

40V、低 I_Q 、デュアル、2相 100% デューティ・サイクル 同期整流式降圧コントローラ

特長

- 広い入力電圧範囲: 4.5V~40V
- 広い出力電圧範囲: 0.8V~40V
- 動作時の低 I_Q
 - 14 μ A (14V~3.3V、チャンネル1がオン)
- PassThru™/100% デューティ・サイクル可能
- スペクトラム拡散動作
- R_{SENSE} または DCR による電流検出
- 位相をずらしたコントローラにより、必要な入力容量と電源誘導ノイズを低減
- プログラブルな固定周波数 (100kHz~3MHz)
- フェーズ・ロック可能な周波数 (100kHz~3MHz)
- 軽負荷時に連続、パルス・スキッピング、または低リップル Burst Mode® 動作のいずれかを選択可能
- パワーグッド出力電圧モニタ
- 内蔵の LDO が V_{IN} または $EXTV_{CC}$ からゲート駆動回路に電力を供給
- シャットダウン時の低 I_Q : 1.5 μ A
- サイド・ウェットプル 28ピン 4mm × 5mm QFN パッケージ
- AEC-Q100 オートモーティブ認証を申請中

アプリケーション

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

概要

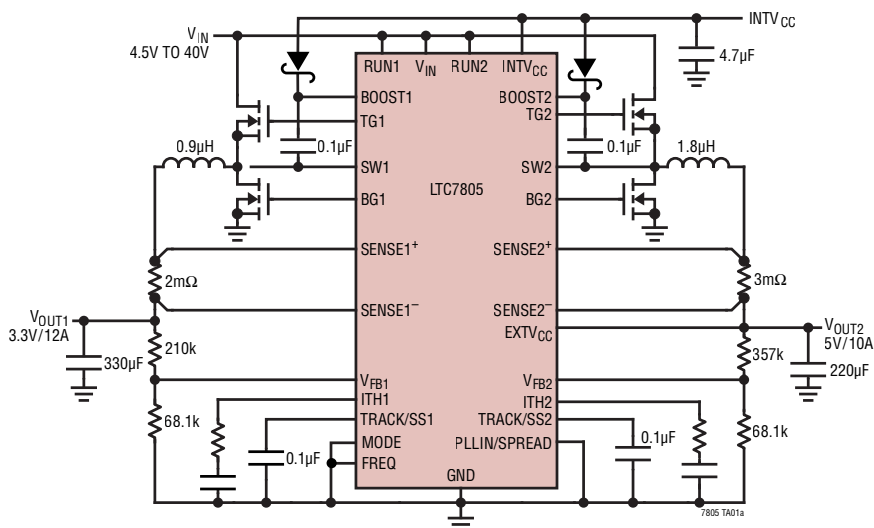
LTC®7805 は、あらゆる N チャンネル・パワー MOSFET 段を駆動する、高性能デュアル同期整流式降圧 DC/DC スイッチング・レギュレータ・コントローラです。固定周波数電流モード・アーキテクチャにより、フェーズ・ロック可能なスイッチング周波数を最大 3MHz まで使用できます。LTC7805 は、4.5V~40V の広い入力電圧範囲で動作します。位相をずらして 2 つのコントローラの出力段を動作させることで、電力損失と電源ノイズを最小限に抑えます。

無負荷時の自己消費電流が非常に小さいため、バッテリー駆動システムでの動作時間が長くなります。また、OPTI-LOOP 補償回路を備えているため、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できます。LTC7805 は、0.8V の高精度リファレンスとパワーグッド出力インジケータを内蔵しています。MODE ピンを使用すれば、軽負荷時の Burst Mode、パルス・スキッピング・モード、連続インダクタ電流モードのいずれかを選択できます。

更に、LTC7805 は、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) 規格に容易に適合できます。

全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例



Rev. 0

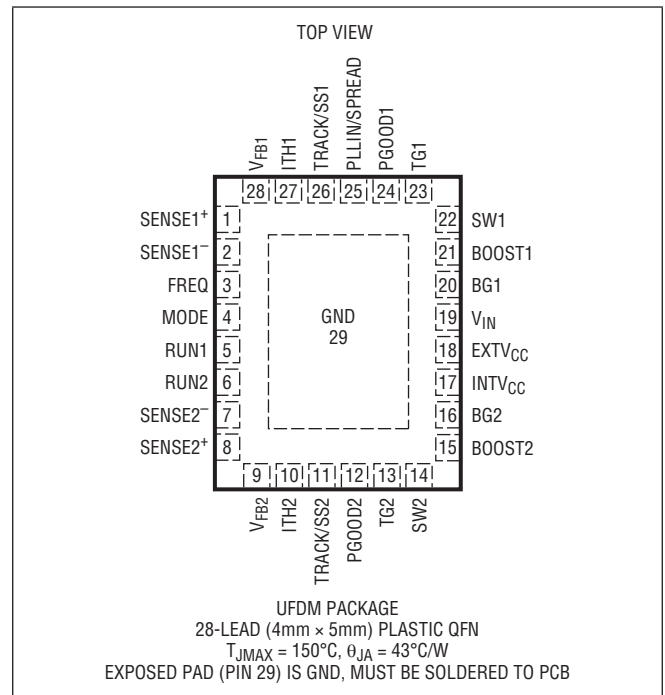
LTC7805

絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN})-0.3V~40V
BOOST1, BOOST2-0.3V~46V
スイッチ電圧 (SW1, SW2)-5V~40V
RUN1, RUN2の電圧-0.3V~40V
I_{TH0} , I_{TH1}-0.3V~30V
EXTV _{CC} の電圧-0.3V~6V
INTV _{CC} の電圧-0.3V~6V
(BOOST1 – SW1)、(BOOST2 – SW2)-0.3V~6V
SENSE1 ⁺ , SENSE1 ⁻ の電圧-0.3V~40V
SENSE2 ⁺ , SENSE2 ⁻ の電圧-0.3V~40V
TRACK/SS1, V_{FB1} の電圧-0.3V~6V
TRACK/SS2, V_{FB2} の電圧-0.3V~6V
MODE, PGOOD1, PGOOD2の電圧-0.3V~6V
PLLIN/SPREAD, FREQの電圧-0.3V~6V
ITH1, ITH2の電圧-0.3V~2V
BG1, BG2, TG1, TG2 (Note 9)
動作ジャンクション温度範囲 (Note 2, 8)	
LTC7805R, LTC7805J-40°C~150°C
保存温度範囲-65°C~150°C
最大ジャンクション温度 (T_J)150°C

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕上げ	テープ&リール	部品マーキング*	パッケージタイプ	温度範囲
LTC7805RUFDM#PBF	LTC7805RUFDM#TRPBF	7805	28ピン(4mm×5mm) プラスチック QFN	-40°C~150°C

オートモーティブ製品**

LTC7805JUFDM#WPBF	LTC7805JUFDM#WTRPBF	7805	28ピン(4mm×5mm) プラスチック QFN	-40°C~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容器のラベルに示されています。

テープ&リール仕様。

一部のパッケージは、指定販売チャンネルを通じて500個入りのリールで購入できます。末尾に#TRMPBFという記号が付きます。

** このデバイスの各バージョンは、オートモーティブ・アプリケーションの品質と信頼性の条件に対応するよう、管理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」というサフィックスで指定されます。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車載信頼性レポートについては、最寄りのアナログ・デバイス代理店までお問い合わせください。

電気的特性

●は、全動作温度範囲に適用される仕様を示し、それ以外の場合、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ です。特に指定のない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $\text{RUN1, 2} > 1.25\text{V}$ 、 $\text{EXTV}_{CC} = 0\text{V}$ です。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Supply (V_{IN})						
V_{IN}	Input Supply Operating Range		4.5		40	V
I_Q	Total Input Supply Current in Regulation	Front Page Circuit, 14V to 3.3V, No Load, $\text{RUN2} = 0\text{V}$		14		μA
Controller Operation						
$V_{OUT1,2}$	Output Voltage Operating Range		0.8		40	V
$V_{FB1,2}$	Regulated Feedback Voltage	(Note 4) $V_{IN} = 4.5\text{V}$ to 40V , ITH1,2 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			± 5	± 50	nA
	Feedback Overvoltage Protection Threshold	Measured at $V_{FB1,2}$ Relative to Regulated $V_{FB1,2}$	7	10	13	%
$g_{m1,2}$	Transconductance Amplifier g_m	(Note 4) ITH1,2 = 1.2V , Sink/Source = $5\mu\text{A}$		1.8		mmho
$V_{SENSE(\text{MAX})}$	Maximum Current Sense Threshold	$V_{FB1,2} = 0.7\text{V}$, $V_{SENSE1,2^-} = 3.3\text{V}$	● 43	50	55	mV
	Matching Between Channels	$V_{SENSE1,2^-} = 3.3\text{V}$	-3.5	0	3.5	mV
$I_{SENSE1,2^+}$	SENSE1, 2 ⁺ Pin Current	$V_{SENSE1,2^+} = 3\text{V}$			± 1	μA
I_{SENSE1^-}	SENSE1 ⁻ Pin Current	$V_{SENSE1^-} \leq 2.8\text{V}$ $3.2\text{V} \leq V_{SENSE1^-} < \text{INTV}_{CC} - 0.5\text{V}$ $V_{SENSE1^-} > \text{INTV}_{CC} + 0.5\text{V}$		2 50 750		μA μA μA
I_{SENSE2^-}	SENSE2 ⁻ Pin Current	$V_{SENSE2^-} = 3.3\text{V}$ $V_{SENSE2^-} > \text{INTV}_{CC} + 0.5\text{V}$		700	± 2	μA μA
	Soft-Start Charge Current	$V_{\text{TRACK/SS1,2}} = 0\text{V}$	10	12.5	15	μA
	RUN Pin ON Threshold	$V_{\text{RUN1,2}}$ Rising	● 1.15	1.20	1.25	V
	RUN Pin Hysteresis			100		mV
DC Supply Current (Note 5)						
	V_{IN} Shutdown Current	$\text{RUN1,2} = 0\text{V}$		1.5		μA
	V_{IN} Sleep Mode Current	$V_{SENSE1^-} < 3.2\text{V}$, $\text{EXTV}_{CC} = 0\text{V}$ One Channel On Both Channels On		15 18	24 30	μA μA
	Sleep Mode Current (Note 3) Only Channel 1 On	$V_{SENSE1^-} \geq 3.2\text{V}$ V_{IN} Current, $\text{EXTV}_{CC} = 0\text{V}$ V_{IN} Current, $\text{EXTV}_{CC} \geq 4.8\text{V}$ EXTV_{CC} Current, $\text{EXTV}_{CC} \geq 4.8\text{V}$ SENSE1 ⁻ Current		5 1 5 10	9 4 10 18	μA μA μA μA
	Sleep Mode Current (Note 3) Both Channels On	$V_{SENSE1^-} \geq 3.2\text{V}$, $\text{EXTV}_{CC} \geq 4.8\text{V}$ V_{IN} Current EXTV_{CC} Current SENSE1 ⁻ Current		1 7 12	4 12 22	μA μA μA
	Pulse-Skipping or Forced Continuous Mode V_{IN} or EXTV_{CC} Current (Note 3)	One Channel On Both Channels On		2 3		mA mA

電気的特性

●は、全動作温度範囲に適用される仕様を示し、それ以外の場合、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ です。特に指定のない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $\text{RUN1, 2} > 1.25\text{V}$ 、 $\text{EXTV}_{CC} = 0\text{V}$ です。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Gate Drivers							
	TG or BG On-Resistance	Pull-Up Pull-Down			1.2 0.6		Ω Ω
	TG or BG Transition Time	(Note 6)					
	Rise Time	C _{LOAD} = 3300pF			20		ns
	Fall Time	C _{LOAD} = 3300pF			10		ns
	TG Off to BG On Delay Synchronous Switch-On Delay Time	C _{LOAD} = 3300pF Each Driver			15		ns
	BG Off to TG On Delay Top Switch-On Delay Time	C _{LOAD} = 3300pF Each Driver			15		ns
t _{ON(MIN)} 1,2	TG Minimum On-Time	(Note 7)			40		ns
	Maximum Duty Factor for TG				100		%
	BOOST Charge Pump Available Output Current	V _{BOOST} = 16V, V _{SW} = 12V, FREQ = 0V, Forced Continuous Mode		100	180		μA
INTV _{CC} Low Dropout (LDO) Linear Regulator							
	INTV _{CC} Regulation Point			5.2	5.4	5.6	V
	INTV _{CC} Load Regulation	I _{CC} = 0mA to 100mA, V _{IN} ≥ 6V I _{CC} = 0mA to 100mA, V _{EXTV_{CC}} ≥ 6V			1.5 1.2	3 2	% %
	EXTV _{CC} LDO Switchover Voltage	EXTV _{CC} Rising		4.5	4.7	4.8	V
	EXTV _{CC} Switchover Hysteresis				250		mV
UVLO	Undervoltage Lockout	INTV _{CC} Rising INTV _{CC} Falling	● ●	4.10 3.75	4.20 3.90	4.40 4.00	V V
Spread Spectrum Oscillator and Phase-Locked Loop							
f _{OSC}	Low Fixed Frequency	V _{FREQ} = 0V, PLLIN/SPREAD = 0V		320	370	420	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} = 12.1kΩ, 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 PLLIN Input Low Level		● ●	2.2		0.5	V V
	Spread Spectrum Frequency Range (Relative to f _{OSC})	PLLIN/SPREAD = INTV _{CC} Minimum Frequency Maximum Frequency			0 20		% %
PGOOD1 and PGOOD2 Outputs							
	PGOOD Voltage Low	I _{PGOOD1,2} = 2mA			0.2	0.4	V
	PGOOD Leakage Current	V _{PGOOD1,2} = 5V				±1	μA
	PGOOD Trip Level V _{FB} Relative to Set Regulation Point	V _{FB} Rising Hysteresis		7	10 2.5	13	% %
		V _{FB} Falling Hysteresis		−13	−10 2.5	−7	% %
	PGOOD Delay for Reporting a Fault				25		μs

電気的特性

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

Note 2: LTC7805Rは-40°C～150°Cの動作ジャンクション温度範囲で仕様規定されており、LTC7805Jは-40°C～150°Cの動作ジャンクション温度範囲での動作が確保されています。ジャンクション温度が高い場合、動作寿命が短くなります。これらの仕様を満たす最大周囲温度は、具体的な動作条件と、ボード・レイアウト、パッケージの熱抵抗定格値、およびその他の環境条件との組み合わせによって決まります。ジャンクション温度(T_J , °C)は、周囲温度(T_A , °C)と消費電力(P_D , ワット)から次式により計算します。 $T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})$ 、ここで、 θ_{JA} (°C/W)はパッケージの熱抵抗です。

Note 3: $SENSE1^- \geq 3.2V$ または $EXTV_{CC} \geq 4.8V$ の場合、 V_{IN} の電源電流がこれらのピンに流れて、入力電源の合計自己消費電流が減少します。 $SENSE1^-$ のバイアス電流は、 $I_{VIN1} = I_{SENSE1^-} \cdot V_{OUT1} / (V_{IN1} \cdot \eta)$ の式に従ってチャンネル1入力電源に反映されます。ここで、 η は効率です。 $EXTV_{CC}$ のバイアス電流は、出力によってバイアスされる場合、同様に入力電源に反映されます。入力電源電流を最小限に抑えるには、チャンネル1を3.2Vを超える最小出力電圧になるように選択し、 $EXTV_{CC}$ を4.8Vを超える最小出力電圧に接続します。

Note 4: LTC7805は帰還ループでテストされます。このループでは、 $V_{TH1,2}$ を規定の電圧にサーボ制御し、得られたVFB1,2を測定します。85°Cでの仕様は、製造時にはテストされておらず、設計、特性評価、および他の温度での製造時テストとの相関関係によって確保されています。

Note 5: 動的な電源電流は、スイッチング周波数でゲート電荷が供給されるため増加します。[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%のレベルで測定しています。遅延時間は50%レベルで測定しています。

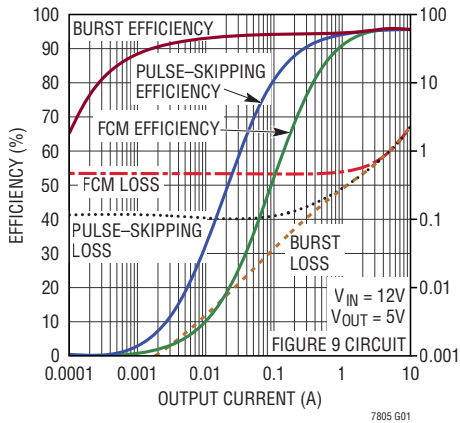
Note 7: 最小オン時間の条件は、 $I_L(MAX)$ の40%を超えるインダクタのピークtoピーク・リップル電流に対して仕様規定されています([アプリケーション情報のセクションの最小オン時間の考慮事項](#)を参照)。

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

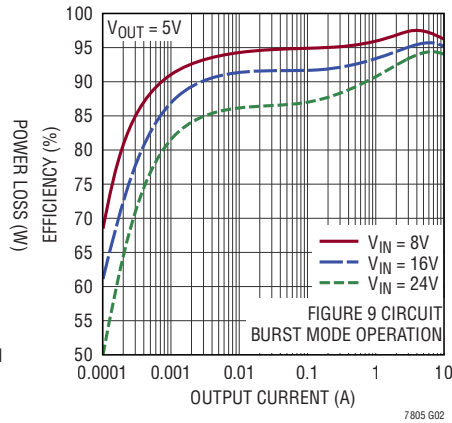
Note 9: これらのピンには電圧源または電流源を印加しないでください。これらには容量性負荷のみを接続する必要があります。そうでない場合、恒久的な損傷が生じるおそれがあります。

