

この製品のデータシートに間違いがありましたので、お詫びして訂正いたします。
この正誤表は、2020年8月6日現在、アナログ・デバイセズ株式会社で確認した誤りを記したものです。

なお、英語のデータシート改版時に、これらの誤りが訂正される場合があります。

正誤表作成年月日：2020年8月6日

製品名：LTC7803

対象となるデータシートのリビジョン(Rev)：Rev.0

訂正箇所：36 ページ

表中のLTC3866とLTC3833の説明欄が逆になっています。

【誤】

LTC3866	差動出力検出機能を備えた 高速、高精度の降圧 DC/DC コントローラ
LTC3833	1mΩ未満のDCRによる電流検出機能を備えた 2MHz電流モード同期整流式コントローラ

【正】

LTC3866	1mΩ未満のDCRによる電流検出機能を備えた 2MHz電流モード同期整流式コントローラ
LTC3833	差動出力検出機能を備えた 高速、高精度の降圧 DC/DC コントローラ

この製品のデータシートに間違いがありましたので、お詫びして訂正いたします。
この正誤表は、2020年8月6日現在、アナログ・デバイセズ株式会社で確認した誤りを記したものです。

なお、英語のデータシート改版時に、これらの誤りが訂正される場合があります。

正誤表作成年月日：2020年8月6日

製品名：LTC7803

対象となるデータシートのリビジョン(Rev)：Rev.0

訂正箇所：最終ページ

【誤】

表内の LTC3878/LTC3879 の製品説明の欄
RSENSE、広い VIN 範囲の 同期整流式降圧 DC/DC コントローラ

【正】

表内の LTC3878/LTC3879 の製品説明の欄
広い VIN 範囲の 同期整流式降圧 DC/DC コントローラ

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

特長

- 低い動作時 I_Q: 12μA (V_{IN}: 14V、V_{OUT}: 3.3V)
- 広い入力電圧範囲: 4.5V~40V
- 出力電圧: 最大 40V
- スペクトラム拡散動作
- R_{SENSE} または DCR による電流検出
- PassThru™/100% のデューティ・サイクルに対応
- 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
- 低いシャットダウン時 I_Q: 1.2μA
- 熱特性が改善された 16ピン 3mm×3mm QFN パッケージおよび MSOP パッケージ
- AEC-Q100 認定進行中

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)
- 電気通信

概要

LTC®7803 は、全ての N チャンネル・パワー MOSFET 段を駆動する 100% デューティ・サイクル対応の高性能、同期整流式降圧 DC/DC スイッチング・レギュレータ・コントローラです。同期整流により、効率が高まり、電力損失が減少し、熱条件が緩和されます。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。LTC7803 は、4.5V~40V という広い入力電源電圧範囲で動作します。

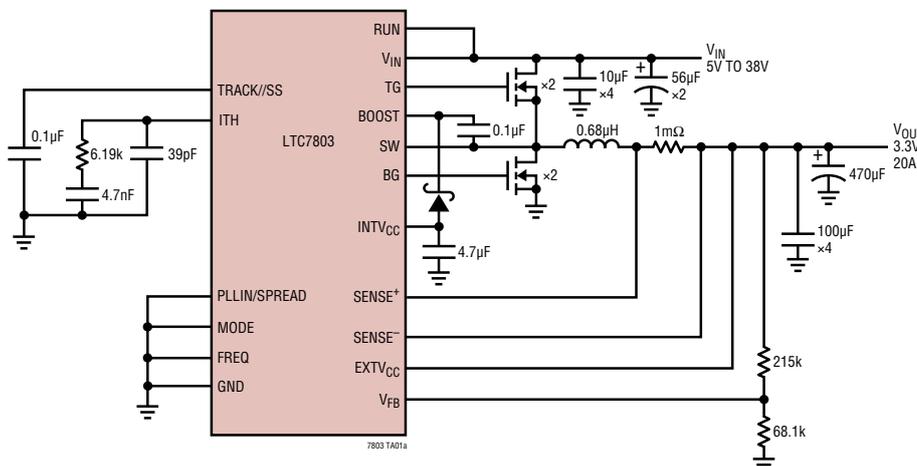
無負荷時の自己消費電流が非常に少ないので、バッテリー駆動システムでの動作時間が長くなります。OPTI-LOOP 補償回路により、幅広い出力容量値および ESR 値にわたって過渡応答を最適化することができます。また、MODE ピンにより、軽負荷時の動作を Burst Mode 動作、パルス・スキップ・モード動作、連続インダクタ電流モード動作のいずれかに選択できます。

LTC7803 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。

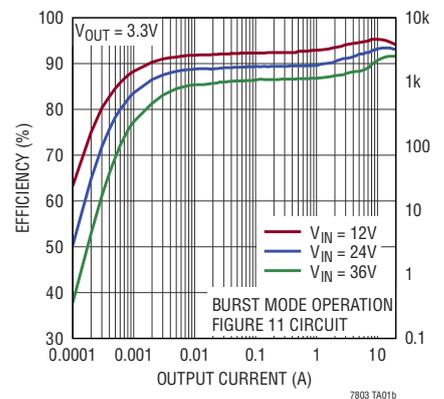
全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。5481178、5705919、5929620、6144194、6177787、6580258 を含む米国特許によって保護されています。

標準的応用例

入力電圧範囲が広く高効率の 375kHz、3.3V/20A 降圧レギュレータ



効率と出力電流



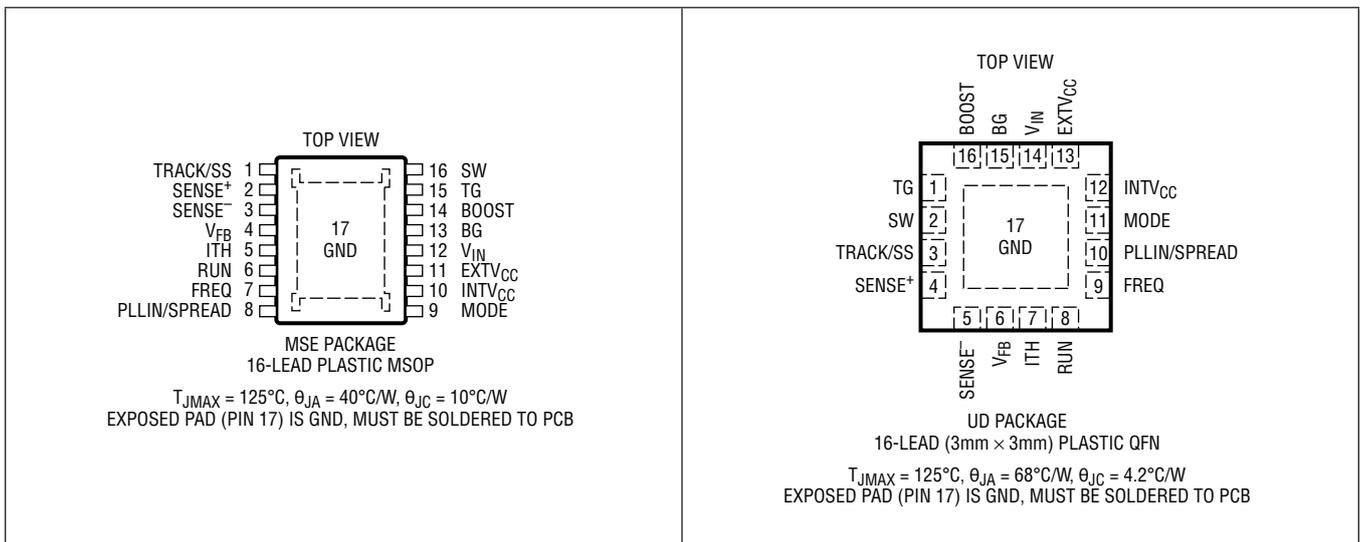
絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN})	-0.3V~40V
BOOST	-0.3V~46V
SW	-5V~40V
RUN	-0.3V~40V
SENSE ⁺ 、SENSE ⁻	-0.3V~40V
EXTV _{CC} の電圧	-0.3V~30V
INTV _{CC} 、(BOOST-SW)	-0.3V~6V
TRACK/SS、FREQ	-0.3V~6V

ITH	-0.3V~2V
PLLIN/SPREAD、MODE、V _{FB}	-0.3V~6V
BG、TG	(Note 9)
動作ジャンクション温度範囲 (Note 2、8)	
LTC7803E、LTC7803I	-40°C~125°C
LTC7803H、LTC7803J	-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
LTC7803EMSE#PBF	LTC7803EMSE#TRPBF	7803	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC7803IMSE#PBF	LTC7803IMSE#TRPBF	7803	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC7803JMSE#PBF	LTC7803JMSE#TRPBF	7803	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 150°C
LTC7803HMSE#PBF	LTC7803HMSE#TRPBF	7803	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 150°C
LTC7803EUD#PBF	LTC7803EUD#TRPBF	LHGT	16-Lead (3mm × 3mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC7803IUD#PBF	LTC7803IUD#TRPBF	LHGT	16-Lead (3mm × 3mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC7803JUD#PBF	LTC7803JUD#TRPBF	LHGT	16-Lead (3mm × 3mm) Plastic QFN	-40°C to 150°C
LTC7803HUD#PBF	LTC7803HUD#TRPBF	LHGT	16-Lead (3mm × 3mm) Plastic QFN	-40°C~150°C

オートモーティブ製品**

LTC7803EMSE#WPBF	LTC7803EMSE#WTRPBF	7803	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC7803IMSE#WPBF	LTC7803IMSE#WTRPBF	7803	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC7803JMSE#WPBF	LTC7803JMSE#WTRPBF	7803	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 150°C
LTC7803HMSE#WPBF	LTC7803HMSE#WTRPBF	7803	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 150°C
LTC7803EUD#WPBF	LTC7803EUD#WTRPBF	LHGT	16-Lead (3mm × 3mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC7803IUD#WPBF	LTC7803IUD#WTRPBF	LHGT	16-Lead (3mm × 3mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC7803JUD#WPBF	LTC7803JUD#WTRPBF	LHGT	16-Lead (3mm × 3mm) Plastic QFN	-40°C to 150°C
LTC7803HUD#WPBF	LTC7803HUD#WTRPBF	LHGT	16-Lead (3mm × 3mm) 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・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。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

●は規定動作ジャンクション温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。

注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $\text{RUN} = 12\text{V}$ 、 $\text{EXTV}_{CC} = 0\text{V}$ 。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
入力電源							
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		12		μA	
コントローラの動作							
V_{OUT}	Output Voltage Operating Range		0.8		40	V	
V_{FB}	Regulated Feedback Voltage	(Note 4) $V_{IN} = 4.5\text{V}$ to 40V , ITH Voltage = 0.6V to 1.2V 0°C to 85°C , All Grades	● 0.788 0.792	0.800 0.800	0.812 0.808	V V	
	Feedback Current	(Note 4)		± 5	± 50	nA	
	Feedback Overvoltage Protection Threshold	Measured at V_{FB} Relative to Regulated V_{FB}		7	10	13	%
g_m	Transconductance Amplifier g_m	(Note 4) ITH = 1.2V , Sink/Source = $5\mu\text{A}$		2		mmho	
$V_{SENSE(\text{MAX})}$	Maximum Current Sense Threshold	$V_{FB} = 0.7\text{V}$, $V_{SENSE^-} = 3.3\text{V}$	● 45	50	55	mV	

電気的特性

●は規定動作ジャンクション温度範囲での規格値を意味する。

それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $RUN = 12\text{V}$ 、 $EXTV_{CC} = 0\text{V}$ 。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
I_{SENSE^+}	SENSE ⁺ Pin Current	$V_{SENSE^+} = 3.3\text{V}$			±1	μA
I_{SENSE^-}	SENSE ⁻ Pin Current	$V_{SENSE^-} < 2.9\text{V}$ $3.2\text{V} \leq V_{SENSE^-} < INTV_{CC} - 0.5\text{V}$ $V_{SENSE^-} > INTV_{CC} + 0.5\text{V}$		2 30 685		μA μA μA
	Soft-Start Charge Current	$V_{TRACK/SS} = 0\text{V}$	10	12.5	15	μA
	RUN Pin ON Threshold	V_{RUN} Rising	● 1.15	1.2	1.25	V
	RUN Pin Hysteresis	V_{RUN} Falling		100		mV

DC 電源電流 (Note 5)

	V_{IN} Shutdown Current	$RUN = 0\text{V}$		1.2		μA
	V_{IN} Sleep Mode Current	$SENSE^- < 2.9\text{V}$, $EXTV_{CC} = 0\text{V}$		14	28	μA
		$SENSE^- \geq 3.2\text{V}$		5		μA
		V_{IN} Current, $EXTV_{CC} = 0\text{V}$		1		μA
		V_{IN} Current, $EXTV_{CC} \geq 4.8\text{V}$		4		μA
	Pulse-Skipping or Forced Continuous Mode V_{IN} or $EXTV_{CC}$ Current (Note 3)	$EXTV_{CC}$ Current, $EXTV_{CC} \geq 4.8\text{V}$		9		μA
				2		mA

ゲート・ドライバ

	TG or BG On-Resistance	Pull-up		3		Ω
		Pull-down		1.5		Ω
	TG or BG Transition Time	Rise Time	(Note 6)	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
$t_{ON(MIN)}$	TG Minimum On-Time	(Note 7)		40		ns
	Maximum Duty Factor for TG	$FREQ = 0\text{V}$		100		%
	Maximum Duty Factor for BG	Output Overvoltage		100		%
	BOOST Charge Pump Available Output Current	$V_{BOOST} = 16\text{V}$, $V_{SW} = 12\text{V}$, $FREQ = 0\text{V}$, Forced Continuous Mode	30	65		μA

