

この製品の英語版データシートに間違いがありましたので、お詫びして訂正いたします。
この正誤表は、2019 年 11 月 28 日現在、アナログ・デバイセズ株式会社で確認した誤りを記したものです。

なお、英語のデータシート改版時に、これらの誤りが訂正される場合があります。

正誤表作成年月日： 2019 年 11 月 28 日

製品名：LTC4013

訂正箇所：1 ページ, “特長” 内、“広いバッテリー電圧範囲：”

【誤】 0V～60V

【正】 2.4V～60V

60V 同期整流式降圧 マルチケミストリ・バッテリー・チャージャ

特長

- 広い入力電圧範囲: 4.5V ~ 60V
- 広いバッテリー電圧範囲: 0V ~ 60V
- 鉛蓄電池およびリチウムイオン・バッテリー向けの充電アルゴリズム内蔵
- フロート電圧精度: $\pm 0.5\%$
- 充電電流精度: $\pm 5\%$
- 最大電力点追従入力による制御
- NTC 温度補償のフロート電圧
- 2つのオープンドレイン・ステータス・ピン
- 熱特性が改善された 28ピン 4mm×5mm DFN パッケージ

アプリケーション

- 照明装置、UPS システム、防犯カメラ、コンピュータ制御パネル向けのバッテリー・バックアップ
- 携帯型医療機器
- 太陽電池駆動システム
- 工業用バッテリーの充電

LT, LT, LTC, LTM, Burst Mode, Linear Technology および Linear のロゴは、リニアテクノロジー社の登録商標です。その他全ての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。9246383を含む米国特許によって保護されています。

概要

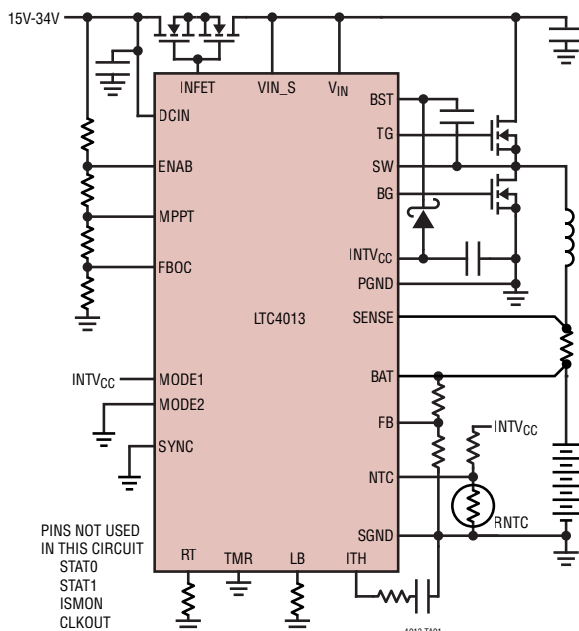
LTC®4013 は高電圧のバッテリー・チャージャ・コントローラで、フロート、吸収、均等の鉛蓄電池充電アルゴリズムと、定電流/定電圧のリチウムイオン充電アルゴリズムをサポートします。開放型と密閉型の両方を含む広範囲の鉛蓄電池の充電に特に適しています。また、LTC4013は、リチウムイオン/ポリマー、LiFePO₄、NiMH、NiCdなどのバッテリー・タイプもサポートします。

充電は、外付けのNチャネルMOSFETを使用する効率の高い同期整流式降圧コンバータによって行います。スイッチング周波数は抵抗で設定しますが、マルチフェーズ・アプリケーションで使用する場合は外部クロックに同期します。充電電流は1本の外付け検出抵抗を使用して設定します。

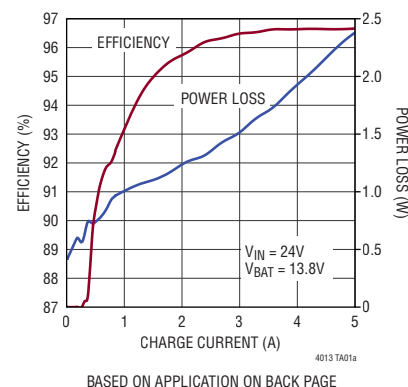
このデバイスは、太陽電池パネルなどの電力が制限された入力向けに、最大電力点追従制御による入力電圧レギュレーション回路を内蔵しています。その他の特長として、ユーザーがプログラム可能な吸収充電および均等充電時間、温度調整済みのレギュレーション電圧、外付けのNFET分離ダイオードなどがあります。

標準的応用例

15V~34V入力、6セル鉛蓄電池(12.6V)への5A出力、降圧バッテリー・チャージャ



効率および電力損失と充電電流



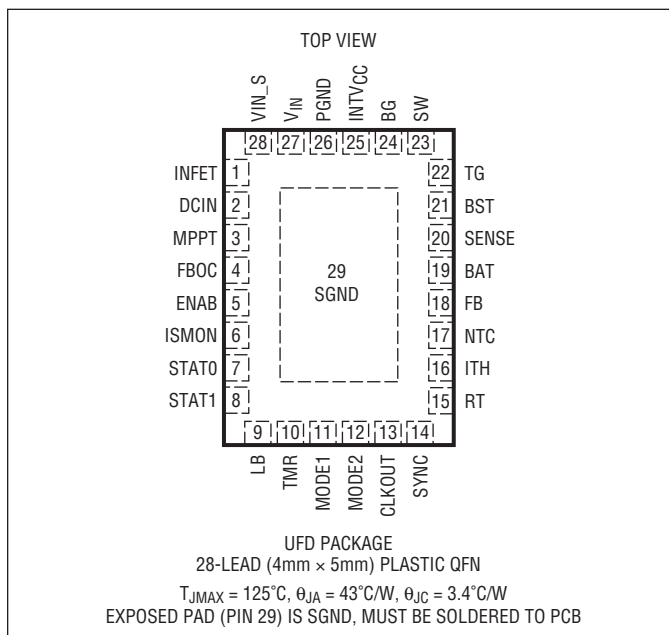
LTC4013

絶対最大定格

(Note 1)

DCIN、V _{IN} 、VIN_S、ENAB、STAT0、STAT1	–0.3V ~ 60V
INFET	–0.3V ~ 73V
BST	–0.3V ~ 66V
STAT0、STAT1	5mA
SENSE、BAT	–0.3V ~ 60V
SENSE-BAT 間	–0.3V ~ 0.3V
FBOC、MPPT、FB、MODE1、MODE2、SYNC、 INTV _{CC} 、NTC	–0.3V ~ 6V
TMR、LB、ITH	–0.3V ~ 3V
動作接合部温度範囲 (Note 2)	–40°C ~ 125°C
保存温度範囲	–65°C ~ 150°C

ピン配置



発注情報 <http://www.linear-tech.co.jp/product/LTC4013#orderinfo>

無鉛仕上げ	テープ・アンド・リール	製品マーキング	パッケージ	温度範囲
LTC4013EUFD#PBF	LTC4013EUFD#TRPBF	4013	28-Lead (4mm×5mm) Plastic QFN	–40°C to 125°C
LTC4013IUFD#PBF	LTC4013IUFD#TRPBF	4013	28-Lead (4mm×5mm) Plastic QFN	–40°C to 125°C

更に広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

無鉛仕上げの製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。

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

一部のパッケージは、#TRMPBF 接尾部を付けることにより、指定の販売経路を通じて500個入りのリールで供給可能です。

電氣的特性

●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ の値 (Note 2)。

注記がない限り、 DCIN 、 V_{IN} 、 $V_{\text{IN_S}} = 18\text{V}$ 、 $\text{ENAB} = 1.4\text{V}$ 、 $\text{SYNC} = 0\text{V}$ 。

PARAMETER		CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Voltage Range (DCIN , V_{IN})			●	4.5		60	V
Battery Voltage Range (BAT)			●			60	V
ENAB Pin Threshold (Rising)			●	1.175	1.220	1.275	V
Threshold Hysteresis					170		mV
ENAB Pin Bias Current					10		nA
VIN UVLO		V_{IN} Rising, Power Enabled			3.45		V
		V_{IN} Rising, Power Disabled			3.08		V
DCIN Pin	Operating Current	Not Switching			480	625	μA
	Shutdown Current	ENAB = 0V	●		4	7.9	μA
V_{IN} Pin	Operating Current	Not Switching (Notes 3 and 4)			2.1	2.8	mA
	Shutdown Current	ENAB = 0V, $R_T = 40.2\text{k}$	●		32	80	μA
BAT Pin	Operating Current	Not Switching			6.2	9.3	μA
	Shutdown Current	ENAB = 0V	●		0.5	1.5	μA
SENSE Pin	Operating Current	Not Switching			5.3	8.1	μA
	Shutdown Current	ENAB = 0V	●		0.4	2.5	μA
SW Pin Current in Shutdown		ENAB = 0V, SW = 60V, BST = 66V			0.25		μA
STAT0, STAT1 Enabled Voltage		STAT0, STAT1 Pin Current = 1mA			0.14	0.2	V
		STAT0, STAT1 Pin Current = 5mA			0.77	1.0	V
STAT0, STAT1 Leakage Current		STAT0, STAT1 Pin Voltage = 60V	●			1	μA

FBのレギュレーション電圧 (表2～5参照)

Battery Float Voltage $V_{\text{FB(FL)}}$	MODE1 = L, H MODE2 = L, H	●	2.256 2.244	2.267 2.267	2.278 2.291	V V
	MODE1 = M, MODE2 = L, H	●	2.189 2.178	2.200 2.200	2.211 2.223	V V
	MODE1 = L, MODE2 = M	●	2.320 2.309	2.332 2.332	2.344 2.356	V V
Battery Absorption Voltage $V_{\text{FB(ABS)}}$	MODE1 = H, MODE2 = L, H		2.355	2.367	2.380	V
	MODE1 = L, MODE2 = H	●	2.343	2.3670	2.392	V
	MODE1 = M, MODE2 = L, H	●	2.388 2.376	2.400 2.400	2.412 2.425	V V
Battery Equalization Voltage $V_{\text{FB(EQ)}}$	MODE1 = L, H, MODE2 = H, TMR = Cap	●	2.487 2.475	2.500 2.500	2.513 2.526	V V
	MODE1 = M, MODE2 = H, TMR = Cap	●	2.587 2.574	2.600 2.600	2.613 2.627	V V
Battery Charge Voltage $V_{\text{FB(CHG)}}$	MODE1 = H, MODE2 = M	●	2.355 2.343	2.367 2.367	2.38 2.392	V V
	MODE1 = M, MODE2 = M	●	2.388 2.376	2.400 2.400	2.412 2.425	V V
Battery Recharge Voltage $V_{\text{FB(RECHG)}}$	MODE1 = M, H MODE2 = M	●	2.284 2.272	2.295 2.295	2.306 2.319	V V
NTC Amplifier Gain	$\Delta V_{\text{FB(FL)}} / \Delta V_{\text{NTC}}$			0.21		V/V
NTC Amplifier Offset	$\Delta V_{\text{FB(FL)}}$ with $V_{\text{NTC}} = \text{INTV}_{\text{CC}}/2$		-15	0	15	mV
FB Pin Current	$V_{\text{FB}} = 3\text{V}$			10		nA
LB Pin Current	$V_{\text{LB}} = 2\text{V}$		19.6	20	20.4	μA

LTC4013

電気的特性

●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ の値 (Note 2)。

注記がない限り、 DCIN 、 VIN 、 $\text{VIN_S} = 18\text{V}$ 、 $\text{ENAB} = 1.4\text{V}$ 、 $\text{SYNC} = 0\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
エラーアンプ						
Error Amp Transconductance	$\Delta I_{\text{ITH}}/\Delta(V_{\text{SENSE}}-V_{\text{BAT}})$ $V_{\text{ITH}} = 1.8\text{V}$		1300	1800	2300	μmho
Error Amp Current Source	$V_{\text{ITH}} = 1.8\text{V}$, $V_{\text{FB}} = 2.0\text{V}$, (Float) MODE1 = H, MODE2 = L		-6.5	-10	-13.5	μA
Error Amp Current Sink	$V_{\text{ITH}} = 1.8\text{V}$, $V_{\text{FB}} = 2.4\text{V}$, (Float) MODE1 = H, MODE2 = L		18	27	35	μA
電流検出(注記のない限り、全て $V_{\text{SENSE}} - V_{\text{BAT}}$ として測定)						
Maximum Charging Sense Resistor Voltage	In Absorption, Float, Li-Ion Charge, BAT = 14V	●	48	50	52	mV
Equalization and Low Battery Charging Sense Resistor Voltage	BAT = 14V	●	8	10	12.5	mV
Current Sense C/10 Threshold	Termination when TMR = 0	●	2.0	4.6	7.0	mV
Constant Voltage (CV) Threshold	$V_{\text{FB}}(\text{ABS, EQ}) - V_{\text{FB}}$, Timeout Initiation with Cap on TMR	●		15.6	24.5	mV
Overcurrent Charging Turnoff		●		100	106	mV
ISMON Fullscale Output Voltage	$V_{\text{SENSE}} - V_{\text{BAT}} = 50\text{mV}$			1.00		V
SENSE Input UVLO	V_{SENSE} Rising (Charging Enabled)	●	1.86	1.97	2.07	V
SENSE Input UVLO Hysteresis	V_{SENSE} Rising to Falling (Charging Disabled)			100		mV
構成ピン						
MODE1, MODE2 Pin, Low Threshold		●			0.8	V
MODE1, MODE2 Pin, Mid Threshold		●	1.3		1.8	V
MODE1, MODE2 Pin, High Threshold		●	2.5			V
タイマ						
TMR Oscillator High Threshold				1.5		V
TMR Oscillator Low Threshold				0.97		V
Safety Timer Turn on Voltage	TMR Voltage Rising	●	0.45	0.5	0.65	V
Safety Timer Turn on Hysteresis Voltage				250		mV
TMR Source/Sink Current	TMR = 1.25V		8.5	10.0	11.5	μA
TMR Pin Period	CTMR = 0.2 μF			20.8		ms
End of Charge Termination Time, t_{EOC}	CTMR = 0.2 μF			3.03		hr
Equalization Charge Termination Time	CTMR = 0.2 μF , MODE1 = M, H CTMR = 0.2 μF , MODE1 = L			0.379 0.758		hr hr
INTV _{CC} レギュレータ (INTV _{CC} ピン)						
INTV _{CC} Regulation Voltage				5.00		V
INTV _{CC} Dropout Voltage	DCIN = 4.5V, INTV _{CC} = 5mA			4.46		V
INTV _{CC} Supply Short-Circuit Current	INTV _{CC} = 0V		100	175		mA
NMOS FETドライバ						
Non-Overlap Time TG to BG				40		ns
Non-Overlap Time BG to TG				74		ns
Minimum On-Time BG				38		ns
Minimum On-Time TG				37		ns
Minimum Off-Time BG				65		ns
Top Gate Driver Switch On Resistance	BST – SW = 5V, Pull Up BST – SW = 5V, Pull Down			2.3 1.3		Ω Ω
Bottom Gate Driver Switch On Resistance	INTV _{CC} = 5V, Pull Up INTV _{CC} = 5V, Pull Down			2.3 1		Ω Ω

4013f

電気的特性

●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ の値 (Note 2)。

注記がない限り、 $DCIN$ 、 V_{IN} 、 $V_{IN_S} = 18\text{V}$ 、 $ENAB = 1.4\text{V}$ 、 $SYNC = 0\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
BST UVLO	TG Enabled (Rising)		4.25		V
	TG Disabled (Falling)		3.81		V

OSC

Switching Frequency	$R_T = 40.2\text{k}\Omega$ $R_T = 232\text{k}\Omega$	●	950 200	1000 200	1050 200	kHz kHz
SYNC Pin Threshold (Falling Edge)			1.3	1.4	1.5	V
SYNC Pin Hysteresis				190		mV
CLK Output Logic Level	High Low		4.5		0.5	V V

入力 PowerPath 制御

Reverse Turn-Off Threshold Voltage	$DCIN - V_{IN}$	●	-7.3	-4.4	-1.3	mV
Forward Turn-On Threshold Voltage	$DCIN - V_{IN}$	●	-7.1	-4.2	-1.1	mV
Forward Turn-On Hysteresis Voltage	$DCIN - V_{IN}$			0.2		mV
INFET Turn-Off Current	$INFET = V_{IN} + 1.5\text{V}$			-9.0		mA
INFET Turn-On Current	$INFET = V_{IN} + 1.5\text{V}$			60		μA
INFET Clamp Voltage	$I_{INFET} = 2\mu\text{A}$, $DCIN = 12\text{V}$ to 60V $V_{IN} = DCIN - 0.1\text{V}$ Measure $V_{INFET} - DCIN$	●		11.0	12.5	V
INFET Off Voltage	$I_{INFET} = -2\mu\text{A}$, $DCIN = 12\text{V}$ to 59.9V $V_{IN} = DCIN + 0.1\text{V}$ Measure $V_{INFET} - DCIN$	●		-2.2	-1.6	V
DCIN to BAT UVLO	Switching Regulator Turn Off ($V_{DCIN} - V_{BAT}$ Falling)			69		mV
	Switching Regulator Turn On ($V_{DCIN} - V_{BAT}$ Rising)			99		mV

MPPT レギュレーション

FBOC Voltage Range		●	1.0		3.0	V
MPPT Sample Period				10.2		s
MPPT Sample Pulse Width				271		μs
Regulation Input Offset	Set FBOC Look at MPPT Regulation		-40		40	mV
MPPT Input Burst Mode Turn On Threshold	$V_{MPPT} - V_{FBOC}$ (Converted), $V_{FBOC} = 1.5$ $V_{SENSE} - V_{BAT} < C/10$ Part Enter Burst Mode	●	-45	-32	-15	mV
MPPT Input Burst Mode Hysteresis	$FBOC = 1.5$, $V_{SENSE} - V_{BAT} < C/10$ MPPT Turn Off – Turn On	●	35	62	85	mV

