

40V、低 I_Q 、3MHz、 2相同期整流式昇圧コントローラ

特長

- 2相動作により、必要な入力/出力容量と電源によるノイズを低減
- 同期動作により、最大効率を達成し、熱損失を低減
- 広い入力電圧範囲: 4.5V~40V、起動後は最低1Vで動作
- 出力電圧: 最大40V
- 少ない動作時自己消費電流: 18μA
- PassThru™動作: 同期MOSFETの100%デューティ・サイクル機能
- R_{SENSE} またはインダクタのDCRによる電流検出
- スペクトラム拡散動作
- プログラマブルな固定周波数 (100kHz~3MHz)
- 位相同期可能な周波数 (100kHz~3MHz)
- 軽負荷時に連続動作、パルススキッピング動作、低リップルBurst Mode®動作のいずれかを選択可能
- 入力電流モニタの出力
- 内部LDOが V_{BIAS} または $EXTV_{CC}$ からゲートドライブに電力を供給
- シャットダウン時の低 I_Q : 1.5μA
- サイドウェットブル28ピン4mm × 5mm QFN/パッケージ
- AEC-Q100オートモーティブ認定を申請中

アプリケーション

- オートモーティブおよび輸送機器
- オーディオおよびRFパワー・アンプ
- 工業用および医療用機器
- 通信

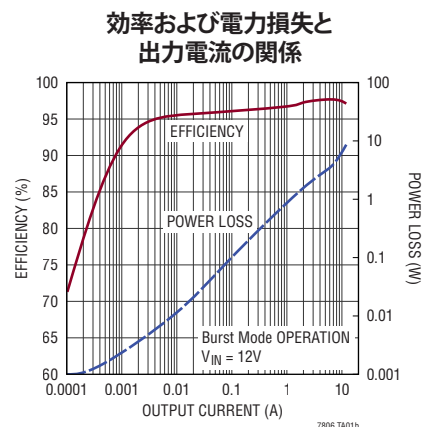
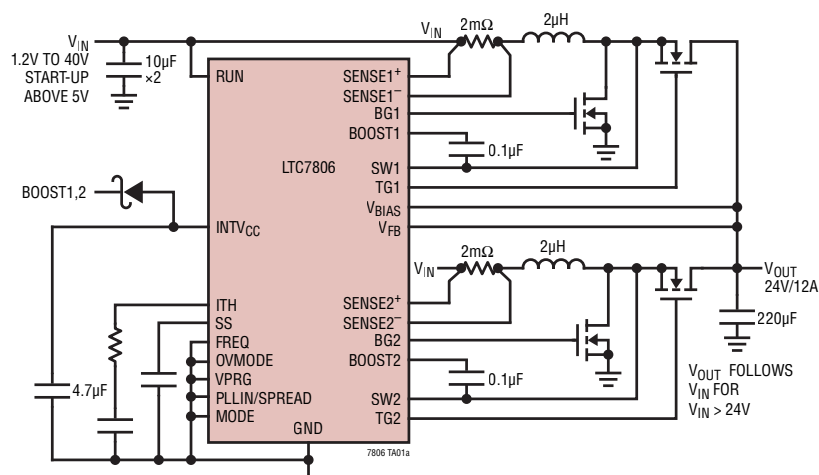
説明

LTC®7806は、2つのNチャンネル・パワーMOSFET段を位相をずらして駆動する、高性能の2相シングル出力同期整流式昇圧コンバータ・コントローラです。固定周波数電流モード・アーキテクチャにより、最大3MHzのスイッチング周波数に位相同期可能です。高効率の2相動作により、入力と出力のコンデンサの条件が緩和され、単相の同等デバイスに比べて小型のインダクタを使用できます。同期整流により、効率が向上し、電力損失が減少して、熱条件が緩和されるため、高電力昇圧アプリケーションを簡素化します。また、同期PassThru機能により、自動車の始動/停止アプリケーションの損失を最小限に抑えます。

LTC7806は4.5V~40Vの広い入力電源電圧範囲で動作します。昇圧コンバータの出力からバイアスする場合、LTC7806は起動後であれば入力電源電圧が1Vという低い値でも動作できます。無負荷時の自己消費電流が非常に少ないため、バッテリー駆動システムでの動作時間が長くなります。OPTI-LOOP®補償により、幅広い範囲の出力容量値およびESR値にわたって過渡応答を最適化できます。LTC7806は、高精度の1.2Vリファレンス、パワー・グッド出力インジケータ、インダクタ電流モニタを備えています。

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

代表的なアプリケーション



目次

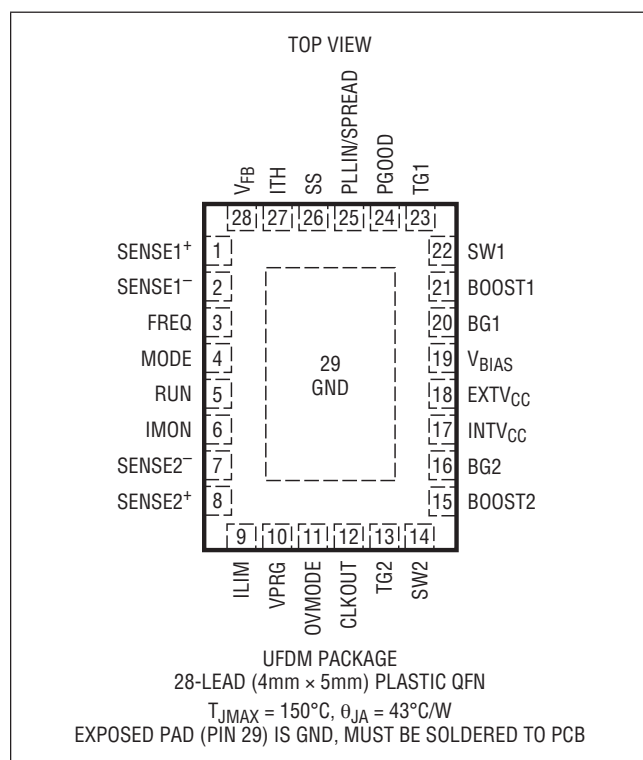
特長	1	アプリケーション情報	17
アプリケーション	1	インダクタ値の計算	17
説明	1	インダクタのコアの選択	17
代表的なアプリケーション	1	電流検出方式の選択	17
絶対最大定格	3	値の小さな抵抗による電流検出	18
ピン配置	3	インダクタのDCRによる電流検出	19
オーダー情報	3	動作周波数の設定	20
電気的特性	4	軽負荷時動作モードの選択	21
代表的な性能特性	7	パワー-MOSFETの選択	22
ピン機能	10	C_{IN} と C_{OUT} の選択	22
ブロック図	12	PolyPhase動作	24
動作	13	出力電圧の設定	24
メイン制御ループ	13	RUNピンと低電圧ロックアウト	24
電源とバイアス電源	13	ソフトスタート	25
シャットダウンと起動 (RUNピンとSSピン)	13	INTV _{CC} レギュレータ	25
軽負荷時の動作: Burst Mode動作、パルススキッピング・		上側MOSFETドライバの電源 (C_B , D_B)	26
モード、または強制連続モード (MODEピン)	14	最小オン時間に関する検討事項	26
周波数の選択、スペクトラム拡散、フェーズロック・		電流モニタ (IMON)	27
ループ (FREQピンおよびPLLIN/SPREADピン)	15	障害状態: 過熱保護	27
PolyPhaseアプリケーション (CLKOUTピン)	15	フェーズロック・ループと周波数同期	27
過電圧モード選択 (OVMODEピン)	15	効率に関する検討事項	27
V_{IN} がレギュレーションされた V_{OUT} より高い場合の		過渡応答のチェック	28
動作	16	設計例	29
低入力電圧時の動作	16	PCボード・レイアウトのチェックリスト	30
パワー・グッド (PGOODピン)	16	プリント回路基板レイアウトのデバッグ	32
		代表的なアプリケーション	33
		パッケージの説明	37
		代表的なアプリケーション	38
		関連部品	38

絶対最大定格

(注1)

バイアス入力電源電圧 (V_{BIAS})		-0.3V~40V
RUN 電圧		-0.3V~40V
BOOST1、BOOST2 の電圧		-0.3V~46V
スイッチ電圧 (SW1、SW2)		-5V~40V
(BOOST1 – SW1)、(BOOST2 – SW2)		-0.3V~6V
SENSE1 ⁺ 、SENSE1 ⁻ の電圧		-0.3V~40V
SENSE2 ⁺ 、SENSE2 ⁻ の電圧		-0.3V~40V
V_{FB} の電圧		-0.3V~40V
EXTV _{CC} の電圧		-0.3V~30V
INTV _{CC} の電圧		-0.3V~6V
SS、CLKOUT、VPRG、IMON の電圧		-0.3V~6V
MODE、PGOOD、OVMODE の電圧		-0.3V~6V
PLLIN/SPREAD、FREQ、ILIM の電圧		-0.3V~6V
ITH の電圧		-0.3V~2V
BG1、BG2、TG1、TG2		(注8)
動作ジャンクション温度範囲 (注2、7)		
LTC7806I		-40°C~125°C
LTC7806R、LTC7806J		-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



オーダー情報

鉛フリー仕上げ	テープ&リール	製品マーキング*	パッケージの説明	温度範囲
LTC7806RUFDM#PBF	LTC7806RUFDM#TRPBF	7806	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**				
LTC7806IUFDM#WPBF	LTC7806IUFDM#WTRPBF	7806	28ピン (4mm × 5mm) プラスチック QFN	-40°C~125°C
LTC7806JUFDM#WPBF	LTC7806JUFDM#WTRPBF	7806	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仕様規定されたデバイスについては弊社までお問い合わせください。*温度グレードは出荷容器のラベルに表示されています。

テープ&リールの仕様は[こちらをご覧ください](#)。一部のパッケージは指定された販売チャンネルを通じて500個単位のリールで供給され、製品番号末尾に「#TRMPBF」という記号が付いています。

** このデバイスの各種バージョンは、オートモーティブ・アプリケーションの品質と信頼性の条件に対応するよう管理された製造工程を通じて提供されています。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

●は仕様規定されている全動作ジャンクション温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は、特に指定のない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{BIAS} = 12\text{V}$ 、 $RUN > 1.25\text{V}$ 、 $EXTV_{CC} = 0\text{V}$ での値です。(注2)

記号	パラメータ	条件	最小値	代表値	最大値	単位
入出力電源						
V_{BIAS}	バイアス電源動作範囲		4.5		40	V
V_{IN}	入力電源動作範囲	$V_{BIAS} \geq 4.5\text{V}$	1		40	V
V_{OUT}	出力電圧動作範囲		V_{IN}		40	V

コントローラの動作

V_{FB}	レギュレーションされた帰還電圧	(注3) $V_{BIAS} = 4.5\text{V} \sim 40\text{V}$ 、 ITH の電圧 = $0.6\text{V} \sim 1.2\text{V}$ 、 VPRG = フロート VPRG = 0V VPRG = $INTV_{CC}$	● ● ●	1.185 23.5 27.5	1.200 24 28	1.212 24.5 28.5	V V V
	レギュレーション状態での帰還電流	VPRG = フロート VPRG = 0V または $INTV_{CC}$			± 5 4	± 50	nA μA
	シャットダウン時の帰還電流	$RUN = 0\text{V}$			± 5	± 50	nA
	過電圧保護閾値	$OVMODE = 0\text{V}$ 、 V_{FB} 立上がり (レギュレーションされた V_{FB} を基準)		8	11	14	%
g_m	トランスコンダクタンス・アンプの g_m			1.8			mmho
$V_{SENSE(MAX)}$	最大電流検出閾値	$V_{FB} = 1.1\text{V}$ 、 $V_{SENSE1,2^+} = 12\text{V}$ ILIM = 0V ILIM = フロート ILIM = $INTV_{CC}$	● ● ●	21 44 66	25 50 75	29 55 83	mV mV mV
	チャンネル間の整合	$V_{SENSE1,2^+} = 12\text{V}$		-3.3	0	3.3	mV
$I_{SENSE1,2^-}$	SENSE1,2 ⁻ ピンの電流	$V_{SENSE1,2^-} = 12\text{V}$				± 1	μA
I_{SENSE1^+}	SENSE1 ⁺ ピンの電流	$V_{SENSE1^+} \leq 2.8\text{V}$ $3.2\text{V} \leq V_{SENSE1^+} < INTV_{CC} - 0.5\text{V}$ $V_{SENSE1^+} > INTV_{CC} + 0.5\text{V}$			1 50 750		μA μA μA
I_{SENSE2^+}	SENSE2 ⁺ ピンの電流	$V_{SENSE2^+} < INTV_{CC} - 0.5\text{V}$ $V_{SENSE2^+} > INTV_{CC} + 0.5\text{V}$			700	± 2	μA μA
	ソフトスタート充電電流	$V_{SS} = 0\text{V}$		10	12.5	15	μA
	RUN ピンのオン閾値	V_{RUN} 立上がり ヒステリシス	●	1.15	1.20 100	1.25	V mV

DC 電源電流 (注4)

	V_{BIAS} シャットダウン電流	$RUN = 0\text{V}$		1.5		μA
	V_{BIAS} スリープ・モード電流	$SENSE1^+ < 3.2\text{V}$ 、 $EXTV_{CC} = 0\text{V}$		18		μA
	スリープ・モード電流	$SENSE1^+ \geq 3.2\text{V}$ V_{BIAS} の電流、 $EXTV_{CC} = 0\text{V}$ V_{BIAS} の電流、 $EXTV_{CC} \geq 4.8\text{V}$ $EXTV_{CC}$ の電流、 $EXTV_{CC} \geq 4.8\text{V}$ $SENSE1^+$ の電流		5 1 7 12	11 4 14 22	μA μA μA μA
	パルススキッピング・モードまたは強制連続モードの V_{BIAS} または $EXTV_{CC}$ の電流	$V_{FB} = 1.25\text{V}$		5		mA

電気的特性

●は仕様規定されている全動作ジャンクション温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は、特に指定のない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{BIAS} = 12\text{V}$ 、 $RUN > 1.25\text{V}$ 、 $EXTV_{CC} = 0\text{V}$ での値です。(注2)

記号	パラメータ	条件	最小値	代表値	最大値	単位
ゲート・ドライバ						
	TGまたはBGのオン抵抗	プルアップ プルダウン		1.2 0.6		Ω Ω
	TGまたはBGの遷移時間 立上がり時間 立下がり時間	(注5) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		25 15		ns ns
	TGオフからBGオンまでの遅延時間	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (ドライバごと)		15		ns
	BGオフからTGオンまでの遅延時間	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (ドライバごと)		15		ns
$t_{ON(MIN)1,2}$	BGの最小オン時間	(注6)		105		ns
	BGの最大デューティ・ファクタ	$f_{OSC} = 750\text{kHz}$		93		%
	TGの最大デューティ・ファクタ	$OVMODE = 0\text{V}$ 、過電圧時		100		%
	昇圧チャージ・ポンプが供給可能な出力電流	$V_{BOOST1,2} = 16\text{V}$ 、 $V_{SW1,2} = 12\text{V}$ 、 $FREQ = 0\text{V}$ 、強制連続モード	100	180		μA
	IMON電流モニタの出力電圧	$ILIM = INTV_{CC}$ または フロート $V_{SENSE2+} - V_{SENSE2-} = V_{SENSE(MAX)}$ $V_{SENSE2+} - V_{SENSE2-} = 0.3 \cdot V_{SENSE(MAX)}$	1.34 0.6	1.4 0.7	1.46 0.8	V V
		$ILIM = 0\text{V}$ $V_{SENSE2+} - V_{SENSE2-} = 25\text{mV}$ $V_{SENSE2+} - V_{SENSE2-} = 7.5\text{mV}$	1.25 0.5	1.4 0.7	1.55 0.9	V V

INTV_{CC} 低ドロップアウト (LDO) リニア電圧レギュレータ

	INTV _{CC} レギュレーション・ポイント		5.2	5.4	5.6	V
	INTV _{CC} 負荷レギュレーション	$I_{CC} = 0\text{mA} \sim 100\text{mA}$ 、 $V_{BIAS} \geq 6\text{V}$		1	3	%
		$I_{CC} = 0\text{mA} \sim 100\text{mA}$ 、 $V_{EXTVCC} \geq 6\text{V}$		1	2	%
	EXTV _{CC} LDO 切替え電圧	EXTV _{CC} 立上がり ヒステリシス	4.5	4.65 0.25	4.8	V V
UVLO	低電圧ロックアウト	INTV _{CC} の立上がり	● 4.1	4.2	4.4	V
		INTV _{CC} の立下がり	● 3.8	3.9	4.1	V

スペクトラム拡散発振器とフェーズロック・ループ

f_{OSC}	低固定周波数	$V_{FREQ} = 0\text{V}$ 、 $PLLIN/SPREAD = 0\text{V}$		320	370	420	kHz
	高固定周波数	$V_{FREQ} = INTV_{CC}$ 、 $PLLIN/SPREAD = 0\text{V}$	●	2.0	2.25	2.5	MHz
	プログラマブル周波数	$R_{FREQ} = 374\text{k}\Omega$ 、 $PLLIN/SPREAD = 0\text{V}$			100		kHz
		$R_{FREQ} = 75\text{k}\Omega$ 、 $PLLIN/SPREAD = 0\text{V}$		450	500	550	kHz
		$R_{FREQ} = 12.1\text{k}\Omega$ 、 $PLLIN/SPREAD = 0\text{V}$			3		MHz
	同期可能周波数範囲	$PLLIN/SPREAD = \text{外部クロック}$	●	0.1		3	MHz
	PLLIN 入力ハイ・レベル PLLIN 入力ロー・レベル		● ●	2.2		0.5	V V
	スペクトラム拡散周波数範囲 (f_{OSC} を基準)	$PLLIN/SPREAD = INTV_{CC}$ 最小周波数 最大周波数			0 +20		% %

電気的特性

●は仕様規定されている全動作ジャンクション温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は、特に指定のない限り $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 、 $V_{\text{BIAS}} = 12\text{V}$ 、 $\text{RUN} > 1.25\text{V}$ 、 $\text{EXTV}_{\text{CC}} = 0\text{V}$ での値です。(注2)

