

# PolyPhase 同期整流式 昇圧コントローラ

## 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
- $R_{SENSE}$  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: 135 $\mu$ 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<sub>CC</sub> 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

## 概要

LTC<sup>®</sup>3787 は、2つの N チャネル・パワー MOSFET 段を位相をずらしてドライブする、高性能な PolyPhase<sup>®</sup> シングル出力同期整流式昇圧コンバータ・コントローラです。マルチフェーズ動作により、1フェーズの同等デバイスに比べて入力と出力のコンデンサの要件が緩和され、小型のインダクタを使用できます。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に使用可能です。

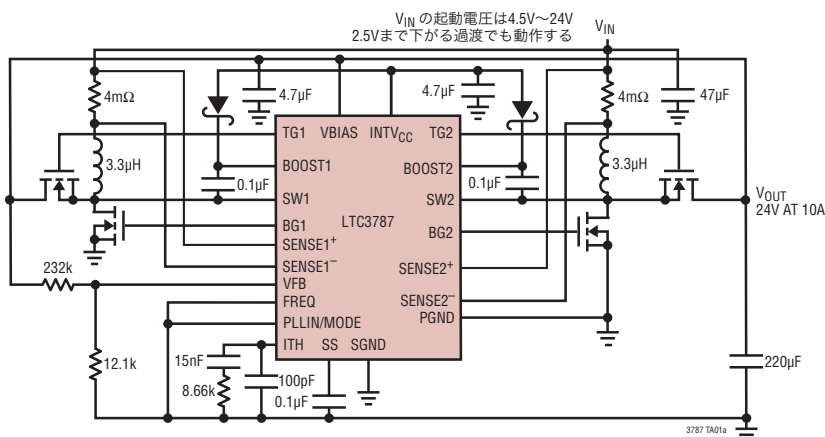
入力電源電圧範囲が 4.5V ~ 38V と広いので、様々なシステム・アーキテクチャとバッテリーの種類に対応します。昇圧コンバータの出力や別の補助電源からバイアスされている場合、起動後は入力電源電圧が 2.5V まで下がっても動作できます。動作周波数は 50kHz ~ 900kHz の範囲で設定できますが、内部 PLL を使用して外部クロックに同期することも可能です。LTC3787 は PolyPhase 動作により、2フェーズ、3フェーズ、4フェーズ、6フェーズおよび 12フェーズ動作に構成することができます。

SSピンにより、起動時に出力電圧をランプアップします。また、PLLIN/MODEピンにより、軽負荷時に Burst Mode<sup>®</sup> 動作、パルススキップ・モード、強制連続モードのいずれかを選択します。

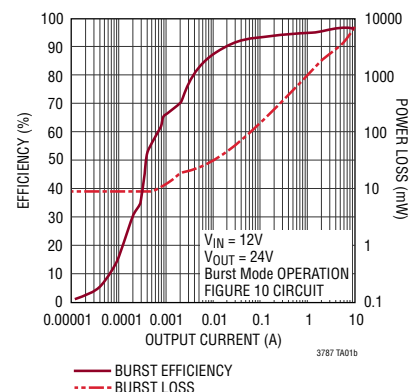
LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology、Burst Mode、OPTI-LOOP、PolyPhase および Linear のロゴはリアテクノロジー社の登録商標です。No R<sub>SENSE</sub> および ThinSOT はリアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。5408150、5481178、5705919、5929620、6144194、6177787、6580258 を含む米国特許により保護されています。

## 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



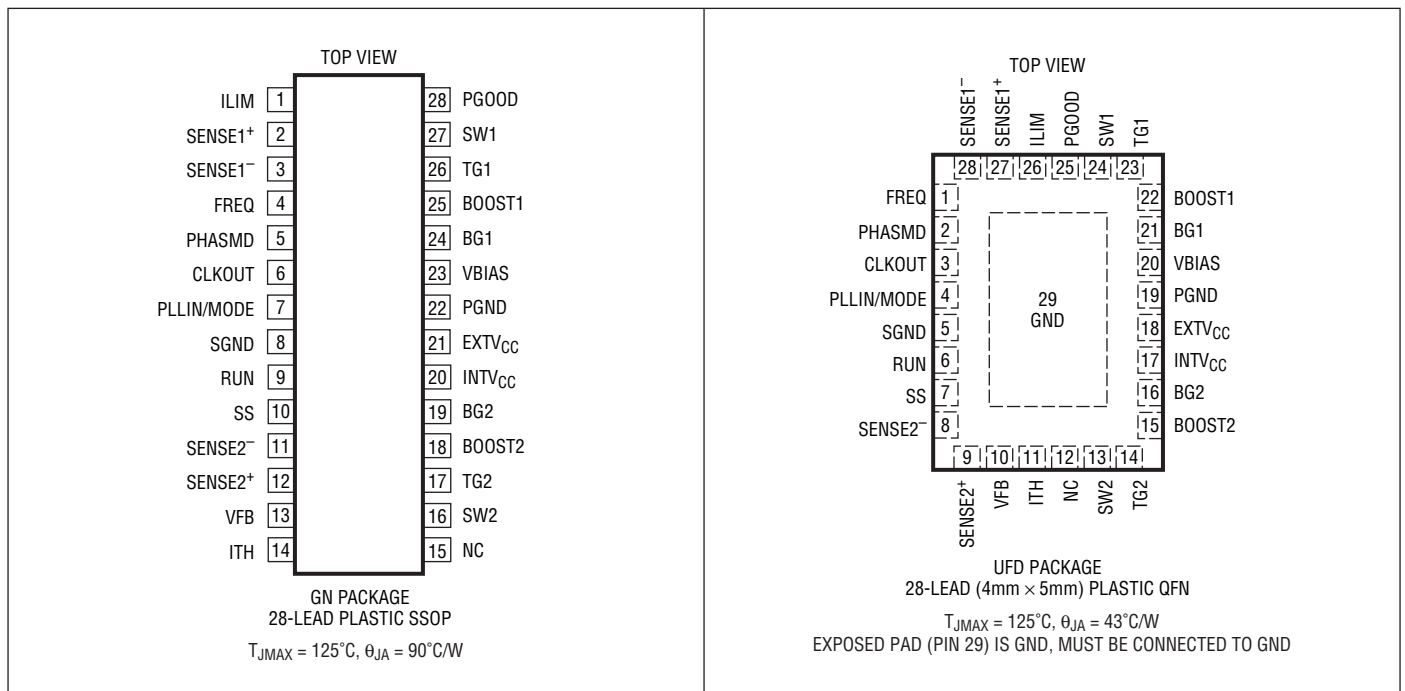
# LTC3787

## 絶対最大定格 (Notes 1, 3)

VBIAS.....	-0.3V ~ 40V
BOOST1 および BOOST2.....	-0.3V ~ 76V
SW1 および SW2 .....	-0.3V ~ 70V
RUN .....	-0.3V ~ 8V
8V を超えるソースからピンにソースされる最大電流... 100 $\mu$ A	
PGOOD、PLLIN/MODE .....	-0.3V ~ 6V
INTV <sub>CC</sub> 、(BOOST1 - SW1)、(BOOST2 - SW2) .....	-0.3V ~ 6V

EXTV <sub>CC</sub> .....	-0.3V ~ 6V
SENSE1 <sup>+</sup> 、SENSE1 <sup>-</sup> 、SENSE2 <sup>+</sup> 、SENSE2 <sup>-</sup> .....	-0.3V ~ 40V
(SENSE1 <sup>+</sup> - SENSE1 <sup>-</sup> )、(SENSE2 <sup>+</sup> - SENSE2 <sup>-</sup> ) .....	-0.3V ~ 0.3V
ILIM、SS、ITH、FREQ、PHASMD、VFB .....	-0.3V ~ INTV <sub>CC</sub>
動作接合部温度範囲 (Note 2) .....	-55°C ~ 150°C
保存温度範囲.....	-65°C ~ 150°C

## 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
LTC3787EUFD#PBF	LTC3787EUFD#TRPBF	3787	28-Lead (4mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3787IUFD#PBF	LTC3787IUFD#TRPBF	3787	28-Lead (4mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3787HUFD#PBF	LTC3787HUFD#TRPBF	3787	28-Lead (4mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 150°C
LTC3787MPUFD#PBF	LTC3787MPUFD#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/tapeandree/> をご覧ください。

3787fc

## 電氣的特性

●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							
VBIAS	Chip Bias Voltage Operating Range			4.5		38	V
VFB	Regulated Feedback Voltage	I <sub>TH</sub> = 1.2V (Note 4)	●	1.188	1.200	1.212	V
I <sub>FB</sub>	Feedback Current	(Note 4)			±5	±50	nA
V <sub>REFLNREG</sub>	Reference Line Voltage Regulation	VBIAS = 6V to 38V			0.002	0.02	%/V
V <sub>LOADREG</sub>	Output Voltage Load Regulation (Note 4)	Measured in Servo Loop; ΔI <sub>TH</sub> Voltage = 1.2V to 0.7V	●		0.01	0.1	%
		Measured in Servo Loop; ΔI <sub>TH</sub> Voltage = 1.2V to 2V	●		−0.01	−0.1	%
g <sub>m</sub>	Error Amplifier Transconductance	I <sub>TH</sub> = 1.2V			2		mmho
I <sub>Q</sub>	Input DC Supply Current	(Note 5)					
	Pulse-Skipping or Forced Continuous Mode	RUN = 5V; V <sub>FB</sub> = 1.25V (No Load)			1.2		mA
	Sleep Mode	RUN = 5V; V <sub>FB</sub> = 1.25V (No Load)			135	300	μA
	Shutdown	RUN = 0V			8	20	μA
UVLO	INTV <sub>CC</sub> Undervoltage Lockout Thresholds	V <sub>INTVCC</sub> Ramping Up	●		4.1	4.3	V
		V <sub>INTVCC</sub> Ramping Down	●	3.6	3.8		V
V <sub>RUN</sub>	RUN Pin ON Threshold	V <sub>RUN</sub> Rising	●	1.18	1.28	1.38	V
V <sub>RUNHYS</sub>	RUN Pin Hysteresis				100		mV
I <sub>RUNHYS</sub>	RUN Pin Hysteresis Current	V <sub>RUN</sub> > 1.28V			4.5		μA
I <sub>RUN</sub>	RUN Pin Current	V <sub>RUN</sub> < 1.28V			0.5		μA
I <sub>SS</sub>	Soft-Start Charge Current	V <sub>SS</sub> = GND		7	10	13	μA
V <sub>SENSE1,2(MAX)</sub>	Maximum Current Sense Threshold	V <sub>FB</sub> = 1.1V, I <sub>LIM</sub> = INTV <sub>CC</sub>	●	90	100	110	mV
		V <sub>FB</sub> = 1.1V, I <sub>LIM</sub> = Float	●	68	75	82	mV
		V <sub>FB</sub> = 1.1V, I <sub>LIM</sub> = GND	●	42	50	56	mV
V <sub>SENSE(MATCH)</sub>	Matching Between V <sub>SENSE1(MAX)</sub> and V <sub>SENSE2(MAX)</sub>	V <sub>FB</sub> = 1.1V, I <sub>LIM</sub> = INTV <sub>CC</sub>	●	−12	0	12	mV
		V <sub>FB</sub> = 1.1V, I <sub>LIM</sub> = Float	●	−10	0	10	mV
		V <sub>FB</sub> = 1.1V, I <sub>LIM</sub> = GND	●	−9	0	9	mV
V <sub>SENSE(CM)</sub>	SENSE Pins Common Mode Range (BOOST Converter Input Supply Voltage V <sub>IN</sub> )			2.5		38	V
I <sub>SENSE1,2+</sub>	SENSE <sup>+</sup> Pin Current	V <sub>FB</sub> = 1.1V, I <sub>LIM</sub> = Float			200	300	μA
I <sub>SENSE1,2−</sub>	SENSE <sup>−</sup> Pin Current	V <sub>FB</sub> = 1.1V, I <sub>LIM</sub> = Float				±1	μA
t <sub>r</sub> (TG1,2)	Top Gate Rise Time	C <sub>LOAD</sub> = 3300pF (Note 6)			20		ns
t <sub>f</sub> (TG1,2)	Top Gate Fall Time	C <sub>LOAD</sub> = 3300pF (Note 6)			20		ns
t <sub>r</sub> (BG1,2)	Bottom Gate Rise Time	C <sub>LOAD</sub> = 3300pF (Note 6)			20		ns
t <sub>f</sub> (BG1,2)	Bottom Gate Fall Time	C <sub>LOAD</sub> = 3300pF (Note 6)			20		ns
R <sub>UP</sub> (TG1,2)	Top Gate Pull-Up Resistance				1.2		Ω
R <sub>DN</sub> (TG1,2)	Top Gate Pull-Down Resistance				1.2		Ω
R <sub>UP</sub> (TG1,2)	Bottom Gate Pull-Up Resistance				1.2		Ω
R <sub>DN</sub> (TG1,2)	Bottom Gate Pull-Down Resistance				1.2		Ω
t <sub>D</sub> (TG/BG)	Top Gate Off to Bottom Gate On Switch-On Delay Time	C <sub>LOAD</sub> = 3300pF (Each Driver)			70		ns
t <sub>D</sub> (BG/TG)	Bottom Gate Off to Top Gate On Switch-On Delay Time	C <sub>LOAD</sub> = 3300pF (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、 $V_{\text{BIAS}} = 12\text{V}$  (Note 2)。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$DF_{BG1,2}(\text{MAX})$	Maximum BG Duty Factor			96		%
$t_{\text{ON}}(\text{MIN})$	Minimum BG On-Time	(Note 7)		110		ns

