

特長

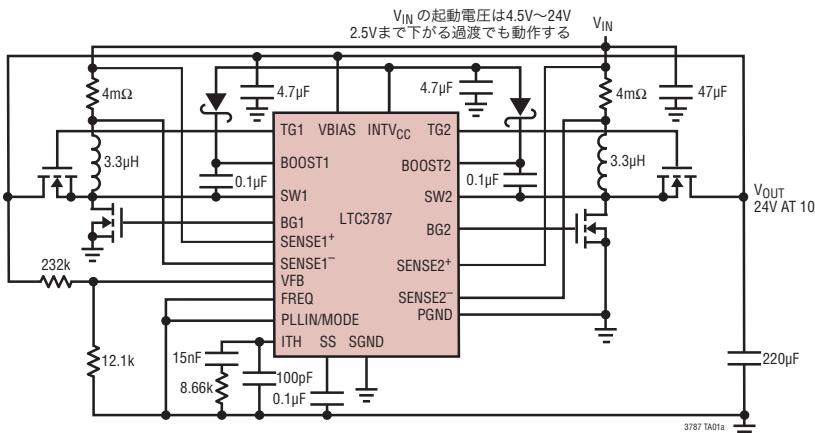
- 2フェーズ動作により、必要な入力/出力容量と電源によるノイズを低減
- 同期動作により、最大効率を達成し、熱損失を低減
- 広い入力電圧範囲: 4.5V ~ 38V(絶対最大定格40V)、起動後は最低2.5Vで動作
- 出力電圧: 最大60V
- $\pm 1\%$ 精度の1.200Vリファレンス電圧
- RSENSEまたはインダクタのDCRによる電流検出
- 同期MOSFETは100%デューティサイクルが可能
- 低消費電流: 135 μ A
- フェーズロック可能な周波数: 75kHz ~ 850kHz
- プログラム可能な固定周波数: 50kHz ~ 900kHz
- パワーグッド出力電圧モニタ
- シャットダウン時の低消費電流: $I_Q < 8\mu$ A
- 内部LDOがVBIASまたはEXTV_{CC}からゲートドライブに電力を供給
- 熱特性が改善された薄型28ピン4mm × 5mm QFNパッケージと細型SSOPパッケージ

アプリケーション

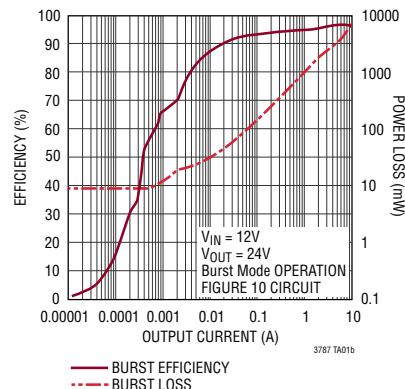
- 産業用機器
- 車載機器
- 医療機器
- 軍用機器

標準的応用例

12Vから24V/10Aの2フェーズ同期整流式昇圧コンバータ



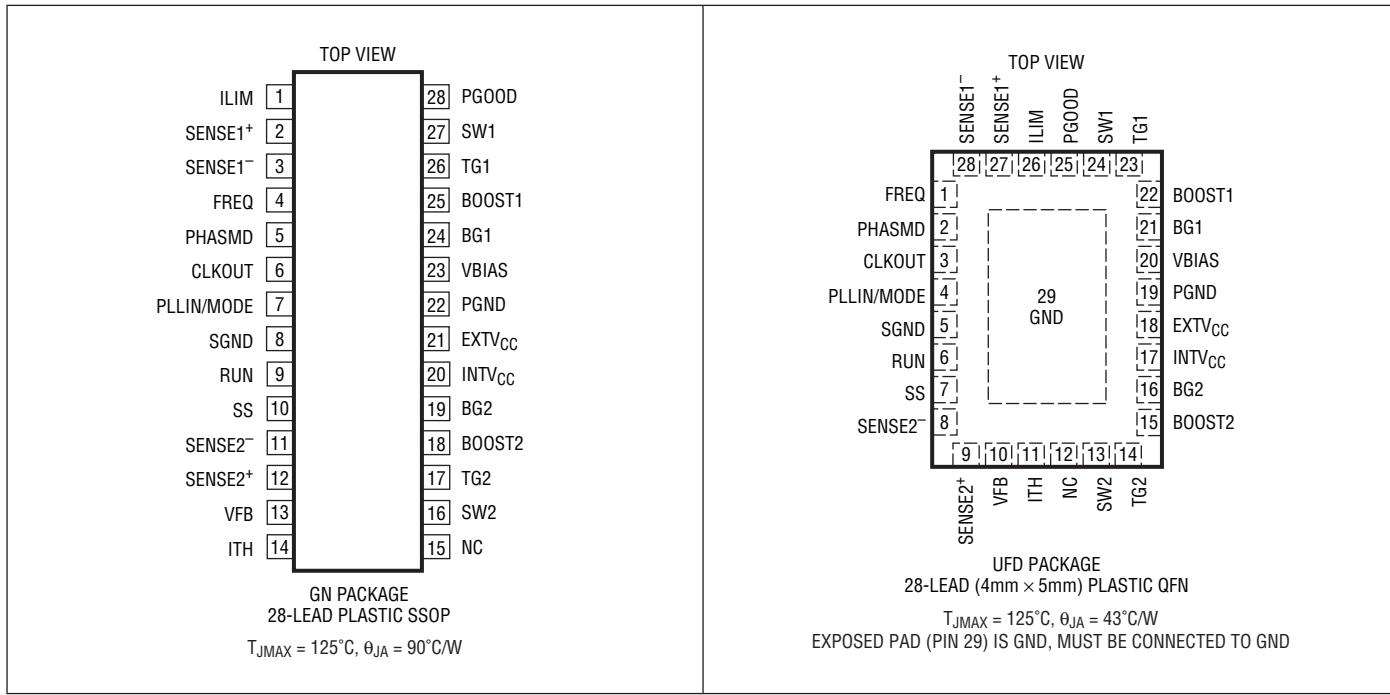
効率および電力損失と出力電流



絶対最大定格 (Notes 1, 3)

VBIAS.....	-0.3V ~ 40V	EXTV _{CC}	-0.3V ~ 6V
BOOST1 および BOOST2	-0.3V ~ 76V	SENSE1 ⁺ 、SENSE1 ⁻ 、SENSE2 ⁺ 、SENSE2 ⁻	-0.3V ~ 40V
SW1 および SW2	-0.3V ~ 70V	(SENSE1 ⁺ -SENSE1 ⁻)、(SENSE2 ⁺ -SENSE2 ⁻)	-0.3V ~ 0.3V
RUN	-0.3V ~ 8V	ILIM、SS、ITH、FREQ、PHASMD、VFB	-0.3V ~ INTV _{CC}
8Vを超えるソースからピンにソースされる最大電流... 100µA		動作接合部温度範囲 (Note 2)	-55°C ~ 150°C
PGOOD、PLLIN/MODE	-0.3V ~ 6V	保存温度範囲.....	-65°C ~ 150°C
INTV _{CC} 、(BOOST1 - SW1)、(BOOST2 - SW2)	-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
LTC3787EUFDF#PBF	LTC3787EUFDF#TRPBF	3787	28-Lead (4mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3787IUFDF#PBF	LTC3787IUFDF#TRPBF	3787	28-Lead (4mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3787HUFDF#PBF	LTC3787HUFDF#TRPBF	3787	28-Lead (4mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 150°C
LTC3787MPUDF#PBF	LTC3787MPUDF#TRPBF	3787	28-Lead (4mm × 5mm) Plastic QFN	-55°C to 150°C
LTC3787EGN#PBF	LTC3787EGN#TRPBF	LTC3787GN	28-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LTC3787IGN#PBF	LTC3787IGN#TRPBF	LTC3787GN	28-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LTC3787HGN#PBF	LTC3787HGN#TRPBF	LTC3787GN	28-Lead Plastic SSOP	-40°C to 150°C
LTC3787MPGN#PBF	LTC3787MPGN#TRPBF	LTC3787GN	28-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。

無鉛仕上げ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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{BIAS} = 12\text{V}$ (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	$I_{TH} = 1.2\text{V}$ (Note 4)	● 1.188	1.200	1.212	V
I_{FB}	Feedback Current	(Note 4)		± 5	± 50	nA
$V_{REFLNREG}$	Reference Line Voltage Regulation	$V_{BIAS} = 6\text{V}$ to 38V		0.002	0.02	%/V
$V_{LOADREG}$	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	%
g_m	Error Amplifier Transconductance	$I_{TH} = 1.2\text{V}$		2		mmho
I_Q	Input DC Supply Current	(Note 5)		1.2		mA
	Pulse-Skipping or Forced Continuous Mode	RUN = 5V ; $V_{FB} = 1.25\text{V}$ (No Load)		135	300	μA
	Sleep Mode	RUN = 5V ; $V_{FB} = 1.25\text{V}$ (No Load)		8	20	μA
	Shutdown	RUN = 0V				
$UVLO$	INTVCC Undervoltage Lockout Thresholds	V_{INTVCC} Ramping Up V_{INTVCC} Ramping Down	● ●	4.1 3.6	4.3 3.8	V
V_{RUN}	RUN Pin ON Threshold	V_{RUN} Rising	●	1.18	1.28	1.38
V_{RUNHYS}	RUN Pin Hysteresis			100		mV
I_{RUNHYS}	RUN Pin Hysteresis Current	$V_{RUN} > 1.28\text{V}$		4.5		μA
I_{RUN}	RUN Pin Current	$V_{RUN} < 1.28\text{V}$		0.5		μA
I_{SS}	Soft-Start Charge Current	$V_{SS} = \text{GND}$		7	10	13
$V_{SENSE1,2(\text{MAX})}$	Maximum Current Sense Threshold	$V_{FB} = 1.1\text{V}$, $I_{LIM} = \text{INTVCC}$	●	90	100	110
		$V_{FB} = 1.1\text{V}$, $I_{LIM} = \text{Float}$	●	68	75	82
		$V_{FB} = 1.1\text{V}$, $I_{LIM} = \text{GND}$	●	42	50	56
$V_{SENSE(\text{MATCH})}$	Matching Between $V_{SENSE1(\text{MAX})}$ and $V_{SENSE2(\text{MAX})}$	$V_{FB} = 1.1\text{V}$, $I_{LIM} = \text{INTVCC}$	●	-12	0	12
		$V_{FB} = 1.1\text{V}$, $I_{LIM} = \text{Float}$	●	-10	0	10
		$V_{FB} = 1.1\text{V}$, $I_{LIM} = \text{GND}$	●	-9	0	9
$V_{SENSE(\text{CM})}$	SENSE Pins Common Mode Range (BOOST Converter Input Supply Voltage V_{IN})			2.5	38	V
$I_{SENSE1,2+}$	SENSE ⁺ Pin Current	$V_{FB} = 1.1\text{V}$, $I_{LIM} = \text{Float}$		200	300	μA
$I_{SENSE1,2-}$	SENSE ⁻ Pin Current	$V_{FB} = 1.1\text{V}$, $I_{LIM} = \text{Float}$			± 1	μA
$t_r(TG1,2)$	Top Gate Rise Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 6)		20		ns
$t_f(TG1,2)$	Top Gate Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 6)		20		ns
$t_r(BG1,2)$	Bottom Gate Rise Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 6)		20		ns
$t_f(BG1,2)$	Bottom Gate Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 6)		20		ns
$R_{UP(TG1,2)}$	Top Gate Pull-Up Resistance			1.2		Ω
$R_{DN(TG1,2)}$	Top Gate Pull-Down Resistance			1.2		Ω
$R_{UP(TG1,2)}$	Bottom Gate Pull-Up Resistance			1.2		Ω
$R_{DN(TG1,2)}$	Bottom Gate Pull-Down Resistance			1.2		Ω
$t_D(TG/BG)$	Top Gate Off to Bottom Gate On Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Each Driver)		70		ns
$t_D(BG/TG)$	Bottom Gate Off to Top Gate On Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Each Driver)		70		ns

電気的特性

●は全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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{BIAS} = 12\text{V}$ (Note 2)。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$D_{FBG1,2(\text{MAX})}$	Maximum BG Duty Factor			96		%
$t_{ON(\text{MIN})}$	Minimum BG On-Time	(Note 7)		110		ns

INTV_{CC}リニア・レギュレータ

$V_{INTVCC(VIN)}$	Internal V _{CC} Voltage	$6\text{V} < V_{BIAS} < 38\text{V}$, $V_{EXTVCC} = 0$		5.2	5.4	5.6	V
VLDO INT	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 50mA			0.5	2	%
$V_{INTVCC(EXT)}$	Internal V _{CC} Voltage	$V_{EXTVCC} = 6\text{V}$		5.2	5.4	5.6	V
VLDO EXT	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 40mA , $V_{EXTVCC} = 6\text{V}$			0.5	2	%
V_{EXTVCC}	EXTV _{CC} Switchover Voltage	EXTV _{CC} Ramping Positive	●	4.5	4.8	5	V
V_{LD0HYS}	EXTV _{CC} Hysteresis				250		mV

発振器とフェーズロック・ループ

f_{PROG}	Programmable Frequency	$R_{FREQ} = 25\text{k}\Omega$ $R_{FREQ} = 60\text{k}\Omega$ $R_{FREQ} = 100\text{k}\Omega$		335	400	465	kHz
f_{LOW}	Lowest Fixed Frequency	$V_{FREQ} = 0\text{V}$		320	350	380	kHz
f_{HIGH}	Highest Fixed Frequency	$V_{FREQ} = \text{INTV}_{CC}$		488	535	585	kHz
f_{SYNC}	Synchronizable Frequency	PLLIN/MODE = External Clock	●	75		850	kHz

PGOOD出力

V_{PGL}	PGOOD Voltage Low	$I_{PGOOD} = 2\text{mA}$		0.2	0.4		V
I_{PGOOD}	PGOOD Leakage Current	$V_{PGOOD} = 5\text{V}$				± 1	μA
V_{PGOOD}	PGOOD Trip Level	V_{FB} with Respect to Set Regulated Voltage					
		V_{FB} Ramping Negative Hysteresis		-12	-10	-8	%
		V_{FB} Ramping Positive Hysteresis		8	10	12	%
$t_{PGOOD(DELAY)}$	PGOOD Delay	PGOOD Going High to Low			25		μs

