

定電流/電圧 高効率バッテリー・チャージャ

特長

- Li-Ion、NiMH、およびNiCdバッテリーを簡単に充電
- 非常に高い効率：最大97%
- 高精度0.5%の充電電圧精度
- プリセット・バッテリー電圧: 12.3V、12.6V、16.4V、16.8V
- 5%の充電電流精度
- 充電電流は抵抗またはDACによりプログラム
- 損失電圧0.5V、デューティ・サイクル > 99.5%
- ACアダプタ電流制限*により充電レートを最大化
- Li-Ion充電完了をフラグにより表示
- アダプタ取外し時の自動シャットダウン
- アイドル時にバッテリーから流出する電流はわずか10 μ A
- 最大280kHzまで同期可能

アプリケーション

- ノートブック・コンピュータ
- 携帯用計測器
- Li-Ion、NiMH、NiCd、および鉛蓄電池の再充電可能
バッテリー用チャージャ


概要

LT[®]1505PWMバッテリー・チャージャ・コントローラは、定電流制御または定電圧制御により、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) など多種の電池を高速に充電します。最大電流は抵抗またはDACによって簡単にプログラムできます。定電圧出力は、3個ないし4個直列に接続したLi-Ion電池を0.5%の精度で充電するように設定できます。

第3の制御ループは、充電中にACアダプタから流れる電流を制限します*。これによって、AC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の高速充電を同時に行うことができます。

LT1505は最小0.5Vの損失電圧で、2.5Vから20Vまでのバッテリーを充電することができます。スイッチング周波数200kHzの同期NチャンネルFETにより、効率の向上とインダクタの小型化が可能になります。ACアダプタを引き抜くとチャージャは10 μ Aのスリープ・モードに入るので、バッテリーと直列にダイオードを接続する必要はありません。電流がプログラムされた値の20%に低下すると、ロジック出力がLi-Ionのフル充電を示します。

LT1505は28ピンSSOPパッケージで供給されます。

、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

標準的応用例

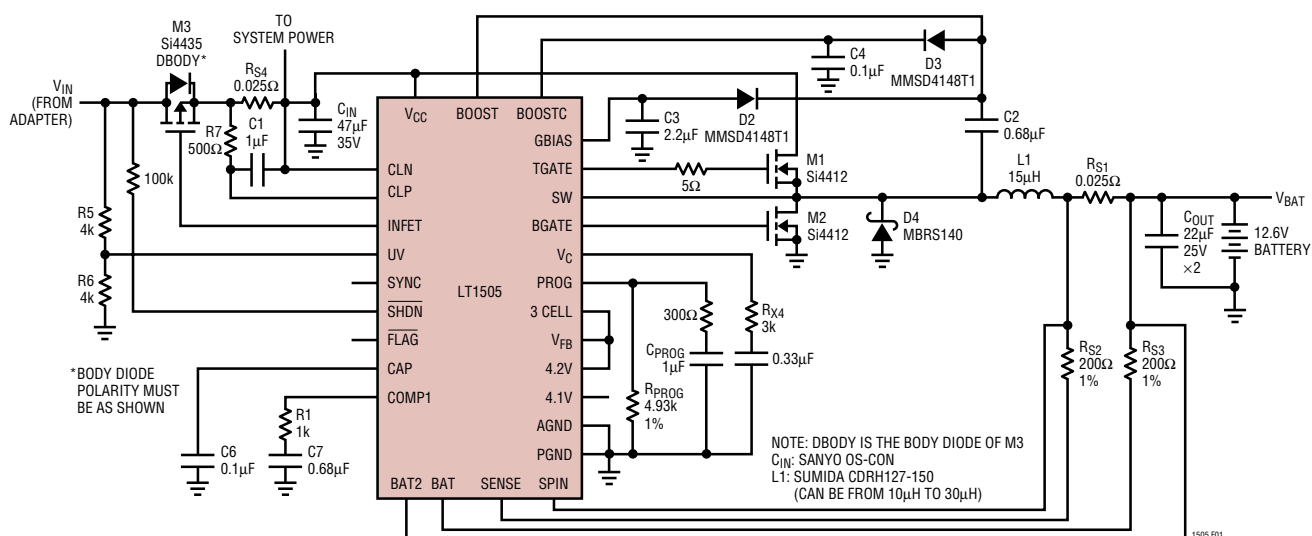


図1. 低損失4A リチウムイオン・バッテリー・チャージャ

LT1505

絶対最大定格 (Note 1)

V_{CC} 、CLP、CLN、INFET、UV、3CELL、FLAG	27V
GNDに対するSW電圧	- 2V
V_{CC} に対するBOOST、BOOSTC電圧	10V
GBIAS	10V
SYNC、BAT2、BAT、SENSE、SPIN	20V
V_C 、PROG、 V_{FB} 、4.1V、4.2V	7V
CAP、SHDN	$\pm 3mA$

TGATE、BGATE電流連続	0.2A
TGATE、BGATE出力エネルギー(1サイクルあたり) ..	2 μ J
最大動作 V_{CC}	24V
動作周囲温度範囲	0 ~ 70
動作接合部温度範囲	0 ~ 125
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 style="text-align: center;">G PACKAGE 28-LEAD PLASTIC SSOP $T_{JMAX} = 125^{\circ}C, \theta_{JA} = 100^{\circ}C/W$</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1505CG</p>	<p style="text-align: center;">G PACKAGE 28-LEAD PLASTIC SSOP $T_{JMAX} = 125^{\circ}C, \theta_{JA} = 100^{\circ}C/W$</p>	<p>ORDER PART NUMBER</p> <p>LT1505CG-1</p> <p>NOTE: LT1505CG-1 DOES NOT HAVE INPUT CURRENT LIMITING FUNCTION.</p>
----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	-------------------------------------------------	----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

インダストリアルおよびミリタリ・グレード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。注記がない限り、 $V_{CC} = 18V$ 、 $V_{BAT} = 12.6V$ 、 $V_{CLN} = V_{CC}$ (LT1505) どの出力も無負荷。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Overall						
Supply Current	$V_{CC} \leq 24V$	●	12	15	mA	
Sense Amplifier CA1 Gain and Input Offset Voltage (With $R_{S2} = 200\Omega$, $R_{S3} = 200\Omega$) (Measured across R_{S1} , Figure 1) (Note 2)	$11V \leq V_{CC} \leq 24V$, $0V \leq V_{BAT} \leq 20V$ $R_{PROG} = 4.93k$		95	100	105	mV
	$R_{PROG} = 4.93k$	●	92	100	108	mV
	$R_{PROG} = 49.3k$		7	10	13	mV
BOOST Pin Current	$V_{BOOST} = V_{SW} + 8V$, $0V \leq V_{SW} \leq 20V$ TGATE High TGATE Low		2	3		mA
			2	3		mA
BOOSTC Pin Current	$V_{BOOSTC} = V_{CC} + 8V$		1		mA	
Reference						
Reference Voltage (Note 3)	$R_{PROG} = 4.93k$, Measured at V_{FB} with V_A Supplying I_{PROG} and Switching Off		2.453	2.465	2.477	V
Reference Voltage Tolerance	$11V \leq V_{CC} \leq 24V$	●	2.441		2.489	V