INTV<sub>CC</sub> リニア・レギュレータ

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

## 発振器とフェーズロック・ループ

$f_{\text{PROG}}$	Programmable Frequency	$R_{\text{FREQ}} = 25\text{k}$ $R_{\text{FREQ}} = 60\text{k}$ $R_{\text{FREQ}} = 100\text{k}$	335	105 400 760	465	kHz kHz kHz
$f_{\text{LOW}}$	Lowest Fixed Frequency	$V_{\text{FREQ}} = 0\text{V}$	320	350	380	kHz
$f_{\text{HIGH}}$	Highest Fixed Frequency	$V_{\text{FREQ}} = \text{INTV}_{\text{CC}}$	488	535	585	kHz
$f_{\text{SYNC}}$	Synchronizable Frequency	PLLIN/MODE = External Clock	● 75		850	kHz

## PGOOD 出力

$V_{\text{PGL}}$	PGOOD Voltage Low	$I_{\text{PGOOD}} = 2\text{mA}$		0.2	0.4	V
$I_{\text{PGOOD}}$	PGOOD Leakage Current	$V_{\text{PGOOD}} = 5\text{V}$			$\pm 1$	$\mu\text{A}$
$V_{\text{PGOOD}}$	PGOOD Trip Level	$V_{\text{FB}}$ with Respect to Set Regulated Voltage $V_{\text{FB}}$ Ramping Negative Hysteresis	-12	-10 2.5	-8	% %
		$V_{\text{FB}}$ Ramping Positive Hysteresis	8	10 2.5	12	% %
$t_{\text{PGOOD}}(\text{DELAY})$	PGOOD Delay	PGOOD Going High to Low		25		$\mu\text{s}$

## BOOST1 と BOOST2 のチャージポンプ

$I_{\text{BOOST1,2}}$	BOOST Charge Pump Available Output Current	$V_{\text{SW1,2}} = 12\text{V}$ ; $V_{\text{BOOST1,2}} - V_{\text{SW1,2}} = 4.5\text{V}$ ; $\text{FREQ} = 0\text{V}$ , Forced Continuous or Pulse-Skipping Mode		55		$\mu\text{A}$
-----------------------	--	---	--	----	--	---------------

**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:** 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、 $0^\circ\text{C}$  ~  $85^\circ\text{C}$  の接合部温度で仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C}$  ~  $125^\circ\text{C}$  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・コントロールとの相関で確認されている。LTC3787I は  $-40^\circ\text{C}$  ~  $125^\circ\text{C}$  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。LTC3787H は  $-40^\circ\text{C}$  ~  $150^\circ\text{C}$  の動作温度範囲で動作することが保証されている。LTC3787MP は  $-55^\circ\text{C}$  ~  $150^\circ\text{C}$  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  $125^\circ\text{C}$  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、最大定格接合部温度が超えられる。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的に損傷するおそれがある。

**Note 4:** LTC3787 は  $I_{\text{TH}}$  を電流制限範囲の midpoint に保ったまま、 $V_{\text{FB}}$  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。

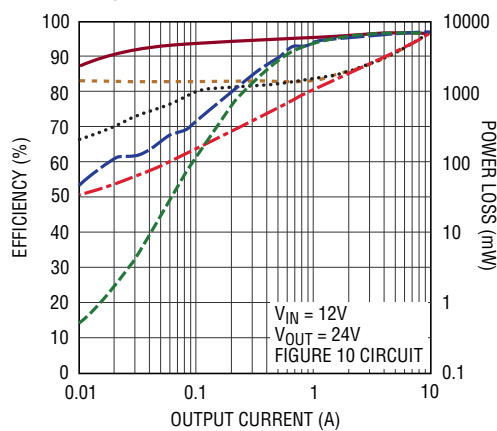
**Note 5:** スイッチング周波数で供給されるゲート電荷により動的消費電流が増える。

**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。

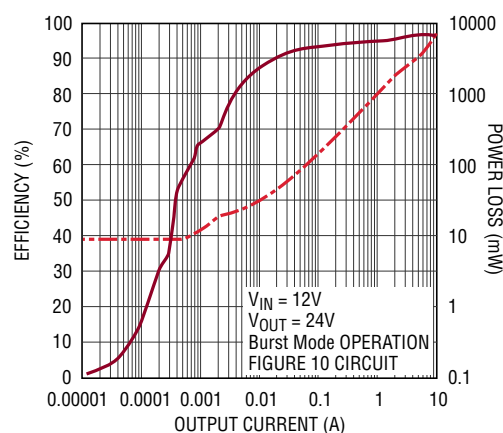
## 標準的性能特性

効率および電力損失と出力電流



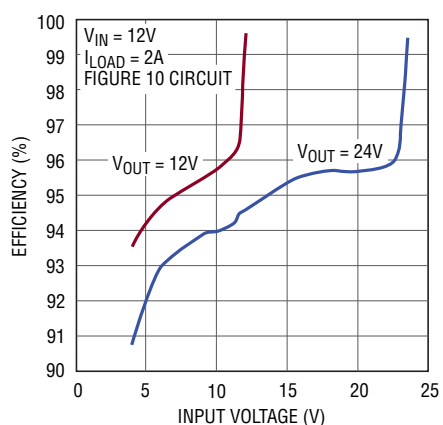
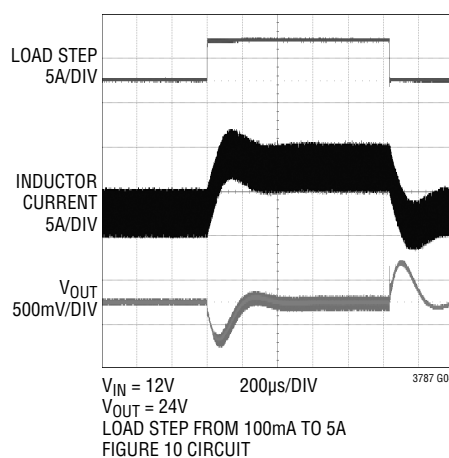
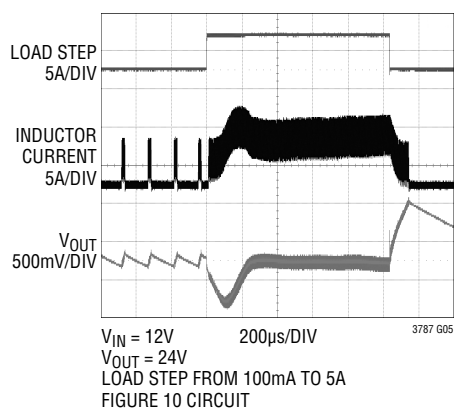
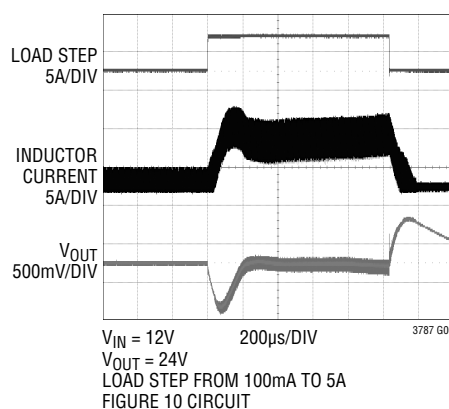
— BURST EFFICIENCY      - - - BURST LOSS  
 — PULSE-SKIPPING EFFICIENCY      ····· PULSE-SKIPPING LOSS  
 - - - FORCED CONTINUOUS MODE EFFICIENCY      - - - FORCED CONTINUOUS MODE LOSS

効率および電力損失と出力電流



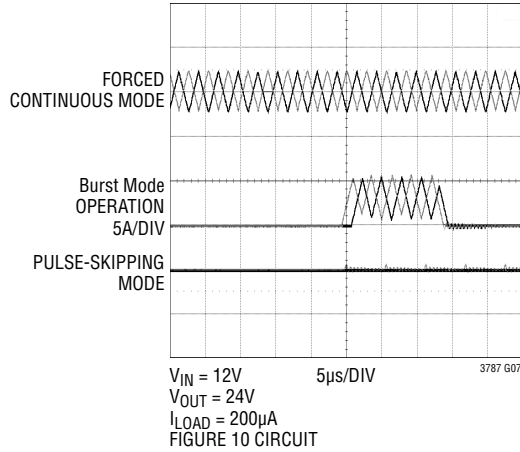
— BURST EFFICIENCY  
 - - - BURST LOSS

効率と負荷電流

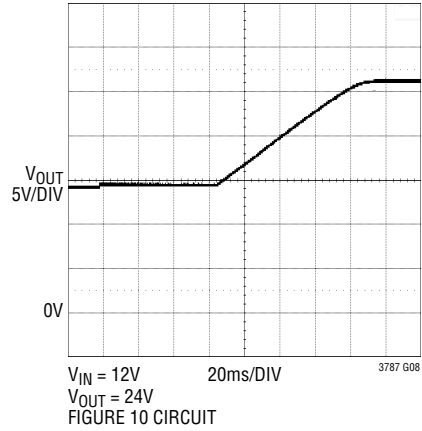
負荷ステップ  
(強制連続モード)負荷ステップ  
(Burst Mode 動作)負荷ステップ  
(パルススキップ・モード)

