

# 1mΩ未満のDCRによる検出機能を備えた PolyPhase 同期整流式降圧スレーブ・コントローラ

## 特長

- 位相数の多い電圧レール対応の位相拡張器
- 高精度の位相間電流分担
- 1mΩ未満のDCRによる電流検出
- 位相同期可能な固定周波数: 250kHz~1MHz
- マスタICのフォルトに対する即時の応答
- 最大12相で動作
- 広い入力電圧範囲: 4.5V~38V
- V<sub>OUT</sub>: 最大5.5V
- 独自の電流モード制御ループ
- プログラム可能なCCM/DCM動作
- プログラム可能な位相シフト制御
- デュアルNチャンネルMOSFETゲート・ドライバ
- 28ピン(4mm×5mm)QFNパッケージ

## アプリケーション

- 大電流の分散給電システム
- 通信システム、データ通信システム、およびストレージシステム
- 高度でエネルギー効率の高い電力レギュレーション

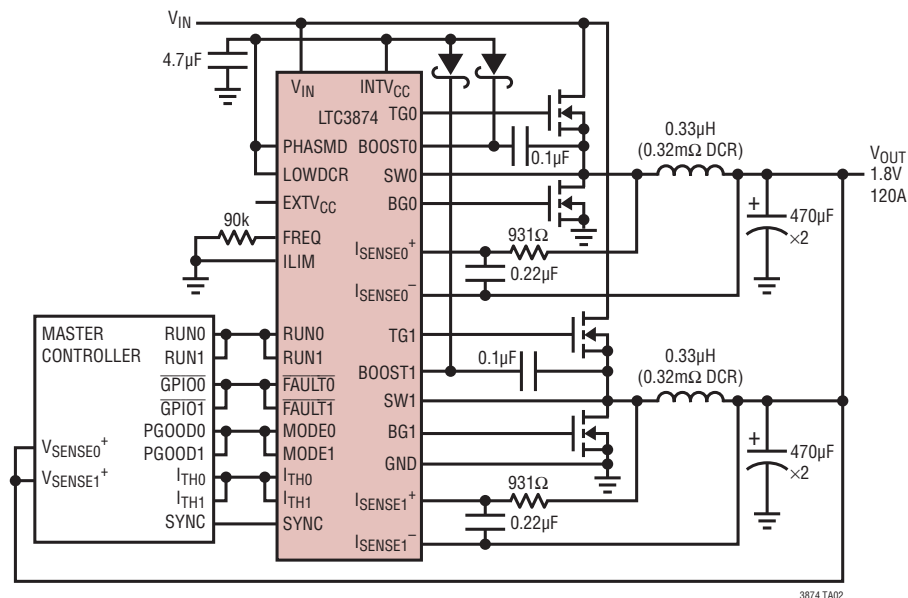
## 概要

LTC<sup>®</sup>3874は、PolyPhase<sup>®</sup>電流モード同期整流式のデュアル降圧スレーブ・コントローラです。このデバイスを姉妹デバイスのマスタ・コントローラと対にすると、位相数を大きくすることによって大電流のマルチフェーズ・アプリケーションが可能になります。互換のマスタ・コントローラは、LTC3866、LTC3875、LTC3774などです。LTC3874は電流検出信号の信号対ノイズ比を高める独自のアーキテクチャを採用しているため、DC抵抗が1mΩ未満のパワー・インダクタを使用して効率を最大限に高めつつ、スイッチング・ジッタを低減できます。このデバイスのピーク電流モード・アーキテクチャにより、動的な負荷の場合でも高精度の位相間電流分担が可能です。

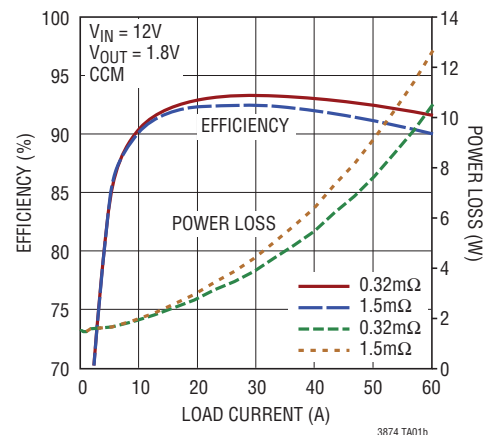
LTC3874はマスタ・コントローラと実質的に連携して、プログラム可能なすべての機能だけでなくフォルト保護機能もサポートしています。一定の動作周波数は、外部クロックに同期させるか、250kHz~1MHzの範囲内で直線的にプログラムすることによって得られます。

LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology、Linearのロゴ、PolyPhase、およびBurst Modeはリニアテクノロジー社の登録商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。5481178、5705919、5929620、6100678、6144194、6177787、6304066、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



2相での効率および電力損失と出力電流、1mΩ未満のDCRと従来のDCR



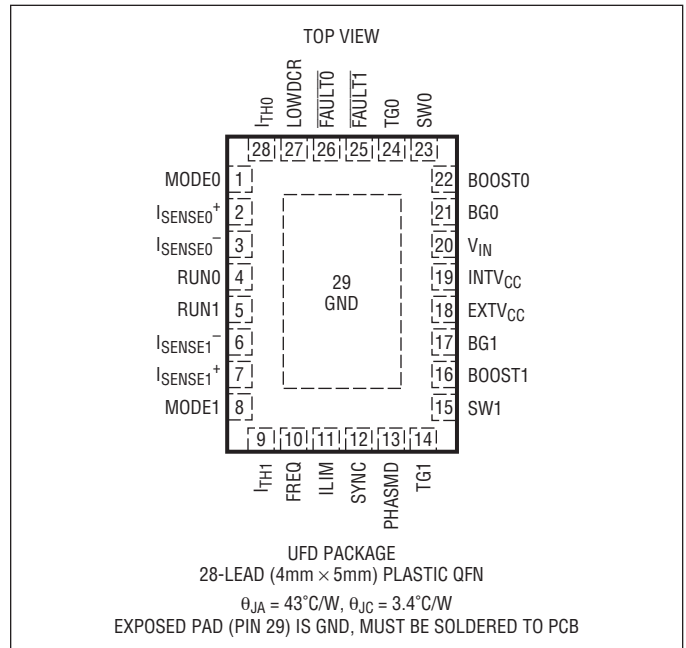
# LTC3874

## 絶対最大定格

(Note 1)

$V_{IN}$ .....	-0.3V ~ 40V
BOOST0、BOOST1 .....	-0.3V ~ 46V
SW0、SW1 .....	-5V ~ 40V
(BOOST0-SW0)間、(BOOST1-SW1)間 .....	-0.3V ~ 6V
$I_{SENSE0}^+$ 、 $I_{SENSE0}^-$ 、 $I_{SENSE1}^+$ 、 $I_{SENSE1}^-$ .....	-0.3V ~ $INTV_{CC}$
$EXTV_{CC}$ 、 $INTV_{CC}$ 、RUN0、RUN1 .....	-0.3V ~ 6V
MODE0、MODE1、ILIM、LOWDCR、 PHASMD、FREQ .....	-0.3V ~ $INTV_{CC}$
SYNC、 $\overline{FAULT0}$ 、 $\overline{FAULT1}$ 、 $I_{TH0}$ 、 $I_{TH1}$ .....	-0.3V ~ $INTV_{CC}$
$INTV_{CC}$ のピーク出力電流 .....	100mA
動作接合部温度範囲 (Note 2) .....	-40°C ~ 125°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
LTC3874EUFD#PBF	LTC3874EUFD#TRPBF	3874	28-Lead (4mm x 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3874IUFD#PBF	LTC3874IUFD#TRPBF	3874	28-Lead (4mm x 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C

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

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/tapeandreeel/> をご覧ください。

## 電气的特性

●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  $T_A = 25^\circ\text{C}$  の値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{RUN0,1} = 3.3\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
<b>入力電圧</b>							
$V_{IN}$	Input Voltage Range		4.5		38	V	
$V_{OUT}$	Output Voltage Range	LOWDCR = INTV <sub>CC</sub> (Note 3) LOWDCR = 0V			3.5 5.5	V V	
$I_Q$	Input DC Supply Current Normal Operation Shutdown	(Note 4) $V_{RUN0,1} = 3.3\text{V}$ $V_{RUN0,1} = 0\text{V}$		4.6 1.8		mA mA	
$V_{UVLO}$	Undervoltage Lockout Threshold	$V_{INTVCC}$ Falling $V_{INTVCC}$ Rising		3.5 3.8		V V	
<b>制御ループ</b>							
$I_{SENSE0,1}$	ISENSE Pins Bias Current	$V_{ISENSE0,1} < (V_{INTVCC} - 3.3\text{V})$ $V_{ISENSE0,1} > (V_{INTVCC} - 3.3\text{V})$	● ●	$\pm 0.15$ $\pm 1$	$\pm 0.4$ $\pm 3$	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$	
$V_{ISENSE(\text{MAX})}$	Maximum Current Sense Threshold	(Table 1) ILIM = INTV <sub>CC</sub> , LOWDCR = INTV <sub>CC</sub> , $V_{ISENSE0,1} = 1.2\text{V}$ , $V_{ITH} = 2.18\text{V}$	●	26.8	28.8	30.8	mV
		ILIM = 0V, LOWDCR = INTV <sub>CC</sub> , $V_{ISENSE0,1} = 1.2\text{V}$ , $V_{ITH} = 2.18\text{V}$	●	14.5	16	17.5	mV
		ILIM = INTV <sub>CC</sub> , LOWDCR = 0V, $V_{ISENSE0,1} = 1.2\text{V}$ , $V_{ITH} = 2.18\text{V}$	●	65	72	79	mV
		ILIM = 0V, LOWDCR = 0V, $V_{ISENSE0,1} = 1.2\text{V}$ , $V_{ITH} = 2.18\text{V}$	●	33	40	47	mV
<b>ゲート・ドライバ</b>							
TG R <sub>UP</sub>	TG Pull-Up R <sub>DS(ON)</sub>	TG High		2.6		$\Omega$	
TG R <sub>DOWN</sub>	TG Pull-Down R <sub>DS(ON)</sub>	TG Low		1.5		$\Omega$	
BG R <sub>UP</sub>	BG Pull-Up R <sub>DS(ON)</sub>	BG High		2.4		$\Omega$	
BG R <sub>DOWN</sub>	BG Pull-Down R <sub>DS(ON)</sub>	BG Low		1.1		$\Omega$	
TG <sub>0,1</sub>	TG Transition Time:	(Note 5)					
$t_r$	Rise Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		30		ns	
$t_f$	Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		30		ns	
BG <sub>0,1</sub>	BG Transition Time:	(Note 5)					
$t_r$	Rise Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		30		ns	
$t_f$	Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		30		ns	
TG/BG $t_{1D}$	Top Gate Off to Bottom Gate on Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver (Note 5)		30		ns	
BG/TG $t_{2D}$	Bottom Gate Off to Top Gate on Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver (Note 5)		30		ns	
$t_{ON(\text{MIN})}$	Minimum On-Time	(Note 6)		90		ns	
<b>INTV<sub>CC</sub>レギュレータ</b>							
$V_{INTVCC}$	Internal V <sub>CC</sub> Voltage No Load	$6\text{V} < V_{IN} < 38\text{V}$		5.25	5.5	5.75	V
$V_{LDO INT}$	INTV <sub>CC</sub> Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 20mA		0.5	2		%
$V_{EXTVCC}$	EXTV <sub>CC</sub> Switchover Voltage	EXTV <sub>CC</sub> Ramping Positive (Note 8)	●	4.5	4.7		V
$V_{LDO EXT}$	EXTV <sub>CC</sub> Voltage Drop	$I_{CC} = 20\text{mA}$ , $V_{EXTVCC} = 5\text{V}$		50	100		mV
$V_{LDOHYS}$	EXTV <sub>CC</sub> Hysteresis			300			mV

## 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  $T_A = 25^\circ\text{C}$  の値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{RUNO,1} = 3.3\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>発振器とフェーズロック・ループ</b>						
f <sub>RANGE</sub>	PLL SYNC Range		●	250	1000	kHz
f <sub>NOM</sub>	Nominal Frequency	V <sub>FREQ</sub> > 0.9V		500		kHz
I <sub>FREQ</sub>	Frequency Setting Current		9	10	11	μA
θ <sub>SYNC-θ0</sub>	SYNC to Ch0 Phase Relationship Based on the Falling Edge of SYNC and Rising Edge of TGO	PHASMD = 0 PHASMD = 1/3 • INTV <sub>CC</sub> PHASMD = 2/3 • INTV <sub>CC</sub> PHASMD = INTV <sub>CC</sub>		180 60 120 90		Deg Deg Deg Deg
θ <sub>SYNC-θ1</sub>	SYNC to Ch1 Phase Relationship Based on the Falling Edge of SYNC and Rising Edge of TG1	PHASMD = 0 PHASMD = 1/3 • INTV <sub>CC</sub> PHASMD = 2/3 • INTV <sub>CC</sub> PHASMD = INTV <sub>CC</sub>		0 300 240 270		Deg Deg Deg Deg