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。注記がない限り、 $V_{CC} = 18V$ 、 $V_{BAT} = 12.6V$ 、 $V_{CLN} = V_{CC}$ (LT1505) どの出力も無負荷。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Preset Battery Voltage (12.3V, 16.4V, 12.6V, 16.8V)						
All Preset Battery Voltages	Measured at BAT2 Pin			0.5		%
Preset Battery Voltage Tolerance	$(V_{BAT} + 0.3V) \leq V_{CC} \leq 24V$	●	-1		1	%
BAT2 Pin Input Current	$V_{BAT2} = V_{PRESET} - 1V$	●			6	μA
Voltage Setting Resistors Tolerance (R4, R5, R6, R7)			-40		40	%
Shutdown						
Undervoltage Lockout (TGATE and BGATE "Off") Threshold (Note 9)	Measured at UV Pin	●	6.3	6.7	7.25	V
UV Pin Input Current	$0V \leq V_{UV} \leq 8V$	●	-1		5	μA
Reverse Current from Battery in Micropower Shutdown (Note 10)	$V_{BAT} \leq 20V$, $V_{UV} \leq 0.4V$, $V_{CC} = V_{SW} = \text{Battery Voltage}$			10	30	μA
Shutdown Threshold at SHDN Pin When V_{CC} is Connected		●	1		2	V
SHDN Pin Current	$0V \leq V_{SHDN} \leq 3V$				8	μA
Supply Current in Shutdown (V_{SHDN} is Low, V_{CC} is Connected)	$V_{CC} \leq 24V$			15	20	mA
Minimum I_{PROG} for Switching "On"			-1	-4	-22	μA
Minimum I_{PROG} for Switching "Off" at $V_{PROG} \leq 1V$		●	-1	-2.4		mA
Current Sense Amplifier CA1 Inputs (SENSE, BAT)						
Input Bias Current (SENSE, BAT)	$V_{SHDN} = \text{High}$ $V_{SHDN} = \text{Low (Shutdown)}$	●		-50	-120 -10	μA μA
Input Common Mode Low		●	-0.25			V
Input Common Mode High		●			$V_{CC} - 0.3$	V
SPIN Input Current	$V_{SHDN} = \text{High}$, $V_{SPIN} \geq 2V$ (Note 8) $V_{SHDN} = \text{Low (Shutdown)}$	●			2 10	mA μA
Oscillator						
Switching Frequency (f_{NOM})			180	200	220	kHz
Switching Frequency Tolerance		●	170	200	230	kHz
SYNC Pin Input Current	$V_{SYNC} = 0V$ $V_{SYNC} = 2V$				-0.5 -30	mA μA
Synchronization Pulse Threshold on SYNC Pin			0.9	1.2	2.0	V
Synchronization Frequency		●	240		280	kHz
Maximum Duty Cycle						
V_{BOOST} Threshold to Turn TGATE Off (Comparator A2) (Note 4)	Measured at ($V_{BOOST} - V_{SW}$) Low to High Hysteresis	●	6.8	7.3 0.25	7.6	V V
Maximum Duty Cycle of Natural Frequency 200kHz (Note 5)		●	85	90		%
Current Amplifier CA2						
Transconductance	$V_C = 1V$, $I_{VC} = \pm 1\mu A$		150	200	300	μmho
Maximum V_C for Switch Off		●			0.6	V
I_{VC} Current (Out of Pin)	$V_C \geq 0.6V$ $V_C < 0.45V$	● ●			50 3	μA mA
V_C at Shutdown	$V_{SHDN} = \text{Low (Shutdown)}$	●			0.35	V

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。注記がない限り、 $V_{CC} = 18V$ 、 $V_{BAT} = 12.6V$ 、 $V_{CLN} = V_{CC}$ (LT1505) 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	0.21	0.6	1.0	mho	
Output Source Current	$V_{FB} = V_{PROG} = V_{REF} + 10mV$	1.1			mA	
V_{FB} Input Bias Current	At 0.5mA VA Output Current, $T_A < 70^\circ C$ (3 CELL, 4.1V, 4.2V Are Not Connected, $V_{BAT2} = 0V$)	-10		25	nA	
Current Limit Amplifier CL1						
Turn-On Threshold	0.5mA Output Current	87	92	97	mV	
Transconductance	Output Current from 50 μ A to 500 μ A	0.5	1	3	mho	
CLP Input Current	0.5mA Output Current		1	3	μ A	
CLN Input Current	0.5mA Output Current		0.8	2	mA	
Input P-Channel FET Driver (INFET)						
INFET "On" Clamping Voltage ($V_{CC} - V_{INFET}$)	$V_{CC} \geq 11V$	●	6.5	7.8	9	V
INFET "On" Driver Current	$V_{INFET} = V_{CC} - 6V$	●	8	20		mA
INFET "Off" Clamping Voltage ($V_{CC} - V_{INFET}$)	V_{CC} Not Connected, $I_{INFET} < -2\mu A$				1.4	V
INFET "Off" Drive Current	V_{CC} Not Connected, $(V_{CC} - V_{INFET}) \geq 2V$			-2.5		mA
Charging Completion Flag (Comparator E6)						
Charging Completion Threshold (Note 6)	Measured at V_{RS1} , $V_{CAP} = 2V$ (Note 7)		14	20	28	mV
Threshold On CAP Pin	Low to High Threshold	●		3.3	4.2	V
	High to Low Threshold	●	0.6			V
V_{CAP} at Shutdown	$\overline{V_{SHDN}} = \text{Low (Shutdown)}$	●		0.13	0.3	V
FLAG (Open Collector) Output Low	$V_{CAP} = 4V$, $I_{FLAG} < 1mA$	●			0.3	V
FLAG Pin Leakage Current	$V_{CAP} = 0.6V$	●			3	μ A
Gate Drivers (TGATE, BGATE)						
V_{GBIAS}	$11V < V_{CC} < 24V$, $I_{GBIAS} \leq 15mA$	●	8.4	9.1	9.6	V
	$\overline{V_{SHDN}} = \text{Low (Shutdown)}$	●		1	3	V
V_{TGATE} High ($V_{TGATE} - V_{SW}$)	$I_{TGATE} \leq 20mA$, $V_{BOOST} = V_{GBIAS} - 0.5V$	●	5.6	6.6		V
V_{BGATE} High	$I_{BGATE} \leq 20mA$	●	6.2	7.2		V
V_{TGATE} Low ($V_{TGATE} - V_{SW}$)	$I_{TGATE} \leq 50mA$	●			0.8	V
V_{BGATE} Low	$I_{BGATE} \leq 50mA$	●			0.8	V
Peak Gate Drive Current	10nF Load			1		A
Gate Drive Rise and Fall Time	1nF Load			25		ns
V_{TGATE} , V_{BGATE} at Shutdown	$\overline{V_{SHDN}} = \text{Low (Shutdown)}$ $I_{TGATE} = I_{BGATE} = 10\mu A$	●			1	V

Note 1 : 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命を損なう可能性がある値。

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 : V_{CC} とバッテリー電圧の差が小さいときには、高いデューティ・ファクタが必要。LT1505はサイクルをスキップすることにより、99%以上のデューティ・ファクタを達成する。 V_{BOOST} がコンパレータA2のスレッシュホールド以下に低下したときにだけ、TGATEがターンオフされる。アプリケーション情報を参照。

Note 5 : システムを始動するときは、C \times ブースト・コンデンサを充電してTGATEをドライブし、システムを始動しなければならない。LT1505はTGATEをオフに保持し、BGATEを200kHzで0.2 μ sの間ターンオンし、C2を充電する。コンパレータA2は V_{BOOST} を検知し、 V_{BOOST} がスレッシュホールドを超えると、通常のPWMモードに切り替わる。

Note 6 : アプリケーション情報セクションの「リチウムイオン充電完了」を参照。

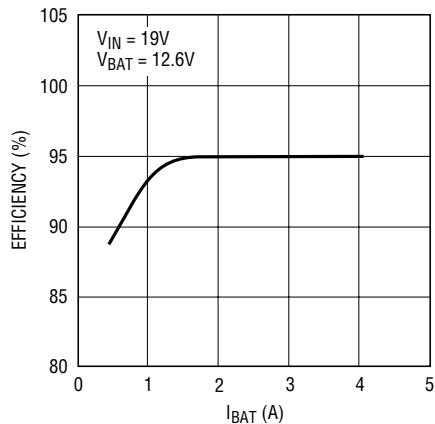
Note 7 : テスト回路3でテストされる。

Note 8 : I_{SPIN} はオンになったままで、バッテリーが存在しないときは V_{BAT} を安定化状態に保持し、バッテリー挿入時に C_{OUT} から高いサージ電流が流れないようにする。

