

特長

- NiCd、NiMH、およびリチウムイオン・バッテリーを充電
わずか1本の1/10W抵抗で充電電流をプログラム可能
- 1.5A内蔵スイッチとセンス抵抗を備えた高効率、電流
モードPWM
- 標準3%精度の充電電流
- 電圧モード充電または過電圧保護用の高精度0.5%電
圧リファレンス
- バッテリのいずれの端子でも電流センス可能
- 低逆バッテリー消費電流：3 μ A
- 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、およびリチウム電池の充電
- 高精度可変電流制限付きステップダウン・スイッチン
グ・レギュレーター

概要

LT[®]1510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)*等

の最新型的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、1.5Aの直流電流(最大電流2A)を供給することができます。0.1 Ω のオンボード電流センス抵抗によって、充電電流のプログラミングが非常に簡単になります。一本の抵抗(またはDACからのプログラミング電流)だけで、フル充電電流(1.5A)を5%以内の精度に設定することができます。LT1510は、0.5%の基準電圧精度を実現し、リチウム電池の臨界定電圧充電要件を満足します。

LT1510は、2V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・サイズの小量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・タイオードは必要ありません。また、ソフトスタートとシャットダウン機能も備えています。LT1510は熱抵抗が50 $^{\circ}$ C/Wの16ピン・ヒューズド・リードのパワーSOパッケージ、8ピンSOおよび16ピンPDIPで供給されます。

LT、LTC、LTはリアテクノロジー社の登録商標です。
 *NiCdおよびNiMHバッテリーには充電終結回路(図1には記載なし)が必要です。

TYPICAL APPLICATIONS

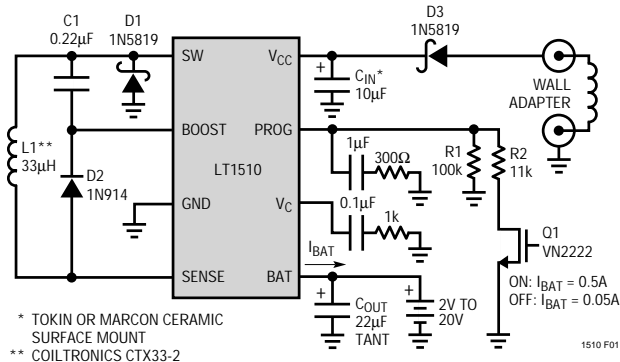


Figure 1. Charging NiMH or NiCd Batteries
 (Efficiency at 0.5A \approx 90%)

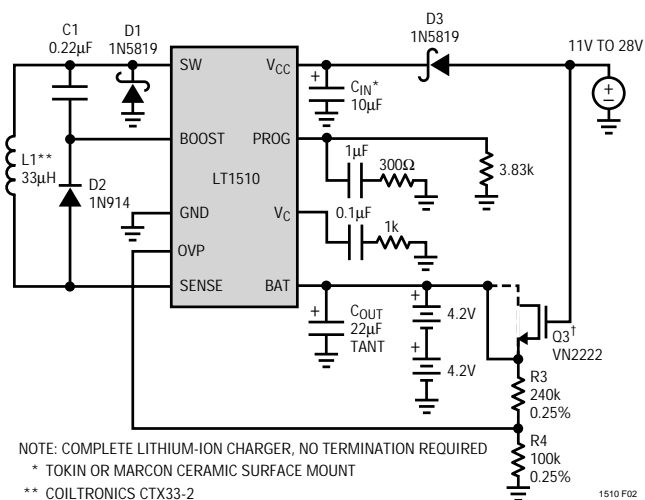
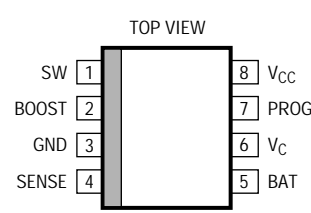
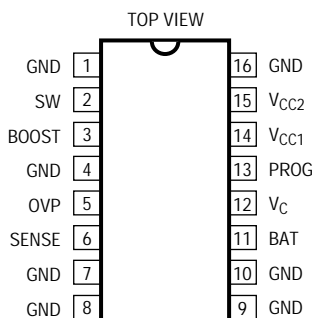


Figure 2. Charging Lithium Batteries (Efficiency at 1.3A > 87%)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage (V_{MAX})	30V	Operating Ambient Temperature Range	
Switch Voltage with Respect to GND	-3V	LT1510C (Note 7)	0°C to 70°C
Boost Pin Voltage with Respect to V_{CC}	30V	LT1510I	-40°C to 85°C
Boost Pin Voltage with Respect to GND	-5V	Operating Junction Temperature Range	
V_C , PROG, OVP Pin Voltage	8V	LT1510C (Note 7)	-20°C to 125°C
I_{BAT} (Average)	1.5A	LT1510I	-40°C to 125°C
Switch Current (Peak)	2A	Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
		Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C

PACKAGE/ORDER INFORMATION

 <p>TOP VIEW</p> <p>SW 1, BOOST 2, GND 3, SENSE 4, V_{CC} 8, PROG 7, V_C 6, BAT 5</p> <p>S8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC SO</p> <p>$T_{JMAX} = 125^{\circ}C, \theta_{JA} = 125^{\circ}C/W$</p>	ORDER PART NUMBER	 <p>TOP VIEW</p> <p>N PACKAGE 16-LEAD PDIP</p> <p>S PACKAGE* 16-LEAD PLASTIC SO</p> <p>$T_{JMAX} = 125^{\circ}C, \theta_{JA} = 75^{\circ}C/W$ (N) $T_{JMAX} = 125^{\circ}C, \theta_{JA} = 50^{\circ}C/W$ (S)*</p>	ORDER PART NUMBER
	LT1510CS8 LT1510IS8		LT1510CN LT1510CS LT1510IN LT1510IS
	S8 PART MARKING		
	1510 1510I		<p>* V_{CC1} AND V_{CC2} SHOULD BE CONNECTED TOGETHER CLOSE TO THE PINS.</p> <p>FOUR CORNER PINS ARE FUSED TO INTERNAL DIE ATTACH PADDLE FOR HEAT SINKING. CONNECT THESE FOUR PINS TO EXPANDED PC LANDS FOR PROPER HEAT SINKING.</p>

Consult factory for Military grade parts.

