

低静止電流の60V同期整流式昇圧コントローラ

特長

- 最高の効率を得て熱放散を低減するための同期整流式動作
- 広い入力電圧範囲: 4.5V ~ 60V (絶対最大定格: 65V)、起動後は最小2.3Vまで動作
- 出力電圧: 最大60V
- ±1%精度のリファレンス電圧: 1.200V
- R_{SENSE} またはインダクタのDCRによる電流検出
- 同期MOSFETに対してデューティ・サイクル100%が可能
- 低静止電流: 28μA
- 位相同期可能な周波数(75kHz ~ 850kHz)
- プログラム可能な固定周波数(50kHz ~ 900kHz)
- パワーグッド出力による電圧モニタ
- 低シャットダウン電流: 4μA
- 内蔵のLDOがVBIASまたはEXTV_{CC}からゲート駆動回路に電力を供給
- 熱特性が改善された高さの低い24ピン4mm×4mm QFNパッケージおよび20ピンTSSOPパッケージ

アプリケーション

- 産業用機器
- 自動車
- 医療機器
- 軍用機器

概要

LTC[®]3769は、すべてのNチャネル・パワーMOSFET段を駆動する高性能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。同期整流により、効率が向上し、電力損失が減少して熱要件が軽減されるので、大電力の昇圧アプリケーションが簡単になります。無負荷時の静止電流が28μAなので、バッテリー駆動システムでの動作時間が長くなります。

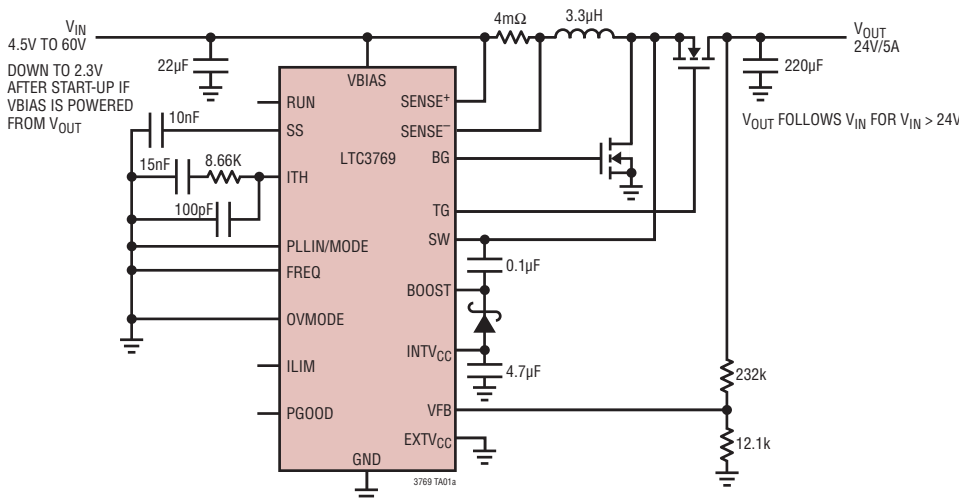
入力電源範囲が4.5V ~ 60Vなので、幅広いシステム・アーキテクチャおよびバッテリー組成に対応します。昇圧コンバータの出力や別の補助電源からバイアスする場合、LTC3769は起動後であれば入力電源電圧が2.3Vになっても動作できます。動作周波数は50kHz ~ 900kHzの範囲内で設定できますが、内部PLLを使用して外部クロックに同期させることもできます。

SSピンにより、出力電圧は起動時に緩やかに立ち上がります。また、PLLIN/MODEピンにより、軽負荷時の動作としてBurst Mode[®]動作、パルス・スキップ・モード動作、強制連続モード動作のいずれかを選択できます。

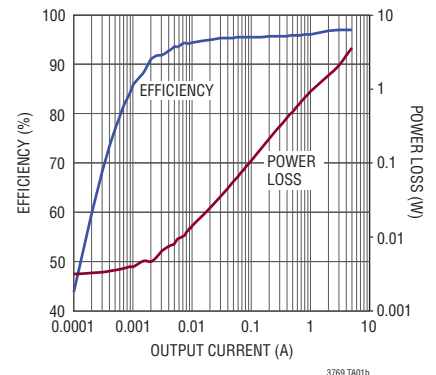
LT、LT、LTC、LTM、Burst Mode、OPTI-LOOP、Linear Technologyおよびリニアのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。5408150、5481178、5705919、5929620、6177787、6498466、6580258、6611131を含む米国特許により保護されています。

標準的応用例

120W、12Vから24V/5Aの同期整流式昇圧コンバータ



効率および電力損失と出力電流

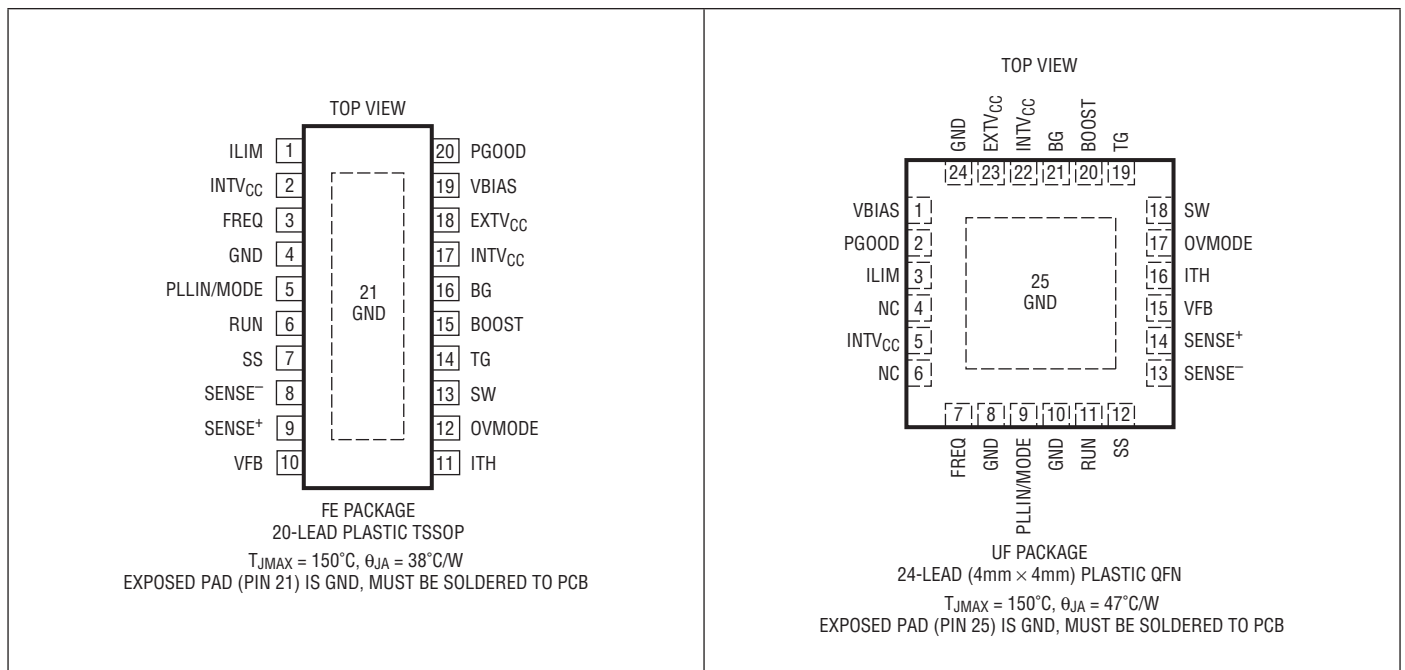


LTC3769

絶対最大定格 (Note 1, 3)

VBIAS.....	-0.3V ~ 65V	EXTV _{CC}	-0.3V ~ 14V
BOOST.....	-0.3V ~ 71V	SENSE ⁺ , SENSE ⁻	-0.3V ~ 65V
SW.....	-5V ~ 65V	(SENSE ⁺ - SENSE ⁻).....	-0.3V ~ 0.3V
RUN.....	-0.3V ~ 8V	ILIM, SS, ITH, FREQ, PHASMD, VFB.....	-0.3V ~ INTV _{CC}
8Vを超える電源からピンに流れる		動作接合部温度範囲 (Note 2).....	-55°C ~ 150°C
最大電流.....	100μA	保存温度範囲.....	-65°C ~ 150°C
PGOOD, PLLIN/MODE.....	-0.3V ~ 6V	リード温度 (半田付け, 10秒) SSOP.....	300°C
INTV _{CC} , (BOOST - SW).....	-0.3V ~ 6V		

ピン配置



発注情報

無鉛仕上げ	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC3769EUF#PBF	LTC3769EUF#TRPBF	3769	24-Lead (4mm×4mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3769IUF#PBF	LTC3769IUF#TRPBF	3769	24-Lead (4mm×4mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3769HUF#PBF	LTC3769HUF#TRPBF	3769	24-Lead (4mm×4mm) Plastic QFN	-40°C to 150°C
LTC3769MPUF#PBF	LTC3769MPUF#TRPBF	3769	24-Lead (4mm×4mm) Plastic QFN	-55°C to 150°C
LTC3769EFE#PBF	LTC3769EFE#TRPBF	LTC3769FE	20-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LTC3769IFE#PBF	LTC3769IFE#TRPBF	LTC3769FE	20-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LTC3769HFE#PBF	LTC3769HFE#TRPBF	LTC3769FE	20-Lead Plastic SSOP	-40°C to 150°C
LTC3769MPFE#PBF	LTC3769MPFE#TRPBF	LTC3769FE	20-Lead Plastic SSOP	-55°C to 150°C

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

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。

テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandree/> をご覧ください。

電気的特性

●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は、注記がない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{BIAS} = 12\text{V}$ での値 (Note 2)。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
メイン制御ループ							
V_{BIAS}	Chip Bias Voltage Operating Range		4.5		60	V	
V_{IN}	SENSE Pins Common Mode Range (BOOST Converter Input Supply Voltage)		2.3		60	V	
V_{OUT}	Regulated Output Voltage Range		V_{IN}		60V	V	
V_{FB}	Regulated Feedback Voltage	$I_{TH} = 1.2\text{V}$ (Note 4)	● 1.188	1.200	1.212	V	
	Feedback Current	(Note 4)		±5	±50	nA	
	Reference Line Voltage Regulation	$V_{BIAS} = 6\text{V}$ to 60V		0.002	0.02	%/V	
	Output Voltage Load Regulation (Note 4)	Measured in Servo Loop; ΔI_{TH} Voltage = 1.2V to 0.7V	●	0.01	0.1	%	
		Measured in Servo Loop; ΔI_{TH} Voltage = 1.2V to 2V	●	-0.01	-0.1	%	
	Error Amplifier Transconductance	$I_{TH} = 1.2\text{V}$		2		mmho	
I_Q	Input DC Supply Current (V_{BIAS} Pin) Pulse-Skipping or Forced Continuous Mode Sleep Mode Shutdown	(Note 5) RUN = 5V ; $V_{FB} = 1.25\text{V}$ (No Load) RUN = 5V ; $V_{FB} = 1.25\text{V}$ (No Load) RUN = 0V		0.9 28 4		mA μA μA	
	SW Pin Current	$V_{SW} = 12\text{V}$; $V_{BOOST} = 16.5\text{V}$; FREQ = 0V , Forced Continuous or Pulse-Skipping Mode		700		μA	
UVLO	INTV _{CC} Undervoltage Lockout Thresholds	V_{INTVCC} Ramping Up V_{INTVCC} Ramping Down	● ●	4.1 3.8	4.3	V V	
V_{RUN}	RUN Pin ON Threshold	V_{RUN} Rising	● 1.18	1.28	1.38	V	
	RUN Pin Hysteresis			100		mV	
	RUN Pin Hysteresis Current	$V_{RUN} > 1.28\text{V}$		4.5		μA	
	RUN Pin Current	$V_{RUN} < 1.28\text{V}$		0.5		μA	
	Soft-Start Charge Current	$V_{SS} = \text{GND}$		7	10	13	μA
$V_{SENSE(\text{MAX})}$	Maximum Current Sense Threshold	$V_{FB} = 1.1\text{V}$, $I_{LIM} = \text{INTV}_{CC}$ $V_{FB} = 1.1\text{V}$, $I_{LIM} = \text{Float}$ $V_{FB} = 1.1\text{V}$, $I_{LIM} = \text{GND}$	● ● ●	90 68 42	100 75 56	110 82 56	mV mV mV
	SENSE ⁺ Pin Current	$V_{FB} = 1.1\text{V}$, $I_{LIM} = \text{Float}$		200	300	μA	
	SENSE ⁻ Pin Current	$V_{FB} = 1.1\text{V}$, $I_{LIM} = \text{Float}$			±1	μA	
	Top Gate Rise Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 6)		20		ns	
	Top Gate Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 6)		20		ns	
	Bottom Gate Rise Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 6)		20		ns	
	Bottom Gate Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 6)		20		ns	
	Top Gate Pull-Up Resistance			1.2		Ω	
	Top Gate Pull-Down Resistance			1.2		Ω	
	Bottom Gate Pull-Up Resistance			1.2		Ω	
	Bottom Gate Pull-Down Resistance			1.2		Ω	
	Top Gate Off to Bottom Gate On Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Each Driver)		30		ns	
	Bottom Gate Off to Top Gate On Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Each Driver)		30		ns	
	Maximum BG Duty Factor			96		%	
$t_{ON(\text{MIN})}$	Minimum BG On-Time	(Note 7)		110		ns	

電気的特性

●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は、注記がない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{BIAS} = 12\text{V}$ での値 (Note 2)。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
INTV_{CC} リニア・レギュレータ							
	Internal V _{CC} Voltage	$6\text{V} < V_{BIAS} < 60\text{V}$, $V_{EXTVCC} = 0$	5.2	5.4	5.6	V	
	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 50mA		0.5	2	%	
	Internal V _{CC} Voltage	$6\text{V} < V_{EXTVCC} < 13\text{V}$	5.2	5.4	5.6	V	
	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 40mA , $V_{EXTVCC} = 8.5\text{V}$		0.5	2	%	
	EXTV _{CC} Switchover Voltage	EXTV _{CC} Ramping Positive	●	4.5	4.8	5	V
	EXTV _{CC} Hysteresis			250		mV	
発振器とフェーズロック・ループ							
	Programmable Frequency	$R_{FREQ} = 25\text{k}$ $R_{FREQ} = 60\text{k}$ $R_{FREQ} = 100\text{k}$	335	105 400 760	465	kHz kHz kHz	
f_{LOW}	Lowest Fixed Frequency	$V_{FREQ} > 0\text{V}$	320	350	380	kHz	
	Highest Fixed Frequency	$V_{FREQ} = \text{INTV}_{CC}$	488	535	585	kHz	
	Synchronizable Frequency	PLLIN/MODE = External Clock	●	75	850	kHz	
PGOOD 出力							
	PGOOD Voltage Low	$I_{PGOOD} = 2\text{mA}$		0.2	0.4	V	
	PGOOD Leakage Current	$V_{PGOOD} = 5\text{V}$			±1	μA	
	PGOOD Trip Level	V_{FB} with Respect to Set Regulated Voltage V_{FB} Ramping Negative Hysteresis	-12	-10 2.5	-8	% %	
		V_{FB} Ramping Positive Hysteresis	8	10 2.5	12	% %	
	PGOOD Delay	PGOOD Going High to Low		45		μs	
	OV Protection Threshold	V_{FB} Ramping Positive, $\text{OVMODE} = 0\text{V}$	1.296	1.32	1.344	V	
BOOST チャージポンプ							
	BOOST Charge Pump Available Output Current	$V_{SW} = 12\text{V}$; $V_{BOOST} - V_{SW} = 4.5\text{V}$; $\text{FREQ} = 0\text{V}$, Forced Continuous or Pulse-Skipping Mode		55		μA	