**デジタル入力 RUN0、RUN1、MODE0、MODE1、FAULT0、FAULT1、LOWDCR**

V <sub>IH</sub>	Input High Threshold Voltage		●		2.0	V
V <sub>IL</sub>	Input Low Threshold Voltage		●	1.4		V

**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:** LTC3874 は、 $T_J \approx T_A$  となるようなパルス負荷条件でテストされる。LTC3874E は  $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$  の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$  の動作接合部温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC3874I は  $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$  の動作接合部温度範囲で保証されている。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ことに注意。 $T_J$  は周囲温度  $T_A$  および電力損失  $P_D$  から次式に従って計算される。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot 43^\circ\text{C}/\text{W})$$

**Note 3:** 出力電圧はマルチフェーズ動作時にマスタ・コントローラによって設定され、制御される。

**Note 4:** 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。「アプリケーション情報」を参照。

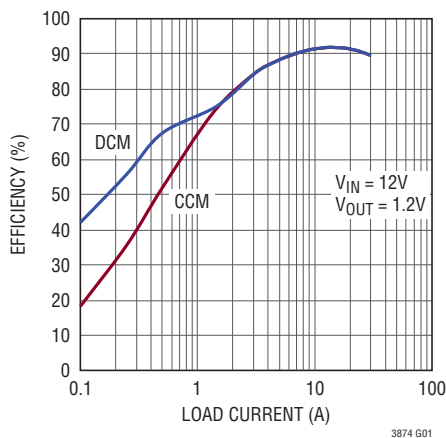
**Note 5:** 立ち上がり時間と立ち下がり時間は 10% と 90% のレベルを使って測定する。遅延時間は 50% レベルを使って測定する。

**Note 6:** 最小オン時間の条件は、I<sub>MAX</sub> の 40% 以上のインダクタ・ピーク・トゥ・ピーク・リップル電流に対応する（「アプリケーション情報」のセクションの「最小オン時間に関する検討事項」を参照）。

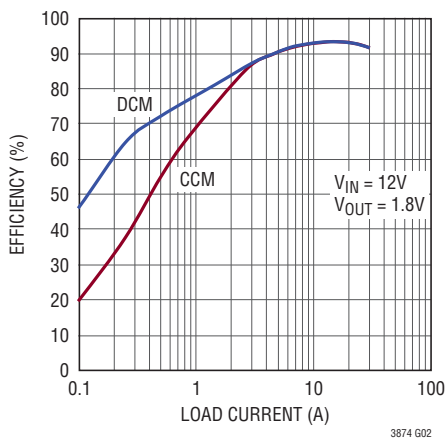
**Note 7:** EXT<sub>V<sub>CC</sub></sub> がイネーブルされるのは、V<sub>IN</sub> が 7V より高い場合に限られる。

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

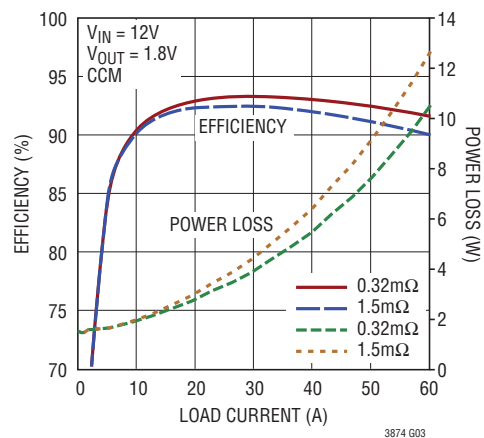
効率と出力電流およびモード



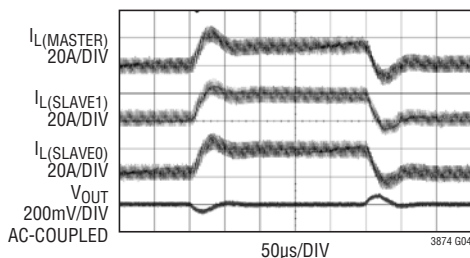
効率と出力電流およびモード



2相での効率および電力損失と出力電流

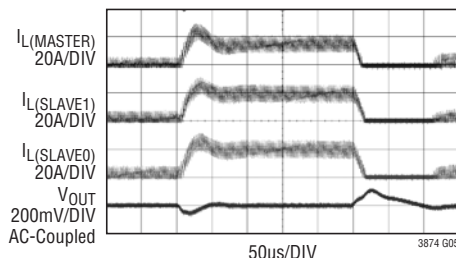


負荷ステップ(強制連続モード)  
マスタ・コントローラLTC3866と  
合わせて3相



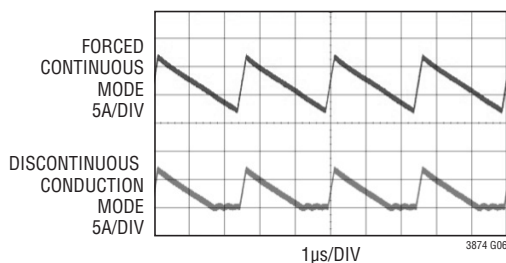
$V_{IN} = 12\text{V}$   
 $V_{OUT} = 1.2\text{V}$   
 $I_{LOAD} 5\text{A TO } 50\text{A}$

負荷ステップ(不連続導通モード)  
マスタ・コントローラLTC3866と  
合わせて3相



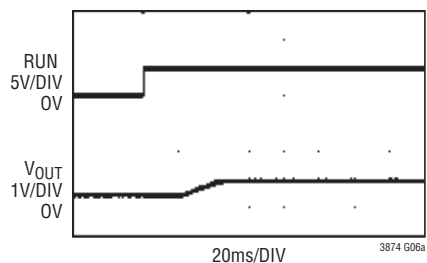
$V_{IN} = 12\text{V}$   
 $V_{OUT} = 1.2\text{V}$   
 $I_{LOAD} 5\text{A TO } 50\text{A}$

軽負荷時のインダクタ電流



$V_{IN} = 12\text{V}$   
 $V_{OUT} = 1.2\text{V}$   
 $I_{LOAD} = 2\text{A}$

プリバイアスされた出力に  
対する起動(マスタ・コントローラ  
LTC3875の使用時)

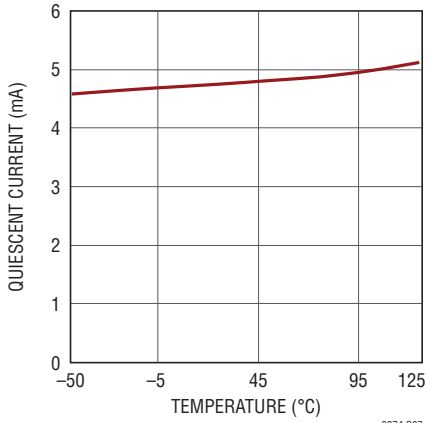


$V_{IN} = 12\text{V}$   
 $V_{OUT} = 1.0\text{V}$

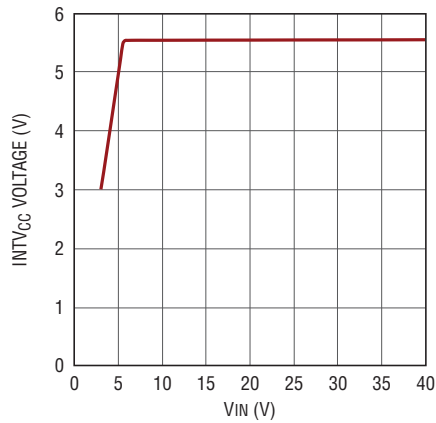
# LTC3874

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

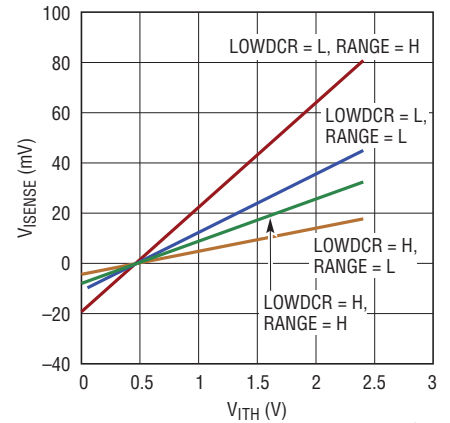
静止電流と温度 (EXTV<sub>CC</sub>なし)



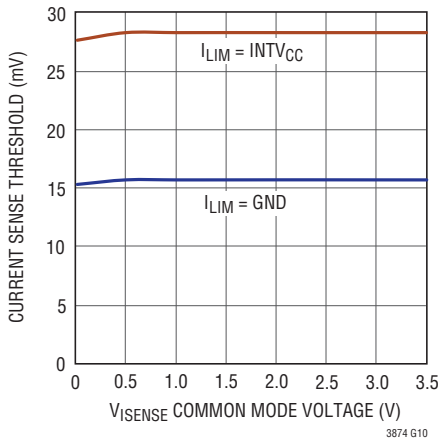
INTV<sub>CC</sub>の入力レギュレーション



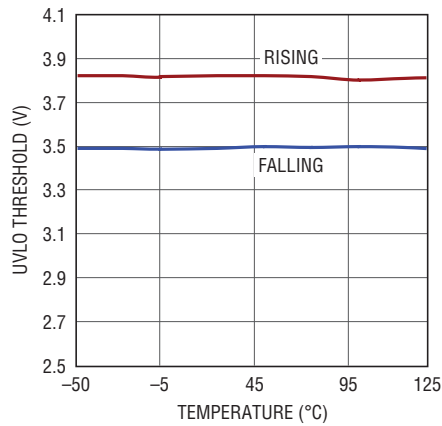
電流検出しきい値とI<sub>TH</sub>の電圧



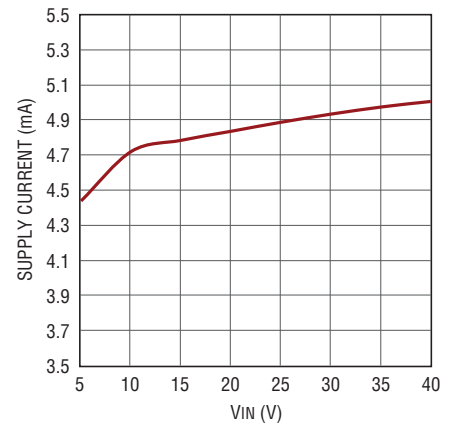
最大電流検出しきい値と同相電圧 (LOWDCR = INTV<sub>CC</sub>, V<sub>ITH</sub> = 2.18V)



低電圧ロックアウトしきい値 (INTV<sub>CC</sub>)と温度



静止電流と入力電圧 (EXTV<sub>CC</sub>なし)





## ピン機能

**MODE0/MODE1 (ピン1、ピン8) :** DCM/CCMモードの制御ピン。MODEピンをロジック“H”にすると、各チャネルは強制連続モードで動作します。このピンには、内部に500kのプルダウン抵抗があります。不連続導通モードを選択するには、MODEピンをフロート状態にするか、プルダウンします。

**ISENSE0<sup>+</sup>/ISENSE1<sup>+</sup> (ピン2/ピン7) :** 電流検出コンパレータの入力。電流コンパレータの(+)入力、通常はDCRによる検出回路網に接続します。

**ISENSE0<sup>-</sup>/ISENSE1<sup>-</sup> (ピン3/ピン6) :** 電流検出コンパレータの入力。電流コンパレータの(-)入力、通常は出力に接続します。

**RUN0/RUN1 (ピン4/ピン5) :** 動作のイネーブル入力。RUNピンをロジック“H”にすると、対応するチャネルがイネーブルされます。

**I<sub>TH0</sub>/I<sub>TH1</sub> (ピン28/ピン9) :** 電流制御しきい値。対応する各チャネルの電流コンパレータの作動しきい値は、そのI<sub>TH</sub>の電圧に応じて増加します。これらのピンはマスタ・コントローラのI<sub>TH</sub>ピンに接続する必要があります。

**FREQ (ピン10) :** 周波数設定ピン。このピンからは10 $\mu$ Aの高精度電流が流れ出します。このピンとグラウンドの間に接続された抵抗によって周波数をプログラムする電圧が設定されます。SYNCピンに外部クロックを入力していない場合は、このピンによってデフォルトのスイッチング周波数が設定されます。詳細については「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