代表的な性能特性

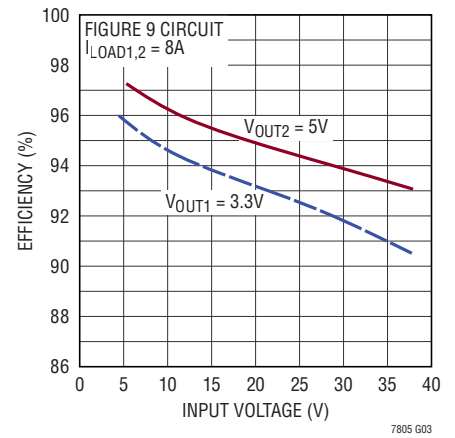
効率および電力損失と
負荷電流の関係



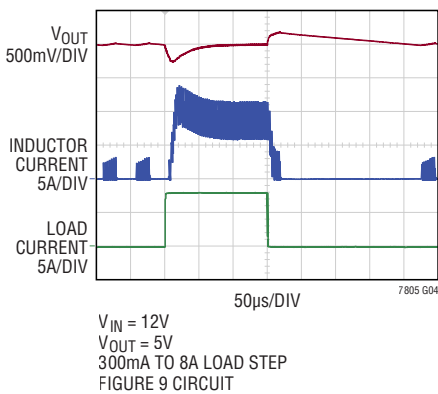
効率と負荷電流の関係



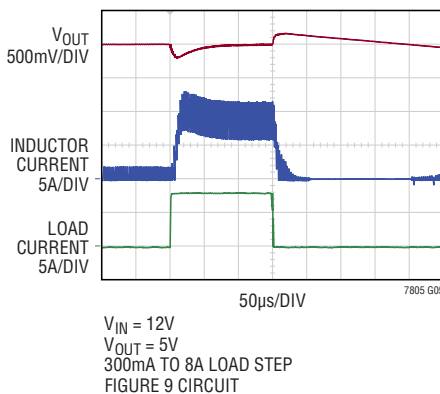
効率と入力電圧の関係



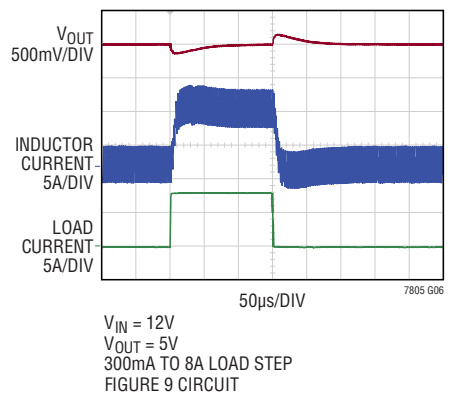
負荷ステップ
バーストモード動作



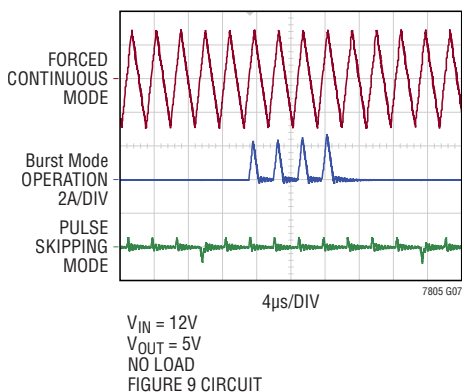
負荷ステップ
パルス・スキッピング・モード



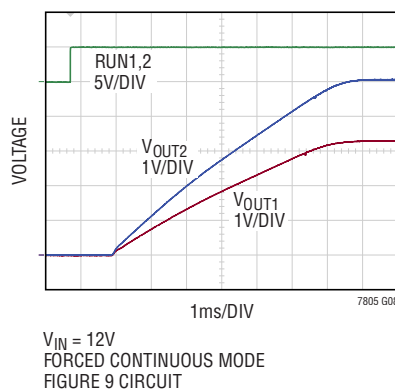
負荷ステップ
強制連続モード



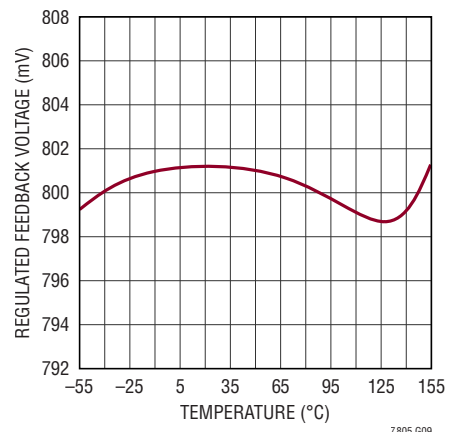
軽負荷時のインダクタ電流



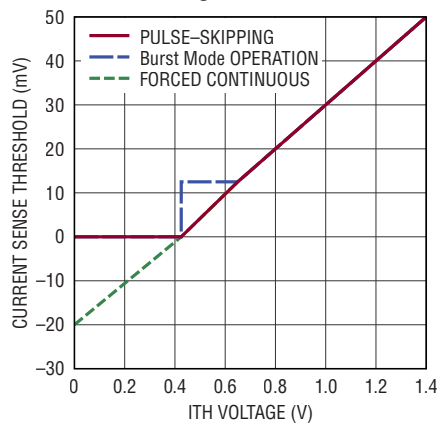
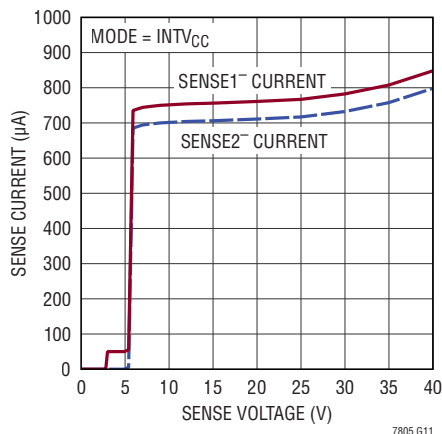
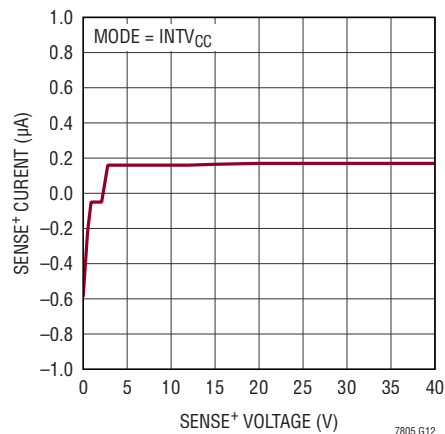
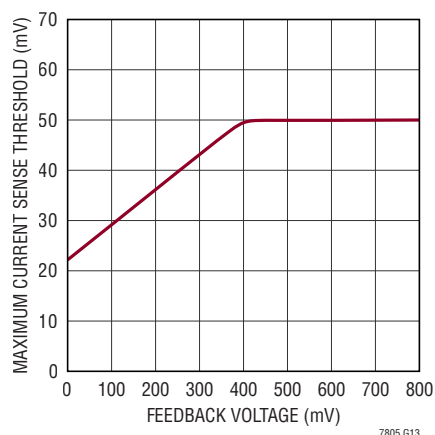
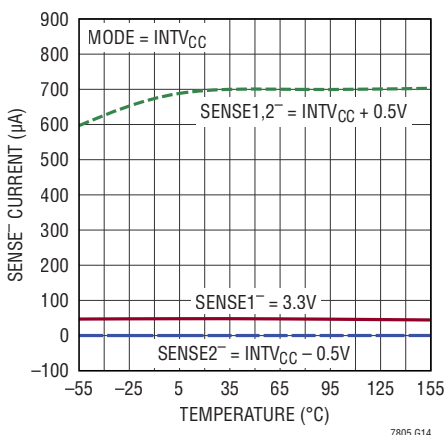
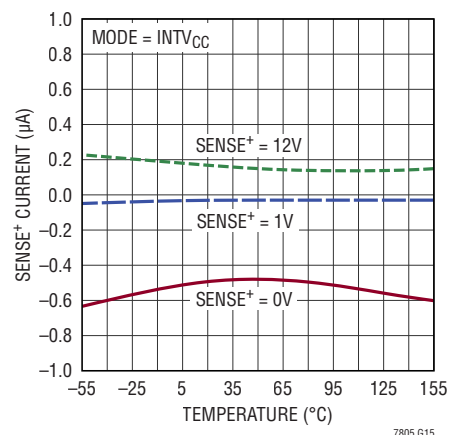
ソフト・スタートアップ



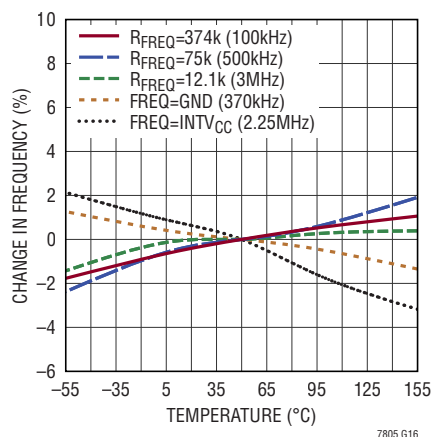
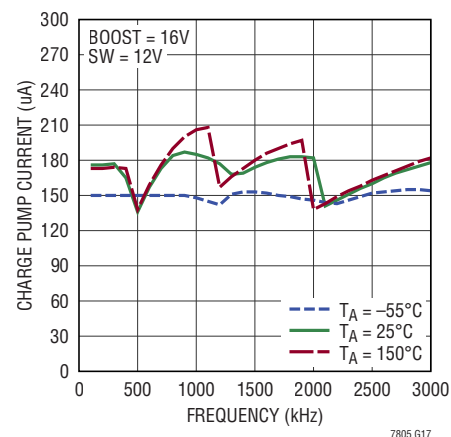
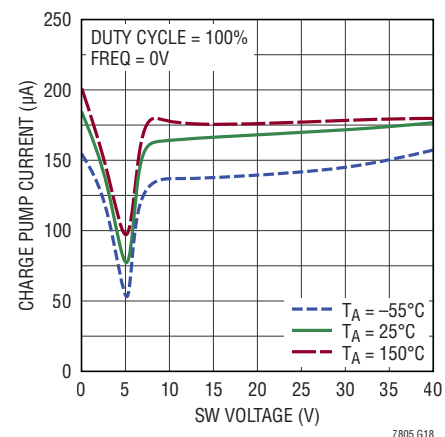
レギュレーション後の帰還電圧の
温度特性



代表的な性能特性

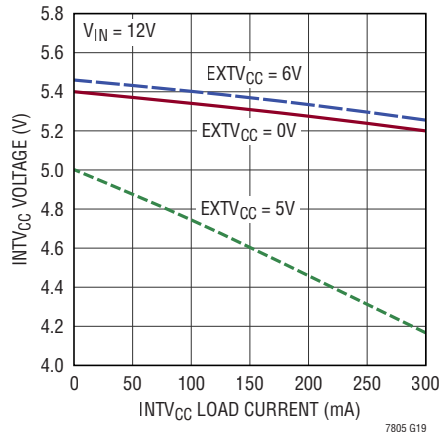
電流検出閾値
と ITH 電圧の関係SENSE1,2⁻ 入力電流と
V_{SENSE} 電圧の関係SENSE1,2⁺ 入力電流と
V_{SENSE} 電圧の関係フォールドバック
電流制限SENSE1,2- 入力電流の
温度特性SENSE1,2+ 入力電流の
温度特性

発振周波数の温度特性

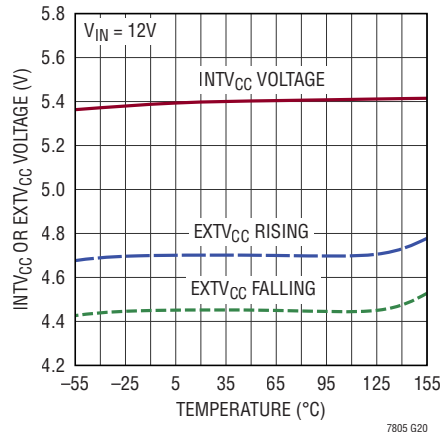
BOOST チャージ・ポンプ
出力電流の周波数特性BOOST チャージ・ポンプ
出力電流と SW 電圧の関係

代表的な性能特性

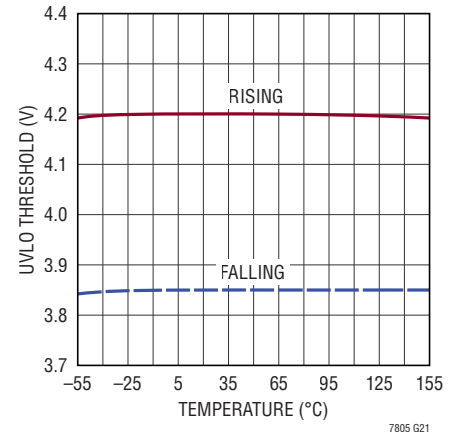
INTV_{CC}の負荷レギュレーション



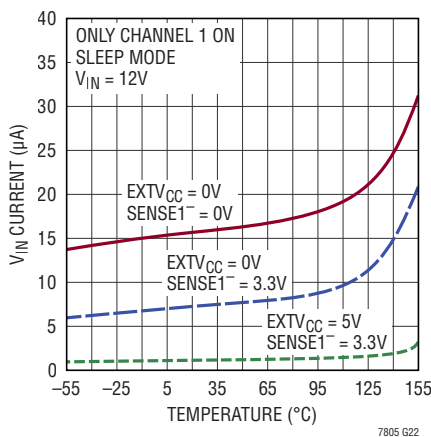
EXTV_{CC} スイッチオーバーおよび
INTV_{CC} 電圧の温度特性



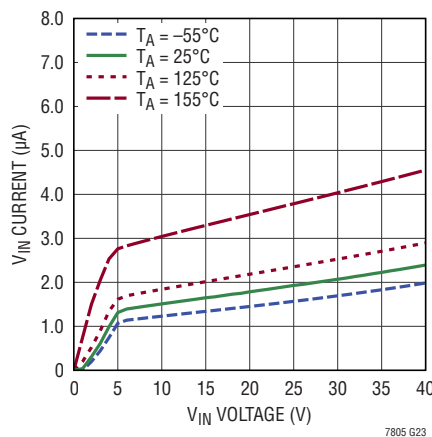
INTV_{CC} 低電圧ロックアウト閾値の
温度特性



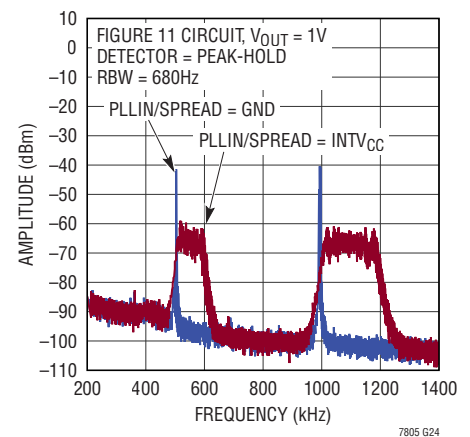
V_{IN} 自己消費電流の温度特性



シャットダウン電流と
V_{IN} 入力電圧の関係



出力電圧のノイズ・スペクトル



ピン機能

SENSE1⁺、SENSE2⁺ (ピン1、8) : 差動電流コンパレータの正(+) 入力。ITHピン電圧と、R_{SENSE}と組み合わせられた SENSE⁻ピンとSENSE⁺ピンの間のオフセットを制御することで、電流トリップ閾値を設定します。

SENSE1⁺、SENSE2⁺ (ピン2、7) : 差動電流コンパレータへの負(-) 入力。SENSE⁻ピンは、INTV_{CC}より大きい時に、電流コンパレータに電流を供給します。SENSE1⁻が3.2V以上の場合、V_{IN}の代わりにスリープ・モードでの自己消費電流の大部分も供給して、入力換算の自己消費電流を更に低減させます。

FREQ (ピン3) : 内部発振器の周波数制御ピン。グラウンドに接続すると、スイッチング周波数が370kHzに設定されます。INTV_{CC}に接続すると、スイッチング周波数が2.25MHzに設定されます。FREQピンとグラウンドの間に抵抗を接続することで、100kHz～3MHzの範囲で周波数を設定できます。このピンの容量は最小限にします。

MODE (ピン4) : モード選択入力。この入力、両方のチャンネルに作用し、軽負荷時でのLTC7805の動作を決定します。このピンをグラウンドにプルダウンすると、Burst Mode動作が選択されます。ピンをフロート状態にした場合も、接地された内部の100k抵抗により、Burst Mode動作が選択されま

ピン機能

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になります。このピンを100k抵抗を介してINTV_{CC}に接続すると、パルス・スキッピング動作が選択されます。

RUN1、RUN2 (ピン 5、6) : 各コントローラの実行制御入力。これらのピンのいずれかを1.1V未満にすると、対応するコントローラのスイッチングが無効化されます。両方を0.7V未満にすると、LTC7805全体がシャットダウンし、自己消費電流が約1.5μAに減少します。これらのピンをV_{IN}に接続すると、常時オンの動作になります。RUNピンはフロート状態にしないでください。

INTV_{CC} (ピン 17) : 内部の5.4V低ドロップアウト・レギュレータの出力。ドライバと制御回路にはこれから電源が供給されます。最低4.7μFのセラミックまたはタンタル・コンデンサでグラウンドとデカップリングする必要があります。

EXTV_{CC} (ピン 18) : INTV_{CC}に接続された内部LDOへの外部電源入力。このLDOは、EXTV_{CC}が4.7Vより高い場合、V_{IN}から電源が供給される内部LDOをバイパスして、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。このピンは30Vを超えないようにしてください。EXTV_{CC} LDOを使用しない場合は、このピンを接地します。

V_{IN} (ピン 19) : メイン・バイアス入力電源ピン。このピンとGNDの間に、バイパス・コンデンサを接続する必要があります。

PLLIN/SPREAD (ピン 25) : 外部同期入力とスペクトラム拡散の選択。このピンに外部クロックを印加すると、フェーズ・ロック・ループにより、TG1の立上がり信号が外部クロックの立上がりエッジに同期します。外部クロックが存在する場合、MODEピンで選択している場合はレギュレータはパルス・スキッピング・モードで動作し、それ以外の場合は強制連続モードで動作します。外部クロックに同期させない場合は、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化するか、グラウンドに接続してスペクトラム拡散を無効化します。

