

定電流 / 定電圧、 入力電流制限付き 3Aバッテリー・チャージャ

特長

- NiCd、NiMH、リチウム充電式電池を充電するための単純なデザイン - 充電電流を抵抗またはDACでプログラム可能
- アダプタ電流ループにより、コンピュータ使用中にも最大充電電流を許容
- 電圧モード充電で0.5%の精度を達成
- 4A内蔵スイッチによる高効率、電流モードPWM
- 5%の充電電流精度
- 可変低電圧ロックアウト
- ACアダプタ取外し時の自動シャットダウン
- 低逆バッテリー消費電流：3 μ A
- バッテリーのいずれの端子でも電流センス可能
- 充電電流ソフト・スタート
- シャットダウン・コントロール

アプリケーション

- NiCd、NiMH、鉛蓄電池、リチウムの再充電可能電池用チャージャ
- 精密電流制限付きスイッチング・レギュレータ

LT、LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。
*1.5AチャージャはLT1510を参照してください。

概要

LT[®]1511電流モードPWMバッテリー・チャージャは、定電流 / 定電圧を必要とするリチウムイオン (Li-Ion)、ニッケル金属水素化物 (NiMH)、ニッケルカドミウム (NiCd) などの最新型の高速充電式電池に対する最も単純かつ効率的なソリューションです。内部スイッチは、3Aの直流電流 (最大電流4A) を供給することができます。フル充電電流を抵抗またはDACによって、5%以内にプログラム可能です。LT1511は、0.5%の基準電圧精度を実現し、Li-Ion電池の臨界定電圧充電要件を満足します。

ACアダプタから流れる電流を安定化するために、第3の制御ループを用意しています。これによって、アダプタを過負荷状態にすることなく、機器の動作とバッテリー充電を同時に行うことができます。アダプタ電流を規定レベル以内に保持するために充電電流が低減されます。

LT1511は1Vから20Vまでのバッテリーを充電できます。電流のグラウンド・センスが不要で、バッテリーの負端子を直接グラウンドに接続できます。動作周波数200kHzの飽和スイッチにより、充電効率の向上とインダクタ・サイズの小型化が可能になります。チップがスリープ・モードに入ると、ウォール・アダプタを取り外したときに3 μ Aしか流さないため、チップとバッテリー間にブロッキング・ダイオードは必要ありません。

TYPICAL APPLICATION

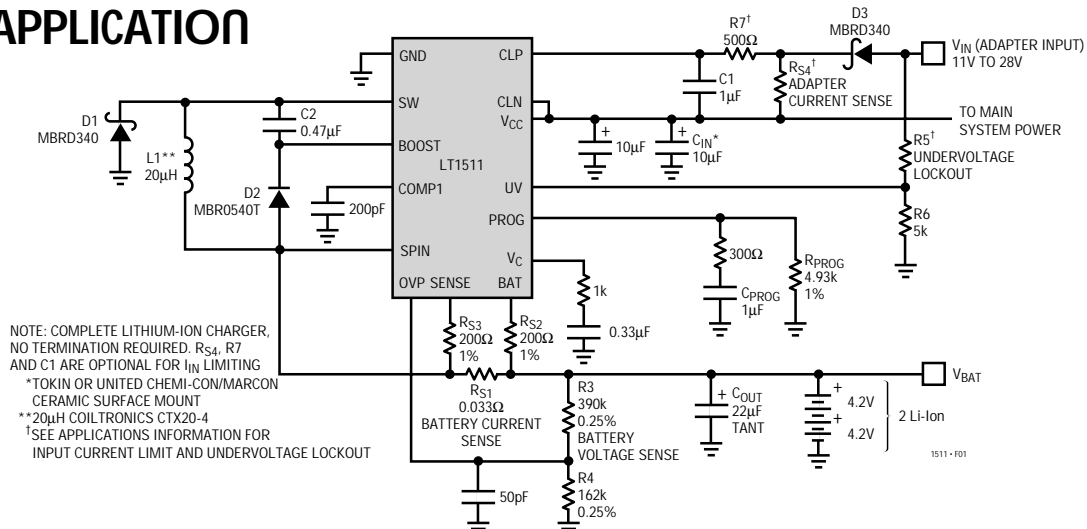


Figure 1. 3A Lithium-Ion Battery Charger

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage (V_{MAX} , CLP and CLN Pin Voltage)	30V
Switch Voltage with Respect to GND	-3V
Boost Pin Voltage with Respect to V_{CC}	25V
Boost Pin Voltage with Respect to GND	57V
Boost Pin Voltage with Respect to SW Pin	30V
V_C , PROG, OVP Pin Voltage	8V
I_{BAT} (Average)	3A
Switch Current (Peak)	4A
Operating Junction Temperature Range	
Commercial	0°C to 125°C
Industrial	-40°C to 125°C
Operating Ambient Temperature	
Commercial	0°C to 70°C
Industrial	-40°C to 85°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

PACKAGE/ORDER INFORMATION

<p>SW PACKAGE 24-LEAD PLASTIC SO WIDE $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 30^{\circ}C/W^{**}$</p>	ORDER PART NUMBER LT1511CSW LT1511ISW
	<p><small>** ALL V_{CC} PINS SHOULD BE CONNECTED TOGETHER CLOSE TO THE PINS</small></p> <p><small>** ALL GND PINS ARE FUSED TO INTERNAL DIE ATTACH PADDLE FOR HEAT SINKING. CONNECT THESE PINS TO EXPANDED PC LANDS FOR PROPER HEAT SINKING. 30°C/W THERMAL RESISTANCE ASSUMES AN INTERNAL GROUND PLANE DOUBLING AS A HEAT SPREADER</small></p>

Consult factory for Military grade parts.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{CC} = 16V$, $V_{BAT} = 8V$, V_{MAX} (maximum operating V_{CC}) = 28V, $R_{S2} = R_{S3} = 200\Omega$ (see Block Diagram), $V_{CLN} = V_{CC}$. No load on any outputs unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Overall						
Supply Current	$V_{PROG} = 2.7V$, $V_{CC} \leq 20V$	●	4.5	6.8	mA	
	$V_{PROG} = 2.7V$, $20V < V_{CC} \leq 25V$	●	4.6	7.0	mA	
Sense Amplifier CA1 Gain and Input Offset Voltage (With $R_{S2} = 200\Omega$, $R_{S3} = 200\Omega$) (Measured across R_{S1})(Note 1)	$8V \leq V_{CC} \leq 25V$, $0V \leq V_{BAT} \leq 20V$ $R_{PROG} = 4.93k$	●	95	100	105	mV
	$R_{PROG} = 49.3k$	●	8	10	12	mV
	$T_J < 0^{\circ}C$		7		12	mV
	$V_{CC} = 28V$, $V_{BAT} = 20V$ $R_{PROG} = 4.93k$	●	90		110	mV
	$R_{PROG} = 49.3k$	●	7		13	mV
	$T_J < 0^{\circ}C$		6		14	mV
V_{CC} Undervoltage Lockout (Switch OFF) Threshold	Measured at UV Pin	●	6	7	8	V
UV Pin Input Current	$0.2V \leq V_{UV} \leq 8V$	●	0.1	5	μA	
UV Output Voltage at UV_{OUT} Pin	In Undervoltage State, $I_{UVOUT} = 70\mu A$	●	0.1	0.5	V	
UV Output Leakage Current at UV_{OUT} Pin	$8V \leq V_{UV}$, $V_{UVOUT} = 5V$	●	0.1	3	μA	
Reverse Current from Battery (When V_{CC} Is Not Connected, V_{SW} Is Floating)	$V_{BAT} \leq 20V$, $V_{UV} \leq 0.4V$		3	15	μA	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{CC} = 16V$, $V_{BAT} = 8V$, V_{MAX} (maximum operating V_{CC}) = 28V, $R_{S2} = R_{S3} = 200\Omega$ (see Block Diagram), $V_{CLN} = V_{CC}$. No load on any outputs unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Overall						
Boost Pin Current	$V_{CC} = 20V$, $V_{BOOST} = 0V$		0.1	10	μA	
	$V_{CC} = 28V$, $V_{BOOST} = 0V$		0.25	20	μA	
	$2V \leq V_{BOOST} - V_{CC} < 8V$ (Switch ON)		6	9	mA	
	$8V \leq V_{BOOST} - V_{CC} \leq 25V$ (Switch ON)		8	12	mA	
Switch						
Switch ON Resistance	$8V \leq V_{CC} \leq V_{MAX}$, $I_{SW} = 3A$, $V_{BOOST} - V_{SW} \geq 2V$	●	0.15	0.25	Ω	
$\Delta I_{BOOST}/\Delta I_{SW}$ During Switch ON	$V_{BOOST} = 24V$, $I_{SW} \leq 3A$		25	35	mA/A	
Switch OFF Leakage Current	$V_{SW} = 0V$, $V_{CC} \leq 20V$ $20V < V_{CC} \leq 28V$	●	2	100	μA	
		●	4	200	μA	
Minimum I_{PROG} for Switch ON		●	2	4	20	μA
Minimum I_{PROG} for Switch OFF at $V_{PROG} \leq 1V$		●	1	2.4		mA
Maximum V_{BAT} for Switch ON		●		$V_{CC} - 2$		V
Current Sense Amplifier CA1 Inputs (Sense, BAT)						
Input Bias Current		●	-50	-125		μA
Input Common Mode Low		●	-0.25			V
Input Common Mode High		●		$V_{CC} - 2$		V
SPIN Input Current			-100	-200		μA
Reference						
Reference Voltage (Note 2)	$R_{PROG} = 4.93k$, Measured at OVP with VA Supplying I_{PROG} and Switch OFF		2.453	2.465	2.477	V
Reference Voltage	All Conditions of V_{CC} , $T_J > 0^\circ C$ $T_J < 0^\circ C$ (Note 3)	●	2.441		2.489	V
		●	2.43		2.489	V
Oscillator						
Switching Frequency			180	200	220	kHz
Switching Frequency	All Conditions of V_{CC} , $T_J > 0^\circ C$ $T_J < 0^\circ C$	●	170	200	230	kHz
		●	160		230	kHz
Maximum Duty Cycle	$T_A = 25^\circ C$	●	85			%
			90	93		%
Current Amplifier CA2						
Transconductance	$V_C = 1V$, $I_{VC} = \pm 1\mu A$		150	250	550	μmho
Maximum V_C for Switch OFF		●		0.6		V
I_{VC} Current (Out of Pin)	$V_C \geq 0.6V$ $V_C < 0.45V$			100		μA
				3		mA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{CC} = 16V$, $V_{BAT} = 8V$, V_{MAX} (maximum operating V_{CC}) = 28V. No load on any outputs unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Voltage Amplifier VA					
Transconductance (Note 2)	Output Current from 50 μ A to 500 μ A	0.25	0.6	1.3	mho
Output Source Current	$V_{OVP} = V_{REF} + 10mV$, $V_{PROG} = V_{REF} + 10mV$	1.1			mA
OVP Input Bias Current	At 0.75mA VA Output Current	●	± 3	± 10	nA
Current Limit Amplifier CL1, $8V \leq$ Input Common Mode					
Turn-On Threshold	0.75mA Output Current	93	100	107	mV
Transconductance	Output Current from 50 μ A to 500 μ A	0.5	1	2	mho
CLP Input Current	0.75mA Output Current, $V_{UV} \geq 0.4V$		0.3	1	μ A
CLN Input Current	0.75mA Output Current $V_{UV} \geq 0.4V$		0.8	2	mA

