

# 60V PolyPhase 同期整流式昇圧 コントローラ

## 特長

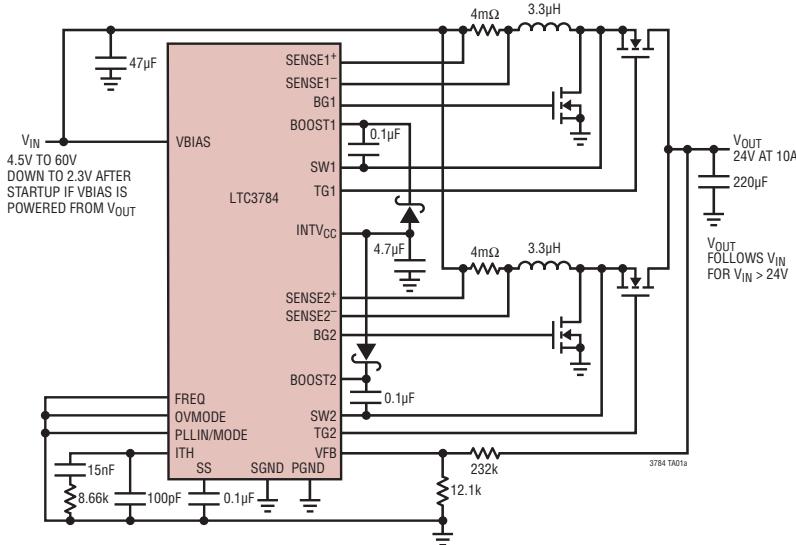
- PolyPhase® 動作により、必要な入力容量、出力容量、および電源起因ノイズを低減
- 最高の効率を得て熱放散を低減するための同期整流式動作
- 広い入力電圧範囲: 4.5V ~ 60V(絶対最大定格: 65V)、起動後は最小 2.3Vまで動作
- 出力電圧: 最大 60V
- ±1% 精度のリファレンス電圧: 1.200V
- RSENSE またはインダクタの DCR による電流検出
- 同期 MOSFET に対してデューティ・サイクル 100% が可能
- 低暗電流: 28µA
- 位相同期可能な周波数 (75kHz ~ 850kHz)
- プログラム可能な固定周波数 (50kHz ~ 900kHz)
- パワーグッド出力による電圧モニタ
- 低シャットダウン電流、 $I_Q < 4\mu A$
- 内蔵の LDO が VBIAS または EXTV<sub>CC</sub> からゲート駆動回路に電力を供給
- 熱特性が改善された高さの低い 28 ピン 4mm × 5mm QFN パッケージおよび縦型 SSOP パッケージ

## アプリケーション

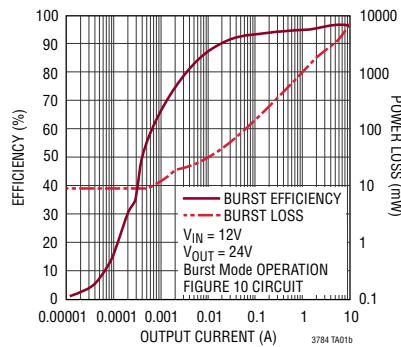
- 産業用機器
- 自動車
- 医療機器
- 軍用機器

## 標準的応用例

### 240W、12V から 24V/10A の 2フェーズ同期整流式昇圧コンバータ



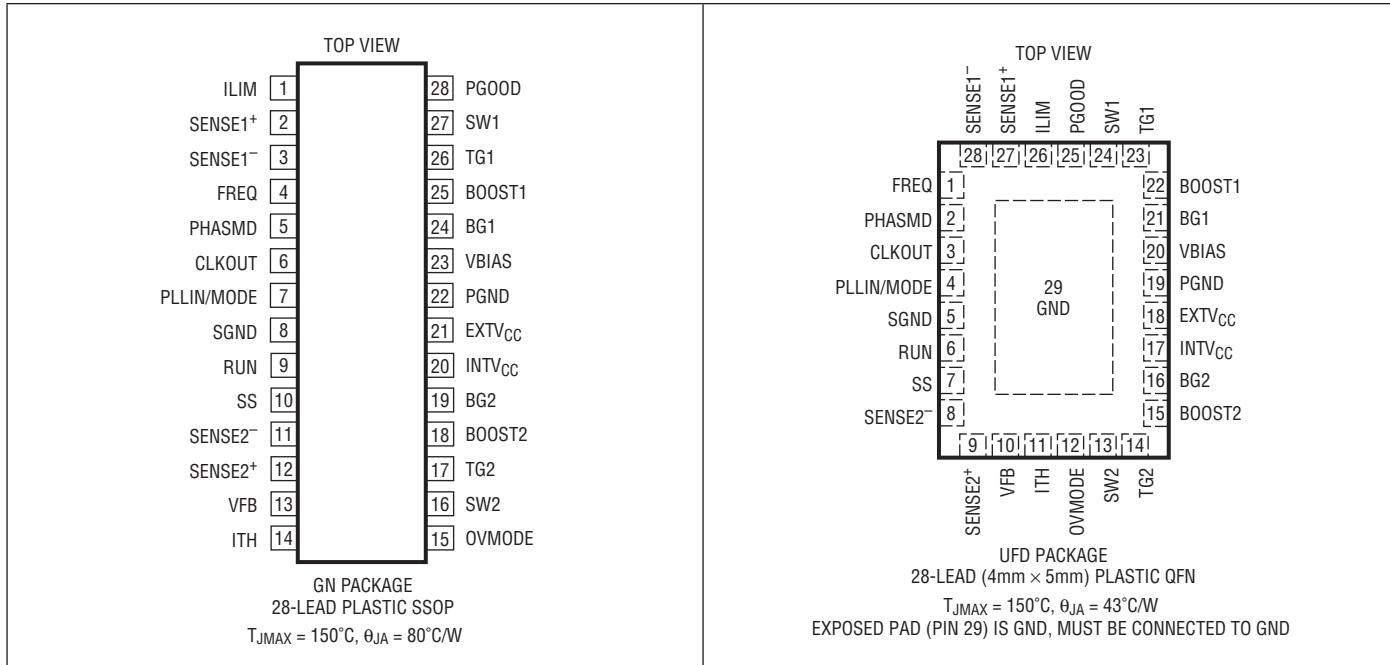
効率および電力損失と  
出力電流



## 絶対最大定格 (Note 1, 3)

VBIAS.....	-0.3V ~ 65V	EXTV <sub>CC</sub> .....	-0.3V ~ 14V
BOOST1 および BOOST2 .....	-0.3V ~ 71V	SENSE1 <sup>+</sup> 、SENSE1 <sup>-</sup> 、SENSE2 <sup>+</sup> 、SENSE2 <sup>-</sup> .....	-0.3V ~ 65V
SW1 および SW2 .....	-5V ~ 65V	(SENSE1 <sup>+</sup> - SENSE1 <sup>-</sup> )、(SENSE2 <sup>+</sup> - SENSE2 <sup>-</sup> ) .....	-0.3V ~ 0.3V
RUN .....	-0.3V ~ 8V	ILIM、SS、ITH、FREQ、PHASMD、VFB .....	-0.3V ~ INTV <sub>CC</sub>
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 <sub>CC</sub> 、(BOOST1 - SW1)、(BOOST2 - SW2) .....	-0.3V ~ 6V	リード温度(半田付け、10秒) SSOP .....	300°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
LTC3784EUFD#PBF	LTC3784EUFD#TRPBF	3784	28-Lead (4mm×5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3784IUFD#PBF	LTC3784IUFD#TRPBF	3784	28-Lead (4mm×5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3784HUFD#PBF	LTC3784HUFD#TRPBF	3784	28-Lead (4mm×5mm) Plastic QFN	-40°C to 150°C
LTC3784MPUD#PBF	LTC3784MPUD#TRPBF	3784	28-Lead (4mm×5mm) Plastic QFN	-55°C to 150°C
LTC3784EGN#PBF	LTC3784EGN#TRPBF	LTC3784GN	28-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LTC3784IGN#PBF	LTC3784IGN#TRPBF	LTC3784GN	28-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LTC3784HGN#PBF	LTC3784HGN#TRPBF	LTC3784GN	28-Lead Plastic SSOP	-40°C to 150°C
LTC3784MPGN#PBF	LTC3784MPGN#TRPBF	LTC3784GN	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、 $\text{VBIAS} = 12\text{V}$ (Note 2)。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
<b>メイン制御ループ</b>							
VBIAS	Chip Bias Voltage Operating Range		4.5	60		V	
	SENSE Pins Common Mode Range (BOOST Converter Input Supply Voltage $V_{IN}$ )		2.3	60		V	
V <sub>FB</sub>	Regulated Feedback Voltage	$ I_{TH}  = 1.2\text{V}$ (Note 4)	●	1.188	1.200	1.212	V
	Feedback Current	(Note 4)		±5	±50	nA	
	Reference Line Voltage Regulation	$\text{VBIAS} = 6\text{V}$ to $60\text{V}$		0.002	0.02	%/V	
	Output Voltage Load Regulation (Note 4)	Measured in Servo Loop; $\Delta I_{TH}$ Voltage = $1.2\text{V}$ to $0.7\text{V}$	●	0.01	0.1	%	
		Measured in Servo Loop; $\Delta I_{TH}$ Voltage = $1.2\text{V}$ to $2\text{V}$	●	-0.01	-0.1	%	
	Error Amplifier Transconductance	$ I_{TH}  = 1.2\text{V}$		2		mmho	
I <sub>Q</sub>	Input DC Supply Current Pulse-Skipping or Forced Continuous Mode Sleep Mode Shutdown	(Note 5)  $\text{RUN} = 5\text{V}$ ; $V_{FB} = 1.25\text{V}$ (No Load) $\text{RUN} = 5\text{V}$ ; $V_{FB} = 1.25\text{V}$ (No Load) $\text{RUN} = 0\text{V}$		0.9 28 4	45 10	mA μA μA	
	SW Pin Current	$V_{SW,1,2} = 12\text{V}$ ; $V_{BOOST1,2} = 4.5\text{V}$ ; FREQ = 0V, Forced Continuous or Pulse-Skipping Mode		700		μA	
UVLO	INTVCC Undervoltage Lockout Thresholds	$V_{INTVCC}$ Ramping Up $V_{INTVCC}$ Ramping Down	● ●	4.1 3.6	4.3 3.8	V V	
V <sub>RUN</sub>	RUN Pin ON Threshold	$V_{RUN}$ Rising	●	1.18	1.28	1.38	V
	RUN Pin Hysteresis			100		mV	
	RUN Pin Hysteresis Current	$V_{RUN} > 1.28\text{V}$		4.5		μA	
	RUN Pin Current	$V_{RUN} < 1.28\text{V}$		0.5		μA	
	Soft-Start Charge Current	$V_{SS} = \text{GND}$		7	10	13	μA
V <sub>SENSE1,2(MAX)</sub>	Maximum Current Sense Threshold	$V_{FB} = 1.1\text{V}$ , $I_{LIM} = \text{INTVCC}$ $V_{FB} = 1.1\text{V}$ , $I_{LIM} = \text{Float}$ $V_{FB} = 1.1\text{V}$ , $I_{LIM} = \text{GND}$	● ● ●	90 68 42	100 75 50	110 82 56	mV mV mV
	Matching Between V <sub>SENSE1(MAX)</sub> and V <sub>SENSE2(MAX)</sub>	$V_{FB} = 1.1\text{V}$ , $I_{LIM} = \text{INTVCC}$ $V_{FB} = 1.1\text{V}$ , $I_{LIM} = \text{Float}$ $V_{FB} = 1.1\text{V}$ , $I_{LIM} = \text{GND}$	● ● ●	-12 -10 -9	0 0 0	12 10 9	mV mV mV
	SENSE <sup>+</sup> Pin Current	$V_{FB} = 1.1\text{V}$ , $I_{LIM} = \text{Float}$		200	300		μA
	SENSE <sup>-</sup> Pin Current	$V_{FB} = 1.1\text{V}$ , $I_{LIM} = \text{Float}$			±1		μA
	Top Gate Rise Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 6)		20			ns
	Top Gate Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 6)		20			ns
	Bottom Gate Rise Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 6)		20			ns
	Bottom Gate Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 6)		20			ns
	Top Gate Pull-Up Resistance			1.2			Ω
	Top Gate Pull-Down Resistance			1.2			Ω
	Bottom Gate Pull-Up Resistance			1.2			Ω
	Bottom Gate Pull-Down Resistance			1.2			Ω
	Top Gate Off to Bottom Gate On Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Each Driver)		30			ns
	Bottom Gate Off to Top Gate On Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Each Driver)		30			ns
	Maximum BG Duty Factor			96			%
t <sub>ON(MIN)</sub>	Minimum BG On-Time	(Note 7)		110			ns

## 電気的特性

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

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>INTV<sub>CC</sub> リニア・レギュレータ</b>						
	Internal V <sub>CC</sub> Voltage	$6\text{V} < V_{BIAS} < 60\text{V}$ , $V_{EXTVCC} = 0$	5.2	5.4	5.6	V
	INTV <sub>CC</sub> Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to $50\text{mA}$		0.5	2	%
	Internal V <sub>CC</sub> Voltage	$6\text{V} < V_{EXTVCC} < 13\text{V}$	5.2	5.4	5.6	V
	INTV <sub>CC</sub> Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to $40\text{mA}$ , $V_{EXTVCC} = 8.5\text{V}$		0.5	2	%
	EXTV <sub>CC</sub> Switchover Voltage	EXTV <sub>CC</sub> Ramping Positive	●	4.5	4.8	5
	EXTV <sub>CC</sub> Hysteresis			250		mV
<b>発振器とフェーズロック・ループ</b>						
	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
	Highest Fixed Frequency	$V_{FREQ} = \text{INTV}_{CC}$	488	535	585	kHz
	Synchronizable Frequency	PLLIN/MODE = External Clock	●	75	850	kHz
<b>PGOOD出力</b>						
	PGOOD Voltage Low	$I_{PGOOD} = 2\text{mA}$		0.2	0.4	V
	PGOOD Leakage Current	$V_{PGOOD} = 5\text{V}$			$\pm 1$	$\mu\text{A}$
	PGOOD Trip Level	$V_{FB}$ with Respect to Set Regulated Voltage $V_{FB}$ Ramping Negative Hysteresis	-12 2.5	-10 2.5	-8 2.5	% %
		$V_{FB}$ Ramping Positive Hysteresis	8 2.5	10 2.5	12 2.5	% %
	PGOOD Delay	PGOOD Going High to Low		45		$\mu\text{s}$
	OV Protection Threshold	$V_{FB}$ Ramping Positive, OV MODE = 0V	1.296	1.32	1.344	V
<b>BOOST1とBOOST2のチャージポンプ</b>						
	BOOST Charge Pump Available Output Current	$V_{SW1,2} = 12\text{V}$ ; $V_{BOOST1,2} - V_{SW1,2} = 4.5\text{V}$ ; FREQ = 0V, 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恐れがある。

**Note 2:** LTC3784は $T_J$ が $T_A$ にほぼ等しいバ尔斯負荷条件でテストされる。LTC3784E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。LTC3784Hは $-40^\circ\text{C}$ ～ $150^\circ\text{C}$ 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。LTC3784MP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。接合部温度が高いと動作寿命が短くなる。 $125^\circ\text{C}$ を超える接合部温度では動作寿命はディレーティングされる。これらの仕様を満たす最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱インピーダンスおよび他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まるに注意。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 $\theta_{JA} = 80^\circ\text{C/W}$ 。

**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熱保護機能が備わっている。この保護が動作しているときは、最高定格接合部温度を超える。規定された絶対最高動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうか、またはデバイスに永続的損傷を与える恐れがある。

