

定電流/定電圧、 入力電流制限付き 2Aバッテリー・チャージャ

1999年3月

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
- アダプタ電流制限により、システム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
- 3A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アダプタ取り出し時の自動シャットダウン
- 低逆バッテリー流入電流：3μA
- 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
- 28ピン細型SSOPパッケージで供給

概要

LT[®]1769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、2A**の直流電流(最大電流3A)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。LT1769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求を満足します。

ACアダプタから流れる電流を一定にするために、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。

LT1769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。ACアダプタを取り外したときにはチップがスリープ・モードに入り、3μAしか流れないため、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。

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はリアテクノロジー社の登録商標です。

*US特許番号5,723,970

**1.5AチャージャはLT1510を参照

標準的応用例

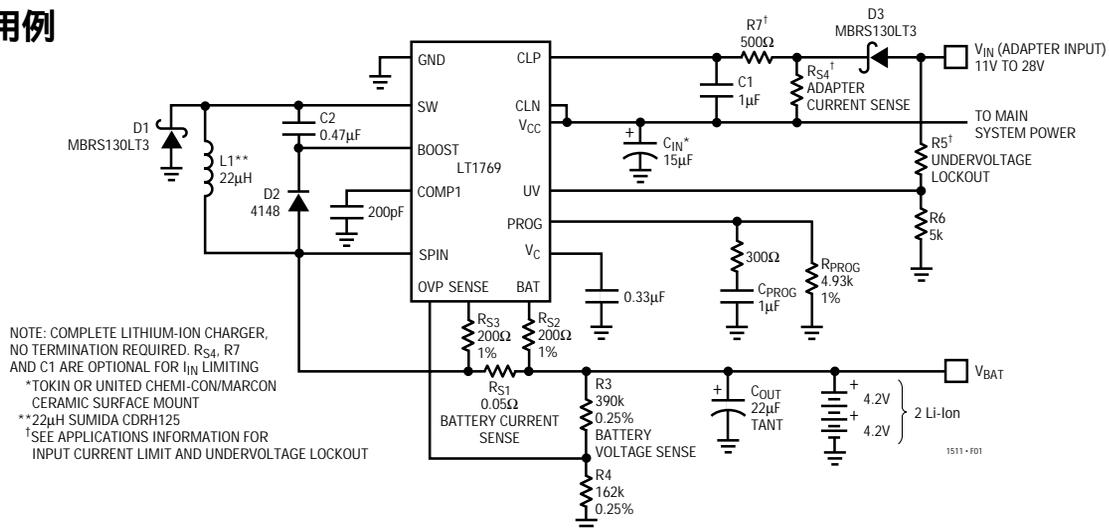


図1. 2Aリチウムイオン・バッテリー・チャージャ

絶対最大定格

(Note 1)

電源電圧

(V_{MAX} 、CLP、およびCLNピン電圧).....	30V
GNDに対するスイッチ電圧.....	- 3V
V_{CC} に対するBoostピン電圧.....	25V
GNDに対するBoostピン電圧.....	57V
SWピンに対するBoostピン電圧.....	30V
V_C 、PROG、OVPピン電圧.....	8V
I_{BAT} (平均).....	2A
スイッチ電流(ピーク).....	3A

動作接合部温度範囲

コマーシャル.....	0	~ 125
インダストリアル.....	- 40	~ 125

動作周囲温度

コマーシャル.....	0	~ 70
インダストリアル.....	- 40	to 85

保存温度範囲..... - 65 ~ 150

リード温度(半田付け、10秒)..... 300

パッケージ/発注情報

<p>TOP VIEW</p> <p>GN PACKAGE 28-LEAD PLASTIC SSOP $T_{JMAX} = 125^{\circ}C, \theta_{JA} = 35^{\circ}C/W^{**}$</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1769CGN LT1769IGN</p> <p><small>**すべてのV_{CC}ピンは全ピンともに近づけて接続されなければならない。 **すべてのGNDピンは放熱のために内部ダイ・アタッチ・パドルに結合している。適切な放熱のために、これらのピンは拡張されたプリント回路基板のランドに接続されなければならない。35 /Wの熱抵抗は熱放散器として内部グラウンド・プレーンも含んで想定している。</small></p>
---	---

ミリタリ・グレードに関してはお問い合わせください。

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 $T_A = 25$ での値。 $V_{CC} = 16V$ 、 $V_{BAT} = 8V$ 、 V_{MAX} (最大動作 V_{CC}) = 28V、 $R_{S2} = R_{S3} = 200$ (ブロック図参照)、 $V_{CLN} = V_{CC}$ 。注記がない限り、どの出力も無負荷。

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 2)	$8V \leq V_{CC} \leq 25V, 0V \leq V_{BAT} \leq 20V$ $R_{PROG} = 4.93k$	●	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	

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 $T_A = 25$ での値。 $V_{CC} = 16V$ 、 $V_{BAT} = 8V$ 、 V_{MAX} (最大動作 V_{CC}) = 28V、 $R_{S2} = R_{S3} = 200$ (ブロック図参照) $V_{CLN} = V_{CC}$ 。注記がない限り、どの出力も無負荷。

