

250kHz低電源電流、高効率 1.5Aスイッチング・レギュレータ

特長

- 静止電流：1mA@250kHz
- 小型インダクタを使用：15 μ H
- すべて表面実装型部品を使用可能
- 必要なボード・スペースはわずか0.6平方インチ
- 低い最小電源電圧：2.7V
- 定周波数電流モード
- 電流制限付きパワー・スイッチ：1.5A
- 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 μ A(TYP)
- 外部同期が容易
- 8ピンSOまたはPDIPパッケージ

アプリケーション

- ブースト・レギュレータ
- CCFLバックライト・ドライバ
- 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

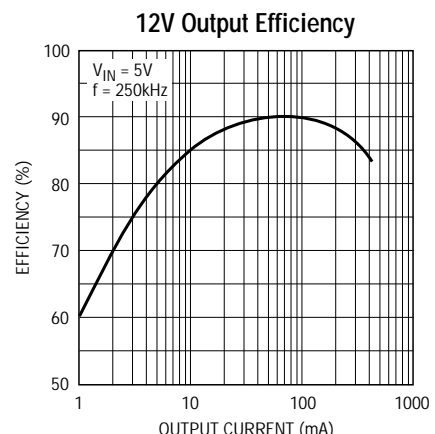
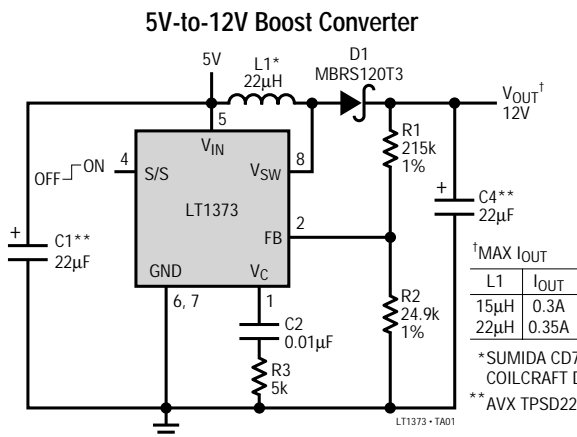
LT[®]1373は、低消費電流の高周波電流モード・スイッチング・レギュレータです。ブースト、バック、フライバック、フォワード、インバーティング、および“Cuk”を含むすべての標準スイッチング構成で動作可能です。発振回路、コントロール回路、および保護回路とともに、1.5Aの高効率スイッチを内蔵しています。LT1373のすべての機能は、8ピンのSO/PDIPパッケージに収容されています。

静止電流4mAの500kHz LT1372と比較すると、LT1373はスイッチング周波数が250kHz、標準静止電流はわずか1mAで、効率もより高くなっています。高周波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。0.6平方インチ以下のボード・スペース内にすべての表面実装部品が納まります。

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。スイッチングは外部ロジック・レベルの信号源に簡単に同期させることができます。シャットダウン・ピンを論理“L”にすると、電源電流は12 μ 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ーシュートが低減されます。また、過負荷時には発振器周波数をシフトして、外付け部品を保護します。

▲、LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。

TYPICAL APPLICATION



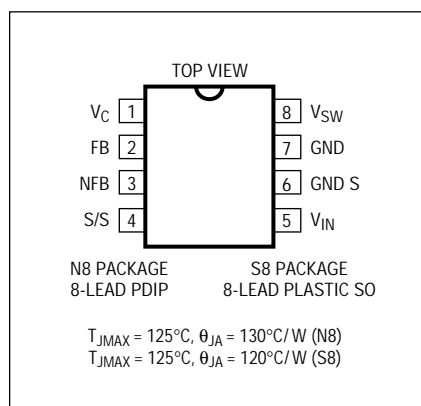
LT1373 • TA02

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	30V
Switch Voltage	35V
S/S Pin Voltage	30V
Feedback Pin Voltage (Transient, 10ms)	±10V
Feedback Pin Current	10mA
Negative Feedback Pin Voltage (Transient, 10ms)	±10V
Operating Junction Temperature Range	
Operating	0°C to 125°C*
Short Circuit	0°C to 150°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

*Units shipped prior to Date Code 9552 are rated at 100°C maximum operating temperature.

