

SEPIC定電流/定電圧 バッテリー・チャージャ

特長

- バッテリ電圧よりも高い、等しい
または低いチャージャ入力電圧が可能
- 最大30V*の任意の個数のバッテリー・セルを充電
- 再充電可能なりチウムバッテリー向けに1%の電圧精度を実現
- 500kHzスイッチング周波数により、インダクタのサイズを最小化
- 100mV電流センス電圧により、高効率を実現
- バッテリを直接接地可能
- 充電電流を容易に設定可能またはシャットダウン可能

アプリケーション

- NiCd、NiMH、鉛蓄電池、
または再充電可能なりチウム電池の充電
- 高精度の電流制限付き電源
- 定電圧/定電流電源
- トランスデューサの励起

*最大入力電圧 = 40V - V_{BAT}

概要

LT[®]1512は、定電流/定電圧バッテリー・チャージャを構築するために特別に構成された500kHz電流モード・スイッチング・レギュレータです。通常の電圧帰還ノードに加えて、フライバックまたは SEPIC (Single-Ended Primary Inductance Converter) 構成チャージャの出力電流を正確に制御するための電流検出帰還回路を内蔵しています。このような構成では、電流検出回路をグランド基準にして、バッテリー本体から完全に切り離すことができるため、バッテリーの切り替えとシステム接地の問題を単純化することができます。さらに、これらの構成では入力電圧がバッテリー電圧より低い場合でも充電することができます。

LT1512の最大スイッチ電流は1.5Aです。これにより、1本のリチウムイオン電池に最大1Aのバッテリー充電電流を供給できます。定電圧モードでの精度は1%なので、リチウムイオン・バッテリー・アプリケーションに最適です。充電電流はすべての種類のバッテリーに合わせて容易に設定できます。

LT、LT、LTCおよびLTMはリニアテクノロジー社の登録商標です。
他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。

標準的応用例

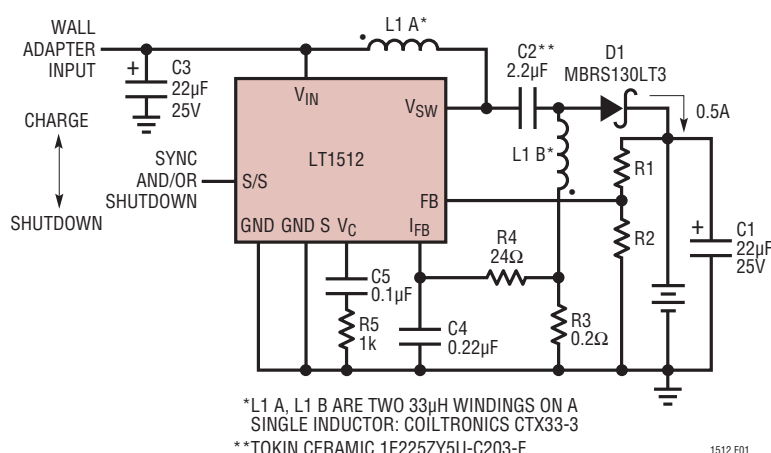
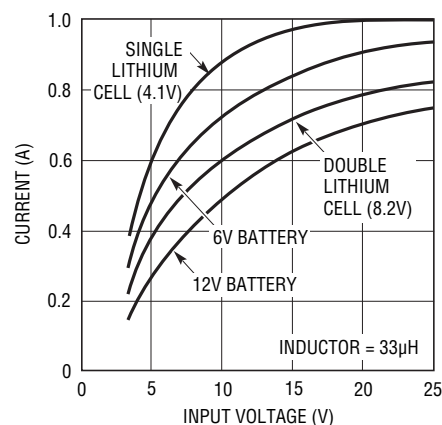


図1. 出力電流0.5AのSEPICチャージャ

最大充電電流



実際にプログラムされる充電電流は、示されている値を超えなければ、入力電圧とバッテリー電圧に左右されません。これらは最大スイッチ電流に基づく電氣的な制限です。パッケージの熱制限により、最大充電電流が小さくなる場合があります。「アプリケーション情報」を参照してください。

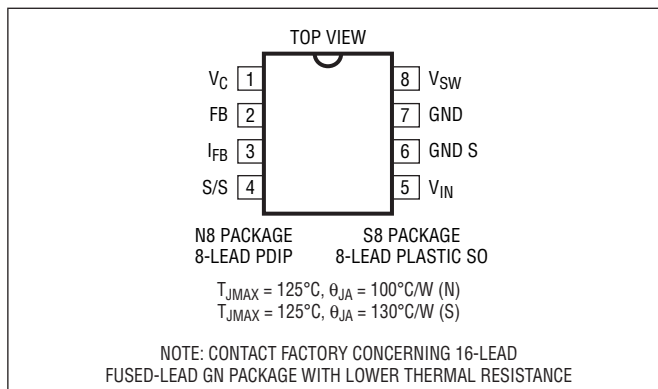
LT1512

絶対最大定格

(Note 1)

入力電圧.....	30V
スイッチ電圧.....	40V
S/Sピン電圧.....	30V
FBピン電圧(過渡、10ms).....	±10V
V _{FB} ピン電流.....	10mA
I _{FB} ピン電圧(過渡、10ms).....	±10V
保存温度範囲.....	-65°C~150°C
周囲温度範囲	
LT1512C (Note 2).....	0°C~70°C
LT1512I.....	-40°C~85°C
動作接合部温度範囲	
LT1512C (Note 2).....	-20°C~125°C
LT1512I.....	-40°C~125°C
短絡.....	0°C~150°C
リード温度(半田付け、10秒).....	300°C

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕様	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
LT1512CN8#PBF	LT1512CN8#TRPBF	1512	8-Lead PDIP	0°C to 70°C
LT1512CS8#PBF	LT1512CS8#TRPBF	1512	8-Lead Plastic SO	0°C to 70°C
LT1512IN8#PBF	LT1512IN8#TRPBF	1512I	8-Lead PDIP	-40°C to 85°C
LT1512IS8#PBF	LT1512IS8#TRPBF	1512I	8-Lead Plastic SO	-40°C to 85°C
鉛ベース仕様	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
LT1512CN8	LT1512CN8#TR	1512	8-Lead PDIP	0°C to 70°C
LT1512CS8	LT1512CS8#TR	1512	8-Lead Plastic SO	0°C to 70°C
LT1512IN8	LT1512IN8#TR	1512I	8-Lead PDIP	-40°C to 85°C
LT1512IS8	LT1512IS8#TR	1512I	8-Lead Plastic SO	-40°C to 85°C