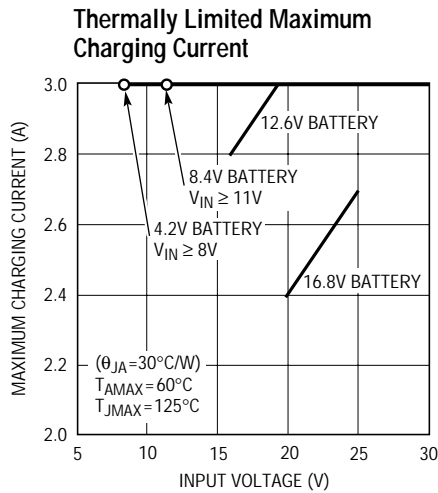
The ● denotes specifications which apply over the full operating temperature range.

Note 1: Tested with Test Circuit 1.

Note 2: Tested with Test Circuit 2.

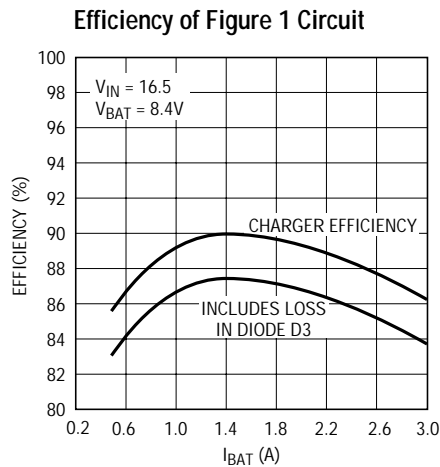
Note 3: A linear interpolation can be used for reference voltage specification between 0°C and -40°C.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

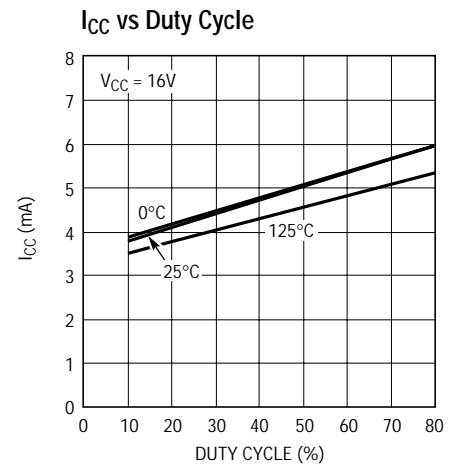


NOTE: FOR 4.2V AND 8.4V BATTERIES MAXIMUM CHARGING CURRENT IS 3A FOR $V_{IN} - V_{BAT} \geq 3V$

1511 • TPC01



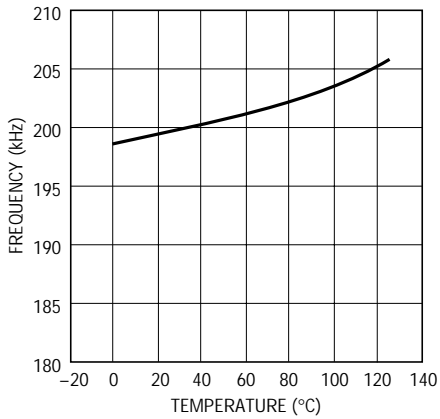
1511 • TPC02



1511 • TPC03

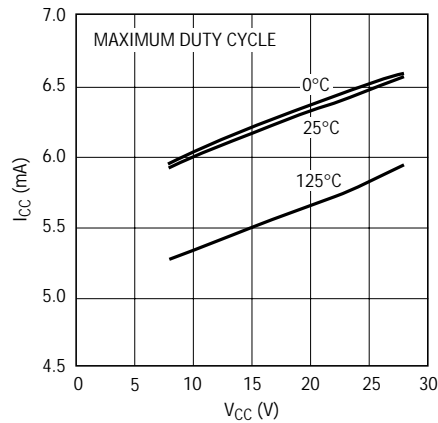
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Switching Frequency vs Temperature



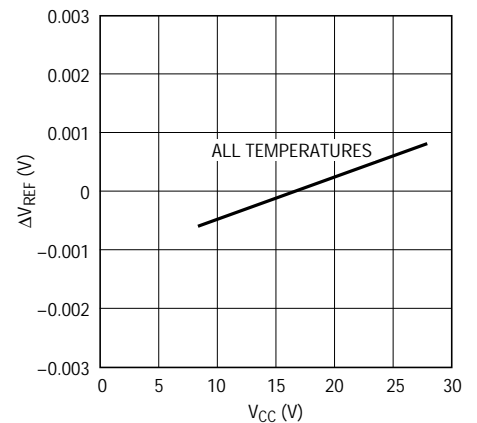
1511 - TPC04

I_{CC} vs V_{CC}



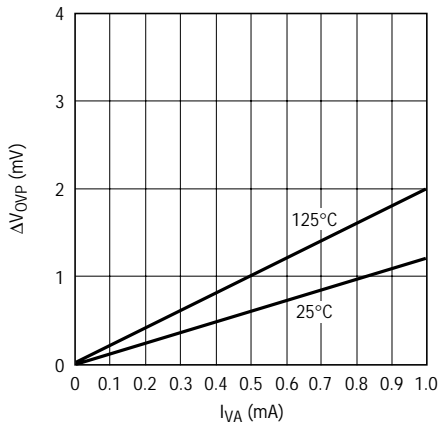
1511 - TPC05

V_{REF} Line Regulation



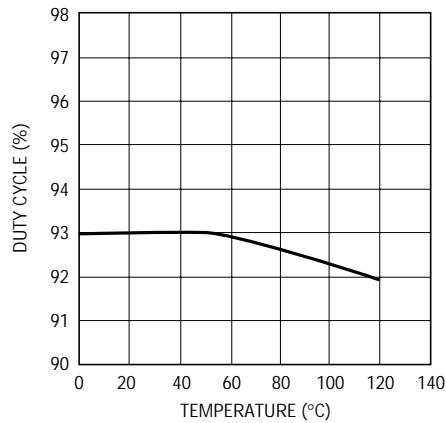
1511 - TPC06

I_{VA} vs ΔV_{OVP} (Voltage Amplifier)