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

Note 2: LTC4013 は T_J が T_A にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされる。LTC4013E は、 0°C ~ 85°C の接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。 -40°C ~ 125°C の動作接合部温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC4013I は -40°C ~ 125°C の全動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。接合部温度 (T_J ($^\circ\text{C}$)) は周囲温度 (T_A ($^\circ\text{C}$)) および電力損失 (P_D (W)) から次式に従って計算される。 $T_J = T_A + P_D \cdot \theta_{JA}$ 。ここで、 θ_{JA} (単位: $^\circ\text{C/W}$) はパッケージの熱インピーダンス。これらの仕様を満たす最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱抵抗および他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。このデバイスには瞬時の過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護回路が内蔵されている。過熱保護機能が動作しているとき接合部温度は 125°C を超える。規定された最大動作接合部温度を超えた状態で動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なう恐れがある。

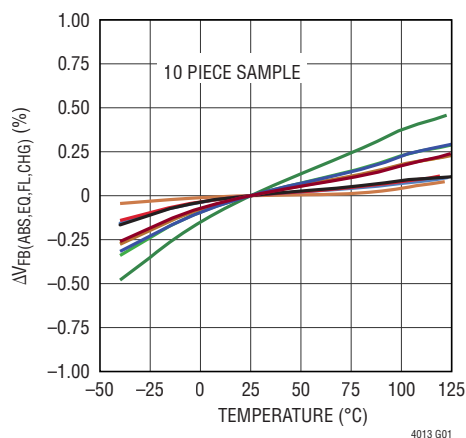
Note 3: $DCIN$ 電流にはスイッチング電流は含まれない。テスト時は $V_{BST} = INTV_{CC}$ および $V_{SW} = 0\text{V}$ 。

Note 4: I_{VIN} の電流にも、CLKOUT の容量を充電する電流が含まれる。この電流は概算で $C_{CLKOUT} \cdot 5\text{V} \cdot f_{SW}$ になる。このテストでは、 C_{CLKOUT} は 100pF 、 f_{SW} は 1MHz ($R_T = 40.2\text{k}$) であったので、含まれる電流は 0.5mA になる。通常動作時は、CLKOUT の容量は大幅に少ない。

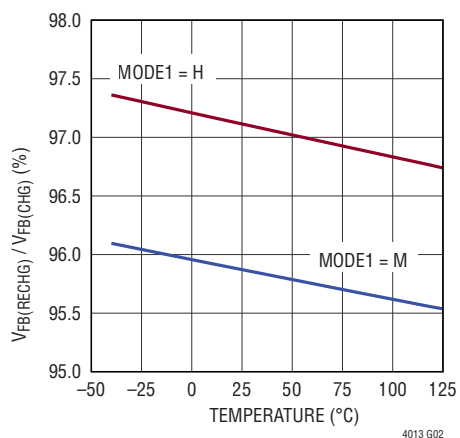
LTC4013

標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

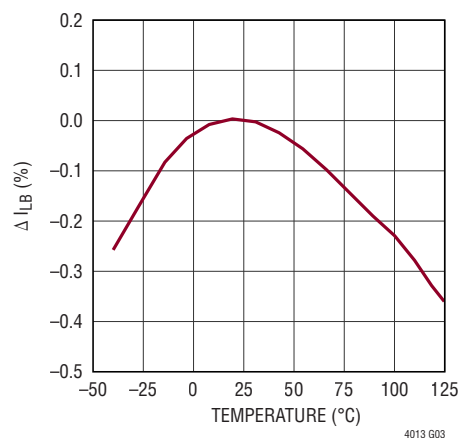
吸収、均等、フロート、および
リチウムイオン充電電圧の変化と温度



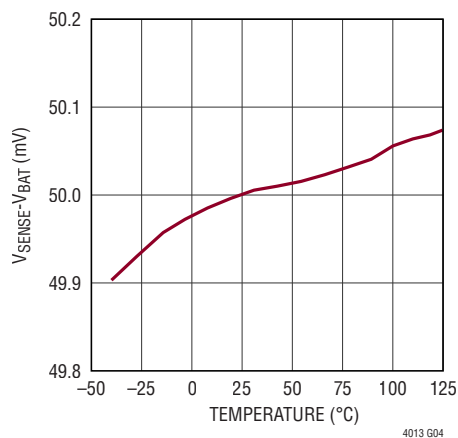
リチウムイオン充電の%値と温度



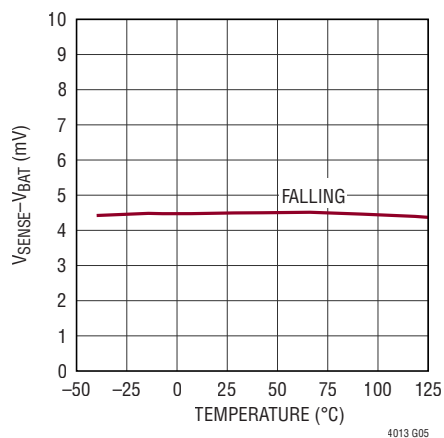
低バッテリー(LB)電流と温度



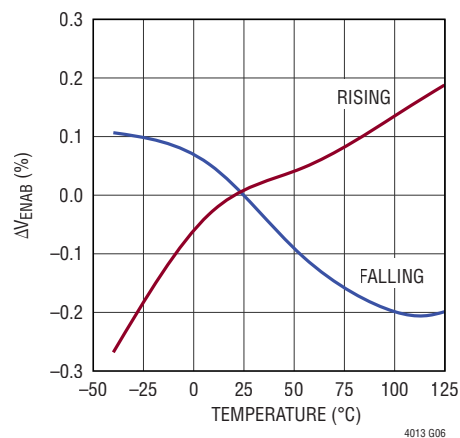
最大検出電圧と温度



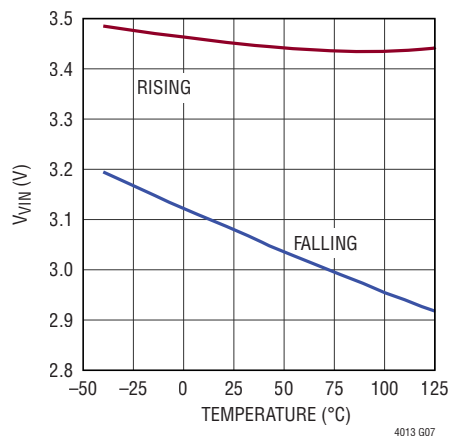
C/10のしきい値と温度



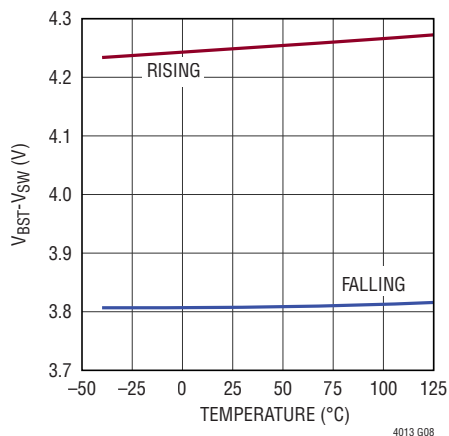
ENAB 電圧の変化と温度



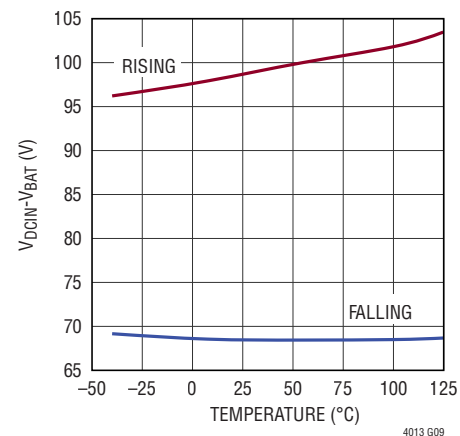
VIN の UVLO と温度



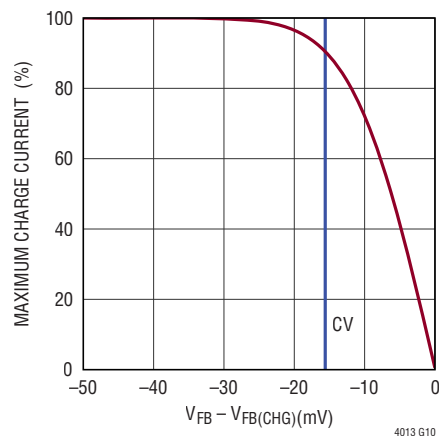
BST の UVLO と温度



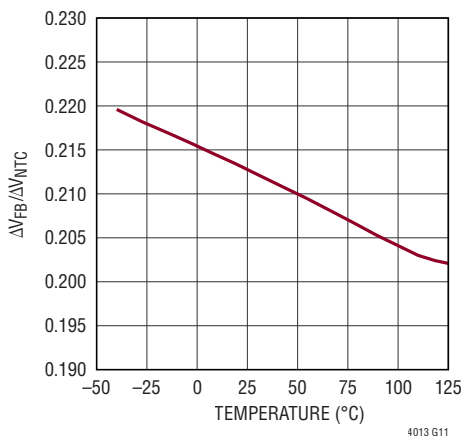
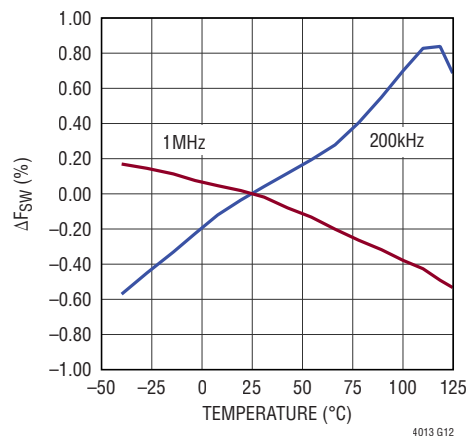
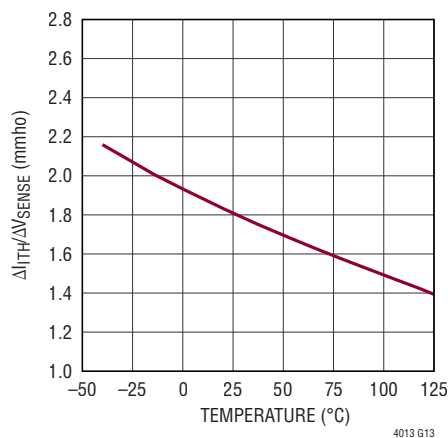
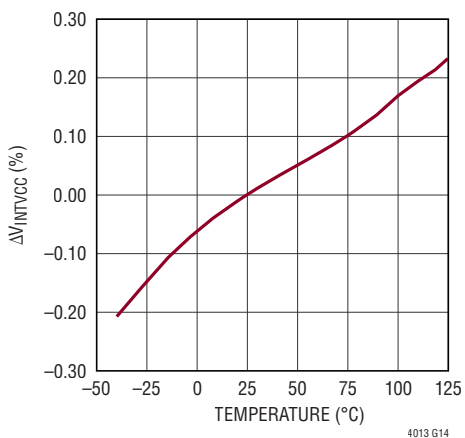
DCIN - BAT 間の UVLO 電圧と温度



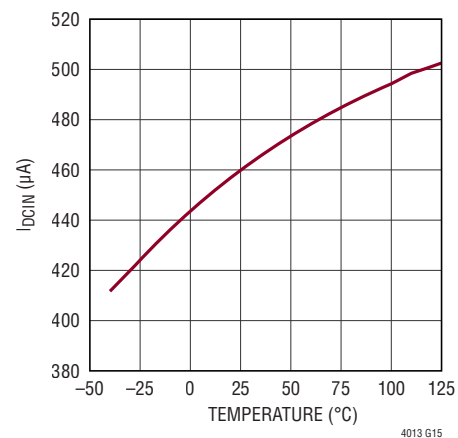
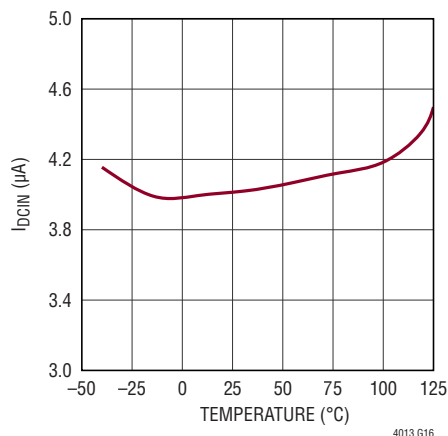
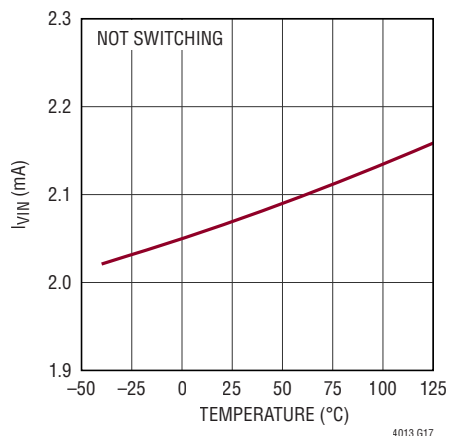
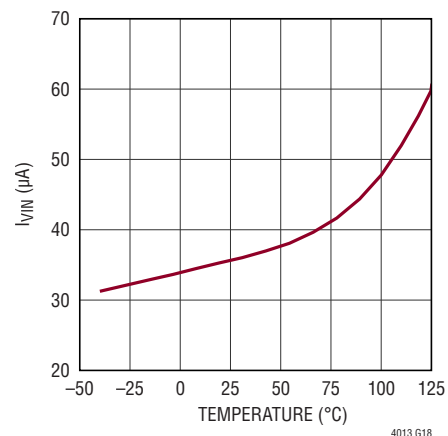
4013f

標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。最大充電電流と V_{CHARGE} からの ΔV 

NTC アンプの利得と温度

スイッチング・レギュレータの
周波数の変化と温度エラーアンプの
相互コンダクタンスと温度 V_{INTVCC} の変化と温度

DCIN の動作電流と温度

シャットダウン時の DCIN 電流と
温度 (Note 3) V_{IN} の動作電流と温度 (Note 4)シャットダウン時の V_{IN} の電流と
温度

ピン機能

INFET (ピン1) : 入力PowerPath MOSFETのゲート駆動ピン。内部チャージポンプは、このピンのターンオン駆動電流を供給します。このピンの接続先は、DCINの電圧がバッテリー電圧より低い場合にバッテリーを放電しないために使用する外付けのNチャネルMOSFETのゲートです。

DCIN (ピン2) : 入力電源ピン。このピンは入力電圧を検出するために使用され、外付けの入力MOSFET (INFET) がオンしているかどうかを判別します。また、INFETを駆動する内部チャージポンプに電力を供給します。

MPPT、FBOC (ピン3、4) : これらのピンは最大電力点追従制御 (MPPT) レギュレーション・ループの入力です。太陽電池パネルなど、電力が制限された電源がある場合に最大電力での充電を維持するため、このループは充電電流を安定化します。3分割の抵抗分割器を入力電源とMPPTとFBOCとグラウンドの間に配置します。これらのピンを使用して、入力電圧レギュレーション・ループを入力開放電圧のパーセント値として設定します。通常動作時に入力電圧が開放電圧の設定パーセント値より低くなると、MPPTループは充電電流を低減してDCINの目標電圧を維持します。電圧レギュレーション機能を使用しない場合は、FBOCをINTV_{CC}に接続します。詳細については「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

ENAB (ピン5) : 高精度しきい値のイネーブル・ピン。イネーブルしきい値は1.22V (立ち上がり) で、170mVの入力ヒステリシスがあります。シャットダウン時には全ての充電機能がディスエーブルされ、入力電源電流が減少します。ENABピンの標準入力バイアス電流は10nAです。

ISMON (ピン6) : 電流検出アンプの出力。このピンの電圧は、SENSEとBATの間の電圧差の20倍です。

STAT0、STAT1 (ピン7、8) : オープンドレイン出力はチャージャの状態を示します。これらのピンは、オンのときは5mAのシンク電流供給能力があり、LEDを駆動することができます。具体的な状態の詳細は表6に示します。

LB (ピン9) : このピンとグラウンドの間に抵抗を接続して、「放電した」バッテリーの検出電圧を設定します。バッテリーの電圧がこの電圧より低い状態が吸収充電のタイムアウト期間の1/8にわたって続くと、充電は停止します。ENABが切り替わるか、バッテリーが交換されると、充電は再開されます。このピンから外付け抵抗を介してグラウンドに流れ出る20 μ Aの電流により、このピンの電圧が設定されます。この電圧は、その後、バッテリーの状態を調べるため、FBピンの電圧と比較されます。

TMR (ピン10) : バッテリーの充電終了時間の設定。このピンとグラウンドの間にコンデンサを接続すると、チャージャがさまざまな充電段階で消費する時間が設定されます。吸収充電時間およびリチウムイオン充電時間は、0.2 μ Fにつき3時間と設定されます。均等充電のタイムアウトはこの時間の比であり、MODEピンの設定に応じて、吸収充電時間の1/4または1/8になります。

MODE1 (ピン11) MODE2 (ピン12) : これらのピンは、使用する充電アルゴリズムを設定します。完全な一覧表については、表2～5を参照してください。このデバイスは、2、3、4段階の鉛蓄電池およびリチウムイオン充電アルゴリズムを時限充電終了機能あり/なしでサポートします。

CLKOUT (ピン13) : この出力ピンの信号を使用すると、別のLTC4013や他の回路の発振器と同期することができます。詳細については「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

SYNC (ピン14) : 周波数同期ピン。このピンの使用目的は、複数のLTC4013を並列に接続して大電流に対応することです。このピンにより、スイッチング周波数を外部クロックに同期させることができます。SYNCのパルス周波数より20%低い周波数で内部クロックが動作するようにR_T抵抗を選択します。このピンを使用しない場合は接地してください。PC基板のレイアウトを行うときは、SYNCトレースとの間でノイズが結合しないようにしてください。

RT (ピン15) : グラウンドとの間に接続された抵抗により、200kHz～1MHzの範囲のスイッチング周波数が設定されます。このピンの電流は60 μ Aに制限されています。このピンは開放のままにしないでください。

ピン機能

ITH (ピン 16) : このピンは、スイッチング・レギュレータの制御ループのループ補償機能を果たします。詳細については「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

NTC (ピン 17) : このピンには、NTC 抵抗を含む外付け抵抗分割器列を接続します。V_{NTC}とINTV_{CC}/2との電圧差は、スイッチング・レギュレータの充電電圧のオフセットに転換されます。NTC 抵抗はできるだけバッテリーの近くに配置し、ケルビン接続で十分なグラウンド接続を確保します。詳細については「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

