

### 特長

- 広い入力電圧範囲: 4.4V ~ 40V
- 調整可能なフロート電圧 (3.5V ~ 18V): LTC4121
- 温度補償された入力電圧レギュレーションにより、最大電力点追従制御 (MPPT) に対応
- 4.2Vの固定フロート電圧オプション: LTC4121-4.2
- 高効率: 最大 95%
- 充電電流を 50mA ~ 400mA の範囲でプログラム可能
- 帰還電圧の精度: ±1%
- 高精度 (5%) のプログラム可能な充電電流
- 熱特性が改善された高さの低い (0.75mm) 16ピン (3mm×3mm) QFN パッケージ

### アプリケーション

- ハンドヘルド計測器
- 太陽電池式の装置
- 産業用/軍用センサおよび装置

LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology、Linear のロゴおよび Burst Mode はリ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。

### 概要

LTC<sup>®</sup>4121 は、400mA 定電流/定電圧 (CC/CV) の同期整流式降圧バッテリー・チャージャです。CC/CV 動作に加えて、LTC4121 は、その入力電圧をプログラム可能な一定の割合の入力開放電圧に制御します。この技術により、太陽電池パネルなどの高インピーダンス入力電源を使用した最大電力動作が可能になります。

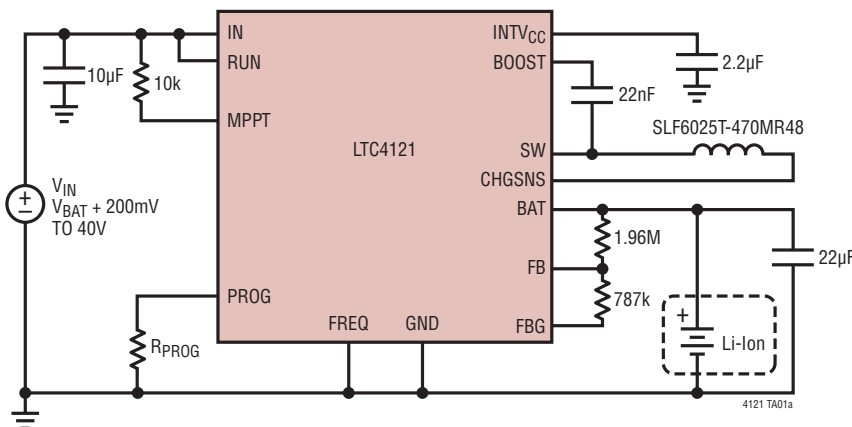
外付け抵抗により、最大 400mA の充電電流をプログラムできます。LTC4121-4.2 はリチウムイオン/ポリマー・バッテリーの充電に適している上に、LTC4121 のフロート電圧をプログラム可能なので、数種類のバッテリー組成に適しています。

LTC4121 および LTC4121-4.2 は、高精度の RUN ピンしきい値、低電圧のバッテリー・プリコンディショニングと不良バッテリー・フォルトの検出、タイマ終了、自動再充電、負の温度係数を持つ温度制限付き充電といった機能を備えています。FAULT ピンにより、不良バッテリーや温度のフォルトが示されます。

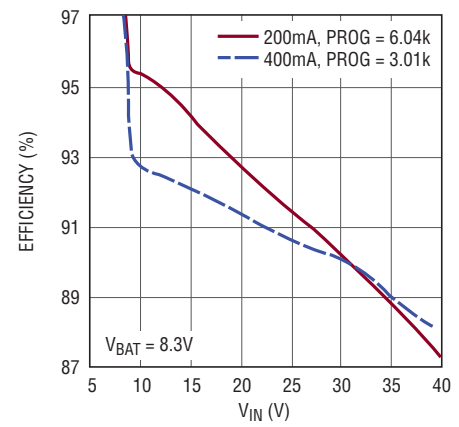
充電が終了すると、LTC4121 は充電の終了を CHRG ピンを介して通知し、低電流のスリープ・モードに入ります。自動再起動機能により、バッテリー電圧が 2.2% 低下すると新しい充電サイクルを開始します。

### 標準的応用例

LTC4121 を使用した高効率、広入力電圧範囲の充電



LTC4121 の効率と  $V_{IN}$  ( $V_{FLOAT} = 8.4V$ )



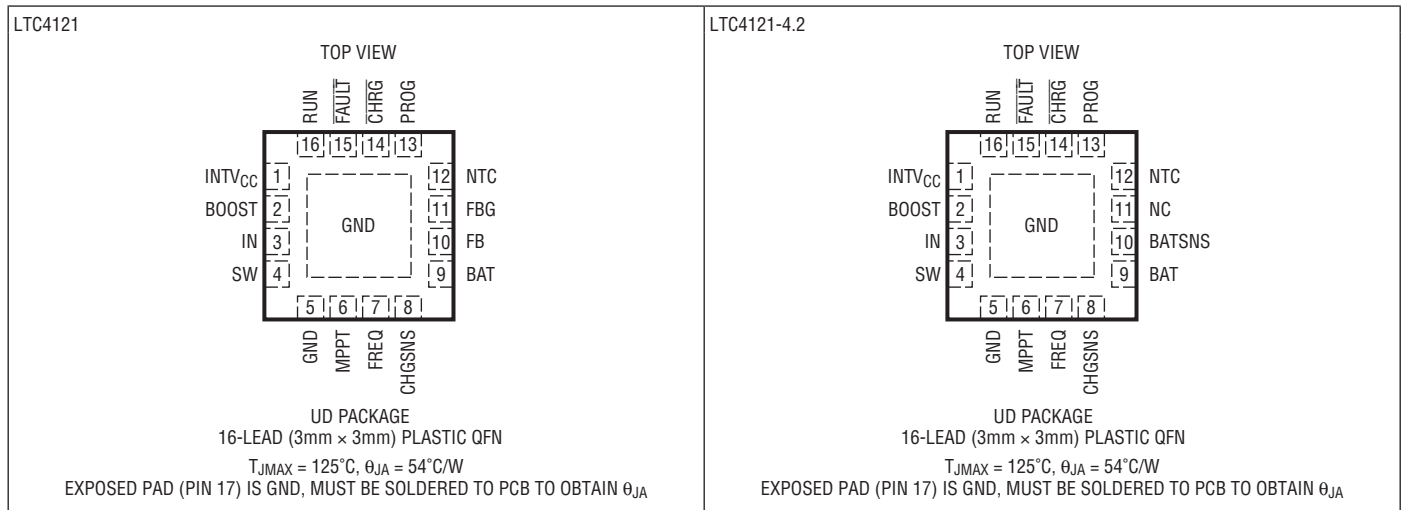
# LTC4121/LTC4121-4.2

## 絶対最大定格

(Note 1)

IN, RUN, $\overline{\text{CHRG}}$ , $\overline{\text{FAULT}}$ , MPPT .....	-0.3V ~ 43V	$I_{\text{CHRG}}$ , $I_{\text{FAULT}}$ .....	±5mA
BOOST .....	$V_{\text{SW}} - 0.3\text{V} \sim (V_{\text{SW}} + 6\text{V})$	$I_{\text{FB}}$ , $I_{\text{FBG}}$ (LTC4121) .....	±5mA
SW (DC) .....	-0.3V ~ ( $V_{\text{IN}} + 0.3\text{V}$ )	$I_{\text{BATSNS}}$ (LTC4121-4.2) .....	±5mA
SW (100ns 未満のパルス) .....	-1.5V ~ ( $V_{\text{IN}} + 1.5\text{V}$ )	$I_{\text{INTVCC}}$ .....	-5mA
CHGSNS, BAT, FB/BATSNS, FBG .....	-0.3V ~ 18V	動作接合部温度範囲	
FREQ, NTC, PROG, INTV <sub>CC</sub> .....	-0.3V ~ 6V	(Note 2) .....	-40°C ~ 125°C
$I_{\text{CHGSNS}}$ , $I_{\text{BAT}}$ .....	±600mA	保存温度範囲 .....	-65°C ~ 150°C