より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。

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。

テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandree/> をご覧ください。

電気的特性

●は全動作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、 $V_{IN} = 5\text{V}$ 、 $V_C = 0.6\text{V}$ 、 $V_{FB} = V_{REF}$ 、 $I_{FB} = 0\text{V}$ 、 V_{SW} ピンとS/Sピンがオープン状態。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{REF}	V_{FB} Reference Voltage	Measured at FB Pin $V_C = 0.8\text{V}$	1.233	1.245	1.257	V
			1.228	1.245	1.262	V
	FB Input Current	$V_{FB} = V_{REF}$		300	550	nA
					600	nA
	FB Reference Voltage Line Regulation	$2.7\text{V} \leq V_{IN} \leq 25\text{V}$, $V_C = 0.8\text{V}$		0.01	0.03	%/V

1512fc

電氣的特性

●は全動作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、 $V_{IN} = 5\text{V}$ 、 $V_C = 0.6\text{V}$ 、 $V_{FB} = V_{REF}$ 、 $I_{FB} = 0\text{V}$ 、 V_{SW} ピンとS/Sピンがオープン状態。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{IREF}	I_{FB} Reference Voltage	Measured at I_{FB} Pin $V_{FB} = 0\text{V}$, $V_C = 0.8\text{V}$	–107 –110	–100 –100	–93 –90	mV mV
	I_{FB} Input Current	$V_{IFB} = V_{IREF}$ (Note 3)	10	25	35	μA
	I_{FB} Reference Voltage Line Regulation	$2.7\text{V} \leq V_{IN} \leq 25\text{V}$, $V_C = 0.8\text{V}$		0.01	0.05	%/V
g_m	Error Amplifier Transconductance	$\Delta I_C = \pm 25\mu\text{A}$	1100 700	1500	1900 2300	μmho μmho
	Error Amplifier Source Current	$V_{FB} = V_{REF} - 150\text{mV}$, $V_C = 1.5\text{V}$	120	200	350	μA
	Error Amplifier Sink Current	$V_{FB} = V_{REF} + 150\text{mV}$, $V_C = 1.5\text{V}$		1400	2400	μA
	Error Amplifier Clamp Voltage	High Clamp, $V_{FB} = 1\text{V}$ Low Clamp, $V_{FB} = 1.5\text{V}$	1.70 0.25	1.95 0.40	2.30 0.52	V 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	$2.7\text{V} \leq V_{IN} \leq 25\text{V}$ $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_J < 0^\circ\text{C}$ (LT1512I)	450 430 400	500 500	550 580 580	kHz kHz kHz
	Maximum Switch Duty Cycle		85	95		%
	Switch Current Limit Blanking Time			130	260	ns
BV	Output Switch Breakdown Voltage	$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_J < 20^\circ\text{C}$ (LT1512I)	40 35	47		V V
V_{SAT}	Output Switch ON Resistance	$I_{SW} = 2\text{A}$		0.5	0.8	Ω
I_{LIM}	Switch Current Limit	Duty Cycle = 50% Duty Cycle = 80% (Note 4)	1.5 1.3	1.9 1.7	2.7 2.5	A 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			2		A/V
	Minimum Input Voltage			2.4	2.7	V
I_Q	Supply Current	$2.7\text{V} \leq V_{IN} \leq 25\text{V}$		4	5.5	mA
	Shutdown Supply Current	$2.7\text{V} \leq V_{IN} \leq 25\text{V}$, $V_{S/S} \leq 0.6\text{V}$ $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq 0^\circ\text{C}$ (LT1512I)		12	30 50	μA μA
	Shutdown Threshold	$2.7\text{V} \leq V_{IN} \leq 25\text{V}$	0.6	1.3	2	V
	Shutdown Delay		5	12	25	μs
	S/S Pin Input Current	$0\text{V} \leq V_{S/S} \leq 5\text{V}$	–10		15	μA
	Synchronization Frequency Range		600		800	kHz

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスは、デバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

Note 2: 民生用デバイスは $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の接合部温度範囲と $0^\circ\text{C} \sim 70^\circ\text{C}$ の周囲温度範囲で保証されている。また、これらのデバイスは $-20^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の拡張周囲温度範囲で動作するように設計され、特性が評価されており、動作すると予想されるが、 -20°C または 85°C ではテストされていない。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の周囲温度範囲での電氣的仕様が全て保証されたデバイスは、「I」のサフィックスが付いた産業用デバイスとして供給される。

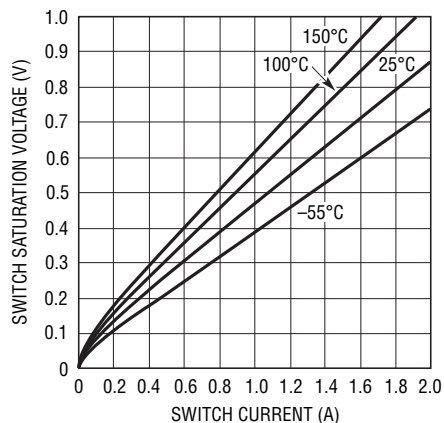
最大許容周囲温度は電力損失によって制限される場合がある。デバイスは、必ずしも最大電力損失および最高周囲温度で同時に動作することはない。温度上昇の計算は「アプリケーション情報」で示されるように行い、最大接合部温度が 125°C の制限を超えないようにする必要がある。電力損失が大きい場合は、最大周囲温度が 70°C 以下になることがある。

