

低自己消費電流の同期整流式昇圧コントローラ

特長

- 同期整流動作により、最高の効率と熱放散の低減に対応
- 広い入力電圧範囲: 4.5V~40V、起動後は最小1Vで動作
- 出力電圧: 最大 40V
- 低い動作時 I_q : 14 μ A
- スペクトラム拡散動作
- 同期 MOSFET のパススルー / 100% デューティ・サイクル機能
- R_{SENSE} またはインダクタ DCR による電流検出
- 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
- シャットダウン時の低自己消費電流: 1.2 μ A
- 熱特性が改善された 16 ピン 3mm $\times$ 3mm QFN パッケージおよび MSOP 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)
- 電気通信

概要

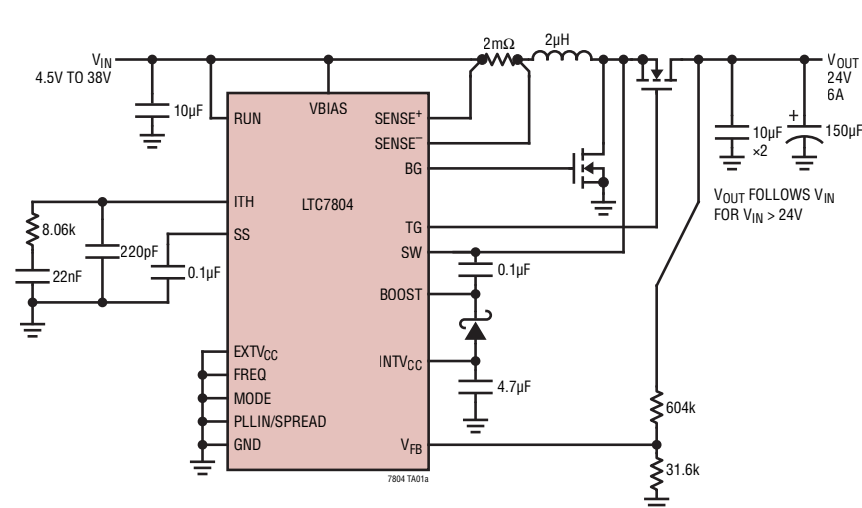
LTC®7804 は、全ての N チャンネル・パワー MOSFET 段を駆動する、高性能同期整流式昇圧 DC/DC スイッチング・レギュレータ・コントローラです。同期整流により、効率が向上し、電力損失が減少して、熱条件が緩和されます。固定周波数電流モード・アーキテクチャにより、3MHz までのスイッチング周波数に位相同期可能です。LTC7804 は、4.5V~40V という広い入力電源電圧範囲で動作します。昇圧コンバータの出力からバイアスする場合、LTC7804 は起動後であれば入力電源電圧が 1V になっても動作できます。

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。

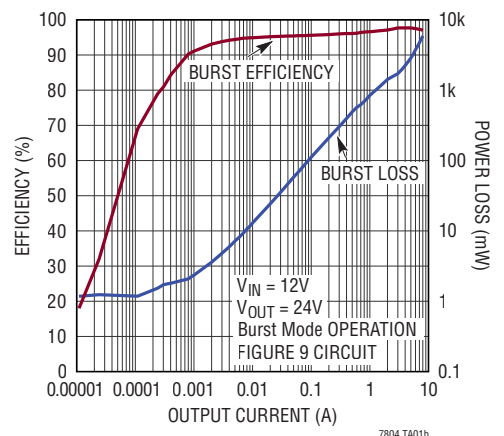
LTC7804 は、更にスペクトラム拡散動作機能を備えているので、入力電源と出力電源の両方で放射ノイズと伝導ノイズのピーク値を大幅に低減して、電磁干渉 (EMI) 規格に容易に適合することができます。

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



効率および電力損失と出力電流



目次

特長	1	アプリケーション情報.....	15
アプリケーション	1	SENSE ⁺ ピンと SENSE ⁻ ピン	15
標準的応用例	1	値の小さな抵抗による電流検出.....	16
概要	1	インダクタの DCR による検出	16
絶対最大定格.....	3	インダクタ値の計算	17
ピン配置.....	3	インダクタのコアの選択	17
発注情報.....	4	パワー MOSFET の選択	18
電気的特性.....	5	C _{IN} と C _{OUT} の選択	18
代表的な性能特性	7	出力電圧の設定	19
ピン機能.....	10	RUN ピン.....	19
ブロック図	11	ソフトスタート (SS ピン)	20
動作	12	INTV _{CC} レギュレータ	20
メイン制御ループ	12	上側 MOSFET ドライバの電源 (C _B , D _B)	21
INTV _{CC} /EXTV _{CC} 電源	12	フェーズ・ロック・ループと周波数同期	21
シャットダウンと起動 (RUN、SS ピン)	12	動作周波数の設定	22
軽負荷電流動作: Burst Mode 動作、パルススキップ・		軽負荷時動作モードの選択.....	23
モード、または強制連続モード (MODE ピン)	12	最小オン時間に関する検討事項.....	24
周波数の選択、スペクトラム拡散、およびフェーズ・		障害状態: 過熱保護.....	24
ロック・ループ (FREQ ピンと PLLIN/SPREAD ピン)	13	効率に関する検討事項.....	24
V _{IN} が V _{OUT} より高い場合の動作	14	過渡応答のチェック	25
低入力電圧時の動作	14	設計例.....	25
昇圧電源のリフレッシュと内部チャージ・ポンプ	14	プリント回路基板レイアウトのチェックリスト.....	27
		プリント回路基板レイアウトのデバッグ	27
		標準的応用例.....	28
		パッケージ	32
		標準的応用例.....	34
		関連製品	34

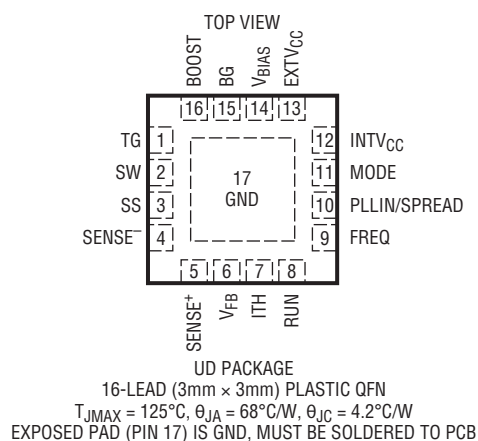
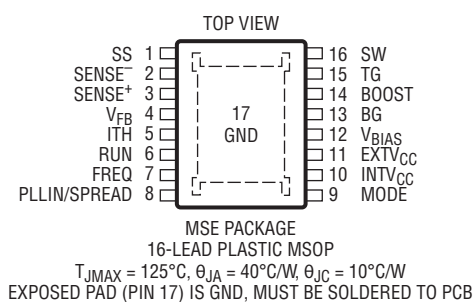
絶対最大定格

(Note 1)

バイアス入力電源電圧 (V_{BIAS})	– 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

ITH	– 0.3V ~ 2V
SS, FREQ	– 0.3V ~ 6V
PLLIN/SPREAD, MODE, V_{FB}	– 0.3V ~ 6V
BG, TG	(Note 8)
動作ジャンクション温度範囲 (Note 2, Note 7)	
LTC7804E, LTC7804I	– 40°C ~ 125°C
LTC7804H	– 40°C ~ 150°C
保存温度範囲	– 65°C ~ 150°C

ピン配置



LTC7804

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
LTC7804EMSE#PBF	LTC7804EMSE#TRPBF	7804	16-Lead Plastic MSOP	−40°C to 125°C
LTC7804IMSE#PBF	LTC7804IMSE#TRPBF	7804	16-Lead Plastic MSOP	−40°C to 125°C
LTC7804HMSE#PBF	LTC7804HMSE#TRPBF	7804	16-Lead Plastic MSOP	−40°C to 150°C
LTC7804EUD#PBF	LTC7804EUD#TRPBF	7804	16-Lead (3mm × 3mm) Plastic QFN	−40°C to 125°C
LTC7804IUD#PBF	LTC7804IUD#TRPBF	7804	16-Lead (3mm × 3mm) Plastic QFN	−40°C to 125°C
LTC7804HUD#PBF	LTC7804HUD#TRPBF	7804	16-Lead (3mm × 3mm) Plastic QFN	−40°C to 150°C

オートモーティブ製品**

LTC7804EMSE#WPBF	LTC7804EMSE#WTRPBF	7804	16-Lead Plastic MSOP	−40°C to 125°C
LTC7804IMSE#WPBF	LTC7804IMSE#WTRPBF	7804	16-Lead Plastic MSOP	−40°C to 125°C
LTC7804HMSE#WPBF	LTC7804HMSE#WTRPBF	7804	16-Lead Plastic MSOP	−40°C to 150°C
LTC7804EUD#WPBF	LTC7804EUD#WTRPBF	7804	16-Lead (3mm × 3mm) Plastic QFN	−40°C to 125°C
LTC7804IUD#WPBF	LTC7804IUD#WTRPBF	7804	16-Lead (3mm × 3mm) Plastic QFN	−40°C to 125°C
LTC7804HUD#WPBF	LTC7804HUD#WTRPBF	7804	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、 $V_{\text{BIAS}} = 12\text{V}$ 、 $\text{RUN} = 12\text{V}$ 、 $\text{EXTV}_{\text{CC}} = 0\text{V}$ 。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
入力電源						
V_{BIAS}	Bias Input Supply Operating Range		4.5		40	V
V_{IN}	Boost Converter Input Supply Operating Range	$V_{\text{BIAS}} \geq 4.5\text{V}$	1		40	V
V_{OUT}	Output Voltage Operating Range				40	V

コントローラの動作

V_{FB}	Regulated Feedback Voltage	(Note 3) $V_{\text{BIAS}} = 4.5\text{V}$ to 40V , ITH Voltage = 0.6V to 1.2V	●	1.188	1.2	1.212	V
	Feedback Current	(Note 3)			± 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 3) ITH = 1.2V , Sink/Source = $5\mu\text{A}$			2		mmho
$V_{\text{SENSE(MAX)}}$	Maximum Current Sense Threshold	$V_{\text{FB}} = 1.1\text{V}$, $V_{\text{SENSE+}} = 12\text{V}$	●	45	50	55	mV
$I_{\text{SENSE+}}$	$I_{\text{SENSE+}}$ Pin Current	$V_{\text{SENSE+}} < 2.9\text{V}$ $3.2 \leq V_{\text{SENSE+}} \leq \text{INTV}_{\text{CC}} - 0.5\text{V}$ $V_{\text{SENSE+}} > \text{INTV}_{\text{CC}} + 0.5\text{V}$			2 30 650		μA μA μA
$I_{\text{SENSE-}}$	$I_{\text{SENSE-}}$ Pin Current	$V_{\text{SENSE-}} = 12\text{V}$				± 1	μA
	Soft-Start Charge Current	$V_{\text{SS}} = 0\text{V}$		10	12.5	15	μA
	RUN Pin ON Threshold	V_{RUN} Rising	●	1.15	1.2	1.25	V
	RUN Pin Hysteresis				100		mV

DC 電源電流 (Note 4)