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

Note 2: LTC3769は T_J が T_A にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされる。LTC3769Eは、 0°C ~ 85°C の接合部温度で仕様に適合することが保証されている。 -40°C ~ 125°C の動作接合部温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC3769Iは -40°C ~ 125°C の動作接合部温度範囲、LTC3769Hは -40°C ~ 150°C の動作温度範囲で保証されており、LTC3769MPは -55°C ~ 150°C の動作接合部温度範囲すべてでテストされ、保証されている。接合部温度が高いと動作寿命が短くなる。 125°C を超える接合部温度では動作寿命はデレーティングされる。これらの仕様を満たす最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱インピーダンスおよび他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。接合部温度 (T_J ($^\circ\text{C}$))は周囲温度 (T_A ($^\circ\text{C}$))および電力損失 (P_D (W))から次式に従って計算される。 $T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})$ 、ここで、QFNパッケージでは $\theta_{JA} = 47^\circ\text{C}/\text{W}$ 、TSSOPパッケージでは $\theta_{JA} = 38^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

Note 3: このデバイスには、短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。この保護がアクティブなときは、最大定格接合部温度を超えることができる。規定された絶対最高動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうか、またはデバイスに永続的損傷を与える恐れがある。

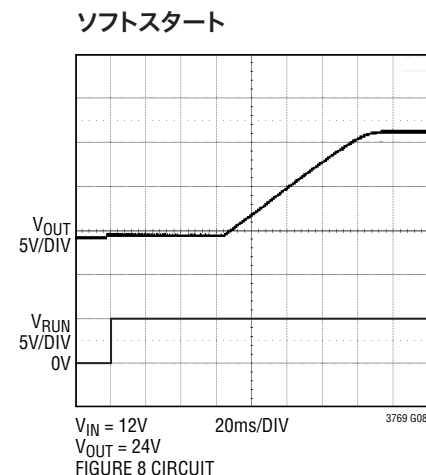
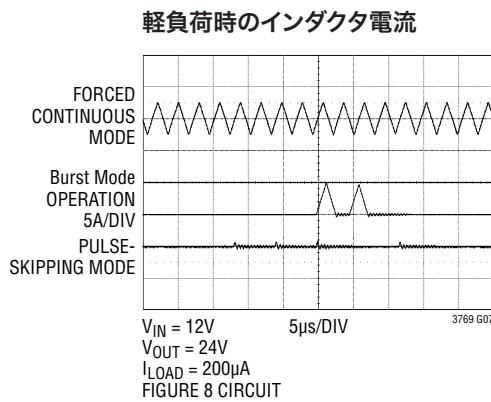
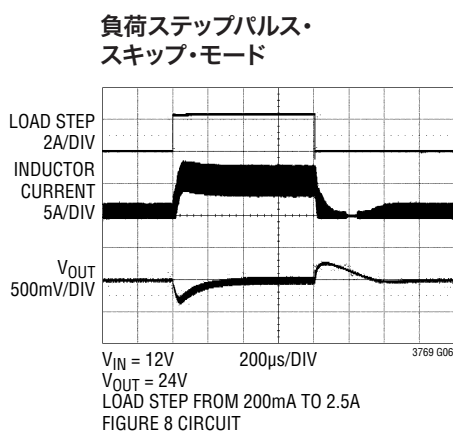
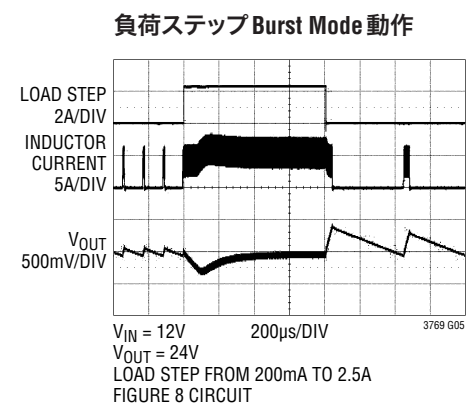
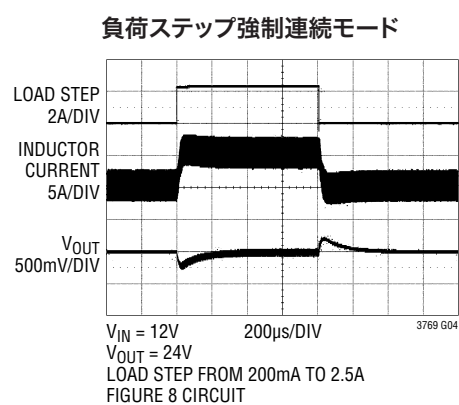
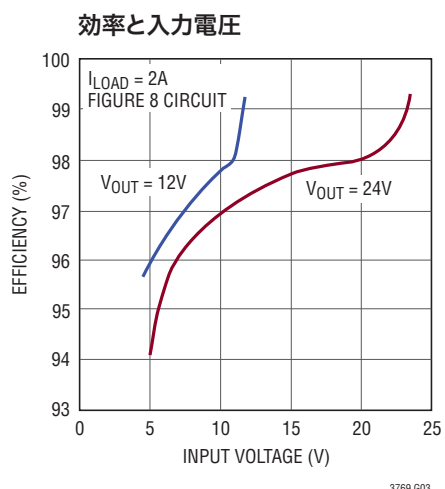
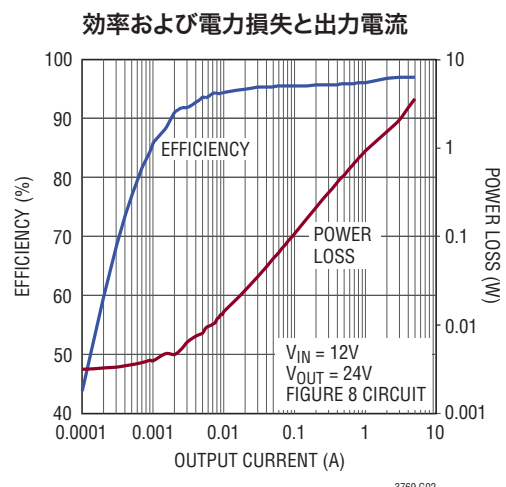
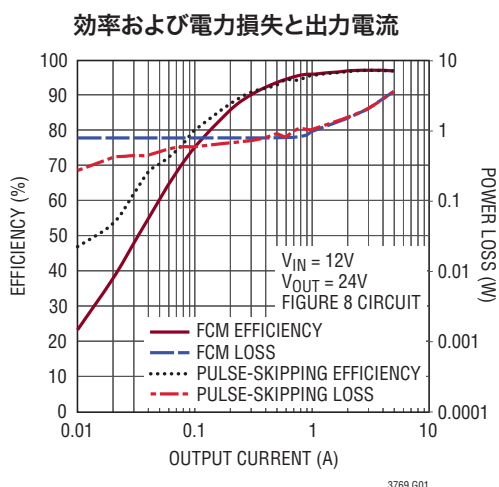
Note 4: LTC3769は、 I_{TH} ピンの電圧を電流制限範囲の midpointに維持しているときに V_{FB} をエラーアンプの出力にサーボ制御する、帰還ループでテストされる。

Note 5: 動作時の電源電流は、スイッチング周波数で供給されるゲート電荷によって増加する。

Note 6: 立ち上がり時間と立ち下がり時間は10%と90%のレベルを使って測定する。遅延時間は50%レベルを使って測定する。

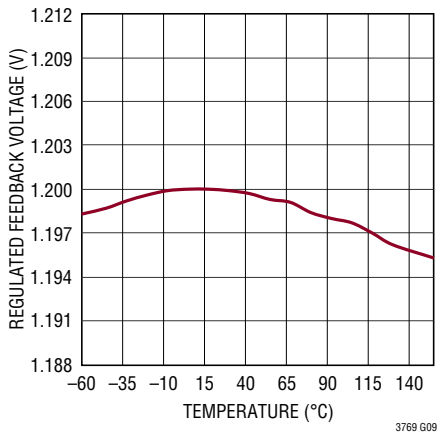
Note 7: 「アプリケーション情報」セクションの「最小オン時間に関する検討事項」を参照。

標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。



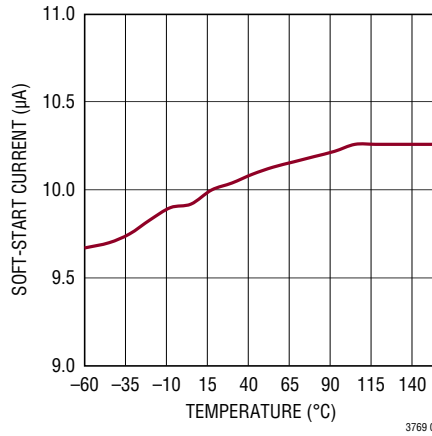
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