PACKAGE/ORDER INFORMATION

	ORDER PART NUMBER
	LT1373CN8 LT1373CS8
	S8 PART MARKING
	1373

Consult factory for Industrial and Military grade parts.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{IN} = 5V$, $V_C = 0.6V$, $V_{FB} = V_{REF}$, V_{SW} , S/S 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	$V_{FB} = V_{REF}$	●		50	150	nA
						275	nA
	Reference Voltage Line Regulation	$2.7V \leq V_{IN} \leq 25V$, $V_C = 0.8V$	●	0.01	0.03	%/V	
V_{NFR}	Negative Feedback Reference Voltage	Measured at Negative Feedback Pin Feedback Pin Open, $V_C = 0.8V$	●	-2.490			V
				-2.490			V
I_{NFB}	Negative Feedback Input Current	$V_{NFB} = V_{NFR}$	●	-12	-7	-2	μA
					0.01	0.05	%/V
g_m	Error Amplifier Transconductance	$\Delta I_C = \pm 5\mu A$	●	250	375	500	μmho
				150	600		μmho
	Error Amplifier Source Current	$V_{FB} = V_{REF} - 150mV$, $V_C = 1.5V$	●	25	50	90	μA
	Error Amplifier Sink Current	$V_{FB} = V_{REF} + 150mV$, $V_C = 1.5V$	●		850	1500	μA
	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			250			V/V
				0.8	1	1.25	V
f	Switching Frequency	$2.7V \leq V_{IN} \leq 25V$		225	250	275	kHz
			●	210	250	290	kHz
	Maximum Switch Duty Cycle		●	90	95	%	
	Switch Current Limit Blanking Time			340	500	ns	
BV	Output Switch Breakdown Voltage	$2.7V \leq V_{IN} \leq 25V$	●	35	47	V	
V_{SAT}	Output Switch "On" Resistance	$I_{SW} = 1A$	●	0.5	0.85	Ω	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

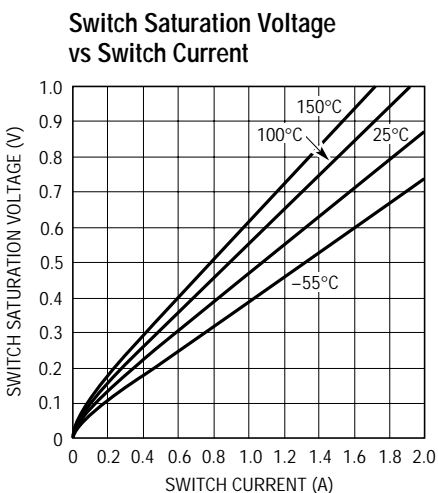
$V_{IN} = 5V$, $V_C = 0.6V$, $V_{FB} = V_{REF}$, V_{SW} , S/S and NFB pins open, unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
I_{LIM}	Switch Current Limit	Duty Cycle = 50%	●	1.5	1.9	2.4	A
		Duty Cycle = 80% (Note 1)	●	1.3	1.7	2.2	A
$\frac{\Delta I_{IN}}{\Delta I_{SW}}$	Supply Current Increase During Switch On-Time				10	20	mA/A
	Control Voltage to Switch Current Transconductance				2		A/V
	Minimum Input Voltage		●		2.4	2.7	V
I_Q	Supply Current	$2.7V \leq V_{IN} \leq 25V$	●		1	1.5	mA
	Shutdown Supply Current	$2.7V \leq V_{IN} \leq 25V$, $V_{S/S} \leq 0.6V$	●		12	30	μA
	Shutdown Threshold	$2.7V \leq V_{IN} \leq 25V$	●	0.6	1.3	2	V
	Shutdown Delay		●	5	12	100	μs
	S/S Pin Input Current	$0V \leq V_{S/S} \leq 5V$	●	-10		12	μA
	Synchronization Frequency Range		●	300		360	kHz

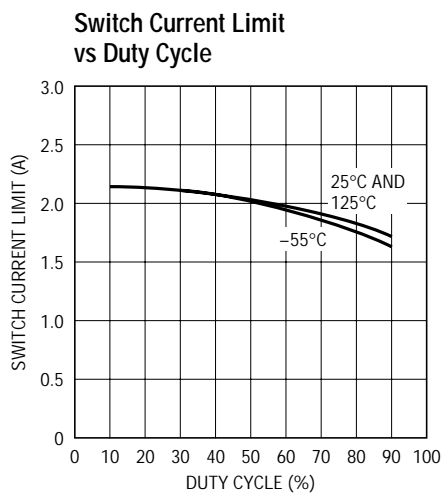
The ● denotes specifications which apply over the full operating temperature range.

Note 1: For duty cycles (DC) between 50% and 90%, minimum guaranteed switch current is given by $I_{LIM} = 0.667 (2.75 - DC)$.

