

特長

- 同期動作により高効率を達成し、熱損失を低減
- 広い入力電圧範囲: 4.5V~38V (絶対最大定格40V)、起動後は最低2.5Vで動作
- 出力電圧: 最大60V
- $\pm 1\%$ 精度の 1.2Vリファレンス電圧
- R_{SENSE} またはインダクタのDCRによる電流検出
- 同期MOSFETは100%デューティ・サイクルが可能
- 低消費電流: 55 μ A
- フェーズロック可能な周波数: 75kHz~850kHz
- プログラム可能な固定周波数: 50kHz~900kHz
- 調整可能な出力電圧ソフトスタート
- パワーグッド出力電圧モニタ
- 低シャットダウン電流 I_Q : < 8 μ A
- 内部5.4V LD0がゲート・ドライブに電力を供給
- 熱特性が改善された16ピン 3mm×3mm QFN およびMSOPパッケージ

アプリケーション

- 産業用および車載電源
- 車載用始動/停止システム
- 医療用機器
- 高電圧バッテリ駆動システム

概要

LTC[®]3786は、すべてNチャネルのパワーMOSFETをドライブする、高性能な同期整流式昇圧コンバータ・コントローラです。同期整流によって効率が向上し、電力損失が減少し、熱要件が緩和されるので、高電力の昇圧アプリケーションで使用可能です。

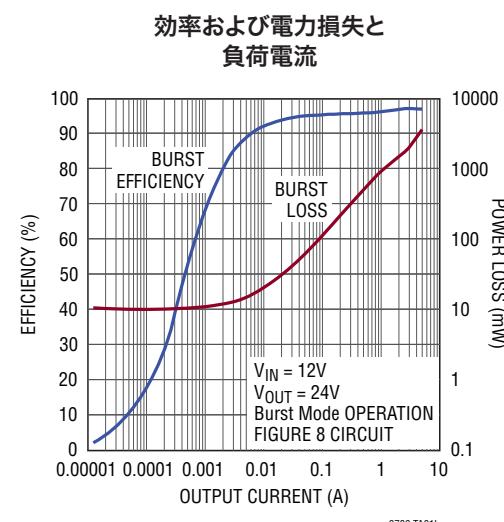
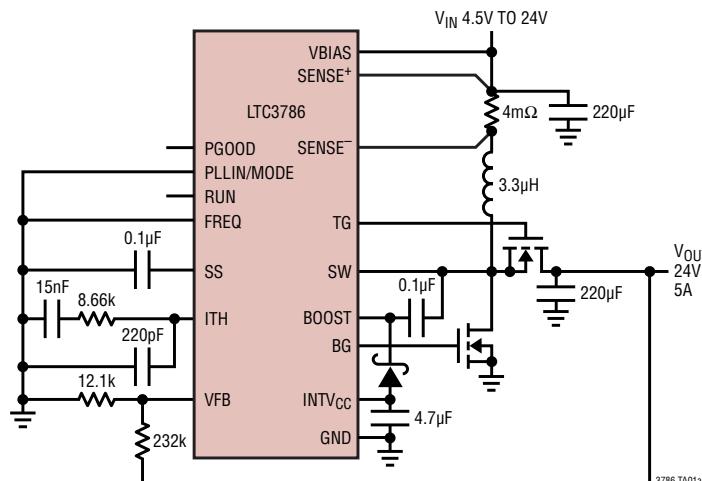
入力電源範囲が4.5V~38Vと広いので、幅広いシステム・アプリケーションと各種バッテリに対応できます。昇圧コンバータの出力や別の補助電源からバイアスされる場合、起動後は入力電源電圧が2.5Vまで下がっても動作可能です。無負荷時の消費電流が55 μ Aなので、バッテリ駆動システムの動作時間を延ばします。

動作周波数は50kHz~900kHzの範囲で設定できますが、内部PLLを使用して外部クロックに同期することも可能です。また、LTC3786は高精度の1.2Vリファレンスとパワーグッド出力インジケータを備えています。SSピンにより、起動時に出力電圧をランプアップします。PLLIN/MODEピンにより、軽負荷時にBurst Mode[®]動作、パルス・スキップ・モード、連続インダクタ電流モードのいずれかを選択します。

L、**LT**、**LTC**、**LTM**、**Burst Mode**、**OPTI-LOOP**、**Linear Technology**およびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。No R_{SENSE} はリニアテクノロジー社の商標です。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って保護されています。

標準的応用例

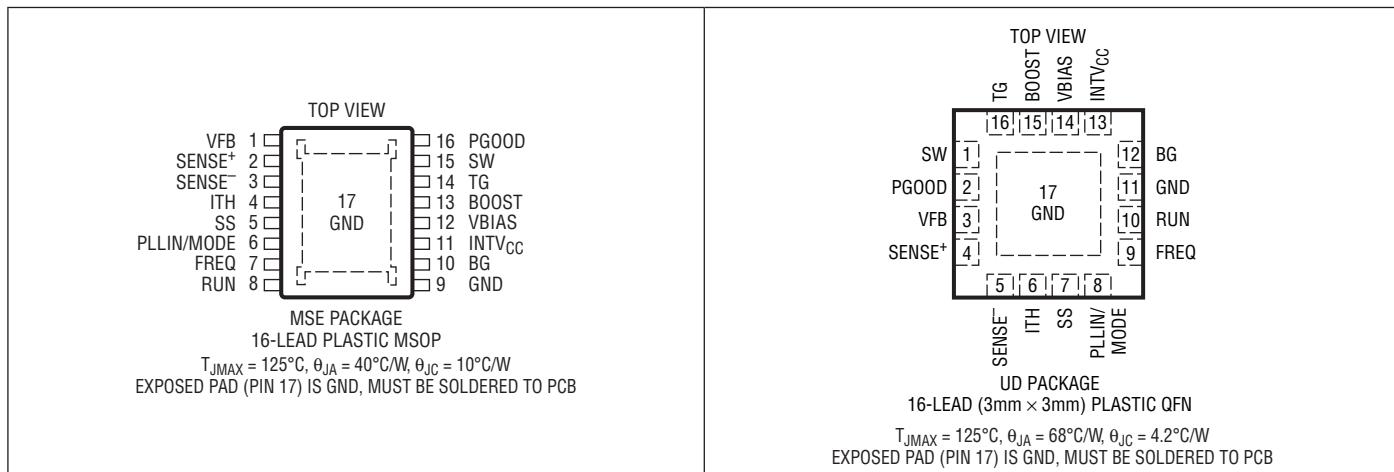
12Vから24V/5Aの同期整流式昇圧コンバータ



絶対最大定格 (Note 1,3)

VBIAS.....	-0.3V~40V	SENSE ⁺ 、SENSE ⁻	-0.3V~40V
BOOST.....	-0.3V~71V	SENSE ⁺ -SENSE ⁻	-0.3V~0.3V
SW.....	-0.3V~65V	SS, ITH, FREQ, VFB.....	-0.3V~INTV _{CC}
RUN.....	-0.3V~8V	動作接合部温度範囲.....	-40°C~125°C
8Vを超えるソースからピンに		保存温度範囲.....	-65°C~125°C
ソースされる最大電流.....	100µA	リード温度(半田付け、10秒)	
PGOOD, PLLIN/MODE.....	-0.3V~6V	MSEパッケージのみ.....	300°C
INTV _{CC} (BOOST-SW).....	-0.3V~6V		

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕様	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
LTC3786EMSE#PBF	LTC3786EMSE#TRPBF	3786	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3786IMSE#PBF	LTC3786IMSE#TRPBF	3786	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC3786EUD#PBF	LTC3786EUD#TRPBF	LFXW	16-Lead (3mm x 3mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3786IUD#PBF	LTC3786IUD#TRPBF	LFXW	16-Lead (3mm x 3mm) Plastic QFN	-40°C to 125°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。
 非標準の鉛ベース仕様の製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

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/tapeandreel/> をご覧ください。

電気的特性

●は全動作接合部温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{\text{BIAS}} = 12\text{V}$ (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	38		V	
V_{FB}	Regulated Feedback Voltage	$I_{\text{TH}} = 1.2\text{V}$ (Note 4)	● 1.188	1.200	1.212	V	
I_{FB}	Feedback Current	(Note 4)		± 5	± 50	nA	
V_{REFLNREG}	Reference Line Voltage Regulation	$V_{\text{BIAS}} = 6\text{V}$ to 38V		0.002	0.02	%/V	
V_{LOADREG}	Output Voltage Load Regulation	(Note 4)		0.01	0.1	%	
		Measured in Servo Loop; ΔI_{TH} Voltage = 1.2V to 0.7V	●				
		Measured in Servo Loop; ΔI_{TH} Voltage = 1.2V to 2V	●	-0.01	-0.1	%	
g_m	Error Amplifier Transconductance	$I_{\text{TH}} = 1.2\text{V}$		2		mmho	
I_Q	Input DC Supply Current Pulse-Skipping or Forced Continuous Mode Sleep Mode Shutdown	(Note 5)		0.8		mA	
		RUN = 5V ; $V_{\text{FB}} = 1.25\text{V}$ (No Load)		55	80	μA	
		RUN = 5V ; $V_{\text{FB}} = 1.25\text{V}$ (No Load)		8	20	μA	
UVLO	INTV _{CC} Undervoltage Lockout Thresholds	V_{INTVCC} Ramping Up	●	4.1	4.3	V	
		V_{INTVCC} Ramping Down	●	3.6	3.8	V	
V_{RUN}	RUN Pin On Threshold	V_{RUN} Rising	●	1.18	1.28	1.38	V
V_{RUNHYS}	RUN Pin Hysteresis			100		mV	
I_{RUNHYS}	RUN Pin Hysteresis Current	$V_{\text{RUN}} > 1.28\text{V}$		4.5		μA	
I_{RUN}	RUN Pin Current	$V_{\text{RUN}} < 1.28\text{V}$		0.5		μA	
I_{SS}	Soft-Start Charge Current	$V_{\text{SS}} = 0\text{V}$		7	10	13	μA
$V_{\text{SENSE}(\text{MAX})}$	Maximum Current Sense Threshold	$V_{\text{FB}} = 1.1\text{V}$	●	68	75	82	mV
$V_{\text{SENSE}(\text{CM})}$	SENSE Pins Common Mode Range (BOOST Converter Input Supply Voltage V_{IN})			2.5	38	V	
I_{SENSE^+}	SENSE ⁺ Pin Current	$V_{\text{FB}} = 1.1\text{V}$		200	300	μA	
I_{SENSE^-}	SENSE ⁻ Pin Current	$V_{\text{FB}} = 1.1\text{V}$			± 1	μA	
$t_{\text{r}(\text{TG})}$	Top Gate Rise Time	$C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$ (Note 6)		20		ns	
$t_{\text{f}(\text{TG})}$	Top Gate Fall Time	$C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$ (Note 6)		20		ns	
$t_{\text{r}(\text{BG})}$	Bottom Gate Rise Time	$C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$ (Note 6)		20		ns	
$t_{\text{f}(\text{BG})}$	Bottom Gate Fall Time	$C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$ (Note 6)		20		ns	
$R_{\text{UP}(\text{TG})}$	Top Gate Pull-Up Resistance			1.2		Ω	
$R_{\text{DN}(\text{TG})}$	Top Gate Pull-Down Resistance			1.2		Ω	
$R_{\text{UP}(\text{BG})}$	Bottom Gate Pull-Up Resistance			1.2		Ω	
$R_{\text{DN}(\text{BG})}$	Bottom Gate Pull-Down Resistance			1.2		Ω	
$t_{\text{D}(\text{TG/BG})}$	Top Gate Off to Bottom Gate On Switch-On Delay Time	$C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$ (Each Driver)		80		ns	
$t_{\text{D}(\text{BG/TG})}$	Bottom Gate Off to Top Gate On Switch-On Delay Time	$C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$ (Each Driver)		80		ns	
DF_{MAXBG}	Maximum BG Duty Factor			96		%	
$t_{\text{ON}(\text{MIN})}$	Minimum BG On-Time	(Note 7)		110		ns	

電気的特性

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

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
INTV_{CC}リニア・レギュレータ						
$V_{\text{INTVCC(VIN)}}$	Internal V_{CC} Voltage	$6\text{V} < V_{\text{BIAS}} < 38\text{V}$	5.2	5.4	5.6	V
$V_{\text{LDO INT}}$	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{\text{CC}} = 0\text{mA}$ to 50mA		0.5	2	%
発振器とフェーズロック・ループ						
f_{PROG}	Programmable Frequency	$R_{\text{FREQ}} = 25\text{k}$ $R_{\text{FREQ}} = 60\text{k}$ $R_{\text{FREQ}} = 100\text{k}$	335	400	465	kHz
f_{LOW}	Lowest Fixed Frequency	$V_{\text{FREQ}} = 0\text{V}$	320	350	380	kHz
f_{HIGH}	Highest Fixed Frequency	$V_{\text{FREQ}} = \text{INTV}_{\text{CC}}$	485	535	585	kHz
f_{SYNC}	Synchronizable Frequency	PLLIN/MODE = External Clock	●	75	850	kHz
PGOODの出力						
V_{PGL}	PGOOD Voltage Low	$I_{\text{PGOOD}} = 2\text{mA}$		0.2	0.4	V
I_{PGOOD}	PGOOD Leakage Current	$V_{\text{PGOOD}} = 5\text{V}$			±1	μA
V_{PG}	PGOOD Trip Level	V_{FB} with Respect to Set Regulated Voltage V_{FB} Ramping Negative Hysteresis V_{FB} Ramping Positive Hysteresis	-12 8	-10 10	-8 12	% % % %
$t_{\text{PGOOD(DELAY)}}$	PGOOD Delay	PGOOD Going High to Low		25		μs
BOOSTのチャージポンプ						
I_{BOOST}	BOOST Charge Pump Available Output Current	$V_{\text{SW}} = 12\text{V}$; $V_{\text{BOOST}} - V_{\text{SW}} = 4.5\text{V}$; $\text{FREQ} = 0\text{V}$, Forced Continuous or Pulse-Skipping Mode		85		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永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

Note 2:LTC3786は T_J か T_A にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされる。LTC3786Eは 0°C ～ 85°C の接合部温度範囲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。LTC3786Iは -40°C ～ 125°C の動作接合部温度範囲で保証されている。これらの仕様と調和する最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱インピーダンスなどの環境要因に関連した特定の動作条件によって決まるに注意。接合部温度(T_J 、単位:°C)は、周囲温度(T_A 、単位:°C)および電力損失(P_D 、単位: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 $\theta_{JA} = 68^\circ\text{C}$ 、MSOP/パッケージでは $\theta_{JA} = 40^\circ\text{C}$ 。