**ILIM (ピン11) :** 電流コンパレータの検出電圧制限ピン。電流コンパレータの最大電流検出しきい値を設定するには、このピンのDC電圧をプログラムします。

**SYNC (ピン12) :** 外部クロックの同期入力。このピンに外部クロックを入力すると、スイッチング周波数は外部クロックの立ち上がりエッジに同期します。このピンを使用しない場合は、GNDに接続します。

**PHASMD (ピン13) :** 位相の設定ピン。このピンでは、SYNCピンの外部クロックと内部コントローラ間の相対的な位相を決定します。詳細については、「動作」セクションの表1を参照してください。

**TG0/TG1 (ピン24/ピン14) :** 上側のゲート・ドライバ出力。これらは、電圧振幅がスイッチ・ノードの電圧にINTV<sub>CC</sub>を重ね合わせた電圧に等しいフロート・ドライバの出力です。

**SW0/SW1 (ピン23/ピン15) :** スイッチ・ノードの接続点。これらのピンは、出力フィルタ・インダクタ、下側NチャネルMOSFETのドレイン、および上側NチャネルMOSFETのソー

スに接続します。これらのピンの電圧振幅は、グラウンドより(外付け)ショットキ・ダイオードの電圧降下分だけ低い電圧からV<sub>IN</sub>までです。

**BOOST0/BOOST1 (ピン22/ピン16) :** フロート・ドライバの昇圧電源。これらのピンにはブートストラップ・コンデンサの(+)端子を接続します。これらのピンの振幅範囲は、INTV<sub>CC</sub>よりダイオードの電圧降下分だけ低い電位からV<sub>IN</sub>+INTV<sub>CC</sub>までです。

**BG0/BG1 (ピン21/ピン17) :** 下側のゲート・ドライバ出力。これらのピンは、下側のNチャネルMOSFETのゲートをGNDとINTV<sub>CC</sub>の間で駆動します。

**EXTV<sub>CC</sub> (ピン18) :** INTV<sub>CC</sub>に接続された内部スイッチへの外部電源入力。EXTV<sub>CC</sub>が4.7Vより高くなり、かつV<sub>IN</sub>が7Vより高くなると、このスイッチが閉じ、内部の低ドロップアウト・レギュレータをバイパスしてデバイスに電力を供給します。このピンの電圧は6Vを超えないようにしてください。

**INTV<sub>CC</sub> (ピン19) :** 内蔵5.5Vレギュレータの出力。制御回路には、この電圧源から給電されます。このピンは、4.7 $\mu$ F以上の低ESRタンタル・コンデンサまたはセラミック・コンデンサを使用してGNDにデカップリングします。

**V<sub>IN</sub> (ピン20) :** 主入力電源。このピンはコンデンサ(0.1 $\mu$ F~1 $\mu$ F)を使用してGNDにデカップリングします。

**FAULT0, FAULT1 (ピン26/ピン25) :** マスタ・コントローラのフォルト入力。マスタ・コントローラからのフォルト信号にตอบสนองするため、これらのピンはマスタ・デバイスのフォルト・インジケータ・ピンに接続します。FAULTピンがフロート状態または“L”になると、対応するチャネルのTGピンとBGピンの電圧は両方とも低下します。各FAULTピンには、内部に500kのプルダウン抵抗があります。

**LOWDCR (ピン27) :** 1m $\Omega$ 未満のDCRによる電流検出のイネーブル・ピン。LOWDCRピンとINTV<sub>CC</sub>の間には、内部に500kのプルダウン抵抗があります。このピンをフロート状態にするかロジック“H”にすると、1m $\Omega$ 未満のDCRによる電流検出がイネーブルされます。このピンをロジック“L”にすると、1m $\Omega$ 未満のDCRによる電流検出はディスエーブルされます。

**GND (露出パッド・ピン29) :** グラウンド。このパッドは、回路の下にある切れ目のないグラウンド・プレーンにビアを介して接続します。下側NチャネルMOSFETのソース、C<sub>INTVCC</sub>の(-)端子、およびC<sub>IN</sub>の(-)端子は、デバイスにできるだけ近づけてこのグラウンド・プレーンに接続します。また、すべての小信号用部品および補償用部品もこのグラウンド・プレーンに接続してください。





## 動作

### メイン制御ループ

LTC3874は、固定周波数の、リニアテクノロジー独自の電流モード降圧スレーブ・コントローラで、マスタ・コントローラとの並列動作に対応しています。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、そのチャネルの上側MOSFETがオンし、メインの電流コンパレータ $I_{CMP}$ がRSラッチをリセットするとオフします。 $I_{CMP}$ がRSラッチをリセットするときのピーク・インダクタ電流は、マスタ・コントローラの出力である $I_{TH}$ ピンの電圧によって制御されます。負荷電流が増加すると、マスタ・コントローラは $I_{TH}$ ピンの電圧を増加させるので、対応するスレーブ・チャネルのピーク電流が増加し、最新の負荷電流がインダクタ電流の平均値と一致するまで増加し続けます。上側のMOSFETがオフした後は、連続導通モード(CCM)での次のサイクルが開始されるまでか、不連続導通モード(DCM)でインダクタ電流が逆流し始めるまで(逆電流コンパレータ $I_{REV}$ が逆流を検出するまで)、下側のMOSFETがオンし続けます。LTC3874スレーブ・コントローラは出力電圧は**安定化しません**が、各チャネルの電流を安定化してマスタ・コントローラと電流を分担します。出力電圧レギュレーションは、マスタ・コントローラの電圧帰還制御ループを介して実現されます。

### 1mΩ未満のDCRによる電流検出

LTC3874は、信号対ノイズ比を向上する独自のアーキテクチャを採用しています。このアーキテクチャにより、インダクタのDCR値が1mΩ未満の小さな検出信号で動作できるので、電力効率を改善してスイッチング・ノイズによるジッタを低減することができます。

LOWDCRピンをフロート状態にするか“H”にすると、1mΩ未満のDCRによる電流検出が可能になります。LTC3874は、PCBレイアウトを入念に行うことにより、0.2mΩ程度の低いDCR値を検出できます。独自の信号処理回路により、信号対ノイズ比が14dB改善されます。従来の電流モード・アーキテクチャと同様に、電流制限しきい値はインダクタのピーク電流とDCR値の関数なので、 $I_{LIM}$ ピンと $I_{TH}$ ピンを使って正確に設定できます。

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

上側と下側のMOSFETドライバおよび他の大部分の内部回路への電源は、INTV<sub>CC</sub>ピンから供給されます。EXTV<sub>CC</sub>ピンを開放のままにするか4.7Vより低い電圧に接続すると、内部の5.5Vリニア・レギュレータがINTV<sub>CC</sub>の電力を $V_{IN}$ から供給します。EXTV<sub>CC</sub>が4.7Vを超え、かつ $V_{IN}$ が7Vより高くなると、5.5Vレギュレータがオフし、内部スイッチがオンしてEXTV<sub>CC</sub>を接続します。EXTV<sub>CC</sub>は、 $V_{IN}$ より前に印加しておいてもかまいません。EXTV<sub>CC</sub>を使用すると、INTV<sub>CC</sub>の電力を外部電源から供給できます。

各チャネルの上側MOSFETドライバはフロート状態のブートストラップ・コンデンサ $C_B$ からバイアスされます。このコンデンサは通常、上側MOSFETがオフすると、外付けダイオードを介して各オフ・サイクル中に再充電されます。入力電圧 $V_{IN}$ が $V_{OUT}$ に近い電圧まで低下してくると、ループがドロップアウト状態になり、上側MOSFETを連続してオンしようとする可能性があります。ドロップアウト検出器がこれを検出し、10サイクルに1回、クロック周期の約1/12の時間に100ns加えた期間、上側MOSFETを強制的にオフすることにより、 $C_B$ を再充電できるようにします。

### 起動とシャットダウン(RUN0、RUN1)

LTC3874の2つのチャネルは、RUN0ピンとRUN1ピンを使用して個別にシャットダウンすることができます。これらのピンのいずれかの電圧を1.4Vより低くすると、該当チャネルのメイン制御回路はシャットダウンします。シャットダウン中、TGとBGの電圧はどちらも低下するので、外付けのパワーMOSFETはオフします。これらのピンのいずれかの電圧を2Vより高くすると、コントローラはイネーブルされます。RUN0/1ピンは、INTV<sub>CC</sub>の電圧が低電圧ロックアウトしきい値である3.8Vを通過するまで、能動的にプルダウンされています。マルチフェーズ動作では、RUN0/1ピンを互いに接続して、マスタ・コントローラのRUNピンで駆動する必要があります。LTC3874の値の大きなRCフィルタを初期化時に安定させる必要があるため、RUNピンをプルアップできるのは、 $V_{IN}$ の準備が整ってから4ms後に制限されます。これらのピンの絶対最大定格である6Vを超えないようにしてください。

## 動作

各チャンネルの出力電圧  $V_{OUT}$  の起動は、マスタ・コントローラによって制御されます。RUNピンが解放されると、マスタ・コントローラは設定済みの遅延時間および立ち上がり時間に基づいて出力を駆動します。スレーブ・コントローラ LTC3874 は、マスタによって設定された  $I_{TH}$  の電圧に追従して、起動時に同じ電流を出力に供給します。

### 軽負荷電流動作(不連続導通モード、連続導通モード)

LTC3874 は、不連続導通モードでも強制連続導通モードでも動作できます。強制連続モードを選択するには、MODEピンを2Vより高い電圧(たとえば、INTV<sub>CC</sub>)に接続します。不連続導通モードを選択するには、MODEピンを1.4Vより低いDC電圧(たとえば、GND)に接続します。強制連続モードでは、軽負荷時または大規模なトランジェント状態時にインダクタ電流の逆流が許容されます。ピーク・インダクタ電流は  $I_{TH}$  ピンの電圧によって決まります。このモードでは、軽負荷での効率が不連続モード時よりも低下します。ただし、連続モードには出力リップルが小さく、オーディオ回路への干渉が少ないという利点があります。MODEピンをGNDに接続している場合、LTC3874は軽負荷時に不連続モードで動作します。非常に軽い負荷では、電流コンパレータ  $I_{CMP}$  は数サイクルにわたって作動したままになることがあり、上側の外付けMOSFETを同じサイクル数だけ強制的にオフにする(つまり、パルスをスキップする)ことがあります。このモードでは、強制連続モードよりも軽負荷時の効率が高くなり、インダクタ電流の逆流が許容されます。MODEピンには、内部に500kのプルダウン抵抗が接続されています。MODE0/1ピンをフロート状態のままにすると、両チャンネルともデフォルトで不連続導通モードになります。

### マルチチップ動作(PHASMDピンとSYNCピン)

PHASMDピンは、表1に示すように、内部チャンネル間ならびにSYNCピンの外部クロック信号との相対的な位相を決定します。表に記載されている位相は、SYNCピンのクロックの立ち上がりエッジとして定義されている0°の位相を基準にしています。

表1

PHASMD	チャンネル0の位相	チャンネル1の位相
GND	180°	0°
1/3 INTV <sub>CC</sub>	60°	300°
2/3 INTV <sub>CC</sub> またはフロート	120°	240°
INTV <sub>CC</sub>	90°	270°

SYNCピンの使用目的は、マスタ・コントローラとスレーブ・コントローラのスイッチング周波数の同期です。入力コンデンサからのピーク電流は、使用する位相の数で実質的に分割され、電力損失は実効値電流の2乗に比例するので、入力容量のESR要件と効率の低下が大幅に軽減されます。2段の単一出力電圧を実装することにより、入力経路の電力損失を75%低減し、入力コンデンサに要求されるRMS電流定格値を大幅に減らすことができます。

### 単一出力マルチフェーズ動作

LTC3874は、以下のように接続することにより、マスタ・コントローラと組み合わせて単一出力マルチフェーズ・コンバータとして構成します。

- マスタとスレーブ間の電流分担のため、並列接続されたチャンネルのすべての  $I_{TH}$  ピンを互いに接続します。
- 並列接続されたチャンネル間でのスイッチング周波数を同期させるため、チャンネルのすべてのSYNCピンまたはPLLINピンを互いに接続するか、マスタ・デバイスのCLKOUTピンをスレーブ・デバイスのSYNCピンに接続します。
- 起動およびシャットダウンを同時に行うため、並列接続されたチャンネルのすべてのRUNピンを互いに接続します。
- フォルト保護のため、マスタ・コントローラのフォルト・インジケータ・ピン(使用可能な場合)をスレーブ・コントローラのFAULTピンに接続します。
- 起動制御のため、LTC3874のMODEピンはマスタ・デバイスのPGOODピンに接続できます。ソフトスタート時に、LTC3874はDCMモードで動作します。ソフトスタート期間が終了すると、LTC3874はCCMモードで動作します。