## ピン配置



## 発注情報

### LTC4121 のオプション

製品番号	フロート電圧
LTC4121	Programmable
LTC4121-4.2	4.2V Fixed

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
LTC4121EUD#PBF	LTC4121EUD#TRPBF	LGHC	16-Lead (3mm×3mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC4121IUD#PBF	LTC4121IUD#TRPBF	LGHC	16-Lead (3mm×3mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC4121EUD-4.2#PBF	LTC4121EUD-4.2#TRPBF	LGMV	16-Lead (3mm×3mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC4121IUD-4.2#PBF	LTC4121IUD-4.2#TRPBF	LGMV	16-Lead (3mm×3mm) 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。

非標準の鉛仕上げの製品の詳細については、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。

## 電気的特性

●は規定動作接合部温度範囲での規格値を意味する。それ以外は、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。 $V_{IN} = V_{RUN} = 15\text{V}$ 、 $V_{CHGSNS} = V_{BAT} = 4\text{V}$ 、 $R_{PROG} = 3.01\text{k}$ 、 $V_{FB} = 2.29\text{V}$  (LTC4121)、 $V_{BATSNS} = 4\text{V}$  (LTC4121-4.2)。ピンに流れ込む電流を正、ピンから流れ出す電流を負と規定している。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
$V_{IN}$	Operating Input Supply Range		●	4.4	40	V	
$V_{BAT}$	Battery Voltage Range	LTC4121 (Note 3)		0	18	V	
		LTC4121-4.2		0	4.2	V	
$I_{IN}$	DC Supply Current	Switching:FREQ = GND		3.5		mA	
		Standby Mode:(Note 4)	●	142	260	$\mu\text{A}$	
		Sleep Mode:(Note 4) LTC4121-4.2: $V_{BATSNS} = 4.4\text{V}$ LTC4121: $V_{FB} = 2.51\text{V}$ (Note 6)	●	60	110	$\mu\text{A}$	
		Disabled Mode: $V_{SD} < V_{RUN} < V_{EN}$ (Note 4)	●	37	80	$\mu\text{A}$	
		Shutdown Mode:(Note 4)	●	20	40	$\mu\text{A}$	
$\Delta V_{DUVLO}$	Differential Undervoltage Lockout	$V_{IN} - V_{BAT}$ Falling, $V_{IN} = 5\text{V}$ (LTC4121) $V_{IN} - V_{BATSNS}$ Falling, $V_{IN} = 5\text{V}$ (LTC4121-4.2)	●	20	80	160	mV
		Hysteresis			115		mV
$UV_{INTVCC}$	INTVCC Undervoltage Lockout	INTVCC Rising, $V_{IN} = \text{INTVCC} + 100\text{mV}$	●	4.00	4.15	4.26	V
		Hysteresis			220		mV
$V_{INTVCC}$	INTVCC Regulated voltage		●	4.14	4.24	4.29	V
$\Delta \text{INTVCC}$	INTVCC Load Regulation	INTVCC = 0mA to -5mA (Note 5)			1.7	%	

## バッテリー・チャージャ

$I_{BAT}$	BAT Standby Current	Standby Mode (LTC4121) (Notes 4, 8, 9)	●	2.5	4.5	$\mu\text{A}$	
		Standby Mode (LTC4121-4.2) (Notes 4, 8, 9)	●	50	1000	nA	
	BAT Shutdown Current	Shutdown Mode (LTC4121) (Notes 4, 8, 9)	●	1100	2000	nA	
		Shutdown Mode (LTC4121-4.2) (Notes 4, 8, 9)	●	10	1000	nA	
$I_{BATSNS}$	BATSNS Standby Current (LTC4121-4.2)	Standby Mode (Notes 4, 8, 9)	●	5.4	10	$\mu\text{A}$	
		Shutdown Mode (Notes 4, 8, 9)	●	1100	2000	nA	
$I_{FB}$	Feedback Pin Bias Current (LTC4121)	$V_{FB} = 2.5\text{V}$ (Note 6)	●	25	60	nA	
$I_{FBG\_LEAK}$	Feedback Ground Leakage Current (LTC4121)	Shutdown Mode (Note 4)	●		1	$\mu\text{A}$	
$R_{FBG}$	Feedback Ground Return Resistance (LTC4121)		●	1000	2000	$\Omega$	
$V_{FB(REG)}$	Feedback Pin Regulation Voltage (LTC4121)	(Note 6)		2.393	2.400	2.407	V
			●	2.370		2.418	V
$V_{FLOAT}$	Regulated Float Voltage (LTC4121-4.2)			4.188	4.200	4.212	V
			●	4.148		4.231	V
$I_{CHG}$	Battery Charge Current	$R_{PROG} = 3.01\text{k}$	●	383	402	421	mA
		$R_{PROG} = 24.3\text{k}$	●	45	50	55	mA
$V_{RCHG}$	Battery Recharge Threshold	$V_{FB}$ Falling Relative to $V_{FB(REG)}$ (LTC4121)	●	-38	-49	-62	mV
		$V_{BATSNS}$ Falling Relative to $V_{FLOAT}$ (LTC4121-4.2)	●	-70	-93	-114	mV
$h_{PROG}$	Ratio of BAT Current to PROG Current	$V_{TRKL} < V_{FB} < V_{FB(REG)}$ (LTC4121), $V_{TRKL\_42} < V_{BATSNS} < V_{FLOAT}$ (LTC4121-4.2)		988		mA/mA	
$V_{PROG}$	PROG Pin Servo Voltage		●	1.206	1.227	1.248	V
$R_{SNS}$	CHGSNS-BAT Sense Resistor	$I_{BAT} = -100\text{mA}$			300	$\text{m}\Omega$	

4121f

# LTC4121/LTC4121-4.2

## 電気的特性

●は規定動作接合部温度範囲での規格値を意味する。それ以外は、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。 $V_{IN} = V_{RUN} = 15\text{V}$ 、 $V_{CHGSNS} = V_{BAT} = 4\text{V}$ 、 $R_{PROG} = 3.01\text{k}$ 、 $V_{FB} = 2.29\text{V}$  (LTC4121)、 $V_{BATSNS} = 4\text{V}$  (LTC4121-4.2)。ピンに流れ込む電流を正、ピンから流れ出す電流を負と規定している。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
$I_{LOWBAT}$	Low Battery Linear Charge Current	$V_{FB} < V_{TRKL}$ , $V_{BAT} = 2.6\text{V}$ (LTC4121) (Note 6)	6	9	16	mA	
		$V_{BATSNS} < V_{TRKL\_4.2}$ , $V_{BAT} = 2.6\text{V}$ (LTC4121-4.2)					
$V_{LOWBAT}$	Low Battery Threshold Voltage	$V_{BAT}$ Rising (LTC4121) $V_{BATSNS}$ Rising (LTC4121-4.2)	●	2.15	2.21	2.28	V
		Hysteresis			147		mV
$I_{TRKL}$	Switch Mode Trickle Charge Current	$V_{LOWBAT} < V_{BAT}$ , $V_{FB} < V_{TRKL}$ (LTC4121) (Note 6)		$I_{CHG}/10$		mA	
		$V_{LOWBAT} < V_{BATSNS} < V_{TRKL\_4.2}$ (LTC4121-4.2)					
$V_{PROG(TRKL)}$	PROG Pin Servo Voltage in Trickle Charge	$V_{LOWBAT} < V_{BAT}$ , $V_{FB} > V_{TRKL}$ (LTC4121) (Note 6)		122		mV	
		$V_{LOWBAT} < V_{BATSNS} < V_{TRKL\_4.2}$ (LTC4121-4.2)					
$V_{TRKL}$	Trickle Charge Threshold (LTC4121)	$V_{FB}$ Rising (Note 6)	●	1.65	1.68	1.71	V
	Hysteresis (LTC4121)	$V_{FB}$ Falling (Note 6)		50		mV	
$V_{TRKL\_4.2}$	Trickle Charge Threshold (LTC4121-4.2)	$V_{BATSNS}$ Rising	●	2.86	2.91	2.98	V
	Hysteresis (LTC4121-4.2)	$V_{BATSNS}$ Falling		88		mV	
$h_{C/10}$	End of Charge Indication Current Ratio	(Note 7)		0.1		mA/mA	
Timer	Safety Timer Termination Period			1.3	2.0	2.8	hrs
	Bad Battery Termination Timeout			19	30	42	min