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	
Overall						
Supply Current	$V_{PROG} = 2.7V, V_{CC} \leq 20V$	●	2.90	4.3	mA	
	$V_{PROG} = 2.7V, 20V < V_{CC} \leq V_{MAX}$	●	2.91	4.5	mA	
DC Battery Current, I_{BAT} (Note 1)	$8V \leq V_{CC} \leq 25V, 0V \leq V_{BAT} \leq 20V, T_J < 0^{\circ}C$	●	0.91	1.09	A	
	$R_{PROG} = 4.93k$	●	0.93	1.0	1.07	A
	$R_{PROG} = 3.28k$ (Note 4)	●	1.35	1.5	1.65	A
	$R_{PROG} = 49.3k$	●	75	100	125	mA
	$T_J < 0^{\circ}C$	●	70	130	mA	
	$V_{CC} = 28V, V_{BAT} = 20V$	●	0.93	1.0	1.07	A
	$R_{PROG} = 4.93k$	●	75	100	125	mA
Minimum Input Operating Voltage	Undervoltage Lockout	●	6	7	8	V
Reverse Current from Battery (When V_{CC} Is Not Connected, V_{SW} Is Floating)	$V_{BAT} \leq 20V, 0^{\circ}C \leq T_J \leq 70^{\circ}C$	●	3	15	μA	
Boost Pin Current	$V_{CC} - V_{BOOST} \leq 20V$	●	0.10	20	μA	
	$20V < V_{CC} - V_{BOOST} \leq 28V$	●	0.25	30	μA	
	$2V \leq V_{BOOST} - V_{CC} \leq 8V$ (Switch ON)	●	6	11	mA	
	$8V < V_{BOOST} - V_{CC} \leq 25V$ (Switch ON)	●	8	14	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
Switch						
Switch ON Resistance	$V_{CC} = 10V$ $I_{SW} = 1.5A$, $V_{BOOST} - V_{SW} \geq 2V$ (Note 4) $I_{SW} = 1A$, $V_{BOOST} - V_{SW} < 2V$ (Unboosted)	● ●		0.3	0.5 2.0	Ω Ω
$\Delta I_{BOOST}/\Delta I_{SW}$ During Switch ON	$V_{BOOST} = 24V$, $I_{SW} \leq 1A$			20	35	mA/A
Switch OFF Leakage Current	$V_{SW} = 0V$, $V_{CC} \leq 20V$ $20V < V_{CC} \leq 28V$	● ●		2 4	100 200	μA μA
Maximum V_{BAT} with Switch ON		●			$V_{CC} - 2$	V
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
Current Sense Amplifier Inputs (SENSE, BAT)						
Sense Resistance (R_{S1})				0.08	0.12	Ω
Total Resistance from SENSE to BAT (Note 3)				0.2	0.25	Ω
BAT Bias Current (Note 5)	$V_C < 0.3V$ $V_C > 0.6$			-200 700	-375 1300	μA μA
Input Common Mode Limit (Low)		●	-0.25			V
Input Common Mode Limit (High)		●			$V_{CC} - 2$	V
Reference						
Reference Voltage (Note 1) S8 Package	$R_{PROG} = 4.93k$, Measured at PROG Pin	●	2.415	2.465	2.515	V
Reference Voltage (Note 2) 16-Pin	$R_{PROG} = 3.28k$, Measured at OVP with VA Supplying I_{PROG} and Switch OFF		2.453	2.465	2.477	V
Reference Voltage Tolerance, 16-Pin Only	$8V \leq V_{CC} \leq 28V$, $0^\circ C \leq T_J \leq 70^\circ C$ $8V \leq V_{CC} \leq 28V$, $0^\circ C \leq T_J \leq 125^\circ C$ $8V \leq V_{CC} \leq 28V$, $T_J < 0^\circ C$	● ● ●	2.446 2.441 2.430	2.465	2.480 2.489 2.489	V V V
Oscillator						
Switching Frequency			180	200	220	kHz
Switching Frequency Tolerance	All Conditions of V_{CC} , Temperature $T_J < 0^\circ C$	● ●	170 160	200	230 230	kHz kHz
Maximum Duty Cycle	$T_A = 25^\circ C$	●	85 90		93	% %

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: Sense resistor R_{S1} and package bond wires.

Note 4: Applies to 16-pin only. 8-pin packages are tested at 1A.

Note 5: Current ($\approx 700\mu A$) flows into the pins during normal operation and also when an external shutdown signal on the V_C pin is greater than 0.3V. Current decreases to $\approx 200\mu A$ and flows out of the pins when external shutdown holds the V_C pin below 0.3V. Current drops to near zero when input voltage collapses. See External Shutdown in Applications Information section.

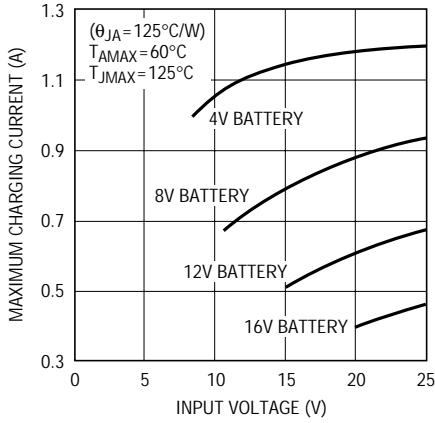
Note 6: A linear interpolation can be used for reference voltage specification between $0^\circ C$ and $-40^\circ C$.

Note 7: Commercial device electrical specifications are guaranteed over $0^\circ C$ to $125^\circ C$ junction temperature range and $0^\circ C$ to $70^\circ C$ ambient temperature range. These parts are also designed, characterized and expected to operate over the $-20^\circ C$ to $85^\circ C$ extended ambient temperature range, but are not tested at $-20^\circ C$ or $85^\circ C$. Devices with full guaranteed electrical specifications over the ambient temperature range $-40^\circ C$ to $85^\circ C$ are available as industrial parts with an "I" suffix.

Maximum allowable ambient temperature may be limited by power dissipation. Parts may not necessarily be operated simultaneously at maximum power dissipation and maximum ambient temperature. Temperature rise calculations must be done as shown in the Applications Information section to ensure that maximum junction temperature does not exceed the $125^\circ C$ limit. With high power dissipation, maximum ambient temperature may be less than $70^\circ C$.