BG1、BG2 (ピン 20、16) : ボトム(同期)NチャンネルMOSFET用の高電流ゲート駆動。これらのピンの電圧振幅は、グラウンドからINTV_{CC}までです。

BOOST1、BOOST2 (ピン 21、15) : トップサイドのフローティング・ドライバへのブートストラップ電源。各チャンネルの対応するBOOSTピンとSWピンの間にコンデンサを接続します。また、BOOST1ピンとINTV_{CC}ピンの間、およびBOOST2ピンとINTV_{CC}ピンの間にショットキー・ダイオードを接続します。BOOSTピンの電圧振幅はINTV_{CC}から(V_{IN} + INTV_{CC})までです。

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

TG1、TG2 (ピン 23、13) : トップNチャンネルMOSFET用の高電流ゲート駆動。スイッチ・ノードの電圧SWにINTV_{CC}の電圧振幅が重畳されたフローティング・ドライバの出力です。

PGOOD1、PGOOD2 (ピン 24、12) : オープンドレインのパワーグッド出力。V_{FB1,2}ピンをモニタして、V_{OUT1,2}がレギュレーション状態にあることを確認します。V_{OUT}がレギュレーション・ポイントの±10%以内でない場合、対応するPGOODピンがローになります。

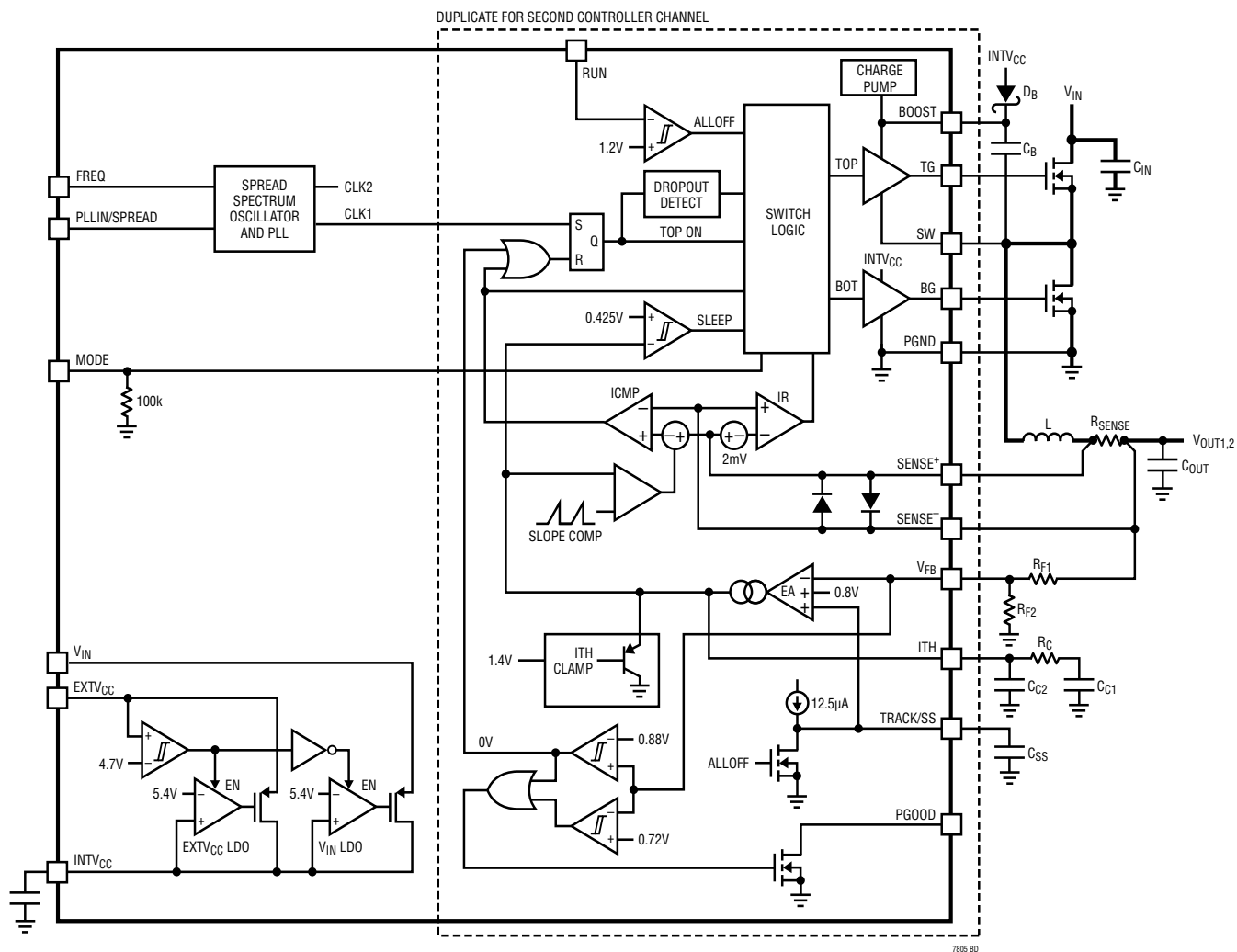
TRACK/SS1、TRACK/SS2 (ピン 26、11) : 外部トラッキングとソフトスタート入力。LTC7805は、V_{FB1,2}電圧を0.8VまたはTRACK/SS1,2ピンの電圧のいずれか小さい方に調整します。これらのピンには12.5μAの内部プルアップ電流源が接続されています。グラウンドへ接続するコンデンサにより、スタートアップにおける最終的なレギュレーション出力電圧までの立上がり時間を設定します。立上がり時間は、10nFの静電容量ごとに0.65msです。あるいは、別の電圧源の抵抗分圧器をTRACK/SSピンに接続して、スタートアップ時にLTC7805の出力が他の電源をトラッキングするようにもできます。

ITH1、ITH2 (ピン 27、10) : エラー・アンプ出力とスイッチング・レギュレータ補償ポイント。対応する各チャンネルの電流コンパレータのトリップ・ポイントは、この制御電圧に応じて増加します。ITHピンとグラウンドの間に補償コンポーネントを配置します。

V_{FB1}、V_{FB2} (ピン 28、9) : コントローラの帰還入力。出力電圧とV_{FB}ピンの間に外付け抵抗分圧器を接続して、レギュレーション出力電圧を設定します。V_{FB2}をINTV_{CC}に接続すると、2相シングル出力アプリケーション用にチャンネルを構成します。このアプリケーションでは、両方のチャンネルがV_{FB1}、ITH1、およびTRACK/SS1を共有します。

GND (露出パッド・ピン 29) : グラウンド。ボトムNチャンネルMOSFETのソースとデカップリング・コンデンサの(−)端子に接続します。露出パッドは、電気的および熱的な定格性能を維持するために、PCBグラウンドにハンダ付けする必要があります。

機能図



7805 BD

動作 (機能図を参照)

メイン制御ループ

LTC7805はデュアル同期整流式降圧コントローラで、固定周波数のピーク電流モード・アーキテクチャを利用しています。2つのコントローラ・チャンネルは180°位相がずれて動作するため、必要な入力静電容量と電源起因ノイズが減少します。通常の動作時には、一方のチャンネルのクロックがSRラッチをセットすると、そのチャンネルに対応する外付けのトップMOSFETがオンになり、インダクタ電流が増加します。メイン電流コンパレータであるICMPがSRラッチをリセットすると、メイン・スイッチがオフになります。サイクルごとに、トップMOSFETがオフになった後、ボトムMOSFETがオンになってインダクタ電流が減少し、インダクタ電流が反転し始めて電流コンパレータIRがそれを検出するか、次のクロック・サイクルが始まるまで続きます。

ピーク・インダクタ電流(ICMPがトリップしてラッチをリセット)は、エラー・アンプEAの出力であるITHピンの電圧によって制御されます。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抵抗分圧器で生成)を0.8Vの内部リファレンス電圧と比較します。負荷電流が増加すると V_{FB} がリファレンスに対してわずかに低くなるため、平均インダクタ電流がその後の負荷電流と一致するまでエラー・アンプがITH電圧を増加させます。

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

$INTV_{CC}$ ピンは、トップとボトムのMOSFETドライバおよびほとんどの内部回路に電源を供給します。 V_{IN} ピンと $EXTV_{CC}$ ピンによってLDO(低ドロップアウト・リニア・レギュレータ)が使用できるようになり、レギュレーション・ポイントが5.4Vの $INTV_{CC}$ に電源を供給します。 $EXTV_{CC}$ ピンをオープンのままにするか、4.7V未満の電圧に接続すると、 V_{IN} LDOが $INTV_{CC}$ に電源を供給します。 $EXTV_{CC}$ が4.7V(代表値)を超えると、 V_{IN} LDOがオフになり、 $EXTV_{CC}$ LDOがオンになります。オンになると、 $EXTV_{CC}$ LDOが $INTV_{CC}$ に電源を供給します。 $EXTV_{CC}$ ピンを使うと、LTC7805スイッチング・レギュレータ出力などの高効率な外部電源から $INTV_{CC}$ へ電力を供給できます。

トップの各MOSFETドライバは、フローティング・ブートストラップ・コンデンサ C_B からバイアスされます。これは通常、スイッチ電圧が低くなると、外付けダイオードを介してサイクルごとに再充電されます。

入力電圧がレギュレーション・ポイントに近い電圧まで低下すると、ボトムMOSFETのオン時間が短すぎてブートストラップ・コンデンサを再充電できない可能性があります。LTC7805はこれを検出し、10サイクルごとにボトムMOSFETのオン時間を延長して、ブートストラップ・コンデンサを充電します。入力電圧がレギュレーション・ポイントを下回ると、トップMOSFETが継続的にオンになり、ブートストラップ・コンデンサ C_B が内部チャージ・ポンプによって充電されます。

スタートアップとシャットダウン (RUNおよびTRACK/SSピン)

LTC7805の2つのチャンネルは、RUN1ピンとRUN2ピンを用いて個別にシャットダウンできます。RUNピンを1.1V未満にすると、そのチャンネルのメイン制御ループがシャットダウンします。両方のRUNピンを0.7V未満にすると、コントローラと、 $INTV_{CC}$ LDOを含むほとんどの内部回路の両方がデイスエーブルされます。このシャットダウン状態では、LTC7805に流れる自己消費電流はわずか1.5 μ Aです。

RUNピンは、外部でプルアップするか、ロジックによって直接駆動します。各ピンは最大40V(絶対最大定格)に耐えられるため、一方または両方のコントローラを継続的にイネーブルにしてシャットダウンしないような常時オンのアプリケーションは、 V_{IN} に接続すれば簡単に実現できます。更に、 V_{IN} ピンとRUNピンの間に抵抗分圧器を接続すれば、高精度の入力低電圧ロックアウトを設定し、調整可能なレベル未満で電源が動作しないようにすることができます。

各チャンネルの出力電圧 V_{OUT} のスタートアップは、対応するTRACK/SSピンの電圧によって制御します。TRACK/SSピンの電圧が0.8Vの内部リファレンス電圧よりも低い場合、LTC7805は V_{FB} 電圧を0.8Vのリファレンス電圧ではなくTRACK/SSピンの電圧に調整します。これにより、スタートアップ時に出力電圧をスムーズに上昇させることができるソフトスタートとしてTRACK/SSピンを使用できるため、入力電源の突入電流を制限できます。TRACK/SSピンとGNDの間の外付けコンデンサは、12.5 μ Aの内部プルアップ電流

動作

によって充電され、TRACK/SSピンの電圧が上昇します。TRACK/SS電圧が0Vから0.8V(およびそれ以上)まで直線的に上昇するにつれて、出力電圧 V_{OUT} もゼロから最終値までスムーズに上昇します。

あるいは、TRACK/SSピンを用いて、 V_{OUT} のスタートアップを別の電源に追従させることもできます。この場合は通常、別の電源とグラウンドの間の外付け抵抗分圧器を介してTRACK/SSピンに接続する必要があります([アプリケーション情報](#)のセクションを参照)。

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

LTC7805は、低負荷電流時に、高効率のBurst Mode動作、固定周波数のパルス・スキッピング・モード、または強制連続導通モードに設定できます。

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・スキッピング・モードを選択するには、MODEピンを1.2Vより大きくINTV_{CC} - 1.3Vより小さいDC電圧に接続します。内部100k抵抗がグラウンドに接続されているため、MODEピンがフロート状態の場合はBurst Mode動作となり、MODEピンを外付けの100k抵抗を介してINTV_{CC}に接続している場合はパルス・スキッピング・モードになります。

コントローラでBurst Mode動作が有効化されている場合、ITHピンの電圧が低い値を示している場合でも、インダクタの最小ピーク電流は最大値の約25%に設定されます。平均インダクタ電流が負荷電流よりも高い場合、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を下回ると、内部スリープ信号がハイになり(スリープ・モードが有効化され)、両方の外付けMOSFETがオフになります。すると、ITHピンがEAの出力から遮断され、0.45Vを維持します。

スリープ・モードでは、内部回路の多くがオフになるため、LTC7805に流れる自己消費電流が減少します。一方のチャンネルがスリープ・モードで、もう一方のチャンネルがシャットダウンされている場合、LTC7805には15 μ Aの自己消費電流しか流れません。両方のチャンネルがスリープ・モードの場合、LTC7805の自己消費電流はわずか18 μ Aです。チャンネル1の V_{OUT} が3.2V以上の場合、この自己消費電流の大部分はSENSE1₊ピンによって供給されます。これにより、入力換算自己消費電流が V_{IN}/V_{OUT} の比に効率を掛けた値の分だけ更に減少します。

スリープ・モードでは、負荷電流は出力コンデンサから供給されます。出力電圧が低下するにつれ、EAの出力が上昇し始めます。出力電圧が十分に低下すると、ITHピンがEAの出力に再接続され、スリープ信号がローになって、コントローラは内部発振器の次のサイクルでトップMOSFETをオンにして通常の動作を再開します。

コントローラでBurst Mode動作が有効化されている場合、インダクタ電流を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(IR)がボトムMOSFETをオフにし、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になります。

強制連続動作では、軽負荷または大きなトランジェント状態でインダクタ電流は逆転できます。ピーク・インダクタ電流は、通常動作と同様に、ITHピンの電圧によって決まります。このモードでは、軽負荷での効率はBurst Mode動作よりも低下します。しかし、連続動作には、出力電圧リップルが低く、オーディオ回路への干渉が少ないという利点があります。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・スキッピング・モードになるように接続されている場合、LTC7805は軽負荷時にPWMパルス・スキッピング・モードで動作します。このモードでは、設計された最大出力電流の約1%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は数サイクル間トリップを維持し、同じサイクル数の間トップMOSFETをオフにしたままにする(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はありません(不連続動作)。強制連続動作と同様に、このモードはBurst Mode動作と比較して、出力リップルが低く、オーディオ・ノイズが低く、RF干渉が少なめです。強制連続モードよりも低電流での効率は高めですが、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・スキッピング・モードとは異なり、Burst Modeでは外部クロックに同期させることはできません。したがって、Burst Modeを選択している場合、PLLIN/SPREADピンに印加される外部クロックにスイッチング周波数が同期すると、LTC7805はBurst Modeから強制連続モードに切り替わります。

動作

周波数選択、スペクトラム拡散、フェーズ・ロック・ループ (FREQピンとPLLIN/SPREADピン)

LTC7805 コントローラの自走スイッチング周波数は、FREQピンで選択します。FREQをGNDに接続すると370kHz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と、周波数を100kHz～3MHzの範囲で設定できます。

スイッチング・レギュレータは、電磁干渉(EMI)を重視するアプリケーションで特に問題となることがあります。EMIを改善するために、LTC7805はスペクトラム拡散モードで動作できます。スペクトラム拡散モードは、PLLIN/SPREADピンをINTV_{CC}に接続すると有効化されます。この機能により、スイッチング周波数がFREQピンで設定された周波数よりも0%～20% 高く変化します。

LTC7805にはフェーズ・ロック・ループ(PLL)が内蔵されていて、内部発振器をPLLIN/SPREADピンに接続された外部クロック源に同期させます。LTC7805のPLLは、コントローラ1への外付けトップMOSFETのターンオンを同期信号の立上がりエッジに揃えます。したがって、コントローラ2への外付けトップMOSFETのターンオンは、外部クロック源の立上がりエッジに対して180°位相がずれます。

PLL周波数は、外部クロックが印加される前に、FREQピンで設定した自走周波数にプリバイアスされます。外部クロック周波数付近でプリバイアスしておく、PLLをわずかに変化させるだけで、外部クロックの立上がりエッジをTG1の立上がりエッジに同期させることができます。より高速に外部クロックにロックインさせるには、FREQピンを用い、内部発振器を外部クロックの周波数近辺に設定します。LTC7805

のPLLは、周波数が100kHz～3MHzの外部クロック源に確実にロックするよう設計されています。

PLLIN/SPREADピンはTTL互換で、閾値が1.6V(立上がり)および1.1V(立下がり)であるため、クロック信号の振幅が0.5V～2.2Vでの動作が確保されています。

出力過電圧保護

各チャンネルには過電圧コンパレータが内蔵されていて、トランジェント・オーバーシュートや、出力を過電圧にする可能性のあるその他のより深刻な状態から保護できます。V_{FB1,2}ピンが0.8Vのレギュレーション・ポイントを10%超えると、過電圧状態が解消されるまで、トップMOSFETがオフになり、ボトムMOSFETがオンになります。

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機能が有効になり、過電流または短絡状態の深刻度に比例してピーク電流制限値が徐々に低下します。ソフトスタート期間中は、(V_{FB}電圧がTRACK/SS1,2電圧に追従している限り)フォールドバック電流制限機能は無効化されます。