## スイッチャ

$f_{OSC}$	Switching Frequency	$FREQ = INTV_{CC}$	●	1.0	1.5	2.0	MHz
		$FREQ = GND$	●	0.5	0.75	1.0	MHz
$t_{MIN\_ON}$	Minimum Controllable On-Time			120		ns	
DC	Duty Cycle Maximum			94		%	
$R_{DS(ON)TOP}$	Top Switch $R_{DS(ON)}$	$I_{SW} = -100\text{mA}$		0.8		$\Omega$	
$R_{DS(ON)BOT}$	Bottom Switch $R_{DS(ON)}$	$I_{SW} = 100\text{mA}$		0.5		$\Omega$	
$I_{PEAK}$	Peak Inductor Current Limit	Measured Across $R_{SNS}$ with a 15 $\mu\text{H}$ Inductor in Series with $R_{SNS}$ (Note 10)		585	1050	1250	mA
$I_{SW}$	Switch Pin Current (Note 9)	IN Open-Circuit, $V_{BAT} = V_{SW} = 4.2\text{V}$ (LTC4121-4.2)	●		7	15	$\mu\text{A}$
		IN Open-Circuit, $V_{BAT} = V_{SW} = 8.4\text{V}$ (LTC4121)	●		15	30	$\mu\text{A}$

## 状態ピン FAULT、CHRG

$V_{OL}$	Pin Output Voltage Low	$I = 2\text{mA}$			550	mV
$I_{LEAK}$	Pin Leakage Current	$V = 43\text{V}$ , Pin High-Impedance		0	1	$\mu\text{A}$

## NTC

$V_{TOO\_COLD}$	Cold Temperature $V_{NTC}/V_{INTV_{CC}}$ Fault	Rising $V_{NTC}$ Threshold	●	73	74	75	% $V_{INTV_{CC}}$
		Falling $V_{NTC}$ Threshold			72		% $V_{INTV_{CC}}$
$V_{TOO\_HOT}$	Hot Temperature $V_{NTC}/V_{INTV_{CC}}$ Fault	Falling $V_{NTC}$ Threshold	●	35.5	36.5	37.5	% $V_{INTV_{CC}}$
		Rising $V_{NTC}$ Threshold			37.5		% $V_{INTV_{CC}}$
$V_{DIS}$	NTC Disable Voltage	Falling $V_{NTC}$ Threshold	●	1	2	3	% $V_{INTV_{CC}}$
		Rising $V_{NTC}$ Threshold			3		% $V_{INTV_{CC}}$
$I_{NTC}$	NTC Input Leakage Current	$V_{NTC} = V_{INTV_{CC}}$		-50		50	nA

4121f

## 電气的特性

●は規定動作接合部温度範囲での規格値を意味する。それ以外は、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。 $V_{IN} = V_{RUN} = 15\text{V}$ 、 $V_{CHGSNS} = V_{BAT} = 4\text{V}$ 、 $R_{PROG} = 3.01\text{k}$ 、 $V_{FB} = 2.29\text{V}$  (LTC4121)、 $V_{BATSNS} = 4\text{V}$  (LTC4121-4.2)。ピンに流れ込む電流を正、ピンから流れ出す電流を負と規定している。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
<b>RUN</b>							
$V_{EN}$	Enable Threshold	$V_{RUN}$ Rising	●	2.35	2.45	2.55	V
	Hysteresis	$V_{RUN}$ Falling		200			mV
$I_{RUN}$	Run Pin Input Current	$V_{RUN} = 40\text{V}$		0.01	0.1		$\mu\text{A}$
$V_{SD}$	Shutdown Threshold	$V_{RUN}$ Falling	●	0.4		1.2	V
	Hysteresis			220			mV
<b>FREQ</b>							
$V_{IL}$	FREQ Pin Input Low		●	0.4			V
$V_{IH}$	FREQ Pin Input High		●		3.6		V
$I_{FREQ}$	FREQ Pin Input Current	$0 < V_{FREQ} < V_{INTVCC}$			$\pm 1$		$\mu\text{A}$
<b>MPPT</b>							
$I_{MPPT}$	MPPT Pin Leakage Current	$V_{MPPT} = 4.2\text{V}$	●	15	1000		nA
$T_{MP}$	MPPT Sample Period	Period Between Charger Disabled Events		28			s
$PW_{MP}$	MPPT Sample Pulse Width	Charger Disabled Pulse Width		36			ms
$K_F$	Internal Divider Gain	Internal DAC Voltage as a Ratio to $V_{IN}$		0.098	0.1	0.102	V/V
$V_{MP(OS)}$	MPPT Error Amp Gain Offset	$V_{MPPT} - V_{DAC}$ , $I_{BAT} = 50\% \cdot I_{CHG}$		10	-45	-100	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。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恐れがある。

**Note 2** : LTC4121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。LTC4121Eは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の接合部温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 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。LTC4121Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。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インピーダンス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。

**Note 3** : 11Vより高いバッテリー電圧がLTC4121に活線挿入される可能性がある場合、BATピンと直列に逆流防止ダイオードを接続して、低インピーダンスのBATピンに大きな突入電流が流れないようにする必要がある。

**Note 4** : スタンバイ・モードになるのは、NTCフォルト、MPPTの一時停止によりLTC4121/LTC4121-4.2がスイッチングを停止するときか、充電電流がBurst Mode動作になるのに十分小さくなったときである。ディスエーブル・モードになるのは、 $V_{RUN}$ が $V_{SD}$ と $V_{EN}$ の範囲内にあるときである。シャットダウン・モードになるのは、 $V_{RUN}$ が $V_{SD}$ より低くなったときか、差動低電圧ロックアウトが作動したときである。タイムアウト後にスリープ・モードになり、バッテリー電圧は $V_{RECHRG}$ のしきい値より高い値を維持する。

**Note 5** : 内部電源  $INTV_{CC}$  は NTC 抵抗分割器専用なので、他の負荷には使用しないこと。

**Note 6** : LTC4121 では、FB ピンはこのピンと直列に 588k の抵抗を接続して測定される。

**Note 7** :  $h_{C10}$  は、 $\overline{\text{CHRG}}$  ピンがデアサートしたとき PROG ピンの電圧で測定された満充電電流の割合として表される。

**Note 8** : SW と CHGSNS の間にインダクタを接続したアプリケーション回路では、ディスエーブル時の総バッテリー漏れ電流は  $I_{BATSNS}$ 、 $I_{SW}$  の合計 (LTC4121-4.2) または  $I_{BAT}$ 、 $I_{FBG}$ 、 $I_{SW}$  の合計 (LTC4121) である。

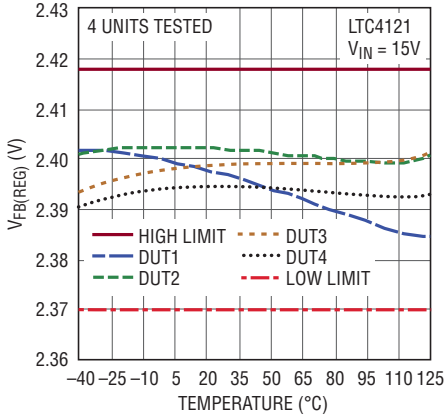
**Note 9** : IN に電源が加わっていない場合は、上側スイッチのボディ・ダイオードを介して SW から IN に電力が供給される。このため、IN に存在する負荷に応じて SW ピンの電流が増加することがある。

**Note 10** : 設計あるいは静的テストとの相関によって保証されている。

# LTC4121/LTC4121-4.2

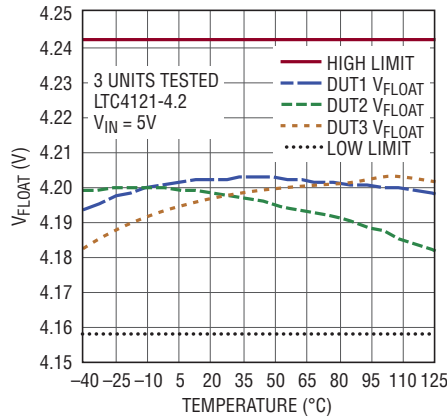
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