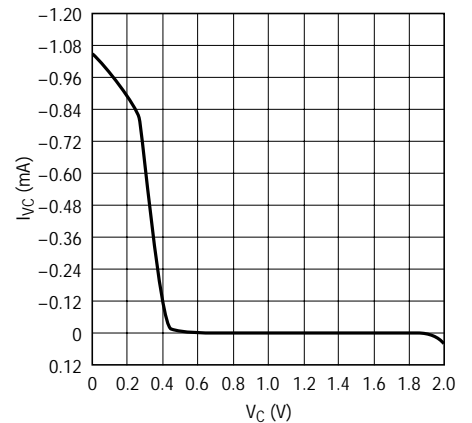
1511 - TPC07

Maximum Duty Cycle



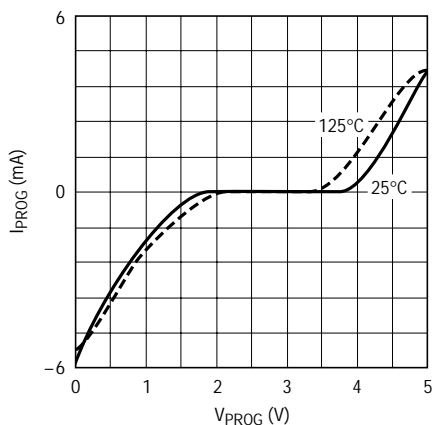
1511 - TPC08

V_C Pin Characteristics



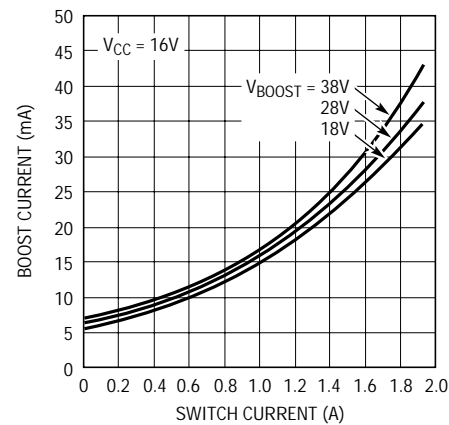
1511 - TPC09

PROG Pin Characteristics



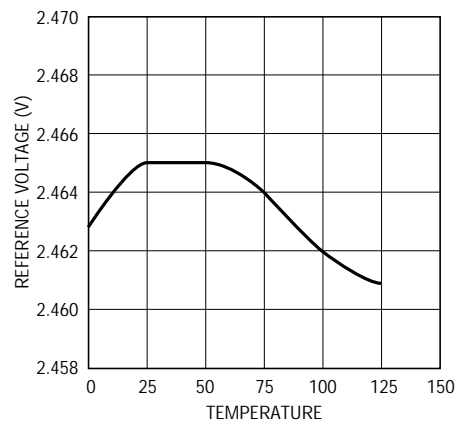
1511 - TPC10

Switch Current vs Boost Current vs Boost Voltage



1511 - TPC11

Reference Voltage vs Temperature



LT1511 - TPC12

ピン機能

GND(ピン1、4、5、7、16、23、24): グランド・ピン
 SW(ピン2): スイッチ出力。SWピンとGNDの近くにリードを短くして、ショットキー・キャッチ・ダイオードを配置しなければなりません。

V_{CC} (ピン20、21、22): これはチップの電源です。適切にバイパスするために、リード長を最小にした20 μ F以上の低ESRコンデンサが必要です。 V_{CC} は、8V~28Vの範囲で少なくとも V_{BAT} から3V以上高くなければなりません。 V_{CC} が7V以下になると、低電圧ロックアウトがスタートし、スイッチングが停止します。SWピンと V_{CC} ピンの間には、内部に寄生ダイオードがあることに注意してください。バッテリーがあるときは、 V_{CC} をSWから0.7V以上低くしてはなりません。3本の V_{CC} ピンはピンの近くでまとめて短絡してください。

BOOST(ピン3): このピンはオン電圧が低く低消費電力であるため、スイッチ・パワーNPNトランジスタのブートストラップと駆動に使用されます。通常の動作では、スイッチ導通時には $V_{BOOST} = V_{CC} + V_{BAT}$ であり、最大許容 V_{BOOST} は55Vです。

SENSE(ピン12): 電流アンプCA1入力。バッテリーのいずれの端子でもセンシングが可能です。

BAT(ピン14): 電流アンプCA1入力。

SPIN(ピン13): このピンは内部アンプCA1のバイアス用です。3Aリチウム・バッテリー・チャージャ回路(図1参照)に示すとおり、 R_{S1} に接続しなければなりません。

PROG(ピン19): このピンは充電電流のプログラミングとシステム・ループ補償用のものです。通常動作中、 V_{PROG} は2.465V付近に保持されます。GNDに短絡すると、スイッチングが停止します。マイクロプロセッサ制御DACを使用して充電電流をプログラムするときは、最大2.465Vに追従して電流をシンクできなければなりません。

V_C (ピン18): これは電流モードPWMの内側ループの制御信号です。0.7Vでスイッチングを開始します。 V_C が高いほど、通常動作中の充電電流も高くなります。グラウンドに0.33 μ F以上のコンデンサを接続すれば、ノイズがフィルタされて、ソフト・スタートの速度を制御します。スイッチングを停止するには、このピンを“L”にプルダウンします。標準出力電流は30 μ Aです。

OVR(ピン8): これは2.465VのスレッシュホールドをもつアンプVAへの入力です。標準入力電流は約3nAです。リチウムイオン・バッテリーを充電するために、VAはバッテリー電圧をモニタして、バッテリー電圧がプリセット値に達すると充電電流を低減します。OVPピンを使用しない場合は接地してください。

UV(ピン6): 低電圧ロックアウト入力。立上り時のスレッシュホールドは6.7Vで、0.5Vのヒステリシスを有します。スイッチングは、低電圧ロックアウトで停止します。チップへの電源(通常はウォール・アダプタ出力)の供給を停止したときは、UVピンを0.7V以下にプルダウンしなければなりません(アダプタ出力からグラウンドに5kの抵抗が必要です)。そうしないと、チップを流れる逆バッテリー電流が3 μ Aではなく約200 μ Aになります。UVピンをフロート状態にしてはなりません。UVピンを抵抗分圧回路なしで V_{IN} に接続すると、内部6.7V低電圧ロックアウトが起動します。

UV_{OUT} (ピン17): これは低電圧ロックアウト・ステータス用のオープン・コレクタ出力です。低電圧状態では“L”になったままです。外部プルアップ低抗を接続すると、有効な V_{CC} で“H”になります。オープン・コレクタNPNのベース・ドライブはCLNピンからくることに注意してください。 UV_{OUT} はCLNが2V以上のときにのみ“L”になったままです。プルアップ電流は100 μ A以下に保持しなければなりません。