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温度保護が備わっている。過温度保護がアクティブなとき、最大定格接合部温度を超える可能性がある。規定された絶対最大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おそれがある。

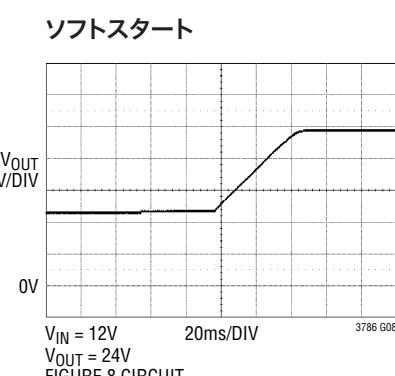
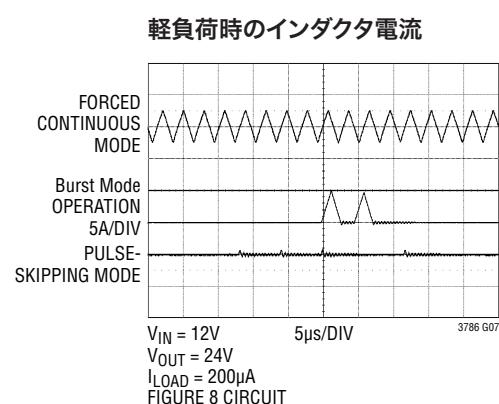
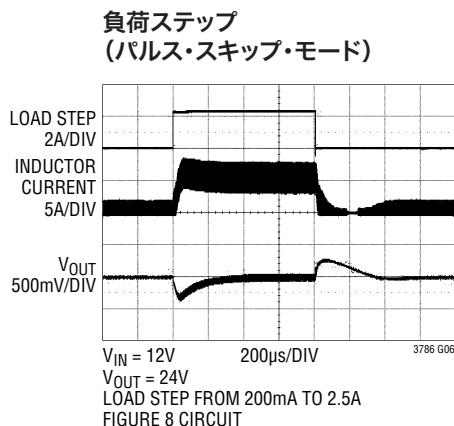
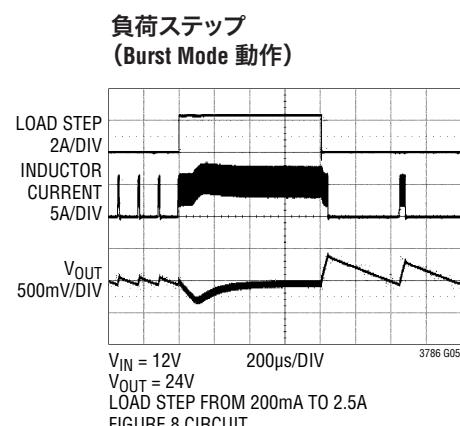
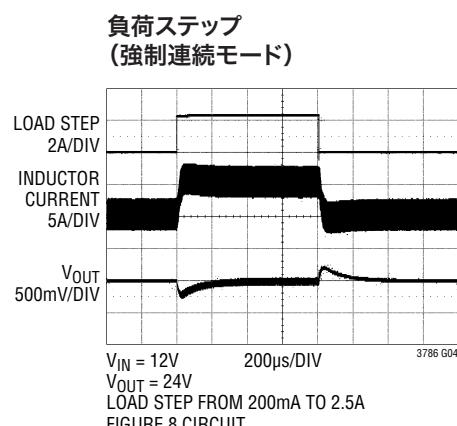
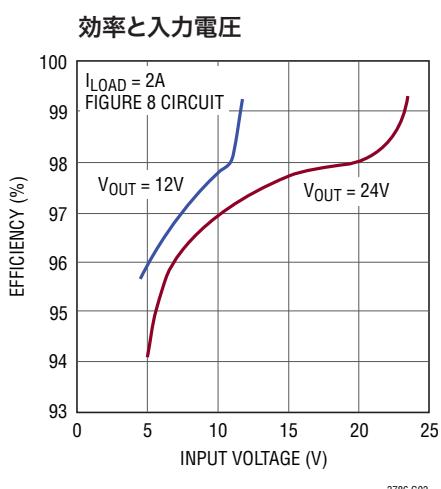
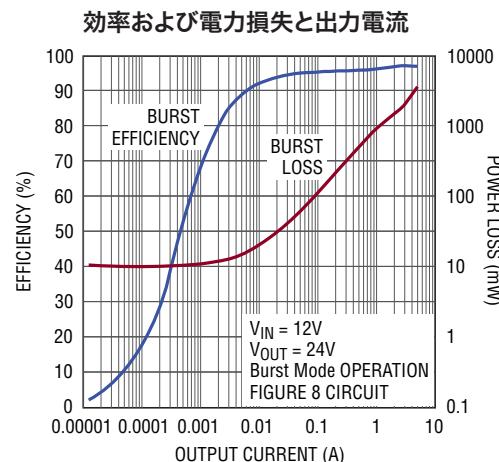
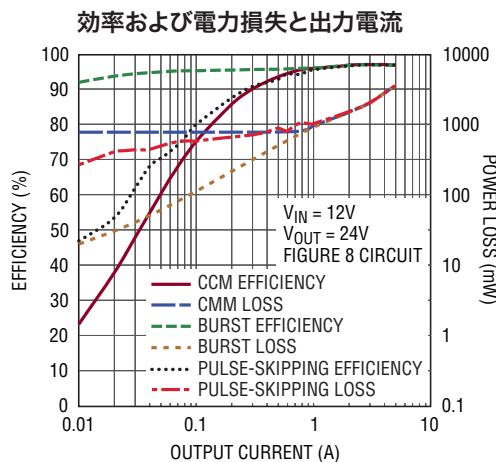
Note 4:LTC3786は、 I_{TH} を電流制限範囲の中点に維持しながら V_{FB} をエラーアンプの出力にサーボ制御する帰還ループでテストされる。

Note 5:スイッチング周波数で供給されるゲート電荷により、動作時消費電流は増加する。

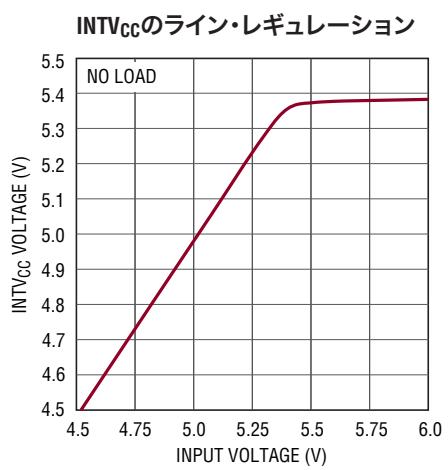
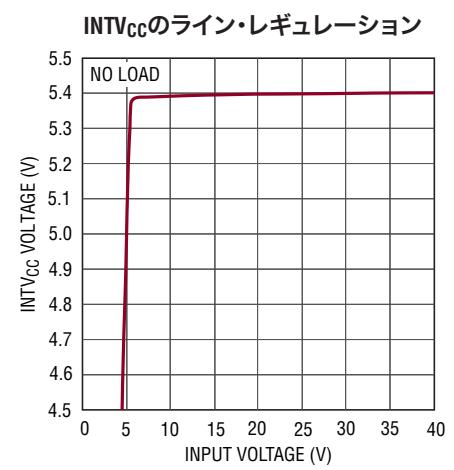
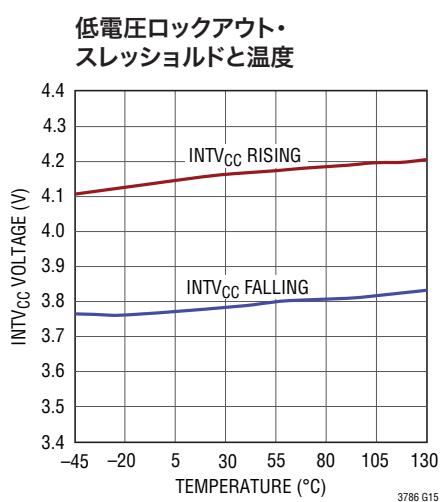
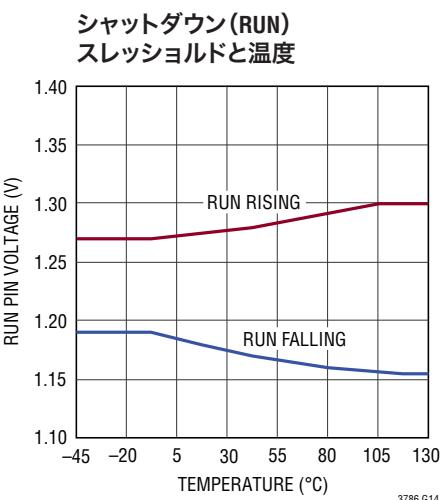
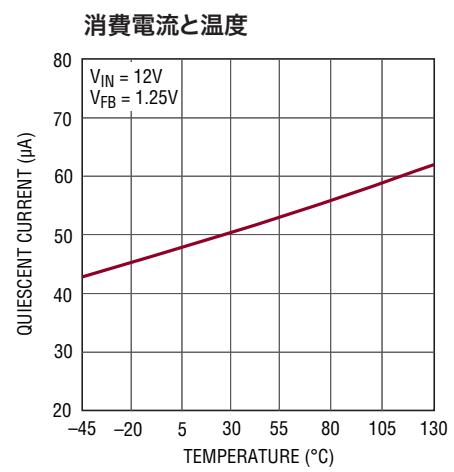
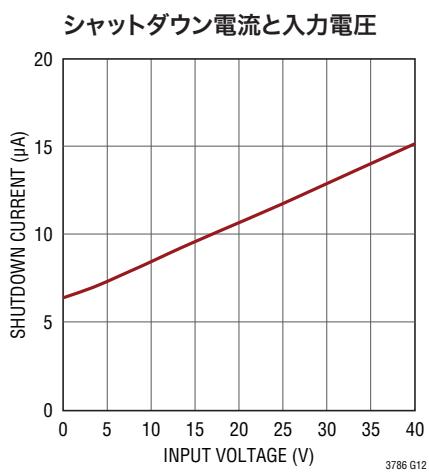
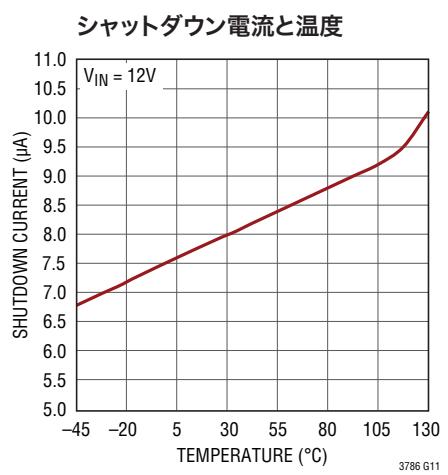
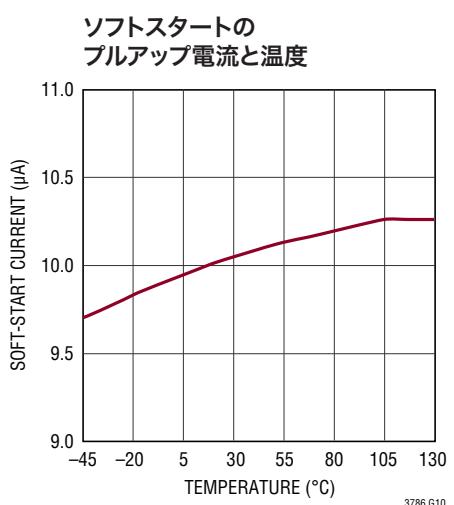
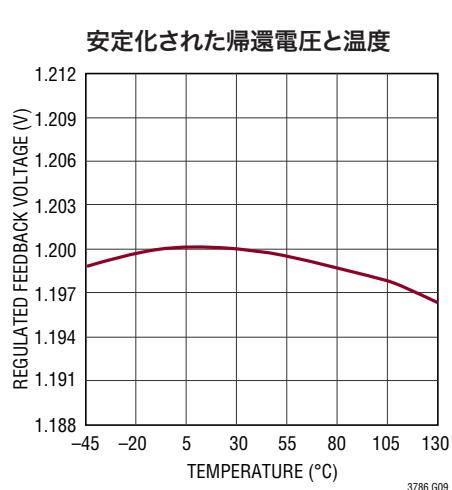
Note 6:立ち上がりおよび立ち下がり時間は10%と90%のレベルを使って測定する。遅延時間は50%のレベルを使って測定する。