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		4.95	5.15	5.35	V
	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 50mA , $V_{IN} \geq 6\text{V}$		1	2	%
		$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 50mA , $V_{EXTV_{CC}} \geq 6\text{V}$		1	2	%
	EXTV _{CC} LDO Switchover Voltage	EXTV _{CC} Rising	4.6	4.7	4.8	V
	EXTV _{CC} Switchover Hysteresis	EXTV _{CC} Falling		250		mV
UVLO	Undervoltage Lockout	INTV _{CC} Rising	● 4.15	4.25	4.35	V
		INTV _{CC} Falling	● 3.75	3.85	3.95	V

電気的特性

●は規定動作ジャンクション温度範囲での規格値を意味する。

それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $\text{RUN} = 12\text{V}$ 、 $\text{EXTV}_{CC} = 0\text{V}$ 。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
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	$V_{\text{FREQ}} = 0\text{V}$, $\text{PLLIN/SPREAD} = 0\text{V}$		340	375	410	kHz
	High Fixed Frequency	$V_{\text{FREQ}} = \text{INTV}_{CC}$, $\text{PLLIN/SPREAD} = 0\text{V}$	●	2.0	2.25	2.5	MHz
	Programmable Frequency	$R_{\text{FREQ}} = 374\text{k}\Omega$, $\text{PLLIN/SPREAD} = 0\text{V}$ $R_{\text{FREQ}} = 75\text{k}\Omega$, $\text{PLLIN/SPREAD} = 0\text{V}$ $R_{\text{FREQ}} = 12.5\text{k}\Omega$, $\text{PLLIN/SPREAD} = 0\text{V}$		450	100 500 3	550	kHz kHz MHz
f_{SYNC}	Synchronizable Frequency Range	$\text{PLLIN/SPREAD} = \text{External Clock}$	●	0.1		3	MHz
	PLLIN Input High Level PLLIN Input Low Level		● ●	2.2		0.5	V V
	Spread Spectrum Frequency Range (Relative to f_{OSC})	$\text{PLLIN/SPREAD} = \text{INTV}_{CC}$ Minimum Frequency Maximum Frequency			0 20		% %

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恐れがある。

Note 2: LTC7803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。LTC7803Eは $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作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。LTC7803Eの -40°C の動作ジャンクション温度での仕様は、設計、特性評価および統計的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC7803I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の動作が確認されている。LTC7803JおよびLTC7803H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ィ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(PD (W))から次式に従って計算される。 $T_J = T_A + (\text{PD} \cdot \theta_{JA})$ 、ここで、 θ_{JA} (単位: $^\circ\text{C/W}$)はパッケージの熱抵抗。

Note 3: $\text{SENSE} \geq 3.2\text{V}$ 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。 SENSE バイアス電流は、式 $I_{\text{VIN}} = I_{\text{SENSE}} \cdot V_{\text{OUT}} / (V_{IN} \cdot h)$ 、(h は効率)に従って入力電源に反映される。 EXTV_{CC} のバイアス電流は、 EXTV_{CC} LDOの切り替え電圧(代表値 4.7V)より高い出力によってバイアスされている場合、同様に入力電源に反映される。

Note 4: LTC7803は、 V_{TH} を規定の電圧にサーボ制御し、結果として得られた V_{FB} を測定する帰還ループ内でテストされる。 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(LTC7803E/LTC7803Iでは 125°C 、LTC7803J/LTC7803H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: 立ち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。

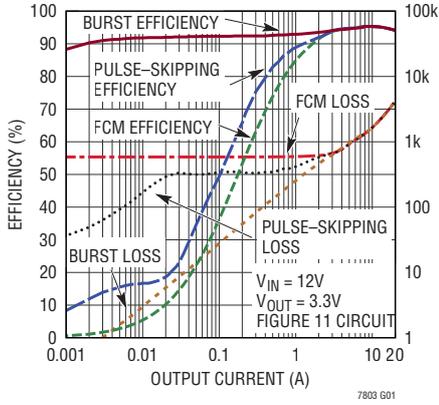
Note 7: 最小オン時間の条件は、 I_{MAX} の40%を超えるインダクタ・ピークtoピーク・リップル電流に対して規定されている([アプリケーション情報](#)のセクションの**最小オン時間に関する検討事項**を参照)。

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。

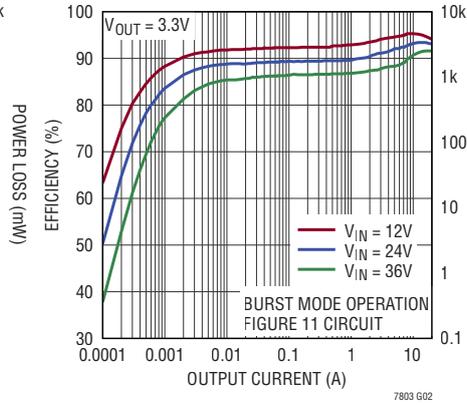
Note 9: これらのピンには電圧源も電流源も印加してはならない。接続するのは容量性負荷のみにする必要がある。そうしないと永続的な損傷が生じる恐れがある。

代表的な性能特性

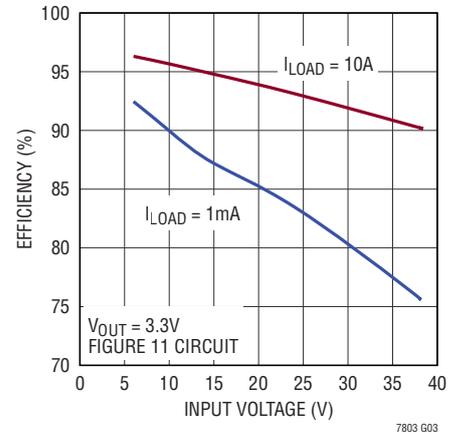
効率および電力損失と出力電流



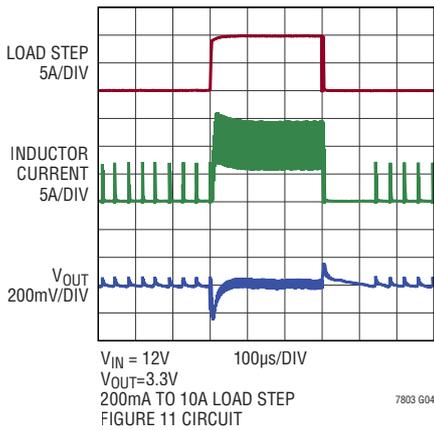
効率と出力電流



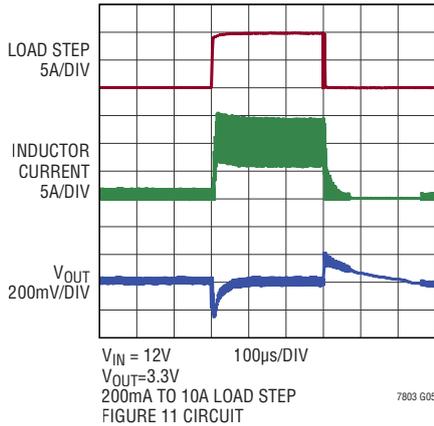
効率と入力電圧



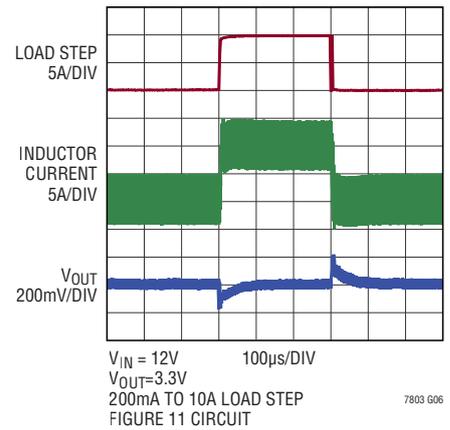
負荷ステップ (Burst Mode 動作)



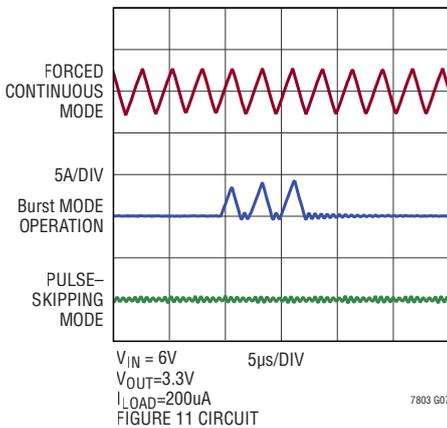
負荷ステップ (パルススキップ・モード)



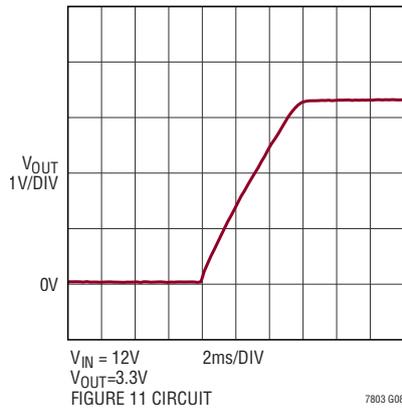
負荷ステップ (強制連続モード)