FB (ピン 18) : このピンは、充電中にバッテリー電圧を安定化するための帰還機能を果たします。バッテリーとこのピンの間に抵抗分割器を接続すると、入力チャージャの電圧エラーアンプに設定されます。良好なケルビン接続を確保して測定が正確になるよう接続に注意してください。詳細については、「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

BAT、SENSE (ピン 19、20) : バッテリーの充電電流は、SENSEとBATの間に接続した抵抗を介してモニタされ、安定化されます。これらのピンの間の最小電圧は、充電電流のレギュレーション中は50mVです。スイッチング・レギュレータのインダクタは、SWとSENSEの間に接続します。これらのピンの間の信号波形がノイズによって乱されないように注意してください。SENSEとBATの間の電圧が100mVを超えると、過電流シャットダウンが作動します。

BST (ピン 21) : BSTピンは、上側MOSFETのドライバにフロート状態の5V安定化電源を供給します。このピンとSWの間に0.22μFのコンデンサを接続します。1Aショットキ・ダイオードのカソードをこのピンに接続し、アノードをINTV_{CC}ピンに接続します。

TG (ピン 22) : このピンは外付けの上側NチャネルMOSFETのゲートを駆動します。

SW (ピン 23) : このピンは、スイッチ・モード電源のスイッチ・ノードに接続します。このピンは、スイッチング・レギュレータのインダクタの一方の端、上側MOSFETのソースと下側MOSFETのドレイン、更には昇圧コンデンサに接続します。このピンには、上側MOSFETのオフに伴って大電流が流れます。

BG (ピン 24) : このピンは外付けの下側NチャネルMOSFETのゲートを駆動します。

INTV_{CC} (ピン 25) : このピンは安定化5V電源の出力であり、電流は最大100mAに制限されます。このピンとPGNDの間にセラミック・コンデンサを接続します。BSTピンのリフレッシュ・ダイオードのアノードをこのピンに接続します。

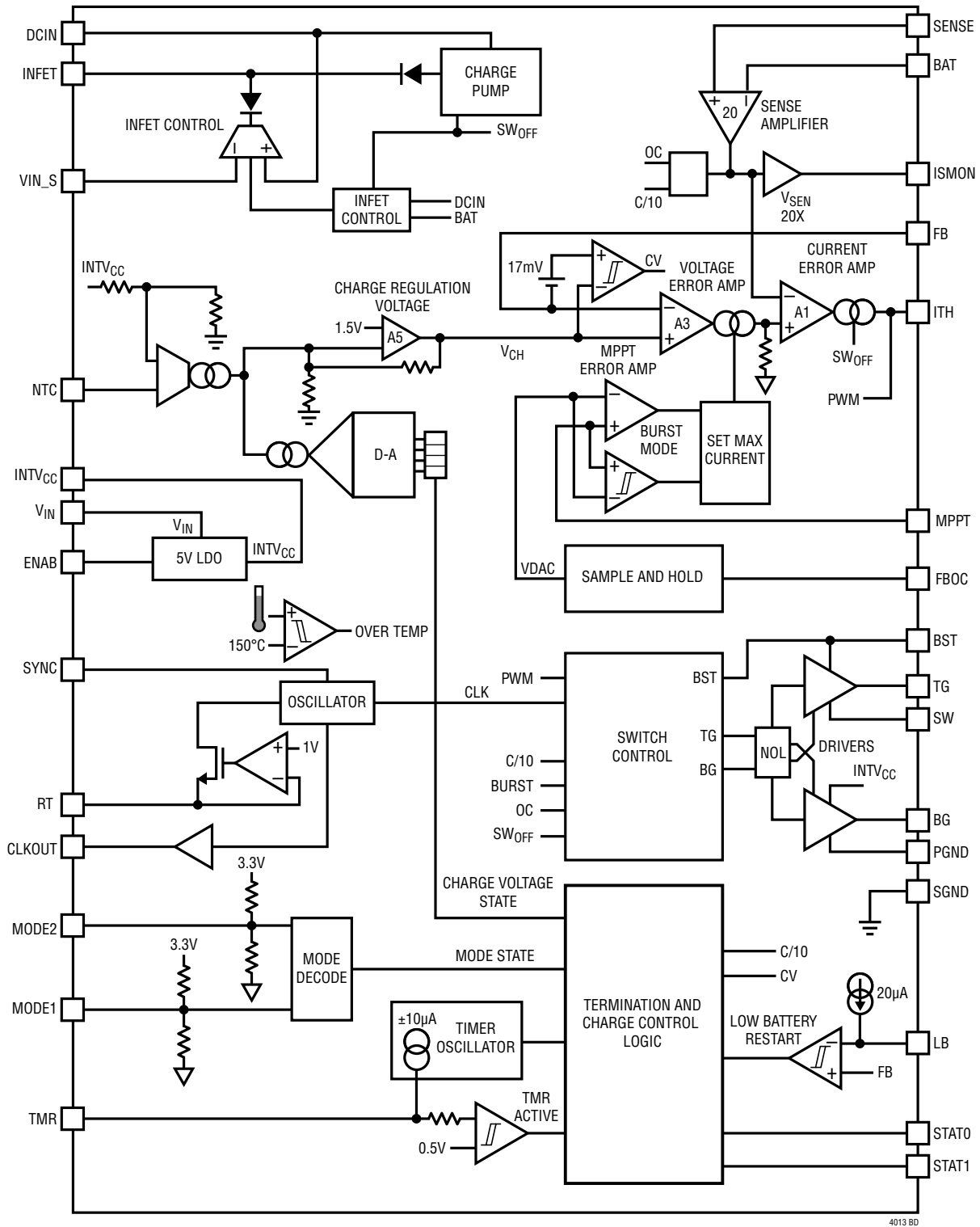
PGND (ピン 26) : このピンは、デバイスの大電流経路のグラウンド帰路です。これは主に下側のゲート駆動部です。

V_{IN} (ピン 27) : デバイスに電力を供給する大電流の入力電源ピン。このピンは、V_{CC}の内部5Vレギュレータに電力を供給します。通常はスイッチング・レギュレータの上側MOSFETに接続します。この出力は低ESRのセラミック・コンデンサでGNDにバイパスする必要があります。容量設定の情報については「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

V_{IN_S} (ピン 28) : このピンは、入力PowerPath回路のV_{IN}接続のケルビン入力役割を果たします。

SGND (露出パッド・ピン 29) : 信号グラウンドのリファレンス。このピンは、バッテリーの帰還経路、MPPTの抵抗分割器、NTC抵抗などの重要な抵抗分割器の基準点として使用する「静穏な」グラウンドです。出力デカップリング・コンデンサの負端子とバッテリーの負端子に接続します。電氣的接続と定格熱性能を確保するため、露出パッドはPCBのグラウンド(SGND)に半田付けします。

ブロック図



4013 BD

動作

概要

LTC4013は、高電圧のマルチケミストリ・バッテリー・チャージャで、特に鉛蓄電池を対象にしています。降圧DC/DC同期整流式コンバータのコントローラを内蔵しており、効率を高めるために外付けのNチャネルMOSFETを使用します。LTC4013は、2.4V～60Vという広範囲のバッテリー電圧に対応します。このデバイスは高電流の充電アプリケーションに照準を合わせています。上限は効率(電力損失)に基づいて決定され、その大半はゲート駆動能力、スイッチ損失、および電流検出電圧によって制限されます。主な機能は以下のとおりです。

- 以下のチャージャ・プロファイルを選択可能：
 - 2段階充電：定電流充電から、タイムアウトのあり/なしを設定できる定電圧充電に移行。
 - 3段階の鉛蓄電池充電：吸収充電、低バッテリー電圧時の再起動機能と、充電電流(C/10)または安全時間による終了機能を備えたフロート充電。
 - 4段階の鉛蓄電池充電：吸収充電、均等充電、低バッテリー電圧時の再起動機能と、安全時間による終了機能を備えたフロート充電。
 - リチウムイオン・バッテリーの定電流充電から、充電電流(C/10)または安全時間による終了機能を備えた定電圧充電に移行。
- 太陽電池パネルなどの電力制限電源に対して電源を簡単に最適化できる、ユーザーが調整可能な最大電力点追従制御(MPPT)回路。MPPT動作中の改善された高効率動作を含む。
- 充電電圧の継続的温度調整(プログラム可能)。
- 外付けの入力MOSFET (INFET)により、短絡入力によるバッテリーの放電を防止。
- 外付けの検出抵抗によりプログラム可能なバッテリー充電電流の最大値。
- 外付け抵抗により調整可能で外部から同期可能なDC/DCスイッチング・レギュレータの周波数。
- 外付けの抵抗分割器によりオンを制御する高精度のENABピン。

電流制御は、平均電流制御方式を使用することにより、充電サイクル全体を通じて維持されます。チャージャの入力電圧範囲は4.5V～60Vです。バッテリーとFBの間に抵抗分割器を接続することにより、充電電圧を2.4V～58Vの実用的な範囲に調整することができます。

また、LTC4013は3つのモニタ・ピンを備えています。STAT0およびSTAT1はオープンドレイン出力で、LEDを駆動して充電状態およびフォルト状態を視覚的に表示することができます。ISMONピンは、充電電流に関するアナログ情報を出力します。

DC/DC 動作

(ブロック図参照)

LTC4013は、固定周波数、平均電流モードのDC/DCコンバータ・アーキテクチャを使用して、バッテリー電圧に関係なく、インダクタ電流(したがって充電電流)を安定化します。制御ループは電流を±5%の精度で安定化します。バッテリーの電圧が充電電圧に達すると、電圧レギュレーション・ループによって電流が減少します。充電電圧の精度は±0.5%です。

一般的なスイッチング・レギュレータの概要は、リニアテクノロジーのアプリケーションノートAN-19およびAN-140に記載されています。

インダクタ電流は、SENSEとBATの間に配置された検出抵抗を介して検出されます。増幅後の信号は、最大の許容充電電流を表す電圧と比較されます。エラーアンプは、出力スイッチのデューティ・サイクルを制御することにより、平均インダクタ電流を安定化します。単一の周波数補償点(ITHピン)を使用して、ループの安定性を確保します。

バッテリーの電圧が設定充電電圧より低くなると、制御ループはSENSEとBATの間の電圧差を50mVにサーボ制御します。50mVでの充電電流は I_{CHGMAX} と呼ばれます。バッテリーの電圧が設定充電電圧に達すると、エラーアンプA3は平均インダクタ電流を継続的に調整して、バッテリーの電圧を設定充電電圧にサーボ制御します。エラーアンプは、必要に応じてバッテリーの電流をゼロまで低減することができます。

この制御ループには付加的な機能があります。起動時には、約1.6msの間に最大電流に増加し、ソフトスタート機能を実現します。後述する最大電力点追従制御で使用される追加のBurst Mode機能もあります。

動作

充電電圧はアンプ A5 と充電アルゴリズムによって決定されます。充電電圧は、NTC ピンの使用により、温度の連続関数として構成されます。NTC ピンは、充電のレギュレーション電圧を直線的に調整する相互コンダクタンス・アンプを制御します。通常動作時は、下側に NTC 抵抗がある抵抗分割器により、電圧の温度係数を設定します。詳細については「温度補償」のセクションを参照してください。

スイッチング・レギュレータの発振器周波数は、RT ピンとグラウンドの間の抵抗によって設定されます。SYNC ピンを使用してクロック周波数を外部発振器に同期させるオプションがあります。

スイッチング・レギュレータは、 $R_{DS(ON)}$ の小さい外付けの MOSFET を上側と下側の両方のスイッチに使用します。スイッチング・レギュレータは、大電流時には同期整流式降圧モードで動作します。電流レベルが $I_{CHGMAX}/10$ より低くなると、下側の MOSFET がオフになってスイッチング動作が不連続になり、低電位側の導通には下側 MOSFET のボディ・ダイオードが使用されます。これにより、バッテリーは放電されなくなります。

上側のゲート駆動回路の駆動電圧は、外付けダイオードと昇圧コンデンサを使用する昇圧回路によって生成され、昇圧コンデンサはダイオードを介して $INTV_{CC}$ から充電されます。電流が $I_{CHGMAX}/10$ より少なくなると、下側 MOSFET はディスエーブルされます。BST – SW 間の電圧が 3.8V より小さい場合（例：起動時）は、下側 MOSFET がイネーブルされて BST のコンデンサを充電します。

最大電力点追従制御

MPPT 機能をイネーブルした場合（FBOC ピンの電圧を 3V より低くした場合）、LTC4013 は MPPT 回路を使用し、保存された開放入力電圧の測定値と DCIN の瞬間的な電圧を充電中に比較します。LTC4013 は、ユーザーが設定した開放電圧の

パーセント値より DCIN の電圧が低くなると、充電電流を自動的に低減します。このアルゴリズムにより、LTC4013 は、さまざまな入力電源に合わせて電力伝送を最適化します。

MPPT をイネーブルすると、LTC4013 は開放入力電圧を周期的に測定します。およそ 10.2 秒に 1 度の割合で、LTC4013 は充電を中断し、FBOC ピンの抵抗分割器を介して測定される入力電圧をサンプリングして、デジタル/アナログ・コンバータ (DAC) を介してこの値を出力します。充電が再開されると、DAC の電圧 (VDAC) は抵抗分割器で設定された MPPT ピンの電圧と比較されます。MPPT の電圧が VDAC より低くなると、充電電流が減少して入力電圧をそのレベルに安定化します。このレギュレーション・ループは、入力電圧をユーザー設定レベル（印加電源から供給可能なピーク電力に相当）以上に維持します。入力のサンプリングは、例えば太陽電池パネルの 1 次温度補償に役立ちます。

サンプリング期間後に充電が再開されたときに、必要な充電電流に電源が対応できないと、入力電圧は低下します。入力電圧が VDAC まで低下すると、充電電流が減少し、DCIN の電圧を VDAC に維持します。

サンプリングのタイミングは内部で固定されています。スイッチングは 10.2 秒ごとに約 1ms 停止します。最初に 720 μ s の遅延時間があるので、DCIN ノードはその開放電圧まで上昇することが可能です。次の 300 μ s の間に、FBOC ピンの電圧がサンプリングされて保存されます。ITH ピンはサンプリング期間中は高インピーダンスです。平均充電電流への影響を最小限に抑えるため、DCIN のサンプリングはきわめて低いデューティ・サイクルで行われます。MPPT のタイミングの画像を図 1 に示します。

DCIN に接続する容量は低く抑え、最初の MPPT 遅延時間中に DCIN が開放電圧に到達するようにします。時定数はこの容量と入力電源のインピーダンスによって設定されます。

動作

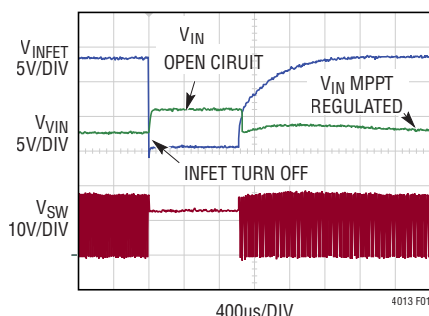


図1. MPPTのタイミング

MPPT Burst Mode 動作

MPPT動作時に入力電源レベルが低下した場合は、最大電力を供給するためにスイッチング・レギュレータの効率を改善することが望めます。LTC4013は、こうした条件のときにスイッチング・レギュレータ全体の効率を改善する独自の回路を内蔵しています。効率を改善するには、スイッチング・レギュレータの最大電流を低減し、スイッチング・レギュレータの動作の一部を停止して、Burst Mode動作を開始します。MPPTの電圧が、サンプリングしたFBOCの電圧より約32mV低くなり、電流が $I_{CHGMAX}/10$ より少なくなる ($SENSE-BAT < 5mV$) と、Burst Modeが始まります。デバイスは、デバイスが再評価される次のサンプリング期間までBurst Mode動作のままです。再サンプリング後に、MPPTの電圧がFBOCのサンプリング電圧より約31mV高くなると、Burst Mode動作は終了します。最終的には、Burst Mode時に、DCINの電圧はFBOCピンの電圧に対して約63mVのヒステリシス・リップルがあるという結果になります。Burst Modeの間、最大電流は概算で $I_{CHGMAX}/5$ ($SENSE-BAT = 10mV$) になります。

ISMON 電流のモニタ

検出抵抗を流れる電流は、ISMONピンを介してモニタされます。ISMONの電圧は $20 \cdot (V_{SENSE} - V_{BAT})$ です。

バッテリー・チャージャの動作

(ブロック図参照)

バッテリーの充電電圧は、FBピンを介して安定化されます。FBの電圧レギュレーション・レベルは、単一セルの鉛蓄電池に適しています。例えば、2.267Vの単一セル・フロート電圧は、6セルのバッテリー電圧では $6 \cdot 2.267V = 13.6V$ に相当します。

バッテリーの充電電流はバッテリーの電圧によって決まります。バッテリーの電圧が充電電圧より低いと、バッテリーの電流は設定充電電流に制限されます。バッテリーの電圧が充電電圧に近づくにつれて、電流は減少し、バッテリーを充電電圧に維持します。

更に、LTC4013には充電サイクル・タイマが内蔵されており、充電サイクルを時間に基づいて制御するのに使用されます。タイマを作動させるには、TMRピンとグラウンドの間にコンデンサを接続します。TMRを接地すると、タイマ機能は全てディセーブルされます。このタイマの使用対象となるのは、3段階および4段階の鉛蓄電池充電での吸収充電タイムアウト、4段階充電での均等充電タイムアウト、およびリチウムイオン充電または定電流充電でのタイムアウトです。

LBピンでは、ユーザーが調整可能な電圧が得られます。この電圧は、一部のモードでの再起動電圧やそれ以外のモードでの低バッテリー・フォルトを設定するのに使用します。

鉛蓄電池バッテリー・チャージャの基本

鉛蓄電池は複数の方法で充電することができます。最も単純な方法は2段階法で、バッテリーの電圧がフロート電圧に達するまで定電流を流します。フロート電圧は無充電で負荷がない状態でセルによって発生する電気化学的な電圧です。この方法の欠点は、バッテリーを満充電しないことと、バッテリーの容量が時間の経過とともに減少することです。バッテリー容量が減少するのは、電極に形成される沈着物が増加するためです。このモードでは、最大充電電流が安全のため制限され、バッテリーの電圧が充電電圧に近づくにつれて減少します。