Note 7:「アプリケーション情報」のセクションの「最小オン時間の検討事項」を参照。

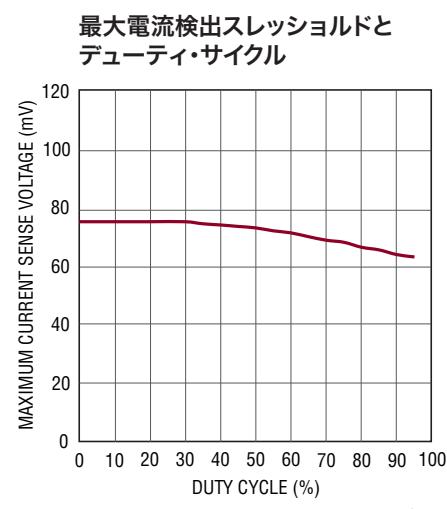
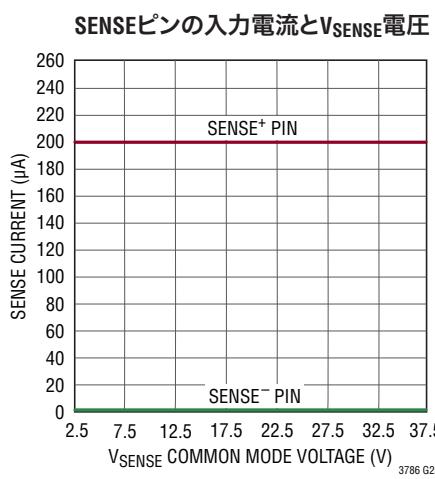
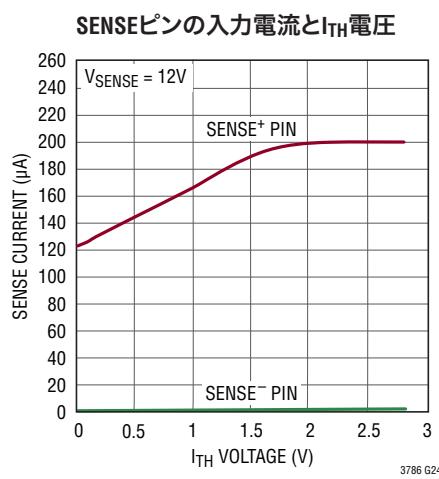
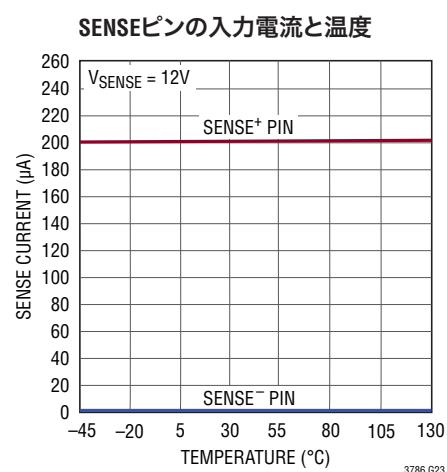
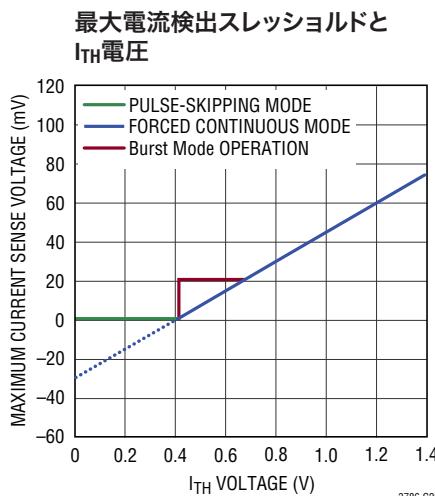
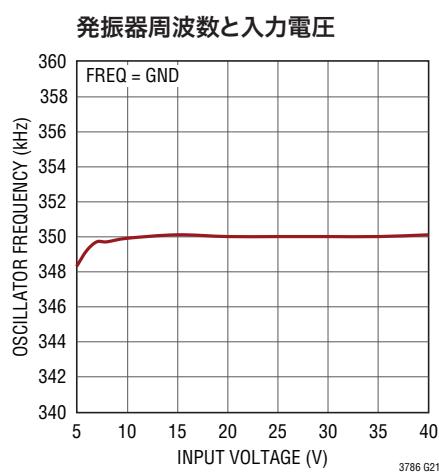
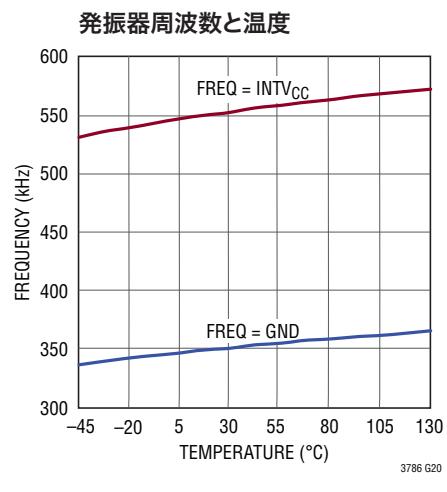
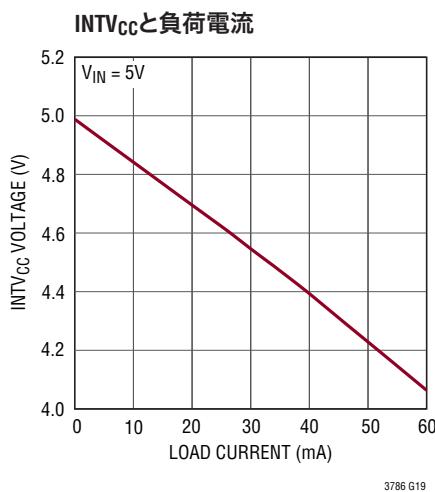
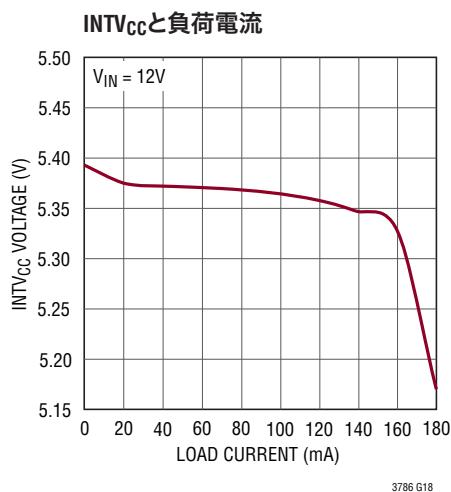
標準的性能特性



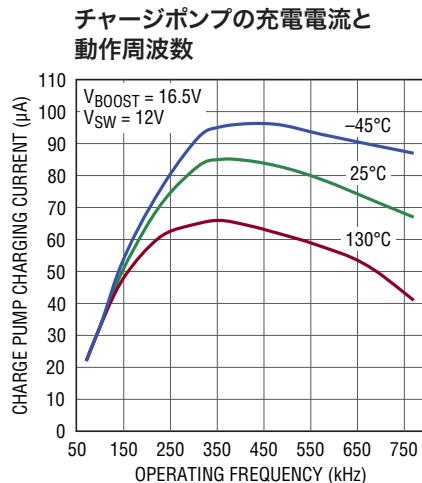
標準的性能特性



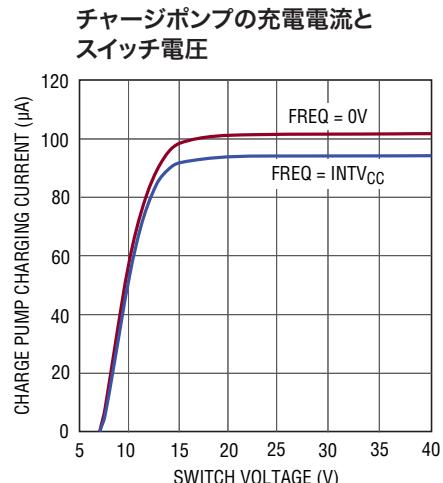
標準的性能特性



標準的性能特性



3786 G27



3786 G28

ピン機能 (MSOP/QFN)

VFB(ピン1/ピン3): エラーアンプの帰還入力。このピンは、出力の両端に接続された外付け抵抗分割器からのリモートセンス帰還電圧を受け取ります。

SENSE⁺(ピン2/ピン4): 電流検出コンパレータの正入力。電流コンパレータの(+)入力は通常、電流センス抵抗の正端子に接続します。電流センス抵抗は通常、昇圧コントローラの入力にインダクタと直列に接続します。このピンは電流コンパレータへの電力も供給します。

SENSE⁻(ピン3/ピン5): 電流検出コンパレータの負入力。電流コンパレータの(-)入力は通常、インダクタと直列接続された電流センス抵抗の負端子に接続します。SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンの同相電圧範囲は2.5V～38V(絶対最大定格40V)です。

ITH(ピン4/ピン6): 電流制御スレッショルドおよびエラーアンプの補償点。このピンの電圧によって電流トリップ・スレッショルドが設定されます。

SS(ピン5/ピン7): 出力ソフトスタート入力。このピンとグランドの間に接続し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。

PLLIN/MODE(ピン6/ピン9): 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が与えられると、コントローラが強制連続モード動作に強制され、フェーズロック・ループがBG信号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。外部クロックに同期させない場合、この入力によってLTC3786の軽負荷時の動作が決まります。このピンをグランドに引き下げる、Burst Mode動作が選択されます。このピンをフロート状態にしておくと、グランドに接続された100kの内部抵抗によってもBurst Mode動作が起動します。このピンをINTVCC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1.2Vより高くINTVCC-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。これを実行するには、PLLIN/MODEピンとINTVCCの間に100kの抵抗を追加します。

ピン機能 (MSOP/QFN)

FREQ(ピン7/ピン9): 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の低い周波数に固定されます。このピンをINTV_{CC}に接続すると、VCOは535kHzの高い周波数に固定されます。FREQピンからGNDに抵抗を接続することにより、50kHz～900kHzの周波数に設定することができます。抵抗と20μAの内部ソース電流が、内部発振器が周波数を設定するのに使用する電圧を発生します。あるいは、このピンをDC電圧を使ってドライブし、内部発振器の周波数を変化させることができます。

RUN(ピン8/ピン10): 実行制御入力。このピンを強制的に1.28Vより下にすると、コントローラがシャットダウンします。このピンを0.7Vより低い電圧に強制するとLTC3786全体がシャットダウンし、消費電流が約8μAまで減少します。V_{IN}に接続された外付け抵抗分割器によってコンバータ動作のスレッショルドを設定することができます。起動すると、RUNピンから4.5μAの電流がソースされるので、抵抗の値を使ってヒステリシスを設定することができます。

GND(ピン9、露出パッド・ピン17/ピン11、露出パッド・ピン17): グラウンド。ボトム(メイン)NチャネルMOSFETのソース、C_{IN}およびC_{OUT}の(-)端子に接続します。全ての小信号部品と補償用部品もこのグラウンドに接続します。定格熱性能を得るため、露出パッドはPCBに半田付けする必要があります。

BG(ピン10/ピン12): 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。

INTV_{CC}(ピン11/ピン13): 5.4Vの内部LDOの出力。制御回路とゲート・ドライバの電源。最小4.7μFの低ESRセラミック・コンデンサを使って、このピンをGNDにデカップリングします。

VBIAS(ピン12/ピン14): 主電源ピン。通常、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GND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～38V(絶対最大定格40V)です。

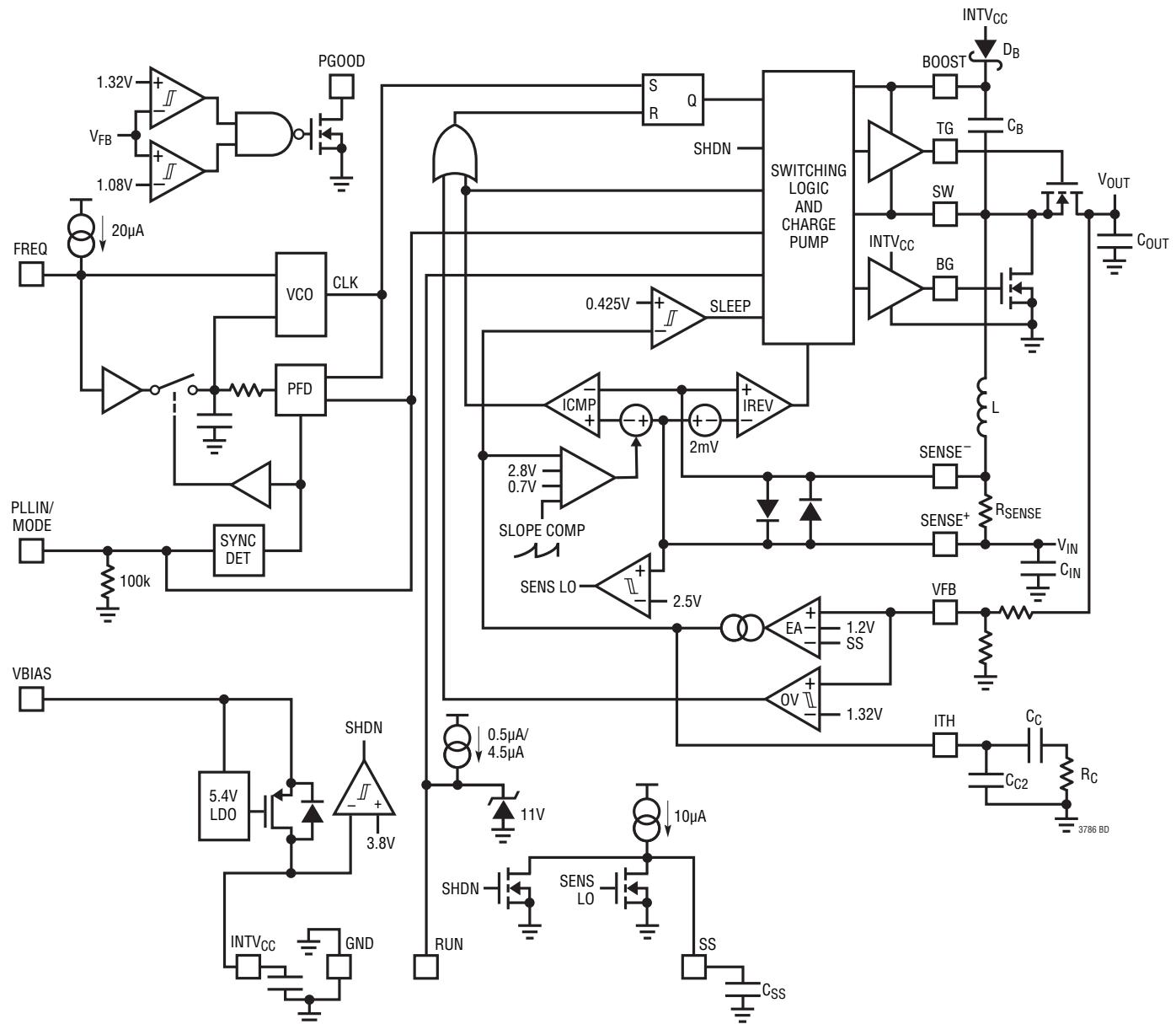
BOOST(ピン13/ピン15): 同期MOSFETのフローティング電源。コンデンサを使ってSWにバイパスし、INTV_{CC}に接続されたショットキー・ダイオードを介して給電します。

TG(ピン14/ピン16): トップ・ゲート。同期NMOSのゲートに接続します。

SW(ピン15/ピン1): スイッチ・ノード。同期トップMOSFETのソース、メイン・ボトムMOSFETのドレイン、およびインダクタに接続します。

PGOOD(ピン16/ピン2): パワーグッド・インジケータ。オープンドレインのロジック出力で、出力電圧が安定化出力電圧から±10%の範囲を外れるとグラウンドに引き下げられます。誤ってトリップするのを防ぐため、出力電圧が25μsの間この範囲から外れていないと、この出力は作動しません。

ブロック図



動作 (「ブロック図」を参照)