安定化帰還電圧と温度



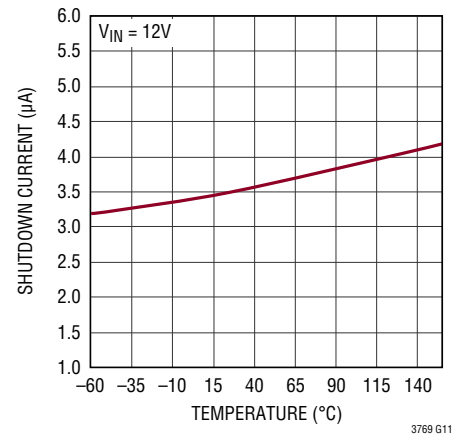
3769 G09

ソフトスタート・プルアップ電流と温度



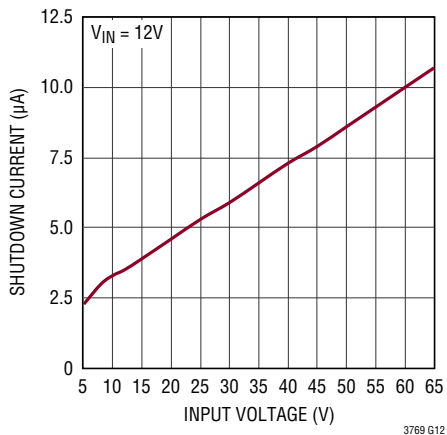
3769 G10

シャットダウン電流と温度



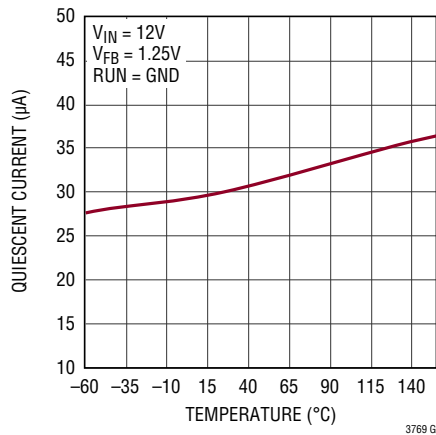
3769 G11

シャットダウン電流と入力電圧



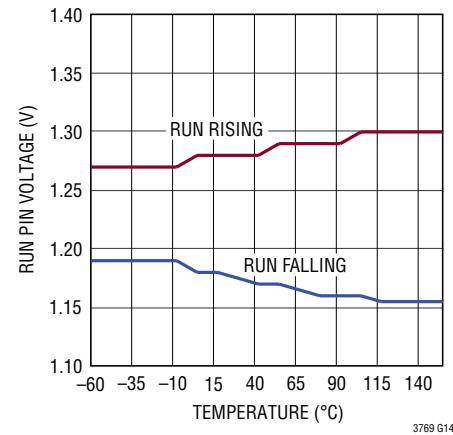
3769 G12

静止電流と温度



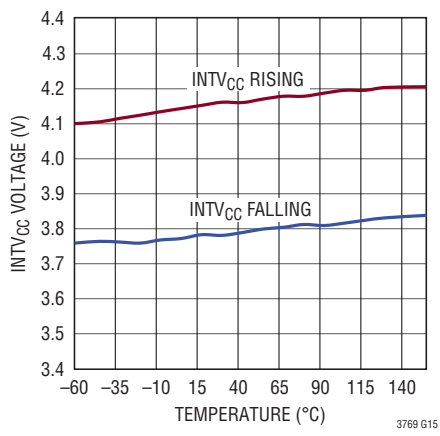
3769 G13

シャットダウン (RUN) しきい値と温度



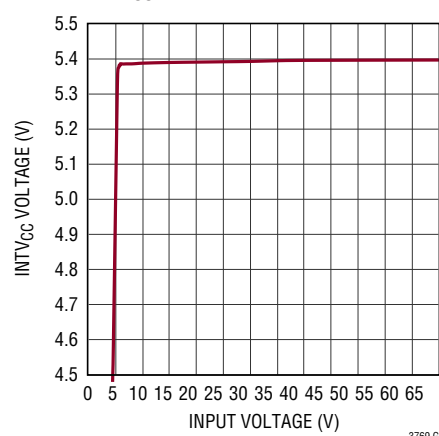
3769 G14

低電圧ロックアウトしきい値と温度



3769 G15

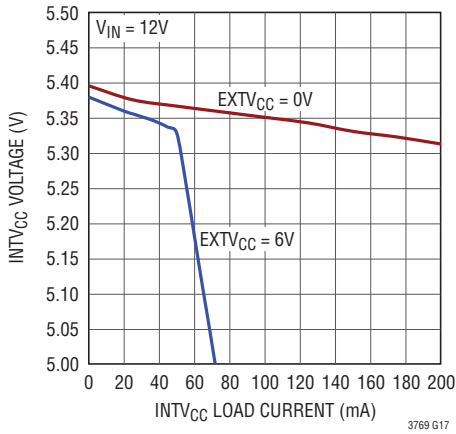
INTVCCの入力レギュレーション



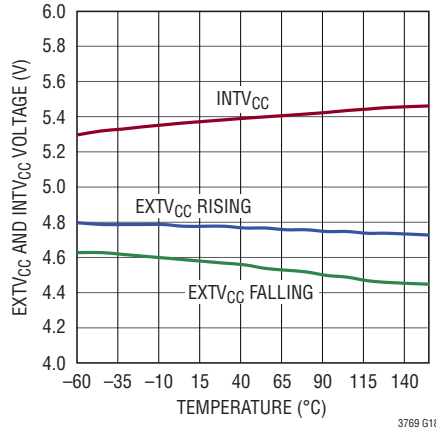
3769 G16

標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

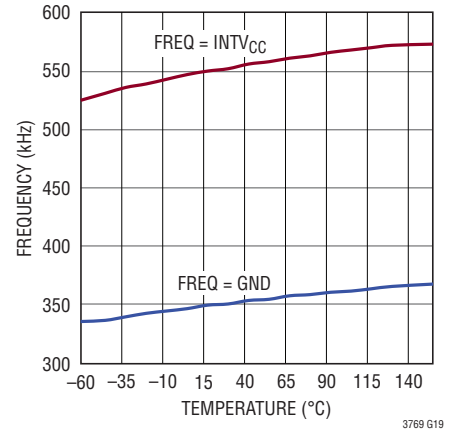
INTV_{CC} と INTV_{CC} 負荷電流



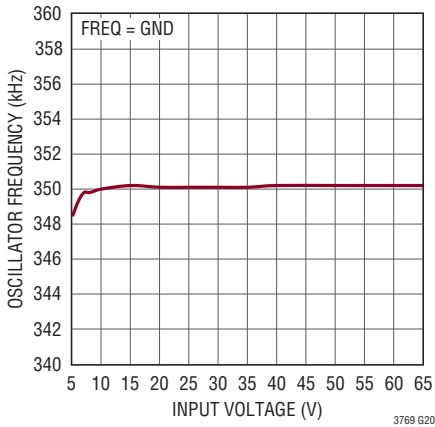
EXTV_{CC} 切り替え電圧および INTV_{CC} 電圧と温度



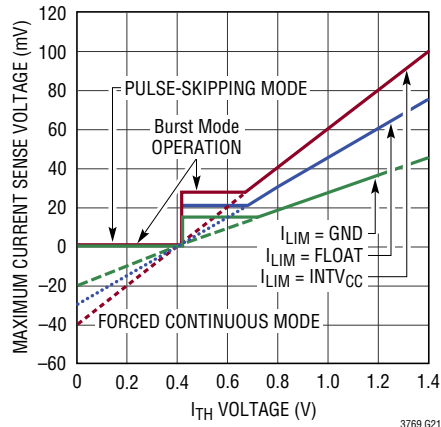
発振器周波数と温度



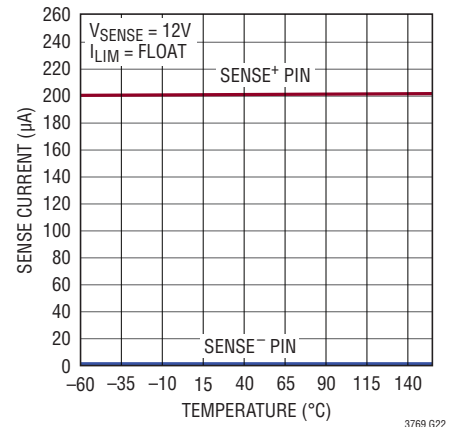
発振器周波数と入力電圧



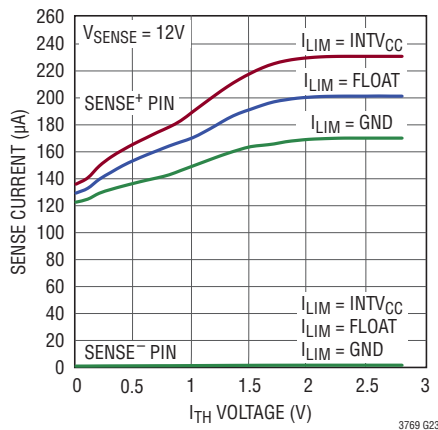
最大電流検出しきい値と I_{TH} 電圧



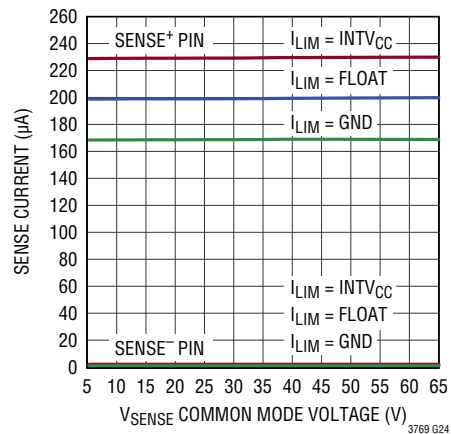
SENSE ピンの入力電流と温度

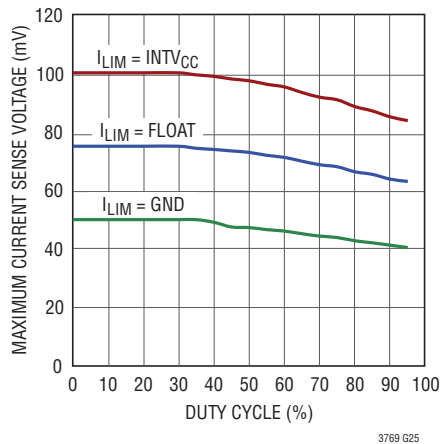
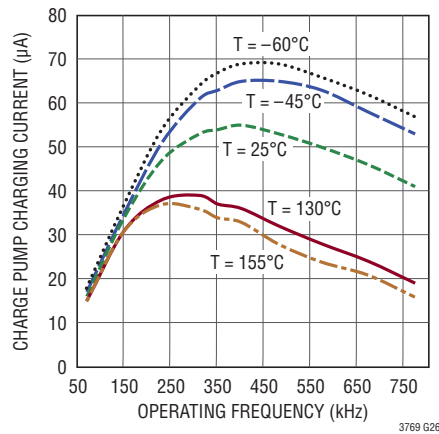
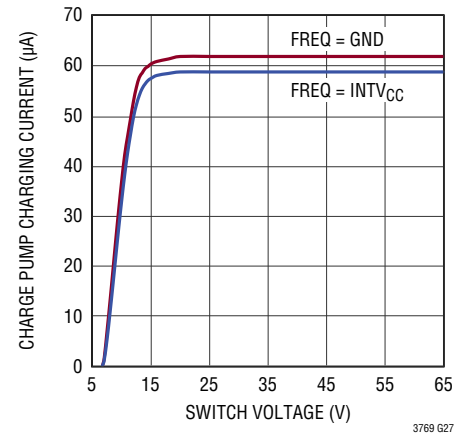


SENSE ピンの入力電流と I_{TH} 電圧



SENSE ピンの入力電流と V_{SENSE} 電圧



標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。最大電流検出しきい値と
デューティ・サイクルチャージポンプの充電電流と
動作周波数チャージポンプの充電電流と
スイッチ電圧

ピン機能 (QFN/TSSOP)

VBIAS (ピン1/ピン19): 主電源ピン。通常は入力電源 V_{IN} 、または昇圧コンバータの出力に接続します。このピンと信号グラウンド・ピンの間にバイパス・コンデンサを接続します。このピンの動作電圧範囲は4.5Vから60Vまでです(絶対最大定格65V)。

PGOOD (ピン2/ピン20): パワーグッド・インジケータ。オープンレインのロジック出力で、出力電圧が安定化出力電圧の $\pm 10\%$ の範囲を超えるとグラウンド電位に低下します。誤って作動するのを防ぐために、出力電圧がこの範囲から外れた状態で45 μs 経過しないとこの出力は有効になりません。

ILIM (ピン3/ピン1): 電流コンパレータの検出電圧範囲入力。このピンは、電流コンパレータのピーク電流検出電圧を設定するために使用します。このピンをSGNDに接続するとピーク電流検出電圧は50mVに設定され、フロート状態にすると75mV、INTV_{CC}に接続すると100mVに設定されます。

INTV_{CC} (ピン5、22/ピン2、17): 内部5.4V LDOの出力。制御回路とゲート・ドライバの電源です。最小4.7 μF の低ESRセラミック・コンデンサを使って、ピン22/17をGNDにデカップリングします。ピン5/2は、プリント基板上のトレースを使ってピン22/17に接続します。

FREQ (ピン7/ピン3): 内部VCOの周波数制御ピン。このピンをGNDに接続すると、VCOは350kHzの固定低周波数に強制されます。このピンをINTV_{CC}に接続すると、VCOは535kHzの固定高周波数に強制されます。周波数は、FREQピンとGNDとの間に抵抗を接続することにより、50kHz～900kHzの範囲に設定できます。抵抗と内部の20 μA ソース電流により、内部発振器が周波数を設定するのに使う電圧を発生します。これに代わる方法として、このピンをDC電圧で駆動して内部発振器の周波数を変更することもできます。

GND (ピン8、10、24、露出パッド・ピン25/ピン4、露出パッド・ピン21): グラウンド。定格の電気的性能と熱性能を得るため、グラウンド・ピンはすべてPCBに接続し、露出パッドもPCBに半田付けする必要があります。

PLLIN/MODE (ピン9/ピン5): 位相検出器への外部同期入力と強制連続モード入力。このピンに外部クロックを入力すると、フェーズロック・ループが、BGの立ち上がりを外部クロックの立ち上がりエッジに強制的に同期させます。このピンに外部クロックを入力する場合は、OVMODEピンを使用して軽負荷時のLTC3769の動作モードを決定します。外部クロックに同期させない場合は、この入力によって軽負荷時のLTC3769の動作モードが決まります。このピンをグラウンドに引き下げると、Burst Mode動作が選択されます。また、このピンをフロー

ピン機能 (QFN/TSSOP)

トさせると、グラウンドに接続された内部 100k 抵抗により 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を強制します。このピンを 1.2V より高く INTV_{CC} - 1.3V より低い電圧に接続すると、パルス・スキップ動作が選択されます。これは、PLLIN/MODE ピンと INTV_{CC} の間に 100k 抵抗を接続することによって行うことができます。

RUN (ピン 11/ピン 6) : 実行制御入力。このピンを 1.28V 未満に強制するとコントローラがシャットダウンします。このピンの電圧を強制的に 0.7V より低くすると LTC3769 全体がシャットダウンし、静止電流が約 4 μ A に減少します。外付けの抵抗分割器を V_{IN} に接続すると、コンバータ動作のしきい値を設定できます。動作を開始すると 4.5 μ A の電流が RUN ピンから供給され、抵抗値を使用してヒステリシスをプログラムすることができます。

SS (ピン 12/ピン 7) : 出力のソフトスタート入力。このピンとグラウンドの間に接続されたコンデンサにより、起動時の出力電圧のランプ・レートが設定されます。

SENSE⁺ (ピン 13/ピン 9) : 電流検出コンパレータの正入力。電流コンパレータへの (+) 入力通常、電流検出抵抗の正の端子に接続されます。電流検出抵抗は通常、インダクタと直列にして昇圧コントローラの入力に接続されます。このピンは電流コンパレータにも電力を供給します。SENSE⁺ ピンと SENSE⁻ ピンの同相電圧範囲は 2.3V から 60V までです (絶対最大定格 65V)。

SENSE⁻ (ピン 14/ピン 8) : 電流検出コンパレータの負入力。電流コンパレータへの (-) 入力通常、インダクタと直列にして電流検出抵抗の負の端子に接続されます。

VFB (ピン 15/ピン 10) : エラーアンプの帰還入力。このピンは、出力両端に接続された外付け抵抗分割器から、リモート検出された帰還電圧を受け取ります。

ITH (ピン 16/ピン 11) : 電流制御しきい値およびエラーアンプの補償点。このピンの電圧は、電流トリップしきい値を設定します。

OVMODE (ピン 17/ピン 12) : 過電圧モード選択入力。このピンは、出力帰還電圧 (V_{FB}) が過電圧 (通常の安定化ポイントである 1.2V の 110% を超える電圧) となった時の LTC3769 の動作モードを選択するために使用します。また、PLLIN/MODE ピンを通じて LTC3769 を外部クロックに同期させた際に、その軽負荷時動作モードを決定する場合にも使われます。

OVMODE をグラウンドに接続すると過電圧保護がイネーブルされ、過電圧状態が解消されるまで、トップ MOSFET ゲート (TG) がオンのままになります。OVMODE を接地すると、LTC3769 は同期時に強制連続モードで動作します。内部には弱いプルダウン抵抗があって、OVMODE ピンをフロート状態にすると電圧がグラウンドまで低下します。

OVMODE を INTV_{CC} に接続すると過電圧保護がデイスエーブルされ、過電圧状態になっても TG が強制的にオンにされることはありません。この場合、TG の状態は、PLLIN/MODE ピンによって選択された動作モードと、インダクタの電流によって決定されます。詳細は「動作」のセクションを参照してください。OVMODE を INTV_{CC} に接続すると、LTC3769 は同期時にパルス・スキップ・モードで動作します。

SW (ピン 18/ピン 13) : スイッチ・ノード。同期 N チャネル MOSFET のソース、メイン N チャネル MOSFET のドレイン、およびインダクタに接続します。

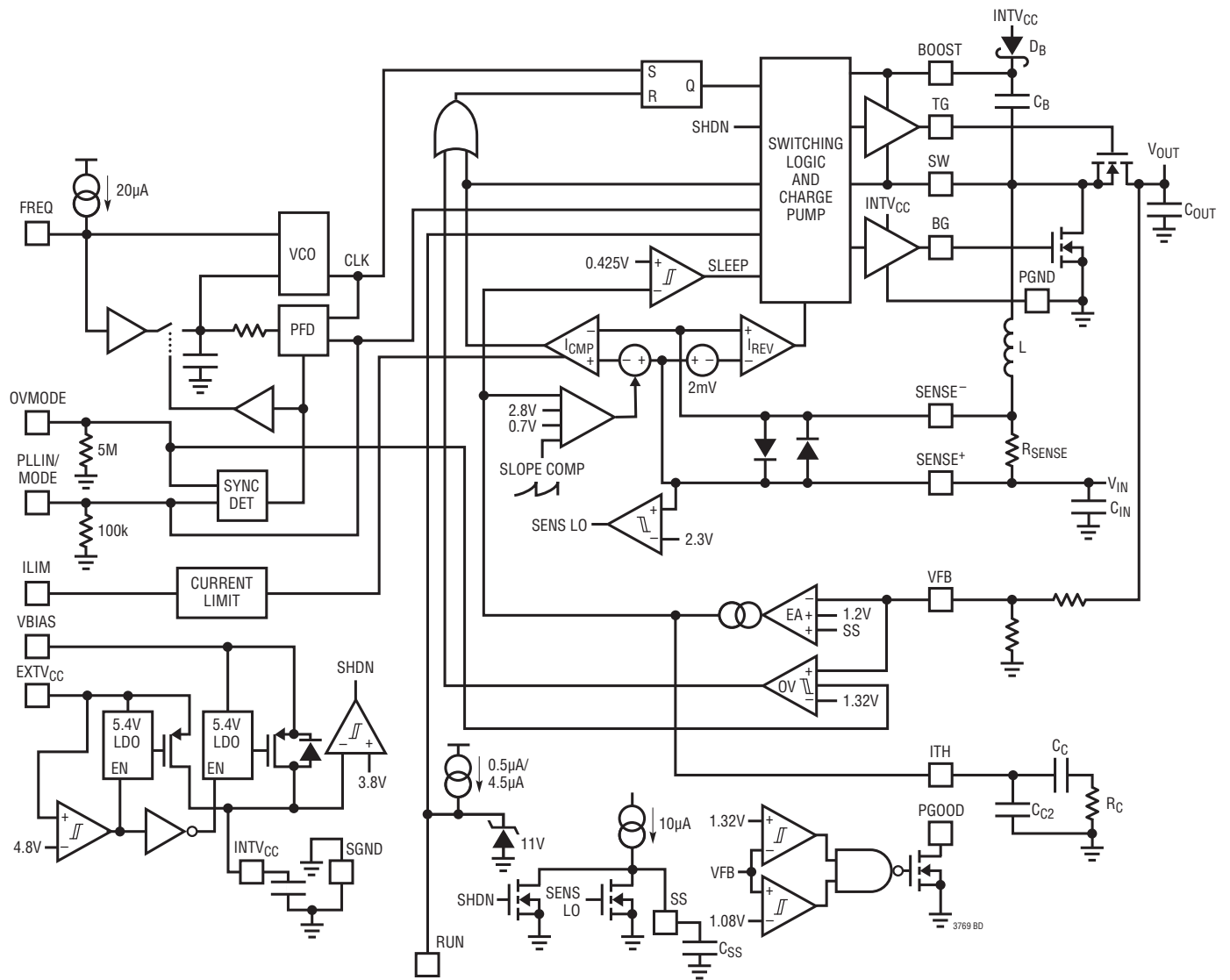
TG (ピン 19/ピン 14) : トップ・ゲート。同期 N チャネル MOSFET のゲートに接続します。

BOOST (ピン 20/ピン 15) : 同期 N チャネル MOSFET 用のフローティング電源。コンデンサを使用して SW へバイパスし、INTV_{CC} にショットキ・ダイオードを接続して電源を供給します。

BG (ピン 21/ピン 16) : ボトム・ゲート。メイン N チャネル MOSFET のゲートに接続します。

EXTV_{CC} (ピン 23/ピン 18) : INTV_{CC} に接続された内部 LDO への外部電源入力。EXTV_{CC} が 4.7V を超えると、V_{BIAS} から電力を供給される内部の LDO を迂回して、この LDO が INTV_{CC} 電源に電力を供給します。「アプリケーション情報」セクションの「EXTV_{CC} の接続」を参照してください。このピンをフロートさせたり、電圧が 14V を超えたりしないようにしてください。使用しない場合はグラウンドに接続してください。

ブロック図



動作

メイン制御ループ

LTC3769は、固定周波数の電流モード昇圧アーキテクチャを使用しています。通常動作時は、各チャネルのクロックがRSラッチをセットすると対応する外付けボトムMOSFETがオンし、メイン電流コンパレータICMPがRSラッチをリセットするとオフします。ICMPが作動してラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は、ITHピンの電圧によって制御されます。この電圧はエラーアンプEAの出力です。エラーアンプはVFBピンの出力電圧帰還信号(これは出力電圧 V_{OUT} からグラウンドに接続した外付けの抵抗分割器によって発生します)を内部の降圧用1.200Vリファレンス電圧と比較します。昇圧コンバータでは、必要なインダクタ電流は負荷電流、 V_{IN} および V_{OUT} によって決まります。負荷電流が増加するとリファレンス電圧に対してVFBがわずかに低くなるので、エラーアンプは、各チャネルの平均インダクタ電流が新しい負荷電流に基づく新しい要求と釣り合うまでITH電圧を上昇させます。