I_Q	V_{BIAS} Shutdown Current	$\text{RUN} = 0\text{V}$			1.2		μA
	V_{BIAS} Sleep Mode Current	$V_{\text{SENSE+}} < 2.9\text{V}$, $\text{EXTV}_{\text{CC}} = 0\text{V}$			14	28	μA
		$V_{\text{SENSE+}} \geq 3.2\text{V}$ V_{BIAS} Current, $\text{EXTV}_{\text{CC}} = 0\text{V}$ V_{BIAS} Current, $\text{EXTV}_{\text{CC}} \geq 4.8\text{V}$ EXTV_{CC} Current, $\text{EXTV}_{\text{CC}} \geq 4.8\text{V}$ SENSE+ Current			5 1 4 9		μA μA μA μA
	Pulse-Skipping or Forced Continuous Mode V_{BIAS} or EXTV_{CC} Current	$V_{\text{FB}} = 1.25\text{V}$			2		mA

ゲート・ドライバ

	TG or BG On-Resistance	Pull-Up Pull-Down			3.0 1.5		Ω Ω
	TG or BG Transition Time	(Note 5)					
	Rise Time	$C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$			25		ns
	Fall Time	$C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$			15		ns
	TG Off to BG On Delay Bottom Switch-On Delay Time	$C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$ Each Driver			15		ns
	BG Off to TG On Delay Synchronous Switch-On Delay Time	$C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$ Each Driver			15		ns
$t_{\text{ON(MIN)}}$	BG Minimum On-Time	(Note 6)			80		ns
	Maximum Duty Factor for TG	Overvoltage			100		%
	Maximum Duty Factor for BG	$V_{\text{FREQ}} = 0\text{V}$			93		%

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°Cでの値。注記がない限り、V_{BIAS} = 12V、RUN = 12V、EXTV_{CC} = 0V。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
	BOOST Charge Pump Available Output Current	V _{BOOST} = 16V, V _{SW} = 12V, FREQ = 0V, 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} = 0mA to 50mA, V _{BIAS} ≥ 6V I _{CC} = 0mA to 50mA, VEXTV _{CC} ≥ 6V		1 1	2 2	% %
	EXTV _{CC} LDO Switchover Voltage	EXTV _{CC} Rising	4.6	4.7	4.8	V
	EXTV _{CC} Switchover Hysteresis			250		mV
UVLO	Undervoltage Lockout	INTV _{CC} Rising	● 4.15	4.25	4.35	V
		INTV _{CC} Falling	● 3.80	3.90	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} = 0V, PLLIN/SPREAD = 0V		340	375	410	kHz
	High Fixed Frequency	V _{FREQ} = INTV _{CC} , PLLIN/SPREAD = 0V	●	2.0	2.25	2.5	MHz
	Programmable Frequency	R _{FREQ} = 374kΩ, PLLIN/SPREAD = 0V R _{FREQ} = 75kΩ, PLLIN/SPREAD = 0V R _{FREQ} = 12.4kΩ, PLLIN/SPREAD = 0V		450	100 500 3	550	kHz kHz MHz
	Synchronizable Frequency Range	PLLIN/SPREAD = 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})	PLLIN/SPREAD = 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。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: LTC7804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。LTC7804Eは0°C~85°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°C~125°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的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC7804Iは-40°C~125°Cの動作ジャンクション温度範囲でサポートされている。また、LTC7804Hは-40°C~150°Cの動作ジャンクション温度範囲でサポートされており、150°Cでテストされている。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が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インピーダンス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 (°C))は周囲温度(T_A (°C))および消費電力(P_D (W))から次式に従って計算される。T_J = T_A + (P_D • θ_{JA})、ここで、θ_{JA}(単位: °C/W)はパッケージの熱抵抗。

Note 3: LTC7804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。

Note 4: 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 5: 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。

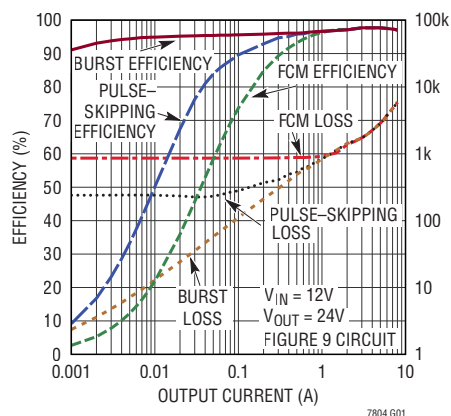
Note 6: 最小オン時間の条件は、I_{L(MAX)}の40%を超えるインダクタ・ピーク to ピーク・リップル電流に対して規定されている (アプリケーション情報のセクションの「最小オン時間に関する検討事項」を参照)。

Note 7: 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 8: 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。

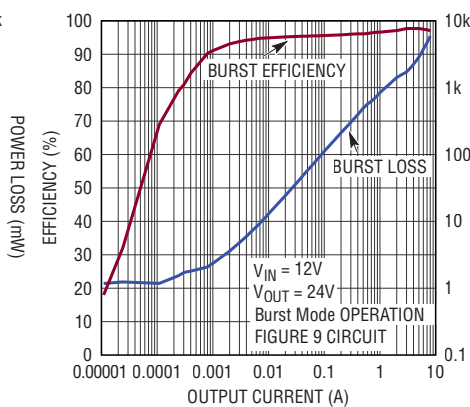
代表的な性能特性

効率および電力損失と出力電流



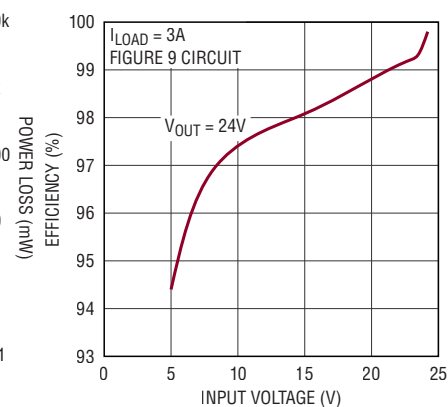
7804 G01

効率および電力損失と出力電流



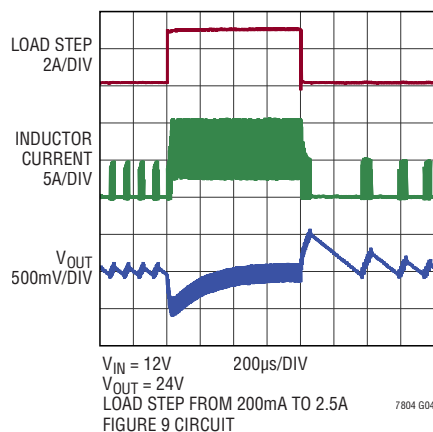
7804 G02

効率と入力電圧

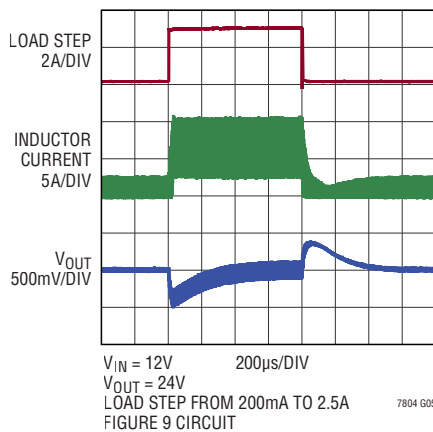


7804 G03

負荷ステップ (Burst Mode 動作)

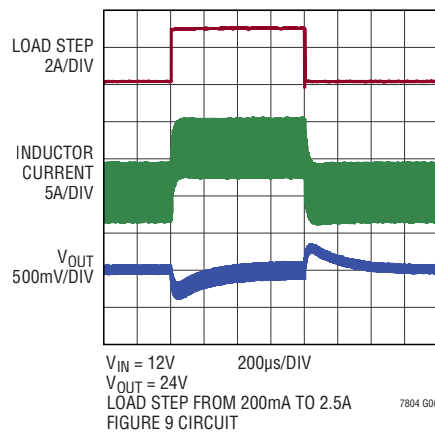


7804 G04

負荷ステップ
(パルススキップ・モード)

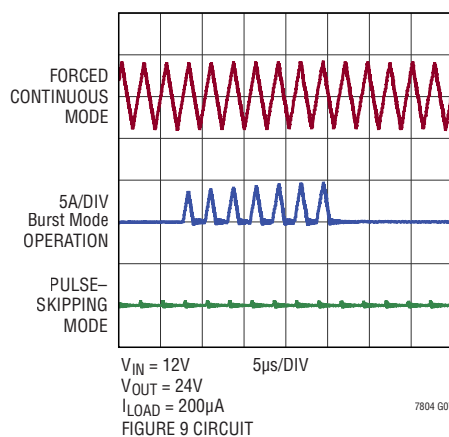
7804 G05

負荷ステップ (強制連続モード)