## 標準的性能特性

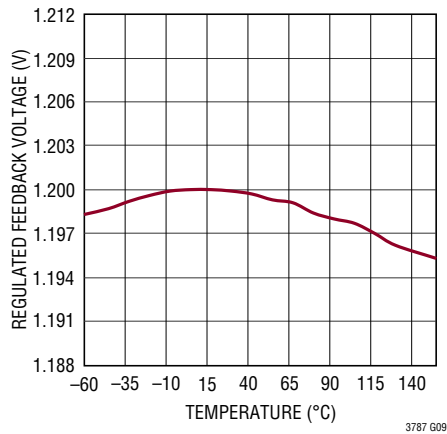
軽負荷時のインダクタ電流



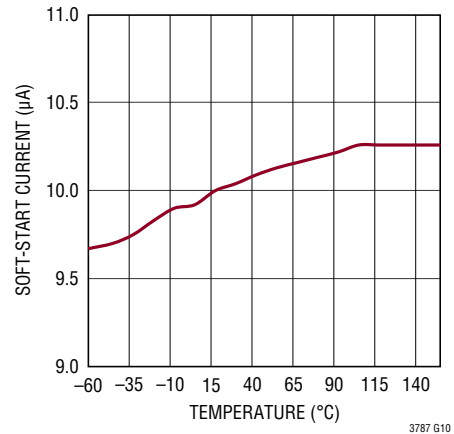
ソフトスタート



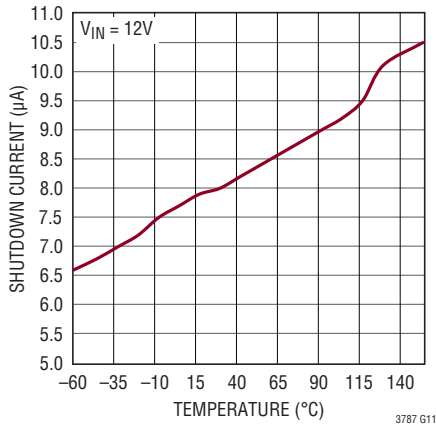
安定化された帰還電圧と温度



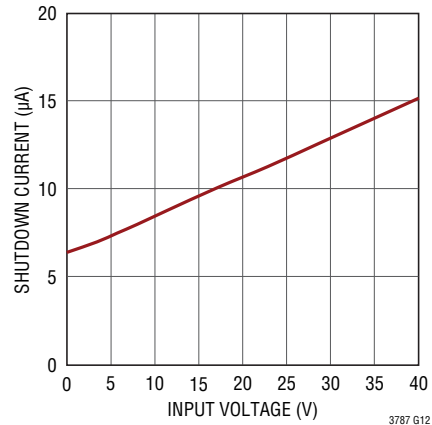
ソフトスタートの  
プルアップ電流と温度



シャットダウン電流と温度

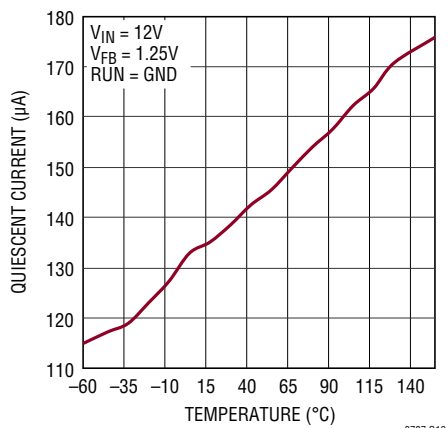


シャットダウン電流と入力電圧



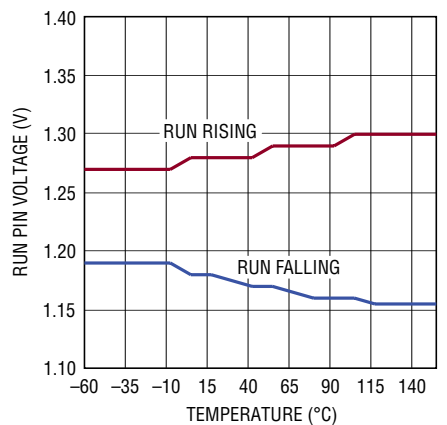
## 標準的性能特性

消費電流と温度



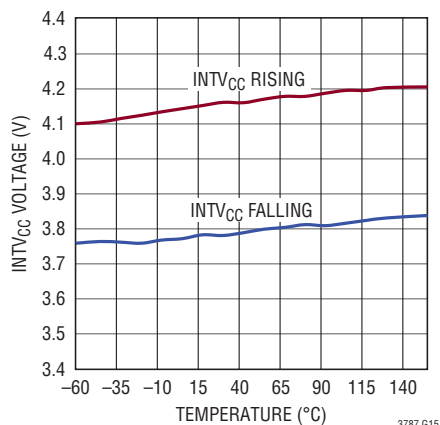
3787 G13

シャットダウン (RUN) スレッシュホールドと温度



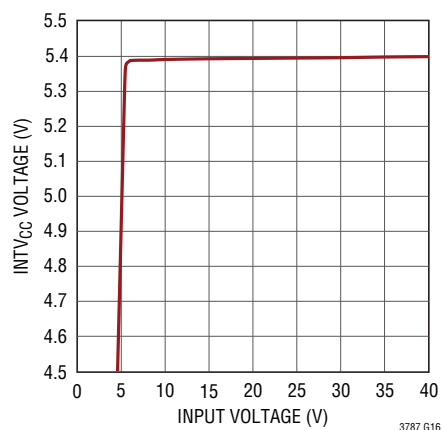
3787 G14

低電圧ロックアウト・スレッシュホールドと温度



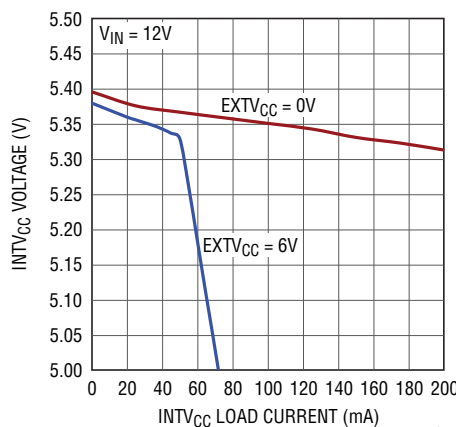
3787 G15

INTVcc のライン・レギュレーション



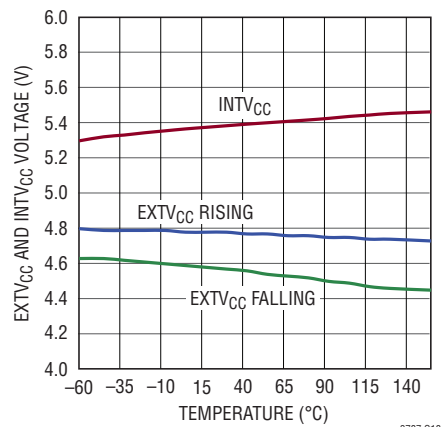
3787 G16

INTVcc と INTVcc の負荷電流



3787 G17

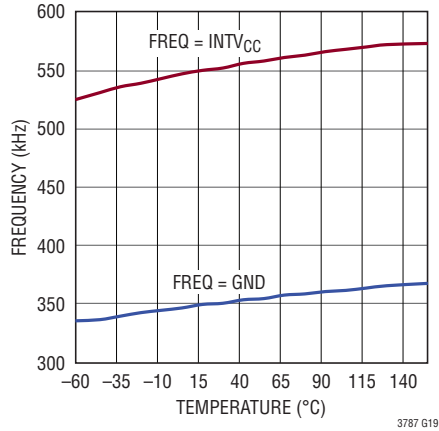
EXTVcc スイッチオーバー電圧および INTVcc 電圧と温度



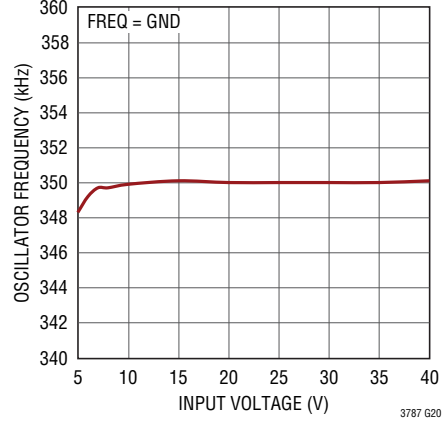
3787 G18

## 標準的性能特性

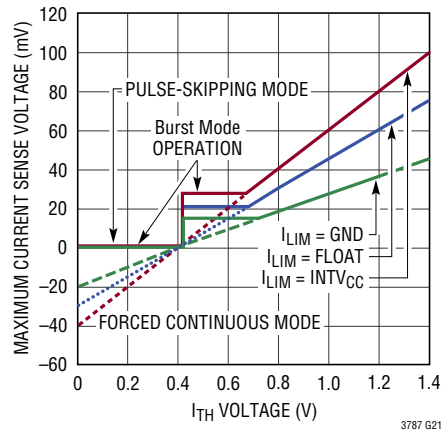
発振器周波数と温度



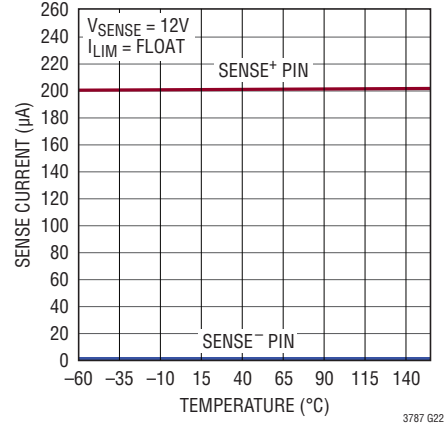
発振器周波数と入力電圧



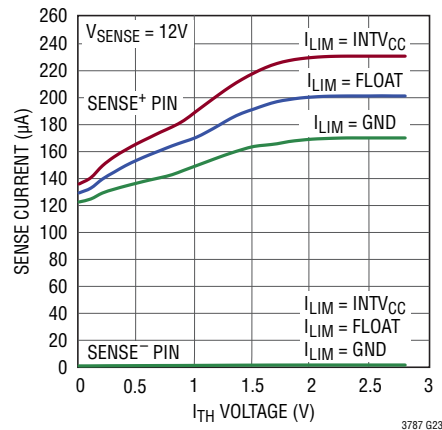
最大電流検出スレッシュホールドと  
 $I_{TH}$  電圧



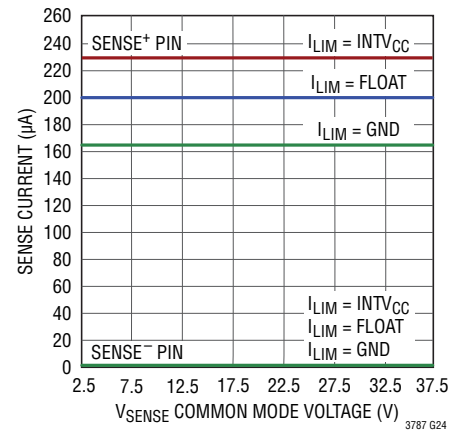
SENSEピンの入力電流と温度



SENSEピンの入力電流と $I_{TH}$  電圧

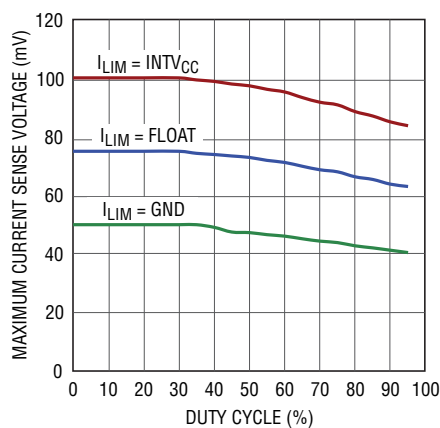


SENSEピンの入力電流と  
 $V_{SENSE}$  電圧

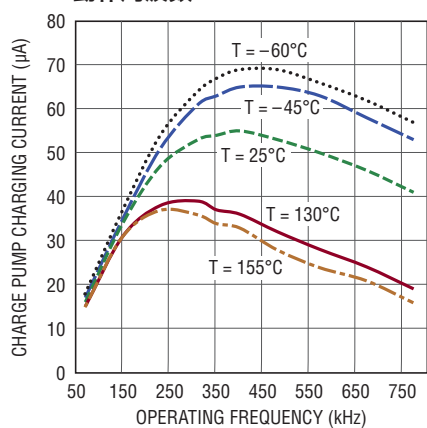




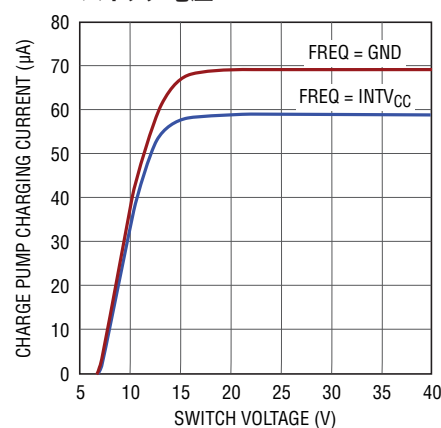
## 標準的性能特性

最大電流検出スレッシュホールドと  
デューティ・サイクル

3787 G25

チャージポンプの充電電流と  
動作周波数

3787 G26

チャージポンプの充電電流と  
スイッチ電圧

3787 G27

## 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。代わりに、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・システム内の複数の LTC3787 をデジタイズ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  $INTV_{CC}$  の間で振幅します。