記号	パラメータ	条件	最小値	代表値	最大値	単位
PGOOD 出力						
	PGOOD 電圧ロー	$I_{\text{PGOOD}} = 2\text{mA}$		0.2	0.4	V
	PGOOD リーク電流	$V_{\text{PGOOD}} = 5\text{V}$			± 1	μA
	PGOOD 作動レベル 設定されたレギュレーション・ポイント を基準とする V_{FB}	V_{FB} 立上がり ヒステリシス	8	11 3	14	% %
		V_{FB} 立下がり ヒステリシス	-14	-11 3	8	% %
	障害状態をレポートするまでのPGOOD の遅延			25		μs

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

注2: LTC7806Rの仕様は $-40^{\circ}\text{C} \sim +150^{\circ}\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲で規定されています。LTC7806Iの仕様は $-40^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲で確保されており、LTC7806Jの仕様は $-40^{\circ}\text{C} \sim +150^{\circ}\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲で確保されています。ジャンクション温度が高い場合は動作寿命が低下します。ここに示す仕様に見合った最大周囲温度は、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} , $^{\circ}\text{C}$) は、次式を使って周囲温度 (T_{A} , $^{\circ}\text{C}$) と消費電力 (P_{D} , ワット) から計算します。 $T_{\text{J}} = T_{\text{A}} + (P_{\text{D}} \cdot \theta_{\text{JA}})$ 、ここで、 θ_{JA} ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) はパッケージの熱抵抗です。

注3: LTC7806は帰還ループでテスト済みです。このループでは V_{TH} を仕様規定された電圧にサーボして得られた V_{FB} を測定します。

注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します。アプリケーション情報を参照してください。

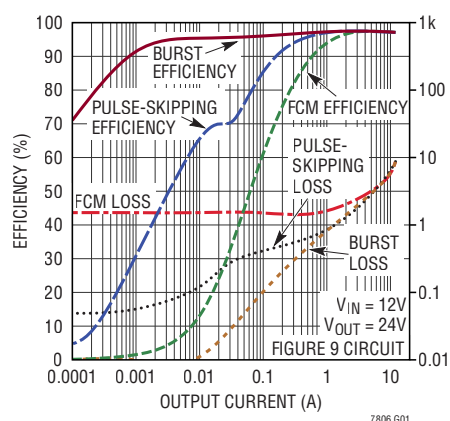
注5: 立上がり時間と立下がり時間は、10%と90%のレベルを使用して測定されています。遅延時間は50%のレベルを使用して測定されています。

注6: 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してください。

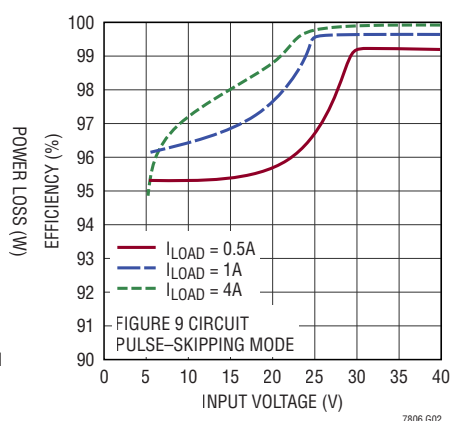
注7: このICには一時的な過負荷からデバイスを保護するための過熱保護機能が搭載されています。この保護機能が動作するときは、ジャンクション温度が最大定格を超えています。仕様に規定された絶対最大動作ジャンクション温度を超える温度での連続動作は、デバイスの信頼性を損なったり、デバイスに恒久的な損傷を生じさせたりする可能性があります。

注8: これらのピンには電圧源も電流源も印加しないでください。接続するのは容量性負荷のみにしてください。それ以外の場合、恒久的な損傷が生じる可能性があります。

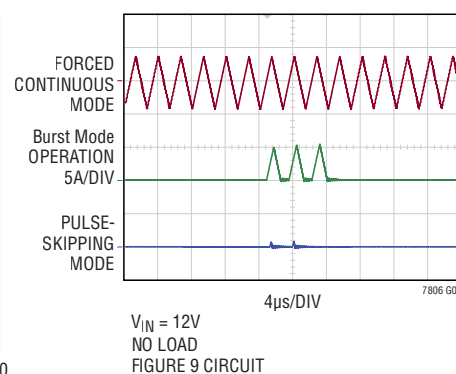
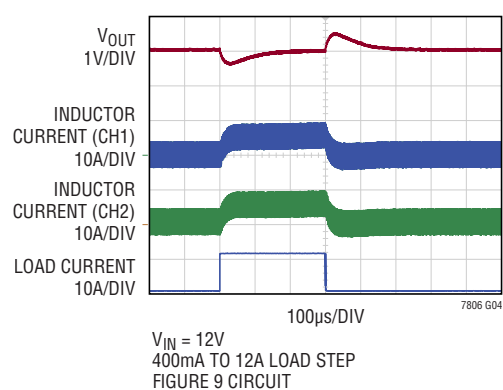
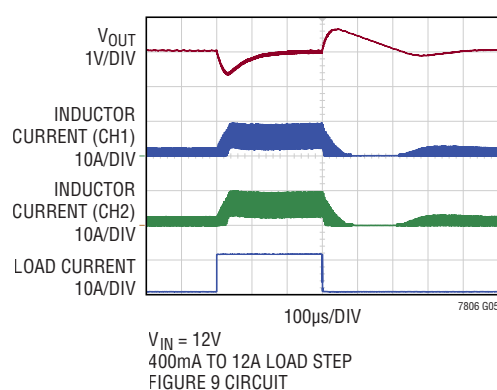
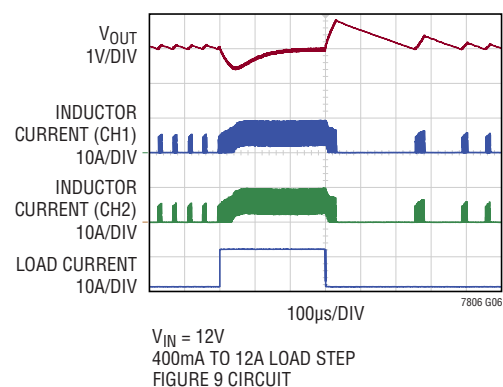
代表的な性能特性

効率および電力損失と
出力電流の関係

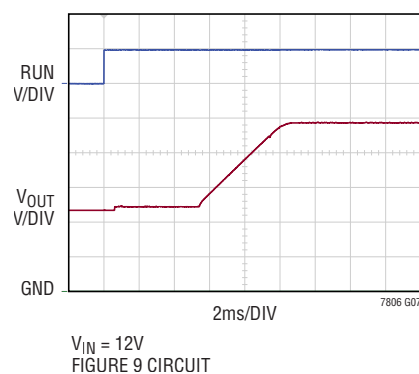
効率と入力電圧の関係



軽負荷時のインダクタ電流

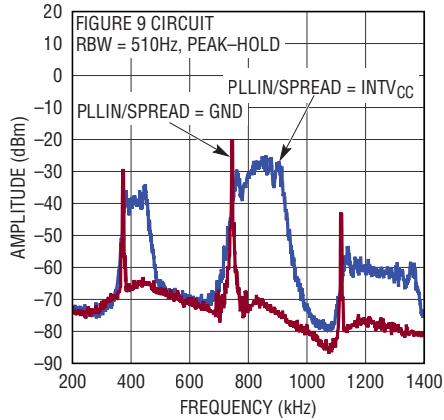
負荷ステップ
強制連続モード負荷ステップ
パルススキッピング・モード負荷ステップ
Burst Mode動作

ソフトスタート



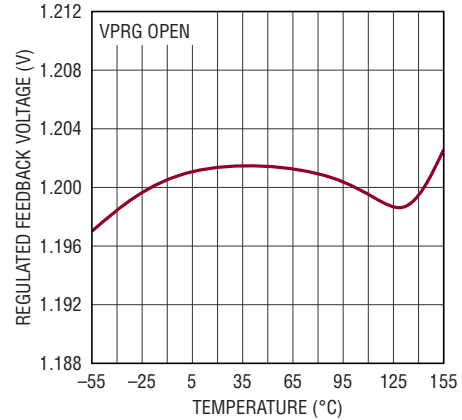
代表的な性能特性

出力電圧ノイズ・スペクトル



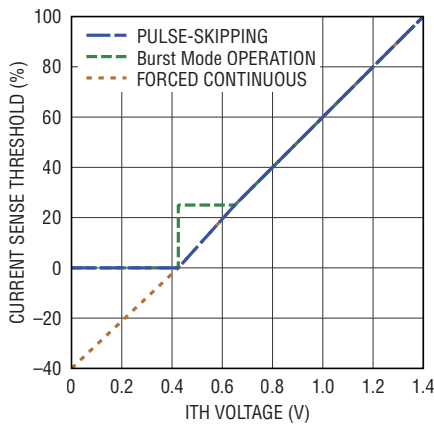
7806 G08

レギュレーションされた帰還電圧と温度の関係



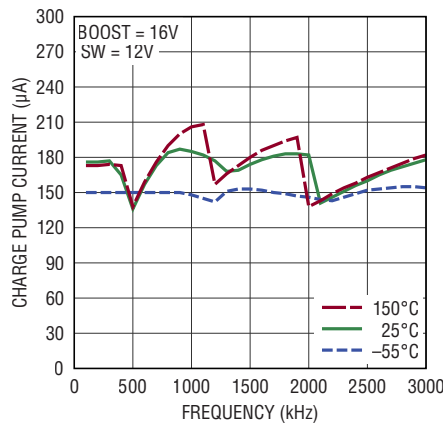
7806 G09

$V_{SENSE(MAX)}$ を基準とする電流検出
閾値と I_{TH} 電圧の関係



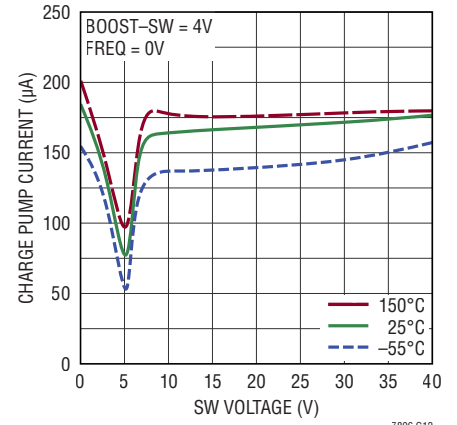
7806 G10

昇圧チャージ・ポンプの出力電流と
周波数の関係



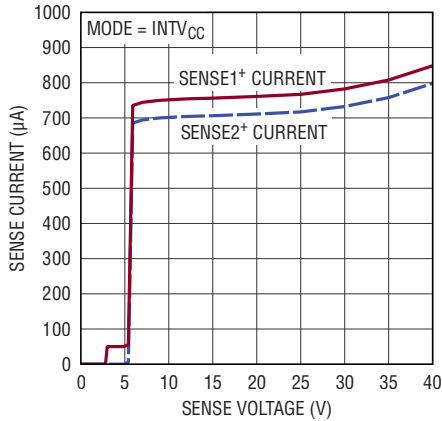
7806 G11

昇圧チャージ・ポンプの出力電流と
SW 電圧の関係



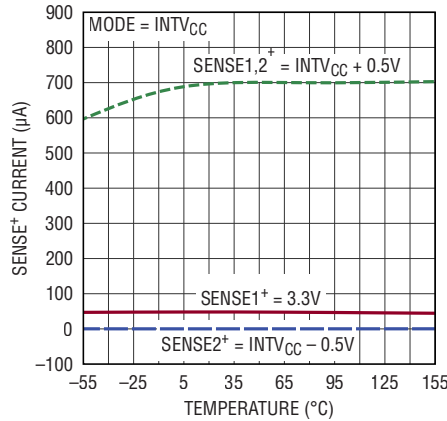
7806 G12

SENSE1,2⁺ の電流と電圧の関係



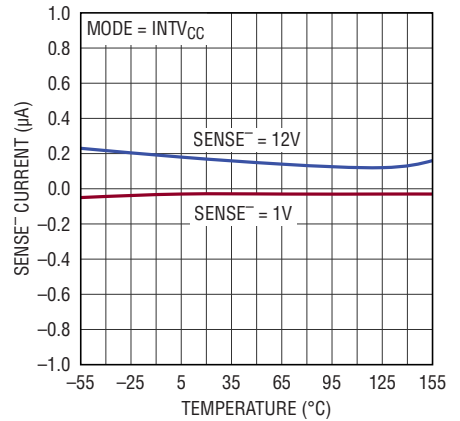
7806 G11

SENSE1,2⁺ の電流と温度の関係



7806 G14

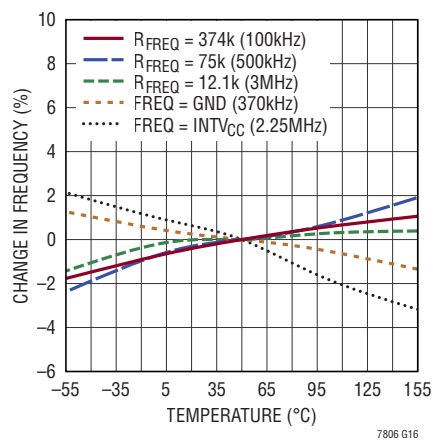
SENSE1,2⁻ の電流と温度の関係



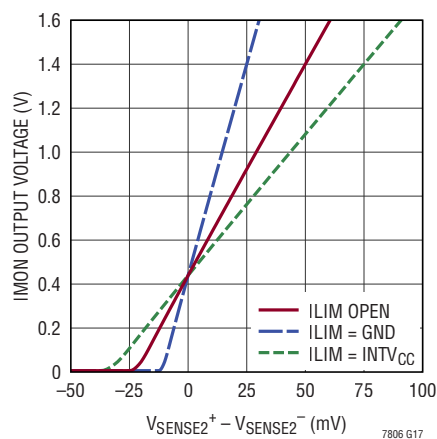
7806 G15

代表的な性能特性

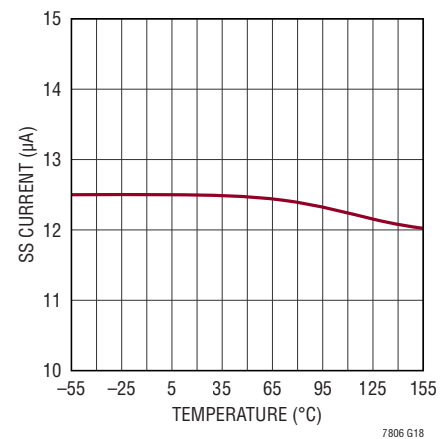
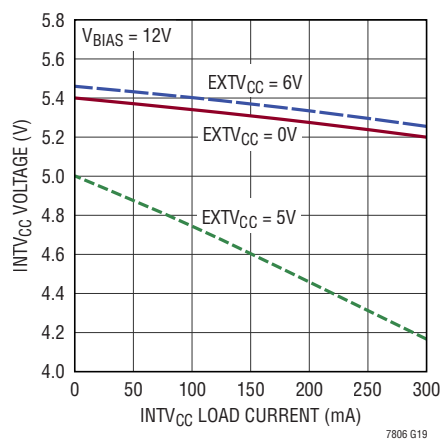
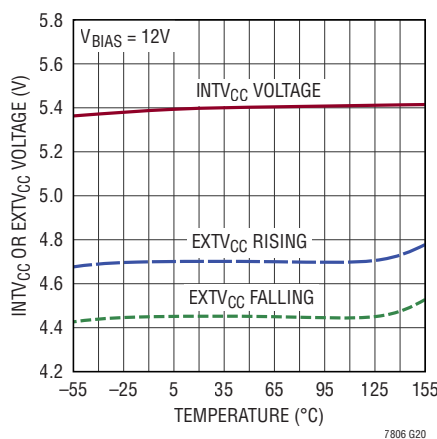
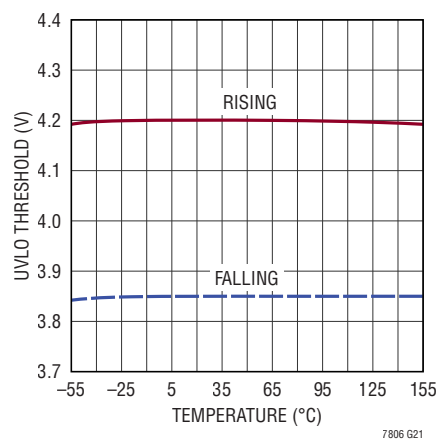
発振周波数と温度の関係



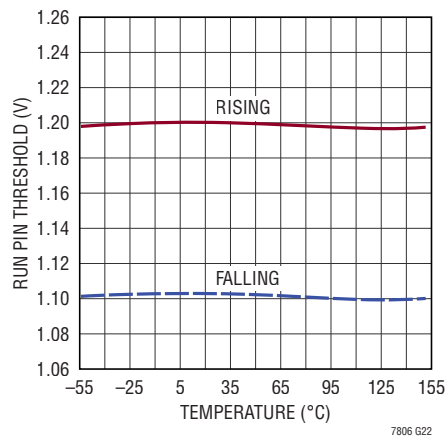
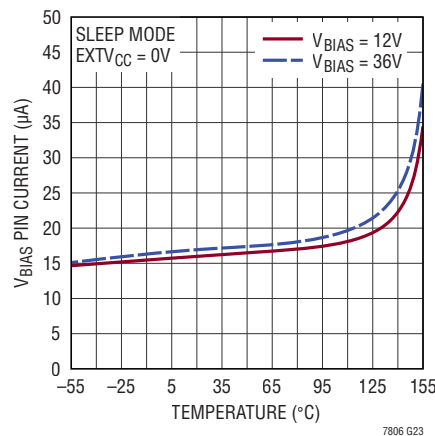
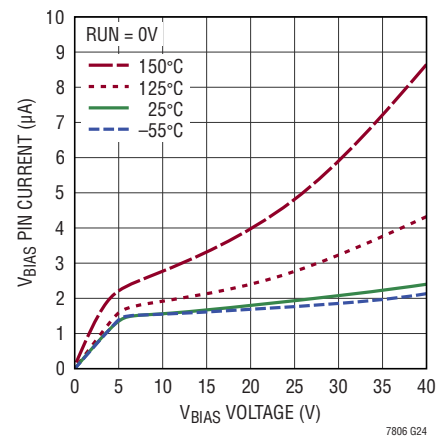
IMON 電流モニタ電圧と検出電圧の関係



SSピンのプルアップ電流と温度の関係

INTV_{CC} 負荷レギュレーションEXTV_{CC} 切替えおよびINTV_{CC} 電圧と温度の関係INTV_{CC} 低電圧ロックアウト閾値と温度の関係