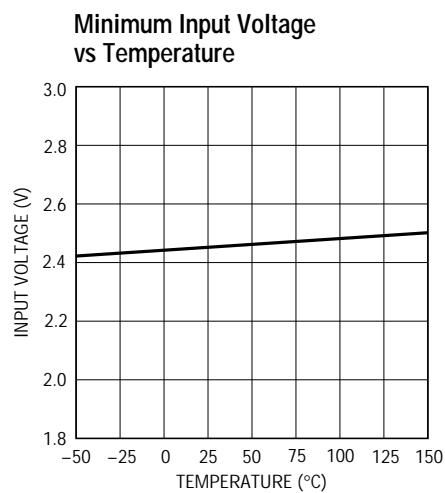
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



LT1373 - G01



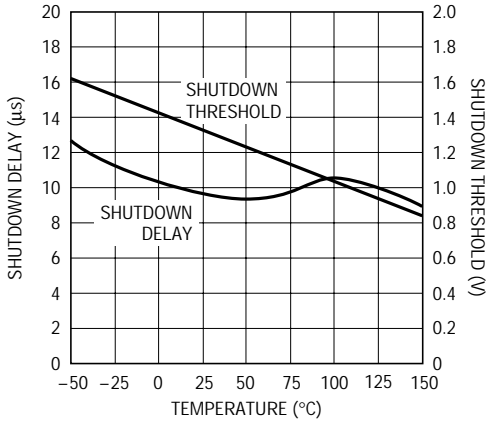
LT1373 - G02



LT1373 - G03

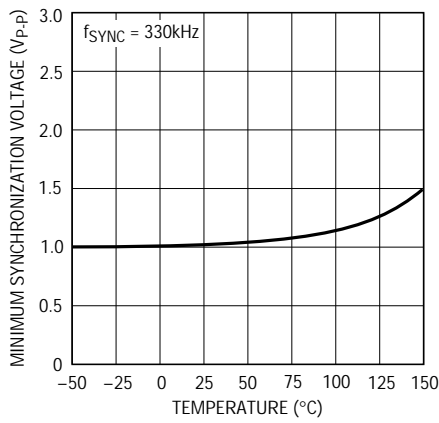
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Shutdown Delay and Threshold vs Temperature



