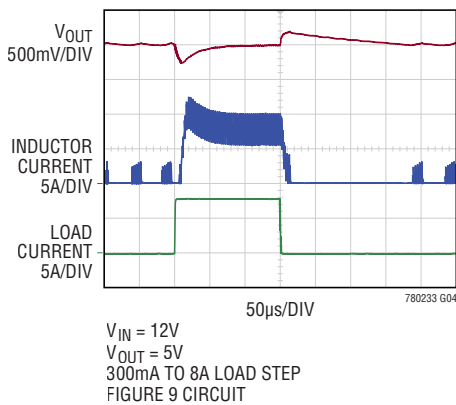
効率と負荷電流



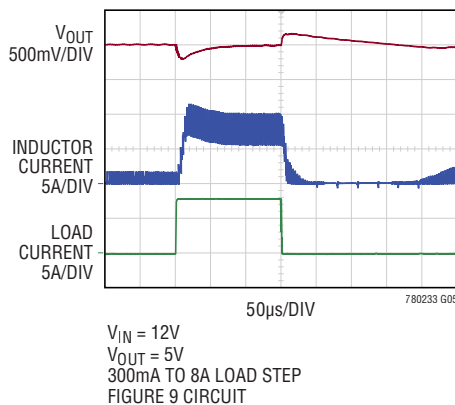
効率と入力電圧



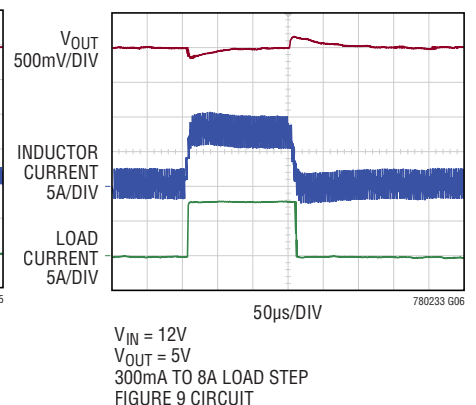
負荷ステップ
(Burst Mode 動作)



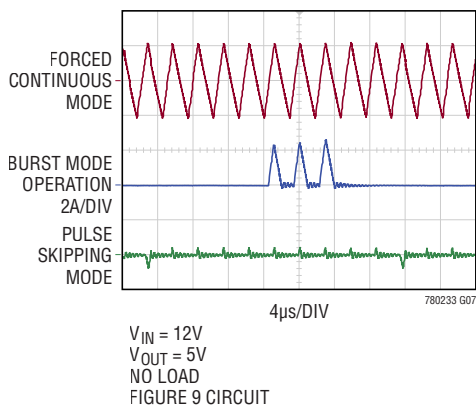
負荷ステップ
(パルス・スキップ・モード)



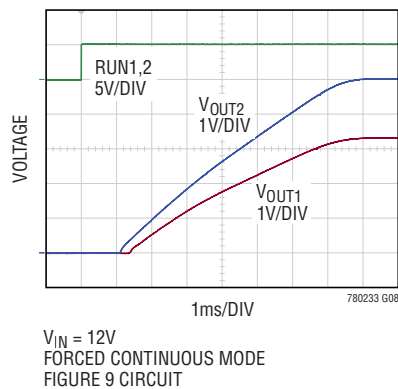
負荷ステップ
(強制連続モード)



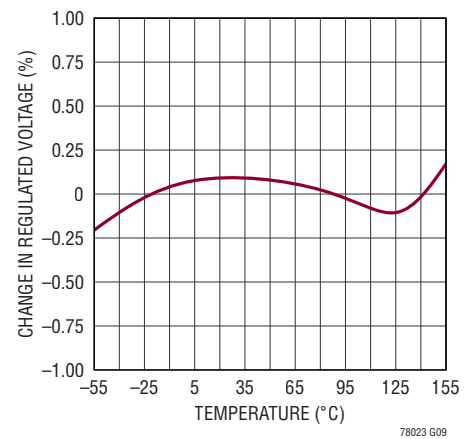
軽負荷時のインダクタ電流



ソフトスタート

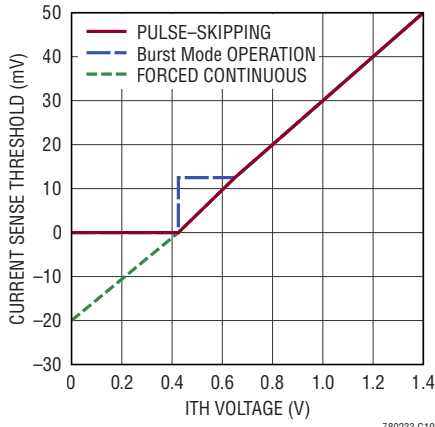
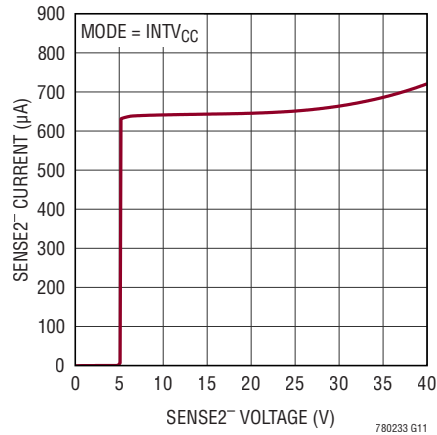
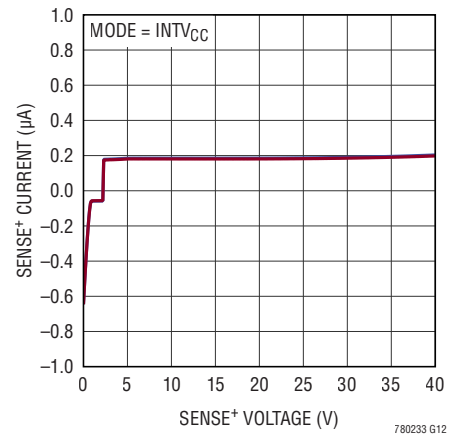


安定化された帰還電圧と温度

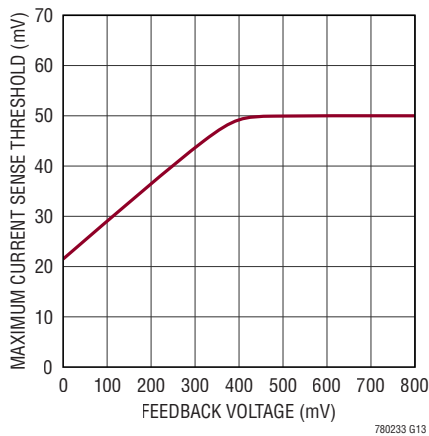
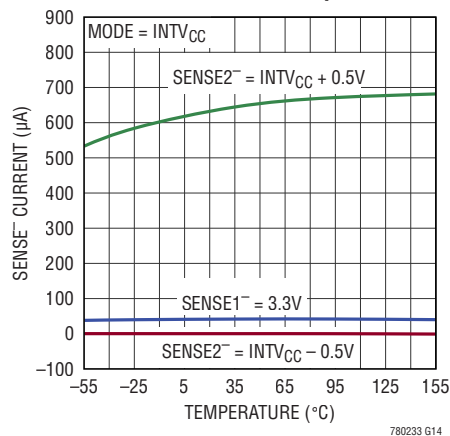
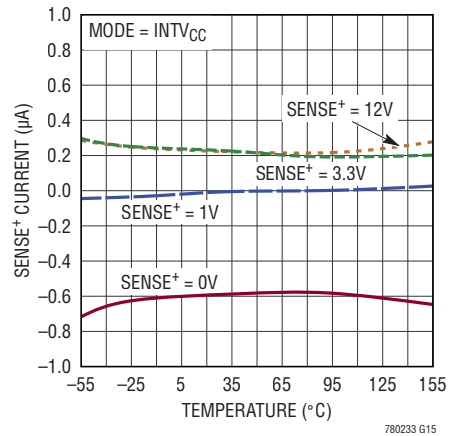
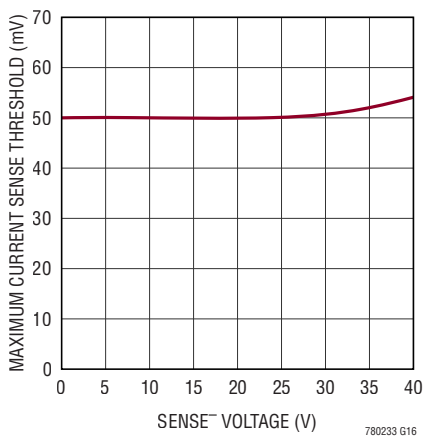