**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。このピンをグラウンドに引き下げると、Burst Mode 動作が選択されます。グラウ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) :** 信号グラウンド。全ての小信号用部品と補償用部品はこのグラウンドに接続し、このグラウンド自身は 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  $V_{IN}$  に接続して、コンバータ動作のスレッシュホー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。このピンとグラウ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<sup>-</sup>、SENSE1<sup>-</sup> (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<sup>+</sup>、SENSE1<sup>+</sup> (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<sup>+</sup>ピンとSENSE<sup>-</sup>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) :** 電流制御スレッシュホー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・スレッシュホールドを設定します。

**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<sub>CC</sub>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ウンド。ボトム(メイン)NチャネルMOSFETのソースおよびC<sub>IN</sub>とC<sub>OUT</sub>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<sub>CC</sub> (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<sub>CC</sub> (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<sub>CC</sub>からINTV<sub>CC</sub>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ウンドに接続することができます。

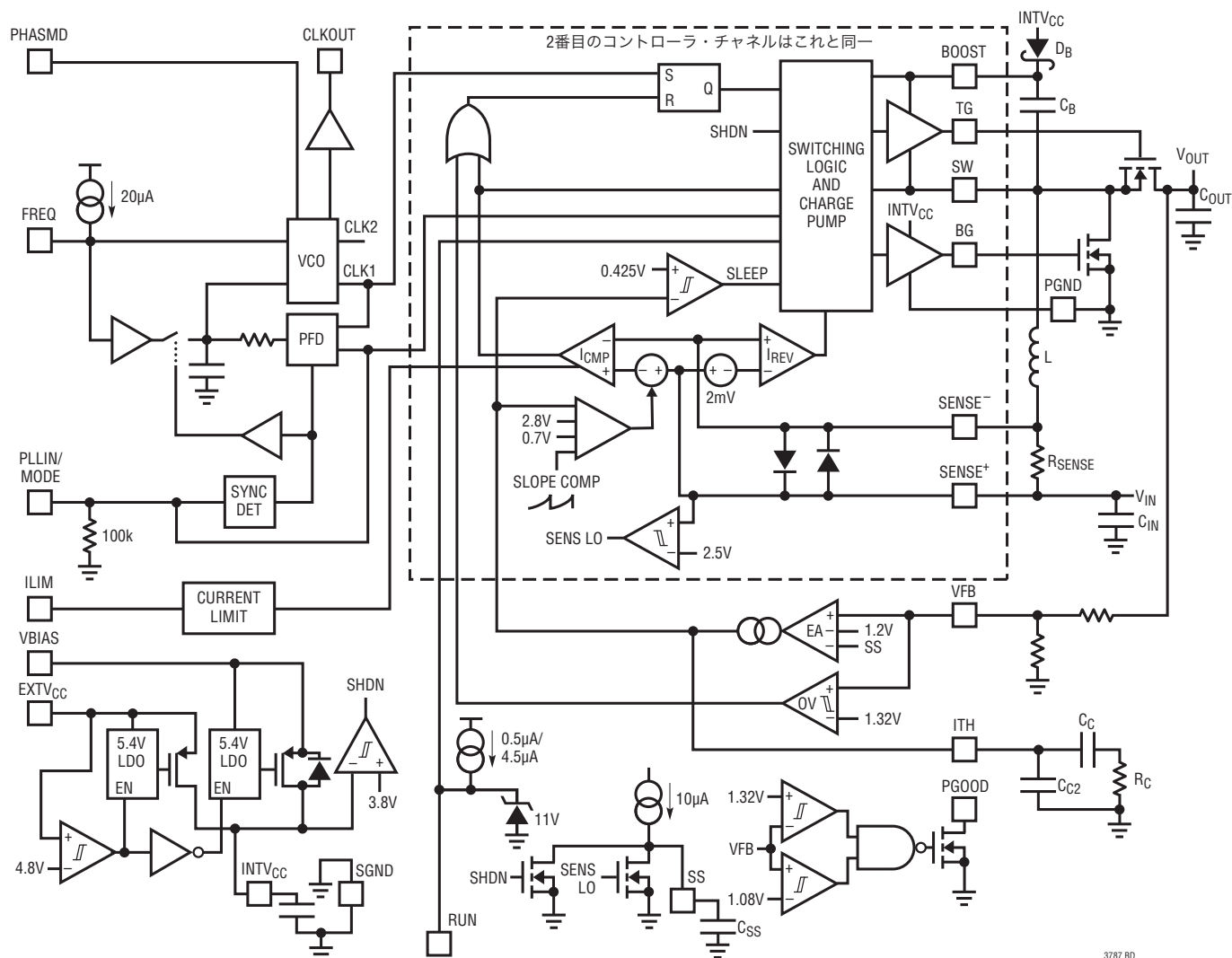
**VBIAS (ピン20/ピン23) :** 主電源ピン。通常は入力電源V<sub>IN</sub>または昇圧コンバータの出力に接続します。このピンと信号グラウンド・ピンの間にバイパス・コンデンサを接続します。このピンの動作電圧範囲は4.5V〜38V(絶対最大定格40V)です。

**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<sub>CC</sub>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 :** グラウンド。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  $V_{OUT}$  からグラウ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、 $V_{IN}$  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。

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 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。

3787fc

## 動作

INTV<sub>CC</sub>/EXTV<sub>CC</sub> 電源

トップとボトム MOSFET ドライバと他の大部分の内部回路への電力は INTV<sub>CC</sub> ピンから供給されます。EXTV<sub>CC</sub> 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<sub>CC</sub> に 5.4V を供給します。EXTV<sub>CC</sub> を 4.8V より上にするとこの VBIAS LDO はオフし、EXTV<sub>CC</sub> LDO がオンします。イネーブルされると、EXTV<sub>CC</sub> LDO は 5.4V を EXTV<sub>CC</sub> から INTV<sub>CC</sub> に供給します。EXTV<sub>CC</sub> ピンを使うと、外部ソースから INTV<sub>CC</sub> 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ることができます。

## 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<sub>CC</sub> 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ることがあります。

RUN ピンは外部から引き上げるか、またはロジックで直接ドライブすることができます。低インピーダンスのソースで RUN ピンをドライブするとき、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ため、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<sub>IN</sub>) に接続することができます。外部抵抗分割器を V<sub>IN</sub> に接続して、コンバータ動作のスレッシュホー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<sub>OUT</sub> 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<sub>CC</sub> 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 ピンをグラウンド (たとえば SGND) に接続します。強制連続動作を選択するには、PLLIN/MODE ピンを INTV<sub>CC</sub> 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<sub>CC</sub> - 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 の消費電流が流れるだけです。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 の出力が上昇し始めます。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・モードに接続されていると、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、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<sub>CC</sub>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<sub>CC</sub>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°位相がずれます。

外部クロックが与えられる前にVCO入力電圧を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とデジタイズ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、単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.

VPHASMD	CONTROLLER 2 PHASE (°C)	CLKOUT PHASE (°C)
GND	180	60
Floating	180	90
INTVCC	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はデイスエーブルされます。

### V<sub>IN</sub>が安定化されたV<sub>OUT</sub>より大きいときの動作

V<sub>IN</sub>が安定化されたV<sub>OUT</sub>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<sub>IN</sub>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<sub>IN</sub>がV<sub>OUT</sub>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<sub>IN</sub>が安定化されたV<sub>OUT</sub>電圧の100%~110%であれば、インダクタ電流が特定のスレッシュホールドを超えるとTGがオンし、インダクタ電流がこのスレッシュホールドを下回るとオフします。このスレッシュホールド電流は、ILIMピンが接地されるか、フロートされるか、またはINTVCC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<sub>IN</sub>ウィンドウで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はオフしたままです。

どのモードでもV<sub>IN</sub>が安定化されたV<sub>OUT</sub>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のは何もないので、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・ドレ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スレッシュホールドより低い)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<sub>OUT</sub>から給電され、V<sub>IN</sub>電源がわずか2.5Vまで下がることができる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・ブートストラップ・コンデンサC<sub>B</sub>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。昇圧電源に必要なバイアス・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精密な電流リミットを与えます。他の外付け部品を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 $\mu$ A 流します。SENSE- ピンに流れ込む1 $\mu$ 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、精密な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カテゴリ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、プログラム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  $R1$  をスイッチング・ノードの近くに配置して、敏感な小信号ノードへノイズがカップリングするのを防ぎます。

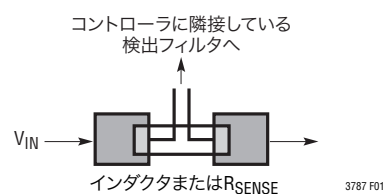
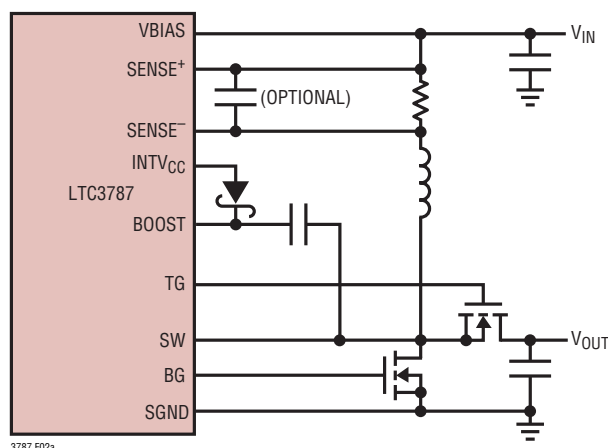
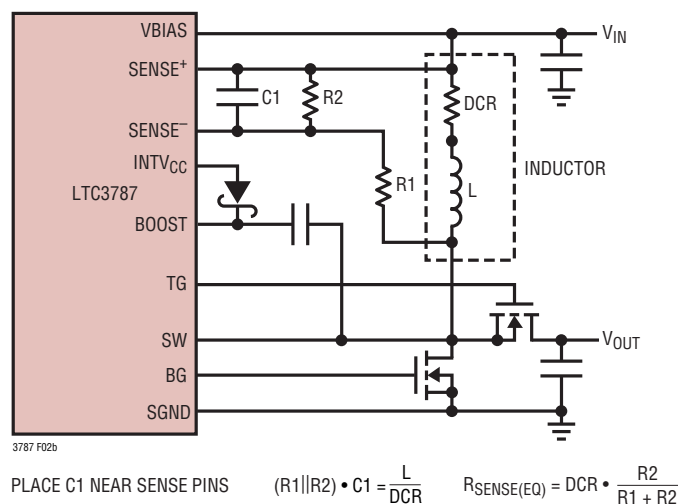


図1. インダクタまたはセンス抵抗を使った検出ラインの配置



(2a) 電流検出に抵抗を利用



(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

ディスクリット抵抗を使った標準的検出回路を図2aに示します。R<sub>SENSE</sub>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ュホールドV<sub>SENSE(MAX)</sub>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<sub>CC</sub>に接続すると、最大スレッシュホールドがそれぞれ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ュホールドによって設定され、最大平均インダクタ電流(I<sub>MAX</sub>)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<sub>L</sub>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。