パワーグッド

各チャンネルにはPGOODピンがあり、内部NチャンネルMOSFETのオープンドレインに接続されています。V_{FB}電圧が0.8Vリファレンスの±10%以内でない場合、MOSFETがオンになり、PGOODピンをローにプルダウンします。PGOODピンは、RUNピンがロー(シャットダウン)の時にもローになります。V_{FB}電圧が±10%の条件内にある場合、MOSFETがオフになるので、このピンを外付け抵抗によってINTV_{CC}などの6V以下のソースにプルアップできます。

アプリケーション情報

最初のページにある**標準的応用例**は、基本的なLTC7805アプリケーション回路です。外付けコンポーネントの選択は主に負荷条件によって決まり、まずインダクタ、電流検出コンポーネント、動作周波数、および軽負荷動作モードの選択から始めます。次に、入力コンデンサと出力コンデンサ、およびパワー MOSFETで構成される残りのパワー段コンポーネントを選択します。次に、帰還抵抗を選択して、目的の出力電圧を設定します。更に、ソフトスタート、バイアス、ループ補償など、残りの外付けコンポーネントを選択します。

インダクタ値の計算

動作周波数とインダクタの選択は相互に関連しており、動作周波数が高いほど、インダクタとコンデンサの値を小さくすることができます。では、なぜ誰もがより大きなコンポーネントでより低い周波数で動作させるほうを選ぶのでしょうか。答えは効率です。周波数が高いほど、MOSFETのスイッチングとゲート電荷の損失のため、一般に効率が低下します。この基本的なトレードオフに加えて、インダクタ値がリップル電流と低電流動作に与える影響も考慮する必要があります。インダクタ値はリップル電流に直接影響します。

最大平均インダクタ電流 $I_{L(MAX)}$ は、最大出力電流に等しくなります。ピーク電流は、平均インダクタ電流にインダクタ・リップル電流 ΔI_L の半分を加えたものに等しくなります。リップル電流はインダクタンスまたは周波数が高くなるほど減少し、 V_{IN} が高くなるほど増加します。

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

大きな値の ΔI_L でもよければ、低い値の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、コア損失が大きくなります。リップル電流を設定するための妥当な出発点は、 $\Delta I_L = 0.3 \cdot I_{L(MAX)}$ です。 ΔI_L が最大になるのは、最大入力電圧の時です。

インダクタ値は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すると、ピーク電流が R_{SENSE} によって決定される電流制限の25%未満になった時点で Burst Mode 動作

への移行が開始されます。インダクタ値を低くする (ΔI_L を高くする) ほど、より低い負荷電流で移行することになるので、低電流動作の高い範囲で効率が低下する可能性があります。

インダクタ・コアの選択

L の値を決めたら、インダクタの種類を選択する必要があります。高効率レギュレータは一般に、低コストの鉄粉コアに見られるようなコア損失を許容できないため、より高価なフェライトまたはモリパーマロイのコアを使わざるを得ません。実際のコア損失は、選択するインダクタンス値に大きく依存します。インダクタンスが増加すると、コア損失は減少します。しかし残念ながら、インダクタンスを増加させるにはワイヤの巻数を増やす必要があるため、銅損が増加します。

フェライトはコア損失が非常に低く、高いスイッチング周波数に適しているため、設計目標を銅損と飽和の防止に集中できます。フェライト・コアの材料は急激に飽和します。つまり、設計されたピーク電流を超えるとインダクタンスが急減します。これにより、インダクタのリップル電流が急激に増加し、その結果、出力電圧にリップルが生じます。コアは飽和させないでください。

電流検出方式の選択

LTC7805 は、DCR (インダクタ抵抗) による検出または低い値の抵抗による検出のいずれかを使用するように構成できます。2つの電流検出方式のどちらを選択するかは、設計において主に、コスト、消費電力、精度の間のトレードオフで決めます。DCR 検出が一般的となっているのは、高価な電流検出抵抗が不要で、特に高電流および低周波数のアプリケーションで電力効率が高いためです。一方、電流検出抵抗は、最も正確な電流制限値をコントローラに提供できます。その他の外付けコンポーネントの選択は負荷条件によって決まり、 R_{SENSE} (R_{SENSE} を使用する場合) とインダクタの値の選択から始めます。

$SENSE^+$ ピンと $SENSE^-$ ピンは、電流コンパレータへの入力です。これらのピンのコモンモード電圧範囲は $0V \sim 40V$ (絶対最大値) であるため、LTC7805 は最大 $40V$ の出力電圧をレギュレーションできます。 $SENSE^+$ ピンは高インピーダンスであり、流れる電流は約 $1\mu A$ 未満です。このように高インピーダンスなので、電流コンパレータをインダクタの DCR に

アプリケーション情報

よる検出に使用できます。SENSE⁺ピンのインピーダンスは、コモンモード電圧に応じて変化します。INTV_{CC} – 0.5V未満の場合、これらのピンは比較的高インピーダンスであり、約1μAの電流が流れます。INTV_{CC} + 0.5Vを超えると、より多くの電流(約700μA)が各ピンに流れます。INTV_{CC} – 0.5VとINTV_{CC} + 0.5Vの間では、電流は小さい方の電流から大きい方の電流に変化します。チャンネル1のSENSE1⁺ピンの電圧が3.2Vを超えて、V_{IN}ではなくV_{OUT1}から内部回路にバイアスがかかると、更に約50μAの電流が流れるため、入力換算電源電流が減少します。

検出ラインに共通のフィルタ・コンポーネントはLTC7805の近くに配置し、検出ラインは電流検出素子の下のケルビン接続の近くに配置する必要があります(図1を参照)。他の場所で電流を検出すると、電流検出素子に寄生インダクタンスと静電容量が加わり、検出端子の情報が劣化して、設定した電流制限値が不確実なものになることがあります。DCR検出を使用する場合(図2b)、ノイズが敏感な小信号ノードに結合するのを防ぐために、抵抗R1をスイッチング・ノードの近くに配置する必要があります。

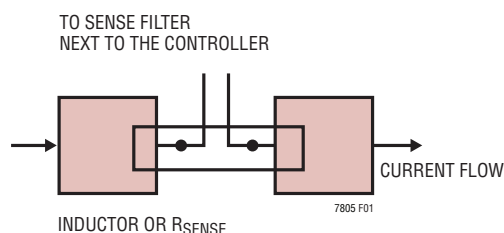


図1. インダクタまたは検出抵抗を用いた検出ラインの配置
小さな値の抵抗による電流検出

ディスクリット抵抗を使用した代表的な検出回路を図2aに示します。R_{SENSE}は、必要な出力電流に基づいて選択します。各コントローラの電流コンパレータの最大閾値V_{SENSE(MAX)}は50mVです。電流コンパレータのスレッショールド電圧により、ピーク・インダクタ電流が設定されます。

インダクタ値の計算のセクションに示す最大インダクタ電流(I_{L(MAX)})とリップル電流(ΔI_L)を使用すると、目標の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全負荷電流を確実に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。

PCBノイズ結合による電流検出信号への潜在的なジッタまたは不安定性を回避するために、ΔV_{SENSE} = ΔI_L・R_{SENSE}のAC電流検出リップル値も確認して、良好なS/N比を確保する必要があります。一般に、PCBレイアウトを適切なものにするには、R_{SENSE}およびDCRのいずれの検出アプリケーションでも、公称入力電圧の場合ΔV_{SENSE}電圧の目標値は10mV～20mVとすることが推奨されます。

検出抵抗に寄生インダクタンス(ESL)があると、インダクタ値が小さい(<3μH)または電流が大きい(>5A)アプリケーションの場合、電流検出信号に大きな誤差が生じます。この誤差は入力電圧に比例し、ライン・レギュレーションを低下させたり、ループを不安定化させたりすることがあります。図2aに示すように、検出ピンへRCフィルタを接続することによりこの誤差を補正できます。ESLを最も適切に抑えるには、RCフィルタの時定数をR_F・C_F = ESL/R_{SENSE}となるように設定します。一般に、1nF～10nFの範囲内になるようにC_Fを選択し、それに応じてR_Fを計算します。この誤差を最小限に抑えるために、低ESLのワイド・フットプリント形状の表面実装型検出抵抗を推奨します。メーカーのデータシートで仕様規定されていない場合、ESLは、1206フットプリントの抵抗器では0.4nH、1225フットプリントの抵抗器では0.2nHと概算できます。

インダクタのDCRによる電流検出

高負荷電流で最大の効率を必要とするアプリケーションの場合、図2bに示すように、LTC7805でインダクタDCR両端の電圧降下を検出します。インダクタのDCRは、銅の小さなDC巻線抵抗を表しており、今日の低インダクタンス高電流インダクタでは1mΩ未満のこともあります。このようなインダ

アプリケーション情報

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検出と比較して数ポイント効率が低下すると考えられます

外部の $(R1||R2) \cdot C1$ 時定数を L/DCR 時定数と正確に等しくなるように選択した場合、外付けコンデンサ両端の電圧降下は、インダクタDCR両端の電圧降下に $R2/(R1 + R2)$ を掛けたものになります。 $R2$ は、DCRが検出抵抗の目標値よりも大きいアプリケーションで、検出ピン間の電圧を調整します。外付けのフィルタ・コンポーネントを適切に設定するには、インダクタのDCRを知る必要があります。DCRは高性能のRLCメータを用いて測定できますが、DCR許容値は常に同じであるとは限らず、温度によって異なります。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に示す最大インダクタ電流($I_{L(MAX)}$)とリップル電流(ΔI_L)を使用すると、目標の検出抵抗値は次のようになります。

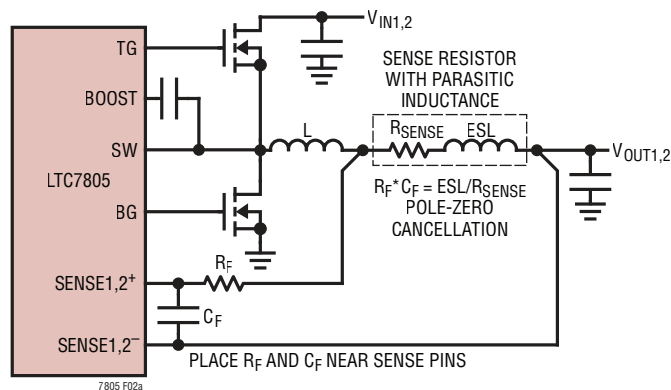
$$R_{SENSE(EQUIV)} = \frac{V_{SENSE(MAX)}}{I_{LMAX} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

アプリケーションが全動作温度範囲にわたって全負荷電流を確実に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。

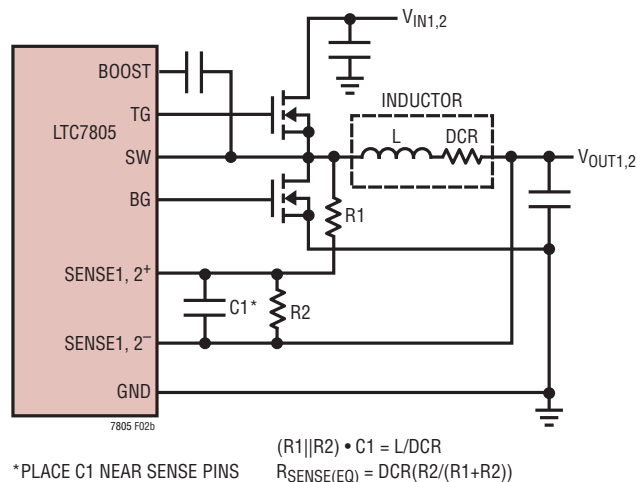
次に、インダクタのDCRを決定します。メーカーから提供されている場合は、通常は20°Cで規定されている最大値を使用します。銅抵抗の温度係数(約0.4%/°C)を考慮して、この値を増やします。 $T_{L(MAX)}$ の値は大きく見積もっても100°Cです。最大のインダクタDCRを検出抵抗の目標値に調整するには、次の分圧比を使用します。

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

$C1$ は通常、0.1μF~0.47μFの範囲内になるように選択します。これにより、 $R1||R2$ が約2kになり、SENSE⁺ピンの約1μAの電流によって生じる誤差が減少します。



(2a) 抵抗を使用した電流検出



(2b) インダクタのDCRを使用した電流検出

図2. 電流検出方法

等価抵抗の目標値 $R1||R2$ は、公称インダクタンス、 $C1$ 値、およびDCRから次式で計算します。

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

検出抵抗値は次のようになります。

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

アプリケーション情報

R1の最大電力損失はデューティ・サイクルに関連しており、連続モード時の最大入力電圧で発生します。

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

R1の電力定格がこの値よりも大きくなるようにしてください。軽負荷で高効率が必要な場合は、DCR 検出または検出抵抗のどちらを使用するかを決定する際にこの電力損失を考慮します。軽負荷の電力損失は、R1で生じるスイッチング損失のために、検出抵抗よりもDCR ネットワークの方が若干大きくなる可能性があります。ただし、DCR による検出では、検出抵抗が不要となるため、導通損失が低減し、高負荷時の効率が高くなります。ピーク効率はどちらの方法でもほぼ同じです。

動作周波数の設定

動作周波数の選択では、効率とコンポーネント・サイズの間にトレードオフがあります。高周波動作にすると、インダクタとコンデンサの値を小さくできます。低周波数動作では、ゲート電荷と遷移損失を減らすことによって効率が改善されますが、出力リップル電圧を低くするために、インダクタンス値を大きくしたり、出力静電容量を大きくしたりする必要があります。

高電圧アプリケーションでは、遷移損失が電力損失に大きく影響し、一般的には300kHz～900kHzのスイッチング周波数の時にサイズと効率の間に良好なバランスをとることができます。低電圧アプリケーションは、スイッチング損失が低いという利点があるため、必要に応じてスイッチング周波数を最大3MHzと高くしても容易に実現できます。スイッチング周波数は、表1に示すように、FREQピンとPLLIN/SPREADピンで設定します。

表1.

FREQ PIN	PLLIN/SPREAD PIN	FREQUENCY
0V	0V	370kHz
INTV _{CC}	0V	2.25MHz
Resistor to GND	0V	100kHz to 3MHz
Any of the Above	External Clock 100kHz to 3MHz	Phase-Locked to External lock
Any of the Above	INTV _{CC}	Spread Spectrum f _{OSC} Modulated 0% to 20%

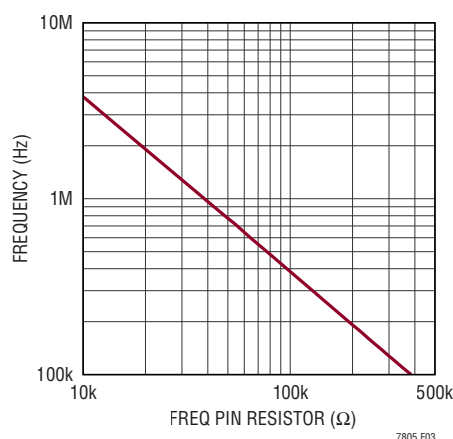


図3. 発振器周波数とFREQピンの抵抗値の関係

FREQピンをグラウンドに接続すると370kHz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とグラウンドの間に抵抗を接続すると、100kHz～3MHzの範囲内で任意の周波数に設定できます。図3または次式からFREQピンの抵抗を選択します。

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

電磁干渉(EMI)性能を向上させるために、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ピンによって選択された周波数より0%～20%大きい範囲内で調整されます。スペクトラム拡散機能は、MODEピンで選択された任意の動作モード(Burst Mode、パルス・スキッピング、または強制連続モード)で使用できます。

LTC7805にはフェーズ・ロック・ループ(PLL)も内蔵されていて、PLLIN/SPREADピンに接続された外部クロック源に内部発振器を同期させることができます。PLLがロックした後、TG1は外部クロック信号の立上がりエッジに同期され、TG2は位相がTG1から180°ずれます。詳細については、フェーズ・ロック・ループと周波数同期のセクションを参照してください。

軽負荷動作モードの選択

LTC7805は、軽負荷電流時に、高効率Burst Mode動作、固定周波数パルス・スキッピング・モード、または強制連続導通モードに設定できます。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

アプリケーション情報

を選択するには、MODEピンをINTV_{CC}に接続します。パルス・スキッピング・モードを選択するには、100k抵抗を介してMODEピンをINTV_{CC}に接続します。MODEピンがフロート状態の場合には、このピンからグラウンドへの内部100k抵抗によって、Burst Modeが選択されます。PLLIN/SPREADピンを介して外部クロックに同期している時は、パルス・スキッピング・モードを選択し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ピンの使用した軽負荷動作モードの選択を表2に示します。

表 2.