動作

最も一般的な充電方法は、3段階充電サイクルと呼ばれます(図2参照)。この方法では、バッテリーの電圧が吸収電圧に達するまで、バッテリーは最初のうち定電流(CC)で充電されます。これにより、バッテリー内での蓄積電荷量の増加が促進されます。バッテリーの電圧は電気化学的なフロート・レベルより高くなるので、バッテリーがこの状態に留まる時間が制限されるのが一般的です。その方法は、タイマ(最も安全な方法)か、単に充電電流が減少するのを待つ方法のいずれかです。吸収充電が完了すると、チャージャの電圧は低下してフロート電圧に戻ります。フロート電圧より高い電圧までバッテリーを充電すると、バッテリーの電解液がわずかに蒸発することがあるので、バッテリーの寿命を最大限長くするには、適切な吸収電圧を選択することが重要です。バッテリー・メーカーの推奨事項については、必ずバッテリー・メーカーにお問い合わせください。

4段階の充電アルゴリズムでは、3段階法の吸収充電段階後に、均等充電と呼ばれる別の段階が追加されます。均等充電電圧は吸収電圧より大幅に電圧が高く、2通りの方法で機能します。1つは意図的に気泡を発生させる方法で、それによってバッテリーの電解液を攪拌して電解質の成層化を低減します。また、均等充電は、バッテリーの性能が劣化する主な原因である電極上の硫酸塩を電気化学的に除去します(硫酸塩は極度に放電されたバッテリーで発生します)。気泡が発生するため、密閉型電池には均等充電を行いません。電解液が大量に失われた場合は、交換しないとバッテリーが劣化します。均等充電では、最大電流が約 $I_{CHGMAX}/5$ に減少します。

均等充電サイクル

均等充電は頻繁には実行しないでください。また、必ずタイマを使用してバッテリーに対する過剰なストレスを制限します。MODE2が“H”の場合は、ユーザーが改めて操作しなくても均等充電サイクルを電源投入ごとに1回だけ開始します。

さまざまな充電方法を要約したものを表1に示します。

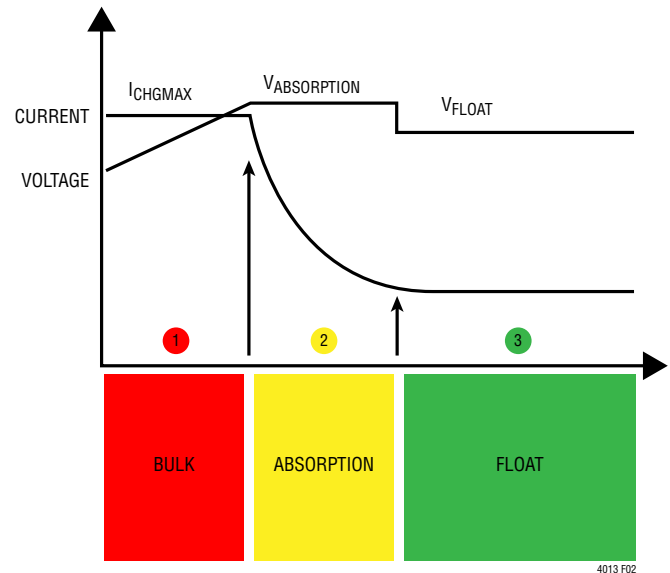


図2. 3段階の充電サイクル

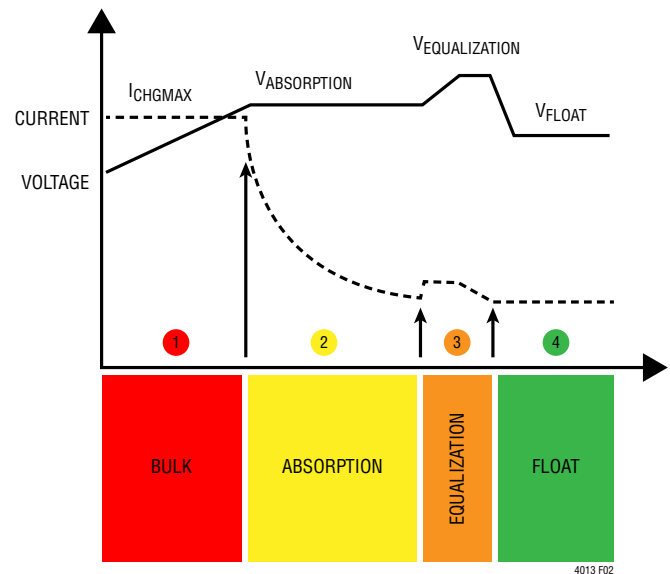


図3. 4段階の充電サイクル

動作

表1. バッテリーの充電段階

モード	充電アルゴリズム	期間とその他の詳細
2段階充電	充電電流は I_{CHGMAX} に設定される。充電電圧はフロート電圧に設定される	TMR にコンデンサを接続していない場合、チャージャはフロート電圧で継続的に充電する。コンデンサを接続している場合、充電はタイムアウト後に終了する。タイマはフロート電圧に達した後に始動する
3段階充電	充電電流は最初は I_{CHGMAX} に設定される。充電電圧は吸収充電電圧に設定される	電流が $I_{CHGMAX}/10$ に減少することによって終了するか、タイマ(TMR)で設定したタイムアウトによって終了する。充電電圧はその後フロート電圧に切り替わる
4段階充電	3段階充電と同様であるが、吸収充電サイクルの終了時には充電電圧が均等充電電圧まで上昇し、最大電流は $I_{CHGMAX}/5$ に設定される	タイマ(TMR)で設定したタイムアウトによって終了する。充電電圧はその後フロート電圧に切り替わる
リチウムイオン	充電電圧まで I_{CHGMAX} で充電する。チャージャがオフになるのは、充電電流が $I_{CHGMAX}/10$ に減少したときか、TMR で設定したタイムアウトに達したときである。	チャージャがオフになると、充電電圧は再充電電圧に切り替わる。バッテリーの電圧がこの電圧より低くなると、充電は再開される。
低バッテリー電圧時の再起動 (全モード)	FB の電圧が再充電しきい値まで低下すると、充電サイクルが再開される。最大充電電流は $I_{CHGMAX}/5$ に設定される。	3、4段階充電およびリチウムイオン充電でタイマが動作している場合は、低バッテリー電圧しきい値より電圧が低い状態が $t_{EOC}/8$ より長く続くと、充電は終了する

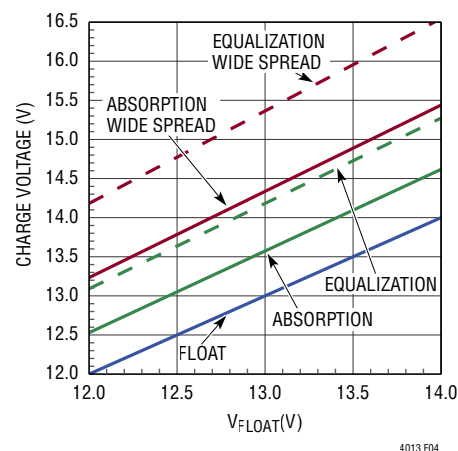
バッテリーの充電電圧

LTC4013は、フロート電圧、吸収充電電圧、均等充電電圧を設定するためのさまざまなオプションに対応します。通常モードでは、1セルの吸収充電電圧はフロート電圧より約100mV (6セルでは600mV) 高く、均等充電電圧は吸収充電電圧より約133mV (6セルでは800mV) 高くなります。別のオプションではより広い電圧幅を使用しており、1セルの吸収充電電圧はフロート電圧より約200mV (6セルでは1.2V) 高く、均等充電電圧は吸収充電電圧より200mV (6セルでは1.2V) 高くなります。絶対電圧はFBの抵抗分割器を介して調整され、その分だけ高い値にシフトします。充電電圧の推奨情報についてバッテリー・メーカーに問い合わせることが重要です。業界の共通認識は存在せず、バッテリーの種類や想定される用途に大きく依存します。

通常モードと幅広い電圧モードでの充電の設定範囲をFBの抵抗分割器でどのように可能にするかを図4に示します。

再起動、低バッテリー・ピン

鉛蓄電池では、通常の充電サイクルが完了するのは、バッテリーがフロート電圧になった状態です。FB基準のバッテリー電圧が、プログラム可能なLBピンの電圧より低くなると、新しいサイクルが始まります。ユーザーがこの電圧を設定するには、LBとグランドの間に接続する抵抗を設定します。LBピンからは20 μ Aのソース電流が流れ出します。例えば、LBピンとグランドの間に100kを接続すると、LBピンの電圧は2.0Vに設定されます。6セルの鉛蓄電池の場合によく使用される低バッテリー電圧は10.4Vで、これは6セルのうちの1つが短絡した場合の

図4. R_{FB1}/R_{FB2} の変更による6セルの鉛蓄電池の電圧

電圧を表します。このLBの電圧は、6対1の抵抗分割器をFBで使用する場合、88.6kの抵抗により1.73V (10.4V/6) に設定されます。2段階充電とタイムアウトを組み合わせる場合(TMRピンを動作状態にする場合)、再起動は無効になります。FBの電圧がLBの電圧より低くなると、最大充電電流は、事前に設定されている最大電流の20%に設定されます。

充電タイマが作動しているときは、バッテリーの電圧がLB基準の低バッテリー電圧より低い状態が続いて、通常の吸収充電終了時間(t_{EOC})の1/8の時間が経過すると、低バッテリー・フォルトが通知されます。このフォルトは、STAT0がオフになり、STAT1がオンになることで示されます。また、充電も停止します。

動作

鉛蓄電池の種類

使用できる鉛蓄電池の種類は多種多様です。その全てを詳細に説明するのは、このデータシートの範囲を超えています。知識を深めるために入手できるオンライン・リソースや書籍は多数存在します。妥当な出発点は、www.batteryuniversity.comにあります。多くのバッテリー・メーカーも詳細な情報を提供しています。以下のセクションでは、さまざまな充電モードの詳細について概要を示します。

2段階充電

2段階充電は、吸収充電のプリコンディショニングがない鉛蓄電池の充電に便利です。他の種類のバッテリー(NiCd、NiMH)やスーパーキャパシタの充電にも役立ちます。このモードでは、バッテリーの電圧が設定充電電圧に達するまで、LTC4013は定電流(CC)(I_{CHGMAX})で充電します。バッテリーの電圧を充電フロート電圧に維持するため、充電電流は減少します。

TMRピンを使用している場合、充電サイクルが終了するのは、LTC4013のタイマによって決まる一定時間の経過後なので、存在する充電サイクルは1サイクルだけです。

タイマを使用しない2段階充電では、定電流(CC)から定電圧(CV)への切り替えをSTAT1ピンが示します。FBの電圧が上昇して、 $V_{FB(FL)}$ より16mV低い電圧に達すると、STAT1の電圧が低下してCCからCVへの切り替えを示します。バッテリー・チャージャはフロート充電段階の間も電流を供給し続け、負荷の変化に応答しつつ、バッテリーの電圧をフロート充電の設定電圧に維持します。

表2に示すように、2段階充電には2つの異なる電圧設定があります。

タイマを有効にしている場合(TMRピンにコンデンサを接続している場合)、定電流/定電圧アルゴリズムは変わりませんが、バッテリーの電圧がフロート電圧に達すると、タイマがカウントを開始します。タイムアウト期間 t_{EOC} が終了すると、充電は停止します。充電が再開されるのは、FB基準のバッテリー電圧が(LBピンで設定した)再起動電圧より低くなった後か、デバイスの電源を切ってから再投入した後だけです(ENAB)。

タイマが作動している場合は、低バッテリー保護が有効です。バッテリーの電圧が(LBピンで設定した)低バッテリー電圧より低い状態が、通常のタイムアウト期間(t_{EOC})の1/8より長く続くと、充電サイクルは終了します。

このモードでのMODEピンの設定とフロート電圧を表2に示します。Lはピンを接地していることを示し、Hはピンの電圧が2.5Vより高い(INTV_{CC}に接続している)ことを示し、Mはピンの電圧が中程度(未接続状態)であることを示します。

表2. 2段階充電の設定

2段階	設定			V _{FLOAT}
終了処理	MODE1	MODE2	TMR	V _{FB} 基準の電圧
終了処理なし	L	L	0V	2.267V
	L	M	0V	2.332V
タイムアウト	L	L	Cap	2.267V
	L	M	Cap	2.332V

注記：ニッケル・ベースのバッテリー(NiCdやNiMHなど)では、過充電の可能性を考慮する必要があります。一般的な方法としては、低電流で長時間かけて充電することです。NiCdとNiMHのバッテリーは、C/300の充電レートを無限に吸収できます。タイマに基づく電流源充電アルゴリズムを使用すると、短時間の充電が可能です。充電前にバッテリーが完全に放電していることを確認した後、容量の125%以下までバッテリーを充電することを推奨します。例えば、完全に放電した2000mAhのNiMHバッテリーを2.5Aで1時間充電します。

3段階充電および4段階充電

鉛蓄電池のより一般的な充電方法は、前述したように、3段階(吸収)充電または4段階(吸収および均等)充電です。均等充電では常にタイマを使用し、均等充電のタイムアウトが吸収充電のタイムアウト期間の1/8または1/4になるオプションがあります。

3段階の充電サイクルでは、電源投入時か、バッテリーの電圧がLBの再起動電圧より低くなると、充電が始まります。その後、バッテリーは吸収充電電圧に向けて充電されます。バッテリーの電圧が吸収充電電圧に近づくにつれて、充電電流は減少します。充電電流が $I_{CHGMAX}/10$ に達すると、STAT1がオンします。バッテリーの電圧がCV(FB基準の吸収充電電圧から約16mVの電圧)に達すると、内部の充電電圧はフロート電圧に切り替わります。充電はフロート電圧で動作し続けます。その後、(FB基準の)バッテリー電圧がLBピンの電圧より低くなると、デバイスの電源を切ってから再投入(ENAB)すると、次の3段階充電サイクルが始まります。

動作

3段階充電サイクルにタイムアウトを追加するには、TMRにコンデンサを接続します。タイムアウトを設定した場合、電圧がCV（吸収充電電圧から約16mVの電圧）に達すると、タイマが起動し、タイマの設定期間中は充電電圧が吸収充電電圧に維持されます。その期間の終了時に、充電電圧はフロート電圧に変わります。充電はフロート電圧で動作し続けます。

さまざまな吸収充電電圧およびフロート電圧のオプションがあります。MODEピンの設定とFBの電圧の詳細を表3に示します。6セルのバッテリーのフロート電圧と吸収充電電圧の関係を示すグラフを図4に示します。

表 3. 3段階充電モードの設定

3段階	設定			V _{FLOAT}	V _{ABS}
吸収充電から フロート充電まで	MODE1	MODE2	TMR	V _{FB} 基準の 電圧	V _{FB} 基準の 電圧
100mV	H	L	0V	2.267V	2.367V
100mV + タイムアウト	H	L	Cap		
200mV	M	L	0V	2.200V	2.400V
200mV + タイムアウト	M	L	Cap		

4段階充電サイクル

4段階充電サイクルは、3段階充電サイクルと同様です。ただし、吸収充電の終了時には、充電電圧が均等充電電圧まで上昇します。4段階充電サイクルでは、安全上の予防措置として常にタイマを使用（TMRにコンデンサを接続）して、高い均等充電電圧での充電時間を制限することが必要です。TMRピンが誤って接地されると、充電サイクルは3段階に戻ります。

表 4. 4段階充電モードの設定

4段階充電 (要タイマ)		設定			V _{FLOAT}	V _{ABS}	V _{EQ}
吸収充電からフロート 充電まで	タイムアウト	MODE1	MODE2	TMR	V _{FB} 基準の電圧	V _{FB} 基準の電圧	V _{FB} 基準の電圧
100mV	1/4 t _{EOC}	L	H	Cap	2.267V	2.367V	2.500V
	1/8 t _{EOC}	H	H	Cap			
200mV	1/8 t _{EOC}	M	H	Cap	2.200V	2.400V	2.600V

必ずしも全てのバッテリーを4段階充電サイクルで充電できるわけではないので、バッテリーの使用法と推奨の充電電圧については、バッテリー・メーカーに問い合わせる必要があります。

充電はデバイスがイネーブルされると開始されます。その後、吸収充電電圧に向けてバッテリーの充電が始まります。バッテリーの電圧が吸収充電電圧に近づくにつれて、充電電流は減少します。電圧がCV（吸収充電電圧から約16mVの電圧）に達すると、タイマが起動し、タイマの設定期間中は充電電圧が吸収充電電圧に維持されます。タイマ期間の終了時に、内部の充電電圧は均等充電電圧に変わります。タイマはただちに再起動し、均等充電電圧によるI_{CHGMAX}/5の充電が始まり、均等充電のタイムアウト（吸収充電のタイムアウト期間t_{EOC}の1/4または1/8）が終了するまで続きます。均等充電のタイムアウト後、充電電圧はフロート電圧まで減少します。均等充電が終了すると、STAT1がオンします（STAT0は既にオンになっています）。

充電はフロート電圧で動作状態のままであり、充電はバッテリーの負荷に反応します。その後、（FB基準の）バッテリー電圧がLBピンの電圧より低くなるか、デバイスの電源を切ってから再投入（ENAB）すると、次の充電サイクルが始まります。均等充電サイクルが可能な回数は、電源投入サイクルにつき1回だけです。ENABピンを使用してデバイスの電源を投入し直すことにより、4段階充電サイクル全体を再開することができます。

FBの抵抗分割器の変更に伴う、6セルのバッテリーのフロート電圧、吸収充電電圧、および均等充電電圧の関係を示すグラフを図4に示します。

動作

バッテリーに負荷がある場合の充電

一般に、バッテリーをフロート電圧に維持するのに充電電流はほとんど必要ありません。ただし、LTC4013は、フロート充電状態のときに、バッテリーに負荷が生じた場合に充電電流をフル充電電流まで増加する能力を維持します。バッテリーの負荷がこの電流を超えない場合、バッテリーの電圧は維持されます。バッテリーの負荷が一定電流を超えると、バッテリーは差分を供給するので放電します。低バッテリーしきい値では、新しい充電サイクルが始まりますが、それでもなおフル充電電流に過ぎないので、充電のためには負荷を低減することが必要です。