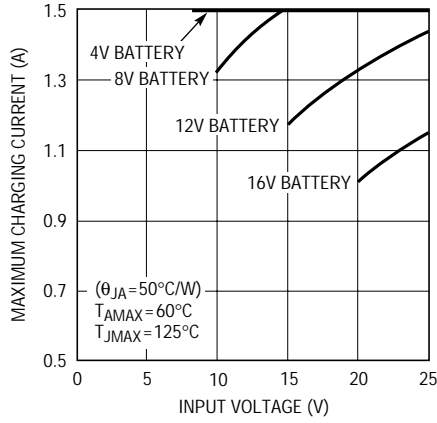
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Thermally Limited Maximum Charging Current, 8-Pin SO



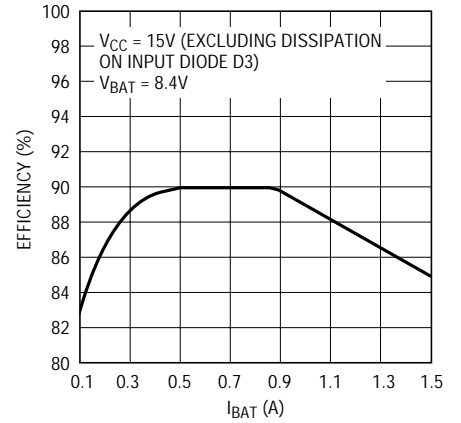
1510 G12

Thermally Limited Maximum Charging Current, 16-Pin SO



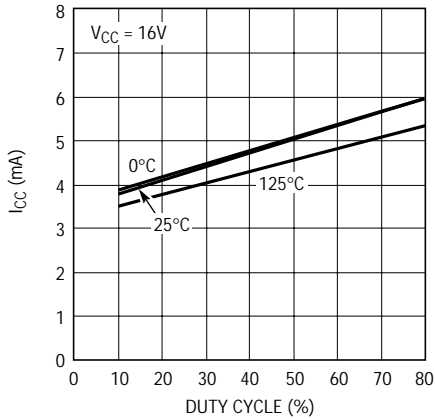
1510 G13

Efficiency of Figure 2 Circuit



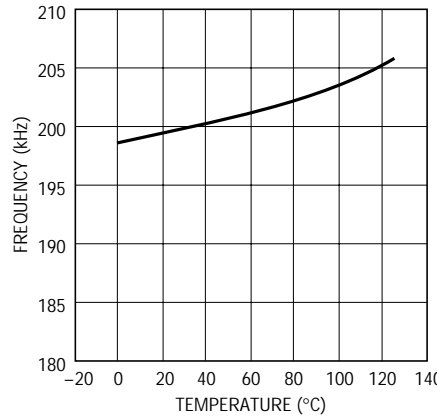
1510 G01

I_{CC} vs Duty Cycle



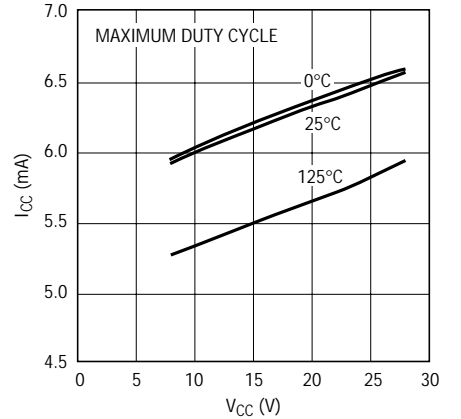
1510 G04

Switching Frequency vs Temperature



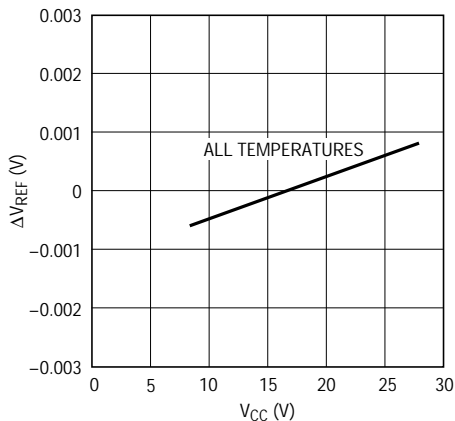
1510 G05

I_{CC} vs V_{CC}



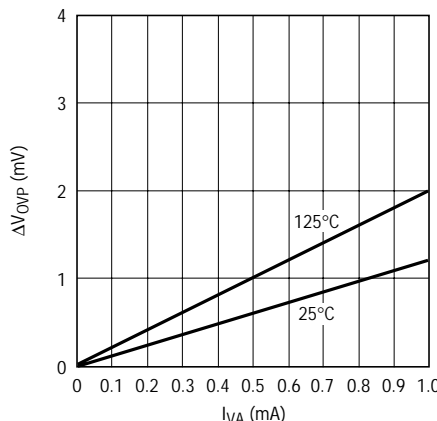
1510 G03

V_{REF} Line Regulation



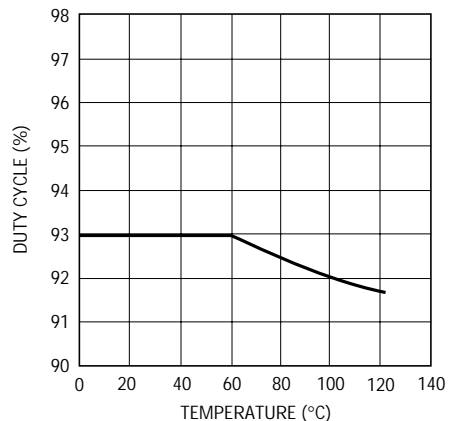
1510 G02

I_{VA} vs delta V_{OVP} (Voltage Amplifier)