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

一般には、それぞれのアプリケーションの条件によって、選択すべき適切な軽負荷時動作モードが決まります。Burst Mode動作では、インダクタ電流は反転できません。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ボトムMOSFETをオフにし、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になります。更に、負荷電流が非常に小さい時は、インダクタ電流はスイッチング周波数よりも低い周波数でバーストを開始し、スイッチングしていない時には低電流スリープ・モードに入ります。その結果、軽負荷時にはBurst Mode動作で最高の効率が得られます。

強制連続モードでは、インダクタ電流は軽負荷で反転し、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、軽負荷での効率はBurst Mode動作よりもかなり低下します。しかし、連続動作には、出力電圧リップルが低く、オーディオ回路への干渉が少ないという利点があります。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・スキッピング・モードでは、設計された最大出力電流の約1%までは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間トリップを維持し、同じサイクル数の間トップMOSFETをオフにしたままにする（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はできません（不連続動作）。この

モードは、強制連続動作と同様に、Burst Mode動作と比較して、出力リップルが低く、オーディオ・ノイズが低く、RF干渉が少なめです。強制連続モードよりも軽負荷効率が高くなりますが、Burst Mode動作ほど高くはありません。したがって、パルス・スキッピング・モードは、軽負荷効率、出力リップル、およびEMIの間の妥協点となっています。

一部のアプリケーションでは、システムの条件に基づいて軽負荷の動作モードを変更することが望ましい場合があります。例えば、システムが非アクティブの場合、MODEピンを0Vにしたままにして、高効率のBurst Mode動作を選択することが考えられます。システムがウェイクアップしたら、外部クロックをPLLIN/SPREADに送るか、MODEをINTV_{CC}に接続して、低ノイズの強制連続モードに切り替えることもできます。このようにオンザフライでモード変更を行なうことにより、個々のアプリケーションで各軽負荷動作モードの利点を活用できます。

パワー MOSFET の選択

LTC7805のコントローラごとに2つの外付けパワーMOSFETを選択する必要があります。1つはトップ（メイン）スイッチ用のNチャンネルMOSFET、もう1つはボトム（同期）スイッチ用のNチャンネルMOSFETです。ピークtoピークのゲート駆動レベルは、INTV_{CC}のレギュレーション・ポイントである5.4Vで設定されます。したがって、ほとんどのアプリケーションではロジック・レベルの閾値のMOSFETを使用する必要があります。MOSFETのBV_{DSS}仕様にも細心の注意を払ってください。ロジック・レベルMOSFETの多くは30V以下に制限されています。

パワーMOSFETの選択基準には、オン抵抗R_{DS(ON)}、ミラー容量C_{MILLER}、入力電圧、最大出力電流などがあります。ミラー容量C_{MILLER}は、MOSFET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概算できます。C_{MILLER}は、曲線がほぼ平坦区間で水平軸方向に沿ったゲート電荷の増加分を、V_{DS}の規定変化分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}の比率を掛けます。デバイスが連続モードで動作している場合、トッ

アプリケーション情報

プおよびボトム MOSFET のデューティ・サイクルは次式で与えられます。

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

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

最大出力電流での MOSFET の電力損失は次式で与えられます。

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

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

ここで、 δ は $R_{\text{DS(ON)}}$ の温度依存性 ($\delta \approx 0.005/^{\circ}\text{C}$) であり、 R_{DR} は MOSFET のミラー・スレッシュホールド電圧 ($R_{\text{DR}} \approx 2\Omega$) での実効ドライブ抵抗です。 V_{THMIN} は、MOSFET の最小スレッシュホールド電圧 (代表値) です。

どちらの MOSFET にも I^2R 損失がありますが、メイン N チャンネルの式には遷移損失の項が追加されていて、これは入力電圧が高い場合に最大になります。 $V_{\text{IN}} < 20\text{V}$ では、高電流での効率是一般に MOSFET が大きいほど向上しますが、 $V_{\text{IN}} > 20\text{V}$ では遷移損失が急速に増加するので、実際には C_{MILLER} が低く $R_{\text{DS(ON)}}$ が大きいデバイスを使用する方が高い効率を得ることができます。同期 MOSFET の損失は、入力電圧が高くてトップ・スイッチのデューティ・ファクタが低い場合や、短絡時に同期スイッチが周期の 100% 近くオンになる場合に最大になります。

C_{IN} と C_{OUT} の選択

C_{IN} の選択は、2 相アーキテクチャと、それが入力ネットワーク (バッテリー/ヒューズ/コンデンサ) を介して流れる最も厳しい条件での RMS 電流へ与える影響によって簡単なものになっています。コンデンサの RMS 電流の最も厳しい条件は、

1 つのコントローラのみが動作している時です。RMS コンデンサの最大の電流条件を求めるには、後に示す式において $V_{\text{OUT}} \cdot I_{\text{OUT}}$ 積が最大のコントローラを使用する必要があります。

他のコントローラから供給される出力電流を増やすと、実際には入力 RMS リップル電流がこの最大値から減少します。位相差方式では、単相電源方式と比較した場合、入力コンデンサの RMS リップル電流が一般に 30%~70% 減少します。

連続モードでは、トップ MOSFET のソース電流は、デューティ・サイクルが $V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}}$ の方形波になります。大きな電圧トランジェントを防ぐためには、1 つのチャンネルの最大 RMS 電流に対応したサイズの低 ESR コンデンサを使用する必要があります。最大負荷電流 I_{MAX} 時におけるコンデンサの最大 RMS 電流は次式で与えられます。

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

この式は $V_{\text{IN}} = 2V_{\text{OUT}}$ で最大になります。ここで、 $I_{\text{RMS}} = I_{\text{OUT}}/2$ です。この単純で最も厳しい条件が設計で一般的に使用されます。偏差が大きくても条件がそれほど緩和されないためです。コンデンサ・メーカーでは多くの場合、リップル電流定格をわずか 2000 時間の寿命で規定しています。このため、コンデンサを更にデレーティングする、つまり必要とされる以上の高温定格のコンデンサを選択することを推奨します。設計のサイズまたは高さの条件を満たすために、複数のコンデンサを並列に接続することもできます。LTC7805 の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。不明な点があれば、必ずメーカーにお問い合わせください。

LTC7805 の 2 相動作の利点は、この式を出力の大きいほうのコントローラに使用し、両方のコントローラ・チャンネルが同時にオンになった際に生じる損失を計算することで算出できます。両方のコントローラが動作している時は、入力コンデンサの ESR を流れるのに必要な電流パルスの重なりが減少するため、RMS 電力損失の合計は低くなります。これが、デュアル・コントローラの設計では、最も厳しい条件のコントローラで計算された上記の入力コンデンサ条件で十分である理由です。また、2 相システムではピーク電流が減少するため、入力保護ヒューズの抵抗、バッテリーの抵抗、および PC 基板のトレース抵抗の損失も減少します。多相設計の総合的な利点を十分に実現できるのは、電源/バッテリーのソース・インピーダンスが効率テストに含まれている場合だけです。

アプリケーション情報

トップMOSFETのドレインは、互いに1cm以内に配置し、 C_{IN} を共有する必要があります。ドレインと C_{IN} を離すと、 V_{IN} で望ましくない共振が生じる可能性があります。

また、 V_{IN} ピンとグラウンドの間に小さな($0.1\mu\text{F}\sim 1\mu\text{F}$)バイパス・コンデンサをLTC7805の近くに配置することを推奨します。 C_{IN} と V_{IN} ピンの間に $1\Omega\sim 10\Omega$ の抵抗を接続すると、ノイズの多い入力電源からのアイソレーションが可能です。

C_{OUT} の選択は、等価直列抵抗(ESR)によって決まります。一般に、ESR条件が満たされれば、その容量でフィルタ処理に十分です。出力リップル(ΔV_{OUT})は次のように近似できます。

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

ここで、 f は動作周波数、 C_{OUT} は出力容量、 ΔI_L はインダクタのリップル電流です。 ΔI_L は入力電圧と共に増加するため、入力電圧が最大の時に出力リップルは最大になります。

出力電圧の設定

LTC7805の出力電圧は、図4に示すように、出力の両端に注意深く配置された外付けの帰還抵抗分圧器によってそれぞれ設定します。レギュレーション出力電圧は、次式で求められます。

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

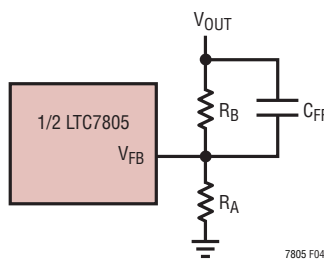


図4. 出力電圧の設定

抵抗 R_A と R_B を V_{FB} ピンのすぐ近くに配置して、PCBトレース長と敏感な V_{FB} ノードのノイズを最小限に抑えます。インダクタやSWのパターンなどのノイズ源から V_{FB} のパターンを遠ざけるように十分注意します。周波数応答を改善するには、フィードフォワード・コンデンサ(C_{FF})を使用できます。

出力電圧レベルが複数あるアプリケーションの場合、チャンネル1が3.2Vを超える最小出力電圧となるように選択します。 SENSE1^- ピン(V_{OUT1} に接続)が3.2Vを超えると、 V_{IN} の代わりに一部の内部回路にバイアスがかかるため、軽負荷Burst Modeの効率が向上します。同様に、 EXTV_{CC} を、 EXTV_{CC} 立上がりスイッチオーバー閾値の最大値である4.8Vよりも大きい最小出力電圧に接続します。それにより、 EXTV_{CC} は高電流ゲート・ドライバを供給し、 V_{IN} からの自己消費電流を軽減することで、スリープ時の V_{IN} ピン電流を更に約 $1\mu\text{A}$ にまで低減します。

RUNピンと低電圧ロックアウト

LTC7805の2つのチャンネルは、 RUN1 ピンと RUN2 ピンを用いてイネーブルします。 RUN ピンは立上がり閾値が1.2Vで、100mVのヒステリシスがあります。 RUN ピンを1.1V未満にすると、そのチャンネルのメイン制御ループがシャットダウンし、ソフトスタートがリセットされます。両方の RUN ピンを0.7V未満にすると、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、LTC7805は約 $1.5\mu\text{A}$ の自己消費電流しか流れません。

RUN ピンは高インピーダンスであり、外部でプルアップまたはプルダウンするか、ロジックで直接駆動する必要があります。各ピンは最大40V(絶対最大定格)まで許容できるため、コントローラを継続的にイネーブルにしてシャットダウンしないような常時オンのアプリケーションは、 V_{IN} に接続すれば簡単に実現できます。 RUN ピンはフロート状態にしないでください。

RUN ピンは、図5のように、 V_{IN} からグラウンドへ抵抗分圧器を接続することにより、入力電源に対する高精度の低電圧ロックアウト(UVLO)として構成することもできます。

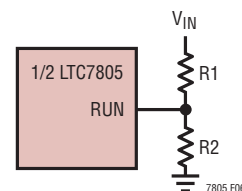


図5. RUN ピンをUVLOとして使用

アプリケーション情報

V_{IN} のUVLO閾値は次式で計算できます。

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

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

R_1 - R_2 の分圧器を流れる電流は、LTC7805のシャットダウン、スリープ、およびアクティブの電流に直接加わるため、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なければなりません。静止時のシャットダウンやスリープ電流への影響を低く抑えるためには、 $M\Omega$ 台の抵抗が必要になる場合があります。

ソフトスタートとトラッキング (TRACK/SSピン)

それぞれの V_{OUT} のスタートアップは、TRACK/SSピンの電圧で制御します (チャンネル1はTRACK/SS1、チャンネル2はTRACK/SS2)。TRACK/SSピンの電圧が内部リファレンス電圧の0.8Vよりも低い場合、LTC7805は V_{FB} ピン電圧を内部リファレンス電圧ではなくTRACK/SSピンの電圧に調整します。TRACK/SSピンは、外部のソフトスタート機能を設定したり、スタートアップ時に V_{OUT} が別の電源をトラッキングさせるようにしたりするために使用できます。

ソフトスタートは、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有効化されます。12.5 μ Aの内部電流源がこのコンデンサを充電し、TRACK/SSピンに直線的な上昇電圧を生じさせます。LTC7805はTRACK/SSピンの電圧に応じて帰還電圧 (および必然的に V_{OUT}) を調整し、 V_{OUT} を0Vから最終的なレギュレーション値までスムーズに上昇させます。目的のソフトスタート時間 t_{SS} に対して、ソフトスタート・コンデンサ $C_{SS} = t_{SS} \cdot 15\mu F/sec$ を選択します。

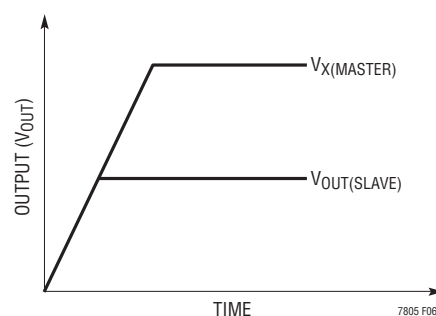
または、TRACK/SSピンを用いて、図6aと図6bに示すように、スタートアップ時に2つ以上の電源をトラッキングさせることもできます。そのためには、図7に示すように、マスタ電源 (V_X) とスレーブ電源 (V_{OUT}) のTRACK/SSピンの間に抵抗分圧器を接続します。スタートアップ時、 V_{OUT} は抵抗分圧器で設定された次式に示す比率に従って V_X にトラッキングします。

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

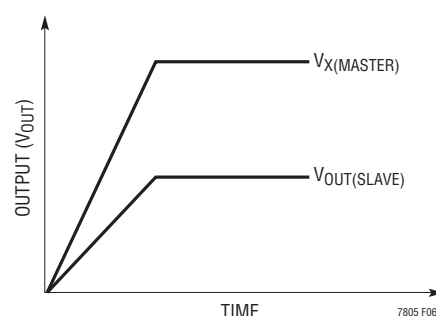
同時追跡トラッキング (スタートアップ時に $V_{OUT} = V_X$) の場合は、 $R_{TRACKA} = R_A$ 、 $R_{TRACKB} = R_B$ に設定します。

単一出力2相動作

大電力アプリケーションでは、2つのチャンネルを2相の単一出力構成で動作させることができます。チャンネルが180°位相がずれて切り替わることで、必要な入力容量や電源誘導ノイズが減少することに加えて、必要な出力容量も削減できます。LTC7805を2相動作用に構成するには、 V_{FB2} をINTV_{CC}に、ITH2をグラウンドに、RUN2をRUN1に接続します。



(a) Coincident Tracking



(b) Ratiometric Tracking

図6. 出力電圧トラッキングの2種類のモード

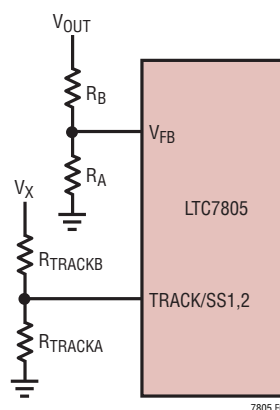


図7. TRACK/SSピンを使用したトラッキング

アプリケーション情報

RUN1、VFB1、ITH1、TRACK/SS1 ピンは、両チャンネルの制御に使用されますが、各チャンネルは独自のICMPおよびIRコンパレータを用いてそれぞれのインダクタ電流をモニタします。[図 10](#)は、単一出力2相動作用に構成された代表的なアプリケーションです。

INTV_{CC}レギュレータ

LTC7805は、2つの独立した低ドロップアウト・リニア・レギュレータ(LDO)を内蔵しており、EXTV_{CC}ピンの電圧に応じてV_{IN}ピンまたはEXTV_{CC}ピンのいずれかからINTV_{CC}ピンに電源を供給します。INTV_{CC}は、MOSFETゲート・ドライバとほとんどの内部回路に電源を供給します。V_{IN} LDOとEXTV_{CC} LDOはそれぞれINTV_{CC}を5.4Vにレギュレーションし、少なくとも100mAのピーク電流を供給できます。

INTV_{CC}ピンは、ピンのできるだけ近くに配置された4.7μF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ます。また、MOSFETゲート・ドライバに必要な高周波トランジェント電流を供給するために、INTV_{CC}ピンとGNDピンに隣接して1μFのセラミック・コンデンサを追加することを強く推奨します。

大きなMOSFETを高周波で駆動する高入力電圧アプリケーションでは、LTC7805の最大ジャンクション温度定格を超える可能性があります。INTV_{CC}電流はゲート充電電流に支配され、V_{IN} LDOまたはEXTV_{CC} LDOのいずれかによって供給されます。EXTV_{CC}ピンの電圧が4.8V未満の場合、V_{IN} LDOがイネーブルされます。この場合のデバイスの消費電力は、V_{IN}・I_{INTV_{CC}}になります。[効率に関する考慮事項](#)のセクションで述べたように、ゲート充電電流は動作周波数に依存します。ジャンクション温度は、[電気的特性](#)の注2にある式を用いて推定できます。例えば、LTC7805のINTV_{CC}電流は、70°Cの周囲温度でEXTV_{CC}電源を使用しない場合、36Vの電源では35mA未満に抑えられています。この場合のジャンクション温度は次のようになります。

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

最大ジャンクション温度を超えないようにするには、連続導通モード(MODE = INTV_{CC})動作での、最大V_{IN}時の入力電源電流を確認する必要があります。

EXTV_{CC}に印加される電圧が4.8Vを超えると、V_{IN} LDOがオフになり、EXTV_{CC} LDOがイネーブルされます。EXTV_{CC}に印加される電圧が約4.5Vを超えている限り、EXTV_{CC} LDOはオンのままです。EXTV_{CC} LDOはINTV_{CC}電圧を5.4Vにレギュレーションしようとするため、EXTV_{CC}が5.4V未満である間、LDOはドロップアウト状態にあり、INTV_{CC}電圧はEXTV_{CC}とほぼ等しくなります。EXTV_{CC}が5.4Vより大きい場合(絶対最大30Vまで)、INTV_{CC}は5.4Vにレギュレーションされます。EXTV_{CC} LDOを使用すると、MOSFETドライバと制御回路の電源を、通常動作時にはLTC7805のスイッチング・レギュレータ出力(4.8V ≤ V_{OUT} ≤ 30V)のうちのいずれかから供給し、出力がレギュレーション範囲から外れた場合(スタートアップ時、短絡時など)にはV_{IN} LDOから供給できます。EXTV_{CC} LDOに仕様規定されている値よりも多くの電流が必要な場合は、外付けのショットキー・ダイオードをEXTV_{CC}ピンとINTV_{CC}ピンの間に追加します。この場合は、EXTV_{CC}ピンに6Vを超える電圧を印加しないでください。

ドライバ電流と制御電流に起因するV_{IN}電流はV_{OUT}/(V_{IN}・効率)の倍率で変化するため、出力からINTV_{CC}に電源を供給することで、高い効率と熱ゲインを実現できます。つまり、レギュレータ出力が5V～30Vの場合は、EXTV_{CC}ピンをV_{OUT}に直接接続します。EXTV_{CC}ピンを8.5Vの電源に接続すると、前の例のジャンクション温度が125°Cから次の値まで低下します。