単一出力マルチフェーズ・コンバータの例を図1に示します。

## 動作

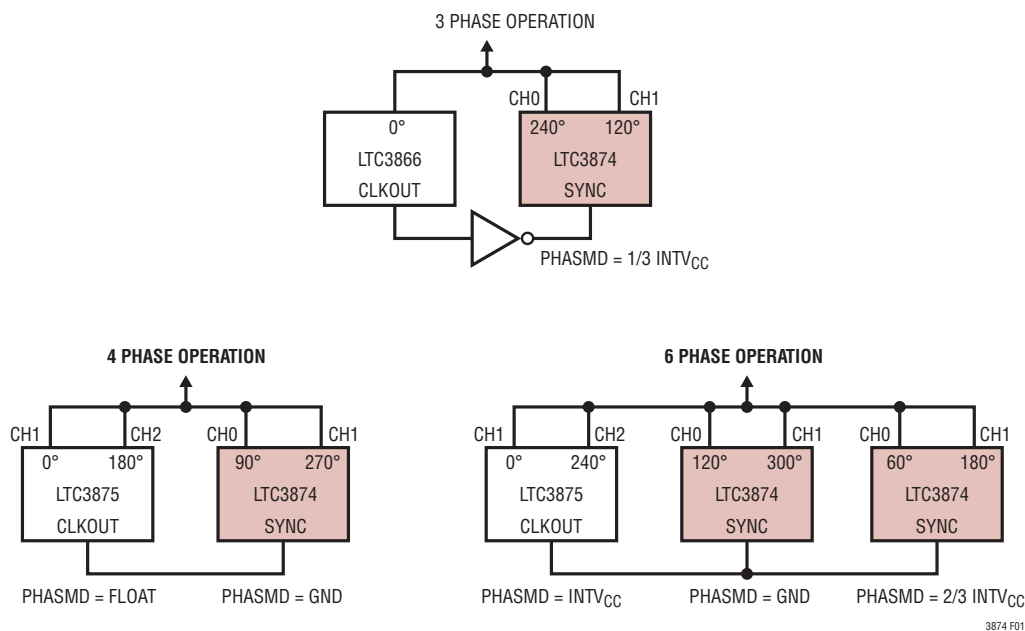


図1. マルチフェーズ動作

## 周波数の選択とフェーズロック・ループ (FREQピンとSYNCピン)

スイッチング周波数の選択は効率と部品サイズとの兼ね合いによって決まります。低周波数動作は、MOSFETのスイッチング損失を低減して効率を向上させますが、出力リップル電圧を低く保つには大きなインダクタンスや容量が必要になります。LTC3874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。SYNCピンが外部クロック信号源によって駆動されていない場合は、FREQピンを使用してコントローラの動作周波数を250kHz～1MHzに設定することができます。FREQピンからは10μAの高精度電流が流れ出しているため、GNDとの間に接続した1本の抵抗を使

用してコントローラのスイッチング周波数を設定することができます。FREQピンの電圧とスイッチング周波数の関係を表す曲線(図5)を、後述の「アプリケーション情報」のセクションに示します。LTC3874は、SYNCピンに入力されている外部クロック信号源に内部発振器を同期させるため、フェーズロック・ループ(PLL)を内蔵しています。また、LTC3874はPLLのループ・フィルタ・ネットワークも内蔵しています。フェーズロック・ループは250kHz～1MHzの範囲内の任意の周波数にロックすることができます。外部クロックにロックするまでのコントローラの初期スイッチング周波数を設定するために、周波数設定抵抗は必ず接続してください。

## アプリケーション情報

このデータシートの最初のページの「標準的応用例」は、スレーブ・コントローラとして構成されたLTC3874の基本的なアプリケーション回路です。並列動作では、LTC3874での電流検出方式と回路パラメータをマスタ・コントローラと同じにして、マスタとスレーブ間のバランスのとれた電流分担を実現する必要があります。入力コンデンサと出力コンデンサはRMS電流定格、リップルおよびトランジェントの規格に基づいて選択します。

### 電流制限のプログラミング

マスタ・コントローラの電流制限値と整合させるため、LTC3874の各チャンネルの制限値はILIMピンおよびLOWDCRピンを使用して個別に設定できます。4レベルのロジック入力ピンであるILIMの設定の要約を表2に示します。ILIMを接地すると、両チャンネルとも“L”の電流範囲に設定されます。ILIMをINTV<sub>CC</sub>に接続すると、両チャンネルとも“H”の電流範囲に設定されます。

どちらの設定を使用すべきでしょうか。バランスのとれた負荷電流分担にするためには、マスタ・コントローラと同じ電流範囲設定を使用します。LTC3874のI<sub>TH</sub>ピンには、ピーク電流制限や過電流保護に関するアクティブなクランピング回路はありません。過電流保護は、マスタ・コントローラが、クランプ電圧を超えないようにI<sub>TH</sub>ピンを駆動することに依存しています。電流検出しきい値とI<sub>TH</sub>の電圧との関係を表3に示します。

表 2. ILIM と範囲

ILIM	チャンネル0の電流制限	チャンネル1の電流制限
GND	範囲“L”	範囲“L”
1/3 INTV <sub>CC</sub>	範囲“H”	範囲“L”
2/3 INTV <sub>CC</sub> またはフロート	範囲“L”	範囲“H”
INTV <sub>CC</sub>	範囲“H”	範囲“H”

表 3. 電流検出しきい値とI<sub>TH</sub>の電圧

I <sub>TH</sub> (V)	電流検出しきい値 (mV)			
	LOWDCR = H		LOWDCR = L	
	範囲 = H	範囲 = L	範囲 = H	範囲 = L
2.40	32.5	18.1	81.3	45.1
2.33	31.4	17.4	78.4	43.6
2.26	30.2	16.8	75.6	42.0
2.20	29.1	16.2	72.7	40.4
2.18	28.8	16.0	72.0	40.0
2.13	28.0	15.5	69.9	38.8
2.06	26.8	14.9	67.1	37.3
1.99	25.7	14.3	64.2	35.7
1.92	24.6	13.6	61.4	34.1
1.85	23.4	13.0	58.5	32.5
1.79	22.3	12.4	55.7	30.9
1.72	21.1	11.7	52.8	29.4
1.68	20.4	11.3	51.0	28.4
1.58	18.9	10.5	47.2	26.2
1.51	17.7	9.9	44.3	24.6
1.45	16.6	9.2	41.5	23.0
1.38	15.5	8.6	38.6	21.4

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

I<sub>SENSE</sub><sup>+</sup>ピンとI<sub>SENSE</sub><sup>-</sup>ピンは、電流コンパレータの入力です。LOWDCRピンが“H”のとき、電流コンパレータの同相入力電圧範囲は0V～3.5Vです。I<sub>SENSE</sub><sup>-</sup>はマスタ・コントローラのV<sub>OUT</sub>に直接接続する必要があります。I<sub>SENSE</sub><sup>+</sup>は、時定数が出力インダクタのL/DCRの1/5に等しいRCフィルタに接続します。通常動作時にこれらのピンをフロート状態にしないよう注意してください。フィルタ部品(特にコンデンサ)はLTC3874の近くに配置し、検出線は電流検出素子の下の4端子接続



## アプリケーション情報

点まで互いに近づけて配線する必要があります。LTC3874は、DCR 値が1mΩ未満のインダクタと組み合わせて使用する目的で設計されています。このため、適切な配慮なしでは、寄生抵抗、寄生容量、寄生インダクタンスによって電流検出信号の品位が低下し、電流制限設定値を予測できなくなります。図2では、抵抗Rを出力インダクタに、コンデンサCをデバイスのピンに近づけて配置し、ノイズが検出信号に結合するのを防ぐ必要があります。

LTC3874は、LOWDCRピンをグランドに接続してディスエーブルすることにより、従来型の電流モード・コントローラのように使用することもできます。RCフィルタを使用して、出力インダクタの信号を検出することができます。このRCフィルタはISENSE<sup>+</sup>ピンに接続します。その時定数R・Cは、出力インダクタのL/DCRと等しくなるようにしてください。LOWDCRピンをプルダウンすることにより、電流制限値は2.5倍に増加します。詳細については表3を参照してください。これらのアプリケーションでは、ISENSE<sup>+</sup>、ISENSE<sup>-</sup>の同相動作電圧範囲は0V～5.5Vです。

表4. 出力電圧範囲とLOWDCRピン

LOWDCR	出力電圧
"L"	0V～5.5V
"H"	0V～3.5V

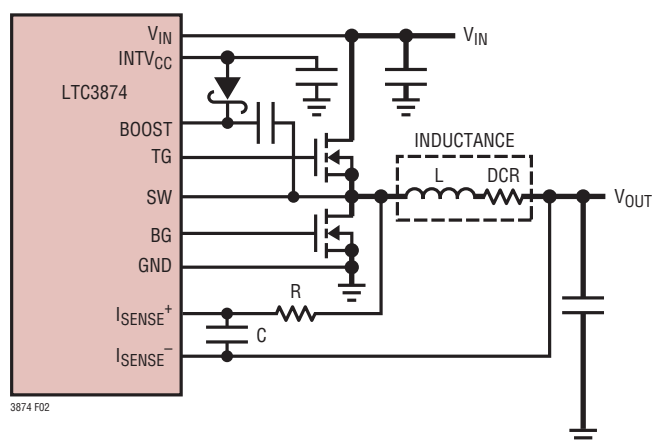


図2. インダクタのDCRによる電流検出

### インダクタのDCRによる電流検出

LTC3874は、可能な最高の効率が要求される高負荷電流アプリケーション向けに設計されています。このデバイスは、

DCRの範囲が1mΩ未満のインダクタの信号を検出可能です(図2)。DCRは、インダクタの銅線のDC巻線抵抗であり、大電流インダクタでは多くの場合1mΩ未満です。大電流で低出力電圧のアプリケーションでは、DCRつまり検出抵抗が高いと、その導通損失によって電力効率は大幅に低下します。特定の出力要件に対しては、望ましい最大の検出電圧を満足するDCRを持つインダクタを選択し、以下に示すように検出ピンのフィルタと出力インダクタ特性との関係を使用します。

$$DCR = \frac{V_{ISENSE(MAX)} \cdot \Delta I_L}{I_{MAX} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

LOWDCRピンが“H”のときは  $RC = L / (5 \cdot DCR)$

LOWDCRピンが“L”のときは  $RC = L / DCR$

ここで、

$V_{ISENSE(MAX)}$ : 与えられた  $I_{TH}$  電圧の最大検出電圧

$I_{MAX}$ : 最大負荷電流

$\Delta I_L$ : インダクタのリプル電流

L, DCR: 出力インダクタの特性

R, C: フィルタの時定数

全温度範囲で負荷電流を供給できるようにするため、DCR抵抗の温度係数(約0.4%/°C)を必ず考慮に入れてください。

通常、Cは0.047μF～0.47μFの範囲に入るように選択します。これにより、Rは強制的に2kΩ前後になるので、ISENSE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。

Rでは、デューティ・サイクルに関連した一定の電力損失が生じます。この損失は、連続モードで最大入力電圧のときに最大になります。

$$P_{LOSS}(R) = \frac{(V_{IN(MAX)} - V_{OUT}) \cdot V_{OUT}}{R}$$

Rの電力定格がこの値より大きいことを確認してください。ただし、DCRによる検出では検出抵抗の導通損失がないので、重負荷時の効率が改善されます。電流検出信号の信号対ノイズ比を良好に保つため、LOWDCRピンが“H”の場合は、40%未満のデューティ・サイクルに対してΔV<sub>ISENSE</sub>の最小値として2mVを使用することが望まれます。LOWDCRピンが“L”の場合は、40%未満のデューティ・サイクルに対してΔV<sub>ISENSE</sub>の

## アプリケーション情報

最小値として10mVを使用します。実際のリップル電圧は次式から求めることができます。

$$\Delta V_{\text{ISENSE}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \left( \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{R \cdot C \cdot f_{\text{OSC}}} \right)$$

### インダクタ値の計算

望みの入力電圧と出力電圧が与えられると、インダクタ値と動作周波数 $f_{\text{OSC}}$ によって直ちにインダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流が決まります。

$$I_{\text{RIPPLE}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \left( \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{f_{\text{OSC}} \cdot L} \right)$$

リップル電流が小さいと、インダクタのコア損失、出力コンデンサのESR損失、および出力電圧リップルが減少します。このように、周波数が低くリップル電流が小さい場合に最も高効率の動作が得られます。ただし、これを達成するには大きなインダクタが必要になります。

妥当な出発点として、 $I_{\text{OUT(MAX)}}$ の約40%のリップル電流を選択します。入力電圧が最大のときに最大リップル電流が生じることに注意してください。リップル電流が規定の最大値を超えないことを保証するには、次式に従ってインダクタを選択します。

$$L \geq \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{f_{\text{OSC}} \cdot I_{\text{RIPPLE}}} \cdot \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}}$$