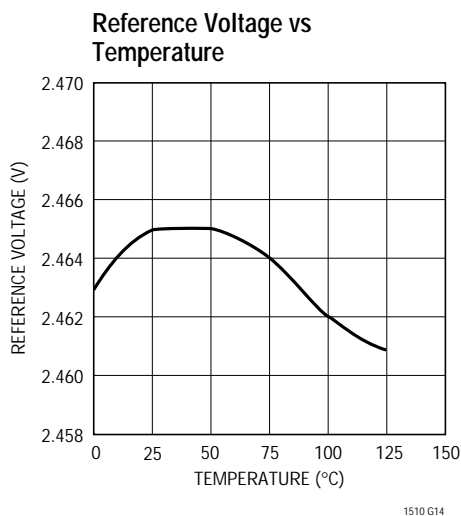
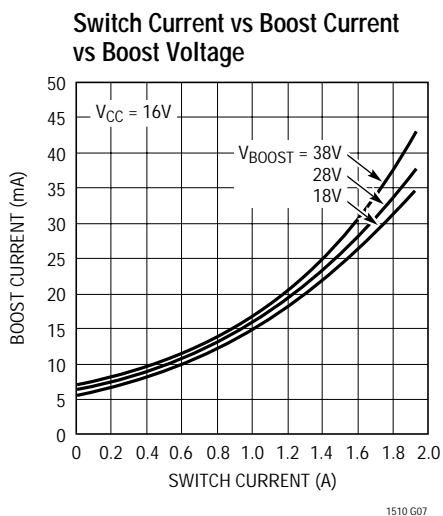
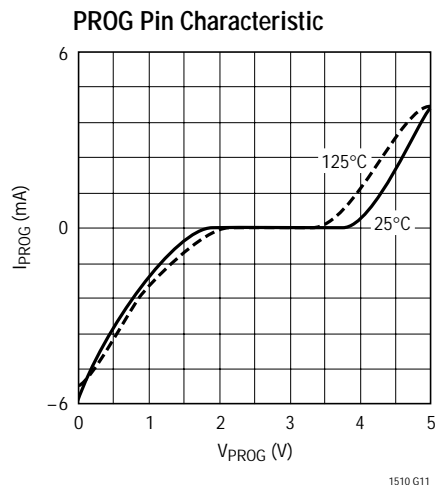
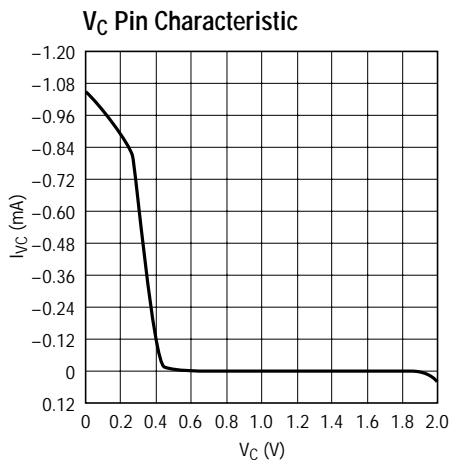
1510 G08

Maximum Duty Cycle



1510 G09

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



ピン機能

GND : グランド・ピン

SW : 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・キャッチ・ダイオードを配置しなければなりません。

V_{CC} : 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10μF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。すべてのV_{CC}ピンはピンの近くでまとめて短絡してください。

BOOST : 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 : 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。SENSEピンとBATピンの間に電流センス抵抗RS1(0.08W)があることに注意してください。

BAT : 電流アンプCA1入力。

ピン機能

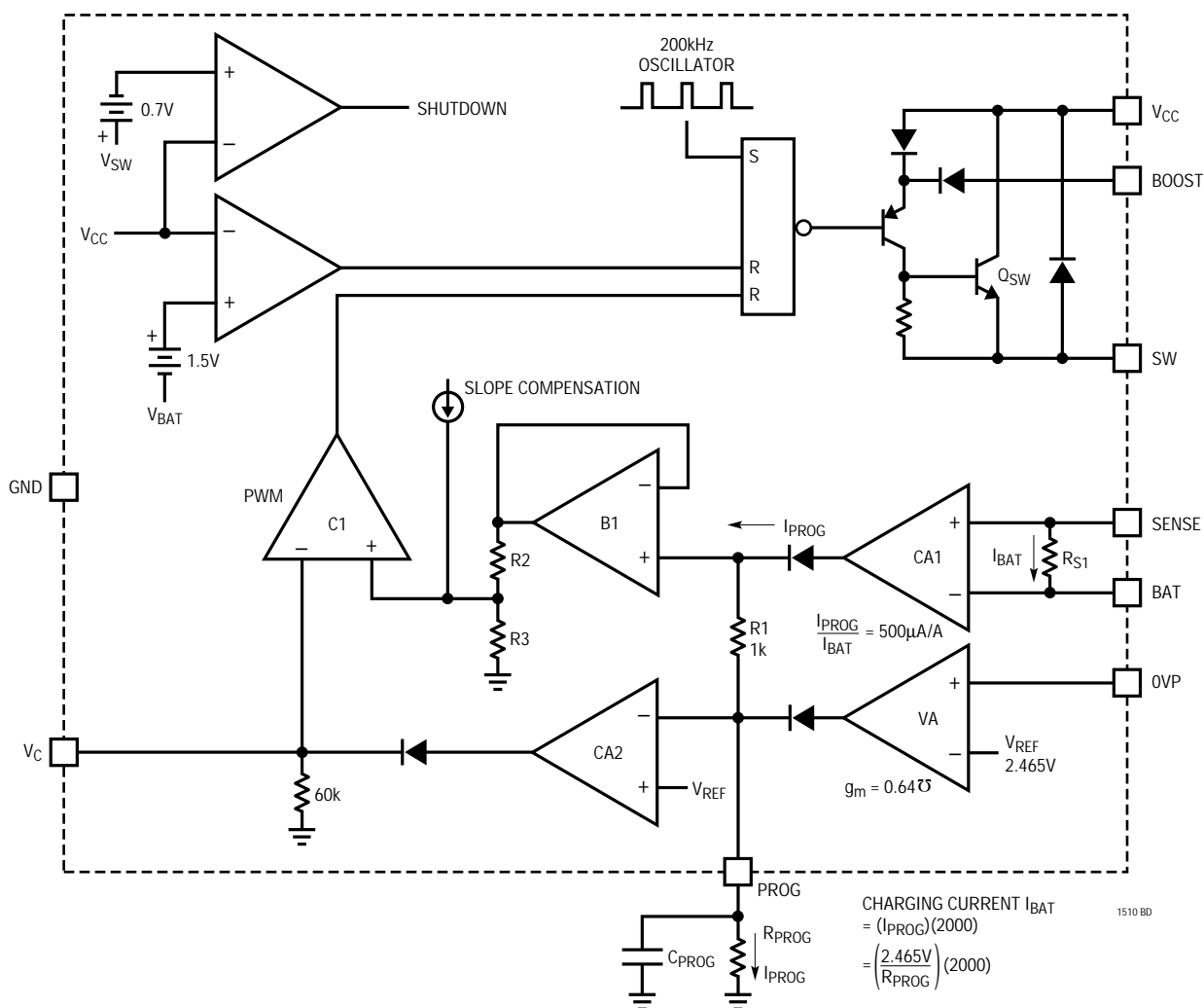
PROG : このピンは充電電流のプログラミングとシステム・ループ補償用です。通常動作では V_{PROG} は2.465V付近に保持されます。GNDに短絡すると、スイッチングが停止します。マイクロプロセッサ制御DACを使用して充電電流をプログラムするときは、最大2.465Vに追従して電流をシンクできなければなりません。