代表的な性能特性

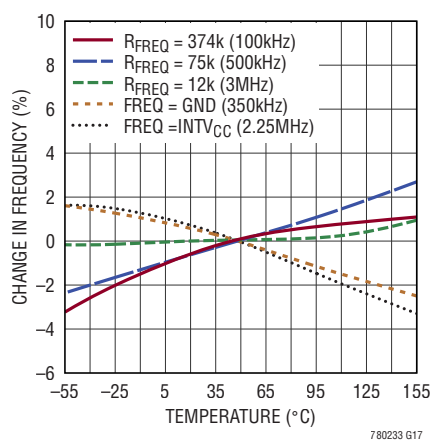
電流検出閾値とITHの電圧

SENSE1、2⁻の入力電流と
V_{SENSE}の電圧SENSE1、2⁺の入力電流と
V_{SENSE}の電圧

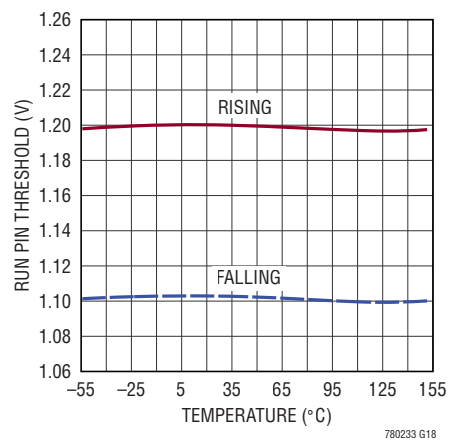
フォールドバック電流制限

SENSE1、2⁻の入力電流と温度SENSE1、2⁺の入力電流と温度最大電流検出閾値とSENSE⁻の
電圧

発振周波数と温度

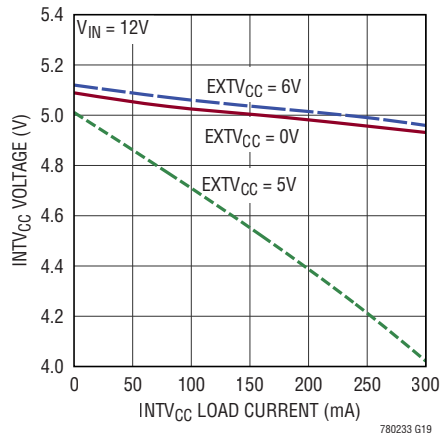


RUNピンの閾値と温度

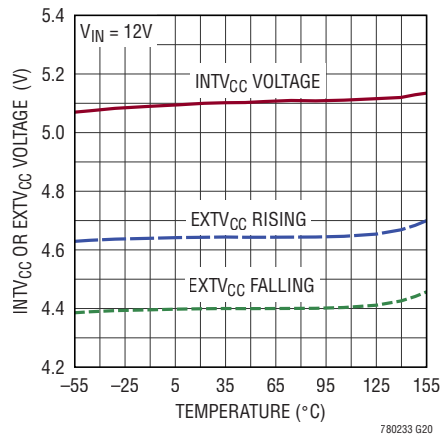


代表的な性能特性

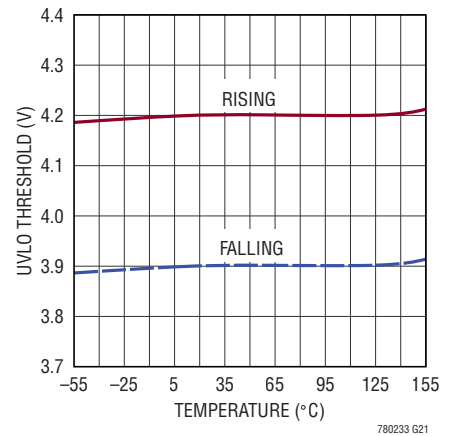
INTV_{CC}の負荷レギュレーション



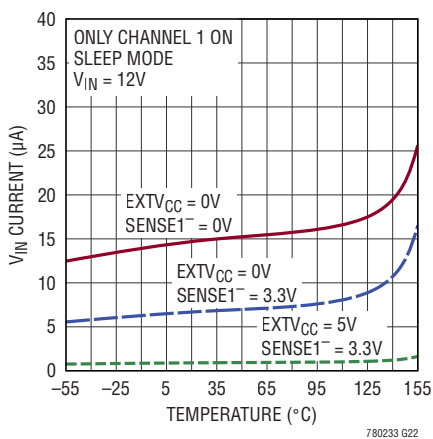
EXTV_{CC}の切り替え電圧および
INTV_{CC}の電圧と温度



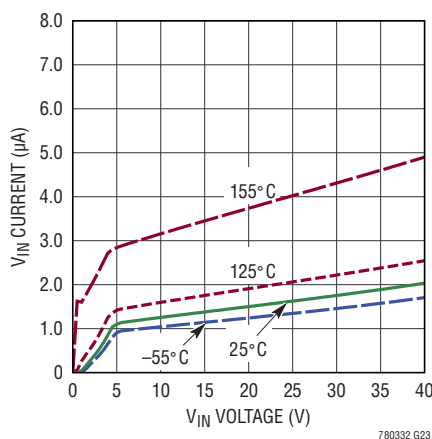
INTV_{CC}の低電圧ロックアウト閾値と
温度



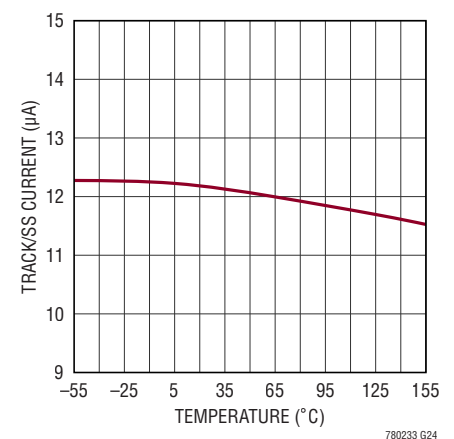
自己消費電流と温度



シャットダウン電流とVINの電圧



TRACK/SSのプルアップ電流と温度



ピン機能

SENSE1⁺、SENSE2⁺ (1、8 番ピン)：差動電流コンパレータの非反転(+)入力。ITHピンの電圧、およびR_{SENSE}と組み合わされたSENSE⁻ピンとSENSE⁺ピンの間の制御されたオフセットによって、電流作動閾値が設定されます。

SENSE1⁻、SENSE2⁻ (2、7 番ピン)：差動電流コンパレータの反転(-)入力。SENSE2⁻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。SENSE1⁻の電圧が3.2V以上の場合は、V_{IN}の代わりに、スリープ・モードでの自己消費電流のほとんどを供給して、入力換算の自己消費電流を更に低減します。

FREQ (3 番ピン)：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350kHz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。

MODE (4 番ピン)：モード選択入力。両方のチャンネルに作用するこの入力により、LTC7802-3.3の軽負荷時の動作モードが決まります。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ときは、接地された100k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100kの抵抗を介してINTV_{CC}に接続すると、パルス・スキップ動作が選択されます。

RUN1、RUN2 (5、6 番ピン)：各コントローラの実行制御入力。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。両方のピンの電圧を強制的に0.7Vより低くするとLTC7802-3.3全体がシャットダウンし、自己消費電流は約1.5μAに減少します。これらのピンをV_{IN}に接続すれば常時オン動作にすることができます。RUNピンはフロート状態にしないでください。

INTV_{CC} (17 番ピン)：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} (18 番ピン)：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、V_{IN}から電力を供給される内部のLDOを迂回して、このLDOがINTV_{CC}電源に電力を供給します。[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。このピンの電圧が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_{IN} (19 番ピン)：バイアス入力の主電源ピン。このピンとGNDの間にバイパス・コンデンサを接続してください。

PLLIN/SPREAD (25 番ピン)：外部同期入力およびスペクトラム拡散選択ピン。このピンに外部クロックを入力すると、フェーズ・ロック・ループは、TG1信号の立上りを外部クロックの立上がりエッジに強制的に同期させます。外部クロックを入力しているときは、MODEピンでパルス・スキップ・モードを選択すると、レギュレータ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。外部クロックと同期させない場合は、この入力をINTV_{CC}に接続して発振器のスペクトラム拡散ディザリングを有効にするか、グラウンドに接続してスペクトラム拡散を無効にします。

BG1、BG2 (20、16 番ピン)：下側(同期)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。

BOOST1、BOOST2 (21、15 番ピン)：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。BOOSTピンの電圧振幅はINTV_{CC}から(V_{IN} + INTV_{CC})までです。

SW1、SW2 (22、14 番ピン)：スイッチ・ノードのインダクタへの接続箇所。

TG1、TG2 (23、13 番ピン)：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。

PGOOD1、PGOOD2 (24、12 番ピン)：オープンドレインのパワーグッド出力。V_{OUT1}、V_{FB2}ピンはモニタされ、V_{OUT1,2}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_{OUT}