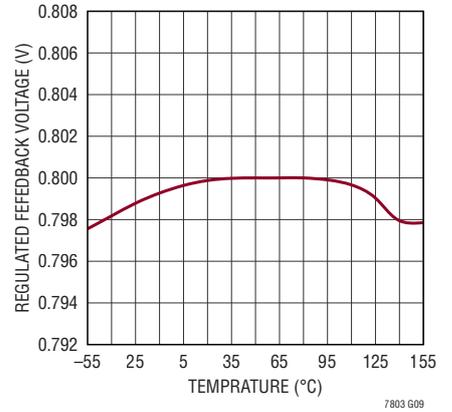
軽負荷時のインダクタ電流



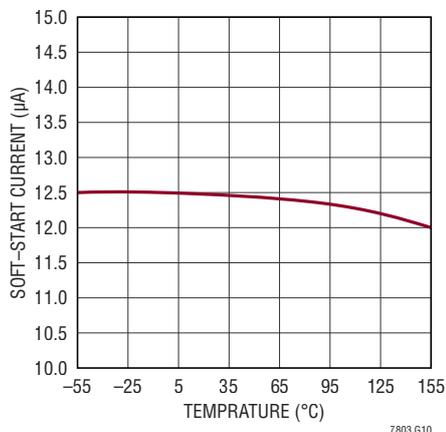
ソフトスタート



安定化された帰還電圧と温度

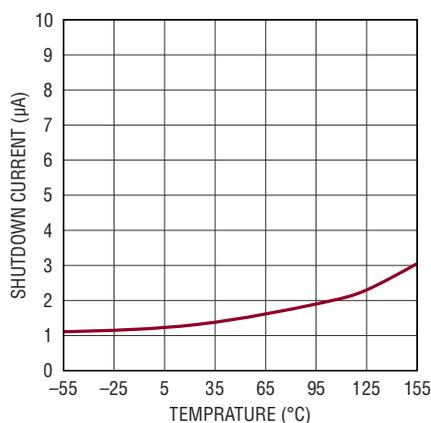


代表的な性能特性

ソフトスタートの
プルアップ電流と温度

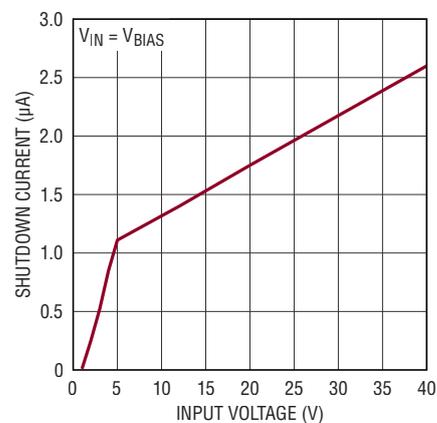
7803 G10

シャットダウン電流と温度



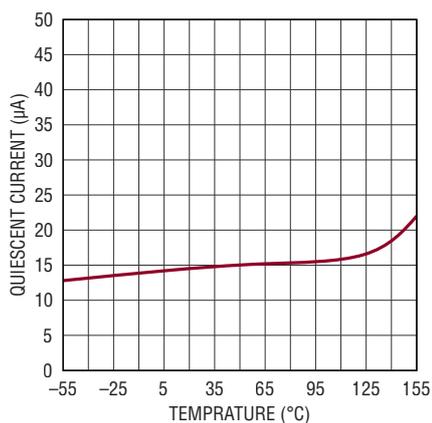
7803 G11

シャットダウン電流と入力電圧



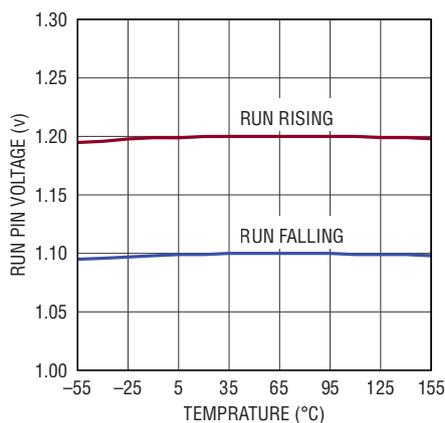
7803 G12

自己消費電流と温度



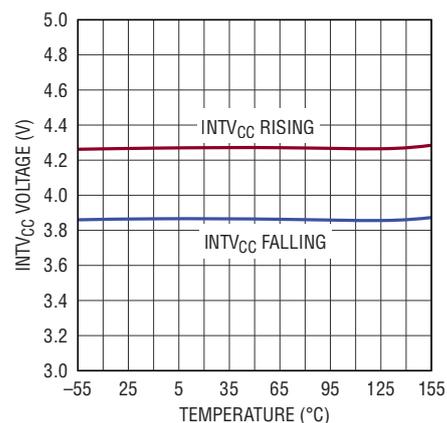
7803 G13

RUN ピンの閾値と温度

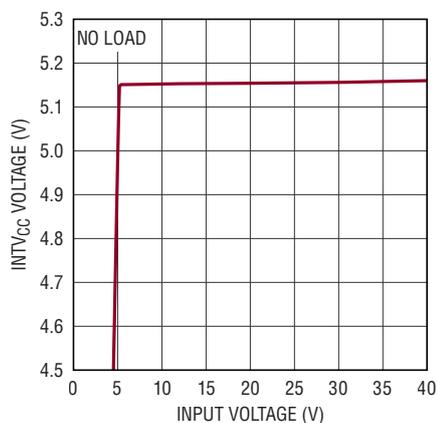


7804 G14

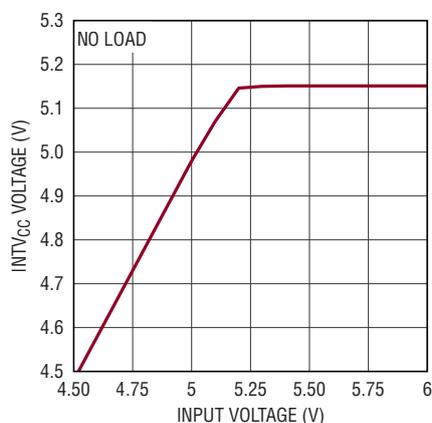
低電圧ロックアウト閾値と温度



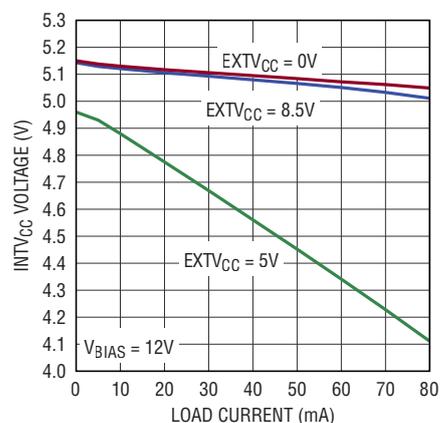
7803 G15

INTV_{CC} のライン・レギュレーション

7803 G16

INTV_{CC} のライン・レギュレーション

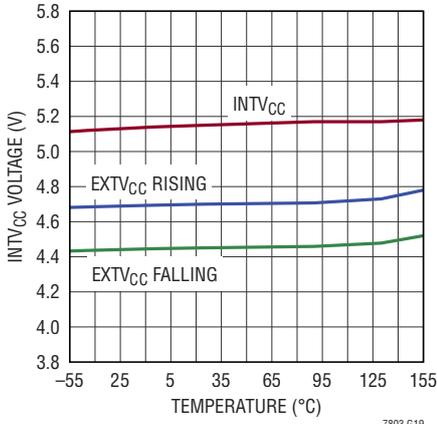
7803 G17

INTV_{CC} および EXTV_{CC} と負荷電流

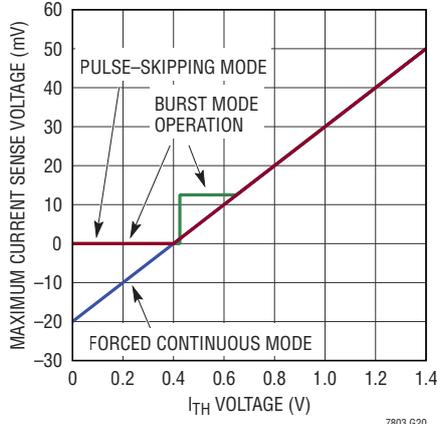
7803 G18

代表的な性能特性

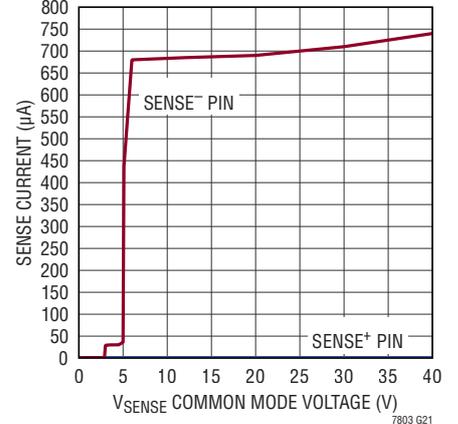
EXTV_{CC}の切り替え電圧およびINTV_{CC}の電圧と温度



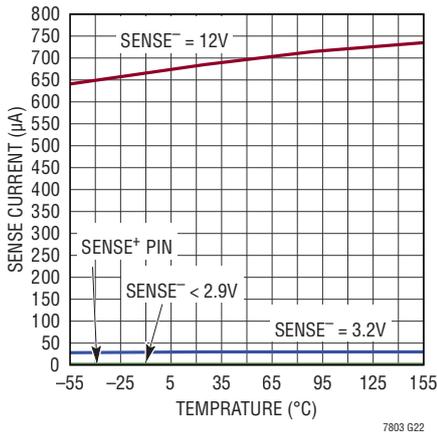
最大電流検出閾値とI_{TH}電圧



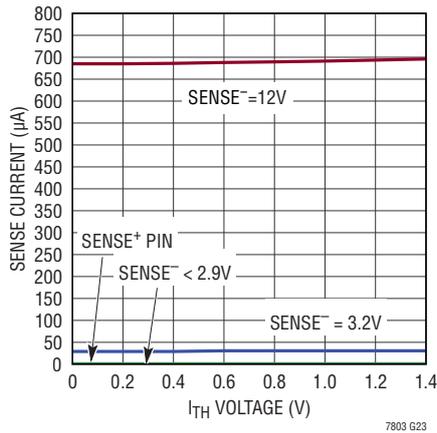
SENSEピンの入力電流とV_{SENSE}の電圧



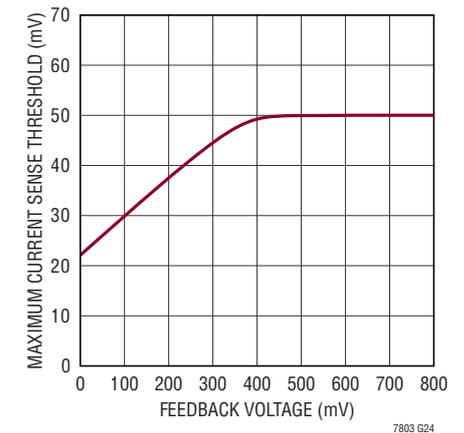
SENSEピンの入力電流と温度



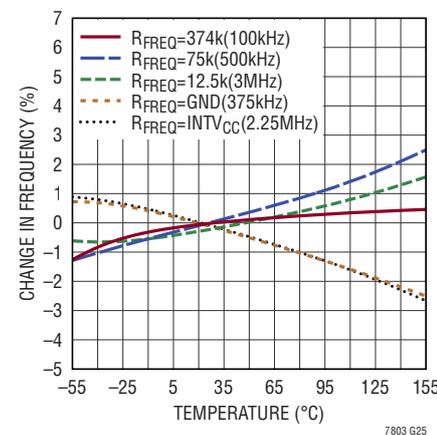
SENSEピンの入力電流とI_{TH}の電圧



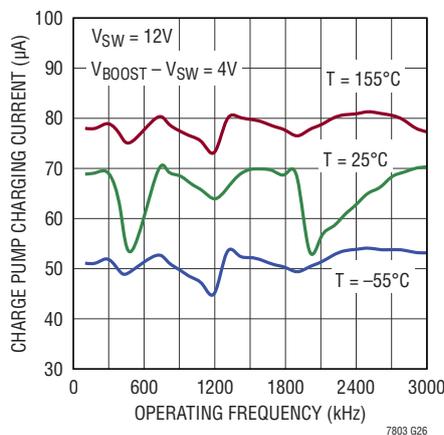
フォールドバック電流制限



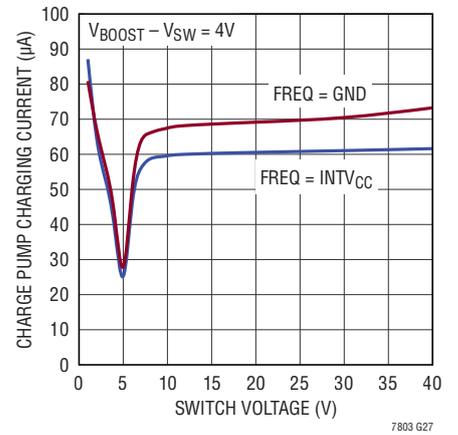
発振周波数と温度



チャージ・ポンプの充電電流と動作周波数



チャージ・ポンプの充電電流とスイッチ電圧



ピン機能 (MSOP/QFN)

TRACK/SS (1 番ピン / 3 番ピン): 外部トラッキングとソフトスタートの入力。LTC7803は、 V_{FB} の電圧を0.8VとTRACK/SSピンの電圧のいずれか低い方に安定化します。このピンには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立ち上がり時間が設定されます。立ち上がり時間は容量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、LTC7803の出力は起動時に別の電源をトラッキングできます。

SENSE⁺ (2 番ピン / 4 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} と組み合わせられた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。

SENSE⁻ (3 番ピン / 5 番ピン): 差動電流コンパレータの反転(-)入力。SENSE⁻の電圧がINTV_{CC}より高い場合、SENSE⁻ピンは電流コンパレータに電流を供給します。SENSE⁻の電圧が3.2V以上の場合は、スリープ・モードでの自己消費電流のほとんどを V_{IN} の代わりに供給して、入力換算の自己消費電流を更に低減します。

V_{FB} (4 番ピン / 6 番ピン): エラーアンプの帰還入力。出力電圧と V_{FB} ピンの間に外付け抵抗分圧器を接続し、安定化出力電圧を設定します。

ITH (5 番ピン / 7 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。電流コンパレータの作動閾値は、この制御電圧に応じて増加します。ITHピンとGNDの間に補償部品を配置します。

RUN (6 番ピン / 8 番ピン): 実行制御入力。このピンの電圧を強制的に1.2V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。このピンの電圧を強制的に0.7Vより低くすると、LTC7803はシャットダウンし、自己消費電流は約1.2 μ Aに減少します。このピンを V_{IN} に接続すれば常時オン動作にすることができます。

FREQ (7 番ピン / 9 番ピン): 内部VCOの周波数制御ピン。このピンをGNDに接続すると、VCOは強制的に375kHzの固定低周波数になります。このピンをINTV_{CC}に接続すると、VCOは強制的に2.25MHzの固定高周波数になります。FREQとGNDの間に抵抗を接続して、周波数を100kHz~3MHzの範囲でプログラムすることができます。このピンの容量は最小限にしてください。

PLLIN/SPREAD (8 番ピン / 10 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、TG信号の立ち上がり外部クロックの立ち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。

MODE (9 番ピン / 11 番ピン): モード選択入力。この入力により、LTC7803が軽負荷時にどのように動作するかが決まります。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。

INTV_{CC} (10 番ピン / 12 番ピン): 内部の5.15V低ドロップアウト・レギュレータ(LDO)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4.7 μ F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、GNDにデカップリングする必要があります。

EXTV_{CC} (11 番ピン / 13 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} (12 番ピン / 14 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。

BG (13 番ピン / 15 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。このピンの電圧振幅はGNDからINTV_{CC}までです。

BOOST (14 番ピン / 16 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。BOOSTピンとSWピンの間にコンデンサを接続します。また、BOOSTピンとINTV_{CC}ピンの間に低もれ電流のショットキー・ダイオードを接続します。

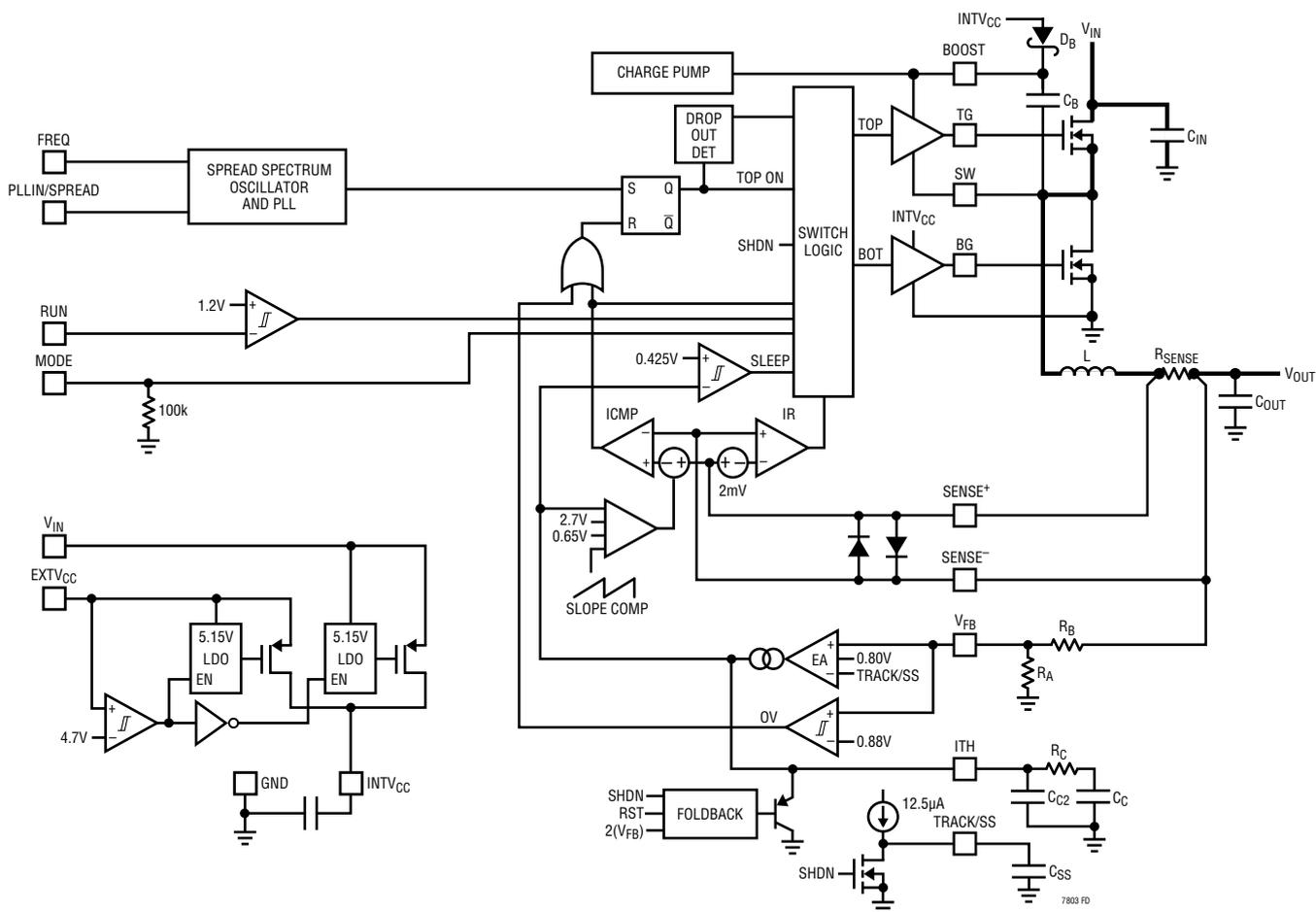
ピン機能 (MSOP/QFN)