Note 9 : 低電圧スレッシュホールド以上では、スイッチングがイネーブルされる。
Note 10 : V_{CC} は、 V_{IN} に直接接続しないこと(図1参照)。直接接続すると、 V_{BAT} と V_{CC} の間の内部ダイオードが順方向にバイアスされ、 V_{IN} から高電流が流れるおそれがある。アダプタを取り外すと、 V_{CC} はM1のボディ・ダイオードによって保持される。

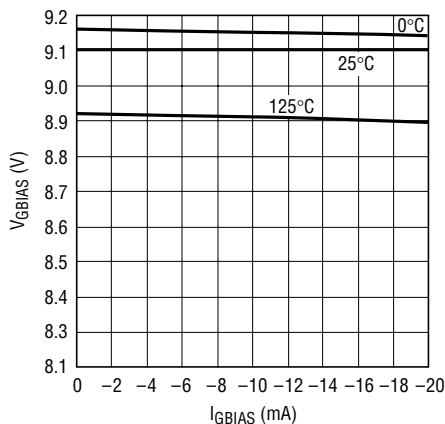
標準的性能特性

図1の回路の効率



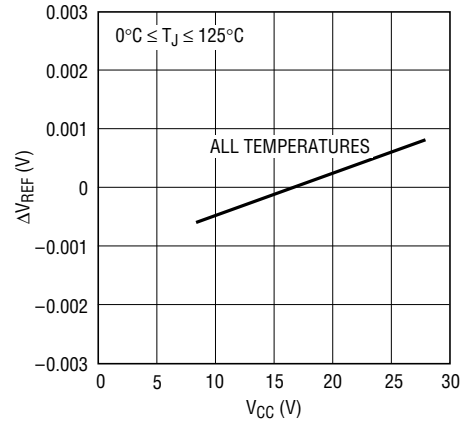
1505 G01

V_{GBIAS} と I_{GBIAS}



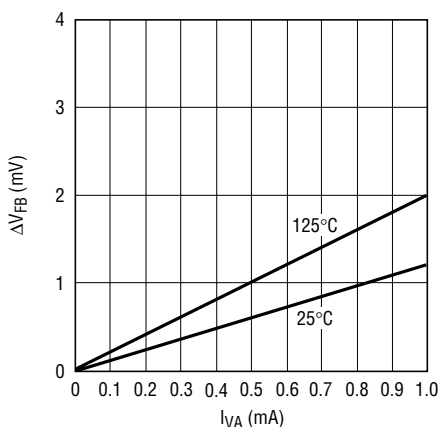
1505 G02

V_{REF} ライン・レギュレーション



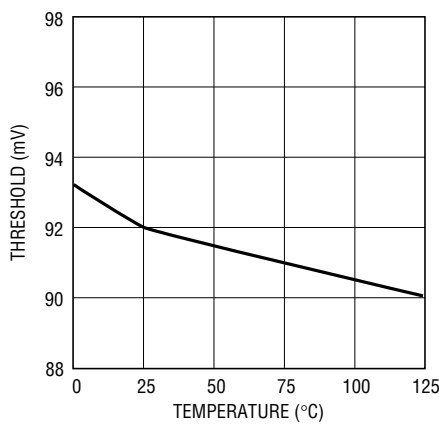
1505 G03

ΔV_{FB} と I_{VA} (電圧アンプ)



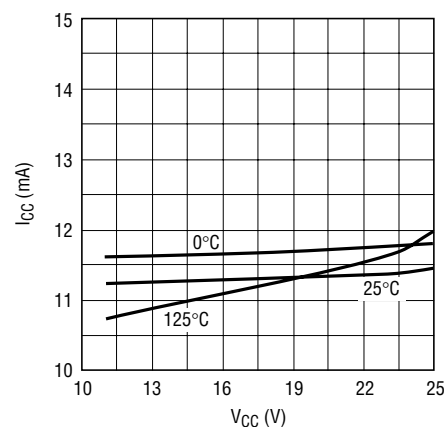
1505 G04

電流制限アンプCL1のスレッシュホールド



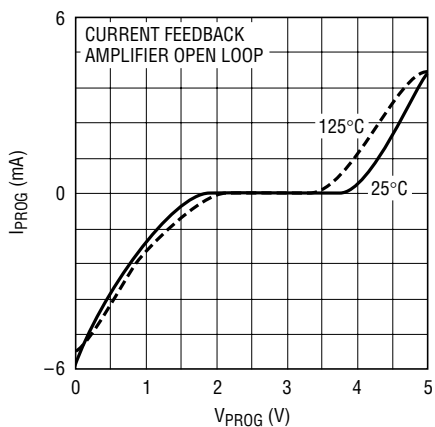
1505 G05

I_{CC} と V_{CC}



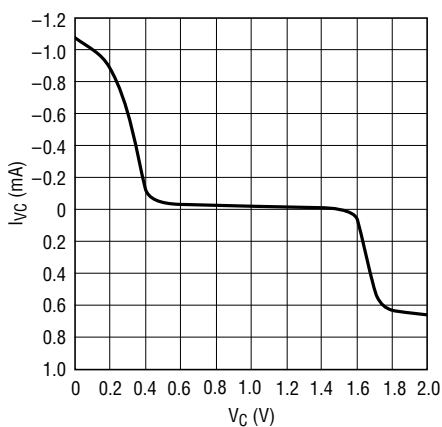
1505 G06

PROGピン特性



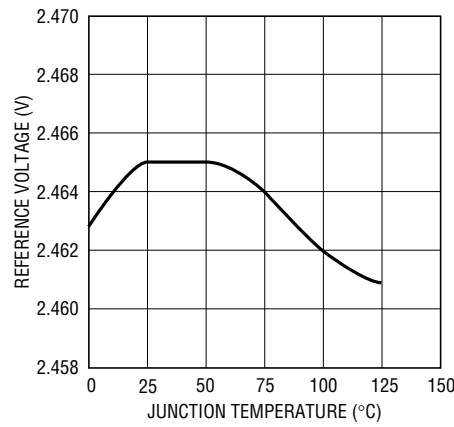
1505 G07

V_C ピン特性



1505 G08

リファレンス電圧と温度



1505 G09

ピン機能

BOOST (ピン1): このピンはトップサイド・パワー・スイッチ・ゲート・ドライブと制御回路への電源を昇圧および供給するのに使用されます。通常動作では、内部で生成される8.6Vレギュレータ V_{GBIAS} から電力が供給され、TGATEが“H”のときに $V_{BOOST} \approx V_{CC} + 9.1V$ です。BOOSTピンに強制的に外部から電圧を印加しないでください。

TGATE (ピン2): このピンはトップサイド・パワーFETにゲート・ドライブを供給します。TGATEがオンにドライブされると、ゲート電圧はほぼ $V_{SW} + 6.6V$ になります。このピンからトップサイドFETのゲートまで、5 ~ 10 の直列抵抗を使用しなければなりません。

SW (ピン3): このピンはフローティング・トップサイド・ゲート・ドライブ回路の基準点です。これはトップサイドとボトムサイドのスイッチおよび出力インダクタの共通接続です。このピンは非常に高い dv/dt レートでグランドと V_{CC} 間で切り替わります。このノードから他の敏感なノードに結合が生じないように、PCレイアウトに注意する必要があります。チップ・サブストレード・ダイオードが導通しないよう、このピンからグランド・ピンまで、非常に短いトレース長で1Aショットキ・ランピング・ダイオードを配置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を参照してください。