ピン機能

がレギュレーション点から $\pm 10\%$ の範囲内に入らないと、対応するPGOODピンがローになります。

TRACK/SS1、TRACK/SS2 (26、11 番ピン) : 外部トラッキングとソフトスタートの入力。LTC7802-3.3は、エラーアンプ(EA-)の負の入力の電圧を、0.8VとTRACK/SS1,2ピンの電圧のいずれか低い方に安定化します。これらのピンには12.5 μ A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、最終安定化出力電圧までの起動立上がり時間が設定されます。立上がり時間は容量10nFごとに0.65msです。あるいは、別の電源の抵抗分圧器をTRACK/SSピンに接続すると、LTC7802-3.3の出力は起動時に別の電源をトラッキングできます。

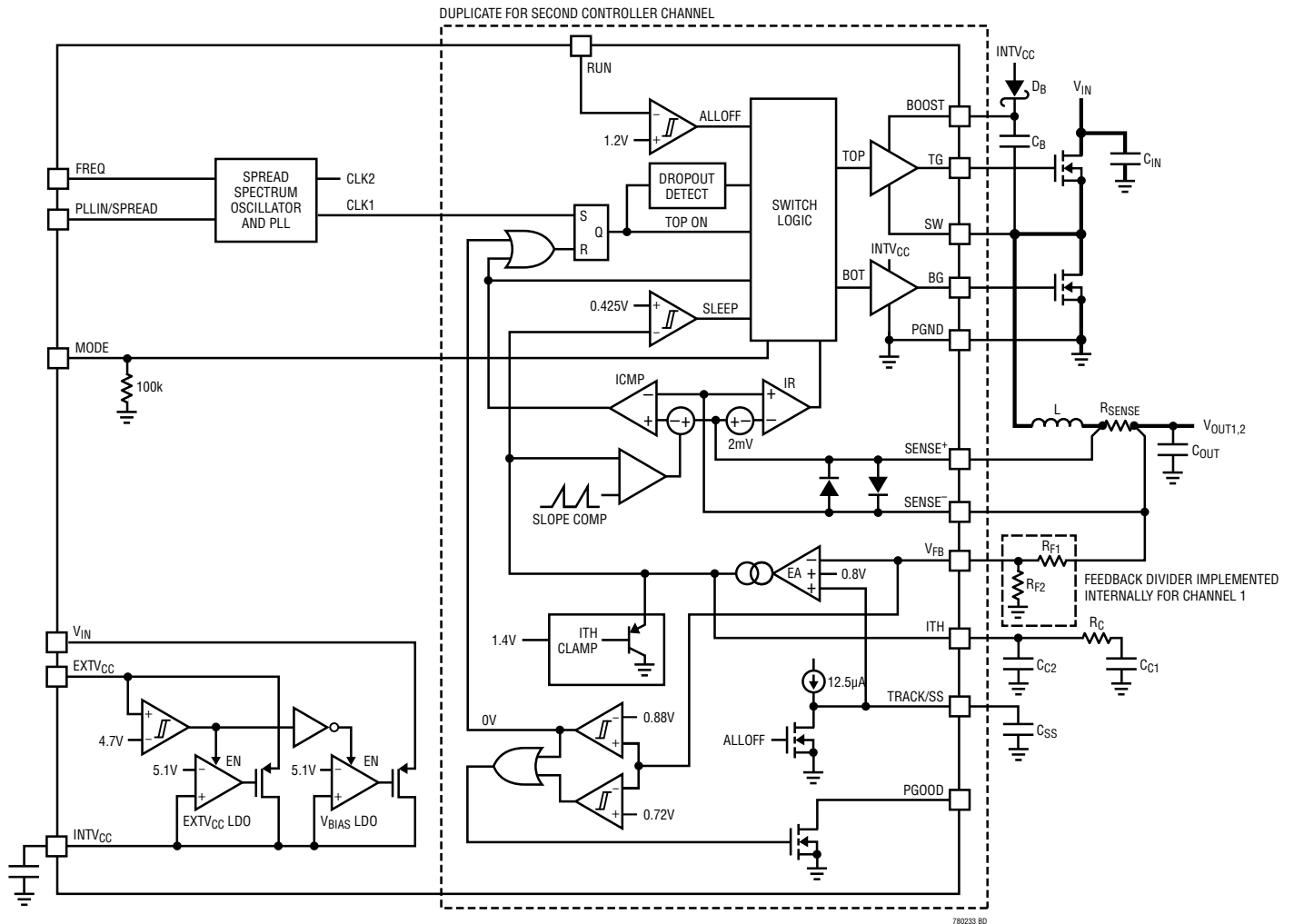
ITH1、ITH2 (27、10 番ピン) : エラーアンプの出力およびスイッチング・レギュレータの補償点。対応する各チャンネルの電

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。

V_{OUT1}、V_{FB2} (28、9 番ピン) : コントローラの帰還入力。V_{OUT1}はチャンネル1の出力電圧に直接接続します。チャンネル2の出力電圧とV_{FB2}ピンの間に外付け抵抗分圧器を接続し、安定化V_{OUT2}電圧を設定します。両方のチャンネルがV_{OUT1}、ITH1、およびTRACK/SS1を共用する2相3.3V出力のチャンネルを構成するには、V_{FB2}をINTV_{CC}に接続します。

GND (露出パッド・29 番ピン) : 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。定格の電氣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。

機能図



動作（「機能図」を参照）

メイン制御ループ

LTC7802-3.3は、デュアル同期整流式降圧コントローラで、固定周波数ピーク電流モード・アーキテクチャを利用しています。2つのコントローラ・チャンネルが位相を180°ずらし動作するため、必要な入力容量と電源起因ノイズが削減されます。通常動作時は、チャンネルのクロックがSRラッチをセットすると、そのチャンネルに対応する外付けの上側MOSFETがオンになり、インダクタ電流を増加させます。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。上側MOSFETが各サイクルでオフになった後、インダクタ電流が逆流し始めて電流コンパレータIRがそれを検出するか、または次のクロック・サイクルが始まるまで、下側MOSFETがオンになり、インダクタ電流を減少させます。

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、VFB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抵抗分圧器によって発生)を内部の0.8Vリファレンス電圧と比較します。負荷電流が増加すると、VFBはリファレンス電圧と比較してわずかに低くなるので、平均インダクタ電流がその後の負荷電流に釣り合うまで、エラーアンプはI_{TH}の電圧を上昇させます。

電源とバイアス電源(V_{IN}、EXTV_{CC}、およびINTV_{CC})

INTV_{CC}ピンは、上側と下側のMOSFETドライバと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_{IN}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)の出力が供給され、レギュレーション点が5.1VのINTV_{CC}に電力を供給します。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_{IN}LDO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_{IN}LDOはオフし、EXTV_{CC}LDOがオンします。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、LTC7802-3.3スイッチング・レギュレータの出力の1つのような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。

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、10サイクルに1回上側MOSFETを短時間の間強制的にオフして、C_Bが再充電できるようになるので、デューティ・サイクルは350kHz動作時には99%になり、2MHz動作時には約98%になります。

起動とシャットダウン(RUNおよびTRACK/SSピン)

LTC7802-3.3の2つのチャンネルは、RUN1ピンとRUN2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。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ます。両方のRUNピンの電圧を0.7Vより低くすると、両方のコントローラと、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。このシャットダウン状態では、LTC7802-3.3に流れる自己消費電流はわずか1.5μAです。

RUNピンは外部から引き上げても、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、一方または両方のコントローラが常にイネーブルになってい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_{IN}に接続すると便利です。更に、V_{IN}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、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、対応するTRACK/SSピン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電圧より低いと、LTC7802-3.3はVFBの電圧を0.8Vのリファレンス電圧ではなくTRACK/SSピンの電圧に安定化します。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12.5μA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

動作

0Vから0.8V (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。

代わりに、TRACK/SS ピンを使って、 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 ピンに接続することが必要です ([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・スキップ・モード、または強制連続モード (MODE ピン)

LTC7802-3.3 は、低負荷電流時に、高効率の Burst Mode 動作、固定周波数パルス・スキップ・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 ピンをグラウンドに接続します。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・スキップ・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 の内部抵抗によって Burst Mode 動作が起動し、MODE ピンを 100k の外付け抵抗を介して $INTV_{CC}$ に接続すると、パルス・スキップ・モードになります。

コントローラが Burst Mode 動作になるよう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 より下になると、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 がオフします。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しているので、LTC7802-3.3 を流れる自己消費電流は減少します。1 つのチャンネルがスリープ・モードで、もう 1 つのチャンネルがシャットダウン状態の場合、LTC7802-3.3 に流れる自己消費電流はわずか 15 μA です。両方のチャンネルがスリープ・モードの場合、LTC7802-3.3 に流れる自己消費電流はわずか 20 μA です。チャンネル 1 での V_{OUT} が 3.2V 以上のとき、この