### インダクタのコアを選択

インダクタンス値が決定されたら、次にインダクタの種類を選択する必要があります。インダクタ値が同じ場合、コア損失はコア・サイズではなく、選択したインダクタンスに大きく依存します。インダクタンスが大きくなると、コア損失は減少します。インダクタンスを大きくするには、ワイヤの巻数を増やす必要があるため、銅損失は残念ながら増加します。

フェライトを使用した設計ではコア損失がきわめて小さく、高いスイッチング周波数に適しているため、設計目標を飽和の

防止と銅損失に集中することができます。フェライト・コアの材質は「急激に」飽和します。つまり、設計ピーク電流を超えると、インダクタンスは突然低下します。その結果、インダクタのリップル電流が急激に増加し、そのため出力電圧リップルも増加します。コアは決して飽和させないでください。

### パワー MOSFETとショットキ・ダイオード(オプション)の選択

少なくとも2個の外付けパワー MOSFETを選択する必要があります。上側(メイン)スイッチ用に1個のNチャンネル MOSFET、下側(同期)スイッチ用に1個以上のNチャンネル MOSFETです。選択されたすべての MOSFETの個数、種類およびオン抵抗は、MOSFETが使用される実際の場所(メインまたは同期)とともに降圧比を考慮に入れます。出力電圧が入力電圧の1/3より低いアプリケーションでは、非常に小型で入力容量が小さい MOSFETを上側 MOSFETとして使用する必要があります。 $V_{\text{IN}} \gg V_{\text{OUT}}$ のアプリケーションでは、上側 MOSFETのオン抵抗は、300kHzを超える動作周波数での入力容量に比べると、全体の効率にとって通常はあまり重要ではありません。MOSFETメーカーは、スイッチング・レギュレータのアプリケーションのメイン・スイッチ用に、オン抵抗が適度に低く、入力容量を大幅に下げた専用デバイスを設計しています。

MOSFETのピーク・トゥ・ピークのゲート駆動レベルは内部レギュレータの電圧 $V_{\text{INTVCC}}$ によって設定されるので、ほとんどのアプリケーションではロジックレベルしきい値の MOSFETを使用する必要があります。MOSFETの $BV_{\text{DSS}}$ の仕様にも十分注意を払ってください。多くのロジックレベル MOSFET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 $R_{\text{DS(ON)}}$ 、入力容量、入力電圧、最大出力電流などがあります。MOSFETの入力容量は複数の構成要素が組み合わされたものですが、ほとんどのデータシートに含まれている標準的「ゲート電荷」曲線(図3)から得られます。この曲線は、コモンソースの電流源負荷段のゲートに一定の入力電流を強制し、時間に対してゲート電圧をプロットして作成されたものです。

## アプリケーション情報

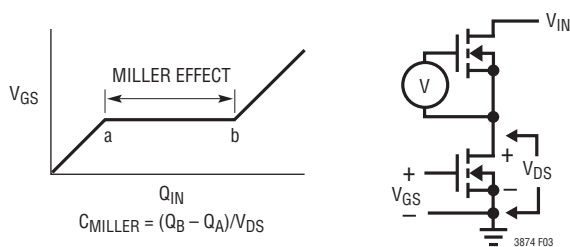


図3. ゲート電荷特性

最初の傾斜した部分は、ゲート-ソース間およびゲート-ドレイン間容量の影響によるものです。曲線の平坦な部分はドレインが電流源負荷両端の電圧を下げるのに伴うドレイン-ゲート間容量のミラー乗算効果の結果です。上側の傾斜した部分は、ドレイン-ゲート間蓄積容量とゲート-ソース間容量によるものです。ミラー電荷(曲線が平坦なaからbまでの水平軸のクーロン値の増加分)は特定の $V_{DS}$ ドレイン電圧に対して規定されていますが、曲線で規定されている $V_{DS}$ 値に対するアプリケーションの $V_{DS}$ の比を掛けることにより、異なった $V_{DS}$ 電圧に対して補正することができます。 $C_{MILLER}$ 項を推定する方法として、メーカーのデータシートでa点からb点までのゲート電荷の変化を求め、規定されている $V_{DS}$ 電圧で割ります。 $C_{MILLER}$ は上側MOSFETの遷移損失項を決める最重要選択基準ですが、MOSFETのデータシートで直接規定されていません。 $C_{RSS}$ と $C_{OS}$ は規定されていることがありますが、これらのパラメータの定義は記載されていません。コントローラが連続モードで動作しているとき、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。

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

$$\text{Synchronous Switch Duty Cycle} = \left( \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

最大出力電流でのメインMOSFETと同期MOSFETの電力損失は以下の式で与えられます。

$$P_{MAIN} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{MAX})^2 (1 + \delta) R_{DS(ON)} + (V_{IN})^2 \left( \frac{I_{MAX}}{2} \right) (R_{DR}) (C_{MILLER}) \cdot \left[ \frac{1}{V_{INTVCC} - V_{TH(MIN)}} + \frac{1}{V_{TH(MIN)}} \right] \cdot f$$

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

ここで、 $\delta$ は $R_{DS(ON)}$ の温度依存性、 $R_{DR}$ は上側ドライバの実効抵抗( $V_{GS} = V_{MILLER}$ のとき約 $2\Omega$ )、 $V_{IN}$ はドレイン電位および特定のアプリケーションのドレイン電位の変化です。 $V_{TH(MIN)}$ はパワーMOSFETのデータシートの規定ドレイン電流で規定されている標準ゲートしきい値電圧です。 $C_{MILLER}$ はMOSFETのデータシートのゲート電荷曲線と上述の手法を使って計算した容量です。

$I^2R$ 損失の項は両方のMOSFETに共通していますが、上側のNチャネルの式にはさらに遷移損失の項があり、これは入力電圧が最大のとき最大になります。 $V_{IN} < 20V$ では、高電流のときの効率は一般に大型MOSFETを使用すると向上しますが、 $V_{IN} > 20V$ では遷移損失が急激に増加し、実際には $C_{MILLER}$ が小さくて $R_{DS(ON)}$ が大きなデバイスを使用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、上側スイッチのデューティ・ファクタが低く入力電圧が高い場合、または同期スイッチが周期の100%近くオンになる短絡時に最も大きくなります。

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



## アプリケーション情報

同期MOSFETの両端に接続するオプションのショットキ・ダイオードは、2つの大型パワーMOSFETの導通期間に挟まれたデッドタイム中に導通します。これにより、下側MOSFETのボディ・ダイオードがデッドタイムの間オンして電荷を蓄積するのを防止し、効率を数%低下させる逆回復時間を不要にします。平均電流は比較的小さいので、通常は2A～8Aのショットキが両方の動作領域に対する適切な妥協点となります。これより大きなダイオードは接合容量が大きいため、遷移損失が増加します。

### INTV<sub>CC</sub>レギュレータとEXTV<sub>CC</sub>

LTC3874は、V<sub>IN</sub>電源からINTV<sub>CC</sub>に電力を供給するPMOS LDOを備えています。INTV<sub>CC</sub>はゲート・ドライバとLTC3874の内部回路のほとんどに電力を供給します。リニア・レギュレータは、V<sub>IN</sub>が6Vより高い場合、INTV<sub>CC</sub>ピンの電圧を5.5Vに安定化します。EXTV<sub>CC</sub>は別のPチャネルMOSFETを介してINTV<sub>CC</sub>に接続されます。また、その電圧が4.7Vより高くなり、かつV<sub>IN</sub>が7Vより高くなると、必要な電力を供給することができます。これらの各LDOは100mAのピーク電流を供給可能であり、4.7μF以上のセラミック・コンデンサまたは低ESRの電解コンデンサでグラウンドにバイパスする必要があります。どのような種類のバルク・コンデンサを使用するにしても、追加の1μFセラミック・コンデンサをINTV<sub>CC</sub>ピンとGNDピンのすぐ近くに接続することを強く推奨します。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大きなトランジェント電流を供給し、チャネル間の相互作用を防ぐため、十分なバイパスが必要です。

大きなMOSFETが高い周波数で駆動される高入力電圧のアプリケーションでは、LTC3874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左右されるINTV<sub>CC</sub>電流は、V<sub>IN</sub>を電源とする5.5Vのリニア・レギュレータまたはEXTV<sub>CC</sub>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4.4Vより低いと、リニア・レギュレータがイネーブルされます。この場合のデバイスの電力損失は最大となり、V<sub>IN</sub>・I<sub>INTVCC</sub>に等しくなります。ゲート充電電流は動作周波数に依存します。接合部温度は「電気的特性」のNote 2に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、LTC3874のINTV<sub>CC</sub>電流は、UFDパッケージでEXTV<sub>CC</sub>電源を使用しない場合、38V電源では34mA未満に制限されます(次式参照)。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (34\text{mA})(38\text{V})(43^\circ\text{C}/\text{W}) = 125^\circ\text{C}$$

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(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>に印加された電圧が4.7Vより高くなり、V<sub>IN</sub>が7Vを超えると、INTV<sub>CC</sub>リニア・レギュレータはオフしてEXTV<sub>CC</sub>がINTV<sub>CC</sub>に接続されます。EXTV<sub>CC</sub>を使用すると、システム内の+5Vレールなど、他の高効率電源からMOSFETドライバと制御回路の電源を供給することができます。EXTV<sub>CC</sub>ピンには6Vを超える電圧を印加しないでください。

INTV<sub>CC</sub>の電源をEXTV<sub>CC</sub>から供給することにより、効率と熱利得の大幅な向上を実感できます。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125°Cから次の値にまで下がります。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (34\text{mA})(5\text{V})(43^\circ\text{C}/\text{W}) = 77^\circ\text{C}$$

ただし、低電圧出力の場合、出力からINTV<sub>CC</sub>の電力を得るには追加の回路が必要です。

EXTV<sub>CC</sub>の可能な3つの接続方法を次のリストにまとめておきます。

- EXTV<sub>CC</sub>を開放のままにします(または接地します)。こうすると、内部LDO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最大10%ほど低下します。
- EXTV<sub>CC</sub>を外部電源に接続します。5Vの外部電源を利用できる場合、MOSFETゲート駆動の要件に適合していれば、これを使用してEXTV<sub>CC</sub>に電力を供給することができます。
- 出力を電源とする昇圧回路網にEXTV<sub>CC</sub>を接続します。3.3Vレギュレータなどの低電圧レギュレータでは、4.7V以上に昇圧した出力から得られる電圧にEXTV<sub>CC</sub>を接続すれば効率が改善されます。

## アプリケーション情報

主入力電源が5Vのアプリケーションでは、 $V_{IN}$ ピンとINTV<sub>CC</sub>ピンを相互に接続し、結合されたこれらのピンを、図4に示すように1Ωまたは2.2Ωの抵抗を使って5V入力に接続し、ゲート充電電流によって生じる電圧降下を最小限に抑えます。これにより、INTV<sub>CC</sub>リニア・レギュレータが無効になり、損失電圧によってINTV<sub>CC</sub>が低くなりすぎないようにします。INTV<sub>CC</sub>の電圧がMOSFETのR<sub>DS(ON)</sub>テスト電圧(ロジック・レベルのデバイスの場合、標準4.5V)以上であることを確認してください。

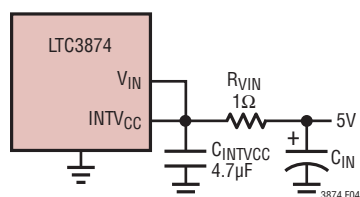


図4. 5V入力に対する設定

### 上側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、上側MOSFETにゲート駆動電圧を供給します。SWピンが“L”のとき、「機能図」のコンデンサC<sub>B</sub>は、外付けダイオードD<sub>B</sub>を介してINTV<sub>CC</sub>から充電されます。上側のMOSFETをオンするとき、ドライバはそのMOSFETのゲート-ソース間にC<sub>B</sub>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V<sub>IN</sub>まで上昇し、それによってBOOSTピンの電圧も上昇します。上側MOSFETがオンしているとき、昇圧電圧は入力電源より高くなります。

$$V_{\text{BOOST}} = V_{\text{IN}} + V_{\text{INTVCC}} - V_{\text{DB}}$$

昇圧コンデンサC<sub>B</sub>の値としては上側MOSFETの全入力容量の100倍が必要です。外付けショットキ・ダイオードの逆ブレイクダウン電圧はV<sub>IN(MAX)</sub>より大きくなければなりません。ゲートの駆動レベルを調整する場合の最終的な決定要因はレギュレータの全入力電流です。変更を加えて入力電流が減少すれば、効率は向上しています。入力電流に変化がなければ効率にも変化がありません。

### 低電圧ロックアウト

LTC3874は、適切なゲート駆動電圧を確保するため、INTV<sub>CC</sub>電圧を常時モニタする高精度のUVLOコンパレータを備えています。INTV<sub>CC</sub>が3.5Vより低くなると、このコンパレータはスイッチング動作をロックアウトしてRUNピンの電圧を下げます。マルチフェーズ動作では、LTC3874が低電圧ロックアウト状態になると、RUNピンの電圧が低下してマスタのスイッチング動作がディスエーブルされます。INTV<sub>CC</sub>に乱れが生じたときの発振を防ぐため、UVLOコンパレータには300mVの高精度ヒステリシスがあります。