RUN ピンの閾値と温度の関係

V_{BIAS} 自己消費電流と温度の関係シャットダウン電流とV_{BIAS} 入力電圧の関係

ピン機能

SENSE1⁺、SENSE2⁺ (1, 8 番ピン) : 差動電流コンパレータへの正(+)入力。ITHピンの電圧と、SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンの間の制御オフセットをR_{SENSE}と組み合わせることにより、電流作動閾値が設定されます。SENSE⁺ピンの電圧がINTV_{CC}より高いときは、これらのピンが電流コンパレータに電流を供給します。SENSE1⁺ピンの電圧が3.2V以上の場合、V_{BIAS}の代わりに、スリープ・モードでの自己消費電流のほとんどを供給します。

SENSE1⁻、SENSE2⁻ (2, 7 番ピン) : 差動電流コンパレータへの負(-)入力。

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

MODE (4 番ピン) : モード選択入力。この入力により、LTC7806の軽負荷時の動作が決まります。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場合は、グラウンドに接続された100kΩの内部抵抗によって、Burst Mode動作が起動します。このピンをINTV_{CC}に接続すると、連続インダクタ電流動作が強制されます。このピンを100kΩの抵抗を介してINTV_{CC}に接続すると、パルススキッピング動作が選択されます。

RUN (5 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、スイッチングが停止します。RUNピンの電圧を強制的に0.7Vより低くすると、LTC7806全体がシャットダウンし、自己消費電流は約1.5μAまで減少します。このピンをV_{IN}またはV_{BIAS}に接続すれば、常時オン動作にすることができます。RUNピンはフロート状態にしないでください。

IMON (6 番ピン) : インダクタ電流モニタ。このピンは、ゼロ電流と全負荷の間のチャンネル2のインダクタ電流に対応する、0.4V~1.4Vの範囲の電圧を生成します。オプションで、このピンからグラウンドにコンデンサを配置すると、インダクタ電流の読み取り値を平均化できます。

ILIM (9 番ピン) : 電流コンパレータの検出電圧範囲入力。このピンを使って電流コンパレータのピーク電流検出電圧を設定します。このピンをフロート状態にするか、グラウ

ンドに接続するか、またはINTV_{CC}に接続すると、最大電流検出閾値V_{SENSE(MAX)}はそれぞれ50mV、25mV、75mVに設定されます。

VPRG (10 番ピン) : 出力電圧のプログラミング・ピン。このピンは、出力を可変出力電圧または固定出力電圧に設定します。このピンをフロート状態にすると、V_{FB}ピンに外付け抵抗を接続することによって出力電圧を設定できます。その場合、V_{FB}の電圧は1.2Vのリファレンス電圧にレギュレーションされます。このピンをGNDまたはINTV_{CC}に接続すると、V_{FB}が直接出力に接続してある場合、出力は(それぞれ)24Vまたは28Vに設定されます。

OVMODE (11 番ピン) : 過電圧モード選択入力。このピンにより、出力帰還電圧(V_{FB})が過電圧(通常のレギュレーション・ポイントより11%以上高い電圧)になった時のLTC7806の動作を選択できます。OVMODEピンをグラウンドに接続した場合、過電圧保護が有効になり、過電圧が解消されるまで上側MOSFETが連続的にオンになります。OVMODEピンをINTV_{CC}に接続した場合は、過電圧保護が無効になり、過電圧時に上側MOSFETが強制的にオンになることはありません。あるいは、MODEピンで選択される動作モードとインダクタ電流によって上側MOSFETの状態を決めることも可能です。詳細については、動作のセクションを参照してください。

Burst Mode動作に設定されていてPLLIN/SPREADピンを通じて外部クロックに同期すると、OVMODEがINTV_{CC}に接続されていれば動作モードはパルススキッピング・モードに変わり、OVMODEがグラウンドに接続されていれば強制連続モードに変わります。

CLKOUT (ピン12) : 多相システムで複数のLTC7806デバイスをデジタイズチェーン接続するのに使われるデジタル・クロック出力。CLKOUTの出力は、BG1の立上がりエッジに対して位相が90°ずれています。この出力の振幅はINTV_{CC}からグラウンドまでです。

TG2、TG1 (13, 23 番ピン) : 上側(同期)NチャンネルMOSFETの大電流ゲート駆動ピン。これらはフローティング・ドライバの出力で、その電圧はスイッチ・ノード電圧SWにINTV_{CC}の電圧振幅を重ね合わせた電圧です。

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

ピン機能

BOOST2、BOOST1 (15、21 番ピン) : 上側のフローティング・ドライバに供給するブートストラップ電源。各チャンネルの対応する BOOST ピンと SW ピンの間にコンデンサを接続します。また、各チャンネルの BOOST ピンと INTV_{CC} ピンの間に外付けショットキー・ダイオードを接続します。これらの BOOST ピンの電圧振幅は INTV_{CC} から (V_{OUT} + INTV_{CC}) までです。

BG2、BG1 (16、20 番ピン) : 下側 N チャンネル MOSFET の大電流ゲート駆動ピン。これらのピンの電圧振幅はグラウンドから INTV_{CC} までです。

INTV_{CC} (17 番ピン) : 内部の 5.4V 低ドロップアウト・レギュレータの出力。ドライバ回路と制御回路にはこの電源から電力が供給されます。最小 4.7μF のセラミック・コンデンサまたはタンタル・コンデンサを使用して、グラウンドにデカップリングする必要があります。

EXTV_{CC} (18 番ピン) : INTV_{CC} に接続された内部 LDO への外部電源入力。EXTV_{CC} が 4.65V を超えると、必ずこの LDO が INTV_{CC} 電源に電力を供給し、V_{BIAS} から電力を供給される内部 LDO をバイパスします。アプリケーション情報のセクションの INTV_{CC} レギュレータを参照してください。このピンの電圧は 30V を超えないようにしてください。EXTV_{CC} LDO を使用しない場合は、このピンをグラウンドに接続してください。

V_{BIAS} (19 番ピン) : バイアス入力の主電源ピン。このピンと GND の間にバイパス・コンデンサを接続してください。

PGOOD (24 番ピン) : パワー・グッドを示す、オープンドレインのロジック出力。V_{FB} ピンをモニタして、V_{OUT} がレギュレーション状態になってい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 ±11% 以内に入らなければ、PGOOD ピンはローになります。

PLLIN/SPREAD (25 番ピン) : 外部同期入力およびスペクトラム拡散のイネーブル・ピン。外部クロックがこのピンに入力されると、フェーズロック・ループにより BG1 の立上がり信号が外部クロックの立上がりエッジに同期されます。外部クロックが入力されている場合、レギュレータは、MODE ピンの設定によってパルススキッピング・モードまたは強制連続モードで動作します。外部クロックが入力されていて Burst Mode 動作が選択されている場合、LTC7806 が軽負荷時にどのように動作するかは OVMODE ピンによって決まります。外部クロックに同期させない場合、この入力を INTV_{CC} に接続すると、発振器のスペクトラム拡散のディザリングが有効になり、この入力をグラウンドに接続すると、スペクトラム拡散が無効になります。

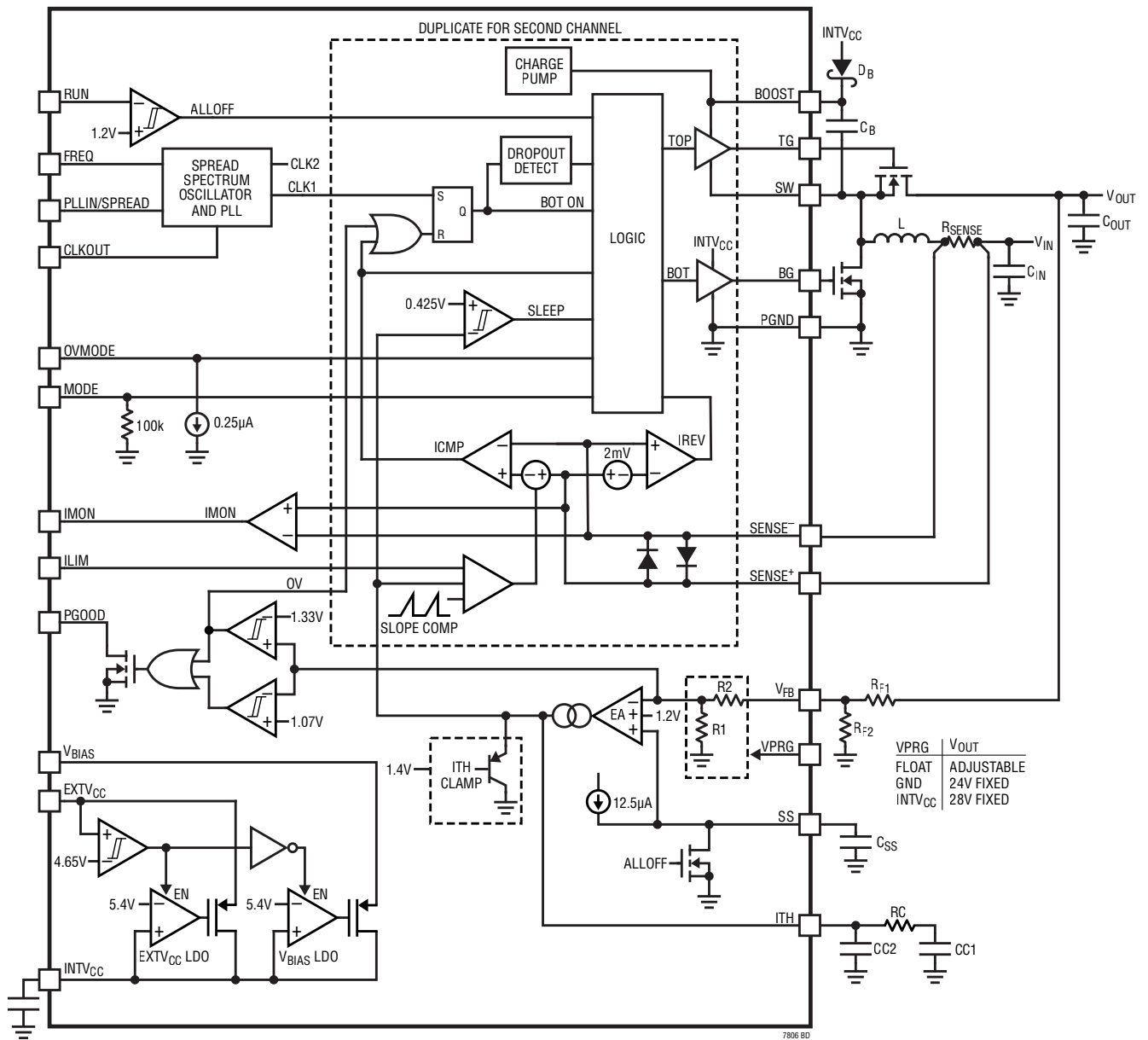
SS (26 番ピン) : ソフトスタート入力。LTC7806 はエラー・アンプ (EA) の負入力を、1.2V と SS ピンの電圧のいずれか低い方にレギュレーションします。このピンには 12.5μA の内部プルアップ電流源が接続されています。このピンとグラウンドの間に接続したコンデンサにより、最終レギュレーション出力電圧までの起動立上がり時間が設定されます。立上がり時間は、10nF の容量ごとに 1ms です。

ITH (27 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 ピンとグラウンドの間に補償部品を配置します。

V_{FB} (28 番ピン) : 出力電圧帰還入力。VPRG がフロート状態の場合は、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。VPRG がグラウンドまたは INTV_{CC} に接続されている場合は、V_{FB} を出力に直接接続します。

GND (露出パッド・29 番ピン) : 信号と電源のグラウンド。定格の電気的性能および熱性能を得るため、露出パッドは PCB のグラウンドにハンダ処理する必要があります。

ブロック図



動作

メイン制御ループ

LTC7806は、2相同期整流式昇圧コントローラです。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、2つのチャンネルは位相を180°ずらして動作します。通常動作時、対応するチャンネルのクロックがSRラッチをセットするとメイン・スイッチ(外付け下側MOSFET)がオンになり、その結果、インダクタ電流が増加します。メイン・スイッチは、メインの電流コンパレータICMPがSRラッチをリセットするとオフになります。メイン・スイッチが各サイクルでオフになると、同期スイッチ(外付け上側MOSFET)がオンになり、その結果、電流コンパレータIREVの通知に従ってインダクタ電流が反転し始めるか、次のクロック・サイクルが開始されるまで、インダクタ電流は減少します。

ICMPが作動してラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は、ITHピンの電圧によって制御されます。この電圧はエラー・アンプEAの出力です。エラー・アンプは、 V_{FB} ピンの出力電圧帰還信号(出力電圧 V_{OUT} とグラウンドの間に接続した抵抗分圧器によって発生)を1.2V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リファレンス電圧に対して V_{FB} がわずかに低くなるので、平均インダクタ電流が新しい負荷電流に見合った値となるまで、EAがITH電圧を上昇させます。

電源とバイアス電源

INTV_{CC}ピンは、上側と下側のMOSFETドライバおよびほとんどの内部回路に電力を供給する役割を果たします。V_{BIAS}ピンとEXTV_{CC}ピンからLDO(低ドロップアウト・リニア・レギュレータ)に電力が供給され、これらのLDOがINTV_{CC}に電力を供給します。INTV_{CC}のレギュレーション・ポイントは5.4Vです。EXTV_{CC}ピンをオープン状態のままにするか4.65Vより低い電圧に接続すると、V_{BIAS}LDOがINTV_{CC}に電力を供給します。EXTV_{CC}を4.65Vより高くすると、V_{BIAS}LDOはオフになり、EXTV_{CC}LDOがオンになります。EXTV_{CC}LDOは、イネーブルされると、INTV_{CC}に電力を供給します。EXTV_{CC}ピンを使用すると、高効率の外部電源からINTV_{CC}に電力を供給できます。

各上側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リーク電流ショットキー・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。

起動時に、内部UVLOがローになってから100 μ s以内に下側MOSFETがオンしない場合、下側MOSFETを強制的に約400nsの累積オン時間の間オンにして、昇圧電源を初期充電します。この強制的なリフレッシュにより、ブートストラップ・コンデンサ C_B に十分な電圧が発生して、上側MOSFETを完全に導通させることができます。

ドロップアウト時に、 V_{IN} が V_{OUT} に近い電圧まで上昇し、上側MOSFETが連続してオンになる場合、各チャンネルは内蔵のチャージ・ポンプで昇圧電源のバイアスを維持します。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動作時は、チャージ・ポンプはスリープ・モードでオフし、デバイス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180 μ Aの充電電流を供給できます。

シャットダウンと起動(RUNピンとSSピン)

LTC7806のメイン制御ループは、RUNピンの電圧を1.1Vより下げることによってシャットダウンすることができます。RUNピンの電圧を0.7Vより低くすると、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、LTC7806に流れる自己消費電流はわずか1.5 μ Aです。

LTC7806がシャットダウンすると、上側MOSFETはオフになり、そのボディ・ダイオードに負過電流が流れます。デバイス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。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ピンは外部からプルアップしても、ロジックで直接駆動してもかまいません。このピンは最大40V(絶対最大定格)に耐えることができるので、コントローラが絶えずイネーブルされていてシャットダウンすることのない常時オン・アプリケーションでは、V_{BIAS}または入力電源に接続すると便利です。更に、入力電源とRUNピンの間に抵抗分圧器を使用して高精度の入力低電圧ロックアウトを設定し、ユーザが調整可能なレベルより低い電圧では電源が動作しないようにすることもできます。

動作

コントローラの出力電圧 V_{OUT} の起動は、SSピンの電圧で制御されます。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、LTC7806は V_{FB} の電圧を、1.2Vのリファレンス電圧ではなくSSピンの電圧にレギュレーションします。これにより、起動時に出力電圧を滑らかに上昇させるソフトスタートとしてSSピンを使用できるので、入力電源の突入電流を制限できます。SSピンとGNDの間の外付けコンデンサは12.5 μ Aの内部プルアップ電流で充電され、これによってSSピンに電圧ランプが発生します。SSピンの電圧が0Vから1.2V(以上)まで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。

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

LTC7806は、低負荷電流時に、高効率のBurst Mode動作、固定周波数パルススキッピング・モード、または強制連続導通モードになるように設定できます。

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

コントローラがBurst Mode動作に設定されているときは、ITHピンの電圧が低い値を示している場合でも、インダクタの最小ピーク電流は最大値の約25%に設定されます。平均インダクタ電流が負荷電流より大きい場合、エラー・アンプEAはITHピンの電圧を低下させます。ITH電圧が0.425Vより低くなると、内部のスリープ信号がハイになり(スリープ・モードがイネーブルされ)、全ての外付けMOSFETがオフになります。ここで、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。多くの内部回路がオフになるので、LTC7806の自己消費電流はわずか18 μ Aまで減少します。

Burst Mode動作が選択されていて、 $V_{IN} > V_{OUT}$ の場合、負荷電流が上側MOSFETのボディ・ダイオードを流れているかどうかに関係なく、LTC7806はスリープ・モードのままです。この場合、MOSFETがボディ・ダイオードでの消費電力により過熱する可能性があります。 $V_{IN} > V_{OUT}$ のときに大きな負荷電流が予想される場合は、上側MOSFETが導通するようにコントローラをパルススキッピング・モードまたは強制連続モードで動作させるか、大電流ショットキー・ダイオードを上側MOSFETと並列に接続してください。

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ます。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をオンにすることにより通常動作を再開します。

コントローラのBurst Mode動作がイネーブルされていると、インダクタ電流は反転することができません。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IREVが外付けの上側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、コントローラは不連続動作状態で動作します。

強制連続モードでは、軽負荷時または大きなトランジェント状態でインダクタ電流を反転できます。軽負荷での効率はBurst Mode動作時よりも低下します。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。

パルススキッピング・モードになるようMODEピンを接続すると、LTC7806は軽負荷時にPWMパルススキッピング・モードで動作します。このモードでは、出力電流が最大設計値の約1%になるまで固定周波数動作が維持されます。非常に軽い負荷では、電流コンパレータICMPは数サイクルにわたって作動したままになり、外付けの下側MOSFETを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

動作

イズが小さくなり、RF 干渉が減ります。軽負荷での効率が強制連続動作より高くなりますが、Burst Mode 動作ほど高くはありません。

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 動作は外部クロックに同期することができません。したがって、Burst Mode 動作を選択時に、PLLIN/SPREAD ピンにクロックを入力してフェーズロック・ループを使用すると、LTC7806 は Burst Mode からパルススキッピング・モード(OVMODE が INTV_{CC} に接続されている場合)または強制連続モード(OVMODE が接地されている場合)に切り替わります。