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

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

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

V<sub>IN</sub>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・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。外部フィルタ部品を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。

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

アプリケーションが全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ュホールド(V<sub>SENSE(MAX)</sub>)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<sub>L(MAX)</sub>)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。

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

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に従って次のようにスケールが調整されます。

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

センス抵抗値は次のようになります。

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

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 $V_{\text{IN}} = 1/2 V_{\text{OUT}}$ のとき生じます。

$$P_{\text{LOSS}_R1} = \frac{(V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}}) \cdot V_{\text{IN}}}{R1}$$

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 $\Delta I_L$ 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、 $V_{\text{IN}}$ が高いほど増加します。

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

大きな $\Delta I_L$ 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 $\Delta I_L = 0.3(I_{\text{MAX}})$ です。 $V_{\text{IN}} = 1/2 V_{\text{OUT}}$ のときに $\Delta I_L$ 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低下した結果、ピーク電流が $R_{\text{SENSE}}$ 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( $\Delta I_L$ を高くすると)、相対的に低い負荷電流でBurst Modeに移行するので、低電流動作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<sub>CC</sub> 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<sub>CC</sub> 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<sub>DSS</sub> 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<sub>DS(ON)</sub>、ミラー容量 C<sub>MILLER</sub>、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<sub>MILLER</sub> 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<sub>MILLER</sub> 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<sub>DS</sub> 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<sub>DS</sub> とゲート電荷曲線で規定された V<sub>DS</sub> 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。

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

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

最大出力電流が I<sub>OUT(MAX)</sub> 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。

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

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

ここで、 $\delta$  は R<sub>DS(ON)</sub> の温度係数、R<sub>DS(ON)</sub> (約 1 $\Omega$ ) は MOSFET のミラー・スレッショルド電圧での実効ドライブ抵抗です。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<sup>2</sup>R 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<sub>IN</sub> 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<sub>IN</sub> が低い場合は遷移損失が急激に上昇し、実際には C<sub>MILLER</sub> が小さくて R<sub>DS(ON)</sub> 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時、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<sub>DS(ON)</sub> 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  $\delta = 0.005/^{\circ}\text{C}$  を使用することができます。

## アプリケーション情報

### C<sub>IN</sub>とC<sub>OUT</sub>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<sub>IN</sub>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ェントに関して、入力電圧の特性を必ず評価してください。

C<sub>IN</sub>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あります。

昇圧コンバータでは出力電流が不連続なので、C<sub>OUT</sub>は出力電圧リップルを減少させることができません。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。

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

ここで、C<sub>OUT</sub>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。

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

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ブされるので、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。

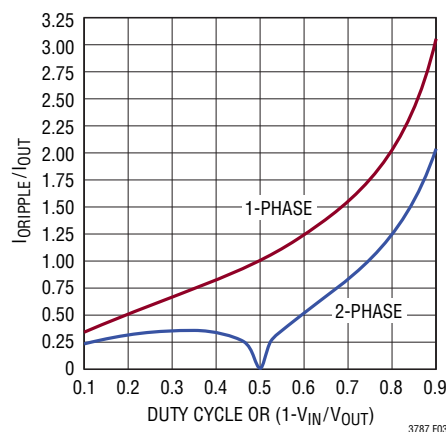


図3. 昇圧コンバータの出力コンデンサの正規化されたリップル電流(RMS)

### 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<sub>CC</sub>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。

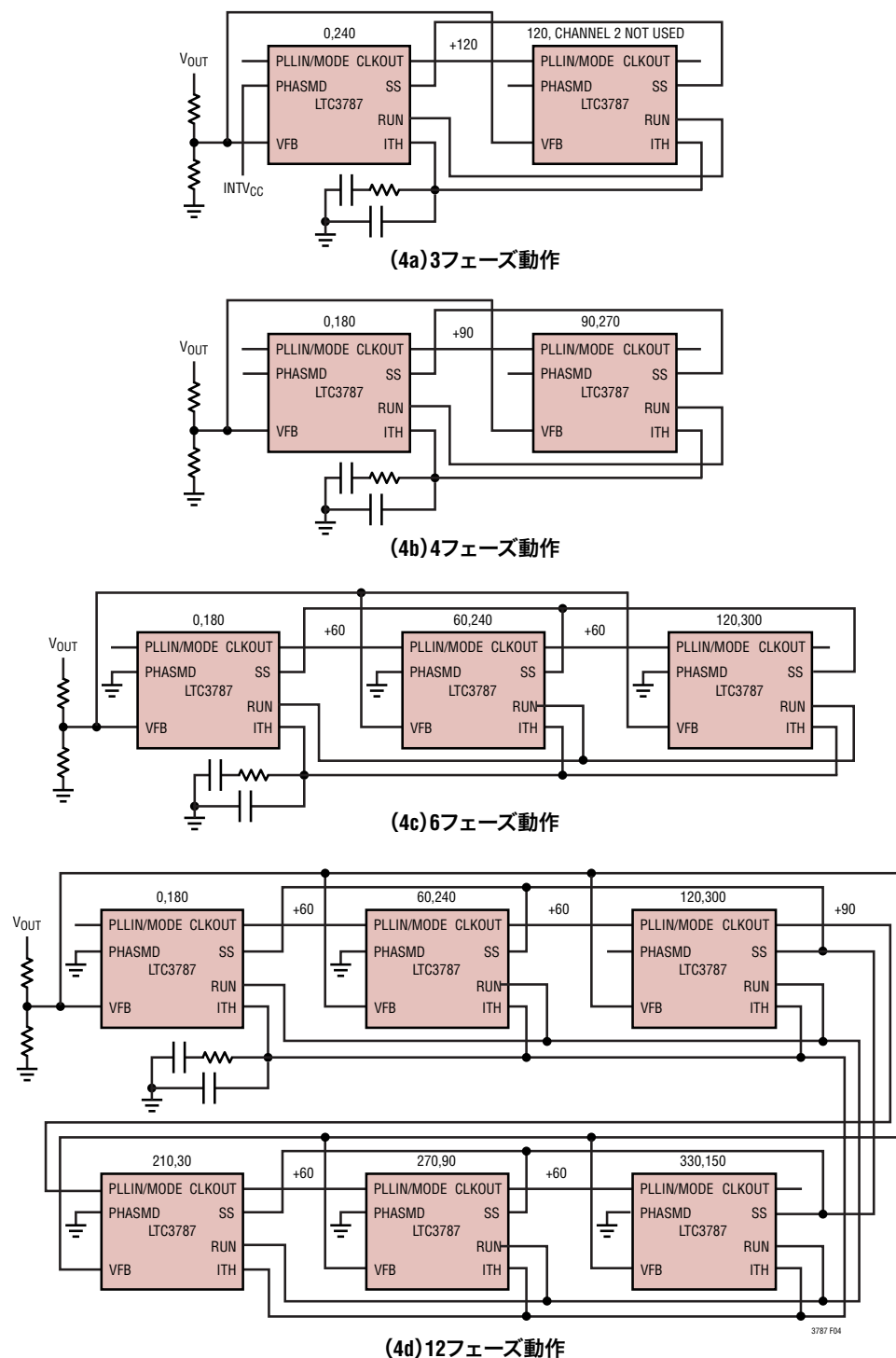


図4. PolyPhase 動作

## 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。

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

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ノードを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。

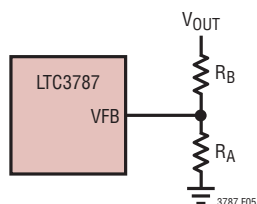


図5. 出力電圧の設定

### 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ピンからグラウンドに接続することによってイネーブルされます。内部10 $\mu$ A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。

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

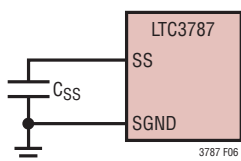


図6. SSピンを使ったソフトスタートの設定

### INTV<sub>CC</sub>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、EXTV<sub>CC</sub>ピンの接続状態に従って、VBIAS電源ピンまたはEXTV<sub>CC</sub>ピンのどちらからかINTV<sub>CC</sub>ピンに電力を供給します。INTV<sub>CC</sub>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EXTV<sub>CC</sub> LDOはINTV<sub>CC</sub>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4.7 $\mu$ Fのセラミック・コンデンサを使ってグラウンドにバイパスする必要があります。MOSFETゲート・ドライバに必要な高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INTV<sub>CC</sub>電流は、VBIAS LDOまたはEXTV<sub>CC</sub> LDOのどちらかによって供給することができます。EXTV<sub>CC</sub>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、 $V_{BIAS} \cdot I_{INTVCC}$ に等しくなります。「効率に関する検討事項」のセクションで説明されているように、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、EXTV<sub>CC</sub>電源を使用していないとき、40VのVBIAS電源からの、LTC3787のINTV<sub>CC</sub>電流はQFNパッケージでは32mA未満に制限されます。

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

SSOPパッケージでは、EXTV<sub>CC</sub>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INTV<sub>CC</sub>電流は15mA未満に制限されます。

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

最大接合部温度を超えないようにするには、最大 $V_{IN}$ での連続導通モード(PLLIN/MODE = INTV<sub>CC</sub>)動作時の入力電源電流をチェックする必要があります。

EXTV<sub>CC</sub>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EXTV<sub>CC</sub> LDOがイネーブルされます。EXTV<sub>CC</sub>に印加された電圧が4.55Vより上に留まる限り、EXTV<sub>CC</sub> LDOはオンしたままです。



## アプリケーション情報

EXTV<sub>CC</sub> LDOはINTV<sub>CC</sub>の電圧を5.4Vに安定化しようとするので、EXTV<sub>CC</sub>が5.4Vより低い間はLDOがドロップアウト状態になり、INTV<sub>CC</sub>の電圧はほぼEXTV<sub>CC</sub>に等しくなります。EXTV<sub>CC</sub>が5.4Vより高く、絶対最大定格6V以下のとき、INTV<sub>CC</sub>は5.4Vに安定化されます。

外部電源からINTV<sub>CC</sub>に給電すると、熱的に大きな利点が得られます。EXTV<sub>CC</sub>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。

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

また、SSOPパッケージでは125°Cから74°Cに下がります。

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

EXTV<sub>CC</sub> LDOを通して規定値以上の電流が必要な場合は、EXTV<sub>CC</sub>ピンとINTV<sub>CC</sub>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つても)、EXTV<sub>CC</sub> ≤ VBIASであることを確認してください。

EXTV<sub>CC</sub>の可能な接続方法を以下に列挙します。

EXTV<sub>CC</sub>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<sub>CC</sub>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<sub>CC</sub>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<sub>CC</sub>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<sub>B</sub>、D<sub>B</sub>)

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<sub>B</sub>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”のとき、「ブロック図」のコンデンサC<sub>B</sub>がINTV<sub>CC</sub>から外部ダイオードD<sub>B</sub>を通して充電されます。トップサイドMOSFETの1つをオンさせるとき、ドライバはそのMOSFETのゲートとソースの間にC<sub>B</sub>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<sub>OUT</sub>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。V<sub>BOOST</sub> = V<sub>OUT</sub> + V<sub>INTVCC</sub>。昇圧コンデンサC<sub>B</sub>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イクダウン電圧はV<sub>OUT(MAX)</sub>より大きくなければなりません。