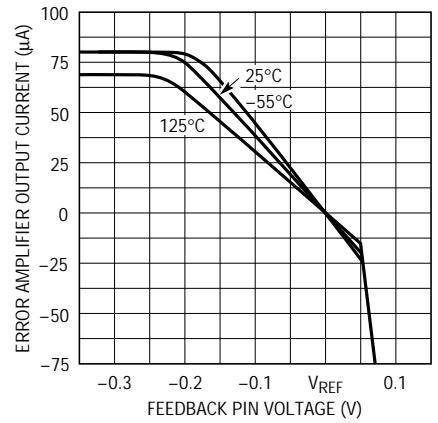
LT1373 • G04

Minimum Synchronization Voltage vs Temperature



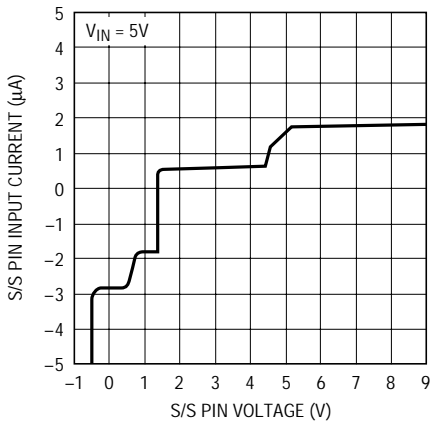
LT1373 • G05

Error Amplifier Output Current vs Feedback Pin Voltage



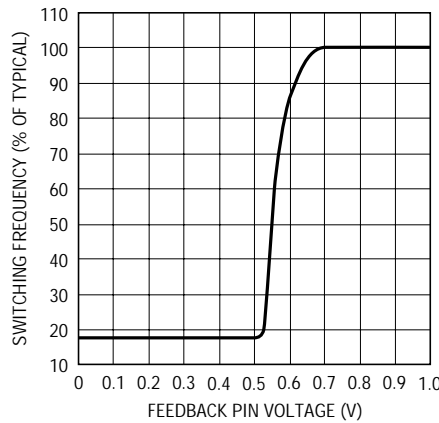
LT1373 • G06

S/S Pin Input Current vs Voltage



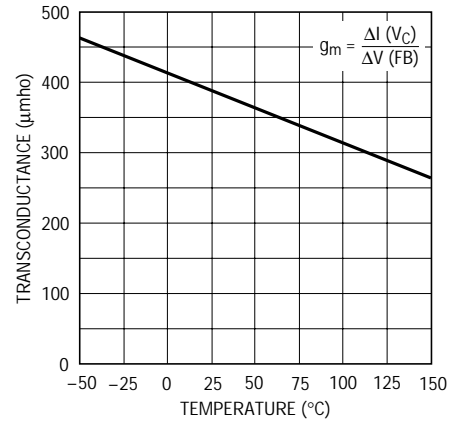
LT1373 • G07

Switching Frequency vs Feedback Pin Voltage



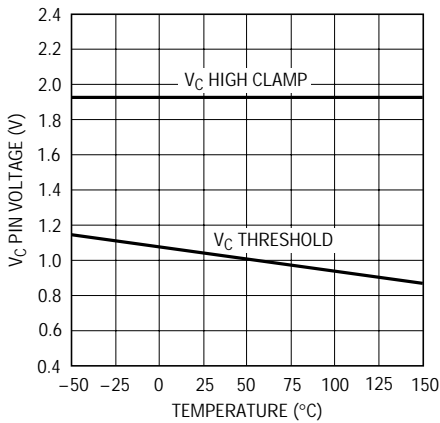
LT1373 • G08

Error Amplifier Transconductance vs Temperature



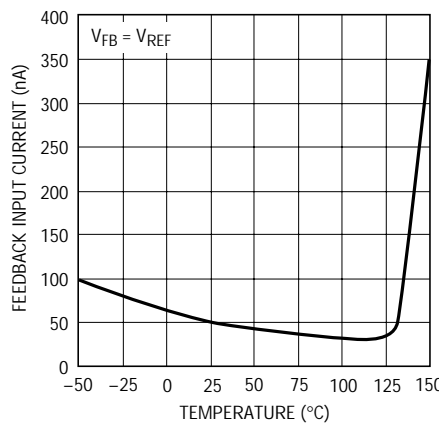
LT1373 • G09

V_C Pin Threshold and High Clamp Voltage vs Temperature



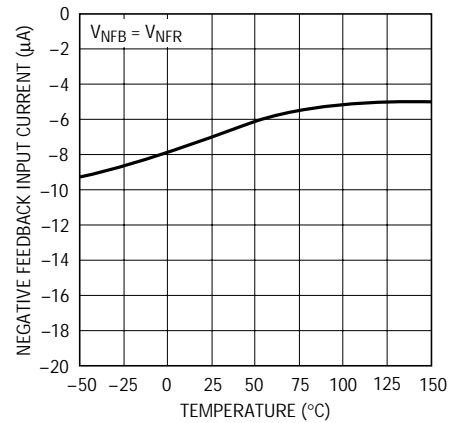
LT1373 • G10

Feedback Input Current vs Temperature



LT1373 • G11

Negative Feedback Input Current vs Temperature



LT1373 • G12

ピン機能

V_C (ピン1): 補償ピン。 V_C 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。このピン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_C ピンからグランドに接続したRCネットワークによって行われます。

FB (ピン2): フィードバック・ピンを使用して、正の出力電圧の検出と発振器周波数のシフトを行います。このピンは誤差アンプの反転入力です。このアンプの非反転入力は、内部で1.245Vリファレンスに接続されています。

NFB (ピン3): 負帰還ピンは、負の出力電圧の検出に使用されます。このピンは400kの直列抵抗を通して、負帰還アンプの反転入力に接続されています。

S/S (ピン4): 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_{IN} 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300kHz~360kHzでドライブしてください。