SYNC (ピン4): 同期入力。LT1505は、パルスのデューティ・サイクルが10% ~ 95%である外部クロックに同期できます。この入力は、同期パルスの立上りエッジでトリガされる内部ワンショットにより、同期パルスのデューティ・サイクルに影響されません。このピンの入力電圧範囲は0V ~ 20Vです。このピンを使用しない場合はフロートさせておくことができます。

SHDN (ピン5): シャットダウン。このピンの電圧を1V以下にすると、スイッチングが停止し、GBIASは“L”になりCA1の入力電流はオフになります。外部プルアップ信号が印加されない限り、約4 μ Aの入力電流がデバイスをシャットダウン状態に保持します。このピンの電圧範囲は0V ~ V_{CC} です。

AGND (ピン6): 低電流アナログ・グランド。

UV (ピン7): 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(アダプタ出力からグランドに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10 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。このピンに許される最大電圧は V_{CC} です。

INFET (ピン8): 損失が非常に低いアプリケーションのために、外部PチャネルMOSFETを使用して、入力電源を V_{CC} に接続することができます。このピンはPFETにゲート・ドライブを提供します。ゲート・ドライブは、 V_{CC} より8V低い電圧にクランプされます。ゲートは、 $V_{CC} > (V_{BAT} + 0.2V)$ かつ $V_{UV} > 6.7V$ のときに、オン(“L”)にドライブされます。ゲートは、 $V_{CC} < (V_{BAT} + 0.2V)$ のときに、オフ(“H”)にドライブされます。PFETのボディ・ダイオードを使用して、 V_{CC} をプルアップし、LT1505をターンオンします。

CLP (ピン9): LT1505: 入力電流制限アンプCL1への正入力。スレッシュホールドは、92mVに設定されています。入力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。(LT1505-1: 接続なし)

CLN (ピン10): LT1505: 入力電流制限アンプCL1への負入力。電流制限を使用するときには、CLPピンとCLNピンの両方を6Vを超える電圧および通常は V_{CC} (ノイズを低減するには V_{CC} バイパス・コンデンサ)に接続しなければなりません。CLPピンとCLNピンに許される最大電圧は $V_{CC} + 1V$ です。(LT1505-1: 接続なし)

COMP1 (ピン11): LT1505: 入力電流制限アンプCL1の補償ノード。入力アダプタの電流制限時に、このピンは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)。出力電流は0.2mA未満です。必要な抵抗値とコンデンサ値は図1の回路を参照してください。(LT1505-1: GNDに接続)

CAP (ピン12): サンプリングされた充電電流信号をフィルタするために、CAPからグランドに0.1 μ Fのコンデンサが必要です。充電電流がプログラムされた最大充電電流の20%以下に低下したら、このフィルタされた信号を使用してFLAGピンをセットします。

FLAG (ピン13): このピンは充電の終了を示すのに使用されるオープンコレクタ出力です。FLAGピンは充電電流がプログラムされた充電電流の20%以下に低下すると、“L”にドライブされます。この機能を使用する場合は、プルアップ抵抗が必要です。このピンは最低1mAをシンク可能です。このピンの最大電圧は V_{CC} です。

4.1V (ピン14) 4.2V (ピン15) 3CELL (ピン16) V_{FD} (ピン17): これら4本のピンは、予め設定された内部抵抗ネットワークを使用して、バッテリー電圧を選択するのに使用され

ピン機能

まず、 V_{FB} ピンはアンプ(ブロック図のVA)の非反転入力、デバイスが定電圧モードで動作するときに、充電電流を制御します。アンプVAは充電電流を制御して、 V_{FB} ピンの電圧を基準電圧(2.465V)に維持します。VAの入力バイアス電流は約3nAです。LT1505は、3個ないし4個の4.1Vまたは4.2Vのリチウムイオン電池に対して適正な電圧を選択できる抵抗分割器を内蔵しています。電池が3個の場合は、3CELLピンを V_{FB} ピンに短絡します。電池が4個の場合は、3CELLピンは接続しません。4.1Vの電池の場合は、4.1Vピンを V_{FB} ピンに接続し、4.2Vピンは接続しません。4.2Vの電池の場合は、4.2Vピンを V_{FB} ピンに接続し、4.1Vピンは接続しません。以下の表を参照してください。

プリセット・バッテリー電圧	ピン選択
12.3V(3×4.1Vセル)	4.1V、 V_{FB} 、3CELLを一緒に短絡
16.4V(4×4.1Vセル)	4.1V、 V_{FB} を一緒に短絡、3CELLをフロート
12.6V(3×4.2Vセル)	4.2V、 V_{FB} 、3CELLを一緒に短絡
16.8V(4×4.2Vセル)	4.2V、 V_{FB} を一緒に短絡、3CELLをフロート

プリセット値以外のバッテリー電圧の場合は、外部抵抗分割器を使用できます。外部抵抗分割器を使用する場合は、4.1V、4.2V、および3CELLピンは接続せず、BAT2ピンは接地しなければなりません。厳密な電圧許容差を維持するには、外部抵抗の許容差を0.25%以下にしなければなりません。 V_{FB} ピンをオープンにしておくと、“H”にフロートスイッチングを禁止します。

V_C (ピン18): これは電流モードPWMの内部ループの制御信号です。0.9V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、最大充電電流で1.1Vに達します。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て、ソフト・スタートの速度を制御します。このピンを“L”にすると、スイッチングを停止します。標準出力電流は60 μ Aです。

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・ループ補償用です。通常動作では V_{PROG} は2.465Vに保持されます。GNDに短絡するかこのピンから1mA以上が流れると、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。

BAT α (ピン20): このピンを使用して、バッテリーを内部プリセット電圧設定抵抗に接続します。内部スイッチは、デバイスがシャットダウンされるか電源が切断されると、バッテリーから内部抵抗分割器を切り離します。この切離し機能によって、抵抗分割器による電流流出をなくします。内部プリセット抵抗分割器を使用する場合、このピンはバッテリーの正ノードに接続してください。外部抵抗分割器を使用する場合、このピンはグランドに接続しなければなりません。このピンの最大入力電圧は20Vです。

SENSE(ピン21): このピンはブロック図に示す電流アンプCA1の非反転入力です。標準バイアス電流は-50 μ Aです。

SPIN(ピン22): このピンは内部アンプCA1のバイアス用です。アプリケーション回路に示すとおり接続しなければなりません。

BAT(ピン23): 電流アンプCA1の反転入力。標準バイアス電流は-50 μ Aです。

V_{CC} (ピン24): 入力電源。適切なバイパスを行うには、10 μ F以上の低ESRコンデンサが必要です。リード長は最小にしてください。 V_{CC} は11Vから24Vの間でなければなりません。バッテリーがあるときは、 V_{CC} を V_{BAT} から1V以上低くしてはなりません。