### フェーズロック・ループと周波数同期

LTC3874には内部の電圧制御発振器(VCO)と位相検出器によって構成されるフェーズロック・ループ(PLL)が内蔵されています。これにより、内部クロックを、SYNC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。上側MOSFETがオンするタイミングは、外部クロックの立ち上がりエッジと同期するか位相がずれません。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します。この種の位相検出器は、外部クロックの高調波に誤ってロックすることがありません。

位相検出器の出力は、内部フィルタ・ネットワークを充放電する、1対の相補型電流源です。FREQピンからは10μAの高精度電流が流れ出します。これにより、外部クロックをSYNCピンに入力しない場合は、1本の抵抗をGNDに接続してスイッチング周波数を設定できます。FREQピンと内蔵のPLLフィルタ・ネットワークの間の内部スイッチがオンすると、フィルタ・ネットワークをFREQピンと同じ電位まで事前に充電できます。FREQピンの電圧と動作周波数との関係を図5に示します。また、「電気的特性」の表で規定しています。外部クロックがSYNCピンで検出されると、前述した内部スイッチがオフし、FREQピンの影響を遮断します。LTC3874は周波数がLTC3874の内部VCOの範囲内にある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250kHz～1MHzとなることが保証されています。簡略ブロック図を図6に示します。

## アプリケーション情報

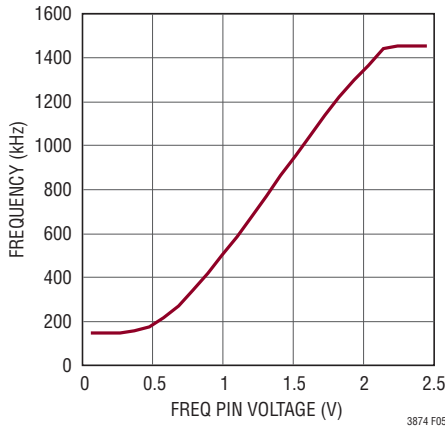


図5. 発振器周波数とFREQピンの電圧との関係

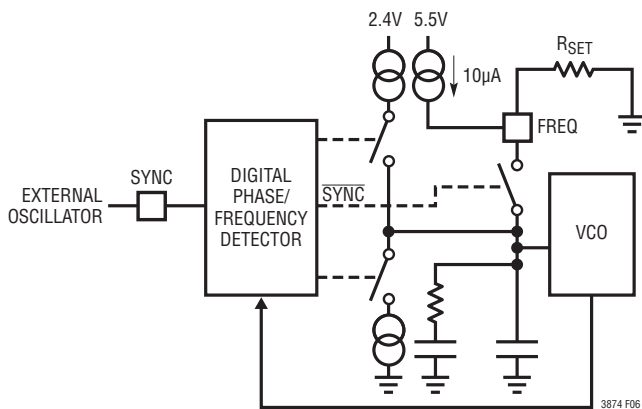


図6. フェーズロック・ループのブロック図

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、フィルタ・ネットワークをプルアップします。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、フィルタ・ネットワークの入力をプルダウンします。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。フィルタ・ネットワークの電圧は、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、フィルタ・コンデンサがその電圧を保持します。

(SYNCピンの)外部クロック入力“H”のしきい値は標準で2Vであり、“L”のしきい値は1.4Vです。

### フォルト保護と応答

マスタ・コントローラはシステムの電圧、電流、温度をモニタし、全種類のフォルト状態時に多くの保護機能を実現します。LTC3874スレーブ・コントローラはマスタ・コントローラと同数のフォルト保護機能を実現するわけではありませんが、マスタ・コントローラからのフォルト信号に応答します。FAULT0ピンおよびFAULT1ピンは、マスタとスレーブの間でフォルト信号を共有するよう設計されています。標準的な並列アプリケーションでは、LTC3874のフォルト・ピンをマスタのフォルト・インジケータ・ピンに接続します。これにより、スレーブ・コントローラはマスタからのすべてのフォルト信号に応答できます。FAULTピンの電圧が1.4Vより低くなると、対応するチャンネルのTGとBGは両方とも電圧が低下し、外付けのMOSFETはオフになります。FAULTピンの電圧が2Vを超えると、対応するチャンネルは通常動作に戻ります。フォルト状態時にはLTC3874のすべての内部回路が引き続き動作しているため、スレーブ・コントローラはFAULTピンが解放されると直ちに通常動作に戻ることができます。

LTC3874は、接合部温度が160°Cより高くなるとすべてのTGピンおよびBGピンが“L”になるサーマル・シャットダウン保護機能を備えています。サーマル・シャットダウン時には、FAULT0ピンとFAULT1ピンも“L”になります。RUNピンは内部では“L”になりません。各FAULTピンには内部に500kのプルダウン抵抗があるので、FAULTピンをフロート状態にすると、FAULTピンのデフォルトの電圧は“L”に設定されます。

### トランジェント応答とループの安定性

標準的な並列動作では、LTC3874はマスタ・コントローラと協力してより多くの電流を供給します。マスタとスレーブの間でバランスのとれた電流分担を実現するには、各スレーブ・チャンネルのパワー段の設計をマスタ・チャンネルからコピーすることを推奨します。マスタ・チャンネルとスレーブ・チャンネルで同じインダクタ、同じパワー MOSFET、および同じ出力コンデンサを選択します。I<sub>TH</sub>ピンの制御ループおよび補償回路の設計をマスタ・コントローラの単相動作から始めます。マルチフェーズのトランジェント応答およびループ安定性は、マスタとスレーブのI<sub>TH</sub>ピンを互いに接続することにより、マスタの単相動作とほとんど同じになります。たとえば、0.33µHのインダクタと530µFの出力コンデンサを取り付けたLTC3866を使用して、単相1.8V/20A出力の補償回路を設計します。出力を1.8V/40Aに増強するには、LTC3874の1つのチャンネルを同じインダクタお



## アプリケーション情報

よび出力コンデンサで単純に並列化(全出力容量は1060 $\mu$ F)し、LTC3874のI<sub>TH</sub>ピンをマスタのI<sub>TH</sub>ピンに接続します。2相コンバータのループ安定性とトランジェント応答は単相設計とほぼ同じで、スレーブ・コントローラのI<sub>TH</sub>ピンに補償回路を追加する必要はありません。さらに、リニアテクノロジーのWebサイトには、トランジェントおよび安定性の解析用に、無償ダウンロードとしてLTpowerCADが提供されています。

マスタとスレーブのI<sub>TH</sub>ピン間を結ぶI<sub>TH</sub>トレースでの高周波ノイズを最小限に抑えるため、数十pFの範囲内の小さなフィルタ・コンデンサをスレーブ・コントローラの各I<sub>TH</sub>ピンの近くに配置することができます。この小さなコンデンサは、通常は閉ループ帯域幅には大きく影響することはありませんが、高周波での利得余裕が広がります。

### モード選択とプリバイアス状態での起動

出力コンデンサがプリバイアスされた状態で電源を起動する必要がある状況が生じることがあります。この場合には、出力コンデンサを放電せずに起動することが望まれます。LTC3874は、DCMモードで動作するように構成することにより、プリバイアス状態での起動に対応できます。マスタ・デバイスのPGOODピンをLTC3874のMODEピンに接続して、起動時のDCM動作と定常状態でのCCM動作を確保することができます。

### 最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ は、LTC3874が上側MOSFETをオンすることができる最小時間です。これは、内部のタイミング遅延と、上側のMOSFETをオンするのに必要なゲート電荷の量によって決まります。低デューティ・サイクルのアプリケーションでは、この最小オン時間の限度に接近する可能性があるもので、次の条件を満たすように注意してください。

$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{OUT}}{V_{IN} \cdot f}$$

デューティ・サイクルが最小オン時間で対応可能な値より低くなると、コントローラはサイクル・スキップを開始します。出力電圧は引き続き安定化されますが、リップル電圧とリップル電流が増加します。LTC3874の最小オン時間は(PCBレイアウトが適切であれば)約90ns、インダクタ電流のリップルは最小で30%、電流検出信号のリップルは少なくとも2mV~3mV (LOWDCRピンが“L”のときは10mV~15mV)です。最小オン時間は電流ループでのPCBスイッチング・ノイズの影響を受けることがあります。ピーク電流検出電圧が低下するにつれて、最小オン時間は130nsまで徐々に増加します。これは、強制連続アプリケーションでリップル電流が小さく負荷が軽い場合に、特に懸念される点です。この状況でデューティ・サイクルが最小オン時間のリミットを下回ると、大きなサイクル・スキップが発生する可能性があり、それに応じて電流および電圧のリップルが大きくなります。

### プリント回路基板レイアウトのチェックリスト

プリント回路基板をレイアウトするときは、以下のチェックリストを使用して、このデバイスが正しく動作するようにします。これらの項目は図7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相同期整流式レギュレータの様々な分岐に現れる電流波形を図8に示します。PC基板のレイアウトでは以下の項目をチェックしてください。

1. 上側のNチャンネルMOSFETのM1とM3は互いに1cm以内に配置され、C<sub>IN</sub>で共通ドレイン接続されていますか。2つのチャンネルの入力デカップリングを分割すると大きな共振ループが形成されることがあるので、入力デカップリングは分割しないでください。
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。I<sub>TH</sub>のトレースはできるだけ短くします。上側のNチャンネルMOSFET、ショットキ・ダイオードおよびC<sub>IN</sub>コンデンサで形成される経路のリードとPCトレースを短くします。コンデンサは互いに隣接させ、また上記のショットキ・ループからは離して配置し、出力コンデンサの(-)端子と入力コンデンサの(-)端子を可能な限り近づけて接続してください。

## アプリケーション情報

3.  $I_{SENSE}^+$  と  $I_{SENSE}^-$  のリードは、PCの最小トレース間隔で並走するように配線されていますか。 $I_{SENSE}^+$  と  $I_{SENSE}^-$  間のフィルタ・コンデンサは、デバイスにできるだけ近づけてください。検出抵抗またはインダクタのうち、いずれか電流検出に使用する素子に対してはケルビン接続を用い、正確に電流を検出できるようにします。
4.  $INTV_{CC}$  のデカップリング・コンデンサは、 $INTV_{CC}$  と電源グラウンド・ピン間に、デバイスの近くで接続されていますか。このコンデンサはMOSFETドライバのピーク電流を供給します。1 $\mu$ Fのセラミック・コンデンサを1個、 $INTV_{CC}$  ピンとGNDピンのすぐ隣に追加すると、ノイズ性能を大幅に改善できます。
5. スイッチング・ノード(SW1、SW0)、上側ゲート・ノード(TG1、TG0)、および昇圧ノード(BOOST1、BOOST0)を敏感な小信号ノード、特に反対側のチャネルの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、LTC3874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。DCRによる検出を使用する場合は、抵抗(図2の「R」)をスイッチング・ノードの近くに配置します。
6. 改良型のスター・グラウンド手法を使用します。これは、入力コンデンサおよび出力コンデンサと同じ基板面に低インピーダンスの広い銅領域の中央接地点を設け、ここに $INTV_{CC}$  デカップリング・コンデンサの下側、電圧帰還抵抗分圧器の下側、およびデバイスのGNDピンを接続する方法です。

### PC基板レイアウトのデバッグ

最初は片方のコントローラだけをオンします。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、実際の出力電圧も調べてください。アプリケーションで予想される動作電圧および電流範囲で、適切な性能が達成されていることをチェックします。ドロップアウト状態になる

までの入力電圧範囲で、出力負荷が低電流動作しきい値より低くなるまで動作周波数が保たれるようにしてください。

適切に設計によって実装された低ノイズのPCBにおいては、デューティ・サイクルのパーセンテージがサイクル間で変動しません。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作動点に近づいているときに他方のチャネルが上側MOSFETをオンする場合です。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。

$V_{IN}$ をその公称レベルから下げて、ドロップアウト状態のレギュレータ動作を確認します。出力をモニタしながらさらに $V_{IN}$ を下げて動作を確認し、低電圧ロックアウト回路の動作をチェックします。

問題があるのは出力電流が大きいときのみ、または入力電圧が高いときのみであるかどうかを調べます。入力電圧が高かつ出力電流が小さいときに問題が発生する場合は、BOOST、SW、TG、場合によってはBGと、ノイズの影響を受けやすい電圧ピンおよび電流ピンとの間に容量性結合がないかを調べます。電流検出ピン間に接続するコンデンサは、デバイスのピンのすぐ近くに配置する必要があります。このコンデンサは、高周波容量性結合による差動ノイズの混入の影響を最小限に抑えるのに役立ちます。入力電圧が低く電流出力負荷が大きいときに問題が生じる場合は、 $C_{IN}$ 、ショットキ・ダイオード、および上側MOSFETと、影響を受けやすい電流および電圧検出トレース間に誘導性結合がないかを調べます。さらに、これらの部品とデバイスのGNDピンの間の、共通グラウンド経路の電圧ピックアップも調べてください。