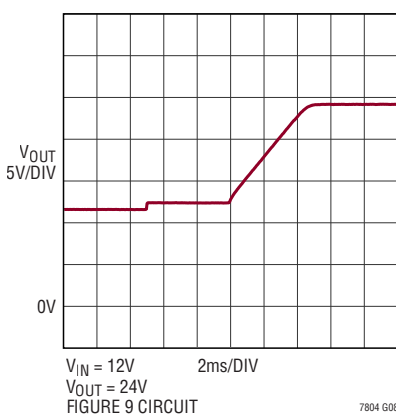
7804 G06

軽負荷時のインダクタ電流



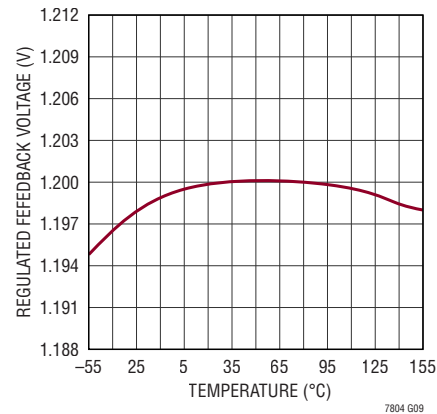
7804 G07

ソフトスタート



7804 G08

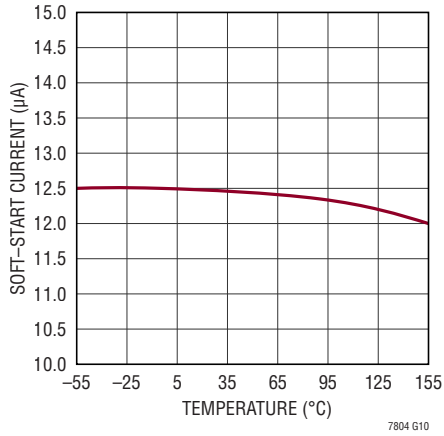
安定化帰還電圧と温度



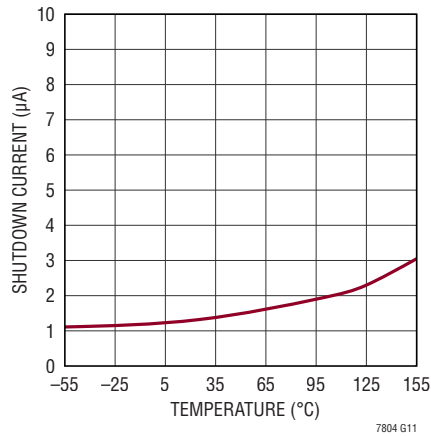
7804 G09

代表的な性能特性

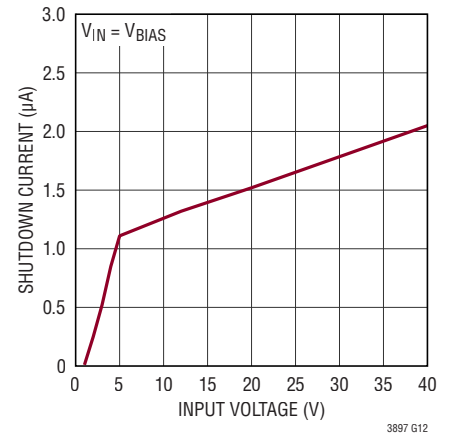
SSピンのプルアップ電流と温度



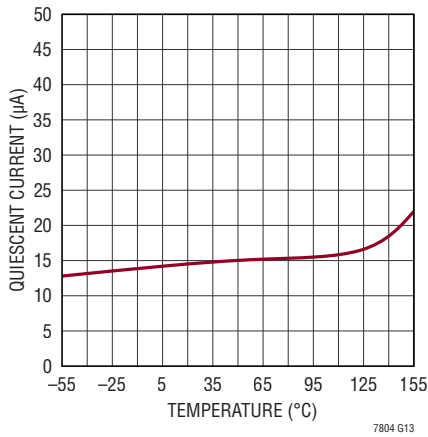
シャットダウン電流と温度



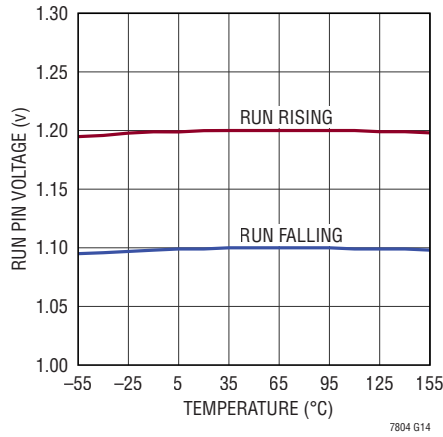
シャットダウン電流と入力電圧



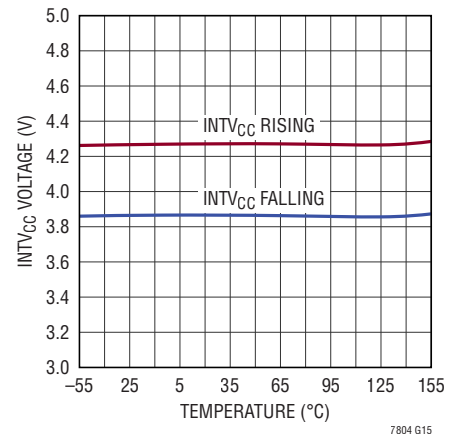
自己消費電流と温度



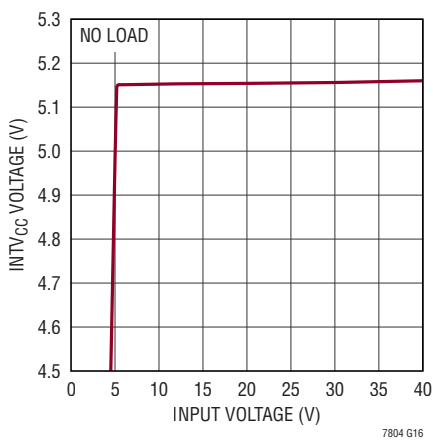
RUNピンの閾値と温度



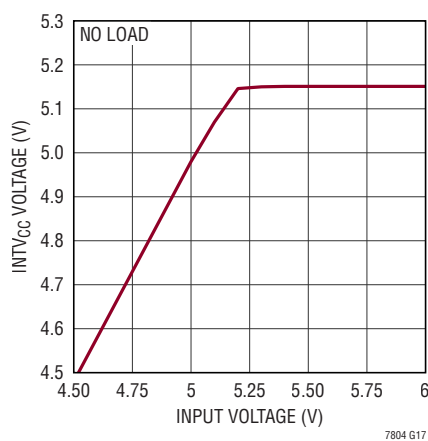
低電圧ロックアウト閾値と温度



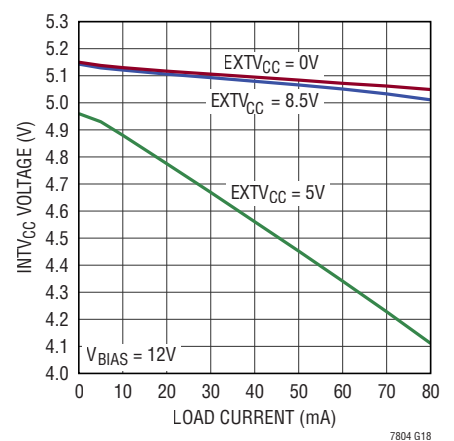
INTVCCのライン・レギュレーション



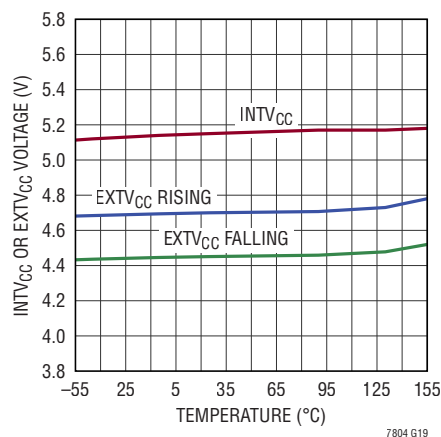
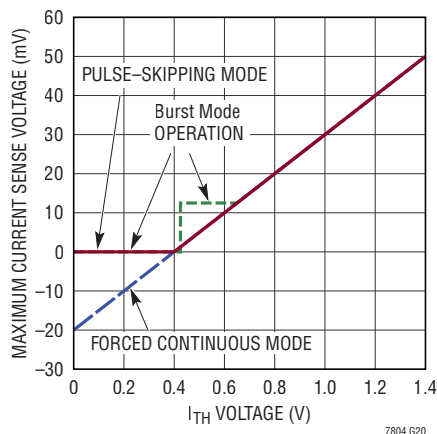
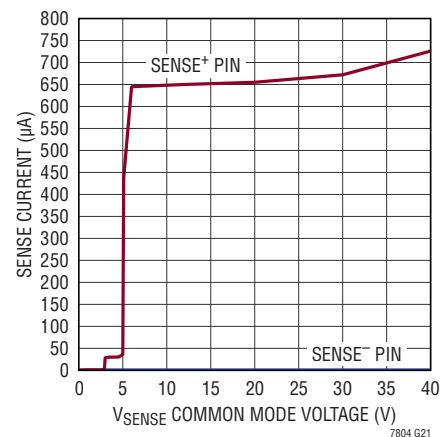
INTVCCのライン・レギュレーション



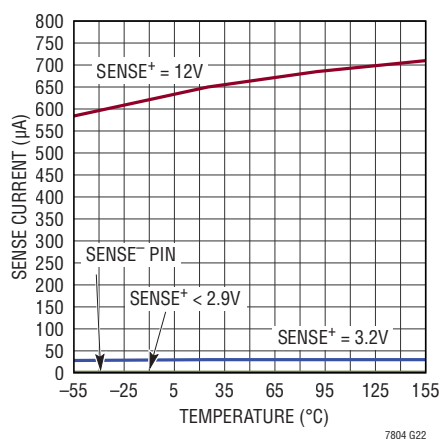
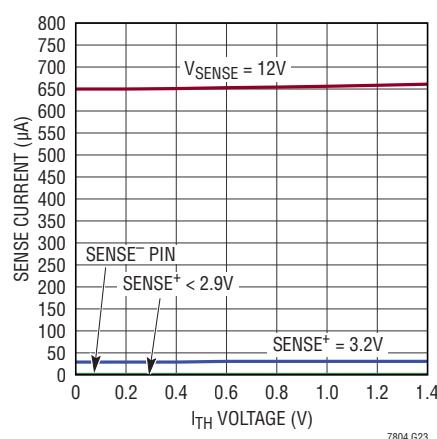
INTVCCおよびEXTVCCと負荷電流



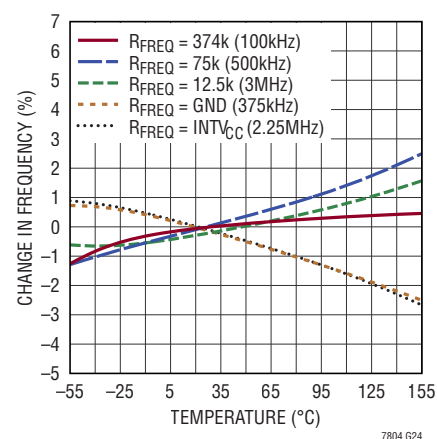
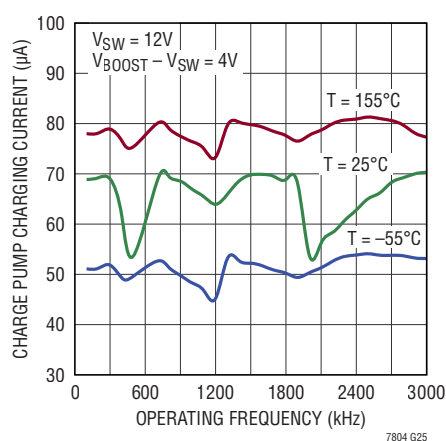
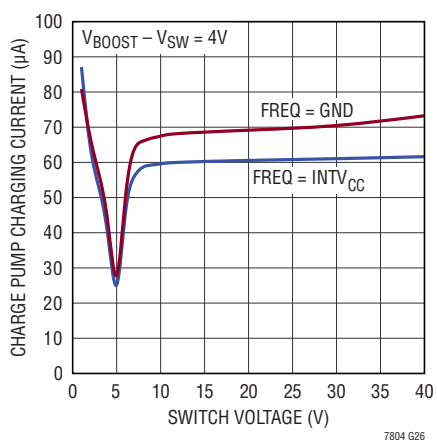
代表的な性能特性

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}の電圧SENSEピンの入力電流と
V_{SENSE}の電圧

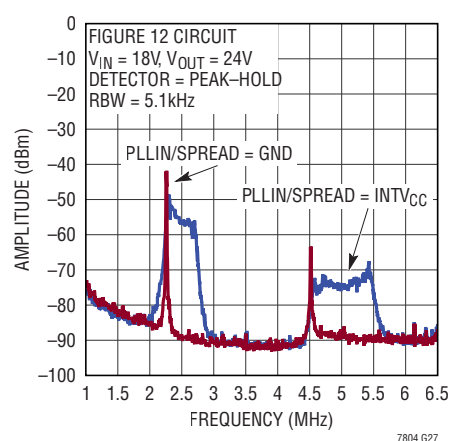
SENSEピンの入力電流と温度

SENSEピンの入力電流とI_{TH}の電圧

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

出力電圧ノイズのスペクトラム



ピン機能 (MSOP/QFN)

SS (1 番ピン / 3 番ピン) : 出力ソフトスタートの入力。LTC7804は、 V_{FB} の電圧を1.2Vと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上がり時間が設定されます。立上がり時間は、10nFの容量ごとに1msになります。

SENSE⁻ (2 番ピン / 4 番ピン) : 差動電流コンパレータの反転(-)入力。ITHピンの電圧と、SENSE⁻ピンとSENSE⁺ピンの間の制御されたオフセットを R_{SENSE} と組み合わせることにより、電流作動閾値が設定されます。

SENSE⁺ (3 番ピン / 5 番ピン) : 差動電流コンパレータの非反転(+)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。

