

## 特長

- 高効率、高速スイッチング
- 小型インダクタを使用：4.7 $\mu$ H
- すべて表面実装型部品を使用可能
- 低い最小電源電圧：2.7 V
- 静止電流：4mA(TYP)
- 電流制限付きパワー・スイッチ：3A
- 安定化された正または負出力
- シャットダウン時の消費電流：12 $\mu$ A(TYP)
- 外部同期が容易

## アプリケーション

- ブースト・レギュレータ
- ラップトップ・コンピュータ電源
- 複数出力フライバック電源
- 極性反転電源

## 概要

LT<sup>®</sup>1371はモノリシックの高周波電流モード・スイッチング・レギュレータです。ブースト、バック、フライバック、フォワード、インバーティング、および“Cuk”を含むすべての標準スイッチング構成で動作可能です。発振器、コントロール回路、および保護回路とともに、3Aの高効率スイッチを内蔵しています。

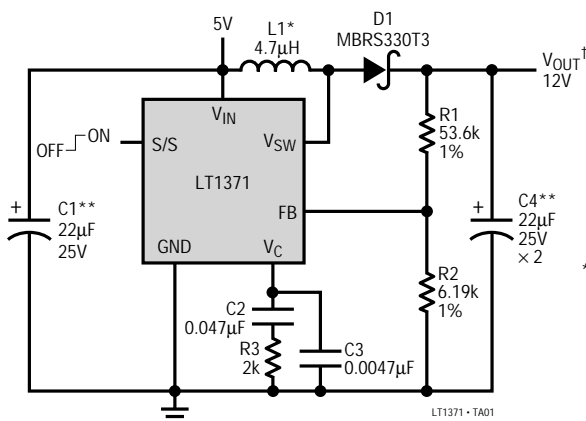
LT1371の標準静止電流はわずか4mAで、従来のデバイスよりも効率が高くなっています。高周波数でスイッチングを行うため、非常に小さなインダクタが使用できます。

最新設計技術の採用により、高い柔軟性と使いやすさを実現しました。スイッチングを外部ロジック・レベルのソースに簡単に同期させることができます。シャットダウン・ピンに論理“L”を印加すれば、電源電流は12 $\mu$ Aに減少します。ユニークな誤差アンプ回路によって、シンプルな周波数補償テクニックを利用しながら、正または負の出力電圧を安定化させることができます。誤差アンプのトランスコンダクタンスが非線形であるため、起動時または過負荷回復時の出力オーバershootが低減されます。また、発振器周波数をシフトして、過負荷状態時に外付け部品を保護します。

LT、LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。

## TYPICAL APPLICATION

5V to 12V Boost Converter

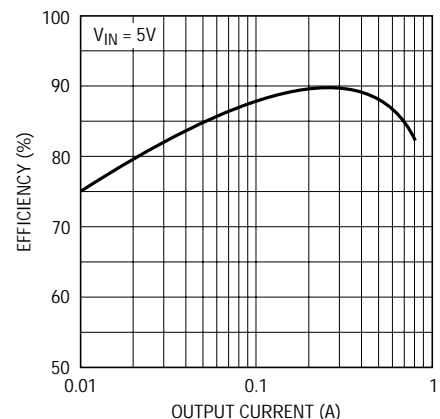


\*COILCRAFT DO3316P-472 (4.7 $\mu$ H),  
DO3316P-103 (10 $\mu$ H) OR  
SUMIDA CD104-100MC (10 $\mu$ H)

\*\*AVX TPSD226M025R0200

†MAX I <sub>OUT</sub>	
L1	I <sub>OUT</sub>
4.7 $\mu$ H	0.7A
10 $\mu$ H	0.8A

12V Output Efficiency



# LT1371

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage .....	30V	Operating Ambient Temperature Range .....	0°C to 70°C
Switch Voltage		Operating Junction Temperature Range	
LT1371 .....	35V	Commercial .....	0°C to 125°C
LT1371HV .....	42V	Industrial .....	-40°C to 125°C
S/S, SHDN, SYNC Pin Voltage .....	30V	Short Circuit .....	0°C to 150°C
Feedback Pin Voltage (Transient, 10ms) .....	±10V	Storage Temperature Range .....	-65°C to 150°C
Feedback Pin Current .....	10mA	Lead Temperature (Soldering, 10 sec) .....	300°C
Negative Feedback Pin Voltage			
(Transient, 10ms) .....	±10V		

## PACKAGE/ORDER INFORMATION

<p>FRONT VIEW</p> <p>R PACKAGE 7-LEAD PLASTIC DD</p> <p><math>T_{JMAX} = 125^{\circ}\text{C}</math>, <math>\theta_{JA} = 30^{\circ}\text{C/W}</math></p> <p>WITH PACKAGE SOLDERED TO 0.5 INCH<sup>2</sup> COPPER AREA OVER BACKSIDE GROUND PLANE OR INTERNAL POWER PLANE. <math>\theta_{JA}</math> CAN VARY FROM 20°C/W TO &gt;40°C/W DEPENDING ON MOUNTING TECHNIQUE</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1371CR LT1371HVCR LT1371IR LT1371HVIR</p>	<p>TOP VIEW</p> <p>SW PACKAGE 20-LEAD PLASTIC SO WIDE</p> <p><math>T_{JMAX} = 125^{\circ}\text{C}</math>, <math>\theta_{JA} = 50^{\circ}\text{C/W}</math></p> <p><math>\theta_{JA}</math> WILL VARY FROM APPROXIMATELY 40°C/W WITH 0.75 INCH<sup>2</sup> OF 1 OZ COPPER TO 50°C/W WITH 0.33 INCH<sup>2</sup> OF 1 OZ COPPER ON A DOUBLE-SIDED BOARD</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1371CSW LT1371HVCSSW LT1371ISW LT1371HVISW</p>
<p>FRONT VIEW</p> <p>T7 PACKAGE 7-LEAD TO-220</p> <p><math>T_{JMAX} = 125^{\circ}\text{C}</math>, <math>\theta_{JA} = 50^{\circ}\text{C/W}</math>, <math>\theta_{JC} = 4^{\circ}\text{C/W}</math></p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1371CT7 LT1371HVCT7 LT1371IT7 LT1371HVIT7</p>		

Consult factory for Military grade parts.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{IN} = 5V$ ,  $V_C = 0.6V$ ,  $V_{FB} = V_{REF}$ ,  $V_{SW}$ , S/S, SHDN, SYNC and NFB pins open, unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
$V_{REF}$	Reference Voltage	Measured at Feedback Pin $V_C = 0.8V$	●	1.230	1.245	1.260	V
			●	1.225	1.245	1.265	V
$I_{FB}$	Feedback Input Current	$V_{FB} = V_{REF}$	●	250	550	nA	
			●		900	nA	
	Reference Voltage Line Regulation	$2.7V \leq V_{IN} \leq 25V$ , $V_C = 0.8V$	●	0.01	0.03	%/V	

# ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{IN} = 5V$ ,  $V_C = 0.6V$ ,  $V_{FB} = V_{REF}$ ,  $V_{SW}$ ,  $S/S$ ,  $\overline{SHDN}$ ,  $SYNC$  and  $NFB$  pins open, unless otherwise noted.