V_C : これは電流モードPWMの内部ループの制御信号です。0.7Vでスイッチングを開始し、 V_C が高いほど通常動作中の充電電流も高くなります。グランドに0.1 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。

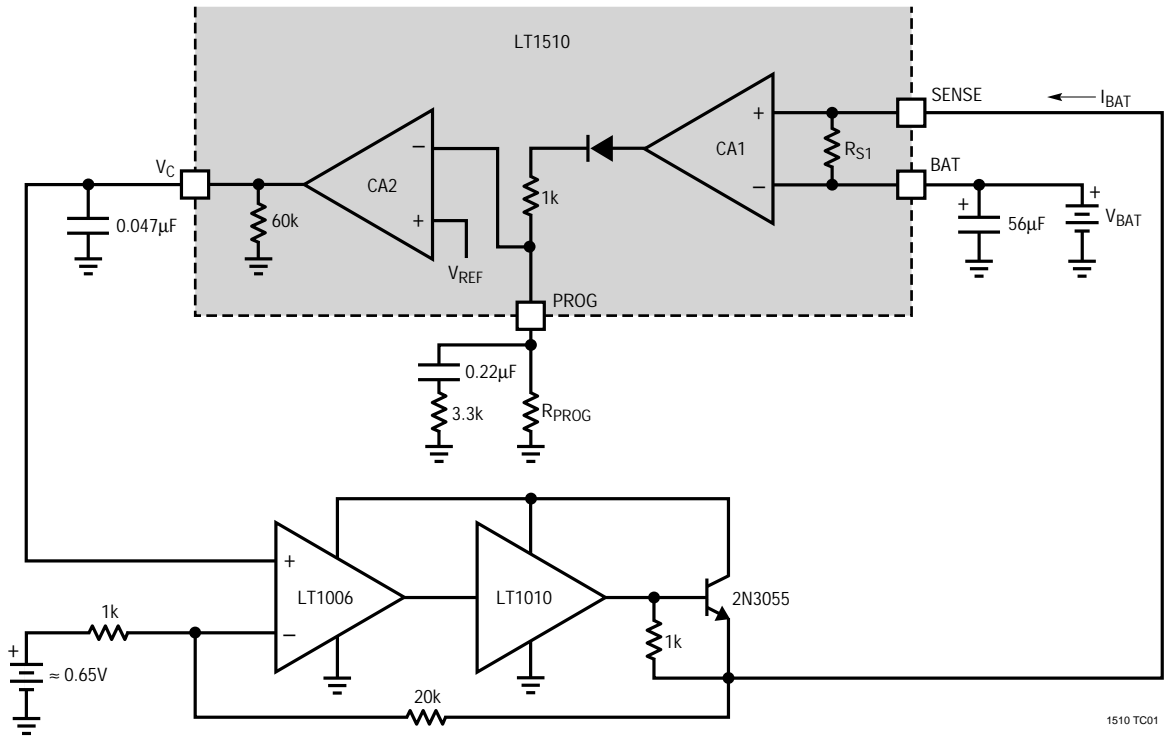
OVP : これは2.465VのスレッシュホールドをもつアンプVAへの入力です。標準入力電流は約50nAです。リチウムイオン・バッテリーを充電するために、VAはバッテリー電圧をモニタして、バッテリー電圧がプリセット値に達すると充電電流を低減します。OVPピンを使用しない場合は接地してください。

BLOCK DIAGRAM



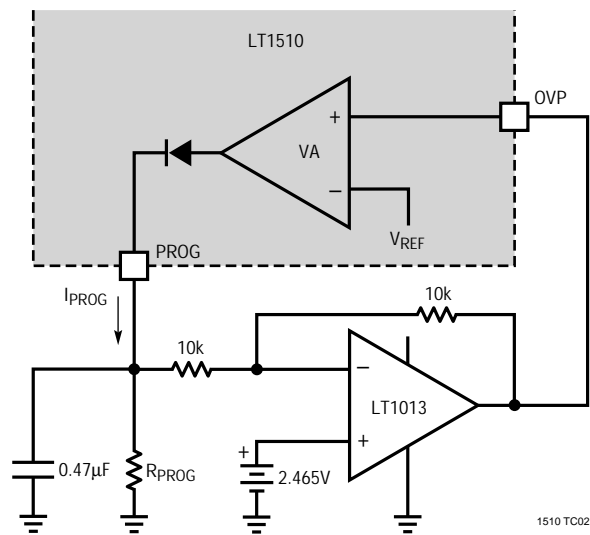
TEST CIRCUITS

Test Circuit 1



1510 TC01

Test Circuit 2



1510 TC02

動作

LT1510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(500 μ A/A)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下さい。 I_{PROG} が $R1$ 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 $R2$ および $R3$ を介してPWM制御コンパレータ

C1に供給され、電流モードの内部ループを形成します。ブースト・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。定電流およ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3 μ A)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

最初のページの図1と図2で示すチャージャでは、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・コンデンサ(5 μ Fから10 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。

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

たとえば、 $V_{CC}=16V$ 、 $V_{BAT}=8.4V$ 、 $L1=30\mu H$ 、そして $f=200kHz$ であれば、 $I_{RMS}=0.2A$ 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

LT1510は、 V_C ピンに0.1 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。0.1 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3msであり、チャージャの入力電圧は3ms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0.47 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

アプリケーション情報

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て、出力電圧が低いときは最大電力を供給できず、擬似“ラッチ”状態になる可能性があります。擬似“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20Wの場合、24Vアダプタは1A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(20W/1A=20V)以下に低下すれば、アダプタ電圧は一定の20W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。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V_{CC}ピンが7Vより高くなるとクランプ状態から解除されます。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ピンの0.1μFコンデンサで設定されたV_Cの解除から約2ms後に電流の供給を開始します。より高いロックアウト電圧はツェナーダイオードで実現できます(図3の回路参照)