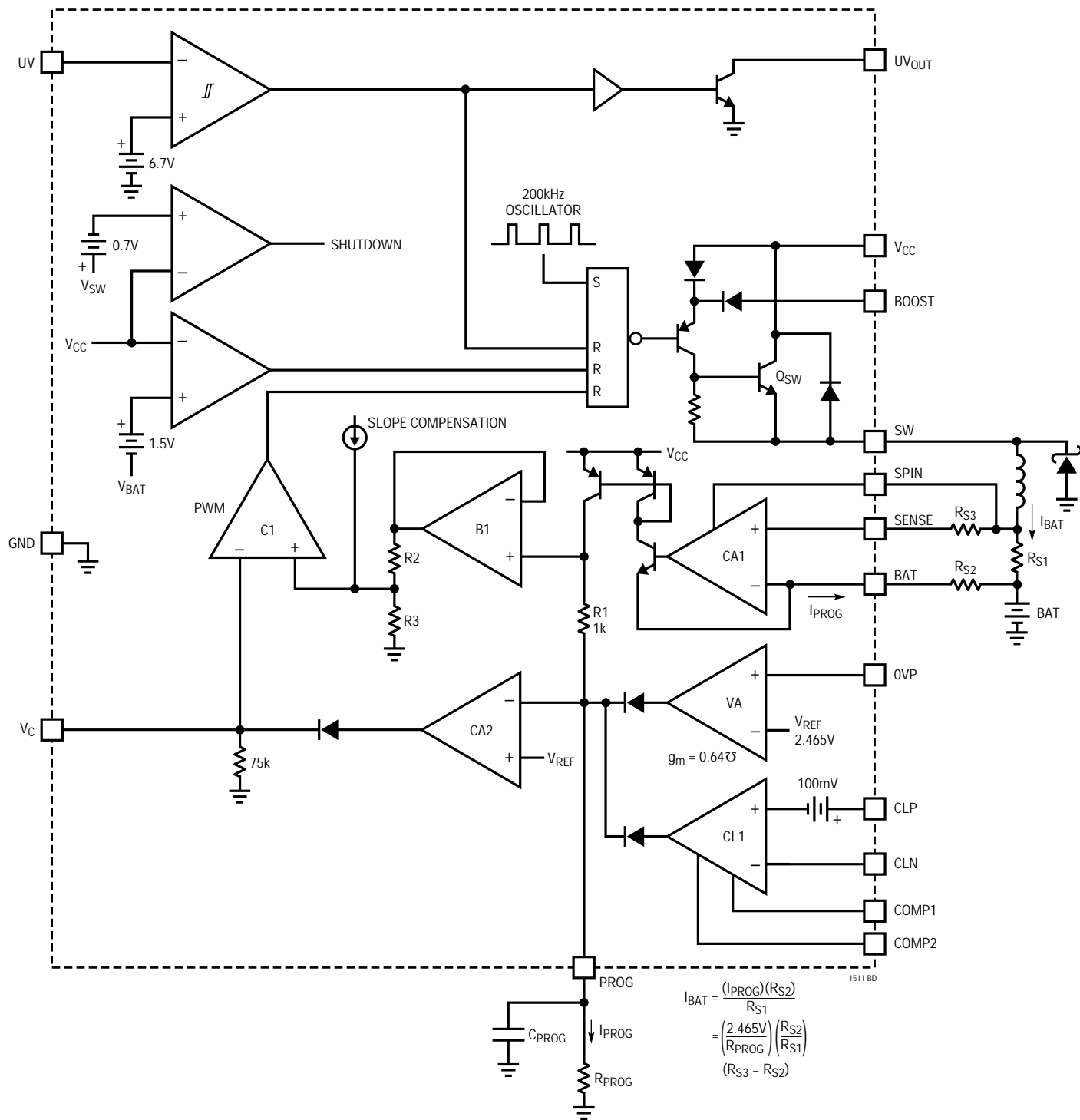
CLP(ピン9): これは電源電流制限アンプCL1への正入力です。スレッシュホールドは、100mVに設定されています。電源電流の制限に使用するときには、200kHzのスイッチング・ノイズをフィルタするためのフィルタが必要です。

CLN(ピン10): これはアンプCL1への負入力です。

COMP1(ピン11): これはアンプCL1の補償ノードです。入力電流アンプCL1を使用する場合は、このピンからグラウンドに200pFのコンデンサが必要です。入力アダプタの電流制限時に、このノードは1Vまで上昇します。外部トランジスタで、COMP1を強制的に“L”にすれば、アンプCL1は動作しなくなります(アダプタ電流制限がなくなります)。COMP1は200 μ Aをソースできます。

COMP2(ピン15): これもアンプCL1の補償ノードです。入力アダプタ電流制限時や定電圧充電時には、最大2.8Vになります。

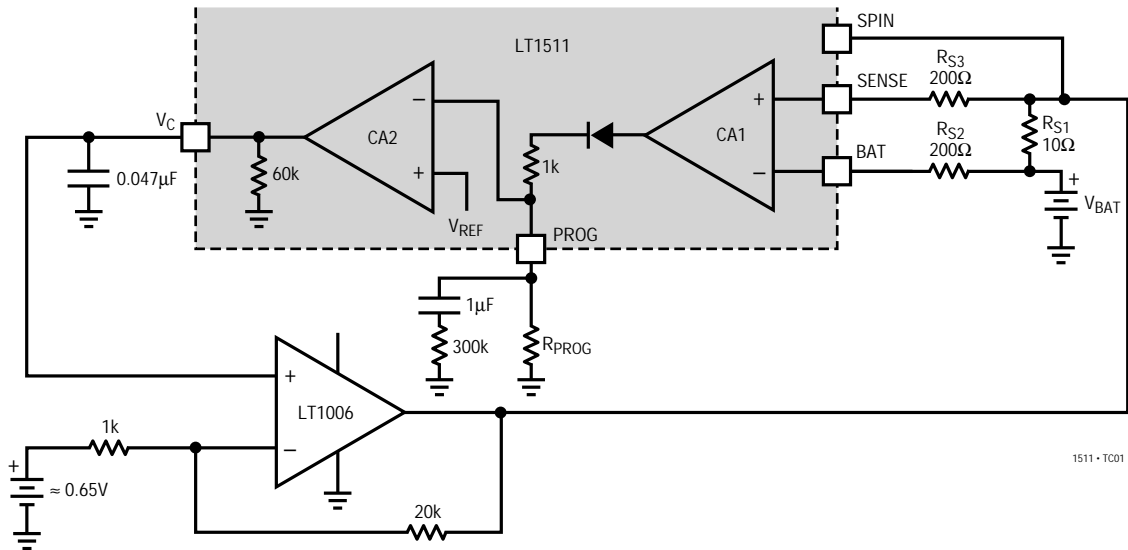
BLOCK DIAGRAM



1511 BD

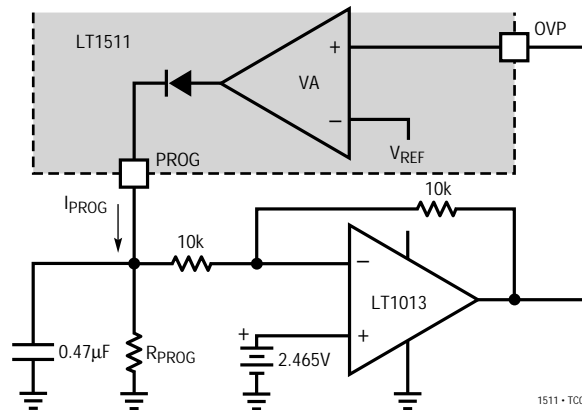
TEST CIRCUITS

Test Circuit 1



1511 • TC01

Test Circuit 2



1511 • TC02

動作

LT1511は電流モード形PWMステップダウン(バック)スイッチャです。バッテリーのDC充電電流がPROGピンで、抵抗 R_{PROG} (またはDAC出力電流)によってプログラムされます(ブロック図参照)。また、アンプCA1は R_{S1} を介して充電電流をより低い電流に変換してPROGピンに供給します。アンプCA2はCA1の出力をプログラムされた電流と比較し、これらが等しくなるようにPWMループを駆動します。平均化コンデンサ C_{PROG} を用いると高いDC精度が実現されます。 I_{PROG} にはACおよびDC成分が含まれていることに注意してください。 I_{PROG} が R_1 を流れるとランプ信号が発生し、この信号がバッファB1およびレベル・シフト抵抗 R_2 および R_3 を介してPWM制御コンパ

レータC1に供給され、電流モードの内側ループを形成します。プースト・ピンはスイッチNPN Q_{SW} を飽和状態に駆動し、電力損失を低減します。定電流及び定電圧充電の両方を必要とするリチウム・イオンのようなバッテリーでは、バッテリー電圧がプリセット・レベルに達すると、0.5%、2.465VリファレンスおよびアンプVAが充電電流を低減します。NiMHやNiCdでは、VAを使用して過電圧保護を行うことができます。入力電圧が現われない場合、入力がバッテリー電圧より0.7Vほど低下するため、チャージャは低電流(標準3μA)スリープ・モードに入ります。チャージャをシャットダウンさせるには、トランジスタを使用して V_C ピンを“L”にプルダウンしてください。

アプリケーション情報

入力および出力コンデンサ

3Aリチウムバッテリー・チャージャ(図1参照)では、入力コンデンサ(C_{IN})にはコンバータのすべての入力スイッチング・リップル電流を吸収させるために、十分なリップル電流定格が必要です。ワーストケースRMSリップル電流は、出力充電電流の1/2になります。実際の容量値はそれほど厳密なものではありません。AVX TPSやSprague 593Dシリーズなどの固形タンタル・コンデンサは、リップル電流定格が高く、比較的小さな表面実装パッケージに収納されていますが、タンタル・コンデンサを入力バイパスに使用するときには注意が必要です。電源を入れたままアダプタをチャージャに装着すると、入力サージ電流が高くなる可能性があります。また、固形タンタル・コンデンサは、きわめて高いターンオン・サージ電流が流れると起こる故障メカニズムがあることが知られています。コンデンサの電圧定格を可能な限り高くすれば、問題も起りにくくなります。使用する前に製造業者にお問い合わせください。代替品にはトーキンあるいはUnited Chemi-Con/Marconなどから供給されている新しい大容量セラミック(5 μ Fから20 μ F)や旧型の代替品、アルミ電解コンデンサがありますが、十分なリップル定格を実現するにはさらに数 μ Fが必要です。三洋電機のOS-CONも使用できます。

出力コンデンサ(C_{OUT})も出力スイッチング電流リップルを吸収させるためのものです。コンデンサを流れる電流の一般式は以下のとおりです。

$$I_{RMS} = \frac{0.29 (V_{BAT}) \left(1 - \frac{V_{BAT}}{V_{CC}}\right)}{(L1)(f)}$$