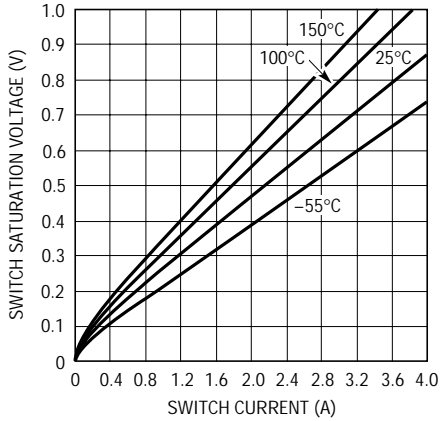
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
$V_{NFB}$	Negative Feedback Reference Voltage	Measured at Negative Feedback Pin Feedback Pin Open, $V_C = 0.8V$	●	-2.540	-2.490	-2.440	V
				-2.570	-2.490	-2.410	V
$I_{NFB}$	Negative Feedback Input Current	$V_{NFB} = V_{NFR}$	●	-45	-30	-15	$\mu A$
	Negative Feedback Reference Voltage Line Regulation	$2.7V \leq V_{IN} \leq 25V$ , $V_C = 0.8V$	●	0.01	0.05		%/V
$g_m$	Error Amplifier Transconductance	$\Delta I_C = \pm 25\mu A$	●	1100	1500	1900	$\mu mho$
				700		2300	$\mu mho$
	Error Amplifier Source Current	$V_{FB} = V_{REF} - 150mV$ , $V_C = 1.5V$	●	120	200	350	$\mu A$
	Error Amplifier Sink Current	$V_{FB} = V_{REF} + 150mV$ , $V_C = 1.5V$	●		1400	2400	$\mu A$
	Error Amplifier Clamp Voltage	High Clamp, $V_{FB} = 1V$ Low Clamp, $V_{FB} = 1.5V$		1.70	1.95	2.30	V
				0.25	0.40	0.52	V
$A_V$	Error Amplifier Voltage Gain			500			V/V
	$V_C$ Pin Threshold	Duty Cycle = 0%		0.8	1	1.25	V
f	Switching Frequency	$2.7V \leq V_{IN} \leq 25V$ $0^\circ C \leq T_J \leq 125^\circ C$ $-40^\circ C \leq T_J \leq 0^\circ C$ (I Grade)	●	450	500	550	kHz
				430	500	580	kHz
				400		580	kHz
	Maximum Switch Duty Cycle		●	85	95		%
	Switch Current Limit Blanking Time				130	260	ns
BV	Output Switch Breakdown Voltage	LT1371 LT1371HV $0^\circ C \leq T_J \leq 125^\circ C$ $-40^\circ C \leq T_J \leq 0^\circ C$ (I Grade)	●	35	47		V
			●	42	47		V
				40			V
$V_{SAT}$	Output Switch ON Resistance	$I_{SW} = 2A$	●		0.25	0.45	$\Omega$
$I_{LIM}$	Switch Current Limit	Duty Cycle = 50% Duty Cycle = 80% (Note 1)	●	3.0	3.8	5.4	A
			●	2.6	3.4	5.0	A
$\frac{\Delta I_{IN}}{\Delta I_{SW}}$	Supply Current Increase During Switch ON Time				15	25	mA/A
	Control Voltage to Switch Current Transconductance				4		A/V
	Minimum Input Voltage		●		2.4	2.7	V
$I_O$	Supply Current	$2.7V \leq V_{IN} \leq 25V$	●		4	5.5	mA
	Shutdown Supply Current	$2.7V \leq V_{IN} \leq 25V$ , $V_{S/S} \leq 0.6V$ $0^\circ C \leq T_J \leq 125^\circ C$ $-40^\circ C \leq T_J \leq 0^\circ C$ (I Grade)	●		12	30	$\mu A$
						50	$\mu A$
	Shutdown Threshold	$2.7V \leq V_{IN} \leq 25V$	●	0.6	1.3	2	V
Shutdown Delay		●	5	12	25	$\mu s$	
	S/S or $\overline{SHDN}$ Pin Input Current	$0V \leq V_{S/S}$ or $V_{\overline{SHDN}} \leq 5V$	●	-10		15	$\mu A$
	Synchronization Frequency Range		●	600		800	kHz

The ● denotes specifications which apply over the full operating temperature range.

**Note 1:** For duty cycles (DC) between 50% and 90%, minimum guaranteed switch current is given by  $I_{LIM} = 1.33 (2.75 - DC)$ .

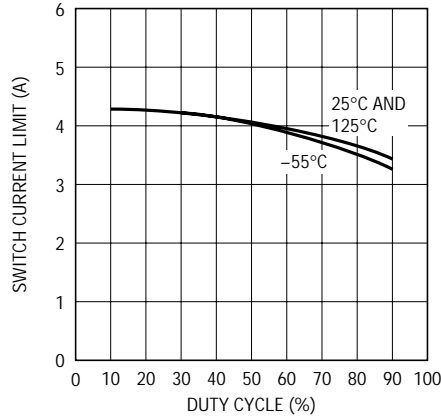
# TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Switch Saturation Voltage vs Switch Current