BOOST1とBOOST2のチャージポンプ

$I_{BOOST1,2}$	BOOST Charge Pump Available Output Current	$V_{SW1,2} = 12\text{V}$; $V_{BOOST1,2} - V_{SW1,2} = 4.5\text{V}$; $FREQ = 0\text{V}$, 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下に曝すと、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: LTC3787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。LTC3787Eは、 $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の接合部温度で仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 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・コントロールとの関連で確認されている。LTC3787Hは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。LTC3787MPは $-55^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲でテスト保証されている。高い接合部温度は動作寿命に悪影響を及ぼす。接合部温度が 125°C を超えると、動作寿命は短くなる。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 $\theta_{JA} = 43^\circ\text{C/W}$ 、SSOPパッケージでは $\theta_{JA} = 90^\circ\text{C/W}$ 。

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温度保護機能が備わっている。この保護がアクティブなとき、最大定格接合部温が超えられる。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、またはデバイスを永久に損傷するおそれがある。

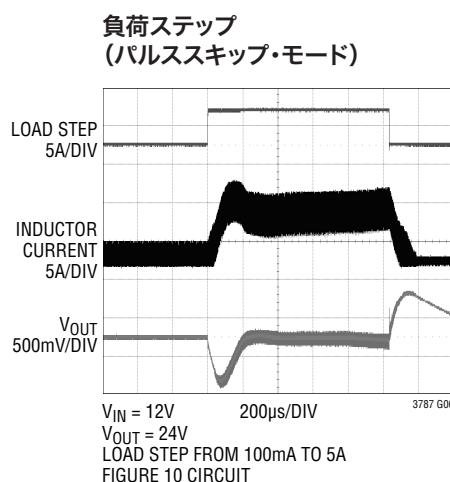
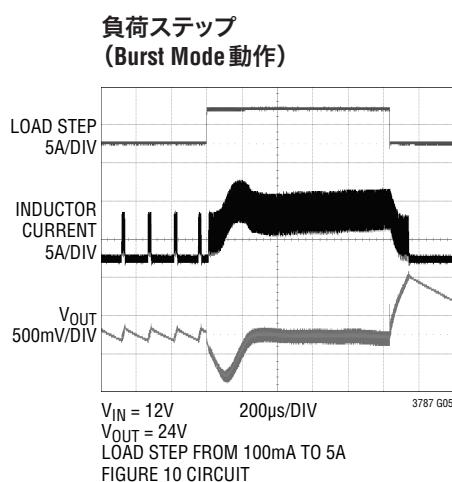
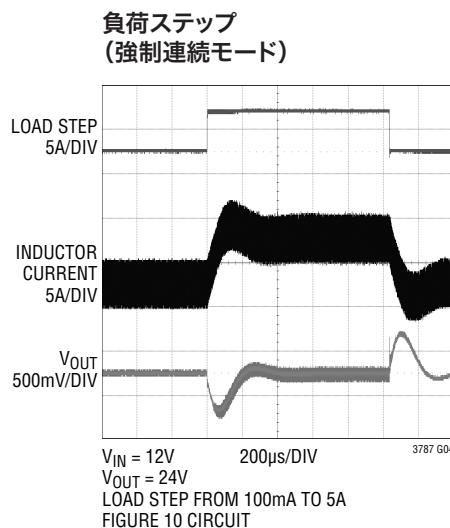
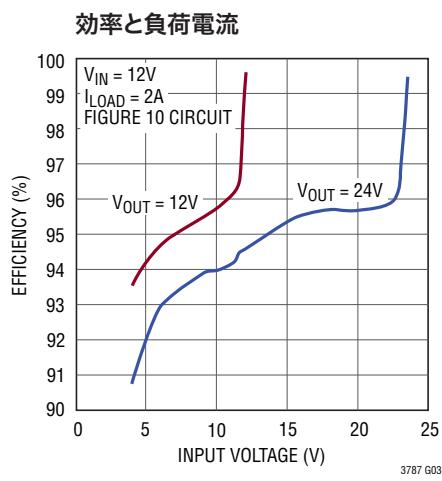
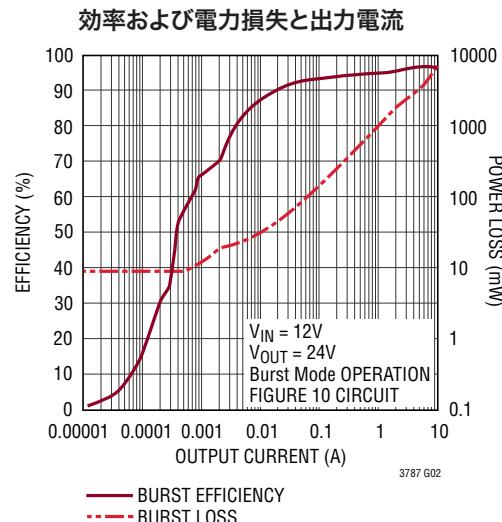
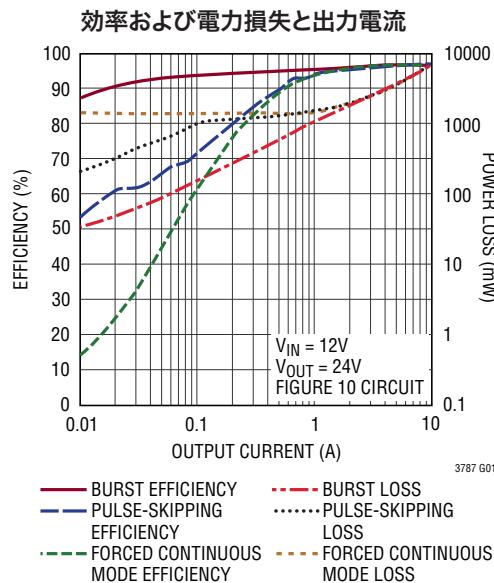
Note 4: LTC3787は I_{TH} を電流制限範囲の中点に保ったまま、 V_{FB} を誤差アンプの出力にサーボ制御する帰還ループでテストされる。

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的消費電流が増える。

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

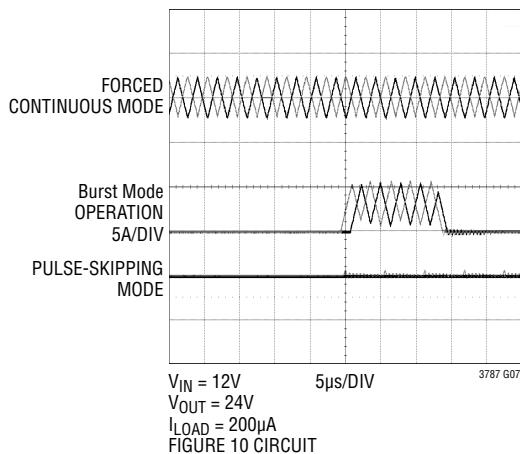
Note 7:「アプリケーション情報」セクションの「最小オン時間に関する検討事項」を参照。

標準的性能特性

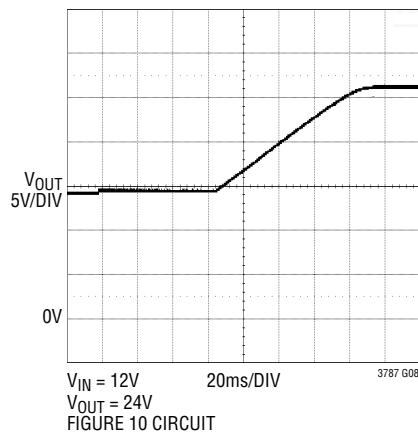


標準的性能特性

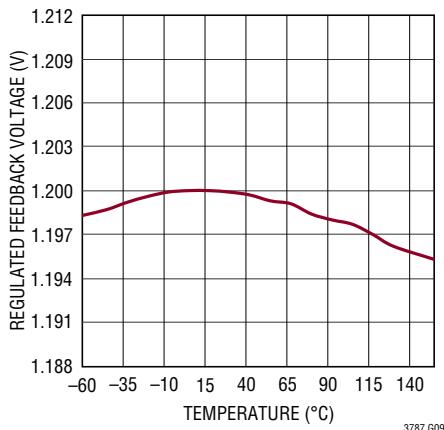
軽負荷時のインダクタ電流



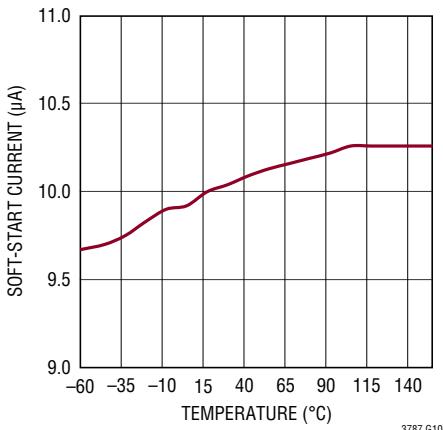
ソフトスタート



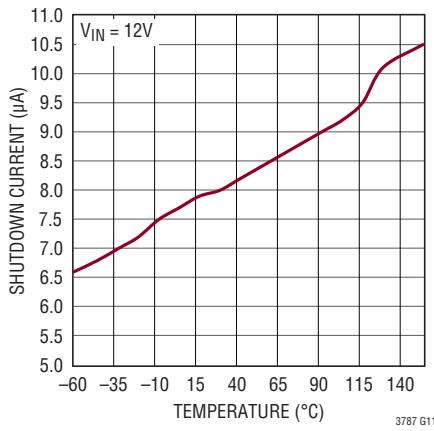
安定化された帰還電圧と温度



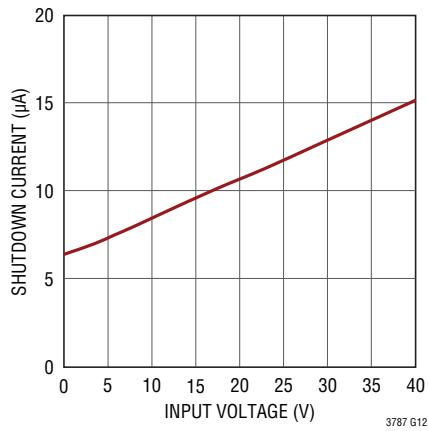
ソフトスタートの
ブルアップ電流と温度



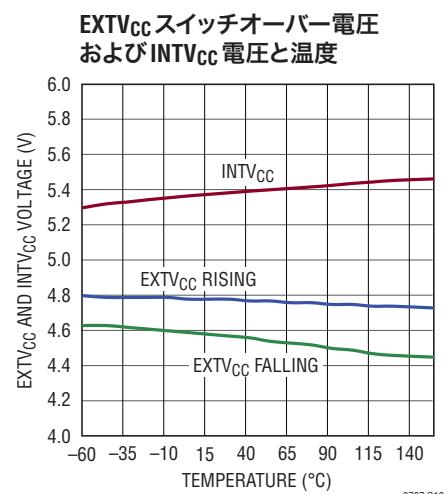
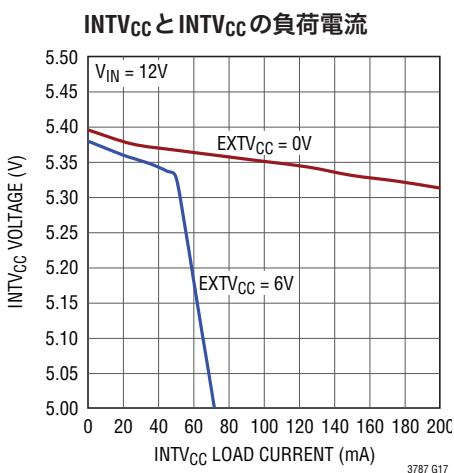
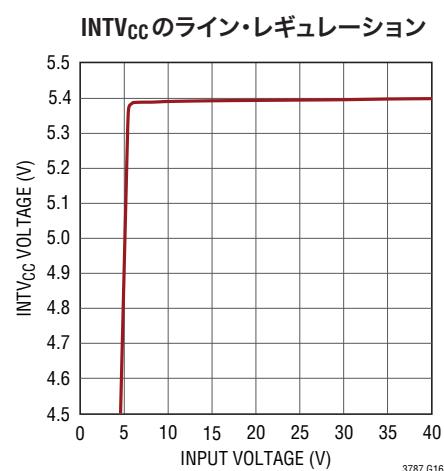
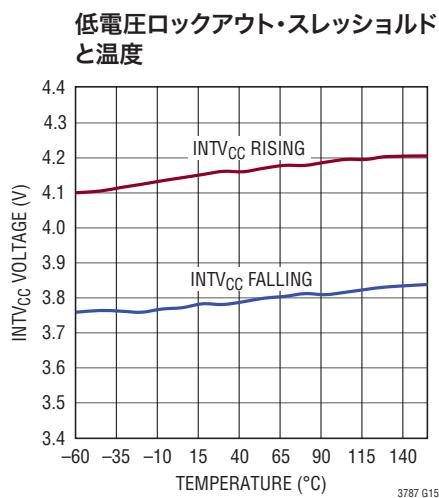
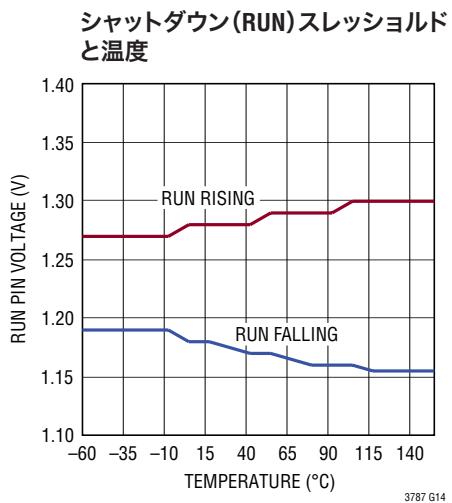
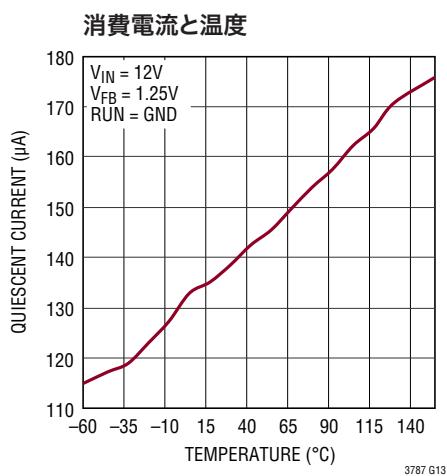
シャットダウン電流と温度