## アプリケーション情報

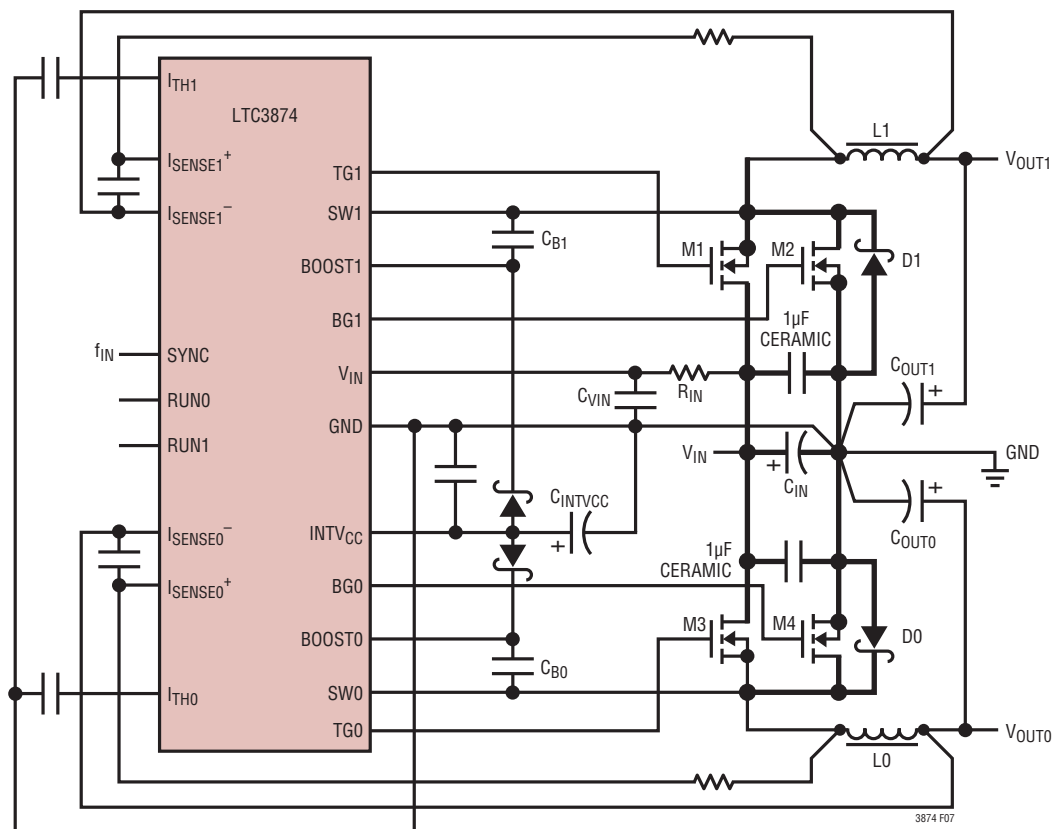


図7. プリント回路基板の推奨レイアウト図

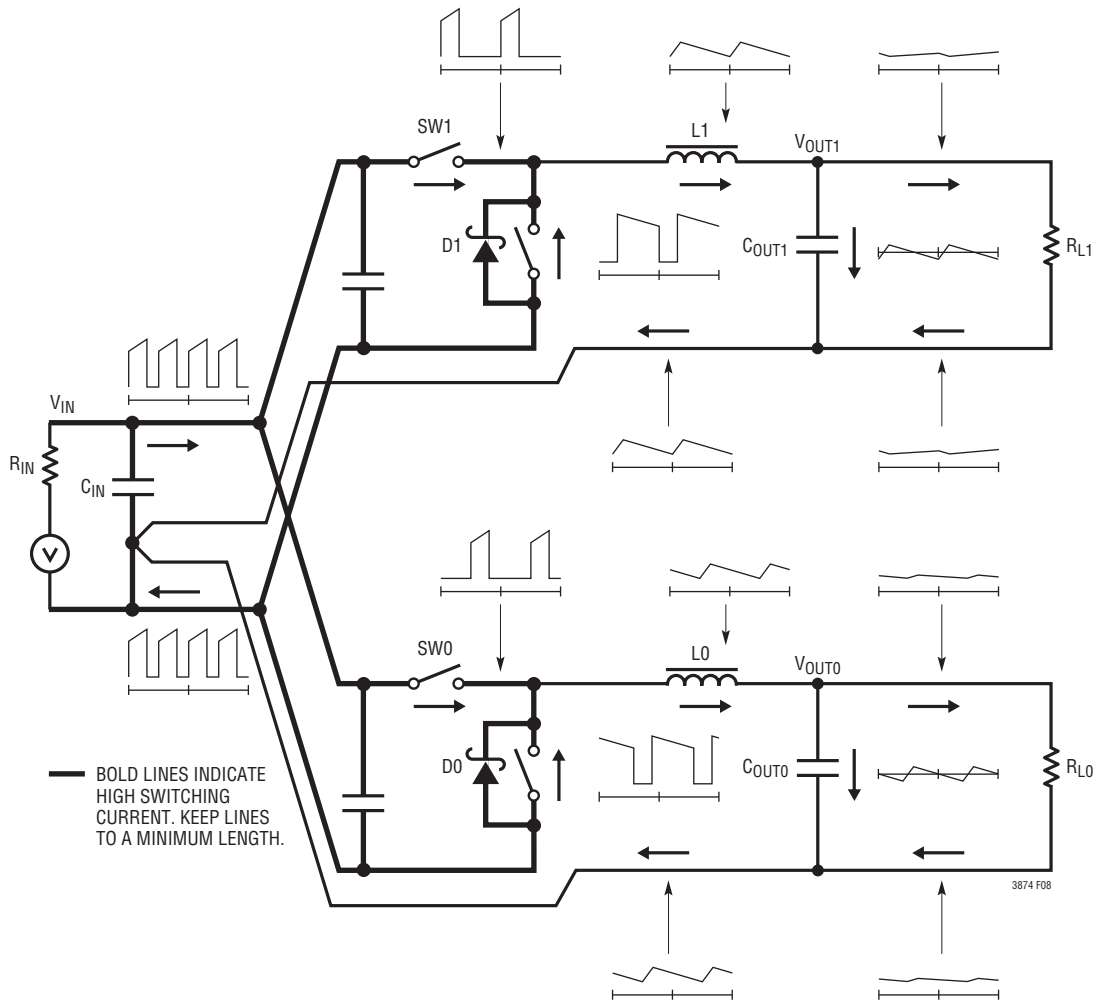


図8. 分岐電流の波形



## アプリケーション情報

### 設計例

マスタ・コントローラ LTC3866 とスレーブ・コントローラ LTC3874 を使用して 3 相の大電流レギュレータを構成する設計例として、 $V_{IN} = 12V$  (公称)、 $V_{IN} = 20V$  (最大)、 $V_{OUT} = 1.5V$ 、 $I_{MAX} = 90A$ 、および  $f = 400kHz$  とします (図 9 参照)。

マスタ・コントローラ LTC3866 の設計回路は、LTC3866 データシートの「設計例」セクションに記載されています。

安定化出力電圧は LTC3866 によって決定されます (次式)。

$$V_{OUT} = 0.6V \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right)$$

$V_{FB}$  ノードとグラウンドの間に 1% 精度の 20k の抵抗を使用した場合、上側の帰還抵抗は (最も近い 1% 精度の標準値である) 30.1k になります。

周波数は LTC3866 の FREQ ピンを 1V にバイアスすることによって設定します。LTC3866 の CLKOUT ピンは、インバータを介して LTC3874 の SYNC ピンに接続しています。LTC3874 の PHASMD ピンは、INTV<sub>CC</sub> の 1/3 の電位に接続します。

インダクタンス値は 1 位相につき最大 35% のリップル電流 (10.5A) という仮定に基づいています。リップル電流の最大値は、最大入力電圧で発生します。

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

この設計回路では 0.33 $\mu$ H が必要です。LTC3866 と LTC3874 の両方とも Würth 社の 744301033 (0.33 $\mu$ H のインダクタ) を選択します。公称入力電圧 (12V) でのリップル電流は次のように計算できます。

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

リップル電流は 10A (33%) になります。ピーク・インダクタ電流は、最大 DC 値にリップル電流の半分を加えた値 (つまり 35A) になります。

最小オン時間は最大  $V_{IN}$  で生じ、90ns より短くならないようにします。

$$t_{ON(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)} \cdot f} = \frac{1.5V}{20V(400kHz)} = 187ns$$

この回路では、DCR による電流検出を採用しています。LTC3866 では、C1 および C2 に 220nF を選択した場合、選択した 0.33 $\mu$ H インダクタの DCR が 0.32m $\Omega$  であることから、R1 および R2 は以下のように計算できます。

$$R1 = \frac{L}{DCR \cdot C1} = 4.69k$$

$$R2 = \frac{L}{DCR \cdot C2 \cdot 5} = 937\Omega$$

R1 = 4.64k および R2 = 931  $\Omega$  を選択します。

LTC3874 では、C3 および C4 に 220nF を選択した場合、選択した 0.33 $\mu$ H インダクタの DCR が 0.32m $\Omega$  であることから、R3 および R4 は以下のように計算できます。

$$R3 = \frac{L}{DCR \cdot C3 \cdot 5} = 937\Omega$$

$$R4 = \frac{L}{DCR \cdot C4 \cdot 5} = 937\Omega$$

R3 = 931  $\Omega$  および R4 = 931  $\Omega$  を選択します。

インダクタの最大 DCR は 0.34m $\Omega$  です。 $V_{SENSE(MAX)}$  は次式で計算されます。

$$V_{SENSE(MAX)} = I_{PEAK} \cdot DCR_{MAX} = 12mV$$

LTC3866 の電流制限検出電圧として 15mV を選択します。LTC3866 の電流制限検出電圧を 15mV とした場合、I<sub>TH</sub> ピンの電圧は 2V になります。表 3 に基づいて、I<sub>TH</sub> ピンの電圧が 2V の場合は、LTC3874 の LOWDCR ピンを “H” に、ILIM ピンを “L” にして、両チャネルの電流制限検出電圧として 14.4mV を選択します。

# LTC3874

## アプリケーション情報

両デバイスのRUNピンは互いに接続します。起動時に、LTC3866は1 $\mu$ Aの電流を流してRUNピンをプルアップします。4.7nFのコンデンサをRUNピンに接続して、V<sub>IN</sub>の供給準備完了後4msの遅延がLTC3874のRUNピンに生じるようにします。

LTC3866のPGOODピンは、NMOSスイッチを介してLTC3874のFAULTピンに接続しています。このスイッチはLTC3866のTK/SSピンによって制御されます。ソフトスタート中、このスイッチはオフです。LTC3874のFAULTピンは120kの抵抗でプルアップします。ソフトスタート期間が終了すると、NMOSスイッチはオンします。LTC3874のFAULTピンはLTC3866のPGOODピンによって制御されます。

起動制御のため、LTC3874のMODEピンはLTC3866のPGOODピンに接続します。

LTC3866とLTC3874のパワーMOSFET、C<sub>IN</sub>、およびC<sub>OUT</sub>には同じものを選択します。

上側MOSFETの電力損失は容易に推定できます。Infineon社のBSC050NE2LSというMOSFETを選択すると、次の結

果が得られます。R<sub>DS(ON)</sub> = 7.1m $\Omega$ (最大)、V<sub>MILLER</sub> = 2.8V、C<sub>MILLER</sub>  $\approx$  35pF。T<sub>J</sub> (概算値) = 75°Cで最大入力電圧の場合、次のようになります。

$$\begin{aligned} P_{\text{MAIN}} &= \frac{1.5\text{V}}{20\text{V}}(30\text{A})^2[1+(0.005)(75^\circ\text{C}-25^\circ\text{C})] \\ &\quad \cdot (0.0071\Omega) + (20\text{V})^2 \left( \frac{30\text{A}}{2} \right) (2\Omega)(35\text{pF}) \cdot \\ &\quad \left[ \frac{1}{5.5\text{V}-2.8\text{V}} + \frac{1}{2.8\text{V}} \right] (400\text{kHz}) \\ &= 599\text{mW} + 122\text{mW} \\ &= 721\text{mW} \end{aligned}$$