**Note 4:** LTC3784は、 $I_H$ を電流制限範囲の中点に保ったまま $V_{FB}$ をエラー・アンプの出力にサーボ制御する帰還ループでテストされる。

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

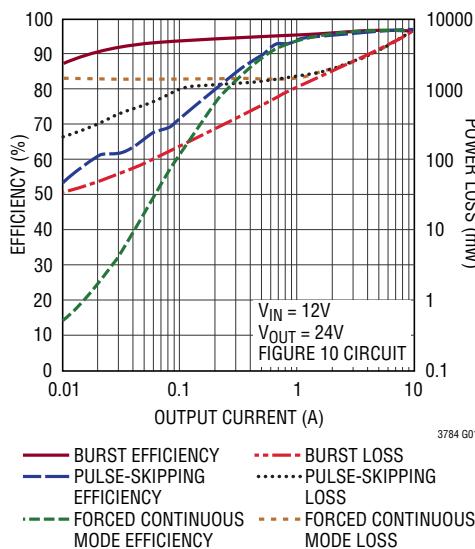
**Note 6:** 立ち上がり時間と立ち下り時間は10%と90%のレベルを使って測定する。遅延時間は50%レベルを使って測定する。

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

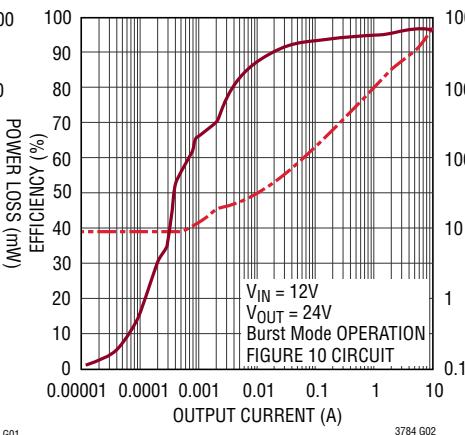
## 標準的性能特性

注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

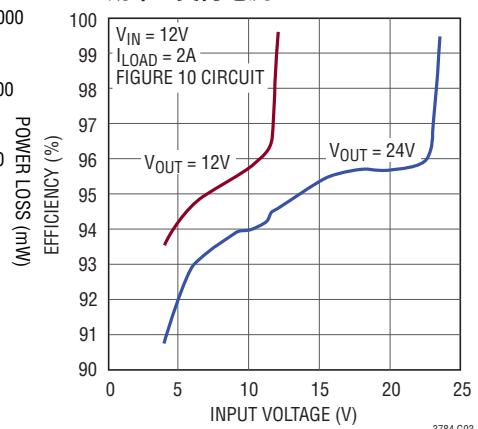
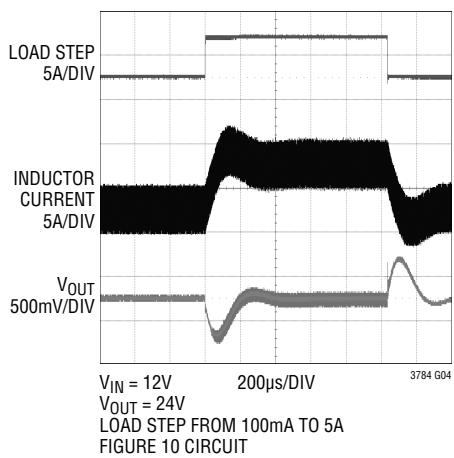
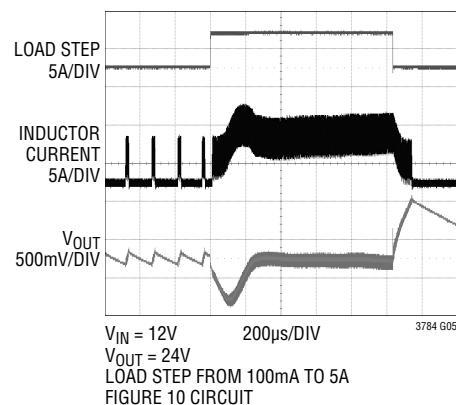
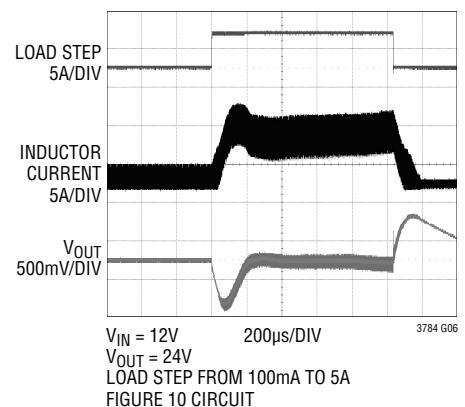
## 効率および電力損失と出力電流