シャットダウン電流と入力電圧

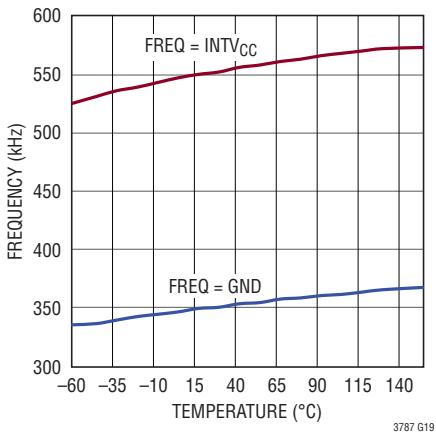


標準的性能特性

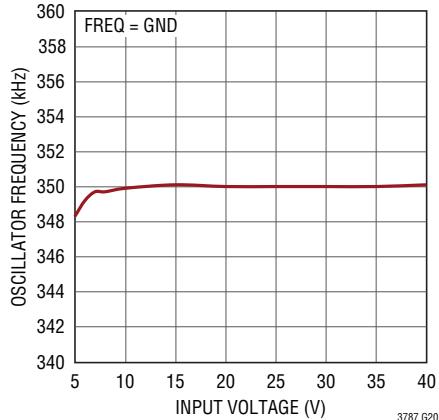


標準的性能特性

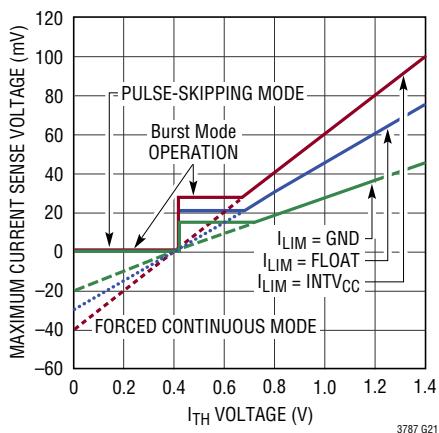
発振器周波数と温度



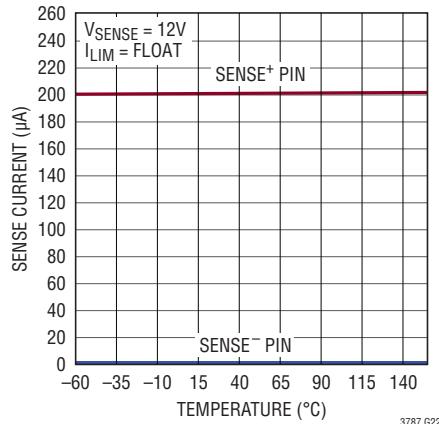
発振器周波数と入力電圧



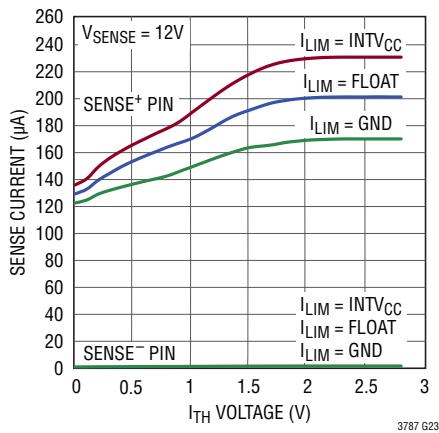
最大電流検出スレッショルドと
 I_{TH} 電圧



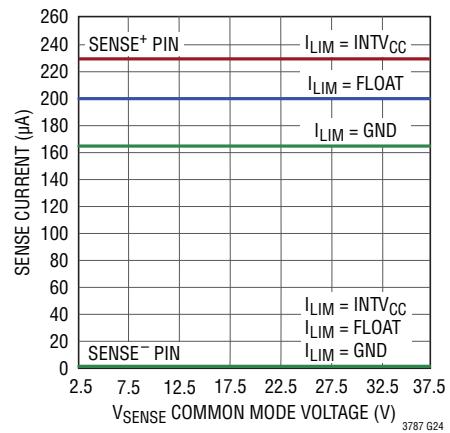
SENSEピンの入力電流と温度



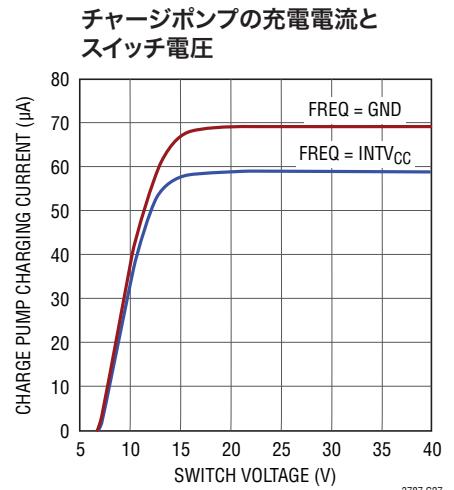
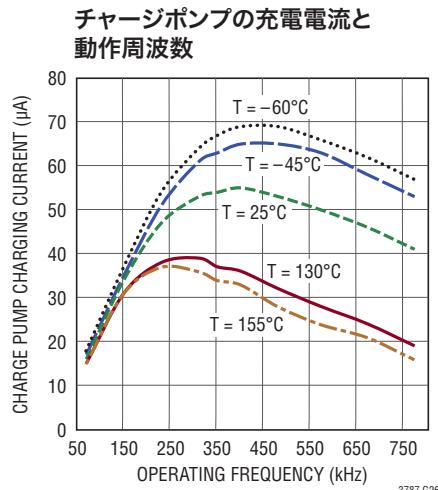
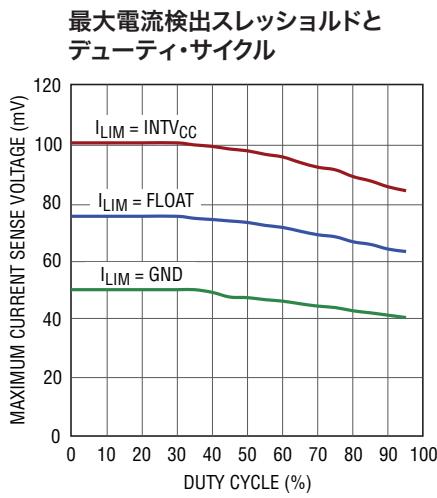
SENSEピンの入力電流と I_{TH} 電圧



SENSEピンの入力電流と
 V_{SENSE} 電圧



標準的性能特性



ピン機能 (QFN/SSOP)

FREQ(ピン1/ピン4): 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の固定周波数に強制されます。周波数は、抵抗をFREQピンからGNDに接続することにより、50kHz～900kHzにプログラムすることができます。抵抗と内部の20μA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が発生します。代りに、このピンを外部のDC電圧でドライブして、内部発振器の周波数を変えることができます。

PHASMD(ピン2/ピン5): このピンをフロートさせるか、SGNDに接続するか、またはINTV_{CC}に接続して、BG1とBG2のそれぞれの立ち上がりエッジの間の位相関係、およびBG1とCLKOUTの間の位相関係をプログラムすることができます。

CLKOUT(ピン3/ピン6): マルチフェーズ・システム内の複数個のLTC3787をデジーチェーン接続するのに使うデジタル出力。PHASMDピンの電圧は、BG1とCLKOUTの間の関係を制御します。このピンはSGNDとINTV_{CC}の間に振幅します。

PLLIN/MODE(ピン4/ピン7): 位相検出器への外部同期入力と強制連続モード入力。外部クロックをこのピンに与えると、コントローラは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BG1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しない場合、この入力は軽負荷でLTC3787がどのように動作するかを決めます。このピンをグランドに引き下げるとき、Burst Mode動作が選択されます。グランドに接続された内部100k抵抗も、ピンをフロートさせたときBurst Mode動作を起動します。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、100k抵抗をPLLIN/MODEピンとINTV_{CC}の間に追加することによって設定することができます。

SGND(ピン5/ピン8): 信号グランド。全ての小信号用部品と補償用部品はこのグランドに接続し、このグランド自身はPGNDに一点接続します。

RUN(ピン6/ピン9): 実行制御入力。このピンを1.28Vより低い電圧に強制すると、コントローラがシャットダウンします。このピンを0.7Vより下に強制するとLTC3787全体がシャットダウンし、消費電流が約8μAに減少します。外部抵抗分割器をVINに接続して、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。起動後は4.5μAの電流がRUNピンからソースされるので、抵抗値を使ってヒステリシスをプログラムすることができます。

ピン機能 (QFN/SSOP)

SS(ピン7/ピン10): 出力の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。

SENSE2⁻、SENSE1⁻(ピン8、ピン28/ピン11、ピン3): 電流検出コンパレータの負入力。電流コンパレータへの(-)入力はインダクタに直列に接続された電流検出抵抗の負端子に通常接続されます。

SENSE2⁺、SENSE1⁺(ピン9、ピン27/ピン12、ピン2): 電流検出コンパレータの正入力。電流コンパレータへの(+)入力は通常電流検出抵抗の正端子に接続されます。電流検出抵抗は、インダクタに直列に、昇圧コントローラの入力に通常接続されます。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2.5V～38V(絶対最大定格は40V)です。

VFB(ピン10/ピン13): エラーアンプの帰還入力。このピンは、出力に接続された外部抵抗分割器からの、リモート検出された帰還電圧を受け取ります。

ITH(ピン11/ピン14): 電流制御スレッショルドおよびエラーアンプの補償点。このピンの電圧が電流トリップ・スレッショルドを設定します。

NC(ピン12/ピン15): NC。

SW2、SW1(ピン13、ピン24/ピン16、ピン27): 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。

TG2、TG1(ピン14、ピン23/ピン17、ピン26): トップ・ゲート。同期NチャネルMOSFETのゲートに接続します。

BOOST2、BOOST1(ピン15、ピン22/ピン18、ピン25): 同期Nチャネル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・ダイオードを使って電源にバイパスします。

PGND(ピン19/ピン22): ドライバの電源グランド。ボトム(メイン)NチャネルMOSFETのソースおよびC_{IN}とC_{OUT}の(-)端子に接続します。

BG2、BG1(ピン16、ピン21/ピン19、ピン24): 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17/ピン20): 内部5.4V LDOの出力。制御回路およびゲート・ドライバ用電源。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。

EXTV_{CC}(ピン18/ピン21): 外部電源入力。このピンが4.8V～6Vのとき、内部スイッチが内部レギュレータを迂回して直接EXTV_{CC}からINTV_{CC}に電力を供給します。このピンはフロート状態にしないでください。使用しないときはグランドに接続することができます。

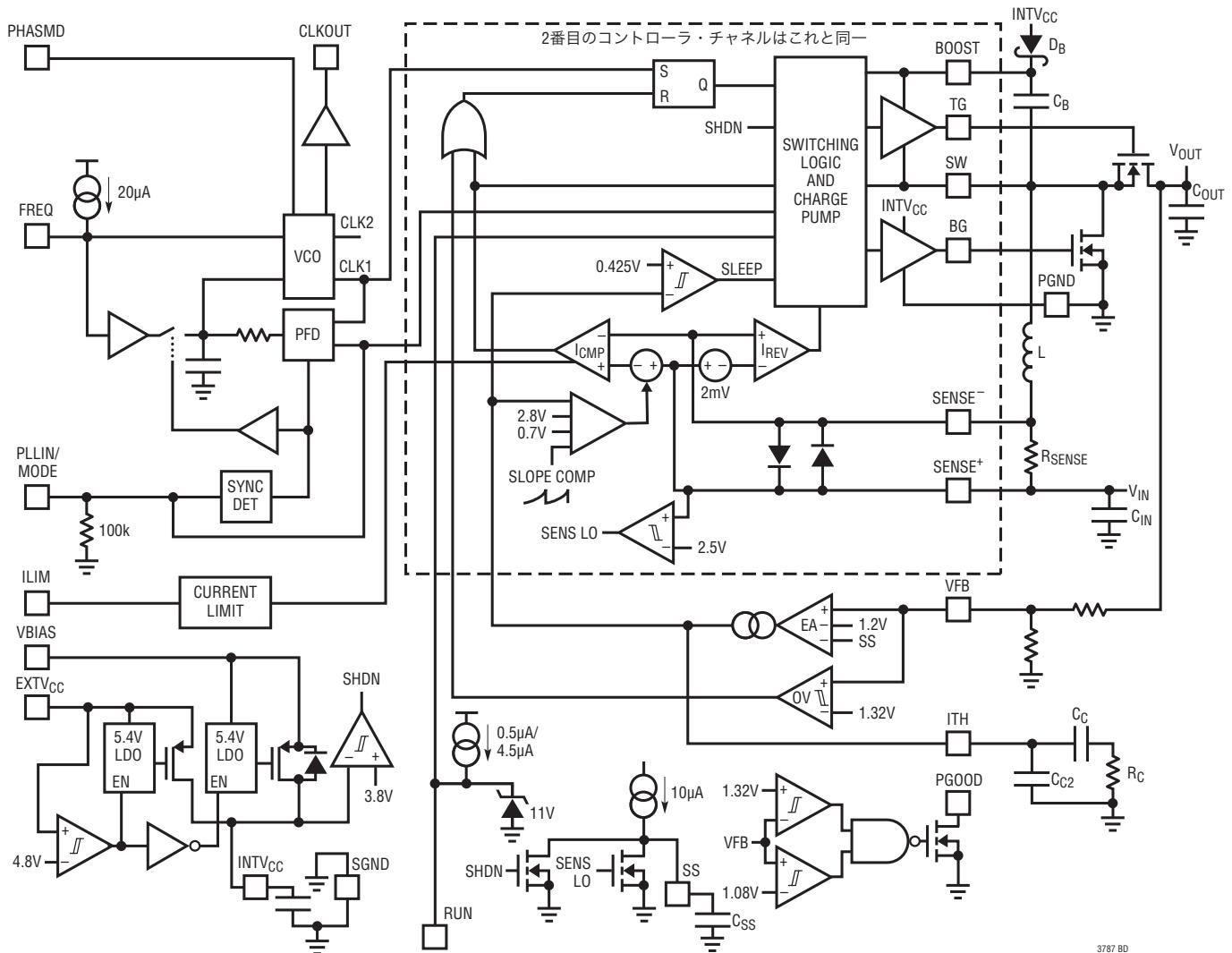
VBIAS(ピン20/ピン23): 主電源ピン。通常は入力電源VINまたは昇圧コンバータの出力に接続します。このピンと信号グランド・ピンの間にバイパス・コンデンサを接続します。このピンの動作電圧範囲は4.5V～38V(絶対最大定格40V)です。

PGOOD(ピン25/ピン28): 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%以上外れると、グラ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、出力電圧がこの範囲から外れた状態で25μs経過しないとこのピンは作動しません。

ILIM(ピン26/ピン1): 電流コンパレータの検出電圧範囲入力。このピンを使って電流コンパレータのピーク電流検出電圧を設定します。このピンをSGNDに接続するか、オープンにするか、またはINTV_{CC}に接続して、ピーク電流検出電圧をそれぞれ50mV、75mV、100mVに設定します。