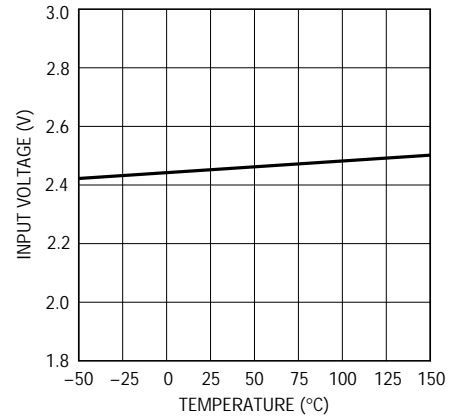
LT1371 - G01

Switch Current Limit vs Duty Cycle



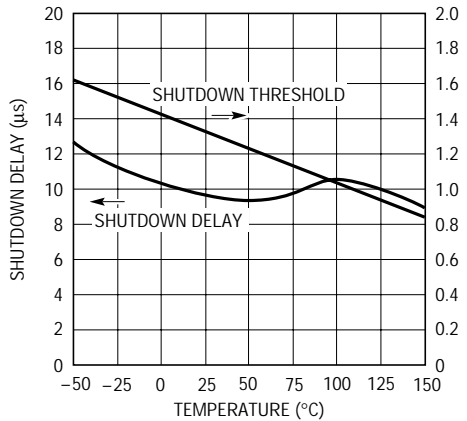
LT1371 - G02

Minimum Input Voltage vs Temperature



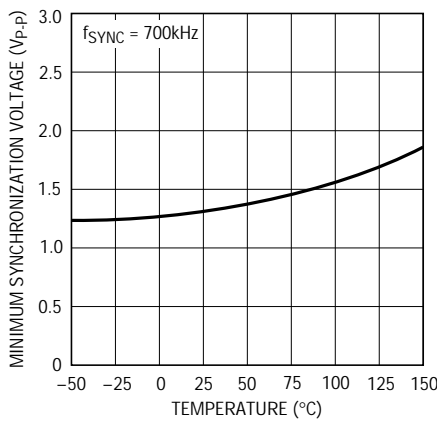
LT1371 - G03

Shutdown Delay and Threshold vs Temperature



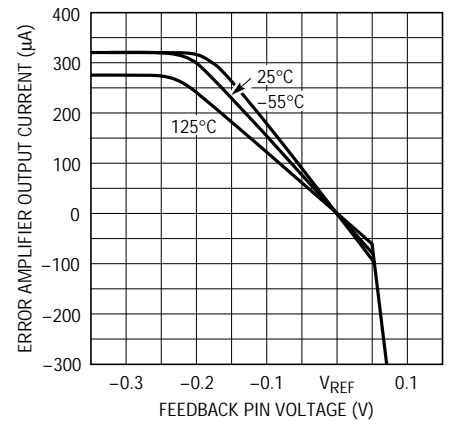
LT1371 - G04

Minimum Synchronization Voltage vs Temperature



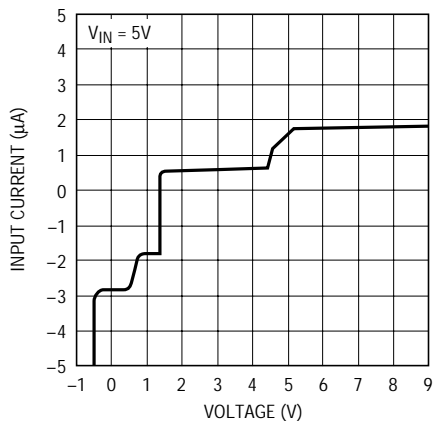
LT1371 - G05

Error Amplifier Output Current vs Feedback Pin Voltage



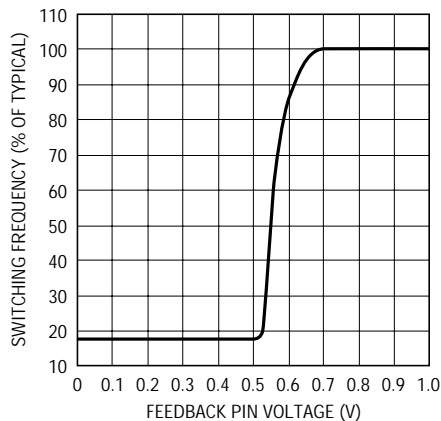
LT1371 - G06

S/S or SHDN Pin Input Current vs Voltage



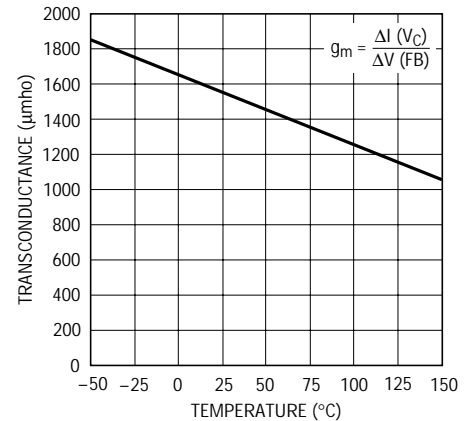
LT1371 - G07

Switching Frequency vs Feedback Pin Voltage



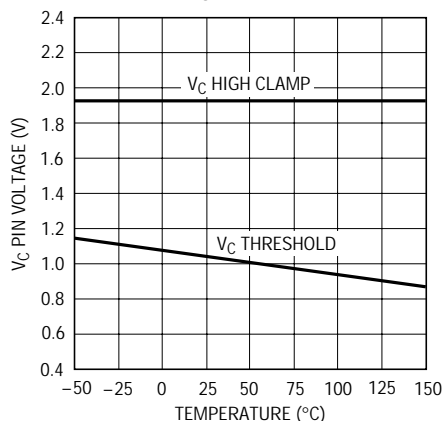
LT1371 - G08

Error Amplifier Transconductance vs Temperature



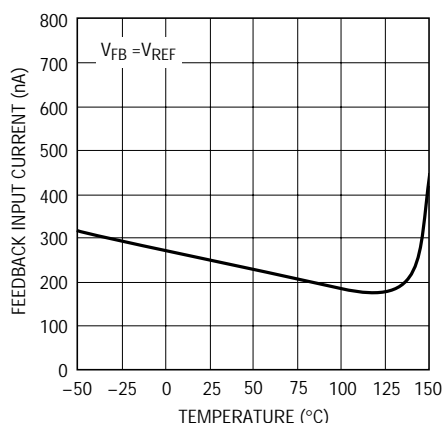
LT1371 - G09

## TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

V<sub>C</sub> Pin Threshold and High Clamp Voltage vs Temperature

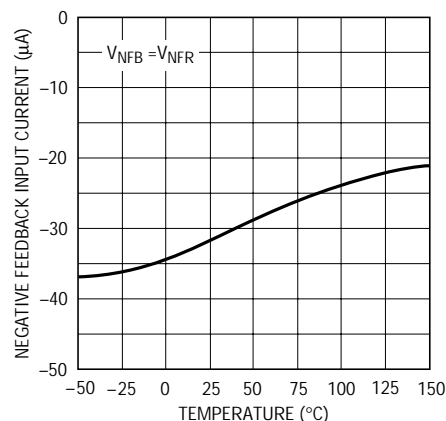
LT1371 - G10

Feedback Input Current vs Temperature



LT1371 - G11

Negative Feedback Input Current vs Temperature



LT1371 - G12

## ピン機能

V<sub>C</sub>: 補償ピンは、周波数補償、電流制限、およびソフトスタートに使用されます。これは誤差アンプ出力と電流コンパレータ入力の兼用ピンです。ループ周波数補償は、V<sub>C</sub>ピンからグランドに接続したRCネットワークで実行できます。

FB: フィードバック・ピンを使用して、正の出力電圧の感知と発振器周波数のシフトを行います。これは誤差アンプの反転入力です。このアンプの非反転入力、内部で1.245Vリファレンスに接続されています。NFBピンを使用するときには、FBピンの負荷は250µA以下でなければなりません。

NFB: 負のフィードバック・ピンは、負の出力電圧の感知に使用されます。このピンは100k のソース抵抗を通して、負のフィードバック・アンプの反転入力に接続されます。

S/S (RおよびT7パッケージのみ): シャットダウンおよび同期ピン。S/Sピンはロジック・レベル・コンパチブルです。シャットダウンはアクティブ“L”で、シャットダウン・スレッシュホールドは標準で1.3Vです。通常動作時には、S/Sピンを“H”にプルアップするか、V<sub>IN</sub>に接続するか、あるいはフロートさせておきます。スイッチングを同期させるときは、S/Sピンを600kHz ~ 800kHzでドライブしてください。

$\overline{\text{SHDN}}$ : (SWパッケージのみ): このシャットダウン・ピンはアクティブ“L”で、シャットダウン・スレッシュホールドは標準で1.3Vです。通常動作時には、 $\overline{\text{SHDN}}$ ピンを“H”にプルアップするか、V<sub>IN</sub>に接続するか、あるいはフロートさせておきます。

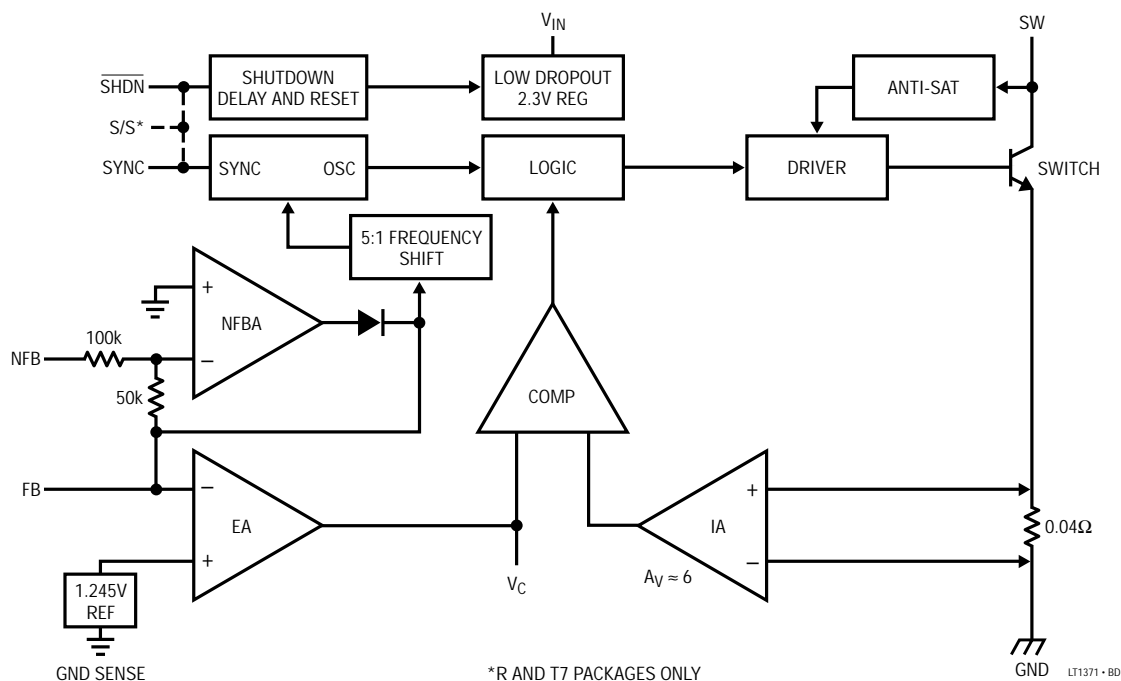
SYNC (SWパッケージのみ): スwitchingを同期させるときは、SYNCピンを600kHz ~ 800kHzでドライブしてください。使用しない場合、SYNCピンは“H”または“L”に接続するか、フロートさせておくことができます。

V<sub>IN</sub>: 入力電源ピンを10µF以上の低ESRコンデンサでバイパスします。V<sub>IN</sub>が2.5V以下に低下すると、レギュレータは低電圧ロックアウトに入ります。低電圧ロックアウトは、スイッチングを停止しV<sub>C</sub>ピンを“L”にプルダウンします。

V<sub>SW</sub>: スイッチ・ピンはパワー・スイッチのコレクタで、大きな電流が流れます。放射と電圧スパイクを最小限に抑えるために、スイッチング部品へのトレースはできる限り短くしてください。