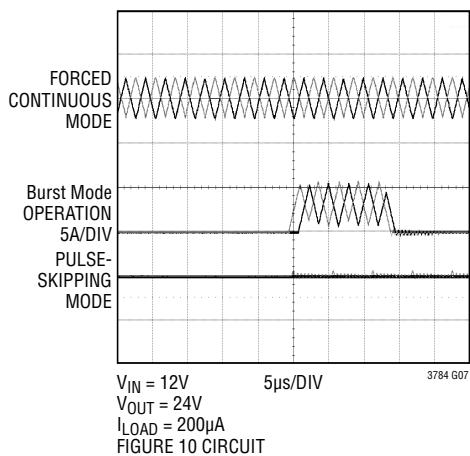
## 効率および電力損失と出力電流



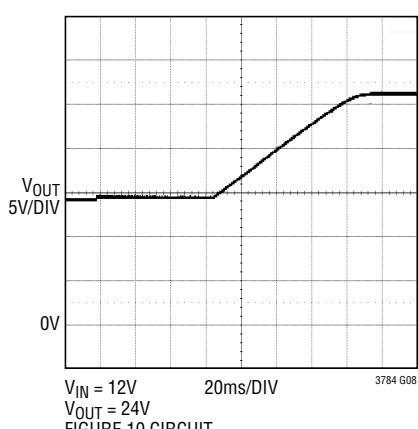
## 効率と負荷電流

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

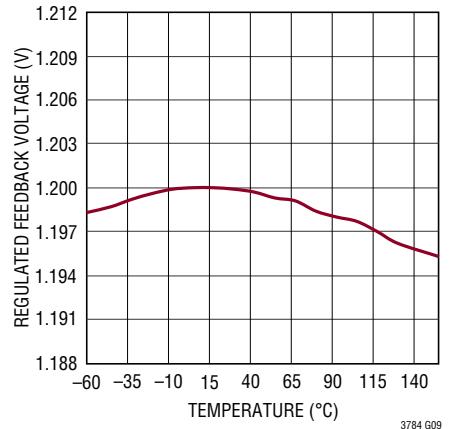
## 軽負荷時のインダクタ電流



## ソフトスタート



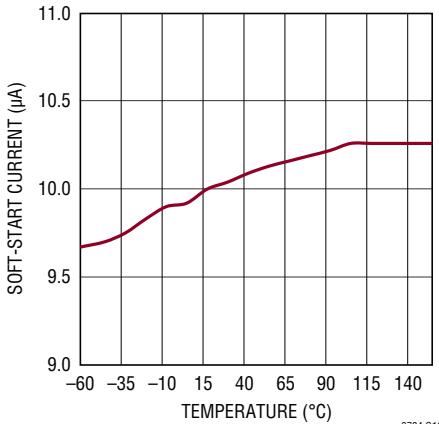
## 安定化された帰還電圧と温度



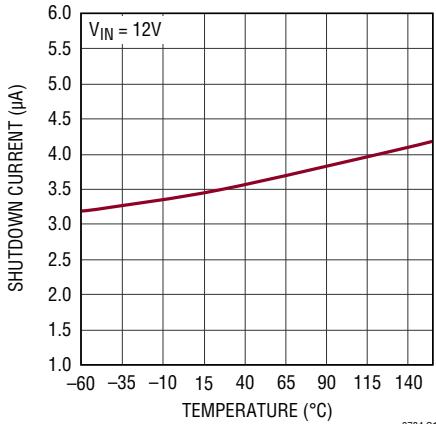
## 標準的性能特性

注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

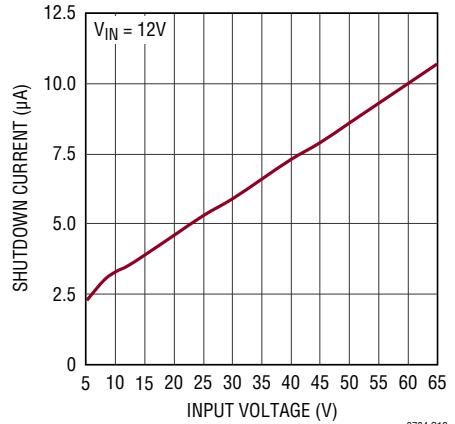
ソフトスタートのプルアップ電流と  
温度



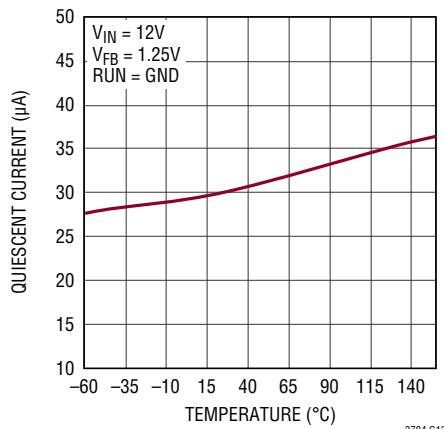
シャットダウン電流と温度



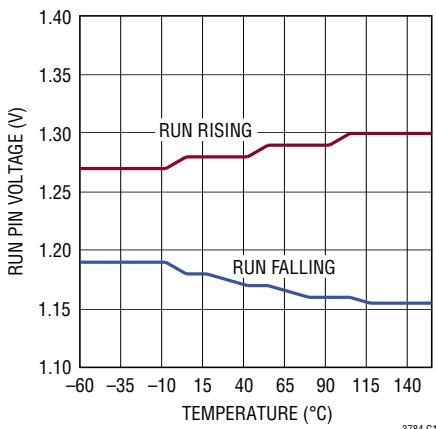
シャットダウン電流と入力電圧



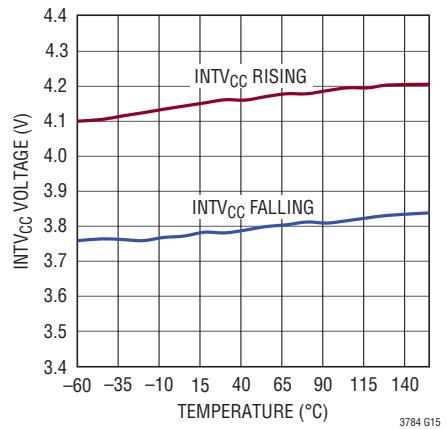
暗電流と温度



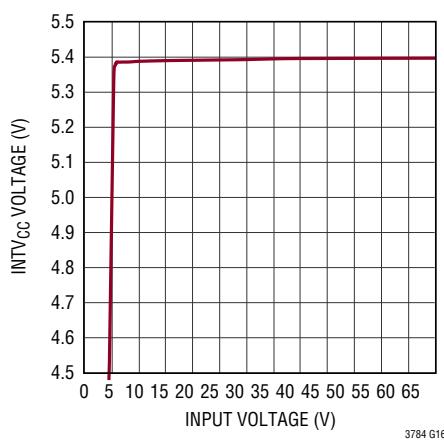
シャットダウン(RUN)しきい値と  
温度



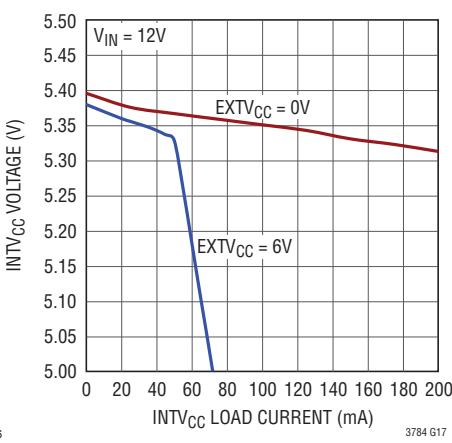
低電圧ロックアウトしきい値と温度



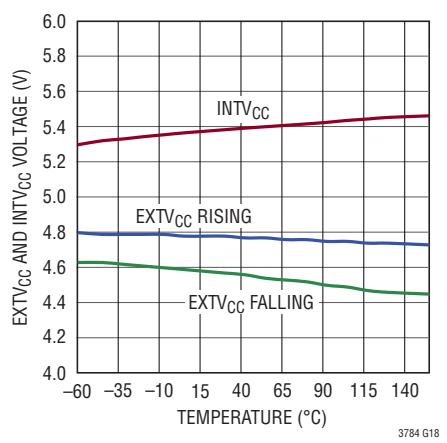
INTVCCの入力レギュレーション



INTVCCとEXTVCCの負荷電流

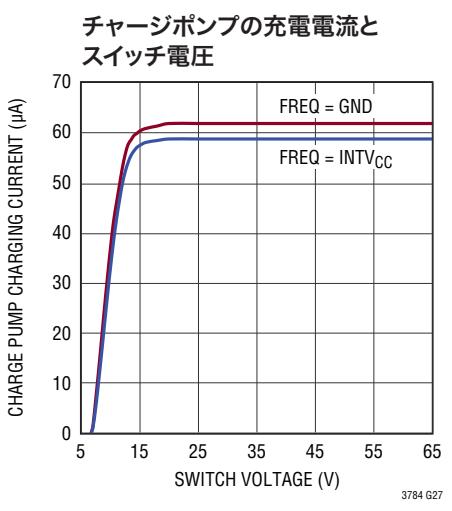
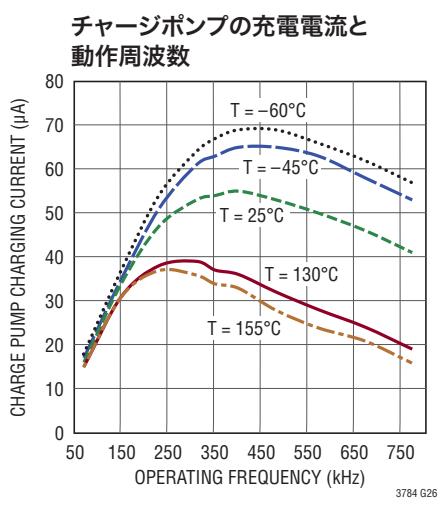
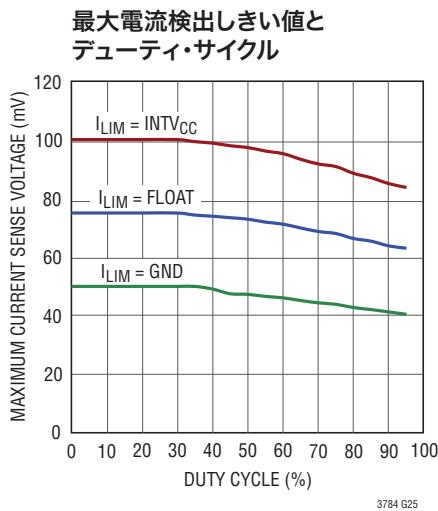
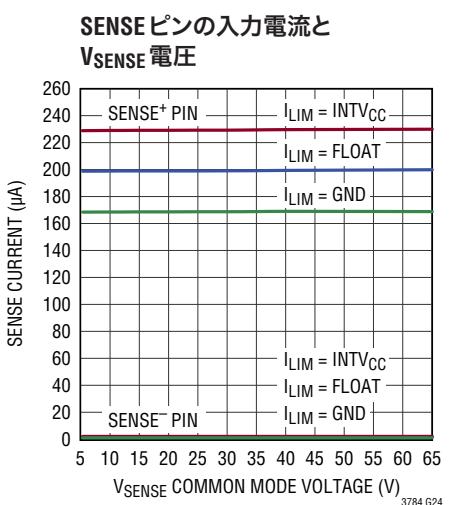
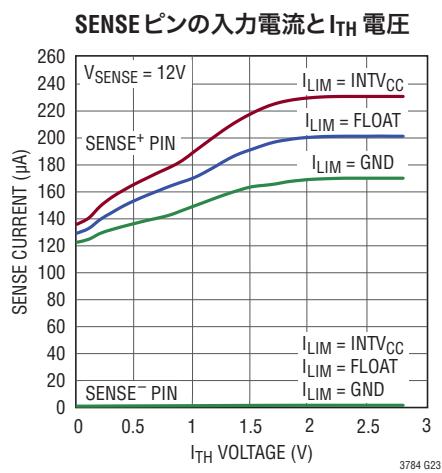
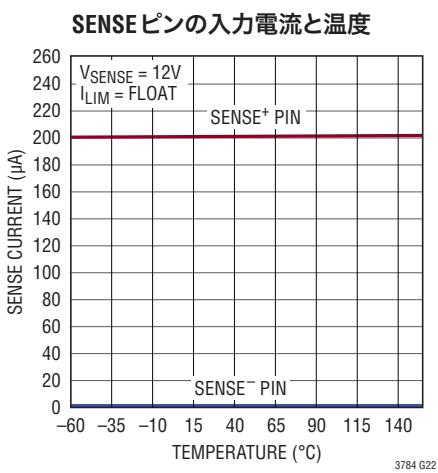
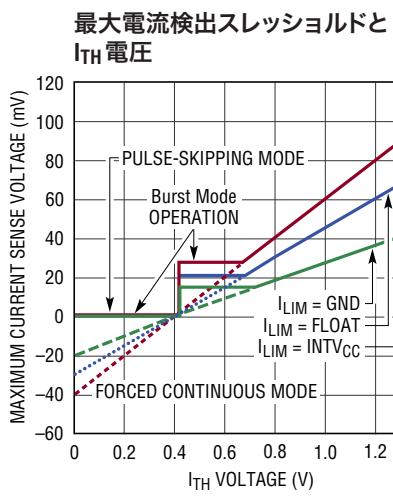
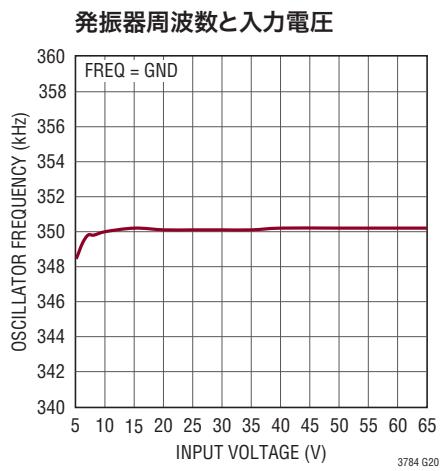
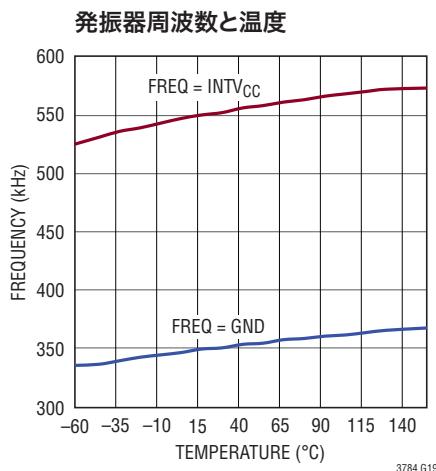


EXTVCC切り替え電圧および  
INTVCC電圧と温度



## 標準的性能特性

注記がない限り、TA = 25°C。



## 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の固定低周波数に強制されます。このピンをINTVCCに接続すると、VCOは535kHzの固定高周波数に強制されます。周波数は、FREQピンとGNDとの間に抵抗を接続することにより、50kHz～900kHzの範囲で設定できます。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。これに代わる方法として、このピンをDC電圧で駆動して内部発振器の周波数を変えることもできます。

**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INTVCCに接続して、BG1とBG2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・システムで複数のLTC3784デバイスをデイジーチェーン接続するのに使用するデジタル出力。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INTVCC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。このピンに外部クロックを与えると、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。このピンに外部クロックを与えたときは、LTC3784の軽負荷時の動作をOV MODEピンを使って決めます。外部クロックに同期させない場合、この入力により軽負荷時のLTC3784の動作が決まります。このピンをグランドに引き下げる、Burst Mode動作が選択されます。また、このピンをフロートさせると、グランドに接続された内部100k抵抗によりBurst Mode動作が起動します。このピンをINTVCC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INTVCC - 1.3Vより低い電圧に接続すると、パルス・スキップ動作が選択されます。これは、100k抵抗をPLLIN/MODEピンとINTVCCの間に追加することによって設定できます。

**SGND (ピン5/ピン8)**: 信号グランド。すべての小信号用部品および補償部品はこのグランドに接続し、このグランド自体は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。このピンの電圧を0.7Vより下に強制すると、LTC3784全体がシャットダウンし、暗電流が約4μAに減少します。外部抵抗分割器をVINに接続して、コンバータ動作のしきい値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。

**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されたコンデンサにより、起動時の出力電圧のランプ・レートが設定されます。

**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。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、電流検出抵抗の正端子に通常接続されます。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2.3V～60V(絶対最大定格は65V)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)**: 電流制御しきい値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のしきい値を設定します。

## ピン機能 (QFN/SSOP)

**OVMODE (ピン12/ピン15)** : 過電圧モードの選択入力。出力帰還電圧( $V_{FB}$ )が過電圧(通常の安定化ポイント1.2Vの110%超)のとき、このピンを使ってLTC3784の動作を選択します。PLLIN/MODEピンを介してLTC3784を外部クロックに同期させたときの軽負荷動作モードも、このピンを使って決めます。

OVMODEがグランド接続時には、過電圧保護がイネーブルされ、過電圧状態が解消されるまでMOSFETのトップ・ゲート(TG1、TG2)が連続的にオンします。OVMODEがグランド接続時には、LTC3784は同期化されている場合、強制連続モードで動作します。OVMODEピンがフロート状態では、弱い内蔵プルダウン抵抗によりグランドに引き下げられます。

OVMODEがINTV<sub>CC</sub>に接続されていると、過電圧保護がディスエーブルされて、過電圧が発生してもTG1/TG2はオンに強制されません。代わりに、PLLIN/MODEピンで選択された動作モードとインダクタ電流により、TG1/TG2の状態が決まります。詳細については「動作」のセクションを参照してください。OVMODEがINTV<sub>CC</sub>に接続時には、LTC3784は同期化されている場合、パルススキップ・モードで動作します。

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

**V<sub>BIAS</sub>(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～60V(絶対最大定格は65V)です。

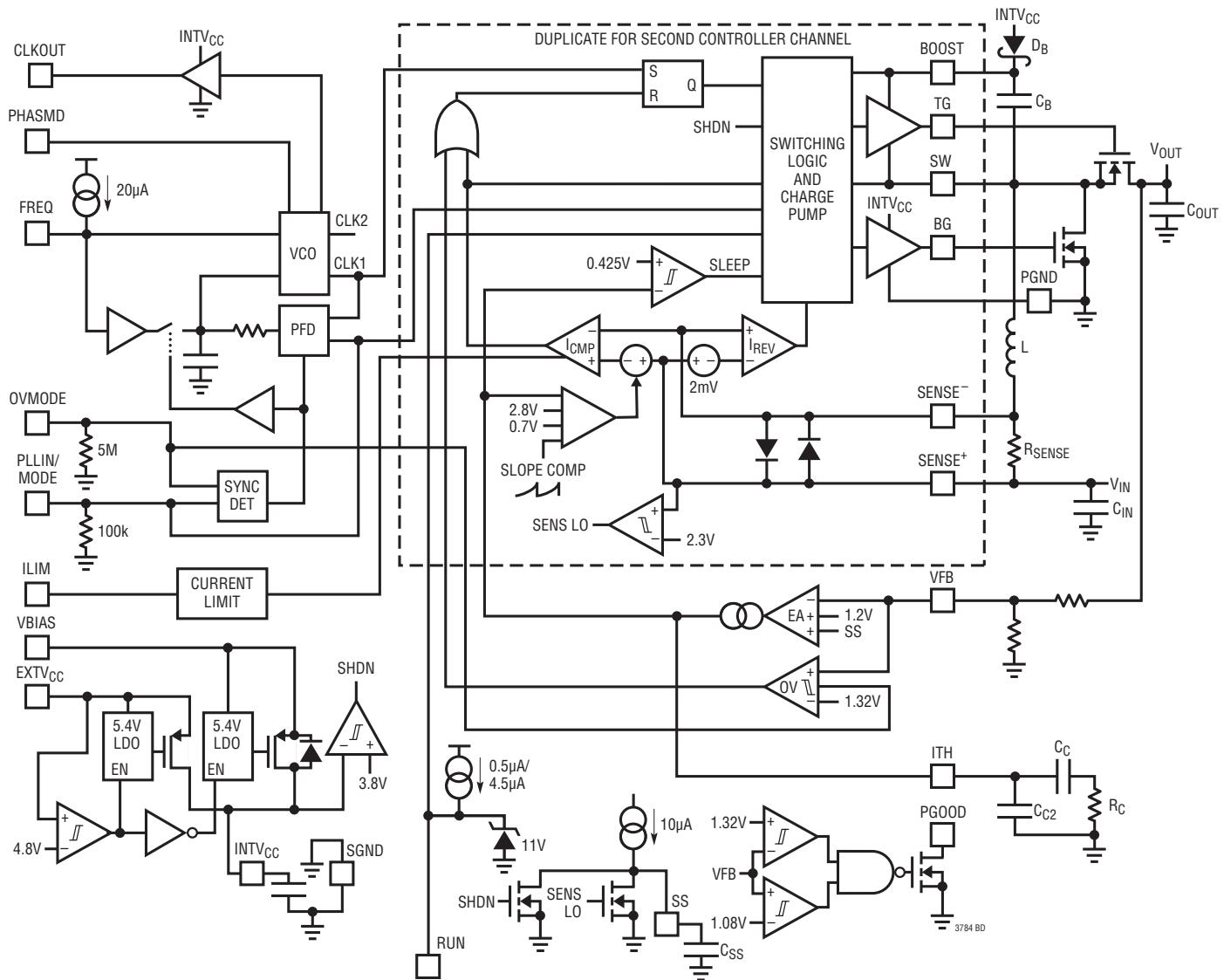
**PGOOD(ピン25/ピン28)** : パワーグッド・インジケータ。オープンドレインのロジック出力で、出力電圧が安定化出力電圧から±10%以上外れると、グランドに引き下げられます。誤ってトリップするのを防ぐため、出力電圧がこの範囲から外れた状態で45μs経過しないとこの出力は作動しません。

**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、フロート状態にするか、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** : グランド。定格熱性能を得るには、露出パッドをPCBのグランドに半田付けする必要があります。

# LTC3784

## ブロック図



3784fa

## 動作

### メイン制御ループ

LTC3784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、対応する外付けの下側MOSFETがオンし、メイン電流コンパレータICMPがRSラッチをリセットするとオフします。ICMPがトリップしてラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は、ITHピンの電圧によって制御されます。この電圧はエラーアンプEAの出力です。エラーアンプは、VFBピンの出力電圧帰還信号(出力電圧VOUTからグランドに接続した外付けの抵抗分割器によって発生する)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電圧に対してVFBがわずかに低くなるので、各チャネルの平均インダクタ電流が新しい負荷電流に基づく新しい要件に適合するまで、エラーアンプはITH電圧を上昇させます。

下側MOSFETが各サイクルでオフした後、上側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。

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

トップおよびボトムのMOSFETドライバおよび他の大部分の内部回路への電力は、INTV<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(低ドロップアウト・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EXTV<sub>CC</sub>からINTV<sub>CC</sub>に5.4Vを供給します。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の電力損失を排除することができます。

### シャットダウンと起動(RUNピンおよびSSピン)

RUNピンを使ってLTC3784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。このピンの電圧を1.28Vより下げるとき、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。このピンの電圧を0.7Vより下げると、両方のチャネルと、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、LTC3784にはわずか4μAの暗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上側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場合、このピンの8Vの絶対最大定格を超えないようにしてください。RUNピンには内部に11Vの電圧クランプが備わっているので、RUNピンに流れ込む最大電流が100μAを超えない限り、抵抗を介してRUNピンをもっと高い電圧(たとえば、VIN)に接続することができます。外部抵抗分割器をVINに接続して、コンバータ動作のしきい値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VOUTの起動は、SSピンの電圧によって制御されます。SSピンの電圧が1.2Vの内部リファレンスよりも低いとき、LTC3784はVFBの電圧を1.2VのリファレンスではなくSSピンの電圧に制御します。このため、外付けコンデンサをSSピンからSGNDに接続することにより、SSピンを使ってソフトスタートを設定することができます。10μAの内部プルアップ電流がこのコンデンサを充電して、SSピンに電圧ランプを生成します。SS電圧が0Vから1.2Vに(さらにそれより上のINTV<sub>CC</sub>まで)直線的に上昇するにつれ、出力電圧VOUT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)

低負荷電流時、LTC3784は高効率のBurst Mode動作、固定周波数パルススキップ・モード、または強制連続導通モードに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<sub>CC</sub>に接続します。パルススキップ・モードを選択するには、PLLIN/MODEピンを1.2Vより高く、INTV<sub>CC</sub>-1.3Vより低いDC電圧に接続します。

## 動作

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)、両方の外付けMOSFETがオフします。

スリープ・モードでは内部回路のほとんどがオフしており、LTC3784にはわずか28 $\mu$ Aの暗電流が流れるだけです。スリープ・モードでは、負荷電流が出力コンデンサから供給されます。出力電圧が低下するにつれて、EAの出力は上昇し始めます。出力電圧が十分低下すると、スリープ信号は“L”になります。コントローラは内部発振器の次のサイクルで外部の下側MOSFETをオンして通常動作を再開します。

コントローラがBurst Mode動作になるようにイネーブルされていると、インダクタ電流は反転することができません。インダクタ電流がゼロに達する直前に、逆電流コンパレータ(IR)が外部の上側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。

強制連続動作時、またはフェーズロック・ループを使用するため外部クロック・ソースによって駆動されるとき(「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トランジエント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下します。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・モードになるように接続されていると、LTC3784は軽負荷時にPWMパルススキップ・モードで動作します。このモードでは、最大出力電流の設計値の約1%まで固定周波数動作が維持されます。非常に軽い負荷では、電流コンパレータICMPは数サイクルにわたってトリッ

プしたままになることがあります。外部の下側MOSFETと同じサイクル数だけオフ状態に強制する(つまり、パルスをスキップする)ことがあります。インダクタ電流は反転することができません(不連続動作)。強制連続動作と同様、このモードでは、Burst Mode動作に比べて出力リップルとオーディオ・ノイズが小さくなり、RF干渉が減ります。低電流での効率が強制連続動作よりも高くなります。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兼ね合いで決まります。低周波数動作は、MOSFETのスイッチング損失を低減して効率を向上させますが、出力リップル電圧を低く保つには大きなインダクタンスや容量が必要になります。

LTC3784のコントローラのスイッチング周波数はFREQピンを使って選択することができます。

PLLIN/MODEピンを外部クロック・ソースによってドライブしない場合、FREQピンを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。FREQとSGNDの間に抵抗を接続することにより、周波数を50kHz～900kHzに設定することができます(図7を参照)。

LTC3784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。LTC3784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の下側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の下側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。OVMODEピンがグランド接続時には、LTC3784は同期化されている場合、強制連続モードで動作します。OVMODEピンがINTV<sub>CC</sub>に接続時には、LTC3784は同期化されている場合、パルススキップ・モードで動作します。