GND(露出パッド・ピン29) UFD パッケージ: グランド。定格熱性能を得るには露出パッドをPCBに半田付けする必要があります。

ブロック図



3787 BD

動作

メイン制御ループ

LTC3787は2つのコントローラ・チャネルが位相をずらして動作する固定周波数の電流モード昇圧アーキテクチャを採用しています。通常動作時は、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部トム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。この電圧は誤差アンプEAの出力です。誤差アンプはVFBピンの出力電圧帰還信号(これは出力電圧VOUTからグランドに接続された外部抵抗分割器によって発生します)を内部の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、VINおよびVOUT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がわずかに下がるので、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に釣り合うまで、EAがITH電圧を上げます。

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によって示されるように)インダクタ電流が逆流し始めるまで、または次のクロック・サイクルが始まるまでオンします。

動作

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5.4VをEXTV_{CC}からINTV_{CC}に供給します。EXTV_{CC}ピンを使うと、外部ソースからINTV_{CC}の電力を得ることができるので、VBIAS LDOの電力損失をなくすことができます。

シャットダウンとスタートアップ(RUNピンとSSピン)

RUNピンを使ってLTC3787の2つの内部コントローラ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、両方の位相の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より下にすると、両方のコントローラと、INTV_{CC} LDOを含むほとんどの内部回路をディスエーブルします。この状態では、LTC3787にはわずか8μAの消費電流しか流れません。

注記: デバイスがシャットダウンしているとき長時間にわたって重負荷を加えないでください。シャットダウンの間トップMOSFETはオフするので、出力負荷により、ボディダイオードに過度の電力損失が生じことがあります。

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とき、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ピンへ流れ込む最大電流が100μAを超えない限り、抵抗を通して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。外部抵抗分割器をV_{IN}に接続して、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。起動後は4.5μAの電流がRUNピンからソースされるので、抵抗値を使っ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}のスタートアップは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、LTC3787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、外部コンデンサを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プログラムすることができます。内部10μA 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発生します。SS電圧が0Vから1.2Vに(さらにそれより上INTV_{CC}まで)直線的に上昇するにつれ、出力電圧が滑らかに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)

LTC3787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・スキップ動作を選択するには、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高いと、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)、両方の外部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おり、LTC3787にはわずか135μAの消費電流が流れだけです。スリープ・モードでは、負荷電流は出力コンデンサから供給されます。出力電圧が低下するにつれ、EAの出力が上昇始めます。出力電圧が十分下がると、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部のボトム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動作でイネーブルされると、インダクタ電流の反転は許されません。インダクタ電流がゼロに達する直前に、反転電流コンパレータ(IR)が外部のトップ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を行います。

動作

強制連続動作では、またはフェーズロック・ループを使うため外部クロック・ソースによって駆動されるとき(「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低く、オーディオ回路への干渉が少ないという利点があります。

PLLIN/MODEピンがパルススキップ・モードに接続されると、LTC3787は軽負荷では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。外部のボトム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許されません(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。低電流で強制連続動作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。低周波数動作はMOSFETのスイッチング損失を減らして効率を上げますが、出力リップル電圧を低く抑えるには大きなインダクタンスや容量を必要とします。

LTC3787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ピンが外部クロック・ソースによってドライブされない場合、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。図6に示されているように、抵抗をFREQとSGNDの間に接続す

ると、周波数を50kHz～900kHzにプログラムすることができます。

LTC3787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。LTC3787の位相検出器が(内部ローパス・フィルタを介して)VCO入力の電圧を調節して1番目のコントローラの外部ボトムMOSFETのターンオンを同期信号の立ち上がりエッジに揃えます。こうして、2番目のコントローラの外部ボトムMOSFETのターンオンは、外部クロック・ソースの立ち上がりエッジに対して180°または240°位相がれます。

外部クロックが与えられる前にVCO入力の電圧をFREQピンによって設定される動作周波数に予めバイアスしておくことができます。外部クロックの周波数の近くに予めバイアスされていると、PLLループは、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のに、VCO入力をわずかに変化させる必要があるだけです。ループ・フィルタを予め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。

LTC3787のPLLの標準的キャプチャレンジは約55kHz～1MHzで、75kHz～850kHzの周波数の外部クロック・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・スレッショルドは標準で1.6V(立ち上がり)および1.2V(立ち下がり)です。

PolyPhase アプリケーション(CLKOUTピンとPHASMDピン)

PolyPhase アプリケーションで他のコントローラICを LTC3787 とデイジーチェーン接続できるようにする2つのピン(CLKOUTとPHASMD)がLTC3787には備わっています。CLKOUTピンのクロック出力信号を使って、单一の高電流出力または複数の出力に給電しているマルチフェーズ電源ソリューションの追加電力段を同期させることができます。表1に要約されているように、2つの内部コントローラ相互の位相関係とともにCLKOUT信号の位相を調節するのにもPHASMDピンが使われます。コントローラ1のボトム・ゲート・ドライバ(BG1)の出力の立ち上がりエッジとして定義されているゼロ度位相を基準にして、位相は計算されます。

動作

フェーズの選択に依存して、複数のLTC3787を使うPolyPhaseアプリケーションを、2、3、4、6および12フェーズの動作に構成することができます。

表1.

V _{PHASMD}	CONTROLLER 2 PHASE (°C)	CLKOUT PHASE (°C)
GND	180	60
Floating	180	90
INTV _{CC}	240	120

コントローラがシャットダウンまたはスリープ・モードのとき、CLKOUTはディスエーブルされます。

V_{IN}が安定化されたV_{OUT}より大きいときの動作

V_{IN}が安定化されたV_{OUT}電圧を超えて上昇すると、昇圧コントローラが、モード、インダクタ電流およびV_{IN}電圧に依存して、異なった振る舞い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、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。内部のチャージポンプが昇圧コンデンサに電流を供給して十分高いTG電圧を維持します。チャージポンプが供給可能な電流量は「標準的性能特性」のセクションの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}が安定化されたV_{OUT}電圧の100%～110%であれば、インダクタ電流が特定のスレッショルドを超えると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、ILIMピンが接地されるか、フロートされるか、またはINTV_{CC}に接続されると、それぞれ最大ILIM電流の約6%、4%、または3%に設定されます。コントローラがこの同じV_{IN}ウインドウでBurst Mode動作にプログラムされていると、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%より高くなると、インダクタ電流には関係なく、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だ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すると、昇圧コンデンサが放電するのを阻止するものは何もないで、トップMOSFETを完全にオン状態に保つのに必要なTG電圧が不十分になります。この状態でトップMOSFETのボディ・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。

パワーグッド機能

PGOODピンは内部NチャネルMOSFETのオープン・ドラインに接続されています。VFBピンの電圧が1.2Vリファレンス電圧の±10%以内にないと、MOSFETがオンしてPGOODピンを“L”に引き下げます。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”に引き下げられます。VFBピンの電圧が±10%の条件を満たすと、MOSFETがオフするので、外部抵抗を使って、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

LTC3787の電流コンパレータはSENSE+ピンから直接給電されます。これにより、SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンの同相電圧は(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}から給電され、V_{IN}電源がわずか2.5Vまで下がることができると標準的応用例を示しています。SENSE⁺の電圧が2.5Vより低くなるとSSピンが低く保たれます。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。

昇圧(BOOST)電源のリフレッシュと内部チャージポンプ

各トップMOSFETドライバはフローティング・ブーストストラップ・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、各サイクル中にボトムMOSFETがオンしているとき、外部ダイオードを通して再充電されます。昇圧電源を必要なバイアス・レベルに保つための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がオンしないと、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電圧が発生するので、充電のため始めの数サイクル待つことなく、直ちにトップMOSFETを十分にエンハンスすることができます。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強制連続モードとパルススキップ・モードの両方で常に動作します。Burst Mode動作では、チャージポンプはスリープ状態の間オフし、デバイスが覚醒するとイネーブルされます。内部のチャージポンプは通常55μA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

最初のページの応用例はLTC3787の基本的なアプリケーション回路です。LTC3787はインダクタのDCR (DC抵抗) またはディスクリート検出抵抗 (R_{SENSE}) 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間の選択は、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です。DCRによる検出は高価な電流検出抵抗が不要で、特に高電流アプリケーションで電力効率が高いので普及しつつあります。ただし、電流検出抵抗はコントローラの最も正確な電流リミットを与えます。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。LTC3787の2つのコントローラ・チャネルは同じ部品で設計すべきであることに注意してください。

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。電流検出抵抗は、インダクタに直列に、昇圧コントローラの入力に通常接続されます。

SENSE⁺ピンは電流コンパレータにも電力を供給します。これは通常動作時に約200 μ A流します。SENSE⁻ピンに流れ込む1 μ A未満の小さなベース電流があります。電流コンパレータのSENSE⁻入力は高インピーダンスなので、正確なDCRによる検出が可能です。

検出ラインと関係のあるフィルタ部品はLTC3787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に近づけて一緒に配線します(図1に示されています)。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効的に追加され、検出端子の情報が劣化して、プログラマされた電流リミットが予測不可能になることがあります。DCRによる検出を使う場合(図2b)、センス抵抗 R_1 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ヘノイズがカップリングするのを防ぎます。

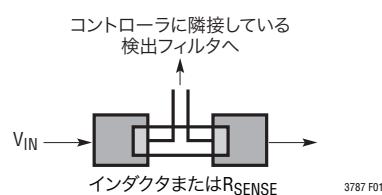
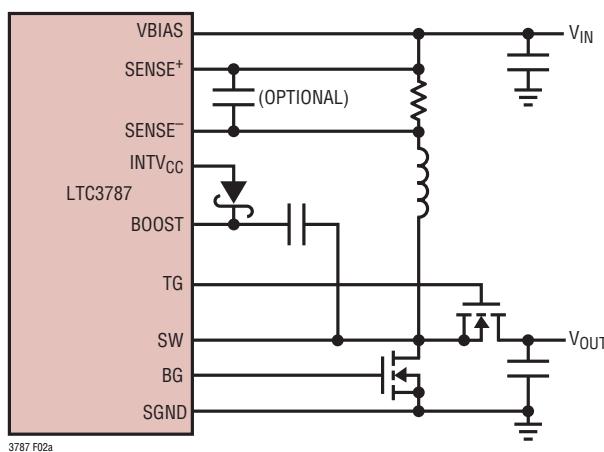
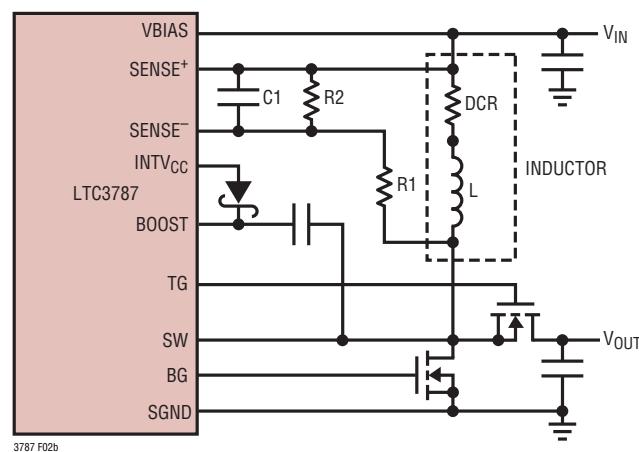


図1. インダクタまたはセンス抵抗を使った検出ラインの配置



(2a) 電流検出に抵抗を利用



$$\text{PLACE C1 NEAR SENSE PINS} \quad (R_1 \parallel R_2) \cdot C_1 = \frac{L}{DCR} \quad R_{SENSE(EQ)} = DCR \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

(2b) 電流検出にインダクタのDCRを利用

図2. 電流検出の2つの方法

アプリケーション情報

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。

電流コンパレータには最大スレッショルド $V_{SENSE(MAX)}$ があります。ILIMピンを接地するか、フロートさせるか、またはINTV_{CC}に接続すると、最大スレッショルドがそれぞれ 50mV、75mV、または 100mV に設定されます。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。センス抵抗の値を計算するには次式を使います。

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

各チャネルの I_{MAX} の実際の値は必要な出力電流 $I_{OUT(MAX)}$ に依存し、次式を使って計算することができます。

$$I_{MAX} = \left(\frac{I_{OUT(MAX)}}{2} \right) \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

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、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のため、最大インダクタ電流および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ピーク・インダクタ電流レベルのこの減少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最高効率を必要とするアプリケーションでは、図2bに示されているように、LTC3787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未満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 $R1||R2 \bullet C1$ 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、外部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、目標とするセンス抵抗の値よりDCRが大きな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。外部フィルタ部品の大きさを適切に定めるには、インダクタのDCRを知る必要があります。それは十分な性能のRLCメーターを使って測定することができますが、DCRの許容誤差は常に同じではなく、温度によって変化します。詳細については、メーカーのデータシートを参照してください。

「インダクタの値の計算」のセクションのインダクタ・リップル電流値を使うと、目標センス抵抗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、最大電流検出スレッショルド ($V_{SENSE(MAX)}$) の最小値を選択します。

次に、インダクタのDCRを決めます。与えられている場合は、通常20°Cで与えられているメーカーの最大値を使います。約0.4%/°Cの抵抗の温度係数を考慮して、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。

アプリケーション情報

最大インダクタDCRを望みの検出抵抗値に合わせてスケールを調整するには、次の分割器の比を使います。

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

0.1μF～0.47μFのC1を通常選択します。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が減少します。

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

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

センス抵抗値は次のようにになります。

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

R1の最大電力損失はデューティ・サイクルに関係し、連続モードでVIN = 1/2 VOUTのとき生じます。

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

R1の電力定格がこの値より大きいことを確認します。軽負荷で高い効率が必要なら、DCRによる検出とセンス抵抗のどちらを使うか決定するとき、この電力損失を検討します。軽負荷での電力損失は、R1によって生じる余分のスイッチング損失のため、センス抵抗の場合よりDCRネットワークの方が少し高いことがあります。ただし、DCRによる検出ではセンス抵抗が取り除かれるので、導通損失が減少し、重負荷で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。

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コンポーネント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。周波数が高いほどMOSFETのゲート電荷による損失とスイッチング損失のために一般に効率が低下します。また、周波数が高くなると、ボディ・ダイオードの導通のデューティ・サイクルが高くなり、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ΔILは、次式で示すようにインダクタンスまたは周波数が高いほど減少し、VINが高いほど増加します。

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

大きなΔIL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高くなりコア損失が大きくなります。リップル電流を設定するための妥当な出発点はΔIL = 0.3(I_{MAX})です。VIN = 1/2 VOUTのときにΔIL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25%を下回ると、Burst Mode動作への移行が始まります。インダクタ値を低くすると(ΔILを高くすると)、相対的に低い負荷電流でBurst Modeに移行するので、低電流動作の相対的に上の範囲の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の値が分かったら、DCRによる損失とコア損失が小さなインダクタを選択します。