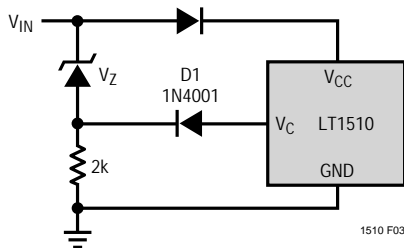


Figure 3. Undervoltage Lockout

ロックアウト電圧はV_{IN}=V_Z+1Vになります。

たとえば24VのアダプタでV_{IN}が22Vで充電を開始するには、V_Z=21Vを選択します。V_{IN}が22V以下の場合、D1はV_Cを“L”に保ちチャージャをオフにします。

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)。

$$I_{BAT} = (I_{PROG})(2000) = \left(\frac{2.465V}{R_{PROG}} \right) (2000)$$

ただし、R_{PROG}はPROGピンからグランドまでの全抵抗です。

たとえば、1Aの充電電流が必要な場合を考えてみます。

$$R_{PROG} = \frac{(2.465V)(2000)}{1A} = 4.93k$$

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4参照)。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。

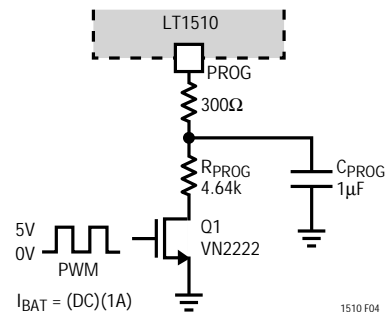


Figure 4. PWM Current Programming

マイクロプロセッサのDAC出力を充電電流の制御に使用し、PROGピンに直接接続する場合は、2.5Vまでの電圧に対応する電流をシンクする能力が必要になります。

リチウムイオン電池の充電

16ピンのLT1510を使った図2の回路は、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1.3A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。

アプリケーション情報

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、OVPピンの50nAバイアス電流に起因する大きな誤差を避けるために、R3/R4分圧回路を流れる電流を妥当な値の25μAに設定します。この低電流ドレインもなくしたい場合は、Q3を追加することができます。Q3を使用してゲートを確実にグランドにプルダウンする場合は、アダプタ出力からグランドに47k の抵抗を追加しなければなりません。

分圧回路の電流を25μAに設定すると、 $R4=2.465/25\mu A=100k$ 、そしてR3は次のようになります。

$$R3 = \frac{(R4)(V_{BAT} - 2.465)}{2.465 + R4(0.05\mu A)} = \frac{100k(8.4 - 2.465)}{2.465 + 100k(0.05\mu A)}$$

$$= 240k$$

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。LT1510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、LT1510の温度はめったに50 を越えることはありません。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。

外部シャットダウン

LT1510は、VN2222などのオープン・ドレインMOSFETでV_Cピンを“L”にプルダウンすれば、外部からシャットダウンすることができます。確実にシャットダウンするには、V_Cピンを室温では0.8V以下にプルダウンしなければなりません。このスレッショルドは、約2mV/ で低下します。MOSFETのドレインとV_Cピン間にダイオードを接続しても、全温度範囲にわたってシャットダウン状態が保証されますが、以下に概説するとおり、多少条件が異なります。

V_Cピンをスレッショルドより低くかつ約0.4V以上に保持すると、BATピンを流れる電流は約700μAになります。V_Cピンを0.4V以下にプルダウンすると、電流は約200μAに減少し、逆流してBATピンから流れ出します。これらの電流は小さなものですが、入力電圧を印加したまま長時間チャージャをシャットダウン状態に置く場合は、長期的な影響を考慮する必要があります。チャージャへの入力電圧を取り除くと、すべての電流がほぼゼロになります。

チャージャがシャットダウンしている間、バッテリーに200μAを流すことができる場合は、外部MOSFETでV_Cピンを直接グランドにプルダウンします。バッテリー電圧を検知するために使用している抵抗分圧器によって、バッテリーから電流が流れ出し、200μAの一部または全部がキャンセルされます。正味電流がバッテリーに流れ込む場合にバッテリーを取り外すと、チャージャの出力電圧が高くフロートして、入力電圧近くになります。これは、バッテリーを再挿入する際に生じる出力コンデンサ/バッテリー・サージ電流が大きく、バッテリーやコンデンサに損傷を与えるおそれがある場合は問題です。

シャットダウン時にバッテリーに流れ込む正味電流がゼロ以下でなければならない場合には、対処方法がいくつかあります。分圧器電流が300μA - 400μAに上昇すると、正味バッテリー電流はゼロ以下になることが保証されています。しかし、長期保管状態では、図2および5に示すとおり、MOSFETスイッチで分圧器を切り離す必要があります。もう1つの方法は、1N914ダイオードをMOSFETのドレインと直列に接続することです。これによって、V_CピンのプルダウンおよびBATピンに流れる電流、つまりバッテリーから流れ出す電流が制限されます(約700μA)。ただし、チャージャが非常に長い期間、入力電源を印加したままシャットダウン状態に置かれていない限り問題にはなりません。

チャージャの入力電源を外すと、BATピンの電流はほぼゼロに減少し、分圧器の電流だけがバッテリーの小さな流出源として残ります。図2および5に示すように、この電流でさえもスイッチを使用すればなくすることができます。

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50mAから100mA)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わせてください。図6の回路は充電電流が、75mA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V_Cピンを“L”にプルダウンして、LT1510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。

APPLICATIONS INFORMATION

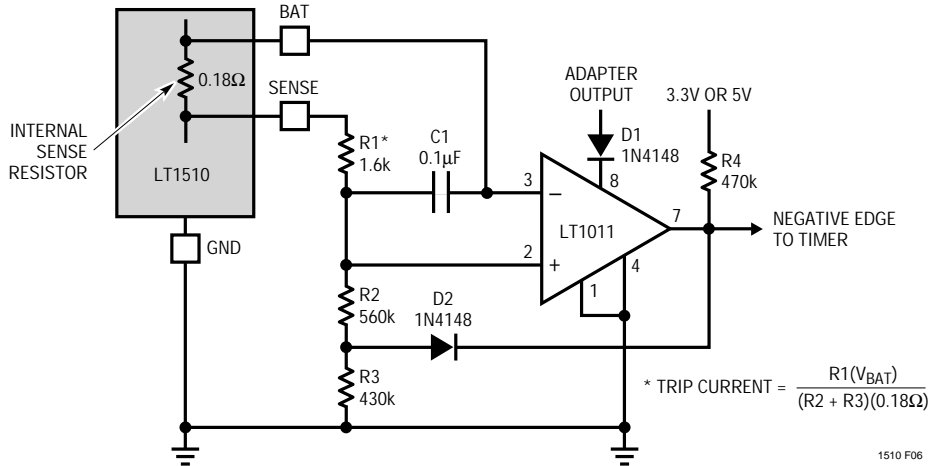


Figure 6. Current Comparator for Initiating Float Time-Out

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LT1510の内蔵センス抵抗 (ピン間で約0.18)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動作を防止します。