Note 3: I_{FB} ピンは $V_C = 0.8\text{V}$ で安定状態になるようにサーボ制御される。

Note 4: 50%～85%のデューティ・サイクル(DC)の場合、最小保証スイッチ電流は $I_{LIM} = 0.667$ (2.75–DC)で求められる。

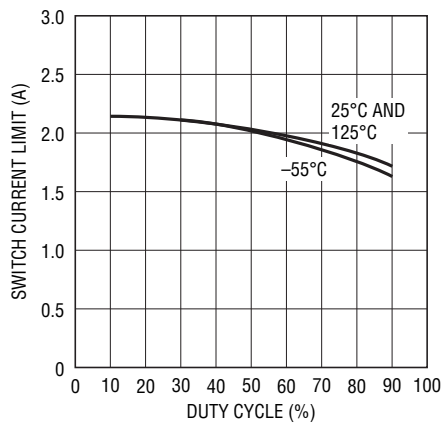
標準的性能特性

スイッチ飽和電圧とスイッチ電流



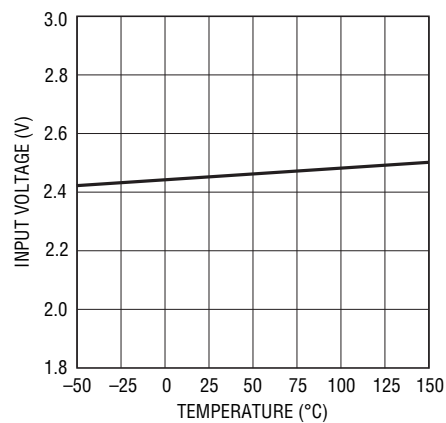
1512 G01

スイッチ電流制限と
デューティ・サイクル



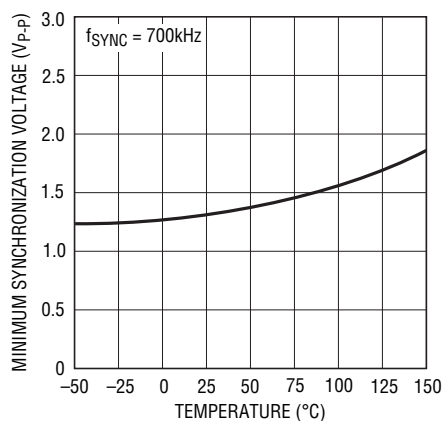
1512 G02

最小入力電圧と温度



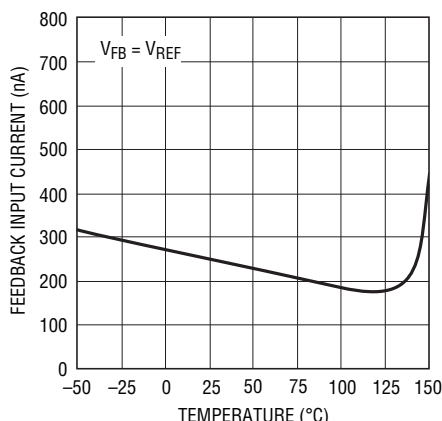
1512 G03

最小ピーク・トゥ・ピーク間
同期電圧と温度



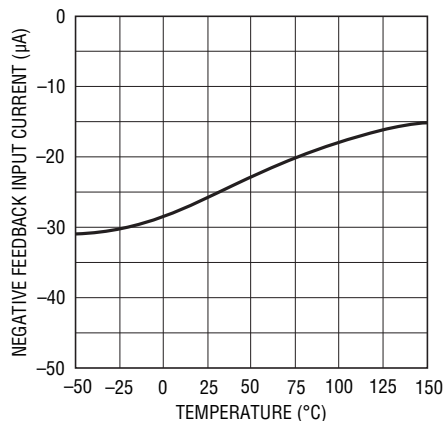
1512 G04

帰還入力電流と温度



1512 G05

負帰還入力電流と温度



1512 G06

ピン機能

V_C: 補償ピンは主に周波数補償に使用しますが、ソフトスタートや電流制限にも使用できます。これはエラーアンプ出力と電流コンパレータ入力用の兼用ピンです。ピーク・スイッチ電流は、V_C電圧が1Vから1.9Vに変動するにつれて0Aから1.8Aに増加します。ピンを1.9Vの内部クランプ・レベル以下に外部でクランプする場合、V_Cピンから流れ出す電流は約200μAです。ループ周波数補償は、V_Cピンから**グランド・ピンに直結**するコンデンサまたは直列RCネットワークで実行されます(グランド・ループを回避)。

FB: 帰還ピンは正の出力電圧の検知に使用されます。このピンは電圧エラーアンプの反転入力です。FBに接続したR1/R2電圧分割器はフル充電時にLi-Ionフロート電圧を定義するか、またはNiCdまたはNiMHアプリケーションの電圧リミッタとして機能します。入力バイアス電流は標準で300nAなので、分割器の電流は通常100μAに設定され、バイアス電流による出力電圧誤差を排除します。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。出力電圧分割器のグランド端は、LT1512のグランド・ピンに直結してください(グランド・ループを回避)。

I_{FB}: 電流帰還ピンは充電電流の検知に使用されます。これは、バッテリー電圧がプログラム電圧以下になると充電電流を制御する電流センス・アンプへの入力ピンです。定電流動作中、I_{FB}ピンは-100mVで安定します。このピンの入力抵抗は5kΩであるため、フィルタ抵抗(図1のR4)は50Ω以下にしてください。図1の24Ω、0.22μFフィルタを使用し、センス抵抗のパルス電流を平滑DC電流帰還信号に変換します。

S/S: このピンはシャットダウンと同期、またはそのいずれかに使用できます。ロジック・レベル互換ですが、必要に応じてV_{IN}に接続できます。フロートさせた場合は、デフォルトで“H”のオン状態になります。ロジック“L”状態ではチャージャをマイクロパワー状態にシャットダウンします。600kHzから800kHzの連続ロジック信号でS/Sピンをドライブすると、スイッチング周波数が外部信号に同期します。このモードでは内部タイマによりシャットダウンが回避されます。

V_{IN}: 入力電源ピンは、低ESRコンデンサをICチップのすぐ隣に配置してバイパスしてください。コンデンサのグランド端は、GNDピンが接続されているグランド・プレーンに直結しなければなりません。

GND S, GND: LT1512は、スイッチ電流用(GND)と制御回路用(GND S)に別々のグランド・ピンを使用します。これによって、制御グランドを高速スイッチ電流によって生成される誘導電圧から絶縁します。両方のピンともグランド・プレーンに直結する必要がありますが、電圧分割器、周波数補償ネットワーク、I_{FB}バイパス・コンデンサなどの外付け制御回路部品はGND SピンまたはGND Sピンが接続されている近傍のグランド・プレーンに直結してください。