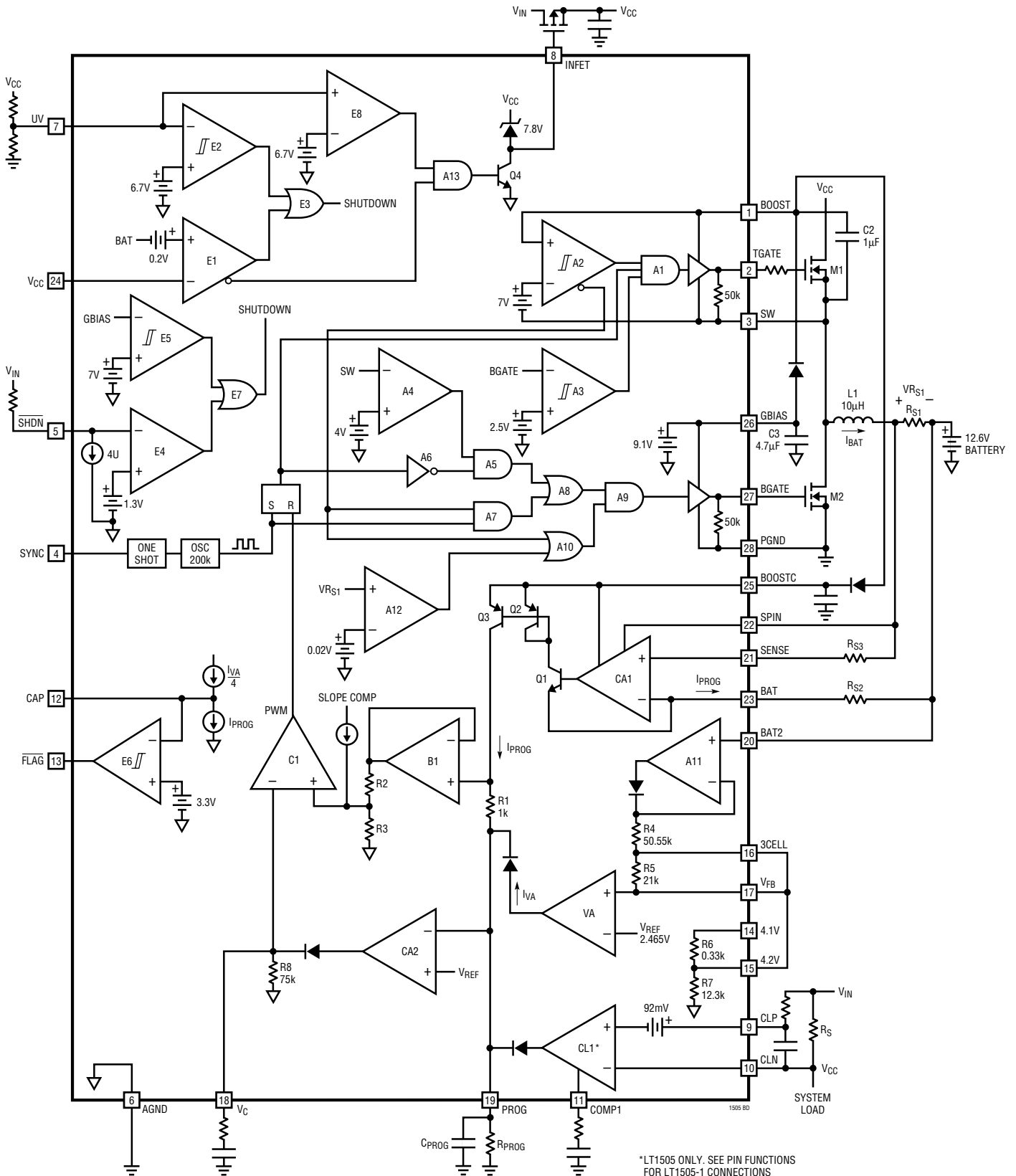
BOOST α (ピン25): このピンを使用して、昇圧した電圧を電流センス・アンプCA1に供給し、損失を非常に低い状態にします。 V_{CC} はバッテリー電圧よりわずか0.4V高い電圧まで下げることができます。 V_{BOOST} から電圧を得るには、ダイオードとコンデンサが必要です。低損失が必要なく、 V_{CC} が常に V_{BAT} より3V以上高い場合は、このピンをフロートさせておくか V_{CC} に接続することができます。このピンに強制的に V_{CC} より低い電圧を加えないでください。標準入力電流は1mAです。

GBIAS α (ピン26): これはドライバと制御回路に電力を供給する内部9.1Vレギュレータの出力です。最小2.2 μ Fのセラミック・コンデンサでグランド・プレーンにバイパスしなければなりません。 V_{GBIAS} が7V以下に低下すると、スイッチングが停止します。

BGATE(ピン27): ローサイド・パワーMOSFETドライブ。

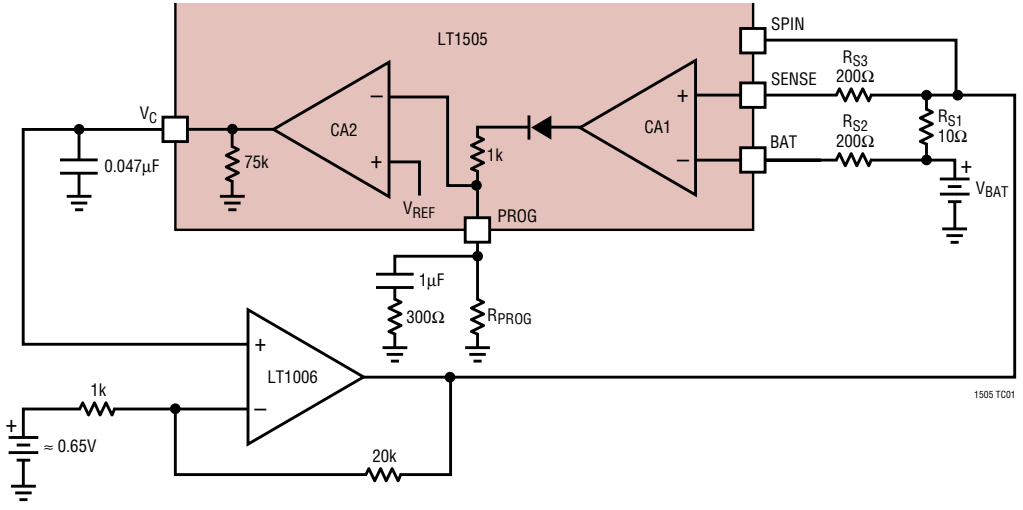
PGND(ピン28): MOSFETドライバ・パワー・グランド。しっかりしたシステム・グランド・プレーンが非常に重要です。詳細はLT1505デモ・マニュアルを参照してください。

ブロック図 (LT1505)