リチウムイオン充電

LTC4013は、大容量のリチウムイオン・バッテリー(リチウム・ポリマーやLiFePO₄を含む)を充電することができます。目的の充電電圧は、バッテリーとFBの間の抵抗分割器によって設定します。リチウムイオン充電アルゴリズムでは、バッテリーを充電電圧までI_{CHGMAX}で充電します。充電電流がI_{CHGMAX}/10まで減少するか、(タイマ作動時)タイマがタイムアウトすると、チャージャは停止し、充電電圧は低い方の再充電電圧まで低下します。バッテリーの電圧がこの再充電レベルより低くなると、充電が再開されます。リチウムイオン充電でのMODEピンの設定を表5に示します。

このモードでは、充電終了後、再充電電圧になると新しい充電サイクルが始まります。再充電電圧は、MODEの状態に応じて充電電圧の97.0%または95.6%になります。差を広げると、

LiFePO₄バッテリーが絶え間なく再充電されるのを防止するのに役立ちます。タイムアウトを使用してもしなくても再充電に移行することがあります。

STAT1は、充電終了時にシンク電流を流します。タイマを使用しない場合(TMR = 0V)、シンク電流が流れるのは、充電電流がI_{CHGMAX}/10まで減少したときです。タイマが動作している場合(TMRにコンデンサを接続している場合)、タイムアウトが始まるのは、FBの電圧がV_{FB}(CHG)から約16mVの電圧に達したときです。その後、充電終了時間(t_{EOC})の経過後に終了が表示されます。

ステータス・ピン

前述したように、チャージャの状態を示すステータス・ピンが2つあります。その詳細を表6に示します。「オン」は、STAT0/1ピンが能動的にプルダウンされていることを示します。「オフ」は、STAT0/1ピンが開放状態であることを示します。

INFETの動作

LTC4013は、入力電圧がバッテリー電圧より低い場合、バッテリーの放電を防止するための遮断経路を実現する入力MOSFETをサポートしています。次に、入力MOSFETを使用することにより、入力をチャージャから切り離すことができるので、入力電圧の測定を無負荷状態で行うことができます。この測定を最大電力点追従制御(MPPT)機能と組み合わせることにより、この機能の最適な設定点が決まります。

表5. リチウムイオン充電の設定

再充電電圧の%値	設定		V _{CHG}	V _{RECHRG}				
	MODE1	MODE2	V _{FB} 基準の電圧	V _{FB} 基準の電圧	3.6V V _{CHG}	3.8V V _{CHG}	4.1V V _{CHG}	4.2V V _{CHG}
97.0%	H	M	2.367V	2.295V	3.490V	3.684V	3.975V	4.072V
95.6%	M	M	2.400V	2.295V	3.443V	3.634V	3.921V	4.016V

動作

表 6. ステータス・ピンの表示

STAT0	STAT1	充電モード
オフ	オフ	スタンバイまたはシャットダウン時には充電せず
オン	オフ	バッテリー充電サイクルは動作状態終了は実行せず
オン	オン	充電サイクルは完了 $V_{FB(FL)}$ またはリチウムイオン・バッテリーの $V_{FB(RECHG)}$ に合わせて充電電圧を設定
オフ	オン	不良バッテリーまたは過熱フォルト

入力MOSFETは、MOSFETのゲートに接続されるINFETピンを介して制御されます。入力MOSFETは、INFETを介して電流を供給する内蔵のチャージポンプによりオンします。チャージポンプは、デバイスがENABピンを介してイネーブルされると作動します。

INFETのMOSFETは、DCINの電圧がバッテリーの充電をサポートできない限りオンすることができません。そのためには、2つのコンパレータを使用し、DCINの電圧がBATの電圧より高いことを一方のコンパレータで確認し、DCINの電圧が

V_{IN} の電圧より高いかどうかをもう一方のコンパレータで確認します。また、DCINとBATの電圧を比較するコンパレータは、DCINの電圧がBATの電圧より低い場合にバッテリーが放電されないよう動作します。特に、コンパレータがチェックするのは、DCINの電圧がBATの電圧より約99mV高いことと、DCINの電圧が V_{IN} より低く、その差が4mVより大きいことです。後者のわずかに低い電圧は、INFETがオフしたときのリングングを低減するのに役立ちます。

ENABおよびコンパレータが可能な場合は、PowerPathとスイッチング・レギュレータの両方がイネーブルされます。いずれかの条件が満たされなかった場合、入力MOSFETはオフになり、スイッチング・レギュレータはディスエーブルされます。オフになる条件は、INFETがシンク電流を吸い込み、INFETの電圧がDCINと V_{IN} の電圧の低い方より約1.8V低くなることです。

また、入力のPowerPath MOSFETは、MPPT機能を使用しているときに無負荷の開放入力電圧を測定する場合にもオフになります。



アプリケーション情報

スイッチング・レギュレータ

最大充電電流の設定

最大充電電流 I_{CHGMAX} は、検出抵抗によって決まります。SENSE – BAT間の最大電圧は、通常動作時は50mVです。最大充電電流は、 $50mV/R_{SENSE}$ です。したがって、例えば最大値を10Aにする場合は、 R_{SENSE} を5mΩに設定します。精度を向上するには、4端子の検出抵抗を使用するか、検出抵抗まで隙間のないケルビン接続が確実に行われるよう注意します。図17に例を示します。抵抗値を決めるときは、電力損失が $P_{RSENSE} = I_{CHGMAX} \cdot 50mV$ となるようにすることを覚えておってください。10A超のチャージャの例では、検出抵抗の定格を0.5Wより大きくする必要があります。進工業、パナソニック、および Vishay の各社から幅広い種類の高精度な検出抵抗が販売されています。

基板のトレースに付随する抵抗は、簡単に加算することができます(2オンスの銅はおおよそ0.24mΩ/□です)。全ての大電流経路についてトレース幅を確認してください。

インダクタの選択

インダクタの値は、ピーク・トゥ・ピークのリップル電流が最大充電電流の約30%になるよう設定します。この値は、インダクタの大きさとリップルとの適度な妥協点です。インダクタンスは次式を使用して計算することができます。

$$L = \frac{V_{IN} \cdot V_{BAT} - V_{BAT}^2}{0.3 \cdot f_{SW} \cdot I_{CHGMAX} \cdot V_{IN}}$$

ここで、 V_{BAT} はバッテリーの電圧、 V_{IN} は入力電圧、 I_{CHGMAX} はインダクタを流れる最大充電電流、 f_{SW} はスイッチング周波数です。インダクタの飽和電流は最大充電電流より少なくとも20% 大きい値を選択します。

SENSEピンとBATピンの間の電圧が100mVを超えるとスイッチングを停止してフォルトから保護する過電流コンパレータがあります。このコンパレータが作動すると、4回のスイッチ・サイクルにわたってスイッチングが停止します。

スイッチング・レギュレータのMOSFETの選択

MOSFETの選択は、最高の効率と最低のコストを確保する目的で行われます。重要なパラメータは、全ゲート電荷(Q_G)、オン抵抗($R_{DS(ON)}$)、ゲート・ドレイン間電荷(Q_{GD})、ゲート・ソース間電荷(Q_{GS})、ゲート抵抗(R_G)、ブレイクダウン電圧(最大の V_{GS} および V_{DS})およびドレイン電流(最大の I_D)です。選択プロセスを容易にする情報が以下のガイドラインで与えられており、表7にいくつかの推奨メーカーを示します。

両方のMOSFETの定格ドレイン電流は、最大インダクタ電流より大きい必要があります。インダクタ電流のピーク値は、おおよそ次のようになります。

$$I_{LMAX} = I_{CHGMAX} + \frac{V_{IN} \cdot V_{BAT} - V_{BAT}^2}{2 \cdot f_{SW} \cdot L \cdot V_{IN}}$$

定格ドレイン電流には温度依存性があり、ほとんどのデータシートには定格ドレイン電流と温度の関係を示す表やグラフが含まれています。

どちらのMOSFETも、 V_{DS} の定格が最大入力電圧(トランジェントを含む)より高いものにする必要があります。 V_{GS} の定格に関しては、スイッチングMOSFETのゲートを駆動する信号の最大電圧はソースを基準にして5V ($INTV_{CC}$)です。ただし、起動時と回復状態時には、ゲート駆動信号がわずかに3Vになることがあります。したがって、LTC4013が正常に回復するには、 V_T が2Vより低い、ロジック・レベルしきい値のMOSFETを使用します。堅牢な設計にするため、 V_{GS} の定格が7Vより大きいことを確認します。

スイッチングMOSFETの電力損失は、オン抵抗($R_{DS(ON)}$)、ゲート抵抗(R_G)、ゲート・ドレイン間電荷(Q_{GD})およびゲート・ソース間電荷(Q_{GS})と関係があります。オン抵抗による電力損失は抵抗性損失($I^2 R_{DS(ON)}$)で、これは通常、入力電圧が15Vより低いときに支配的となります。電圧が15Vより高い場合、通常はゲート容量充電中の電力損失が支配的になります。高い入力電圧で動作する場合には、 $R_{DS(ON)}$ が大きく Q_G が小さい上側MOSFETを選択することによって効率が最適化されます。上側MOSFETでの全電力損失は、抵抗損と遷移損失の合計により次のように概算します。

$$P_{HIGH_LOSS} = \frac{V_{BAT}}{V_{IN}} \cdot I_L^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot \rho_T + \frac{V_{IN} \cdot I_L}{5V} \cdot (Q_{GD} + Q_{GS}) \cdot (2 \cdot R_G + R_{PU} + R_{PD}) \cdot f_{SW}$$

アプリケーション情報

I_L はインダクタを流れる電流です。 ρ_T は MOSFET のオン抵抗の無次元の温度依存係数です。最大周囲動作温度として 70°C を使用すると、 ρ_T はほぼ 1.3 に等しくなります。 R_{PD} と R_{PU} は LTC4013 の上側ゲート・ドライバの出力インピーダンスで、それぞれ 2.3Ω および 1.3Ω です。

下側 MOSFET の場合は、電力損失を次式により概算します。

$$P_{\text{LOW_LOSS}} = \left(1 - \frac{V_{\text{BAT}}}{V_{\text{IN}}}\right) \cdot I_L^2 \cdot R_{\text{DS(ON)}} \cdot \rho_T + \frac{V_{\text{IN}} \cdot I_L}{5V} \cdot (Q_{\text{GD}} + Q_{\text{GS}}) \cdot (2 \cdot R_G + R_{\text{PU}} + R_{\text{PD}}) \cdot f_{\text{SW}} + V_f \cdot 2 \cdot f_{\text{SW}} \cdot I_L \cdot t_{\text{noI}}$$

ここで、 V_f は下側 MOSFET のバルク・ダイオードの電圧降下で、標準値は $0.7V$ です。 t_{noI} は、上側と下側のゲートが約 50ns の間どちらもオンになっていない非重複時間です。最後の項は非重複時間中に導通するバルク・ダイオードによる損失を表します。

前述の内容に加えて、下側 MOSFET の G-D 間容量が小さいことが望まれます。この容量が小さいと、上側スイッチがオンしたときの問題が最小限に抑えられるからです。上側スイッチがオンしている間は、この容量を介して結合することにより、下側 MOSFET の G-S 間容量との間でコンデンサ分圧器が形成されます。下側 MOSFET が一瞬オンすると、シュートスルー状態が生じる可能性があります。この状態では、うまくいっても効率が低下し、最悪の場合は MOSFET を破壊する可能性があります。

各 MOSFET での電力損失についても検討する必要があります。上側と下側の MOSFET を共通パッケージ内で結線することは可能であるとはいえ、電力損失上の懸念があるので、独立した2つのパッケージを使用するか、更に言えば上側と下側の MOSFET を複数使用して広い PCB 領域全体で熱を放散し、基板全体の温度および効率を改善することを推奨します。大電流および高電圧に伴う大電力レベル時には、このことがより重要になります。

V_{IN} の電圧が低めの場合は上側の MOSFET がオンする時間が長くなり、 $R_{\text{DS(ON)}}$ が小さいと電力損失が少なくて済みますが、電圧を高くするにつれてトランジェント損失は増加し、実際に支配的になることがあります。下側 MOSFET の場合は、逆のことが成り立ちます。最適化して最高の効率を得るには、上側と下側で異なる MOSFET を使用することを推奨します。

MOSFET の大きさを決める正しい手順として、上側 MOSFET を選択してから下側 MOSFET を選択します。上側 MOSFET の $R_{\text{DS(ON)}}$ 、 Q_G 、および Q_{GS} の間の兼ね合いを以下の例で分かりやすく示します。例として、6セルの鉛蓄電池を $30V$ の電源から $20A$ で充電します。 V_{BAT} は $14V$ であり、 $f_{\text{SW}} = 200\text{kHz}$ です。

V_{DS} の定格が $40V$ の2つの Nチャネル MOSFET から始めます。上側は BSC018N04LS から始めます。その特性は、 $R_{\text{DS(ON)}} = 2.5\text{m}\Omega$ ($4.5V$ 時)、 $Q_G = 60\text{nC}$ 、 $Q_{\text{GS}} = 25\text{nC}$ 、 $Q_{\text{GD}} = 10\text{nC}$ 、 $R_G = 1.3\Omega$ です。下側は BSC093N04LS で、その特性は $R_{\text{DS(ON)}} = 11.0\text{m}\Omega$ ($4.5V$ 時)、 $Q_G = 8.6\text{nC}$ 、 $Q_{\text{GS}} = 4.9\text{nC}$ 、 $Q_{\text{GD}} = 2\text{nC}$ 、 $R_G = 1.0\Omega$ です。MOSFET の電力損失を図5および6に示します。 $30V$ での全電力損失が上側では $5W$ をわずかに超える程度であり、下側では約 $3.5W$ であることを確認してください。

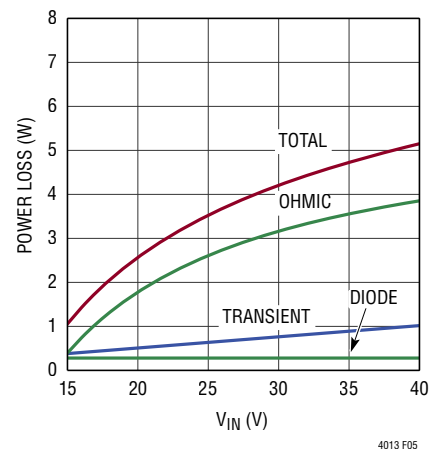


図5. 上側 MOSFET の電力損失の例

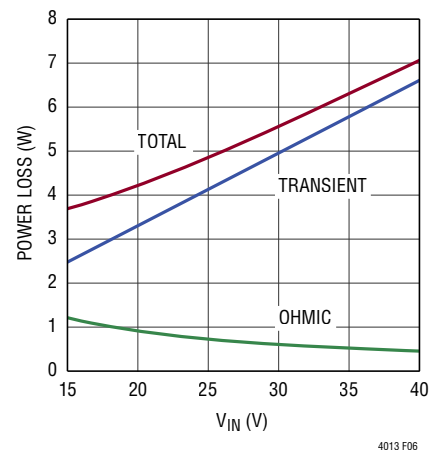


図6. 下側 MOSFET の電力損失の例

アプリケーション情報

もちろん、どのようなMOSFETを選択するかも吟味する必要があります。通常 $R_{D(ON)}$ と Q_G が反比例するので、 $R_{DS(ON)}$ が大きく Q_G が小さい上側MOSFETを探せば上側の損失はおそらく少なくなります。反対に、下側MOSFETは抵抗性損失が主体なので、おそらく大型のMOSFETの方が良いと考えられます。ただし、当然下側の全 Q_{GD} にも注意して、限界を表すようにする必要があります。

ゲート充電電流の供給にはそれ自体に損失があり、その大半は内部LDOで費やされており、高い電圧での潜在的な限界を表しています。このデバイスでの電力損失は次のとおりです。 $P_{LDO} = (V_{IN}-5) \times (Q_{GL}+Q_{GH}) \times f_{SW}$ 。ここで、 Q_{GL} は下側のゲート電荷であり、 Q_{GH} は上側のゲート電荷です。

INTV_{CC}電源にも、やはり最大電流に限界があります。電力損失が0.5Wの場合のゲート充電電流の最大値と V_{IN} の曲線を図7に示します。この電力レベルでは、熱抵抗が43°C/Wのとき、ダイの温度は22°C上昇します。Y軸の値(mA)を f_{SW} (MHz)で割ると、充電可能な最大の Q_G (nC)(上側と下側のゲート電荷の合計)が得られます。例えば、30Vと500kHzの場合、 Q_G の最大値は20(mA)/0.5(MHz) = 40(nC)になります。

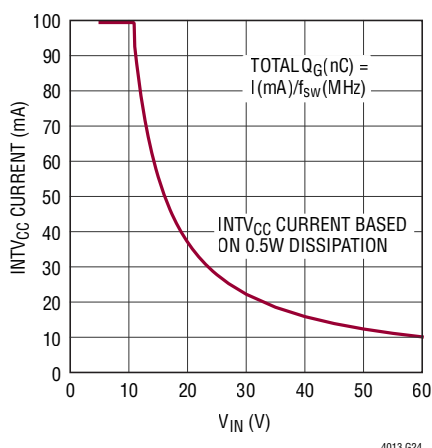


図7. 最大のINTV_{CC}電流

目的の動作を実現すると内部5Vレギュレータが許容領域を外れてしまう場合は、ゲート駆動電源を外部から供給する必要があります。このためには、(6Vの絶対最大定格を超えないように)レギュレーションの許容範囲を厳しくしてINTV_{CC}を慎重に駆動するか、BSTの駆動電圧(上側ゲートの Q_G)として5V電源を供給します。

このアプリケーションに適したデバイスを製造するパワーMOSFETメーカーは、数多く存在します。いくつかを表7に示します。

表7. 推奨のMOSFETメーカー

メーカー	Webサイト
Infineon	www.infineon.com
Renesas	www.renesas.com
Fairchild	www.fairchildsemi.com
Vishay	www.vishay.com
NXP/Philips	www.nxp.com