GND: すべてのグランド・ピンを良質のグランド・プレーンに接続してください。

## BLOCK DIAGRAM



## 動作

LT1371は電流モード・スイッチャです。したがって、スイッチのデューティ・サイクルは出力電圧ではなく、スイッチ電流で直接制御されます。ブロック図を参照すると、スイッチは発振サイクルが開始するたびにターン“オン”し、電流があらかじめ設定されたレベルに達するとターン“オフ”します。出力電圧は出力電圧感知用誤差アンプを使用して、電流のトリップ・レベルを設定すると制御できます。この手法にはいくつかの利点があります。まず、ライン過渡応答が非常に遅い従来のスイッチとは異なり、入力電圧の変動に即時に反応します。次にエネルギー蓄積インダクタでの中域周波数における90°の位相シフトが減少します。このため入力電圧または出力負荷が大きく変動する状況では、閉ループ周波数補償が大幅に簡素化されます。最後に、パルス単位の電流制限が容易なため出力過負荷または短絡状態で最大限スイッチの保護が可能です。低ドロップアウトの内部レギュレータは、すべての内部回路に2.3Vの電源を供給しています。ドロップアウトが低く設計されているため、入力電圧を2.7Vから25Vまで変化させても、デバイス性能が変わることはありません。500kHz発振器はすべての

内部タイミングの基本クロックです。ロジックおよびドライバ回路を介して出力スイッチをターンオンします。特別なアダプティブ・アンチSAT回路がパワー・スイッチの飽和を検出し、瞬時にドライバ電流を調整して、スイッチの飽和状態を制限します。したがって、ドライバの消費電力が抑えられ、スイッチは非常に高速でターンオフします。

1.245Vバンドキャップ・リファレンスは、誤差アンプの非反転入力をバイアスします。アンプの負入力には正出力電圧を感知するために、ピンに出ています。誤差アンプのトランスコンダクタンスが非線形であるため、起動時または過負荷回復時の出力オーバershootが低減されず。帰還電圧が40mVだけ基準電圧を超えると、誤差アンプのトランスコンダクタンスが10倍に増加し、出力オーバershootが低減されます。帰還入力は発振器周波数もシフトさせ、過負荷状態で部品を保護するのに役立ちます。帰還電圧が0.6V以下に低下すると、発振器周波数は5:1に低減されます。スイッチング周波数が低下すれば、最小スイッチ・デューティ・サイクルを低減することにより、スイッチ電流制限を完全に制御できます。

## アプリケーション情報

ユニークな誤差アンプ回路により、LT1371は直接負の出力電圧を安定化させることができます。負のフィードバック・アンプの100k ソース抵抗がピンに出ており、負の出力電圧を感知できます。NFBピンは - 2.49Vでレギュレートされ、アンプ出力は内部でFBピンを1.245Vにドライブします。このアーキテクチャは、同じメイン誤差アンプを使用し、機能の重複を避けながら使いやすさを維持しています。 - 1.25Vまでレギュレート可能な製品については、弊社にお問い合わせください。

アンプ出力に現れる誤差信号が外部に出ています。このピン( V<sub>C</sub> )には3種類の機能があり、周波数補償、電流制

限調整、およびソフトスタートに使用されます。このピンは通常レギュレータ動作中は、1V( 低出力電流 )と1.9V( 高出力電流 )の間の値をとります。この誤差アンプは電流出力( g<sub>m</sub> )タイプであるため、この電圧を外部でクランプして制限電流を低くすることができます。同様に、コンデンサ結合された外部クランプはソフトスタートを実行します。V<sub>C</sub>ピンをコントロール・ピン・スレッシュホールド以下にプルダウンすると、スイッチのデューティ・サイクルがゼロになり、LT1371は待機モードになります。

## アプリケーション情報

### 正出力電圧の設定

LT1371は、FBピンとグラウンドの間に1.245Vの基準電圧( V<sub>REF</sub> )を発生します。出力電圧は、FBピンを出力抵抗分圧回路( 図1 )に接続して設定されます。FBピンのバイアス電流は誤差が小さく、通常、R2の値が7k までは無視できます。R2の推奨値は6.19k です。NFBピンは、正電圧出力アプリケーションでは、通常開放しておきます。正の固定電圧バージョンもあります( 弊社にお問い合わせください )。

### 負出力電圧の設定

LT1371は、NFBピンとグラウンドの間に - 2.49Vの基準電圧( V<sub>NFB</sub> )を発生します。出力電圧は、NFBピンを出力抵抗分圧回路( 図2 )に接続して設定されます。 - 30μAのNFBピン・バイアス電流( I<sub>NFB</sub> )によって、出力電圧誤差が発生するためこれを無視してはなりません。これについては図2の公式で説明しました。R2の推奨値は2.49k です。FBピンは、通常、負電圧出力アプリケーションでは開放しておきます。NFBピン使用時のFBピンに対する負荷制限については、「両極出力電圧の感知」を参照してください。

### 両極出力電圧の感知

アプリケーションによっては、正および負両方の出力電圧を感知して制御に利用しています。その一例が、代表的なアプリケーションのセクションに示す「過電圧保護付きデュアル出力フライバック・コンバータ」回路です。各出力電圧抵抗分圧回路は、前述のように個々に設定されます。FBピンとNFBピンの両方を使用する場合、LT1371はいず

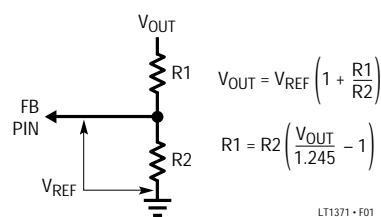


Figure 1. Positive Output Resistor Divider

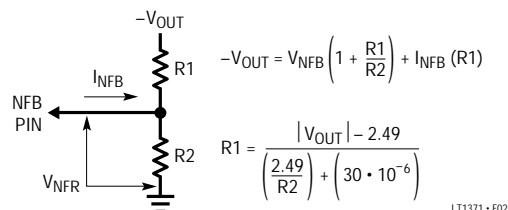


Figure 2. Negative Output Resistor Divider

れかの出力が設定された出力電圧を超えないようにします。たとえば、このアプリケーションで、正の出力が負の出力よりも負荷が重い場合は、負の出力電圧のほうが高くなり、希望の設定点電圧で安定化動作を行います。正の出力は設定点電圧よりわずかに低くなります。このテクニックは、いずれの出力も無負荷時にレギュレートされない高い電圧が出力されるのを防止します。NFBピン使用時は、FBピンの負荷が250μA以下でなければならないことに注意してください。これは、FBとNFBの両方に抵抗分圧回路を使用した場合に発生します。正出力がグラウンドに短絡しない限り、抵抗分圧回路を流れる全電流がFBの真の負荷になることはありません。「デュアル出力フライバック・コンバータ」アプリケーションを参照してください。

## アプリケーション情報

### シャットダウンと同期

7ピンRおよびT7パッケージ・デバイスには、シャットダウンと同期の両方に使用する2つの機能をもつS/Sピンがあります。SWパッケージ・デバイスには、シャットダウン (SHDN) ピンと同期 (SYNC) ピンの両方があり、これらは別々にあるいは連結して使用できます。これらのピンはロジック・レベル・コンパチブルであり、通常動作を実行させるときは“H”にプルアップするか、 $V_{IN}$ に接続するか、あるいはフロートさせます。S/SピンまたはSHDNピンに論理“L”があると、シャットダウンが起動され、デバイスの電源電流が12 $\mu$ Aに低減されます。標準同期範囲は、デバイスの自然スイッチング周波数の1.05~1.8倍ですが、保証範囲は600kHz~800kHzです。12 $\mu$ sのリセット可能なシャットダウン遅延ネットワークは、複数の機能を同時に実行する際には、同期信号を受信している間はシャットダウンに入らないことを保証します。

700kHz以上で同期させるときには、同期周波数が高くなるほど、低調波スイッチングを防止するのに使用した内部スロープ補償の振幅が小さくなるため、注意が必要です。このタイプの低調波スイッチングは、スイッチのデューティ・サイクルが50%以上のときにしか発生しません。インダクタ値が高いほど、問題が解消される傾向があります。

### 熱に関する考察

ワーストケースの入力電圧および負荷電流条件によって、ダイの定格温度を超えないように注意してください。標準熱抵抗は、Rパッケージで30  $\text{W}^{-1}$ 、SWおよびT7パッケージで50  $\text{W}^{-1}$ ですが、これらの値は実装条件(銅の面積、空気流など)によって変化します。熱は、RおよびT7パッケージからはタブを通して、SWパッケージからはピン4~7と14~17を通して伝達されます。