アプリケーション情報

パワー MOSFET の選択

LTC3787 の各コントローラに 2 つの外部パワー 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、始動時には標準 5.4V です ($EXTV_{CC}$ ピン接続を参照)。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} 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で通常与えら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、 V_{DS} の規定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_{GS} 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、各チャネルが合計出力電流の 1/2 を担うとすれば、各チャネルの MOSFET の最大出力電流での電力損失は以下のように与えられます。

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

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

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

ここで、 δ は $R_{DS(ON)}$ の温度係数、 $R_{DS(ON)}$ (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。

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高くなります。 V_{IN} が高い場合、高電流のときの効率は一般に大型 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上昇し、実際には C_{MILLER} が小さく $R_{DS(ON)}$ が大きなデバイスを使用する方が効率が高く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のとき最大になります。

MOSFET の場合の $(1 + \delta)$ の項は一般に「正規化された $R_{DS(ON)}$ と温度」の曲線で与えられますが、低電圧 MOSFET の場合の近似値として $\delta = 0.005/\text{°C}$ を使用することができます。

アプリケーション情報

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)比較的低くなります。入力コンデンサ C_{IN} の電圧定格は、最大入力電圧をゆとりを持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を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エントに関して、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。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。シングル・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。

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

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。

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

LTC3787は2フェーズの単一出力コンバータとして構成されており、この場合、2つのチャネルの出力は一緒に接続され、両方のチャネルのデューティ・サイクルが同じになります。2フェーズ動作では、2つのチャネルは位相が180度ずれて動作します。このため出力コンデンサの電流パルスが効果的にインターリープされるので、出力コンデンサのリップル電流が大きく減少します。その結果、コンデンサのESRの要件を緩和することができます。出力コンデンサのリップル電流は方形波なので、

出力コンデンサのリップル電流の要件は、デューティ・サイクル、位相数および最大出力電流に依存します。2フェーズ構成のデューティ・サイクルの関数としての出力コンデンサの正規化されたリップル電流を図3に示します。出力コンデンサのリップル電流定格を選択するため、最初に出力電圧と入力電圧の範囲に基づいてデューティ・サイクルの範囲を確定します。図3を参照して、最大負荷電流のパーセンテージとして、ワーストケースの高い正規化されたリップル電流を選択します。

ESRおよびRMS電流処理の要件を満たすには、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全て表面実装パッケージで入手できます。セラミック・コンデンサは優れた低ESR特性をもっていますが、電圧係数が高いことがあります。今では低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。

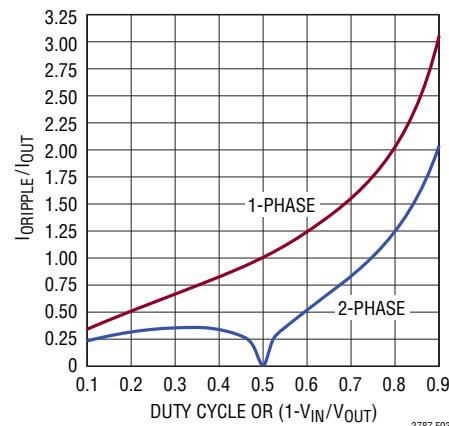


図3. 昇圧コンバータの出力コンデンサの正規化されたリップル電流(RMS)

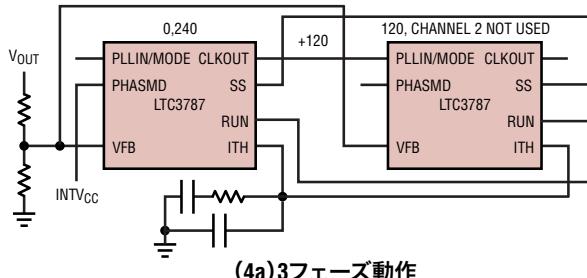
PolyPhase動作

高電流を要求する出力負荷の場合、複数のLTC3787をカスケード接続し、位相をずらして動作させて出力電流を増やすことができ、同時に入力と出力の電圧リップルを減らすことができます。PLLIN/MODEピンにより、LTC3787は別のLTC3787のCLKOUT信号に同期することができます。CLKOUT信号を後続のLTC3787のPLLIN/MODEピンに接続して、システム全体の周波数と位相の両方を揃えることができます。PHASMD

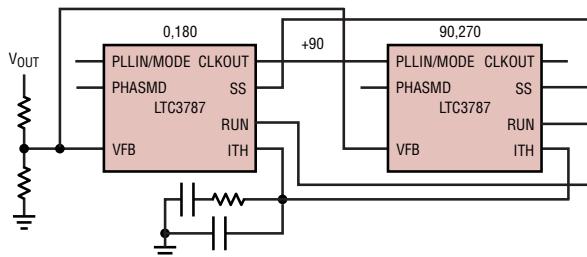
アプリケーション情報

ピンをINTV_{CC}またはSGNDに接続するか、またはフロートさせると、(PLLIN/MODEとCLKOUTの間に)それぞれ240°、60°または90°の位相差を発生し、(CH1とCH2の間に)120°、180°または180°の位相差を発生します。3、4、6または12フェー

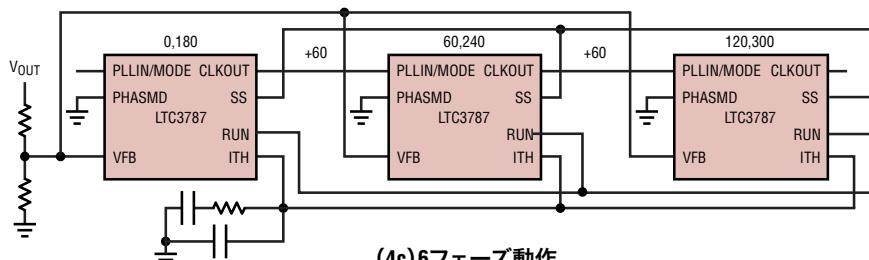
ズ動作に必要な接続方法を図4に示します。合計12フェーズをカスケード接続し、相互に位相をずらして同時に動作させることができます。



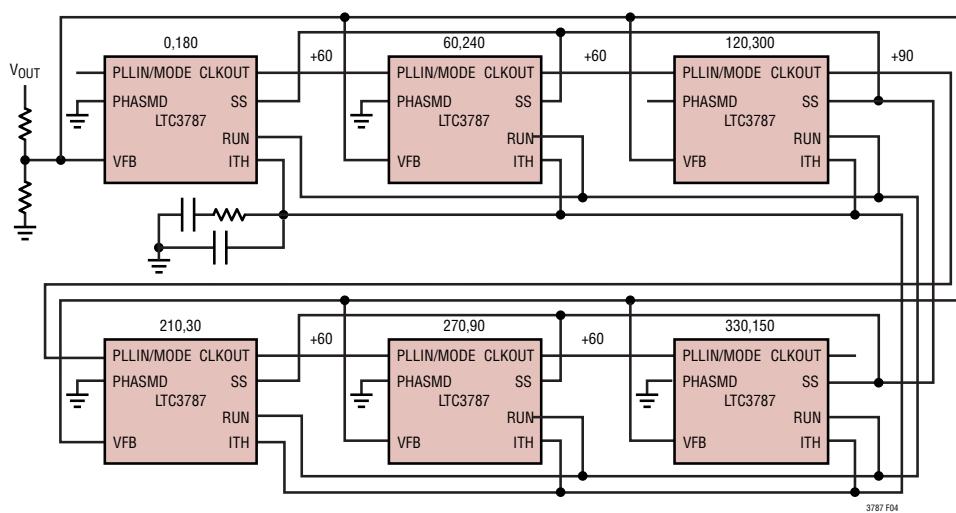
(4a) 3フェーズ動作



(4b) 4フェーズ動作



(4c) 6フェーズ動作



(4u) 12ノ上一入動作

アプリケーション情報

出力電圧の設定

LTC3787の出力電圧は、図5に示されているように、出力両端に注意深く配置した外部帰還抵抗分割器によって設定されます。安定化された出力電圧は次式によって決まります。

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

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、VFBノードができるだけ小さくしてノイズのピックアップを防いでください。

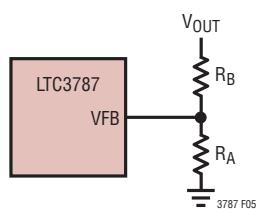


図5. 出力電圧の設定

ソフトスタート(SSピン)

V_{OUT} のスタートアップはSSピンの電圧によって制御されます。SSピンの電圧が内部の1.2Vリファレンスより低いとき、LTC3787はVFB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6に示されているように、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。内部10μA電流源がコンデンサを充電し、SSピンに直線的にランプする電圧を生じます。LTC3787はVFB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。全ソフトスタート時間はおおよそ次のようになります。

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

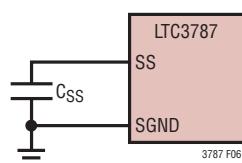


図6. SSピンを使ったソフトスタートの設定

INTVCCレギュレータ

LTC3787には2個の異なる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、EXTVCCピンの接続状態に従って、VBIAS電源ピンまたはEXTVCCピンのどちらからかINTVCCピンに電力を供給します。INTVCCはゲート・ドライバとLTC3787の内部回路のほとんどに電力を供給します。VBIAS LDOとEXTVCC LDOはINTVCCを5.4Vに安定化します。これらのそれぞれは少なくとも50mAを供給することができ、最小4.7μFのセラミック・コンデンサを使ってグランドにバイパスする必要があります。MOSFETゲート・ドライバに必要な高い過渡電流を供給し、チャネル間の相互反応を防止するため、十分なバイパスが必要です。

大きなMOSFETが高い周波数でドライブされる高入力電圧アプリケーションでは、LTC3787の最大接合部温度定格を超えるおそれがあります。ゲート充電電流によって支配されるINTVCC電流は、VBIAS LDOまたはEXTVCC LDOのどちらかによって供給することができます。EXTVCC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は最高となり、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算することができます。たとえば、70°Cの周囲温度で、EXTVCC電源を使用していないとき、40VのVBIAS電源からの、LTC3787のINTVCC電流はQFNパッケージでは32mA未満に制限されます。

$$T_J = 70^{\circ}\text{C} + (32\text{mA})(40\text{V})(43^{\circ}\text{C}/\text{W}) = 125^{\circ}\text{C}$$

SSOPパッケージでは、EXTVCC電源を使用していないとき、次に示すように、40V電源からのINTVCC電流は15mA未満に制限されます。

$$T_J = 70^{\circ}\text{C} + (15\text{mA})(40\text{V})(90^{\circ}\text{C}/\text{W}) = 125^{\circ}\text{C}$$

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 = INTVCC)動作時の入力電源電流をチェックする必要があります。

EXTVCCピンに印加された電圧が4.8Vを超えると、 V_{IN} LDOがオフしてEXTVCC LDOがイネーブルされます。EXTVCCに印加された電圧が4.55Vより上に留まる限り、EXTVCC LDOはオンしたままでです。

アプリケーション情報

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6V以下のとき、INTV_{CC}は5.4Vに安定化されます。

外部電源からINTV_{CC}に給電すると、熱的に大きな利点が得られます。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パッケージの場合125°Cから79°Cに下がります。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (32\text{mA})(5\text{V})(43^\circ\text{C}/\text{W}) = 77^\circ\text{C}$$

また、SSOPパッケージでは125°Cから74°Cに下がります。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (15\text{mA})(5\text{V})(90^\circ\text{C}/\text{W}) = 77^\circ\text{C}$$

EXTV_{CC} LDOを通して規定値以上の電流が必要な場合は、EXTV_{CC}ピンとINTV_{CC}ピンの間に外部ショットキー・ダイオードを追加することができます。全ての場合(起動中やシャットダウン中であっても)、EXTV_{CC} ≤ VBIASであることを確認してください。

EXTV_{CC}の可能な接続方法を以下に列挙します。

EXTV_{CC}をグランドに接続します。こうすると、内部5.4VレギュレータからINTV_{CC}に電力が供給されるため、入力電圧が高いときに効率が低下します。

EXTV_{CC}を外部電源に接続します。5V～6Vの範囲の外部電源を利用できれば、これを使用して電力を供給することができます。EXTV_{CC}が常にVBIASより低くなるようにします。

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部ブートストラップ・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}から外部ダイオードD_Bを通して充電されます。トップサイドMOSFETの1つをオンさせると、ドライバはそのMOSFETのゲートとソースの間にC_Bの電圧を印加します。これによってMOSFETが導通し、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、それに従ってBOOSTピンの電圧が上昇します。トップMOSFETがオンしているとき、ブースト電圧は出力電源より高くなります。

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。外部ショットキー・ダイオードの逆ブレークダウン電圧はV_{OUT(MAX)}より大きくな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なります。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。

各々のトップサイド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。

昇圧コンバータでリーク電流の大きなダイオードD_B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C_B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INTV_{CC}の消費電流より大きいと、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、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。

フォールト状態:過温度保護

高い温度で、または(INTV_{CC}のグランドへの短絡など)内部電力損失によりチップ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LTC3787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INTV_{CC} LDOをディスエーブルするので、INTV_{CC}電源が急落し、実質上LTC3787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

アプリケーション情報

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。

最大負荷でシャットダウンが生じることがあるので、負荷電流によりトップMOSFETのボディ・ダイオードに高い電力損失が生じることに注意してください。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

LTC3787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、チャネル1のボトム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。したがって、チャネル2のボトムMOSFETのターンオンは、外部クロックに対して180度位相がずれます。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はありません。

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入力を引き上げます。外部クロックの周波数が f_{osc} よりも低いと、電流は連続的にシンクされ、VCO入力を引き下げます。

外部周波数と内部周波数が等しいが位相が異なると、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、内部発信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(CLP)がVCO入力の電圧を保持します。

外部クロック入力の(PLLIN/MODEピンの)“H”のスレッシュホールドは標準で1.6V、“L”のスレッシュホールドは1.2Vです。

LTC3787は周波数がLTC3787の内部VCOの範囲(公称55kHz～1MHz)の外部クロックにだけ同期することができること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望みの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予めバイアスされます。予めバイアスされていると、PLLはフェーズロックして同期を達成するのに周波数をわずかだけ調整する必要があるだけです。自走周波数を外部クロック周波数に近くする必要はありませんが、近くするとPLLがロックする際に動作周波数が広い範囲の周波数を通過しなくてすみます。

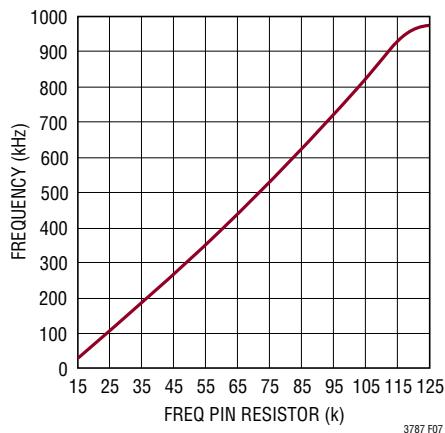


図7. 発振器周波数とFREQピンの抵抗値の関係

アプリケーション情報

FREQピンを使用できる異なった状態を表2に示します。

表2.