メイン制御ループ

LTC3786には固定周波数の電流モード昇圧制御アーキテクチャが採用されています。通常動作時は、クロックがRSラッチをセットすると外付けボトム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がトリップ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、出力電圧V_{OUT}からグランドに接続された外付け抵抗分割器によって発生するVFBピンの出力電圧帰還信号を1.200Vの内部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に対してVFBがわずかに低下するので、各チャネルの平均インダクタ電流が新たな負荷電流に基づく新たな要件と釣り合うまで、EAが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、トップMOSFETは、電流コンパレータIRがインダクタ電流の逆流を示し始めるまで、または次のクロック・サイクルが始まるまでオンになります。

INTV_{CC}電源

トップとボトムのMOSFETドライバおよび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。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。

シャットダウンと起動(RUNピンとSSピン)

RUNピンを使ってLTC3786をシャットダウンすることができます。このピンを1.28Vより下にすると、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より低くすると、コントローラとINTV_{CC} LDOを含む大部分の内部回路がディスエーブルされます。この状態のとき、LTC3786に流れる消費電流はわずか8 μ Aです。注記: デバイスがシャットダウン状態のときには負荷を与えないでください。シャットダウン時には出力MOSFETがオフするので、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を生じる可能性があります。

RUNピンを外部でプルアップするか、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、8Vの絶対最大定格を超えてはなりません。RUNピンには内部に11Vの電圧クランプが備わっていますので、RUNピンに流れ込む最大電流が100 μ Aを超えない限り、抵抗を介してRUNピンをさらに高い電圧(たとえば、V_{IN})に接続することができます。V_{IN}に接続された外付け抵抗分割器によってコンバータ動作のスレッショルドを設定することができます。起動すると、RUNピンから4.5 μ Aの電流がソースされるので、抵抗の値を使ってヒステリシスを設定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よりも低い間は、LTC3786はVFBの電圧を1.2Vのリファレンスではなく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GNDに接続することにより、SSピンを使用し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源がこのコンデンサを充電して、SSピンに電圧ランプを発生させます。SS電圧が0Vから1.2Vに直線的に上昇するにつれ、出力電圧がその最終値まで滑らかに上昇します。

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

LTC3786は、低負荷電流で高効率Burst Mode動作、固定周波数パルス・スキップ・モード、または強制連続導通モードになるようにイネーブルすることができます。Burst Mode動作を選択するには、PLLIN/MODEピンをグランドに接続します。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。平均インダクタ電流が必要な電流より大きいと、エラーアンプEAはITHピンの電圧を下げます。ITH電圧が0.425Vを下回ると、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。すると、ITHピンはEAの出力から切離されて0.450Vに保持されます。

動作（「ブロック図」を参照）

スリープ・モードでは内部回路の大部分がオフするので、LTC3786の消費電流がわずか55 μ Aになります。スリープ・モードでは、負荷電流は出力コンデンサから供給されます。出力電圧が低下するに従ってEAの出力が上昇し始めます。出力電圧が十分低下すると、ITHピンがEAの出力に再度接続され、スリープ信号が“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をオンして通常動作を再開します。

コントローラがBurst Mode動作になるようにイネーブルされないと、インダクタ電流は反転することができません。インダクタ電流がゼロに達する直前に、逆電流コンパレータ(IR)が外付けトップ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をします。

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動作の場合よりも低くなります。ただし、連続動作は、負荷電流に関係なく固定周波数動作を維持するので、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ると、LTC3786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、最大出力電流の設計値の約1%まで固定周波数動作が維持されます。非常に軽い負荷では、電流コンパレータICMPは数サイクルにわたってトリップしたままになることがあります。外付けのボトムMOSFETを同じサイクル数だけオフ状態に強制する（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。低電流で強制連続モードより高い効率が得られますが、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の間のトレードオフになります。低周波数動作では、MOSFETのスイッチング損失が減少するので効率が向上しますが、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。

LTC3786のコントローラのスイッチング周波数は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GNDに接続するか、INTV_{CC}に接続するか、または外付け抵抗によって設定することができます。FREQをGND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。図5に示すように、FREQとGND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。

LTC3786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。LTC3786の位相検出器が（内部ローパス・フィルタを介して）VCOの入力電圧を調整して、外付けボトムMOSFETのターンオンを同期信号の立ち上がりエッジに合わせます。

VCOの入力電圧は、外部クロックが与えられる前に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。外部クロック周波数の近くにプリバイアスされていると、PLLループはVCOの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BG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（「ブロック図」を参照）

LTC3786のPLLの標準的なキャプチャ範囲は約55kHz～1MHzで、周波数が75kHz～850kHzの外部クロック・ソースにロックすることが保証されています。

PLLIN/MODEピンの入力クロックのスレッショルドは標準で1.6V（上昇時）および1.2V（下降時）です。

安定化されたV_{OUT}よりV_{IN}が高いときの動作

V_{IN}が安定化されたV_{OUT}電圧を上回ると、昇圧コントローラは、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できます。強制連続モードでは、V_{IN}がV_{OUT}を上回ると、ループがトップMOSFETを連続的にオン状態に保ちます。内部のチャージポンプによって昇圧コンデンサに電流を供給し、十分高いTG電圧を維持します。（チャージポンプが供給可能な電流の大きさは、「標準的性能特性」のセクションの2本の曲線によって特徴付けられています。）

パルス・スキップ・モードでは、V_{IN}が安定化されたV_{OUT}電圧の100%～110%の場合、インダクタ電流が特定のスレッショルドを上回るとTGがオンし、インダクタ電流がこのスレッショルドを下回るとオフします。このスレッショルド電流は最大ILIM電流の約4%に設定されます。コントローラがこの同じV_{IN}範囲でBurst Mode動作に設定されている場合は、インダクタ電流に関係なく、TGはオフしたままでです。

どのモードでもV_{IN}が安定化されたV_{OUT}電圧の110%を上回ると、インダクタ電流に関係なく、コントローラは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のときは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すると、昇圧コンデンサが放電するのを阻止するものがなくなるので、トップMOSFETをオン状態に保つのに必要なTG電圧が不十分になります。この状況でトップMOSFETのボディー・ダイオードの過度の電力損失を防ぐには、デバイスを強制連続モードまたはパルス・スキップ・モードに切り替えてチャージポンプをイネーブルするか、またはショットキー・ダイオードをトップMOSFETに並列に接続することもできます。

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から±10%の範囲を外れると、MOSFETがオンしてPGOODピンを“L”に引き下げます。PGOODピンは、対応するRUNピンが“L”（シャットダウン状態）になったときも“L”に引き下げられます。VFBピンの電圧が±10%の要件を満たすと、MOSFETがオフするので、外付け抵抗を使って、このピンを最大6V（絶対最大定格）の電源までプルアップすることができます。

SENSEピンの低い同相電圧での動作

LTC3786の電流コンパレータはSENSE⁺ピンから直接電力供給されます。これにより、SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンの同相電圧は(INTV_{CC} UVLOスレッショルドより低い)わずか2.5Vで動作することができます。最初のページの図は、コントローラのVBIASがV_{OUT}から電力供給され、V_{IN}電源をわずか2.5Vまで下げることができます。SENSE⁺の電圧が2.5Vを下回るとSSピンが“L”に保られます。SENSE⁺電圧が通常の動作範囲に戻ると、SSピンが解放され、新しいソフトスタート・サイクルが開始されます。

BOOST電源のリフレッシュと内部チャージポンプ

トップMOSFETドライバはフローティング・ブートストラップ・コンデンサC_Bからバイアスされます。このコンデンサは通常、ボトムMOSFETがオンしているとき、各サイクルの間に外付けダイオードを介して再充電されます。BOOST電源を必要なバイアス・レベルに保つための2つの検討事項があります。起動時に、UVLOが“L”になった後100μs以内にボトムMOSFETがオフしないと、ボトムMOSFETが約400nsの間オンに強制されます。この強制リフレッシュにより十分なBOOST-SW間電圧が発生するので、ブートストラップ・コンデンサC_Bを充電するための最初の数サイクルを待つことなく、トップMOSFETを十分に導通させることができます。BOOSTに必要なバイアスを維持するチャージポンプも内蔵しています。この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、チャージポンプはスリープ状態の間オフし、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、85μAの充電電流を供給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「標準的応用例」はLTC3786の基本的なアプリケーション回路です。LTC3786はインダクタのDCR (DC抵抗) またはディスクリート・センス抵抗 (RSENSE) のどちらかを電流検出に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選択は、主としてコスト、消費電力および精度の間の設計上のトレードオフになります。DCRによる検出は高価な電流センス抵抗が不要で、特に高電流のアプリケーションで電力効率が高いので普及してきています。ただし、電流センス抵抗はコントローラの最も高精度な電流制限を実現します。他の外付け部品の選択は負荷要件に基づいて行い、(RSENSEが使用されている場合には) RSENSE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2.5V～38Vです。電流センス抵抗は通常、昇圧コントローラの入力にインダクタと直列に接続します。

SENSE⁺ピンは電流コンパレータへの電力も供給します。このピンには通常動作時に約200µAが流れます。SENSE⁻ピンには1µA以下の小さなベース電流が流れ込んでいます。電流コンパレータのSENSE⁻入力は高インピーダンスなので、DCRによる高精度な検出が可能です。

検出ラインに共通するフィルタ部品はLTC3786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寄生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、設定された電流制限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(図2b)、センス抵抗R1をスイッチング・ノードの近くに配置して、敏感な小信号ノードにノイズが結合するのを防ぎます。

センス抵抗による電流検出

ディスクリート抵抗を使った標準的な検出回路を図2aに示します。RSENSEは必要な出力電流に基づいて選択します。

電流コンパレータの最大スレッショルドV_{SENSE}(MAX)は75mVです。インダクタ電流のピークは電流コンパレータのスレッショルドによって設定され、最大平均インダクタ電流I_{MAX}はインダクタ電流のこのピーク値よりピーク・トゥ・ピーク・リップ

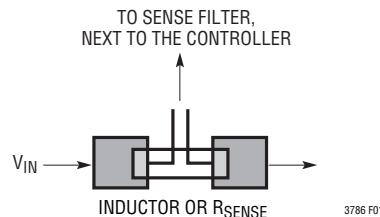
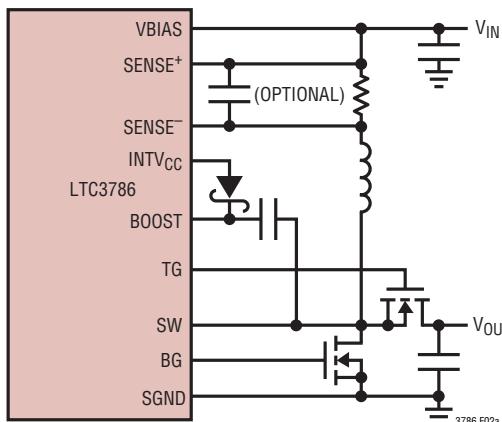
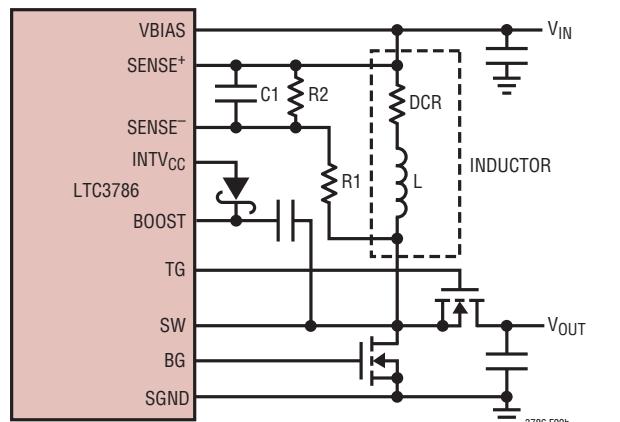


図1. インダクタまたはセンス抵抗を使った検出ラインの配置



(2a) 電流検出に抵抗を使用



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

(2b) 電流検出にインダクタのDCRを使用

図2. 電流検出の2つの異なる方法

アプリケーション情報

フル電流 ΔI_L の半分だけ小さい値になります。センス抵抗の値を算出するには次式を使用します。

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

V_{IN} が低く出力電圧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きは、50%を超えるデューティ・ファクタで動作中の昇圧レギュレータの安定性の基準を満たすのに必要な内部補償により、最大インダクタ電流とそれに相当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ピーク・インダクタ電流レベルのこの低下を推定するための特性曲線が「標準的性能特性」のセクションに示してあります。

インダクタのDCRによる検出

高負荷電流で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、LTC3786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。高電流インダクタのDCRは1mΩ以下になることがあります。このようなインダクタを必要とする高電流アプリケーションでは、センス抵抗による導通損失により、DCRによる検出に比べて効率が数パーセント低下することがあります。

外部の $R1 \parallel R2 \cdot C1$ 時定数が正確にL/DCR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。目標とするセンス抵抗の値よりDCRが大きなアプリケーションでは、R2によって検出端子両端の電圧のスケールを調整します。外付け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。これは高性能のRLCメーターを使って測定することができますが、DCRの許容誤差は常に等しいとは限らず、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。

「インダクタの値の計算」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、目標とするセンス抵抗の値は次のようになります。

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

アプリケーションが全動作温度範囲にわたって最大負荷電流を供給するようにするには、最大電流検出スレッショルド電圧($V_{SENSE(MAX)}$)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。通常20°Cで規定される最大値がメーカーによって与えられていれば、それを使用します。抵抗の温度係数が約0.4%/°Cであることを考慮して、この値を増加させます。最大インダクタ温度($T_{L(MAX)}$)の控えめな値は100°Cです。

インダクタの最大DCRを望みのセンス抵抗の値にスケール調整するには、次の分割器の比を使用します。

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

$C1$ は通常、 $0.1\mu F \sim 0.47\mu F$ の値を選択します。これにより、 $R1 \parallel R2$ が約2kに強制されるので、SENSE-ピンの $\pm 1\mu A$ の電流によって生じる可能性がある誤差が減少します。

等価抵抗 $R1 \parallel R2$ は、室温のインダクタンスと最大DCRに対して次のようにスケール調整されます。

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

センス抵抗の値は次のようにになります。

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

$R1$ 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 $V_{IN} = 1/2 V_{OUT}$ のときには生じます。