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

ただし、3.3Vなどの低電圧出力の場合は、出力からINTV_{CC}の電源を取り出すための追加回路が必要です。

以下に、EXTV_{CC}で可能な4つの接続方法を示します。

1. EXTV_{CC}をグラウンドに接続する。INTV_{CC}は内部のV_{IN} LDOから電源を供給されるため、高入力電圧時に最大10%以上の効率低下が生じます。

アプリケーション情報

- EXTV_{CC}をレギュレータ出力のいずれかに直接接続する。出力が5V～30Vのアプリケーションにおける通常の接続であり、最高の効率が得られます。両方の出力が5V～30Vの範囲にある場合は、効率を最大化するために、EXTV_{CC}を2つの出力の小さい方に接続します。
- EXTV_{CC}を外部電源に接続する。外部電源が利用可能な場合、MOSFET ゲート駆動条件に適合することを条件に、EXTV_{CC}の電源として使用できます。この電源はV_{IN}より高くても低くても構いませんが、EXTV_{CC}の電圧が低いほど効率が高くなります。
- EXTV_{CC}を、出力から供給される昇圧回路またはチャージ・ポンプに接続する。レギュレータの出力が両方とも5Vより低い場合は、出力から供給され、4.8Vを超えるように昇圧された電圧にEXTV_{CC}を接続することにより、効率を改善できます。

トップ MOSFET ドライバの電源 (C_B、D_B)

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

トップ MOSFET の1つをオンにする時、ドライバはその MOSFET のゲート・ソース間に C_B 電圧を印加します。これにより、MOSFET が導通し、トップ・スイッチがオンになります。スイッチ・ノードの電圧 SW が V_{IN} まで上昇し、BOOST ピンがそれに追従します。トップ MOSFET がオンの時、次のように昇圧電圧は入力電源を上回ります。V_{BOOST} = V_{IN} + V_{INTVCC}。ブースト・コンデンサ C_Bの値は、トップ MOSFET の合計入力容量の100倍でなければなりません。代表的なアプリケーションでは、C_B = 0.1μF の値で通常は十分です。

外付けダイオード D_Bは、ショットキー・ダイオードまたはシリコン・ダイオードのいずれでも構いませんが、どちらの場合もリークが少なく、高速に回復できる必要があります。ダイオードの逆方向ブレイクダウン電圧は V_{IN(MAX)} より大きくなければなりません。一般に高温になると逆方向のリークが大幅に増えるので注意が必要です。

リークの多いダイオードは、レギュレータの自己消費電流を増加させるだけでなく、BOOST ピンからINTV_{CC}への電流経路を形成する可能性があります。これは、ダイオードのリーク電流がINTV_{CC}での消費電流を上回る場合、

INTV_{CC}が上昇する原因となります。このことは、INTV_{CC}の負荷が非常に小さいBurst Mode動作では特に問題となります。INTV_{CC}電圧クランプが内蔵されており、INTV_{CC}電圧が暴走するのを防いでいますが、このクランプはあくまでもフェイルセーフと考えてください。

各チャンネルのトップ 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チャージ・ポンプが内蔵されています。この充電電流により、ドロップアウト時にトップ MOSFET を継続的にオンにするために必要なバイアス電圧が維持されます。**代表的な性能特性**のセクションでは、様々な動作条件で利用可能なチャージ・ポンプ電流の曲線を示しています。

最小オン時間の考慮事項

最小オン時間 t_{ON(MIN)} は、LTC7805 がトップ MOSFET をオンにできる最小の時間です。これは、内部タイミング遅延と、MOSFET をオンにするのに必要なゲート電荷によって決まります。低デューティ・サイクルのアプリケーションでは、この最小オン時間制限値に接近する可能性があるため、次式の条件を確保する必要があります。

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

デューティ・サイクルが最小オン時間で対応可能な値を下回ると、コントローラはサイクルをスキップし始めます。出力電圧は引き続きレギュレーションされますが、リップル電圧と電流は増加します。LTC7805 の最小オン時間は約 40ns です。ただし、ピーク検出電圧が低下するにつれて、最小オン時間は約 60ns まで徐々に増加していきます。これは、軽負荷でリップル電流が小さい強制連続アプリケーションで特に問題となります。このような状況でデューティ・サイクルが最小オン時間制限値を下回ると、かなりの量のサイクル・スキップが発生し、それに伴って電流や電圧のリップルも大きくなります。

故障状態：電流制限とフォールドバック

LTC7805 は、出力がグラウンドに短絡した時の負荷電流を低減するための電流フォールドバック機能を備えています。出力電圧がレギュレーション・ポイントの50%を下回ると、最大検出電圧は最大値の100%から40%まで徐々に低下します。デューティ・サイクルが非常に低い短絡状態では、LTC7805 はサイクル・スキップを開始して、短絡電流を制限

アプリケーション情報

します。このような状況では、ボトムMOSFETが電力のほとんどを消費しますが、通常動作時よりは少なく済みます。短絡リップル電流は、次式のように、最小オン時間 $t_{ON(MIN)} \approx 40\text{ns}$ 、入力電圧、およびインダクタ値によって決まります。

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

その結果、平均短絡電流は次のようになります。

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

故障状態: 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も大幅に上昇した時に、システムの入力ヒューズが切れるように設計されています。コントローラの動作中に短絡が生じた場合、クローバはヒューズに大電流を流してヒューズを切り、トップMOSFETを短絡から保護します。

設定されたレギュレーション・ポイントを出力電圧が10%を超えると、過電圧状態が解消されるまで、トップMOSFETがオフになり、ボトムMOSFETがオンになります。ボトムMOSFETは、過電圧状態が続く限りオンのままで、 V_{OUT} が安全なレベルに戻ると、自動的に通常の動作に戻ります。

トップMOSFETが短絡すると、大電流状態になって、システム・ヒューズが切れます。スイッチング・レギュレータは、トップMOSFETがリークしていても、リーク分を考慮してデューティ・サイクルを変更することで、適切なレギュレーションを実現します。

故障状態: 過熱保護

高温度時、または内部の消費電力が過度の自己発熱が生じた場合 ($INTV_{CC}$ からグラウンドへの短絡など)、内部の過熱シャットダウン回路によりLTC7805はシャットダウンします。内部ダイ温度が 180°C を超えると、 $INTV_{CC}$ LDOおよびゲート・ドライバがディセーブルされます。ダイが 160°C まで冷却されると、LTC7805は $INTV_{CC}$ LDOをイネーブルし、ソフトスタート起動により動作を再開します。長期間の過大ストレス ($T_J > 125^\circ\text{C}$) は、デバイスの性能を低下させたり、デバイスの寿命を短くしたりする可能性があるため、避ける必要があります。

フェーズ・ロック・ループと周波数同期

LTC7805にはフェーズ・ロック・ループ (PLL) が内蔵されていて、コントローラ1のトップMOSFETのターンオンを、 $PLLIN/SPREAD$ ピンに印加される外部クロック信号の立上がりエッジに同期させることができます。したがって、コントローラ2のトップMOSFETのターンオンは、外部クロックと 180° 位相がずれます。

FREQピンで自走周波数を目的の同期周波数付近に設定することで、高速な位相ロックを実現できます。同期の前に、PLLはFREQピンで設定された周波数にプリバイアスされます。そのため、PLLは微調整をするだけで位相ロックや同期を行なうことができます。自走周波数を外部クロック周波数付近にすることは必須ではありませんが、そうすることで、PLLがロックする際に発振器が広範囲の周波数を走査するのを防ぐことができます。

外部クロックに同期している時、LTC7805はMODEピンで選択されている場合はパルス・スキッピング・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。LTC7805は、 $PLLIN/SPREAD$ ピンに印加される外部クロックが 2.2V 以上から 0.5V 以下までスイングする場合に同期が確保されます。なお、LTC7805は $100\text{kHz} \sim 3\text{MHz}$ の範囲内の外部クロック周波数にのみ同期できます。

効率に関する考慮事項

スイッチング・レギュレータの効率 (パーセント) は、出力電力を入力電力で割った値に100%を掛けたものです。何が効率を制限しているか、どのような変更を加えれば最も改善されるかを判断するためには、個々の損失を分析することが多くの場合有効です。効率 (パーセント) は次式で表すことができます。

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

ここで、 $L1$ 、 $L2$ などは、入力電力に対する個々の損失のパーセンテージです。

回路内のすべての消費電力要素によって損失が生じますが、LTC7805回路の損失の大部分は通常次の4つの主な原因によって生じます。つまり、1) デバイスの V_{IN} 電流、2) $INTV_{CC}$ レギュレータ電流、3) I^2R 損失、4) トップMOSFETの遷移損失です。

アプリケーション情報

1. V_{IN} 電流は、**電気的特性**の表に示されているDC電源電流で、MOSFETのドライバ電流と制御電流は含まれません。Burst Modeでの非常に軽い負荷以外では、 V_{IN} 電流による損失は一般に小さくなります(0.1%未満)。
2. $INTV_{CC}$ 電流は、MOSFETドライバ電流と制御電流の合計です。MOSFETのドライバ電流は、パワー MOSFET のゲート容量をスイッチングすることで生じます。MOSFET ゲートがローからハイ、そして再びローに切り替わるたびに、一定量の電荷 dQ が $INTV_{CC}$ からグラウンドに移動します。その結果、 dQ/dt は $INTV_{CC}$ から流れる電流となり、通常は制御回路の電流よりもはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f_{SW}(Q_T + Q_B)$ です。ここで、 Q_T と Q_B はトップとボトム MOSFET のゲート電荷です。

出力から得られる電源から $EXTV_{CC}$ を介して $INTV_{CC}$ を供給すると、ドライバと制御回路に必要な V_{IN} 電流が $V_{OUT}/(V_{IN} \cdot \text{効率})$ の倍率で変化します。例えば、20V から 5V への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、中間電流損失(ドライバに V_{IN} から直接給電している場合)が、10% 以上からわずかに数パーセントに抑えられます。

3. I^2R 損失は、入力ヒューズ(使用している場合)、MOSFET、インダクタ、電流検出抵抗、および入出力コンデンサの ESR の DC 抵抗から予測されます。連続モードでは、平均出力電流は L と R_{SENSE} を流れますが、トップとボトム MOSFET の間でチョッピングされます。2つの MOSFET の $R_{DS(ON)}$ がほぼ同じであれば、1つの MOSFET の抵抗値に L 、 R_{SENSE} 、および ESR の抵抗値を単純に加算するだけで、 I^2R 損失を求めることができます。

例えば、各 $R_{DS(ON)} = 30m\Omega$ 、 $R_L = 50m\Omega$ 、 $R_{SENSE} = 10m\Omega$ 、 $ESR = 40m\Omega$ (入出力両方の容量損失の合計) の場合、合計抵抗値は $130m\Omega$ となります。その結果、出力電流が 1A から 5A に増加すると、5V 出力の場合は 3%~13% の損失が生じ、3.3V 出力の場合は 4%~20% の損失が生じます。この損失率は、同じ外付けコンポーネントと出力電力レベルの場合、 V_{OUT} の二乗に反比例して変化します。高性能なデジタル・システムでは、出力電圧の低

下と電流の増加が相まって、スイッチング・レギュレータ・システムにおける損失項の重要性が2倍どころか4倍に高まっています。

4. 遷移損失はトップ MOSFET にのみ適用され、高入力電圧(通常 15V 以上)で動作する場合にのみ顕著になります。遷移損失は、パワー MOSFET の選択のセクションで示したメイン・スイッチの消費電力の式から推定できます。

また、銅トレースや内部バッテリーの抵抗などの隠れた損失により、ポータブル・システムでは更に 5%~10% の効率低下が生じる可能性があります。設計段階でこうしたシステム・レベルの損失を考慮することは非常に重要です。内部のバッテリーやヒューズの抵抗による損失は、 C_{IN} に十分な電荷保存能力を持たせ、スイッチング周波数での ESR を低くすることで最小限に抑えることができます。25W 電源の場合は一般に、最小 $20\mu F$ ~ $40\mu F$ の容量、最大 $20m\Omega$ ~ $50m\Omega$ の ESR が必要です。LTC7805 の 2 相アーキテクチャでは、競合するソリューションと比較して、この入力容量の条件が半分程度に緩和されます。インダクタ・コアの損失などその他の損失は一般に、追加される損失の合計が 2% 未満です。

過渡応答の確認

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) 負荷電流のステップに応答するのに数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、 V_{OUT} は $\Delta I_{LOAD} \cdot (ESR)$ に等しい量だけシフトします。ここで、ESR は C_{OUT} の等価直列抵抗です。また、 ΔI_{LOAD} は C_{OUT} の充放電を開始し、帰還誤差信号を生成して、レギュレータを電流の変化に適応させ、 V_{OUT} を定常値に戻します。この回復期間に、 V_{OUT} をモニタして、安定性の問題を示す過度のオーバーシュートまたはリングングがあればそれを検出できます。

また、OPTI-LOOP 補償回路を備えているため、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できます。ITH ピンを利用することで、制御ループの動作を最適化できるだけでなく、DC カップリングおよび AC フィルタ処理されたクローズドループ応答のテスト・ポイントも使用できます。このテスト・ポイントでの DC ステップ、立上がり時間、セ

アプリケーション情報

トリングは、正確にクロズドループ応答を反映しています。2次特性が支配的なシステムであれば、このピンで観察されたオーバーシュートのパーセンテージから、位相余裕やダンピング・ファクタを推定できます。また、このピンの立上がり時間を調べることで、帯域幅を推定することもできます。**標準的応用例**の回路に示すITHの外付けコンポーネントは、ほとんどのアプリケーションにとって適切な出発点となります。

ITHに直列に接続された R_C - C_C フィルタで、支配的なポールとゼロのループ補償が設定されます。最終的なPCレイアウトが完了し、特定の出力コンデンサの種類と値を決定した後、過渡応答を最適化するために値を若干変更できます(初期値の0.5~2倍)。出力コンデンサは、その種類と値によってループのゲインと位相が決まるため、選択する必要があります。立上がり時間を $1\mu\text{s}$ ~ $10\mu\text{s}$ とした、全負荷電流の20%~80%の出力電流パルスを通すと、帰還ループを壊すことなく出力電圧とITHピンの波形が得られ、ループ全体の安定性を判断できます。

パワーMOSFETを出力コンデンサの両端に直接接続し、適切な信号発生器でゲートを駆動することが、現実的な負荷ステップ条件を生成するための実用的な方法です。出力電流のステップ変化によって生じる最初の出力電圧ステップは、帰還ループの帯域幅内に収まらないことがあるため、この信号を位相余裕の判定に使用することはできません。このため、帰還ループ内にあって、フィルタ処理および補償された制御ループの応答を示すITHピンの信号に注目するのがよいでしょう。 R_C を大きくするとループのゲインが増加し、 C_C を小さくするとループの帯域幅が広がります。 R_C を C_C の減少と同じ比率で増加させると、ゼロ周波数は同じに保たれるため、帰還ループの最も重要な周波数範囲で位相のずれが一定に保たれます。出力電圧のセトリング動作は、クロズドループ・システムの安定性に関連しており、電源全体の実際の性能を示します。

2つ目のより大きなトランジェント現象は、大きな($1\mu\text{F}$ 以上の)電源バイパス・コンデンサのある負荷でのスイッチングによって引き起こされます。放電したバイパス・コンデンサは実質的に C_{OUT} と並列に接続されることになり、 V_{OUT} が急激に低下します。負荷スイッチの抵抗が低く、高速で駆動される場合、どんなレギュレータも、この出力電圧の急激なステップ変化を防ぐのに十分な速度で電流供給を変化させること

はできません。 C_{LOAD} と C_{OUT} の比が1:50より大きい場合は、負荷の立上がり時間がおおよそ $C_{LOAD} \cdot 25\mu\text{s}/\mu\text{F}$ に制限されるように、スイッチングの立上がり時間を制御する必要があります。したがって、 $10\mu\text{F}$ のコンデンサの場合、 $250\mu\text{s}$ の立上がり時間が必要となり、充電電流は約200mAに制限されます。

設計例

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

1. 動作周波数を設定します。この周波数は内部のプリセット値ではないため、FREQピンとGNDの間で次の値の抵抗が必要です。

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

2. インダクタの値を決定します。最初に、インダクタのリップル電流を30%として、値を選択します。インダクタの値は、次式から計算できます。

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

リップル電流が最大になるのは、入力電圧が最大の時です。この場合、 $V_{IN} = 22\text{V}$ でのリップルは35%です。

3. 最小オン時間の40nsに違反していないか確認します。オン時間の最小値は次式のように $V_{IN(MAX)}$ で生じます。

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

これは最小オン時間の条件を満たすのに十分すぎるほどです。最小オン時間に違反すると、LTC7805は高入力電圧時にパルスをスキップするため、必要以上に動作周波数が低くインダクタ電流リップルが大きくなります。これが望ましくない場合は、周波数を下げて(それに合わせてインダクタの値を調整して)最小オン時間付近での動作を避けることで、この動作を回避できます。

4. R_{SENSE} 抵抗の値を選択します。インダクタのピーク電流は、最大DC出力電流にインダクタのリップル電流の半分を加えたものです。この例では、 $20\text{A} - (1+0.30/2) = 23\text{A}$ と

アプリケーション情報

なります。次に、 R_{SENSE} 抵抗の値は、最大電流検出閾値の最小値 (43mV) に基づいて計算できます。

$$R_{SENSE} \leq \frac{43\text{mV}}{23\text{A}} \cong 2\text{m}\Omega$$

余裕を持たせるために R_{SENSE} の値を小さくすることもできますが (例: 1.8m Ω)、インダクタの飽和電流が $V_{SENSE(MAX)}/R_{SENSE}$ よりも十分に余裕があることを確認してください。ここで、 $V_{SENSE(MAX)}$ には最大値の 55mV を使用しています。