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

LTC7806 コントローラの自走スイッチング周波数は、FREQ ピンを使って選択します。FREQ を GND に接続すると 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ことにより、周波数を 100kHz～3MHz の範囲で設定することができます。

スイッチング・レギュレータは、電磁干渉 (EMI) が懸念されるアプリケーションでは特に手間がかかることがあります。EMI 性能を向上するために、LTC7806 はスペクトラム拡散モードで動作できます。このモードは、PLLIN/SPREAD ピンを INTV_{CC} に接続することで有効になります。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より 0%～+20% 高い周波数 (代表値) 範囲内で変化します。

LTC7806 ではフェーズロック・ループ (PLL) が使用可能で、PLLIN/SPREAD ピンに接続された外部クロック信号源に内部発振器を同期させることができます。LTC7806 の PLL は、コントローラ 1 の外付け下側 MOSFET がオンになるタイミングを同期信号の立上がりエッジに揃えます。したがって、コントローラ 2 の外付け下側 MOSFET がオンになるタイミングは、外部クロック信号源の立上がりエッジに対して位相が 180°ずれます。

PLL の周波数は、外部クロックが入力される前に、FREQ ピンで設定した自走周波数にプリバイアスされます。外部クロックの周波数の近くにプリバイアスしておく、PLL をわずかに変化させるだけで、外部クロックの立上がりエッジ

を BG1 の立上がりエッジに同期させることができます。より高速に外部クロックにロックインするには、FREQ ピンを使用して、内部発振器の周波数を外部クロックの周波数前後の値に設定します。LTC7806 の PLL は、周波数範囲が 100kHz～3MHz の外部クロック信号源に同期することが確認されています。

PLLIN/SPREAD ピンは TTL 互換で、その閾値は 1.6V (立上がり) と 1.1V (立下がり) であり、クロック信号の振幅が 0.5V～2.2V で動作することが確認されています。

PolyPhase アプリケーション (CLKOUT ピン)

LTC7806 は、PolyPhase[®] アプリケーションにおいて LTC7806 に別のコントローラ IC をデジタイズチェーン接続できる CLKOUT ピンを備えています。CLKOUT ピンのクロック出力信号を使用して、単一の大電流出力または複数の個別出力を供給する多相電源ソリューションにおいて、追加のパワーステージを同期させることができます。CLKOUT 信号の位相は、チャンネル 1 の下側ゲート・ドライバ出力 (BG1) の立上がりエッジに対して 90°ずれているので、2 つの LTC7806 コントローラを使って、BG の立上がりエッジに対する位相のずれが 0°、90°、180°、270° の 4 相ソリューションを容易に構成することができます。コントローラのシャットダウンまたはスリープ・モード時は、CLKOUT がディスエーブルされます。

過電圧モード選択 (OVMODE ピン)

OVMODE ピンを使って、過電圧時の LTC7806 の動作を選択できます。過電圧状態とは、出力電圧が設定されたレギュレーション・ポイントの 111% より高い値にある状態です。OVMODE ピンをグラウンドに接続すると、過電圧保護が有効になり、過電圧状態が解消されるまで上側 MOSFET が連続してオンになります。出力電圧が入力電圧より高い場合、出力から入力電源に大きな負のインダクタ電流が流れる可能性があります。Burst Mode 動作では、LTC7806 は過電圧時にスリープ状態となり、昇圧電源のチャージ・ポンプがディスエーブルされることに注意してください。過電圧状態が無期限に持続する場合は昇圧電圧が放電し、それによって上側 MOSFET がオフする場合があります。Burst Mode 動作が選択されていて、OVMODE ピンがグラウンドに接続されている場合、LTC7806 は外部クロックに同期している間は強制連続モードで動作します。

動作

オートモーティブ・アプリケーションのように、入力電圧がレギュレーションされた出力電圧よりも一般的に高くなり、上側 MOSFET をオンにして入力電圧を出力に「パススルー」することが望ましい回路では、OVMODE をグラウンドに接続する必要があります。

OVMODE ピンを $INTV_{CC}$ に接続すると、過電圧保護が無効となり、 V_{OUT} が過電圧のときにコントローラがどのように動作するかは、選択した動作モードに応じて変わります。Burst Mode 動作では、LTC7806 はスリープ・モードになり、全ての MOSFET がオフになります。パルススキッピング・モードでは、インダクタ電流が正であれば、上側 MOSFET はオンになります。強制連続モードでは、上側と下側の MOSFET はスイッチングを続けますが、ピーク電流が負 ($I_{TH} = 0V$) になると、出力を放電してレギュレーション・ポイントまで下げます。Burst Mode 動作が選択されていて、OVMODE が $INTV_{CC}$ に接続されている場合、LTC7806 は外部クロックに同期している間はパルススキッピング・モードで動作します。

V_{IN} がレギュレーションされた V_{OUT} より高い場合の動作

V_{IN} が上昇してレギュレーションされた V_{OUT} 電圧より高くなった場合、昇圧コントローラの動作は、モード、インダクタ電流、 V_{IN} の電圧に応じて変わります。強制連続モードでは、ループが機能して上側 MOSFET を連続してオンに維持します。また、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。

パルススキッピング・モードでは、 V_{IN} が、レギュレーションされた V_{OUT} 電圧の 100%~111% の範囲内にある場合は、インダクタ電流が電流制限設定値の約 8% (ILIM ピンがグラウンドに接続されている場合)、約 5% (ILIM ピンがフロート状態の場合)、約 3% (ILIM ピンが $INTV_{CC}$ に接続されている場合) を超えると、TG がオンします。これと同じ V_{IN} 範囲でコントローラが Burst Mode 動作に設定されている場合、TG はインダクタ電流に関係なくオフのままです。

OVMODE ピンがグラウンド接続時に、 V_{IN} が上昇して、 V_{OUT} がレギュレーション・ポイントの 111% を超えた場合、コントローラはインダクタ電流に関係なく TG を連続してオンにします。Burst Mode 動作中にこの状態になった場合、コントローラはスリープ・モードになり、その結果、チャージ・ポンプはディスエーブルされます。したがって、コントローラが TG をオンしようとしても、昇圧コンデンサが放電して、TG の電圧が上側 MOSFET を完全なオン状態に維持するには不十分となる可能性があります。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ピング・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、大電流ショットキー・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

LTC7806 は、0V まで動作する、レール to レールの電流コンパレータを内蔵しています。このため、昇圧コンバータの最小入力電圧は、昇圧コンバータ・アーキテクチャの実用上の制限によって決まります。入力電圧は 4.5V の V_{BIAS} 最小動作範囲より低くなる可能性があるため、最初のページの代表的なアプリケーション回路に示すように、 V_{BIAS} を昇圧コントローラの出力に接続することができます。これによって昇圧コントローラは、出力電圧レギュレーションを維持しながら、非常に低い入力電圧トランジェントを処理できます。

パワー・グッド (PGOOD ピン)

LTC7806 には、内部 N チャンネル MOSFET のオープンドレインに接続されている PGOOD ピンがあります。 V_{FB} ピンの電圧がそのレギュレーション・ポイントの $\pm 11\%$ 以内に入らない場合は、MOSFET がオンして PGOOD ピンはローになります。また、PGOOD ピンは RUN ピンがロー (シャットダウン状態) になったときもローになります。出力電圧が $\pm 11\%$ 以内の条件を満たしている場合は、MOSFET がオフになり、このピンを $INTV_{CC}$ など、6V 以下の電源に外付け抵抗でプルアップすることができます。

アプリケーション情報

最初のページの代表的なアプリケーションは、LTC7806の基本的なアプリケーション回路です。外付け部品の選択は主に負荷条件によって決まり、まずインダクタ、電流検出部品、動作周波数、軽負荷時の動作モードの選択から始めます。その後、入出力のコンデンサとパワー MOSFET から構成される、パワー段の残りの部品を選択できます。次に、帰還抵抗を選択して、目的の出力電圧を設定します。その後に、ソフトスタート、バイアス、ループ補償などに使用する、残りの外付け部品を選択します。LTC7806の2つのコントローラ・チャンネルは、同じ部品を使って設計する必要があります。

インダクタ値の計算

動作周波数が高いほど小さな値のインダクタとコンデンサを使用できるという意味で、動作周波数とインダクタの選択には相関関係があります。では、なぜ誰もが大きな値の部品を使用した低周波数動作を選ぶのでしょうか。答えは効率です。MOSFETのスイッチング損失とゲート電荷損失のために、一般に周波数が高いほど効率が低下します。この基本的なトレードオフに加えて、リップル電流と低電流動作に対するインダクタ値の影響も考慮しなければなりません。インダクタの値は、リップル電流に直接影響を与えます。

昇圧レギュレータでは、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 V_{OUT}/V_{IN} を掛けた値に等しくなります。すなわち、 $I_{L(MAX)} = I_{OUT(MAX)} \cdot V_{OUT}/V_{IN}$ です。昇圧レギュレータからの最大出力電流は、 V_{IN} が低下するにつれて減少することに注意してください。したがって、 $I_{L(MAX)}$ をどう選択するかは、通常動作時の最小 V_{IN} におけるレギュレーション電圧 V_{OUT} の最大負荷電流により異なります。所定の V_{IN} に対する負荷電流を超えた場合は、 $I_{L(MAX)} = I_{OUT(MAX)} \cdot V_{OUT}/V_{IN}$ の式が満たされるまで V_{OUT} は低下します。更に、出力が過電圧状態 ($V_{IN} > V_{OUT}$) のとき、上側スイッチは常にオンになっており、最大負荷電流は $I_{L(MAX)}$ に等しくなります。式1に示すように、昇圧レギュレータのインダクタのリップル電流 ΔI_L は、 V_{OUT} が高くなるにつれて増加します。

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

ΔI_L が大きくてもかまわなければ、小さいインダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルとコア損失が大きくなります。リップル電流を設定するための妥当な出発点は $\Delta I_L = 0.3 \cdot I_{L(MAX)}$ です。 ΔI_L が最大になるのは、 $V_{IN} = V_{OUT}/2$ のときです。

インダクタの値は、2次的な影響も与えます。必要な平均インダクタ電流が減少した結果、ピーク電流が、 R_{SENSE} によって決定される電流制限値の25%を下回ると、Burst Mode動作への移行が始まります。インダクタ値を低くする (ΔI_L を高くする) と、低い負荷電流で Burst Modeに移行するので、低電流動作の値の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。

インダクタのコアを選択

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

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

電流検出方式の選択

LTC7806はDCR (インダクタの抵抗) による検出または低い値の抵抗による検出のどちらかを使うように構成することができます。2つの電流検出方式のどちらを選択するかは、設計上、主として、コスト、消費電力、精度のどれを採るかで決まります。DCRによる検出が普及したのは、高価な電流検出抵抗が不要になり、特に大電流のアプリケーション

アプリケーション情報

ンで電力効率が向上するためです。一方、電流検出抵抗を使用すると、非常に正確なコントローラの電流制限値が得られます。

SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンは、電流コンパレータへの入力です。これらのピンのコモンモード電圧範囲は0V~40V（絶対最大値）であるため、LTC7806は（許容誤差とトランジェントの余裕を持たせて）公称36Vまでの入力電圧で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1μA未満です。このように高インピーダンスなので、電流コンパレータをインダクタのDCRによる検出に使うことができます。SENSE⁺ピンのインピーダンスは、コモンモード電圧に応じて変化します。これらのピンの電圧がINTV_{CC} - 0.5Vより低い場合、これらのピンは比較的高インピーダンスであり、流れる電流は約2μAです。これらのピンの電圧がINTV_{CC} + 0.5Vより高いと、より多くの電流（約700μA）が各ピンに流れ込みます。INTV_{CC} - 0.5VとINTV_{CC} + 0.5Vの間で、電流は小電流から大電流に遷移します。チャンネル1のSENSE1⁺ピンの電圧が3.2Vより高くなり、V_{BIAS}ではなくV_{IN}から内部回路のバイアス電圧が供給されるようになると、このピンに流れる電流は約50μA増加するので、V_{BIAS}が出力に接続されたときの自己消費電流は減少します。

検出ラインに共通するフィルタ部品はLTC7806の近くに配置し、検出ラインは電流検出素子の下のケルビン接続点まで互いに近づけて配線します（図1を参照）。他の場所で電流を検出すると、寄生インダクタンスと容量が電流検出素子に実質的に追加され、検出端子の情報が劣化して、電流制限の設定値が予測不能になることがあります。DCRによる検出を使用する場合は（図2b）、抵抗R1をスイッチング・ノードの近くに配置して、高感度の小信号ノードにノイズが結合しないようにします。

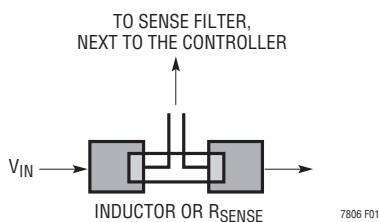


図1. インダクタまたは検出抵抗を使用した検出ラインの配置

電流コンパレータの最大閾値V_{SENSE(MAX)}は、ILIMピンによって設定されます。ILIMピンを接地するか、フロート状態にするか、またはINTV_{CC}に接続すると、最大閾値はそれぞれ25 mV、50mV、75 mVになります。電流コンパレータの閾値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。高い閾値電圧を選択すると、電流制限および電流分担の精度は向上しますが、閾値が低いと、より小型で消費電力の少ない電流検出抵抗を使用でき、DCRによる電流検出の場合にはインダクタの巻線損失を抑えられます。

値の小さな抵抗による電流検出

ディスクリート抵抗を使用した代表的な検出回路を図2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。インダクタ値の計算のセクションの最大インダクタ電流(I_{L(MAX)})およびリップル電流(ΔI_L)を使用すると、目標とする検出抵抗値は式2のようになります。

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

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できるようにするには、電気的特性の表で対応する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、R_{SENSE}抵抗の許容誤差を検討します。検出抵抗の電力定格は、選択したV_{SENSE(MAX)}の最大値に基づいて計算する必要があります。

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。一般的に、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%のときに目標のΔV_{SENSE}のACリップル範囲をV_{SENSE(MAX)}の20%~40%にすることを推奨します。

検出抵抗に寄生インダクタンス(ESL)があると、特にインダクタ値が小さめ(<3 μH)のアプリケーションや電流が大きめ(>5A)のアプリケーションでは、電流検出信号に大きな誤差が生じます。この誤差は、図2aに示すように、検出ピンへのRCフィルタを使用して補償できます。ESLを抑える

アプリケーション情報

最善策は、RCフィルタの時定数を $R_F \cdot C_F = ESL/R_{SENSE}$ とするように設定することです。この誤差を最小限に抑えるため、低ESLでフットプリントの広い形状の表面実装型検出抵抗を推奨します。ESLがメーカーのデータシートに仕様規定されていない場合、1206フットプリントの抵抗では0.4nH、1225フットプリントの抵抗では0.2nHとしてESLを概算できます。

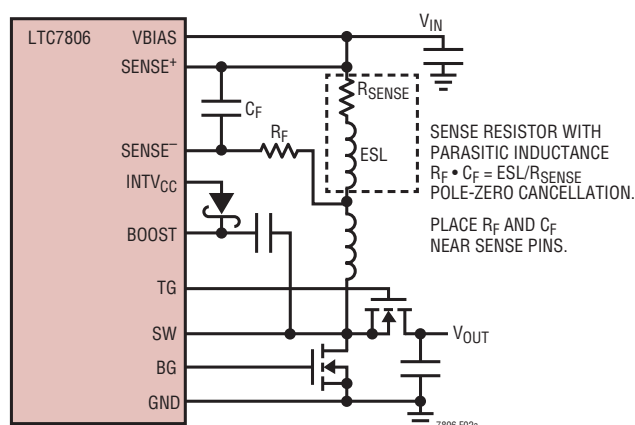
インダクタのDCRによる電流検出

大負荷電流時に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、LTC7806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とは、銅巻線のDC抵抗の小さい値を表し、最近の値の小さい大電流インダクタでは1mΩより小さいことがあります。このようなインダクタを必要とする大電流アプリケーションでは、検出抵抗による電力損失は、インダクタのDCRによる検出に比べると数ポイントの効率低下になると考えられます。

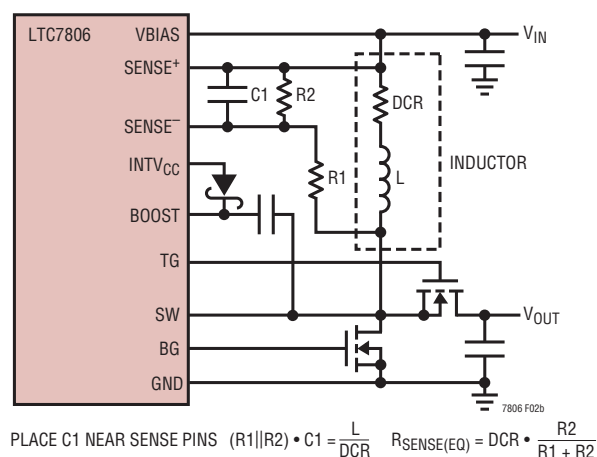
外部の $(R1 \parallel R2) \cdot C1$ の時定数が L/DCR の時定数に厳密に等しくなるように選択すると、コンデンサC1両端の電圧降下はインダクタのDCR両端の電圧降下に $R2/(R1 + R2)$ を掛けたものに等しくなります。R2は、目標とする検出抵抗値よりもDCRが大きいアプリケーションに対して、検出端子両端の電圧を調整する抵抗です。外部フィルタ部品を適切な大きさにするには、インダクタのDCRを知る必要があります。インダクタのDCRは精度の良いRLCメータを使って測定することができますが、DCRの許容誤差は常に同じではなく、温度によって変化します。詳細については、メーカーのデータシートを参照してください。DCRと呼ばれていますが、検出電圧および検出電圧に基づく電流制限を決めるのは、電流波形の周波数成分に基づいたAC巻線抵抗であることに注意してください。AC巻線抵抗は、とりわけ高周波数(MHzの域)の設計の場合に規定されたDCRと異なる可能性が高くなります。

インダクタ値の計算のセクションの最大インダクタ電流 ($I_{L(MAX)}$) およびリップル電流 (ΔI_L) を使用すると、目標とする検出抵抗値は式3のようになります。

$$R_{SENSE(EQUIV)} \leq \frac{V_{SENSE(MAX)}}{I_{L(MAX)} + \frac{\Delta I_L}{2}} \quad (3)$$



(a) 電流検出に抵抗を使用



(b) 電流検出にインダクタのDCRを使用

図2. 電流検出方法

アプリケーションが全動作温度範囲にわたって確実に最大負荷電流を供給するには、電気的特性の表で $V_{SENSE(MAX)}$ の最小値を選択して、スイッチング周波数とインダクタンスの許容誤差を検討します。

次に、インダクタのDCRを決めます。通常は20°Cで設定されているメーカーの最大値がわかる場合はこれを使い、約0.4%/°Cの銅抵抗の温度係数を考慮してこの値を増加させます。安全を見込んだ最大インダクタ温度 ($T_{L(MAX)}$) の値は100°Cです。インダクタの最大DCRを目的の検出抵抗値にスケール調整するには、式4で得られる分圧器の比を使用します。

$$R_D = \frac{R_{SENSE(EQUIV)}}{DCR_{MAX} \text{ at } T_{L(MAX)}} \quad (4)$$

アプリケーション情報

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になるので、SENSE⁺ピンの約1μAの電流によって生じる可能性のあった誤差が減少します。

目標の等価抵抗R1||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(式5)。

$$R1||R2 = \frac{L}{(DCR \text{ at } 20^{\circ}\text{C}) \cdot C1} \quad (5)$$

検出抵抗の値は、次のようになります(式6)。

$$R1 = \frac{R1||R2}{R_D}; \quad R2 = \frac{R1 \cdot R_D}{1 - R_D} \quad (6)$$

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V_{IN} = V_{OUT}/2のときです(式7)。

$$P_{LOSS \ R1} = \frac{(V_{OUT(MAX)} - V_{IN}) \cdot V_{IN}}{R1} \quad (7)$$

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

動作周波数の設定

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

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

動作周波数に関する更なる制約条件は、最大デューティ・サイクルです。最大デューティ・サイクルは、DC_{MAX} ≈ (1 - V_{IN(MIN)} / V_{OUT}) • 100%で概算できますが、図3aに示すように制限されています。低周波では、要求されるデューティ・サイクルが93%より高い場合、出力はドロップアウト状態になります。高周波では、固定周波数動作を維持するために使用できる最大デューティ・サイクルが更に低くなります。この領域では、出力電圧のレギュレーションを維持するために高いデューティ・サイクルが必要な場合、コントローラは上側MOSFET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をオンのままにして、実質的に低い周波数で高いデューティ・サイクルを実現します。最大デューティ・サイクルを図3aに示す曲線より低い値に制限する周波数を選択します。

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

表1.