V_{SW}: このスイッチ・ピンはパワー・スイッチのコレクタであり、高速の立上りおよび立下り時間で最大1.5Aの電流を流します。このピンのトレースは、放射や電圧スパイクを最小限に抑えるためにできる限り短くしてください。特に、SWからC2、D1、C1を含む図1の経路、およびLT1512のグランド・ピン周辺まではできる限り短くし、スイッチのターンオフ時の電圧スパイクを最小限に抑えなければなりません。

ブロック図

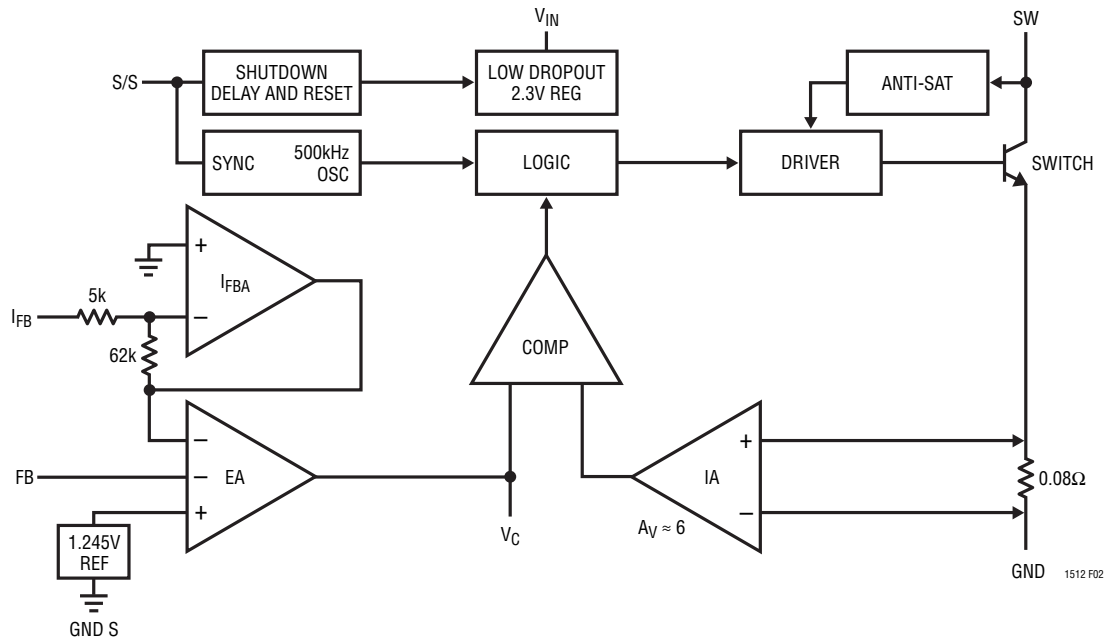


図2

動作

LT1512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や電流ではなく、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オンし、スイッチ電流があらかじめ設定されたレベルに達するとオフします。出力電圧および電流は、デュアル帰還電圧検出用エラーアンプの出力を使用してスイッチ電流のトリップ・レベルを設定すると制御できます。この手法にはループ周波数補償が簡素化される利点があります。低損失の内部レギュレータは、LT1512のすべての内部回路に2.3Vの電源を供給しています。このように低損失に設計されているため、入力電圧を2.7Vから25Vまで変化させることができます。500kHzの発振器はすべての内部タイミングの基本クロックです。論理回路およびドライバ回路により、出力スイッチをオンします。特別な適応型アンチSAT回路はパワー・スイッチが飽和したことを検出すると、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。これによって、ドライバの電力損失が最小限に抑えられ、スイッチは非常に高速でオフします。

エラーアンプは、出力電圧と出力電流を検知可能な2つの反転入力を備えたユニークな設計となっています。1.245Vのバンドギャップ・リファレンスがエラーアンプの非反転入力をバイアスします。エラーアンプの1つの反転入力、正の出力電圧を検知するためにピンに出ています。もう1つの反転入力は、出力電流を外付け電流センス抵抗を介して検知する「電流」アンプによってドライブされます。電流アンプは、-100mVの電流制限センス電圧を供給する-12.5の固定利得に設定されます。

アンプ出力に現れる誤差信号が外部に引き出されており、周波数補償に使用されます。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。V_CピンをV_Cピン・スレッショ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、LT1512はアイドル・モードになります。

アプリケーション情報

LT1512は、特にSEPICコンバータ・トポロジーを使用するように最適化されたICバッテリー・チャージャ・チップです。SEPICトポロジーには、バッテリー充電に特有の利点があります。バッテリー電圧より高い、等しい、または低い入力電圧で動作し、ターンオフ時のバッテリー放電経路はなく、さらにフライバック設計でスナバ損失が生じません。また、グラウンドを基準とする電流センス・ポイントもあり、バッテリーに直結する必要はありません。図示した2つのインダクタは、実際には1つのインダクタ・コア上に同じ巻線を2つ配置したのですが、2つの別々のインダクタを使用することもできます。

図1のR3の両端に、グラウンドを基準にして電流センス電圧が生成されます。R3を流れる平均電流は、常にバッテリーに供給される電流と等しくなります。バッテリー電圧が出力分割器R1/R2により設定された制限電圧より低い場合、LT1512の電流制限ループはR3の両端の電圧を-100mVにサーボ制御します。したがって、定充電電流は100mV/R3に設定されます。R4とC4は電流信号をフィルタして、I_{FB}ピンに円滑な帰還電圧を供給します。R1とR2はバッテリー電圧検出用の分割器を形成し、バッテリー・フロート電圧を設定します。R2の推奨値は12.4kです。R1は次式から計算されます。

$$R1 = \frac{R2(V_{BAT} - 1.245)}{1.245 + R2(0.3\mu A)}$$

V_{BAT} = バッテリー・フロート電圧

0.3μA = FBピンの標準バイアス電流

R2の12.4kは分割器電流を100μAに設定します。これは、チャージャへの電源がオフのときは、バッテリーの定流出分になります。この流出が大きすぎる場合は、R2を41.2kに増やして分割器電流を30μAに低減することができます。これによって、定電圧フロート・モードでは次式で計算するとおり、約±0.5%の修正不能な誤差が追加されます。