たとえば、 $V_{CC}=16V$ 、 $V_{BAT}=8.4V$ 、 $L1=20\mu H$ 、そして $f=200kHz$ であれば、 $I_{RMS}=0.3A$ となります。

一般にEMIを配慮すれば、バッテリー・リードのリップル電流を小さくする必要があり、またビーズすなわちインダクタを追加して、200kHzのスイッチング周波数でのバッテリー・インピーダンスを大きくすることができます。スイッチング・リップル電流は、出力コンデンサのESRとバッテリー・インピーダンスに応じて、バッテリーと出力コンデンサに配分されます。 C_{OUT} のESRが0.2で、バッテリー・インピーダンスがビードすなわちインダクタによって4に増大する場合、バッテリーには電流リップルのわずか5%しか流れません。

ソフト・スタート

LT1511は、 V_C ピンに0.33 μ Fのコンデンサを接続するとソフト・スタートを行います。 V_C ピン電圧はスタートアップ時にはすばやく0.5Vまで上昇し、そのあとは内部45 μ Aプルアップ電流および外付けコンデンサで設定される速度で上昇します。 V_C 電圧が0.7Vに達するとバッテリー充電電流が急激に増大し始め、電流は V_C が1.1Vのときに最大になります。0.33 μ Fのコンデンサを使用した場合、最大充電電流に達する時間は約10msであり、チャージャの入力電圧は10ms以内に最大値に達するものと考えられます。長いスタートアップ時間が必要なときは、コンデンサを最高1 μ Fまで増やすことができます。

どのスイッチング・レギュレータでも、入力電圧がタイムアウト周期よりはるかに遅く立ち上がると、従来のタイムベースのソフト・スタートが行えなくなる可能性があります。これはバッテリー・チャージャおよびコンピュータ電源のスイッチング・レギュレータが、負荷に一定量の電力を供給しているためです。入力電圧がソフト・スタート時間に比較して低速で上昇する場合、入力電圧が最終値より十分低ければ、レギュレータは負荷に最大電力を供給しようとし、アダプタは電流制限されると、出力電圧が低いときは最大電力を供給できず、疑似「ラッチ」状態になる可能性があります。疑似「ラッチ」状態では、出力電圧が低いときには、アダプタは電流制限状態になります。たとえば、チャージャとコンピュータの最大負荷電力が30Wの場合、15Vアダプタは2.5Aで電流制限されます。最大電力が供給されているときに、アダプタ電圧が(30W/2.5A=12V)以下に低下すれば、アダプタ電圧は一定の30W負荷によって低い安定状態に達するまで引き下げられてしまい、スイッチング・レギュレータが最大負荷に電力を供給できなくなります。この状態は低電圧ロックアウトを利用すれば回避でき、最大電力を実現可能な最小アダプタ電圧より高く設定されています。

V_{CC} ピンには7Vの固定された低電圧ロックアウトが組み込まれていますが、さらにUVピンからも調整可能なロックアウトが利用できます。 V_C ピンを“L”にクランプすると、内部ロックアウトが実行されます。 V_C ピンはUVピンが6.7Vより高くなるとクランプ状態から解除され、UVピンが6.2V(0.5Vのヒステリシス)より低下すると“L”にプルダウンされます。同時にUV $_{OUT}$ が外付けプルアップ抵抗によって“H”になります。この信号は充電を開始しようとしていることをシステムに警告するのに使用できます。チャージャは、 V_C が解除された約4ms後(0.33 μ Fのコ

アプリケーション情報

ンデンサによって設定されます)に電流の供給を開始します。抵抗分圧器は図2に示すとおり、所要のV_{CC}ロックアウト電圧を設定するのに使用されます。R6の標準値は5kであり、R5は以下の式から求められます。

$$R5 = \frac{R6(V_{IN} - V_{UV})}{V_{UV}}$$

V_{UV} = UVピンの立上りロックアウト・スレッシュホールド

V_{IN} = 最大負荷電力を維持できるチャージャ入力電圧

例：R6=5k、V_{UV}=6.7V、およびV_{IN}を12Vに設定する場合、R5=5k(12V - 6.7V) / 6.7V=4kになります。

図に示すとおり、抵抗分圧器はV_{CC}ピンではなくアダプタ出力に直接接続しなければなりません。そうすれば、アダプタ電圧がないときにバッテリー電流が流れないようにすることができます。UVピンを使用しないときは、アダプタ出力(V_{CC}ピンではない)に接続し、5k以下の抵抗でグラウンドに接続してください。ピンをフロートさせるとバッテリー逆電流が3μAから200μAに増加します。

何かの理由で未使用のUVピンをアダプタ出力に接続できないときには、グラウンドに接続することができます。ピンを接地すると永久的にロックアウト状態になるように思えますが、UV回路はUVピンの電圧が低くなると位相反転して、接地しても機能できます。

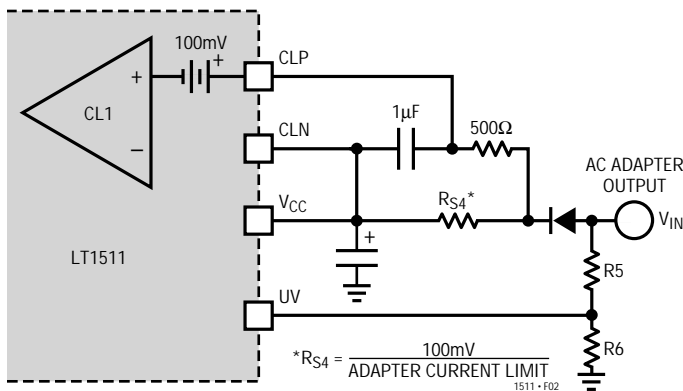


Figure 2. Adapter Current Limiting

アダプタ制限

LT1511の重要な特長の1つは、充電電流をあるレベルに自動的に調整して、ウォール・アダプタの過負荷を回避する機能です。この機能により、この製品は同時に動作することができ、複雑な負荷管理アルゴリズムを使用

することなく複数のバッテリーを充電可能です。さらに、バッテリーはアダプタが正常に機能する最大速度で自動的に充電されます。

この特長は全アダプタ出力電流を感知して、プリセットされたアダプタ電流限界を超えても充電電流を下方修正して実現されます。真のアナログ制御が、閉ループ・フィードバックとともに使用されており、アダプタの負荷電流が限界内に確実に維持されます。図2のアンブCL1は、CLPピンとCLNピン間に接続されたR_{S4}の両端の電圧を感知します。この電圧が100mVを超えるとアンブはプログラムされた充電電流を無視して、アダプタ電流を100mV/R_{S4}に制限します。スイッチング・ノイズを除去するには、500Ωと1μFから成るローパス・フィルタが必要になります。電流制限を使用しない場合は、CLPピンとCLNピンの両方をV_{CC}に接続しなければなりません。

充電電流のプログラミング

充電電流の基本式は以下のとおりです(ブロック図参照)。

$$I_{BAT} = I_{PROG} \left(\frac{R_{S2}}{R_{S1}} \right) = \left(\frac{2.465V}{R_{PROG}} \right) \left(\frac{R_{S2}}{R_{S1}} \right)$$

ただし、R_{PROG}はPROGピンからグラウンドまでの全抵抗です。

センス・アンブCA1をバイアスに使用する場合、R_{S3}はブロック図に示すようにR_{S2}と同じ値にし、SPINはセンス抵抗(R_{S1})に直接接続しなければなりません。

たとえば、3Aの充電電流が必要な場合を考えてみます。R_{S1}の消費電力を低くし、アンブCA1を駆動するのに十分な信号を得るには、R_{S1}=100mV/3A=0.033Ωとなります。これによって、R_{S1}の消費電力が0.3Wに制限されます。R_{PROG}=5Kにすると以下の結果が得られます。

$$R_{S2} = R_{S3} = \frac{(I_{BAT})(R_{PROG})(R_{S1})}{2.465V}$$

$$= \frac{(3A)(5k)(0.033)}{2.465V} = 200\Omega$$

スイッチQ1をR_{PROG}に接続して、I_{PROG}を数kHz高い周波数でパルス幅変調すると、充電電流もプログラムできます(図3参照)。充電電流はスイッチのデューティ・サイクルに比例し、デューティ・サイクルが100%のときに最大になります。

アプリケーション情報

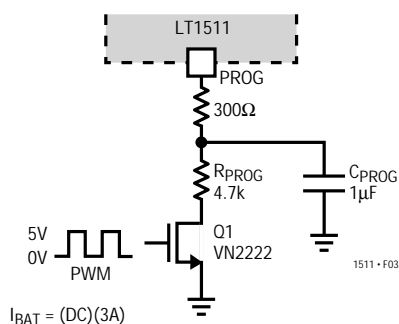


Figure 3. PWM Current Programming

リチウムイオン電池の充電

3Aリチウム・バッテリーチャージャ(図1)は、電池の電圧がR3とR4で設定された制限値に達するまで、リチウムイオン電池を一定の3Aで充電します。次に、チャージャは自動的に定電圧モードになり、電流はバッテリーがフルに充電されるまで、ゼロに向かって減少していきます。これはチャージャが、バッテリーを無限に“フロート”電圧に保持したときのリチウムイオン充電を行う通常の方法です。この場合、全充電の外部センシングは必要ありません。