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	$8V \leq V_{CC} \leq V_{MAX}, I_{SW} = 2A,$ $V_{BOOST} - V_{SW} \geq 2V$	●	0.15	0.25	Ω	
$\Delta I_{BOOST}/\Delta I_{SW}$ During Switch ON	$V_{BOOST} = 24V, I_{SW} \leq 2A$		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 3)	$R_{PROG} = 4.93k$, Measured at OVP with VA Supplying I_{PROG} and Switch OFF		2.448	2.465	2.477	V
Reference Voltage	All Conditions of V_{CC} , $T_J \geq 0^\circ C$ $T_J < 0^\circ C$ (Note 4)	●	2.441		2.489	V
		●	2.43		2.489	V
Oscillator						
Switching Frequency			180	200	220	kHz
Switching Frequency	All Conditions of V_{CC} , $T_J \geq 0^\circ C$ $T_J < 0^\circ C$	●	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

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 $T_A = 25$ での値。 $V_{CC} = 16V$ 、 $V_{BAT} = 8V$ 、 V_{MAX} (最大動作 V_{CC})=28V。注記がない限り、どの出力も無負荷。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Voltage Amplifier VA					
Transconductance (Note 3)	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
	At 0.75mA VA Output Current, $T_J > 90^\circ C$	-10		25	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

Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命に影響を及ぼす値。

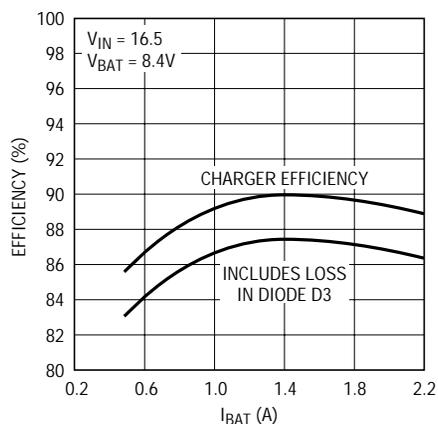
Note 2: テスト回路1でテストされる。

Note 3: テスト回路2でテストされる。

Note 4: 0 から -40 までのリファレンス電圧仕様に、線形補間を使用することができる。

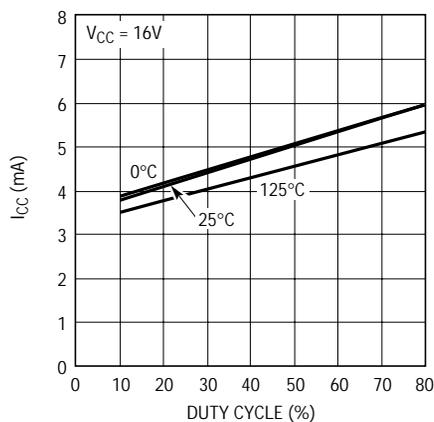
標準的性能特性

図1の回路の効率



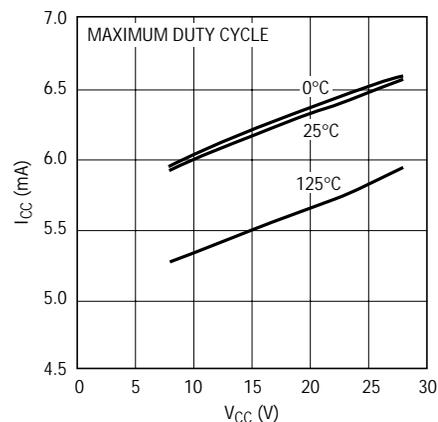
1769 G01

I_{CC} とデューティ・サイクル



1769 G02

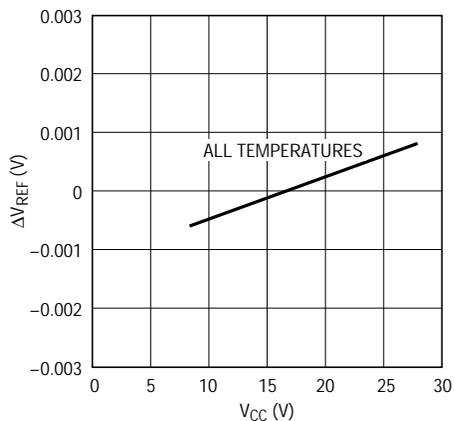
I_{CC} と V_{CC}



1769 G03

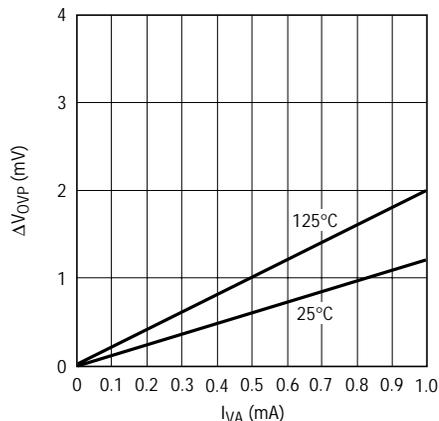
標準的性能特性

V_{REF}ライン・レギュレーション



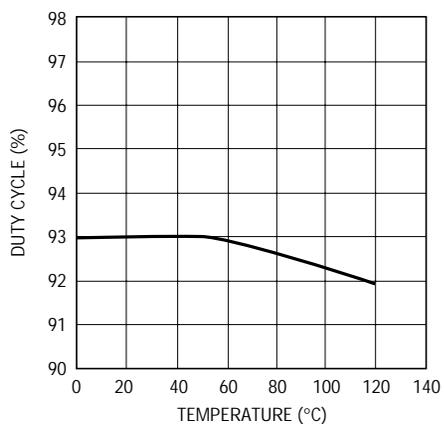
1769 G04

I_{VA}と V_{OVP}(電圧アンプ)