ボトムMOSFETが各サイクルでオフした後は、インダクタ電流が逆流し始めて電流コンパレータ I_{REV} がそれを検出するまで、または次のクロック・サイクルが始まるまで、トップMOSFETがオンします。

INTV_{CC}/EXTV_{CC}電源

トップとボトムのMOSFETドライバと他の大部分の内部回路への電力はINTV_{CC}ピンから供給されます。EXTV_{CC}ピンを4.8Vより低い電圧に接続すると、VBIAS LDO(低損失リニア・レギュレータ)がVBIASからINTV_{CC}に5.4Vを供給します。EXTV_{CC}を4.8Vより上にするとこのVBIAS LDOはオフし、EXTV_{CC} LDOがオンします。イネーブルされると、EXTV_{CC} LDOはEXTV_{CC}からINTV_{CC}に5.4Vを供給します。EXTV_{CC}ピンを使うと外部電源からINTV_{CC}の電力を得ることができるので、VBIAS LDOの電力損失がなくなります。

シャットダウンと起動(RUNピンおよびSSピン)

LTC3769はRUNピンを使ってシャットダウンすることができます。このピンを1.28V未満に強制すると、メイン制御ループがシャットダウンします。このピンを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、LTC3769にはわずか4 μ Aの静止電流しか流れません。

注記:LTC3769がシャットダウンした状態では、昇圧コンバータに大きな負荷を長時間かけないでください。シャットダウン時はトップMOSFETがオフになり、出力負荷によってボディー・ダイオードに過度の電力損失が生じることがあります。

RUNピンは外部から引き上げるか、またはロジックで直接ドライブすることができます。低インピーダンスのソースでRUNピンをドライブする場合、このピンの8Vの絶対最大定格を超えないようにしてください。RUNピンには内部に11Vの電圧クランプが備わっているので、RUNピンの最大電流が100 μ Aを超えない限り、抵抗を介してRUNピンをもっと高い電圧(たとえば、 V_{IN})に接続することができます。外付けの抵抗分割器を V_{IN} に接続すると、コンバータ動作のしきい値を設定できます。動作を開始すると4.5 μ Aの電流がRUNピンから供給され、抵抗値を使用してヒステリシスをプログラムすることができます。

コントローラの出力電圧 V_{OUT} の起動は、SSピンの電圧によって制御されます。SSピンの電圧が1.2Vの内部リファレンス電圧より低いと、LTC3769はVFBの電圧を1.2Vのリファレンス電圧ではなく、SSピンの電圧に制御します。このため、外付けコンデンサをSSピンからSGNDに接続することにより、SSピンを使ってソフトスタートを設定することができます。10 μ Aの内部プルアップ電流がこのコンデンサを充電して、SSピンに電圧ランプを生成します。SS電圧が0Vから1.2V(さらにそれより上のINTV_{CC})まで直線的に上昇するにつれ、出力電圧が滑らかにゼロからその最終値まで上昇します。

軽負荷電流動作—Burst Mode動作、パルススキップ、または連続導通(PLLIN/MODEピン)

LTC3769は低負荷電流時に、高効率Burst Mode動作、固定周波数パルス・スキップ動作、または強制連続導通モードに入るようにイネーブルすることができます。Burst Mode動作を選択するには、PLLIN/MODEピンをグラウンド(たとえばSGND)に接続します。強制連続動作を選択するには、PLLIN/MODEピンをINTV_{CC}に接続します。パルス・スキップ・モードを選択するには、PLLIN/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。

コントローラがBurst Mode動作にイネーブルされているとき、ITHピンの電圧が低い値を示していても、インダクタの最小ピーク電流は最大検出電圧の約30%に設定されます。平均イ

動作

インダクタ電流が必要な電流より大きい場合、エラーアンプEAはITHピンの電圧を低下させます。ITH電圧が0.425Vより下になると、内部のスリープ信号が“H”になり(スリープ・モードがイネーブルされ)、両方の外付けMOSFETがオフします。

スリープ・モードでは内部回路のほとんどがオフして、LTC3769にはわずか28 μ Aの静止電流しか流れません。スリープ・モードでは、負荷電流が出力コンデンサによって供給されます。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スリープ信号は“L”になり、コントローラは、内部発振器の次のサイクルで外付けのボトムMOSFETをオンすることにより、通常の動作を再開します。

コントローラがBurst Mode動作になるようにイネーブルされていると、インダクタ電流は反転することができません。インダクタ電流がゼロに達する直前に、逆電流コンパレータ(I_{REV})が外付けのトップMOSFETをオフし、インダクタ電流が反転して負になるのを防ぎます。したがって、コントローラは不連続電流動作状態で動作します。

強制連続動作時、またはフェーズロック・ループを使用するため外部クロック・ソースによって駆動される場合(「周波数の選択とフェーズロック・ループ」のセクションを参照)、インダクタ電流は軽負荷または大きな過渡状態で反転することができます。ピーク・インダクタ電流は、通常動作と全く同様に、ITHピンの電圧によって決まります。このモードでは、軽負荷での効率がBurst Mode動作よりも低下します。しかし、連続動作では負荷電流に関わらず固定周波数での動作が維持されるので、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。

PLLIN/MODEピンがパルス・スキップ・モードになるように接続されていると、LTC3769は軽負荷時にPWMパルス・スキップ・モードで動作します。このモードでは、出力電流が最大設計値の約1%になるまで固定周波数動作が維持されます。非常に軽い負荷では、電流コンパレータICMPは数サイクルにわたって作動したままになることがあり、外付けボトムMOSFETを同じサイクル数だけ強制的にオフにする(つまり、パルスをスキップする)ことがあります。インダクタ電流は反転することができません(不連続動作)。強制連続動作と同様、このモードでは、Burst Mode動作に比べて出力リップルとオーディオ・ノ

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

周波数の選択とフェーズロック・ループ (FREQピンとPLLIN/MODEピン)

スイッチング周波数の選択は効率と部品サイズとの兼ね合いによって決まります。低周波数動作は、MOSFETのスイッチング損失を低減して効率を向上させますが、出力リップル電圧を低く保つには大きなインダクタンスや容量が必要になります。

LTC3769のコントローラのスウィッチング周波数はFREQピンを使って選択することができます。

PLLIN/MODEピンを外部クロック・ソースによってドライブしない場合、FREQピンをSGNDに接続するか、INTV_{CC}に接続するか、または外部抵抗を介してプログラムすることができます。FREQをSGNDに接続すると350kHzが選択され、FREQをINTV_{CC}に接続すると535kHzが選択されます。FREQとSGNDの間に抵抗を接続することにより、周波数を50kHz～900kHzに設定することができます(図7を参照)。

LTC3769にはフェーズロック・ループ(PLL)が備わっており、PLLIN/MODEピンに接続された外部クロック・ソースに内部発振器を同期させることができます。LTC3769の位相検出器は(内部ローパス・フィルタを介して)、外付けボトムMOSFETのターンオンと外部クロック・ソースの立ち上がりエッジの位相差が180°となるように、VCO入力電圧を調節します。OVMODEピンを接地すると、LTC3769は同期時に強制連続モードで動作します。OVMODEピンをINTV_{CC}に接続すると、LTC3769は同期時にパルス・スキップ・モードで動作します。

外部クロックが与えられる前に、VCO入力電圧はFREQピンによって設定される動作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ループは、VCO入力をわずかに変化させるだけで、外部クロックの立ち上がりエッジをBG1の立ち上がりエッジに同期させることができます。ループ・フィルタをプリバイアスする能力により、PLLは望みの周波数から大きく外れることなく短時間でロックインすることができます。

動作

LTC3769のPLLのキャプチャ範囲は約55kHz～1MHzで、周波数75kHz～850kHzの外部クロック・ソースに確実にロックすることができます。

PLLIN/MODEピンの入力クロックしきい値は標準で1.6V(立ち上がり)および1.2V(立ち下がり)です。外部クロックの“L”レベルの推奨最大振幅と“H”レベルの推奨最小振幅は、それぞれ0Vと2.5Vです。

V_{IN} が安定化された V_{OUT} より大きいときの動作

V_{IN} が上昇して安定化された V_{OUT} 電圧を上回ると、昇圧コントローラが、モード、インダクタ電流、および V_{IN} 電圧に応じて異なった動作をすることがあります。強制連続モードでは、 V_{IN} が V_{OUT} を超えると、制御ループが働いてトップMOSFETを連続的にオン状態に保ちます。内部チャージポンプは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。チャージポンプが供給可能な電流量は、「標準的性能特性」セクションの2つの曲線を調べて求めることができます。

パルス・スキップ・モードでは、 V_{IN} が安定化 V_{OUT} 電圧の100%～110%であれば、インダクタ電流が一定のしきい値を超えるとTGがオンし、インダクタ電流がこのしきい値を下回るとTGがオフします。このしきい値電流は、ILIMピンを接地した場合は最大ILIM電流の約6%、フロート状態にした場合は約4%、INTV_{CC}に接続した場合は約3%に設定されます。この同じ V_{IN} の範囲でコントローラをBurst Mode動作にプログラムすると、TGはインダクタ電流に関係なくオフのままになります。

OVMODEピンが接地されていて、 V_{IN} が安定化 V_{OUT} 電圧の110%より高くなると、どのモードであっても、コントローラはインダクタ電流に関係なくTGをオンします。ただしBurst Mode動作では、デバイスがスリープ状態になると内部チャージポンプがオフします。チャージポンプがオフの状態では昇圧コンデンサの放電を妨げるものがなく、トップMOSFETを完全なオン状態に維持するために必要なTG電圧が得られなくなります。この状況下でトップMOSFETのボディー・ダイオード両端における電力損失が過大になるのを防ぐために、デバイスを強制連続モードに切り替えて、チャージポンプをイネーブルすることができます。ショットキ・ダイオードは、トップMOSFETと並列に配置することも可能です。

パワーグッド

PGOODピンは、内部NチャネルMOSFETのオープン・ドレインに接続されています。VFBピンの電圧が1.2Vのリファレンス電圧の±10%以内に入らないと、MOSFETがオンしてPGOODピンは“L”になります。対応するRUNピンが“L”(シャットダウン)のときも、PGOODピンは“L”になります。VFBピンの電圧が±10%の要件を満たすと、MOSFETがオフするので、外付け抵抗を使用して、このピンを最大6V(絶対最大定格)の電源にプルアップすることができます。

過電圧モードの選択

OVMODEピンは、過電圧状態にあるLTC3769の動作モードを選択するために使用します。過電圧状態は、出力帰還電圧(V_{FB})が通常の安定化ポイントである1.2Vの110%を超えた場合として定義されます。また、PLLIN/MODEピンを通じてLTC3769を外部クロックに同期させた際に、その軽負荷時動作モードを決定する場合にも使われます。

OVMODEピンはロジック入力で、通常はINTV_{CC}またはグラウンドに接続します。あるいは、このピンをフロート状態にしておくことも可能で、この場合は弱い内部抵抗によって電圧をグラウンドまで下げることができます。

OVMODE = INTV_{CC}: 過電圧状態になると、エラーアンプがITHピンを“L”に引き下げます。Burst Mode動作では、この場合LTC3769がスリープ状態になり、TGとBGがオフに維持されます。パルス・スキップ・モードでは、インダクタ電流が正の場合、BGがオフに維持されてTGがオンします。強制連続モードでは、出力を放電させるためにLTC3769がインダクタ電流を負のピーク値(ITH = 0Vに相当)に安定化するのに合わせて、TG(とBG)がオン/オフします。

OVMODEをINTV_{CC}に接続すると、LTC3769は同期時にパルス・スキップ・モードで動作します。

以上をまとめると、OVMODE = INTV_{CC}の時は、強制連続モードの場合を除いてインダクタ電流が負になる(出力から入力へ逆流することはありません。強制連続モードでは電流が逆方向に流れますが制御された状態に保たれ、負のピーク電流は安定化されます。出力電圧が安定化ポイントを上回ることがあって(たとえば出力がバッテリーの場合や、出力を駆動す

動作

る電源が他にもある場合)、出力から入力への逆電流が望ましくないようなアプリケーションでは、OVMODEをINTV_{CC}に接続する必要があります。

OVMODEの接地またはフロート状態の維持: OVMODEが接地されているかフロート状態に維持されていると、PLLIN/MODEピンによってBurst Mode動作、パルス・スキップ・モード、あるいは強制連続モードのどれが選択されているかに関わらず、過電圧保護がイネーブルされて、過電圧状態が解消されるまでTGがオン状態に維持されます。この場合、出力電圧が入力電圧よりも高いと、大きな負のインダクタ電流が出力から入力に流れる可能性があります。

ただしBurst Mode動作では、過電圧状態でLTC3769がスリープ・モードになり、これによって内部発振器とBOOST-SWチャージポンプがディスエーブルします。したがって過電圧状態がいつまでも続く場合は、BOOST-SW電圧が(リークのため)放電することがあります。BOOST-SWが放電した場合は、必然的にTGがオフします。

OVMODEを接地するかフロート状態のままにすると、LTC3769は同期時に強制連続モードで動作します。

自動車用アプリケーションなど、入力電圧が安定化出力電圧をたびたび超える可能性があり、TGをオンして入力電圧をスルーして出力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か、フロート状態に保つ必要があります。

SENSEピンの同相電圧が低い状態での動作

LTC3769の電流コンパレータは、SENSE⁺ピンから直接給電されます。このため、SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンの同相電圧は、UVLOしきい値よりも低い2.3Vという値で動作します。標準的なアプリケーションを図10に示します。この例ではコントローラのVBIASがV_{OUT}から給電されており、V_{IN}電源は2.3Vまで下げることができます。SENSE⁺の電圧が2.3V未満に低下すると、SSピンが“L”に保持されます。SENSE電圧が通常の動作範囲に戻るとSSピンが解放されて、新しいソフトスタート・サイクルが開始されます。

昇圧(BOOST)電源のリフレッシュと内部チャージポンプ

トップ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。このコンデンサは通常、ボトムMOSFETがオンしているとき、それぞれのサイクル中に外付けのダイオードを通じて再充電されます。BOOST電源に必要なバイアス・レベルに保つには、考慮すべき点が2つあります。起動時にUVLOが“L”になってから200μs以内にボトムMOSFETがオンされない場合、ボトムMOSFETは約400nsにわたり強制的にオンされます。この強制リフレッシュによって、充電のため最初の数サイクルが完了するまで待たなくても、トップMOSFETを完全に導通状態にできるだけの十分なBOOST-SW電圧が得られます。BOOSTに必要なバイアスを維持する内部チャージポンプもあります。チャージポンプは、常に強制連続モードとパルス・スキップ・モードの両方で動作します。Burst Mode動作ではスリープ時にチャージポンプがオフし、スリープが解除されるとイネーブルされます。内部チャージポンプは通常、55μAの充電電流を供給できます。

アプリケーション情報

最初のページの「標準的応用例」は、LTC3769の基本的なアプリケーション回路です。LTC3769は、インダクタのDCR (DC抵抗) またはディスクリートの検出抵抗 (R_{SENSE}) のいずれかを使用して電流検出を行うように設定できます。2つの電流検出方式のどちらを選択するかは、主として設計上、コスト、消費電力、精度のどれを採るかで決まります。DCRによる検出は電流検出抵抗を必要とせず、電力効率が高いので、特に大電流のアプリケーションで一般的になりつつあります。ただし、電流検出抵抗からは、コントローラの最も正確な電流制限値が得られます。他の外付け部品の選択は負荷条件に基づいて行い、(もし R_{SENSE} が使われていれば) R_{SENSE} とインダクタ値の選択から始めます。次に、パワーMOSFETを選択します。最後に、入力と出力のコンデンサを選択します。

SENSE+ピンとSENSE-ピン

SENSE+ピンとSENSE-ピンは、電流コンパレータへの入力です。電流コンパレータの同相入力電圧範囲は、2.3V ~ 60Vです。電流検出抵抗は通常、インダクタと直列にして昇圧コントローラの入力に置かれます。

SENSE+ピンは電流コンパレータにも電力を供給します。通常動作時、このピンには約200 μ Aの電流が流れます。SENSE-ピンには、1 μ A未満の小さなベース電流が流れ込みます。電流コンパレータへのSENSE-入力は高インピーダンスなので、DCRによる正確な検出が可能です。