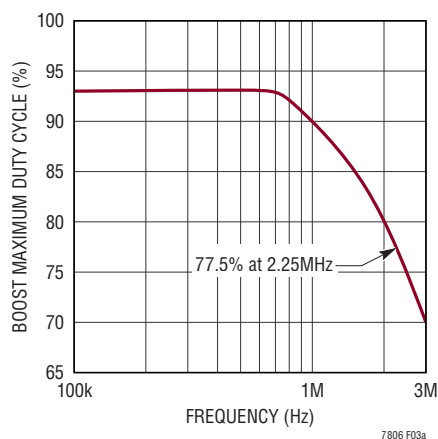
FREQピン	PLLIN/SPREADピン	周波数
0V	0V	370kHz
INTV _{CC}	0V	2.25MHz
GNDへの抵抗	0V	100kHz～3MHz
上記のいずれか	外部クロック 100kHz～3MHz	外部クロックに フェーズロック
上記のいずれか	INTV _{CC}	スペクトラム拡散変調

FREQピンをグラウンドに接続すると370kHzが選択され、FREQピンをINTV_{CC}に接続すると2.25MHzが選択されます。FREQとグラウンドの間に抵抗を接続することにより、周波数を100kHz～3MHzの範囲内のいずれかの値に設定できます。図3bまたは式8を基に、FREQピンの抵抗を選択します。

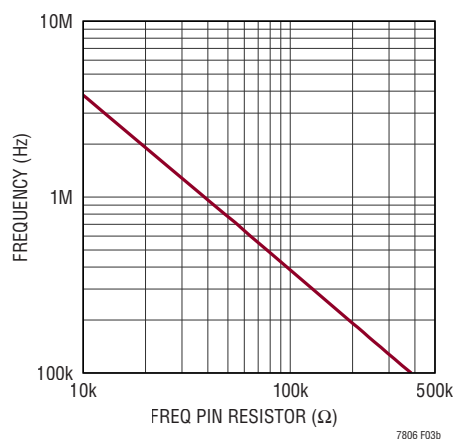
$$R_{FREQ} \text{ (in } k\Omega) = \frac{37\text{MHz}}{f_{osc}} \quad (8)$$

電磁干渉(EMI)性能を向上するため、PLLIN/SPREADピンをINTV_{CC}に接続することにより、オプションでスペクトラム拡散モードを選択できます。スペクトラム拡散機能を有効にすると、スイッチング周波数は、FREQピンで選択した周波数から0%～+20%以内の範囲で調整されます。スペクトラム拡散機能は、MODEピンで選択したどの動作モード(Burst Mode、パルススキッピング・モード、強制連続モード)でも使用できます。

アプリケーション情報



(a) 発振周波数と最大デューティ・サイクルの関係



(b) 発振周波数とFREQピンの抵抗値の関係

図3. 動作周波数の設定

また、LTC7806ではフェーズロック・ループ(PLL)が使用可能で、PLLIN/SPREADピンに接続された外部クロック信号源に内部発振器を同期させることができます。PLLがロックした後、BG1は外部クロック信号の立上がりエッジに同期し、BG2は位相がBG1と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。

軽負荷時動作モードの選択

LTC7806は、軽負荷電流時に、高効率のBurst Mode動作、固定周波数パルススキッピング・モード、または強制連続導通モードになるように設定できます。Burst Mode動作を選択するには、MODEピンを接地します。強制連続動作を選択するには、MODEピンをINTV_{CC}に接続します。パルススキッピング・モードを選択するには、MODEピンを100kΩ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100kΩ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。LTC7806は、PLLIN/SPREADピンを通じて外部クロックに同期しているときは、パルススキッピングまたは強制連続のいずれか選択されているモードで動作します。Burst Mode動作が選択されている場合は、同期時の動作はOVMODEピンの状態により異なります。MODEピンを使用した軽負荷時動作モードの選択を表2にまとめます。

表2.

MODEピン	軽負荷時動作モード	OVMODEピン	同期時のモード
0V	Burst Mode	0V	強制連続
0V	Burst Mode	INTV _{CC}	パルススキッピング
INTV _{CC} に100kΩを接続	パルススキッピング	0VまたはINTV _{CC}	パルススキッピング
INTV _{CC}	強制連続	0VまたはINTV _{CC}	強制連続

一般に、どの軽負荷時動作モードを選択するのが適切かは、各アプリケーションの条件によって決まります。Burst Mode動作では、インダクタ電流は反転することができません。インダクタ電流がゼロに達する直前に、逆電流コンパレータが上側MOSFETをオフにし、インダクタ電流が反転して負になるのを防ぎます。したがって、レギュレータは不連続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。

パルススキッピング・モードでは、出力電流が設計上の最大値の約5%になるまで固定周波数動作が維持されます。非常に軽い負荷では、PWMコンパレータは数サイクルにわたって作動したままになることがあり、上側MOSFETを同じサイクル数だけ強制的にオフにする(つまり、パルス

アプリケーション情報

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動作より高くなりますが、Burst Mode動作ほど高くはありません。したがって、パルススキッピング・モードは軽負荷時の効率、出力リップル、EMI間の妥協点を示しています。

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

パワー MOSFET の選択

LTC7806はチャンネルごとに、2つの外付けパワーMOSFETを選択する必要があります。1つは下側(メイン)スイッチ用のNチャンネルMOSFETで、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}の仕様にも十分注意を払ってください。ロジック・レベルのMOSFETの多くは30V以下に制限されています。

パワーMOSFETの選択基準には、オン抵抗R_{DS(ON)}、ミラー容量C_{MILLER}、入力電圧、および最大出力電流が含まれます。ミラー容量C_{MILLER}は、MOSFETのメーカーのデータシートに通常記載されているゲート電荷曲線から推定することができます。C_{MILLER}は、曲線がほぼ平らな区間の水平軸に沿ったゲート電荷の増分を、規定のV_{DS}の変化量で割ったものに等しくなります。次に、この結果に、アプリケーションで印加されるV_{DS}とゲート電荷曲線で規定されているV_{DS}との比を掛けます。このデバイスが連続モードで動作しているときの上側MOSFETと下

側MOSFETのデューティ・サイクルは式9で与えられます。

$$\text{MAIN SWITCH DUTY CYCLE} = \frac{V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}}}{V_{\text{OUT}}} \quad (9)$$

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

最大出力電流でのMOSFETの消費電力は、式10で与えられます。

$$\begin{aligned} P_{\text{MAIN}} = & \frac{(V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}})V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}^2} (I_{\text{OUT(MAX)}})^2 (1 + \delta) \\ & \cdot R_{\text{DS(ON)}} + \left(\frac{V_{\text{OUT}}^3}{V_{\text{IN}}} \right) \left(\frac{I_{\text{OUT(MAX)}}}{2} \right) \cdot \\ & (R_{\text{DR}} + R_{\text{G}})C_{\text{MILLER}} \cdot \left(\frac{1}{V_{\text{INTVCC}} - V_{\text{THMIN}}} + \frac{1}{V_{\text{THMIN}}} \right) \cdot f_{\text{OSC}} \\ P_{\text{SYNC}} = & \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} (I_{\text{OUT(MAX)}})^2 (1 + \delta) R_{\text{DS(ON)}} \end{aligned} \quad (10)$$

ここで、 δ はR_{DS(ON)}の温度依存性(δ は約0.005/°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バ抵抗です(R_{DR}は約1Ω)。V_{THMIN}は、MOSFETの最小閾値電圧の代表値です。

どちらのMOSFETにもI²Rの損失がありますが、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(R_{DR} + R_G)のポイントまで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、同期スイッチが周期の100%近くオンになるときには入力電圧が高いときに最も大きくなります。

C_{IN}とC_{OUT}の選択

LTC7806のC_{IN}とC_{OUT}の条件は、2相アーキテクチャの採用と、最も厳しい条件での入力および出力のリップル電圧およびリップル電流に対してこのアーキテクチャが及ぼす影響によって、緩和されます。

アプリケーション情報

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

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

昇圧コンバータでは出力電流が不連続なので、出力電圧のリップル条件を満たす C_{OUT} を選択する必要があります。与えられた出力リップル電圧に対する適切なコンデンサを選択するには、ESR (等価直列抵抗) とバルク容量の影響について検討する必要があります。単相昇圧コンバータでの C_{OUT} のバルク容量の充放電による定常状態でのピーク to ピーク・リップルは式 11 で与えられます。

$$\Delta V_C = \frac{V_{IN} \cdot (I_{L(MAX)} - I_{OUT(MAX)})}{V_{OUT} \cdot C_{OUT} \cdot f_{OSC}} \quad (11)$$

ESR 両端の電圧降下によるピーク to ピークのリップルは式 12 で与えられます。

$$\Delta V_{ESR} = \left(I_{L(MAX)} + \frac{1}{2} \Delta I_L \right) \cdot ESR \quad (12)$$

LTC7806 は 2 相シングル出力コンバータで、2 つのチャンネルの出力が互いに接続されており、両方のチャンネルのデューティ・サイクルは同じです。2 相動作では、2 つのチャンネルが位相を 180° ずらして動作します。このため、出力コンデンサの電流パルスが実質的にインターリーブされるので、出力コンデンサのリップル電流は大幅に減少します。その結果、所定の出力リップル電圧条件では、高周波出力コンデンサの容量や ESR の条件を緩和できます。

$I_{OUT(MAX)}$ をシステムの合計出力電流とした場合、前述のリップル電圧に関する式 11 と式 12 は複数位相にも当てはまります。デューティ・サイクルは十分に高く、出力電流パルスが重複することはありません。または、 $D > (1 - 1/N_{PH})$ (N_{PH} は位相数) であり、これはほとんどのアプリケーションの $V_{IN(MIN)}$ に当てはまります。

出力コンデンサに流れるリップル電流は方形波なので、出力コンデンサのリップル電流条件は、デューティ・サイクル、位相数、および最大出力電流によって異なります。正規化された出力コンデンサ・リップル電流を、2 相構成のデューティ・サイクルの関数として表すと、図 4 のようになります。出力コンデンサのリップル電流定格を選択するには、まず、出力電圧と入力電圧範囲に基づいてデューティ・サイクルの範囲を確定します。図 4 を参照して、最も厳しい条件での大きな正規化リップル電流を最大負荷電流のパーセンテージとして選択します。

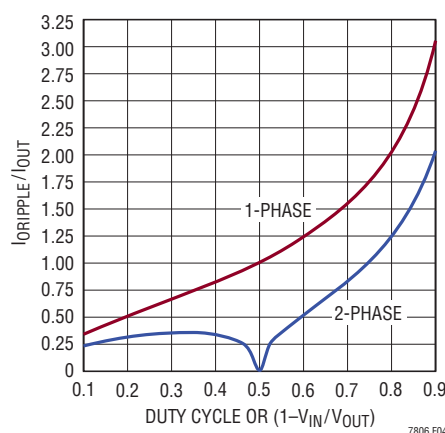


図4. 昇圧コンバータの正規化された出力コンデンサ実効リップル電流

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

アプリケーション情報

PolyPhase動作

出力負荷が大電流を必要とする場合、複数の LTC7806 をカスケード接続して位相をずらして動作させることで、出力電流を増やすと同時に入出力の電圧リップルを低減できます。PLLIN/SPREADピンを使用すると、LTC7806を別の LTC7806 の CLKOUT 信号の周波数および位相、あるいは、他の外部クロック信号に同期させることができます。図5に示すように、4相システムでは、BG1の立上がりエッジに対して位相を90°ずらしたCLKOUT信号を後続の LTC7806 の PLLIN/SPREADピンに接続すれば、システム全体の各チャンネルの周波数と位相の両方を設定することができます。位相数がさらに多い場合は、必要な位相差を持つ外部クロック信号を生成して複数の LTC7806 の PLLIN/SPREADピンに入力することができます。

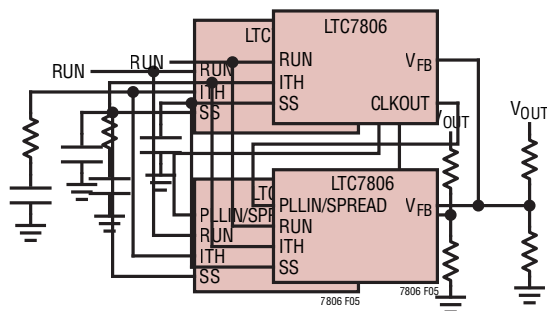


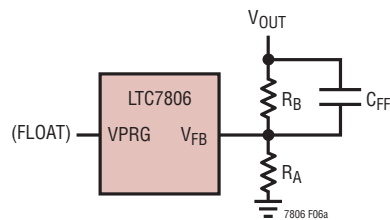
図5.4 4相システムでの構成

出力電圧の設定

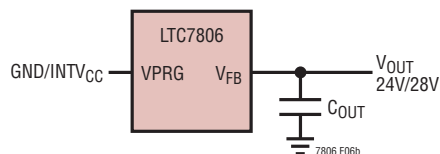
VPRGピンは、コントローラの出力電圧を外付け帰還抵抗分圧器によって設定するか、24Vまたは28Vの固定出力電圧にプログラムするかを選択します。VPRGをフロート状態にすると、図6aに示すように、昇圧出力電圧は外付け帰還抵抗分圧器によって設定できます。この場合、レギュレーション出力電圧は式13により求められます。

$$V_{OUT(BOOST)} = 1.2V \left(1 + \frac{R_B}{R_A} \right) \quad (13)$$

VPRGをGNDまたはINTV_{CC}に接続すると、昇圧コントローラは、それぞれ24Vまたは28Vの固定出力電圧に設定されます。図6bに示すように、固定出力電圧に設定する場合は、VFBピンを出力に直接接続します。



(a) 外付け抵抗を使用した昇圧出力電圧の設定



(b) 24V/28V固定出力への昇圧設定

図6. 昇圧出力電圧の設定

抵抗RAおよびRBをVFBピンのすぐ近くに配置して、PCBのパターン長と、高感度のVFBノードでのノイズを最小限に抑えます。VFBのパターンは、インダクタやSWのパターンなどのノイズ源から離して配線するよう十分注意してください。周波数応答を改善するには、フィードフォワード・コンデンサ(CFF)を使用することができます。

RUNピンと低電圧ロックアウト

LTC7806はRUNピンを使ってイネーブルされます。RUNピンの立上がり閾値は1.2Vで、100mVのヒステリシスがあります。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。RUNピンを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、LTC7806に流れる自己消費電流は約1.5μAにすぎません。

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

RUNピンは、VIN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、高精度UVLOとして設定することができます(図7参照)。

アプリケーション情報

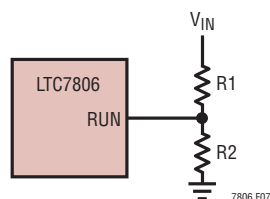


図7. RUN ピンを UVLO として使用

UVLO の立上がり閾値と立下がり閾値は、RUN ピンの閾値を使用して式 14 のように計算します。

$$V_{UVLO(RISING)} = 1.2V \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (14)$$

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

高精度な UVLO を必要としないアプリケーションの場合は、RUN ピンを V_{IN} または V_{BIAS} 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 閾値は内部の $INTV_{CC}$ UVLO 閾値に制限されます。

$R1 - R2$ の分圧器を流れる電流は LTC7806 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。シャットダウン時とスリープ時の自己消費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。

ソフトスタート

V_{OUT} の起動は、SS ピンの電圧で制御されます。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、LTC7806 は帰還電圧を 1.2V ではなく SS ピンの電圧にレギュレーションします。ソフトスタートは、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構成されます。内部の 12.5 μ A 電流源がこのコンデンサを充電して、SS ピンに直線的なランプ電圧を発生させます。LTC7806 は帰還電圧（したがって V_{OUT} ）を SS ピンの電圧に応じて制御するので、 V_{OUT} は最終的なレギュレーション値まで滑らかに上昇することができます。望ましいソフトスタート時間 (t_{SS}) にするには、 $C_{SS} = t_{SS} \cdot 10\mu F/sec$ となるようにソフトスタート・コンデンサを選択します。