外部ダイオードD<sub>B</sub>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。

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<sub>B</sub>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<sub>B</sub>を完全に放電させてしまうことがあり、入力電圧からBOOSTピン、さらにINTV<sub>CC</sub>への電流経路を形成することがあります。これにより、ダイオードのリーク電流がINTV<sub>CC</sub>の消費電流より大きいと、INTV<sub>CC</sub>が上昇することがあります。これは、INTV<sub>CC</sub>の負荷が非常に小さくなることのある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<sub>CC</sub>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<sub>CC</sub>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<sub>CC</sub> LDOをデイスエーブルするので、INTV<sub>CC</sub>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<sub>CC</sub> 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 入力を引き上げます。外部クロックの周波数が  $f_{osc}$  より

低いと、電流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 ( $C_{LP}$ ) 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に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済みます。

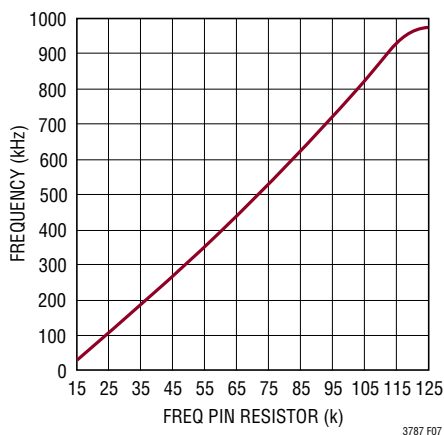


図7. 発振器周波数とFREQピンの抵抗値の関係

## 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
INTV <sub>CC</sub>	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<sub>IN</sub>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<sub>IN</sub>がV<sub>OUT</sub>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、また何が変わ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。

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

ここで、L1、L2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) INTV<sub>CC</sub>レギュレータ電流、3) I<sup>2</sup>R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くはありません(0.1%未満)。
2. INTV<sub>CC</sub>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、INTV<sub>CC</sub>からグラウンドに微小電荷(dQ)が移動します。それによって生じるdQ/dtはINTV<sub>CC</sub>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<sub>T</sub>とQ<sub>B</sub>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<sup>2</sup>R 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<sub>DS</sub>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ー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ตอบสนองするのに数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、 $V_{OUT}$  は  $\Delta I_{LOAD}$  (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、 $\Delta I_{LOAD}$  により  $C_{OUT}$  の充放電が始まって帰還誤差信号を発生し、レギュレータを電流変化に適応させて  $V_{OUT}$  を定常値に回復させます。この回復期間に (安定性に問題があることを示す) 過度のオーバーシュートやリングングが発生しないか  $V_{OUT}$  をモニタ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ため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で、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  $1\mu s \sim 10\mu s$  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が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しないので、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 ( $1\mu F$  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、しかも瞬間的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、 $10\mu F$  のコンデンサでは  $250\mu s$  の立ち上がり時間が必要で、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 チャン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。

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

$V_{IN} = 1/2 V_{OUT} = 12V$  のとき最大リップルとなり、各チャン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

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

R<sub>SENSE</sub> 抵抗値は、最大電流検出電圧の規定値を使い、いくつかの許容差を考慮して計算することができます。

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

1% 抵抗を選択すると、R<sub>A</sub> = 5k および R<sub>B</sub> = 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<sub>DS(ON)</sub> = 0.012Ω、C<sub>MILLER</sub> = 150pF です。T (推定) = 50°C で最大入力電圧では次のようになります。

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

C<sub>OUT</sub> は出力の方形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。

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

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 がリプルを支配すると仮定して) 出力電圧リプルを 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<sub>OUT</sub> とともに狭い1つの領域内に配置します。

2. 信号グラウンドと電源グラウンドは分離されていますか。1つにまとめたこのデバイスの信号グラウンド・ピンと C<sub>INTVCC</sub> のグラウンド・リターンは、1つにまとめた C<sub>OUT</sub> 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<sub>OUT</sub> の (+) 端子に接続されていますか。抵抗分割器は C<sub>OUT</sub> の (+) 端子と信号グラウンドの間に接続し、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<sup>+</sup> と SENSE<sup>-</sup> 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<sup>+</sup> と SENSE<sup>-</sup> 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. INTV<sub>CC</sub> デカップリング・コンデンサはデバイスの近くで INTV<sub>CC</sub> 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 INTV<sub>CC</sub> 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・グラウンド」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インピーダンスの大きな銅領域の中央接地点で、ここに INTV<sub>CC</sub> 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

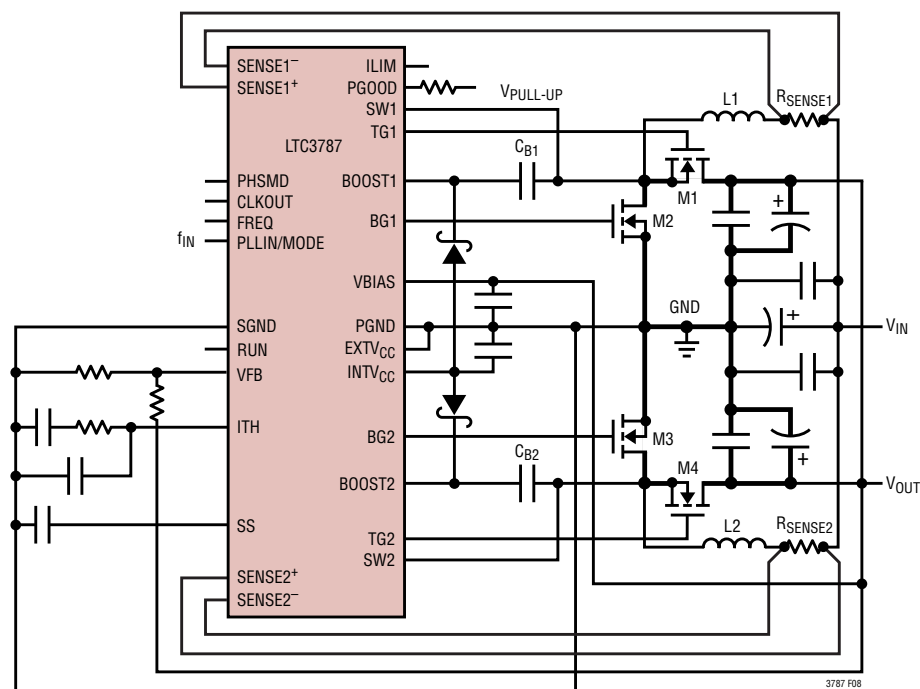


図8. 推奨プリント回路レイアウト図

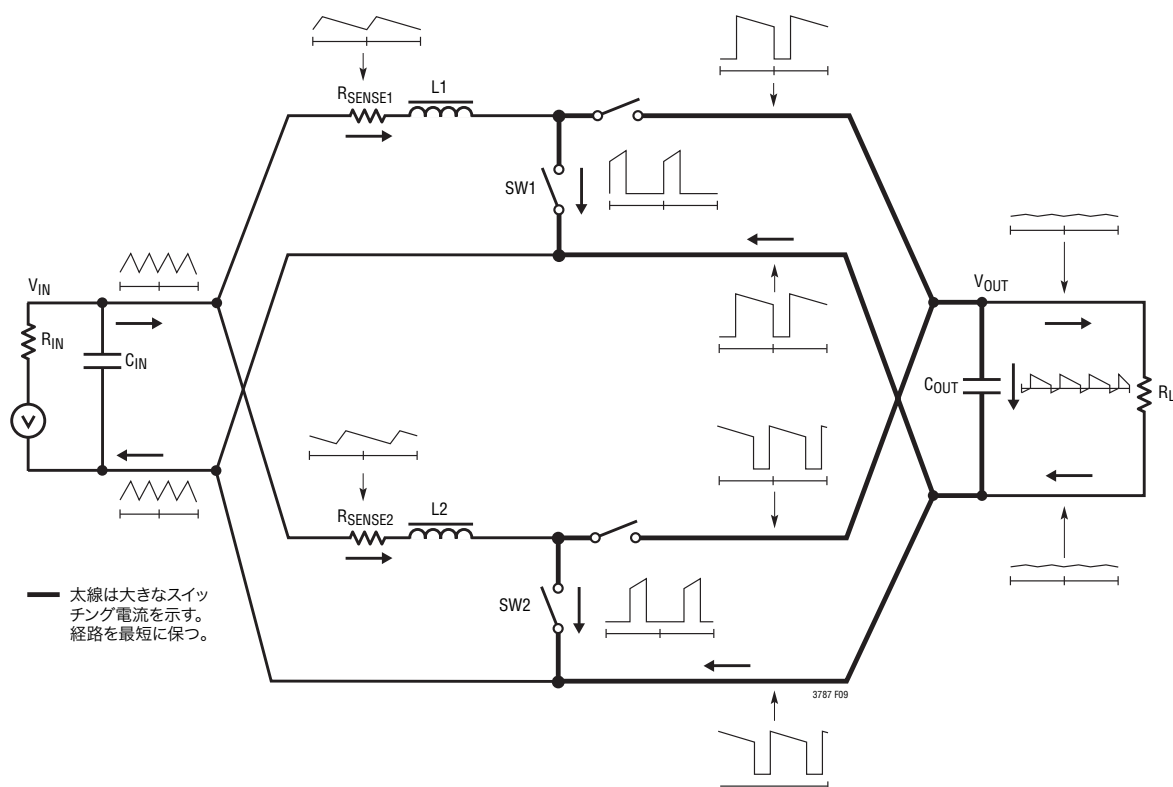


図9. ブランチ電流の波形

## 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ュホールド(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。

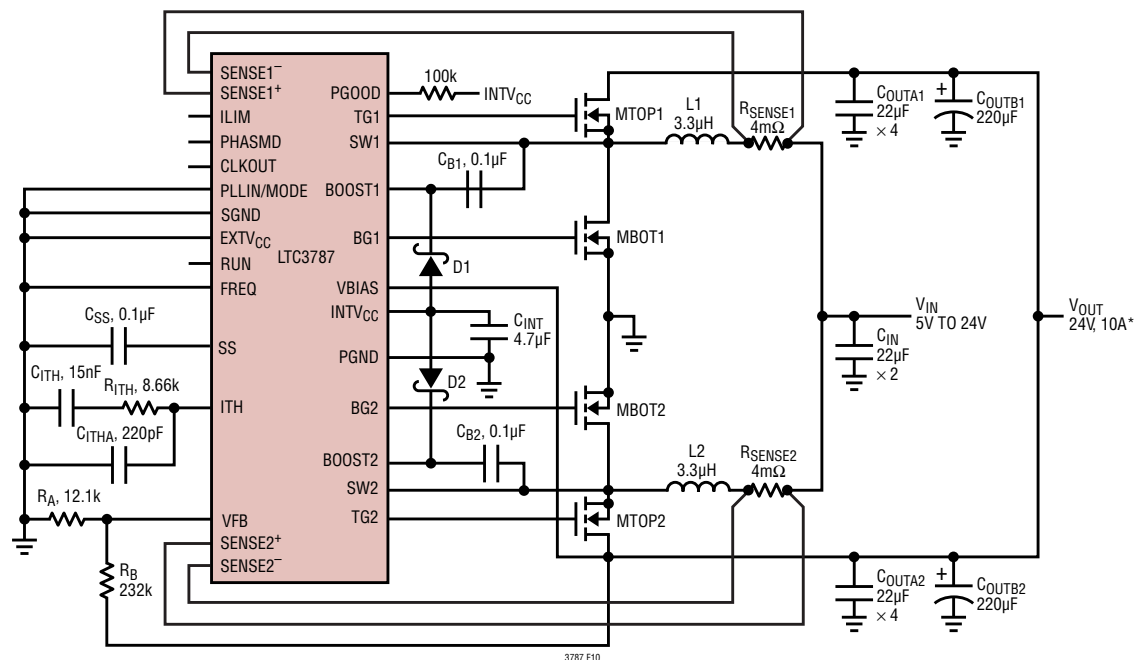
デューティ・サイクルのパーセンテージは、適切に設計された低ノイズのPCBにおいてはサイクルからサイクルへと維持されます。低調波の周期でデューティ・サイクルが変動する場合、電流検出入力または電圧検出入力にノイズを拾っているか、またはループ補償が適当でない可能性があります。レギュレータの帯域幅の最適化が必要なければ、ループを過補償にしてPCBのレイアウトの不備を補うことができます。両方のコントローラを同時にオンするのは必ず各コントローラの個々の性能をチェックした後にしてください。特に条件の厳しい動作領域は、片方のコントローラ・チャネルが電流コンパレータのトリップ点に近づいているときに他方のチャネルがボトム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することができます。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。