標準的な  $V_{FB(REG)}$  と温度



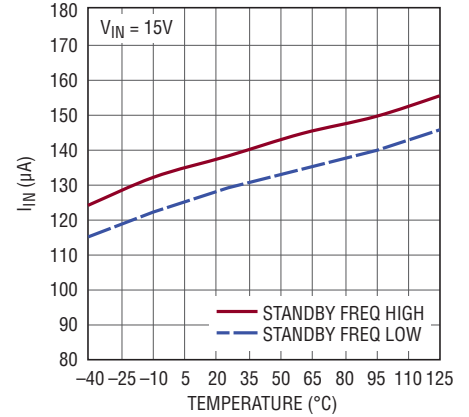
4121 G01

標準的な  $V_{FLOAT}$  と温度



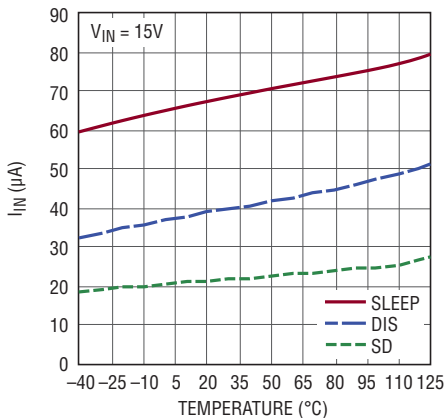
4121 G02

$I_{IN}$  ピンのスタンバイ電流と温度



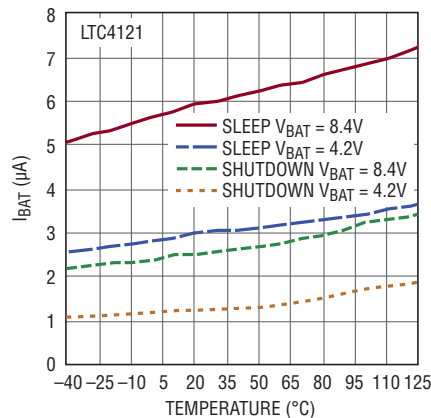
4121 G03

$I_{IN}$  ピンのスリープ/ディスエーブル/シャットダウン電流と温度



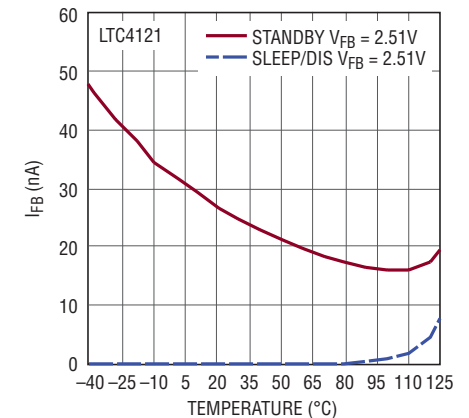
4121 G04

BAT ピンのスリープ/シャットダウン電流と温度



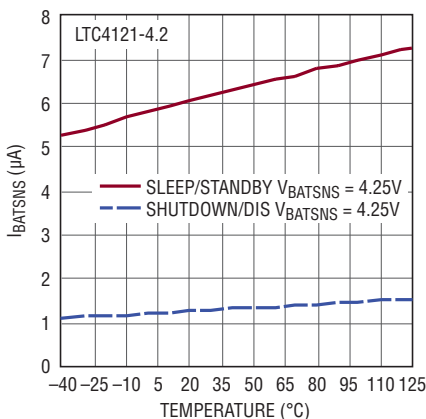
4121 G05

帰還ピンのスタンバイまたはスリープ/ディスエーブル電流と温度



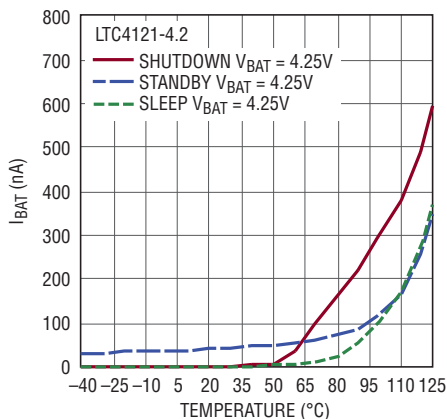
4121 G06

BATSNS ピンのスリープ/スタンバイまたはシャットダウン/ディスエーブル電流と温度



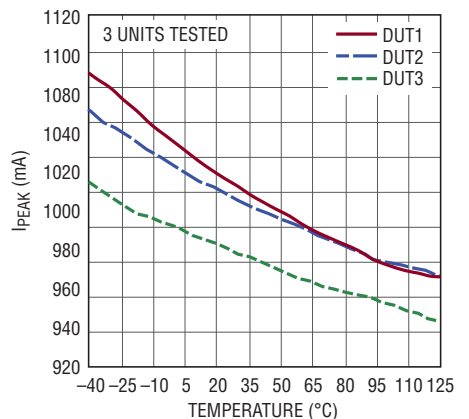
4121 G07

BAT ピンのスタンバイ/スリープ/シャットダウン電流と温度



4121 G08

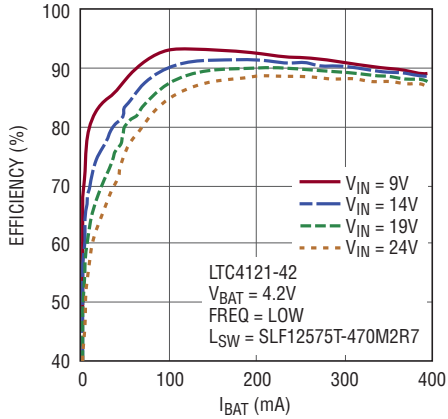
標準的な  $R_{SNS}$  による電流制限  $I_{PEAK}$  と温度



4121 G09

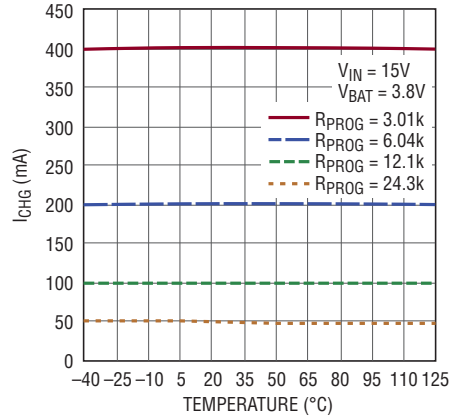
## 標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