バッテリー電圧センス抵抗の選択

チャージャがオフになっているときのバッテリー電流を最小限に抑えるために、R3/R4分圧回路を流れる電流を15μAに設定します。OVPピンの入力電流は3nAであり、誤差は無視できます。分圧回路の電流を15μAに設定すると、 $R4 = 2.465 / 15\mu A = 162k$ となります。したがって、以下の値が求められます。

$$R3 = \frac{(R4)(V_{BAT} - 2.465)}{2.465} = \frac{162k(8.4 - 2.465)}{2.465} = 390k$$

一般にリチウム・イオンバッテリーでは、1%から2%のフロート電圧精度が必要です。LT1511のOVP電圧の精度は25では±0.5%であり、その他のすべての温度では±1%です。このため、R3およびR4に対して非常に高精度(0.1%)の抵抗が必要になる可能性があります。実際には充電電流が徐々に低レベルに減少していくため、LT1511の温度はめったに50を超えことはありません。したがって、通常は0.25%の抵抗で全精度の所要レベルが得られます。

電源が投入されるとBATおよびSenseピンから200μAの電流が流出します。充電中にバッテリーが取り除かれ、R3とR4を含む全負荷が200μAを下回ると、ループがスイッチングをターンオフさせても、バッテリー電圧V_{BAT}がV_{CC}までフロートする可能性があります。この状態でV_{BAT}をバッテリー電圧に調整するため、R3およびR4を選択して0.5mAを流せるようにすることができ、またQ3を追加して電源が切断されているときにこれらの抵抗を切り離すことができます(図4)。R5はOVPピンをV_{IN}のあらゆる高周波数ノイズから絶縁します。別の方法としては、ブレークダウン電圧がバッテリー電圧より2~3V高いツェナー・ダイオードを使用して、V_{BAT}電圧をクランプすることです。

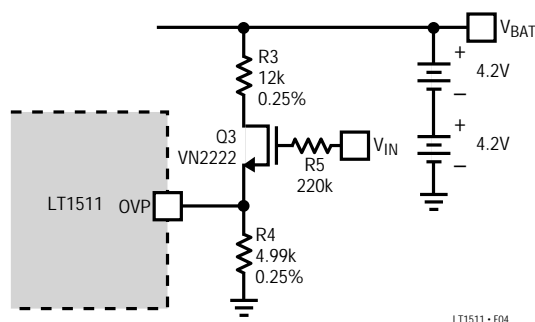


Figure 4. Disconnecting Voltage Divider

一部のバッテリー製造業者は、充電電圧が規定レベル(標準で全電流の10%付近)より低下し、さらに30分から90分のタイムアウト期間が経過した後で定電圧フロートモードを終了するよう推奨しています。これによってバッテリーの寿命を延長できる場合があるため、製造業者に詳細を問い合せてください。図5の回路は充電電流が、400mA以下に低下するのを検出します。このロジック信号を使用してタイムアウト期間を開始し、その後でオープン・コレクタまたはドレインでVCピンを“L”にプルダウンして、LT1511をシャットダウンさせることができます。いくつかの外部手段を用いて、さらに充電が必要かどうかを検出しなければなりません。そうしないと、チャージャが周期的にターンオンして短いフロート電圧サイクルを終了させるおそれがあります。

電流のトリップ・レベルはバッテリー電圧、R1からR3、そしてセンス抵抗(R_{S1})によって決まります。D2によってトリップ・レベルにヒステリシスが生じ、余分なコンパレータの変化を防止します。

アプリケーション情報

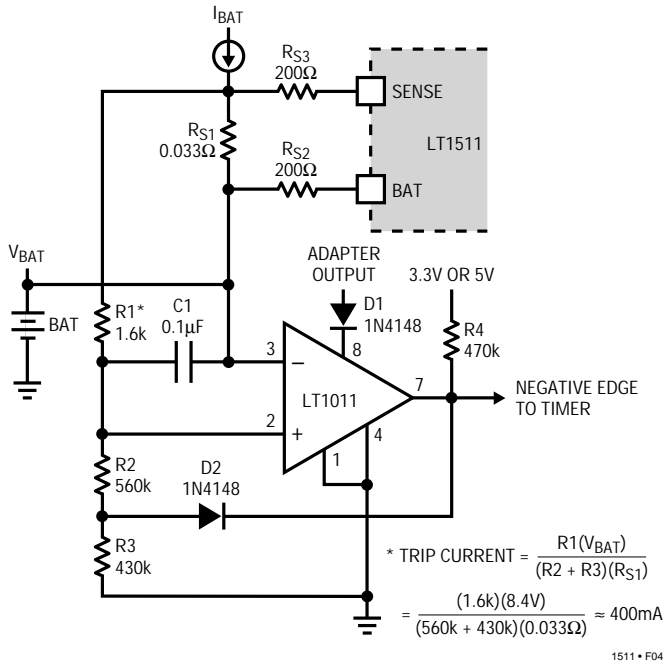


Figure 5. Current Comparator for Initiating Float Time Out

ニッケル・カドミウムおよびニッケル・金属・水素化合物電池の充電

3Aリチウム・バッテリー・チャージャの回路(図1)を変更して、NiCdまたはNiMHバッテリーを充電させることができます。たとえば、Q1がオンのときに2Aが流れ、Q1がオフのときには200mAが流れる2レベルの充電が必要な場合があります。

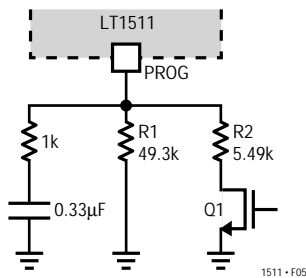


Figure 6. 2-Level Charging

2Aの最大電流では電流センス抵抗 (R_{S1}) を0.05 Ωまで増やし、0.2Aの細流充電でR_{S1}の両端に充電電流精度を維持するのに十分な信号 (10mV) が現われるようにしなければなりません。

2レベル・チャージャでは、R1およびR2は以下の式から求められます。

$$R1 = \frac{(2.465)(4000)}{I_{LOW}} \quad R2 = \frac{(2.465)(4000)}{I_{HI} - I_{LOW}}$$

充電速度が高速なすべてのバッテリー・チャージャでは、バッテリーの最大充電状態を検出して高い充電電流を停止させる何らかの手段が必要です。NiCdバッテリーは一般に、フル充電に近いことを示す温度上昇やバッテリー電圧の低下が検出されるまで、高電流で充電されます。その後で、充電電流はより低い値に低下し、一定細流充電として持続されます。中間の十分満足する電流を一定期間使用して、100%充電時間を短縮することができます。

NiMHバッテリーは化学的にNiCdによく似ていますが、充電に関しては2つの違いがあります。第一に、最大充電に近い時の湾曲特性が、はっきりと異なります。そのためdV/dtを最大充電のインジケータとして使用することが困難であり、バッテリー・パック内の温度センサとともに、温度変化がよく使用されます。第二に、一定細流充電は推奨できない場合があります。代わりに、適当なレベルの電流を時間平均値のパルス・ベース(約1%から5%のデューティ・サイクル)で使用し、一定の低細流の代用としています。充電終結回路については、弊社にお問い合わせください。

過電圧保護が必要な場合は、リチウムイオン充電のセクションで述べた手順に従って、R3とR4を計算しなければなりません。OVPピンは使用しないときは、接地してください。

マイクロプロセッサDAC出力を使用して充電電流を制御する場合、PROGピンに直接接続されているときには、最高2.5Vに応じて電流をシンクする能力が必要です。

熱に関する計算

LT1511を1.5Aを超える充電電流で使用するときは、熱計算を行って接合部温度が125 °Cを超えないように保証しなければなりません。IC内で消費される電力は、バイアスおよびドライバ電流、スイッチ抵抗、そしてスイッチ遷移損失で構成されます。30 Wの熱抵抗を持つSOワイド・パッケージは、多くの状況で最大3Aの充電電流を供給することができます。グラフは代表的性能特性のセクションに示します。

$$P_{BIAS} = (3.5\text{mA})(V_{IN}) + 1.5\text{mA}(V_{BAT})$$

$$+ \frac{(V_{BAT})^2}{V_{IN}} [7.5\text{mA} + (0.012)(I_{BAT})]$$

$$P_{DRIVER} = \frac{(I_{BAT})(V_{BAT})^2 \left(1 + \frac{V_{BAT}}{30}\right)}{55(V_{IN})}$$