入力電源コンデンサの選択

DCINはチャージポンプに電力を供給し、入力電圧を検出する目的で使用されるので、このノードには高品質の容量が必要です。スイッチング・レギュレータのほとんどのトランジエントは V_{IN} のコンデンサによって処理されるので、DCINには小容量のコンデンサが適しています。このコンデンサが主に処理する必要があるのは、INFETがオフになったときのフィルタ入力電圧です。4.7μFの高品質セラミック・コンデンサから始めることを推奨します。

LTC4013は、DCINから電力供給を受け、入力MOSFETを介して V_{IN} に送ります。その後、 V_{IN} は電力をスイッチング・レギュレータに供給します。この電源はスイッチング・エッジが高速な大量の電流を流すので、 V_{IN} 電源の電圧グリッチを最小限に抑えるには、高品質、低ESR、低ESLのデカップリング・コンデンサが必要です。

V_{IN} の電源デカップリング・コンデンサ(C_{VIN})は、チャージャ内の入力スイッチング・リップル電流を吸収することを目的としているので、そのリップル電流定格は適切にする必要があります。

RMSリップル電流($I_{VIN(RMS)}$)は、次の関係に従います。

$$I_{VIN(RMS)} \approx I_{CHGMAX} \cdot DC \cdot \sqrt{\frac{1}{DC} - 1}$$

値が最大になるのは、 $DC = 0.5$ つまり $V_{IN} = 2 \cdot V_{OUT}$ のときです。

$$I_{VIN(RMS)} \approx \frac{I_{CHGMAX}}{2}$$

ここで、 I_{CHGMAX} は最大充電電流で、 R_{SENSE} により設定されます。設計によく使用されるのは、単純なワーストケースの式です。

アプリケーション情報

入力容量 C_{IN} は、要求される入力リップル電圧 (ΔV_{IN}) によって決まります。降圧動作の場合は、次のとおりです。

$$C_{IN} \geq \frac{I_{CHGMAX}}{\Delta V_{IN} \cdot f_{SW}} \cdot \frac{V_{BAT(MAX)}}{V_{IN(MIN)}}$$

ここで、 f_{SW} は動作周波数、 $V_{BAT(MAX)}$ は DC/DC コンバータの最大出力電圧、 $V_{IN(MIN)}$ は入力動作電圧の最小値です。 ΔV_{IN} を 100mV 未満に抑えるのが妥当な出発点です。例えば、 $I_{CHGMAX} = 10A$ 、 $\Delta V_{IN} = 0.1V$ 、 $f_{SW} = 500k$ 、 $V_{BAT(MAX)} = 15V$ 、 $V_{IN(MIN)} = 18V$ にすると、 C_{IN} は 167 μF より大きくなります。

これらの要件を全て満たす高電圧では、おそらく複数のコンデンサが必要であり、コンデンサの種類も混在させる必要があると考えられます。スイッチング・エッジが高速なので、全デカップリング容量の ESR 成分と ESL 成分が小さいことが重要です。これらの成分は急激な電圧スパイクを発生するからです。最善の方法は、低 ESR のセラミック・コンデンサ数個を容量の一部として使用し、更に実装密度の高いコンデンサをバルク容量の要件を満たすために組み合わせる方法です。X5R または X7R のタイプのコンデンサは広範な動作電圧および動作温度で容量を維持します。入力コンデンサ、上側 MOSFET、下側 MOSFET によって形成されるループは最小限に抑え、放射成分を低減します。EMI の詳細については、リニアテクノロジーのアプリケーションノート AN139 および AN144 を参照してください。

バッテリー・コンデンサの選択

チャージャの出力はバッテリーであり、大きな実効容量を意味します。バッテリーにはチャージャとの間に重要な配線が接続されている場合が多いので、チャージャにデカップリング出力コンデンサを追加することが必要です。また、BAT ノードは電圧検出にも使用されるので、BAT ピンと FB ピンでの電圧リップルが小さいほど良好な性能が得られます。出力リップルを低減するため、コンデンサは ESR が小さいものにする必要があります。可能な最小の ESR を実現するため、複数の低 ESR セラミック・コンデンサを並列に使用します。低出力電圧のアプリケーションでは高密度の POSCAP コンデンサを使用するのが効果的ですが、このコンデンサは過電圧状態にさらされると簡単に破壊されます。これを防ぐため、電圧定格が安定化電圧より少なくとも 50% 高い POSCAP コンデンサを選択します。

これらのコンデンサのリップル電流は、インダクタのリップル電流と同じです。一般には、インダクタはそのインダクタ電流が I_{CHGMAX} 定格の 30% 以下になるように選択するので、BAT のコンデンサは 40% $\cdot I_{CHGMAX}$ に対応するものが適当です。コンデンサには最大出力電流に対するサージ定格も必要です。

出力リップル電圧に合わせた容量の設定は、入力デカップリング・コンデンサの場合と同様です。

$$C_{BAT} \geq \frac{0.4 \cdot I_{CHGMAX}}{\Delta V_{BAT} \cdot f_{SW}}$$

例えば、 $I_{CHGMAX} = 10A$ 、 $\Delta V_{BAT} = 0.1V$ 、 $f_{SW} = 500k$ の場合は、80 μF より大きい C_{BAT} を選択します。

INTV_{CC} LDO の出力、および BST 電源

INTV_{CC} はデバイスに電力を供給するだけでなく、ゲート駆動回路に電荷を供給する役割も果たします。BST (昇圧電源) ピンでは、変換効率の向上とコスト低減のため、N チャネルの上側 MOSFET スイッチを使用することができます。BST のコンデンサは SW と BST の間に接続し、更に漏れ電流の少ない 1A ショットキ・ダイオードを INTV_{CC} と BST の間に接続します。このダイオードは、逆電圧定格が入力電源電圧の最大値より大きいものにする必要があります。

C_{BST} の容量は、ゲート電荷を MOSFET に供給するときに、BST のレールを適度に一定の電圧に保持する大きさに設定します。経験上、適切な値は次のとおりです。

$$C_{BST} > 50 \cdot \frac{Q_{GH}}{V_{GS}} = 10 \cdot Q_{GH}$$

ここで、 Q_{GH} は、5V での上側 MOSFET の Q_G です。

したがって、例えば上側ゲートの電荷が 20nC であるとする、INTV_{CC} の電圧である 5V まで充電する場合は、 C_{BST} の容量を 0.2 μF より大きくします。

C_{BST} は下側スイッチがオンの時間に充電されます。LTC4013 は、上側ゲートのオフ時間を最小限に抑えてこの充電を行います。LTC4013 が不連続モードで下側スイッチがオフになっている状態で、昇圧電圧が低下した場合は、下側スイッチがオンして BST のコンデンサを充電します。

BST のコンデンサの充電電流は INTV_{CC} のコンデンサから流れるので、このコンデンサの容量は、再充電時の電圧降下が最小限で済むように設定する必要があります。ゲート電荷が多い大電流のスイッチング MOSFET の妥当な出発点は、 C_{INTVCC} を 4.7 μF より大きな値に設定することです。パッケージの下にある露出パッドにできるだけ近づけて接続します。大電流で高速エッジであるため、ESR の標準値が 20m Ω 未満の低 ESR セラミック・コンデンサを使用します。ゲート電荷が 44nC より大きい MOSFET を駆動するには、INTV_{CC} のコンデンサの容量を、(上側と下側の MOSFET の) 全ゲート電荷 1nC 当たり 0.5 μF に設定します。

アプリケーション情報

イネーブル

デバイスにはENABピンがあり、入力電圧が特定のしきい値に達するとデバイスをイネーブルすることができます。通常は抵抗分割器をDCINとENABの間に接続します(図8参照)。ENABでのオンしきい値は約1.22V(立ち上がり時)で、170mVのヒステリシスがあります。シャットダウン時には全ての充電機能がデイスエーブルされ、入力電源電流は約40μAに減少します。

ENABピンの入力バイアス電流の標準値は10nAであり、値の大きな抵抗を使用する場合には考慮に入れる必要があります。したがって、まず R_{EN1} を選択し、次に次式に従います。

$$R_{EN2} = R_{EN1} \cdot \left(\frac{V_{ENAB}}{1.22} - 1 \right)$$

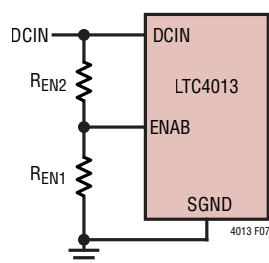


図 8. ENAB の抵抗分割器

チャージャの起動に必要な条件は、LTC4013がイネーブルされていることと、DCINの電圧が V_{IN} より約4mV高いことです。また、DCINの電圧は V_{BAT} より約100mV高い必要もあります。

スイッチング周波数の設定

LTC4013の動作スイッチング周波数範囲は200kHz～1MHzです。この周波数は、 R_T ピンからグランドに接続された外付け抵抗によって設定されます。このピンはどのような場合でも開放のままにしないでください。また、 R_T ピンは60μAに電流制限されています。抵抗値と対応するスイッチング周波数については、表8を参照してください。概算式は次のとおりです。

$$R_T(k\Omega) = \frac{40.2}{f_{SW}^{1.088} (MHz)}$$

表 8. R_T 抵抗の値

スイッチング周波数	$R_T(\Omega)$
1MHz	40.2k
750kHz	54.9k
500kHz	86.6k
300kHz	150k
200kHz	232k

スイッチング周波数の同期

前述したように、LTC4013のスイッチング周波数は、 R_T 抵抗を使用して200kHz～1MHzの範囲内に設定されます。内部発振器はSYNCピンを使って外部クロックに同期させることもできます。SYNCピンに入力する外部クロックのロジック“L”は1.3Vより低く、ロジック“H”は1.7Vより高くする必要があります。入力同期周波数は、外部クロックを入力しない場合に R_T ピンの抵抗によって決まる周波数より20%高くしなければなりません。入力信号がこれらの規定パラメータから外れると、異常なスイッチング動作や低調波発振が生じます。外部クロックに同期させるときには、入力クロックのエッジからSWピンの信号のエッジまでに一定の遅延がある点に注意してください。外部クロックに同期する必要がない場合は、SYNCピンを接地します。SYNCが接地されていると、スイッチング周波数は抵抗 R_T によって決まります。

CLKOUT

多くの場合、同期の実行には外部生成のクロック信号を使用します。同期機能の一部として、CLKOUTでは別のLTC4013へのSYNC入力として使用できるパルス・ストリームを生成し、約180°位相がずれたスイッチング・パルスを出力します。これにより、入力電流リップルを低減する方式(したがって入力容量も低減する方式)で2つのLTC4013を並列に動作させることができます。

アプリケーション情報

出力電流のモニタ

LTC4013のISMONピンを使用すると、ユーザーは出力電流を電圧としてモニタすることができます。この電圧は、SENSEとBATの間の電圧が0mVから50mVまで増加するのに応じて、(約20の電圧利得で)0Vから1Vまで直線的に増加します。アンプの帯域幅は十分なので、平均電流が必要な場合は、簡単なRCフィルタを使用してISMON出力をフィルタリングする必要があります。100kの抵抗をISMONと200pFのコンデンサの間に接続し、このコンデンサの他端をグラウンドに接続するだけで、通常は十分です。

平均電流モード制御の補償

LTC4013は、平均電流モード制御を使用して、インダクタ電流/負荷電流の高精度レギュレーションに対応します。制御ループの概要を図9に示します。電流は検出アンプを介して測定され、目標値と比較されます。エラーアンプと補償部品 R_C および C_C により、インダクタ電流を制御するデューティ・サイクルが設定されます。

バッテリーの電圧が充電電圧レベルに近づくにつれて、別の電圧アンプが最大電流を調整し、最大電流を低減します。

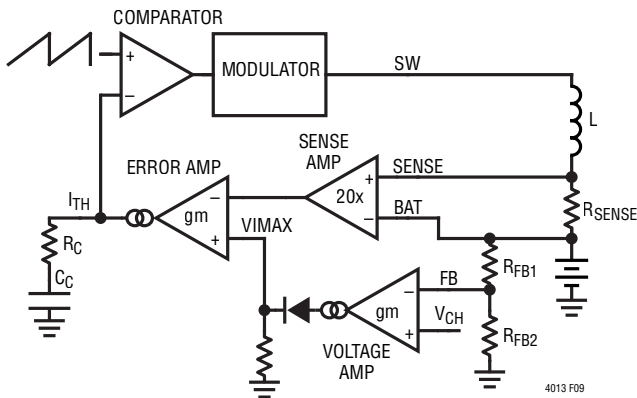


図9. スイッチング・レギュレータの制御ループ

補償回路網を設計するには、補償抵抗の最大値を算出する必要があります。電流モード・コントローラでは、検出されるインダクタ電流のランプとスロープ補償のランプの比率により、デューティ・サイクルが50%より高い電流レギュレーション・ループの安定性が決まります。同様に、平均電流モード・コントローラでは、スイッチのオフ時に誤差電圧の勾配がPWMランプの勾配を超えないようにする必要があります。スイッチ

ング周波数での閉ループ利得が誤差信号の勾配を生じるので、エラーアンプの出力インピーダンスは補償抵抗 R_C になります。補償部品の値を求める妥当な出発点として次式を使用します。

$$R_C(k\Omega) = \frac{L(\mu H) \cdot f_{SW}(kHz)}{V_{BAT}(V) \cdot R_{SENSE}(m\Omega)}$$

$$C_C(nF) = \frac{2000}{f_{SW}(kHz)}$$

ここで、 f_{SW} はスイッチング周波数、 L はインダクタンスの値、 V_{BAT} はバッテリーの電圧、 R_{SENSE} は検出抵抗です。 C_C は f_{SW} に反比例するので、スイッチング周波数が低い場合は C_C を大きくする必要があります。 R_C はインダクタンスに直線的に依存するので、インダクタンスを大きくする場合は、 R_C も大きくします。

一例は次のとおりです。 $DCIN = 24V$ 、 $V_{BAT} = 14V$ 、 $I_{CHGMAX} = 10A$ 、 $R_{SENSE} = 5m\Omega$ 、 $f_{SW} = 500kHz$ 、 $L = 3.6\mu H$ の場合は、 $C_C = 4nF$ 、 $R_C = 25.7k\Omega$ となります。もちろん、実際の物理的な回路で安定性を確認してください。

状況によっては、 I_{TH} とグラウンドの間にコンデンサを追加すると役立ちます。その容量は、通常は C_C の1/100～1/10です。

サーマル・シャットダウン

LTC4013内部のサーマル・シャットダウンは、約160°Cで作動し、スイッチングを停止します。デバイスは、150°Cまで冷却されると充電を再開します。この機能はテストされていませんが、設計により保証されています。サーマル・シャットダウンは、過大なゲート駆動電力や内部LDOの過剰な電力損失からデバイスを保護しますが、外付けMOSFETやその他の外付け部品の過剰な電力損失からは保護しません。バッテリーの過熱は、後述するように外付けのNTC抵抗とNTC機能を使用することで処理されますが、デバイスをシャットダウンすることはありません。

バッテリー・チャージャ部

バッテリー・チャージャの電圧の設定

「バッテリー・チャージャの動作」のセクションでは、目的の充電アルゴリズムでのモード・スイッチの設定方法を説明しています。電圧を更に調整するには、図10に示すように、BATピンとFBピンの間の抵抗分割器を使用します。

アプリケーション情報

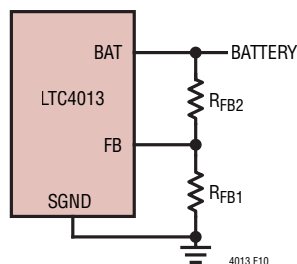


図 10. バッテリとFBの間の抵抗分割器

例として、MODE1を“L”に、MODE2を“H”に設定した4段階の充電サイクルを考えます。関連の電圧を表9に示します。最初の行には、FBを基準にした電圧を示します。

表 9. 充電電圧の例

	V _{FLOAT}	V _{ABSORPTION}	V _{EQUALIZATION}
FB	2.267	2.367	2.500
6x	13.6	14.2	15.0
6.043x	13.7	14.3	15.1
6.084x	13.8	14.4	15.2

抵抗分割器を作成するには、可能な限り正しい比率に近い抵抗を見つけることが必要です。標準値の許容誤差1%の抵抗を使用する場合、このためには多少の探索が必要です。例えば、 $R_{FB1} = 46.4k$ および $R_{FB2} = 232k$ とすると、表9に示す充電電圧では、誤差が0.015%未満の6倍のケースが設定されます。3つ以上の抵抗を使用する場合は、直列と並列を組み合わせると簡単にすることができます。有用と考えられるツールが<http://reaylabs.com/tools/VoltageRegulator.html>にあります。

しかし、わずかに異なるフロート電圧、例えば13.7Vが必要であるとします。その場合には、抵抗分割器を次のように設定します。

$$R_{FB2} = R_{FB1} \cdot \left(\frac{V_{FLOAT}}{2.267} - 1 \right) = R_{FB1} \cdot \left(\frac{13.7}{2.267} - 1 \right) \\ = R_{FB1} \cdot (6.043 - 1)$$

吸収充電電圧と均等充電電圧の値はこれに従って調整され、表9の3行目に示すようになります。

特定の吸収充電電圧または均等充電電圧を求めることの方に関心がある場合は、この比率に基づいて抵抗分割器を設定します。例えば、吸収充電電圧を14.4にする場合は、次式を使用します。

$$R_{FB2} = R_{FB1} \cdot \left(\frac{V_{ABS}}{2.367} - 1 \right) = R_{FB1} \cdot \left(\frac{14.4}{2.367} - 1 \right) \\ = R_{FB1} \cdot (6.084 - 1)$$

関連の電圧を表9の4行目に示します。

MODEピンには、充電電圧のさまざまな広がりに合わせてオプションが他にもあり、これによってバッテリーの推奨条件により合致する可能性があります。

低バッテリー電圧の設定

前述したように、LBピンを使用すると、どのような場合に低バッテリー電圧の状態が発生するかを設定することができます。LBピンからのソース電流は約20μAなので、LBとグランドの間に抵抗を配置すると、LBに電圧が発生します。低バッテリー電圧は、FBピンの電圧を基準にして判別されます。したがって、例えば6セルの鉛蓄電池を充電していて、低バッテリー電圧を10.6V (FB基準で1.77V) に設定する場合を考えます。LBに接続する抵抗を $1.77V / 20\mu A = 88.5k$ (最も近い誤差1%の抵抗は88.7k) に設定します。