平均電源電流(ドライバ電流を含む)は次のとおりです。

$$I_{IN} = 4\text{mA} + DC [I_{SW}/60 + I_{SW} (0.004)]$$

$I_{SW}$  = スイッチ電流

DC = スイッチ・デューティ・サイクル

スイッチ消費電力は次式から得られます。

$$P_{SW} = (I_{SW})^2 (R_{SW})(DC)$$

$R_{SW}$  = 出力スイッチのオン抵抗

ダイの全消費電力は、合計電源電流  $\times$  電源電圧にスイッチ消費電力を加えた値になります。

$$P_{D(TOTAL)} = (I_{IN})(V_{IN}) + P_{SW}$$

表面実装型ヒートシンクも入手可能になり、パッケージ熱抵抗を1/2~1/3に低減できるようになりました。Wakefield Engineering社(電話番号:(617) 245-5900)は、Rパッケージ(DD)およびSWパッケージ(SW20)用の表面実装型ヒートシンクを提供しています。

### インダクタの選択

ほとんどのアプリケーションで、インダクタは2.2 $\mu$ H~22 $\mu$ Hの範囲になります。インダクタンス値が低いほど、インダクタの物理的サイズも小さくなります。インダクタンス値が高いと、パワー・スイッチに印加されるピーク電流が減少するため、より高い出力電流(制限値は3A)を流すことができます。インダクタンス値が高いと入力リップル電圧も低下し、コア損失が低減されます。

インダクタを選択する際は、最大負荷電流、コア損失および銅損失、許容される部品の高さ、電圧リップル、EMI、インダクタの故障電流、飽和、そしていうまでもなくコストを検討しなければなりません。多少複雑で矛盾するこれらの要求条件に対処する方法として、以下の手順が推奨されます。

1. ブースト・コンバータの平均インダクタ電流が、負荷電流  $\times V_{OUT}/V_{IN}$  と等しいと仮定して、インダクタが連続過負荷条件に耐えなければならないかどうかを判断してください。たとえば、最大負荷電流での平均インダクタ電流が1Aの場合、1Aのインダクタでは、連続3Aの過負荷条件に耐えられない可能性があります。また、ブースト・コンバータは短絡保護されておらず、出力短絡状態では、インダクタ電流は入力電源の有効電流まで制限がないことも忘れてください。
2. インダクタが飽和しないよう保証するために、全負荷電流でのピーク・インダクタ電流を計算してください。ピーク電流は、特にインダクタが小さく負荷が軽いときには、出力電流より大幅に高くなる可能性があるため、この手順を省略してはなりません。鉄粉コアはソフトに飽和するため許容されます。他方、フェライト・コアは急激に飽和し、その他のコ



## アプリケーション情報

ア材の飽和はこれらの中間になります。以下の公式は連続モード動作を想定したものです。不連続モードの場合に、ハイサイドでわずかに誤差が生じるだけなので、あらゆる条件に使用できます。

$$I_{PEAK} = (I_{OUT}) \left( \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) + \frac{V_{IN}(V_{OUT} - V_{IN})}{2(f)(L)(V_{OUT})}$$

$V_{IN}$  = 最小入力電圧

$f$  = 500kHzスイッチング周波数

- 設計が、高い磁界を放射するロッドやバレルなどの「オープン」コア形状に耐えられるかどうか、あるいはトロイドのようにEMI問題を防止するためにクロードコアが必要かどうか判断してください。たとえば、磁気記憶媒体の隣にオープンコアを置きたくはありません！ ロッドやバレルは、安価で小形なため魅力的ですが、磁界放射が問題となる状況での計算方法のガイドラインがなく、判断に迷います。
- コア形状、ピーク電流(飽和を回避するため)、平均電流(加熱を制限するため)、およびフォールト電流の要件を満足するインダクタを購入してください。インダクタが熱くなりすぎた場合は、ワイヤの絶縁が溶けて、巻線間で短絡が発生します。高効率、ロープロフィール、高温動作などの優れた特質は、場合によっては大幅なコスト増になることを忘れないでください。
- 最初の選択を行った後、出力電圧リップル、セカンド・ソースなど、第二の事項を検討してください。もしも最終的な選択に不安があるときは、LTCのApplications Departmentのエンジニアにご相談ください。広範なインダクタ・タイプを扱った経験のあるエンジニアが、ロープロフィール、表面実装部品などの最新の開発状況をご説明します。

### 出力コンデンサ

出力リップル電圧は、出力コンデンサの等価直列抵抗(ESR)によって決まるため、出力コンデンサは通常、ESRに基づいて選択されます。500kHzでは、有極性コンデンサは本質的に抵抗性です。ESRを低くすると体積が大きくなるため、物理的に小形のコンデンサはESRが高くなっています。標準的なLT1371アプリケーションに必要なESRの範囲は、0.025 ~ 0.2 です。代表的な出

力コンデンサは、0.2 以下の保証ESRを持つAVXタイプTPS、22μF@25V(2個ずつ)です。これは「D」サイズの表面実装型固形タンタル・コンデンサです。TPSコンデンサは、低ESRを実現するために特別に製造され試験されており、単位体積当たり最低のESRを実現しています。さらにESRを低減するには、複数の出力コンデンサを並列に使用することができます。容量値(μF)はそれほど重要ではなく、22μFから500μF以上の容量でも十分に動作しますが、ESRの特質は顕著に現れます。小形の22μF固形タンタル・コンデンサの場合は、ESRが高く、大きな出力リップル電圧が現れます。表1に代表的な固形タンタル表面実装型コンデンサを示します。

Table 1. Surface Mount Solid Tantalum Capacitor ESR and Ripple Current

E CASE SIZE	ESR (MAX Ω)	RIPPLE CURRENT (A)
AVX TPS, Sprague 593D	0.1 to 0.3	0.7 to 1.1
AVX TAJ	0.7 to 0.9	0.4
D CASE SIZE		
AVX TPS, Sprague 593D	0.1 to 0.3	0.7 to 1.1
AVX TAJ	0.9 to 2.0	0.36 to 0.24
C CASE SIZE		
AVX TPS	0.2 (Typ)	0.5 (Typ)A V X
TAJ	1.8 to 3.0	0.22 to 0.17
B CASE SIZE		
AVX TAJ	2.5 to 10	0.16 to 0.08

エンジニアが、固形タンタル・コンデンサは高いサージ電流が加わると故障しやすいということを聞いたことがあるでしょう。これは歴史的な事実です。AVXタイプTPSコンデンサはサージ能力が特別に試験されていますが、サージ耐久性は出力コンデンサでは重大な問題ではありません。固形タンタル・コンデンサは、ターンオン・サージが高すぎると故障しますが、レギュレータ出力ではこのようなサージは発生しません。レギュレータ出力が完全に短絡するような高い放電サージがあっても、コンデンサには影響はありません。

インダクタが1個のブースト・レギュレータでは、出力コンデンサのRMSリップルが大きくなるため、この電流を扱うための定格を定める必要があります。これを計算する公式は次のとおりです。

## アプリケーション情報

出力コンデンサ・リップル電流 (RMS)

$$I_{\text{RIPPLE}} (\text{RMS}) = I_{\text{OUT}} \sqrt{\frac{\text{DC}}{1 - \text{DC}}}$$

$$= I_{\text{OUT}} \sqrt{\frac{V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}}}{V_{\text{IN}}}}$$

DC = スイッチ・デューティ・サイクル

入力コンデンサ

ブースト・コンバータの入力コンデンサは、入力電流波形が三角波で出力コンデンサのように高い方形波電流が含まれないため、それほど重要ではありません。ESRが0.2以下の10 $\mu$ Fから100 $\mu$ Fの範囲のコンデンサは、最大3Aのスイッチ電流まで十分動作します。スイッチ電流が低い場合は、これよりESRが高いコンデンサでもかまいません。ブースト・コンバータの入力コンデンサ・リップル電流は、次のとおりです。

$$I_{\text{RIPPLE}} = \frac{0.3(V_{\text{IN}})(V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}})}{(f)(L)(V_{\text{OUT}})}$$

f = 500kHzスイッチング周波数

入力コンデンサでは、バッテリーや大容量のキャパシタンス・ソースが「そのまま」接続されると、非常に高いサージ電流が発生し、固形タンタル・コンデンサは故障する可能性があります。一部のメーカーがサージ能力を特別に試験したタンタル・コンデンサ・ライン(AVX TPSシリーズなど)を開発しましたが、これらのユニットでも入力電圧サージがコンデンサの最大電圧定格に接近した場合は、故障する可能性があります。AVXは、高サージ・アプリケーションの場合はコンデンサ電圧を2:1にディレーティングすることを推奨しています。セラミックOS-CONやアルミニウム電解コンデンサを使用することもでき、これらはターンオン・サージの耐久性が高くなっています。