$$V_{BAT \text{ Error}} = \frac{\pm 0.15\mu A(R1)(R2)}{1.245(R1 + R2)}$$

±0.15μA = 公称値0.3μAを中心とする期待FBバイアス電流変動

R2 = 41.2k、R1 = 228k、(V_{BAT} = 8.2V)では、バイアス電流変動による誤差は±0.42%になります。

アプリケーション情報

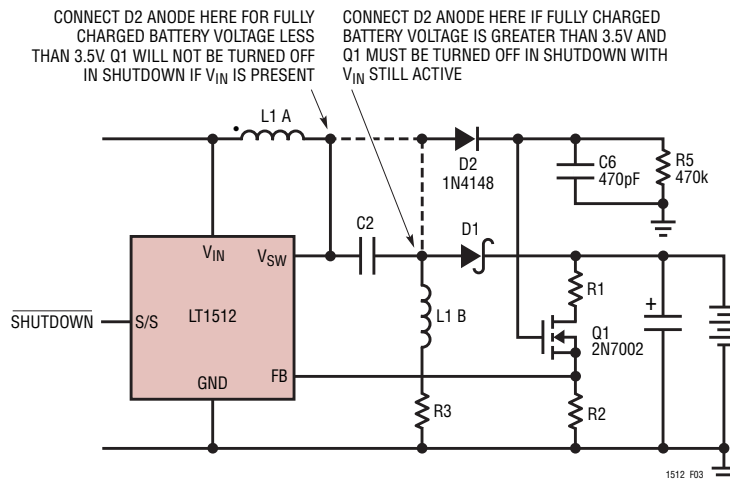


図3. 分割器電流の除去

第2のオプションは、図3に示すように小型NMOSTランジスタによって電圧分割器を切り離すことです。(V_{IN}電圧が2.4Vの最低動作点であっても)トランジスタに十分なドライブを保証するには、FETゲートはD2を介したピーク検出電圧によってドライブします。なお、D2には2つの接続点があります。L1 A接続は電圧分割器が3.5V(フル充電バッテリー)以下に設定される場合に使用してください。ゲート・ドライブはバッテリー電圧+入力電圧に等しくなります。この接続の欠点は、V_{IN}電圧が有効でチャージャがS/Sピンを介してシャットダウンされてもQ1が「オン」状態になることです。L1 B接続によって、V_{IN}がオフまたはシャットダウンを開始する場合にQ1をオフすることができますが、低減されたゲート・ドライブ(= V_{BAT})は、3.5V以下のフル充電バッテリー電圧のQ1オン状態を確保するには不十分です。特にD2をL1 Aに接続する場合、新規デバイスが十分なV_{GS}最大定格を有しない限りQ1の代用としてはなりません。スイッチングが停止すると、C6はゲート・ドライブをフィルタし、R5はゲートを“L”にプルダウンします。

分割器を切り離すと、バッテリーの流出はD1ダイオードのリーク電流だけになります。ダイオードのリーク電流については、「ダイオードの選択」を参照してください。

最大入力電圧

図1の回路の最大入力電圧は、バッテリー電圧によってある程度決まります。SEPICコンバータの最大スイッチ電圧は、出力電圧と入力電圧を加えた電圧になります。LT1512の最大入力電圧は30V、最大スイッチ電圧は40Vであり、最大入力電圧は30Vまたは40V-V_{BAT}のうち低い電圧に制限されます。最大V_{BAT} = 40V-V_{IN}。

シャットダウンと同期

S/Sピンは2つの機能を持ち、シャットダウンと同期を簡単に実行できます。このピンはロジック・レベル互換で、通常動作を実行させるときは“H”にプルアップするかフロートさせておきます。S/Sピンを“L”にすると、シャットダウンが起動し、入力電源電流が12μAに低減されます。スイッチングを同期させるには、S/Sピンを600kHz~800kHzでドライブしてください。

インダクタの選択

L1 AとL1 Bは通常は1つのコア上の2つの同じ巻線ですが、2つの別々のインダクタを使用することができます。標準値は33μHで、約0.25Aのピーク・トゥ・ピーク間インダクタ電流を生じます。これより値が小さいとリップル電流が大きくなり、最大充電電流が低減されます。充電電流が最大充電電流のグラフで示す値より少なくとも20%小さい場合には、15μHを使用できます。これより大きいインダクタンス値では、最大充電電流はわずかに増加しますが、サイズが大きく高価です。KoolMμ、Molypermalloy、Metglasなどの低損失トロイドコアをお勧めします。直列抵抗は、各巻線とも0.1Ω以下でなければなりません。ロッドやバレルなどの「オープン・コア」インダクタは、チャージャ近くの回路に支障をきたすおそれのある強い磁界を発生するのでお勧めできません。

入力コンデンサ

SEPICトポロジーは、他のトポロジーと比べて入力リップル電流が比較的小さく、また高域の高調波が特に小さくなっています。入力コンデンサのRMSリップル電流はL = 33μHで0.1A以下、L = 15μHで0.2A以下となっています。低ESRの22μF、25Vの固体タンタル・コンデンサ(AVX type TPSまたはSprague

アプリケーション情報

type 593D)は、ほとんどのアプリケーションで十分ですが、次の点に注意が必要です。まず、固体タンタル・コンデンサは、低インピーダンス入力ソースがチャージャ入力に対して「活線切換」されると発生するような、非常に大きいターンオン・サージ電流によって破壊されることがあります。この可能性がある場合には、入力コンデンサはできる限り高い電圧定格(可能であれば少なくともサージ入力電圧の倍)のものを使用してください。最終的には、コンデンサの製造元に相談してから決定してください。カップリング・コンデンサに使用するような2.2μFのセラミック・コンデンサも使用できます。これらのコンデンサには、ターンオン・サージ制限がありません。入力コンデンサは、V_{IN}ピンやLT1512近傍のグランド・プレーンに直接接続しなければなりません。

出力コンデンサ

ワーストケースでは、スイッチング出力のリップル電流がすべてバッテリー・チャージャから出力コンデンサに流れると仮定します。これは、バッテリー自体のスイッチング・リップル電流を非常に小さくする必要がある場合に望ましい状況です。フェライト・ビーズまたはライン・チョークをバッテリー・リードに直列に挿入して、EMI問題を起す高周波電流を排除することがよくあります。これによって、すべてのリップル電流を出力コンデンサに流します。コンデンサに流れ込む全RMS電流の最大値は約