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、LTC7804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の間に抵抗を接続することにより、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、BG信号の立上が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。

MODE (9 番ピン / 11 番ピン) : モード選択入力。この入力により、LTC7804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。4.7 μ F以上のセラミック・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、必ずこのLDOがINTV_{CC}電源に電力を供給し、V_{BIAS}から電力を供給される内部のLDOを迂回します。アプリケーション情報セクションの「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GNDに接続してください。

V_{BIAS} (12 番ピン / 14 番ピン) : バイアスの主電源ピン。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。通常、入力電源V_{IN}と昇圧コンバータの出力のどちらかに接続します。

BG (13 番ピン / 15 番ピン) : 下側NチャンネルMOSFETの大電流ゲート・ドライバ。このピンの電圧振幅はGNDからINTV_{CC}までです。

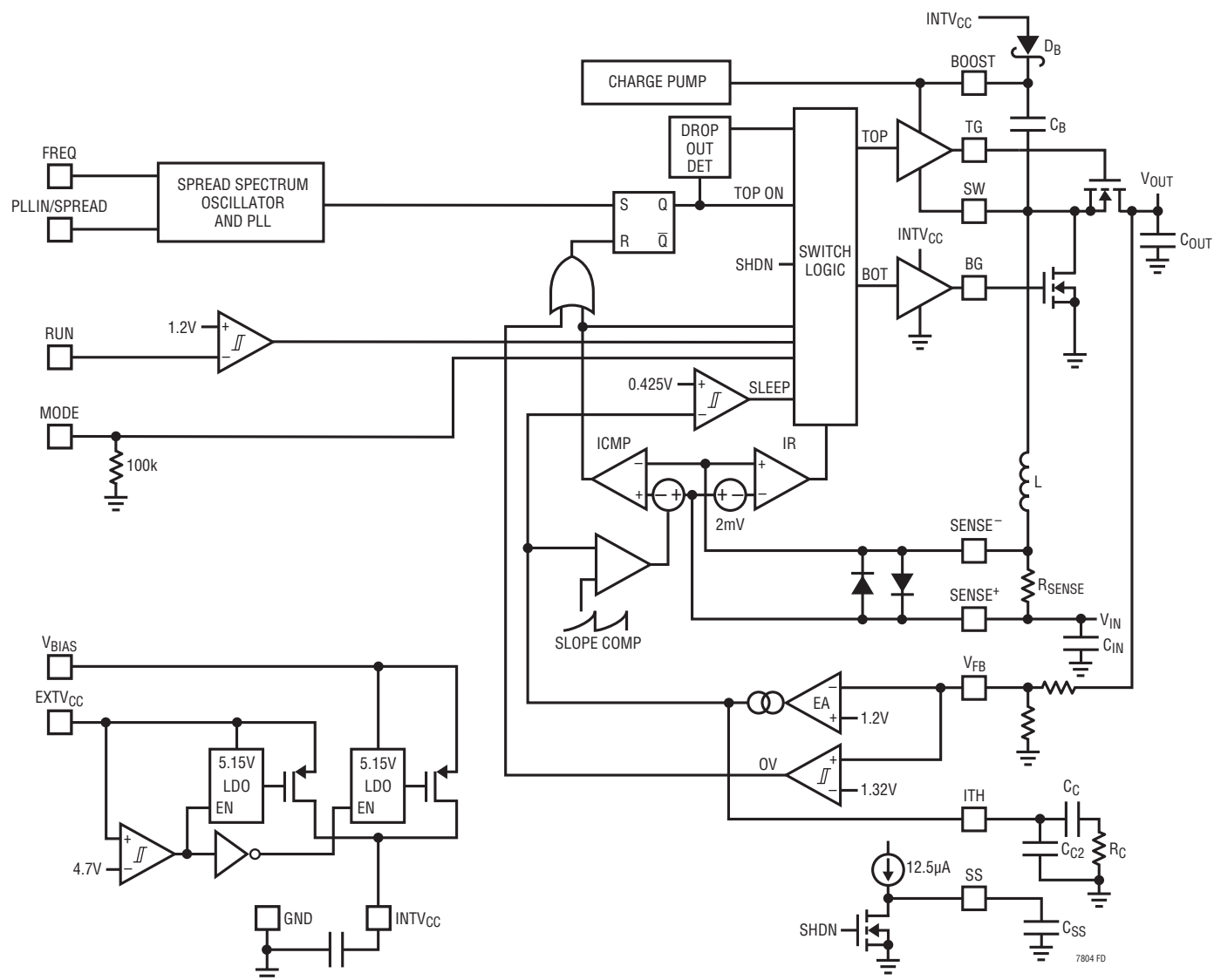
BOOST (14 番ピン / 16 番ピン) : 上側のフローティング・ドライバに供給するブートストラップ電源。BOOSTピンとSWピンの間にコンデンサを接続します。また、BOOSTピンとINTV_{CC}ピンの間にはもれ電流の少ないショットキー・ダイオードを接続します。

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・ピン17 / 露出パッド・ピン17) : 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。

ブロック図



動作

メイン制御ループ

LTC7804は、固定周波数のピーク電流モード昇圧アーキテクチャを採用しています。通常動作中、外付けの下側MOSFETは、クロックがRSラッチをセットするとオンし、メインの電流コンパレータICMPがRSラッチをリセットするとオフします。ICMPが作動してラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は、ITHピンの電圧によって制御されます。この電圧はエラーアンプEAの出力です。エラーアンプは、 V_{FB} ピンの出力電圧帰還信号(出力電圧 V_{OUT} とグラウンドの間に接続した外付けの抵抗分圧器によって発生)を内部の1.200V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。

下側MOSFETが各サイクルでオフした後は、インダクタ電流が逆流し始めて電流コンパレータIRがそれを検出するまで、または次のクロック・サイクルが始まるまで、上側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_{BIAS} LDO(低ドロップアウト・リニア電圧レギュレータ)が V_{BIAS} からINTV_{CC}に5.15Vを供給します。EXTV_{CC}を4.7Vより高くすると、 V_{BIAS} 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、下流のスイッチング・レギュレータの出力などの高効率の外部電源からINTV_{CC}の電力を得ることができます。

シャットダウンと起動(RUN、SSピン)

LTC7804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、LTC7804に流れる自己消費電流はわずか1.2 μ Aです。

注:チップがシャットダウンしている間、長時間にわたって重負荷をかけないでください。上側MOSFETはシャットダウン中オフになり、出力負荷によってボディ・ダイオードで過度の電力が消費されることがあります。

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。 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、SSピンの電圧によって制御されます。SSピンの電圧が1.2Vの内部リファレンス電圧より低いと、LTC7804は V_{FB} の電圧を1.2Vのリファレンス電圧ではなくSSピンの電圧に安定化します。このため、外付けコンデンサをSSピンからGNDに接続することにより、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て、SSピンに電圧ランプを生成します。SSピンの電圧が0Vから1.2V(以上)に直線的に上昇するにつれて、出力電圧 V_{OUT} もその最終値まで滑らかに上昇します。

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)

LTC7804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、GNDとの間の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、または $V_{IN} > V_{OUT}$ である場合、エラーアンプ(EA)はITHピ

動作

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。 $V_{IN} > V_{OUT}$ の場合は、 V_{IN} が V_{OUT} より高い場合の動作のセクションで説明するように、負荷電流が上側MOSFETのボディ・ダイオードを流れるかどうかに関係なく、LTC7804はスリープ・モードのまま推移するので、MOSFETが過熱する可能性があります。

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、LTC7804を流れる自己消費電流はわずか14 μ Aまで減少します。

スリープ・モードでは、負荷電流が出力コンデンサから供給されます。出力電圧が低下するにつれて、EAの出力は上昇し始めます。出力電圧が十分低下すると、ITHピンはEAの出力に再度接続され、スリープ信号はローになり、コントローラは内部発振器の次のサイクルで外付けの下側MOSFETをオンすることにより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。逆電流コンパレータ(IR)は、インダクタ電流がゼロに達する直前に外付けの上側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、または外部クロック信号源をクロックとして入力してフェーズ・ロック・ループを使用する場合は、インダクタ電流を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、インダクタ電流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、LTC7804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、外付けの下側

MOSFETを同じサイクル数だけ強制的にオフにする(つまり、パルスをスキップする)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を選択していて、PLLIN/SPREADピンにクロックを入力してフェーズ・ロック・ループを使用する場合、LTC7804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の間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。

LTC7804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6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、LTC7804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。

LTC7804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。LTC7804の位相検出器(PFD)とローパス・フィルタは、VCO入力の電圧を

動作

調整して、コントローラの外付け下側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入力電圧は、FREQピンで設定済みの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BG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。LTC7804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。

V_{IN}がV_{OUT}より高い場合の動作

入力電圧V_{IN}が上昇してV_{OUT}の安定化電圧より高くなると、昇圧コントローラの動作は、モード、インダクタ電流、およびV_{IN}の電圧に応じて変わります。強制連続モードでは、V_{IN}がV_{OUT}の安定化電圧を超えると、ループが機能して上側MOSFETを常にオンに維持します。内部チャージ・ポンプはBOOSTピンから昇圧コンデンサに電流を供給し、十分に高いTG電圧を維持します。

V_{IN}がV_{OUT}の安定化電圧の100%～110%の範囲内にあり、パルススキップ・モードが選択されている場合は、インダクタ電流が電流制限設定値の約3%を超えると、TGがオンします。Burst Mode動作が選択されている場合、TGはインダクタ電流に関係なくオフのままです。

強制連続モードまたはパルススキップ・モードでV_{IN}がV_{OUT}の安定化電圧設定値の110%より高くなると、コントローラはインダクタ電流に関係なくTGを常にオンします。立上がり時のV_{IN}は、ハイサイドMOSFETのボディ・ダイオードに相当するオフセット電圧の分だけ110%の閾値を超える必要があることに注意してください。Burst Modeでは、V_{OUT}が110%の閾値を超えた場合、コントローラはやはりTGをオンしようとします。ただし、Burst Mode動作が原因でデバイスがスリープ状態になっている場合、内部のチャージ・ポンプはディスエーブルされます。チャージ・ポンプがオフの場

合、昇圧コンデンサは放電する可能性があるため、TGの電圧は、上側MOSFETを完全なオン状態に維持するには不十分になります。この状況で上側MOSFETのボディ・ダイオードでの消費電力が過剰にならないようにするには、デバイスを強制連続モードまたはパルススキップ・モードに切り替えてチャージ・ポンプをイネーブルします。あるいは、ショットキー・ダイオードを上側MOSFETと並列に接続する方法もあります。

低入力電圧時の動作

LTC7804は、0Vまで動作するレールtoレールの電流コンバータを内蔵しています。このため、昇圧コンバータの最小入力電圧は、昇圧コンバータ構造の実用上の制限によって決まります。入力電圧は4.5VのV_{BIAS}制限値より低くなる可能性があるため、図11の標準的応用例の回路に示すように、V_{BIAS}を昇圧コントローラの出力に接続することができます。これによって昇圧コントローラは、出力電圧レギュレーションを維持しながら、非常に低い入力電圧トランジェントを処理できます。

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C_B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を通じて再充電されます。昇圧電源を必要なバイアス・レベルに保つために、2つの考慮事項があります。起動時に、UVLOがローになってから100μs以内に下側MOSFETがオンしない場合、下側MOSFETは約400nsの累積オン時間の間オンになることを強制されます。この強制リフレッシュにより、BOOST-SW間に十分な電圧が発生するので、ブートストラップ・コンデンサC_Bを充電するために最初の数サイクルを待つことなく、上側MOSFETを完全に導通できる状況になります。また、BOOSTに必要なバイアスを維持するチャージ・ポンプも内蔵しています。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