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。

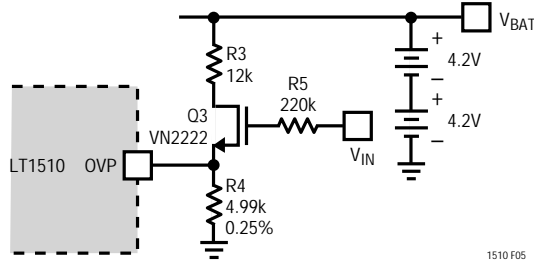


Figure 5. Disconnecting Voltage Divider

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

図1の回路は8ピンLT1510を使用して最大12VのNiCdまたはNiMH電池を充電します。充電電流はQ1がオンのときは0.5A、Q1がオフのときには50mAです。

2レベルのチャージャではR1とR2は以下の式で求められます。

$$I_{BAT} = \frac{(2000)(2.465)}{R_{PROG}}$$

$$R1 = \frac{(2.465)(2000)}{I_{LOW}} \quad R2 = \frac{(2.465)(2000)}{I_{HI} - I_{LOW}}$$

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、最大充電に近づいたとき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。

熱に関する計算

LT1510を0.4Aを越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 を越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、スイッチ遷移損失、そして電流センス抵抗で構成されます。次の式は、8ピンSOパッケージ(熱抵抗125 /W)の最大実用充電電流が、8.4Vの電池では0.8A、4.2Vの電池では1.1Aになることを示しています。

アプリケーション情報

ただし、最大周囲温度は60℃と仮定しています。50 W/Wの熱抵抗をもつ16ピンSOパッケージは、多くの状況で最大1.5Aの充電電流を供給することができます。16ピンPDIPの場合は、これらの中間になります。代表的性能特性のセクショングラフを示します。

$$P_{BIAS} = (3.5\text{mA})(V_{IN}) + 1.5\text{mA}(V_{BAT}) + \frac{(V_{BAT})^2}{V_{IN}} [7.5\text{mA} + (0.012)(I_{BAT})]$$

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

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

$$P_{SENSE} = (0.18\Omega)(I_{BAT})^2$$

R_{SW} = スイッチオン抵抗 ≈ 0.35

t_{OL} = スイッチの実効オーバーラップ時間 $\approx 10\text{ns}$

f = 200kHz

例: $V_{IN}=15\text{V}$ 、 $V_{BAT}=8.4\text{V}$ 、 $I_{BAT}=1.2\text{A}$;

$$P_{BIAS} = (3.5\text{mA})(15) + 1.5\text{mA}(8.4) + \frac{(8.4)^2}{15} [7.5\text{mA} + (0.012)(1.2)] = 0.17\text{W}$$

$$P_{DRIVER} = \frac{(1.2)(8.4)^2 \left(1 + \frac{8.4}{30}\right)}{55(15)} = 0.13\text{W}$$

$$P_{SW} = \frac{(1.2)^2 (0.35)(8.4)}{15} + (10 \cdot 10^{-9})(15)(1.2)(200\text{kHz}) = 0.28 + 0.04 = 0.32\text{W}$$

$$P_{SENSE} = (0.18)(1.2)^2 = 0.26\text{W}$$

ICの全電力は、

$$0.17 + 0.13 + 0.32 + 0.26 = 0.88\text{W}$$

温度上昇は $(0.88\text{W})(50 \text{ W/W}) = 44$ になります。この場合、LT1510は4本のヒューズド・グラ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、 V_X (図1および図2参照)を接続すると低下させることができます。

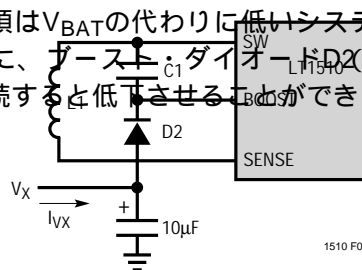


Figure 7

したがって、

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

たとえば、 $V_X=3.3\text{V}$ とすると、以下ようになります。

$$P_{DRIVER} = \frac{(1.2\text{A})(8.4\text{V})(3.3\text{V}) \left(1 + \frac{3.3\text{V}}{30}\right)}{55(15\text{V})} = 0.045\text{W}$$

必要な平均 I_{VX} は、以下のとおりです。

$$\frac{P_{DRIVER}}{V_X} = \frac{0.045\text{W}}{3.3\text{V}} = 14\text{mA}$$

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、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。

アプリケーション情報

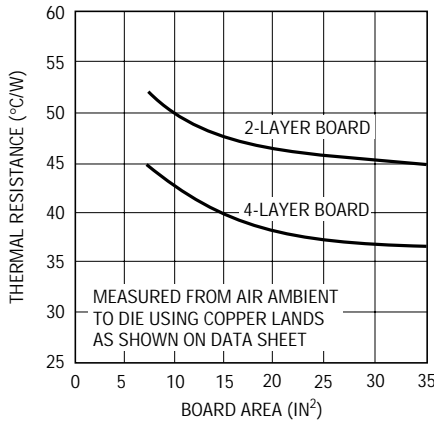


Figure 8. LT1510 Thermal Resistance

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ンド・プレーンとして機能させることができます。

LT1510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

LT1510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V_X (図7参照)を低くすれば、LT1510での消費電力も低減されるため、一石二鳥といえます。

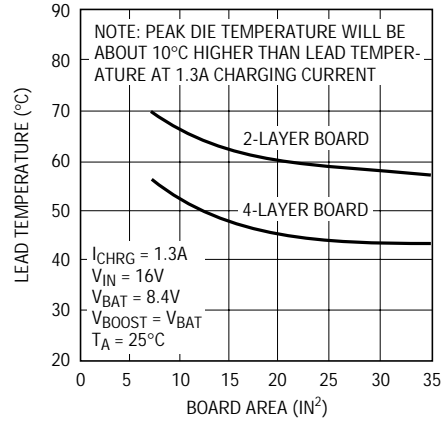


Figure 9. LT1510 Lead temperature

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(図1および2)をFETと交換しなければなりません。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-FET(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(図10参照)。