TG (15番ピン / 1番ピン): 上側NチャンネルMOSFETの大電流ゲート・ドライバ。これはフローティング・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。

SW (16番ピン / 2番ピン): スイッチ・ノードのインダクタへの接続ピン。

GND (露出パッド・17番ピン / 露出パッド・17番ピン): グラウンド。下側(メイン)NチャンネルMOSFETのソースとC_{IN}およびC_{OUT}の(-)端子に接続します。全ての小信号部品と補償部品もこのグラウンドに接続します。定格の熱性能を得るために、露出パッドはPCBにハンダ処理する必要があります。

機能図



動作

メイン制御ループ

LTC7803は、固定周波数のピーク電流モード降圧アーキテクチャを採用しています。通常動作時は、外付けの上側MOSFETがオンするのは、対応するチャンネルのクロックがRSラッチをセットしたときであり、オフするのはメインの電流コンパレータICMPがRSラッチをリセットしたときです。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)を内部の0.800Vリファレンス電圧と比較します。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その後負荷電流に釣り合うまで、エラーアンプはITH電圧を上昇させます。

上側MOSFETが各サイクルでオフした後は、インダクタ電流が大きく負の方向に向かう(Burst Modeまたはパルス・スキップ・モードで逆流し始めて電流コンパレータIRがそれを表示する)までか、または次のクロック・サイクルが始まるまで、下側MOSFETがオンします。

INTV_{CC}/EXTV_{CC} 電源

上側と下側のMOSFETドライバおよび他の大部分の内部回路への電源は、INTV_{CC}ピンから供給されます。EXTV_{CC}ピンを4.7Vより低い電圧に接続すると、 V_{IN} LDO(低ドロップアウト・リニア電圧レギュレータ)が V_{IN} からINTV_{CC}に5.15Vを供給します。EXTV_{CC}を4.7Vより上にするとこの V_{IN} LDOはオフし、EXTV_{CC} LDOがオンします。イネーブルされると、EXTV_{CC} LDOはEXTV_{CC}からINTV_{CC}に5.15Vを供給します。EXTV_{CC}ピンを使用すると、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。

昇圧電源とドロップアウト (BOOSTピンとSWピン)

上側のMOSFETドライバはフローティング状態のブートストラップ・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、上側MOSFETがオフしているとき、各サイクル中に外付けの低もれ電流ショットキー・ダイオード、またはPN接合ダイオード D_B 通じて再充電されます。入力電圧 V_{IN} が V_{OUT} に近い電圧まで低下してくると、ループがドロップアウト状態に入り、上側のMOSFETを連続してオンしようとする

ことがあります。LTC7803は、上側MOSFETを100%のデューティ・サイクルで連続的にオンすることができるチャージ・ポンプを内蔵しています。

シャットダウンと起動 (RUN、TRACK/SSピン)

LTC7803はRUNピンを使ってシャットダウンすることができます。このピンの電圧を1.1Vより下げると、メイン制御ループがシャットダウンします。RUNピンの電圧を0.7Vより下げると、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、LTC7803に流れる自己消費電流はわずか1 μ Aです。

RUNピンは外部から引き上げるか、またはロジックで直接駆動する必要があります。また、 V_{IN} からの外付け抵抗分圧ネットワークの出力に接続することにより、低電圧ロックアウト(UVLO)として実装することもできます(アプリケーション情報のセクションを参照)。

コントローラの出力電圧 V_{OUT} の起動は、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、LTC7803は V_{FB} の電圧を0.8VのリファレンスではなくTRACK/SSピンの電圧に制御します。このため、外付けコンデンサをTRACK/SSピンからSGNDに接続することにより、TRACK/SSピンを使ってソフトスタートを設定することができます。12.5 μ Aの内部プルアップ電流がこのコンデンサを充電し、TRACK/SSピンに電圧勾配が発生します。TRACK/SSピンの電圧が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)。

軽負荷電流動作: 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)

LTC7803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イネーブルすることができます。

Burst Mode動作を選択するには、MODEピンをGNDに接続します。強制連続動作を選択するには、MODEピンを

動作

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動作にイネーブルされているとき、ITHピンの電圧が低い値を示していても、インダクタの最小ピーク電流は最大検出電圧の約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がオフします。するとITHピンはEAの出力から遮断され、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、LTC7803を流れる静止電流はわずか14μAまで減少します。V_{OUT}が3.2V以上のとき、この自己消費電流の大部分はSENSE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EA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外付けの上側MOSFETをオンして通常動作を再開します。

コントローラがBurst Mode動作になるように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。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)が外付けの下側MOSFETをオフし、インダクタ電流が反転して負になるのを防ぎます。したがって、コントローラは不連続動作状態で動作します。

強制連続動作時、またはフェーズ・ロック・ループを使用するために外部クロック信号源によって駆動される場合(周波数の選択およびフェーズ・ロック・ループのセクションを参照)、インダクタ電流は軽負荷時または大きなトランジェント

状態時に反転できます。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、LTC7803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、外付けの上側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、Burst Modeを選択している場合に、PLLIN/SPREADピンにクロックを入力してフェーズ・ロック・ループ(PLL)を使用すると、LTC7803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)

スイッチング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。低周波数動作は、MOSFETのスイッチング損失を低減して効率を向上させますが、出力リップル電圧を低く保つには大きなインダクタンスや容量が必要になります。

LTC7803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。PLLIN/SPREADピンを外部クロック信号源で駆動しない場合は、FREQピンをGNDに接続するか、INTV_{CC}に接続するか、または外付け抵抗を介してプログラ

動作

ムすることができます。FREQをGNDに接続すると375kHz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に設定することができます(図8を参照)。

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、LTC7803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0%～+20%の範囲内で変化します。

LTC7803にはフェーズ・ロック・ループ(PLL)が備わっており、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。LTC7803の位相検出器(PFD)とローパス・フィルタは、VCO入力の電圧を調整して、コントローラの外付け上側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。

VCO入力の電圧は、FREQピンで設定した自走周波数にプリバイアスされ、その後、外部クロックが入力されます。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ループは、VCO入力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TG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。LTC7803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。

出力過電圧保護

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_{FB}ピンの電圧が0.8Vの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/SS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。

昇圧電源のリフレッシュと内部チャージ・ポンプ

上側MOSFETドライバはフロート状態のブートストラップ・コンデンサCBからバイアスされます。このコンデンサは、下側MOSFETがオンすると、通常はそれぞれのサイクル中に外付けダイオードを通じて再充電されます。BOOSTに必要なバイアスを維持するチャージ・ポンプを内蔵しています。チャージ・ポンプは、強制連続モードとパルス・スキップ・モードの両方で常に動作します。Burst Mode動作では、チャージ・ポンプはスリープ状態のときオフしており、チップが起動するとイネーブルされます。内部チャージ・ポンプは、通常は65μAの充電電流を供給できます。

アプリケーション情報

最初のページの標準的応用例は、LTC7803の基本的なアプリケーション回路です。LTC7803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による検出は高価な電流検出抵抗を省くことができ、特に大電流のアプリケーションで電力効率が高いので普及しつつあります。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。次に、パワーMOSFETとショットキー・ダイオードを選択します。最後に、入力と出力のコンデンサを選択します。

SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピン

SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンは、電流コンパレータへの入力です。これらのピンの共通モード電圧範囲は0V~40V（絶対最大定格）であるため、LTC7803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。

SENSE⁻ピンのインピーダンスは共通モード電圧に応じて変化します。SENSE⁻の電圧が2.9Vより低い場合、こ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2μAです。SENSE⁻の電圧が3.2Vより高いが、INTV_{CC} - 0.5Vよりは低い場合、このピンに約30μAが流れてV_{OUT}から内部回路をバイアスするため、実質的な入力電源電流が減少します。SENSE⁻の電圧がINTV_{CC} + 0.5Vより高いと、より大量の電流（約500μA）がこの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。

検出ラインに共通するフィルタ部品はLTC7803の近くに配置し、検出ラインは電流検出素子の下の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。インダクタのDCRによる検出を使用する場合は（図2b）、検出抵抗R1をスイッチング・ノードの近くに配置して、敏感な小信号ノードにノイズが結合しないようにします。

電流コンパレータの最大電流制限スレッシュホールド電圧は50mVに設定されます。

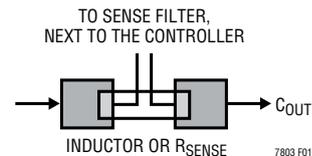
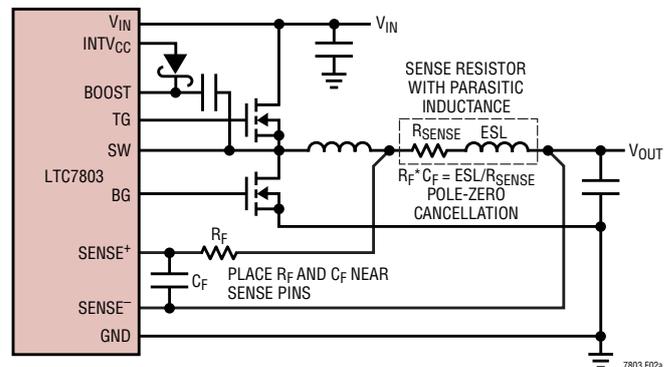
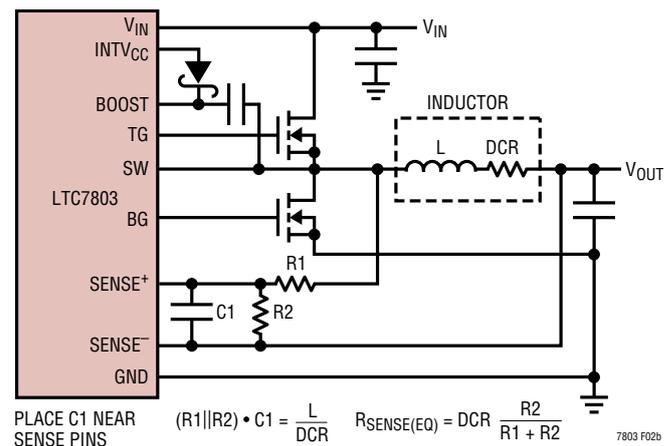


図1. インダクタまたは検出抵抗を使った検出ラインの配置



(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

アプリケーション情報

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標準的な検出回路を図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。

電流コンパレータの最大閾値 V_{SENSE(MAX)}は50mVです。電流コンパレータのスレッシュホールド電圧によってインダクタ電流のピーク値が設定され、このピーク値からピークtoピーク・リップル電流 ΔI_Lの半分を差し引いた値に等しい最大平均出力電流 I_{MAX}が得られます。検出抵抗の値を計算するには次式を使用します。

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

アプリケーションが全動作温度範囲にわたって最大負荷電流を供給するようにするには、電気的特性の表から V_{SENSE(MAX)}の最小値を選択し、スイッチング周波数、インダクタンス、R_{SENSE}抵抗の許容誤差、ならびに該当する電圧範囲を考慮します。

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 ΔV_{SENSE} = ΔI_L・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、デューティ・サイクル50%のとき目標のV_{SENSE} ACリップル電圧範囲を10mV～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、特に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。この誤差は、図2aに示すように、RCフィルタをSENSEピンに接続することによって補償できます。RCフィルタの時定数 R_F・C_FをESL/R_{SENSE}と等しくなるよう設定して、ESLが最適に相殺されるようにします。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、LTC7803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は銅線のDC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1mΩ未満のこともあります。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)・C1の時定数が正確にL/DCRの時定数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おいて、検出端子両端の電圧をスケールします。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インダクタ・リップル電流値を使用すると、目標とする検出抵抗値は次のようになります。

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

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。

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20°Cで与えられているメーカーの最大値を使います。約0.4%/°Cの銅の温度係数を考慮して、この値を増加させます。(T_{L(MAX)})の控えめな値は100°Cです。

アプリケーション情報

インダクタの最大DCRを必要な検出抵抗値 (R_D) に合わせてスケール調整するには、次の分圧器の比を使います。

$$R_D = \frac{V_{SENSE(EQUIV)}}{DCR_{MAX} \text{ at } I_L(MAX)}$$

C1は通常、0.1 μ F~0.47 μ F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 $\pm 1\mu$ A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。

等価抵抗R1||R2は対象温度のインダクタンスと最大DCRに従って次のようにスケール調整されます。

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

検出抵抗の値は、次のようになります。

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

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)。

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

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場合があります。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。