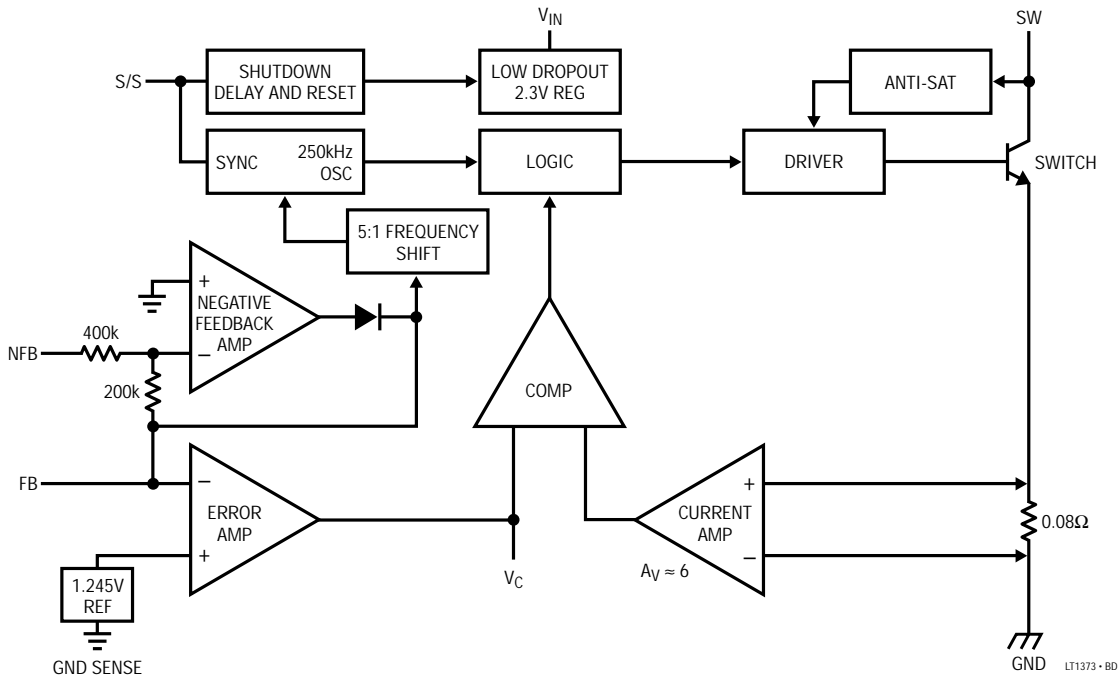
V_{IN} (ピン5): 入力電源ピンです。このピンは10 μ F以上のコンデンサでバイパスします。 V_{IN} が2.5V以下に低下すると、レギュレータは低電圧ロックアウトに入ります。低電圧ロックアウト時には、スイッチングは停止し V_C ピンは「L」にプルダウンされます。

GND S (ピン6): グランド・センス・ピンは「クリーンな」グランドです。内部リファレンス、誤差アンプ、および負帰還アンプは、グランド・センス・ピンを基準にしています。このピンはグランドに接続してください。出力抵抗分圧器と V_C 補償ネットワークへのグランド経路の配線に、大きなグランド電流が流れないようにしなければなりません。

GND (ピン7): グランド・ピンはパワー・スイッチトランジスタのエミッタ接続で、大きな電流が流れます。このピンは直接良質のグランド・プレーンに接続してください。

V_{SW} (ピン8): スイッチ・ピンはパワー・スイッチトランジスタのコレクタで、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配線のパターンはできる限り短くしてください。

BLOCK DIAGRAM



動作

LT1373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。スイッチは発振器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(ブロック図参照)。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・レベルを設定することによって制御できます。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電圧モードのスイッチとは異なり、入力電圧の変動に即時に応答します。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。250kHz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バンドギャップ・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。アンプの反転入力は正出力電圧を検出するために、ピンに引き出されています。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が低減されます。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。

ユニークな誤差アンプ回路により、LT1373は直接負の出力電圧を安定化させることができます。負帰還アンプの400kΩソース抵抗がピンに引き出されており、負の出力電圧を検出できます。誤差アンプがFBピンを1.245Vにドライブしている間は、NFBピンは-2.49Vにレギュレートされます。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ユニットについては、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引き出されています。このピン(V_C)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。このピンは通常の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_m)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_C 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、LT1373はアイドル・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

LT1373は、FBピンとグラウンドの間に1.245Vの基準電圧(V_{REF})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により小さな誤差が生じますが、通常、 R_2 の値が25kΩまでは無視できます。 R_2 の推奨値は24.9kΩ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)。

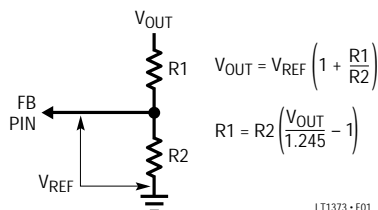


Figure 1. Positive Output Resistor Divider

アプリケーション情報

負出力電圧の設定

LT1373は、NFBピンとグランドの間に - 2.49Vの基準電圧 (V_{NFR})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。- 7 μ AのNFBピン・バイアス電流 (I_{NFB})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の公式で説明しています。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。

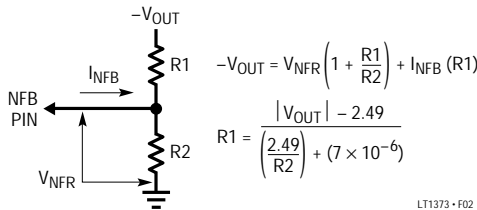


Figure 2. Negative Output Resistor Divider

両極出力電圧の検出

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検出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、LT1373はいずれの出力も設定された出力電圧を超えないように動作します。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。