自己消費電流の大部分は 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自己消費電流は減少します。

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 ピンがエラー・アンプの出力に再度接続され、スリープ信号がローになり、コントローラは内部発振器の次のサイクルで上側 MOSFET をオンして通常動作を再開します。

Burst Mode で動作するようにコントローラを設定している場合、インダクタ電流を反転させることはできません。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 (IR) が下側 MOSFET をオフにして、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。

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。

MODE ピンがパルス・スキップ・モードになるように接続されていると、LTC7802-3.3 は軽負荷時に PWM パルス・スキップ・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ることがあり、上側 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。

強制連続モードやパルス・スキップ・モードとは異なり、Burst Mode では外部クロックに同期できません。したがって

動作

て、Burst Modeを選択している場合、PLLIN/SPREADピンに☐入力されている外部クロックにスイッチング周波数が同期すると、LTC7802-3.3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、およびフェーズ・ロック・ループ(FREQピンとPLLIN/SPREADピン)

LTC7802-3.3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350kHz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、LTC7802-3.3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}に接続すれば有効になります。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代表的な限度である-12%～+15%の範囲内で変化します。

LTC7802-3.3はフェーズ・ロック・ループ(PLL)を内蔵しており、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。LTC7802-3.3のPLLは、コントローラ1の外付け上側MOSFETがオンす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がオンするタイミングは、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、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。より迅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。LTC7802-3.3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～2.2Vで動作することが確認されています。

出力過電圧保護

各チャンネルの過電圧コンパレータは、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_{OUT1}、V_{FB2}ピンの電圧がレギュレーション点より10%を超えて高くなると、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。

フォールドバック電流

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回路が作動し、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イスエーブルされます。

パワーグッド

各チャンネルには、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PGOODピンがあります。V_{FB}の電圧が0.8Vのリファレンス電圧の±10%以内に入らないと、MOSFETがオンしてPGOODピンはローになります。PGOODピンはRUNピンがロー(シャットダウン状態)になったときもローに引き下げられます。V_{FB}の電圧が±10%以内の条件を満たしている場合は、MOSFETがオフするので、このピンをINTV_{CC}などの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。

アプリケーション情報

最初のページの**標準的応用例**は、LTC7802-3.3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とパワー MOSFET 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。その次に、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。

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。インダクタのリップル電流はインダクタンスが高くなるか周波数が高くなるにつれて減少し、 V_{IN} が高くなるにつれて増加します（次式参照）。

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

ΔI_L が大きくても構わなければ、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 が最大になるのは、入力電圧が最大有的时候です。

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。

インダクタのコアの選択

L の値が求められたら、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。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、銅損失は残念ながら増加します。

フェライトを使用した設計ではコア損失が極めて小さく、高いスイッチング周波数に適しているため、設計目標を飽和の防止と銅損失に集中することができます。フェライト・コアの材質は急激に飽和します。つまり、設計電流のピーク値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急激に増加し、そのため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。

電流検出方式の選択

LTC7802-3.3 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、主として設計上、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からです。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} を使用する場合は、) R_{SENSE} 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 (絶対最大定格) であるため、LTC7802-3.3 は最大 40V の出力電圧を安定化できます。SENSE⁺ ピンは高インピーダンスであり、流れる電流は約 1 μ A 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。SENSE⁻ ピンのインピーダンス

アプリケーション情報

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 $1\mu A$ 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 $650\mu A$) 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_{IN} の代わりに 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 $50\mu A$ 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LTC7802-3.3の近くに配置し、検出ラインは電流検出素子の下で4端子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(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。

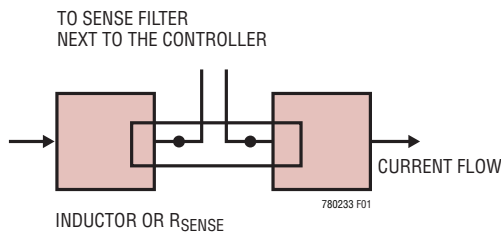


図1. インダクタまたは検出抵抗を使用した検出ラインの配置

値の小さな抵抗による電流検出

ディスクリー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は、インダクタのピーク電流を設定します。

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。

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

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。

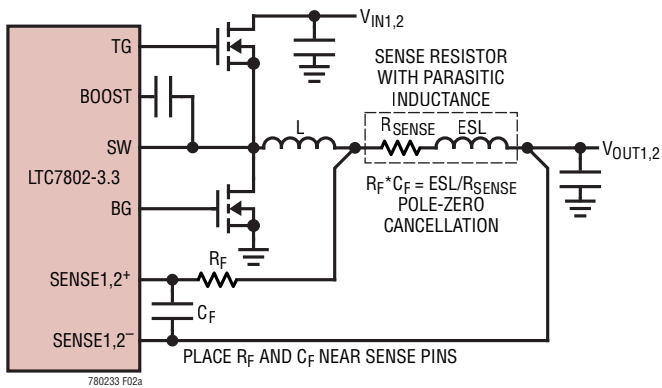
電流検出信号へのPCBノイズの結合に起因する潜在的なジッタまたは不安定性が発生しないようにするため、AC電流検出時のリップルである $\Delta V_{SENSE} = \Delta I_L \cdot R_{SENSE}$ も抑えて、良好なS/N比を確保します。一般に、適度に良好なPCBレイアウトを得るには、 R_{SENSE} とDCRのどちらの検出アプリケーションの場合でも、公称入力電圧での目標とする ΔV_{SENSE} 電圧を $10mV \sim 20mV$ にすることを推奨します。

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 ($< 3\mu H$) 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。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フィルタを使用して、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 $R_F \cdot C_F = ESL/R_{SENSE}$ となるように設定します。一般に、 $1nF \sim 10nF$ 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。

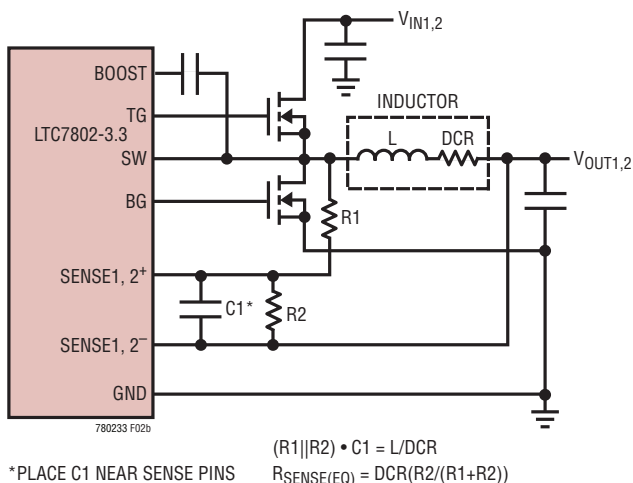
インダクタのDCRによる電流検出

大負荷電流でできるだけ高い効率が必要なアプリケーション向けに、LTC7802-3.3はインダクタDCRの両端の電圧降下を検出できます(図2b参照)。インダクタのDCRは銅のDC巻線抵抗の小さな値を表します。今日の低インダクタンス高電流インダクタでは、この値は $1m\Omega$ 未満のこともあります。こ

アプリケーション情報



(2a) 電流検出に抵抗を使用



(2b) 電流検出にインダクタのDCRを使用

図2. 電流検出方法

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は良質の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) を使用して、公称インダクタンス、C1の値、およびDCRから目標とする検出抵抗値を次式で計算できます。

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

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。与えられている場合は、通常は20°Cで設定されているメーカーの最大値を使い、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。最大インダクタ温度 ($T_{L(MAX)}$) の値は控え目に見て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、 $R1||R2$ は約2kに強制されるので、SENSE+ピンの約1μAの電流によって生じるであろう誤差が減少します。

目標の等価抵抗 $R1||R2$ 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。

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

検出抵抗の値は、次のようになります。

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

アプリケーション情報

R1での最大電力損失はデューティ・サイクルと関係があり、連続モード時に最大入力電圧で発生します(次式)。

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

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、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省かれるので、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。

動作周波数の設定

動作周波数の選択は、効率と部品サイズと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または出力容量あるいはその両方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。表1に示すように、スイッチング周波数はFREQピンやPLLIN/SPREADピンを使用して設定します。

表1.