セラミック・コンデンサ

容量値が高く低コストのセラミック・コンデンサが、より小形のケース・サイズで供給されるようになりました。これらはESRが非常に低いため、スイッチング・レギュレータ用としては魅力的です。残念ながら、ESRが低すぎてループ安定性の問題が生じる可能性があります。固形タンタル・コンデンサのESRは、5kHzから50kHzでループ

「ゼロ」を生成するため、ループ位相マージンを許容範囲に収めるのに有効です。セラミック・コンデンサは300kHz以下の周波数では容量性で、通常、ESRが効果を発揮する前に、ESLとの間で共振します。これらはリップル電流定格が高く、ターンオン・サージ耐久性に優れているため、入力のバイパスに適しています。

出力ダイオード

推奨される出力ダイオード(D1)は、1N5821ショットキ、またはそれと同等なモトローラ製MBR330です。このダイオードの定格は、平均順方向電流が3Aで逆電圧が30Vです。また、標準順方向電圧は3Aで0.6Vです。このダイオードはスイッチOFF時間中のみ電流を流します。ブースト・コンバータのピーク逆電圧は、レギュレータの出力電圧と等しくなります。また、通常動作時の平均順方向電流は、出力電流と等しくなります。

周波数補償

ループ周波数補償は、直列RCネットワークが接続された誤差アンプ( $V_C$ ピン)の出力で行われます。直列コンデンサと誤差アンプの出力インピーダンス(約500k $\Omega$ )によってメイン・ポールが形成されます。メイン・ポールは2Hz~20Hzまでの範囲になります。直列抵抗は、1kHz~5kHzで「ゼロ」を形成し、ループ安定度と過渡応答を改善します。 $V_C$ ピンのスイッチング周波数リップルを低減するために、標準容量がメイン補償コンデンサ容量の1/10の第二コンデンサを使用することもあります。 $V_C$ ピンのリップルは、出力電圧リップルが原因で発生し、出力分圧器で減衰され、誤差アンプによって増幅されます。第二コンデンサがない場合、 $V_C$ ピンのリップルは次のようになります:

$$V_C \text{ピンのリップル} = \frac{1.245(V_{\text{RIPPLE}})(g_m)(R_C)}{(V_{\text{OUT}})}$$

$$V_{\text{RIPPLE}} = \text{出力リップル}(V_{\text{P-P}})$$

$$g_m = \text{誤差アンプのトランスコンダクタンス}$$

(約1500 $\mu$ mho)

$$R_C = V_C \text{ピンでの直列抵抗}$$

$$V_{\text{OUT}} = \text{DC出力電圧}$$

不規則なスイッチングを防止するために、 $V_C$ ピンのリップルは50mV $_{\text{P-P}}$ 以下に抑えなければなりません。

## アプリケーション情報

ワーストケースの $V_C$ ピンのリップルは、最大出力負荷電流で発生し、低品質(ESRが高い)出力コンデンサを使用した場合にも増加します。0.0047 $\mu$ Fのコンデンサを $V_C$ ピンに追加すると、スイッチング周波数リップルはわずか数mVに低減されます。また、 $R_C$ の値が小さい場合も $V_C$ ピンのリップルは低減されますが、ループ位相マージンが不十分になる可能性があります。

### レイアウトの考慮事項

最大効率を得るには、LT1371スイッチの立上りおよび立下り時間をできる限り短くしなければなりません。放射と高周波共振問題を防止するために、スイッチ・ノードに接続される部品のレイアウトを適切に行うことが不可欠です。Bフィールド(磁気)放射は、出力ダイオード、スイッチ・ピン、および出力バイパス・コンデンサのリードをできる限り短くして最小限に抑えます。図3と図4に、これらの部品の推奨位置を示します。Eフィールド放射は、スイッチ・ピンに接続されるすべてのトレースの面積と長さを小さくすれば、低く抑えられます。スイッチング回路の下にグラウンド・プレーンを使用して、インタプレーン・カップリングを防止する必要があります。

図6に高速スイッチング電流経路を図解します。クリーンなスイッチングと低EMIを保証するために、この経路のリード長はできる限り短くする必要があります。スイッチ、出力ダイオード、および出力コンデンサが含まれる経路が、ナノ秒単位の立上りおよび立下り時間が生じる唯一の経路です。この経路はできる限り短くしてください。

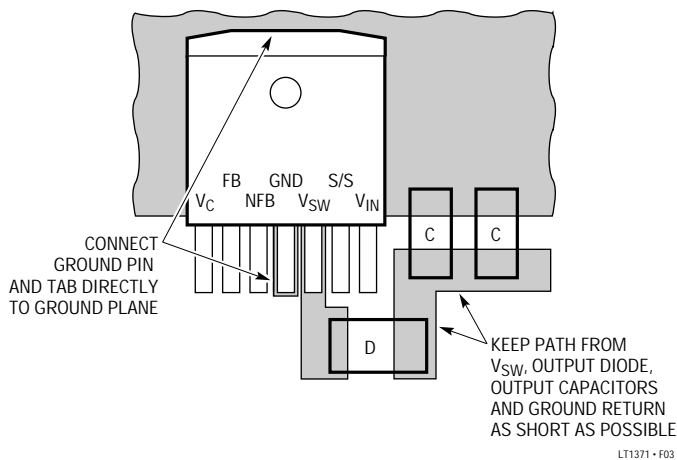
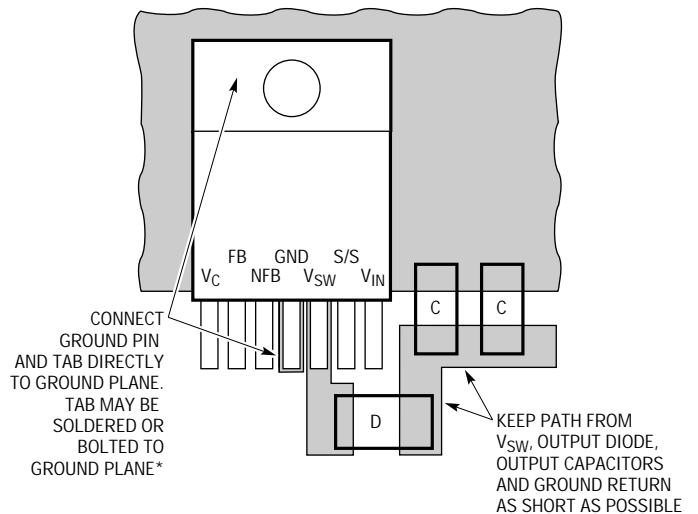


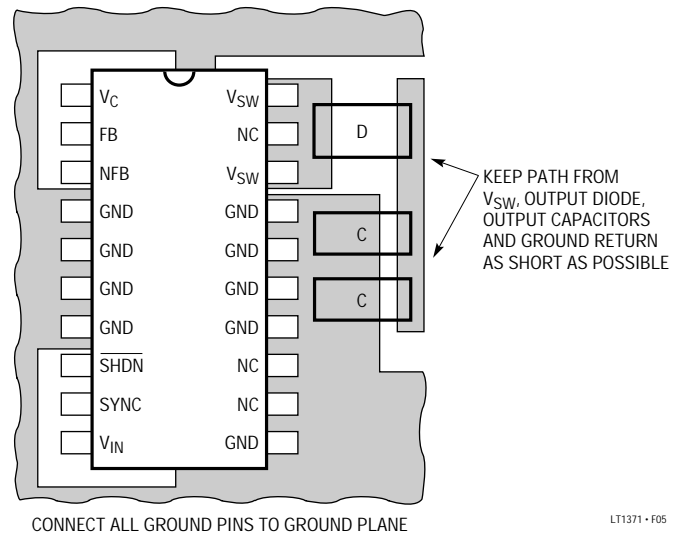
Figure 3. Layout Considerations—R Package



\*SEE T7 PACKAGE LAYOUT CONSIDERATIONS FOR VERTICAL MOUNTING OF THE T7 PACKAGE

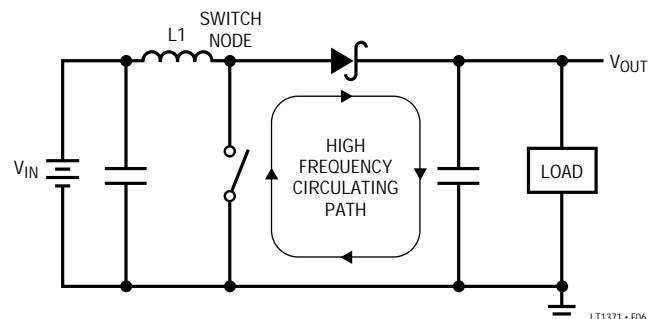
LT1371-F04

Figure 4. Layout Considerations—T7 Package



LT1371-F05

Figure 5. Layout Considerations—SW Package



LT1371-F06

Figure 6

## アプリケーション情報

### T7パッケージのレイアウトの考慮事項

デバイスを正しく動作させるには、T7パッケージのタブに電気的な接続が必要です。タブが直接グランド・プレーンに接続されている場合(図4)には、その他の対策は不要です。垂直実装型アプリケーションのように、タブが直接グランド・プレーンに接続されていない場合には、タブから「フローティング・ノード」へ個別に電気的な接続が必要になります。このフローティング・ノードに、 $V_{IN}$ コンデンサ、 $V_C$ 部品、および出力帰還抵抗分圧回路のグランド・リターンを接続します。これを図7に示します。その他のシステム・グランド配線はすべてピン4に接続してください。

T7パッケージのタブからフローティング・ノードへの電気的接続は、低抵抗(0.1以下)、低インダクタンス(20nH以下)の経路でなければならず、これはジャンパ線または導電性ヒートシンクを使って実現できます。

抵抗が低くなるように、半田テイルを使用してジャンパ・ワイヤを直接タブにボルト締めします。ジャンパ・ワイヤの長さは、インダクタンスを抑えるために、24 AWG以上のゲージ・ワイヤで3/4インチ以下にしてください。

多数のヒートシンク・メーカから垂直実装型の導電性ヒートシンクが販売されています。これらのヒートシンクにも、ボードに直接半田付けして、フローティング・ノードへの低抵抗、低インダクタンスの経路を形成するためのタブがあります。インダクタンスを抑えるため

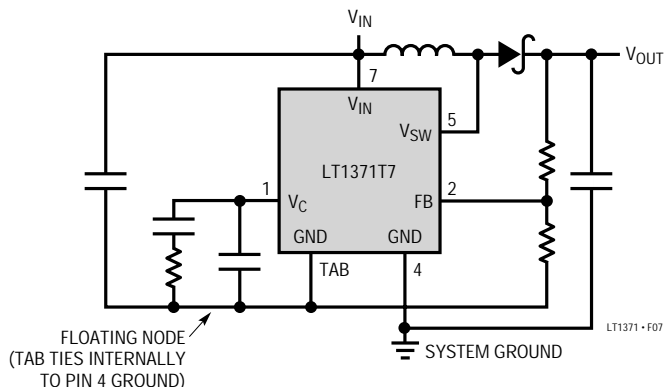


Figure 7. Tab Connections for Vertically Mounted T7 Package

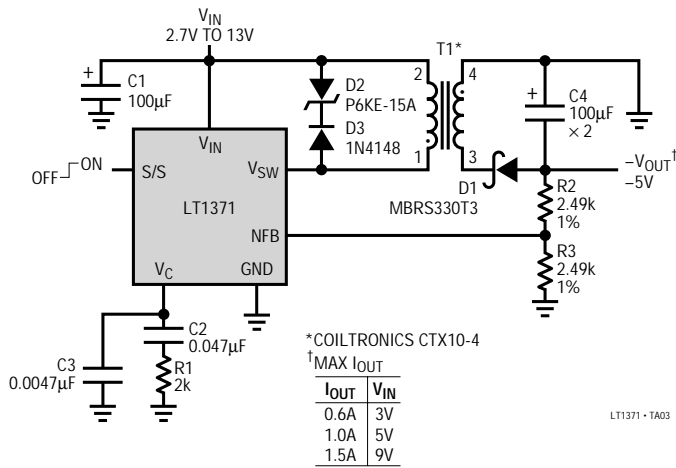
に、タブはヒートシンクに直接ボルト締めするか半田付けしてください。チップ・オン・スタイルのヒートシンクもありますが、製品の有効寿命期間を通して、タブとヒートシンク間の接触抵抗を0.1以下に維持できる場合にしか使用できません。

### サポート

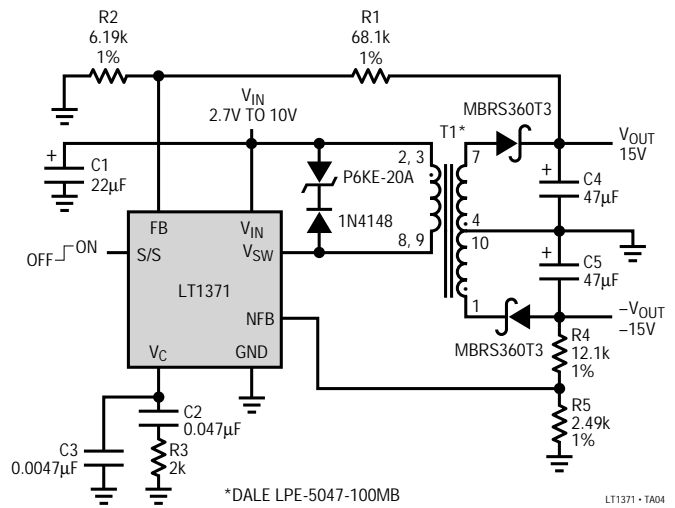
スイッチング・レギュレータ回路に関するさらに詳しい情報は、アプリケーション・ノート19を参照してください。リニアテクノロジーでは、スイッチング・コンバータの設計を支援するために、コンピュータ・ソフトウェア・プログラムSwitcherCADを提供しています。また、アプリケーション部ではいつでも質問をお受けしています。

# TYPICAL APPLICATIONS

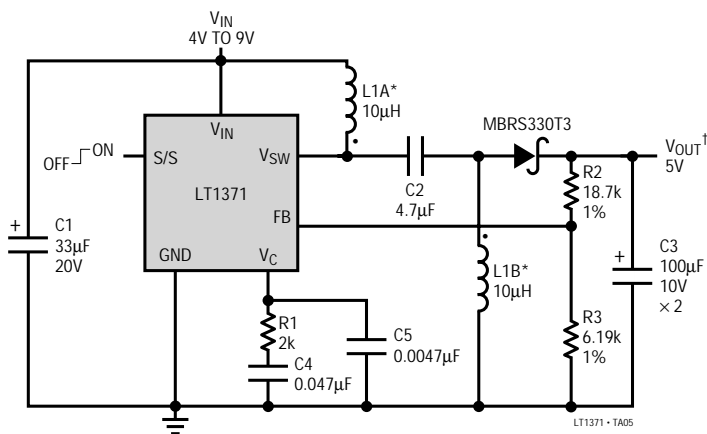
Positive-to-Negative Converter with Direct Feedback



Dual Output Flyback Converter with Overvoltage Protection



2 Li-Ion Cells to 5V SEPIC Converter\*\*



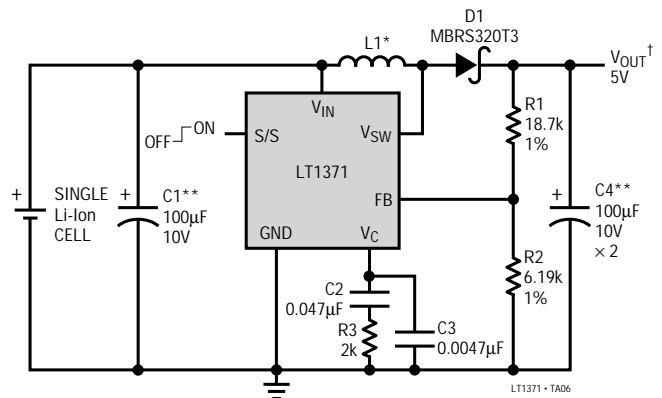
- C1 = AVX TPSD 336M020R0200
- C2 = TOKIN 1E475ZY5U-C304
- C3 = AVX TPSD107M010R0100

\* SINGLE INDUCTOR WITH TWO WINDINGS  
COILTRONICS CTX10-4

\*\* INPUT VOLTAGE MAY BE GREATER OR  
LESS THAN OUTPUT VOLTAGE

†MAX I <sub>OUT</sub>	
I <sub>OUT</sub>	V <sub>IN</sub>
0.85A	4V
1A	5V
1.3A	7V
1.5A	9V

Single Li-Ion Cell to 5V

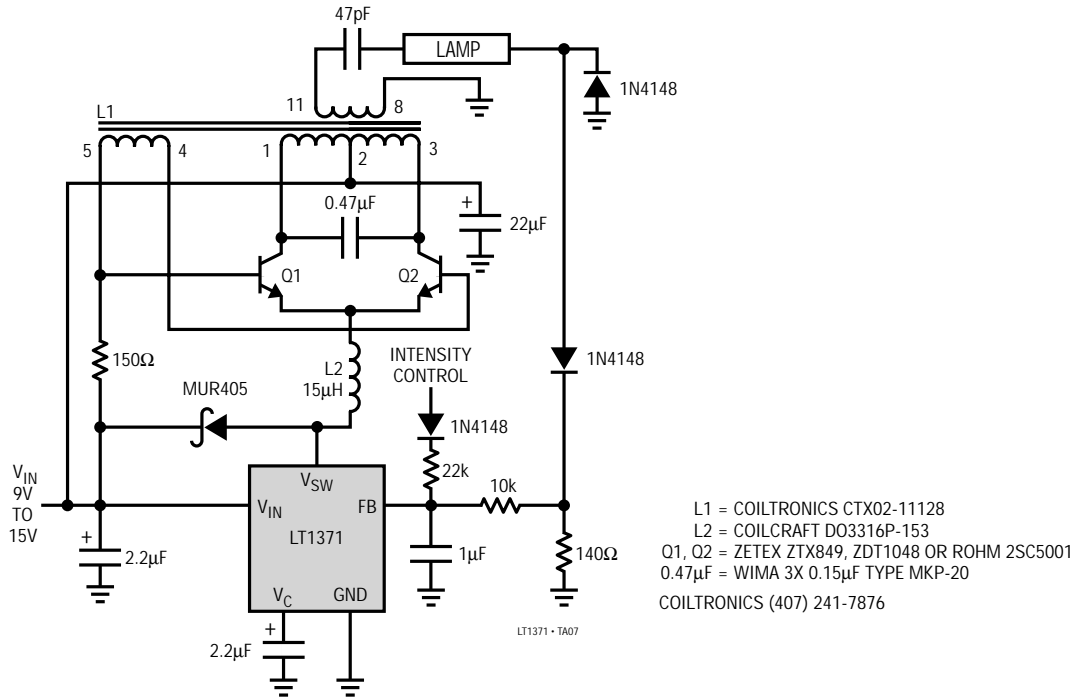


- \*COILCRAFT D03316P-103
- \*\*AVX TPSD107M010R0100

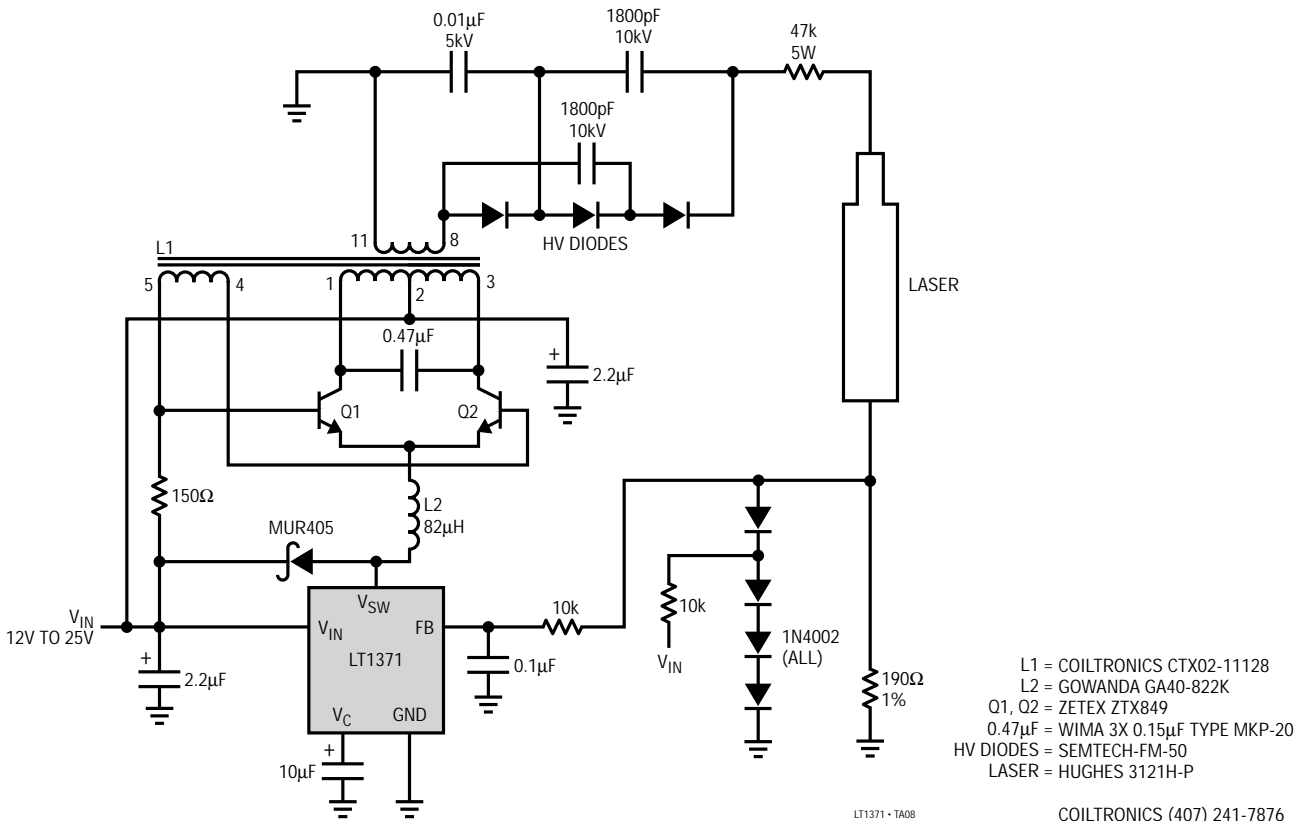
†MAX I <sub>OUT</sub>	
I <sub>OUT</sub>	V <sub>IN</sub>
1.2A	2.7V
1.6A	3.3V
1.8A	3.6V

TYPICAL APPLICATIONS

20W CCFL Supply



Laser Power Supply



---

## RELATED PARTS

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LT1171	100kHz 2.5A Boost Switching Regulator	Good for Up to $V_{IN} = 40V$
LTC <sup>®</sup> 1265	12V 1.2A Monolithic Buck Converter	Converts 5V to 3.3V at 1A with 90% Efficiency
LT1302	Micropower 2A Boost Converter	Converts 2V to 5V at 600mA in SO-8 Packages
LT1372	500kHz 1.5A Boost Switching Regulator	Also Regulates Negative Flyback Outputs
LT1373	Low Supply Current 250kHz 1.5A Boost Switching Regulator	90% Efficient Boost Converter with Constant Frequency
LT1376	500kHz 1.5A Buck Switching Regulator	Steps Down from Up to 25V Using 4.7 $\mu$ H Inductors
LT1512	500kHz 1.5A SEPIC Battery Charger	Input Voltage May Be Greater or Less Than Battery Voltage
LT1513	500kHz 3A SEPIC Battery Charger	Input Voltage May Be Greater or Less Than Battery Voltage