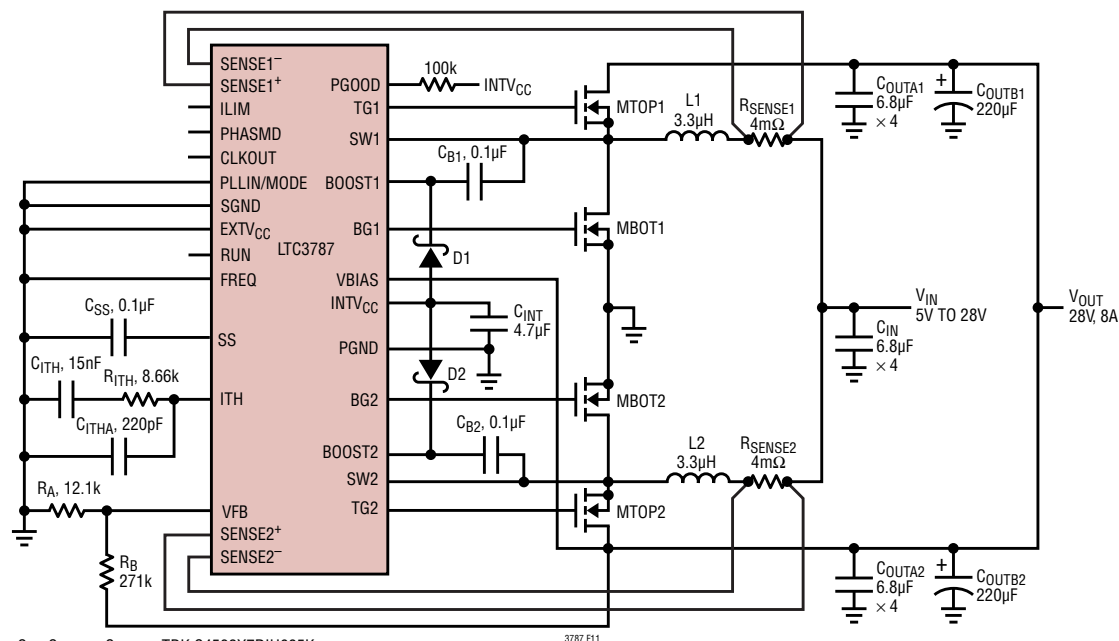
## 標準的応用例



C<sub>IN</sub>, C<sub>OUTA1</sub>, C<sub>OUTA2</sub>: TDK C4532X5R1E226M  
 C<sub>OUTB1</sub>, C<sub>OUTB2</sub>: SANYO, 50CE220LX  
 L1, L2: PULSE PA1494.362NL  
 MBOT1, MBOT2, MTOP1, MTOP2: RENESAS HAT2169H  
 D1, D2: BAS140W

\*V<sub>IN</sub> < 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<sub>IN</sub>, C<sub>OUTA1</sub>, C<sub>OUTA2</sub>: TDK C4532X7RIH685K  
 C<sub>OUTB1</sub>, C<sub>OUTB2</sub>: 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

3787fc

## 標準の応用例

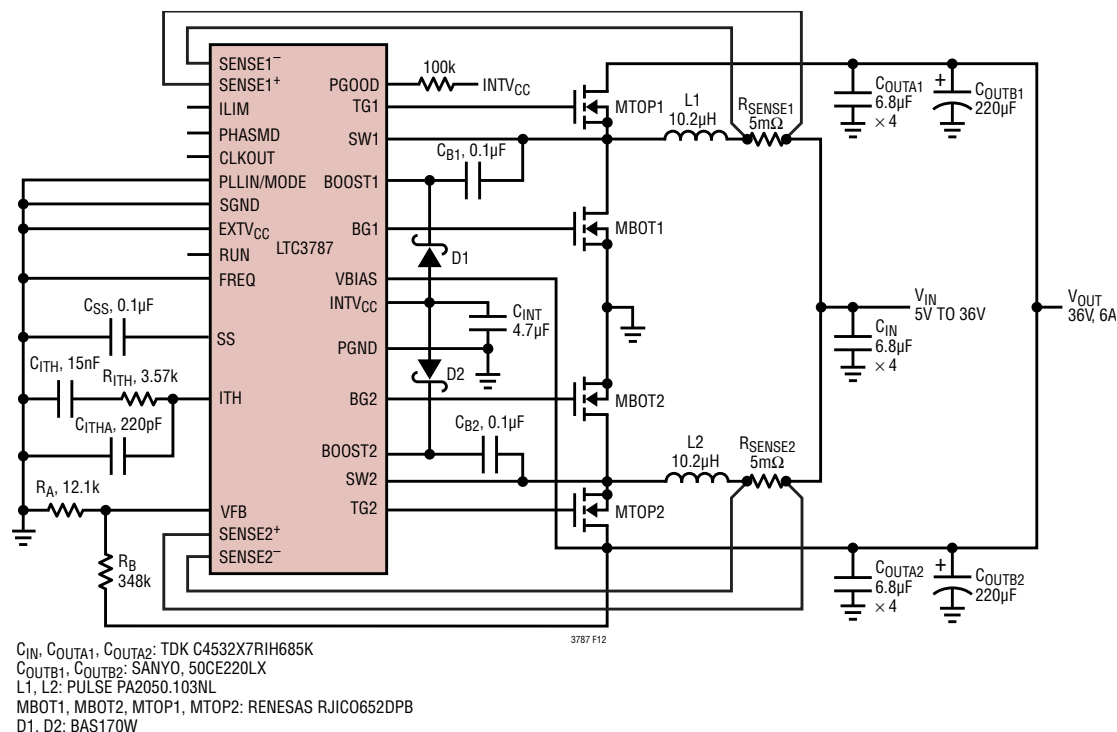


図 12. 高効率、2 フェーズ、36V 昇圧コンバータ

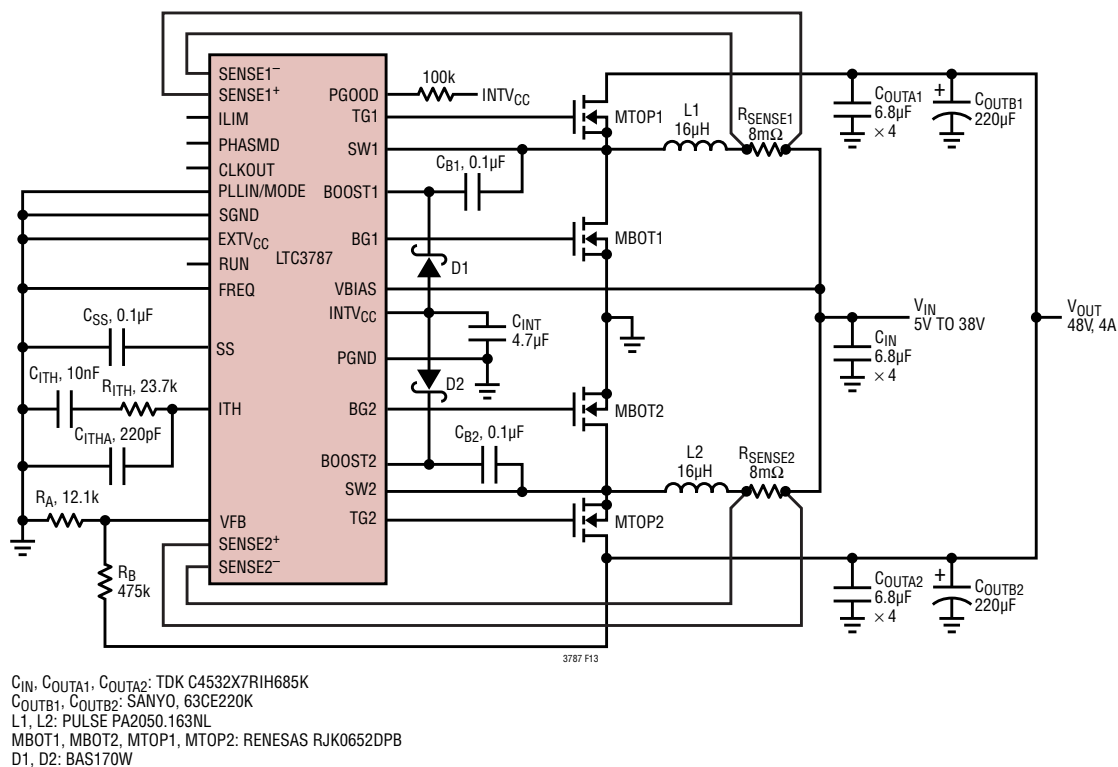
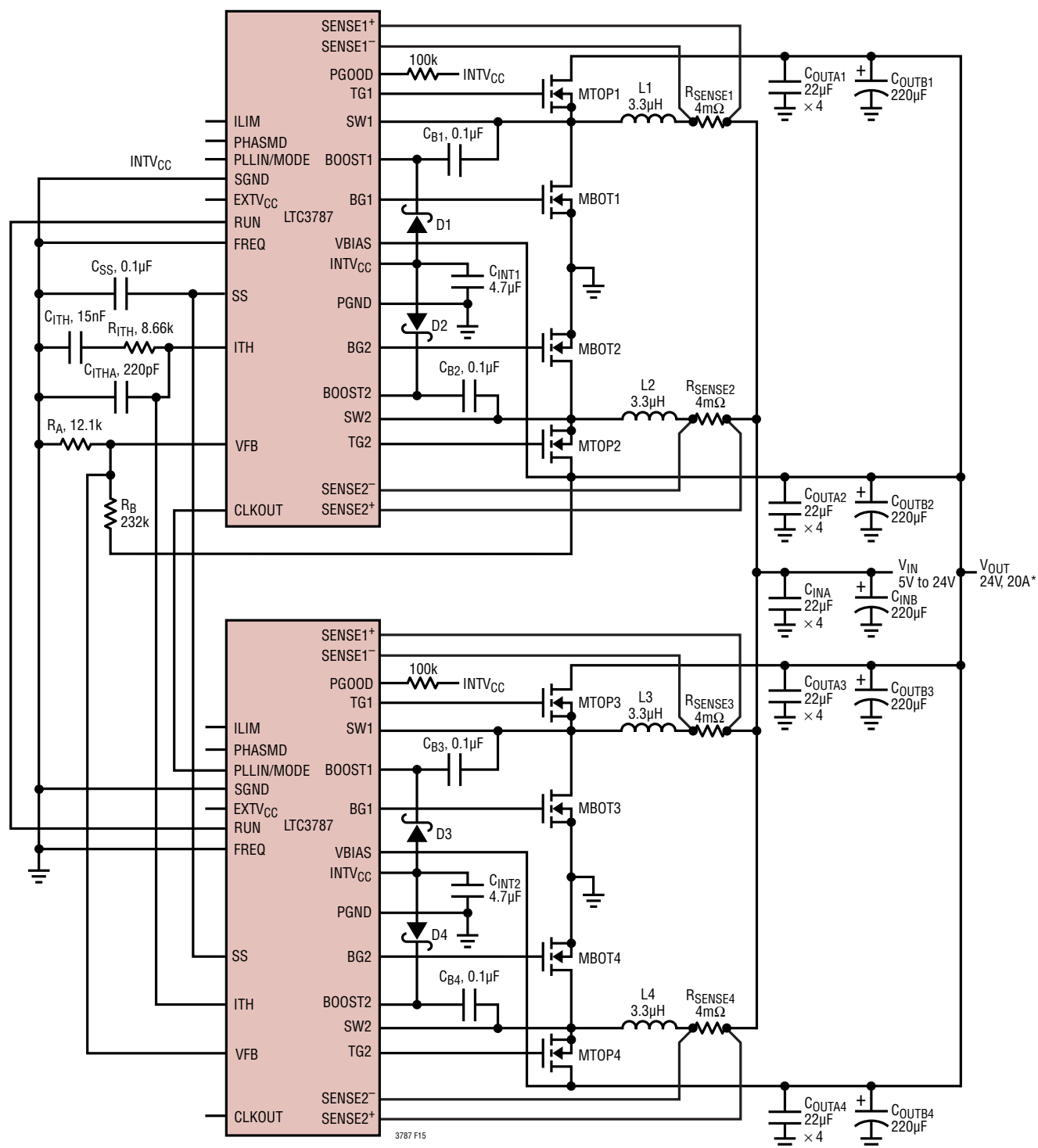