充電電圧の温度補償

前述したように、LTC4013は温度に応じて充電電圧をずらすことができる充電電圧法を使用します。最も単純にとらえると、電圧 $(V_{NTC} - V_{INTVCC} / 2)$ に0.21を掛けて充電電圧に加えます。ピンの構成方法を図11に示し、よくあるいくつかの温度係数(TC)と、10k、B = 3380のNTC抵抗を使用した関連の抵抗設定を表10に示します。TCはFBでの充電電圧を基準にしており、この電圧は1セルの鉛蓄電池にほぼ相当します。

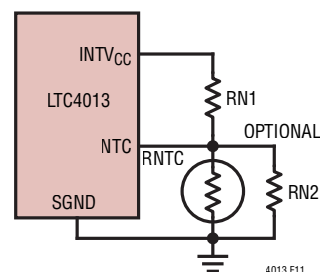


図 11. 温度補償のためのNTCの構成

アプリケーション情報

表10. 充電電圧のTCの例 (B=3380のRNTCを使用した場合)

TC (対 V _{FB})	RN1	RN2
-2.5mV/°C	2.49k	3.32k
-5.0mV/°C	4.99k	10.0k
-10mV/°C	10.0k	Open

NTC 抵抗を使用するのはバッテリー温度の変化に合わせて調整するためなので、NTC 抵抗はバッテリーと熱的に接触するように配置するのが理想的です。これは必ずしも実用的ではないので、次善策はバッテリーの周囲温度を正確に読み取るように抵抗を配置することです。配線上でノイズを拾わないように注意を払い、適切なケルビン接続を使用するようにします。

充電終了タイマ

LTC4013 は、特定の時間が経過した後にバッテリー充電サイクルを制御するタイマ・ベースの機能をサポートしています。タイマに基づく充電終了は、コンデンサ (C_{TMR}) を TMR ピンとグラウンドの間に接続している場合に作動します。C_{TMR} を目的のサイクル終了時間 (T_{EOC}) に合わせるには、次の関係式に従います。

$$C_{TMR} (\mu F) = t_{EOC} (Hr) \cdot 0.066$$

いくつかの代表的なコンデンサと関連する時間を表 11 に示します。

表11. 代表的なタイマ・コンデンサの値

コンデンサの C _{TMR}	吸収充電時間	均等充電時間 (MODE1 L/M, H)	不良バッテリーの タイムアウト
68nF	1.03 Hrs	15.5, 7.7 Min	7.7 Min
0.22μF	3.33 Hrs	50, 25 Min	25 Min
0.47μF	7.12 Hrs	1.78, 0.89 Hrs	0.89 Hrs

吸収充電とリチウムイオン充電のタイマ・サイクルが始まるのは、チャージャが定電流充電から定電圧充電に切り替わるとき (V_{FB} と最終値の差が 16mV になったとき) です。均等充電の時間測定は、均等充電状態に切り替わるとすぐに始まります。不良バッテリーの時間測定は、FB の電圧が LB の電圧より低くなると始まります。

バッテリー・チャージャの機能: フィルタ部品

電圧レギュレーション・ループ (FB)

チャージャの電圧レギュレーション・ループは、バッテリーの電圧をモニタするので、動作が非常に低速のノードによって制御されます。ただし、バッテリーの ESR は、リップル電流によって

大きな AC 電圧を発生させ、不安定な動作を引き起こすことがあります。この ESR の影響は、図 12 に示すように、FB 入力にコンデンサを追加して低周波のポールを形成することで軽減することができます。リップルの抑圧が必要であることが判明した場合、フィルタ周波数は標準でスイッチング周波数の約 1/1000 に設定されます。

$$C_{FB} = \frac{1000 \cdot (R_{FB1} + R_{FB2})}{2\pi \cdot f_{SW} \cdot (R_{FB1} \cdot R_{FB2})}$$

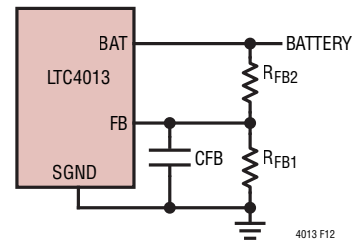


図 12. FB の電圧のフィルタリング

最大電力点追従制御 (MPPT)

MPPT を使用する目的は、入力電圧を安定化して、電力が制限された電源からの電力伝送を最大化することです。第 1 段階は、最大電力の電圧を求めることです。太陽電池パネルの場合、これはデータシートから求めることができます。入力電源と FBOC ピンおよび MPPT ピンの間に抵抗分割器を使用して LTC4013 を設定し、入力電源をその最大電力電圧で安定化します。FBOC ピンの使用目的は、充電が一時停止したときに入力電源の開放電圧をサンプリングすることですが、MPPT ピンの使用目的は、チャージャが動作しているときに最大電力電圧を安定化することです。MPPT の抵抗分割器は、図 13 に示すように構成します。

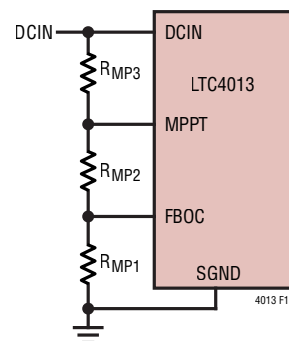


図 13. MPPT の抵抗分割器

アプリケーション情報

FBOCの電圧とDCINの電圧の減衰比(K_F)を選択し、入力電圧が最大(開放状態、 $V_{DCIN(OC)}$)のときに、 V_{FBOC} が1.0V～3.0Vの範囲内に収まるようにします。MPPTの電圧とDCINの電圧の減衰比を設定し、DCINが最大電力電圧 $V_{DCIN(MP)}$ のときに、 V_{MPPT} が、選択した V_{FBOC} に等しくなるようにします。以下の式はこれらの条件を定義しています。

$$\frac{V_{FBOC}}{V_{DCIN(OC)}} = \frac{R_{MP1}}{R_{MP1} + R_{MP2} + R_{MP3}} = K_F$$

$$\frac{V_{MPPT}}{V_{DCIN(MP)}} = \frac{R_{MP1} + R_{MP2}}{R_{MP1} + R_{MP2} + R_{MP3}}$$

MPPTループがレギュレーション状態になっている場合、MPPTの電圧は、開放状態の時間中に測定したFBOCの電圧と等しくなります。前出の式を手直しして、レギュレーション時と開放状態時のDCIN電圧の比を K_R と定義すると、次のようになります。

$$\frac{V_{DCIN(MP)}}{V_{DCIN(OC)}} = \frac{R_{MP1}}{R_{MP1} + R_{MP2}} = K_R$$

この式を書き換えて、 R_{MP2} を R_{MP1} とDCINの比 K_R の関数として解くと、次のようになります。

$$R_{MP2} = R_{MP1} \cdot \left(\frac{1}{K_R} - 1 \right)$$

K_F の式の R_{MP2} に代入して R_{MP3} について解くと、次のようになります。

$$R_{MP3} = R_{MP1} \cdot \left(\frac{1}{K_F} - \frac{1}{K_R} \right)$$

これにより、設計手順が決まります。

1. $V_{FBOC} = 1.0V \sim 3.0V$ となるように R_{MP1} を選択します。抵抗列を流れる電流を5～50 μA の範囲にすることを推奨します。
2. R_{MP1} と、最大電力の電圧と開放電圧の比 K_R に基づいて R_{MP2} を計算します。
3. R_{MP1} 、比 K_R 、および比 K_F に基づいて R_{MP3} を計算します。

一例として、開放電圧 $V_{DCIN(OC)}$ が24Vで最大電力電圧 $V_{DCIN(MP)}$ が17Vの太陽電池パネルについて考えます。 V_{FBOC} として1.5Vを選択します。以下の式を計算します。

$$K_F = \frac{1.5V}{24V} = 0.0625$$

$$K_R = \frac{17V}{24V} = 0.708$$

$$R_{MP1} = \frac{1.5V}{30\mu A} = 50k \text{ (Choose } 30\mu A \text{ in Divider)}$$

$$R_{MP2} = 50k \cdot \left(\frac{1}{0.708} - 1 \right) = 20.6k$$

$$R_{MP3} = 50k \cdot \left(\frac{1}{0.0625} - \frac{1}{0.708} \right) = 729k$$

これらは理想的な値であり、実際の物理的な抵抗値を使用するには調整が必要です。 V_{FBOC} の絶対値は決定的な値ではないので、理想値を実際の抵抗値と一致させるのに役立つように値を設定します。

別の例として、開放電圧が30Vで電源インピーダンスが5 Ω の電源からバッテリーを充電する場合を考えます。この抵抗性電源の短絡電流は6Aなので、供給可能なピーク電力が45Wになるのは、負荷が3Aで、電圧が V_{OC} の50%のときです。MPPTの設定値は、 $V_{DCIN(OC)} = 30V$ 、 $V_{FBOC} = 1.5V$ になります。

$$K_F = \frac{V_{FBOC}}{V_{DCIN(OC)}} = \frac{1.5V}{30V} = 0.05$$

$$K_R = \frac{V_{DCIN(MP)}}{V_{DCIN(OC)}} = \frac{15V}{30V} = 0.5$$

ここでも、 R_{MP1} 、 $R_{MP1} = 50k$ で、これらに30 μA が流れるとすると、次のようになります。

$$R_{MP2} = 50k \cdot \left(\frac{1}{0.5} - 1 \right) = 50k \text{ and}$$

$$R_{MP3} = 50k \cdot \left(\frac{1}{0.05} - \frac{1}{0.5} \right) = 900k$$

MPPTに関するその他の検討事項

MPPTの動作では、入力PowerPathにバック・トゥ・バックのMOSFETを使用して、開放状態でのDCINの電圧を正確に測定することが必要です。バック・トゥ・バックのMOSFETを使用する場合は、ソースを互いに接続し、ドレインを外部に接続します。1個のMOSFETを使用する場合、入力MOSFETがオフのときは、実質的にボディ・ダイオードがDCINを V_{IN} にク

アプリケーション情報

ランプします。この結果、DCINの開放電圧の測定が不正確になることがあります。

MPPT動作では入力電圧が大きく変動するので、設定された最大電力電圧が最小入力動作条件(4.5Vまたはバッテリー電圧より100mV上のどちらか高い方)に違反しないようにすることが重要です。

一般に、MPPTの動作では制御ループの安定性の問題が発生しません。入力が発振が検出された場合は、リード線付きコンデンサ(C_{MPPT})をDCINとMPPTの間に接続すると問題を軽減するのに役立ちます。

MPPTを使用しない場合は、FBOCをINTV_{CC}に結線してMPPT機能を無効にします。

バッテリー・スタック

バッテリーは直列に積み重ねて電圧を高め、負荷電流を低減します。LTC4013では、最大60Vの高電圧スタックの充電が可能です。ただし、ユーザーは、スタックの個々のセルのバランス調整の必要性について慎重に検討する必要があります。セルのバランス調整によってバッテリーの寿命は延びますが、その代償として回路が追加されます。リニアテクノロジーでは、この作業を容易にするデバイスを提供しています。いくつかの製品については、このデータシートの巻末にある「関連製品」のセクションに記載しています。

バッテリーの活線挿入

バッテリーを充電回路に活線挿入する場合には注意する必要があります。チャージャ側に放電状態のコンデンサがある場合、バッテリーの電圧とコンデンサの電圧が等しくなると、非常に大量のバッテリー放電電流が流れる可能性があります。電流経路を図14に示します。この経路では、バッテリーとコンデンサの間の直列インピーダンスが非常に小さくなっています。

その他の活線挿入問題の場合、第1段階としては容量の低減を試みます。また、V_{IN}からの電力を使用して、コンデンサをある程度事前に充電することもできます。ただし、バッテリーから入力電源に直接戻る電流経路にならないように慎重に行う必要があります。アプリケーション回路は必ず双方向にして、低インピーダンスの経路を介したバッテリーの充電をサポートしつつ、活線挿入時の逆電流を制御する必要があります。理想ダイオードのアプリケーション回路(図18)を参照してください。

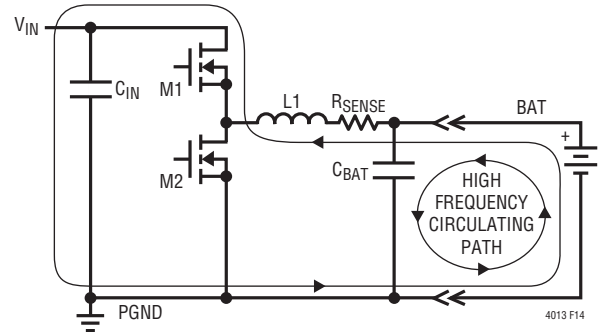


図14. バッテリーの活線挿入時の電流経路

充電中のシステム負荷

充電中のバッテリーにシステム負荷がある場合、この負荷が充電アルゴリズムの妨げになることがあります。例えば、負荷がI_{CHGMAX}/10より大きい場合は、チャージャが充電終了状態を検出できない可能性があります。負荷の管理を徹底することが役立ちます。電流は検出抵抗を介してモニタされ、(更にISMONで通知され)るので、この信号を使用してこの種の問題を検出できる場合があります。

バッテリー未装着での起動

LTC4013では、SENSEの電圧を1.97V（標準）より高くしてチャージャを動作させることと、V_{IN}の電圧をVIN UVLOより高くすることが必要です。これにより、検出アンプは動作するのに十分な大きさのヘッドルームが確保されます。バッテリーが装着されている場合は、通常、この要件は満たされています。バッテリー未装着でのテストなど、この要件が満たされないことがある条件が存在します。スイッチング・レギュレータを起動するため、SENSEの電圧を引き上げる必要があります。このデバイスには、この方法を実行するための細流充電電流は組み込まれていません。簡単な方法を図15に示します。この場合には、INTV_{CC}から数mAの電流が流れ出し、BATの容量を充電するために使用されます。必要な時間は、電流とコンデンサの容量により異なります。電圧がUVLOしきい値より高くなると、スイッチング・レギュレータがオンして、ノードの電圧がLBの電圧より低い場合はより大きな電流（標準でC/5）でノードを充電します。電圧が4.3Vより高くなると、INTV_{CC}からは電流が流れ出さなくなります。

アプリケーション情報

カル電源の基準になります。PGNDおよびSGNDの電圧は互いに一致させることが重要なので、これらのグラウンドを薄いトレースを使用して分割しないようにしてください。

下側のMOSFETがオフすると、ゲート駆動電流はMOSFETのソースからLTC4013のPGNDピンに戻ります。BST電源のリフレッシュ・サージ電流も、この同じ経路を通って戻ります。MOSFETの向きは、これらのPGND帰還電流によってSGNDリファレンスを乱さないように配置します。

スイッチMOSFETと入力コンデンサ(C_{VN})によって形成される高 $\Delta i/\Delta t$ ループには、高周波ノイズと誘導性のリングングによる電圧ストレスを最小限に抑えるために、短く幅の広いトレースを使用する必要があります。部品のリードによる寄生インダクタンスを低減するため、表面実装の部品が好まれます。スイッチFET、スイッチト・インダクタ、入力および出力デカップリング・コンデンサを互いに近接させることによって、スイッチ経路の電流を制御できます。INTV_{CC}とBSTのデカップリング・コンデンサは、デバイスのすぐ近くに配置します。これらのコンデンサには、MOSFETのゲート駆動電流が流れます。小信号部品は、高周波数のスイッチング・ノード(TG、BG、SW、BST、およびINTV_{CC})から離して配置します。大電流のスイ

チング・ノードはLTC4013パッケージの上側に配置して、レイアウトを単純化し、SGNDリファレンスを乱さないようにします。

バッテリー・チャージャの帰還抵抗とMPPTの抵抗をLTC4013のすぐ近くに配置し、高インピーダンス帰還ノードの長さを最小限に抑えます。

SENSEとBATのトレースはまとめて配線し、これらのトレースはできるだけ短く抑えて、大電流のスイッチング・ノードによってこれらの線の信号が乱れないようにします。

LTC4013のパッケージは、裏面の露出パッドを介してデバイスから効率的に放熱するように設計されています。グラウンド・プレーンへの多数のビアが含まれているPCB上の銅箔実装領域に露出パッドを半田付けします。これにより、グラウンドの電気抵抗だけでなく、周囲雰囲気への熱抵抗も低くなります。

図17に示すように、充電電流の正確な検出は、優れたプリント回路基板レイアウトに依存します。4端子の検出抵抗が最良の選択肢ですが、2端子のデバイスを使用して良好な結果を得ることも可能です。