値の小さな抵抗による電流検出

ディスクリット抵抗を使用した代表的な検出回路を図 2a に示します。R_{SENSE}は必要な出力電流に基づいて選択します。

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閾値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インダクタ電流 I_{L(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。

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

I_{L(MAX)}の実際の値は、必要な出力電流 I_{OUT(MAX)}に依存しており、次式を使用して計算できます。

$$I_{\text{L(MAX)}} = I_{\text{OUT(MAX)}} \cdot \left(\frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \right)$$

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、電気的特性の表で V_{SENSE(MAX)}の最小値を選択して、スイッチング周波数、インダクタンス、および R_{SENSE}抵抗の許容誤差、ならびに該当する電圧範囲を検討します。

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・サイクルが 50% のときに V_{SENSE}の目標の AC リップル範囲を 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、特にインダクタ値の小さな (< 3μH) アプリケーションや大電流 (> 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、検出ピンへの RC フィルタを使用して補償できます。ESL を適切に相殺するには、RC フィルタの時定数 R_F・C_Fが ESL/R_{SENSE}に等しくなるよう設定します。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

大負荷電流時にできるだけ高い効率が要求されるアプリケーションでは、図 2b に示すように、LTC7804 はインダクタの DCR 両端の電圧降下を検出できます。インダクタの DCR は銅線の小さな値の DC 抵抗を表し、最近の値の小さい大電流インダクタでは、この値が 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 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。

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

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、電気的特性の表で最大電流検出閾値 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を目的の検出抵抗値(RD)に合わせて増減するには、次の分圧器の比を使います。

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

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±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。

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

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、電力損失が最大になるのは、連続モードでのVIN = 1/2VOUTのときです(次式)。

$$P_{LOSS_R1} = \frac{(V_{OUT} - V_{IN}) \cdot V_{IN}}{R1}$$

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

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。

連続導通モードでの平均インダクタ電流の最大値は、平均出力電流の最大値に係数VOUT/VINを掛けた値に等しくなります。すなわち、IL(MAX) = IOUT(MAX)・VOUT/VINです。最大出力電流は、VINが低下するにつれて減少することに注意してください。したがって、IL(MAX)をどう選択するかは、通常動作時の最小入力電圧(VIN)における安定化出力電圧(VOUT)の最大負荷電流により異なります。所定のVINに対する負荷電流制限値を超えた場合は、IL(MAX) = IOUT(MAX)・VOUT/VINの式が満たされるまでVOUTは低下します。更に、出力が過電圧(VIN > VOUT)状態のとき、上側スイッチは常にオンしており、最大負荷電流はIL(MAX)に等しくなります。昇圧レギュレータのインダクタのリップル電流ΔILは、次式で表されます。

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

大きな値のΔIL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、ΔIL = 0.3 IL(MAX)です。ΔILが最大になるのは、VIN = 1/2VOUTのときです。

インダクタの値は、2次的な影響も与えます。必要な平均インダクタ電流が減少した結果、ピーク電流が、RSENSE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(ΔIL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。

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ブデン・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

アプリケーション情報

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。インダクタの飽和電流の設計余裕をとるため、飽和電流の許容誤差と温度の影響を見込む必要があります。

パワー MOSFET の選択

LTC7804 コントローラには、2つの外付けパワー MOSFET を選択する必要があります。1つは下側 (メイン) スイッチ用の N チャンネル MOSFET であり、もう1つは上側 (同期) スイッチ用の 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。

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

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

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。

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

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

ここで、 δ は $R_{DS(ON)}$ の温度依存性 ($\delta \approx 0.005/^{\circ}\text{C}$)、 R_G は MOSFET の内部ゲート抵抗、 R_{DR} は MOSFET のミラー閾値電圧での実効ドライブ抵抗です ($R_{DR} \approx 2\Omega$)。 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、下側の N チャンネル MOSFET の式には遷移損失の項が追加されており、これは出力電圧が高いときに最も大きくなります。 V_{OUT} が 20V より低く、スイッチング周波数が中程度の場合、大電流での効率は一般に大型の MOSFET を使用すると向上しますが、 V_{OUT} が 20V より高いときは遷移損失が急激に増加するので、 $R_{DS(ON)}$ が大きく C_{MILLER} が小さい MOSFET を使用した方が実際には効率が高くなります。同期 MOSFET の損失は、下側スイッチのデューティ・ファクタが低く出力電圧が高い場合、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

昇圧コンバータの入力リップル電流は連続しているので、(出力リップル電流と比較して) 相対的に低くなります。昇圧コンバータの入力コンデンサ C_{IN} の電圧定格は、ゆとりを持って最大入力電圧を超えるようにします。セラミック・コンデンサは過電圧状態には比較的耐えることができますが、アルミ電解コンデンサはそうではありません。入力コンデンサに過度のストレスを与える可能性のある過電圧トランジェントに関して、入力電圧の特性を必ず評価してください。

アプリケーション情報

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

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

$$V_{RIPPLE} = \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{C_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot f} V$$

ESR 両端の電圧降下によるリップルは次式で与えられます。

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

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

出力電圧の設定

LTC7804 の出力電圧は、図 3 に示されているように、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。

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

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。

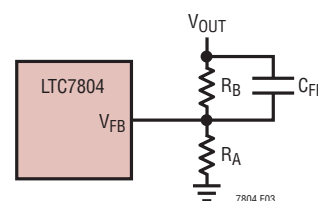


図 3. 出力電圧の設定

RUN ピン

LTC7804 は RUN ピンを使用してイネーブルします。このピンの立ち上がり閾値は 1.2V で、100mV のヒステリシスがあります。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ィスエーブルされます。この状態では、LTC7804 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ますので、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。

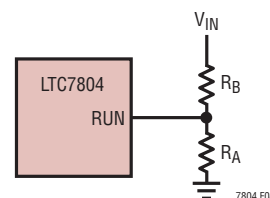


図 4. RUN ピンを UVLO として使用

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

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

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

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

アプリケーション情報

R_A – R_B の分圧器を流れる電流はLTC7804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乘せられるので、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、 $M\Omega$ 単位の抵抗値が必要になることがあります。

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。

ソフトスタート(SSピン)

V_{OUT} の起動はSSピンの電圧によって制御されます。SSピンの電圧が1.2Vの内部リファレンスより低いと、LTC7804は V_{FB} ピンの電圧を1.2VではなくSSピンの電圧に安定化します。

図5に示されているように、ソフトスタートは、コンデンサをSSピンから接地するだけでイネーブルされます。内部12.5 μ A電流源がこのコンデンサを充電して、直線的に変化するランプ電圧をSSピンに発生させます。LTC7804は V_{FB} ピンの電圧(したがって V_{OUT})をSSピンの電圧に従って安定化するので、 V_{OUT} は最終的な安定化電圧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。

$$t_{SS} = C_{SS} \cdot \frac{1.2V}{12.5\mu A}$$

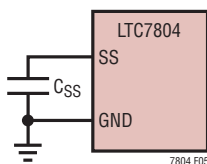


図5. SSピンを使ったソフトスタートの設定

INTV_{CC}レギュレータ

LTC7804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_{BIAS} 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LTC7804の内部回路のほとんどに電

力を供給します。 V_{BIAS} LDOとEXTV_{CC} LDOは、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、2.2 μ F以上のセラミック・コンデンサでグラウンドにバイパスする必要があり、できるだけピンに近づけて配置します。どのような種類のバルク・コンデンサを使用する場合でも、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、1 μ F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。

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、LTC7804の最大ジャンクション温度定格を超える恐れがあります。INTV_{CC}の電流はゲート充電電流が中心となるので、 V_{BIAS} LDOまたはEXTV_{CC} LDOのどちらで供給してもかまいません。EXTV_{CC}ピンの電圧が4.7Vより低いと、 V_{BIAS} LDOがイネーブルされます。この場合のデバイスの消費電力は最大となり、 $V_{BIAS} \cdot I_{INTVCC}$ 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に与えられている式を使って推定できます。例えば、70°Cの周囲温度でEXTV_{CC}電源を使用しない場合、40V電源から流れるLTC7804のINTV_{CC}電流は、QFNパッケージでは、次に示すように20mA未満に制限されます。

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

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

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

最大ジャンクション温度を超えないようにするには、 V_{BIAS} が最大のときに強制連続モード(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。

EXTV_{CC}ピンに印加される電圧が4.7Vを超えると、 V_{BIAS} 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。

アプリケーション情報

INTV_{CC}に外部電源から電力を供給すれば大幅な熱利得を実現できます。また、外部電源を別のスイッチング・レギュレータから引き出す場合は、効率も向上できます。このためには、レギュレーション点(INTV_{CC})より高い外部電源にEXTV_{CC}ピンを直接接続します。

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82°Cに減少します。

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

また、MSOPパッケージでは125°Cから82°Cに減少します。

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

EXTV_{CC}の可能な3つの接続方法を次のリストにまとめておきます。

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_{IN}に直接接続します。この方法を使用できるのは、V_{BIAS}をV_{OUT}に接続していて、レギュレータの最大入力電圧が30V以下の場合です。この方法により、レギュレータは非常に低い入力電圧条件(V_{IN} < 4.5V)を乗り切り、V_{IN} > 4.7Vの条件では熱特性上の大きなメリットが得られます。
3. EXTV_{CC}を外部電源に接続します。この方法を使用できるのは、MOSFETのゲート駆動条件と互換性がある外部電源を5V~30Vの範囲で利用できる場合です。この電源の電圧はV_{BIAS}より高くても低くてもかまいませんが、EXTV_{CC}の電圧が低いほど効率は高くなります。

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、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をオンにすると、ドライバは目的のMOSFETのゲートとソースの間に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。標準的応用例では、C_Bの適切な値は0.1μF~0.47μFの範囲内です。スイッチ・ノード電圧SWはV_{OUT}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出力電圧より高くなります。V_{BOOST} =

V_{OUT} + 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の適切な値は0.1μF~0.47μFの範囲内です。外付けダイオードD_Bの逆ブレイクダウン電圧はV_{OUT(MAX)}より大きくなければなりません。

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。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、昇圧コンバ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。

上側MOSFETドライバには、BOOSTピンからブートストラップ・コンデンサに電流を供給する内部チャージ・ポンプが組み込まれています。この充電電流により、パススルー状態や過電圧状態のとき上側MOSFETを常にオン状態に保つのに必要なバイアス電圧が維持されます。パススルー状態または過電圧状態に対応するアプリケーションでは、上側ドライバ用のショットキー・ダイオードまたはPN接合ダイオードとして、チャージ・ポンプが供給可能な出力電流より逆方向のもれ電流が少ないものを選択します。異なる動作条件で使用可能なチャージ・ポンプの電流を示す曲線を、代表的な性能特性のセクションに示します。

フェーズ・ロック・ループと周波数同期

LTC7804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、下側MOSFETのターンオンを、PLLIN/SPREADピンに加えられる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同期することがありません。

アプリケーション情報

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・コンデンサがVCO入力の電圧を保持します。LTC7804は、周波数がLTC7804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。

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づける必要はありませんが、そうすると、PLLがロックするときに動作周波数が広範囲にわたって変化せずに済みます。

LTC7804は、外部クロックに同期しているとき、MODEピンをBurst Mode動作または強制連続動作に設定した場合は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、LTC7804は同期しているときパルス・スキップ動作を維持します。

動作周波数の設定

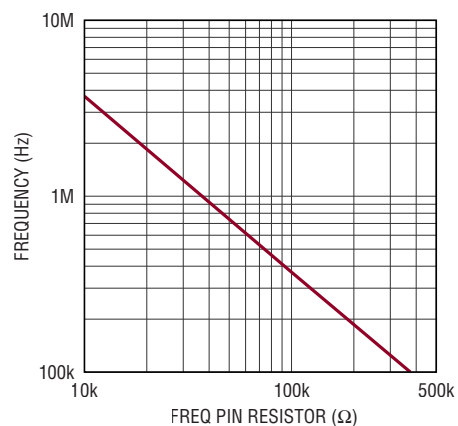
スイッチング周波数は、表1に示すように、FREQピンまたはPLLIN/SPREADピンを使用して設定します。

表1.