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

$R1$ の電力定格がこの値より大きいことを確認します。軽負荷時に高い効率が必要な場合、DCRによる検出とセンス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、センス抵抗を使用するよりDCRネットワークを使用する方がわずかに大きくなることがあります。ただし、DCRによる検出ではセンス抵抗が不要なので、導通損失が減少し、重負荷での効率が改善されます。ピーク効率はどちらの方法でもほぼ同じです。

アプリケーション情報

インダクタの値の計算

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。なぜ誰もが大きな値の部品を使った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が低下します。また、周波数が高くなると、ボディー・ダイオードが導通するデューティ・サイクルが高くなり、その結果、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。

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

大きな ΔI_L の値を許容できれば低インダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルが大きくなり、コア損失が増加します。リップル電流を設定するための妥当な出発点は $\Delta I_L = 0.3 (I_{MAX})$ です。 $V_{IN} = 1/2 V_{OUT}$ のときに ΔI_L が最大になります。

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減少してピーク電流が R_{SENSE} によって決定される電流制限の25%を下回ると、Burst Mode動作への移行が始まります。インダクタの値が小さい(ΔI_L の値が大きい)と、より小さい負荷電流でBurst Mode動作に移行するので、低電流動作の上側の範囲で効率が低下する可能性があります。Burst Mode動作では、インダクタンス値が小さくなるとバースト周波数が低下します。Lの値が分ったら、DCRおよび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

LTC3786に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)スイッチ用に1個のNチャネルMOSFET、トップ(同期)スイッチ用に1個のNチャネルMOSFETです。

ピーク・トゥ・ピークのゲート・ドライブ・レベルは $INTV_{CC}$ 電圧で設定されます。この電圧は標準で5.4Vです。したがって、大部分のアプリケーションではロジックレベルのスレッショルドのMOSFETを使用する必要があります。MOSFETの BV_{DSS} 仕様にも十分注意を払ってください。ロジックレベルMOSFETの多くは30V以下に制限されています。

パワーMOSFETの選択基準には、オン抵抗($R_{DS(ON)}$)、ミラー容量(C_{MILLER})、入力電圧、最大出力電流などがあります。ミラー容量 C_{MILLER} は、MOSFETのメーカーのデータシートで通常示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、曲線がほぼ平坦な区間の水平軸に沿ったゲート電荷の増分を、 V_{DS} の規定された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与えられる V_{DS} とゲート電荷曲線で規定された 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は、トップMOSFETとボトムMOSFETのデューティ・サイクルは以下の式で与えられます。

$$\text{メイン・スイッチのデューティ・サイクル} = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}}$$

$$\text{同期スイッチのデューティ・サイクル} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}$$

最大出力電流が $I_{OUT(MAX)}$ で、各チャネルに総出力電流の1/2が流れる場合、最大出力電流での各チャネルのMOSFETの電力損失は以下の式で与えられます。

$$P_{MAIN} = \frac{(V_{OUT} - V_{IN})V_{OUT}}{V_{IN}^2} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot (1 + \delta)$$

$$\cdot R_{DS(ON)} + k \cdot V_{OUT}^3 \cdot \frac{I_{OUT(MAX)}}{V_{IN}} \cdot R_{DR}$$

$$\cdot C_{MILLER} \cdot f$$

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

ここで、 δ は $R_{DS(ON)}$ の温度依存性、 R_{DR} (約 1Ω)はMOSFETのミラー・スレッショルド電圧での実効ドライバ抵抗です。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。

アプリケーション情報

I^2R 損失の項は2つのMOSFETに共通していますが、ボトムNチャネルの式には追加の遷移損失の項があり、これは入力電圧が低いときに最も大きくなります。 V_{IN} が高い場合、高電流のときの効率は一般に大型のMOSFETを使用すると向上しますが、 V_{IN} が低い場合には遷移損失が急激に増加し、実際にはCMILLERが小さくて $R_{DS(ON)}$ が大きなデバイスを使用する方が高効率になるポイントにまで達します。同期MOSFETの損失は、入力電圧が高くてボトム・スイッチのデューティ・ファクタが低くなるとき、または同期スイッチが周期の100%近くオンする過電圧時に最大になります。

特定のMOSFETの $(1+\delta)$ の項は、一般に正規化された $R_{DS(ON)}$ と温度の関係を示す曲線から得られますが、低電圧のMOSFETの近似値として $\delta = 0.005/^\circ\text{C}$ を使用することができます。

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、(出力リップル電流に比べて)比較的小さくなります。入力コンデンサ C_{IN} の電圧定格は、最大入力電圧を余裕をもって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大な過渡電圧に関して、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・インピーダンスと相関関係があり、一般に、ソース・インピーダンスが大き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・サイクルでも動作する高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できます。

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。所定の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RMS電流の処理要件を満たすには、並列に配置した複数のコンデンサが必要になることがあります。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供給されます。セラミック・コンデンサには優れた低ESR特性がありますが、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(OS-CONやPOSCAPなど)を利用できます。

出力電圧の設定

LTC3786の出力電圧は、図3に示すように、出力両端に注意深く配置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に十分注意してください。また、ノイズの混入を防ぐため、VFBノードをできるだけ小さくします。

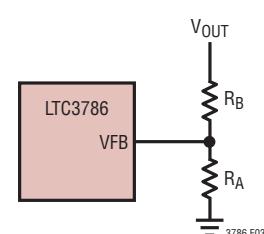


図3. 出力電圧の設定

アプリケーション情報

ソフトスタート(SSピン)

V_{OUT}の立ち上がりは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、LTC3786はV_{FB}ピンの電圧を1.2VではなくSSピンの電圧に制御します。

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ピンからグランドに接続することによってイネーブルされます。10 μ Aの内部電流源がコンデンサを充電し、SSピンにリニアにランプする電圧を発生させます。LTC3786はV_{FB}ピン(したがって、V_{OUT})をSSピンの電圧に従って制御するので、V_{OUT}はV_{IN}から安定化された最終値まで滑らかに上昇することができます。総ソフトスタート時間はほぼ次のようになります。

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

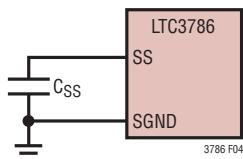


図4. SSピンを使ったソフトスタートの設定

INTV_{CC}レギュレータ

LTC3786は、VBIAS電源ピンからINTV_{CC}ピンに電力を供給するPチャネル低損失リニア・レギュレータ(LDO)を備えています。INTV_{CC}はゲート・ドライバとLTC3786の内部回路の大部分に電力を供給します。VBIAS LDOはINTV_{CC}を5.4Vに安定化します。INTV_{CC}は少なくとも50mAを供給することができ、最小4.7 μ Fのセラミック・コンデンサでグラ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過渡電流を供給するには、十分なバイパスが必要です。

大きなMOSFETが高い周波数でドライブされる高入力電圧アプリケーションでは、LTC3786の最大接合部温度定格を超える恐れがあります。デバイスの電力損失は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 2に示されている式を使って推定することができます。たとえば、70°Cの周囲温度では、QFNパッケージのLTC3786の40V電源からのINTV_{CC}電流は次に示すように、20mA以下に制限されています。

$$T_J = 70^\circ C + (20mA) (40V) (68^\circ C/W) = 125^\circ C$$

MSOPパッケージでは、40V電源からのINTV_{CC}電流は34mA以下に制限されています。

$$T_J = 70^\circ C + (34mA) (40V) (40^\circ C/W) = 125^\circ C$$

最大接合部温度を超えないようにするには、最大VBIASでの連続導通モード(PLLIN/MODE = INTV_{CC})動作時の入力消費電流をチェックする必要があります。

トップサイドMOSFETドライバの電源(C_B, D_B)

BOOSTピンに接続された外付けブートストラップ・コンデンサC_Bは、トップサイドMOSFETにゲート・ドライブ電圧を供給します。SWピンが“L”的とき、「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、ドライバは望みのMOSFETのゲート-ソース間にC_B電圧を印加します。これによってMOSFETがエンハンスされ、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がV_{OUT}まで上昇し、それに伴ってBOOSTピンが上昇します。トップサイドMOSFETがオンしているとき、BOOSTピンの電圧は出力電圧より高くなります(V_{BOOST} = V_{OUT} + V_{INTVCC})。昇圧コンデンサC_Bの値としてはトップサイドMOSFETの全入力容量の100倍が必要です。外付けショットキー・ダイオードの逆ブレーキダウン電圧はV_{IN(MAX)}より大きくなればなりません。

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。高い温度では一般に逆リーク電流がかなり増加するので、十分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、ドロップアウト状態や過電圧状態のときトップMOSFETを連続的にオン状態に保つのに必要なバイアス電圧が維持されます。トップサイドドライバ用ショットキー・ダイオード/シリコン・ダイオードには、チャージポンプが供給可能な出力電流より逆リーク電流が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。

アプリケーション情報

昇圧コンバータでリーク電流の大きなダイオードDBを使用すると、トップMOSFETが完全に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CBを完全に放電させてしまうことがあります。これにより、ダイオードのリーク電流がINTVCCの消費電流より大きいと、INTVCCが上昇することがあります。これは、INTVCCの負荷が非常に小さくなることがあるBurst Mode動作で特に懸念されます。外部ショットキー・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、INTVCC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。

フォールト状態:過温度保護

高い温度で、または(INTVCCのグランドへの短絡など)内部電力損失によりデバイスが過度に自己発熱した場合、過温度シャットダウン回路がLTC3786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、過温度回路がINTVCC LDOをディスエーブルするので、INTVCC電源が急落し、実質的にLTC3786デバイス全体をシャットダウンします。接合部温度が約155°Cまで戻ると、INTVCC LDOがオン状態に戻ります。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恐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可能性があるので、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ないようにすることが重要です。この場合、PGOOD出力を使っ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

LTC3786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)で構成されるフェーズロック・ループ(VCO)が備わっています。これにより、ボトムMOSFETのターンオンを、PLLIN/MODEピンに与えられた外部クロック信号の立ち上がりエッジにロックさせることができます。位相検出器はエッジに反応するデジタル・タイプで、外部発振器と内部発振器の位相のずれをゼロ度にします。このタイプの位相検出器は、外部クロックの高調波に誤ってロックすることがありません。

外部クロックの周波数が内部発振器の周波数 f_{OSC} より高いと、電流が位相検出器の出力から連続的にソースされ、VCO

入力がプルアップされます。外部クロックの周波数が f_{OSC} より低いときは、電流が連続的にシンクされ、VCO入力がプルダウンされます。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。

通常、外部クロック(PLLIN/MODEピン)入力の“H”のスレッショルドは1.6V、“L”のスレッショルドは1.2Vです。

LTC3786は、周波数がLTC3786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ことに注意してください。この範囲は75kHz～850kHzになることが保証されています。

高速フェーズロックは、FREQピンを使って望みの同期周波数に近い自走周波数を設定することにより実現できます。VCOの入力電圧は、FREQピンによって設定される周波数に相当する周波数にプリバイアスされます。プリバイアスされると、PLLがフェーズロックと同期を実現するのに必要なのは周波数のわずかな調整だけです。自走周波数を外部クロック周波数に近づける必要はありませんが、近づけることにより、PLLがロックするとき動作周波数が広い範囲の周波数を通過します。

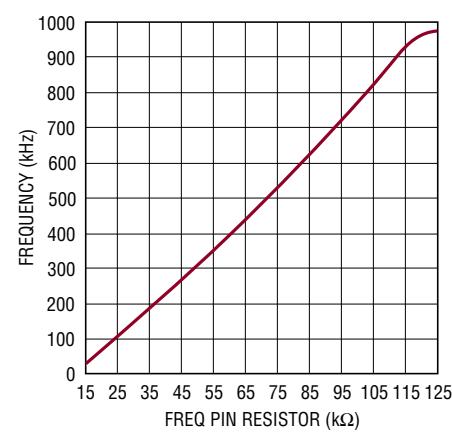


図5. 発振器周波数とFREQピンの抵抗値の関係

アプリケーション情報

FREQピンを使用できる各種の状態を表2に要約します。

表2

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、LTC3786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近づく可能性があります。

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で対応可能な値を下回ると、コントローラはサイクルをスキップし始めますが、出力は安定化されたままでです。 V_{IN} が上昇するとさらに多くのサイクルがスキップされます。 V_{IN} が V_{OUT} を上回ると、ループがトップMOSFETを連続的にオン状態に保ちます。LTC3786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。

$$\% \text{効率} = 100\% - (L_1 + L_2 + L_3 + \dots)$$

ここで、 L_1 、 L_2 などは入力電力に対するパーセンテージで表した個々の損失です。

回路内の電力を消費する全ての要素で損失が生じますが、LTC3786の回路の損失の大部分は5つの主な損失要因によって生じます。1) デバイスのVBIAS電流、2) INTV_{CC}レギュレ

タの電流、3) I^2R 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消費電流であり、MOSFETドライバ電流と制御電流は含まれません。通常、VBIAS電流による損失は小さく(< 0.1%)なります。
2. INTV_{CC}の電流はMOSFETドライバと制御回路の電流の和です。MOSFETドライバ電流はパワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすることによって流れます。MOSFETのゲートが“L”から“H”、そして再び“L”に切り替わるたびに、INTV_{CC}からグランドに微小電荷 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 はトップサイドMOSFETとボトムサイドMOSFETのゲート電荷です。
3. DCの I^2R 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、出力電流が大きいときに効率を低下させます。
4. 遷移損失はボトムMOSFETだけに生じ、しかも低入力電圧で動作しているときに限って大きくなります。遷移損失は次式から推定できます。

$$\text{遷移損失} = (1.7) \frac{V_{OUT}^3}{V_{IN}} I_{MAX} \cdot C_{RSS} \cdot t$$

5. スイッチング周波数が高くなるとボディー・ダイオードの導通損失が顕著になります。デッドタイムの間、トップMOSFETの損失は $I_L \cdot V_{DS}$ になります。ここで、 V_{DS} は約0.7Vです。スイッチング周波数が高くなると、デッドタイムはスイッチング・サイクルのかなりの割合になるので、効率を低下させます。

銅トレースや内部バッテリ抵抗など、他の隠れた損失が、携帯用システムではさらなる効率低下の原因にな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。