FREQピン	PLLIN/MODEピン	周波数
0V	DC電圧	350kHz
INTVCC	DC電圧	535kHz
抵抗	DC電圧	50kHz～900kHz
上のどれか	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、LTC3787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はこの最小オン時間のリミットに近づくことがあります。

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未満になると、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す。 V_{IN} が増加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} を超えて上昇すると、ループがトップMOSFETを連続的にオン状態に保ちます。LTC3787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、また何か変化すれば最も大きく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、LTC3787の回路の損失の大部分は5つの主な損失要因によ

て生じます。1) デバイスのVBIAS電流、2) INTVCCレギュレータ電流、3) I^2R 損失、4) ボトムMOSFETの遷移損失、5) ボディ・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ドライバと制御回路の電流は含まれません。VBIAS電流による損失は一般に大きではありません(0.1%未満)。
2. INTVCC電流はMOSFETドライバ電流と制御電流の和です。MOSFETドライバ電流はパワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすることによって流れます。MOSFETのゲートが“L”から“H”、そして再び“L”に切り替わる度に、INTVCC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INTVCC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ボード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、しかも低い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算できます。

$$\text{遷移損失} = (1.7) \frac{V_{OUT}^3}{V_{IN}} \cdot \frac{I_{OUT(MAX)}}{2} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

5. ボディ・ダイオードの導通損失は高い周波数ではもっと大きくなります。デッドタイムの間、トップMOSFET内の損失は $I_{OUT} \cdot V_{DS}$ であり、 V_{DS} は約0.7Vです。もっと高いスイッチング周波数では、デッドタイムはスイッチング・サイクルの大きな部分となり、効率が低下します。

銅トレースや内部バッテリの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含める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過渡応答を観察す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応答するのに数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、V_{OUT}は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ギングが発生しないか、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フィルタを加えた閉ループ応答のテスト・ポイントが与えられます。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、真の閉ループ応答を反映します。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パーセンテージを使っ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り、帯域幅も推定できます。図10の回路に示されているITHピンの外部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、PCBのレイアウトを完了し、特定の出力コンデンサの種類と容量値を決定したら、過渡応答を最適化するために多少は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%の出力電流パルスによって発生する出力電圧波形とITHピンの波形により、帰還ループを開くことなく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、適当な信号発生器でそのゲートをドライブします。出力電流ステップによって生じる初期出力電圧ステップは帰還ループの帯域幅内にない場合があるため、位相マージンを決定するのにこの信号を使用することはできません。このため、ITH

ピンの信号を調べる方が確実です。この信号は帰還ループ内にあり、フィルタを通して補償された制御ループ応答です。

ループの利得は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ないので、帰還ループの最も重要な周波数範囲で位相シフトが一定に保たれます。出力電圧のセトリングの様子は閉ループ・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(1μF以上)の電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷を切り替えて接続すると、さらに大きな過渡が発生します。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}が急低下します。負荷スイッチの抵抗が低く、しかも瞬間にドライブされると、どん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・C_{LOAD}に制限しなければなりません。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)} = 8A、V_{SENSE(MAX)} = 75mVおよびf = 350kHzと仮定します。

部品は1チャネル動作に基づいて設計されています。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。PLLIN/MODE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のとき最大リップルとなり、各チャネルの平均最大インダクタ電流は次のようになります。

$$I_{MAX} = \left(\frac{I_{OUT(MAX)}}{2} \right) \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) = 8A$$

アプリケーション情報

6.8 μ Hのインダクタは31%のリップル電流を発生します。ピーク・インダクタ電流は、最大DC値にリップル電流の半分を加えた値(つまり9.25A)になります。

R_{SENSE}抵抗値は、最大電流検出電圧の規定値を使い、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を選択した場合、R_{DS(ON)} = 0.012Ω、C_{MILLER} = 150pFです。T(推定) = 50°Cで最大入力電圧では次のようにになります。

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

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。最大出力電流ピークは次のように計算されます。

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

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

PCボードのレイアウトのチェックリスト

PCボード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8のレイアウト図にも示してあります。図9には、連続モードで動作している2フェーズ同期レギュレータの各部における電流波形を示します。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MBOT1とMBOT2およびトップNチャネルMOSFETのMTOP1とMTOP2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つにまとめたこの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. LTC3787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高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精密な電流検出を保証します。

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セラミック・コンデンサを1個INTVCCピンとPGND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(SW1、SW2)、トップ・ゲート・ノード(TG1、TG2)、およびブースト・ノード(BOOST1、BOOST2)を敏感な小信号ノード、特に反対側のチャネルの電圧検出帰還ピンおよび電流検出帰還ピンから離してください。これら全てのノードの信号は非常に大きく高速で変化するので、LTC3787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」手法を使います。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いインピーダンスの大きな銅領域の中央接地点で、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、およびデバイスのSGNDピンを接続します。

アプリケーション情報

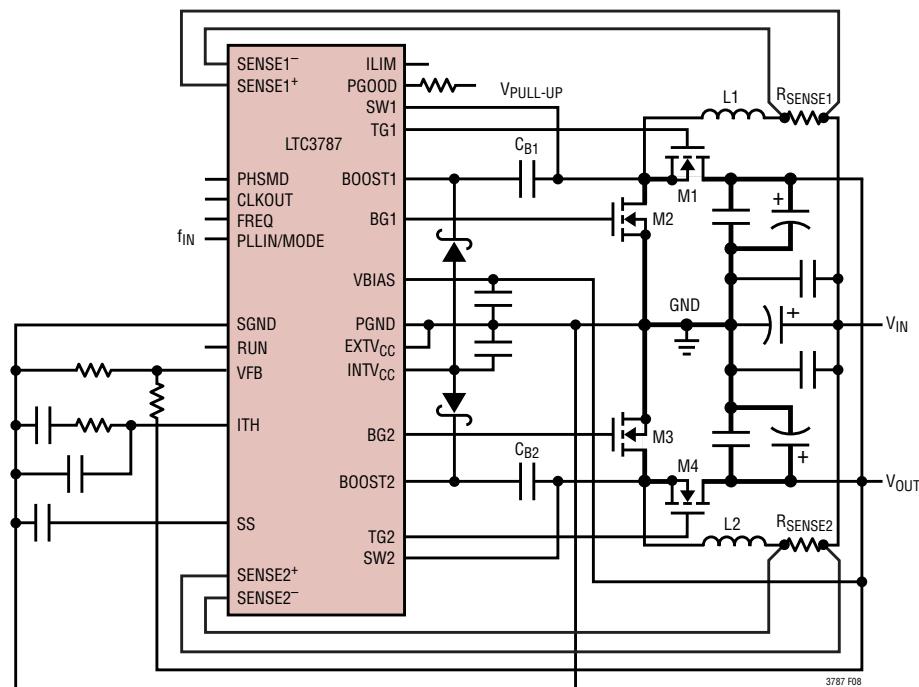


図8. 推奨プリント回路レイアウト図

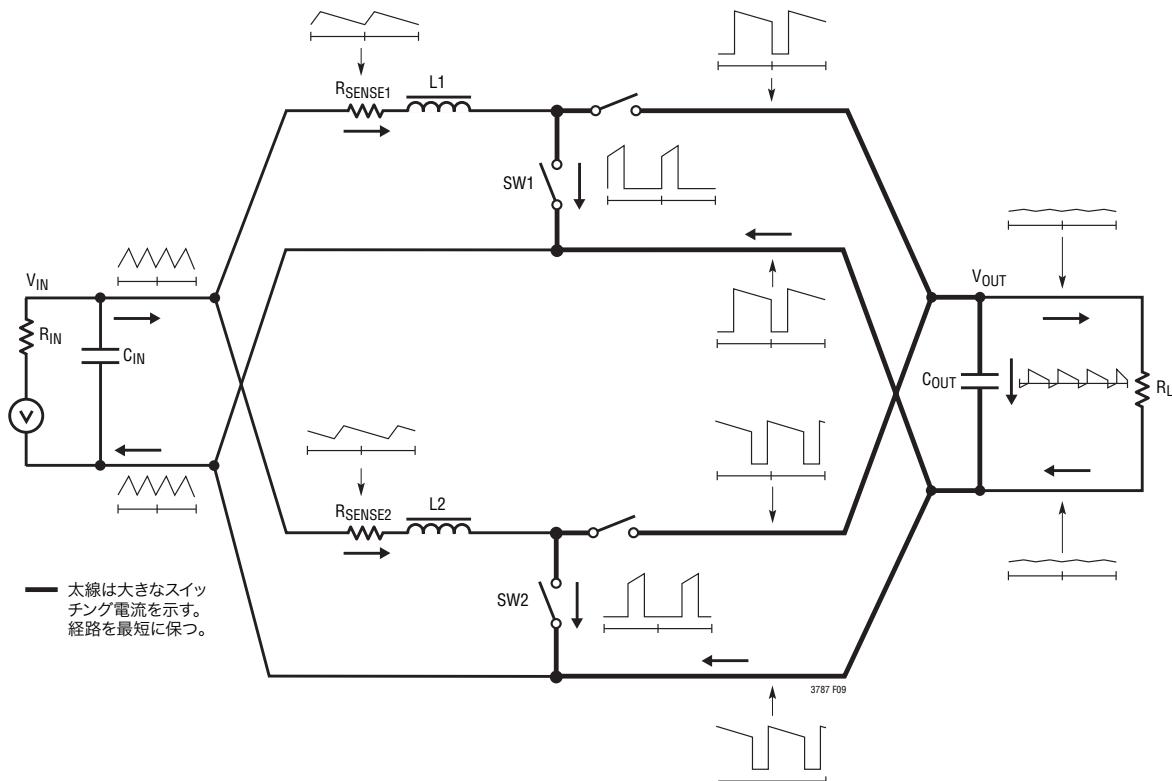


図9. ブランチ電流の波形

3787fc

アプリケーション情報

PCボードのレイアウトのデバッグ

最初、片方のコントローラだけオンします。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と有益です。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が出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%)より下になるまで動作周波数が保たれなければなりません。

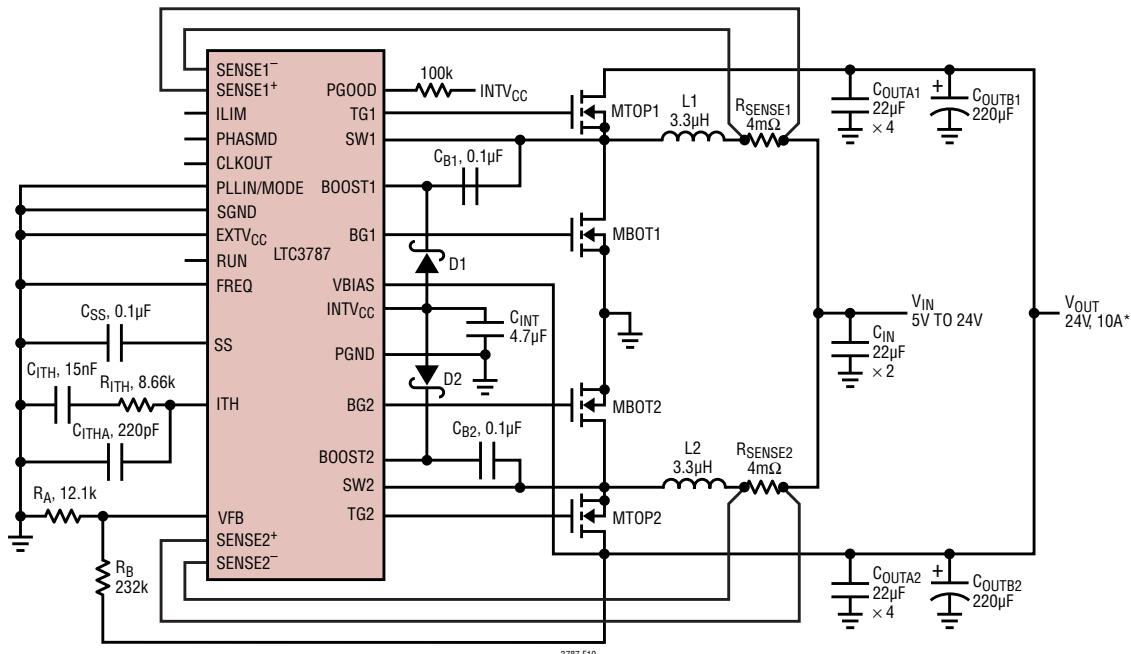
デューティ・サイクルのパーセンテージは、適切に設計された低ノイズのPCBにおいてはサイクルからサイクルへと維持されます。低調波の周期でデューティ・サイクルが変動する場合、電流検出入力または電圧検出入力でノイズを拾っているか、またはループ補償が適当でない可能性があります。レギュレータの帯域幅の最適化が必要なれば、ループを過補償にしてPCBのレイアウトの不備を補うことができます。両方のコントローラを同時にオンするのは必ず各コントローラの個々の性能をチェックした後にしてください。特に条件の厳しい動作領域は、片方のコントローラ・チャネルが電流コンバレータのトリップ点に近づいているときに他方のチャネルがボトムMOSFETをオンしようとするときです。これは内部クロックの位相同期のために、どちらかのチャネルのデューティ・サイクルが50%付近のとき発生し、デューティ・サイクルの小さなジッタを引き起こす可能性があります。

V_{IN}を公称レベルから下げて、高いデューティ・サイクルでのレギュレータ動作を検証します。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。

出力電流が大きいとき、または入力電圧が高いときにしか問題がないかどうか調べます。入力電圧が高くかつ出力電流が小さいときに問題が発生する場合は、BOOST、SW、TGおよびBGの各接続と、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実現されません。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しますので心配はいりません。