効率と  $I_{BAT}$



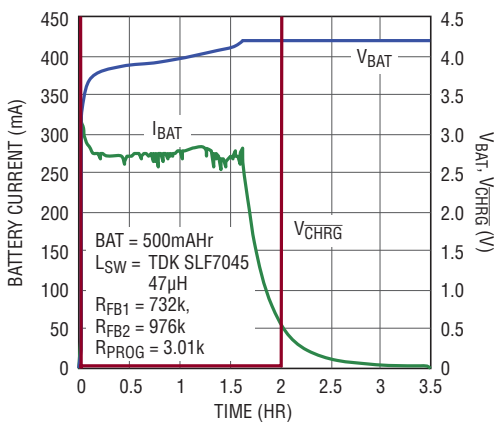
4121 G10

標準的なバッテリー充電電流と温度



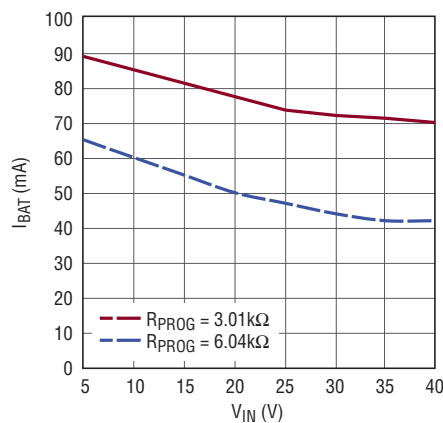
4121 G11

標準的な太陽光充電サイクル



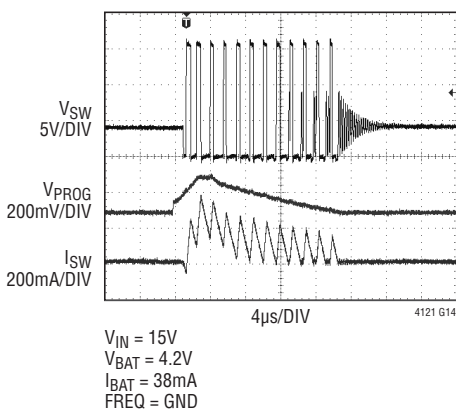
4121 G12

Burst Mode のトリガ電流



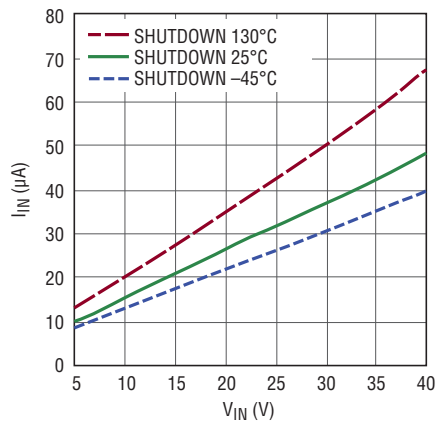
4121 G13

標準的な Burst Mode 波形



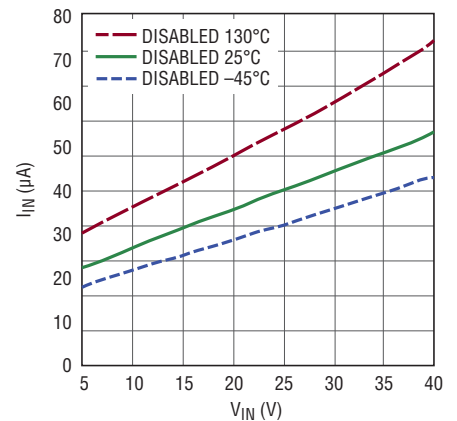
4121 G14

IN ピンのシャットダウン電流と入力電圧



4121 G15

IN ピンのディスエーブル電流と入力電圧

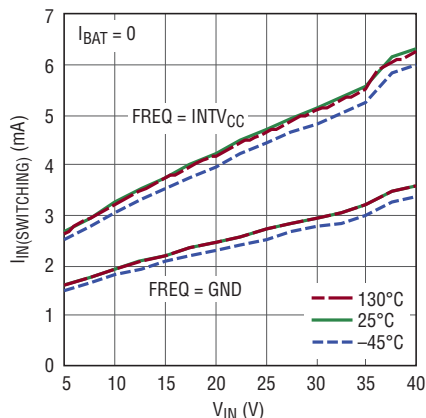


4121 G16

# LTC4121/LTC4121-4.2

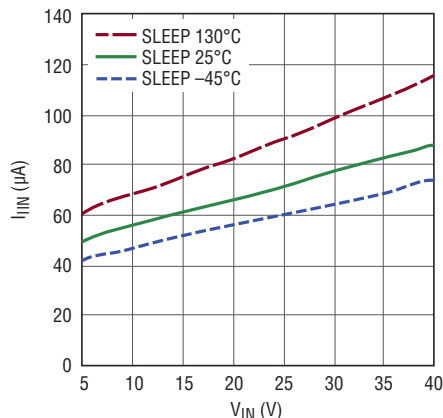
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

INピンのスイッチング電流と  
入力電圧



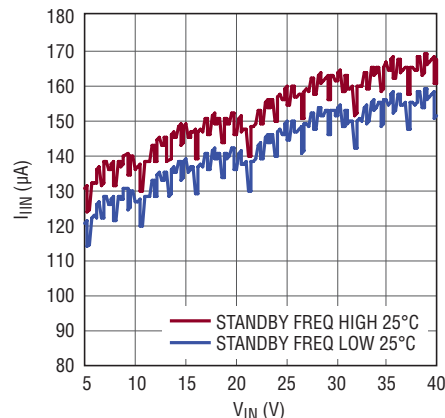
4121 G17

INピンのスリープ電流と入力電圧



4121 G18

INピンのスタンバイ電流と  
入力電圧



4121 G19

## ピン機能

**INTV<sub>CC</sub> (ピン1)** : 内部低ドロップアウト (LDO) レギュレータの出力ピン。このピンはINの電源から内部INTV<sub>CC</sub>電源を生成する内部リニア・レギュレータの出力です。このピンからは、スイッチ・ゲート・ドライバに電力が供給され、また低電圧バッテリーのリニア充電電流  $I_{\text{LOWBAT}}$  も供給されます。2.2µFの低ESRコンデンサをINTV<sub>CC</sub>とGNDの間に接続します。INTV<sub>CC</sub>には、NTCバイアス回路網以外の外部負荷は接続しないでください。RUNピンの電圧が  $V_{\text{EN}}$  より高くなり、INTV<sub>CC</sub>の電圧がUVLOしきい値を超えて、INの電圧がBATの電圧を  $\Delta V_{\text{DUVLO}}$  とそのヒステリシスの和だけ高くなると、チャージャはイネーブ爾されます。

**BOOST (ピン2)** : 昇圧電源ピン。このピンとSWピンの間に22nFの昇圧コンデンサを接続します。

**IN (ピン3)** : 正の入力電源。10µF以上の低ESRコンデンサでGNDにデカップリングします。RC回路網の入力電源インピーダンスと入力デカップリング・コンデンサは、MPPTの約36msのサンプリング・パルス幅の間に安定する必要があります。これにより、LTC4121は開放電圧をサンプリングすることができます。

**SW (ピン4)** : スイッチ・ピン。SWピンは降圧スイッチング・レギュレータを介してINからBATに電力を供給します。SWとCHGSNSの間にインダクタを接続する必要があります。インダクタ選択の説明については「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。

**GND (ピン5、露出パッド・ピン17)** : グランド・ピン。露出パッドに接続します。露出パッドはPCBのGNDに半田付けして、電気的かつ熱的に低インピーダンスでグラウンドに接続する必要があります。

**MPPT (ピン6)** : 最大電力点追従制御ピン。このピンを使って入力電圧レギュレーション・ループを設定します。V<sub>IN</sub>-MPPT-GND間に外付け抵抗分割器を接続します。この抵抗分割器により、最大電力点の電圧が入力開放電圧のパーセント値として設定されます。MPPTの抵抗分割器の設定の詳細については、「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。入力電圧レギュレーション機能を使用しない場合、MPPTを最小10kの抵抗でINTV<sub>CC</sub>またはINのどちらかに接続します。MPPTピンに容量があるとスイッチング・レギュレータの安定性に影響を与える可能性のあるポールが形成されるので、このピンの寄生容量を最小限に抑えます。

**FREQ (ピン7)** : 降圧レギュレータのスイッチング周波数の選択入力ピン。INTV<sub>CC</sub>に接続すると1.5MHzのスイッチング周波数が選択され、GNDに接続すると750kHzのスイッチング周波数が選択されます。フロート状態にしないでください。

**CHGSNS (ピン8)** : バッテリー充電電流の検出ピン。CHGSNSピンとBATピンの間の内部電流検出抵抗により、バッテリー充電電流がモニタされます。SWとCHGSNSの間にインダクタを接続する必要があります。

4121f



## ピン機能

**BAT (ピン9) :** バッテリー出力ピン。バッテリー充電電流は、内部充電電流検出抵抗を介してこのピンから供給されます。低バッテリー状態では、少量のリニア充電電流  $I_{\text{LOWBAT}}$  がこのピンから供給されて、バッテリーのプリコンディショニングが行われます。BAT ピンは  $22\mu\text{F}$  の低 ESR セラミック・コンデンサで GND にデカップリングしてください。