アプリケーション情報

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観察することによってチェックできます。スイッチング・レギュレータは負荷電流のステップに応答するのに数サイクルを要します。負荷ステップが生じると、V_{OUT}はΔI_{LOAD}(ESR)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生じ、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。この回復時間に(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ギングが生じないかV_{OUT}をモニタすることができます。OPTI-LOOP[®]補償により、広範な出力容量とESR値に対して過渡応答の最適化を図ることができます。ITHピンが備わっているので、制御ループの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、位相マージンや減衰係数はこのピンで見られるオーバーシュートの割合を使用して推定することができます。このピンの立ち上がり時間を調べることによって帯域幅も推定できます。図8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、PC基板の最終的な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後で、過渡応答を最適化するために多少変更することができます。出力コンデンサの様々な種類と値によってループの利得と位相が決まるので、まず出力コンデンサを選択する必要があります。立ち上がり時間が1μs～10μsの最大負荷電流の20%～80%の出力電流パルスを与えると出力電圧波形とITHピンの波形が発生し、それにより、帰還ループを閉じたままで全体的なループの安定性を判断することができます。

現実的な負荷ステップを発生する実用的な方法として、出力コンデンサの両端に直接パワーMOSFETと負荷抵抗を接続し、適切なパルス発生器でそのゲートをドライブします。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ので、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適切です。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を小さくすると拡大します。C_Cを減少させるのと同じ比率でR_Cを増加させるとゼロの周波数は変化しないので、帰還ループの最も重要な周波数範囲で位相のずれが一定に保たれます。出力電圧のセトリング動作は閉ループ・システムの安定性に関係し、電源の実際の全体的性能を表します。

次に、大容量(>1μF)の電源バイパス・コンデンサを備えた負荷をスイッチを介して接続することにより、さらに大きな過渡が生じます。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}が急速に低下します。負荷のスイッチの抵抗が小さく、しかも瞬時にドライブされると、どのようなレギュレータでも出力電圧のこうした急激なステップ変化を防止するのに十分な速さで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、負荷の立ち上がり時間が約25•C_{LOAD}に制限されるように、スイッチの立ち上がり時間を制御する必要があります。したがって、10μFのコンデンサでは250μsの立ち上がり時間が必要で、充電電流は約200mAに制限されます。

設計例

設計例として、V_{IN} = 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。

30%のリップル電流を仮定して、まずインダクタンス値を選択します。MODE/PLLINピンをGNDに接続すると350kHzの動作になります。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。

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

V_{IN} = 1/2V_{OUT} = 12Vのときにリップル電流が最大になります。ここで、平均最大インダクタ電流はI_{MAX} = I_{OUT}(MAX) • (V_{OUT}/V_{IN}) = 8Aです。6.8μHのインダクタで31%のリップル電流が生じます。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。

アプリケーション情報

R_{SENSE}抵抗値は、最大電流検出電圧の仕様を使い、いくらかの許容差を考慮して計算することができます。

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

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

各チャネルのトップサイドMOSFETの電力損失は容易に推定できます。VishayのSi7848BDP MOSFETを選択すると、R_{DS(ON)} = 0.012Ω、C_{MILLER} = 150pFです。T(推定値) = 50°Cでの最大入力電圧では次のようにになります。

$$P_{MAIN} = \frac{(24V - 12V)24V}{(12V)^2} \cdot (4A)^2 \\ \cdot [1 + (0.005)(50^\circ C - 25^\circ C)] \cdot 0.008\Omega \\ + (1.7)(24V)^3 \frac{4A}{12V} (150pF)(350kHz) = 0.7W$$

C_{OUT}は出力の方波電流をフィルタするように選択します。最大出力電流のピークは次のようになります。

$$I_{OUT(PEAK)} = I_{OUT(MAX)} \cdot \left(1 + \frac{RIPPLE\%}{2}\right) \\ = 4 \cdot \left(1 + \frac{31\%}{2}\right) = 4.62A$$

低ESR(5mΩ)のコンデンサを推奨します。このコンデンサにより、出力電圧リップルは23.1mVに制限されます(ESRがリップルを左右すると仮定)。

PC基板のレイアウトのチェックリスト

PC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ってデバイスが適切に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整流式レギュレータの各ブランチにおける電流波形を図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チャネルMOSFETのMBOTおよびトップNチャネルMOSFETのMTOPをC_{OUT}とともに狭い1つの領域内に配置します。
2. 信号グランドと電源グランドは分離されていますか? 1つにまとめたデバイスの信号グランド・ピンとC_{INTVCC}のグランド・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チャネルMOSFETおよびコンデンサで形成される経路は、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. LTC3786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(+)端子と信号グランドの間に接続し、VFBピンの近くに配置する必要があります。帰還抵抗は入力コンデンサからの大電流入力経路に沿って配線しないでください。
4. SENSE⁻とSENSE⁺は最小限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。センス抵抗にはケルビン接続を使って高精度な電流検出ができるようにします。
5. INTVCCデカップリング・コンデンサはデバイスの近くでINTVCCピンと電源グランド・ピンの間に接続されていますか? このコンデンサはMOSFETドライバのピーク電流を供給します。1μFのセラミック・コンデンサをINTVCCピンとGNDピンに隣接して追加すると、ノイズ性能を大幅に改善できます。
6. スイッチング・ノード(SW)、トップ・ゲート・ノード(TG)、および昇圧ノード(BOOST)を敏感な小信号ノードに近づけないようにします。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、LTC3786の出力側に置き、基板のトレース面積を最小にします。
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の側にある低インピーダンスで銅領域が大きい中央接地点で、ここにINTVCCデカップリング・コンデンサのボトム側、電圧帰還抵抗分割器のボトム側、およびデバイスのGNDピンを接続します。

アプリケーション情報

PC基板レイアウトのデバッグ

回路をテストするときは、DC-50MHzの電流プローブを使ってインダクタの電流をモニタするのが効率的です。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、実際の出力電圧を測定します。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を達成しているかチェックします。ドロップアウト状態までの入力電圧範囲にわたって、さらに出力負荷が低電流動作スレッショルド(標準でBurst Mode動作の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なければなりません。

デューティ・サイクルのパーセンテージは、適切に設計された低ノイズのPC基板においては全てのサイクルで維持されます。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が混入しているか、またはループ補償が適切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基板レイアウトの不備を補うことができます。

V_{IN} を公称レベルから下げて、高いデューティ・サイクルでの動作を検証します。出力をモニタしながらさらに V_{IN} を低下させ

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。

出力電流が大きいとき、あるいは入力電圧が高いときにしか問題が生じない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生じる場合は、BOOST、SW、TG、場合によってはBGの各接続点と、敏感な電圧ピンおよび電流ピンとの間の容量性結合を調べます。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有効です。

電流検出のリード線を逆方向に接続した場合、その点を除けばスイッチング・レギュレータが正しく動作するため、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実現されません。電圧ループの補償は、部品選択に対してさらに敏感になります。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出力電圧の制御を維持するので心配はいりません。

LTC3786

アプリケーション情報

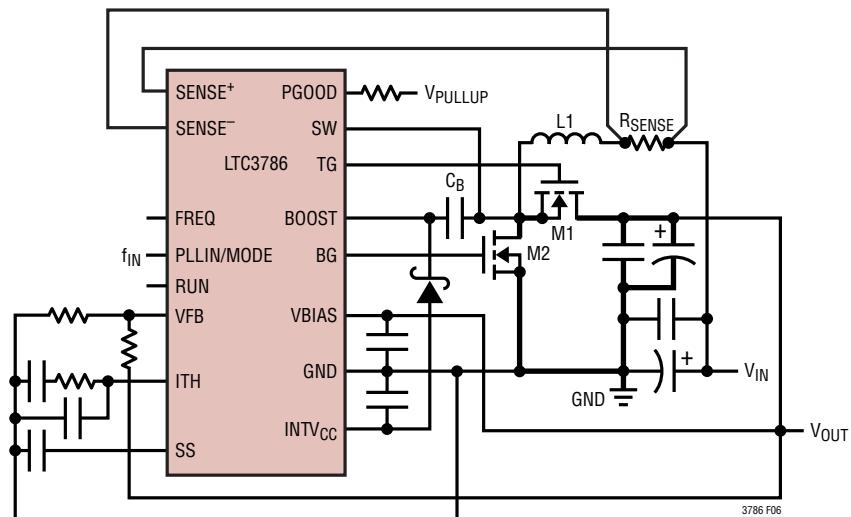


図6. プリント回路の推奨レイアウト図

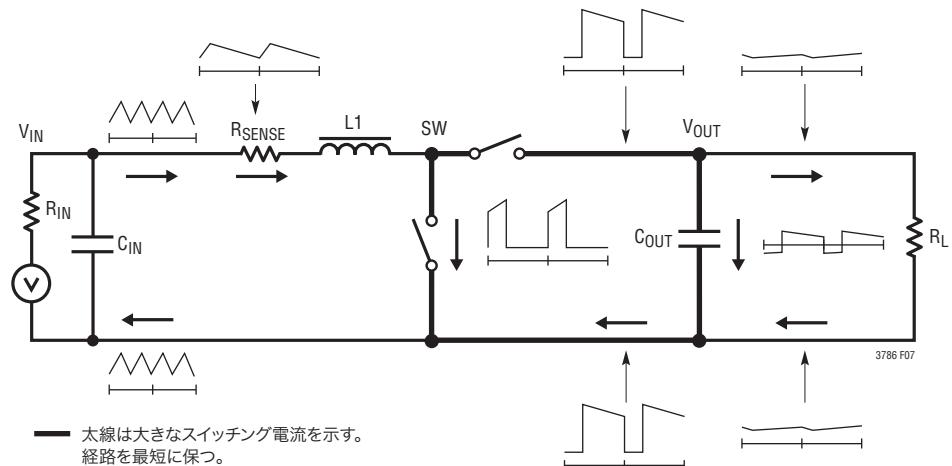
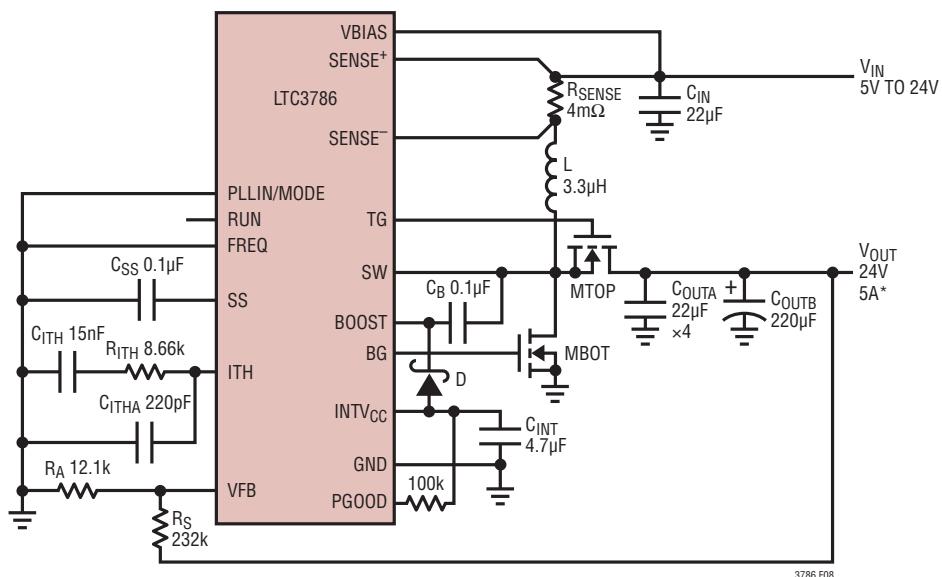