FREQ PIN	PLLIN/SPREAD PIN	FREQUENCY
0V	0V	350kHz
INTV _{CC}	0V	2.25MHz
Resistor to GND	0V	100kHz～3MHz
Any of the Above	External Clock 100kHz to 3MHz	Phase-Locked to External lock
Any of the Above	INTV _{CC}	Spread Spectrum Modulated

FREQピンをグラウンドに接続すると350kHzが選択されるのに対して、FREQ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3または次式を基にして、FREQピンの抵抗を選択します。

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

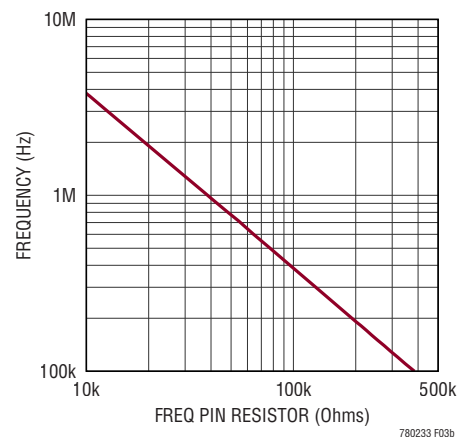


図3. 発振周波数とFREQピンの抵抗値の関係

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・スキップ・モード、強制連続モード)でも使用できます。

また、LTC7802-3.3はフェーズ・ロック・ループ(PLL)を内蔵しており、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

LTC7802-3.3は、軽負荷電流時に、高効率のBurst Mode動作、固定周波数パルス・スキップ・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ピンをグラウンドに接続します。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・スキップ・モードを選択するには、MODEピンを100k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。LTC7802-3.3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・スキップ・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に示します。

表2.

MODE PIN	LIGHT-LOAD OPERATING MODE	MODE WHEN SYNCHRONIZED
0V or Floating	Burst Mode	Forced Continuous
100k to INTV _{CC}	Pulse-Skipping	Pulse-Skipping
INTV _{CC}	Forced Continuous	Forced Continuous

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、インダクタ電流が反転することはできません。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外付けの下側MOSFETをオフにして、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。

強制連続モードでは、インダクタ電流は軽負荷で反転可能であり、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、出力リップルは負荷電流に依存しません。

パルス・スキップ・モードでは、出力電流が設計上の最大値の約1%に低下す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ることがあり、上側MOSFETを同じサイクル数だけ強制的にオフのままにする（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。軽負荷での効率が強制連続モード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・スキップ・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のが望ましいことがあります。例えば、システムが不動作状態の場合は、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ピンを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

LTC7802-3.3では、コントローラごとに2個の外付けパワーMOSFETを選択する必要があります。上側（メイン）スイッチ用に1個、下側（同期）スイッチ用に1個のNチャンネルMOSFETが必要です。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点である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

アプリケーション情報

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 上側 MOSFET と下側 MOSFET のデューティ・サイクルは以下の式で与えられます。

$$\text{MAIN SWITCH DUTY CYCLE} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$\text{SYNCHRONOUS SWITCH DUTY CYCLE} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}}$$

最大出力電流での MOSFET の消費電力は、以下の式で与えられます。

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

$$(V_{IN})^2 \left(\frac{I_{MAX}}{2} \right) (R_{DR}) (C_{MILLER}) \cdot$$

$$\left[\frac{1}{V_{INTVCC} - V_{THMIN}} + \frac{1}{V_{THMIN}} \right] (f)$$

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

ここで、 δ は $R_{DS(ON)}$ の温度依存性 ($\delta \approx 0.005/^{\circ}\text{C}$)、 R_{DR} 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 ($R_{DR} \approx 2\Omega$)。 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 に共通していますが、主要な N チャンネルの式には遷移損失の項が追加されており、これは入力電圧が高いときに最も大きくなります。 $V_{IN} < 20V$ では、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、 $V_{IN} > 20V$ では遷移損失が急激に増加するので、実際には $R_{DS(ON)}$ が大きく C_{MILLER} が小さい MOSFET を使用した方が効率が高くなる点に達します。同期 MOSFET の損失は、上側スイッチのデューティ・ファクタが低く入力電圧が高い場合、または同期スイッチが周期の 100% 近くオンになる短絡時に最も大きくなります。

 C_{IN} と C_{OUT} の選択

2 相アーキテクチャと、入力回路 (バッテリー / ヒューズ / コンデンサ) を流れるワーストケースの RMS 電流へのこのアーキテクチャの影響によって、 C_{IN} の選択が簡単になります。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下記の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。

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

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イレートイングする、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ようにしてください。設計でのサイズまたは高さの要件に適合させるため、複数のコンデンサを並列に接続できます。LTC7802-3.3 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。

LTC7802-3.3 の 2 相動作から得られる利益は、電力が大きい方のコントローラについてこの式を使用し、次に両方のコントローラ・チャンネルが同時に切り替わった場合に生じたはずの損失を計算することによって計算できます。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

アプリケーション情報

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・コントローラ的设计では、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要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PC基板のトレース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($0.1\mu F \sim 1\mu F$)バイパス・コンデンサをLTC7802-3.3の近くに配置し、 V_{IN} 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_{IN} ピンの間に $1\Omega \sim 10\Omega$ のオプション抵抗を接続すると、ノイズの多い入力電源からの絶縁が更に強化されます。

C_{OUT} は、等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。一般に、ESRの条件が満たされていれば、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。

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

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。

出力電圧の設定

チャンネル1については、LTC7802-3.3の V_{OUT1} ピンを出力に直接接続して出力電圧を3.3Vに安定化します。チャンネル2の出力電圧は、図4に示すように、出力に注意深く接続した外付け帰還抵抗分圧器によって設定されます。安定化出力電圧は次式により求められます。

$$V_{OUT2} = 0.8V \left(1 + \frac{R_B}{R_A} \right)$$

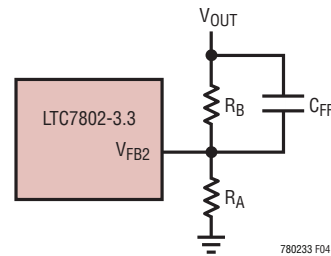


図4. チャンネル2の出力電圧の設定

抵抗 R_A および R_B を V_{FB2} 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_{FB2} ノードでのノイズを最小限に抑えます。 V_{FB2} 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。

RUNピンと低電圧ロックアウト

LTC7802-3.3の2つのチャンネルは、 $RUN1$ と $RUN2$ ピンを使用してイネーブルされます。 RUN ピンの立上がり閾値は1.2Vで、100mVのヒステリシスがあります。いずれかの 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て、ソフトスタートがリセットされます。両方の RUN ピンの電圧を0.7Vより低くすると、両方のコントローラと、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LTC7802-3.3に流れる自己消費電流はわずか約1.5 μA です。

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、コントローラが常にイネーブルになってい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_{IN} 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 は、 V_{IN} とグラウンド間の抵抗分圧器を使用して、入力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(図5を参照)。

V_{IN} のUVLO閾値は、次のように計算できます。

$$UVLO \text{ RISING} = 1.2V \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

$$UVLO \text{ FALLING} = 1.1V \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

アプリケーション情報

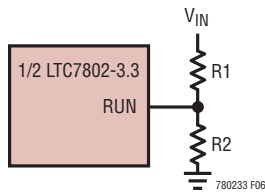


図5. RUNピンをUVLOとして使用

R1-R2の分圧器を流れる電流はLTC7802-3.3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/SS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)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より低いと、LTC7802-3.3はエラーアンプ(EA-)の負の入力を内部リファレンスではなくTRACK/SSピンの電圧に安定化します。TRACK/SSピンを使って、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。

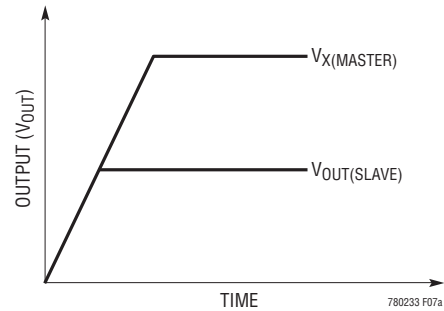
ソフトスタートを有効にするには、TRACK/SSピンとグラウンドの間に単純にコンデンサを接続します。内部12.5μA電流源がこのコンデンサを充電して、TRACK/SSピンに直線的なランプ電圧を発生させます。LTC7802-3.3はV_{OUT}をTRACK/SSピンの電圧に比例した電圧に安定化するため、V_{OUT}は0Vから最終的な安定値まで滑らかに上昇することができます。目的のソフトスタート時間(t_{ss})を得るには、ソフトスタート・コンデンサC_{SS} = t_{ss} • 15μF/secを選択します。

あるいは、図6aおよび図6bに示すように、TRACK/SS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できます。このためには、図7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