**BATSNS (ピン10、LTC4121-4.2のみ) :** バッテリー電圧の検出ピン。適切に動作させるため、このピンは常にバッテリーの正端子に物理的に近づけて接続する必要があります。

**FB (ピン10、LTC4121のみ) :** バッテリー電圧帰還リファレンス・ピン。充電機能はこのピンの電圧が  $2.4\text{V}$  の最終フロート電圧に到達するように動作します。バッテリーのフロート電圧は BAT-FB-FBG 間に抵抗分割器を使用して設定し、 $3.5\text{V} \sim 18\text{V}$  に設定できます。帰還ピンの入力バイアス電流  $I_{\text{FB}}$  は  $25\text{nA}$  です。テブナン等価抵抗が  $588\text{k}$  の抵抗分割器を使用することにより、入力バイアス電流誤差を補償します。

**FBG (ピン11、LTC4121のみ) :** 帰還グラウンド・ピン。このピンは、FB ピンの外付け抵抗分割器の負荷が必要ない場合、それをバッテリーから切り離します。バッテリー電圧を検出する場合、このピンと GND の間は小さな抵抗  $R_{\text{FBG}}$  になります。ディスエーブル・モードまたはシャットダウン・モードでは、このピンは高インピーダンスです。

**NTC (ピン12) :** 負温度係数サーミスタ・モニタ回路の入力。NTC ピンは、バッテリーの温度が高すぎるか低すぎて充電できないかどうかを判定するために、通常はバッテリーと一緒にパッケージに収められている負温度係数サーミスタに接続します。バッテリーの温度が範囲から外れると、LTC4121 はスタンバイ・モードに入り、バッテリー温度が有効範囲内に戻るまで充電は中断されます。低ドリフトのバイアス抵抗を  $\text{INTV}_{\text{CC}}$  と NTC の間に接続し、サーミスタを NTC と GND の間に接続する必要があります。NTC 機能が必要ない場合は、NTC ピンを GND に接続して NTC 抵抗分割器を除去し、NTC 制限付き充電をディスエーブルします。

**PROG (ピン13) :** 充電電流設定および充電電流モニタ用ピン。PROG とグラウンドの間に  $3.01\text{k} (400\text{mA}) \sim 24.3\text{k} (50\text{mA})$  の範囲の 1% 精度抵抗を接続して、充電電流を設定します。定電流モードのとき、このピンは  $1.227\text{V}$  に安定化されます。このピ

ンの電圧は、次式を使用することによって平均充電電流を表します。

$$I_{\text{CHG}} = h_{\text{PROG}} \cdot \frac{V_{\text{PROG}}}{R_{\text{PROG}}}$$

ここで  $h_{\text{PROG}}$  は標準で 988 です。PROG ピンの寄生容量を最小限に抑えるようにしてください。PROG ピンの電圧を介して充電電流をモニタする場合、 $2\text{k}$  以上の直列抵抗を追加して、このノードから浮遊容量を絶縁します。

**CHRG (ピン14) :** オープン・ドレインの充電状態出力ピン。CHRG ピンは通常、リファレンス電圧に接続された抵抗を介してプルアップされ、バッテリー・チャージャの状態を示します。このピンは、ディスエーブル時に IN ピンの電圧まで引き上げることができ、イネーブル時に最大  $5\text{mA}$  のシンク電流を流すことができます。バッテリーの充電中、CHRG ピンは“L”になります。終了タイマの時間が経過するか、充電電流が設定値の 10% 未満に低下すると、CHRG ピンは強制的に高インピーダンス状態になります。

**FAULT (ピン15) :** オープン・ドレインのフォルト状態出力ピン。この状態ピンは通常、リファレンス電圧に接続された抵抗を介してプルアップされ、充電サイクル中のフォルト状態を示します。このピンは、ディスエーブル時に IN ピンの電圧まで引き上げることができ、イネーブル時に最大  $5\text{mA}$  のシンク電流を流すことができます。NTC 温度フォルトが生じると、このピンは“L”になります。不良バッテリー・フォルトが発生した場合にも、このピンは“L”になります。フォルト状態が存在しない場合、FAULT ピンは高インピーダンスのままです。

**RUN (ピン16) :** 実行ピン。RUN ピンの電圧を  $V_{\text{EN}}$  とヒステリシスの和より低くすると、このデバイスはディスエーブルされます。ディスエーブル・モードではバッテリー充電電流はゼロであり、CHRG ピンと FAULT ピンは高インピーダンス状態とみなされます。RUN ピンの電圧が  $V_{\text{SD}}$  より低い場合、デバイスはシャットダウン・モードに入っています。RUN ピンの電圧が  $V_{\text{EN}}$  を超えると、 $\text{INTV}_{\text{CC}}$  の LDO がオンします。 $\text{INTV}_{\text{CC}}$  の LDO がその UVLO しきい値を超えると、チャージャはイネーブルされます。RUN ピンは  $V_{\text{IN}}$  からの抵抗分割器に接続して、充電がイネーブルされる入力電圧を設定しておきます。RUN ピンはフロート状態にしないでください。