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

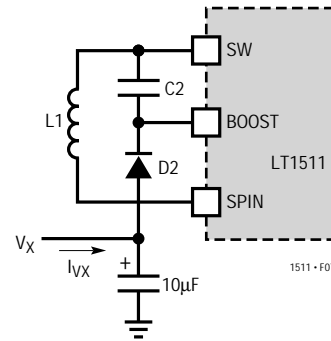


Figure 7. Lower V_{BOOST}

$$P_{DRIVER} = \frac{(3\text{A})(8.4\text{V})(3.3\text{V}) \left(1 + \frac{3.3\text{V}}{30}\right)}{55(15\text{V})} = 0.11\text{W}$$

必要な平均 I_{VX} は、以下のとおりです。

$$\frac{P_{DRIVER}}{V_X} = \frac{0.11\text{W}}{3.3\text{V}} = 34\text{mA}$$

ヒューズド・リード・パッケージはそれらの熱の大半をリードから伝導します。そのため、実用上許される限り、リードの周囲に多くのPCボード銅箔を設けることが重要です。パッケージとボードの組合せの全熱抵抗は、パッケージに接する断面のボード特性に支配されます。つまり、ボード両端の側面の熱抵抗と、ボードから別の銅層の間の垂直熱抵抗が重要なわけです。各層は熱拡散器として機能し、ボードの拡大面積のヒートシンク効率を向上させます。

ボード面積が約20平方インチ以下になると、全ボード面積が重要な要素となります。図8のグラフに、連続した銅プレーンを備えた2層および4層ボードでの熱抵抗対ボード面積を示します。4層ボードの熱抵抗がきわめて低いものの、両タイプともボード面積を小さくすれば急激に熱抵抗が増加することに注意してください。図9に最大電流で動作するチャージャについて、実際に測定したリード温度を示します。バッテリー電圧および入力電圧はデバイスの消費電力に影響するため、データシートの電力計算を使用して、これらの値から別の状況を推定する必要があります。

ボード層を一括して接続するにはバイアスを使用しなければなりません。チャージャ・エリアの下のプレーンはボードの他の部分から切り離すことができ、バイアスと接続して低熱抵抗システムを形成したり、EMIを低減するためのグラウンド・プレーンとして機能させることができます。

R_{sw} =スイッチオン抵抗 ≈ 0.16
 t_{OL} =スイッチの実効オーバーラップ時間 $\approx 10\text{ns}$
 $f=200\text{kHz}$
 例: $V_{IN}=15\text{V}$, $V_{BAT}=8.4\text{V}$, $I_{BAT}=3\text{A}$;

$$P_{BIAS} = (3.5\text{mA})(15) + 1.5\text{mA}(8.4)$$

$$+ \frac{(8.4)^2}{15} [7.5\text{mA} + (0.012)(3)] = 0.27\text{W}$$

$$P_{DRIVER} = \frac{(3)(8.4)^2 \left(1 + \frac{8.4}{30}\right)}{55(15)} = 0.33\text{W}$$

$$P_{SW} = \frac{(3)^2 (0.16)(8.4)}{15} + 10^{-9} (15)(3)(200\text{kHz})$$

$$= 0.81 + 0.09 = 0.9\text{W}$$

I_C の全電力は $0.27 + 0.33 + 0.9 = 1.5\text{W}$ です。

温度上昇は $(1.5\text{W})(30 \text{ }^\circ\text{C/W}) = 45$ になります。この場合、LT1511は7本のヒューズド・グラウンドピンを延長トレースに接続することによって適切にヒートシンクされ、またPCボードには熱拡散のためにバックサイドまたは内部プレーンが備わっているものと仮定しています。

P_{DRIVER} の項は V_{BAT} の代わりに低いシステム電圧(V_{BAT} より低い)に、ブースト・ダイオードD2(図1参照)を接続すると低下させることができます。

$$\text{Then } P_{DRIVER} = \frac{(I_{BAT})(V_{BAT})(V_X) \left(1 + \frac{V_X}{30}\right)}{55(V_{IN})}$$

たとえば、 $V_X=3.3\text{V}$ とすると、

アプリケーション情報

接着されチップ実装されたヒートシンクは、PCボード銅箔が使用できない場合あるいはボード・サイズが小さな中電力アプリケーションにのみ有効です。適切にレイアウトされた手頃なサイズの多層ボードでは、これらはほとんど改善されません。

LT1511バッテリー・チャージャでの高デューティ・サイクルの実現

LT1511の最大デューティ・サイクルは標準で90%ですが、アプリケーションによっては、これでは低すぎる場合もあります。たとえば、18V ±3%アダプタを使用して10個のNiMHセルを充電する場合、チャージャは最大15Vを出力しなければなりません。入力ダイオード、スイッチ抵抗、インダクタ抵抗、および寄生容量で合計1.6Vが失われるため、必要なデューティ・サイクルは $15/16.4 = 91.4\%$ となります。通常のように V_{BAT} を使用せずに、ブースト電圧

を5Vに制限すれば、デューティ・サイクルを93%に拡大できます。ブースト電圧を低くすれば、LT1511での消費電力も低減されるため、一石二鳥といえます。図10の V_X ノードに、3V ~ 6Vの外部ソースを10 μ Fの C_X バイパス・コンデンサとともに接続してください。

ドロップアウトの低下

さらにドロップアウトを低下させたり、ボード上の熱を低減するには、入力ダイオードD3をFETと交換しなければなりません(図11参照)。PチャネルFETを入力ダイオードの両端に接続し、ゲートをバッテリーに接続するのが直接的な方法であり、こうしておけば入力が“L”になったときに、FETがオフに切り替わります。問題はゲートを“L”にして、入力がバッテリー電圧よりもわずかに1~2Vしか高くないときでも、FETがフルにターンオンするようにしなければならないことです。また、ターンオフ・スピードの問題もあります。入力