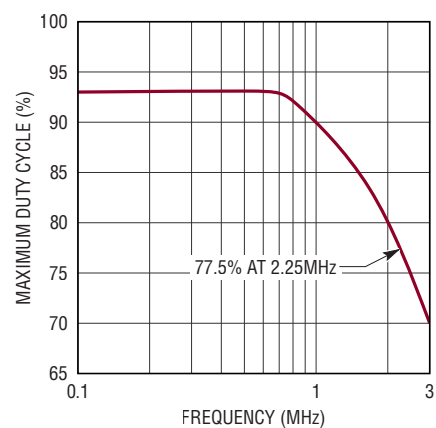
FREQピン	PLLIN/SPREADピン	周波数
0V	0V	375kHz
INTV _{CC}	0V	2.25MHz
Resistor	0V	100kHz to 3MHz
Any of the Above	External Clock 100kHz to 3MHz	Phase-Locked to External Clock
Any of the Above	INTV _{CC}	Spread Spectrum f_{OSC} Modulated 0% to +20%

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6aまたは次式を基にして、FREQピンの抵抗を選択します。

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



(a) Relationship Between Oscillator Frequency and Resistor Value at the FREQ Pin



(b) Relationship Between Maximum Duty Cycle and Operating Frequency

図6. 動作周波数の設定

動作周波数に関する更なる制約条件は、昇圧コンバータの最大デューティ・サイクルに起因します。最大デューティ・サイクルは $DC_{MAX} = (1 - V_{IN(MIN)}/V_{OUT}) \cdot 100\%$ で概算できますが、図6bに示すように制限されています。低周波では、要求されるデューティ・サイクルが93%より高い場合、出力が

アプリケーション情報

レギュレーションを失います。高周波では、定周波動作を維持するために使用できる最大デューティ・サイクルが更に低くなります。この領域では、出力電圧のレギュレーションを維持するために高いデューティ・サイクルが必要な場合、コンローラは上側 MOSFET (TG) のターンオンをスキップし、複数のクロック・サイクルにわたって下側 MOSFET (BG) をオンのままにして、実質的に低い周波数で高いデューティ・サイクルを実現します。最大デューティ・サイクルを、図 6b に示す曲線より低い値に制限する周波数を選択します。

スイッチング・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

LTC7804 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 動作が選択されます。LTC7804 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

レータが上側 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導通状態で動作します。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、インダクタ電流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、下側 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。

アプリケーション情報

最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ は、LTC7804 が下側 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下側 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。

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

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。 V_{IN} が高くなると、スキップされるサイクル数も増えます。 V_{IN} が V_{OUT} より高くなると、ループは上側 MOSFET を常時オンに維持します。LTC7804 の最小オン時間は約 80ns です。

障害状態: 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 LTC7804 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} の電源電圧が急激に低下して、LTC7804 全体が実質的にシャットダウンします。ジャンクション温度が低下して約 160°C まで戻ると、INTV_{CC} LDO はオンに戻ります。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。

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。

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

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、LTC7804 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_{BIAS} 電流、2) INT_{CC} レギュレータの電流、3) I^2R 損失、4) 下側 MOSFET の遷移損失です。

1. V_{BIAS} 電流は電気的特性の表に記載されている DC 電源電流であり、これには MOSFET ドライバ電流や制御電流は含まれません。 V_{BIAS} 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 (d_q) が移動します。それによって生じる d_q/d_t 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。
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} に平均入力電流が流れますが、上側 MOSFET と同期 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。
4. 遷移損失は下側の MOSFET にのみ当てはまり、高い出力電圧 (通常 15V 以上) または高周波 (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 20mΩ~50mΩ で容量が最小 20μF~40μF のコンデンサが必要です。デッド・

アプリケーション情報

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%未満ですが、高いスイッチング周波数で動作する場合は大きくなる場合があります。

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反応するのに数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、 V_{OUT} は $\Delta I_{LOAD} \cdot (ESR)$ に等しい大きさだけシフトします。ここで、ESR は C_{OUT} の等価直列抵抗です。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 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。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 $1\mu s \sim 10\mu s$ で、最大負荷電流の 20%~80% の出力電流パルスによって発生する出力電圧波形と ITH ピンの波形により、帰還ループを開くことなくループ全体の安定性を判断することができます。

パワー MOSFET を出力コンデンサの両端に直接接続し、適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 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 ($> 1\mu F$) 電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷で切替えが行われると、更に大きなトランジェントが発生します。放電したバイパス・コンデンサが実質的に C_{OUT} と並列接続された状態になるため、 V_{OUT} が急激に低下します。負荷スイッチの抵抗が小さく、かつ短時間で駆動されると、どのようなレギュレータでも出力電圧の急激なステップ変化を防止できるほど素早く電流供給を変えることはできません。 C_{LOAD} 対 C_{OUT} の比率が 1:50 より大きい場合は、スイッチの立上がり時間を制御して、負荷の立上がり時間を約 $25 \cdot C_{LOAD}$ に制限するようにしてください。そうすることにより、 $10\mu F$ のコンデンサでは $250\mu s$ の立上がり時間が必要になり、充電電流は約 200mA に制限されるようになります。

設計例

設計例として、 $V_{IN} = 12V$ (公称)、 $V_{IN} = 22V$ (最大)、 $V_{OUT} = 24V$ 、 $I_{OUT(MAX)} = 4A$ 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。

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

アプリケーション情報

インダクタンスの値は、リップル電流が30%という前提に基づいて選択します。リップル電流が30%の最小インダクタンスは次のとおりです。

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

リップルが最大になるのは $V_{IN} = 1/2 V_{OUT} = 12V$ のときであり、このとき平均の最大インダクタ電流は $I_{L(MAX)} = I_{OUT(MAX)} \cdot (V_{OUT}/V_{IN}) = 8A$ です。2.4μHのインダクタは31%のリップル電流を発生します。ピーク・インダクタ電流は、DCの最大値にリップル電流の1/2を加えた値(つまり9.25A)になります。

最小オン時間は、以下のように最大 V_{IN} で発生します。

$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{OUT} - V_{IN(MAX)}}{V_{OUT} \cdot f} = \frac{2V}{24V \cdot 1MHz} = 83ns$$

最小オン時間の規格値(80ns)を満たしていない場合、LTC7804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。

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。

$$R_{SENSE} \leq \frac{45mV}{9.25A} \approx 0.004\Omega$$

更なる余裕を見込むため、小さい値の R_{SENSE} 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、 $R_A = 11.3k$ および $R_B = 215k$ のとき、出力電圧は24.032V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LTC7804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を最初に選択するときに役立ちます。下側のMOSFETでは、遷移損失の方が I^2R 損失より大きくなる可能性が高いと考えられます。したがって、ゲート電荷

の少ないMOSFETではなく、 $R_{DS(ON)}$ の大きいMOSFETを選択して、複合損失項を最小限に抑えてください。上側の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、上側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、下側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。ゲート駆動電圧が5.15V($INTV_{CC}$)に制限されるため、必ずロジック・レベルの閾値を備えたMOSFETを選択するようにしてください。

C_{OUT} は、出力の方形波電流を除去できるように選択します。出力コンデンサの最大電流のピーク値は次のとおりです。

$$\begin{aligned} I_{OUT(PEAK)} &= I_{L(MAX)} \cdot \left(1 + \frac{RIPPLE\%}{2} \right) - I_{OUT(MAX)} \\ &= 8 \cdot \left(1 + \frac{31\%}{2} \right) - 4 = 5.24A \end{aligned}$$

低ESR(5mΩ)のコンデンサを推奨します。このコンデンサは、出力電圧リップルを26.2mVに制限します(ESRがリップルの主要因と仮定)。

ソフトスタートを10msにする場合は、SSピンのコンデンサとして0.1μFを選択します。第1段階としてバイアス部品について想定し、 $C_{INTVCC} = 4.7\mu F$ 、昇圧電源コンデンサ $C_B = 2.2\mu F$ を選択します。TGゲート駆動電圧は(SWを基準にして)4.5~5V程度にします。低すぎる場合は、 C_B を大きくするか、順方向電圧降下の小さい昇圧ダイオードを使用します。

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。

アプリケーション情報

これらの項目は、図7のレイアウト図でも説明されています。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. 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。LTC7804のグラウンド・ピンとC_{INTVCC}のグラウンド帰還路は、1つにまとめたC_{OUT}の(-)端子に戻す必要があります。上側NチャンネルMOSFET、下側NチャンネルMOSFET、および高周波の(セラミック)コンデンサC_{OUT}によって形成されるループの面積は、必要な場合は短いリード、平面接続、および複数の並列ビアを使用して最小限に抑えてください。
2. LTC7804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で一緒に配線されていますか。SENSE⁺とSENSE⁻の間のフィルタ・コンデンサは、できるだけデバイスに近付けて配置します。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。
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、LTC7804の出力側に配置し、外層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(できれば内層の)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と、コントローラIC(SWおよびGND)へのそれぞれの帰還経路で形成されるループのインダクタンスを最小限に抑えます。
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。

7. コントローラ、バイアス、およびプルアップ接続箇所への接続とは対照的に、別々のパターンおよびビアを使用して、INTV_{CC}のコンデンサとBOOSTのダイオードを接続します。

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効です。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。

V_{BIAS}をその公称レベルより低くして、最大デューティ・サイクルでのレギュレータの動作を確認します。出力をモニタしながらV_{BIAS}を更に低くして動作を確認し、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