# LTC4121/LTC4121-4.2

## ブロック図

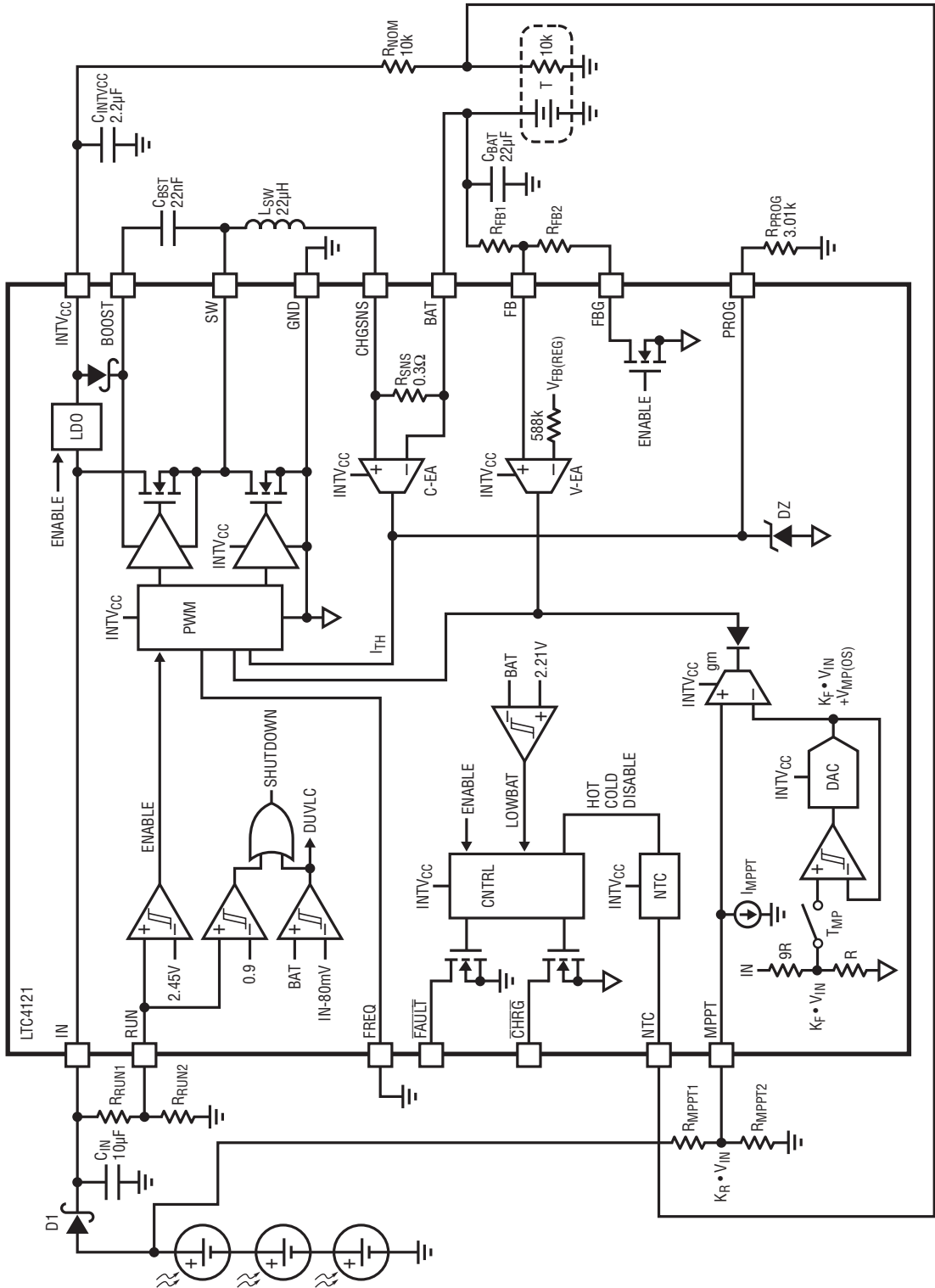


図1.ブロック図

ブロック図

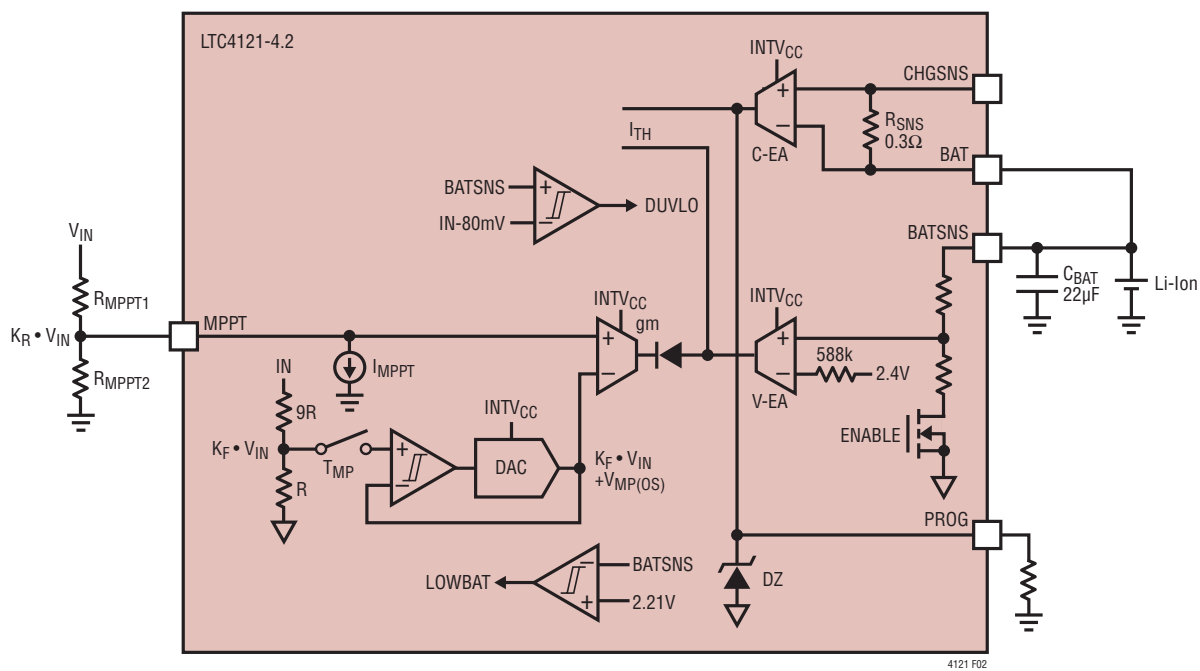


図2.LTC4121-4.2のBATSNSの接続

# LTC4121/LTC4121-4.2

## 動作

### 概要

LTC4121は、電源電圧の最大電力点追従 (MPPT) 制御機能を備えた、モノリシック同期整流式降圧バッテリー・チャージャです。LTC4121/LTC4121-4.2は、定電流/定電圧のバッテリー・チャージャとして機能し、以下のチャージャ機能 (プログラム可能な充電電流、タイムアウトが30分のバッテリー・プリコンディショニング、高精度のシャットダウン/実行制御、NTC過熱保護、2時間の安全終了タイマ、自動再充電) を内蔵しています。LTC4121/LTC4121-4.2は、充電の状態とフォルト状態を示す出力ピンも備えています。

### 最大電力点追従制御

LTC4121は、記録された開放入力電圧の測定値と充電中の瞬間的な入力電圧を比較するMPPTアルゴリズムを採用しています。LTC4121は、入力電圧がユーザーが設定した開放電圧の割合を下回ると、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、LTC4121は太陽電池パネルの1次温度補償を含む各種入力電源の電力伝送を最適化できます。

LTC4121は、周期的に充電を一時停止して開放電圧を測定することにより、利用可能な電力の変動に追従することができます。約30秒に1度、LTC4121は充電を一時停止し、入力電圧が開放状態の電位に回復するまで約36ms (PW<sub>MP</sub>) 待機します。この回復時間の終了時、LTC4121は入力電圧を10 (1/K<sub>F</sub>) で割った値をサンプリングし、この値をデジタル/アナログ・コンバータ (DAC) に記録します。充電が再開されると、DACの電圧は抵抗分割器で設定されるMPPTピンの電圧と比較されます。MPPTの電圧がDACの電圧を下回ると、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が設定するレベル (接続される電源から利用可能な最大電力に相当) 以上に維持する働きをします。

開放電圧のサンプリングを表すタイミング図を以下に示します。充電電流がゼロまで減少すると、LTC4121はPW<sub>MP</sub>の期間待機してから開放電圧をサンプリングします。充電が再開したときに電源が必要な充電電流に対応できないと、入力電圧が低下します。入力電圧がV<sub>MP</sub>まで低下すると、V<sub>IN</sub>をV<sub>MP</sub>に維持するように充電電流が減少します。

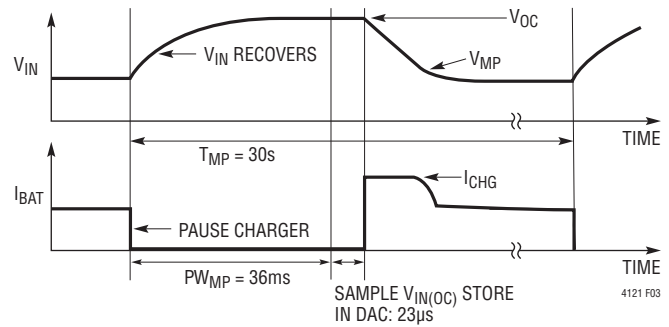


図3.MPPTのタイミング図

図4に示すように、MPPTピンを入力電圧の抵抗分割器に接続し、入力電圧レギュレーション・ループが利用可能な充電電流を低減する入力電圧の割合 (K<sub>R</sub>) を設定します。MPPTピンの電圧が開放電圧 (V<sub>OC</sub>) の一定割合 (K<sub>F</sub>) を下回ると、LTC4121は充電電流を低減します。 (K<sub>F</sub>/K<sub>R</sub>) の割合により、接続された電源の最大電力電圧 (V<sub>MP</sub>) と開放電圧 (V<sub>OC</sub>) の割合が次の関係式に従って設定されます。

$$\frac{V_{MP}}{V_{OC}} = \frac{K_F}{K_R} = \frac{0.1}{K_R} = \frac{0.1 \cdot (R_{MPPT1} + R_{MPPT2})}{R_{MPPT2}}$$

ここで、MPPTピンの抵抗分割器の利得は K<sub>R</sub> = R<sub>MPPT2</sub> / (R<sub>MPPT1</sub> + R<sub>MPPT2</sub>) です。これらの数式を整理して、K<sub>F</sub> (0.1) と最大電力電圧を開放電圧で割った値 (V<sub>MP</sub>/V<sub>OC</sub>) で R<sub>MPPT2</sub> を求めることができます。

$$R_{MPPT2} = \frac{0.1}{\left(\frac{V_{MP}}{V_{OC}}\right) - 0.1} \cdot R_{MPPT1}$$

この機能により、LTC4121がバッテリーを充電中に入力電圧を最大電力電圧以上に維持することができます。

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 (4.4Vまたはバッテリー電圧より160mV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。