図7. ブランチ電流の波形

アプリケーション情報

 C_{IN}, C_{OUTA} : TDK C4532X5R1E226M C_{OUTB} : SANYO 50CE220LX

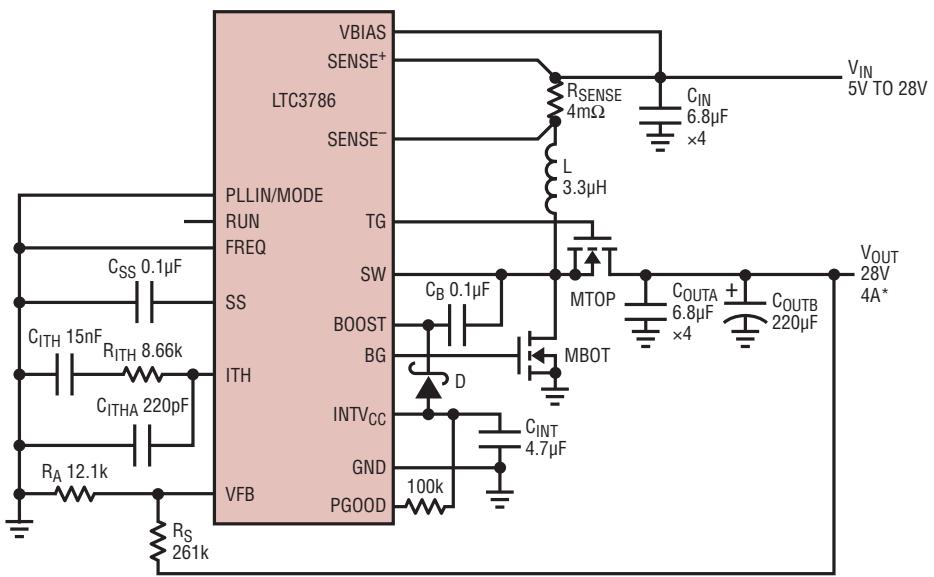
D: BAS140W

L: PULSE PA1494.362NL

MBOT, MTOP: RENESAS HAT2169H

 $*V_{IN}$ が8Vより低いと、供給可能な最大負荷電流が減少する。

図8. 高効率24V昇圧コンバータ

 C_{IN}, C_{OUTA} : TDK C4532X7R1H685K C_{OUTB} : SANYO 63CE220KX

D: BAS140W

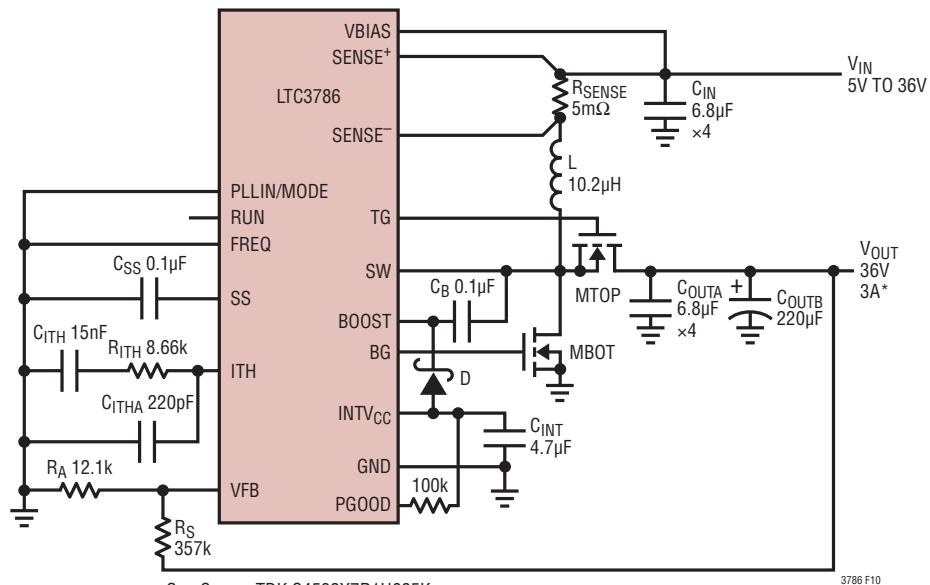
L: PULSE PA1494.362NL

MBOT, MTOP: RENESAS HAT2169H

 $*V_{IN}$ が8Vより低いと、供給可能な最大負荷電流が減少する。

図9. 高効率28V昇圧コンバータ

アプリケーション情報

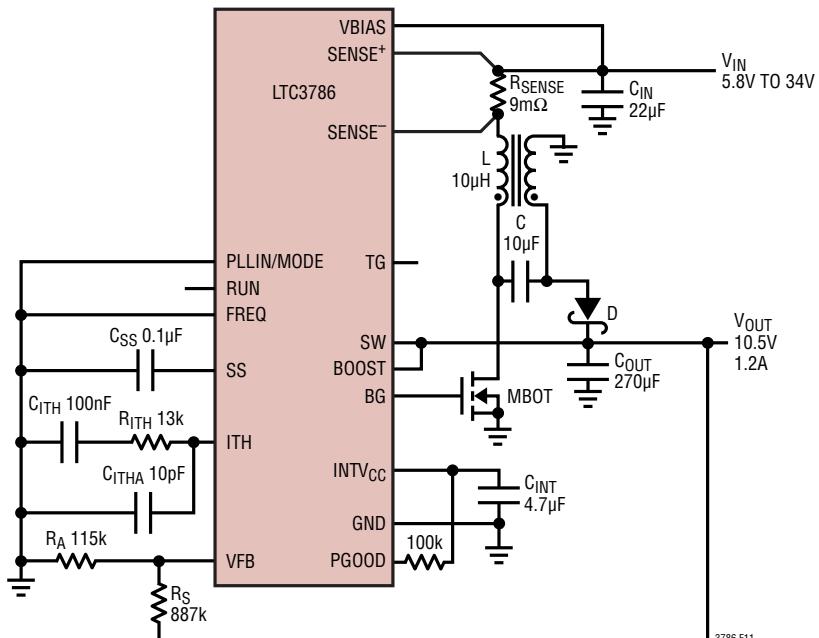


C_{IN}, C_{OUTA}: TDK C4532X7R1H685K
 C_{OUTB}: SANYO 63CE220KX
 D: BAS170W
 L: PULSE PA2050.103NL
 MBOT, MTOP: RENESAS RJC0652DPB

3786 F10

*V_{IN}が9Vより低いと、供給可能な最大負荷電流が減少する。

図10. 高効率36V昇圧コンバータ



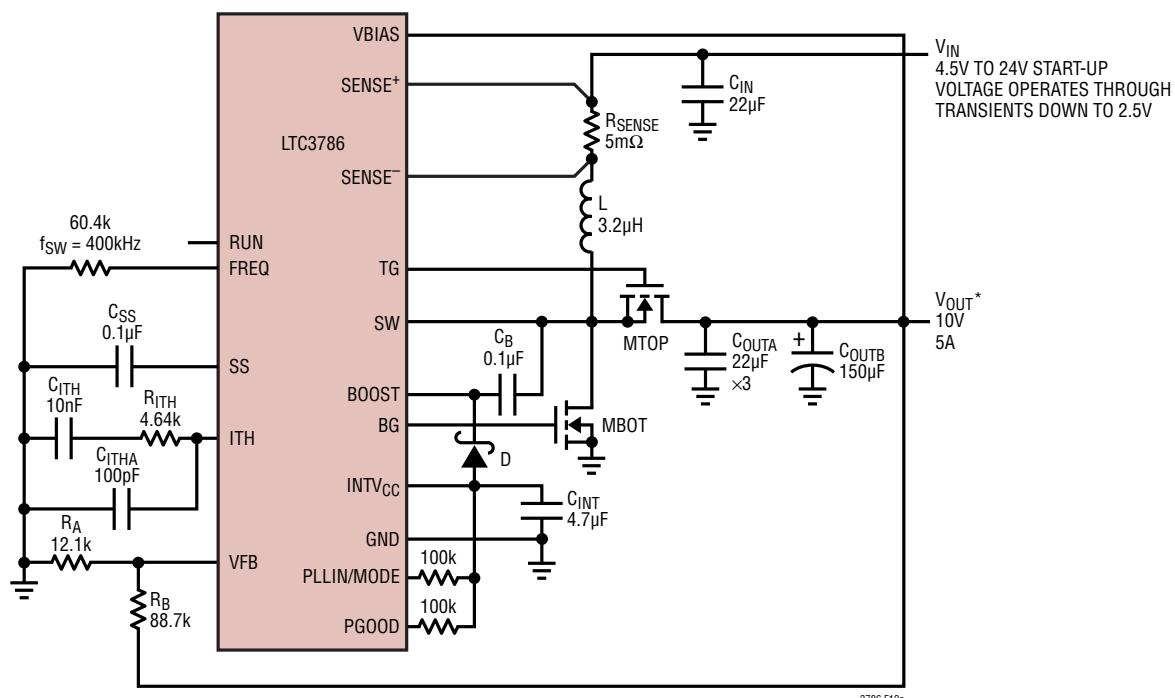
C_{IN}: SANYO 50CE220LX
 C_{OUT}: SANYO SVPC270M
 D: DIODES, INC. B360A-13-F
 L: COOPER BUSSMANN DRQ125-100
 MBOT: BSZ097N04L

3786 F11

図11. 10.5V非同期整流式SEPICコンバータ

3786fa

アプリケーション情報



C_{IN}, C_{OUTA}: TDK C4532X5R1E226M
 C_{OUTB}: SANYO 35HVH150M
 L: SUMIDA CDEP106-3R2-88
 MBOT, MTOP: RENESAS HAT2170
 D: INFINEON BAS140W

*V_{IN}が10Vより高いと、V_{OUT}はV_{IN}に追従する。

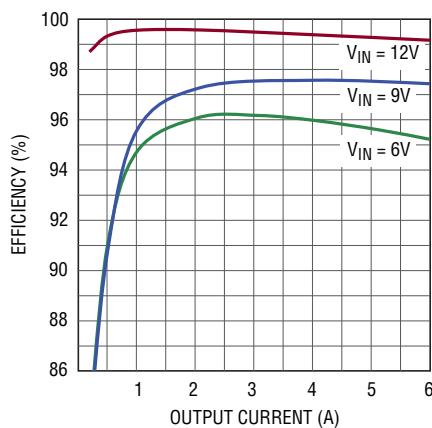
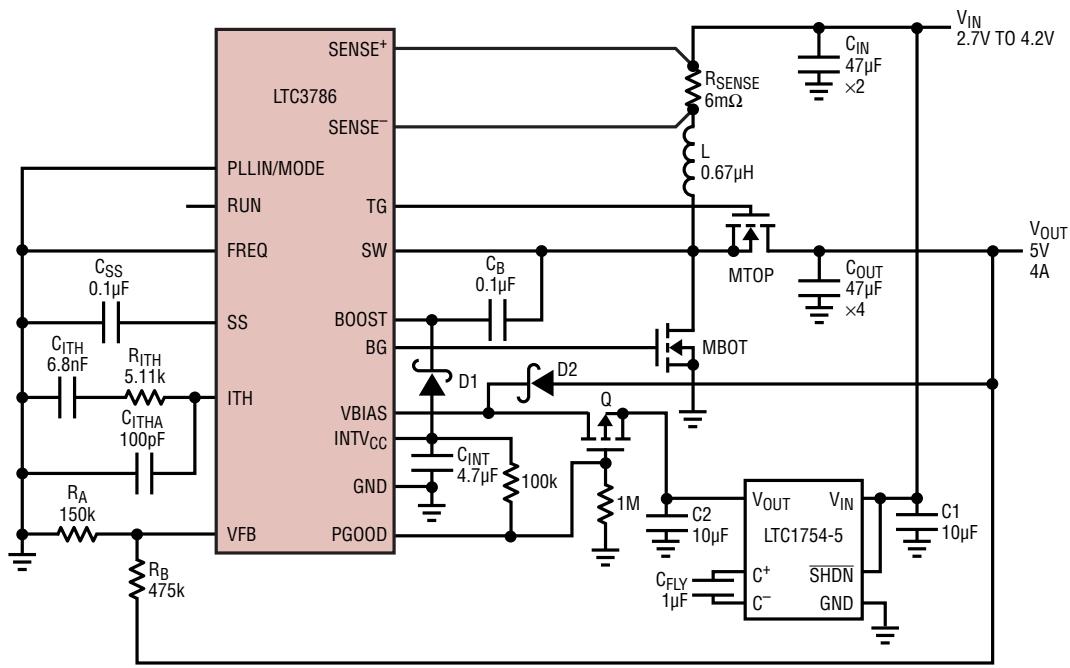


図12. 高効率10V昇圧コンバータ

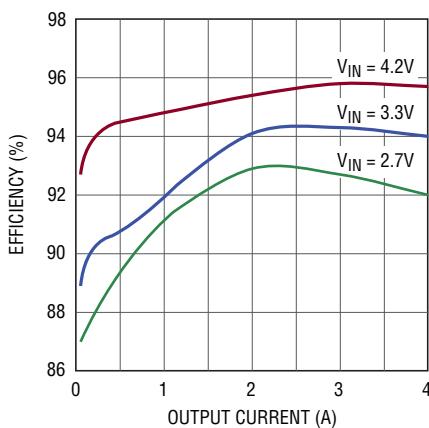
LTC3786

アプリケーション情報



C_{IN}, C_{OUT} : TDK C3225X5R1A476M
 L : TOKO FDV0840-R67M
 $MBOT, MTOP$: INFINEON BSC046N02KS
 Q : VISHAY SILICONIX Si1499DH
 $D1$: INFINEON BAS140W
 $D2$: NXP PMEG2005EJ
 C_{FLY} : MURATA GRM39X5R105K6.3AJ
 $C1, C2$: MURATA GRM40X5R106K6.3AJ

3786 F13a

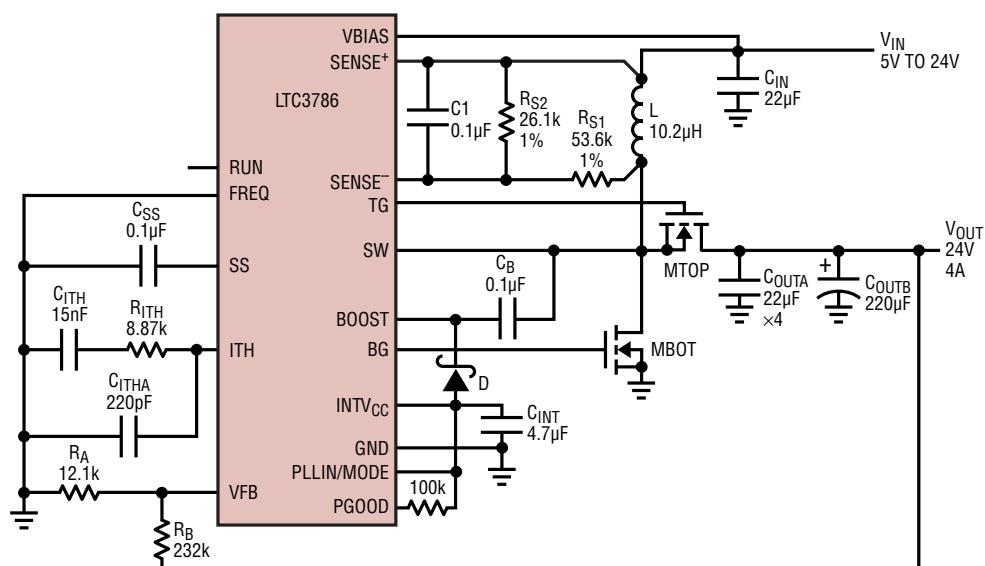


3786 F13b

図13. 低消費電流の、リチウムイオン・バッテリから5V/4Aへの昇圧コンバータ

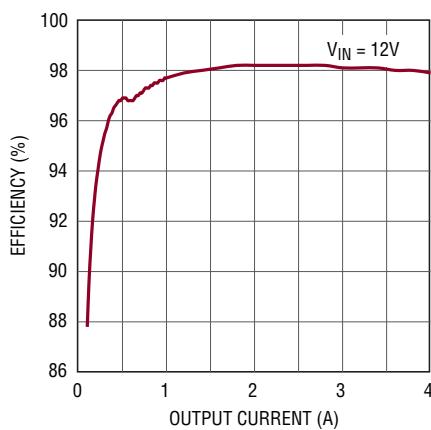
3786fa

アプリケーション情報



C1: TDK C1005X7R1C104K
 CIN, COUTA: TDK C4532X5R1E226M
 COUTB: SANYO, 50CE220AX
 L: PULSE PA2050.103NL
 MBOT, MTOP: RENESAS RJK0305
 D: INFINEON BAS140W