検出ラインに関するフィルタ部品はLTC3769の近くに配置し、検出ラインは電流検出素子の下の4端子接続に近づけて一緒に配線します(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、設定された電流制限を予測不可能にすることがあります。DCRによる検出を使用する場合(図2b)、抵抗R1をスイッチング・ノードの近くに配置して、敏感な小信号ノードへノイズが結合するのを防ぎます。

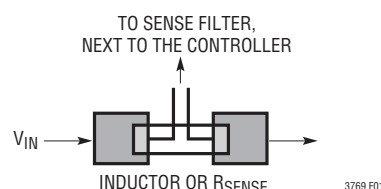
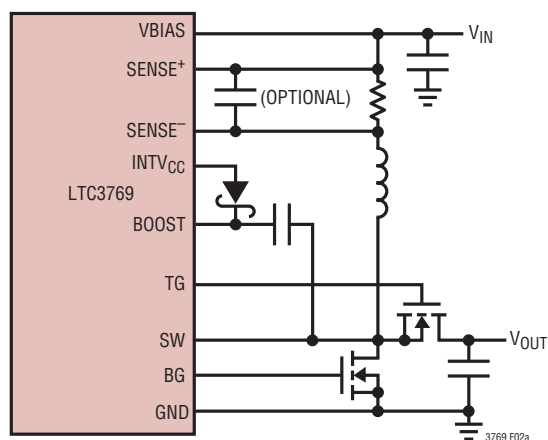
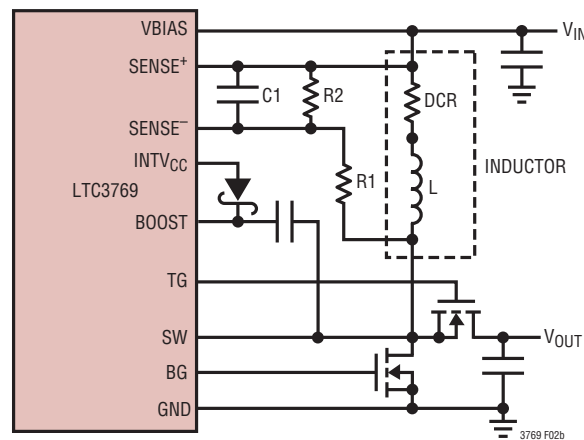


図1. インダクタまたはセンス抵抗を使ったセンス・ラインの配置



(2a) 電流検出に抵抗を使用



(2b) 電流検出にインダクタのDCRを使用

$$\text{PLACE } C1 \text{ NEAR SENSE PINS} \quad (R1 \parallel R2) \cdot C1 = \frac{L}{DCR} \quad R_{SENSE(EQ)} = DCR \cdot \frac{R2}{R1 + R2}$$

図2. 2つの異なる電流検出方法

アプリケーション情報

検出抵抗による電流検出

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

電流コンパレータは、最大しきい値V_{SENSE(MAX)}を持ちます。ILIMピンを接地すると最大しきい値は50mVに設定され、フロート状態にすると75mV、INTV_{CC}に接続すると100mVに設定されます。電流コンパレータのしきい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・トゥ・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_{MAX}が得られます。検出抵抗の値を計算するには次式を使用します。

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

実際のI_{MAX}の値は必要な出力電流I_{OUT(MAX)}によって異なり、次式で計算できます。

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

V_{IN}が低く電圧出力が非常に高いアプリケーションでコントローラを使用すると、デューティ・ファクタ50%以上で動作中の昇圧レギュレータの安定性基準への適合に必要な内部補償のために、最大インダクタ電流とそれに対応する最大出力電流レベルが低下します。動作デューティ・ファクタに依存するこのピーク・インダクタ電流レベルの低下を推定するために、「標準的性能特性」のセクションに特性曲線が示されています。

インダクタ DCR による検出

高負荷電流時に可能な限り高い効率を必要とするアプリケーションでは、図2bに示すように、LTC3769はインダクタのDCR両端の電圧降下を検出することができます。大電流インダクタの場合は、インダクタのDCRを1mΩ未満とすることができます。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、検出抵抗による導通損失は、DCRによる検出に比べて数パーセントの効率低下をもたらす可能性があります。

外部のR1||R2・C1の時定数が正確にL/DCRの時定数に等しくなるように選択すると、外付けコンデンサ両端の電圧降下はインダクタのDCR両端の電圧降下にR2/(R1+R2)を掛けたものに等しくなります。R2は、目標とする検出抵抗値よりもDCRが大きいアプリケーションの検出端子両端の電圧のスケールを設定します。外付けのフィルタ部品の大きさを適切に決定するには、インダクタのDCRを知る必要があります。DCRは正確なRLCメータによって測定できますが、DCRの許容誤差は常に同じとは限らず、温度によって変化します。詳細については、メーカーのデータシートを参照してください。

「インダクタ値の計算」のセクションのインダクタ・リップル電流値を使用すると、目標とする検出抵抗値は次のようになります。

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

アプリケーションが全動作温度範囲にわたって確実に最大負荷電流を供給するようにするには、最大電流検出しきい値(V_{SENSE(MAX)})の最小値を選択します。

次に、インダクタのDCRを決定します。与えられている場合は、通常は20°Cで設定されているメーカーの最大値を使い、約0.4%/°Cの銅の温度係数を考慮してこの値を増加させます。控え目に見た最大インダクタ温度(T_{L(MAX)})値は100°Cです。

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

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

C1は通常、0.1μF～0.47μFの範囲に入るように選択します。これにより、R1||R2が約2kΩに強制されるので、SENSE⁻ピンの±1μAの電流によって生じるであろう誤差は減少します。

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

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

検出抵抗の値は、次のようになります。

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

アプリケーション情報

R1での最大電力損失はデューティ・サイクルと関係があり、連続モードで $V_{IN} = 1/2V_{OUT}$ の時に発生します(次式)。

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

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

インダクタ値の計算

動作周波数が高いほど小さい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、低い周波数での動作を選ぶのでしょうか。答えは効率です。MOSFETのゲート電荷損失とスイッチング損失により、一般に周波数が高いほど効率は低下します。また、周波数が高ければボディー・ダイオード導通のデューティ・サイクルも高くなり、やはり効率が低下します。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。インダクタ・リップル電流 ΔI_L は、次式で示されているように、インダクタンスまたは周波数が高いほど減少し、 V_{IN} が高いほど増加します。

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

ΔI_L が多少大きくても構わなければ、小さいインダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルとコア損失が大きくなります。リップル電流を設定するための妥当な出発点は $\Delta I_L = 0.3(I_{MAX})$ です。最大 ΔI_L は、 $V_{IN} = 1/2V_{OUT}$ の時に生じます。

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低下した結果、ピーク電流が、 R_{SENSE} によって決定される電流リミットの約25%を下回ると、Burst Mode動作への移行が始まります。インダクタ値を低くすると(ΔI_L を高くすると)、相対的に低い負荷電流でBurst Modeに移行するので、低電流動作時は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。Lの値が得られたら、DCRによる損失とコア損失が小さいインダクタを選択します。

パワー MOSFET の選択

LTC3769には2個の外付けパワー MOSFETを選択する必要があります。ボトム(メイン)スイッチ用およびトップ(同期)スイッチ用にそれぞれ1個のNチャネルMOSFETが必要です。

ピーク・トゥ・ピークのゲート・ドライブ・レベルは、INTV_{CC}電圧によって設定されます。この電圧は、起動時に標準で5.4Vです(「EXTV_{CC}ピンの接続」を参照)。したがって、ほとんどのアプリケーションでは、ロジック・レベルのしきい値を持つMOSFETを使用する必要があります。MOSFETのBV_{DSS}の仕様にも十分注意を払ってください。ロジック・レベルMOSFETの多くは30V以下に制限されています。

パワー MOSFETの選択基準には、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、ミラー容量 C_{MILLER} 、入力電圧、および最大出力電流が含まれます。ミラー容量 C_{MILLER} は、MOSFETのメーカーのデータシートに通常記載されているゲート電荷曲線から推定することができます。 C_{MILLER} は、曲線がほぼ平らな区間の水平軸に沿ったゲート電荷の増分を、規定のV_{DS}電圧変化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、トップMOSFETとボトムMOSFETのデューティ・サイクルは、次式で与えられます。

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

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

アプリケーション情報

最大出力電流を $I_{OUT(MAX)}$ とすると、最大出力電流時の MOSFET の電力損失は次式で得られます。

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

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

ここで、 δ は $R_{DS(ON)}$ の温度依存性です。逆回復電流によって生じる損失を反映する定数 k は、ゲート・ドライブ電流に反比例し、その経験値は 1.7 です。

I^2R 損失は両方の MOSFET に共通していますが、ボトム N チャネルの式には遷移損失の追加項があり、これは入力電圧が低いときに最も高くなります。 V_{IN} が高い場合、高電流時の効率は一般に大型 MOSFET を使用すると向上しますが、 V_{IN} が低い場合は遷移損失が急激に増加し、実際には C_{MILLER} が小さくて $R_{DS(ON)}$ が大きなデバイスを使用した方が効率が良くなるような値にまで達します。同期 MOSFET の損失は、ボトムスイッチのデューティ・ファクタが低くなる高入力電圧時か、または同期スイッチが周期の 100% 近くオンになる過電圧時に最も大きくなります。

一般的に、MOSFET の $(1 + \delta)$ の項は、正規化された $R_{DS(ON)}$ と温度の関係を示す曲線の形式で与えられますが、低電圧の MOSFET の場合は、近似値として $\delta = 0.005/^\circ\text{C}$ を使用できます。

C_{IN} と C_{OUT} の選択

昇圧コンバータの入力リップル電流は連続しているので、(出力リップル電流と比較して) 相対的に低くなります。入力コンデンサ C_{IN} の電圧定格は、ゆとりを持って最大入力電圧を超えるようにします。セラミック・コンデンサは過電圧状態には比較

的耐えることができますが、アルミ電解コンデンサはそうではありません。入力コンデンサに過度のストレスを与える可能性のある過電圧トランジェントに関して、入力電圧の特性を必ず評価してください。

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

昇圧コンバータでは出力電流が不連続なので、 C_{OUT} は出力電圧リップルを減少させることができなければなりません。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。1 フェーズ昇圧コンバータのバルク容量の充放電による定常リップル電圧は、次式で与えられます。

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

ここで、 C_{OUT} は出力フィルタ・コンデンサです。

ESR 両端の電圧降下による定常リップルは次式で与えられます。

$$\Delta V_{ESR} = I_L(MAX) \cdot ESR$$

ESR および実効値電流処理の要件を満たすには、複数のコンデンサを並列に配置することが必要な場合があります。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 (たとえば OS-CON や POSCAP など)。

アプリケーション情報

出力電圧の設定

LTC3769の出力電圧は、図3に示されているように、出力に注意深く接続した外付け帰還抵抗分割器によって設定されます。安定化出力電圧は次式で求められます。

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

VFBのラインは、インダクタやSWライ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。また、帰還抵抗分割器はVFBピンの近くに配置し、ノイズを拾わないようにVFBノードをできるだけ小さくしてください。

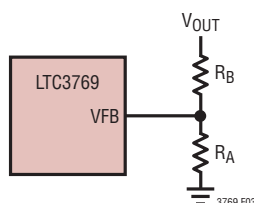


図3. 出力電圧の設定

ソフトスタート(SSピン)

V_{OUT} の起動はSSピンの電圧によって制御されます。SSピンの電圧が1.2Vの内部リファレンスより低いと、LTC3769はVFBピンの電圧を1.2VではなくSSピンの電圧に安定化します。

図4に示すように、ソフトスタートは単にコンデンサをSSピンからグラウンドに接続することによってイネーブルされます。内部10 μ A電流源がこのコンデンサを充電して、直線的に変化するランプ電圧をSSピンに発生させます。LTC3769はVFBピンを(したがって V_{OUT} も)SSピンの電圧に従って制御するので、 V_{OUT} は滑らかに V_{IN} から安定化された最終値まで上昇することができます。総ソフトスタート時間はほぼ次のようになります。

$$t_{SS} = C_{SS} \cdot \frac{1.2V}{10\mu A}$$

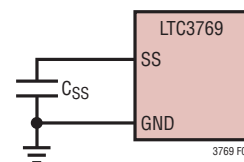


図4. SSピンを使ったソフトスタートの設定

INTV_{CC}レギュレータ

LTC3769には2つの異なるPチャネル低損失リニア・レギュレータ(LDO)が内蔵されており、EXTV_{CC}ピンの接続状態に従って、VBIAS電源ピンまたはEXTV_{CC}ピンからINTV_{CC}ピンに電力を供給します。INTV_{CC}は、ゲート・ドライバとLTC3769の内部回路のほとんどに電力を供給します。VBIAS LDOとEXTV_{CC} LDOはINTV_{CC}を5.4Vに安定化します。これらの各LDOは50mA以上のピーク電流を供給可能で、4.7 μ F以上のセラミック・コンデンサでグラウンドにバイパスする必要があります。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大きなトランジェント電流を供給し、チャンネル間の相互作用を防ぐため、十分なバイパスが必要です。

大きなMOSFETが高い周波数で駆動される高入力電圧のアプリケーションでは、LTC3769の最大接合部温度定格を超える恐れがあります。ゲート充電電流によって支配されるINTV_{CC}電流は、VBIAS LDOまたはEXTV_{CC} LDOのどちらかによって供給することができます。EXTV_{CC}ピンの電圧が4.8Vより低いと、VBIAS LDOがイネーブルされます。この場合、デバイスの電力損失が最も大きく、その値はVBIAS・I_{INTVCC}に等しくなります。「効率に関する検討事項」のセクションで説明されているように、ゲート充電電流は動作周波数に依存します。接合部温度は「電気的特性」のNote 3に与えられている式を使って推定することができます。たとえば周囲温度70°Cでは、LTC3769のINTV_{CC}電流は、QFNパッケージでEXTV_{CC}電源を使用しない場合、次に示すように60V VBIAS電源で19mA未満に制限されます。

$$T_J = 70^\circ C + (19mA)(60V)(47^\circ C/W) = 125^\circ C$$

アプリケーション情報

TSSOPパッケージでは、EXTV_{CC}電源を使用しない場合、60V電源使用時はINTV_{CC}電流が24mA未満に制限されます(次式参照)。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (24\text{mA})(60\text{V})(38^\circ\text{C}/\text{W}) = 125^\circ\text{C}$$

最大接合部温度を超えないようにするには、最大V_{IN}での連続導通モード(PLLIN/MODE = INTV_{CC})動作時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_{IN} LDOがオフしてEXTV_{CC} LDOがイネーブルされます。EXTV_{CC}に与えられる電圧が4.55Vより上に保たれる限り、EXTV_{CC} LDOはオンしたままです。EXTV_{CC} LDOはINTV_{CC}の電圧を5.4Vに安定化しようとするので、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}に等しくなります。EXTV_{CC}が5.4Vより高く、絶対最大定格の14Vを超えないとき、INTV_{CC}は5.4Vに安定化されます。

INTV_{CC}に外部電源を使用することにより、熱利得を大幅に向上させることができます。EXTV_{CC}ピンを5V電源に接続すると、前の例の接合部温度は、QFNパッケージで125°Cから75°Cまで下がります。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (19\text{mA})(5\text{V})(47^\circ\text{C}/\text{W}) = 75^\circ\text{C}$$

また、TSSOPパッケージでも125°Cから75°Cまで下がります。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (24\text{mA})(5\text{V})(38^\circ\text{C}/\text{W}) = 75^\circ\text{C}$$

考えられるEXTV_{CC}の接続方法を以下にまとめます。

EXTV_{CC}をグラウンドに接続します。この場合は5.4Vの内部レギュレータからINTV_{CC}に電力が供給されるため、V_{BIAS}電圧が高いときには効率が低下します。

EXTV_{CC}を外部電源に接続します。5V～14Vの外部電源を利用できる場合は、その電源を使用して電力を供給できます。EXTV_{CC}は、常にV_{BIAS}以下となるようにしてください。