INTV_{CC} レギュレータ

LTC7806 は異なる 2 つの P チャンネル低ドロップアウト・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_{BIAS} ピンと EXTV_{CC} ピンのいずれかから INTV_{CC} ピンに電力を供給します。INTV_{CC} は、MOSFET のゲート・ドライバと LTC7806 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、それぞれ INTV_{CC} を 5.4V にレギュレーションして、100mA 以上のピーク電流を供給できます。

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

大きな MOSFET を高い周波数で駆動する高入力電圧のアプリケーションでは、LTC7806 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 4.8V より低いと、 V_{BIAS} LDO がイネーブルされます。この場合のデバイスの消費電力は、 $V_{BIAS} \cdot I_{INTVCC}$ 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しているように、ゲート充電電流は動作周波数に依存します。ジャンクション温度は電気的特性の注 2 に記載されている式を使って推定できます。例えば、70°C の周囲温度で EXTV_{CC} 電源を使用しない場合、36V の電源での INTV_{CC} 電流は、式 15 に示すように、35.5mA 未満に制限されます。

$$T_J = 70^\circ C + (35.5mA)(36V)(43^\circ C/W) = 125^\circ C \quad (15)$$

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 4.8V を超えると、 V_{BIAS} LDO がオフになり、EXTV_{CC} LDO がイネーブルされます。EXTV_{CC} に印加される電圧が約 4.5V より高い電圧に保たれる限り、EXTV_{CC} LDO はオンのままです。EXTV_{CC} LDO は INTV_{CC} の電圧を 5.4V にレギュレーションしようとするので、EXTV_{CC} が 5.4V 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

アプリケーション情報

ます。EXTV_{CC}が5.4Vより高いとき(絶対最大定格の30Vまで)、INTV_{CC}は5.4Vにレギュレーションされます。

外部電源からINTV_{CC}に給電すれば、熱特性を大幅に改善できます。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、INTV_{CC}のレギュレーション・ポイントより電圧の高い外部電源に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、式15のジャンクション温度は125°Cから式16で求められる83°Cまで下がります。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (35.5\text{mA})(36\text{V})(43^\circ\text{C/W}) = 83^\circ\text{C} \quad (16)$$

以下にEXTV_{CC}の3つの可能な接続方法を示します。

1. EXTV_{CC}を接地します。こうすると、内部のV_{BIAS} LDOからINTV_{CC}に電力が供給されるため、V_{BIAS}電圧が高いときに効率が最大で10%以上低下します。
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、最大V_{IN}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} > 4.8Vの条件では熱特性が大きく改善します。
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のある外部電源を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。昇圧コンデンサの充電に必要な大電流によって他のアナログ信号にノイズが混入するのを防ぐために、それぞれの外付けダイオードからINTV_{CC}のバイパス・コンデンサへ個々にケルビン接続を行うことを推奨します。

上側MOSFETの1つをオンにすると、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。スイッチ・ノードの電圧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、V_{BOOST} = V_{OUT} + V_{INTVCC}で表せるように、出力電圧より高くなります。昇圧コンデンサC_Bには、上側MOSFETの全入力容量の100倍の値が必要です。代表的なアプリケーションでは、C_Bの適切な値は0.1 μF~0.47 μFの範囲内です。

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

リーク電流の多いダイオードを使うと、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、ダイオードのリーク電流がINTV_{CC}での消費電流を超えると、INTV_{CC}の電圧が高くなります。このことは、INTV_{CC}の負荷が非常に小さいことがあるBurst Mode動作では最も大きな懸念材料です。INTV_{CC}には、INTV_{CC}電圧の暴走を防ぐ内部電圧クランプがありますが、このクランプはフェイルセーフ専用とみなす必要があります。

それぞれの上側MOSFETドライバには、BOOSTピンからブートストラップ・コンデンサに電圧を供給する内部チャージ・ポンプが組み込まれています。この電流により、ドロップアウト状態や過電圧状態のとき上側MOSFETを常にオンに保つのに必要なバイアス電圧が維持されます。ドロップアウト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、逆方向リーク電流が、チャージ・ポンプが供給可能な出力電流より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グラフを代表的な性能特性のセクションに示します。

最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間t_{ON(MIN)}は、LTC7806が下側MOSFETをオンに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近付く可

アプリケーション情報

能性があるので、式17が成り立つように注意する必要があります。

$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT} \cdot f_{OSC}} \quad (17)$$

デューティ・サイクルが最小オン時間で対応できる値を下回ると、コントローラはサイクルのスキップを開始します。出力電圧のレギュレーションは引き続き行われますが、リップル電圧とリップル電流が増加します。LTC7806の最小オン時間は約105ns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150nsまで次第に増加します。これは、強制連続アプリケーションでリップル電流が小さく負荷が軽い場合に、特に懸念される点です。この状況でデューティ・サイクルが最小オン時間の限度を下回ると、大きなサイクル・スキップが発生する可能性があります、それに応じて電流リップルと電圧リップルが大きくなります。

電流モニタ (IMON)

チャンネル2のインダクタ電流は、IMONピンでモニタできます。このピンは、SENSE2⁺ピンとSENSE2⁻ピンで検出されたインダクタ電流に対しスケールリングとフィルタリングを行った値を表す電圧を生成します。IMONのDC電圧は、式18に示すように、検出されたインダクタ電流 I_L の最大設計インダクタ電流に対する割合0%~100%に応じて、通常0.4V~1.4Vの間で変化します。

$$V_{IMON} = 1V \cdot \frac{I_L \cdot R_{SENSE}}{V_{SENSE(MAX)}} + 0.4V \quad (18)$$

IMONの電圧は、一時的に0.4Vより低くなったり、1.4Vより高くなったりしますが、電流ループによって最終的にはこれらのレベルに制限されます。コントローラがスリープ・モードの場合、このピンは0.4Vに保たれます。内蔵の30kΩ抵抗がIMONバッファに直列に配置されており、検出したインダクタ電流のリップルを除去しやすくなっています。IMONからグラウンドにコンデンサを配置すると、リップルを除去して複数のスイッチング・サイクルにわたる平均電流の測定ができます。

障害状態: 過熱保護

高温時、または内部消費電力により過剰な自己発熱が発生した場合(INTV_{CC}とグラウンドの間の重負荷など)、

LTC7806は内蔵の過熱シャットダウン回路によってシャットダウンします。内部のダイ温度が180°Cを超えると、INTV_{CC} LDOとゲート・ドライバがディスエーブルされます。ダイが冷却されて160°Cまで下がると、LTC7806はINTV_{CC} LDOをイネーブルして、ソフトスタートの起動から動作を再開します。オーバーストレス($T_J > 125^\circ\text{C}$)が長期的に加わるとデバイスの性能や寿命が低下する恐れがあるので、避けてください。

フェーズロック・ループと周波数同期

LTC7806はフェーズロック・ループ(PLL)を内蔵しているので、コントローラ1の下側MOSFETのターンオンを、PLLIN/SPREADピンに加わる外部クロック信号の立上がりエッジに同期させることができます。したがって、コントローラ2の下側MOSFETがオンになるときの位相は、外部クロックと180°ずれています。

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

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動作は外部クロックに同期することができません。したがって、Burst Mode動作が選択されている場合、PLLが使用されると、LTC7806はBurst Mode動作からパルススキップ・モード(OVMODEがINTV_{CC}に接続されている場合)または強制連続モード(OVMODEがグラウンドに接続されている場合)に切り替わります。LTC7806は、波形の上端が2.2V以上で下端が0.5V以下の振幅をもつ外部クロックがPLLIN/SPREADピンに入力された場合に、これに同期することが確認されています。LTC7806が同期できる外部クロックの周波数は100kHz~3MHzの範囲内に限定されることに注意してください。

効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータのパーセント表示の効率は、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。多くの場合は、個々の損失を分析して何が効率

アプリケーション情報

を制限しているのかを判断し、どこを変更すれば最も改善できるかを決定する、という方法が有効です。パーセントで示す効率は式19で表されます。

$$\% \text{ 効率} = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots) \quad (19)$$

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

回路内で電力を消費するすべての要素で損失が生じますが、LTC7806の回路の損失の大部分は、以下に示す主な4つの損失要因によって生じます。すなわち、1) デバイスの V_{BIAS} 電流、2) $INTV_{CC}$ レギュレータの電流、3) 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。Burst Mode 動作での非常に軽い負荷の場合を除き、 V_{BIAS} 電流で生じる損失は、通常は小さな値 (<0.1%) で済みます。
2. $INTV_{CC}$ 電流は、MOSFET ドライバ電流と制御電流の和です。MOSFET のドライバ電流は、パワー MOSFET のゲート容量が切り替わることにより発生します。MOSFET のゲートがローからハイ、そして再度ローに切り替わるたびに、一定量の電荷 dQ が $INTV_{CC}$ からグラウンドに移動します。その結果生じる dQ/dt が $INTV_{CC}$ からの電流となり、通常は、制御回路の電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f_{sw}(Q_T + Q_B)$ となります。ここで、 Q_T 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、入力ヒューズ(使用する場合)、MOSFET、インダクタ、電流検出抵抗、入力と出力のコンデンサの ESR の各 DC 抵抗から予測されます。この損失により、出力電流が大きいときには効率が低下します。
4. 遷移損失は下側 MOSFET にのみ当てはまり、しかも大きくなるのは高い出力電圧(通常 20V 以上)で動作している場合に限ります。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。

携帯用システムでは、銅パターンや内部バッテリー抵抗など他の隠れた損失が、更に 5%~10% の効率低下を生じる可能性があります。これらの「システム」レベルの損失を設

計段階で盛り込むことが非常に重要です。内部バッテリーとヒューズの抵抗損失は、スイッチング周波数において C_{IN} に適切な電荷を蓄積し、ESR を小さくすれば最小限に抑えることができます。25W 電源には、一般に ESR が最大 $20m\Omega \sim 50m\Omega$ で容量が最小 $20\mu F \sim 40\mu F$ のコンデンサが必要です。LTC7806 の 2 相アーキテクチャの場合、通常この入力容量条件は競合製品に比べて半分になります。その他の損失(インダクタのコア損失など)は、一般には 2% 未満の損失増にしかありませんが、高いスイッチング周波数で動作する場合は大きくなる可能性があります。

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チェックできます。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への応答に数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、 V_{OUT} は $\Delta I_{LOAD} \cdot (ESR)$ に等しい大きさだけシフトします。ここで、ESR は C_{OUT} の等価直列抵抗です。更に、 ΔI_{LOAD} により C_{OUT} の充放電が始まって帰還誤差信号が発生し、レギュレータを強制的に電流変化に適応させて V_{OUT} を定常値に回復させます。この回復期間に、安定性に問題があることを示す過度のオーバーシュートやリングングが発生しないか、 V_{OUT} をモニタできます。

OPTI-LOOP 補償により、幅広い範囲の出力容量値および ESR 値にわたって過渡応答を最適化できます。ITH ピンを備えているので、制御ループ動作を最適化できるだけでなく、DC 結合され、AC フィルタを通したクローズドループ応答のテスト・ポイントも得られます。このテスト・ポイントにおける DC ステップの立上がり時間およびセトリングは、クローズドループ応答を正確に反映します。2 次特性が支配的なシステムの場合は、このピンに見られるオーバーシュートのパーセンテージを使って位相マージンや減衰係数を予想できます。ピンの立上がり時間を調べることで、帯域幅を見積もることも可能です。代表的なアプリケーションの回路に示す ITH ピンの外付け部品は、ほとんどのアプリケーションにおいて妥当な出発点となります。

ITH の直列 R_C - C_C フィルタにより、支配的なポールゼロ・ループ補償が設定されます。これらの値は、最終的なプリント回路基板のレイアウトを完了し、特定の出力コンデンサの種類と容量値を決定したら、過渡応答を最適化するために多少(初期値の 0.5~2 倍)変更することができます。

アプリケーション情報

ループのゲインと位相は、出力コンデンサの様々な種類と値によって決まるので、出力コンデンサは選択する必要があります。立上がり時間が $1\mu\text{s} \sim 10\mu\text{s}$ で、最大負荷電流の 20%~80% の出力電流パルスによって発生する出力電圧波形と ITH ピンの波形により、帰還ループを開くことなくループ全体の安定性を判断することができます。

パワー MOSFET を出力コンデンサの両端に直接接続し、適切な信号発生器でそのゲートを駆動するのが、現実的な負荷ステップ状態を発生させる実用的な方法です。出力電流のステップ変化によって生じる初期出力電圧ステップは帰還ループの帯域幅内にない場合があるため、位相マージンを決定するのにこの信号を使用することはできません。このため、ITH ピンの信号を調べる方が確実です。この信号は帰還ループ内にあり、フィルタを通して補償された制御ループ応答です。

ループのゲインは R_C を大きくすると増加し、ループの帯域幅は C_C を小さくすると広がります。 C_C が減少すると同じ要因で R_C が増加すると、ゼロ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同じ位相に維持されます。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ており、電源全体の実際の性能を表します。

大容量の ($> 1\mu\text{F}$) 電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷で切替えが行われると、更に大きなトランジェントが発生します。放電したバイパス・コンデンサが実質的に C_{OUT} と並列接続された状態になるため、 V_{OUT} が急激に低下します。負荷スイッチの抵抗が小さく、かつ短時間で駆動されると、どのようなレギュレータでも出力電圧の急激なステップ変化を防止できるほど素早く電流供給を変えることはできません。 C_{LOAD} 対 C_{OUT} の比率が 1:50 より大きい場合は、スイッチの立上がり時間を制御して、負荷の立上がり時間を約 $C_{LOAD} \cdot 25\mu\text{s}/\mu\text{F}$ に制限するようにしてください。そうすることにより、 $10\mu\text{F}$ のコンデンサでは $250\mu\text{s}$ 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、 $V_{IN} = 12\text{V}$ (公称)、 $V_{IN} = 8\text{V}$ (最小)~ 20V (最大)、 $V_{OUT} = 24\text{V}$ 、 $I_{MAX} = 8\text{A}$ ($I_{OUT(MAX)}$ = 位相あたり 4A)、 $V_{SENSE(MAX)} = 50\text{mV}$ 、 $f = 1\text{MHz}$ 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 の間に式 20 で求められる値の抵抗が必要です。

$$R_{FREQ} = \frac{37\text{MHz}}{1\text{MHz}} = 37\text{k}\Omega \quad (20)$$

ほとんどの設計解析は、電流供給量が 1/2 の単相の動作に基づいています。インダクタンスの値は、リップル電流を 30% と仮定して選択します。リップル電流が最大値となるのは、入力電圧が最大するときです。リップル電流が 30% のときの最小インダクタンスは、式 21 で求められます。

$$L = \frac{V_{IN}}{(f)(\Delta I_L)} \left(1 - \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \right) \quad (21)$$

リップルが最大になるのは $V_{IN} = V_{OUT}/2 = 12\text{V}$ のときであり、このとき平均の最大インダクタ電流は $I_{L(MAX)} = I_{OUT(MAX)} \cdot (V_{OUT}/V_{IN}) = 8\text{A}$ です。

$2.4\mu\text{H}$ 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、最大 DC 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。

最小オン時間となるのは、 V_{IN} が最大のもので、式 22 のようになります。

$$t_{ON(MIN)} = \frac{V_{OUT} - V_{IN(MAX)}}{V_{OUT}(f)} = \frac{4\text{V}}{24\text{V}(1\text{MHz})} = 167\text{ns} \quad (22)$$

等価 R_{SENSE} 抵抗値は、選択した最大電流検出閾値 (50mV) の最小値を使用して式 23 のように算出できます。

$$R_{SENSE} \leq \frac{44\text{mV}}{9.25\text{A}} \approx 0.004\Omega \quad (23)$$

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。

可変出力電圧に設定された場合 ($VPRG$ がフロート状態)、1% の帰還抵抗 $R_A = 11.3\text{k}$ および $R_B = 215\text{k}$ を選択すると、出力電圧は 24.032V になります。ただし、 24V は固定出力電圧の 1 つなので、 $VPRG$ をグラウンドに接続して V_{FB} を V_{OUT} に直接接続することも可能です。この方法は部品コストを節減するだけでなく、 V_{FB} の抵抗分圧器による自己消費電流も減らします。

アプリケーション情報

特定のアプリケーションでのMOSFETの性能を評価する最善の方法は、ベンチ上で回路を構築してテストすることであり、これはLTC7806デモ・ボードで容易に実行できます。ただし、アプリケーションについて根拠に基づく推定をしておく、MOSFETを最初を選択するときに役立ちます。下側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くなります。したがって、 $R_{DS(ON)}$ が大きくゲート電荷が少ないMOSFETを選択して、複合損失項を最小限に抑えます。上側MOSFETには遷移損失が発生しないため、その電力損失は、通常 I^2R 損失が主体となります。この理由から、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5.4V($INTV_{CC}$)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、結果として生じる大きな実効電流に対応できる定格のものにする必要があります。出力コンデンサの電流が最大ピーク値および実効値になるのは、最小入力電圧で動作しているときです。図4のグラフを使って、デューティ・サイクルを $D = (1 - V_{IN(MIN)}/V_{OUT})$ とし、出力コンデンサが吸収する実効電流を見積もります。この例では、 $D = 0.66$ の時、図4で得られる出力リップル電流は約 $0.75 \cdot 8A = 6A$ です。2個(位相あたり1個)の $10\mu F$ の1210 50V X5R コンデンサまたは同等品は、この実効電流を処理できる定格のものであり、正味のESRが 0.0025Ω となります。これらの部品の容量は、DCバイアスによって約50%減少するので、正味の容量は $10\mu F$ になります。

出力リップル電圧を計算するときは、 C_{IN} と C_{OUT} の選択のセクションの式11と式12を使って、133mVの容量性リップルと18mVのESRリップルを算出します。2つのリップル成分のピーク値は揃っていませんが、これらを合計することが安全な方法です。トランジェント条件を満たすために、コンデンサをもう1個追加する場合もあります。バルク・コンデンサには、通常、タンタル、ポリマー、あるいはアルミ・ポリマー・ハイブリッドのコンデンサが適しており、適度に低いESRで大容量を実現します。

入力コンデンサは、 $V_{IN} = 12V$ のときに最大実効値0.72Aのインダクタ・リップル電流を吸収する必要があります。4.7 μF X5R 0805 (または同等品)などの小型セラミック・コ

ンデンサで、このリップル電流を吸収することも可能です。あるいは、よりハイグレードの電解コンデンサは十分なリップル電流定格になっているため、誘導配線や昇圧レギュレータに電力を供給する相互接続によって生じるあらゆる減衰要求を満たす可能性が高くなります。