シャットダウンと同期

2つの機能をもつS/Sピンにより、簡単にシャットダウンと同期を行うことができます。このピンはロジック・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ピンを論理“L”にすると、シャットダウンが起動され、デバイスの電源電流が12 μ Aに低減されます。標準同期範囲は、デバイスの通常のスイッチング周波数の1.05 ~ 1.8倍ですが、保証範囲は300kHz ~ 360kHzです。12 μ 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、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。

330kHz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ている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。パッケージの熱抵抗は、SO(S8)で120 mW^{-1} 、PDIP (N8)で130 mW^{-1} と規定されています。

平均電源電流(ドライバ電流を含む)は次のとおりです。

$$I_{IN} = 1\text{mA} + DC (I_{SW}/60 + I_{SW} \times 0.004)$$

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。

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

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。

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

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10 μ H ~ 50 μ 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1.5A)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、出力電圧リップル、EMI、インダクタの故障電流、飽和、そしていま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。

アプリケーション情報

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0.5Aの場合、0.5Aのインダクタでは、連続1.5A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ないでください。
2. インダクタが飽和しないようにするために、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、その他のコア材の飽和はこれらの間になります。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。

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

$$V_{IN} = \text{最小入力電圧}$$

$$f = 250\text{kHz}$$
 スイッチング周波数
3. 高い磁界を放射するロッドやバレルなどの「オープン」コア形状の設計でよいかどうか、あるいはトロイダルコアのようにEMI問題を防止するためにクローズドコアが必要かどうか判断してください。たとえば、誰だって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、磁界放射がいつ問題となるかを想定するガイドラインがなく、判断に迷います。
4. 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、小型、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。
5. 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の応用技術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、小型、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、出力コンデンサの実効直列抵抗 (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LT1373アプリケーションに必要なESRの範囲は、0.05 ~ 0.5 です。代表的な出力コンデンサは、0.2 以下を保証しているAVX社のTPSタイプ、22 μ F@25Vです。これは「D」サイズの表面実装型固体タンタル・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(μ F)はそれほど重要ではなく、22 μ Fから500 μ F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。小型の22 μ F固体タンタル・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に代表的な固体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)
AVX 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

多くエンジニアが、固体タンタル・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。タイプ

アプリケーション情報

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。固体タンタル・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、この電流を扱える定格にしなければなりません。これを計算する公式は次のとおりです。

出力コンデンサ・リップル電流 (RMS)

$$\begin{aligned} I_{\text{RIPPLE}} (\text{RMS}) &= I_{\text{OUT}} \sqrt{1 - \text{DC}} \\ &= I_{\text{OUT}} \sqrt{\frac{V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}}}{V_{\text{IN}}}} \end{aligned}$$

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 (実効直列抵抗) が0.3 以下の10 μ Fから100 μ Fの範囲のコンデンサは、最大1.5A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 = 250kHz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、固体タンタル・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社の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社は、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。固体タンタル・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以上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、入力のバイパス用に適しています。リニアテクノロジは近い将来、セラミック・コンデンサの使い方を説明したデザイン・ノートの発行を予定しています。

出力ダイオード

推奨される出力ダイオード(D1)は、1N5818ショットキ、またはそれと同等なモトローラ製MBR130です。このダイオードの定格は、平均順方向電流が1Aで逆電圧が30Vです。また、標準順方向電圧は1Aで0.42Vです。このダイオードはスイッチOFF時間中に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R_C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1M Ω)によってメイン・ポールが形成されます。メイン・ポールは5Hz~30Hzまでの範囲になります。直列抵抗は、2kHz~10kHz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、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：

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

アプリケーション情報

- V_{RIPPLE} = 出力リップル (V_{P-P})
- g_m = 誤差アンプのトランスコンダクタンス (約375 μ mho)
- R_C = V_C ピンでの直列抵抗
- V_{OUT} = 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 V_{P-P} 以下に抑えなければなりません。最悪の場合の 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。0.001 μ 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に数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。

スイッチ・ノードの考慮事項

最大効率を得るには、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。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ンド・プレーンを使用して、内部の結合を防止する必要があります。