## 動作

外部クロックが与えられる前に、VCO 入力の電圧は FREQ ピンによって設定される動作周波数にプリバイアスされます。外部クロックの周波数の近くにプリバイアスしておくと、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だけで済みます。ループ・フィルタをプリバイアスする能力により、PLL は望みの周波数から大きく外れることなく短時間でロックインすることができます。

LTC3784 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できます。

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

### PolyPhase アプリケーション(CLKOUT ピンと PHASMD ピン)

LTC3784 には、PolyPhase アプリケーションで他のコントローラ IC を LTC3784 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、単一の大電流出力または複数の独立した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 にまとめたように、PHASMD ピンは、内部の 2 個のコントローラ相互の位相関係と CLKOUT 信号の位相を調節するのに使用されます。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。フェーズの選択に応じて、複数の LTC3784 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	コントローラ 2 の位相 (°)	CLKOUT の位相 (°)
GND	180	60
フロート	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 はディ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> が上昇して安定化された V<sub>OUT</sub> 電圧を超えると、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> 電圧に応じて異なる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> が上昇して V<sub>OUT</sub> を超えると、制御ループが働いて上側 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、インダクタ電流が一定のしきい値を超えると TG がオンし、インダクタ電流がこのしきい値を下回るとオフします。このしきい値電流は、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> の範囲で Burst Mode 動作にプログラミングされていると、インダクタ電流に関係なく TG はオフします。

どのモードでも、OV MODE ピンが接地され、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、コントローラはインダクタ電流に関係なく TG をオンします。ただし、Burst Mode 動作では、デバイスがスリープ状態のときは内部チャージポンプがオフします。チャージポンプがオフすると、昇圧コンデンサの放電を阻止するものがなくなるので、上側 MOSFET を完全にオン状態に保つのに必要な TG 電圧が不足します。この状態で上側 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しますが、ショットキ・ダイオードを上側 MOSFET と並列に接続する方法もあります。

### パワーグッド

PGOOD ピンは、内部 N チャネル MOSFET のオープン・ドラインに接続されています。VFB ピンの電圧が 1.2V のリファレンス電圧の ±10% 以内にない場合、MOSFET がオンして PGOOD ピンを “L” にします。対応する RUN ピンが “L” (シャットダウン) のときも、PGOOD ピンは “L” になります。VFB ピンの電圧が ±10% の要件を満たすと、MOSFET がオフするので、外付け抵抗によ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。

## 動作

### 過電圧モードの選択

OVMODEピンは、過電圧発生時のLTC3784の動作を選択するのに使用します。この過電圧は、出力帰還電圧( $V_{FB}$ )が通常の安定化ポイント1.2Vの110%を超えたときと定義されています。PLLIN/MODEピンを介してLTC3784を外部クロックに同期させたときの軽負荷動作モードも、このピンを使って決めます。

OVMODEピンは通常INTV<sub>CC</sub>かグランドに接続するロジック入力です。あるいは、フロート状態にしておくことも可能で、この場合、このピンを弱い内部抵抗でグランドに引き下げることができます。

**OVMODE = INTV<sub>CC</sub>**：過電圧が発生すると、エラーアンプはITHピンを“L”にします。これにより、Burst Mode動作ではLTC3784がスリープ状態になり、TG1/TG2およびBG1/BG2はオフに保持されます。パルススキップ・モードでは、インダクタ電流が正のとき、BG1/BG2はオフに保たれ、TG1/TG2はオンになります。強制連続モードでは、出力を放電するためにLTC3784が(ITH = 0Vに対応して)インダクタ電流を負のピーク値に保つように、TG1/TG2(およびBG1/BG2)はオンとオフを切り替えます。

OVMODEがINTV<sub>CC</sub>に接続時は、LTC3784が同期化している場合、パルススキップ・モードで動作します。

要約すると、OVMODE = INTV<sub>CC</sub>のときは、強制連続モードの場合を除いてインダクタ電流を負にする(出力から入力に逆流させる)ことはできません。この場合、負のピーク電流を保って、制御した形で電流を反転させます。出力電圧がレギュレーション・ポイントを超える場合もあり(たとえば、出力がバッテリの場合、または出力を駆動する電源が他にある場合)、出力から入力に逆電流が流れていけないアプリケーションでは、OVMODEをINTV<sub>CC</sub>に接続します。

**OVMODEの接地またはフロート状態の維持**：OVMODEを接地またはフロート状態にしておくと、過電圧保護がイネーブルされ、Burst Mode動作、パルススキップ・モード、強制連続モードのどれをPLLIN/MODEピンで選択していても、過電圧状態が解消されるまでTG1/TG2が連続的にオンします。このため、出力電圧が入力電圧より高い場合、大量の負のインダクタ電流が出力から入力に流れれる可能性があります。

ただし、Burst Mode動作では、過電圧のときにはLTC3784はスリープ状態にあり、内部発振器とBOOST-SWチャージポンプはディスエーブルされることに注意してください。したがって、過電圧状態がいつまでも続くと、BOOST-SW電圧が(漏れ電流により)放電することがあります。BOOST-SW電圧が放電した場合、定義上TGはオフします。

OVMODEを接地するかフロート状態にしておくと、LTC3784は同期時に強制連続モードで動作します。

車載アプリケーションなど、入力電圧が安定化出力電圧を超えることが多く、TG1/TG2をオンして入力電圧をスルーして出力することが望ましい回路では、OVMODEをグランドに接続するか、フロートに保ちます。

### SENSEピンの低い同相電圧での動作

LTC3784の電流コンパレータはSENSE<sup>+</sup>ピンから直接給電されます。これにより、SENSE<sup>+</sup>ピンとSENSE<sup>-</sup>ピンの同相電圧は(UVLOしきい値より低い)わずか2.3V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>電源はわずか2.3Vまで降下できる標準的アプリケーションを示しています。SENSE<sup>+</sup>の電圧が2.3Vより低くなると、SSピンは“L”に保持されます。SENSEの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

各上側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<sub>B</sub>からバイアスされます。このコンデンサは通常、下側MOSFETがオンしているとき、各サイクル中に外付けのダイオードを通して再充電されます。BOOST電源を必要なバイアス・レベルに保つための検討事項は2つあります。起動時、UVLOが“L”になった後200μs以内に下側MOSFETがオンしないと、下側MOSFETは約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、充電のために最初の数サイクル待つことなく、直ちに上側MOSFETを完全に導通状態にすることができます。必要なバイアスをBOOSTピンに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の充電電流を供給できます。

## アプリケーション情報

最初のページの「標準的応用例」はLTC3784の基本的なアプリケーション回路です。LTC3784はインダクタのDCR (DC 抵抗) 検出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どちらを選択するかは、主として設計上、コスト、消費電力、精度のどれを探るかで決まります。DCR検出は、高価な電流検出抵抗が不要で電力効率が高いので、特に高電流アプリケーションで普及しつつあります。ただし、電流検出抵抗からは、コントローラの最も正確な電流制限値が得られます。他の外付け部品の選択は負荷条件に基づいて行い、(もし $R_{SENSE}$ が使われていれば) $R_{SENSE}$ とインダクタ値の選択から始めます。次に、パワー MOSFETを選択します。最後に、入力と出力のコンデンサを選択します。LTC3784の2つのコントローラ・チャネルを同じ部品を使って設計することに注意してください。

### SENSE<sup>+</sup>ピンとSENSE<sup>-</sup>ピン

SENSE<sup>+</sup>ピンとSENSE<sup>-</sup>ピンは、電流コンパレータへの入力です。電流コンパレータの同相入力電圧範囲は、2.3V～60Vです。電流検出抵抗は、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<sup>+</sup>ピンは電流コンパレータに電力も供給します。通常動作時には約200 $\mu$ Aを流します。SENSE<sup>-</sup>ピンには1 $\mu$ A未満の小さなベース電流が流れ込みます。電流コンパレータへのSENSE<sup>-</sup>入力は高インピーダンスなので、DCRによる正確な検出が可能です。

検出ラインに関するフィルタ部品はLTC3784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を参照)。他の場所で電流を検出すると、寄生インダクタンスと容量が電流検出素子に実質的に追加され、検出端子の情報が劣化して、電流制限の設定値が予測不能になることがあります。DCRによる検出を使用する場合(図2b)、検出抵抗R1をスイッチング・ノードの近くに配置して、敏感な小信号ノードにノイズが結合するのを防ぎます。

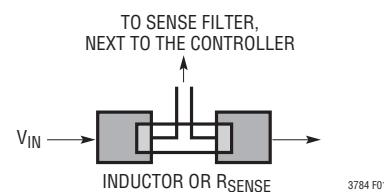
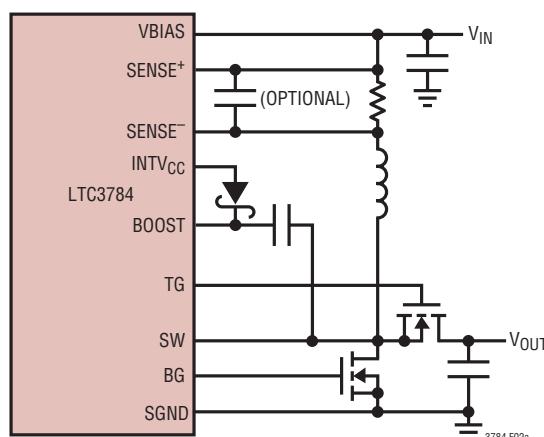
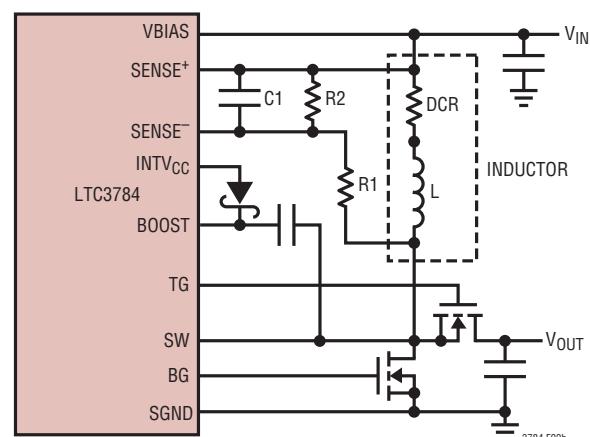


図1. インダクタまたは検出抵抗を使った検出ラインの配置



(2a) 電流検出に抵抗を使用



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

(2b) 電流検出にインダクタのDCRを使用

図2. 2つの電流検出方法

## アプリケーション情報

### 検出抵抗による電流検出

ディスクリート抵抗を使用した標準的な検出回路を図2aに示します。R<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、最大しきい値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、最大しきい値がそれぞれ50mV、75mV、100mVに設定されます。電流コンパレータのしきい値によってインダクタ電流のピーク値が設定され、このピーク値からピーク・トゥ・ピーク・リップル電流 $\Delta I_L$ の半分を差し引いた値に等しい最大平均出力電流I<sub>MAX</sub>が得られます。検出抵抗の値を計算するには次式を使用します。

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

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、次式で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<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

高負荷電流で最大限の効率を必要とするアプリケーションに対して、LTC3784は、図2bに示すようにインダクタの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、検出抵抗による導通損失により、DCR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R<sub>1</sub>||R<sub>2</sub>・C<sub>1</sub>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R<sub>2</sub>(R<sub>1</sub>+R<sub>2</sub>)を掛けたものに等しくなります。R<sub>2</sub>は、目標とする検出抵抗値よりもDCRが大きいアプリケーションの検出端子両端の電圧のスケールを設定します。外付けのフィルタ部品の大きさを適切に決定するには、インダクタのDCRを知る必要があります。DCRは適切なRLCメータを使って測定できますが、DCRの許容誤差は常に同じとは限らず、温度によって変化します。詳細については、メーカーのデータシートを参照してください。

「インダクタ値の計算」のセクションのインダクタ・リップル電流値を使用すると、目標の検出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動作温度範囲にわたって確実に最大負荷電流を供給するようにするには、電流検出しきい値(V<sub>SENSE(MAX)</sub>)の最小値を選択します。

## アプリケーション情報

次に、インダクタのDCRを決定します。DCRが与えられている場合は、通常20°Cで示さ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、この値を増やします。最大インダクタ温度( $T_{L(MAX)}$ )の控えめな値は100°Cです。

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

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

$C_1$ は通常、0.1μF～0.47μFの範囲に入るように選択します。これにより、 $R_1||R_2$ が約2k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 $R_1||R_2$ 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調整されます。

$$R_1||R_2 = \frac{L}{(DCR \text{ at } 20^\circ\text{C}) \cdot C_1}$$

検出抵抗の値は、次のようにになります。

$$R_1 = \frac{R_1||R_2}{R_D}; \quad R_2 = \frac{R_1 \cdot R_D}{1 - R_D}$$

$R_1$ 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 $V_{IN} = 1/2 V_{OUT}$ のとき生じます。

$$P_{LOSS\_R1} = \frac{(V_{OUT} - V_{IN}) \cdot V_{IN}}{R_1}$$

$R_1$ の電力定格がこの値より大きいことを確認します。軽負荷時に高い効率が必要な場合、DCR検出と検出抵抗のどちらを使用するかを決定するときに、この電力損失を検討します。軽負荷での電力損失は、 $R_1$ により余分なスイッチング損失が生じるため、検出抵抗の場合よりDCRネットワークの方がわずかに大きくなることがあります。ただし、DCRによる検出では検出抵抗が取り除かれるので、導通損失が減少し、重負荷時の効率が高くなります。ピーク効率はどちらの方法でもほぼ同じです。

## インダクタ値の計算

動作周波数が高いほど小さい値のインダクタとコンデンサを使用できるという意味で、動作周波数とインダクタの選択には相関関係があります。なぜ誰もが大きな値の部品を使用した低周波数動作を選ぶのでしょうか。答えは効率です。MOSFETのゲート電荷損失とスイッチング損失により、一般に周波数が高いほど効率が低下します。また、周波数が高くなると、ボディ・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。次式で示されているように、インダクタ・リップル電流 $\Delta I_L$ はインダクタンスまたは周波数が高いほど減少し、 $V_{IN}$ が高いほど増加します。

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

$\Delta I_L$ が大きくなれば構わなければ、小さいインダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルとコア損失が大きくなります。リップル電流を設定するための妥当な出発点は $\Delta I_L = 0.3(I_{MAX})$ です。 $V_{IN} = 1/2 V_{OUT}$ 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減少した結果、ピーク電流が、 $R_{SENSE}$ によって決定される電流制限値の25%を下回ると、Burst Mode動作への移行が始まります。インダクタ値を低くする( $\Delta I_L$ 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の値が分かつたら、DCRによる損失とコア損失が小さいインダクタを選択します。

## アプリケーション情報

### パワー MOSFET の選択

LTC3784 ではコントローラ 1つに付き、2 個の外付けパワー MOSFET を選択する必要があります。ボトム(メイン)スイッチ用およびトップ(同期)スイッチ用にそれぞれ 1 個の N チャネル MOSFET です。

ピーク・トゥ・ピークのゲート駆動レベルは INTV<sub>CC</sub> 電圧によって設定されます。この電圧は、起動時には標準 5.4V です(「EXTV<sub>CC</sub> ピンの接続」を参照)。したがって、ほとんどのアプリケーションでは、ロジック・レベルのしきい値を持つ MOSFET を使用する必要があります。MOSFET の BV<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に通常記載されているゲート電荷曲線から推定することができます。C<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印加される V<sub>DS</sub> とゲート電荷曲線で規定されている 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の上側 MOSFET と下側 MOSFET のデューティサイクルは以下の式で与えられます。