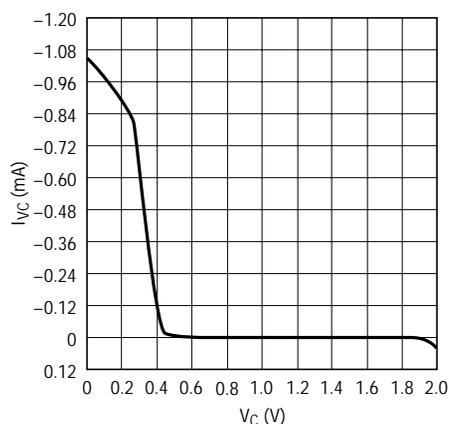
1769 G05

最大デューティ・サイクル



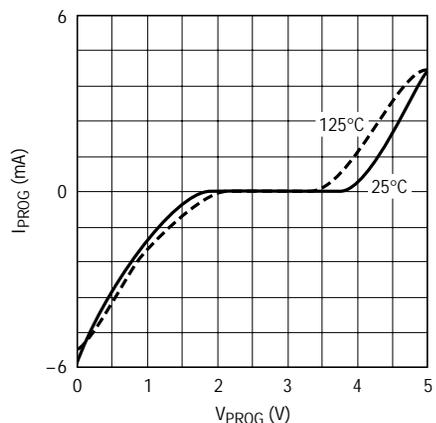
1769 G06

V_Cピン特性



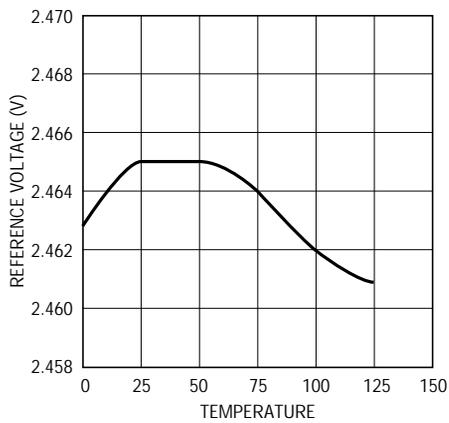
1769 G07

PROGピン特性



1769 G08

リファレンス電圧と温度



1769 G09

ピン機能

GND(ピン1~3, 7, 8, 14, 15, 22, 26~28): グランド・ピン。適切な放熱のために、拡張されたPCランドに接続しなければなりません。詳細についてはアプリケーション情報の章を参照してください。

SW(ピン4): 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・タイオードを配置しなければなりません。

BOOST(ピン5): このピンは電力消費を低くするため、パワーNPNトランジスタ・スイッチのブートストラップと低いオン電圧に駆動するために使用されます。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。

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。低電圧ロックアウトでスイッチングが停止します。チップへの電源(通常はAC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GND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ピンをフロートさせたままにしないでください。UVピンを抵抗分割器なしで 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。

OVR(ピン9): これは2.465Vのスレッシュホールドをもつアンブ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。

CLP(ピン10): これは電源電流制限アンブ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・ノイズを除去するためのフィルタが必要です。

CLN(ピン11): これは電源電流制限アンブCL1への正入力です。

COMP1(ピン12): これはアンブCL1の補償ノードです。入力電流アンブCL1を使用する場合は、このピンからグランドに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、アンブ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。

SENSE(ピン13): 電流アンブ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。

SPIN(ピン16): このピンは内部アンブCA1のバイアス用です。2A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。