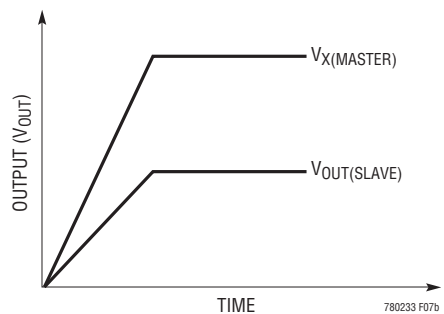
ます。起動中、V_{OUT}は抵抗分圧器によって次のように設定された比に従ってV_Xをトラッキングします。

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

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。



(a) 同時トラッキング



(b) 比例トラッキング

図6. 出力電圧トラッキングの2つの異なるモード

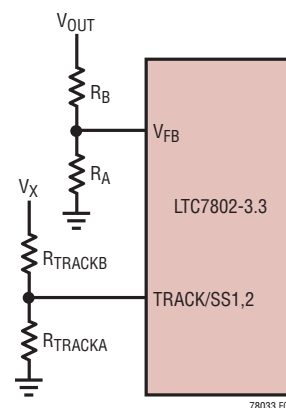


図7. TRACK/SSピンを使ったトラッキング

アプリケーション情報

2相シングル出力動作

大電力の3.3V出力アプリケーションでは、2つのチャンネルを2相シングル出力構成で動作させることができます。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LTC7802-3.3を構成するには、 V_{FB2} をINTV_{CC}に接続し、ITH2をグラウンドに接続して、RUN2をRUN1に接続します。

RUN1、 V_{OUT1} 、ITH1、TRACK/SS1ピンを使用して両方の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10](#)は、2相シングル出力動作用に構成された代表的なアプリケーションです。

INTV_{CC}レギュレータ

LTC7802-3.3は互いに独立した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_{IN} ピンまたは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_{IN} LDOとEXTV_{CC} LDOは、それぞれINTV_{CC}を5.1Vに安定化して、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、LTC7802-3.3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_{IN} 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_{IN} 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、 $V_{IN} \cdot I_{INTVCC}$ に等しくなります。[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Note 2の式を使って推定できます。例えば、LTC7802-3.3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35mA未満に制限されます。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (35\text{mA})(36\text{V})(43^\circ\text{C/W}) = 125^\circ\text{C}$$

最大ジャンクション温度を超えないようにするには、 V_{IN} 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_{IN} LDOがオフしてEXTV_{CC} LDOがイネーブルされます。EXTV_{CC}に印加される電圧が約4.5Vより高い電圧に保たれる限り、EXTV_{CC} LDOはオンしたままです。EXTV_{CC} LDOはINTV_{CC}の電圧を5.1Vに安定化しようとするので、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に安定化されます。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LTC7802-3.3のいずれかのスイッチング・レギュレータ出力($4.8\text{V} \leq V_{OUT} \leq 30\text{V}$)から供給可能であり、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_{IN} LDOから供給できます。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、 $V_{OUT}/(V_{IN} \cdot \text{効率})$ に比例するため、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。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (35\text{mA})(8.5\text{V})(43^\circ\text{C/W}) = 83^\circ\text{C}$$

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。

アプリケーション情報

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_{IN} LDOからINTV_{CC}に電力が供給されるため、入力電圧が高いときには効率が最大10%またはそれ以上低下します。
2. EXTV_{CC}をいずれかの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。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_{IN}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。レギュレータの出力が両方とも5Vより低い場合は、出力から得られ、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、効率を向上することができます。

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、外付けダイオードD_Bを介してINTV_{CC}から充電されます。

上側MOSFETの1つをオンにすると、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、昇圧電圧は次のように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には、上側MOSFETの全入力容量の100倍の値が必要です。標準的応用例では、C_Bの値は0.1 μFで通常は十分です。

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、もれ電流が小さく、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。一般的に、高温時は逆方向のもれ電流がかなり増加するので、逆方向のもれ電流には十分な注意を払ってください。

もれ電流の多いダイオードを使うと、レギュレータの自己消費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、ダイオードのもれ電流が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可能性がある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検討事項

最小オン時間t_{ON(MIN)}は、LTC7802-3.3が上側MOSFETをオンすることができる最小時間です。最小オン時間は、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。

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

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は増加します。LTC7802-3.3の最小オン時間は約40nsです。ピーク検出電圧が低下するに従って最小オン時間は約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ます。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。

アプリケーション情報

フォルト条件: 電流制限とフォールドバック

LTC7802-3.3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のに役立つ電流フォールドバック機能を備えています。出力電圧がそのレギュレーション点の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、LTC7802-3.3はサイクル・スキップを開始して短絡電流を制限します。この状況では下側の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。

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

フォルト条件: 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1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。

出力電圧が上昇して設定レギュレーション点より10%高くなると、上側MOSFETはオフし、下側MOSFETはオンして、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も電流を吸収することにより、もれ電流のある上側MOSFETを使用して正常に安定化します。

フォルト条件: 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、LTC7802-3.3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、LTC7802-3.3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が低下したり寿命が短くなる恐れがあるので、避けてください。

フェーズ・ロック・ループと周波数同期

LTC7802-3.3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がオンするときの位相は、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位相同期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。

LTC7802-3.3は、外部クロックに同期しているとき、 $MODE$ ピンでパルス・スキップ・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。LTC7802-3.3は、 $PLLIN/SPREAD$ ピンに入力されている外部クロックに同期することが確認されており、その振幅は波形の上端が2.2V以上で下端が0.5V以下です。LTC7802-3.3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。

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表示での効率は、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。多くの場合、個々の損失を分析して、効率を制限する要素が何であり、また何が変化すれば最も効率が改善され

アプリケーション情報

るかを判断することが有益です。パーセント表示の効率は、次式で表すことができます。

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

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

回路内で電力を消費する全ての要素で損失が生じますが、LTC7802-3.3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。それは、1) デバイスの V_{IN} 電流、2) $INTV_{CC}$ レギュレータの電流、3) I^2R 損失、4) 上側 MOSFET の遷移損失です。

1. V_{IN} 電流は電氣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_{IN} 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 のゲートがローからハイに切り替わり、再びローに切り替わるたびに、 $INTV_{CC}$ からグラウンドに一定量の電荷 (dQ) が移動します。それによって生じる dQ/dt は $INTV_{CC}$ から流れ出る電流であり、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、 $I_{GATECHG} = f_{SW}(Q_T + Q_B)$ です。ここで、 Q_T と Q_B は上側 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、 $V_{OUT}/(V_{IN} \cdot \text{効率})$ 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. I^2R 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「細分」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 I^2R 損失を求めることができます。

例えば、各 $R_{DS(ON)} = 30m\Omega$ 、 $R_L = 50m\Omega$ 、 $R_{SENSE} = 10m\Omega$ 、および $ESR = 40m\Omega$ (入力容量と出力容量の両方の損失の和) の場合、全抵抗は $130m\Omega$ です。この結果、5V 出力の場合、出力電流が 1A から 5A に増加すると損失は 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、この損失のパーセンテージは V_{OUT} の 2 乗に反比例して変化します。高性能デジタル・システムでは低出力電圧と大電流がますます要求されているので、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. 遷移損失は上側の MOSFET にのみ発生し、高入力電圧 (通常 15V 以上) で動作している場合のみ大きくなります。遷移損失は、パワー MOSFET の選択のセクションに記載されているメイン・スイッチの消費電力の式から概算できます。

銅パターンや内部バッテリー抵抗など、その他の隠れた損失により、携帯用システムでは更に 5%~10% の効率低下が生じる可能性があります。こうしたシステム・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 $20m\Omega$ ~ $50m\Omega$ で容量が最小 $20\mu F$ ~ $40\mu F$ のコンデンサが必要です。LTC7802-3.3 の 2 相アーキテクチャの場合、通常必要な入力容量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、一般には追加される全損失の 2% 未満にしかありません。

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応答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

アプリケーション情報

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補償回路により、幅広い出力容量値およびESR値にわたって過渡応答を最適化することができます。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、クロズドループ応答を正確に反映します。2次特性が支配的なシステムを想定すれば、位相余裕やダンピング・ファクタは、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できます。このピンの立上がり時間を調べるにより、帯域幅も概算できます。標準的応用例の回路に示す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。最大負荷電流の20%~80%の出力電流パルス(立上がり時間1 μ s~10 μ s)で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、適当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す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 を減少させるのと同じ比率で 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クロズドループ・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。

次に、大容量の(> 1 μ 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 $C_{LOAD} \cdot 25\mu\text{s}/\mu\text{F}$ に制限するようにしてください。そうすることにより、10 μ Fのコンデンサでは250 μ 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。

設計例

設計例として、 $V_{IN(NOMINAL)} = 12\text{V}$ 、 $V_{IN(MAX)} = 22\text{V}$ 、 $V_{OUT} = 3.3\text{V}$ 、 $I_{OUT} = 20\text{A}$ 、および $f_{SW} = 1\text{MHz}$ と仮定します。