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

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

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。

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

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

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

ここで、δ は R<sub>DS(ON)</sub> の温度依存性です(約 1Ω)。逆回復電流によって生じる損失を反映する定数 k は、ゲート駆動電流に反比例し、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、下側の N チャネルの式には遷移損失の追加項があり、これは入力電圧が低いときに最も高くなります。V<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 R<sub>DS(ON)</sub> が大きいデバイスを使用する方が効率が高くなるポイントまで達します。同期 MOSFET の損失は、下側スイッチのデューティ・ファクタが低くなる高入力電圧時か、または同期スイッチが周期のほとんど 100% オンになる過電圧時に、最も大きくなります。

一般に、MOSFET の (1 + δ) の項は、正規化された R<sub>DS(ON)</sub> と温度の関係を示す曲線の形式で与えられますが、低電圧の MOSFET の場合は、近似値として δ = 0.005/°C を使用できます。

## 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)比較的小さくなります。入力コンデンサ $C_{IN}$ の電圧定格は、最大入力電圧を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には比較的耐えることができますが、アルミ電解コンデンサはそうではありません。入力コンデンサに過度のストレスを与える可能性のある過電圧トランジエントに関して、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。

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

ここで、 $C_{OUT}$ は出力フィルタ・コンデンサです。

ESR両端の電圧降下による定常リップルは次式で与えられます。

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

LTC3784は2フェーズのシングル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180度位相がずれて動作します。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。出力コンデンサに流れるリップル電流は方形波なので、出力コンデンサのリップル電流要件は、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・サイクルの範囲を設定します。図3を参照して、最大負荷電流のパーセンテージとして、ワーストケースの大きい正規化リップル電流を選択します。

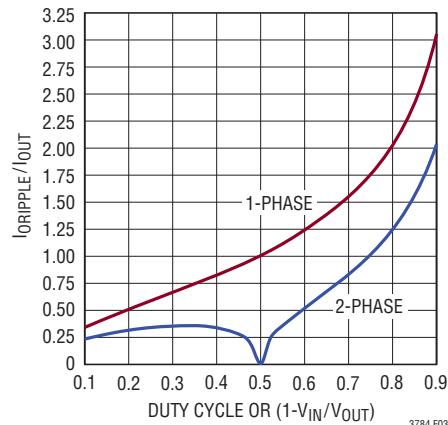


図3. 昇圧コンバータの出力コンデンサの正規化されたリップル電流(RMS)

## アプリケーション情報

ESR および RMS 電流処理の要件を満たすために、複数のコンデンサを並列に配置する必要がある場合があります。乾式タンタル、特殊ポリマー、アルミ電解およびセラミックの各コンデンサは、すべて表面実装パッケージで入手できます。セラミック・コンデンサは優れた低 ESR 特性を備えていますが、電圧係数が高いことがあります。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。

### PolyPhase 動作

大きな電流を必要とする出力負荷の場合、複数の LTC3784 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大きくすることができます。PLLIN/MODE ピンにより、LTC3784 は別の LTC3784 の CLKOUT 信号に同期することができます。CLKOUT 信号を、後続段の 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 ピンを INTV<sub>CC</sub> または SGND に接続するか、あるいはフロートさせると、(PLLIN/MODE と CLKOUT の間に) それぞれ 240°、60°、90° の位相差を生じ、また(CH1 と CH2 の間に) 120°、180°、180° の位相差を生じます。3、4、6、または 12 フェーズでの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。

### 出力電圧の設定

LTC3784 の出力電圧は、図 5 に示すように、出力の両端に注意深く配置した外付けの帰還抵抗分割器によって設定されます。安定化出力電圧は次式で求められます。

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

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、帰還抵抗分割器を VFB ピンの近くに配置し、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。

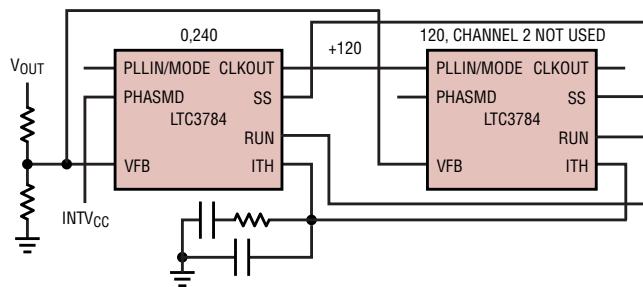
### ソフトスタート(SS ピン)

V<sub>OUT</sub> の起動は、SS ピンの電圧によって制御されます。SS ピンの電圧が 1.2V の内部リファレンスより低いと、LTC3784 は VFB ピンの電圧を 1.2V ではなく SS ピンの電圧に安定化します。

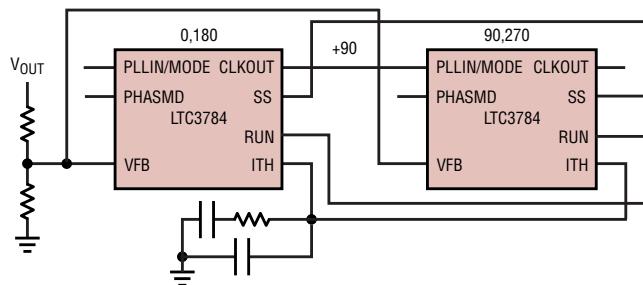
図 6 に示されているように、ソフトスタートは、コンデンサを SS ピンからグランドに接続するだけでイネーブルされます。内部 10μA 電流源がこのコンデンサを充電して、SS ピンに直線的なランプ電圧を発生させます。LTC3784 は VFB ピン(したがって、V<sub>OUT</sub>)を SS ピンの電圧に従って安定化するので、V<sub>OUT</sub> は V<sub>IN</sub> から最終的な安定化電圧値まで滑らかに上昇することができます。全ソフトスタート時間はおおよそ次のようになります。

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

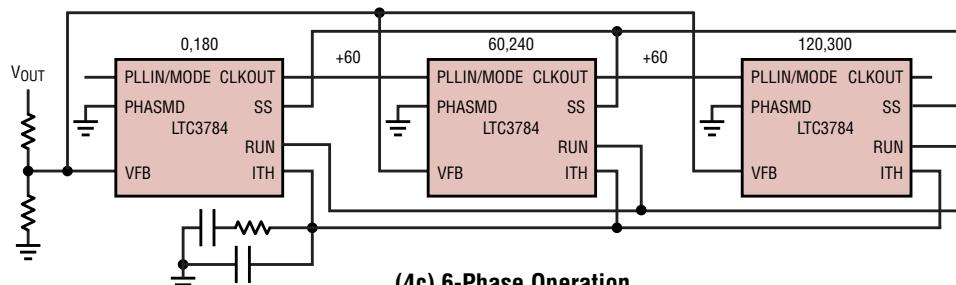
## アプリケーション情報



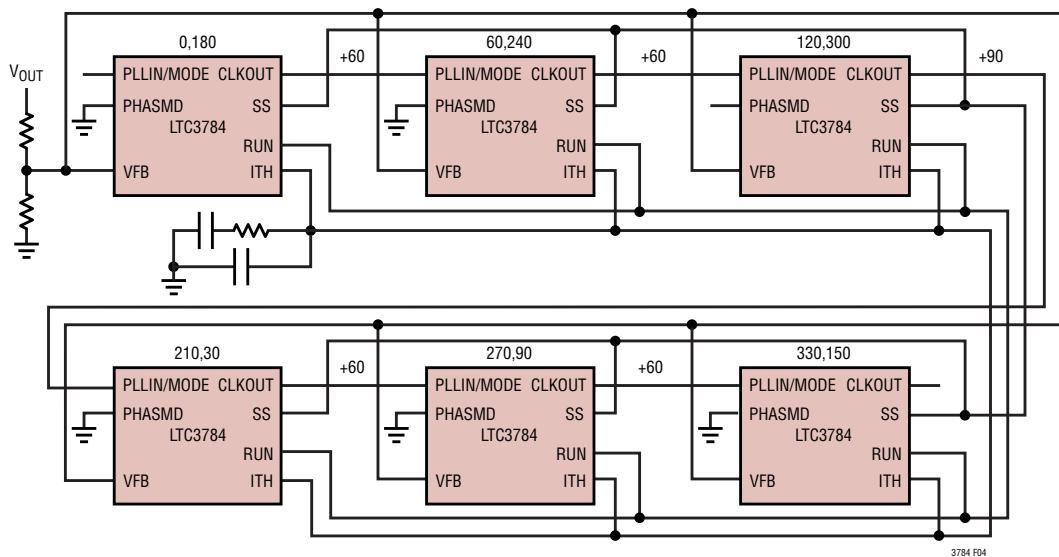
(4a) 3-Phase Operation



(4b) 4-Phase Operation



(4c) 6-Phase Operation



(4d) 12-Phase Operation

図4. PolyPhase動作

3784fa

## アプリケーション情報

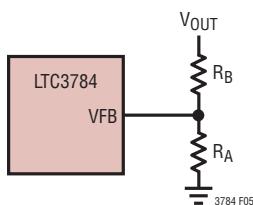


図5. 出力電圧の設定

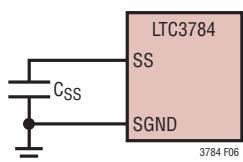


図6. SSピンを使ったソフトスタートの設定

### INTV<sub>CC</sub>レギュレータ

LTC3784には2つの異なるPチャネル低ドロップアウト・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>ピンから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LTC3784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。これらの各LDOは少なくとも50mAを供給可能であり、4.7μF以上のセラミック・コンデンサでグランドにバイパスする必要があります。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大きなトランジエント電流を供給し、チャネル間の相互作用を防ぐために、十分なバイパスが必要です。

大きなMOSFETが高い周波数で駆動される高入力電圧アプリケーションでは、LTC3784の最大接合部温度定格を超える恐れがあります。ゲート充電電流によって支配されるINTV<sub>CC</sub>電流は、VBIAS LDOまたはEXTV<sub>CC</sub> LDOによって供給可能です。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大となり、VBIAS • I<sub>INTVCC</sub>に等しくなります。「効率に関する検討事項」のセクションで説明されているように、ゲート充電電流は動作周波数に依存します。接合部温度は「電気的特性」のNote 3に与えられている式を使って推定することができます。たとえば、70°Cの周囲温度でEXTV<sub>CC</sub>電源を使用しない場合、次に示すように、60VのVBIAS電源からのLTC3784のINTV<sub>CC</sub>電流は、QFNパッケージでは21mA未満に制限されます。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (21\text{mA})(60\text{V})(43^\circ\text{C}/\text{W}) = 125^\circ\text{C}$$

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、60V電源からのINTV<sub>CC</sub>電流は10mA未満に制限されます。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (10\text{mA})(60\text{V})(90^\circ\text{C}/\text{W}) = 125^\circ\text{C}$$

最大接合部温度を超えないようにするには、最大V<sub>IN</sub>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>ピンに印加される電圧が4.8Vを超えると、V<sub>IN</sub> 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>に与えられる電圧が4.55Vより上に保たれる限り、EXTV<sub>CC</sub> LDOはオンしたままです。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、絶対最大定格の14Vを超えないとき、INTV<sub>CC</sub>は5.4Vに安定化されます。

## アプリケーション情報

外部電源からINTVCCに給電すると、大きな熱利得が得られます。EXTVCCピンを5V電源に接続すると、前の例の接合部温度はQFNパッケージで125°Cから79°C値にまで下がります。

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

また、SSOPパッケージでは125°Cから74°Cに下がります。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (15\text{mA})(5\text{V})(80^\circ\text{C}/\text{W}) = 77^\circ\text{C}$$

EXTVCCに可能な接続方法を以下にまとめます。

EXTVCCを接地します。こうすると、5.4Vの内部レギュレータからINTVCC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。

EXTVCCを外部電源に接続します。5V～14Vの範囲内の外部電源を利用できる場合は、その電源を使用して電力を供給できます。EXTVCCが常にVBIASより低いか、またはVBIASと等しくなるようにします。

### 上側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INTVCCから外付けダイオード $D_B$ を介して充電されます。上側MOSFETの1つをオンさせるとき、ドライバは対象となるMOSFETのゲート・ソース間に $C_B$ の電圧を印加します。これによってMOSFETが導通し、上側のスイッチがオンします。スイッチ・ノード電圧SWはVOUTまで上昇し、それに従ってBOOSTピンの電圧も上昇します。トップMOSFETがオンしているとき、BOOST電圧は出力電源より高くなります。 $V_{BOOST} = V_{OUT} + V_{INTVCC}$ 。昇圧コンデンサ $C_B$ には上側MOSFETの全入力容量の100倍の値が必要です。外付けショットキ・ダイオードの逆ブレーキダウン電圧は $V_{OUT(MAX)}$ よりも大きくなればなりません。

外部ダイオード $D_B$ は、ショットキ・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、漏れ電流が小さく、リカバリが高速なものにします。逆漏れ電流が一般にかなり増加する高い温度での逆漏れ電流に十分注意を払ってください。

各上側MOSFETドライバには内部チャージポンプが備わっております。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上側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。上側ドライバ用ショットキ・ダイオード/シリコン・ダイオードには、チャージポンプが供給可能な出力電流より逆漏れ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。

昇圧コンバータの漏れ電流の大きなダイオード $D_B$ は、上側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、入力電圧からBOOSTピン、さらにINTVCCへの電流経路を形成することができます。これにより、ダイオードの漏れ電流がINTVCCの消費電流より大きいと、INTVCCが上昇することがあります。これは、INTVCCの負荷が非常に小さくなることがあるBurst Mode動作で特に懸念されます。外部ショットキ・ダイオードまたはシリコン・ダイオードを慎重に選択して、INTVCCがその正常な安定化電圧よりはるかに高く充電されることが決してないようにします。

### フォルト状態:過熱保護

高い温度で、または(INTVCCのグランドへの短絡など)内部電力損失によりチップが過度に自己発熱した場合、過熱シャットダウン回路がLTC3784をシャットダウンします。接合部温度が約170°Cを超えると、過熱回路がINTVCC LDOをディスエーブルするので、INTVCC電源が急落し、実質的にLTC3784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、INTVCC LDOが再度オンします。長期のオーバーストレス( $T_J > 125^\circ\text{C}$ )はデバイスの性能の低下や寿命の短縮のおそれがあるので避けてください。

## アプリケーション情報

最大負荷でシャットダウンが生じることがあるので、負荷電流により上側MOSFETのボディ・ダイオードに大きな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

LTC3784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の下側MOSFETのターンオンを、PLLIN/MODEピンに加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の下側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シフトをゼロ度にします。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( $f_{osc}$ )よりも高いと、位相検出器の出力から電流を連続的にソースし、VCO入力を引き上げます。外部クロックの周波数が $f_{osc}$ よりも低いと、電流を連続的にシンクし、VCO入力を引き下げます。外部周波数と内部周波数が等しくても位相が異なる

と、位相差に相当する時間だけ電流源がオンします。VCO入力の電圧は、内部発振器と外部発振器の位相と周波数が等しくなるまで調整されます。安定した動作点では、位相検出器の出力は高インピーダンスになり、内部フィルタ・コンデンサ  $C_{LP}$  がVCO入力の電圧を保持します。

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

LTC3784は周波数がLTC3784の内部VCOの範囲(公称55kHz～1MHz)の外部クロックにだけ同期できることに注意してください。これは75kHz～850kHzとなることが保証されています。

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

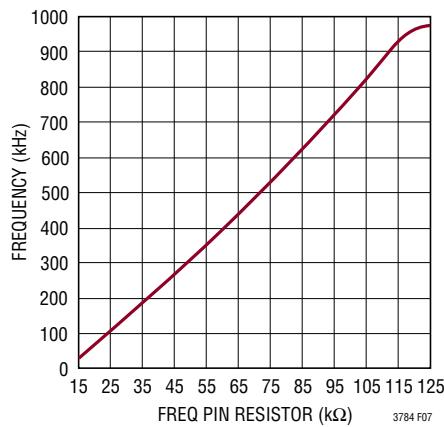


図7. 発振器周波数とFREQピンの抵抗値の関係

## アプリケーション情報

FREQピンを使用できるさまざまな状態を表2にまとめます。

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
上記のいずれか	外部クロック	外部クロックにフェーズロック