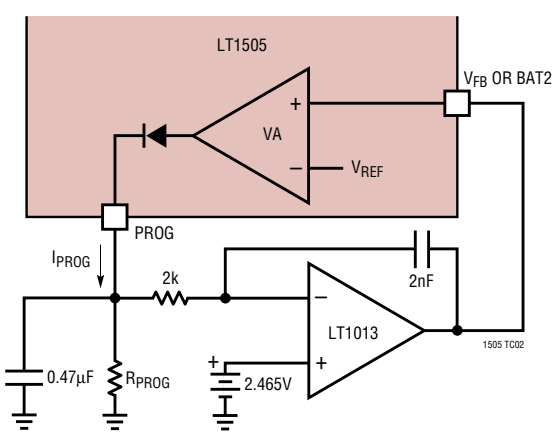


テスト回路

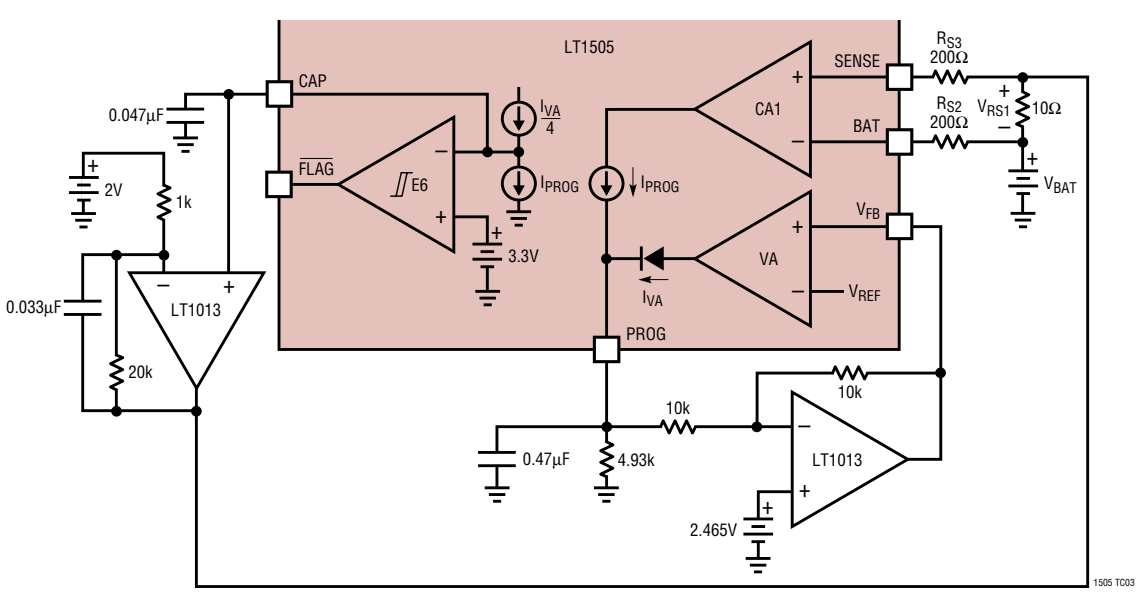
テスト回路1



テスト回路2



テスト回路3



動作

LT1505は同期電流モードPWM降圧(バック)スイッチャです。バッテリーのDC充電電流は、PROGピンの抵抗 R_{PROG} (またはDAC出力電流)および R_{S1} に対するセンス抵抗 R_{S2} の比率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} を流れる充電電流をはるかに小さな電流 I_{PROG} ($I_{PROG} = I_{BAT} \cdot R_{S1}/R_{S2}$)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} を用いて高いDC精度を実現します。 I_{PROG} にはAC成分とDC成分の両方が含まれていることに注意してください。 I_{PROG} は $R1$ を流れてランプ信号を発生し、この信号はバッファ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。BOOSTピンはトップサイド・パワー・スイッチ・ゲート・ドライブを供給します。LT1505は9.1Vの V_{GBIAS} を生成し、ドライブと V_{BOOSTC} に電源を供給します。BOOSTCピンは、低損失アプリケーション用に、電流アンプCA1に V_{CC} より高い電圧を供給します。定電流かつ定電圧の充電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により充電電流が減少します。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。

アンプCL1は、通常はACアダプタからの入力電流をモニタし、プリセット・レベル($92mV/R_S$)に制限します。

入力電流制限時に、CL1はプログラミング電流 I_{PROG} を供給し、バッテリー充電電流を低減します。

トップサイド・スイッチとローサイド・スイッチ間の電流シュート・スルーを防止するために、コンパレータA3とA4は一方のスイッチが確実にターンオフしてから、他方のスイッチがターンオンするようにします。コンパレータA12は充電電流レベルをモニタし、それがプログラムされた値の20%(R_{S1} の両端で20mV)以下に低下した場合は、ローサイド・スイッチをターンオフしてインダクタの不連続動作モードを可能にします。したがって、軽電流レベルでの連続動作モード時でもときどきローサイド・スイッチがオフになったままになります。

コンパレータE6は充電電流をモニタして、充電が電圧モードで行われているとき充電電流レベルが20%まで低下すると、 \overline{FLAG} ピンを通してそれを知らせます。この充電完了信号を使用して、充電終了用タイマを始動させることができます。

INFETピンは、低損失アプリケーションのための外部PチャネルFETをドライブします。

入力電圧がなくなると、 V_{CC} はトップサイドMOSFETのボディ・ダイオードによって保持されます。LT1505は V_{CC} がバッテリー電圧以下に低下すると、標準10 μ Aの低電流スリープ・モードに入ります。チャージャをシャットダウンするには、トランジスタを使用して V_C ピンまたは \overline{SHDN} ピンを L にしてください。

アプリケーション情報

入力および出力コンデンサ

4A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ものと想定されているので、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ある必要はありません。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(最低20 μ F)があります。

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ものと想定されます。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、 $V_{CC} = 19V$ 、 $V_{BAT} = 12.6V$ 、 $L1 = 15\mu H$ 、および $f = 200kHz$ 、 $I_{RMS} = 0.4A$ です。

アプリケーション情報

一般にEMIを配慮すれば、バッテリー・リードのリプル電流を小さくする必要があります。またビーズ(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ズ(インダクタ)によって4に増大する場合、バッテリーにはリプル電流のわずか5%しか流れません。

ソフトスタートおよび低電圧ロックアウト

LT1505は V_C ピンに0.33 μ Fのコンデンサを接続してソフト・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はじめ、 V_C が1.1Vで最大電流に達します。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と想定されています。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、通常は負荷に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ます。アダプタが電流制限されていると、出力電圧低下時には最大電力を供給できず、アダプタ出力が低い出力電圧で電流制限状態になったままの「疑似ラッチ」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30Wの場合、15Vアダプタは2.5A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(30W/2.5A = 12V)以下に低下すれば、一定の30W負荷によって、アダプタ電圧は(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、最大電力を実現可能な最小アダプタ電圧より高く低電圧ロックアウトを設定すれば回避できます。

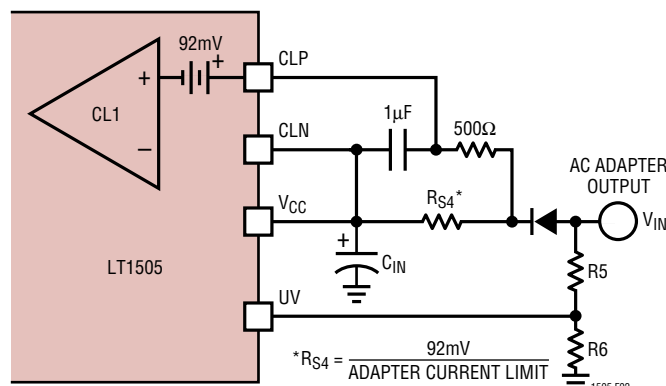


図2. アダプタ電流制限

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：

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

V_{UV} = UVピンの立上りロックアウト・スレッシュヨルド

V_{IN} = 最大負荷電力を持続可能なチャージャ入力電圧

例：R6 = 5k、 V_{UV} = 6.7V、 V_{IN} を16Vに設定。

$$R5 = 5k(16V - 6.7V)/6.7V = 6.9k$$

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には、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。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。このピンをフロートさせるとバッテリー逆電流が10 μ Aから200 μ Aに増加します。

アダプタ電流制限

(LT1505-1には適用されません)

LT1505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、装置は複雑な負荷管理アルゴリズムを用いることなく、複数のバッテリーを充電しながら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。

アプリケーション情報

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値を超えた場合に充電電流を下方へ調整して実現されます。真のアナログ制御が使われており、閉ループ・フィードバックによってアダプタの負荷電流が制限値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92mV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 $92\text{mV}/R_{S4}$ に制限します。スイッチング・ノイズを除去するには、500 と $1\mu\text{F}$ からなるローパス・フィルタが必要です。電流制限を使用しない場合は、R7/C1フィルタとCOMP1(R1/C7)補償ネットワークは必要なく、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)

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

ただし、 R_{PROG} はPROGピンからグランドまでの全抵抗です。

センス・アンプCA1をバイアスするため、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、4Aの充電電流が必要だとします。 R_{S1} の消費電力を低くし、アンプCA1をドライブするのに十分な信号を得るには、 $R_{S1} = 100\text{mV}/4\text{A} = 0.025$ にします。これによって、 R_{S1} の消費電力が0.4Wに制限されます。 $R_{PROG} = 5\text{K}$ にすると以下の結果が得られます。

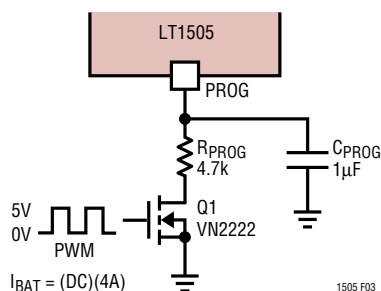


図3. PWM電流プログラミング

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

$$= \frac{(4\text{A})(5\text{k})(0.025)}{2.465\text{V}} = 200\Omega$$

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。

マイクロプロセッサのDAC出力をチャージ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。

リチウムイオン充電

4Aリチウム・バッテリー・チャージャ(図1)は、電池の電圧がプリセットされた値に達するまで、リチウムイオン電池を4Aの定電流で充電します。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。