トップサイド 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、トップサイドMOSFETのゲート駆動電圧を供給します。SWピンが“L”のとき、「ブロック図」のコンデンサC_BがINTV_{CC}から外付けダイオードD_Bを介して充電されます。トップサイドMOSFETをオンするとき、ドライバはそのMOSFETのゲートとソースの間にC_B電圧を印加します。これによってMOSFETが導通し、トップサイド・スイッチがオンします。スイッチ・ノード電圧SWはV_{OUT}まで上昇し、BOOSTピンの電圧もこれに追従します。トップMOSFETがオンしているとき、BOOST電圧は出力電圧より高くなります。V_{BOOST} = V_{IN} + V_{INTVCC}。昇圧コンデンサC_Bの値は、トップサイドMOSFETの全入力容量の100倍とする必要があります。外付けダイオードD_Bの逆ブレイクダウン電圧は、V_{OUT(MAX)}より大きくなければなりません。

外部ダイオードD_Bは、ショットキー・ダイオードまたはシリコン・ダイオードにすることができますが、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。一般的に、高温時は逆リーク電流がかなり増加するので、逆リーク電流に十分な注意を払ってください。

トップサイドMOSFETドライバには内部チャージポンプが備わっており、BOOSTピンからブートストラップ・コンデンサに電流を供給します。この充電電流により、ドロップアウト/過電圧状態時にトップMOSFETを継続的にオンに保つために必要なバイアス電圧が維持されます。トップサイド・ドライバ用ショットキ・ダイオード/シリコン・ダイオードには、逆リーク電流がチャージポンプの供給可能出力電流より小さいものを選択します。異なる動作条件で使用可能なチャージポンプの電流を示す曲線が、「標準的性能特性」のセクションに示されています。

昇圧コンバータのリーク電流が大きいダイオードD_Bは、トップMOSFETが十分オンするのを妨げるだけでなく、ブートストラップ・コンデンサC_Bを放電させてしまうことがあり、入力電圧からBOOSTピン、さらにINTV_{CC}への電流経路を形成することがあります。これにより、ダイオードのリーク電流がINTV_{CC}の電流消費より大きいと、INTV_{CC}が上昇することがあります。これは、INTV_{CC}の負荷が非常に小さくなること

アプリケーション情報

あるBurst Mode動作で特に懸念されます。外部ショットキ・ダイオードまたはシリコン・ダイオードを注意深く選択して、INTV_{CC}がその正常な安定化電圧よりはるかに高く充電されることが決してないようにします。

フォルト状態: 過熱保護

高温度時、または(INTV_{CC}のグランドへの短絡などの)内部電力損失によりチップが過熱した場合は、過熱シャットダウン回路がLTC3769をシャットダウンします。接合部温度が約170°Cを超えると、過熱保護回路がINTV_{CC} LDOをディスエーブルし、INTV_{CC}電源が急落して、実質上LTC3769全体をシャットダウンします。接合部温度が約155°Cまで再度下がると、INTV_{CC} LDOが再度オンします。長期のオーバーストレス($T_J > 125^\circ\text{C}$)はデバイスの性能の低下や寿命の短縮のおそれがあるので避けてください。

シャットダウンは最大負荷で生じることがあるので、負荷電流によってトップMOSFETのボディー・ダイオードの電力損失が大きくなります。この場合は、PGOOD出力を使用してシステム負荷をオフすることができます。

フェーズロック・ループと周波数同期

LTC3769には位相周波数検出器、ローパス・フィルタおよび電圧制御発振器(VCO)で構成される内部フェーズロック・ループ(PLL)が備わっています。これにより、ボトムMOSFETのターンオンを、外部クロックの立ち上がりエッジと180°の位相差で加えられる信号にロックさせることができます。位相検出器はエッジに反応するデジタル・タイプで、外部発振器と内部発振器の位相シフトをゼロ度にします。この種の位相検出器は、外部クロックの高調波に誤ってロックすることがありません。

外部クロックの周波数が内部発振器の周波数(f_{osc})より高いと、位相検出器の出力から電流を連続的にソースし、VCO入力を引き上げます。外部クロックの周波数が f_{osc} より低いと、電流を連続的にシンクし、VCO入力を引き下げます。外部周波数と内部周波数が等しくても位相が異なると、位相差に相当する時間だけ電流源がオンします。VCO入力の電圧は、

内部発振器と外部発振器の位相と周波数が等しくなるまで調整されます。安定した動作点では、位相検出器の出力は高インピーダンスになり、内部フィルタ・コンデンサ C_{LP} がVCO入力の電圧を保持します。

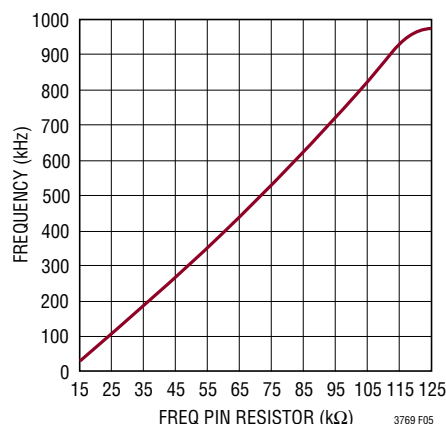


図5. 発振器周波数とFREQピン抵抗値の関係

外部クロック入力(PLLIN/MODEピンの)“H”のしきい値は標準で1.6V、“L”のしきい値は1.2Vです。

LTC3769は、周波数がLTC3769の内部VCOの範囲(公称55kHz~1MHz)の外部クロックにだけ同期できるという点に注意してください。これは75kHz~850kHzとなることが保証されています。

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。VCOの入力電圧はFREQピンによって設定される周波数に対応した周波数にプリバイアスされます。プリバイアスされていると、PLLは周波数をわずかに調整するだけでフェーズロックと同期を実現することができます。自走周波数を外部クロック周波数に近くに設定することは必須ではありませんが、近くに設定すると、PLLがロックする際に動作周波数が広い周波数範囲を通過せずに済みます。

アプリケーション情報

FREQピンを使用できるさまざまな状態を表1にまとめます。

表1.

FREQピン	PLLIN/MODEピン	周波数
0V	DC電圧	350kHz
INTV _{CC}	DC電圧	535kHz
抵抗	DC電圧	50kHz~900kHz
上記のいずれか	外部クロック	外部クロックに フェーズロック

最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ は、LTC3769がボトム MOSFETをオンすることができる最小時間です。これは、内部のタイミング遅延と、トップ MOSFETをオンするのに必要なゲート電荷の量によって決まります。低デューティ・サイクルのアプリケーションでは、この最小オン時間のリミットに接近する可能性があります。

強制連続モードでは、デューティ・サイクルが最小オン時間に対応できる値を下回ると、コントローラがスキップ・サイクルを開始しますが、出力は安定化された状態に保たれます。 V_{IN} が増加すると、スキップされるサイクル数が増えます。 V_{IN} が V_{OUT} を超えると、ループはトップ MOSFETをオン状態に維持します。LTC3769の最小オン時間は、約 110ns です。

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。個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断できる場合がよくあります。パーセント表示の効率は、次式で表すことができます。

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

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

損失は、回路内の電力を消費するすべての要素で生じますが、LTC3769の回路損失の大部分は、次に示す5つの主要損失要因によって生じます。すなわち、1) ICのVBIAS電流、2) INTV_{CC}レギュレータの電流、3) I²R損失、4) ボトム MOSFETの遷移損失、5) ボディー・ダイオードの導通損失です。

1. VBIAS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。VBIAS電流による損失は通常小さな値です(0.1%未満)。
2. INTV_{CC}電流は、MOSFETドライバ電流と制御電流の合計です。MOSFETドライバ電流は、パワー MOSFETのゲート容量をスイッチングすることによって流れます。MOSFETのゲートが“L”から“H”に切り替わり、再び“L”に切り替わるたびに、INTV_{CC}からグラウンドに一定量の電荷(dQ)が移動します。それによって生じるdQ/dtはINTV_{CC}から流出する電流であり、一般に制御回路の電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ です。ここで、 Q_T と Q_B はトップ MOSFETとボトム MOSFETのゲート電荷です。
3. DCのI²R損失。これは、MOSFET、センス抵抗、インダクタおよびPC基板のトレースの各抵抗成分から生じ、大きな出力電流で効率を低下させます。
4. 遷移損失はボトム MOSFETにのみ適用され、なおかつ低入力電圧で動作している場合にのみ大きくなります。遷移損失は次式から概算できます。

$$\text{Transition Loss} = (1.7) \frac{V_{OUT}^3}{V_{IN}} \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

5. ボディー・ダイオードの導通損失は、スイッチング周波数が高くなると大きくなります。デッドタイム中のトップ MOSFETの損失は $I_{OUT} \cdot V_{DS}$ で、 V_{DS} は約0.7Vです。高スイッチング周波数では、デッドタイムがスイッチング・サイクルのかなりの割合を占めるようになり、効率の低下を招きます。

アプリケーション情報

銅トレースや内部バッテリー抵抗などの他の隠れた損失は、携帯用システムではさらに効率を低下させ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含めることが非常に重要です。

トランジェント応答のチェック

レギュレータのループ応答は、負荷電流のトランジェント応答を調べればチェックできます。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にตอบสนองするのに数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、 V_{OUT} は $\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$ 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。さらに、 ΔI_{LOAD} により C_{OUT} の充放電が始まって帰還誤差信号を発生し、レギュレータを電流変化に適応させて V_{OUT} を定常値に回復させます。この回復期間に、安定性に問題があることを示す過度のオーバーシュートやリングングが発生しないか、 V_{OUT} をモニタできます。OPTI-LOOP[®] 補償回路により、幅広い出力容量値および ESR 値にわたってトランジェント応答を最適化することができます。ITH ピンを備えているので、制御ループ動作を最適化できるだけでなく、DC 結合され、AC フィルタを通した閉ループ応答のテスト・ポイントも得られます。このテスト・ポイントでの DC ステップ、立ち上がり時間、およびセトリングは、閉ループ応答を正確に反映します。2次特性が支配的なシステムを想定すれば、位相余裕や減衰係数は、このピンに現れるオーバーシュートのパーセンテージから概算できます。このピンの立ち上がり時間を調べることで、帯域幅も概算できます。図 10 の回路に示されている 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。最終的な PCB レイアウトが完了し、出力コンデンサの種類と容量値が具体的に決定したら、これらの値をわずかに変更して過渡応答を最適化できます。ループの利得と位相は、出力コンデンサのさまざまな種類と値によって決まるため、出力コンデンサを適切に選択する必要があります。立ち上がり時間が $1\mu s \sim 10\mu s$ の、全負荷電流の 20% ~ 80% の出力電流パルスによって、帰還ループを開くことなく全体的なループの安定性を判断することができる出力電圧波形と ITH ピンの波形が発生します。

パワー MOSFET と負荷抵抗を出力コンデンサの両端に直接接続し、適当な信号発生器でそのゲートを駆動するのが、現実的な負荷ステップ状態を発生させ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初期出力電圧ステップは帰還ループの帯域幅内にはない場合があるため、位相余裕を決定するのにこの信号を使用することはできません。このため、ITH ピンの信号を調べる方が確実です。この信号は帰還ループ内にあり、フィルタを通して補償された制御ループ応答です。

ループの利得は R_C を大きくすると増加し、ループの帯域幅は C_C を小さくすると広がります。 C_C を減少させるのと同じ比率で R_C を増加させると、ゼロ周波数は変化しないため、帰還ループの最も重要な周波数範囲で位相シフトが一定に保たれます。出力電圧のセトリング動作は閉ループ・システムの安定性に関係し、電源全体の実際の性能を表します。

次に、大容量の ($>1\mu F$) 電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷で切り替えが行われると、さらに大きな過渡電圧が発生します。放電しきったバイパス・コンデンサが実質的に C_{OUT} と並列接続状態になるため、 V_{OUT} が急激に低下します。負荷スイッチの抵抗が小さく、かつ急速に駆動されると、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するだけ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、スイッチの立ち上がり時間を制御して、負荷の立ち上がり時間を約 $25 \cdot C_{LOAD}$ に制限するようにしてください。そうすることにより、 $10\mu F$ のコンデンサでは $250\mu s$ の立ち上がり時間が必要とされ、充電電流は約 $200mA$ に制限されるようになります。

設計例

設計例として、 $V_{IN} = 12V$ (公称)、 $V_{IN} = 22V$ (最大)、 $V_{OUT} = 24V$ 、 $I_{OUT(MAX)} = 4A$ 、 $V_{SENSE(MAX)} = 75mV$ 、 $f = 350kHz$ と仮定します。

アプリケーション情報

リップル電流を30%と仮定して、まずインダクタンス値を選択します。FREQピンをGNDに接続すると350kHz動作になります。30%のリップル電流の場合、最小インダクタンスは次式のとおりです。

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

最大リップルは $V_{IN} = 1/2 V_{OUT} = 12V$ の時に発生します。ここで、平均最大インダクタ電流は次式で得られます。

$$I_{MAX} = I_{OUT(MAX)} \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) = 8A$$

6.8μH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。

R_{SENSE} の抵抗値は、最大電流検出電圧の規定値を使用し、多少の許容差を考慮に入れることによって計算できます。

$$R_{SENSE} \leq \frac{75mV}{9.25A} = 0.008\Omega$$

1%抵抗を選択すると、 $R_A = 5k$ および $R_B = 95.3k$ のときの出力電圧は24.072Vになります。

トップサイドMOSFETの電力損失は容易に推定できます。Vishay Si7848BDP MOSFETを選択すると、 $R_{DS(ON)} = 0.012\Omega$ 、 $C_{MILLER} = 150pF$ となります。T(概算値) = 50°Cで最大入力電圧の場合、次のようになります。

$$P_{MAIN} = \frac{(24V - 12V) 24V}{(12V)^2} \cdot (4A)^2 \\ \cdot [1 + (0.005)(50^\circ C - 25^\circ C)] \cdot 0.012\Omega \\ + (1.7)(24V)^3 \frac{4A}{12V} (150pF)(350kHz) = 0.84W$$

C_{OUT} は、出力の矩形電流を除去できるように選択します。最大出力電流のピーク値は次のようになります。

$$I_{OUT(PEAK)} = 8 \cdot \left(1 + \frac{31\%}{2} \right) = 9.3A$$

低ESR (5mΩ)のコンデンサを推奨します。このコンデンサは、出力電圧リップルを46.5mVに制限します(ESRがリップルを支配するものと仮定)。

プリント回路基板レイアウトのチェックリスト

プリント回路基板をレイアウトするときは、以下のチェックリストを使用して、このデバイスが正しく動作するようにします。これらの項目は図6のレイアウト図にも示してあります。連続モードで動作している同期レギュレータに現れる電流波形を図7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. ボトムNチャンネルMOSFET (MBOT)とトップNチャンネルMOSFET (MTOP1)は、 C_{OUT} とともに1箇所コンパクトにまとめて配置します。
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信号グラウンド・ピンと C_{INTVCC} のグラウンド・リターンは、1つにまとめた C_{OUT} の(-)端子に戻す必要があります。ボトムNチャンネルMOSFETとコンデンサで形成される経路のリードとPCトレースを短くします。出力コンデンサの(-)端子は、ボトムMOSFETのソース端子にできるだけ近づけて接続します。
3. LTC3769のVFBピンの抵抗分割器は、 C_{OUT} の(+)端子に接続されていますか。抵抗分割器は C_{OUT} の(+)端子と信号グラウンドの間で、VFBピンに近付けてに接続する必要があります。帰還抵抗は入力コンデンサからの高電流入力経路に沿って配置しないでください。
4. SENSE⁻リードとSENSE⁺リードは、最小の基板トレース間隔で一緒に配線されていますか。SENSE⁺とSENSE⁻の間のフィルタ・コンデンサは、できるだけデバイスに近づけて配置します。センス抵抗には4端子接続を使って精密な電流検出を保証します。
5. INTV_{CC}のデカップリング・コンデンサは、INTV_{CC}と電源グラウンド・ピン間に、デバイスの近くで接続されていますか。このコンデンサはMOSFETドライバのピーク電流を供給します。1μFのセラミック・コンデンサを1個、INTV_{CC}ピンとGNDピンのすぐ隣に追加すると、ノイズ性能を大幅に改善できます。