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 $0.1\mu F$ を選択します。バイアス部品の最初の想定として、 $C_{INTVCC} = 4.7\mu F$ 、昇圧電源コンデンサ $C_B = 0.1\mu F$ を選択します。TGゲート駆動電圧は(SWを基準にして)4.5V~5V程度にします。TGゲート駆動電圧が低すぎる場合は、 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。このとき、ショットキー・ダイオードに特有な逆リーク電流とのバランスに留意します。

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。代表的なアプリケーションに記載したITHの補償部品を最初の推定値として使用し、過渡応答を調べて安定性を確認して、必要に応じて値を変更します。

PCボード・レイアウトのチェックリスト

プリント回路基板をレイアウトするときは、以下のチェックリストを使用して、このデバイスが正しく動作するようにします。連続モードで動作している2相同期整流式昇圧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. 下側NチャンネルMOSFETと上側NチャンネルMOSFETは、 C_{OUT} を使用して1箇所に集約して配置します。
2. 信号グラウンドと電源グラウンドは分離されていますか。1つにまとめたこのデバイスのグラウンド・ピンと C_{INTVCC} のグラウンド帰還路は、1つにまとめた C_{OUT} の(-)端子に戻す必要があります。上側NチャンネルMOSFET、下側NチャンネルMOSFET、高周波の(セラミック) C_{OUT} コンデンサで形成されるループの面積は、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る必要があります。

アプリケーション情報

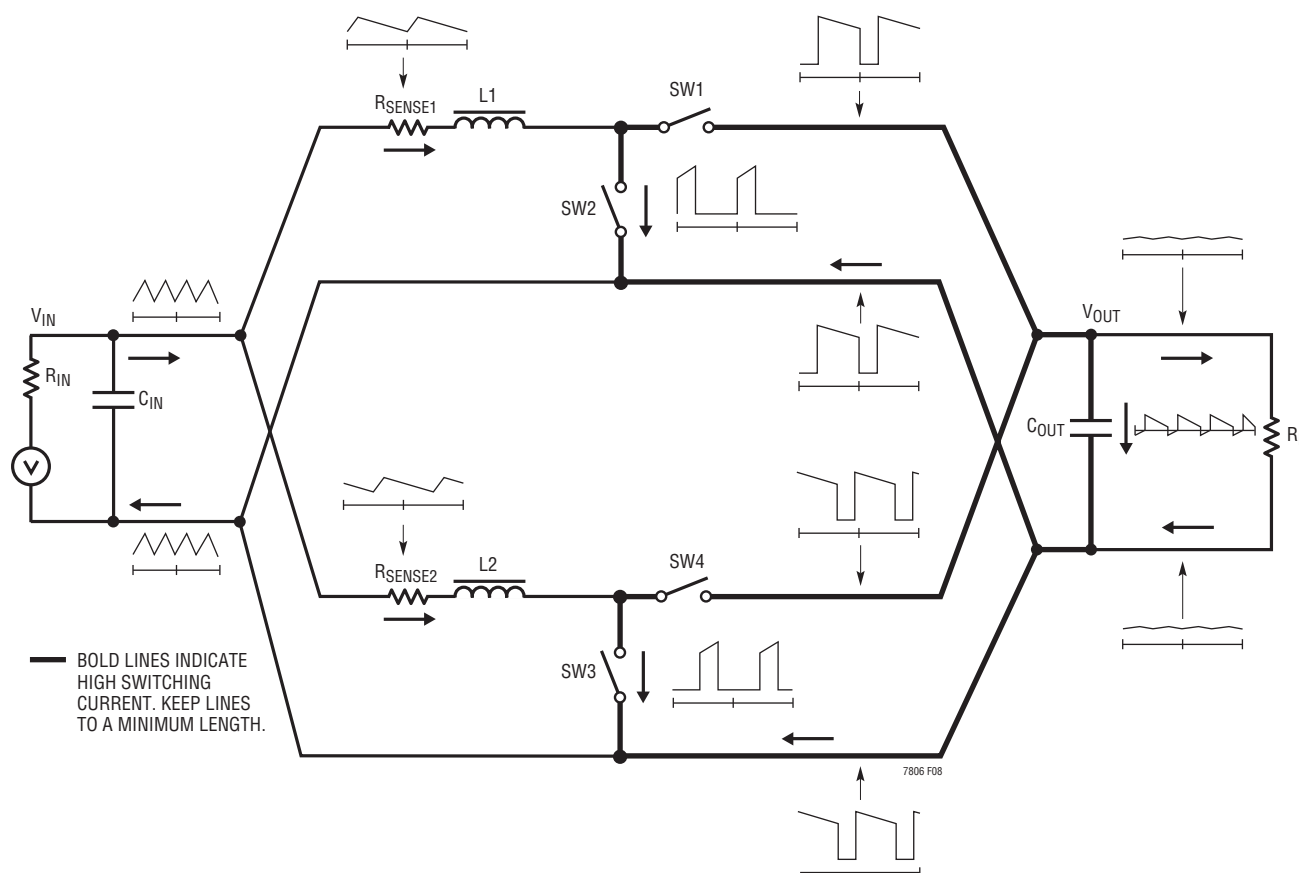


図8. 分岐電流波形

3. LTC7806の V_{FB} ピンの抵抗分圧器は C_{OUT} の(+)端子に接続されていますか。抵抗分圧器は、 C_{OUT} の(+)端子と信号グラウンドの間に接続する必要があります。抵抗分圧器は V_{FB} ピンの近くに配置して、高感度の V_{FB} ノードへのノイズ結合を最小限に抑えます。帰還抵抗は入力コンデンサからの大電流入力経路に沿って配置しないでください。
4. $SENSE^+$ と $SENSE^-$ のリードは、最小のプリント回路パターン間隔で一緒に配線されていますか。可能な場合は、1つの内層上で、これらのパターンを高周波のスイッチング・ノードから離して配線します。 $SENSE^+$ と $SENSE^-$ の間のフィルタ・コンデンサは、できるだけデバイスに近づけて配置します。検出抵抗にはケルビン接続を使って高精度の電流検出を確保します。
5. $INTV_{CC}$ のデカップリング・コンデンサは、デバイスの近くで $INTV_{CC}$ ピンと電源グラウンドの間に接続されていますか。このコンデンサはMOSFETドライバのピーク電流を供給します。1 μ Fのセラミック・コンデンサを1個、 $INTV_{CC}$ ピンとGNDピンのすぐ近くに追加すると、ノイズ性能を大幅に改善できます。 $INTV_{CC}$ のバイパス・コンデンサからそれぞれの外付け昇圧電源ダイオードへのケルビン接続を使用して、昇圧コンデンサを充電する大電流によって他のアナログ信号にノイズが混入するのを防ぎます。
6. スwitchング・ノード(SW1、SW2)、上側ゲート・ノード(TG1、TG2)、昇圧ノード(BOOST1、BOOST2)、下側ゲート・ノード(BG1、BG2)は、ノイズの影響を受けやすい小信号ノード、特に電圧帰還ピンおよび電流検出ピンから離してください。これらすべてのノードの信号は非常に大きく、高速で変化するので、LTC7806の出力側に配置し、外層プリント回路基板のパターン面積を最小限に抑えます。幅の広いパターンと複数の並列ビアを使用することにより、TGおよびBGのゲート駆動パターンのループ・インダクタンスと、コントローラ

アプリケーション情報

IC (SW および GND) へのそれぞれの帰還経路のループ・インダクタンスを最小限に抑えます。

7. 改良型のスター・グラウンド手法を使用します。これは、プリント回路基板の入力コンデンサおよび出力コンデンサと同じ側にある低インピーダンスで広い銅領域の中心的な接地点で、ここに $INTV_{CC}$ デカップリング・コンデンサの下側、帰還抵抗分圧器の下側、およびデバイスの GND ピンを接続します。

プリント回路基板レイアウトのデバッグ

回路をテストするとき、DC～50MHz の電流プローブを使用してインダクタの電流をモニタすることは有用です。出力スイッチング・ノード (SW ピン) をモニタして、オシロスコープを内部発振器に同期させ、実際の出力電圧も調べてください。アプリケーションで予想される動作電圧および電流範囲で、適切な性能が達成されていることをチェックします。ドロップアウト状態になるまでの入力電圧範囲で、更に、出力負荷が低電流動作閾値 (Burst Mode 動作では通常最大設計電流レベルの 25%) を下回るまで、動作周波数が保たれるようにしてください。

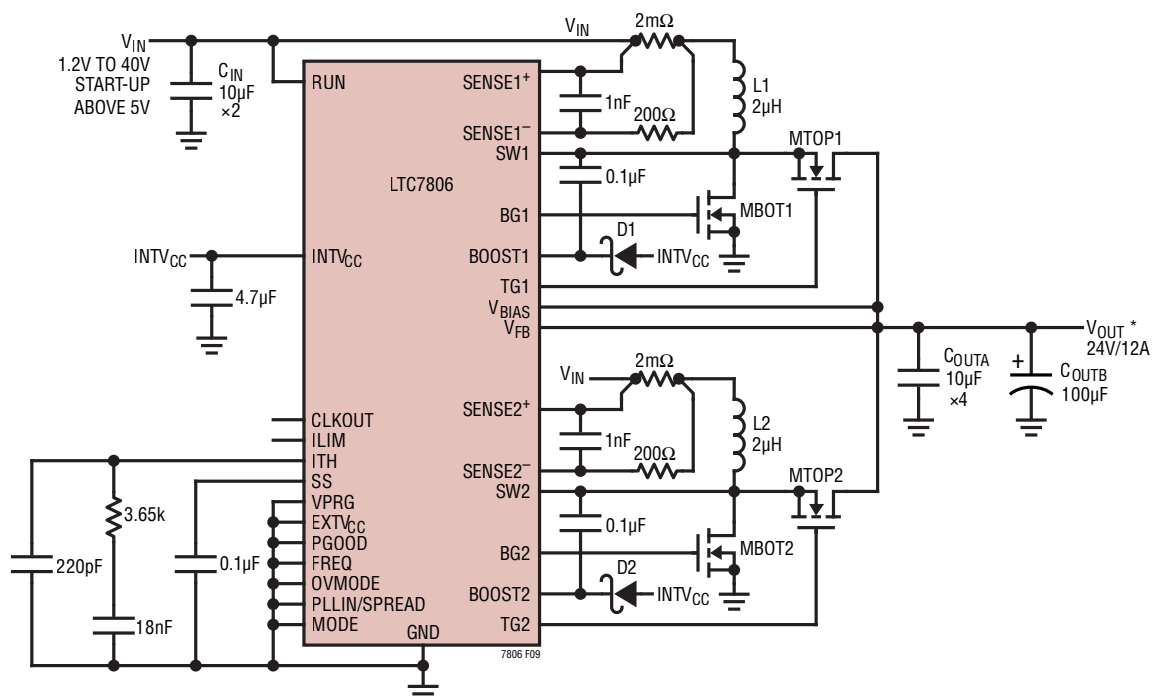
適切に設計された低ノイズの PCB 実装では、デューティ・サイクルのパーセンテージがサイクル間で変動しません。低調波の周期でデューティ・サイクルが変動する場合、電流検出入力または電圧検出入力にノイズを拾っているか、またはループ補償が適当でない可能性があります。レギュレータの帯域幅を最適化する必要がない場合は、ループを過補償にして PCB レイアウトの不備を補うことができます。特に条件の厳しい動作領域は、一方のコンローラ・チャンネルが電流コンパレータの作動点に近づいているときに他方のチャンネルが下側 MOSFET をオンする場合です。これは内部クロックの位相同期のために、どちらかのチャンネルのデューティ・サイクルが 50% 付近のとき発生し、デューティ・サイクルの小さなジッタを引き起こす可能性があります。

V_{IN} をその公称レベルから下げて、ドロップアウト状態のレギュレータ動作を確認します。出力をモニタしながら更に V_{IN} を下げて動作を確認し、低電圧ロックアウト回路の動作をチェックします。問題があるのは出力電流が大きいときのみ、または入力電圧が高いときのみであるかどうかを調べます。入力電圧が高くかつ出力電流が小さいときに問題が発生する場合は、BOOST、SW、TG、場合によっては BG と、ノイズの影響を受けやすい電圧ピンおよび電流ピンとの間に容量性結合がないかを調べます。

電流検出ピン間に接続するコンデンサは、デバイスのピンのすぐ近くに配置する必要があります。このコンデンサは、高周波容量性結合による差動ノイズの混入の影響を最小限に抑えるのに役立ちます。入力電圧が低く電流出力負荷が大きいときに問題が生じる場合は、 C_{OUT} 、上側 MOSFET、下側 MOSFET のそれぞれと、高感度の電流検出および電圧検出パターンとの誘導性結合を調べます。更に、これらの部品とデバイスの GND ピンの間の、共通グラウンド経路の電圧ピックアップも調べてください。

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

代表的なアプリケーション



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

C_{OUTB} : SUNCON 63HVPF100M

D1,2: INFINEON BAS140W

L1,2: COILCRAFT SER2011-202MLD

MBOT1,2, MTOP1,2: INFINEON BSC059N04LS6

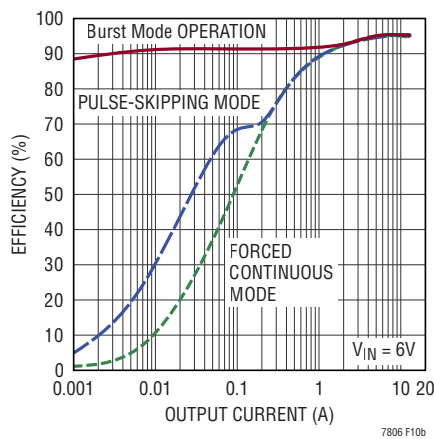
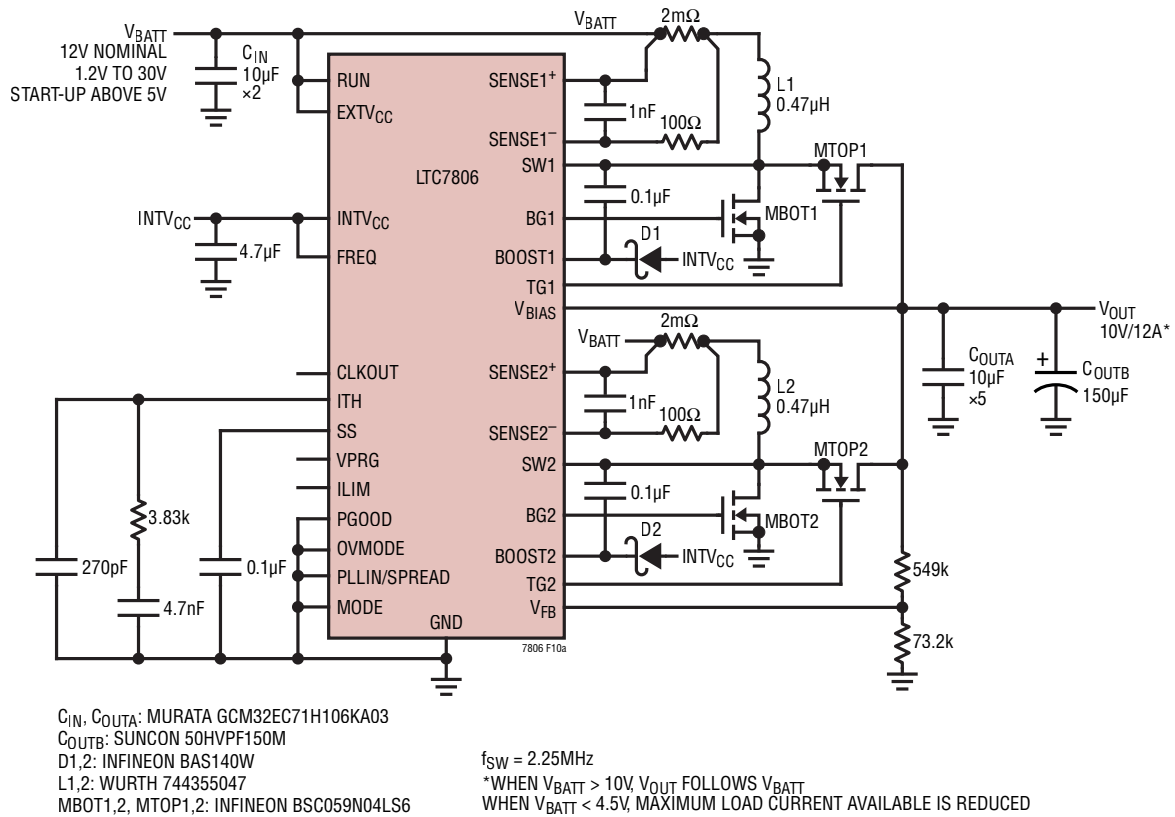
$f_{SW} = 370kHz$

*WHEN $V_{IN} > 24V$, V_{OUT} FOLLOWS V_{IN}

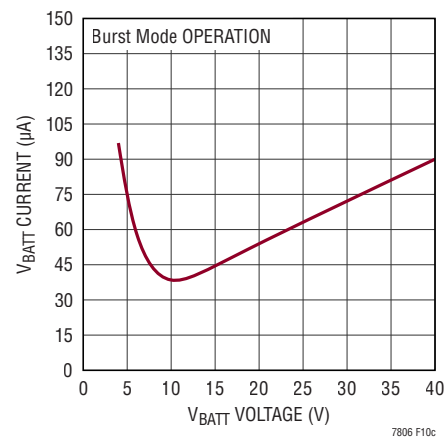
*WHEN $V_{IN} < 9V$, MAXIMUM LOAD CURRENT AVAILABLE IS REDUCED