3786 F14a



3786 F14b

図14. インダクタのDCRによる電流検出機能を備えた高効率24V昇圧コンバータ

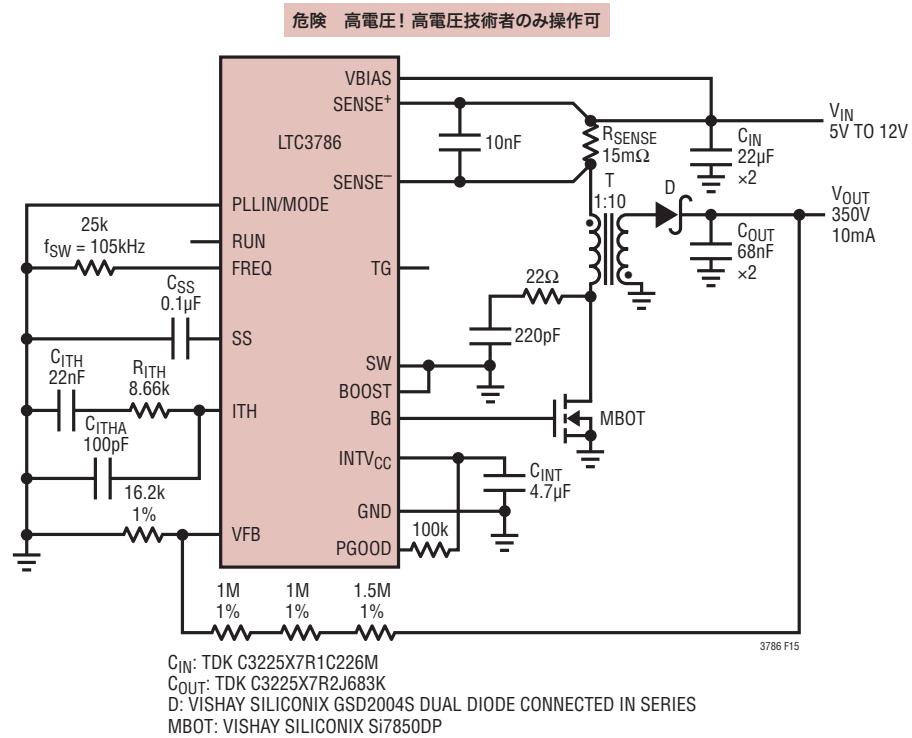


図15. 低消費電流の高電圧フライバック電源

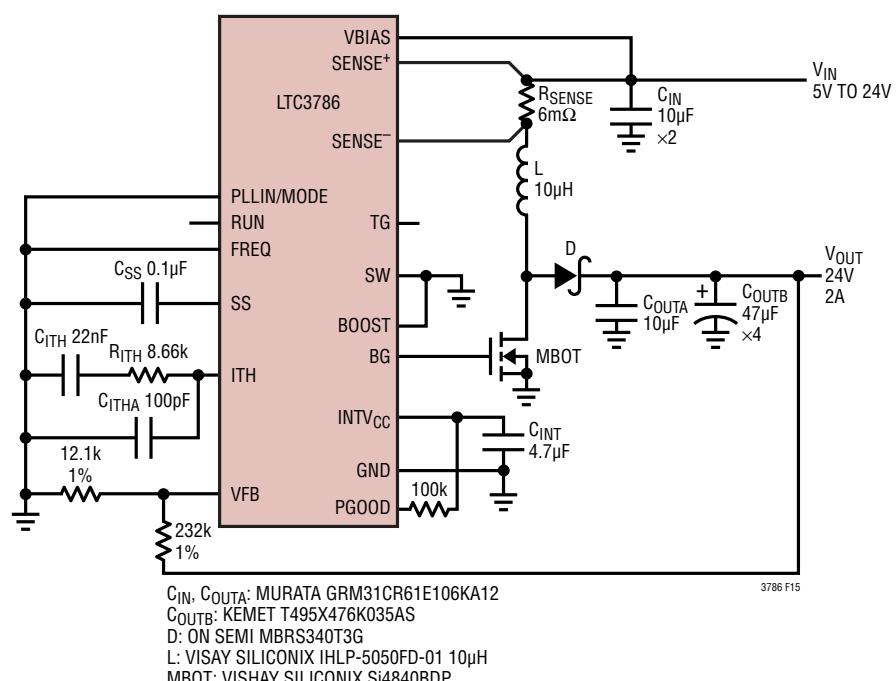
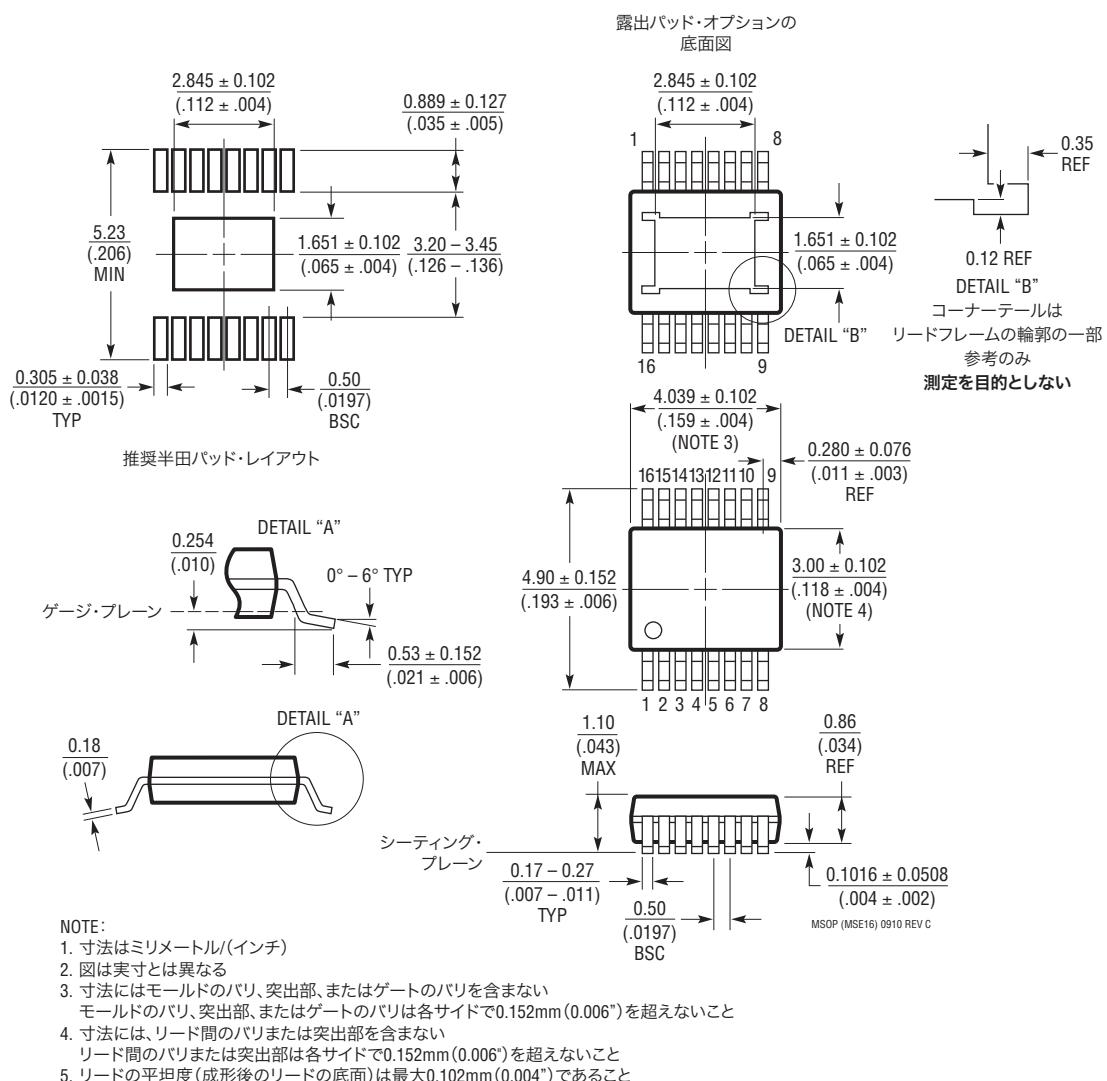


図16. 低消費電流の24V/2A非同期整流式昇圧コンバータ

パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear.com/designtools/packaging/> をご覧ください。

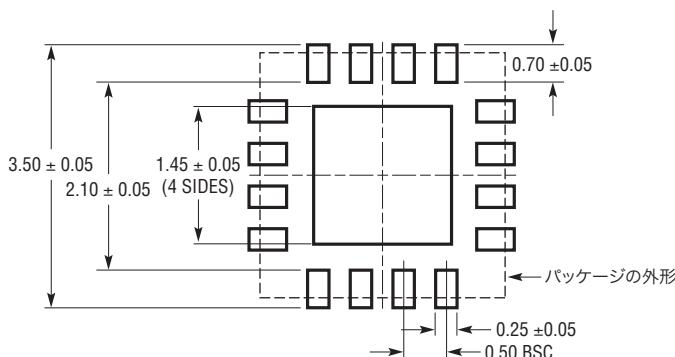
MSEパッケージ
16ピン・プラスチックMSOP、露出ダイ・パッド
 (Reference LTC DWG # 05-08-1667 Rev C)



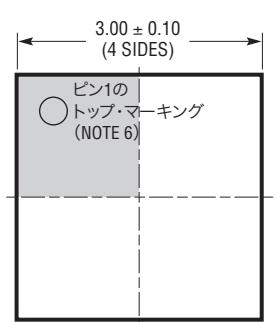
パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear.com/designtools/packaging/> をご覧ください。

UDパッケージ
16ピン・プラスチックQFN(3mm×3mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1691)

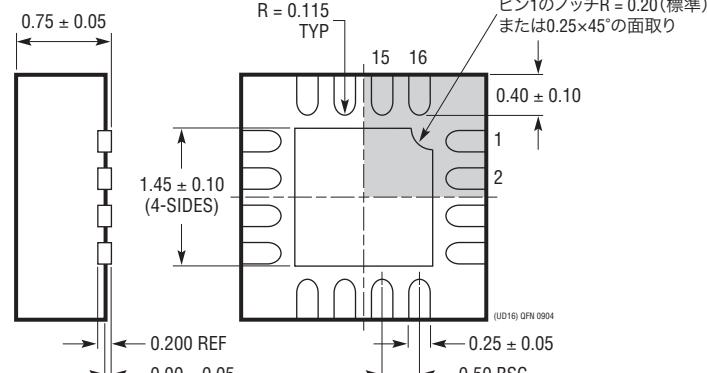


推奨する半田パッドのピッチと寸法



NOTE:

1. 図面はJEDECのパッケージ外形MO-220バリエーション(WEED-2)に適合
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. 網掛け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

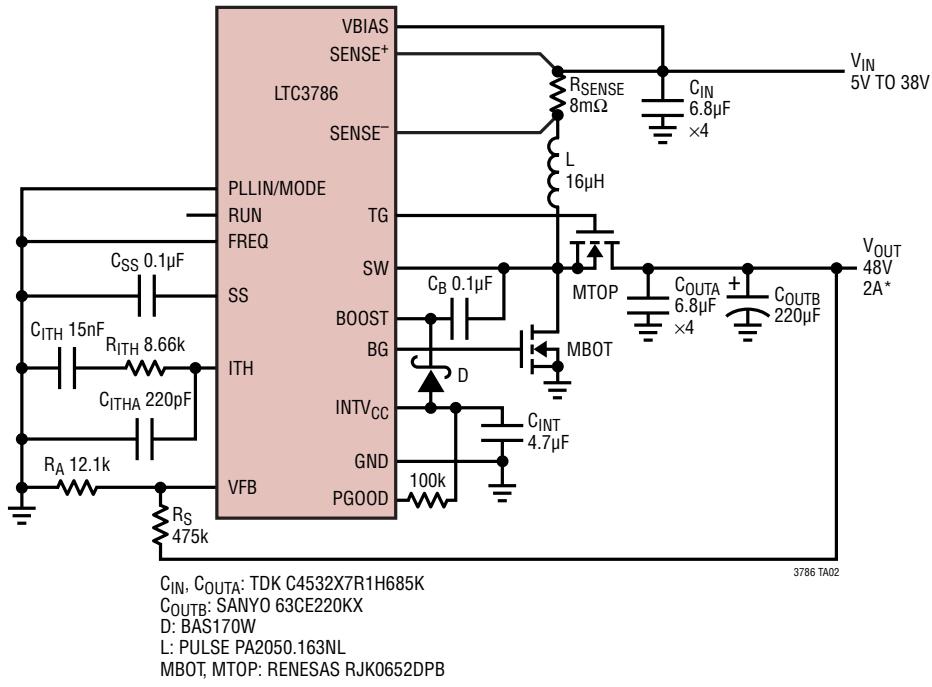


改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	9/11	「トップサイドMOSFETドライバの電源(CB、DB)」セクションの更新 図12の更新	18 27

標準的応用例

高効率48V昇圧コンバータ



* V_{IN} が13Vより低いと、供給可能な最大負荷電流が減少する。

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3788/LTC3788-1	2フェーズ、デュアル出力同期整流式昇圧コントローラ	$4.5V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、出力電圧:最大60V、プログラム可能な固定周波数:50kHz~900kHz、5mm×5mm QFN-32およびSSOP-28パッケージ
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	$4.5V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、出力電圧:最大60V、プログラム可能な固定周波数:50kHz~900kHz、5mm×5mm QFN-28およびSSOP-28パッケージ
LTC3859	低消費電流のトリプル出力、同期整流式降圧/降圧/昇圧コントローラ	$4.5V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、昇圧出力電圧:最大60V、プログラム可能な固定周波数:50kHz~900kHz、5mm×7mm QFN-38およびTSSOP-38パッケージ
LTC3862/LTC3862-1	マルチフェーズ電流モード昇圧DC/DCコントローラ	$4V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、5Vまたは10Vのゲート・ドライブ、プログラム可能な動作周波数:75kHz~500kHz、SSOP-24、TSSOP-24および5mm×5mm QFN-24パッケージ
LTC3813/LTC3814-5	100V/60Vの最大出力電圧、電流モード同期整流式昇圧DC/DCコントローラ	No RSENSE、大型の1Ωゲート・ドライバ、調整可能なオフ時間、SSOP-28およびTSSOP-16パッケージ
LTC1871/LTC1871-1/LTC1871-7	広い入力範囲、No RSENSE™、低消費電流フライバック、昇圧およびSEPICコントローラ	調整可能なスイッチング周波数、 $2.5V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、軽負荷時のBurst Mode動作、MSOP-10パッケージ
LT®3757/LT3758	昇圧、フライバック、SEPICおよび反転コントローラ	入力電圧:最大40V/100V、プログラム可能な動作周波数:100kHz~1MHz、3mm × 3mm DFN-10 およびMSOP-10Eパッケージ
LTC3780	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	$4V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 30V$ 、SSOP-24および5mm×5mm QFN-32パッケージ