このようにインダクタの値が小さく大電流のアプリケーションでは、検出抵抗の寄生インダクタンス (ESL) を補償するために、検出ピンで RC フィルタを使用する必要があります。 R_{SENSE} の形状が 1225、寄生インダクタンスが 0.2nH と仮定すると、RC フィルタの時定数は $RC = ESL/R_{SENSE} = 0.2\text{nH}/2\text{m}\Omega = 100\text{ns}$ となります。これを実装するには、 $SENSE^+$ ピンに 100 Ω の抵抗を直列に接続し、 $SENSE^+$ と $SENSE^-$ の間に 1nF のコンデンサを接続します。

5. 帰還抵抗を選択します。負荷が非常に軽い時の効率が要求される場合には、値の大きい帰還抵抗を用いて、帰還分圧器による電流を最小限に抑えることができます。しかし、ほとんどのアプリケーションでは、帰還分圧器電流の許容範囲は 10 μA ~ 100 μA またはそれ以上になります。帰還分圧器電流が 50 μA の場合、 $R_A = 0.8\text{V}/50\mu\text{A} = 16\text{k}\Omega$ となります。すると R_B は、 $R_B = R_A(3.3\text{V}/0.8\text{V} - 1) = 50\text{k}\Omega$ と計算できます。
6. MOSFET を選択します。特定のアプリケーションで MOSFET の性能を評価する最良の方法は、LTC7805 のデモ・ボードを用いて、ベンチ上で回路を作成してテストすることです。しかし、アプリケーションに関する知識に基づいた推測を行なうと、最初に MOSFET を選択する際に役に立ちます。このアプリケーションは高電流、低電圧のアプリケーションであるため、トップ MOSFET では I^2R 損失が遷移損失よりも支配的になると考えられます。そのため、ゲート電荷を低くするのではなく、 $R_{DS(ON)}$ が低い MOSFET を選択して、複合損失項を最小限に抑えます。ボトム MOSFET には遷移損失がないため、その電力損失は通常は I^2R 損失が支配的になります。このため、ボトム MOSFET はトップ MOSFET よりも $R_{DS(ON)}$ を低くし、更にゲート電荷が高いものを選択するのが一般的です。

このアプリケーションでは大電流が流れるため、消費電力をより均等にバランスさせ、 $R_{DS(ON)}$ を低減するために、2つの MOSFET を並列に配置することが必要になる場合があります。ゲート駆動電圧は 5.4V ($INTV_{CC}$) に制限されているため、必ずロジック・レベル閾値の MOSFET を選択するようにします。

7. 入力コンデンサと出力コンデンサを選択します。 C_{IN} は、このチャンネルのみがオンであると仮定した場合の温度で RMS 電流定格が 10A ($I_{OUT}/2$ 、余裕のある値) 以上のものを選択します。 C_{OUT} は、出力リップルを低くするために、ESR が 3m Ω のものを選択します。ESR をこのレベルにまで下げるには、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、最大入力電圧の時に最大になります。ESR による出力電圧リップルはおおよそ次のとおりです。

$$V_{ORIPPLE} = ESR \cdot \Delta I_L = 3\text{m}\Omega \cdot 6\text{A} = 18\text{mV}_{P-P}$$

3.3V 出力の場合、これはピーク to ピーク電圧リップルの 0.55% に相当します。

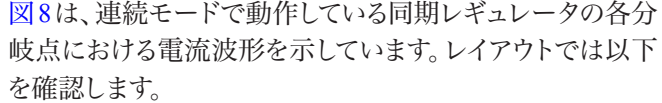
8. バイアス電源コンポーネントを決定します。レギュレーション後の出力は、 $EXTV_{CC}$ のスイッチオーバー閾値 (4.8V) を超えないため、 $INTV_{CC}$ のバイアスには使用できません。しかし、他のチャンネルが 5V にレギュレーションされている場合など、他の電源が利用できる場合は、その電源を $EXTV_{CC}$ に接続して効率を向上させます。

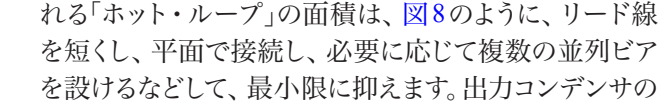
ソフトスタートを 6.5ms とするために、 $TRACK/SS$ ピンに 0.1 μF のコンデンサを選択します。バイアス・コンポーネントの最初の見積もりとして、 $C_{INTVCC} = 4.7\mu\text{F}$ 、昇圧電源コンデンサ $C_B = 0.1\mu\text{F}$ 、セントラル・セミコンダクター製の順方向電圧降下の小さい昇圧電源ダイオード CMD5H-4E を選択します。

9. アプリケーション固有のパラメータを決定し、設定します。軽負荷時の効率と固定周波数動作のトレードオフを考慮して、 $MODE$ ピンを設定します。 $PLLIN/SPREAD$ ピンは、固定周波数、スペクトル拡散周波数、フェーズ・ロック周波数のいずれが必要かによって設定します。 RUN ピンは、レギュレータ動作に最小入力電圧を制御するのに使用することも、常時オン動作に V_{IN} に接続することもできます。最初の見積もりとして、代表的なアプリケーションに記載してある ITH 補償コンポーネントを使用し、過渡応答の安定性を確認してから、必要に応じて修正します。

アプリケーション情報

PC 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際には、デバイスが正しく動作するために以下のチェックリストを使用してください。図8は、連続モードで動作している同期レギュレータの各分岐点における電流波形を示しています。レイアウトでは以下を確認します。

1. トップNチャンネルMOSFETは互いに1cm以内に配置され、 C_{IN} でドレインが共通に接続されていますか。2つのチャンネルのデカップリング・コンデンサは、大きな共振ループを回避するために、互いに近接している必要があります。
2. 信号と電源のグラウンドは分離されていますか。一緒にしたデバイスのグラウンド・ピンと C_{INTVCC} のグラウンド・リターンは一緒にして C_{OUT} (-)端子に戻す必要があります。トップNチャンネルMOSFET、ボトムNチャンネルMOSFET、高周波(セラミック)入力コンデンサで形成される「ホット・ループ」の面積は、図8のように、リード線を短くし、平面で接続し、必要に応じて複数の並列ビアを設けるなどして、最小限に抑えます。出力コンデンサの(-)端子は、入力コンデンサの(-)端子のできるだけ近くで接続する必要があります。
3. LTC7805のVFBピンの抵抗分圧器は C_{OUT} の(+)端子に接続していますか。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。敏感なVFBノードへのノイズ結合を最小限に抑えるために、分圧器をVFBピンの近くに配置します。また、帰還抵抗の接続は、入力コンデンサからの大電流入力のパターンに沿わせないようにします。
4. $SENSE^-$ と $SENSE^+$ のリード線は、最小のPCパターン間隔で一緒に配線されていますか。これらのパターンは高周波スイッチング・ノードから離し、可能であれば内層で配線します。 $SENSE^+$ と $SENSE^-$ の間のフィルタ・コンデンサは、できるだけデバイスに近づけます。検出抵抗はケルビン接続を行ない、高精度の電流検出を確保します。
5. $INTV_{CC}$ のデカップリング・コンデンサは、デバイスの近くで $INTV_{CC}$ ピンと電源グラウンド・ピンの間に接続されていますか。このコンデンサは、MOSFETドライバのピーク電流を供給します。 $INTV_{CC}$ とGNDピンのすぐそばに1 μ Fのセラミック・コンデンサを追加することで、ノイズ性能を

大幅に改善できます。昇圧ダイオードは、 $INTV_{CC}$ への信号接続と一緒にせず、デバイスの近くにある $INTV_{CC}$ コンデンサへ別のルートで直接接続します。

6. スwitchング・ノード(SW1、SW2)、トップのゲート・ノード(TG1、TG2)、および昇圧ノード(BOOST1、BOOST2)を、敏感な小信号ノード、特にもう一方のチャンネルの電圧および電流の検出帰還ピンから遠ざけます。これらのノードはいずれも非常に大きな高速の信号を扱うため、LTC7805の出力側に配置し、PCのパターン面積を最小にする必要があります。幅広のトレースや複数の並列ビアを使用することにより、TGおよびBGのゲート駆動トレースとコントローラICへの各リターン・パス(SWおよびGND)のインダクタンスを最小限に抑えます。
7. 改良型スター結線手法を使用します。これは、低インピーダンスで銅面積の大きい中央結線部を入出力コンデンサと同じ側に設け、ここに $INTV_{CC}$ デカップリング・コンデンサのボトム、電圧帰還抵抗分圧器のボトム、およびデバイスのGNDピンを結線します。

レイアウト・ガイドの詳細については、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。

PC 基板レイアウトのデバッグ

最初は、1つのコントローラだけをオンにします。回路のテスト中にインダクタの電流をモニタするには、DC~50MHzの電流プローブを使用すると便利です。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、実際の出力電圧もプローブで調べます。アプリケーションで想定される動作電圧および電流の範囲で適切な性能が達成されていることを確認します。動作周波数は、ドロップアウト状態になるまでの入力電圧範囲で、また出力負荷が低電流動作閾値(Burst Mode動作時の最大設計電流レベルの25%(代表値))を下回るまで維持される必要があります。

適切に設計された低ノイズのPCB実装では、デューティ・サイクルのパーセンテージはサイクル間で維持される必要があります。低調波レートでデューティ・サイクルに変動があれば、電流または電圧の検出入力でノイズを拾っているか、またはループ補償が不十分の可能性もあります。レギュレー

アプリケーション情報

タの帯域幅を最適化する必要がない場合、ループを過補償にすることによって不適切なPCレイアウトに対処できます。各コントローラの性能を確認した後でのみ、両方のコントローラを同時にオンにします。特に厳しい動作領域は、一方のコントローラ・チャンネルが電流コンパレータのトリップ・ポイントに近づいていて、もう一方のチャンネルがトップMOSFETをオンにしている時です。これは、内部クロックの位相調整により、どちらかのチャンネルのデューティ・サイクルが50%前後になると発生し、わずかながらデューティ・サイクルのジッタが発生することがあります。

ドロップアウト時のレギュレータの動作を確認するために、 V_{IN} を公称レベルから低下させます。出力をモニタしながら V_{IN} を更に下げて、低電圧ロックアウト回路の動作を確認します。出力電流が大きいときだけ問題が発生するのか、入力電圧が大きい時だけ問題が発生するのかを調べます。入力電圧が大きく、かつ出力電流が小さい時に問題が発生する場合は、BOOST、SW、TG、場合によってはBGの接続部と電圧および電流の検出ピンの間に容量結合がないか

確認します。電流検出ピンの両端に接続するコンデンサは、デバイスのピンのすぐ隣に配置する必要があります。このコンデンサは、高周波の容量結合による差動ノイズ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時に問題が生じる場合は、 C_{IN} 、トップMOSFET、ボトムMOSFETのコンポーネントと敏感な電流および電圧検出トレースの間の誘導結合を調べます。更に、これらのコンポーネントとデバイスのGNDピンの間の共通グラウンド・パスで電圧が混入していないか調べます。

電流検出用のリード線が逆に接続されていると、それ以外の点ではスイッチング・レギュレータは正常に動作しているために見落とされがちな厄介な問題が発生します。このように接続が誤っている場合、出力電圧は維持されますが、電流モード制御の利点は活かされません。電圧ループの補償がコンポーネント選択の影響をはるかに受けやすくなります。この動作は、電流検出抵抗を一時的に短絡すると確認できます。レギュレータは出力電圧の制御を維持しますので心配には及びません。

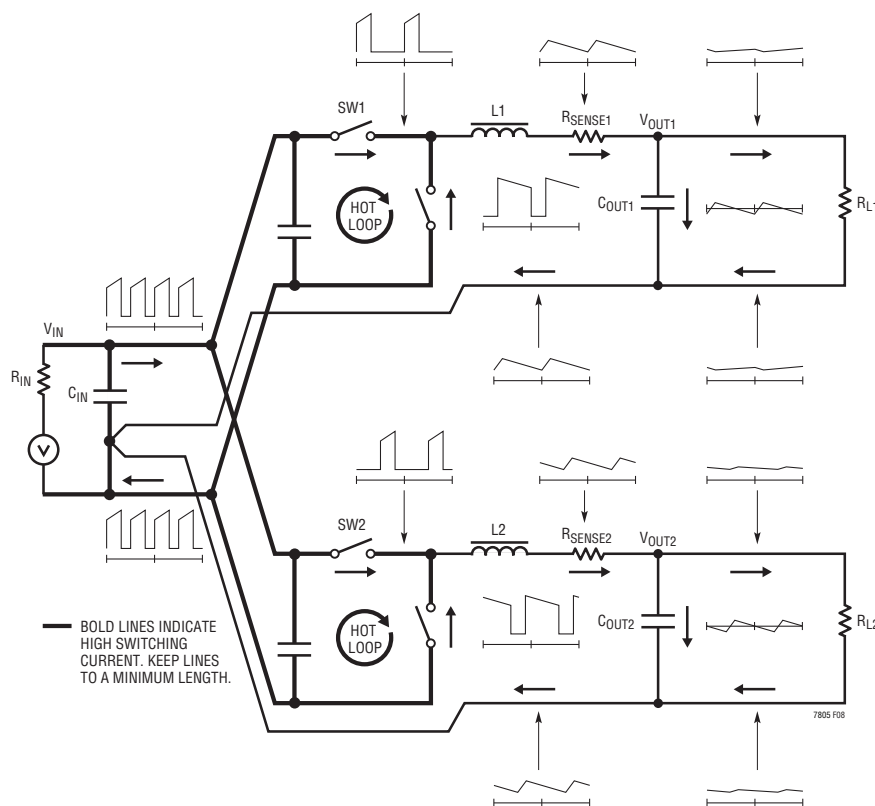
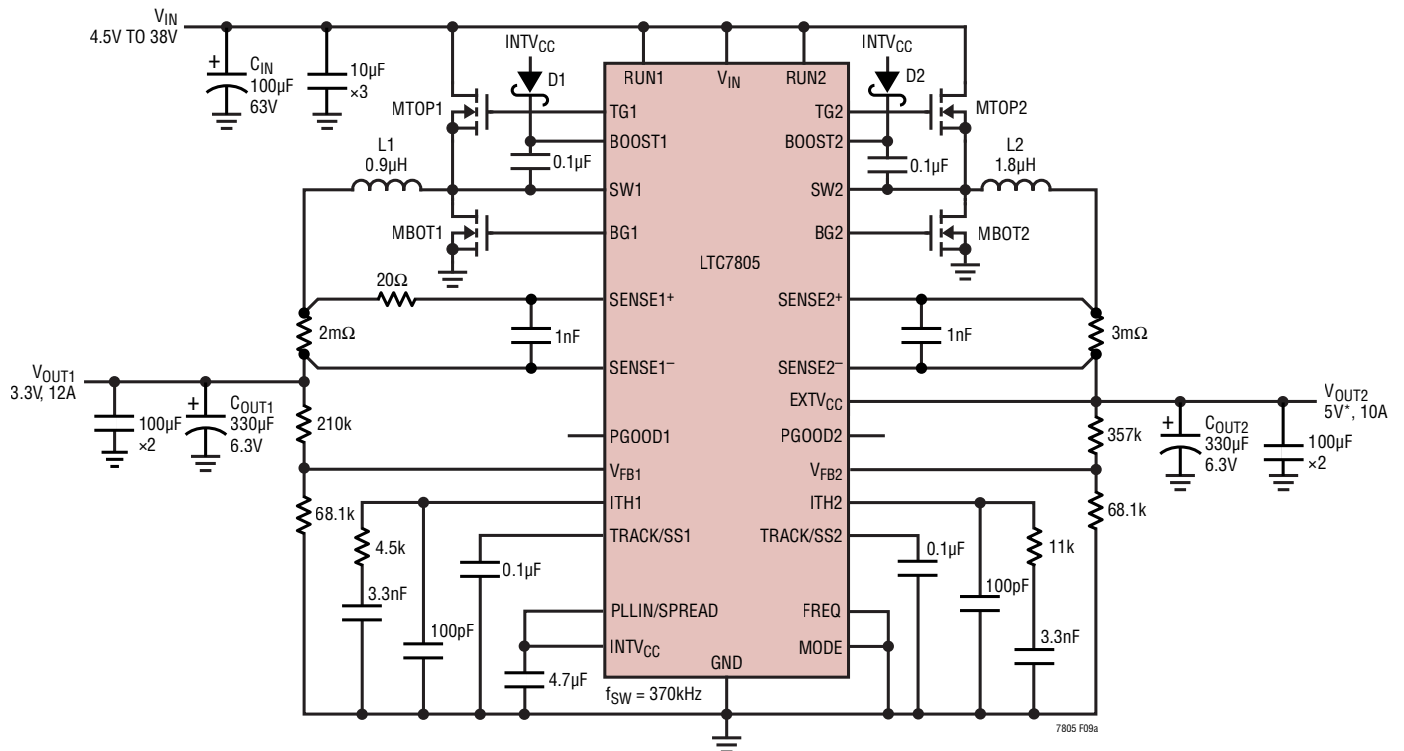


図8. 降圧チャンネルの分岐電流波形

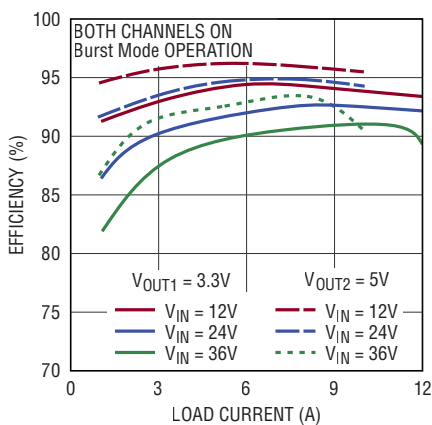
標準的応用例



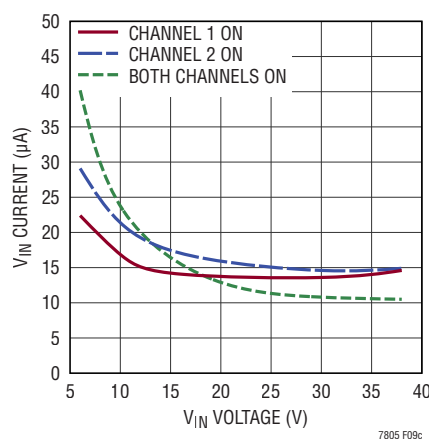
L1: WURTH 744355090
L2: WURTH 744313180
MTOP1,2: INFINEON BSC059N04LS6
MBOT1,2: INFINEON BSC022N04LS