アプリケーション情報

(C_{OUT} 、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。

標準的応用例

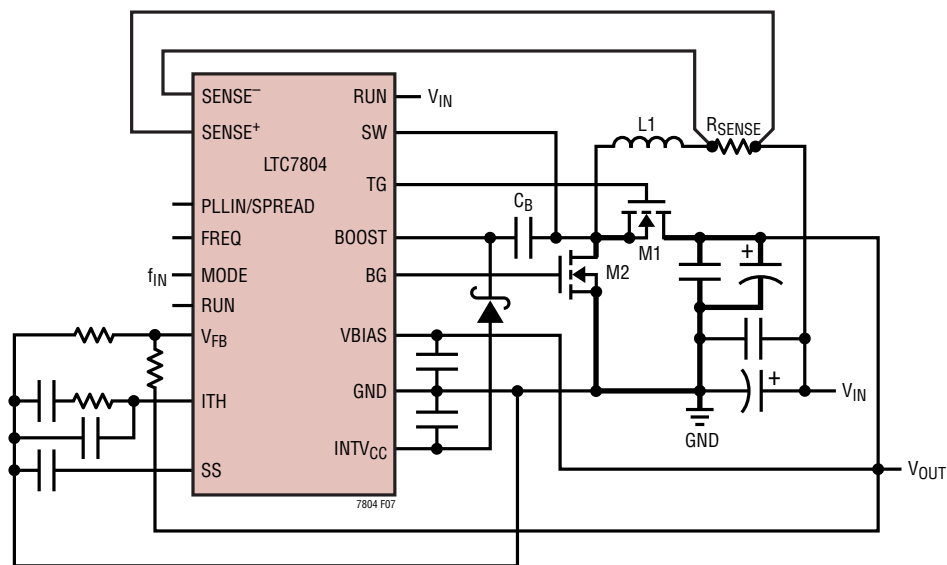


図7. 推奨プリント回路レイアウト図

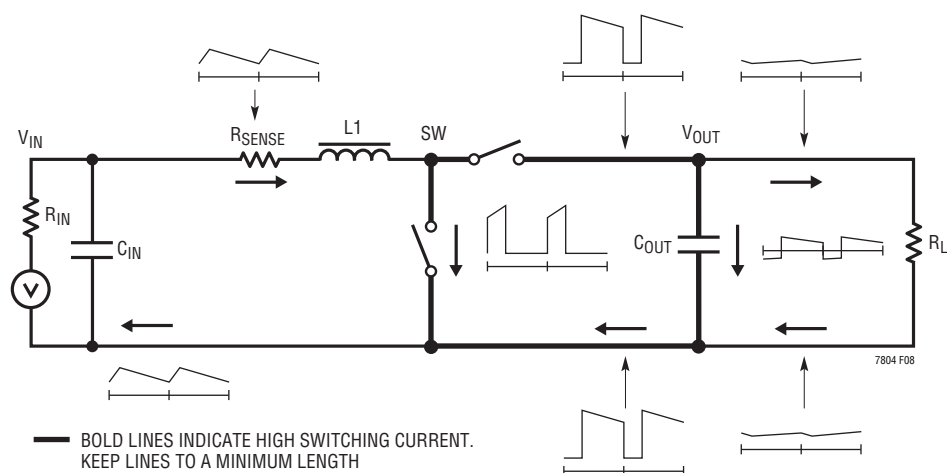
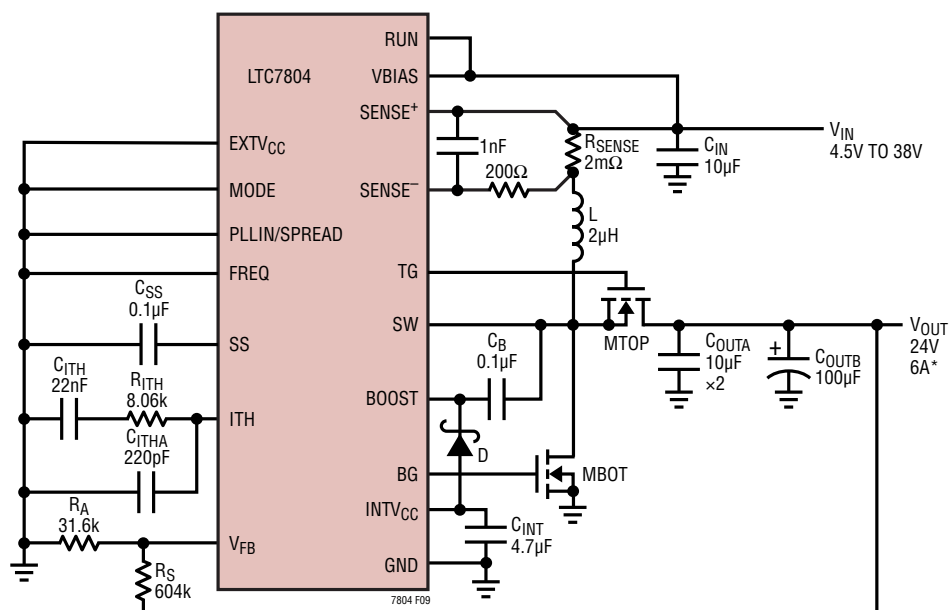


図8. 枝路電流の波形

標準の応用例



C_{IN} , C_{OUTA} : MURATA GCM32EC71H106KA03

C_{OUTB} : SUNCON 63HVPF100M

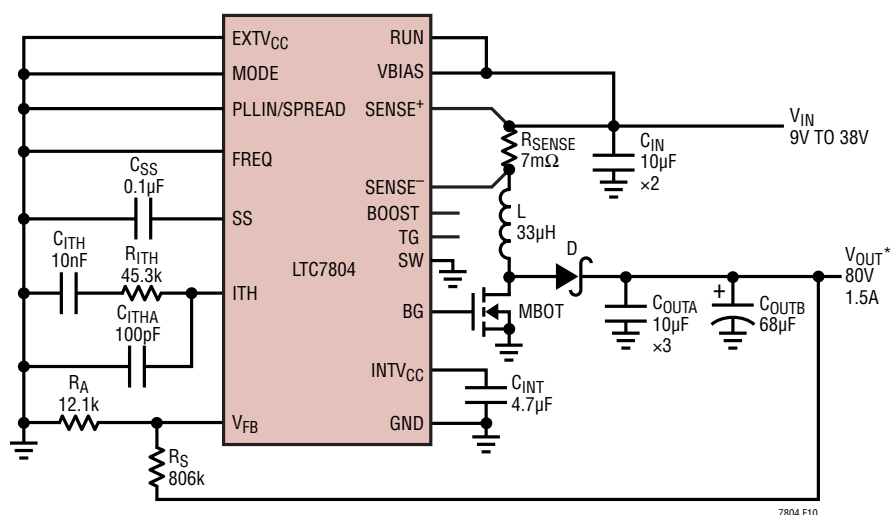
D: INFINEON BAS140W

L: COILCRAFT SER2011-202MLD

MBOT, MTOP: INFINEON BSC059N04LS6

*WHEN $V_{IN} > 24V$, V_{OUT} FOLLOWS V_{IN} ; WHEN $V_{IN} < 9V$, MAXIMUM LOAD CURRENT AVAILABLE IS REDUCED.

図9. 高効率の375kHz、24V昇圧コンバータ



C_{IN} : MURATA GCM32EC71H106KA03

C_{OUTA} : TDK C5750X7S2A106K230KE

C_{OUTB} : SUNCON100CE68LX

D: VISHAY VS-12CWQ10FN-M3

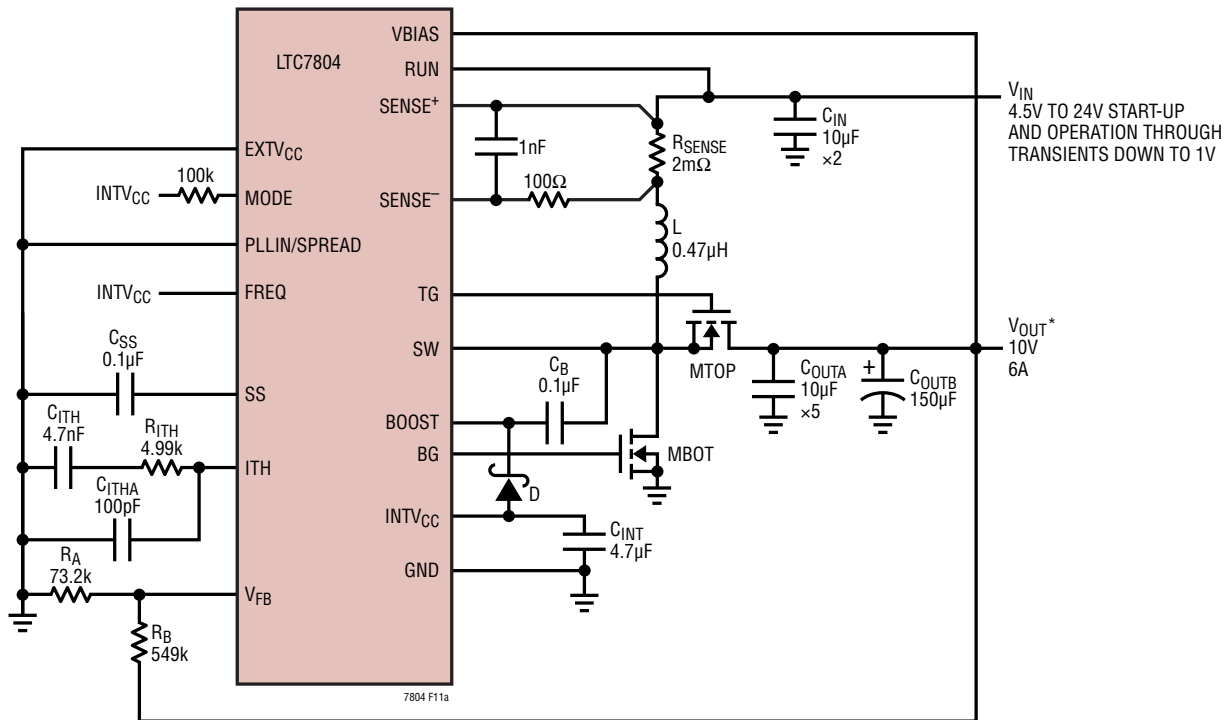
L: COILCRAFT XAL1510-333MEB

MBOT: INFINEON BSC159N10LSF-G

*WHEN $V_{IN} < 24V$, MAXIMUM LOAD CURRENT AVAILABLE IS DERATED BY INPUT CURRENT LIMIT.

図10. I_Q の少ない非同期80V/120W昇圧コンバータ

標準の応用例



C_{IN} , C_{OUTA} : MURATA GCM32EC71H106KA03
 C_{OUTB} : SUNCON 50HVPF150M
 L : WURTH 744355047
 $MBOT$, $MTOP$: INFINEON BSC059N04LS6
 D : INFINEON BAS140W

*WHEN $V_{IN} > 10V$, V_{OUT} FOLLOWS V_{IN} ; WHEN $V_{IN} < 4.5V$, MAXIMUM LOAD CURRENT AVAILABLE IS REDUCED.