アプリケーション情報

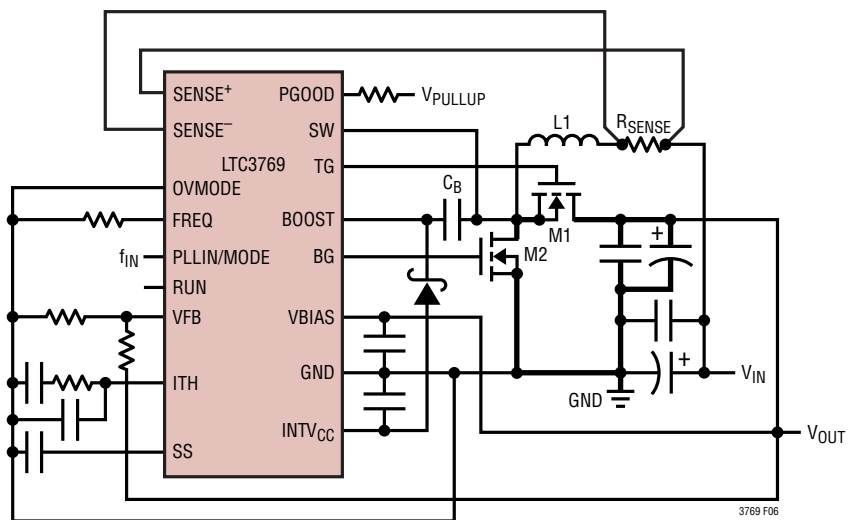


図6. プリント回路基板の推奨レイアウト図

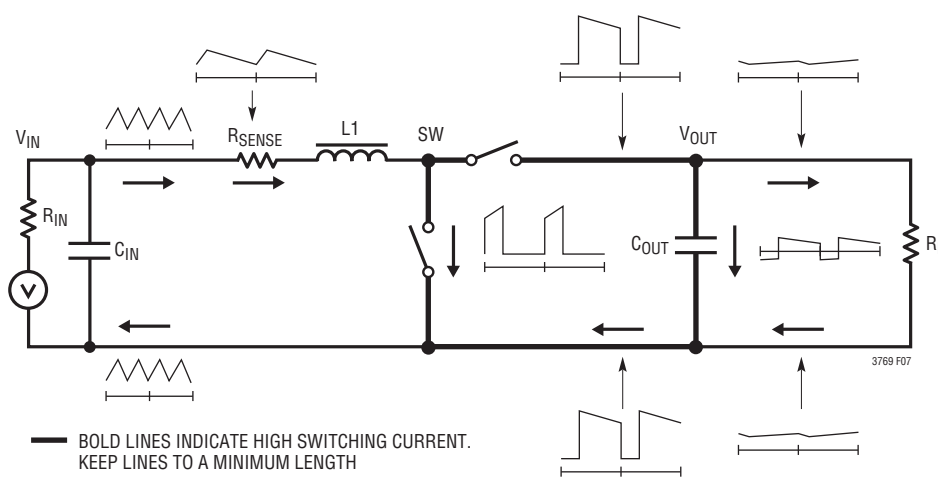


図7. 枝路電流の波形

アプリケーション情報

6. スイッチング・ノード(SW)、トップ・ゲート・ノード(TG)、およびブースト・ノード(BOOST)は、ノイズに敏感な小信号ノード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、LTC3769の出力側に置き、PC基板のトレース面積を最小限に抑えます。
7. 改良型のスター・グランド手法を使用します。これは、入力コンデンサおよび出力コンデンサと同じ基板面に低インピーダンスの広い銅領域の中央接地点を設け、ここにINTV_{CC}デカップリング・コンデンサの下側、電圧帰還抵抗分圧器の下側、およびデバイスのGNDピンを接続する方法です。

PC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、実際の出力電圧を調べてください。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、さらに、出力負荷が低電流動作しきい値(Burst Mode動作では通常最大設計電流レベルの10%)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。

デューティ・サイクルのパーセンテージは、適切に設計し、低ノイズのPCB実装形態で、サイクルからサイクルへと維持されるようにしてください。低調波の周期でデューティ・サイクルが変動する場合、電流検出入力または電圧検出入

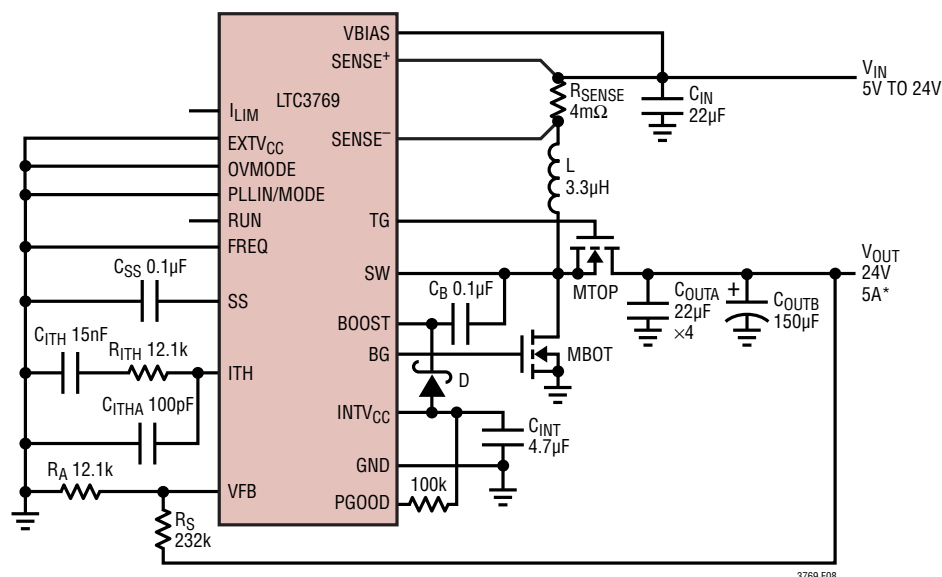
力でノイズを拾っているか、またはループ補償が適当でない可能性があります。レギュレータの帯域幅の最適化が不要であれば、ループの過補償を用いてPCレイアウトの不備を補うことができます。

V_{IN}を公称レベルより小さくして、高デューティ・サイクル時の動作を検証します。出力をモニタしながらさらに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。

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、かえって見逃すおそ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。この現象は電流センス抵抗を一時的に短絡して調べることができます。センス抵抗を短絡してもレギュレータは引き続き出力電圧を制御するので心配いりません。

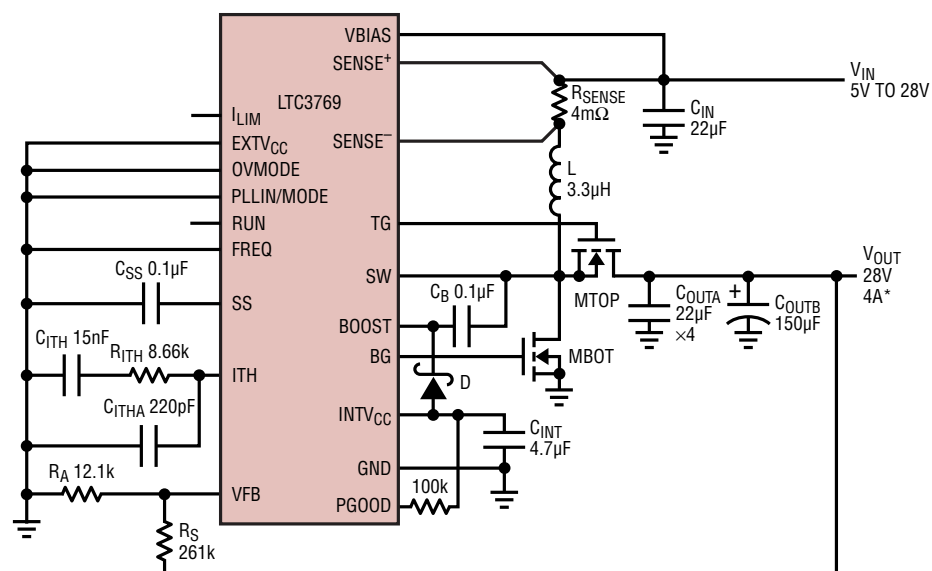
標準的応用例



C_{IN}, C_{OUTA}: TDK C4532X5R1E226M
 C_{OUTB}: SUNCON 35HVH150M
 D: BAS140W
 L: PULSE PA1494.362NL
 M_{BOT}, M_{TOP}: RENESAS RJK0452, RJK0453

*WHEN V_{IN} < 8V, MAXIMUM LOAD CURRENT AVAILABLE IS REDUCED. WHEN V_{IN} > 24V, V_{OUT} FOLLOWS V_{IN}.

図8. 高効率の24V昇圧コンバータ



C_{IN}, C_{OUTA}: TDK C4532X7R1H685K
 C_{OUTB}: SUNCON 63CE220KX
 D: BAS140W
 L: PULSE PA1494.362NL
 M_{BOT}, M_{TOP}: RENESAS HAT2169H

*WHEN V_{IN} < 8V, MAXIMUM LOAD CURRENT AVAILABLE IS REDUCED. WHEN V_{IN} > 28V, V_{OUT} FOLLOWS V_{IN}.

図9. 高効率の28V昇圧コンバータ

標準的応用例

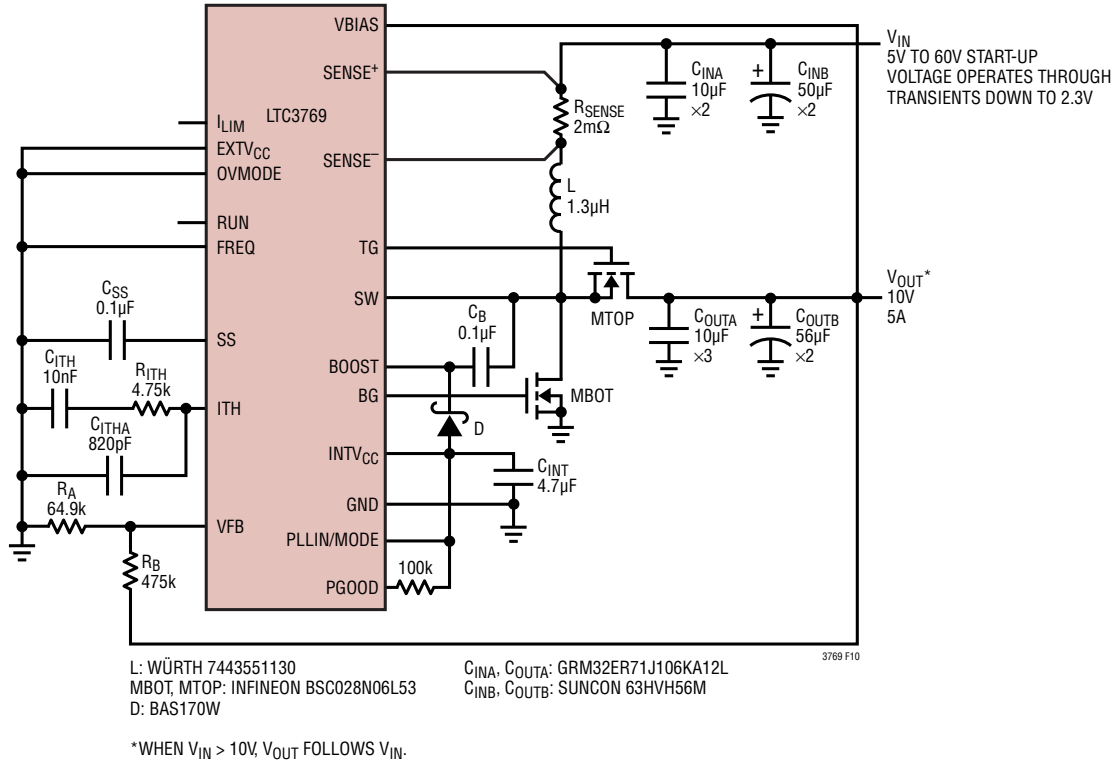


図 10. 高効率の10V昇圧コンバータ

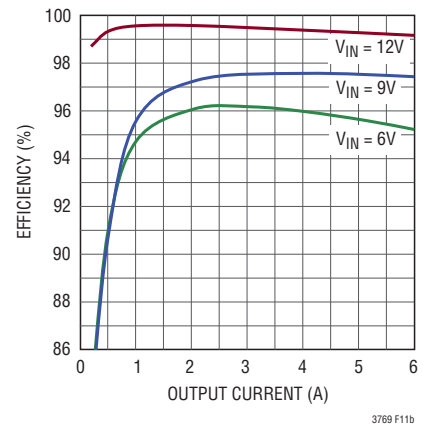
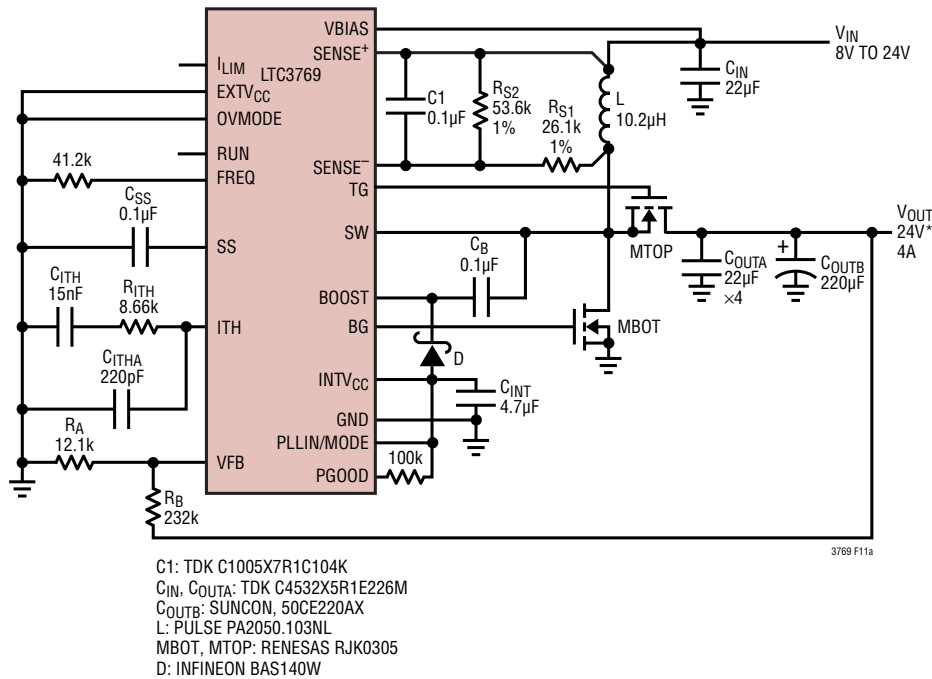
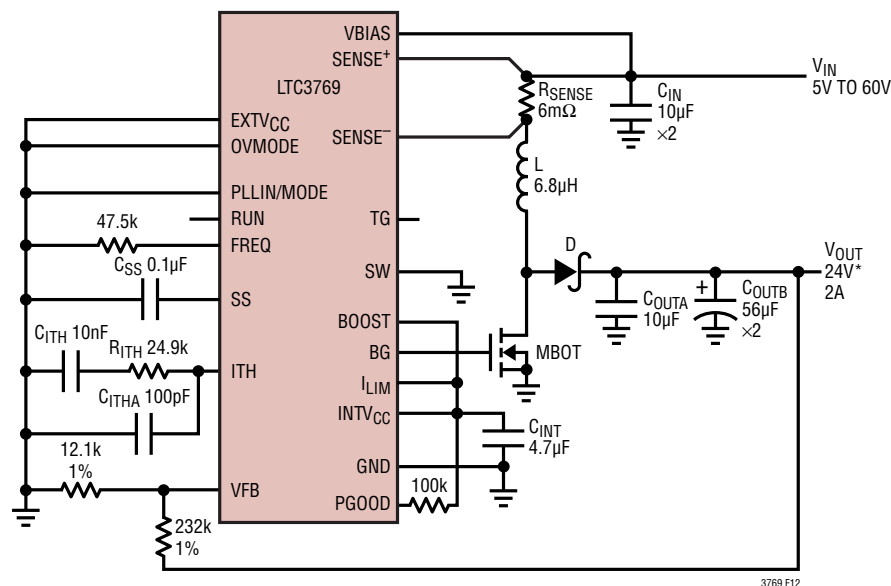