標準的応用例

 $C_{IN}, C_{OUTA1}, C_{OUTA2}$: TDK C4532X5R1E226M C_{OUTB1}, C_{OUTB2} : SANYO, 50CE220LX

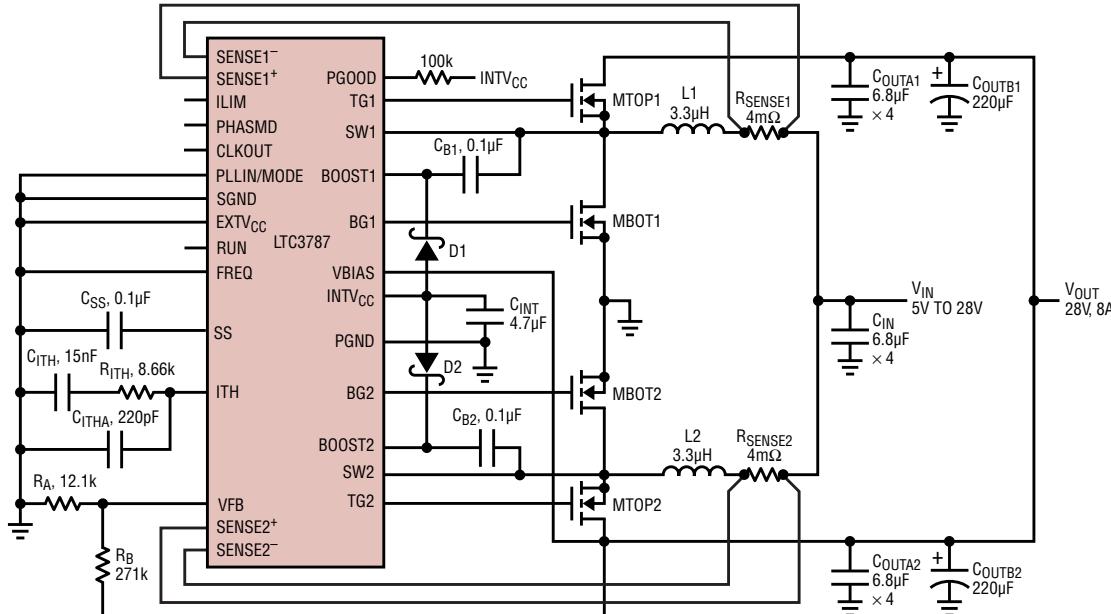
L1, L2: PULSE PA1494.362NL

MBOT1, MBOT2, MTOP1, MTOP2: RENESAS HAT2169H

D1, D2: BAS140W

* $V_{IN} < 8V$ のとき、利用可能な最大負荷電流が減少する

図10. 高効率、2フェーズ、24V昇圧コンバータ

 $C_{IN}, C_{OUTA1}, C_{OUTA2}$: TDK C4532X7RIH685K C_{OUTB1}, C_{OUTB2} : SANYO, 50CE220LX

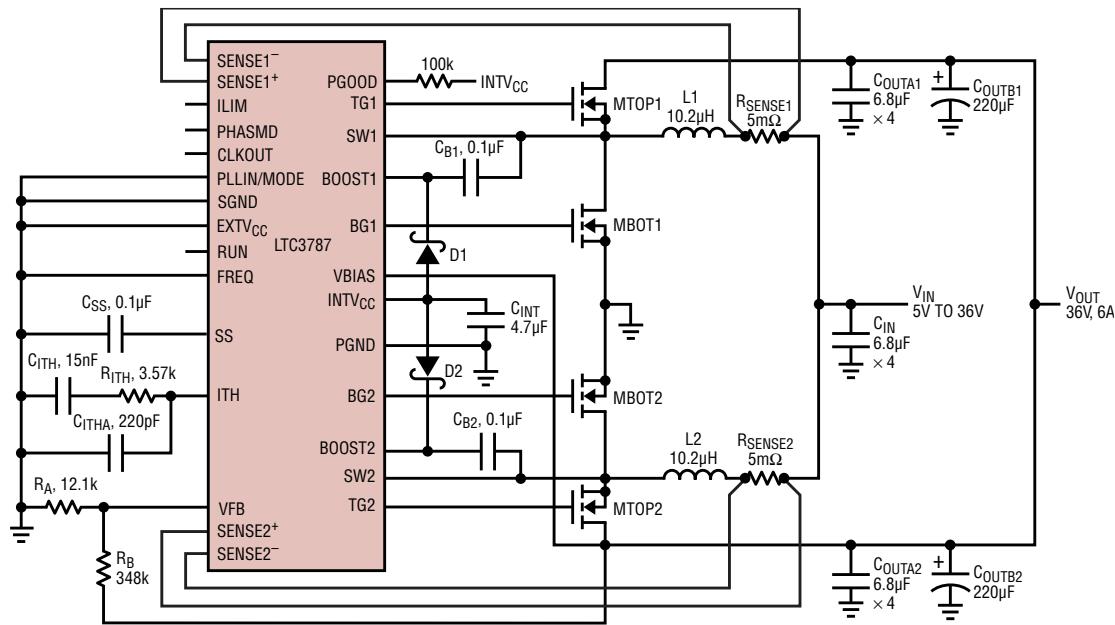
L1, L2: PULSE PA1494.362NL

MBOT1, MBOT2, MTOP1, MTOP2: RENESAS HAT2169H

D1, D2: BAS140W

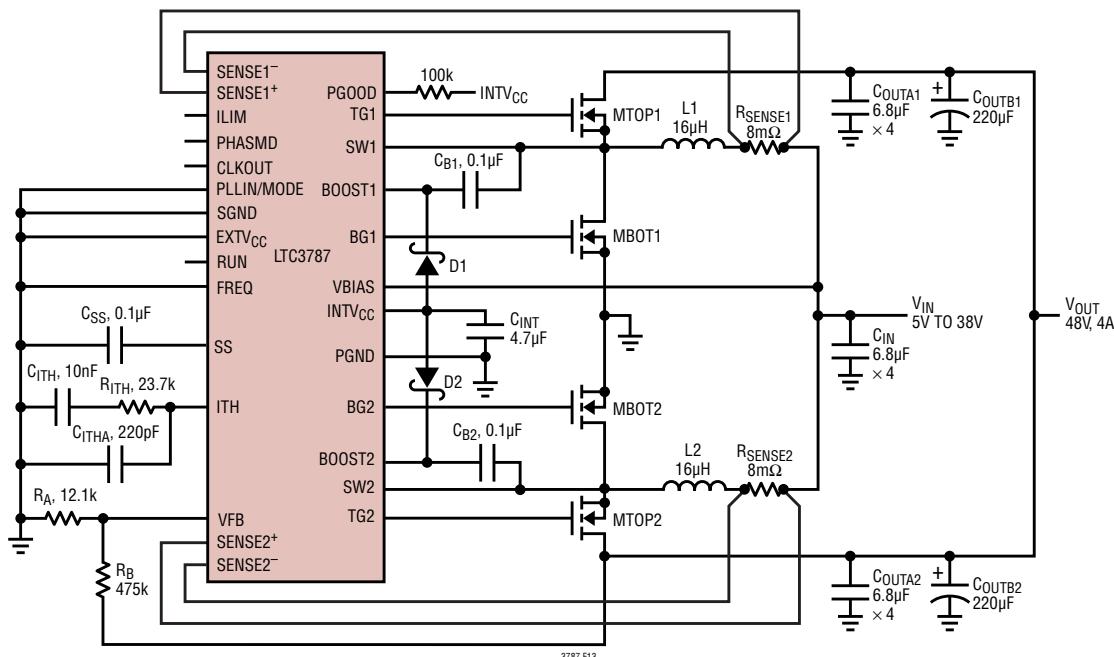
図11. 高効率、2フェーズ、28V昇圧コンバータ

標準的応用例



C_{IN}, C_{OUTA1}, C_{OUTA2}: TDK C4532X7RIH685K
 C_{OUTB1}, C_{OUTB2}: SANYO, 50CE220LX
 L1, L2: PULSE PA2050.103NL
 MBOT1, MBOT2, MTOP1, MTOP2: RENESAS RJK0652DPB
 D1, D2: BAS170W

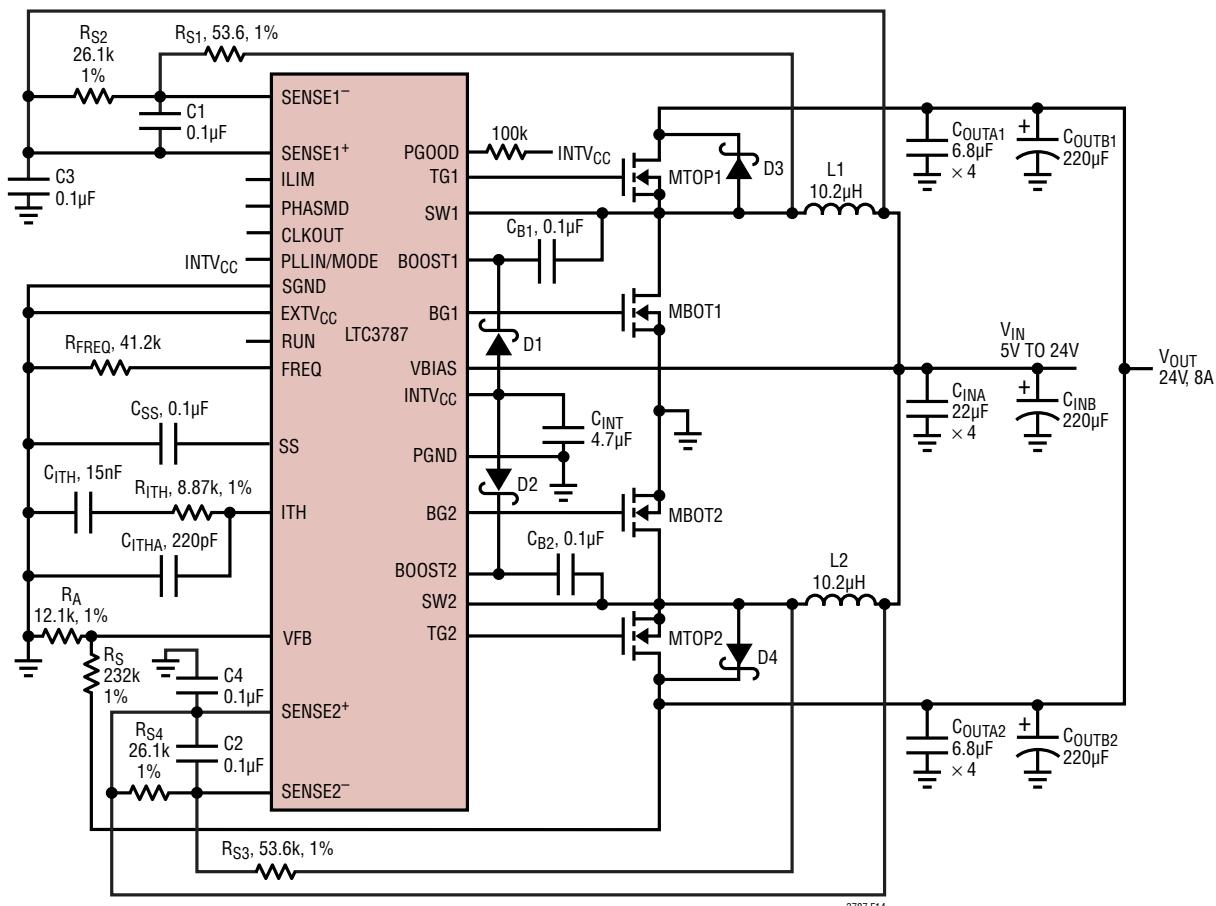
図12. 高効率、2フェーズ、36V昇圧コンバータ



C_{IN}, C_{OUTA1}, C_{OUTA2}: TDK C4532X7RIH685K
 C_{OUTB1}, C_{OUTB2}: SANYO, 63CE220K
 L1, L2: PULSE PA2050.163NL
 MBOT1, MBOT2, MTOP1, MTOP2: RENESAS RJK0652DPB
 D1, D2: BAS170W

図13. 高効率、2フェーズ、48V昇圧コンバータ

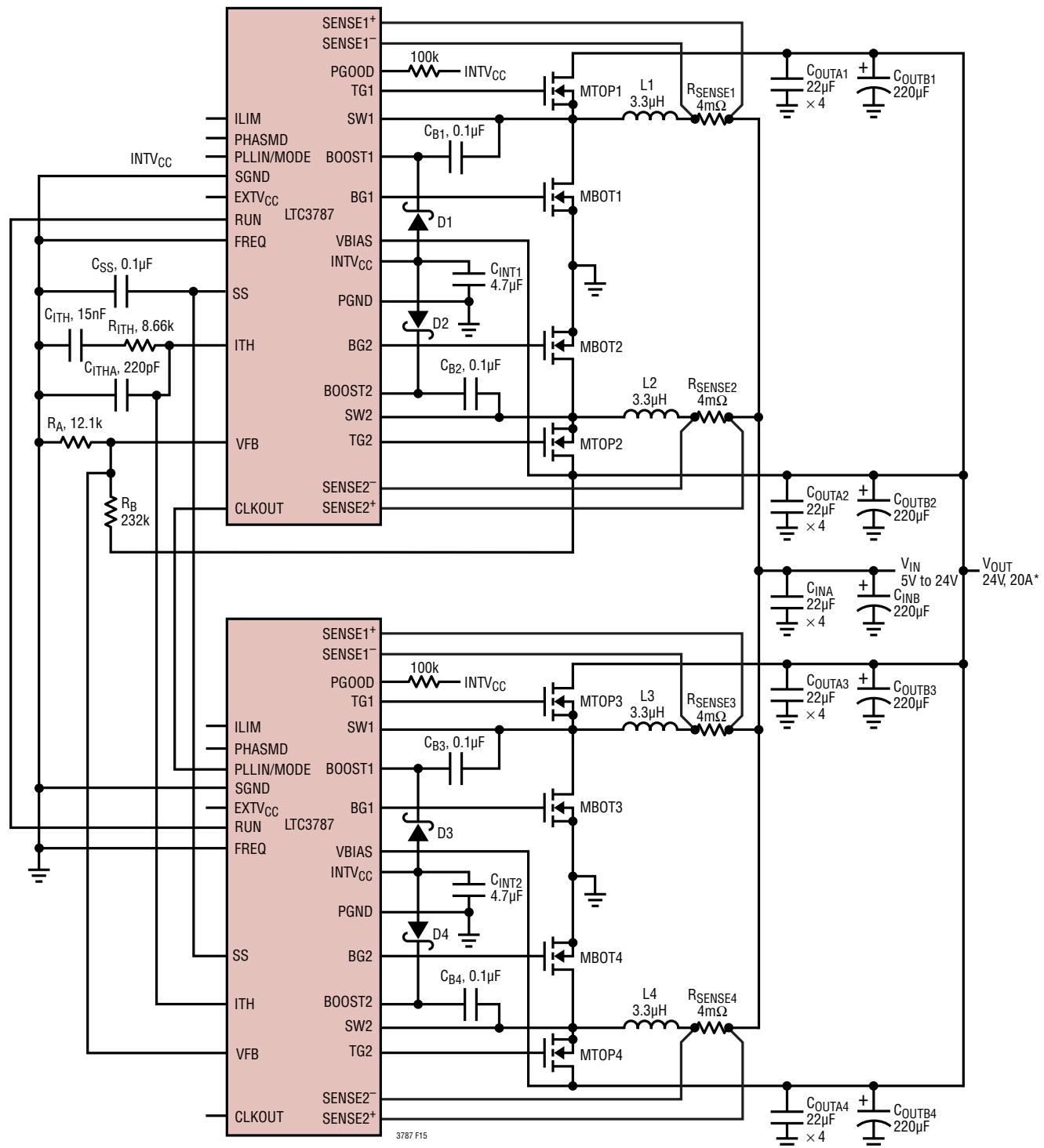
標準的応用例



C_{OUTA1}, C_{OUTA2}: C4532X7R1H685K
 C_{OUTB1}, C_{OUTB2}: SANYO 63CE220KX
 C_{INA}: TDK C4532X5R1E226M
 C_{INB}: SANYO 50CE220AX
 L₁, L₂: PULSE PA2050.103NL
 MBOT1, MBOT2, MTOP1, MTOP2: RENESAS RJK0305
 D₁, D₂: BAS140W
 D₃, D₄: DIODES INC. B340B