図9. 高効率24V、12A昇圧レギュレータ

代表的なアプリケーション



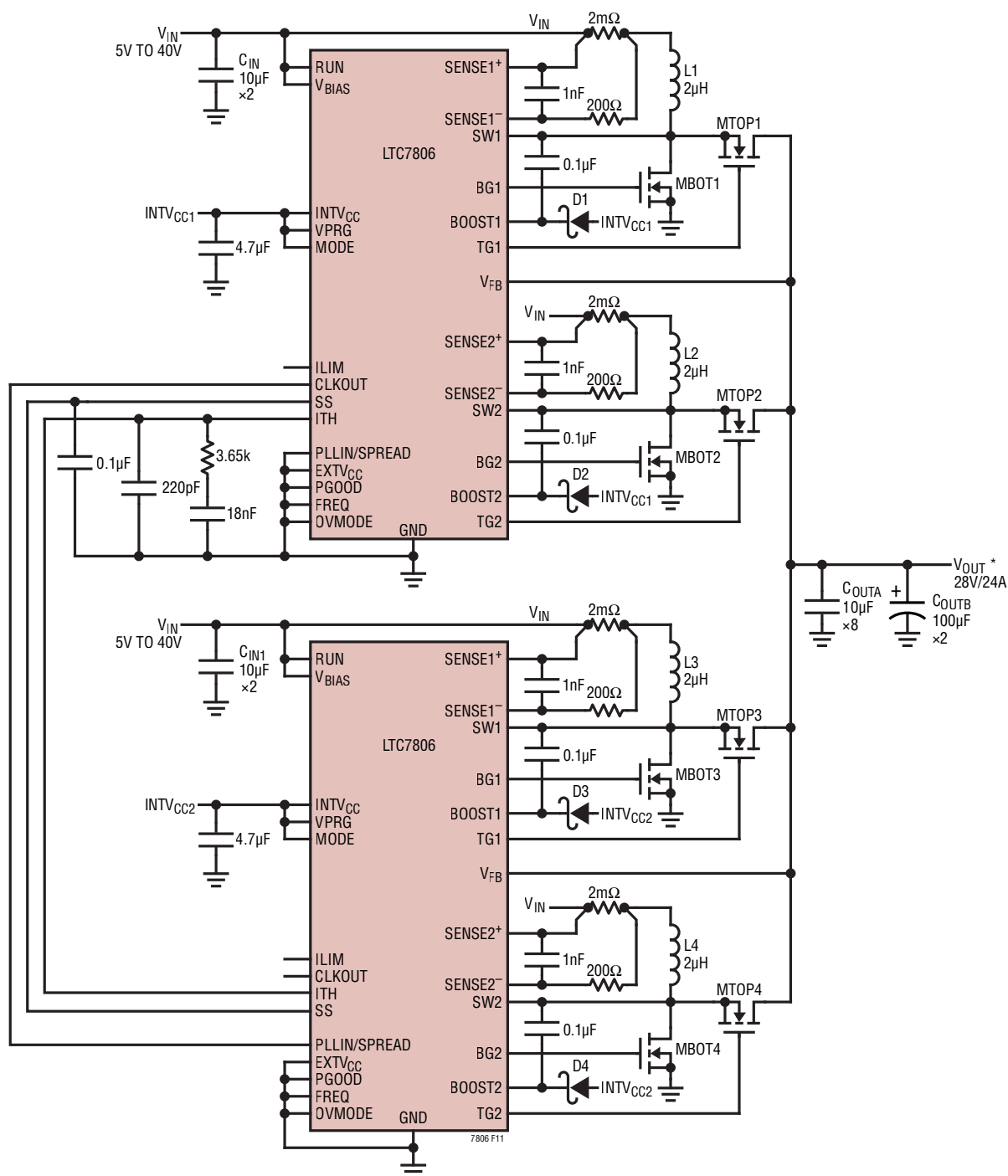
(b) 効率と負荷電流の関係



(c) 無負荷時の Burst Mode の入力電流と入力電圧の関係

図10. 高効率、2.25MHzのオートモーティブ用 PassThru 機能付きプレ昇圧レギュレータ

代表的なアプリケーション



C_{IN} , C_{OUTA} : MURATA GCM32EC71H106KA03
 C_{OUTB} : SUNCON 63HVPF100M
 $D1,2,3,4$: INFINEON BAS140W
 $L1,2,3,4$: COILCRAFT SER2011-202MLD
 $MBOT1,2,3,4$, $MTOP1,2,3,4$: INFINEON BSC059N04LS6

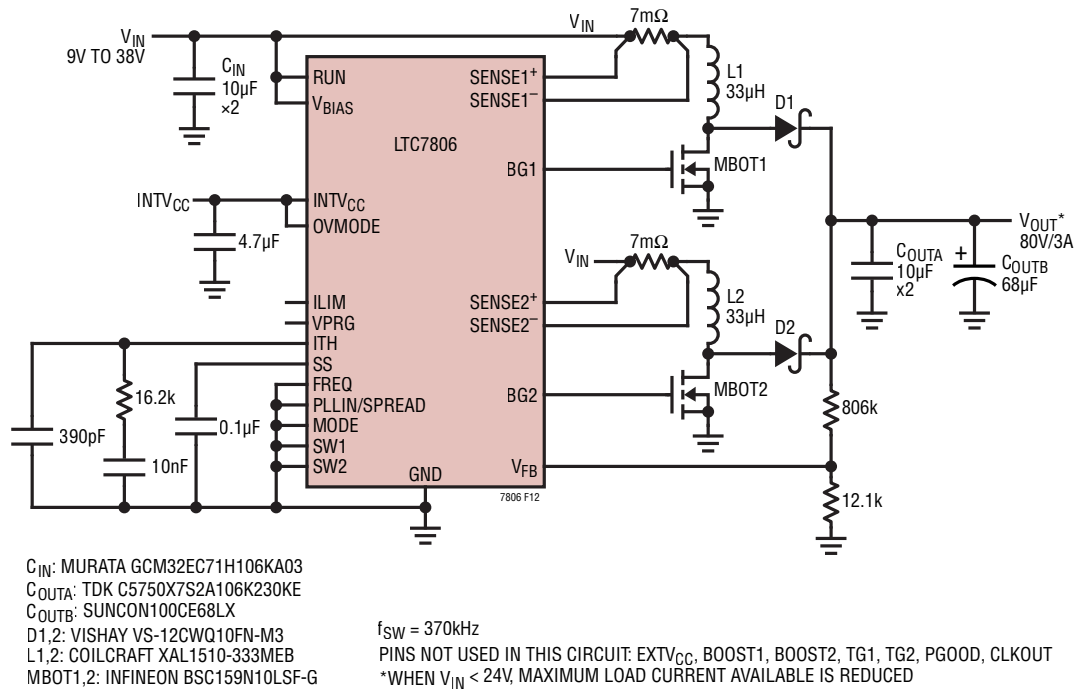
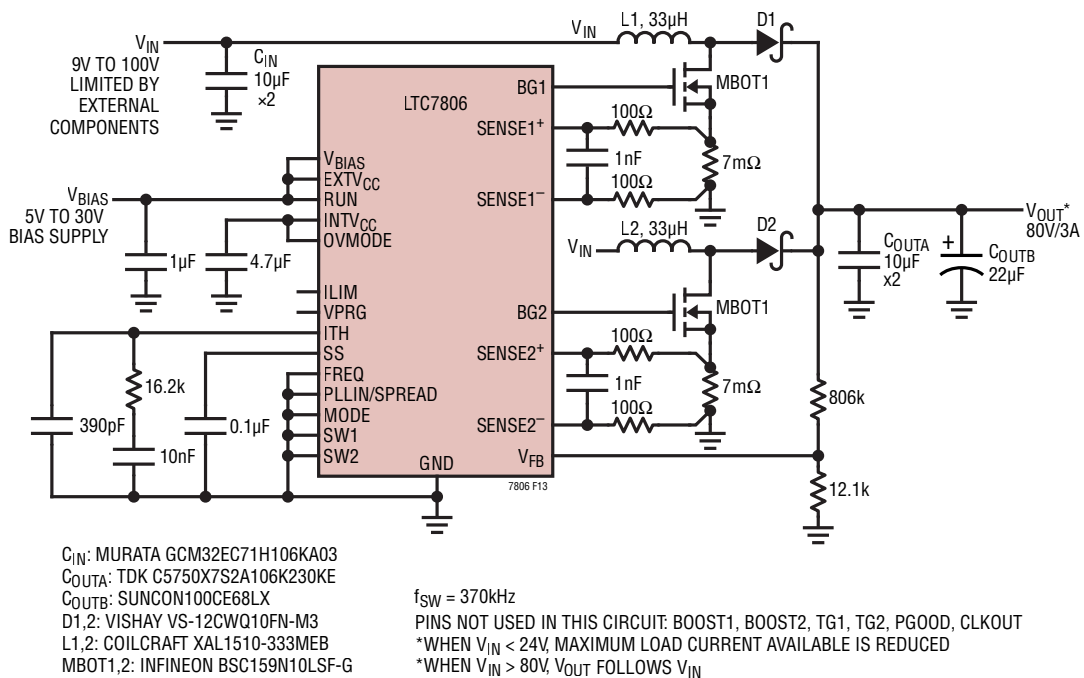
$f_{sw} = 370kHz$

*WHEN $V_{IN} > 24V$, V_{OUT} FOLLOWS V_{IN}

*WHEN $V_{IN} < 9V$, MAXIMUM LOAD CURRENT AVAILABLE IS REDUCED

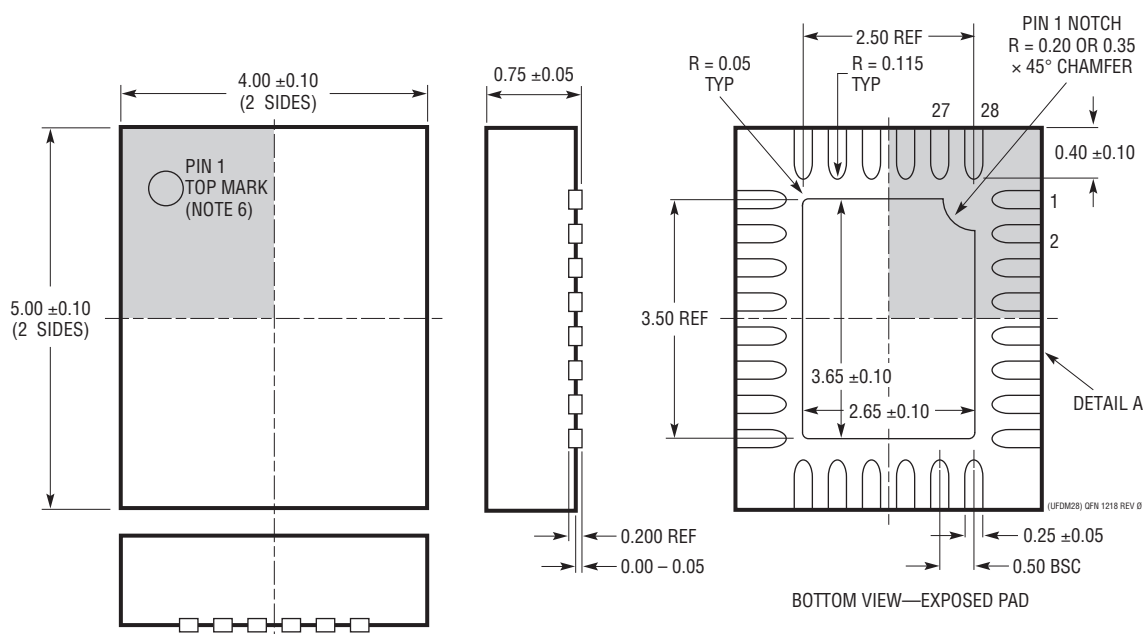
図11. 4相28V/672W昇圧レギュレータ

代表的なアプリケーション

図 12. 低 I_Q 非同期整流式 80V/240W 昇圧レギュレータ図 13. V_{IN} 範囲の広い、低 I_Q 非同期整流式 80V/240W 昇圧レギュレータ

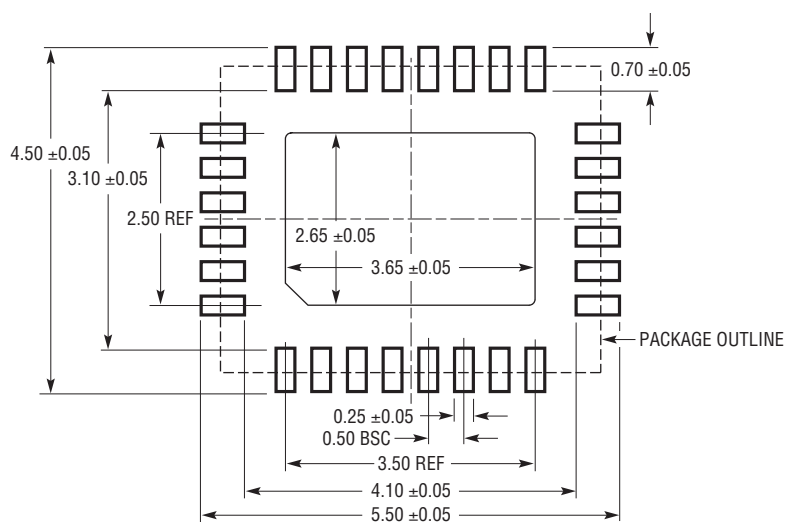
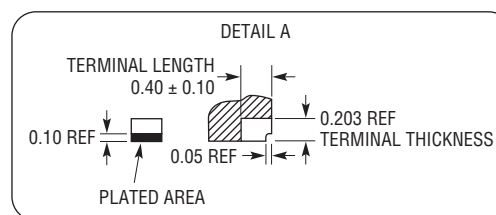
パッケージの説明

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

代表的なアプリケーション

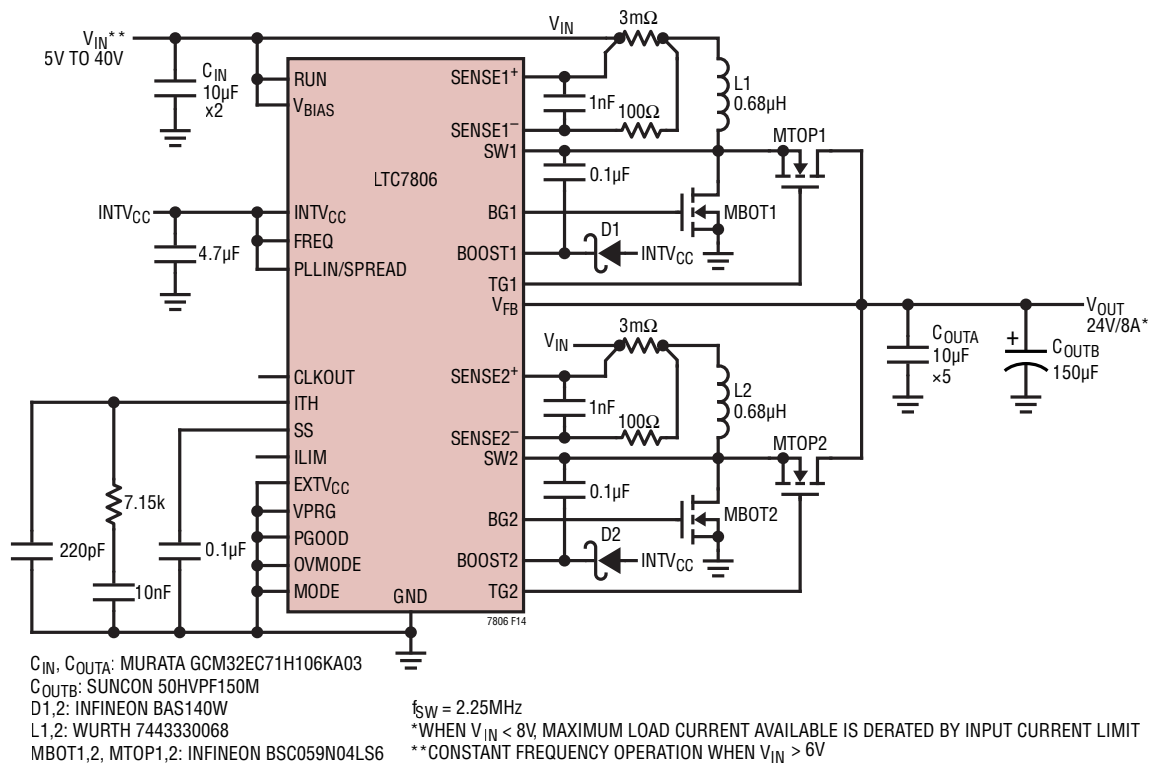


図 14. スペクトラム拡散機能を備えた、高効率、2.25MHz、24V 昇圧レギュレータ

関連部品

製品番号	説明	備考
LTC7804	38V、低 I_Q 、3MHz 多相同期整流式昇圧コントローラ、PassThru 機能付き	$4.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 38\text{V}$ 、 V_{OUT} : 最大 60V、固定動作周波数: 100kHz~3MHz、3mm × 3mm QFN-16
LTC7818	40V、低 I_Q 、3MHz、トリプル出力の降圧/降圧/昇圧同期整流式コントローラ、スペクトラム拡散機能付き	$4.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 40\text{V}$ 、 $I_Q = 14\mu\text{A}$ 、100%のデューティ・サイクルに対応した昇圧、降圧、昇圧の V_{OUT} : 最大 40V、PLL 固定周波数: 100kHz~3MHz
LTC3787	38V、シングル出力、低 I_Q 、多相同期整流式昇圧コントローラ、PassThru 機能付き	4.5V (起動後は最低 2.5V で動作) $\leq V_{IN} \leq 38\text{V}$ 、 V_{OUT} : 最大 60V、固定動作周波数: 50kHz~900kHz、4mm × 5mm QFN-28、SSOP-28
LTC3788/ LTC3788-1	38V、デュアル出力、低 I_Q 、多相同期整流式昇圧コントローラ、PassThru 機能付き	4.5V (起動後は最低 2.5V で動作) $\leq V_{IN} \leq 38\text{V}$ 、 V_{OUT} : 最大 60V、固定動作周波数: 50kHz~900kHz、5mm × 5mm QFN-32、SSOP-28
LTC3786	38V、低 I_Q 、同期整流式昇圧コントローラ、PassThru 機能付き	4.5V (起動後は最低 2.5V で動作) $\leq V_{IN} \leq 38\text{V}$ 、 V_{OUT} : 最大 60V、固定動作周波数: 50kHz~900kHz、3mm × 3mm QFN-16、MSOP-16E
LTC3769	60V、低 I_Q 、同期整流式昇圧コントローラ、PassThru 機能付き	4.5V (起動後は最低 2.3V で動作) $\leq V_{IN} \leq 60\text{V}$ 、 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 I_Q 、多相同期整流式昇圧コントローラ、PassThru 機能付き	4.5V (起動後は最低 2.3V で動作) $\leq V_{IN} \leq 60\text{V}$ 、 V_{OUT} : 最大 60V、固定動作周波数: 50kHz~900kHz、4mm × 5mm QFN-28、SSOP-28
LTC3897	入出力保護機能付き PolyPhase 同期整流式昇圧コントローラ	$4.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 65\text{V}$ 、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	$4\text{V} \leq V_{IN} \leq 36\text{V}$ 、ゲート駆動電圧: 5V~10V、固定動作周波数: 75kHz~500kHz、SSOP-24、TSSOP-24、5mm × 5mm QFN-24