図 13. 高効率、2 フェーズ、48V 昇圧コンバータ





## 標準的応用例



C<sub>INA</sub>, C<sub>OUTA1</sub>, C<sub>OUTA2</sub>, C<sub>OUTA3</sub>, C<sub>OUTA4</sub>: TDK C4532X5R1E226M  
 C<sub>INB</sub>, C<sub>OUTB1</sub>, C<sub>OUTB2</sub>, C<sub>OUTB3</sub>, C<sub>OUTB4</sub>: SANYO, 50CE220LX  
 L1, L2, L3, L4: PULSE PA1494.362NL  
 MBOT1, MBOT2, MBOT3, MBOT4, MTOP1, MTOP2, MTOP3, MTOP4: RENESAS HAT2169H  
 D1, D2, D3, D4: BAS140W

\*V<sub>IN</sub> < 8Vのとき、利用可能な最大負荷電流が減少する

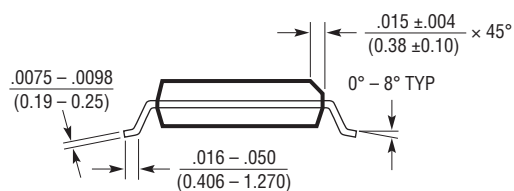
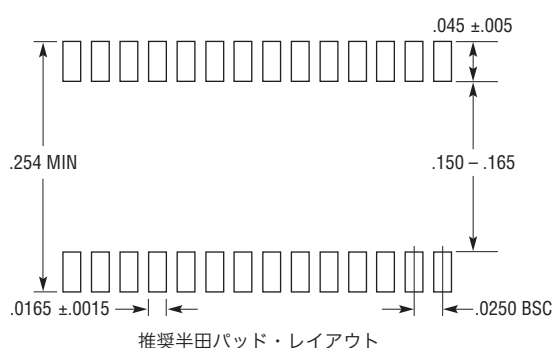
図15. 4フェーズ、シングル出力の昇圧コンバータ



## 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/designtools/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)



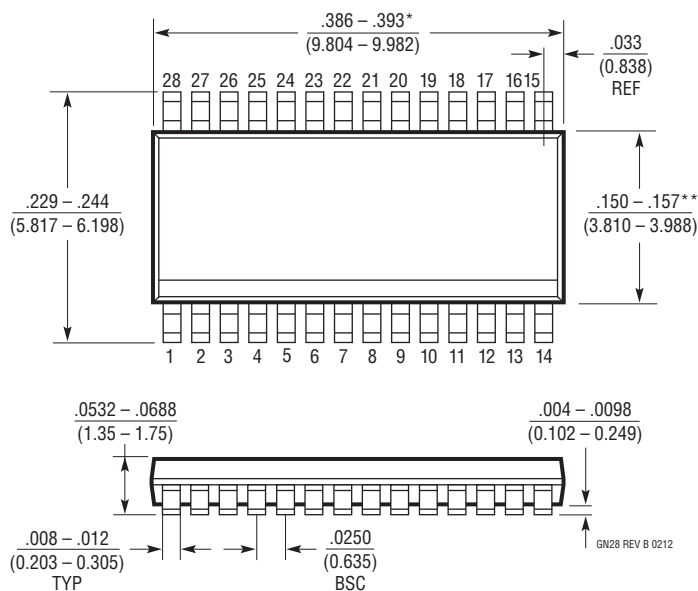
## NOTE:

1. 標準寸法: インチ
2. 寸法は  $\frac{\text{インチ}}{(\text{ミリメートル})}$

3. 図は実寸とは異なる

\*寸法にはモールドのバリを含まない  
 モールドのバリは各サイドで  $0.006''$  ( $0.152\text{mm}$ ) を超えないこと

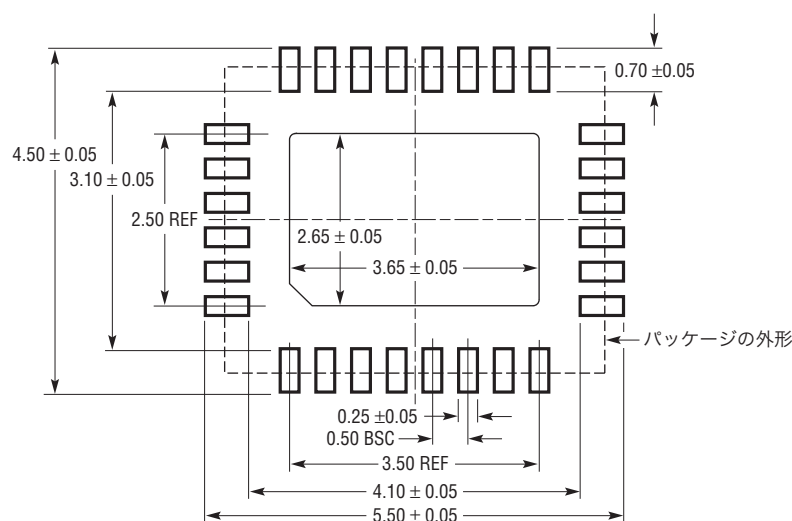
\*\*寸法にはリード間のバリを含まない  
 リード間のバリは各サイドで  $0.010''$  ( $0.254\text{mm}$ ) を超えないこと



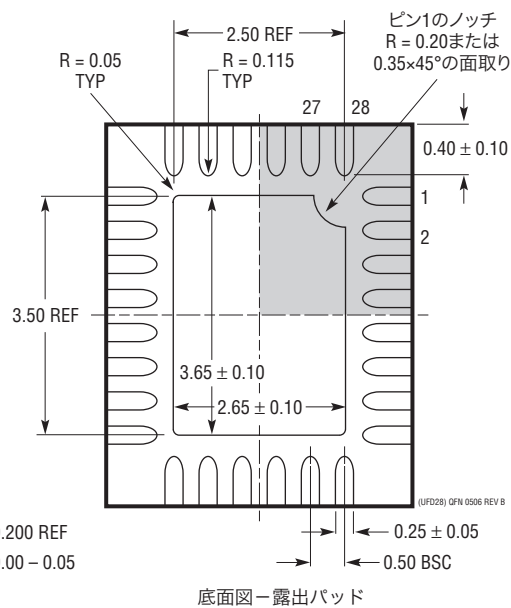
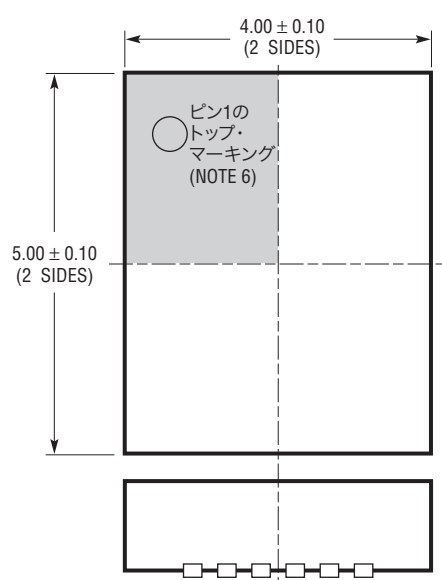
## パッケージ

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)



推奨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



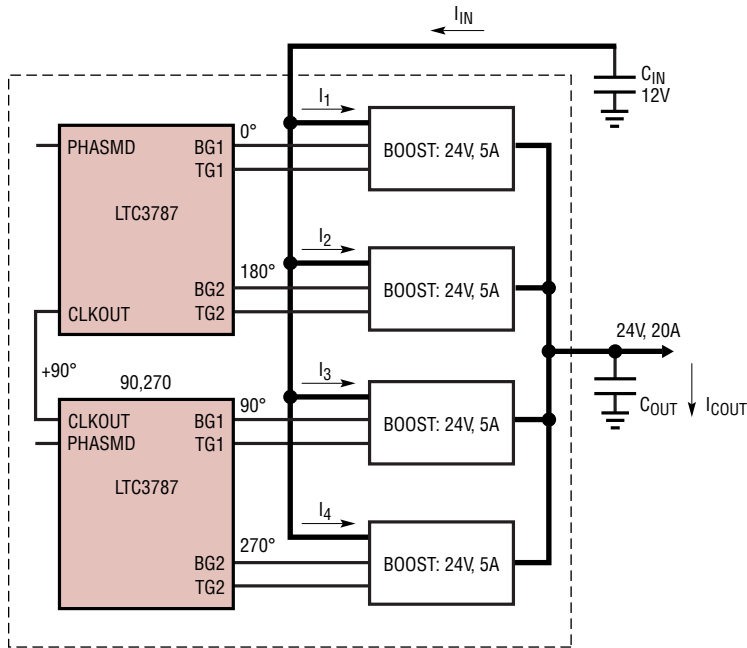
## NOTE:

1. 図はJEDECパッケージ外形MO-220のバリエーション(WXXX-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. 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

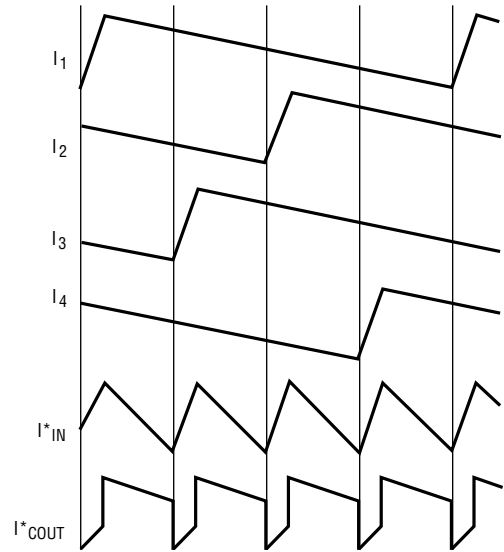
## 改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	12/10	PGND、BG2、BG1、INTV <sub>CC</sub> および EXTV <sub>CC</sub> のピン番号の更新	10
		「ブロック図」の更新	11
		図 11、図 12、図 13 の更新	29、30
		「関連製品」の更新	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	1、5、6、7、8、9
		保存温度範囲の更新	2
		「トップサイド MOSFET ドライバの電源 (C <sub>B</sub> 、D <sub>B</sub> )」セクションの更新	22
		「関連製品」の更新	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) $\leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $V_{OUT}$ : 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) $\leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $V_{OUT}$ : 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 $\leq V_{IN} \leq 36V$ 、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 $\leq V_{IN} \leq 40V/100V$ 、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 $R_{SENSE}$ 、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 $\leq V_{IN} \leq 36V$ 、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ック時に安定、4.5V (起動後は最低 2.5V) $\leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $V_{OUT(BOCKS)}$ : 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 $\leq V_{IN} \leq 38V$ 、0.8V $\leq V_{OUT} \leq 38V$ 、4mm×5mm QFN-28 および SSOP-2 パッケージ

3787fc