### 最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間t<sub>ON(MIN)</sub>は、LTC3784が下側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上側MOSFETをオンするのに必要なゲート電荷の量によって決まります。低デューティ・サイクルのアプリケーションはこの最小オン時間の制限値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>が上昇してV<sub>OUT</sub>を超えると、ループが上側MOSFETを連続的なオン状態に保ちますLTC3784の最小オン時間は、約110nsです。

### 効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータのパーセント表示の効率は、出力電力を入力電力で割って100%を掛けたものに等しくなります。個々の損失の解析が、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断するのに役立つことがあります。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、L1、L2などは入力電力に対するパーセント値で表した個々の損失です。

回路内の電力を消費するすべての要素で損失が生じますが、LTC3784の回路の損失の大部分は、通常5つの主な損失要因によって生じます。1)デバイスのVBIAS電流、2)INTV<sub>CC</sub>レギュレータの電流、3)I<sup>2</sup>R損失、4)下側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電源電流であり、これにはMOSFETドライバ電流や制御電流は含まれません。VBIAS電流による損失は通常小さな値です(0.1%未満)。
2. INTV<sub>CC</sub>電流は、MOSFETドライバ電流と制御電流の合計です。MOSFETドライバ電流は、パワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすることによって流れます。MOSFETのゲートが“L”から“H”に切り替わり、再び“L”に切り替わるたびに、INTV<sub>CC</sub>からグランドに一定量の電荷(dQ)が移動します。それによって生じるdQ/dtはINTV<sub>CC</sub>から流れ出る電流であり、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<sub>GATECHG</sub> = f(Q<sub>T</sub> + Q<sub>B</sub>)です。ここで、Q<sub>T</sub>とQ<sub>B</sub>は上側MOSFETと下側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基板のトレースの各抵抗成分から生じ、大きな出力電流で効率を低下させます。
4. 遷移損失は下側MOSFETにのみ適用され、しかも低入力電圧で動作している場合にのみ大きくなります。遷移損失は次式から概算できます。
5. ボディ・ダイオードの導通損失は高いスイッチング周波数ではもっと大きくなります。デッドタイムの間、上側MOSFET内の損失はI<sub>OUT</sub> • V<sub>DS</sub>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、効率を低下させます。

## アプリケーション情報

銅トレースや内部バッテリ抵抗など他の隠れた損失は、携帯用システムではさらなる効率低下を生じる可能性があります。これらのシステム・レベルの損失を設計段階で含めることができます。

### トランジェント応答のチェック

レギュレータのループ応答は、負荷電流のトランジェント応答を調べればチェックできます。スイッチング・レギュレータは、DC(抵抗性)負荷電流のステップに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 $\Delta I_{LOAD}$ ・ESRに等しい大きさだけシフトします。ここで、ESRは $C_{OUT}$ の等価直列抵抗です。さらに、 $\Delta I_{LOAD}$ により $C_{OUT}$ の充放電が始まって帰還誤差信号が発生し、レギュレータを強制的に電流変化に適応させて $V_{OUT}$ を定常値に回復させます。この回復期間に、安定性に問題があることを示す過度のオーバーシュートやリンギングが発生しないか、 $V_{OUT}$ をモニタできます。OPTI-LOOP補償回路により、幅広い出力容量値およびESR値にわたってトランジェント応答を最適化することができます。ITHピンを備えているので、制御ループ動作を最適化できるだけでなく、DC結合され、ACフィルタを通した閉ループ応答のテスト・ポイントも得られます。このテスト・ポイントでのDCステップ、立ち上がり時間、およびセトリングは、閉ループ応答を正確に反映します。2次特性が支配的なシステムを想定すれば、位相余裕や減衰係数は、このピンに現れるオーバーシュートのパーセンテージから概算できます。このピンの立ち上がり時間を調べることにより、帯域幅も概算できます。図10の回路に示されているITHピンの外付け部品はほとんどこ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。PCの最終レイアウトが完了し、出力コンデンサの種類と容量値が具体的に決定したら、これらの値はトランジェント応答を最適化するために多少は変更できます。ループの利得と位相は、出力コンデンサのさまざまな種

類と値によって決まるので、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 $1\mu s$ ～ $10\mu s$ の、全負荷電流の20%～80%の出力電流パルスによって、帰還ループを開くことなく全体的なループの安定性を判断することができる出力電圧波形とITHピンの波形が発生します。

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

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

次に、大容量の( $>1\mu F$ )電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷で切り替えが行われると、さらに大きな過渡電圧が発生します。放電しきったバイパス・コンデンサが実質的に $C_{OUT}$ と並列接続状態になるため、 $V_{OUT}$ が急激に低下します。負荷スイッチの抵抗が小さく、かつ短時間で駆動されると、どのようなレギュレータでも出力電圧の急激なステップ変化を防止できるほど素早く電流供給を変えることはできません。 $C_{LOAD}$ 対 $C_{OUT}$ の比率が1:50より大きい場合は、スイッチの立ち上がり時間を制御して、負荷の立ち上がり時間を約 $25 \cdot C_{LOAD}$ に制限するようにしてください。そうすることにより、 $10\mu F$ のコンデンサでは $250\mu s$ の立ち上がり時間が必要とされ、充電電流は約200mAに制限されるようになります。

## アプリケーション情報

### 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。リップル電流を30%と仮定して、まずインダクタンス値を選択します。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。

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

$V_{IN} = 1/2V_{OUT} = 12V$  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。

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

6.8 $\mu$ Hのインダクタは31%のリップル電流を生じます。ピーク・インダクタ電流は、最大DC値にリップル電流の1/2を加えた値(つまり 9.25A)になります。

$R_{SENSE}$ の抵抗値は、許容誤差をいかで考慮して最大電流検出電圧の規定値を使用すると、計算できます。

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

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

各チャネルの上側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、 $R_{DS(ON)} = 0.012\Omega$ 、 $C_{Miller} = 150pF$ です。T(概算値) = 50°Cで最大入力電圧の場合、次のようになります。

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

$C_{OUT}$ は、出力の方波電流をフィルタ処理するように選択します。最大出力電流のピーク値は次のようになります。

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

低ESR( $5m\Omega$ )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基板レイアウトのチェックリスト

プリント回路基板をレイアウトするときは、以下のチェックリストを使用して、このデバイスが正しく動作するようにします。これらの項目は図8のレイアウト図にも示してあります。連続モードで動作している2フェーズ同期式レギュレータの様々な枝路に現れる電流波形を図9に示します。レイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

- 下側のNチャネルMOSFETのMBOT1とMBOT2および上側の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。
- 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。下側のNチャネルMOSFETと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(-)端子は下側のMOSFETのソース端子にできるだけ近づけて接続します。
- LTC3784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置しないでください。
- 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。検出抵抗にはケルビン接続を使って高精度の電流検出を保証します。

## アプリケーション情報

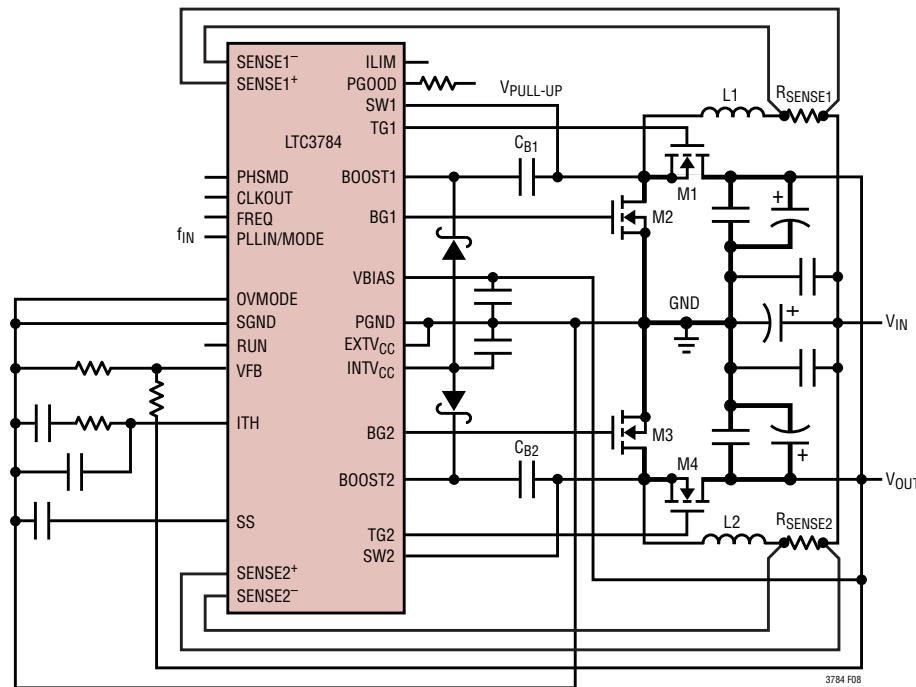


図8. 推奨プリント回路レイアウト図

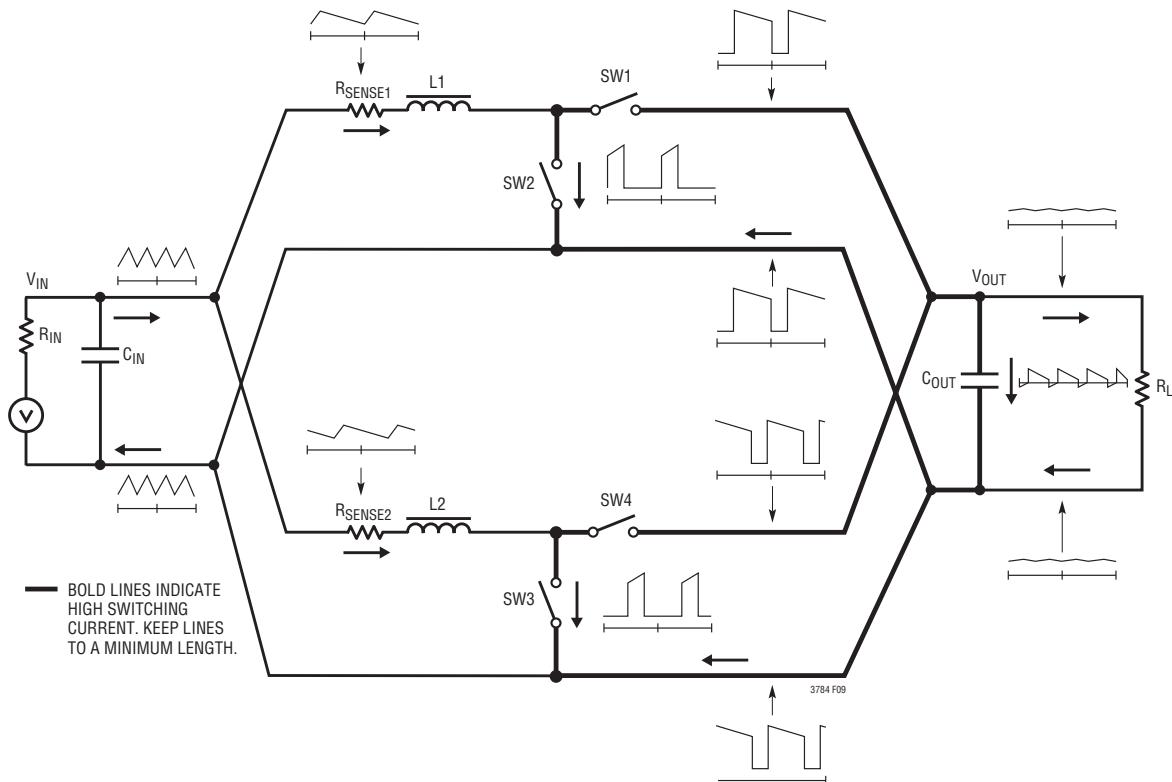


図9. 分岐電流の波形

3784fa

## アプリケーション情報

- INTV<sub>CC</sub>のデカップリング・コンデンサは、デバイスの近くでINTV<sub>CC</sub>ピンと電源グランド・ピン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。
- 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)は、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。これらすべてのノードの信号は非常に大きく高速に変化するので、ノードはLTC3784の出力側に置き、基板のトレース面積を最小限に抑えます。
- 改良型の「スター・グランド」手法を使用します。これは、入力コンデンサおよび出力コンデンサと同じPC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・コンデンサの下側、帰還抵抗分圧器の下側、およびデバイスのSGNDピンを接続します。

### PC基板レイアウトのデバッグ

最初、1つ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ことは有用です。出力スイッチング・ノード(SWピン)をモニタして、オシロスコープを内部発振器に同期させ、実際の出力電圧を調べてください。アプリケーションで予想される動作電圧および電流範囲で、適切な性能が達成されていることをチェックします。ドロップアウト状態になるまでの入力電圧範囲にわたって、さらに、出力負荷が低電流動作しきい値(標準でBurst Mode動作の最大設計電流レベルの10%)を下回るまで、動作周波数が保たれるようにしてください。

適切に設計され、実装された低ノイズのPCBでは、デューティ・サイクルのパーセンテージがサイクル間で維持されます。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

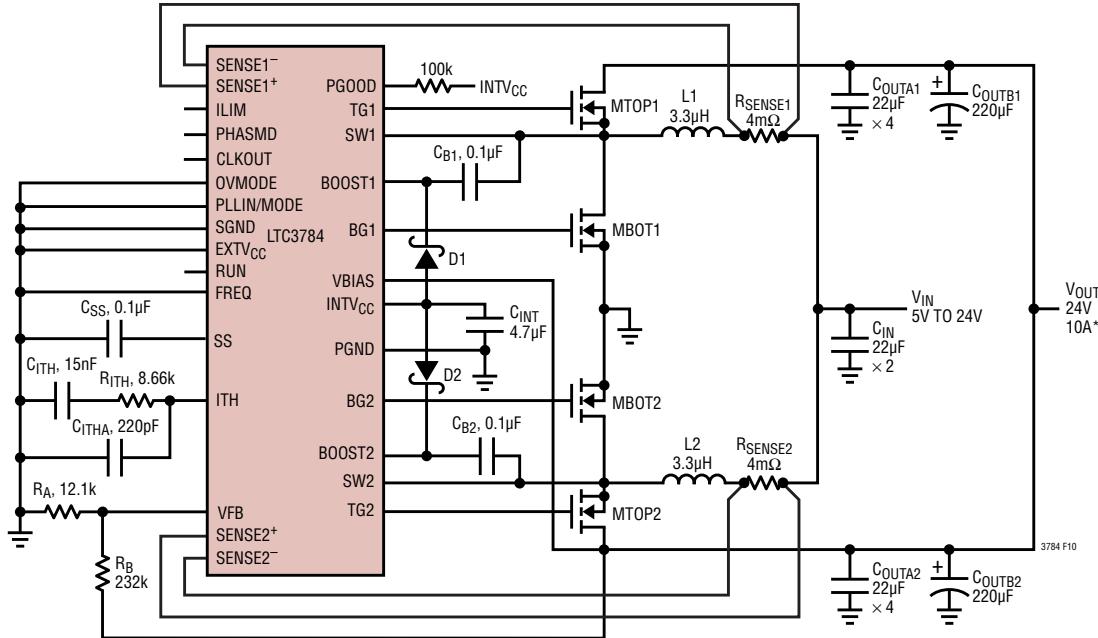
るか、またはループ補償が適当でない可能性があります。レギュレータの帯域幅の最適化が不要であれば、ループの過補償を用いてPCレイアウトの不備を補うことができます。両方のコントローラを同時にオンするのは必ず各コントローラの個々の性能をチェックした後にしてください。特に条件の厳しい動作領域は、一方のコントローラ・チャネルが電流コンパレータのトリップ点に近づいているときに他方のチャネルが下側のMOSFETをオンしようとするときです。これは内部クロックの位相同期のために、どちらかのチャネルのデューティ・サイクルが50%付近のとき発生し、デューティ・サイクルの小さなジッタを引き起こす可能性があります。