1. 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。

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

2. 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。

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

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。この場合、 $V_{IN} = 22\text{V}$ 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、次式のように $V_{IN(MAX)}$ のときです。

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

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、LTC7802-3.3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ッ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。

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

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、SENSE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が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。チャンネル1については、帰還抵抗回路が内部に実装されています。 V_{OUT1} ピンは出力に直接接続します。

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、ベンチ上で回路を作成してテストすることであり、これはLTC7802-3.3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のある推測をすると、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。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. 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は、入力電圧が最大ときに最大になります。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。安定化出力は $EXTV_{CC}$ の切替え閾値 (4.7V) 以下なので、安定化出力を使用して $INTV_{CC}$ 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、例えばもう一方のチャンネルを 5V に安定化している場合は、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 $0.1\mu F$ を選択します。バイアス部品の初回の想定として、 $C_{INTV_{CC}} = 4.7\mu F$ 、昇圧電源コンデンサ $C_B = 0.1\mu F$ 、および順方向電圧降下の小さい昇圧電源ダイオード CMD5H-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 V_{IN} に接続して常時オン動作にすることもできます。標準的な応用例に記載した 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。

レイアウトに関する詳細な参考情報については、アナログ・デバイスズのアプリケーション・ノート AN136『非絶縁型スイッチング電源の PCB レイアウトにおける考慮事項』および AN139『電源レイアウトと EMI』を参照してください。

プリント回路基板レイアウトのチェックリスト

プリント回路基板をレイアウトするときは、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同期整流式レギュレータの様々な分岐に現れる電流波形を 8 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. 上側の 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。大きな共振ループを避けるために、2 つのチャンネルのデカップリング・コンデンサは互いに近づけて配置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 $C_{INTV_{CC}}$ 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。8 に示すように、短いリード線、平坦な接続箇所、複数の並列接続ビアを必要に応じて採り入れ、上側 N チャンネル MOSFET、下側 N チャンネル MOSFET、および高周波 (セラミック) 入力コンデンサによって形成される「ホット・ループ」の面積を最小限に抑えてください。出力コンデンサの (-) 端子は入力コンデンサの (-) 端子にできるだけ近づけて接続します。

3. LTC7802-3.3 の V_{OUT1} ピンと V_{FB2} 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_{FB2} ピンの近くに配置して、高感度の V_{FB2} 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、最小の基板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。 $1\mu F$ 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。昇圧ダイオードには、デバイスの近くにある $INTV_{CC}$ コンデンサに直結する独立した経路を設け、 $INTV_{CC}$ への信号接続経路と共用しないようにしてください。
6. スwitchング・ノード ($SW1$ 、 $SW2$)、上側ゲート・ノード ($TG1$ 、 $TG2$)、および昇圧ノード ($BOOST1$ 、 $BOOST2$) は、高感度の小信号ノード、特にもう 1 つのチャンネルの電圧検出と電流検出の帰還ピンから離してください。これら全てのノードの信号は非常に大きく、高速で変化するので、LTC7802-3.3 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。

アプリケーション情報

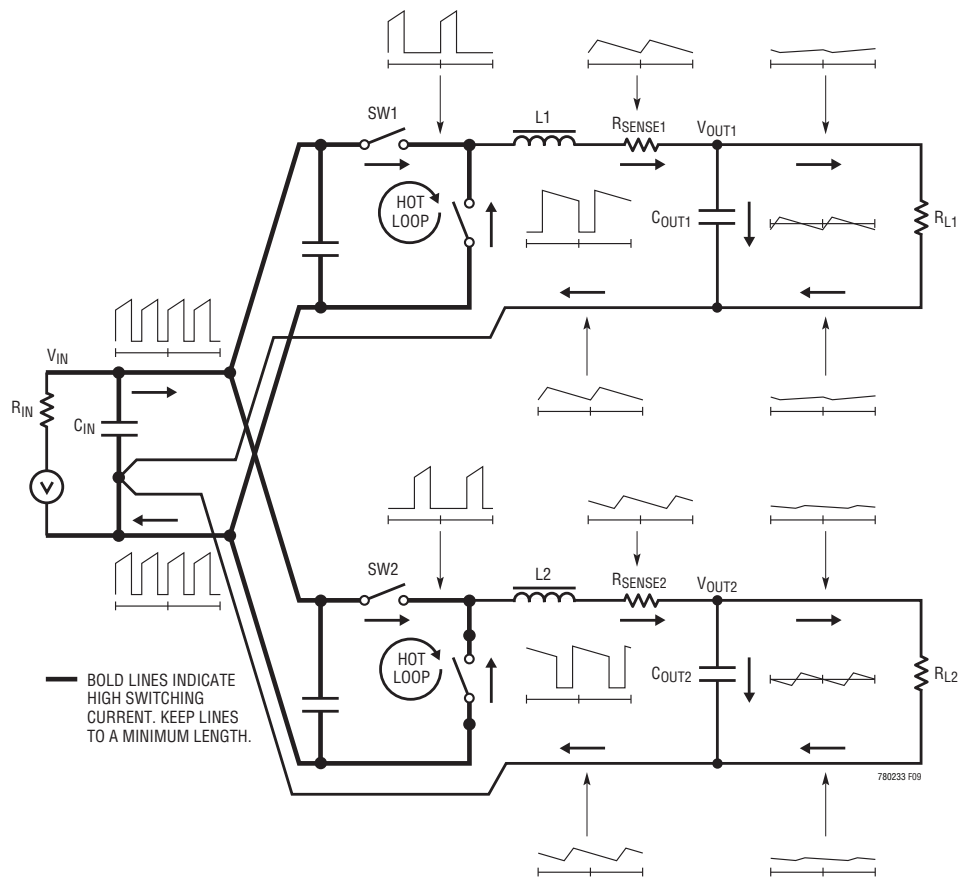


図8. 枝路電流の波形

アプリケーション情報

7. 改良型のスター・グラウンド手法を使用します。これは、入力コンデンサおよび出力コンデンサと同じ基板の側にある低インピーダンスの広い銅領域の中央接地点で、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。レイアウトに関する詳細な参考情報については、アナログ・デバイセズのアプリケーション・ノートAN136『非絶縁型スイッチング電源のPCBレイアウトにおける考慮事項』およびAN139『電源レイアウトとEMI』を参照してください。

プリント回路基板レイアウトのデバッグ

最初、1つのコントローラだけオンします。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プリント回路基板実装では、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してください。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、各部品(C_{IN}、上側MOSFET、および下側MOSFET)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。