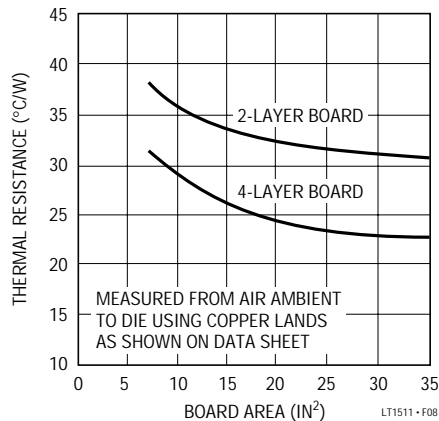


Figure 8. LT1511 Thermal Resistance

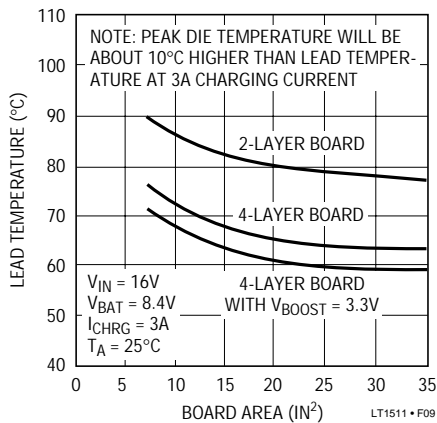


Figure 9. LT1511 Lead Temperature

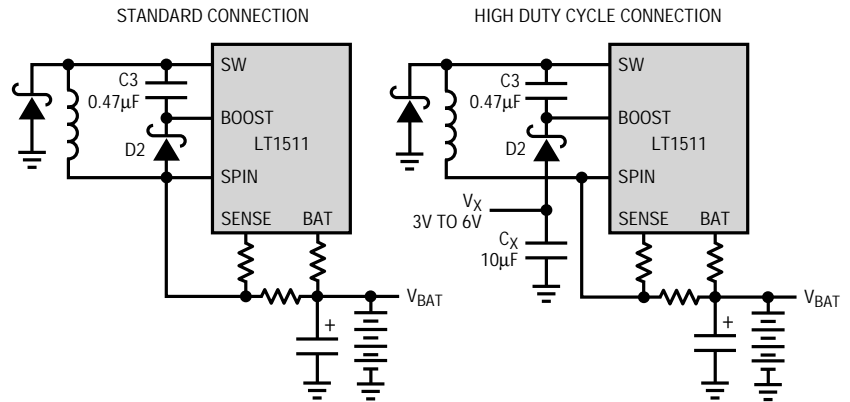


Figure 10. High Duty Cycle

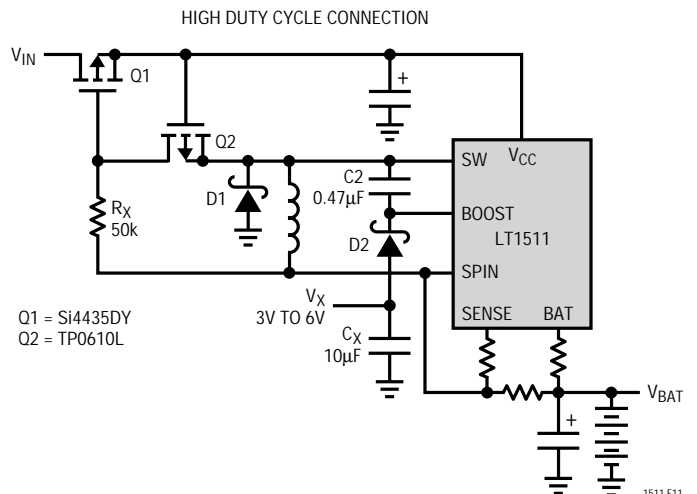


Figure 11. Replacing the Input Diode

アプリケーション情報

が完全に短絡したときには、大電流サージがバッテリーからチャージャを通してFETに逆流しないよう、FETを瞬時にターンオフしなければなりません。ゲート容量によって、ターンオフが遅くなることから、入力短絡時にゲート容量を素早く放電する目的で小型Pチャネル(Q2)を使用しています。Q2のボディ・ダイオードは、通常動作時にQ1のゲートを「L」に維持するのに必要なポンピング動作に役立ちます。Q1とQ2のVGSスペックの制限値は20Vであることに注意してください。これによって、 V_{IN} は最大20Vに制限されます。 V_{IN} が20V以上での低ドロップアウト動作については、弊社にお問い合わせください。

入力ダイオードと電流センス抵抗の接続(オプション)

本データシートの最初のページにある図1の標準アプリケーションでは、1個のダイオードで V_{CC} ピンをアダプタ入力から分離しています。特定の条件において、バッテリーとアダプタの両方から主システム電源を切り離さなければならない場合は、このような単純な接続では対応できないこともあります。特に、アダプタを切り離したりターンオフする場合や、バッテリーからシステム負荷も切り離したほうがよ

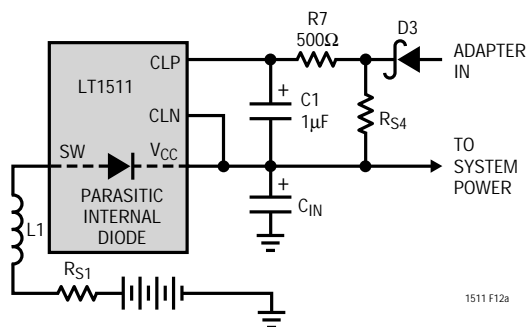


Figure 12a. Standard Connection

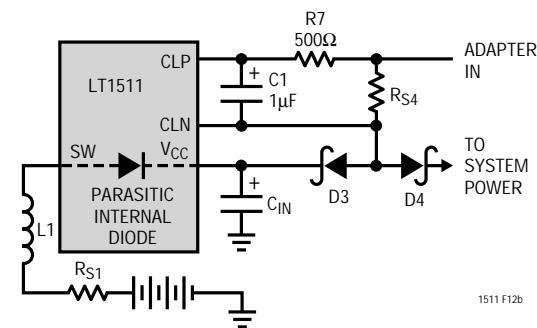


Figure 12b. Modified Input Diode Connection

い場合には、SWピンから V_{CC} ピンへの寄生ダイオードを通してシステムに電源が供給されたままになります。

図12bの回路では、ダイオードD4の追加により、システム電源はバッテリー電流を消費せずに0Vに立ち下がるすることができます。適切な動作を確実に実行させるために、LT1511の電流センス・アンプ入力(CLPおよびCLN)は、 V_{CC} より高い電圧で動作し、パワー・ダウン・アダプタによって入力がグランドに引き込まれたときに、 V_{CC} から電流を消費しないように設計されています。

レイアウトに関する考察

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は10ns以下になります。放射を抑えるには、キャッチ・ダイオード、SWピン、および入力バイパス・コンデンサのリードを可能な限り短くしなければなりません。スイッチング回路の下にグランド・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し、熱拡散パスとして機能させる必要があります。また、すべてのグランド・ピンを延長トレースに接続して、低熱抵抗を実現してください。スイッチ、キャッチ・ダイオード、および入力コンデンサを含む高速高電流グランド・パスは短くしてください。キャッチ・ダイオードと入力コンデンサはチップの近くに配置して、同一ポイントに終端しなければなりません。このパスには、立上りおよび立下り時間が数nsで数アンペアの電流が流れます。他のパスにはDCまたは200kHz、あるいはその両方の3波が含まれますが、それほど重要ではありません。図10に厳密なパス・レイアウトを示します。また、図13に高速・高電流スイッチング・パスを示します。また、図14にクリティカル・パスのレイアウトを示します。実際のLT1511回路のPCBレイアウトやゲルバー・ファイルについては、弊社にお問い合わせください。

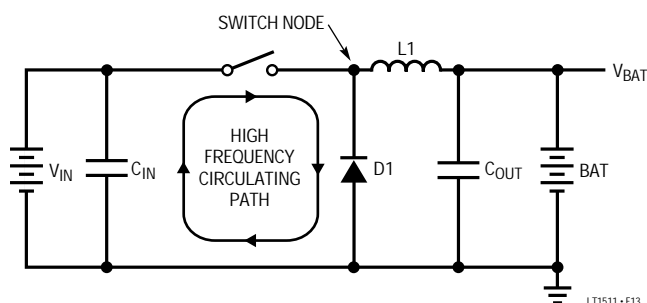
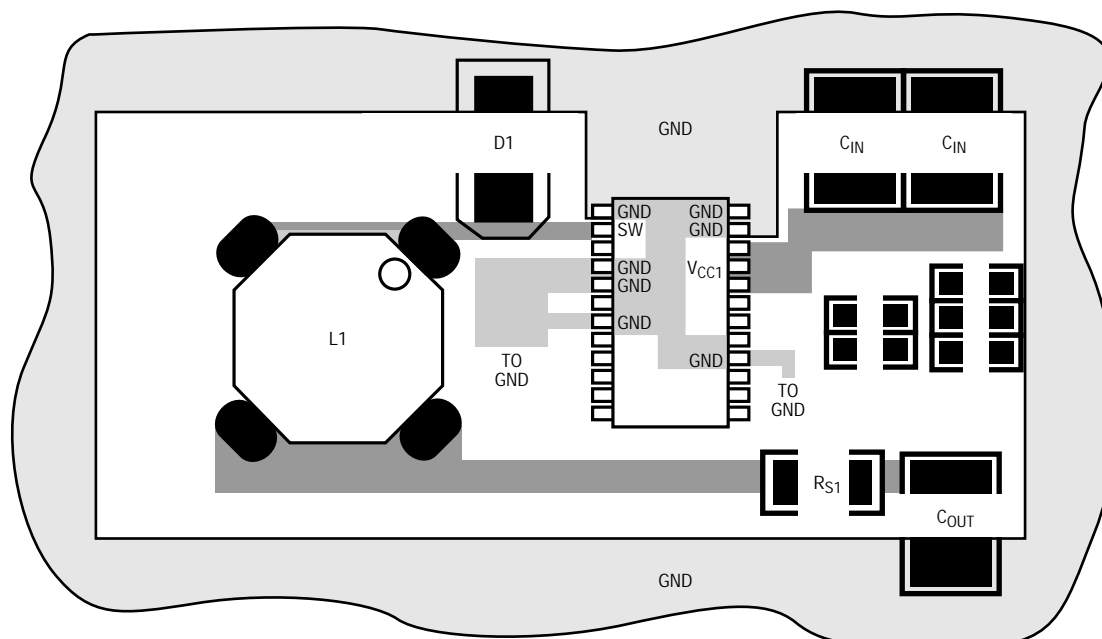


Figure 13. High Speed Switching Path

APPLICATIONS INFORMATION



NOTE: CONNECT ALL GND PINS TO EXPANDED PC LANDS FOR PROPER HEAT SINKING

LT1511 - F14

Figure 14. Critical Electrical and Thermal Path Layout

RELATED PARTS

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LTC [®] 1325	Microprocessor-Controlled Battery Management System	Can Charge, Discharge and Gas Gauge NiCd and Lead-Acid Batteries with Software Charging Profiles
LT1372/LT1377	500kHz/1MHz Step-Up Switching Regulators	High Frequency, Small Inductor, High Efficiency Switchers, 1.5A Switch
LT1376	500kHz Step-Down Switching Regulator	High Frequency, Small Inductor, High Efficiency Switcher, 1.5A Switch
LT1510	Constant-Voltage/Constant-Current Battery Charger	Up to 1.5A Charge Current for Lithium-Ion, NiCd and NiMH Batteries
LT1512	SEPIC Battery Charger	V _{IN} Can Be Higher or Lower Than Battery Voltage

LT/GP 0796 REV A 7K • PRINTED IN USA