図3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。

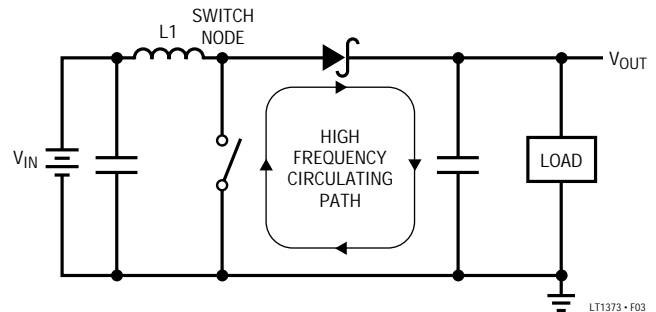


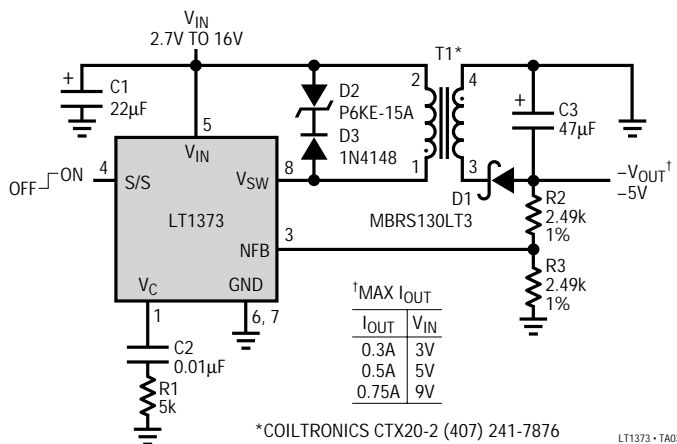
Figure 3

サポート

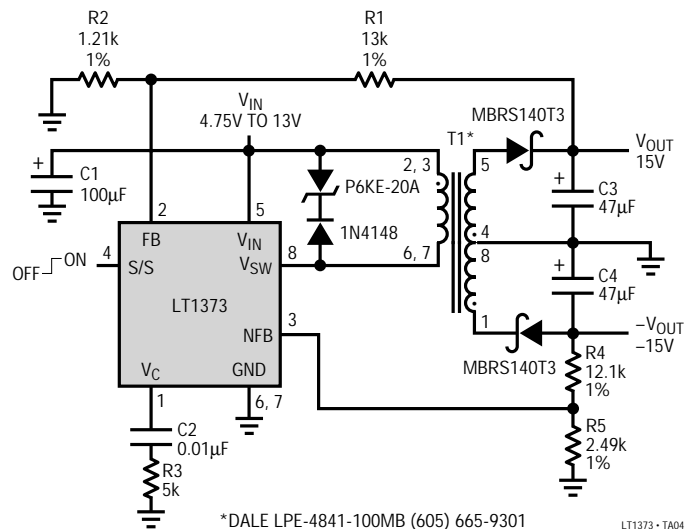
スイッチング・レギュレータ回路に関するさらに詳しい情報は、アプリケーション・ノート19を参照してください。リニアテクノロジーでは、スイッチング・コンバータの設計を支援するために、コンピュータ・ソフトウェア・プログラムSwitcherCADを提供しています。最新のSwitcherCADには、LT1373のデータも含まれています。また、アプリケーション部ではいつでも質問をお受けしています。