LTC7802-3.3

標準的応用例

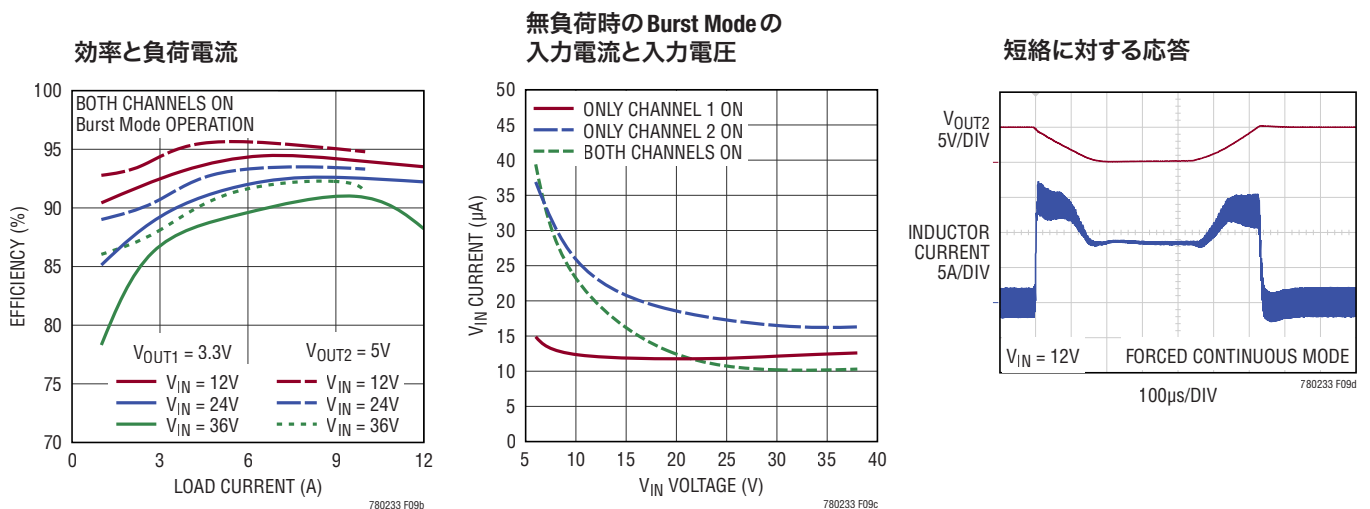
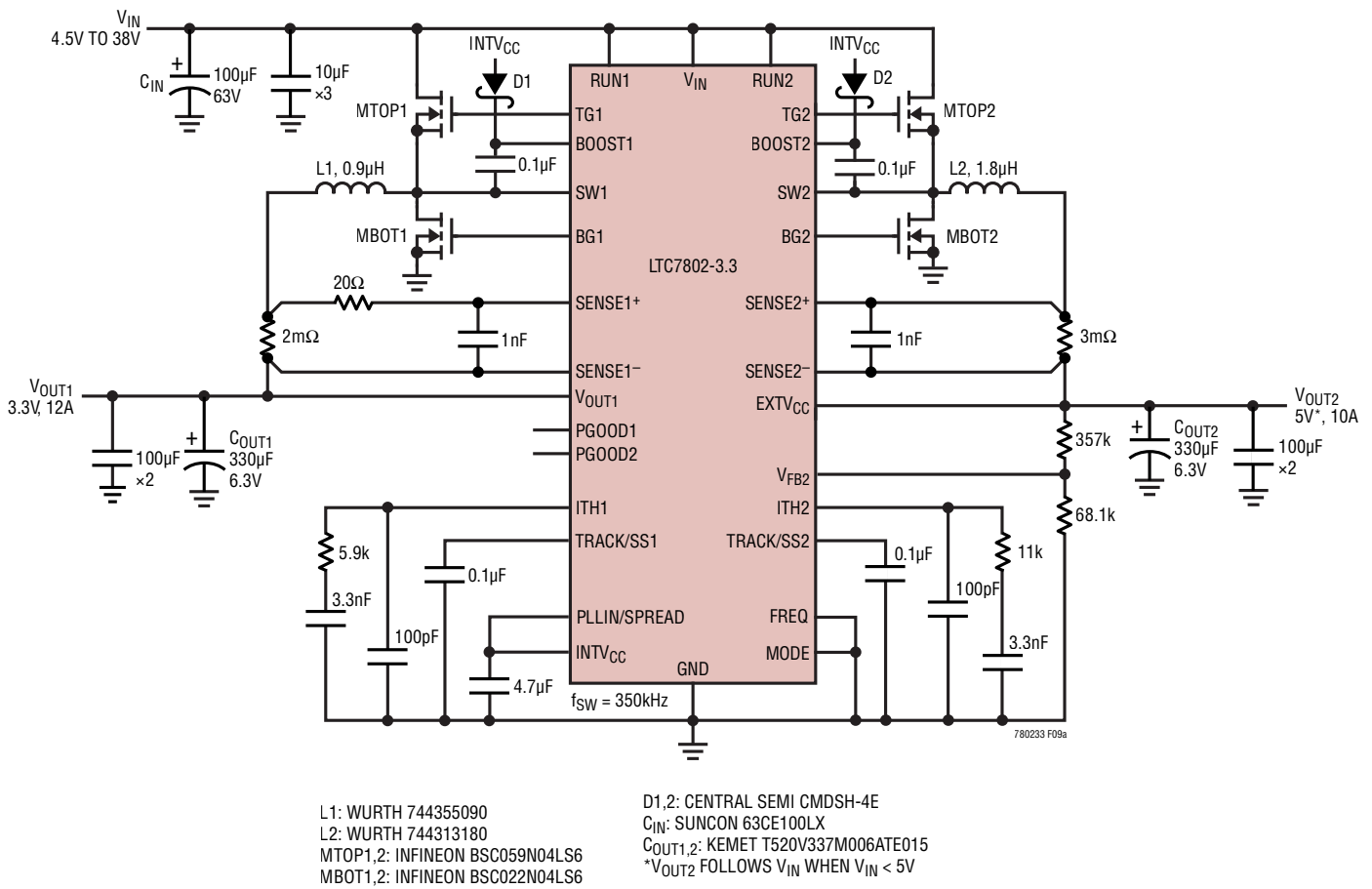
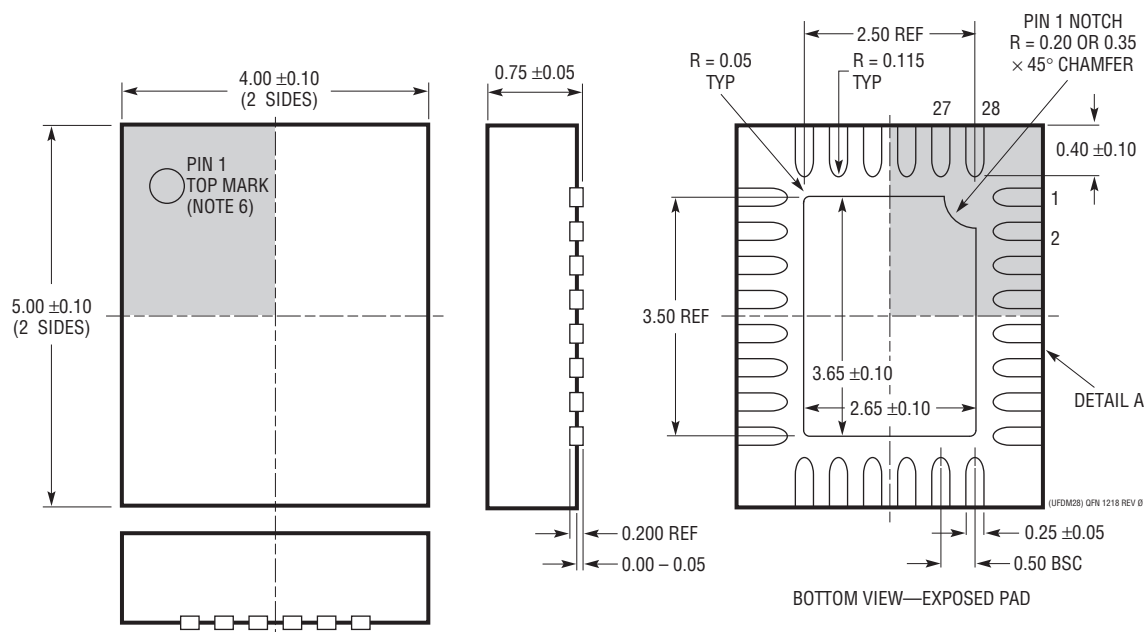


図9. スペクトラム拡散機能を備えた高効率デュアル3.3V、5V降圧レギュレータ

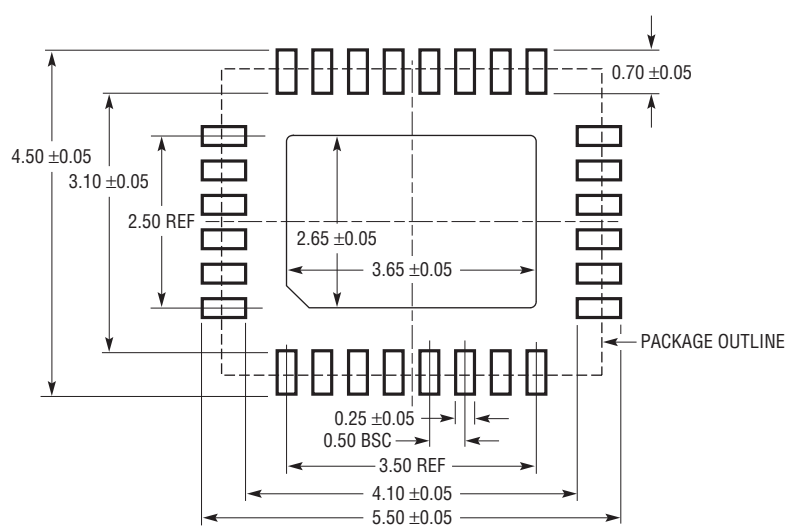
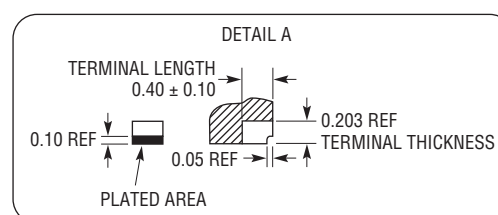
パッケージ

UFDM Package
28-Lead Plastic Side Wettable QFN (4mm × 5mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1682 Rev 0)



注記:

- 図は実寸とは異なる
- 全ての寸法の単位はミリメートル
- パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。
モールドのバリ（存在する場合）はどの側でも 0.15mm を超えない
- 灰色の部分はパッケージの上面と底面の 1 番ピンの位置の参考に過ぎない



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS
 APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED