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。

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)。

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

大きな値の ΔI_L を許容できれば、低インダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルが大きくなり、コア損失が増加します。リップル電流を設定するための妥当な出発点は、 $\Delta I_L = 0.3 (I_{MAX})$ です。 ΔI_L が最大になるのは、入力電圧が最大するときです。

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と (ΔI_L を高くすると)、低めの負荷電流でBurst Mode動作に移行するので、低電流動作の上側の範囲で効率が低下する可能性があります。Burst Mode動作では、インダクタンス値が小さくなるとバースト周波数が低下します。

アプリケーション情報

インダクタのコアを選択

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。高効率コンバータは、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。一定のインダクタの値に対して、実際のコア損失はコア・サイズには依存しませんが、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。

パワーMOSFETとショットキー・ダイオード(オプション)の選択

LTC7803ではコントローラ1つにつき、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)スイッチ用および下側(同期)スイッチ用にそれぞれ1個のNチャンネルMOSFETです。

ピークtoピークの駆動レベルはINTV_{CC}電圧により設定されます。この電圧は、起動時には標準5.15Vです(「EXTV_{CC}ピンの接続」を参照)。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}仕様にも十分注意してください。

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。

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

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

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。

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

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

ここで、 δ はR_{DS(ON)}の温度依存性、R_GはMOSFETの内部ゲート抵抗、R_{DR}(約2Ω)はMOSFETのミラー・スレッシュョールド電圧での実効ドライブ抵抗です。V_{THMIN}は、MOSFETの最小スレッシュョールド電圧の代表値です。

I²R損失は両方のMOSFETに共通していますが、上側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くかつスイッチング周波数が高いときに最も大きくなります。V_{IN} < 20Vで周波数が500kHzより低いときは、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で周波数が500kHzより高いとき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ります。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。

MOSFETの場合の(1 + δ)の項は一般に正規化されたR_{DS(ON)}と温度の曲線で与えられますが、低電圧MOSFETの場合の近似値として $\delta = 0.005/^{\circ}\text{C}$ を使用することができます。

アプリケーション情報

ショットキー・ダイオードを下側MOSFETと並列に挿入して、2つのパワーMOSFETの導通と導通の間のデッド・タイム中に電流を流すことができます。これによって、下側MOSFETのボディ・ダイオードがデッド・タイム中にオンして電荷を蓄積するのを防止し、逆回復時間を不要にします。逆回復時間があると、 V_{IN} が高いときに効率が最大3%低下することがあります。1A~3Aのショットキー・ダイオードは平均電流が比較的小さいので、通常は両方の動作領域に対して適切な折衷案となります。これより大きなダイオードは接合容量が大きいため、遷移損失が増加します。

C_{IN} と C_{OUT} の選択

C_{IN} の選択は、通常は最も厳しいRMS入力電流に基づきます。最大RMSコンデンサ電流の条件を求めるには、 V_{OUT} と I_{OUT} の積の最大値を式1で使用する必要があります。

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。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。LTC7803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。

小さな(0.1 μ F~1 μ F)バイパス・コンデンサをLTC7803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} ($C1$)と V_{IN} ピンの間に小抵抗(10 Ω 以下)を配置すると、更に分離することができます。

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)は次式で概算されます。

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

ここで、 f は動作周波数、 C_{OUT} は出力容量、 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

LTC7803の出力電圧は、図3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。

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

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})を使うことができます。 V_{FB} の配線は、インダクタやSWの配線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。

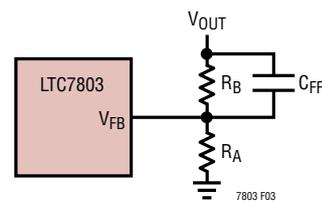


図3. 出力電圧の設定

アプリケーション情報

RUNピン

LTC7803はRUNピンを使用してイネーブルします。このピンの立上がり閾値は1.2Vで、50mVのヒステリシスがあります。RUNピンの電圧を1.1Vより低くすると、メイン制御ループがシャットダウンします。このピンの電圧を0.7Vより低くすると、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、LTC7803に流れる自己消費電流はわずか1.2μA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。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_{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。

図4に示すように、RUNピンをV_{IN}からの外付け抵抗分圧ネットワークの出力に接続することにより、RUNピンをUVLOとして実装できます。

UVLOの立上がり閾値と立下がり閾値は、RUNピンの閾値を使用して次のように計算します。

$$V_{UVLO(RISING)} = 1.2V \left(1 + \frac{R_B}{R_A} \right)$$

$$V_{UVLO(FALLING)} = 1.1V \left(1 + \frac{R_B}{R_A} \right)$$

V_{IN}の全電圧範囲にわたってRUNピンの絶対最大定格を超えることがないように、抵抗値は慎重に選択してください。

高精度なUVLOが不要なアプリケーションの場合は、RUNピンをV_{IN}に接続できます。この構成では、電気的特性の表に示すように、UVLOの閾値は内部のINTV_{CC} UVLO閾値に制限されます。

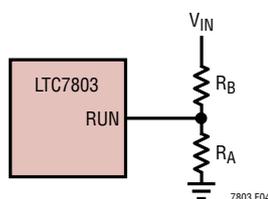


図4. RUNピンをUVLOとして使用

トラッキングとソフトスタート (TRACK/SSピン)

V_{OUT}の起動は、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より低いと、LTC7803はV_{FB}ピンの電圧を0.8V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。

図5に示すように、ソフトスタートをイネーブルするには、TRACK/SSピンとグラウンドの間にコンデンサを接続するだけで済みます。12.5μAの内部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。LTC7803はV_{FB}ピンの電圧（したがって、V_{OUT}）をTRACK/SSピンの電圧に従って制御するので、V_{OUT}は0Vから安定化された最終値まで滑らかに上昇することができます。全ソフトスタート時間はおよそ次のようになります。

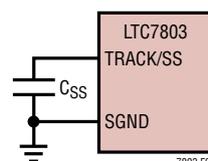


図5. TRACK/SSピンを使ったソフトスタートの設定

$$t_{SS} = C_{SS} \cdot \frac{0.8V}{12.5\mu A}$$

代わりに、図6aと図6bに定性的に示しているように、TRACK/SSピンを使って、起動時に別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（起動する間V_{OUT} = V_X）の場合、次のようになります。

$$R_A = R_{TRACKA}$$

$$R_B = R_{TRACKB}$$

アプリケーション情報

INTV_{CC}レギュレータ

LTC7803には異なる2つのPチャンネル低ドロップアウト・リニア電圧レギュレータ(LDO)が内蔵されており、EXTV_{CC}ピンの接続状態に応じて、V_{IN}電源ピンまたはEXTV_{CC}ピンのどちらかからINTV_{CC}ピンに電力を供給します。INTV_{CC}は、ゲート・ドライバとLTC7803の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INTV_{CC}を5.15Vに安定化します。これらの各LDOは100mA以上のピーク電流を供給可能であり、2.2μF以上のセラミック・コンデンサをピンにできるだけ近づけて接続して、グラウンドにバイパスする必要があります。使用しているバルク・コンデンサの種類に関わらず、1μFのセラミック・コンデンサをINTV_{CC}ピンとGNDピンのすぐ近くに追加することを強く推奨します。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大きな過渡電流を供給するには、十分なバイパスが必要です。

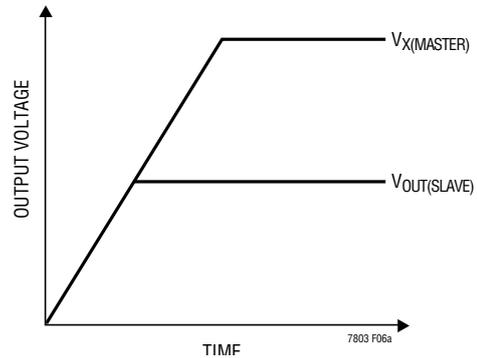
大きなMOSFETを高い周波数で駆動する高入力電圧のアプリケーションでは、LTC7803の最大ジャンクション温度定格を超える恐れがあります。INTV_{CC}の電流はゲート充電電流が中心となるので、V_{IN} LDOまたはEXTV_{CC} LDOのどちらかで供給してもかまいません。EXTV_{CC}ピンの電圧が4.7Vより低いと、V_{IN} LDOがイネーブルされます。この場合にはデバイスの消費電力が最大になり、V_{IN}・INTV_{CC}に等しくなります。効率に関する検討事項のセクションで説明されているように、ゲート充電電流は動作周波数に依存します。ジャンクション温度は電気的特性のNote 2に与えられている式を使って推定できます。例えば、LTC7803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、40Vの電源では20mA未満に制限されます。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (20\text{mA}) (40\text{V}) (68^\circ\text{C/W for QFN}) = 125^\circ\text{C}$$

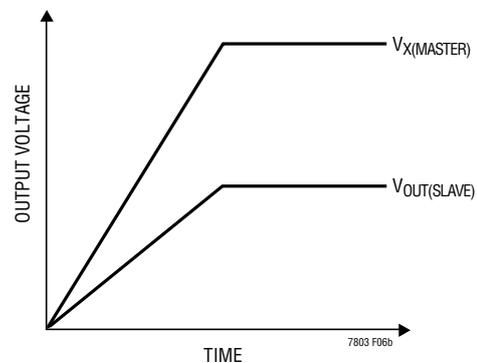
MSOPパッケージでは、40V電源から流れるINTV_{CC}電流は34mA未満に制限されます。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (34\text{mA}) (40\text{V}) (40^\circ\text{C/W for MSOP}) = 125^\circ\text{C}$$

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}が最大のときに強制連続モード(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。



(6a) 同時トラッキング



(6b) 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

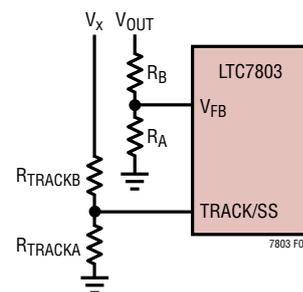


図7. TRACK/SSピンを使ったトラッキング

アプリケーション情報

EXTV_{CC}ピンに印加される電圧が4.7V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5.15Vに安定化しようとするので、EXTV_{CC}が5.15V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5.15Vより高く、絶対最大定格の30Vを超えないとき、INTV_{CC}は5.15V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LTC7803のいずれかのスイッチング・レギュレータ出力(4.7V ≤ V_{OUT} ≤ 30V)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、(デューティ・サイクル)/(スイッチャの効率)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。

このためには、INTV_{CC}のレギュレーション点より高い出力電圧にEXTV_{CC}ピンを直接接続します。また、EXTV_{CC}の接続先は、INTV_{CC}のレギュレーション点より電圧が高く、MOSFETのゲート駆動電流を供給できる、システム内の他の電源でもかまいません。

前の例では、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。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (20\text{mA})(8.5\text{V})(68^\circ\text{C/W}) = 82^\circ\text{C}$$

また、MSOPパッケージでも125°Cから82°Cまで下がります。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (34\text{mA})(8.5\text{V})(40^\circ\text{C/W}) = 82^\circ\text{C}$$

ただし、3.3V出力やその他の低電圧出力では、出力電圧がINTV_{CC}のレギュレーション点より低く、システム内には他に利用できる電源がないことから、INTV_{CC}電源を出力から得るには回路を追加する必要があります。

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LTC7803のスイッチング・レギュレータ出力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。

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5.15VレギュレータからINTV_{CC}に電力が供給されるため、入力電圧が高いときに効率が最大10%低下します。
2. EXTV_{CC}をV_{OUT}に直接接続します。これは5V~30Vのレギュレータでは通常の接続であり、効率が最も高くなります。
3. EXTV_{CC}を外部電源に接続します。範囲が5~30Vの外部電源を利用できる場合、MOSFETゲート駆動要件に適合していれば、これを使用してEXTV_{CC}に電力を供給することができます。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ネットワークにEXTV_{CC}を接続します。出力が5Vより低いレギュレータでは、出力から得られ、5V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

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・ドライブ電圧を供給します。SWピンがローのとき、ブロック図のコンデンサ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がオンすると、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。これによってこの上側MOSFETスイッチが導通し、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

アプリケーション情報

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 μ F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PN接合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。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。

上側MOSFETドライバは、ブートストラップ・コンデンサに電流を供給するチャージ・ポンプを内蔵しています。この電流が流れるのは、出力がドロップアウト状態(デューティ・サイクルが100%)の場合など、上側MOSFETが常にオンしているときです。昇圧ダイオードの逆方向もれ電流は、チャージ・ポンプが供給可能な出力電流より少ないことが要求されます。異なる動作条件で得られるチャージ・ポンプの電流を示す曲線が**代表的な性能特性**のセクションに記載されています。

フェーズ・ロック・ループと周波数同期

LTC7803は、位相周波数検出器、ローパス・フィルタおよび電圧制御発振器(VCO)で構成されるフェーズ・ロック・ループ(PLL)を内蔵しています。これにより、上側MOSFETのターンオンを、PLLIN/SPREADピンに加えられた外部クロック信号の立上がりエッジにロックさせることができます。位相検出器はエッジに反応するデジタル・タイプで、外部発振器と内部発振器の位相シフトを0°にします。このタイプの位相検出器は、外部クロックの高調波に誤ってロックすることがありません。

外部クロックの周波数が内部発振器の周波数(f_{OSC})より高いと、位相検出器の出力から電流が連続的に流れ出し、VCO入力を引き上げます。外部クロックの周波数が f_{OSC} より低いと、電流が連続的に流れ込み、VCO入力を引き下げます。

外部周波数と内部周波数が等しくても位相が異なると、位相差に相当する時間だけ電流源がオンします。VCO入力の電圧は、内部発振器と外部発振器の位相と周波数が等しくなるまで調整されます。安定した動作点では、位相検出器の出力は高インピーダンスになり、内部フィルタ・コンデンサCLPがVCO入力の電圧を保持します。LTC7803は、周波数がLTC7803の内部VCOの範囲(公称100kHz~3MHz)の外部クロックにだけ同期できるという点に注意してください。

これは100kHz~3MHzの範囲内になることが確認されています。通常、(PLLIN/MODEピンの)外部クロックの入力ハイ閾値は1.6Vであり、入力ロー閾値は1.1Vです。

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。VCOの入力電圧はFREQピンによって設定される周波数に対応した周波数にプリバイアスされます。プリバイアスされていると、PLLは周波数をわずかに調整するだけでフェーズ・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に近付けることは必須ではありませんが、自走周波数を外部クロック周波数に近付けると、PLLがロックする際に動作周波数が広い範囲の周波数を遷移しなくても済みます。

MODEピンをBurst Mode動作または強制連続動作に設定した場合、LTC7803は、外部クロックに同期しているときに強制連続モードで動作します。MODEピンをパルス・スキップ動作に設定した場合、LTC7803は同期しているときパルス・スキップ動作を維持します。

アプリケーション情報

動作周波数の設定

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ピン	PLLIN/SPREADピン	周波数
0V	0V	375kHz
INTV _{CC}	0V	2.25MHz
抵抗	0V	100kHz to 3MHz
Any of the Above	External Clock 100kHz to 3MHz	Phase Locked to External Clock
Any of the Above	INTV _{CC}	Spread Spectrum f _{osc} modulated 0% to 20%

FREQピンをグラウンドに接続すると375kHz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8または次式を基にして、FREQピンの抵抗を選択します。

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

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、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0%～+20%の範囲内で変化します。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。

軽負荷時動作モードの選択

LTC7803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

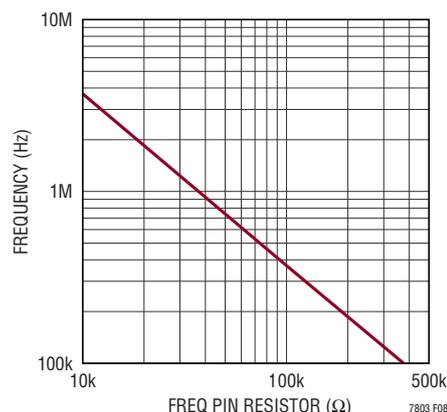


図8. 発振周波数とFREQピンの抵抗値の関係

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。LTC7803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ピン	軽負荷時の動作モード	同期時のモード
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

アプリケーション情報

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。

最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ は、LTC7803 が上側 MOSFET をオンすることができる最小時間です。これは内部タイミング遅延と上側 MOSFET をオンするのに必要なゲート電荷の量に

よって決まります。低デューティ・サイクルのアプリケーションでは、この最小オン時間のリミットに接近する可能性があるため、次の条件が成り立つように注意する必要があります。

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

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。

LTC7803 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、それに伴って電流リップルと電圧リップルが大きくなります。

フォルト状態：電流制限と電流フォールドバック

LTC7803 は、出力がグラウンドに短絡したときに負荷電流を制限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。出力電圧が公称出力レベルの 70% より低くなると、最大検出電圧は、最大値として選択した値の 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ときの短絡状態では、LTC7803 は短絡電流を制限するためにサイクル・スキップを開始します。この状況では下側の MOSFET が大半の電力を消費しますが、通常動作時よりも少なくなります。短絡時のリップル電流は、次式のように、LTC7803 の最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ (約 40ns)、入力電圧、およびインダクタ値によって決まります。

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

この結果生じる平均短絡電流は次のとおりです。

$$I_{L(SC)} = 40\% \cdot I_{LIM(MAX)} - \frac{1}{2} \Delta I_{L(SC)}$$

アプリケーション情報

フォルト状態: 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。

コンパレータは、過電圧状態の有無について出力をモニタします。コンパレータは、公称出力電圧より10%を超えて高いフォルトを検出します。この状態が検出されると、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れ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。

フォルト状態: 過熱保護

高温時、または内部消費電力によりチップが過度に自己発熱した場合は、過熱シャットダウン回路がLTC7803をシャットダウンします。ジャンクション温度が約180°Cを超えると、過熱保護回路がINTV_{CC} LDOをディスエーブルするため、INTV_{CC}電源が落ち、実質的にLTC7803全体がシャットダウンします。ジャンクション温度が約160°Cまで再度下がると、INTV_{CC} LDOが再度オンします。オーバーストレス(T_J > 125°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。

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。

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

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、LTC7803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}レギュレータ電流、3) I²R損失、4) 上側MOSFETの遷移損失です。

1. V_{IN}電流は電気的特性の表に記載されているDC電源電流であり、これにはMOSFETドライバ電流や制御電流は含まれません。V_{IN}の電流による損失は通常小さな値です(0.1%未満)。
2. INTV_{CC}電流はMOSFETドライバ電流と制御電流の和です。MOSFETドライバ電流は、パワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすることによって流れます。MOSFETのゲートが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(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力源から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、(デューティ・サイクル)/(効率)を比例係数にして減少します。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%以上からわずか数パーセントに減少します。

アプリケーション情報

3. I^2R 損失は、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 や R_{SENSE} に平均出力電流が流れますが、上側 MOSFET と同期 MOSFET の間でこま切りにされます。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 I^2R 損失を求めることができます。例えば、各 $R_{DS(ON)} = 30\text{m}\Omega$ 、 $R_L = 50\text{m}\Omega$ 、 $R_{SENSE} = 10\text{m}\Omega$ 、および $R_{ESR} = 40\text{m}\Omega$ (入力容量と出力容量の両方の損失の和)であれば、全抵抗は $130\text{m}\Omega$ 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 にのみ当てはまり、高い出力電圧 (通常は 15V 以上) または高い周波数 (通常は MHz レンジ) で動作する場合に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でのメイン・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他の隠れた損失は、携帯用システムでは更に 5%~10% の効率低下を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 $20\text{m}\Omega \sim 50\text{m}\Omega$ で容量が最小 $20\mu\text{F} \sim 40\mu\text{F}$ のコンデンサが必要です。デッド・タイムのボディ・ダイオードの導通損失やインダクタのコア損失など、その他の損失が占める割合は、一般に追加される全損失の 2% 未満です。

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ตอบสนอง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 ΔI_{LOAD} (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。また、 ΔI_{LOAD} は、 C_{OUT} の充電または放電を開始して帰還誤差信号を発生します。この信号により、レギュレータは、電流変化に適応して V_{OUT} を定常状態の値に戻すよう動作します。この回復期間に、安定性に問題があることを示す過度のオーバーシュートやリングングが発生しないか、 V_{OUT} をモニタできます。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tring 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。最初のページの回路に示す 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検討着手時の妥当な初期値として使えます。

ITH ピンの直列 RC-CC フィルタにより、支配的なポール・ゼロのループ補償が設定されます。PC の最終レイアウトが完了し、出力コンデンサの種類と容量値が具体的に決定したら、これらの値は過渡応答を最適化するために多少は変更できます。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 $1\mu\text{s} \sim 10\mu\text{s}$ 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がない場合があるため、位相余裕を

アプリケーション情報

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RC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RC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 (> 1μF) 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25・C_{LOAD}に制限するようにしてください。そうすることにより、10μFのコンデンサでは250μs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} = 12V (公称)、V_{IN} = 22V (最大)、V_{OUT} = 3.3V、I_{MAX} = 20A、V_{SENSE (MAX)} = 50mV および f = 1MHz と仮定します。

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。

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

インダクタンスの値は、リップル電流の目標値30%に基づいて選択します。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。リップル電流が25%の最小インダクタンスは次のとおりです。

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

0.47μHのインダクタは25%のリップル電流を発生します。ピーク・インダクタ電流は、最大DC値にリップル電流の1/2を加えた値(つまり22.5A)になります。リップル電流を増やすことは、最小オン時間である40nsに違反しないようにするのも役立ちます。最小オン時間は、以下のように最大V_{IN}で発生します。

$$t_{\text{ON(MIN)}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN(MAX)}}(f)} = \frac{3.3\text{V}}{22\text{V}(1\text{MHz})} = 150\text{ns}$$

等価R_{SENSE}抵抗値は、最大電流検出閾値(50mV)の最小値を使用して算出することができます。

$$R_{\text{SENSE}} \leq \frac{45\text{mV}}{22.5\text{A}} = 0.002\Omega$$

更なる余裕を見込むため、小さい値のR_{SENSE}(例えば、1.8mΩ)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。

1%抵抗を選択すると、R_A = 24.9kおよびR_B = 78.7kのとき、出力電圧は3.33Vになります。

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LTC7803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、I²R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I²R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。

アプリケーション情報

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5.15V ($INTV_{CC}$)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。

C_{IN} を選択するときは、全温度範囲で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0.03Ω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。

$$V_{ORIPPLE} = R_{ESR}(\Delta I_L) = 0.03\Omega(5A) = 15mV_{p-p}$$

3.3V出力では、これはピークtoピークの電圧リップルの0.45%に相当します。

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8ms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。バイアス部品の初期段階評価として、 $C_{INTV_{CC}} = 4.7\mu F$ 、昇圧電源コンデンサ $C_B = 0.1\mu F$ を選択します。

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。

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。[図9](#)のレイアウト図に、これらの項目を図示しています。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[図10](#)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. 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。LTC7803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。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。
2. LTC7803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。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。
3. $SENSE^-$ と $SENSE^+$ のリードは、最小の基板パターン間隔と一緒に配線されていますか。 $SENSE^+$ と $SENSE^-$ の間のフィルタ・コンデンサは、できるだけデバイスに近づけて配置します。 $SENSE$ 抵抗にはケルビン接続を使って精密な電流検出を確実にを行います。
4. $INTV_{CC}$ 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GND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。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。
5. SW、TG、およびBOOSTノードは、影響を受けやすい小信号ノードから離します。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、LTC7803の出力側に配置し、プリント基板外層のパターン面積を最小限に抑えます。短く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

6. 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

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でノイズを拾っているか、またはループ補償が適当でない可能性があります。レギュレータの帯域幅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。