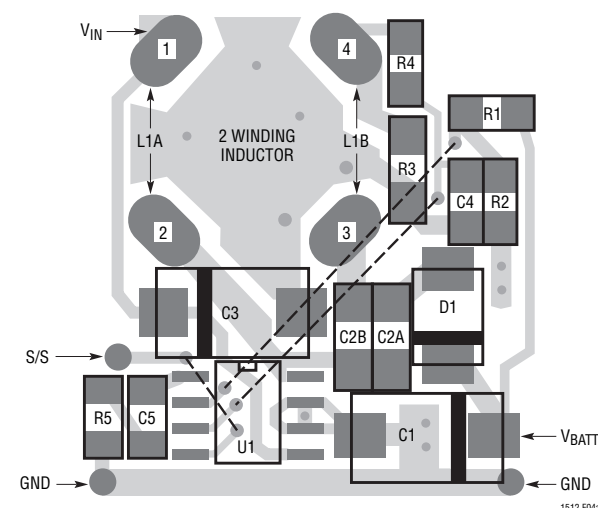
0.5Aで、図1に示す22μF、25Vコンデンサで処理されます。これは、スイッチング・アプリケーション用のAVX type TPSまたはSprague type 593D表面実装タイプの固体タンタル・コンデンサです。十分なリップル電流定格を持っていることを確認しないで、他のタイプに置き換えてはなりません。バッテリーがチャージャの出力に「活線切換」される可能性がある場合は、固体タンタル・コンデンサのサージ制限の詳細について、「入力コンデンサ」を参照してください。

カップリング・コンデンサ

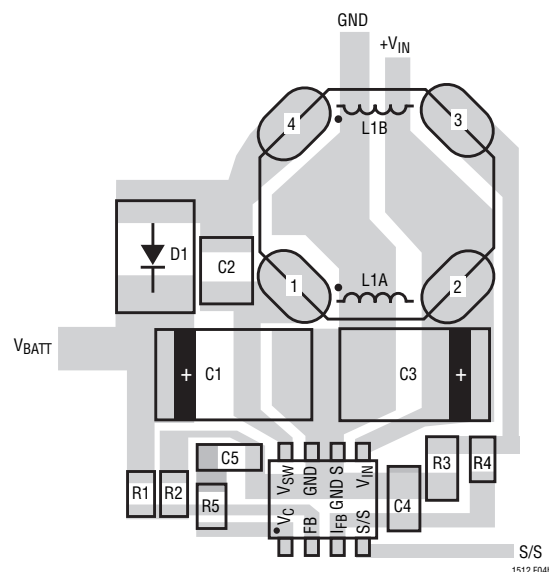
図1のC2は、バッテリー電圧より高いまたは低い入力電圧でSEPICコンバータ・トポロジーを機能させることができるカップリング・コンデンサです。コンデンサのDCバイアスは入力電圧と等しくなります。カップリング・コンデンサのRMSリップル電流の最大値は、フル充電電流時に約0.5Aです。これを計算するための確実な公式は、次のとおりです。

$$I_{COUP(RMS)} = \frac{I_{CHRG}(V_{IN} + V_{BAT})(1.1)}{2(V_{IN})}$$

(1.1は、インダクタ・リップル電流およびその他の損失を処理するためのファッジ係数です)



a. 両面(ビアはグランド・プレーンの裏面に接続されます。破線は裏面の相互接続を示します。位相マージンを増やすためにR5が追加されている場合を除き、デモ・ボードではこのレイアウトを使用します)



b. 片面に置き換えたレイアウト

図4. LT1512に推奨されるクリティカルな熱および電気経路のレイアウト

アプリケーション情報

$I_{CHRG} = 0.5A$ 、 $V_{IN} = 15V$ 、 $V_{BAT} = 8.2V$ では、 $I_{COUP} = 0.43A$ です。

推奨されるコンデンサは、Marconまたはトーキン社製の2.2μFセラミック・コンデンサです。これらのコンデンサは、小型パッケージでESRがきわめて小さく、リップル電流定格が大きくなっています。固体タンタル・コンデンサはリップル電流定格が十分であれば別のコンデンサで代用してもかまいませんが、リップル電流要件を満足させるために、標準値は22μF以上になります。

ダイオードの選択

スイッチング・ダイオードはショットキー・タイプを使用し、順方向および逆方向の回復損失を最小限に抑えてください。平均ダイオード電流は出力充電電流と同じで、1A以下になります。ほとんどのアプリケーションに1Aのダイオードが推奨されますが、充電電流が小さい場合はそれ以下のデバイスも使用できます。**最大ダイオード逆電圧は、入力電圧+バッテリー電圧に等しくなります。**

ダイオードの逆リーク電流は、チャージャのシャットダウン中にはある程度問題になります。このリーク電流はチャージャに電力が供給されていない場合は、バッテリーから直接流出します。高電流ショットキー・ダイオードは、室温でもリーク電流が比較的大きく(2μAから200μA)なります。最新の超低順方向電圧デバイスでは、特にリーク電流が大きくなっています。なお、一部のショットキー・ダイオードの表面実装バージョンでは、スルーホール型デバイスと比較して、リーク電流が10倍にもなるものがありました。これは、表面実装パッケージでは、低順方向電圧プロセスを使用して電力損失を低減しているためと考えられます。いずれの場合にも、最終的にスイッチング・ダイオードを選択する前に、リーク電流仕様を十分に検討してください。ダイオードの製造元は、最大リーク電流を標準リーク電流の10倍高い値に規定する傾向があることに注意してください。製造元に、大量生産デバイスに低リーク電流を規定させることは困難です。これはすべてのバッテリー・チャージャ回路で継続中の問題であり、大半のユーザは標準リーク電流が十分なダイオードで満足しなければなりません、理論的には要求されるバッテリー流出よりもリーク電流が大きいワーストケース条件が存在します。

熱に関する考察

ワーストケース条件でもダイが温度超過にならないよう注意が必要です。S8パッケージの標準熱抵抗は130°C/Wですが、この値は実装方法(銅面積、エアフローなど)に応じて変化します。