下側のFETとして、Infineon社のBSC010NE2LS (R<sub>DS(ON)</sub> = 1.1m $\Omega$ )を選択します。この結果生じる電力損失は次のとおりです。

$$\begin{aligned} P_{\text{SYNC}} &= \frac{20\text{V}-1.5\text{V}}{20\text{V}}(30\text{A})^2[1+(0.005)(75^\circ\text{C}-25^\circ\text{C})] \\ &\quad \cdot (0.0011\Omega) = 1.14\text{W} \end{aligned}$$



## アプリケーション情報

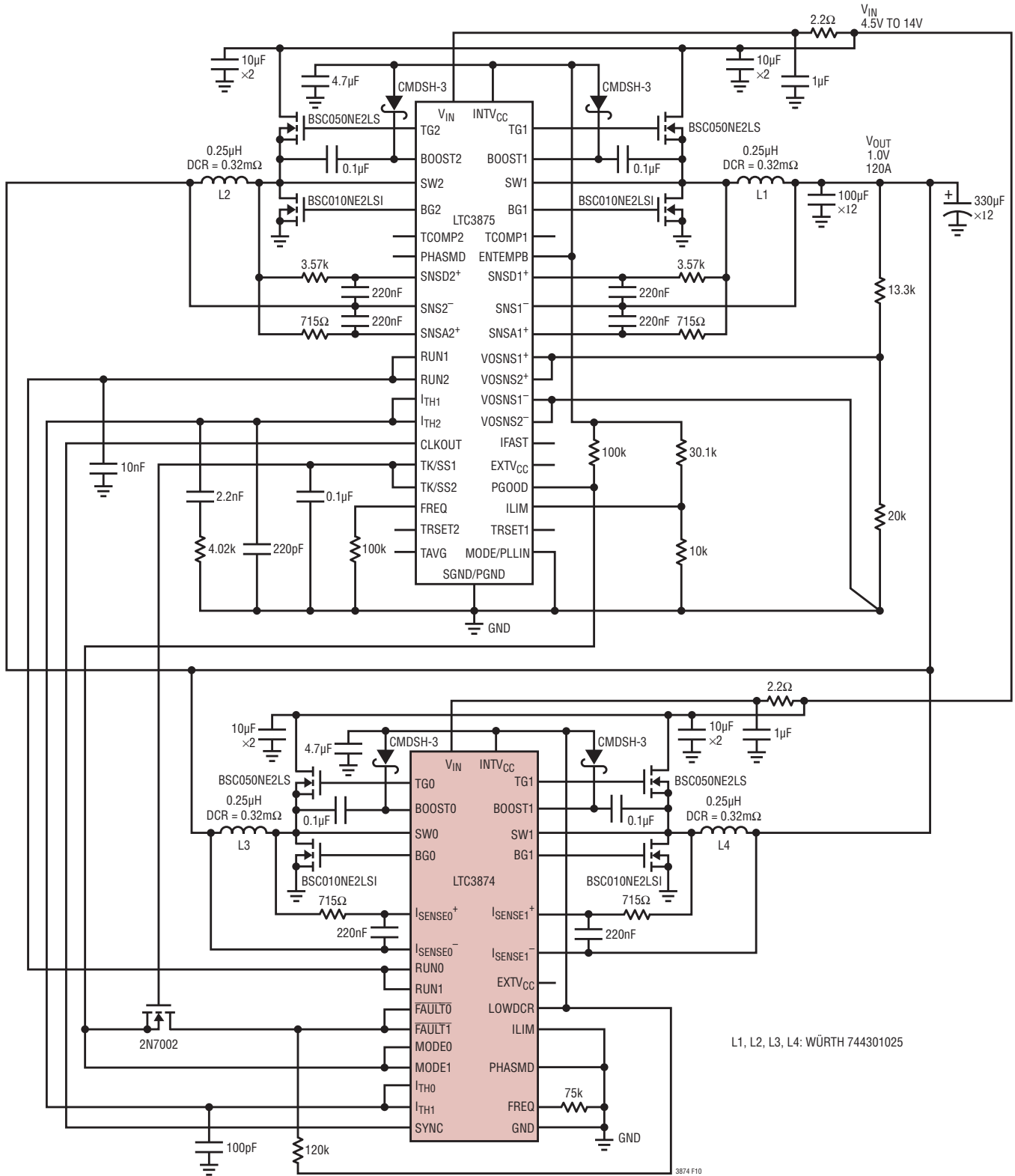
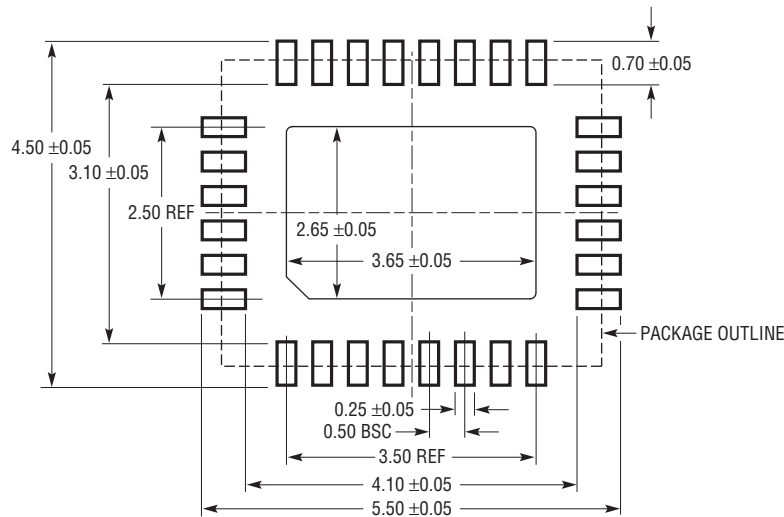


図 10. 高効率の4相1V/120A降圧電源

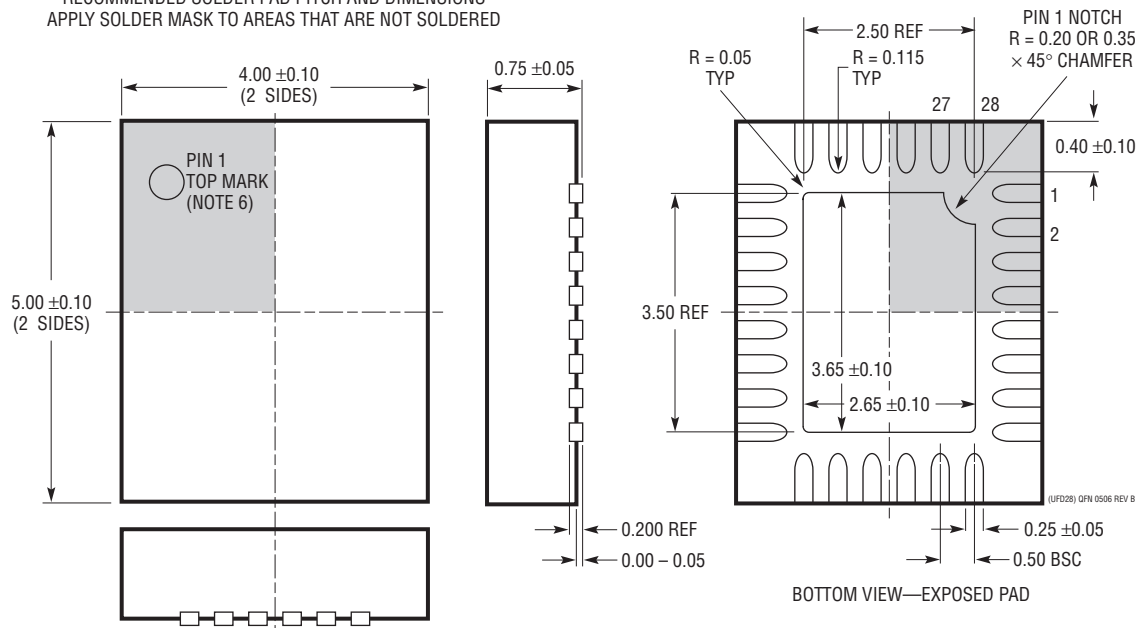
## パッケージ

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



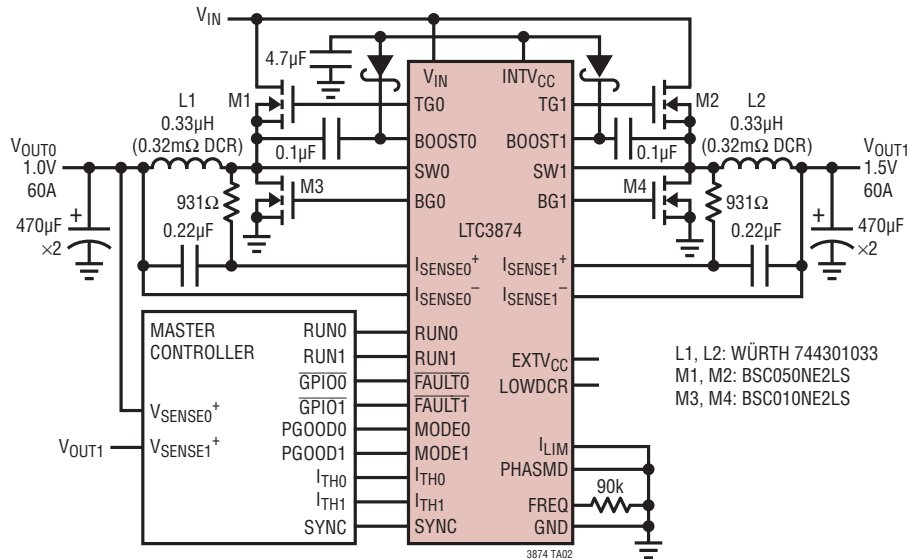
## 注記:

- 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
- 図は実寸とは異なる
- 全ての寸法はミリメートル
- 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
- 露出パッドは半田メッキとする
- 灰色の部分はパッケージのトップとボトムのピン1の位置の参考に過ぎない

# LTC3874

## 標準的応用例

高効率のデュアル1.0V/1.5V降圧コンバータ



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3866	1mΩ未満のDCRによる検出機能を備えたシングル出力の同期整流式降圧DC/DCコントローラ	PLLによる固定周波数: 250kHz ~ 770kHz, $4.5V \leq V_{IN} \leq 38V$ , $0.6V \leq V_{OUT} \leq 3.5V$
LTC3774	1mΩ未満のDCRによる検出機能を備えたデュアル電流モード同期整流式降圧コントローラ	パワー・ブロック、DRMOS デバイスまたは外部ドライブ/MOSFETで動作、 $4.5V \leq V_{IN} \leq 38V$ , $0.6V \leq V_{OUT} \leq 3.5V$
LTC3855	差動リモートセンス付き、2フェーズ、デュアル出力同期整流式降圧DC/DCコントローラ	PLLによる固定周波数: 250kHz ~ 770kHz, $4.5V \leq V_{IN} \leq 38V$ , $0.6V \leq V_{OUT} \leq 12.5V$
LTC3833	差動出力検出付き、高速で高精度の降圧DC/DCコントローラ	非常に高速な過渡応答、 $t_{ON(MIN)} = 20ns$ , $4.5V \leq V_{IN} \leq 38V$ , $0.6V \leq V_{OUT} \leq 5.5V$ , TSSOP-20Eおよび3mm x 4mm QFN-20パッケージ
LTC3891	低消費電流、60V、同期整流式降圧DC/DCコントローラ	PLL対応の固定周波数: 50kHz ~ 900kHz, $4V \leq V_{IN} \leq 60V$ , $0.8V \leq V_{OUT} \leq 24V$ , $I_Q = 50\mu A$
LTC3856	差動アンプおよびDCR温度補償機能を備えたシングル出力、2相同期整流式降圧DC/DCコントローラ	PLLによる固定周波数: 250kHz ~ 770kHz, $4.5V \leq V_{IN} \leq 38V$ , $0.6V \leq V_{OUT} \leq 5.25V$
LTC3829	差動アンプおよびDCR温度補償機能を備えたシングル出力、3相同期整流式降圧DC/DCコントローラ	PLLによる固定周波数: 250kHz ~ 770kHz, $4.5V \leq V_{IN} \leq 38V$ , $0.6V \leq V_{OUT} \leq 5.25V$
LTC3861	差動アンプおよびスリーステート出力駆動回路付き、デュアル、マルチフェーズ、同期整流式降圧DC/DCコントローラ	パワー・ブロック、DRMOS デバイスまたは外部ドライブ/MOSFETで動作、 $3V \leq V_{IN} \leq 24V$ , $t_{ON(MIN)} = 20ns$
LTC3869/ LTC3869-2	高精度マルチフェーズ電流整合付き、2フェーズ、デュアル出力同期整流式降圧DC/DCコントローラ	PLLによる固定周波数: 250kHz ~ 780kHz, $4V \leq V_{IN} \leq 30V$ , $0.6V \leq V_{OUT} \leq 12.5V$ , 4mm x 5mm QFN-28およびSSOP-28パッケージ