V<sub>IN</sub>を公称レベルより下げて、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<sub>IN</sub>を下げて動作を確認し、低電圧ロックアウト回路の動作をチェックします。

問題があるのは出力電流が大きいときのみ、または入力電圧が高いときのみであるかどうかを調べます。入力電圧が高くかつ出力電流が小さいときに問題が発生する場合は、BOOST、SW、TG、場合によってはBGと、ノイズの影響を受けやすい電圧ピンおよび電流ピンとの間に容量性結合がないかを調べます。電流検出ピン間に接続するコンデンサは、デバイスのピンのすぐ近くに配置する必要があります。このコンデンサは、高周波容量性結合による差動ノイズの混入の影響を最小限に抑えるのに役立ちます。

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

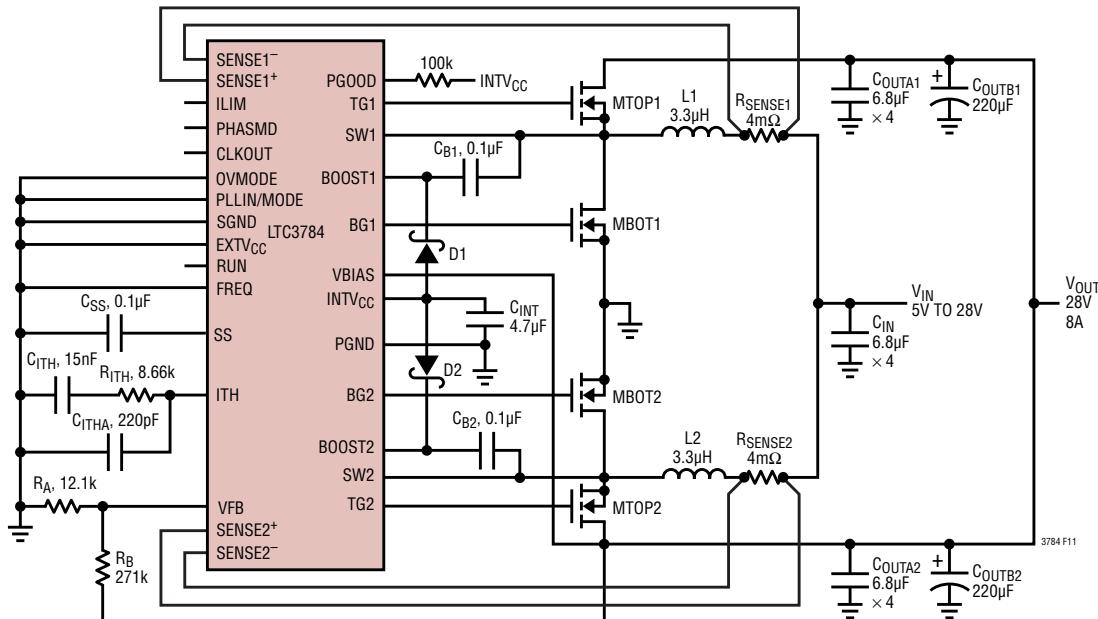
## 標準的応用例



C<sub>IN</sub>, COUTA1, COUTA2: TDK C4532X5R1E226M  
 COUTB1, COUTB2: SANYO, 50CE220LX  
 L1, L2: PULSE PA1494.362NL  
 MBOT1, MBOT2, MTOP1, MTOP2: RENESAS HAT2169H  
 D1, D2: BAS140W

\*WHEN V<sub>IN</sub> < 8V, MAXIMUM LOAD CURRENT AVAILABLE IS REDUCED.

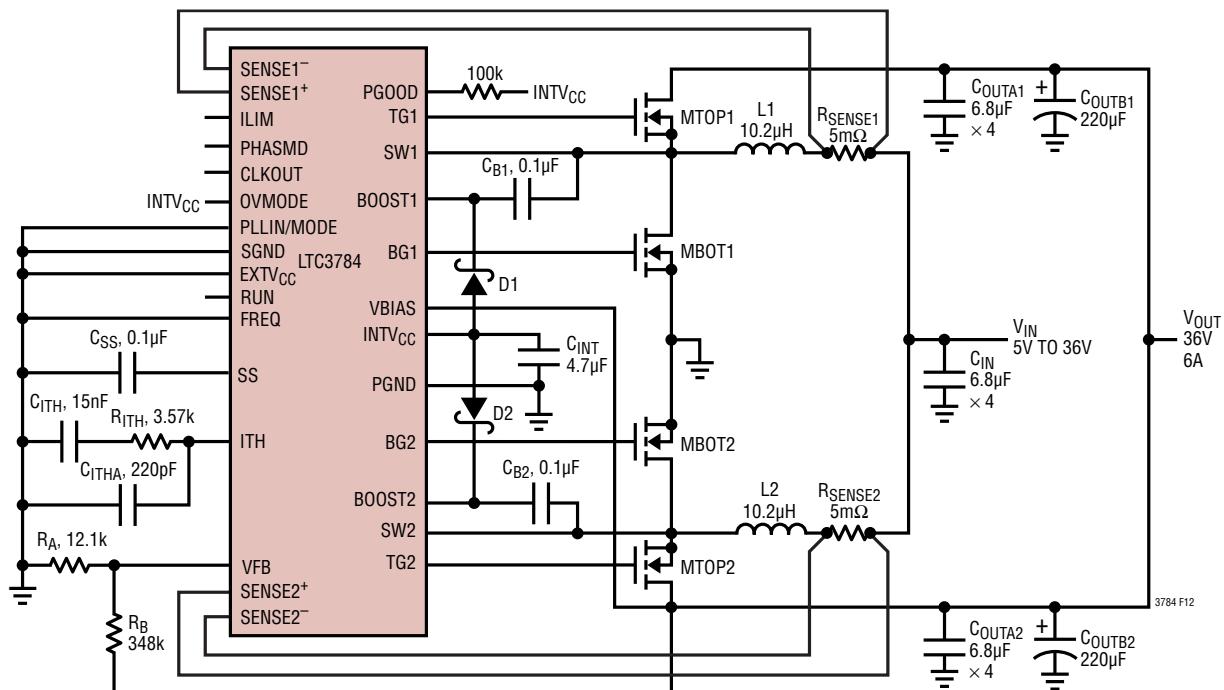
図10. 高効率の2フェーズ24V昇圧コンバータ



C<sub>IN</sub>, COUTA1, COUTA2: TDK C4532X7RH685K  
 COUTB1, COUTB2: SANYO, 50CE220LX  
 L1, L2: PULSE PA1494.362NL  
 MBOT1, MBOT2, MTOP1, MTOP2: RENESAS HAT2169H  
 D1, D2: BAS140W

図11. 高効率の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

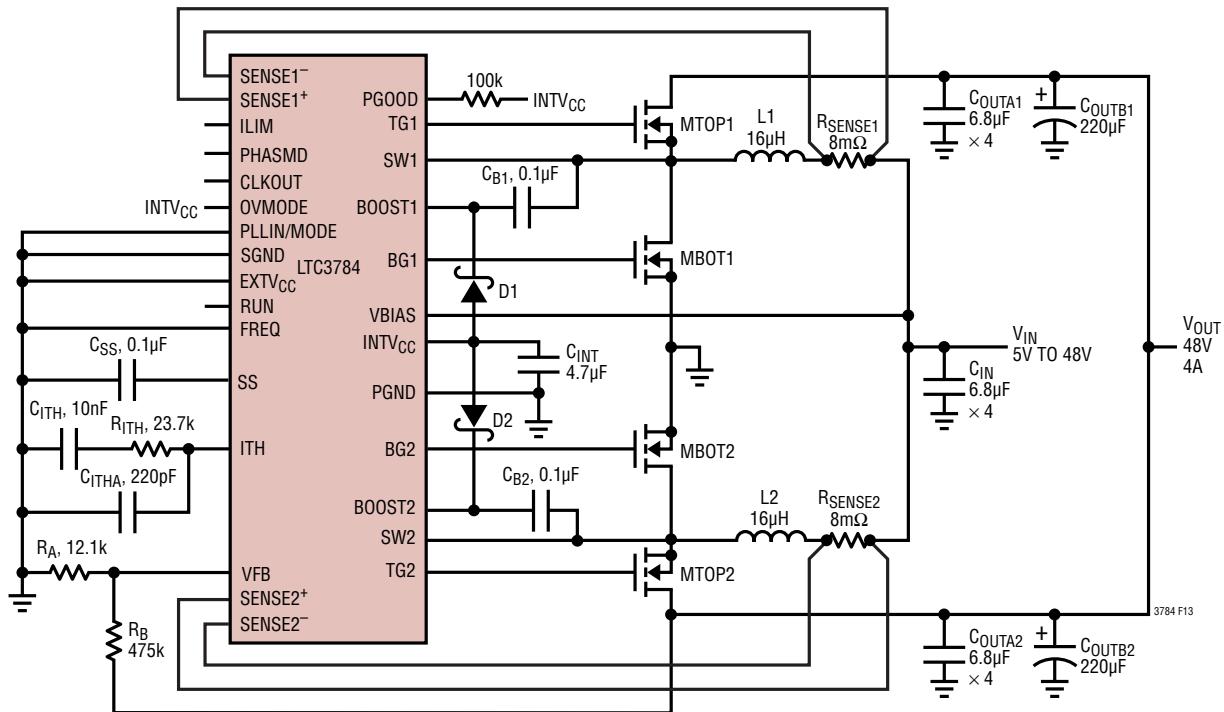
L1, L2: PULSE PA2050.103NL

MBOT1, MBOT2, MTOP1, MTOP2: RENESAS RJC0652DPB

D1, D2: BAS170W

図12. 高効率の2フェーズ36V昇圧コンバータ

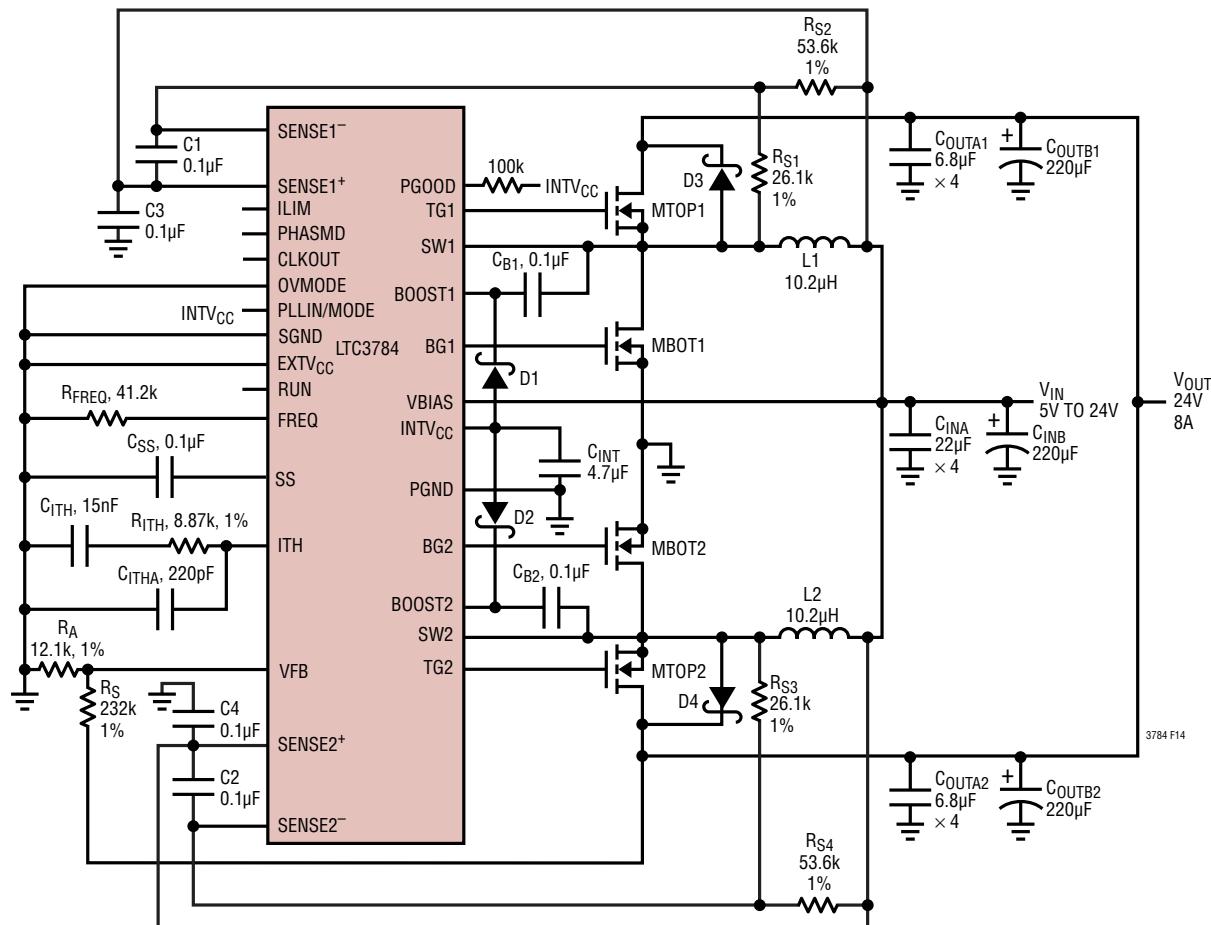
## 標準的応用例



C<sub>IN</sub>, C<sub>OUTA1</sub>, C<sub>OUTA2</sub>: TDK C4532X7RIH685K  
 C<sub>OUTB1</sub>, C<sub>OUTB2</sub>: SANYO, 63CE220K  
 L<sub>1</sub>, L<sub>2</sub>: PULSE PA2050.163NL  
 MBOT1, MBOT2, MTOP1, MTOP2: RENESAS RJK0652DPB  
 D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>: BAS170W