TYPICAL APPLICATIONS

Positive-to-Negative Converter with Direct Feedback

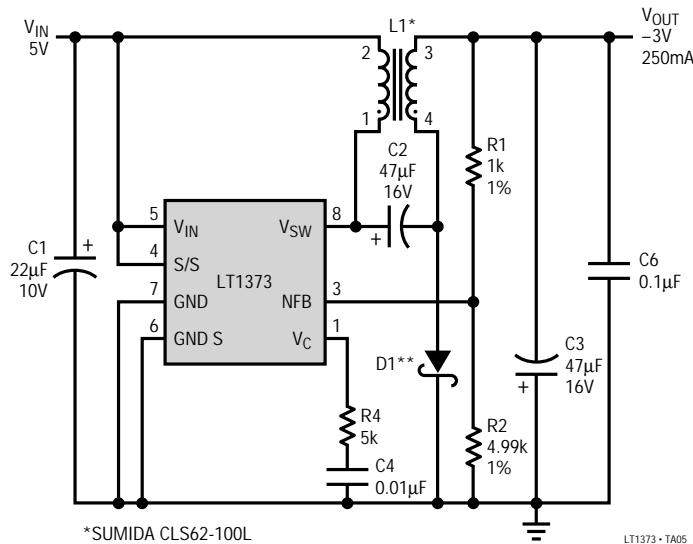


Dual Output Flyback Converter with Overvoltage Protection



TYPICAL APPLICATIONS

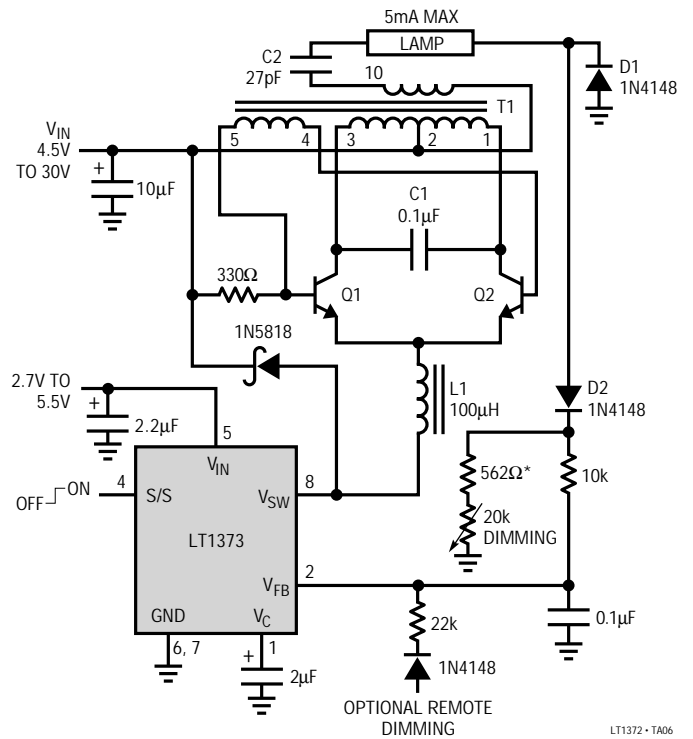
Low Ripple 5V to -3V "Cuk"[†] Converter



*SUMIDA CLS62-100L
 **MOTOROLA MBR0520LT3
[†]PATENTS MAY APPLY

LT1373 - TA05

90% Efficient CCFL Supply



C1 = WIMA MKP-20
 L1 = COILCRAFT D03316-104
 Q1, Q2 = ZETEX ZTX849 OR ROHM 2SC5001
 T1 = COILTRONICS CTX 110609
 * = 1% FILM RESISTOR

OPTIONAL REMOTE DIMMING

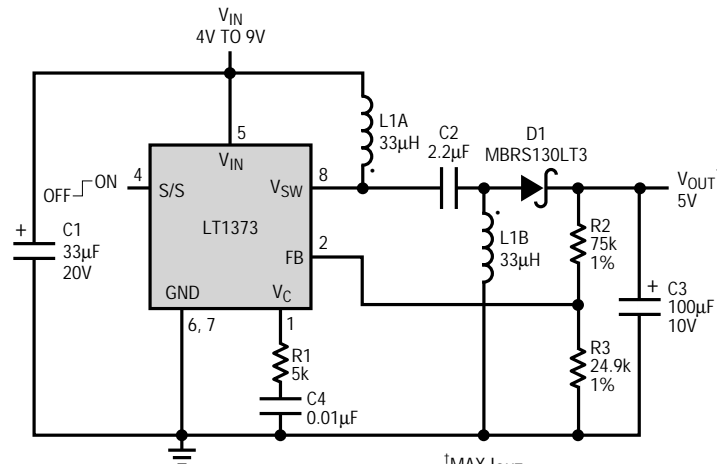
LT1372 - TA06

CCFL BACKLIGHT APPLICATION CIRCUITS
 CONTAINED IN THIS DATA SHEET ARE
 COVERED BY U.S. PATENT NUMBER 5408162
 AND OTHER PATENTS PENDING

DO NOT SUBSTITUTE COMPONENTS

COILTRONICS (407) 241-7876
 COILCRAFT (708) 639-6400

Two Li-Ion Cells to 5V SEPIC Converter



C1 = AVX TPSD 336M020R0200
 C2 = TOKIN 1E225ZY5U-C203-F
 C3 = AVX TPSD 107M010R0100
 L1 = COILTRONICS CTX33-2, SINGLE
 INDUCTOR WITH TWO WINDINGS

[†] MAX I _{OUT}	
I _{OUT}	V _{IN}
0.45A	4V
0.55A	5V
0.65A	7V
0.72A	9V

LT1373 - TA07

RELATED PARTS

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LT1172	100kHz 1.25A Boost Switching Regulator	Also for Flyback, Buck and Inverting Configurations
LTC® 1265	13V 1.2A Monolithic Buck Converter	Includes PMOS Switch On-Chip
LT1302	Micropower 2A Boost Converter	Converts 2V to 5V at 600mA
LT1372	500kHz 1.5A Boost Switching Regulator	Also Regulates Negative Flyback Outputs
LT1376	500kHz 1.5A Buck Switching Regulator	Handles Up to 25V Inputs
LT1377	1MHz 1.5A Boost Switching Regulator	Only 1MHz Integrated Switching Regulator Available