プリセット・バッテリー電圧設定

LT1505は、12.3V、12.6V、16.4V、16.8Vの4つのプリセット・バッテリー電圧を供給します。ピンによる設定電圧の選択については、ピン機能のセクションを参照してください。内部スイッチは、抵抗分割器をバッテリー・センス・ピン(BAT2)に接続します。アダプタ電源を取り外すか、あるいはSHDNピンを“ L ”にしてLT1505をシャットダウンすると、抵抗分割器が切り離されバッテリーから電流が流れません。プリセット・バッテリー電圧のどれかを使用するときには、BAT2ピンをバッテリーに接続しなければなりません。

バッテリー電圧設定用外部抵抗

他のバッテリー電圧のために外部抵抗分割器を使用するときは、BAT2を接地してください。4.2V、4.1V、および3CELLの各ピンは、フロートさせておかなければなりません。チャージャがオフの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(図4)を流れる電流を $15\mu\text{A}$ に設定します。 V_{FB} ピンの入力電流は 3nA で、誤差は無視できます。

アプリケーション情報

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

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

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。LT1505の V_{FB} 電圧の精度は25では $\pm 0.5\%$ 、全温度範囲では $\pm 1\%$ 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、LT1505の温度が50を超えはめったにありません。したがって、通常は0.25%の抵抗で所要レベルの全精度が得られます。

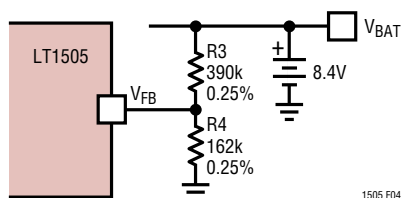


図4. 外部分割器

リチウムイオン電池の充電完了

一部のバッテリー製造業者は、充電電流が規定レベル(標準で全電流の20%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。詳細は製造業者に問い合わせてください。最大充電電流のとき電流センス抵抗(V_{RS1})両端の電圧が100mVになるようにプログラムされていると仮定すれば、LT1505は電圧モードでの充電時に電流が全電流の20%に低下すると、 $\overline{\text{FLAG}}$ ピンに信号を出します。ブロック図のコンパレータE6は、充電電流サンプル I_{PROG} を出力電流 I_{VA} 電圧アンプVAと比較します。充電電流が全電流の20%に低下すると、 I_{PROG} は0.25 I_{VA} になり、オープンコレクタ出力 V_{FLAG} が“L”になり、これを外部タイマを始動するのに使用できます。この機能を使用するときは、スイッチング・ノイズをフィルタするためにCAPピンに最低0.1 μ Fのコンデンサが必要で、 $\overline{\text{FLAG}}$ ピンにはプルアップ抵抗も必要です。この

機能を使用しない場合、C6は必要ありません。

低損失動作

V_{CC} がバッテリー電圧とセンス抵抗および寄生配線での電圧降下を合わせた電圧よりもわずかに0.5V高いときでも、LT1505はバッテリーを充電することができます。このように低い V_{CC} では場合によって99%以上のデューティ・サイクルが必要であり、多くのスイッチング・サイクルでTGATEはオンになったままです。TGATEがオンになっている間、TGATE制御回路には2mAのDC電流が必要なので、コンデンサC2の電圧 V_{BOOST} は低下します。C2はトップサイド・スイッチをオンに保持するために、 V_{BOOST} が低くなりすぎる前に、再充電する必要があります。ユニークな設計により、LT1505はこれらの条件下でも動作可能です。コンパレータA2は V_{BOOST} をモニタし、 V_{BOOST} が9.1Vから6.9Vに低下すると、TGATEはC2を再充電するために約0.2 μ sの間ターンオフします。LT1505は電源を投入したときに初期 V_{BOOST} がないときにも、同様に起動します。

C2には V_{BOOST} を十分な時間高く保持するために、0.56 μ F以上の容量のコンデンサを使用することが重要です。

最小動作 V_{CC} がバッテリー電圧よりも2.5V以上高くないときは、 V_{BOOSTC} を V_{CC} より高くブートストラップして電流アンプCA1をバイアスするために、D3とC4(図1参照)も必要です。 V_{CC} が V_{BAT} よりも2.5V以上高い場合には、これらは必要ありません。PFET M3はオプションであり、 V_{IN} が V_{BAT} より少なくとも3V高い場合は、ダイオードと交換することができます。 V_{IN} がR5とR6によって設定される低電圧ロックアウト・レベルより高くなると、ゲート制御ピンINFETがM3をターンオンし、内部で V_{CC} より8V低い電圧にクランプされます。スリープ・モードで V_{IN} がなくなると、INFETはM3の V_{SG} を0.2Vにクランプします。

シャットダウン

アダプタ電源を取り外すと、 V_{CC} はドリフトしながら低下し、トップサイドNFETスイッチのボディ・ダイオードで電圧レベルが保持されます。 V_{CC} が V_{BAT} より0.2V高い電圧まで低下すると、LT1505はすぐにスリープ・モードに入り、バッテリーからは10 μ Aの電流しか流れません。

スイッチングを停止する方法は2つあります。 $\overline{\text{SHDN}}$ ピンを“L”にするか、 V_{C} ピンを“L”にすることです。 $\overline{\text{SHDN}}$ ピンを“L”すると、 V_{GBIAS} およびCA1入力電流も流れなくなります。 V_{C} ピンを“L”にすると、スイッチングが停止するだけで、 V_{GBIAS} は“H”になったままです。 $\overline{\text{SHDN}}$ ピンを使わない場合でも

アプリケーション情報

$\overline{\text{SHDN}}$ ピンにプルアップ抵抗を接続してください。そうしないと、内部プルダウン電流によって $\overline{\text{SHDN}}$ ピンが“L”に保持され、電源投入時にスイッチングはオフになったままです。

各TGATEおよびBGATEピンには、シャットダウン時または電源遮断時に外部パワーFETをオフに保持するための50kプルダウン抵抗があります。

最大動作 V_{CC} は24Vであることに注意してください。短い過渡期間ならLT1505は最大27Vで動作可能です。24Vを超える V_{CC} の場合は、 V_C ピンを使ってシャットダウンするほうが適当です。24Vを超える V_{CC} でシャットダウンするために $\overline{\text{SHDN}}$ ピンを使わなければならない場合は、図5のプルアップ回路を使用して $\overline{\text{SHDN}}$ ピンが解放されたときの V_{GBIAS} の上昇率を遅くする必要があります。そうしないと、バイパス・コンデンサを充電する高サージ電流がLT1505に損傷を与えるおそれがあります。 V_{CC} が24V以下の場合には、コンデンサは不要であり、 $\overline{\text{SHDN}}$ ピンから V_{IN} に100kのプルアップ抵抗が1本だけ必要です。

同期

LT1505は240kHzから280kHzの範囲の周波数に同期させることができます。LT1505は200nsのワンショット・タイマを内蔵しており、同期パルス幅に柔軟に対応できます。同期パルス・スレッシュホールドは約1.2Vです(図6)。