図13. 高効率の2フェーズ48V昇圧コンバータ

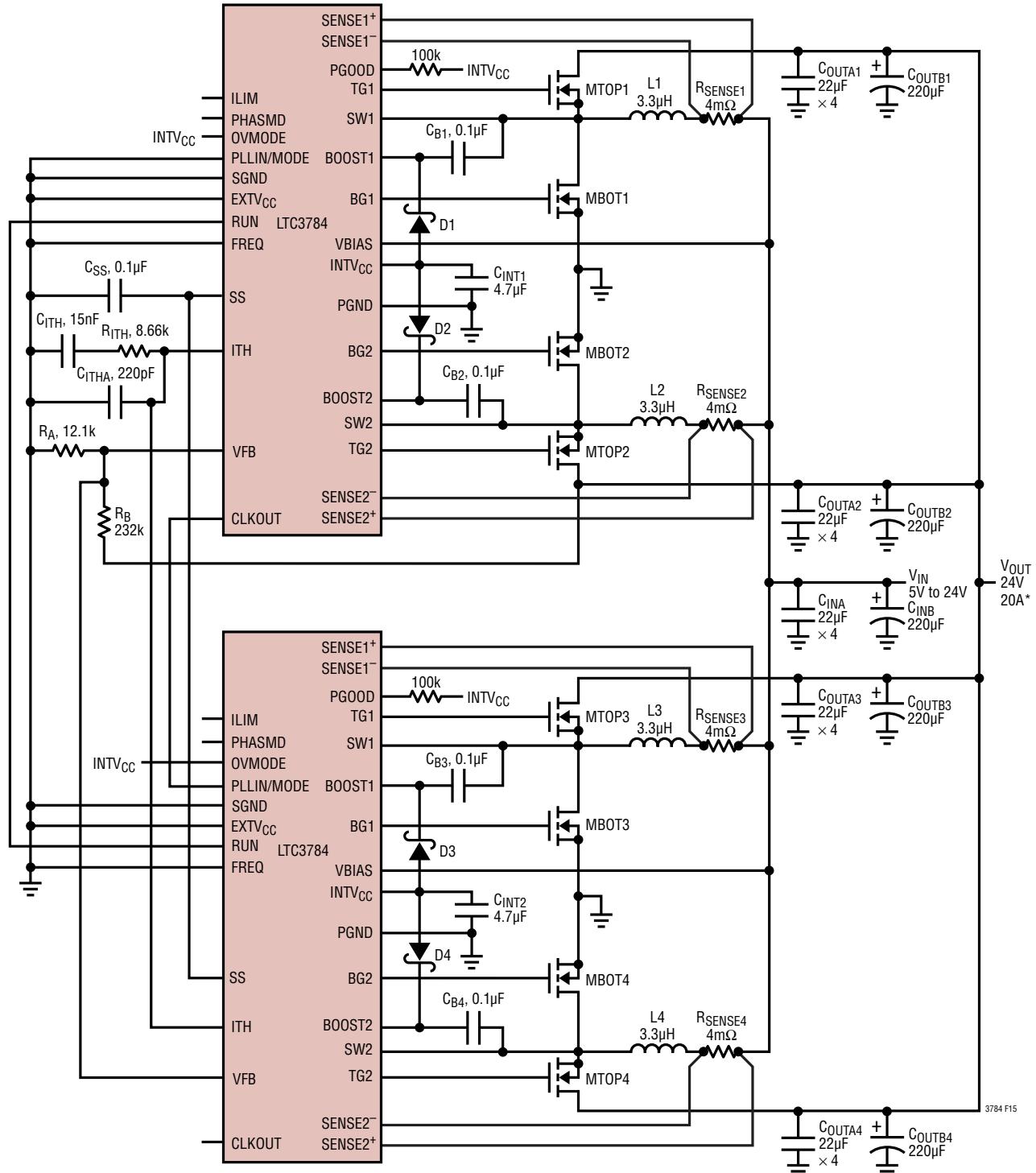
## 標準的応用例



C<sub>OUTA1</sub>, C<sub>OUTA2</sub>: C4532x7R1H685K  
 C<sub>OUTB1</sub>, C<sub>OUTB2</sub>: SANYO 63CE220KX  
 C<sub>I<sub>N</sub>A</sub>: TDK C4532X5R1E226M  
 C<sub>I<sub>N</sub>B</sub>: SANYO 50CE220AX  
 L<sub>1</sub>, L<sub>2</sub>: SER2918H-103  
 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、高効率の2フェーズ24V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

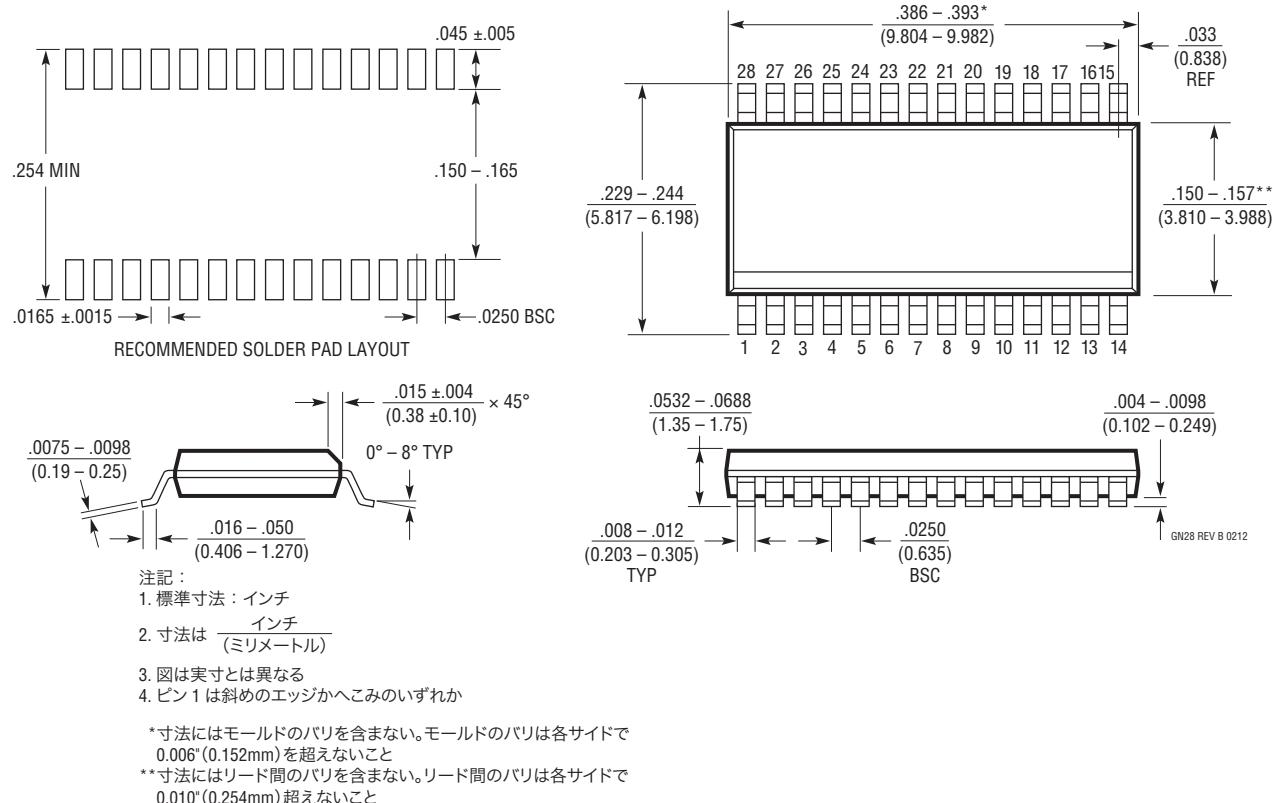
\*WHEN V<sub>IN</sub> < 8V, MAXIMUM LOAD CURRENT AVAILABLE IS REDUCED.

図15. 4フェーズ、480W シングル出力昇圧コンバータ

## 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/> を参照してください。

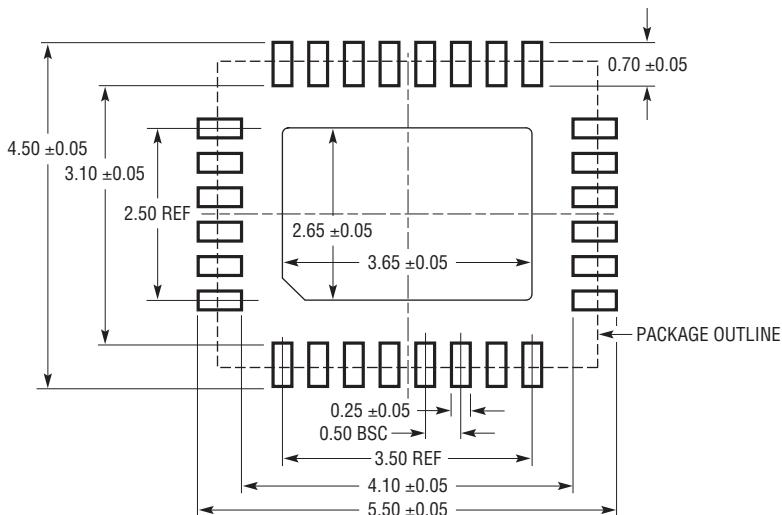
**GN Package  
28-Lead Plastic SSOP (Narrow .150 Inch)**  
(Reference LTC DWG # 05-08-1641 Rev B)



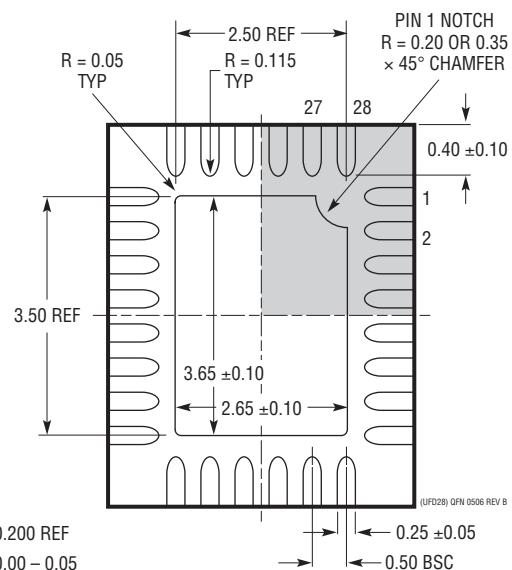
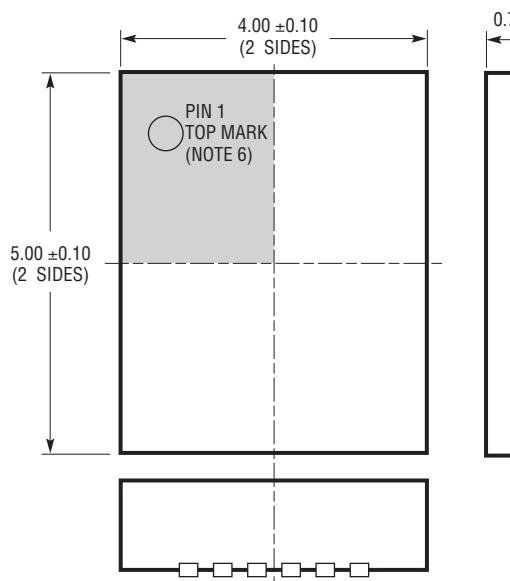
## パッケージ

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

**UFD Package  
28-Lead Plastic QFN (4mm × 5mm)**  
(Reference LTC DWG # 05-08-1712 Rev B)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS  
APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED



### 注記 :

1. 図は JEDEC パッケージ外形 M0-220 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	4/14	図13のレジスタを更新。	32

## 標準的応用例

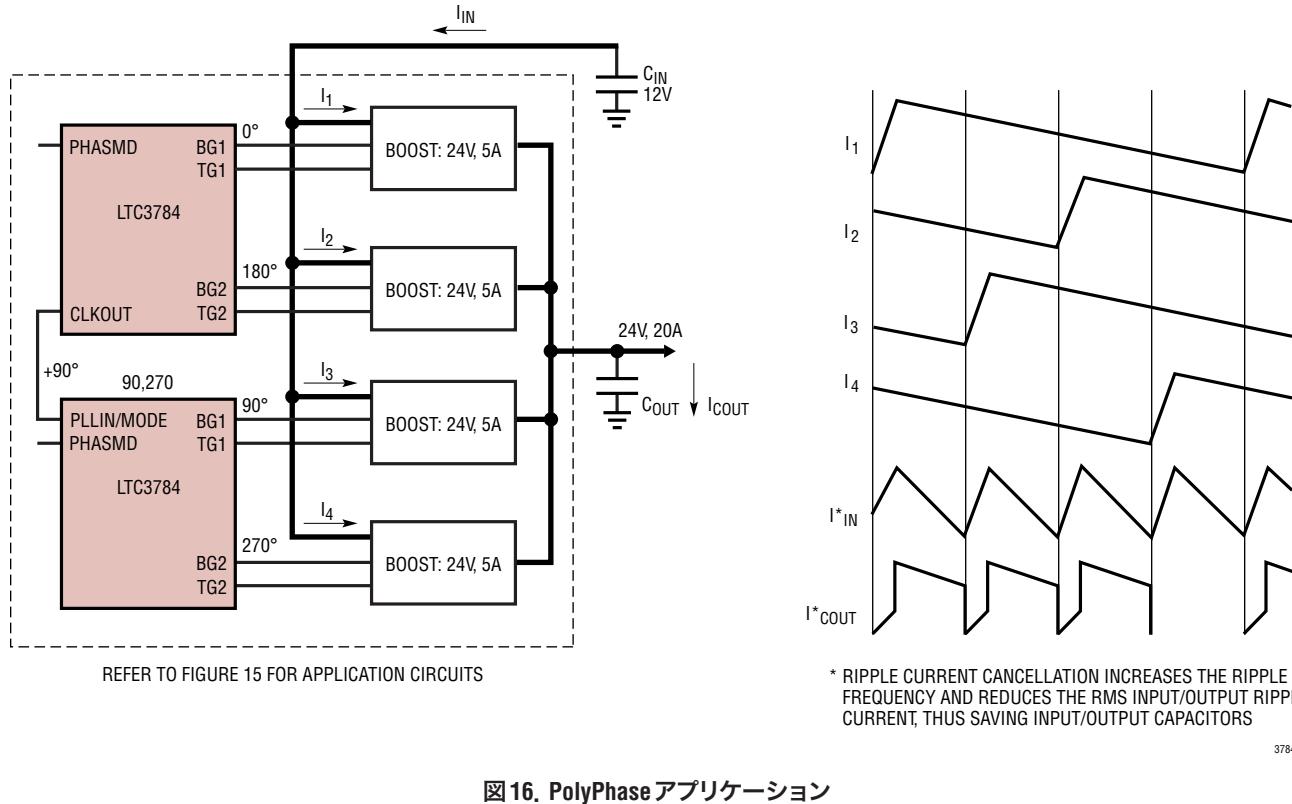


図16. PolyPhase アプリケーション

## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3788/LTC3788-1	マルチフェーズ、デュアル出力同期式昇圧コントローラ	4.5V(起動後は最小2.5V) ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 38V、V <sub>OUT</sub> :最大60V、固定動作周波数:50kHz～900kHz、5mm×5mmのQFN-32、SSOP-28
LTC3787	2フェーズ・シングル出力同期式昇圧コントローラ	4.5V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 38V、V <sub>OUT</sub> :最大60V、固定動作周波数:50kHz～900kHz、4mm×5mmのQFN-28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(起動後は最小2.5V) ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 38V、V <sub>OUT</sub> :最大60V、固定動作周波数:50kHz～900kHz、3mm×3mmのQFN-32、MSOP-16E
LTC3862/LTC3862-1/ LTC3862-2	マルチフェーズ、デュアル・チャネル、シングル出力の電流モード昇圧DC/DCコントローラ	4V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 36V、5Vまたは10Vのゲート駆動、固定動作周波数:75kHz～500kHz、SSOP-24、TSSOP-24、5mm×5mmのQFN-24
LT3757/LT3758	昇圧、フライバック、SEPICおよび反転コントローラ	2.9V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 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
LTC3859AL	低消費電流、トリプル出力、同期整流式降圧/降圧/昇圧DC/DCコントローラ	すべての出力がコールドクランク時に安定、4.5V(起動後は最小2.5V) ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 38V、V <sub>OUT(BUCKS)</sub> :最大24V、V <sub>OUT BOOST</sub> :最大60V、I <sub>Q</sub> = 28µA
LTC3789	高効率同期式4スイッチ昇降圧DC/DCコントローラ	4V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 38V、0.8V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 38V、4mm×5mmのQFN-28、SSOP-28
LT8705	入力電圧と出力電圧が80Vの同期式4スイッチ昇降圧DC/DCコントローラ	V <sub>IN</sub> 範囲:2.8V(EXTV <sub>CC</sub> > 6.4Vが必要)～80V、V <sub>OUT</sub> 範囲:1.3V～80V、4つのレギュレーション・ループ
LTC3890/LTC3890-1/ LTC3890-2/LTC3890-3	低消費電流の、60V、デュアル、2フェーズ同期整流式降圧DC/DCコントローラ	フェーズロック可能な固定周波数:50kHz～900kHz、4V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 60V、0.8V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 24V、I <sub>Q</sub> = 50µA