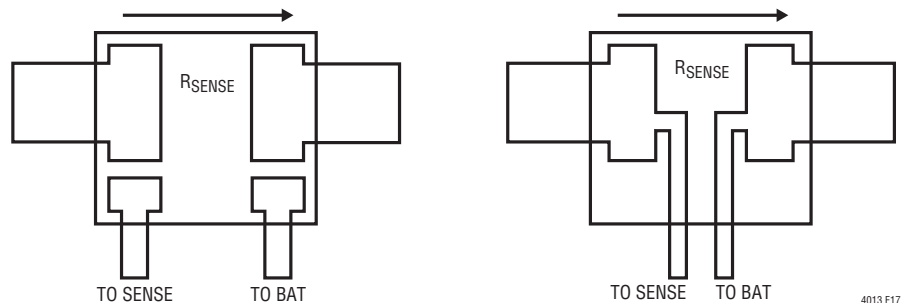


図 17. 検出抵抗のPCBレイアウト

4013 F17

アプリケーション情報

図18. バッテリーの活線挿入時の電流サージを遮断する理想ダイオード

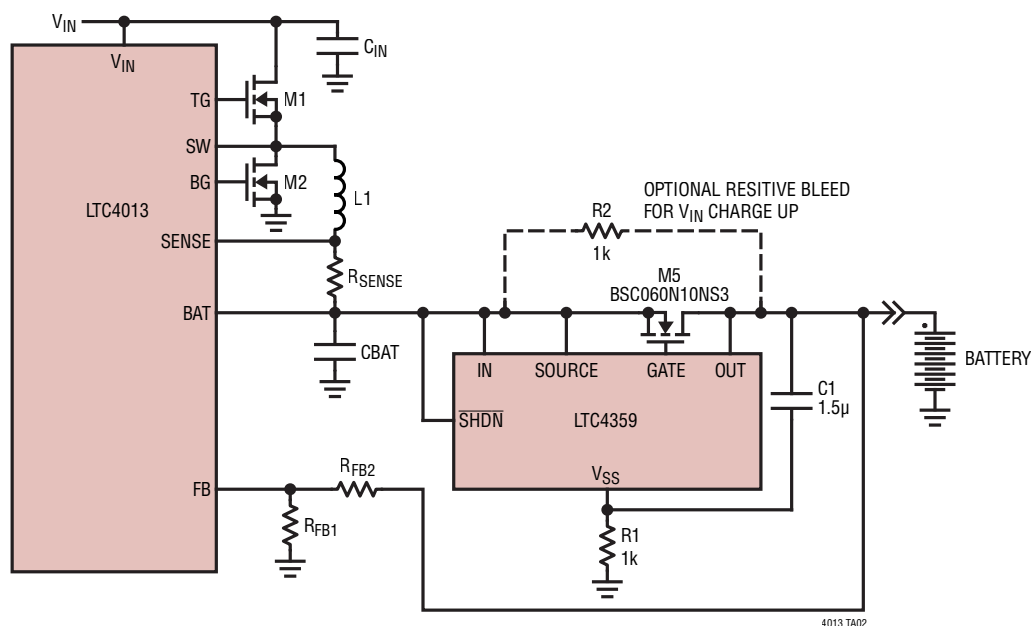


図19. 24Vの太陽電池パネル入力とMPPTの最適化機能を備えた6セル、5A鉛蓄電池チャージャ

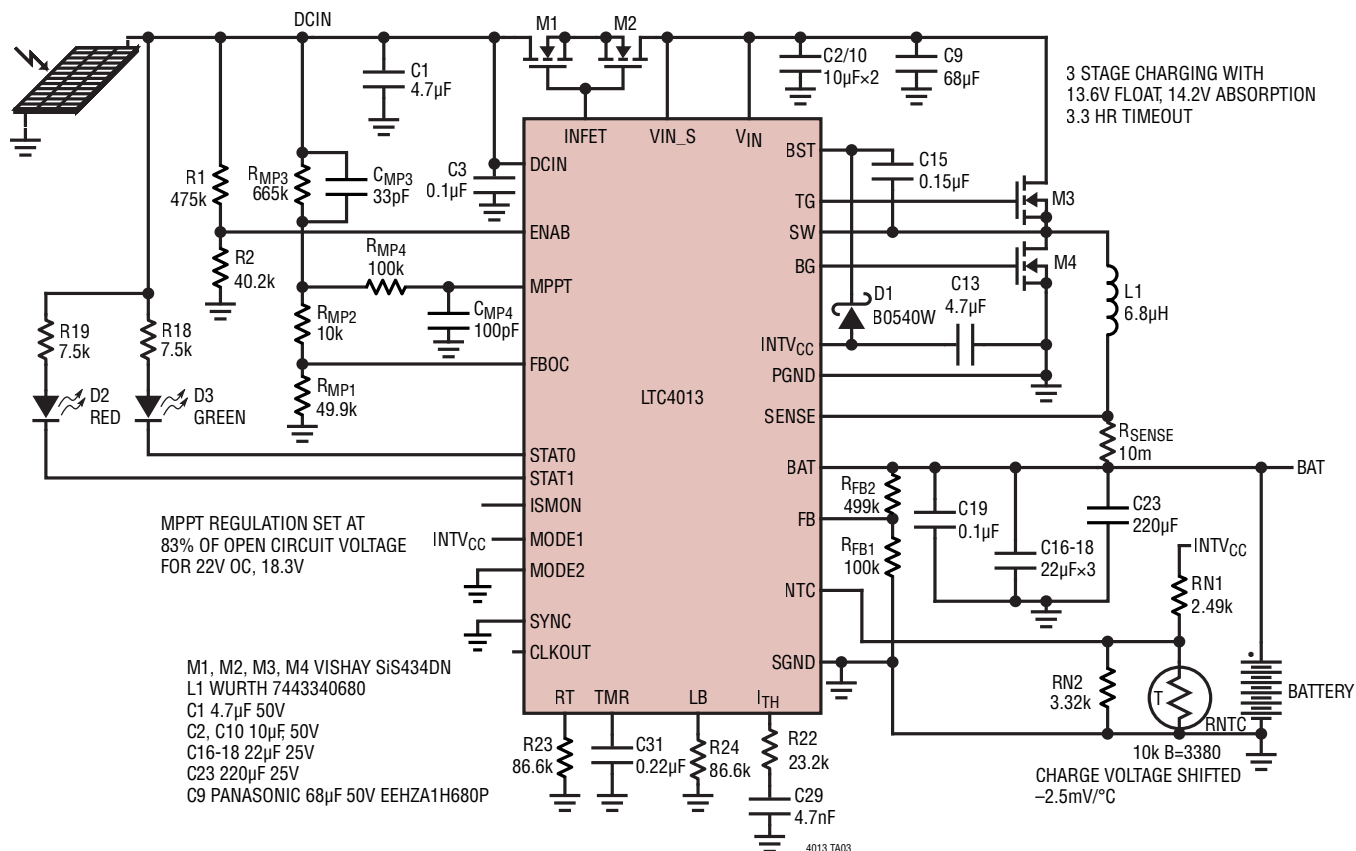
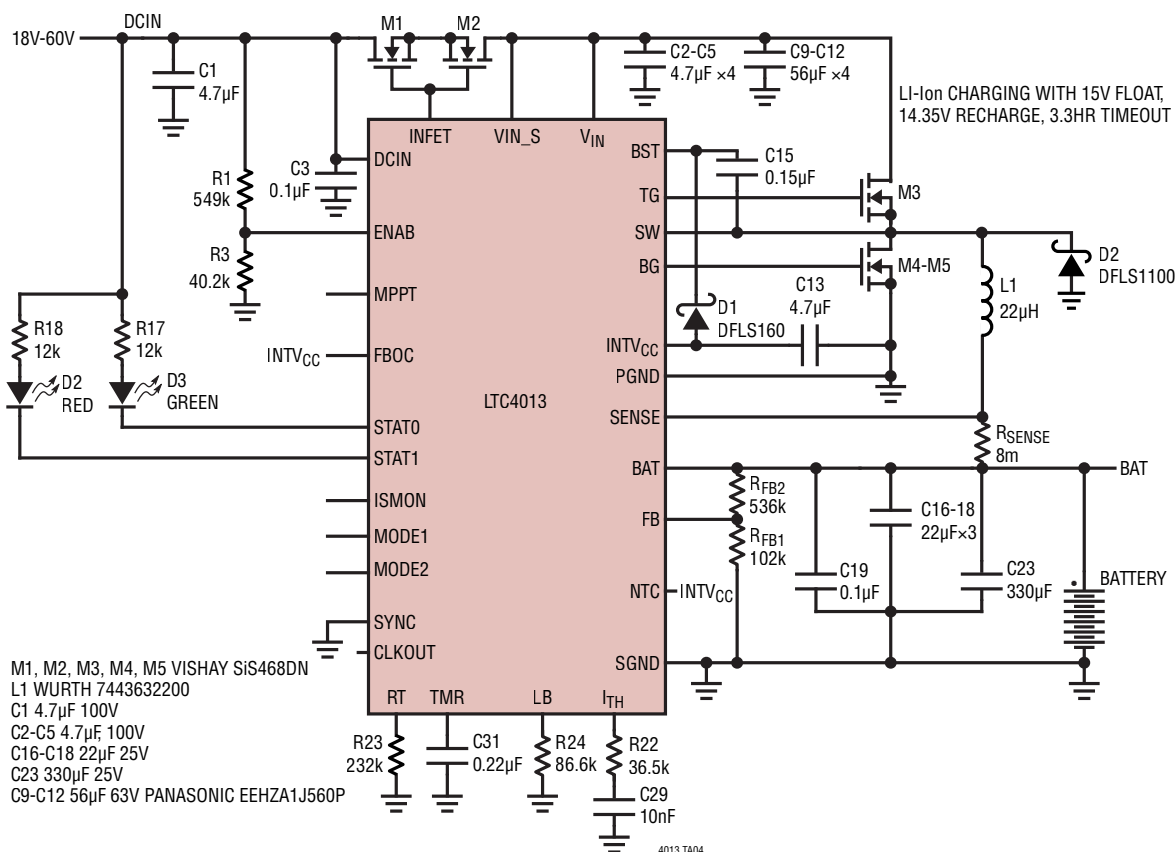


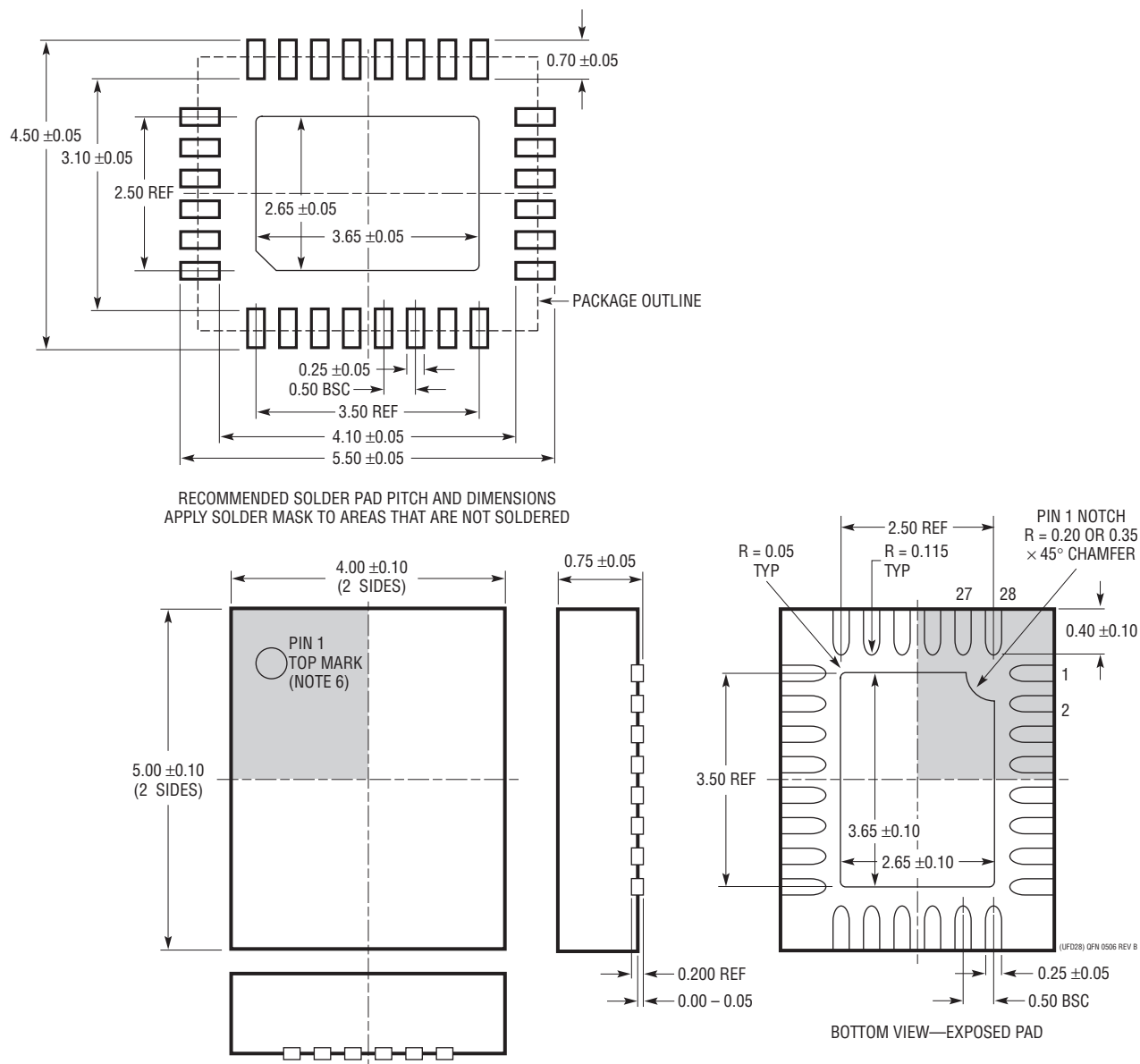
図 20. 18V ~ 60V/6.25A LiFePO₄ 15V SLA 代替バッテリー・チャージャ



パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/product/LTC4013#packaging> を参照してください。

UFD Package 28-Lead Plastic QFN (4mm × 5mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1712 Rev B)

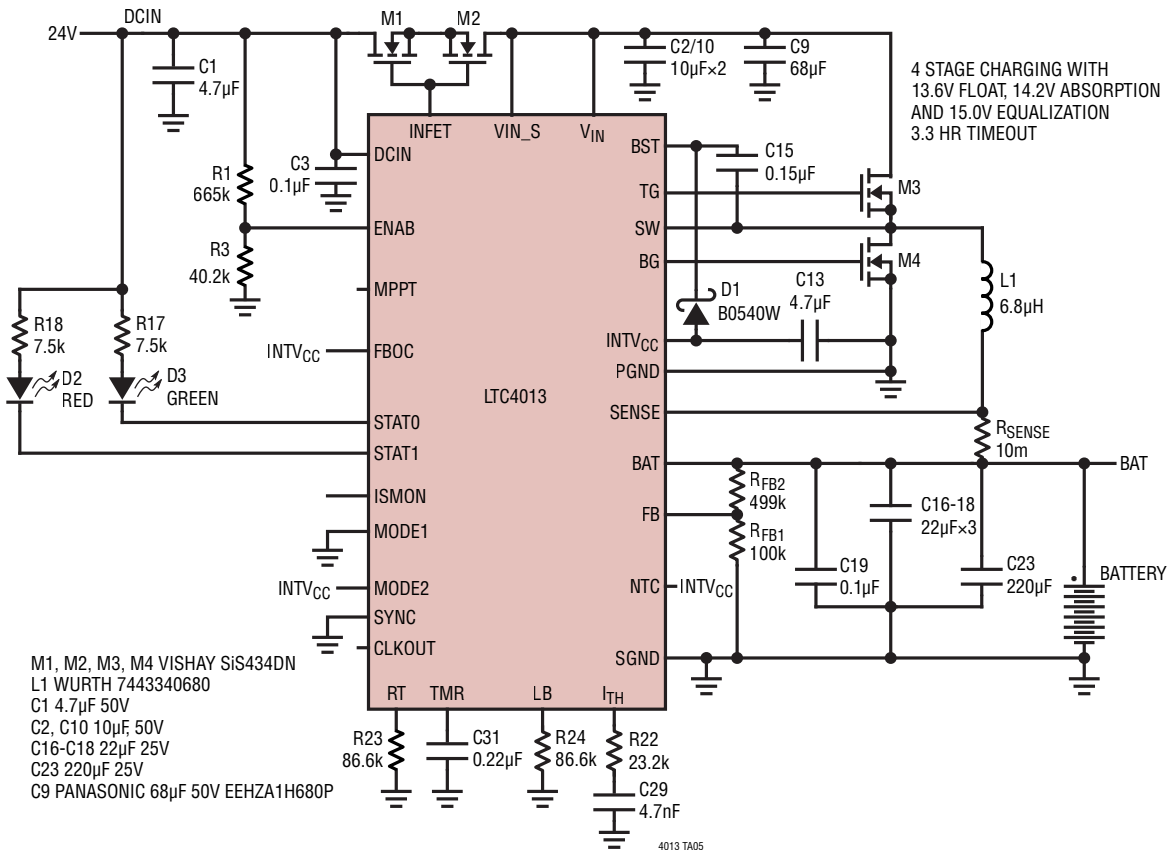


注記:

- 図はJEDECパッケージ外形MO-220のバリエーション(WXXX-X)にするよう提案されている
- 図は実寸とは異なる
- 全ての寸法はミリメートル
- パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.15mmを超えないこと
- 露出パッドは半田メッキとする
- 灰色の部分はパッケージの上面と底面のピン1の位置の参考に過ぎない

標準的応用例

図21. 吸収充電および均等充電機能を備えた24V/5A 6セル鉛蓄電池チャージャ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC4020	55V昇降圧マルチケミストリ・バッテリー・チャージャ	リチウムイオン・バッテリーおよび鉛蓄電池の充電アルゴリズム
LTC4000/LTC4000-1	バッテリー充電向け高電圧、大電流コントローラ	入力および出力電圧範囲: 3V ~ 60V。DC/DCコンバータと組み合わせる。LTC4000-1にはMPPT機能あり。
LTC4015	デジタル遠隔測定システムを内蔵したマルチケミストリ降圧バッテリー・チャージャ・コントローラ	複数のシステム・モニタおよびクローン・カウンタを内蔵した4.5V ~ 35V同期整流式降圧バッテリー・チャージャ
LTC3305	鉛蓄電池バッテリー・バランス	直列に接続された最大4本の12V鉛蓄電池のバランスを調整。単独動作
LT8710	出力電流制御回路を内蔵した同期整流式SEPIC/反転/昇圧コントローラ	C/10による終了機能を備えた2、3段階鉛蓄電池チャージャ
LT3652/LTC3652HV	電力追従機能を備えた2Aバッテリー・チャージャ	マルチケミストリ、内部終了回路、最大電力点追従制御の入力電源電圧レギュレーション・ループ。入力: 4.95V ~ 34V、チャージャ電流: 最大2A。
LT3651-4.x/LT3651-8.x	モノリシック4Aスイッチ・モード同期整流式リチウムイオン・バッテリー・チャージャ	独立型、4.75V ≤ V _{IN} ≤ 32V (絶対最大定格: 40V)、4A、プログラム可能な充電電流、タイマまたはC/10による終了
LT8490	高電圧、大電流、昇降圧コントローラ、バッテリー・チャージャ	入力および出力電圧範囲: 6V ~ 80V。シングル・インダクタ。MPPT