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。

アプリケーション情報

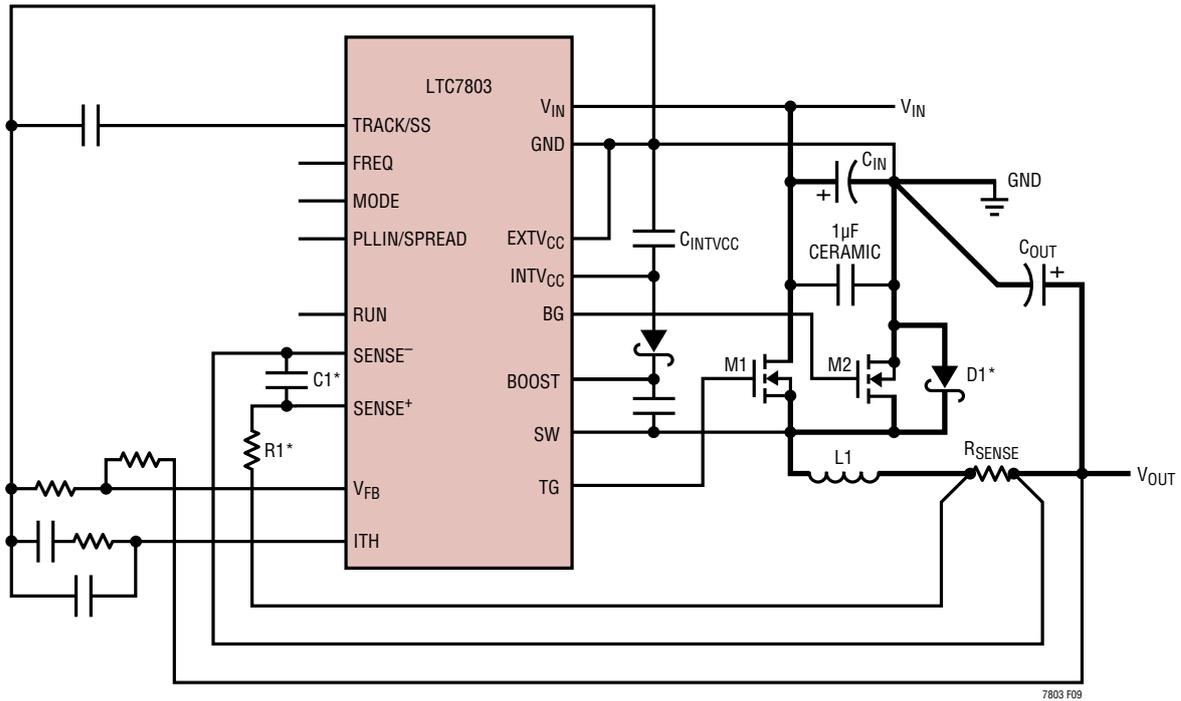


図9. 推奨プリント回路レイアウト図

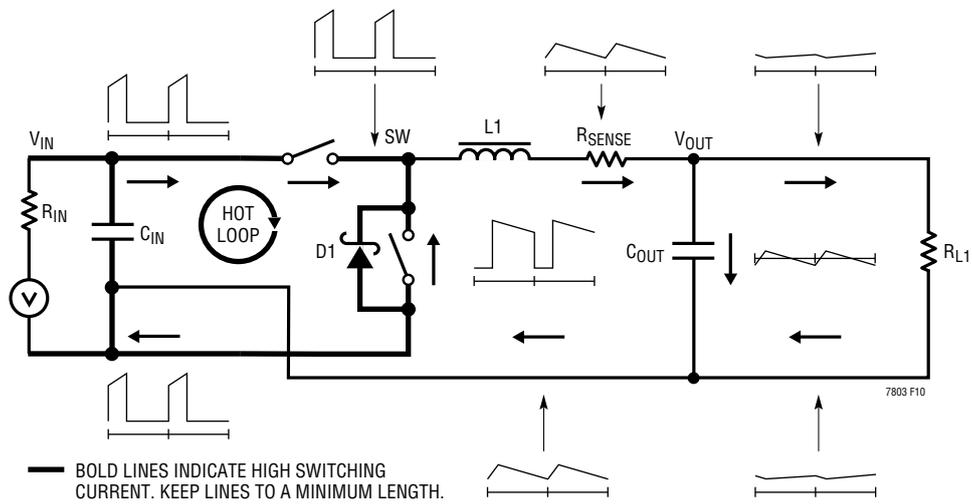
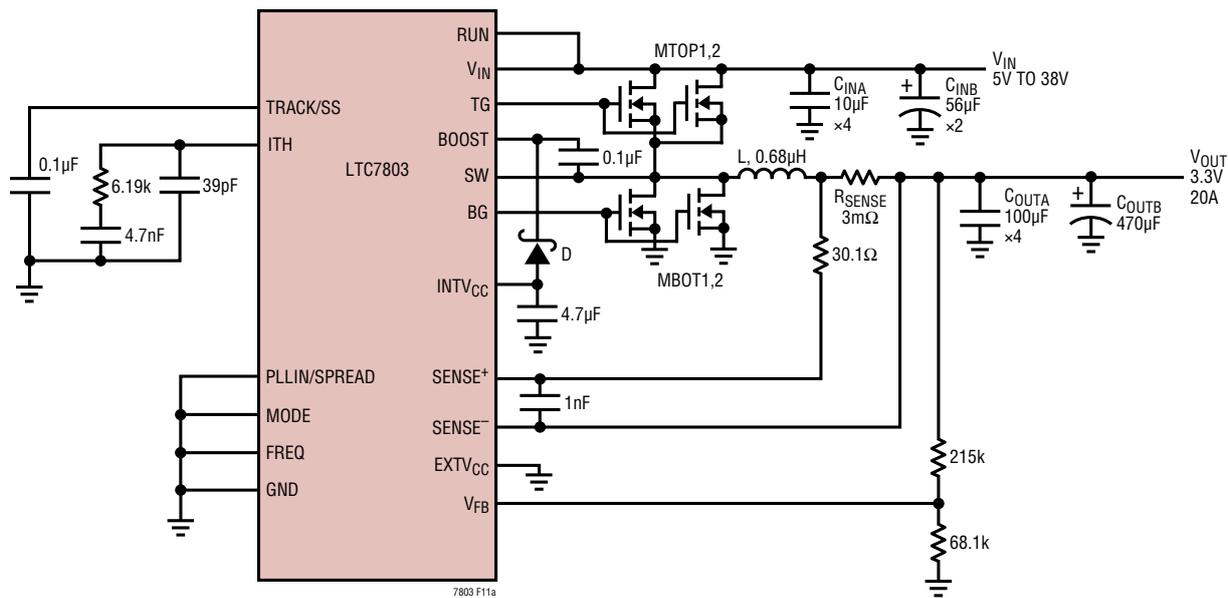


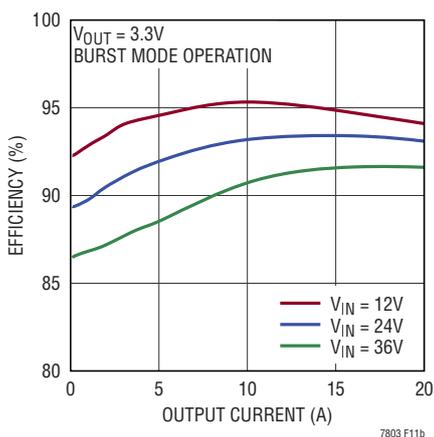
図10. 枝路電流の波形

標準的応用例



MTOPT1,2: INFINEON BSC059N04LS6
 MBOT1,2: INFINEON BSC022N04LS6
 L: WURTH 7843320068
 CINA: SAMSUNG CL32B106KMVNNWE
 CINB: SUNCON 50HVH56M
 COUTA: MURATA GRM31CR60J107ME39L
 COUTB: PANASONIC 6TPE470MI
 D: INFINEON BAS140W

効率と出力電流



無負荷時の Burst Mode 入力電流と入力電圧

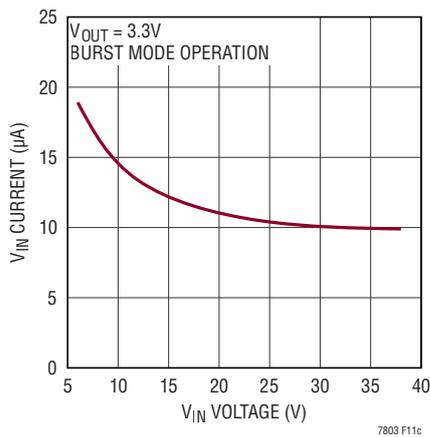
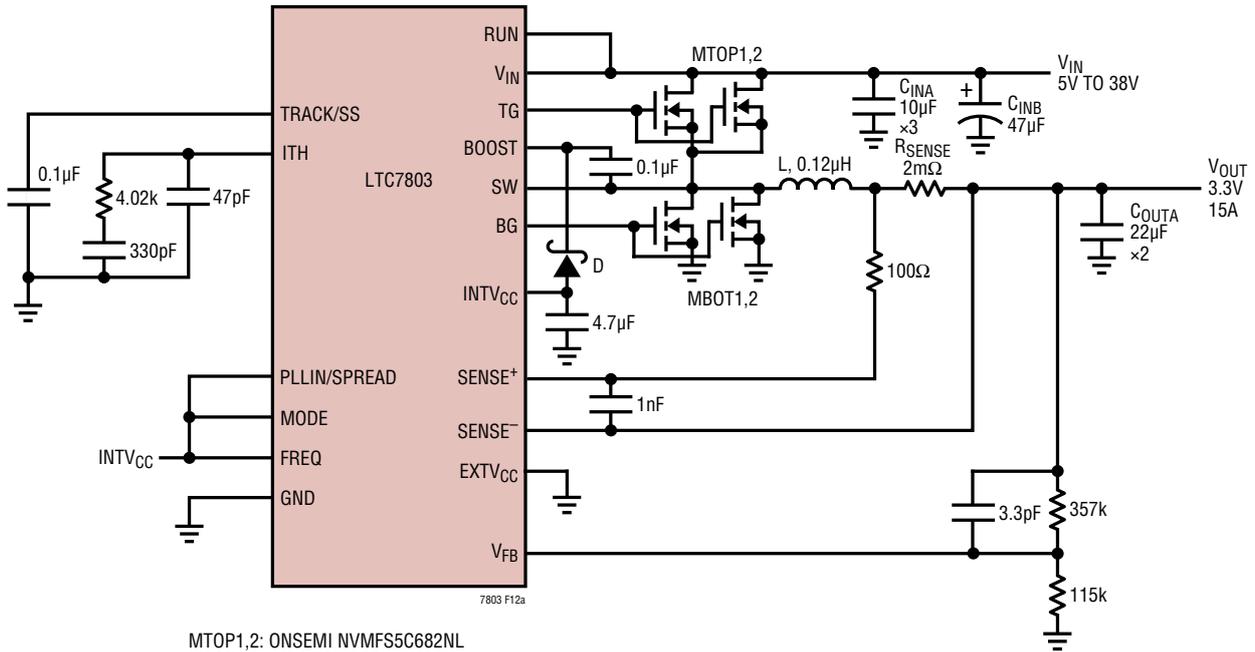


図 11. 入力電圧範囲が広く高効率の 375kHz、3.3V/20A 降圧レギュレータ

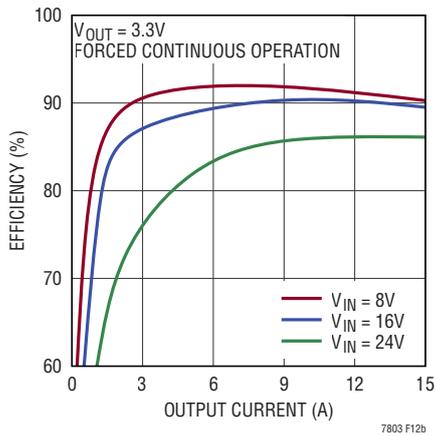
標準的応用例



7803 F12a

MTOP1,2: ONSEMI NVMFS5C682NL
 MBOT1,2: INFINEON BSC059N04LS6
 L: COILCRAFT SLC1175-121
 C_{INA}: SAMSUNG CL32B106KMVNNWE
 C_{INB}: SUNCON 50CE47LX
 C_{OUT}: KEMET C1206C226M9RAC
 D: CENTRAL SEMI CMDSH-4E