BAT(ピン17): 電流アンブCA1入力。

COMP2(ピン18): これもアンブ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。

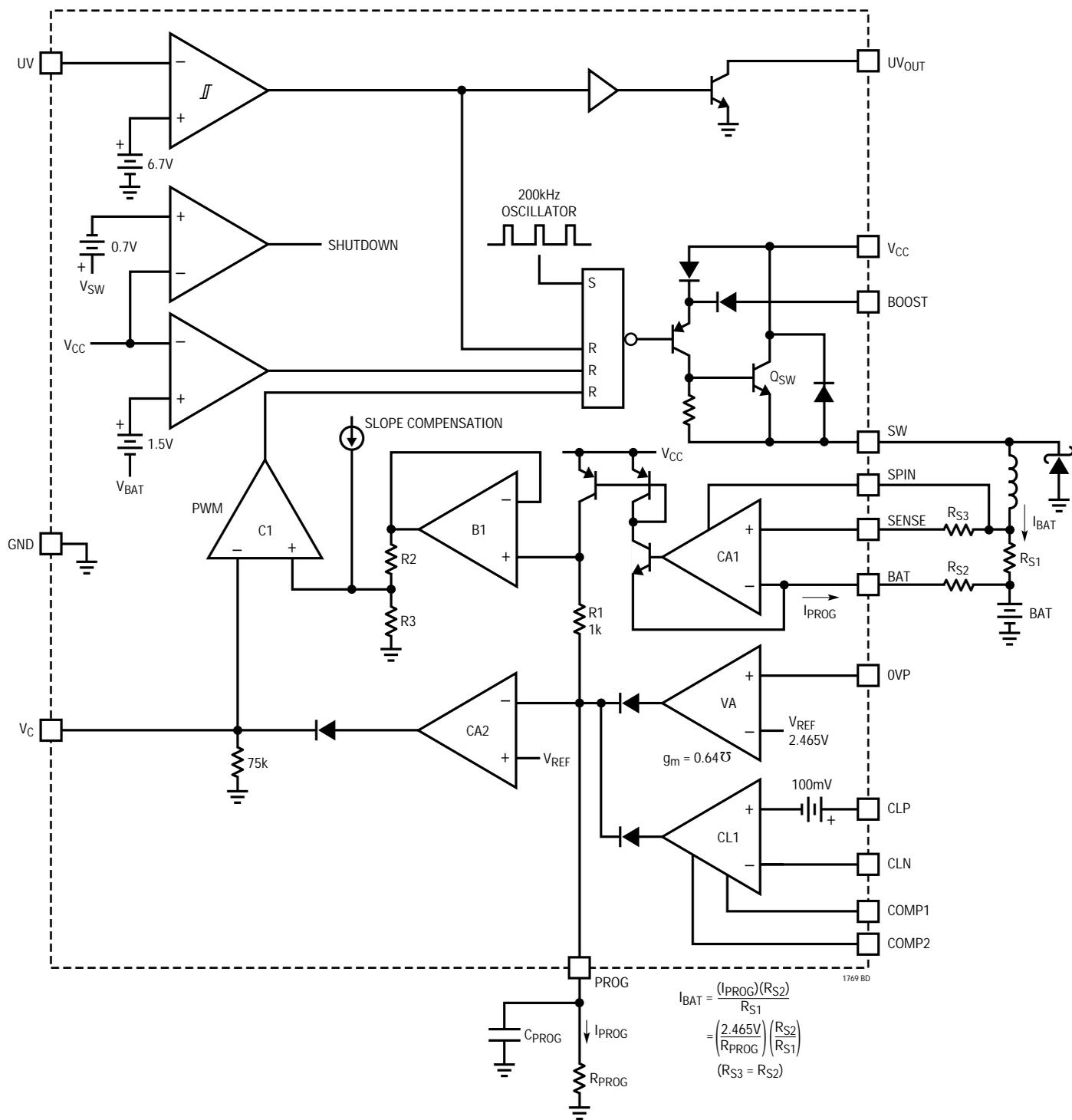
UV_{OUT}(ピン19): これは低電圧ロックアウト・ステータス用のオープン・コレクタ出力です。低電圧状態では“L”になったままです。外部プルアップ低抗を接続すると、有効な V_{CC} での“H”になります。オープン・コレクタNPNのベース・ドライブはCLNピンからくることに注意してください。UV_{OUT}はCLNが2V以上のときにのみ“L”になったままです。プルアップ電流は100 μ A以下に保持しなければなりません。

V_C(ピン20): 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0.33 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、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”にします。標準出力電流は30 μ Aです。

PROG(ピン21): 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に追従する電流をシンクできなければなりません。

V_{CC1} , V_{CC2} , V_{CC3} (ピン23~25): 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15 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より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。

ブロック図



アプリケーション情報

入力および出力コンデンサ

2A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})が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すると想定されるので、十分なリップル電流定格を持っていることが必要です。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や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 ~ 20 μ F)があります。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すると想定されます。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、 $V_{CC} = 16V$ 、 $V_{BAT} = 8.4V$ 、 $L1 = 20\mu H$ 、および $f = 200kHz$ 、 $I_{RMS} = 0.3A$ です。

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、またピーズまたは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 Ω で、バッテリー・インピーダンスがピードまたはインダクタによって4 Ω 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

LT1769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 ピン電圧は起動時にはすばやく

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上昇し始め、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、チャージャの入力電圧は10ms以内に最大値に達することが想定されます。長い起動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・チャージャと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・スタート時間と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います。アダプタは電流制限されると、出力電圧低下時には最大電力を供給できず、アダプタ出力が出力電圧低下時の電流制限状態になったままの擬似“ラッチ”状態になる可能性があります。たとえば、チャージャとコンピュータの最大負荷電力が25Wの場合、15Vアダプタは2Aで電流制限されるとします。最大電力が供給されているときに、アダプタ電圧が(25W/2A = 12.5V)以下に低下すれば、アダプタ電圧は一定の25W負荷によって、スイッチング・レギュレータが最大負荷を供給できなくなるより低い安定状態に至るまで引き下げられてしまいます。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します。

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”になります。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のコンデンサによって設定)に電流の供給を開始します。抵抗分割器は図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、 $R5$ は以下の式から求められます：