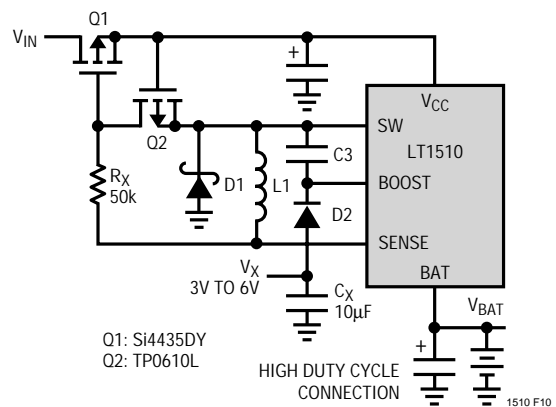


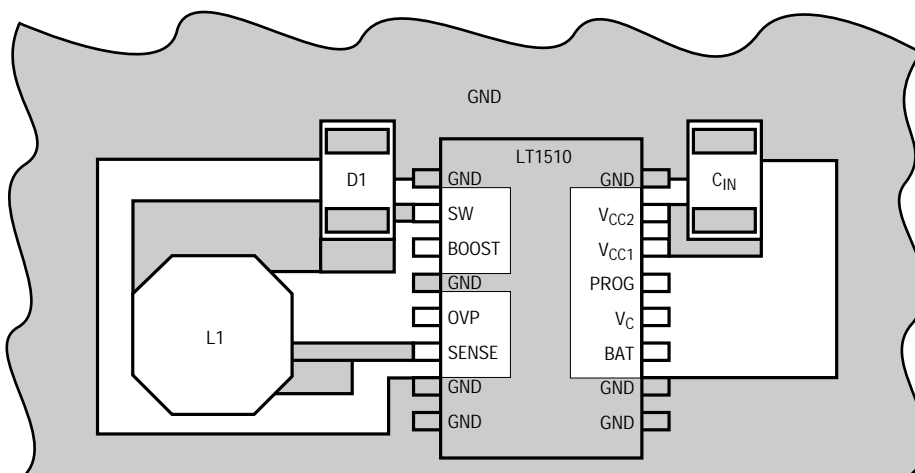
Figure 10. Replacing the Input Diode

アプリケーション情報

レイアウトに関する考察

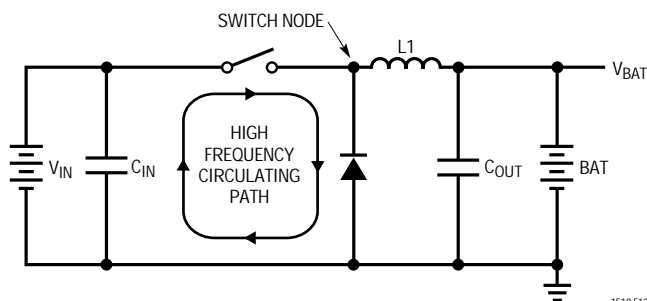
最大効率を得るにはスイッチの立上りおよび立下り時間は10ns以下になります。放射を抑えるには、キャッチ・ダイオード、SWピン、および入力バイパス・コンデンサのリードを可能な限り短くしなければなりません。スイッチング回路の下にグランド・プレーンを使用して、インタプレーン・カップリングを防止し、熱拡散パスとして機能させる必要があります。また、すべてのグランド・ピンを延長トレースに接続して、低熱抵抗を実現し

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11に厳密なパス・レイアウトを示します。また、図12に高速・高電流スイッチング・パスを示します。



1510 F11

Figure 11. Critical Electrical and Thermal Path Layer

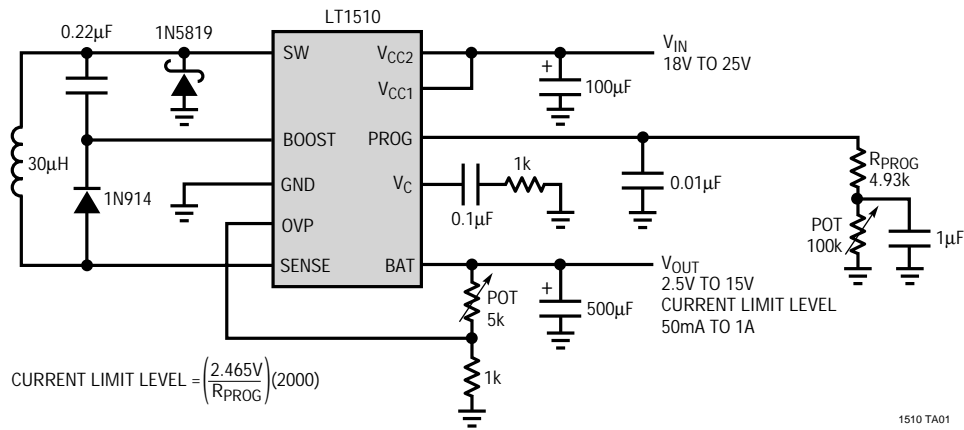


1510 F12

Figure 12. High Speed Switching Path

TYPICAL APPLICATION

Adjustable Voltage Regulator with Precision Adjustable Current Limit



RELATED PARTS

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LTC®1325	Microprocessor-Controlled Battery Management System	Can Charge, Discharge and Gas Gauge NiCd, NiMH and Pb-Acid Batteries with Software Charging Profiles
LT1372/LT1377	500kHz/1MHz Step-Up Switching Regulators	High Frequency, Small Inductor, High Efficiency Switchers, 1.5A Switch
LT1373	250kHz Step-Up Switching Regulator	High Efficiency, Low Quiescent Current, 1.5A Switch
LT1376	500kHz Step-Down Switching Regulator	High Frequency, Small Inductor, High Efficiency Switcher, 1.5A Switch
LT1511	3A Constant-Voltage/Constant-Current Battery Charger	High Efficiency, Minimal External Components to Fast Charge Lithium, NiMH and NiCd Batteries
LT1512	SEPIC Battery Charger	V _{IN} Can Be Higher or Lower Than Battery Voltage