効率と出力電流



出力電圧ノイズのスペクトラム

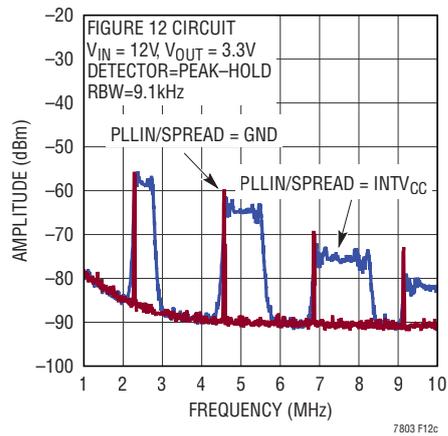


図12. スペクトラム拡散機能を備え、入力電圧範囲が広く高効率の2.25MHz、3.3V/20A降圧レギュレータ

標準的応用例

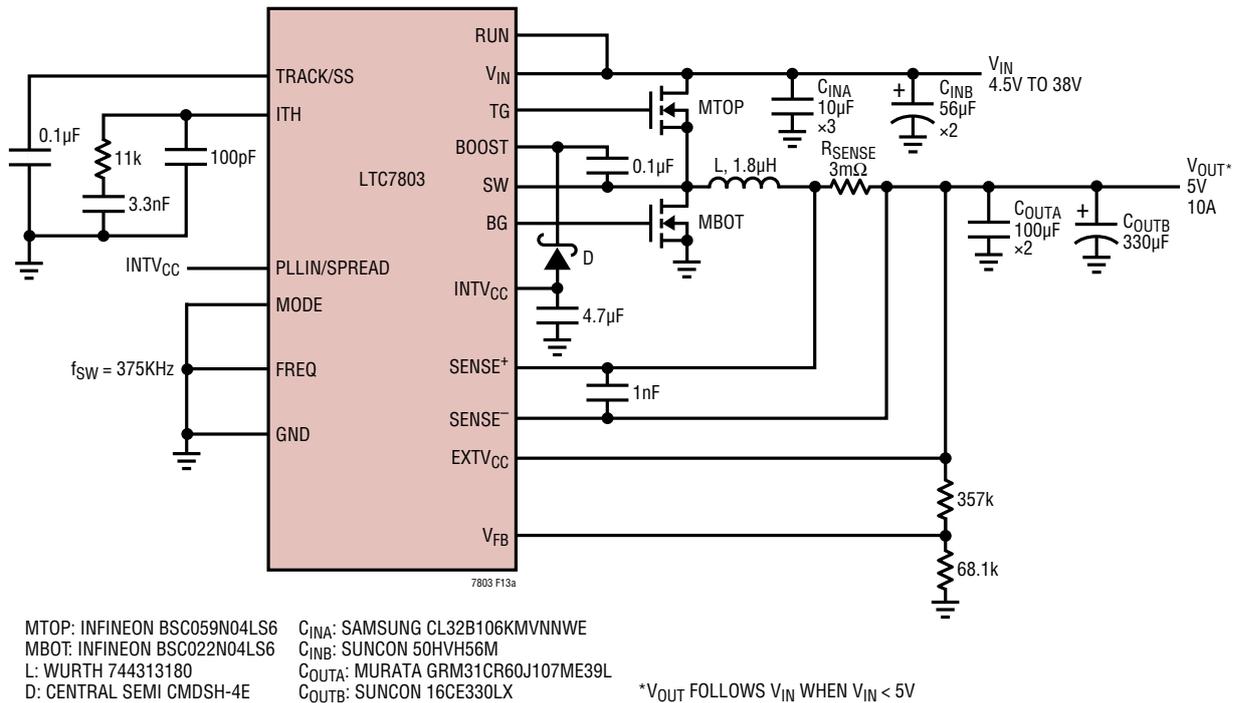


図13. スペクトラム拡散機能を備えた高効率5V降圧レギュレータ

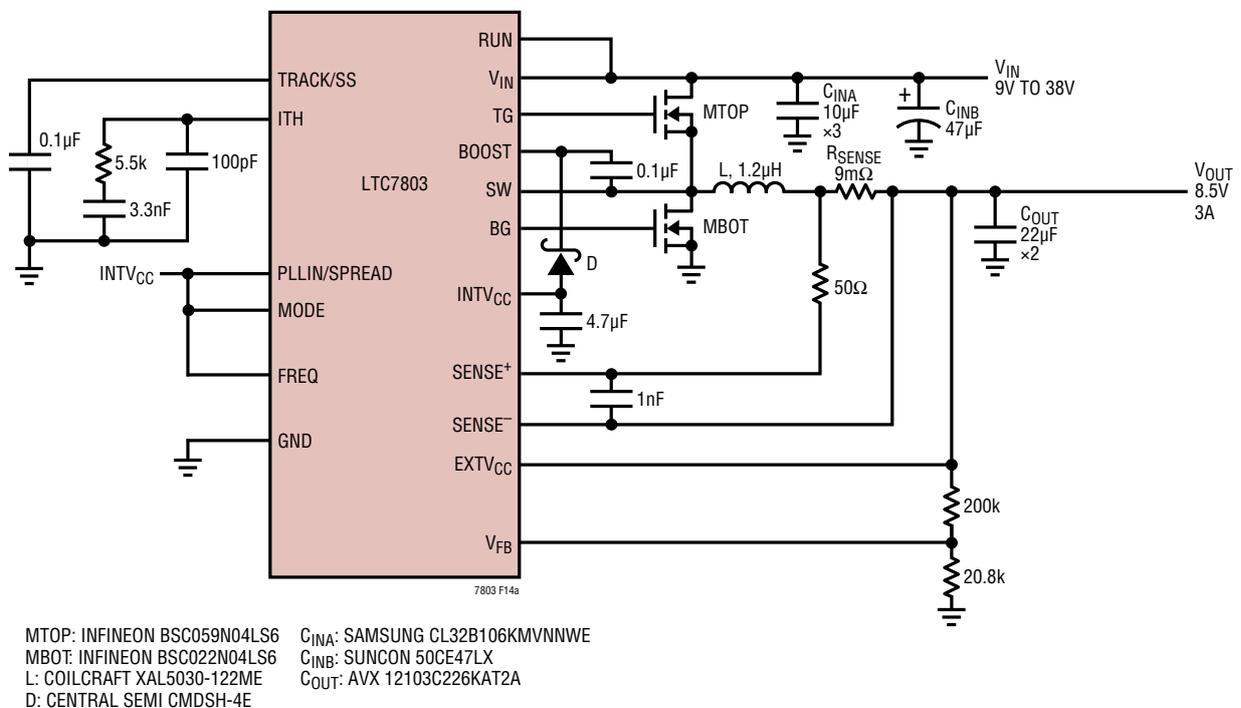
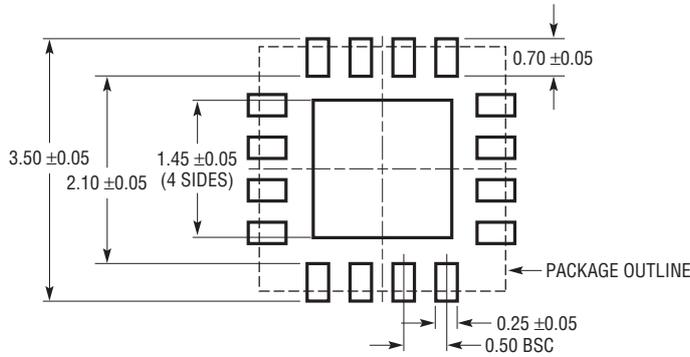


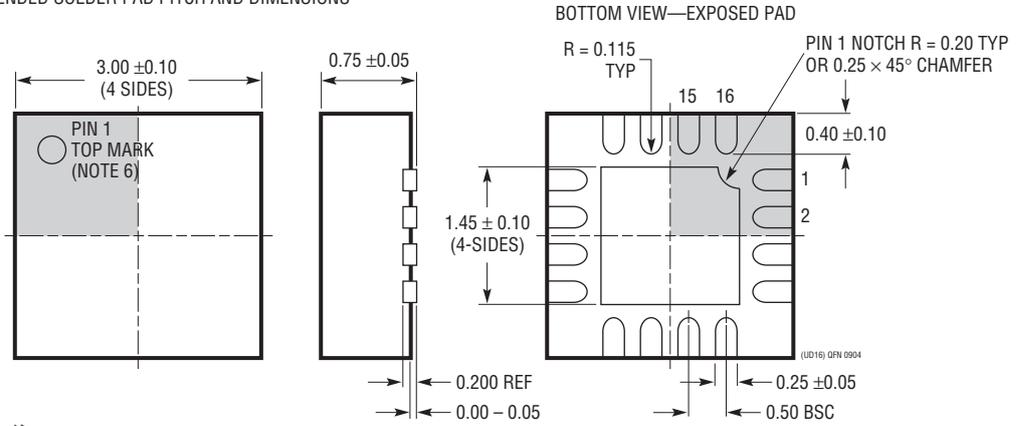
図14. スペクトラム拡散機能を備えた高効率2.25kHz、8.5V降圧レギュレータ

パッケージ

UD Package
16-Lead Plastic QFN (3mm × 3mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1691 Rev 0)



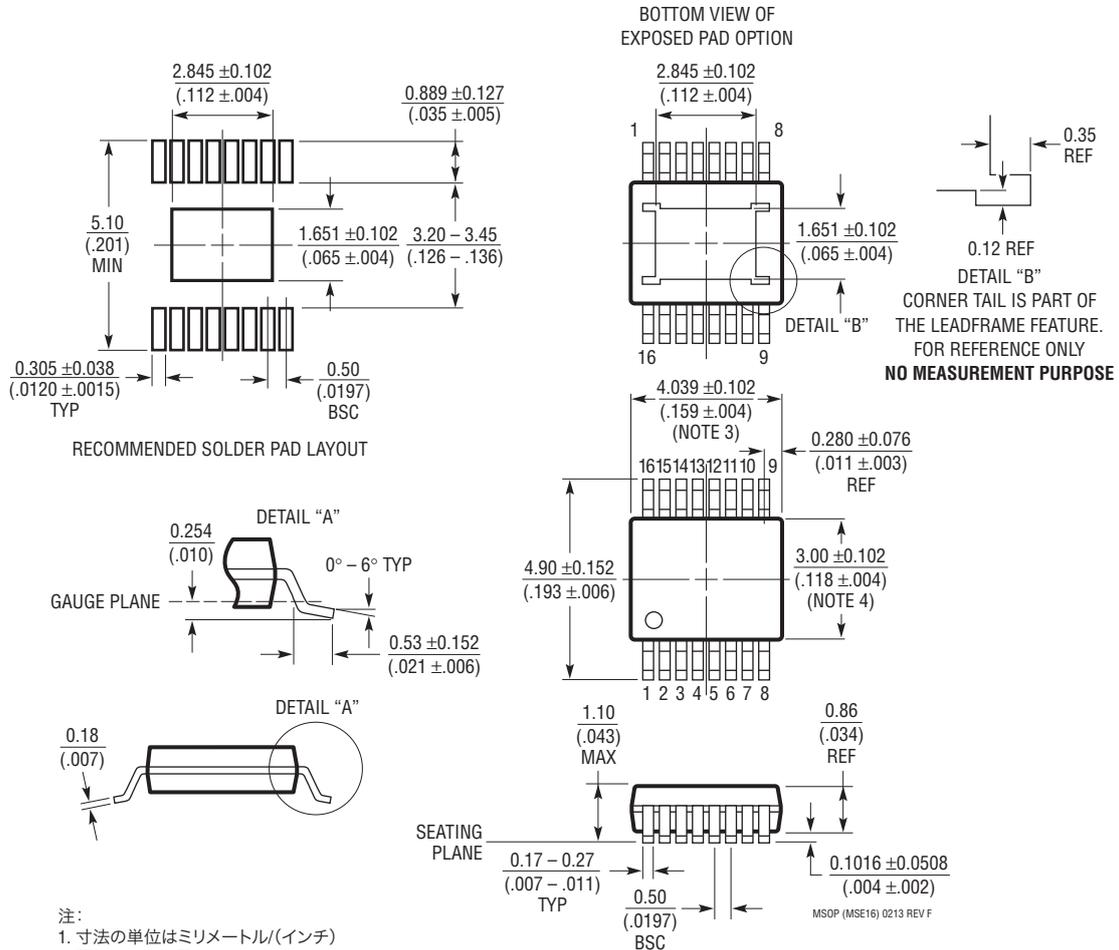
RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS



- 注：
1. 図は JEDEC のパッケージ外形 MO-220 のバリエーション (WEED-2) に適合
 2. 図は実寸とは異なる
 3. 全ての寸法の単位はミリメートル
 4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。
モールドのバリは (もしあれば) 各サイドで 0.15mm を超えないこと
 5. 露出パッドはハンダ・メッキとする
 6. 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

パッケージ

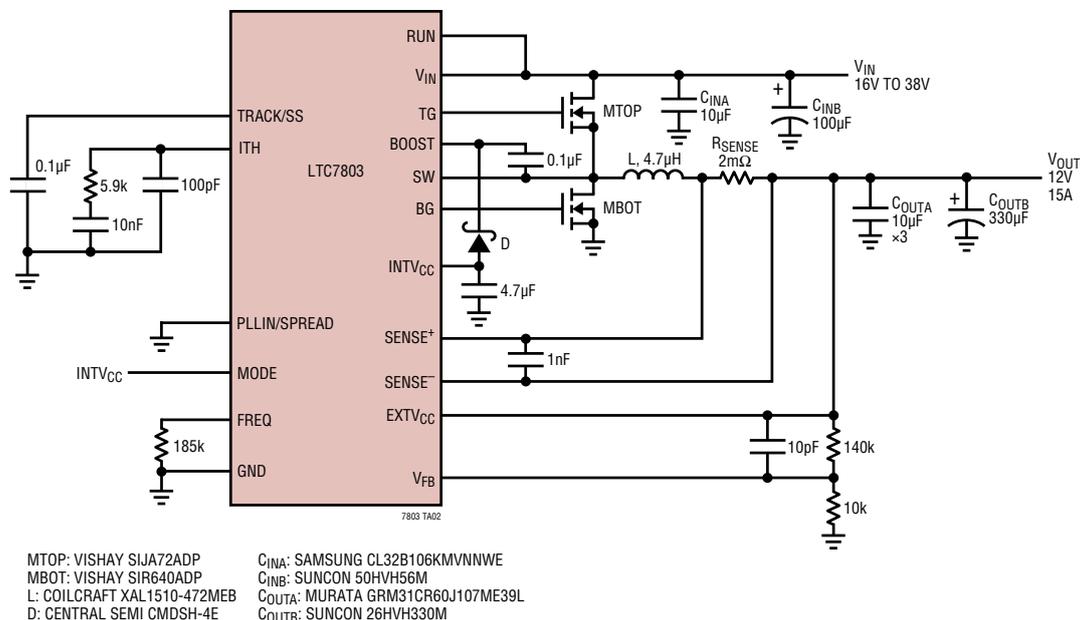
MSE Package
16-Lead Plastic MSOP, Exposed Die Pad
 (Reference LTC DWG # 05-08-1667 Rev F)



- 注:
1. 寸法の単位はミリメートル(インチ)
 2. 図は実寸とは異なる
 3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、ゲートのバリを含まない。
モールドのバリ、突出部、ゲートのバリは、各サイドで0.152mm (0.006インチ)を超えないこと
 4. 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない。
リード間のバリと突出部は、各サイドで0.152mm (0.006インチ)を超えないこと
 5. リードの平坦度(整形後のリードの底面)は最大0.102mm (0.004インチ)であること
 6. 露出パッドの寸法にはモールドのバリを含む。
露出パッド上のモールドのバリは、各サイドで0.254mm (0.010インチ)を超えないこと

標準的応用例

高効率200kHz、12V降圧レギュレータ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC7800	60V、低IQ、高周波数同期整流式降圧コントローラ	$4V \leq V_{IN} \leq 60V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 24V$ 、 $I_Q = 50\mu A$ 、PLL 固定周波数: 320kHz~2.25MHz、3mm x 4mm QFN-20
LTC7818	40V、低IQ、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	$4.5V \leq V_{IN} \leq 40V$ 、 $I_Q = 14\mu A$ 、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
LTC7804	40V、低IQ、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) $\leq V_{IN} \leq 40V$ 、 V_{OUT} : 最大40V、 $I_Q = 14\mu A$ 、PLL 固定周波数: 100kHz~3MHz、3mmx3mm QFN-16、MSOP-16E
LTC3807	出力電圧24Vの機能を備えた、低静止電流、同期整流式降圧コントローラ	PLL 固定周波数: 250kHz~750kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $I_Q = 50\mu A$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 24V$ 、3mmx4mm QFN-20、TSSOP-20
LTC3851A/ LTC3851A-1	No RSENSE、広いVIN範囲の同期整流式降圧DC/DCコントローラ	PLL 固定周波数: 250kHz~750kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 5.25V$ 、MSOP-16E、3mmx3mm QFN-16、SSOP-16
LTC3878/ LTC3879	No RSENSE、オン時間一定の同期整流式降圧DC/DCコントローラ	極めて高速な過渡応答、 $t_{ON(MIN)} = 43ns$ 、 $4V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.6V \leq V_{OUT} \leq 0.9V_{IN}$ 、SSOP-16、MSOP-16E、3mmx3mm QFN-16
LTC3775	高周波数同期整流式電圧モード降圧DC/DCコントローラ	極めて高速な過渡応答、 $t_{ON(MIN)} = 30ns$ 、 $4V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.6V \leq V_{OUT} \leq 0.8V_{IN}$ 、MSOP-16E、3mmx3mm QFN-16
LTC3854	小フットプリントの同期整流式降圧DC/DCコントローラ	動作周波数: 400kHz固定、 $4.5V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 5.25V$ 、2mmx3mm QFN-12
LTC3866	差動出力検出機能を備えた高速、高精度の降圧DC/DCコントローラ	PLL 固定周波数: 250kHz~770kHz、リモート検出、 $4.5V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.6V \leq V_{OUT} \leq 3.5V$
LTC3833	1mΩ未満のDCRによる電流検出機能を備えた2MHz電流モード同期整流式コントローラ	PLL 固定周波数: 200kHz~2MHz、 $4.5V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.6V \leq V_{OUT} \leq 5.5V$
LTC3856	差動アンプとDCR温度補償を備えた2相、シングル出力、同期整流式降圧DC/DCコントローラ	PLL 固定周波数: 250kHz~770kHz、 $4.5V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.6V \leq V_{OUT} \leq 5.25V$
LTC3850/ LTC3850-1	2相、デュアル出力、同期整流式降圧DC/DCコントローラ、RSENSEまたはDCRによる電流検出	PLL 固定周波数: 250kHz~780kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 30V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 5.25V$ 、4mmx4mm QFN-28、4mmx5mm QFN-28、SSOP-28