ニッケルカドミウムおよびニッケル金属水素化物の充電

4A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(図7)。

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。

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

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

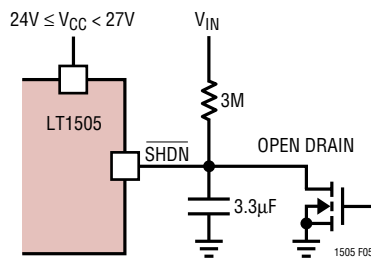


図5. 高入力電圧シャットダウン

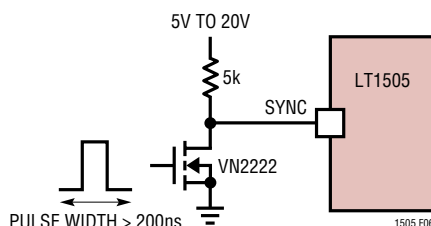


図6. 外部クロックとの同期

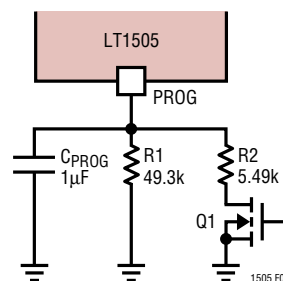


図7. 2レベル充電

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、充電電流ははるかに低い値に低下し、一定トリクル充電として維持されます。最大電流より低く抑えた中位の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バッテリー電圧の湾曲特性が顕著ではありません。そのため、 $-\Delta V$ 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による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。

アプリケーション情報

代わりに、中程度のレベルの電流をパルス・ベース(約1%から5%のデューティ・サイクル)で使用し、時間平均値を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、図4のR3とR4を計算しなければなりません。V_{FB}ピンを使用しない場合は接地してください。

チャージャ・クローバ保護

図1のV_{IN}コネクタを瞬時にグラウンドに短絡する(クローバする)可能性がある場合は、小型のPチャンネルFET M4を使用して、入力PチャンネルFET M3(図8参照)を高速でターンオフしなければなりません。そうしないと、高い逆サージ電流のためにM3に損傷を与えるおそれがあります。損失電圧と放熱に問題がなければ、M3をダイオードと交換することもできます。

V_{BAT}が接地されていてもLT1505は動作します。図1のチャージャのV_{BAT}が高いバッテリー電圧から瞬時にグラウンドに短絡した(クローバされた)場合は、低速のループ応答により充電電流が蓄積され、トップサイドNチャンネルFET M1に損傷を与える可能性があります。SHDNピンからV_{BAT}に小型ダイオードD5(図9を参照)を設けると、スイッチングをシャットダウンしてチャージャを保護します。

M4またはD5(あるいはその両方)は、チャージャ・システムを潜在的にクローバできる場合にしか必要ないことに注意してください。

レイアウトの検討事項

最大効率を得るためスイッチの立上りおよび立下り時間は20ns以下です。放射を抑えるには、パワーMOSFET、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。最低1Aの定格

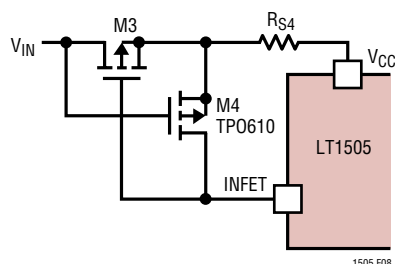


図8. V_{IN}クローバ保護

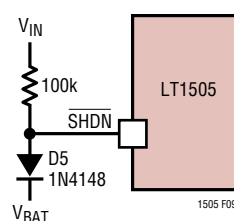


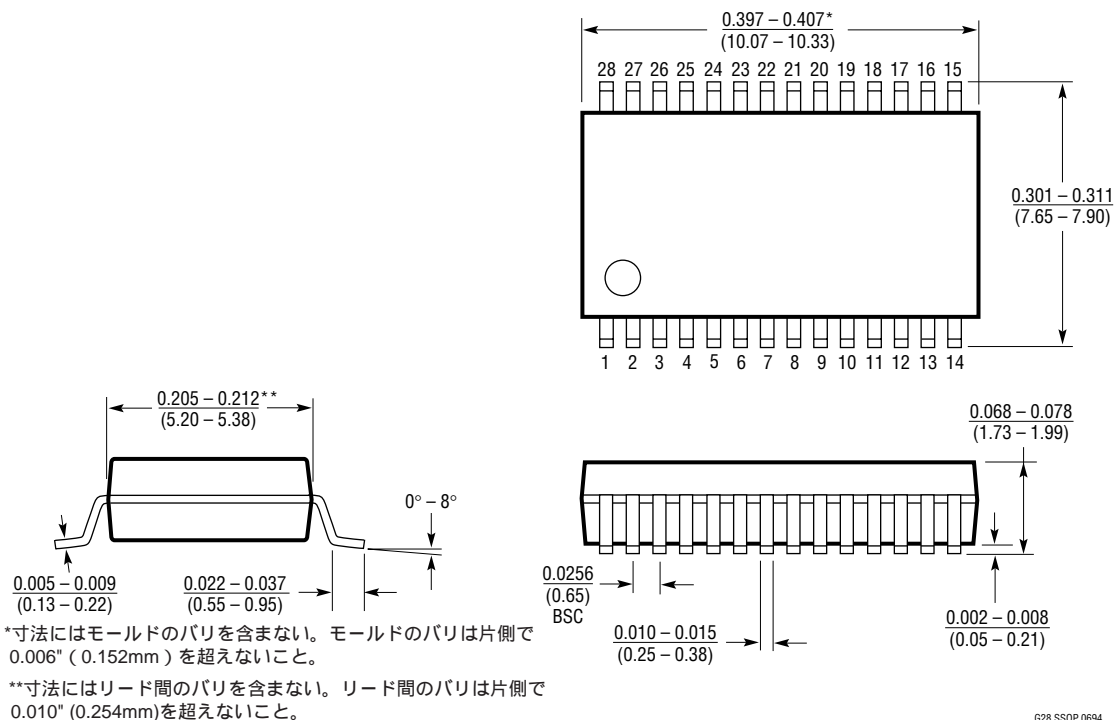
図9. V_{BAT}クローバ保護

を持つショットキ・ダイオード(図1のD4)は、SWピンをクランプするのに必要であり、ローサイドMOSFETの近くに配置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。充電システムの中でおそらくインダクタが最も発熱の多いデバイスであると考えられます。4A、15μHのインダクタの抵抗は0.03 になることがあります。DC損失とAC損失を持ち、消費電力は0.8Wまでなる可能性があります。インダクタのリードを延長トレースに接続して、熱抵抗を低くしてください。

MOSFET、D4、および入力バイパス・コンデンサを含む高速スイッチング高電流グラウンド・パスは、非常に短くしなければなりません。別のより小さな入力バイパス・コンデンサ(1μFのセラミック)を、チップに近接して配置しなければなりません。デモ・ボードDC219をレイアウトの参考として使用してください。

パッケージ 注記がない限り、寸法はインチ(ミリメートル)

Gパッケージ
28ピン・プラスチックSSOP(0.209)
(LTC DWG # 05-08-1640)



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、1.5A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、SO-8
LT1376	500kHz、1.5A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、SO-8
LT1510	定電圧/定電流バッテリー・チャージャ	最大充電電流1.5A、小型SO-8実装面積
LT1511	3A、定電圧/定電流バッテリー・チャージャ	リチウム、NiCd、およびNiMHバッテリーを充電、28ピンSOパッケージ
LT1512	SEPIC CC/CVバッテリー・チャージャ	バッテリー電圧よりも高いまたは低い V_{IN} を許容、2A内部スイッチ
LT1513	SEPIC CC/CVバッテリー・チャージャ	バッテリー電圧よりも高いまたは低い V_{IN} を許容、3A内部スイッチ
LTC1731	リニア・チャージャ	プログラマブル・タイマ、8ピンMSOP、C/10フラグ
LTC1732	リニア・チャージャ	ACアダプタ有りフラグ、プログラマブル・タイマ、10ピンMSOP、C/10フラグ
LTC1759	SMBus制御スマート・バッテリー・チャージャ	LT1505チャージャの機能にSMBus制御が付加
LT1769	2A定電圧/定電流バッテリー・チャージャ	リチウム、NiCd、およびNiMHバッテリーを充電、28ピンSSOP