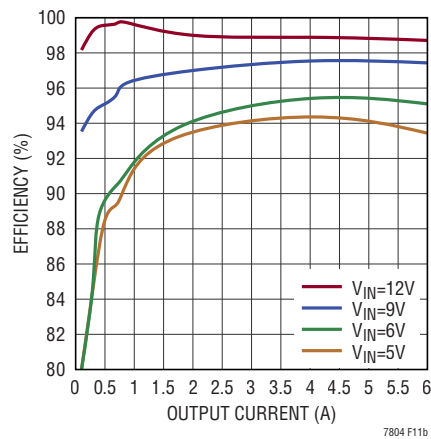
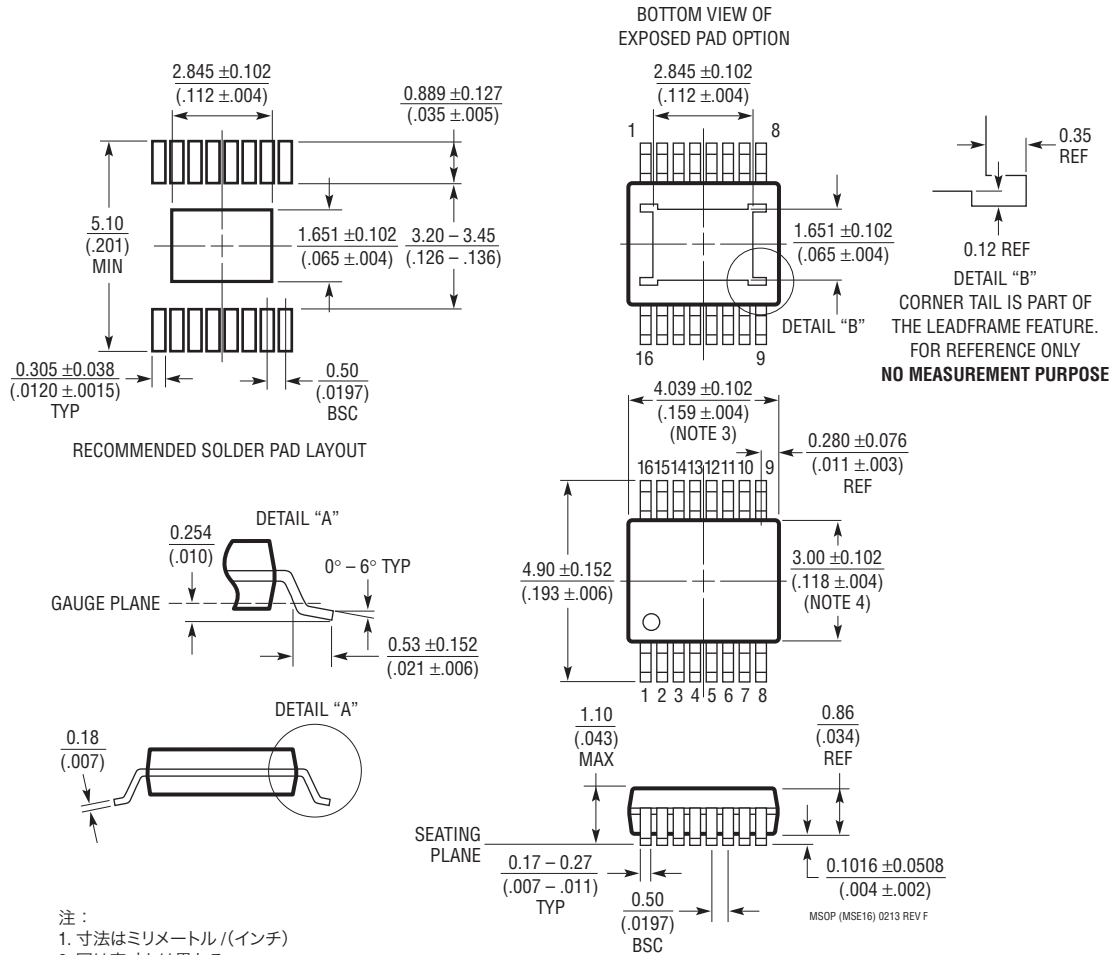


図11. 高効率の2.25MHz、10V 昇圧コンバータ

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

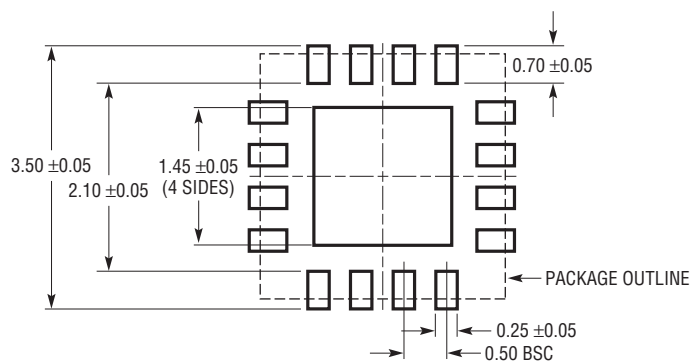


注：

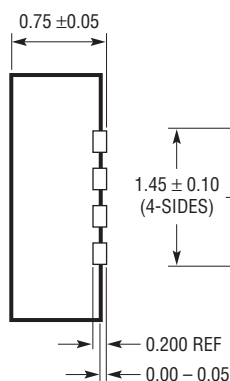
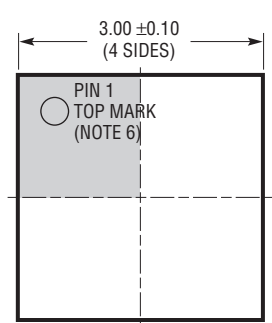
1. 寸法はミリメートル / (インチ)
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない。
モールドのバリ、突出部、ゲートのバリは片側で 0.152mm (.006 インチ) を超えない
4. 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない。
リード間のバリと突出部は片側で 0.152mm (.006 インチ) を超えない
5. リードの平坦度 (整形後のリードの底面) は最大 0.102mm (.004 インチ) である
6. 露出パッドの寸法にはモールドのバリを含む。露出パッド上のモールドのバリは、各サイドで 0.254mm (.010 インチ) を超えない

パッケージ

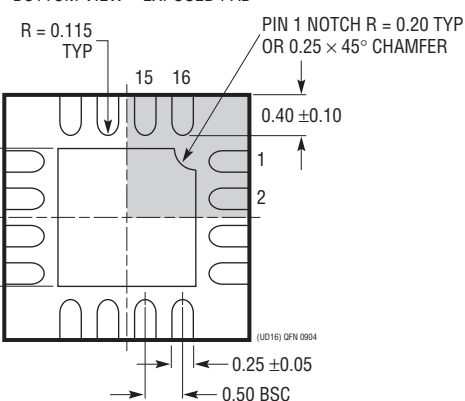
UD Package
16-Lead Plastic QFN (3mm × 3mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1691 Rev 0)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS



BOTTOM VIEW—EXPOSED PAD

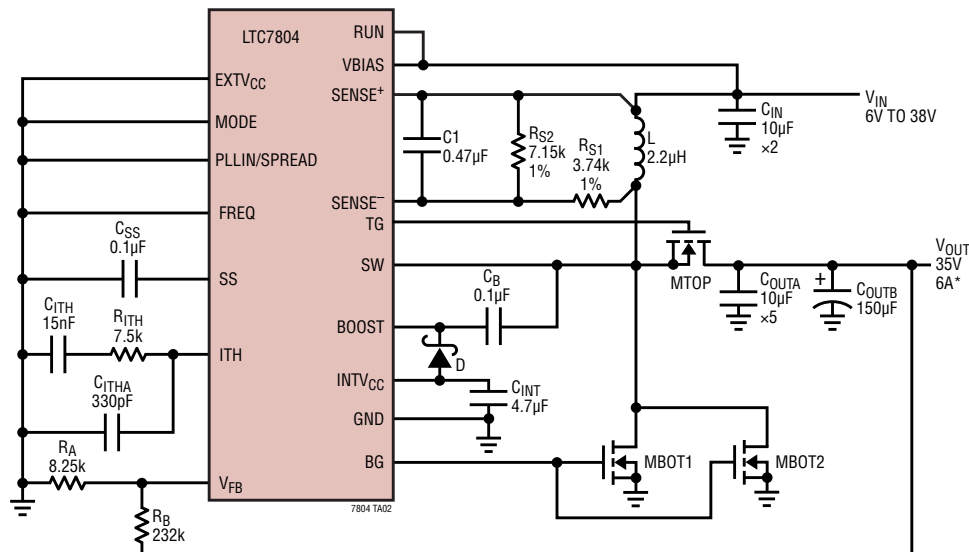


注：

1. 図は JEDEC 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 (存在する場合) はどの側でも 0.15mm を超えない
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すぎない

標準的応用例

DCRによる電流検出機能を備えた高効率の35V昇圧コンバータ



C_{IN}, C_{OUTA}: TDK C3225X5R1H106M250AB
 C_{OUTB}: SUNCON 50HVPF150M
 D: INFINEON BAS140W
 L: COILCRAFT SER2915H-222KL
 MBOT1, MBOT2: INFINEON BSC059N04LS6
 MTOP: INFINEON BSC014N04LSI
 *WHEN V_{IN} > 35V, V_{OUT} FOLLOWS V_{IN}; WHEN V_{IN} < 9V, MAXIMUM LOAD CURRENT AVAILABLE IS REDUCED.

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3787	シングル出力、低自己消費電流、多相同期整流式昇圧コントローラ	4.5V (起動後は2.5Vでも動作) ≤ V _{IN} ≤ 38V, V _{OUT} : 最大60V、固定動作周波数: 50kHz~900kHz、4mm × 5mm QFN-28, SSOP-28
LTC3788/LTC3788-1	デュアル出力、低自己消費電流、多相同期整流式昇圧コントローラ	4.5V (起動後は2.5Vでも動作) ≤ V _{IN} ≤ 38V, V _{OUT} : 最大60V、固定動作周波数: 50kHz~900kHz、5mm × 5mm QFN-32, SSOP-28
LTC3786	低自己消費電流の同期整流式昇圧コントローラ	4.5V (起動後は2.5Vでも動作) ≤ V _{IN} ≤ 38V, V _{OUT} : 最大60V、固定動作周波数: 50kHz~900kHz、3mm × 3mm QFN-16, MSOP-16E
LTC3769	低自己消費電流の60V、同期整流式昇圧コントローラ	4.5V (起動後は2.3Vでも動作) ≤ V _{IN} ≤ 60V, V _{OUT} : 最大60V、固定動作周波数: 50kHz~900kHz、4mm × 4mm QFN-24, TSSOP-20
LTC3784	60Vシングル出力、低自己消費電流、多相同期整流式昇圧コントローラ	4.5V (起動後は2.3Vでも動作) ≤ V _{IN} ≤ 60V, V _{OUT} : 最大60V、固定動作周波数: 50kHz~900kHz、4mm × 5mm QFN-28, SSOP-28
LTC3897	入出力保護機能を備えたPolyPhase®同期整流式昇圧コントローラ	4.5V ≤ V _{IN} ≤ 65V、ゲート駆動電圧: 5V~10V、固定動作周波数: 100kHz~750kHz、TSSOP-38、5mm × 7mm QFN-38
LTC3862/LTC3862-1	シングル出力、多相電流モード昇圧DC/DCコントローラ	4V ≤ V _{IN} ≤ 36V ゲート駆動電圧: 5Vまたは10V、固定動作周波数: 75kHz~500kHz、SSOP-24、TSSOP-24、5mm × 5mm QFN-24
LT3757A/LT3758	昇圧、フライバック、SEPICおよび反転コントローラ	2.9V ≤ V _{IN} ≤ 40V/100V、固定動作周波数: 100kHz~1MHz、3mm × 3mm DFN-10およびMSOP-10E
LTC7818	低I _Q 、3MHz、トリプル出力の降圧/降圧/昇圧同期整流式コントローラ	全ての出力がコールド・クラック時でもレギュレーション状態を維持、4.5V (起動後は1Vまで動作) ≤ V _{IN} ≤ 40V、V _{OUT} (BUCKS): 最大40V、V _{OUT} (BOOST): 最大40V、I _Q = 14µA
LTC3789	高効率、同期整流式4スイッチ昇降圧DC/DCコントローラ	4V ≤ V _{IN} ≤ 38V、0.8V ≤ V _{OUT} ≤ 38V、SSOP-28、4mm × 5mm QFN-28、SSOP-28