図14. インダクタのDCRによる電流検出付き、高効率、2フェーズ、24V昇圧コンバータ

標準的応用例



C_{INA}, C_{OUTA1}, C_{OUTA2}, C_{OUTA3}, C_{OUTA4}: TDK C4532X5R1E226M
 C_{INB}, C_{OUTB1}, C_{OUTB2}, C_{OUTB3}, C_{OUTB4}: SANYO, 50CE220LX

L₁, L₂, L₃, L₄: PULSE PA1494.362NL

MBOT1, MBOT2, MBOT3, MBOT4, MTOP1, MTOP2, MTOP3, MTOP4: RENESAS HAT2169W
 D1, D2, D3, D4: BAS140W

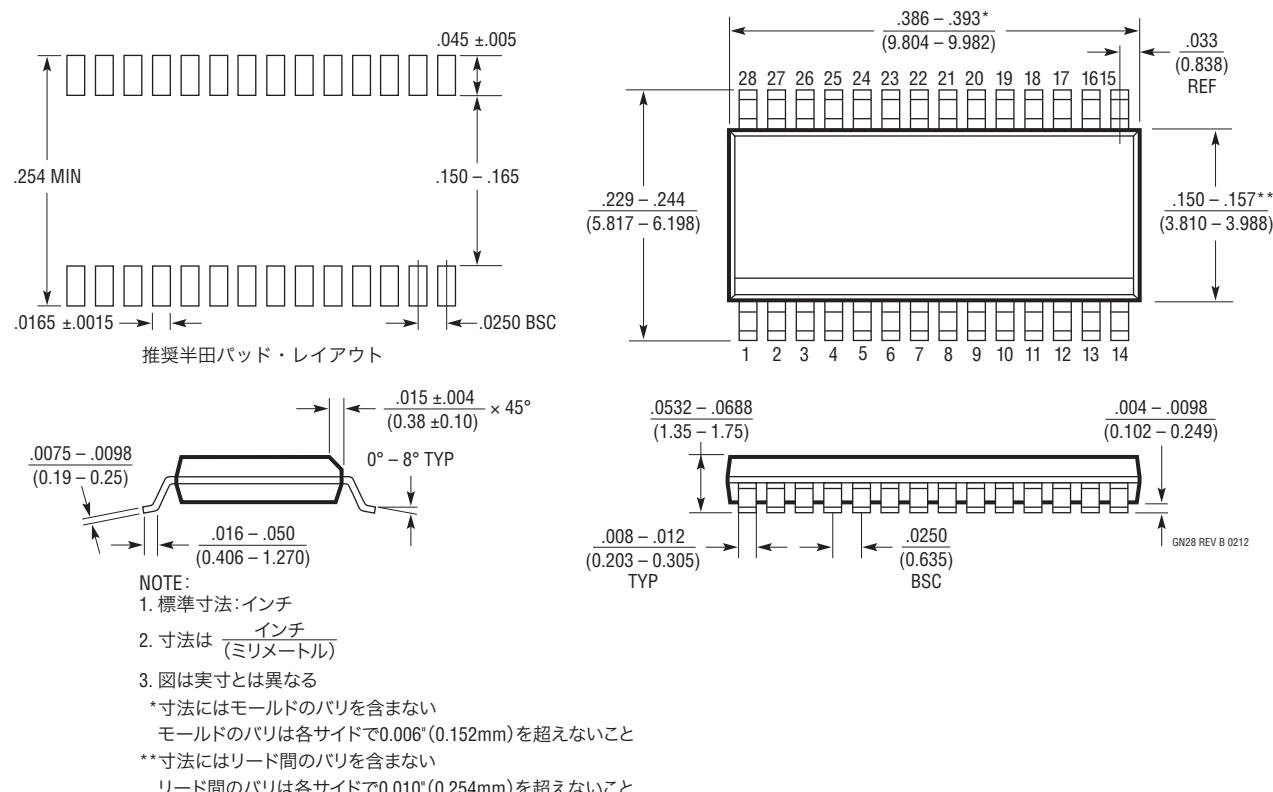
* $V_{IN} < 8V$ のとき、利用可能な最大負荷電流が減少する

図 15. 4フェーズ、シングル出力の昇圧コンバータ

パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/design-tools/packaging/> をご覧ください。

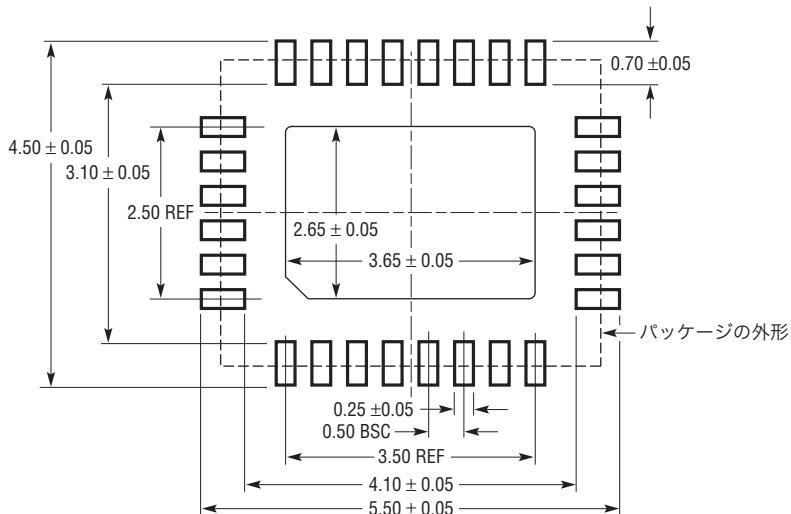
**GNパッケージ
28ピン・プラスチックSSOP(細型0.150インチ)**
(Reference LTC DWG # 05-08-1641 Rev B)



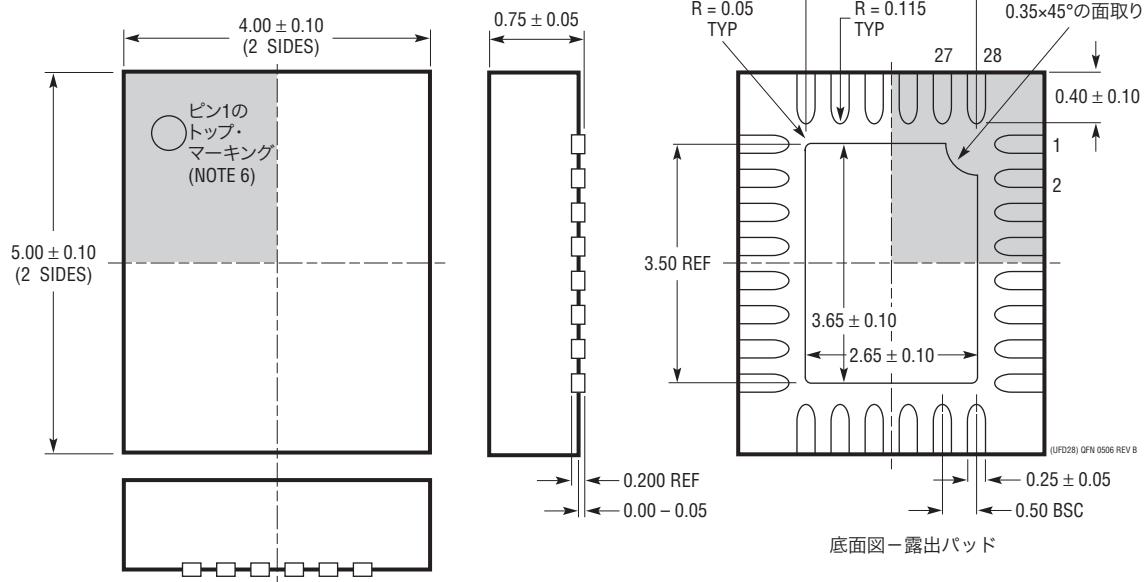
パッケージ

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

**UFDパッケージ
28ピン・プラスチックQFN(4mm×5mm)**
(Reference LTC DWG # 05-08-1712 Rev B)



推薦する半田パッドのピッチと寸法
半田付けされない領域には半田マスクを使用する



底面図—露出パッド

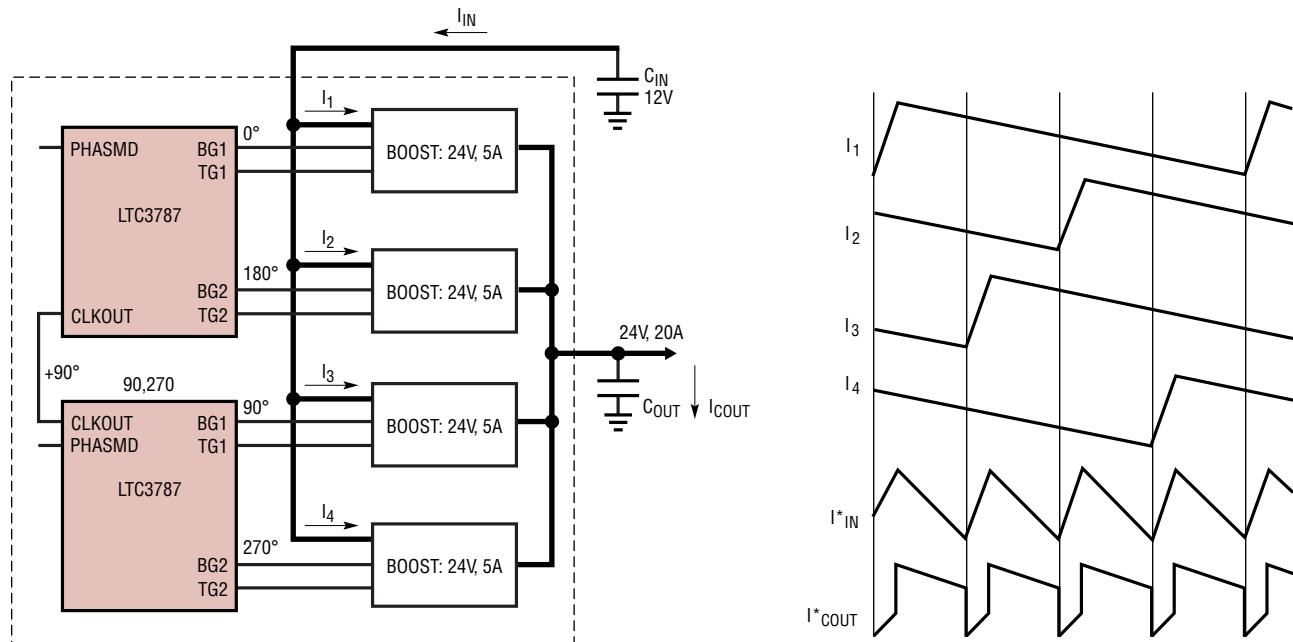
NOTE:

1. 図はJEDECパッケージ外形M0-220のバリエーション(WXX-X)にするよう提案されている
2. 図は実寸とは異なる
3. 全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. 線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	12/10	PGND、BG2、BG1、INTV _{CC} およびEXTV _{CC} のピン番号の更新 「ブロック図」の更新 図11、図12、図13の更新 「関連製品」の更新	10 11 29、30 36
B	9/11	グラフ TA01b、G02、G09、G10、G11、G13、G14、G15、G18、G19、G22 および G26 の更新 保存温度範囲の更新 「トップサイド MOSFET ドライバの電源(C _B 、D _B)」セクションの更新 「関連製品」の更新	1、5、6、7、8、9 2 22 36
C	4/12	HグレードとMPグレードを追加	2、4

標準的応用例



応用回路については、図15を参照

* リップル電流のキャンセルによりリップル周波数が増加し、RMS入力/出力リップル電流が減少するので、入力/出力コンデンサを節約できる

3787 F16

図16. PolyPhase アプリケーション

関連製品

製品番号	説明	注釈
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トローラ	4.5V(起動後は最低2.5V) ≤ V_{IN} ≤ 38V、 V_{OUT} :最大60V、固定動作周波数:50kHz～900kHz、5mm×5mm QFN-32およびSSOP-28パッケージ
LTC3786	低消費電流の同期整流式昇圧コントローラ	4.5V(起動後は最低2.5V) ≤ V_{IN} ≤ 38V、 V_{OUT} :最大60V、固定動作周波数:50kHz～900kHz、3mm×3mm QFN-32およびMSOP-16Eパッケージ
LTC3862/LTC3862-1	マルチフェーズ、デュアル・チャネル、シングル出力、電流モード昇圧DC/DCコントローラ	4V ≤ V_{IN} ≤ 36V、5Vまたは10Vのゲートドライブ、固定動作周波数:75kHz～500kHz、SSOP-24、TSSOP-24および5mm×5mm QFN-24パッケージ
LT3757/LT3758	昇圧、フライバック、SEPICおよび反転コントローラ	2.9V ≤ V_{IN} ≤ 40V/100V、固定動作周波数:100kHz～1MHz、3mm×3mm DFN-10およびMSOP-10Eパッケージ
LTC1871/LTC1871-1/LTC1871-7	広い入力範囲、NO RSENSE、低静止電流のフライバック、昇圧およびSEPICコントローラ	2.5V ≤ V_{IN} ≤ 36V、固定動作周波数:50kHz～1MHz、 $I_Q = 250\mu A$ 、MSOP-10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DC/DCコントローラ	全ての出力がコールドクランク時に安定、4.5V(起動後は最低2.5V) ≤ V_{IN} ≤ 38V、 $V_{OUT(BUCKS)}$:最大24V、 $V_{OUT(BOOST)}$:最大60V、 $I_Q = 55\mu A$
LTC3789	高効率、同期整流式、4スイッチ昇降圧DC/DCコントローラ	4V ≤ V_{IN} ≤ 38V、0.8V ≤ V_{OUT} ≤ 38V、4mm×5mm QFN-28およびSSOP-2パッケージ