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

アプリケーション情報

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} = 最大負荷電力を持続可能なチャージャ入力電圧

例 : $R_6 = 5k$, $V_{UV} = 6.7V$, V_{IN} を12Vに設定。

$R_5 = 5k$ ($12V - 6.7V$) / $6.7V = 4k$

図に示すとおり、抵抗分割器は 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ピンを使用しない場合は、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 $3\mu A$ から $200\mu A$ 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。

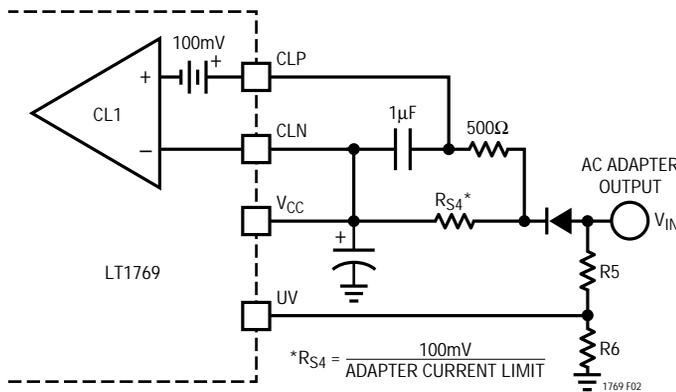


図2. アダプタ電流制限

アダプタ制限

LT1769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、ACアダプタの過負荷を回避する機能です。この機能により、製品は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すると同時に動作することが可能です。さらに、バッテリーはアダプタが機能する最大速度で自動的に充電されます。

この機能は全アダプタ出力電流を検知して、プリセットされたアダプタ電流制限を超えた場合に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制限内に確実に維持されます。図2のアンプCL1は、CLPピンとCLNピン間に接続された R_{S4} の両端の電圧をセンスします。この電圧が100mVを超えるとアンプ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、500 と $1\mu F$ からなるローパス・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ピンからグランドまでの全抵抗です。

バイアスのためのセンス・アンプCA1に対し、ブロック図に示すように R_{S3} は 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、2Aの充電電流が必要とします。 R_{S1} の消費電力を低くし、アンプCA1を駆動するのに十分な信号を得るには、 $R_{S1} = 100mV / 2A = 0.05$ となります。これによって、 R_{S1} の消費電力が0.2W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。

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

$$= \frac{(2A)(5k)(0.05)}{2.465V} = 200\Omega$$

充電電流は、 R_{PROG} にスイッチQ1を接続して、数kHz以上の周波数で I_{PROG} をパルス幅変調することによって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

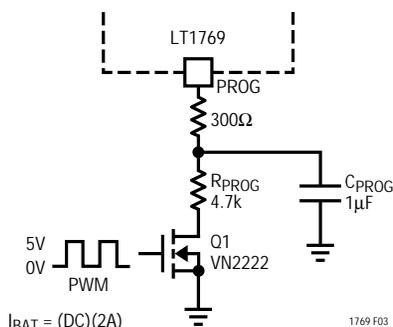


図3. PWM電流プログラミング

リチウムイオン充電

2A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2A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”電圧に保持して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分割器を流れる電流を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。

分割器の電流を15μAに設定すると、 $R4 = 2.465/15\mu A = 162k$ となります。

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

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。LT1769のOVP電圧の精度は25では±0.5%であり、全温度範囲では±1%です。このため、R3およびR4に対して非常に高い精度(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、LT1769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ピンから約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、V_{BAT}がV_{CC}までフロートする可能性があります。この状態でバッテリー電圧に調整されたV_{BAT}を維持するためには、R3およびR4を0.5mAを流せるように選択することができ、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。

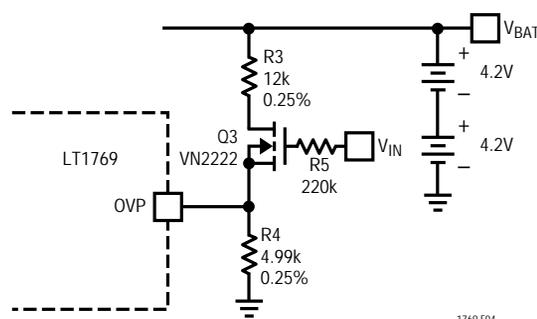


図4. 電圧分割器の切断

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わせてください。図5の回路は充電電流が、270mA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、LT1769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動作を防止します。