平均消費電流(ドライバ電流を含む)は、次のとおりです。

$$I_{IN} = 4mA + \frac{(V_{BAT})(I_{CHRG})(0.024)}{V_{IN}}$$

スイッチの電力損失は、次式から得られます。

$$P_{SW} = \frac{(I_{CHRG})^2(R_{SW})(V_{BAT} + V_{IN})(V_{BAT})}{(V_{IN})^2}$$

R_{SW} = 出力スイッチのオン抵抗

ダイの全電力損失は、次式のとおり消費電流×電源電圧+スイッチの電力損失になります。

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

$V_{IN} = 10V$ 、 $V_{BAT} = 8.2V$ 、 $I_{CHRG} = 0.5A$ 、 $R_{SW} = 0.65\Omega$ の場合、以下ようになります。

$$I_{IN} = 4mA + 10mA = 14mA$$

$$P_{SW} = 0.24W$$

$$P_D = (0.014)(10) + 0.24 = 0.38W$$

S8パッケージの熱抵抗は130°C/Wです(S8パッケージとほぼ同じ実装面積と低い熱抵抗を持つ16ピン・ヒューズリード・パッケージについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください)。ダイの温度上昇は、 $(0.38W)(130°C/W) = 49°C$ です。最大周囲温度60°Cでは、ダイ温度は60°C+49°C = 109°Cとなります。これは125°Cの最大接合部温度よりわずかに低いだけで、このような計算を行うことが大切であることを示しています。

プログラムされた充電電流

LT1512の充電電流は、図5に示すとおりプロセッサからのPWM信号でプログラムできます。C6とD2で、正ロジック信号を負信号に変換するピーク検出器が形成されます。R5の入力

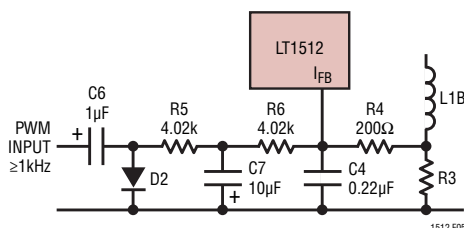


図5. 充電電流の設定

アプリケーション情報

での平均負信号は、プロセッサ V_{CC} レベル×逆PWM比に等しくなります。これは、PWM信号を数百 Ω 以下のソース抵抗でレール・トゥ・レールを振幅するCMOS出力と仮定しています。負電圧は、R5とR6によって電流に変換され、C7でフィルタされます。この電流はR4で乗算され、LT1512の100mVセンス電圧から減算される電圧を発生します。これは V_{CC} とダイオード電圧に誤差があるので、高精度な方法ではありませんが、一般に20%～100%の範囲にわたって優れた再現性(フル充電電流精度に影響しない)を維持しながら充電電流を調整するのに使用できます。ロジック信号の負荷を低減するために、R4を24 Ω から200 Ω に増やしました。これによって、 I_{FB} ピンの入力抵抗5kで3%のフルスケール充電電流(PWM = 0)の増加が生じます。なお、デューティ・サイクル100%ではフル充電電流とな

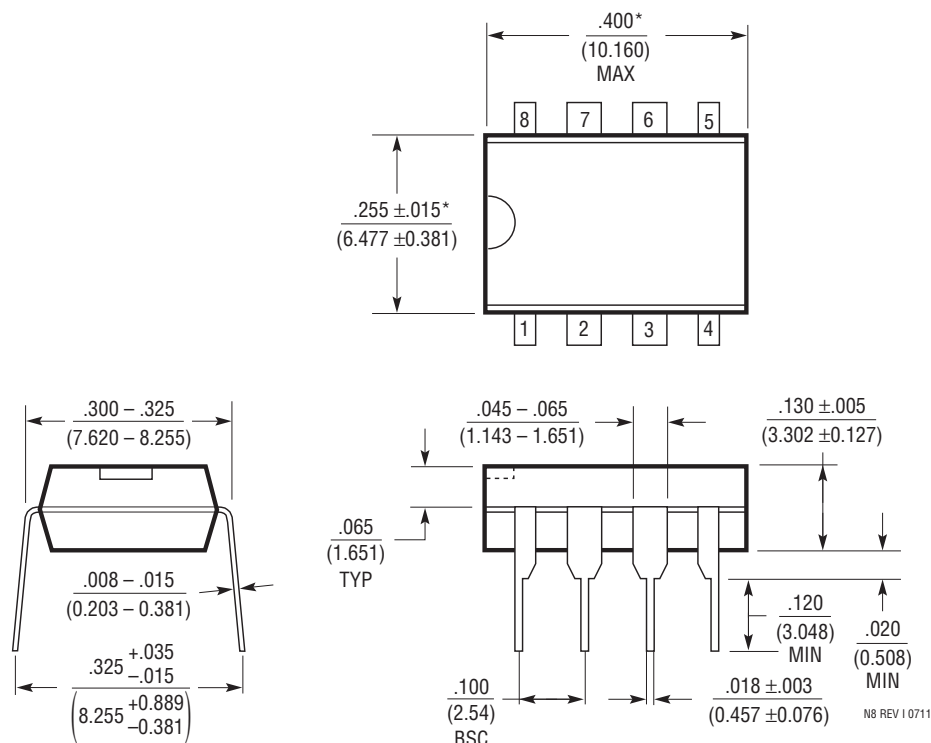
り、非常に低いデューティ・サイクル(特にゼロ!)では正しく動作しません。デューティ・サイクルが非常に低い場合(10%以下)、ピーク検出器がC6をリセットするために有限のアップタイムを必要とするため問題です。

サポート

リニアテクノロジーのフィールド・アプリケーション・エンジニアは、各自回路動作条件を詳細に算定するCADスプレッド・シート・プログラムを持っております。また、アプリケーション部門もいつでもお手伝いできます。追加情報については、LT1372データシートを参照してください。電流アンプ回路を除いて、LT1372はLT1512と同じです。

パッケージ 注記がない限り、寸法はインチ(ミリメートル)。

N8 Package
8-Lead PDIP (Narrow 0.300)
 (LTC DWG # 05-08-1510 Rev I)



注記:

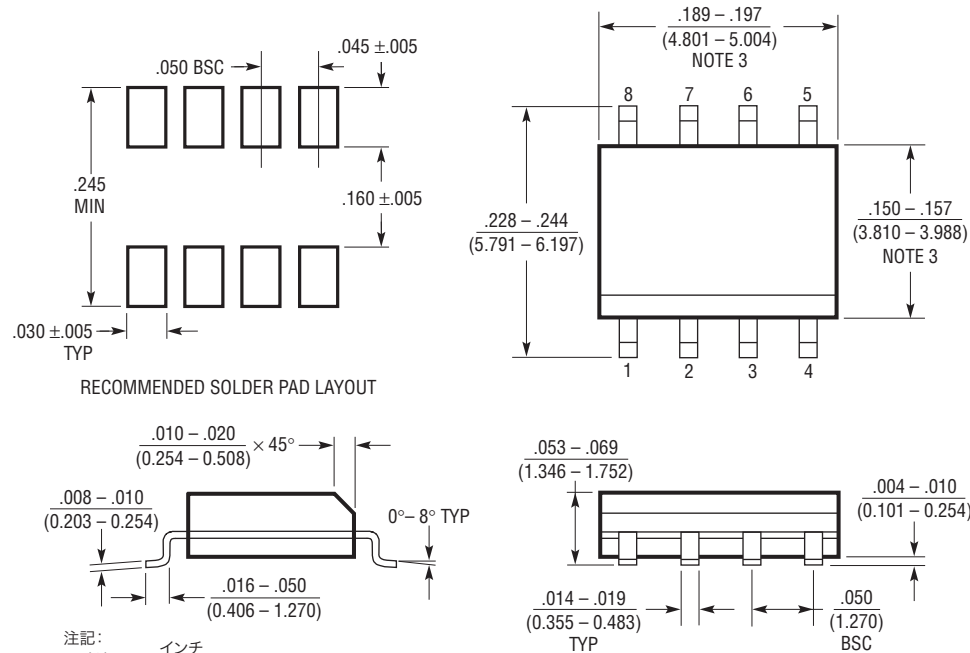
1. 寸法は $\frac{\text{インチ}}{\text{ミリメートル}}$

*寸法にはモールドのバリまたは突出部を含まない

モールドのバリまたは突出部は0.010インチ(0.254mm)を超えないこと

パッケージ 注記がない限り、寸法はインチ(ミリメートル)。

8 Package
8-Lead Plastic Small Outline (Narrow 0.150)
 (LTC DWG # 05-08-1610 Rev G)



- 注記:
 1. 寸法は $\frac{\text{インチ}}{\text{(ミリメートル)}}$
 2. 図は実寸とは異なる
 3. これらの寸法にはモールドのバリまたは突出部を含まない
 モールドのバリまたは突出部は0.006インチ(0.15mm)を超えないこと
 4. ピン1は斜めのエッジかへこみのいずれか

S08 REV G 0212

改訂履歴 (改訂履歴はRev Bから開始)

REV	日付	概要	ページ番号
B	6/14	LM301への入力を変更。	14
C	3/15	インダクタ値の単位を“mH”から“μH”に変更。	1、14

標準的応用例

図6の回路はアダプタ電流制限を行って、バッテリー・チャージャがアダプタを過負荷にしないようにします。また、他のシステム電力がアダプタを過負荷にるところまで増加する場合は、充電電流を低い値に調整します。これによって、LT1512は変動す

るシステム電力レベルとは無関係に、可能な最大速度でバッテリーを充電することができます。ここで使用したLM301オペアンプは、入力が正電源電圧に等しい電圧でも動作できる点が他のデバイスとは異なります。

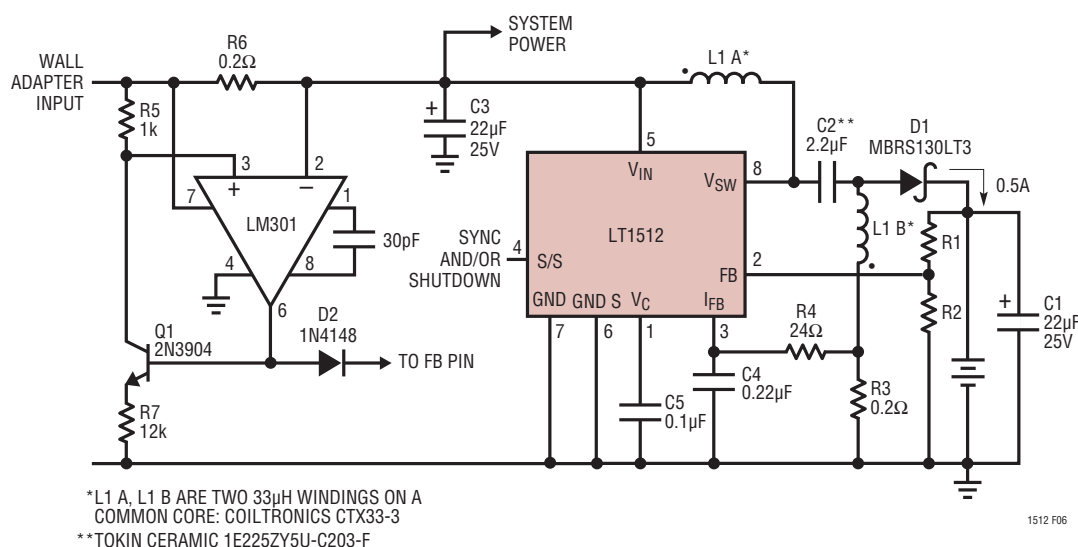


図6. アダプタの電流制限の追加

関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1239	バックアップ・バッテリー・マネージメント・システム	メイン・バッテリー取り外し時のバックアップ・バッテリーの充電とバックアップ・バッテリー出力の安定化
LTC®1325	マイクロプロセッサ制御の バッテリー・マネージメント・システム	ソフトウェア充電プロファイルによるNiCd、NiMHおよび鉛蓄電池の充電、放電、ガスゲージが可能
LT1510	1.5A定電流/定電圧バッテリー・チャージャ	Li-Ion、NiCd、NiMHバッテリー用降圧チャージャ
LT1511	入力電流制限付き、3.0A定電流/定電圧 バッテリー・チャージャ	コンピュータ動作時の充電を可能とし、ACアダプタの過負荷を防止する降圧チャージャ
LT1513	SEPIC定電流/定電圧バッテリー・チャージャ	最大電流が2Aの昇降圧チャージャ
LTC4020	55V昇降圧マルチケミストリ・バッテリー・チャージャ	入力: 4.5V～55V、充電電流: 最大20+A、 出力/充電電圧: 最大55V、リチウムイオン・バッテリーおよびSLAバッテリーの充電終了アルゴリズムを搭載