図 11. インダクタのDCRにより電流検出を行う高効率の24V昇圧コンバータ

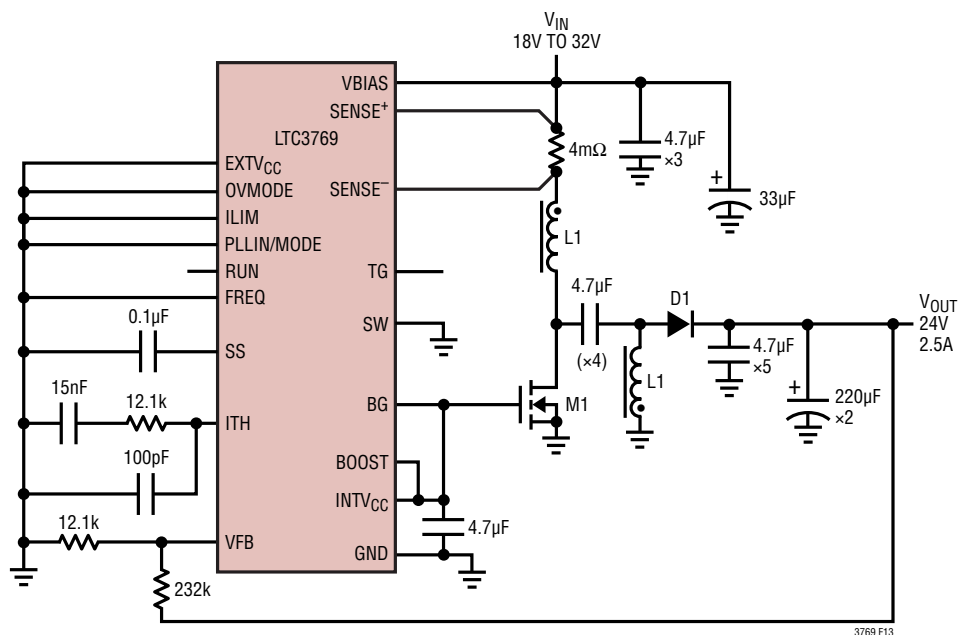
標準的応用例



C_{IN}, C_{OUTA}: MURATA GRM32ER71J106KA12L
 C_{OUTB}: SUNCON 63HVH56M
 D: DIODES INC B360
 L: COILCRAFT XAL1010 6.8μH
 MBOT: INFINEON BSC100N06LS

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

図 12. 低 I_Q の非同期 24V/2A 昇圧コンバータ



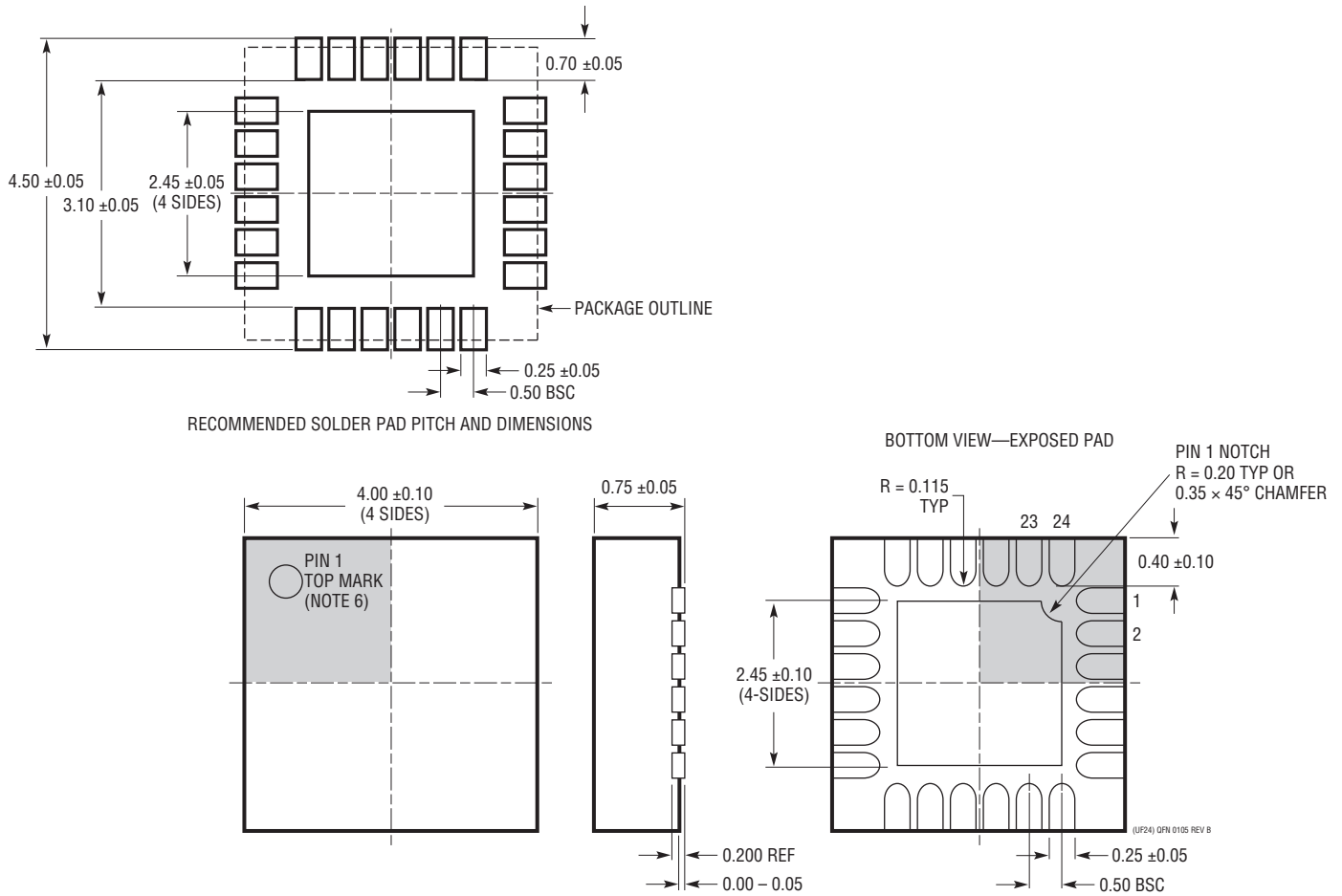
L1: COILTRONICS, VERSAPAC VPH5-0067-R
 D1: CENTRAL SEMICONDUCTOR, CMSH5-60
 M1: INFINEON BSC0281106LS3

図 13. 低 I_Q の 24V_{OUT} SEPIC コンバータ

パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/>を参照してください。

UF Package 24-Lead Plastic QFN (4mm × 4mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1697 Rev B)



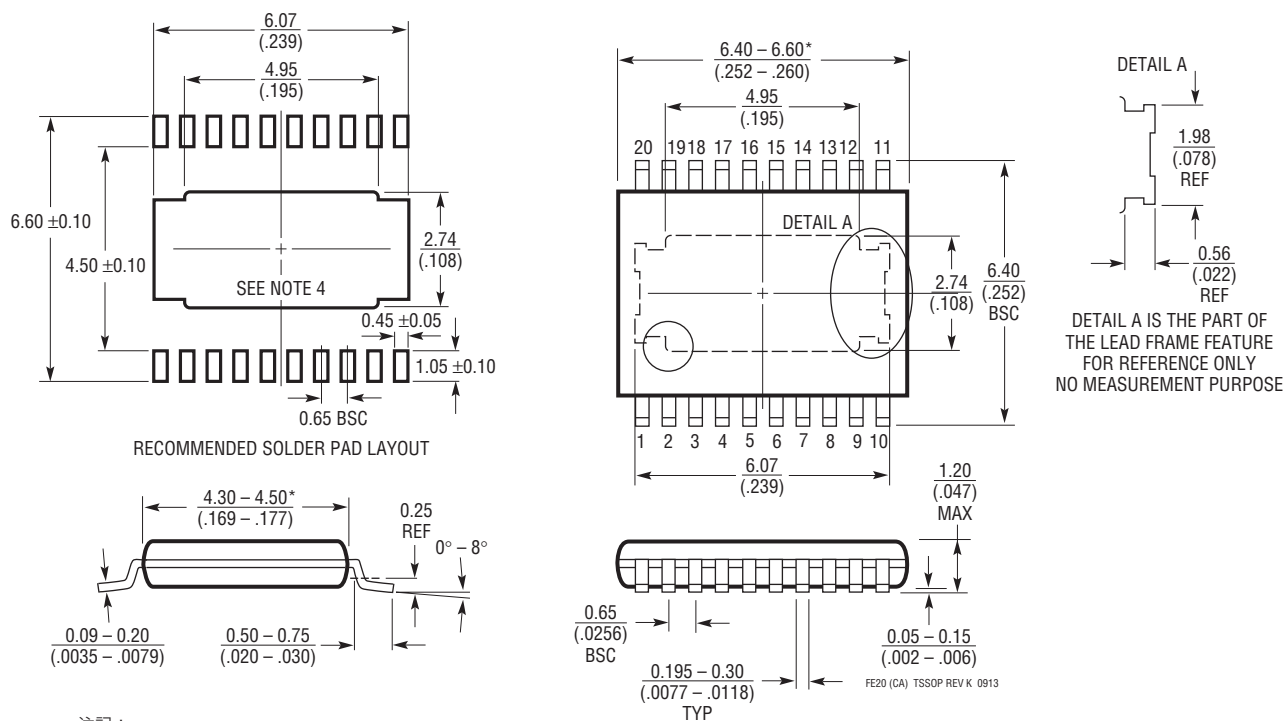
注記：

1. 図は JEDEC のパッケージ外形 M0-220 のバリエーション (WGGD-X) に含めるよう提案されている (承認待ち)
2. 図は実寸とは異なる
3. すべての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない
モールドのバリは (もしあれば) 各サイドで 0.15mm を超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 灰色の部分はパッケージの上面と底面のピン 1 の位置の参考に過ぎない

パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/>を参照してください。

FE Package
20-Lead Plastic TSSOP (4.4mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1663 Rev K)
Exposed Pad Variation CA



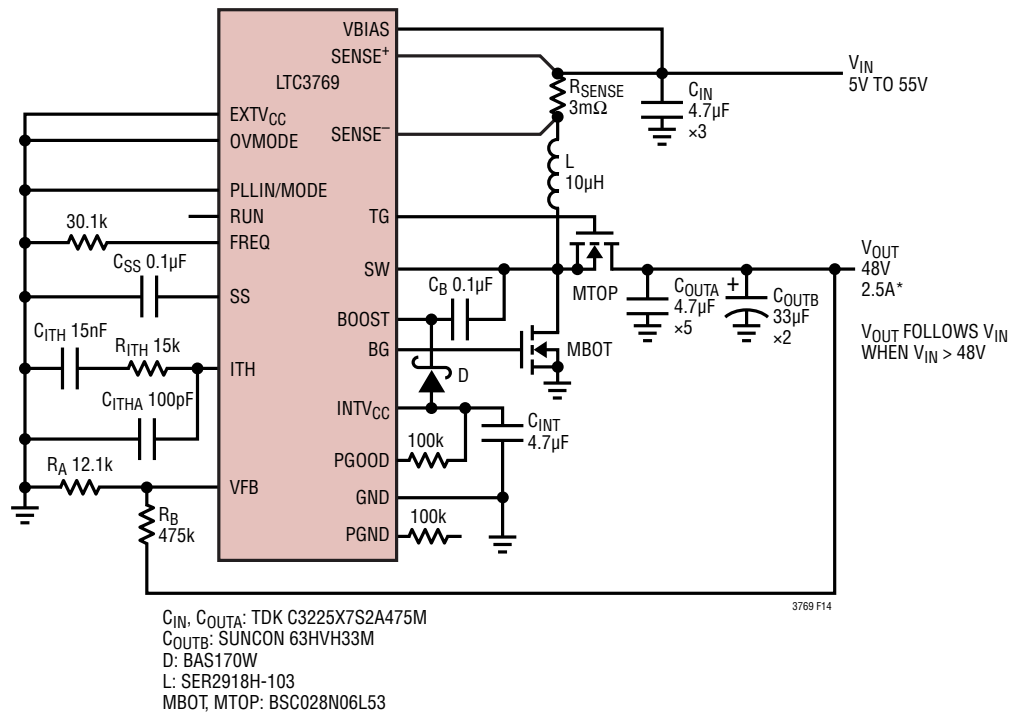
注記:

1. 標準寸法: ミリメートル
2. 寸法は $\frac{\text{ミリメートル}}{\text{(インチ)}}$
3. 図は実寸とは異なる

4. 露出パッド接着のための推奨最小 PCB メタルサイズ

* 寸法にはモールドのバリを含まない
 モールドのバリは各サイドで 0.150mm (0.006") を超えないこと

標準的応用例



*WHEN $V_{IN} < 13V$, MAXIMUM LOAD CURRENT AVAILABLE IS REDUCED.

図 14. 高効率の 48V/2.5A 昇圧コンバータ

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3784	2フェーズ、シングル出力同期整流式昇圧コントローラ	$4.5V \leq V_{IN} \leq 60V$ 、 V_{OUT} :最大 60V、50kHz ~ 900kHz、4mm×5mm の QFN-28 および SSOP-28 パッケージ
LTC3788/LTC3788-1	マルチフェーズ、デュアル出力同期整流式昇圧コンバータ	$4.5V$ (起動後は最小 2.5V) $\leq V_{IN} \leq 38V$ 、 V_{OUT} :最大 60V、固定動作周波数: 50kHz ~ 900kHz、5mm×5mm の QFN-32、SSOP-28
LTC3787	2フェーズ、シングル出力同期整流式昇圧コントローラ	$4.5V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 V_{OUT} :最大 60V、50kHz ~ 900kHz、4mm×5mm の QFN-28 および SSOP-28 パッケージ
LTC3786	低静止電流の同期整流式昇圧コントローラ	$4.5V$ (起動後は最小 2.5V) $\leq V_{IN} \leq 38V$ 、 V_{OUT} :最大 60V、固定動作周波数: 50kHz ~ 900kHz、3mm×3mm の QFN-32、MSOP-16E
LTC3862/LTC3862-1/ LTC3862-2	マルチフェーズ、デュアル・チャネル、シングル出力の電流モード昇圧 DC/DC コントローラ	$4V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、5V または 10V のゲート駆動、固定動作周波数: 75kHz ~ 500kHz、SSOP-24、TSSOP-24、5mm×5mm の QFN-24
LT3757/LT3758	昇圧、フライバック、SEPIC および反転コントローラ	$2.9V \leq V_{IN} \leq 40V/100V$ 、固定動作周波数: 100kHz ~ 1MHz、3mm×3mm の DFN-10 および MSOP-10E
LTC3859AL	低静止電流、トリプル出力、同期整流式降圧/降圧/昇圧 DC/DC コントローラ	すべての出力がコールドクランク時に安定、 $4.5V$ (起動後は最小 2.5V) $\leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $V_{OUT(BUCKS)}$:最大 24V、 $V_{OUT(BOOST)}$:最大 60V、 $I_Q = 28\mu A$
LTC3789	高効率の同期整流式 4 スイッチ昇降圧 DC/DC コントローラ	$4V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 38V$ 、4mm×5mm の QFN-28 および SSOP-28
LT8705	V_{IN} および V_{OUT} が 80V の同期整流式 4 スイッチ昇降圧 DC/DC コントローラ	V_{IN} 範囲: 2.8V (EXTV _{CC} > 6.4V) ~ 80V、 V_{OUT} 範囲: 1.3V ~ 80V、安定化ループ ×4
LTC3890/LTC3890-1/ LTC3890-2/LTC3890-3	低消費電流の、60V、デュアル、2フェーズ同期整流式降圧 DC/DC コントローラ	フェーズロック可能な固定周波数: 50kHz ~ 900kHz、 $4V \leq V_{IN} \leq 60V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 24V$ 、 $I_Q = 50\mu A$

3769f