アプリケーション情報

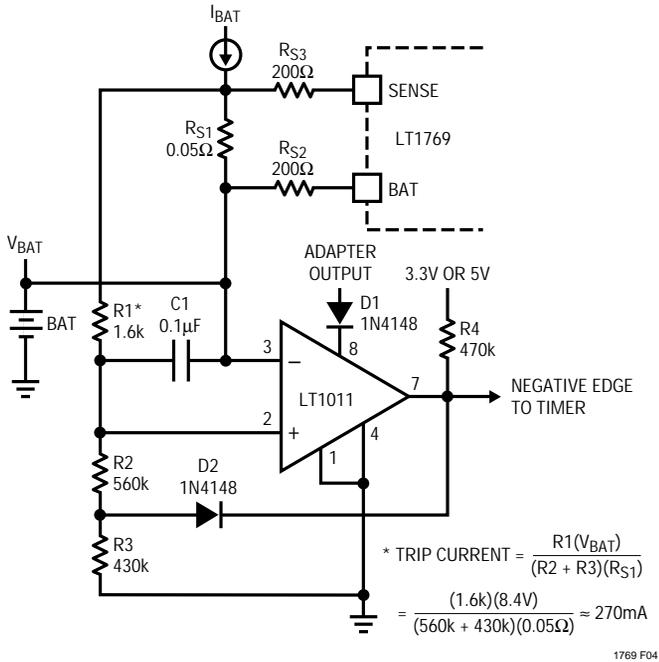


図5. フロート・タイムアウトを開始するための電流コンパレータ

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

2A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バッテリーを充電することができます。たとえば、Q1がオンのときに1Aが流れ、Q1がオフのときには100mAが流れる2レベルの充電が必要な場合があります。

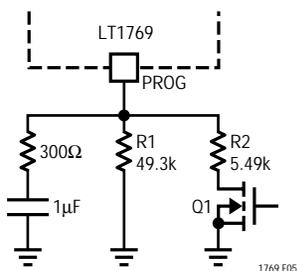


図6. 2レベル充電

1Aの最大電流では電流センス抵抗 (R_{S1}) を0.1 Ωまで増やし、0.1Aのトリクル充電で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。

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

高速充電のすべてのバッテリー・チャージャで、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。その後充電電流はかなり低い値まで低下し、一定トリクル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、一定トリクル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、一定の低トリクル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の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、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です。

熱に関する計算

LT1769を1A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。35 mW/°Cの熱抵抗を持つGNパッケージは、多くの状況で最大2A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。

アプリケーション情報

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

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

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

R_{SW} = スイッチON抵抗 ≈ 0.16
 t_{OL} = 有効・オーバーラップ時間 $\approx 10\text{ns}$
 f = 200kHz

例: $V_{IN} = 19\text{V}$ 、 $V_{BAT} = 12.6\text{V}$ 、 $I_{BAT} = 2\text{A}$:

$$P_{BIAS} = (3.5\text{mA})(19) + 1.5\text{mA}(12.6) + \frac{(12.6)^2}{19} [7.5\text{mA} + (0.012)(2000\text{mA})] = 0.35\text{W}$$

$$P_{DRIVER} = \frac{(2)(12.6)^2 \left(1 + \frac{12.6}{30}\right)}{55(19)} = 0.43\text{W}$$

$$P_{SW} = \frac{(2)^2 (0.16)(12.6)}{19} + 10^{-9}(19)(2)(200\text{kHz}) = 0.42 + 0.08 = 0.5\text{W}$$

ICの全電力は、 $0.35 + 0.43 + 0.5 = 1.3\text{W}$ です。

温度上昇は $(1.3\text{W} \times 35 \text{ }^\circ\text{C/W}) = 46$ になります。この場合、LT1769は7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_X 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。

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

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

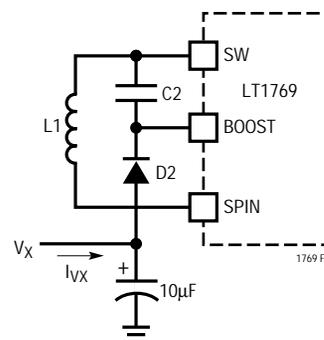


図7. より低い V_{BOOST}

$$P_{DRIVER} = \frac{(2\text{A})(12.6\text{V})(3.3\text{V}) \left(1 + \frac{3.3\text{V}}{30}\right)}{55(19\text{V})} = 0.09\text{W}$$

必要な平均 I_{VX} は以下のとおりです。

$$\frac{P_{DRIVER}}{V_X} = \frac{0.09\text{W}}{3.3\text{V}} = 28\text{mA}$$

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、パッケージの直に接するボード特性に支配されます。これは、ボード面横方向の熱抵抗と、ボードから別の銅層の間の垂直方向の熱抵抗の両方を意味します。各層はボードの拡張面積のヒートシンク効率を向上させる熱拡散器として機能します。

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。

アプリケーション情報

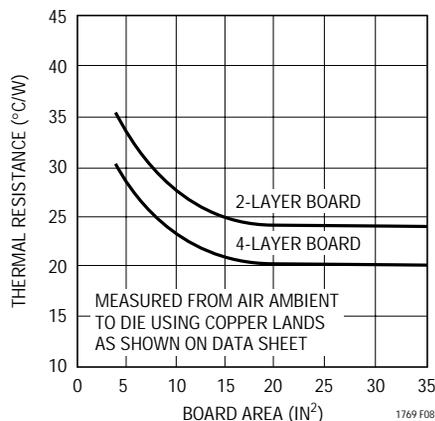


図8. LT1769の熱抵抗

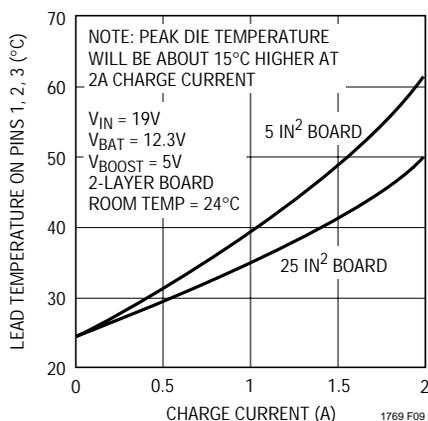


図9. LT1769のリード温度

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。

LT1769バッテリー・チャージャでの高デューティサイクル

LT1769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、 $18V \pm 3\%$ 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