D1,2: CENTRAL SEMI CMDSH-4E
C_IN: SUNCON 63CE100LX
C_OUT1,2: KEMET T520V337M006ATE015
*V_OUT2 FOLLOWS V_IN WHEN V_IN < 5V

効率と負荷電流の関係



無負荷時 Burst Mode での入力電流
と入力電圧の関係



短絡保護

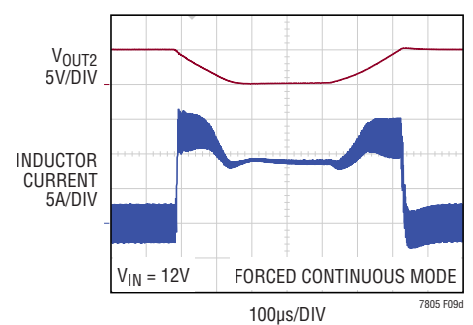
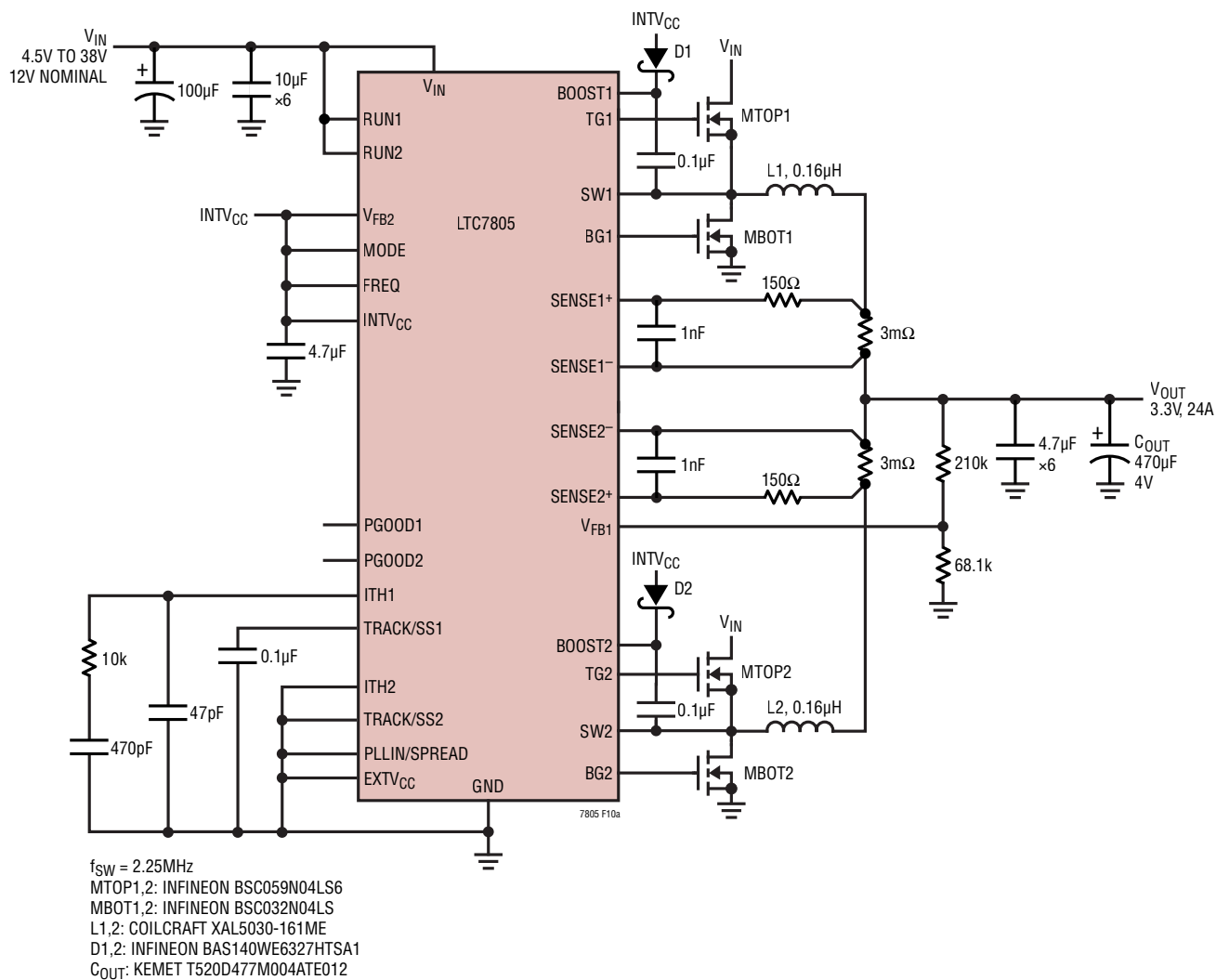
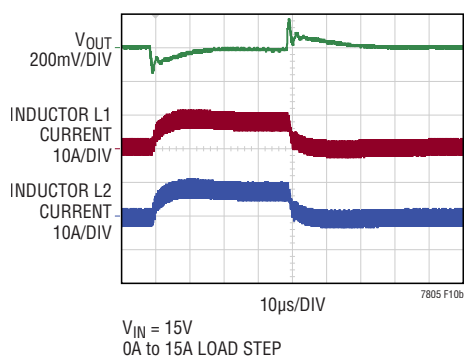


図9. スペクトラム拡散機能を備えた高効率デュアル3.3V、5V 降圧レギュレータ

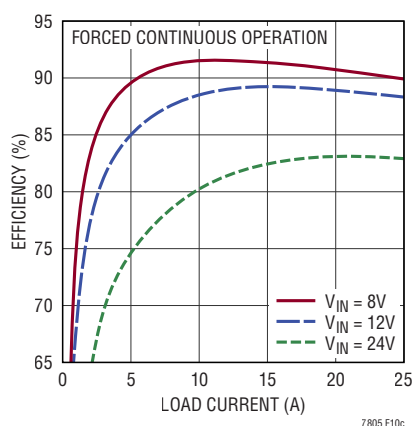
標準的応用例



負荷ステップの過渡応答



効率と負荷電流の関係



出力電圧のノイズ・スペクトル

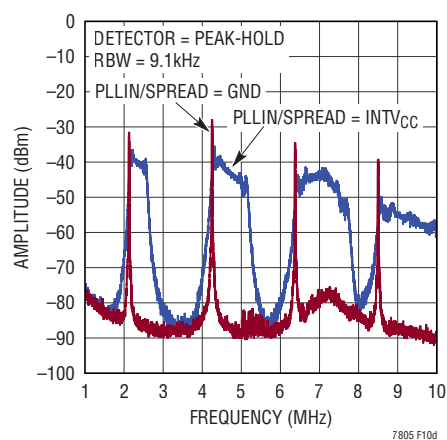
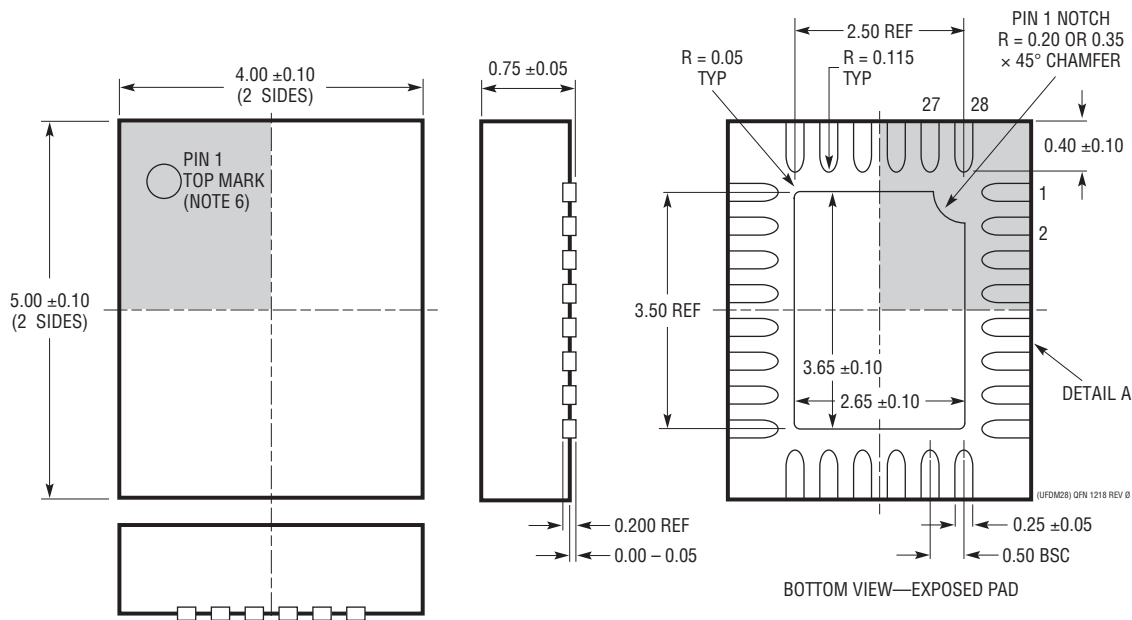


図 10. 2.25MHz 2相単出力の3.3V、24A 降圧レギュレータ

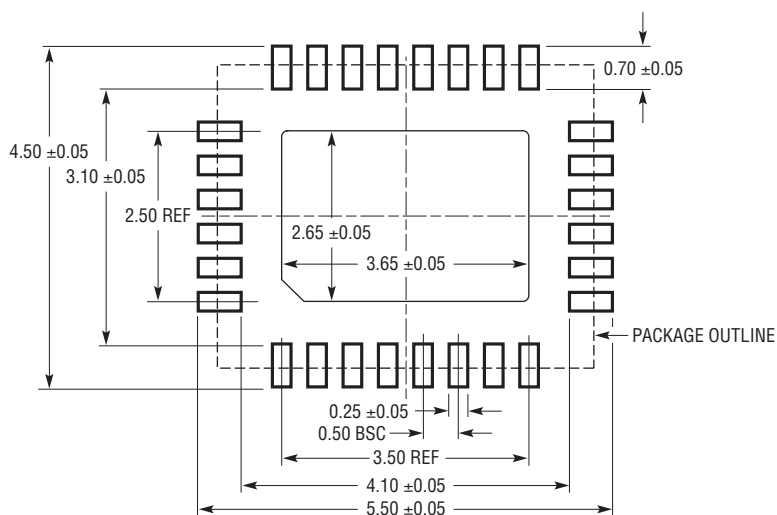
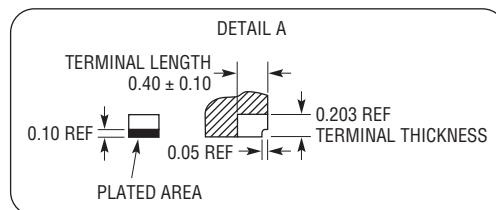
パッケージの説明

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



NOTE:

1. DRAWING NOT TO SCALE
2. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
3. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.15mm ON ANY SIDE
4. SHADED AREA IS ONLY A REFERENCE FOR PIN 1 LOCATION ON THE TOP AND BOTTOM OF PACKAGE



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

標準的応用例

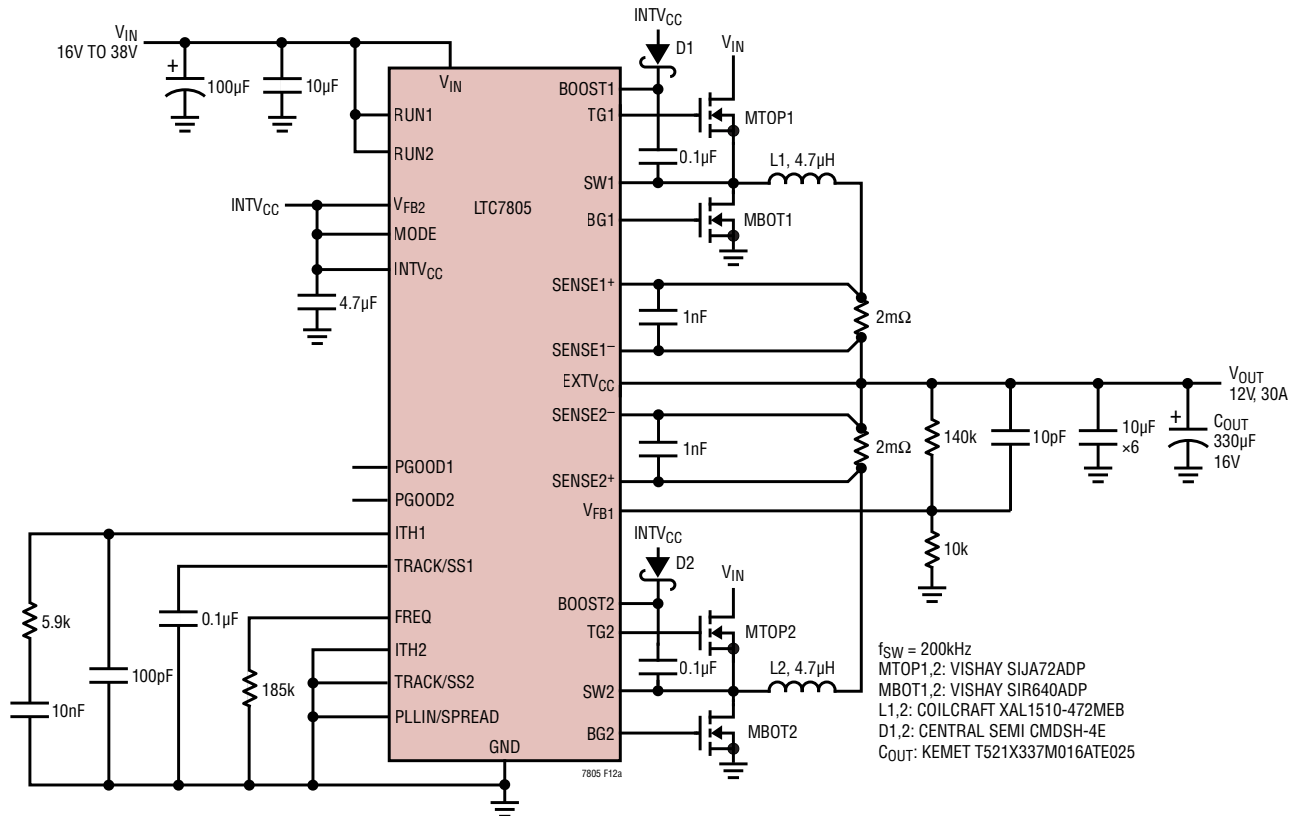


図 12. 高効率 360W 2 相単出力の 12V 降圧レギュレータ

関連製品

製品番号	概要	注釈
LTC7802/ LTC7802-3.3	40V デュアル低 I _Q 、スペクトラム拡散を備えた 2 相同期整流式降圧 DC/DC コントローラ、-3.3 バージョンでは固定 3.3V _{OUT1}	4.5V ≤ V _{IN} ≤ 40V、V _{OUT} : 最大 40V、I _Q = 12µA、PLL 固定周波数: 100kHz ~ 3MHz、サイド・ウェットプル 4mm × 5mm QFN-28
LTC7803/ LTC7803-3.3	40V 低 I _Q 、スペクトラム拡散機能と 100% デューティ・サイクル機能を備えた同期整流式降圧 DC/DC コントローラ、-3.3 バージョンでは固定 3.3V _{OUT}	4.5V ≤ V _{IN} ≤ 40V、V _{OUT} : 最大 40V、I _Q = 12µA、PLL 固定周波数: 100kHz ~ 3MHz、3mm × 3mm QFN-16/MSOP-16
LTC7804	スペクトラム拡散機能と 100% デューティ・サイクル機能を備えた 40V 低 I _Q 同期整流式昇圧コントローラ	4.5V ≤ V _{IN} ≤ 40V、V _{OUT} : 最大 40V、固定周波数: 100kHz ~ 3MHz、3mm × 3mm QFN-16/MSOP-16
LTC7806	スペクトラム拡散機能と 100% デューティ・サイクル機能を備えた 40V、低 I _Q 、2 相同期整流式昇圧 DC/DC コントローラ	4.5V ≤ V _{IN} ≤ 40V、V _{OUT} : 最大 40V、固定動作周波数: 100kHz ~ 3MHz、サイド・ウェットプル 4mm × 5mm QFN-28
LTC3890/ LTC3890-1/ LTC3890-2/ LTC3890-3	60V、低 I _Q 、デュアル、2 相同期整流式降圧 DC/DC コントローラ	4V ≤ V _{IN} ≤ 60V、0.8V ≤ V _{OUT} ≤ 24V、I _Q = 50µA、PLL 固定周波数: 50kHz ~ 900kHz、5mm × 5mm QFN-32
LTC3892/ LTC3892-1/ LTC3892-2	60V 低 I _Q 、デュアル、2 相同期整流式降圧 DC/DC コントローラ、ゲート駆動電圧を 5V ~ 10V で調整可能	4V ≤ V _{IN} ≤ 60V、0.8V ≤ V _{OUT} ≤ 24V、I _Q = 29µA、PLL 固定周波数: 50kHz ~ 900kHz、5mm × 5mm QFN-32/TSSOP-28
LTC3855	リモート出力電圧検出機能を備えた 38V デュアル、2 相、同期整流式降圧 DC/DC コントローラ	4.5V ≤ V _{IN} ≤ 38V、0.8V ≤ V _{OUT} ≤ 12V、PLL 固定周波数: 250kHz ~ 770kHz、6mm × 6mm QFN-40/TSSOP-40