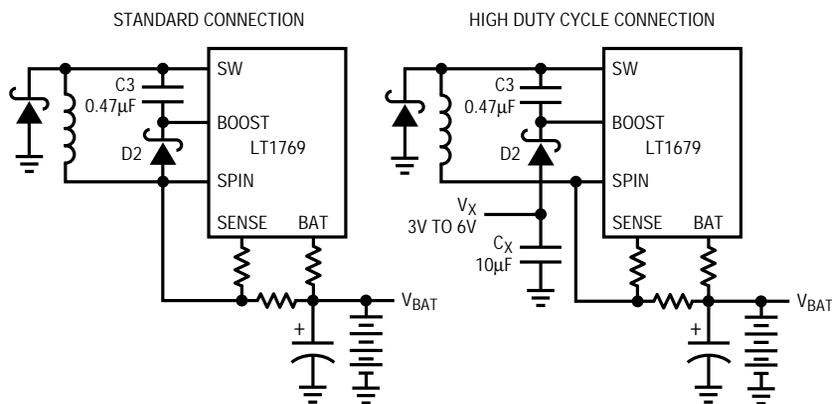


図10. 高デューティ・サイクル

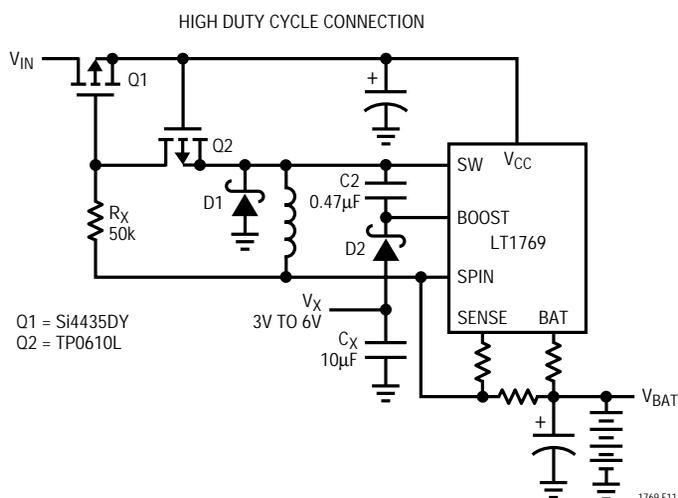


図11. 入力ダイオードの置換え

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、LT1769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10µFの C_x バイパス・コンデンサとともに接続してください。

より低い損失

さらに損失を低くしたり、ボード上の熱を低減するには、入力ダイオードD3をFETと置き換えなければなりません(図11参照)。Pチャンネル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”に引き下げて、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

アプリケーション情報

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の標準的応用例では、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

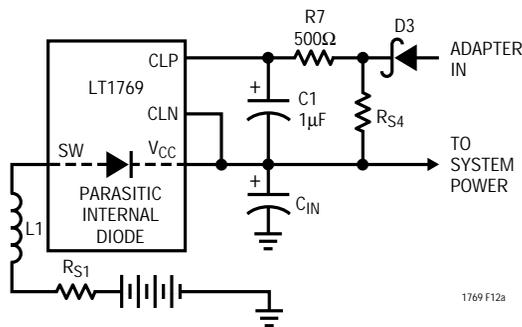


図12a. 標準接続

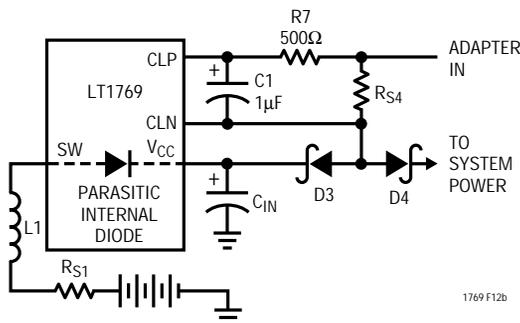


図12b. 変更した入力ダイオード接続

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、LT1769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・ダウンしたアダプタによって入力がグラウ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。

レイアウトの検討事項

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ウンド・プレーンを使用し、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、すべてのグラウンド・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ウンド経路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。また、図13に高速・高電流スイッチング経路を示します。また、図14に重要経路のレイアウトを示します。実際のLT1769回路のPCBレイアウトやガーバー・ファイルについては、弊社にお問い合わせください。

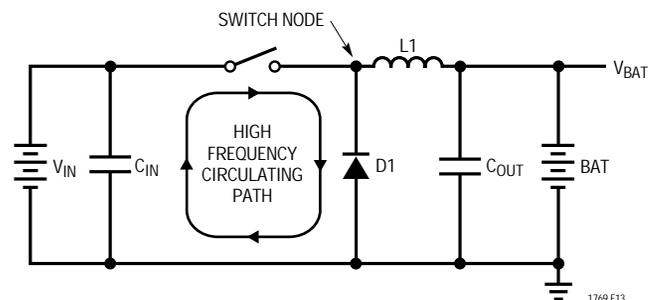
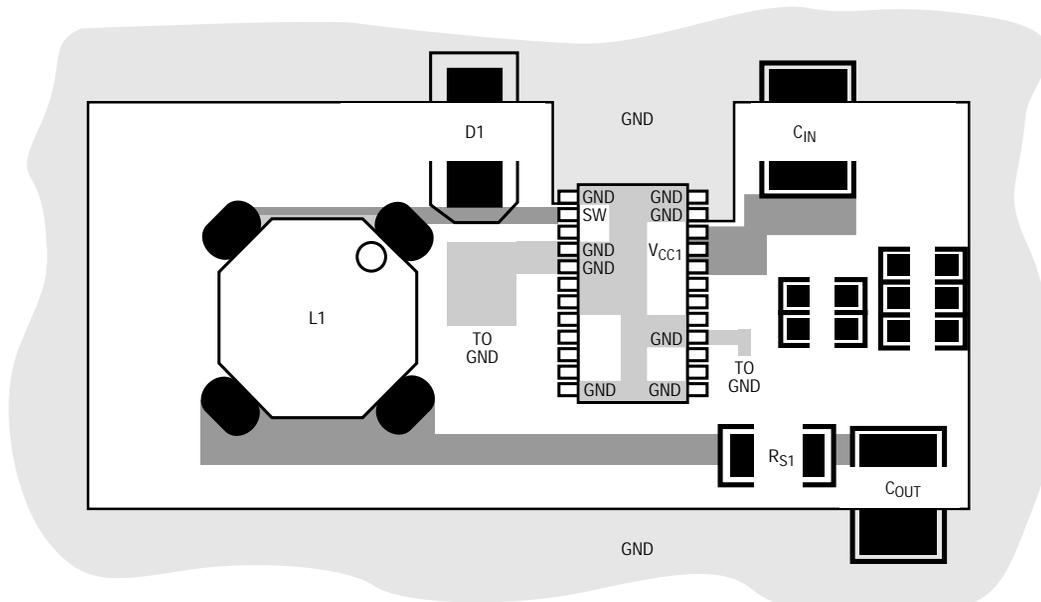


図13. 高速スイッチング経路

アプリケーション情報



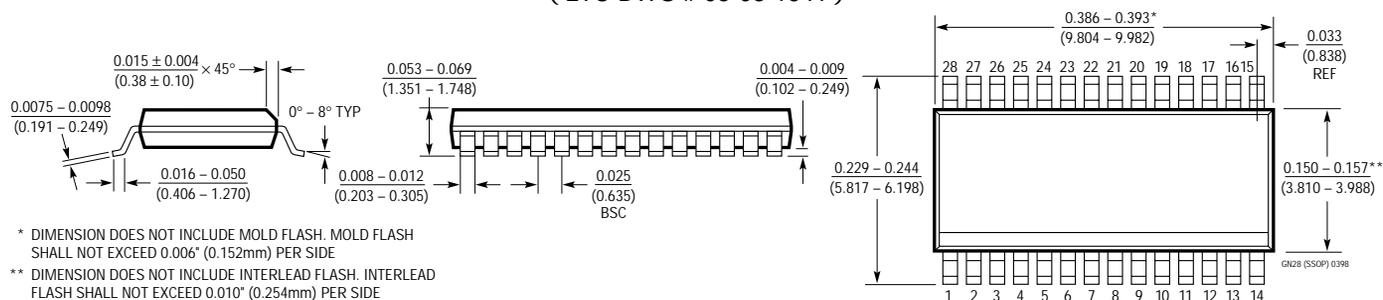
NOTE: CONNECT ALL GND PINS TO EXPANDED PC LANDS FOR PROPER HEAT SINKING

1769 F14

図14. 重要な電気および熱的経路レイアウト

パッケージ 注記がない限り寸法はインチ(ミリメートル)

GNパッケージ
28リード・プラスチックSSOP(細型0.150)
(LTC DWG # 05-08-1641)



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC [®] 1325	マイクロプロセッサ制御バッテリー・マネージメントシステム	ソフトウェア充電プロフィールによりNiCdおよび鉛酸蓄電池の充電、放電、およびガス・ゲージが可能。
LT1372/LT1377	500kHz/1MHzの昇圧スイッチング・レギュレータ	高周波、小型インダクタ、高効率スイッチャ、1.5Aスイッチ
LT1376	500kHz降圧スイッチング・レギュレータ	高周波、小型インダクタ、高効率スイッチャ、1.5Aスイッチ
LT1505	高電流、高効率バッテリー・チャージャ	効率94%、同期電流モードPWM
LT1510	定電圧/定電流バッテリー・チャージャ	リチウムイオン、NiCd、およびNiMHバッテリー用、最大充電電流1.5A
LT1511	定電圧/定電流バッテリー・チャージャ	リチウムイオン、NiCd、およびNiMHバッテリー用、最大充電電流3A
LT1512	SEPICバッテリー・チャージャ	V _{IN} はバッテリー電圧よりも高いまたは低い電圧を許容