## 動作

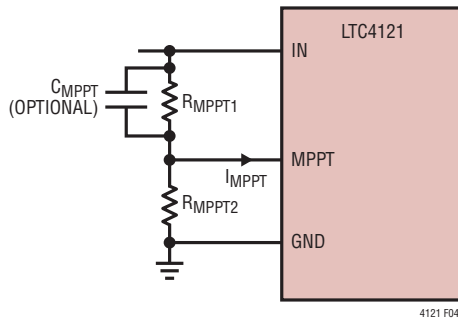


図4.MPPTの抵抗分割器

例えば、太陽電池パネルの電源を使用していてパネルに太陽光が当たらないなど、 $V_{IN}$ に電源が供給されない場合、MPPTピンの抵抗分割器はスイッチング・レギュレータの上側スイッチのボディ・ダイオードを介してバッテリーから電力を排出します。この漏れ経路を排除するため、MPPTの抵抗分割器をパネルと直列に接続されたショットキ・ダイオードのアノードに接続することができます。この例として、図1、図9または図10を参照してください。

例えば、開放電圧が30Vでソース・インピーダンスが $120\Omega$ 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250mAで、 $V_{OC}$ の50%、125mAの負荷のとき1.875Wの利用可能な最大電力が発生します。この電源用に利用可能な電力を最適化するようにLTC4121を設定するには、MPPTの抵抗分割器の利得 $K_R = 0.2$ を選択することによって $V_{MP}/V_{OC}$ を50%に設定するだけですみます。この利得は、図4に示す抵抗分割器で $R_{MPPT2} = R_{MPPT1}/4$ に設定することによって求められます。標準的な1%精度の抵抗の場合、これらの近似値は $R_{MPPT1} = 402k$ と $R_{MPPT2} = 100k$ になります。

MPPTピンとGNDの間に過度の容量があると、スイッチング・レギュレータの安定性に影響を与える可能性があります。このような場合、図4に示すように、オプションとして50pF～150pFのリード・コンデンサ( $C_{MPPT}$ )を追加することができます。

平均充電電流への影響を最小限に抑えるため、 $V_{OC}$ 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。サンプリングとサンプリングの間の時間 $T_{MP}$ は通常約30秒で、電源を入力デカップリング・コンデンサ $C_{IN}$ に関連する時定数で開放電圧まで回復させるために約36msのアイドル時間 $PW_{MP}$ があります。電源が開放電圧まで回復するための時定数は、アイドル時間より短く保つ必要があります。電源の回復時間が長くないように入力コンデンサを $10\mu F$ に制限します。

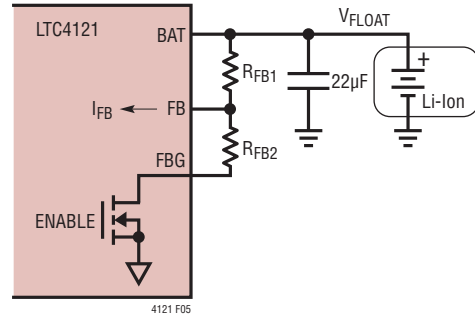


図5.LTC4121によるフロート電圧の設定

## バッテリー・フロート電圧の設定

LTC4121のバッテリー・フロート電圧は、図5に示すように、抵抗分割器をバッテリーとFBおよびFBGの間に配置することによって設定します。バッテリー・フロート電圧は3.5V～18Vの任意の電圧に設定可能です。その結果、設定可能なバッテリー・フロート電圧 $V_{FLOAT}$ は、次式で制御されます。

$$V_{FLOAT} = V_{FB(REG)} \cdot \frac{(R_{FB1} + R_{FB2})}{R_{FB2}}$$

ここで、 $V_{FB(REG)}$ は標準で2.4Vです。

電圧エラーアンプ(V-EA)の入力バイアス電流( $I_{FB}$ )があるので、588k $\Omega$ に近いテブナン等価抵抗 $R_{FB1}/R_{FB2}$ を選択するよう注意することも必要です。まず、 $R_{FB1}$ を計算して、次の関係を満たすようにします。

$$R_{FB1} = \frac{V_{FLOAT} \cdot 588k}{V_{FB(REG)}}$$

計算値に最も近い0.1%または1%精度の抵抗を探します。 $R_{FB1}$ の値を使って、次式を計算します。

$$R_{FB2} = \frac{V_{FB(REG)} \cdot R_{FB1}}{V_{FLOAT} - V_{FB(REG)}} - 1000\Omega$$

ここで、1000 $\Omega$ は $R_{FBG}$ の標準値を表します。これは、バッテリー・フロート電圧の抵抗分割器のグランド・リターンとして機能するFBGピンの抵抗です。

$R_{FB1}$ と $R_{FB2}$ を選択したら、入手可能な抵抗を使って求められる $V_{FLOAT}$ の値を再計算します。誤差が大きすぎる場合は、 $R_{FB1}$ を別の標準抵抗値に置き換えて $R_{FB2}$ を再計算します。フロート電圧誤差が許容できるようになるまで繰り返します。

## 動作

一般的なバッテリー・フロート電圧を得るための0.1%精度と1%精度の推奨標準抵抗値をそれぞれ表1と表2に示します。

**表1. 一般的なV<sub>FLOAT</sub>を得るための推奨される0.1%精度抵抗**

V <sub>FLOAT</sub> (V)	R <sub>FB1</sub> (kΩ)	R <sub>FB2</sub> (kΩ)	標準的な誤差(%)
3.6	887	1780	-0.13
4.1	1010	1420	0.15
4.2	1010	1350	-0.13
7.2	1800	898	0.08
8.2	2000	825	0.14
8.4	2050	816	0.27

**表2. 一般的なV<sub>FLOAT</sub>を得るための推奨される1%精度抵抗**

V <sub>FLOAT</sub> (V)	R <sub>FB1</sub> (kΩ)	R <sub>FB2</sub> (kΩ)	標準的な誤差(%)
3.6	887	1780	-0.13
4.1	1000	1430	0.26
4.2	1020	1370	-0.34
7.2	1780	887	0.16
8.2	2000	825	0.14
8.4	2100	845	-0.50

### 充電電流の設定

電流エラーアンプ(C-EA)は、CHGSNSピンとBATピンの間にある0.3Ωの内部電流検出抵抗を流れる電流を測定します。C-EAは充電電流の一部(1/h<sub>PROG</sub>)をPROGピンに出力します。電圧エラーアンプ(V-EA)およびPWM制御回路は、PROGピンの電圧を制限して充電電流を制御できます。内部クランプ・ダイオード(DZ)は、PROGピンの電圧をV<sub>PROG</sub>に制限し、それによって充電電流を以下のように制限します。

$$I_{CHG} = \frac{h_{PROG} \cdot V_{PROG}}{R_{PROG}} = \frac{1212V}{R_{PROG}}$$

$$I_{CHG\_TRKL} = \frac{120V}{R_{PROG}}$$

ここで、h<sub>PROG</sub>は標準で988、V<sub>PROG</sub>はトリクル充電時は1.227Vまたは122mV、R<sub>PROG</sub>はPROGピンに接続する接地抵抗の抵抗値です。PROGピンの抵抗は最大充電電流、つまりチャージャが定電流(CC)モードで動作しているときに供給される電流を設定します。

### アナログ充電電流モニタ

PROGピンは、実際の充電電流に比例した電圧信号を出力します。PROGピンに容量があると、ループの不安定性を引き起こす可能性があるポールが形成されるので、この電圧の測定時には注意が必要です。PROGピンの電圧を測定する場合は、2k以上の直列抵抗を追加し、このノードの浮遊容量を50pF未満に制限してください。

要求されている充電電流を入力電圧が供給できない場合には、PROGピンの電圧が実際の充電電流を表さないことがあります。このような場合、チャージャはドロップアウト動作に入るので、PWMスイッチの周波数が低下します。ドロップアウト動作では、インダクタ電流が目的の電流まで増加しようとするので、上側スイッチが1クロック・サイクルより長い時間オンのままになります。上側スイッチが8クロック・サイクルの間ドロップアウト状態に留まると、第8サイクルの残りの時間はドロップアウト検出器によって下側スイッチが強制的にオンになります。このような場合、PROGピンの電圧は1.227Vのままですが、充電電流は目的のレベルに達しないことがあります。

### NTCによるバッテリー過熱保護

LTC4121は、充電サイクル中にサーミスタを使用してバッテリーの温度をモニタします。バッテリーの温度が安全充電範囲から外れると、デバイスは充電を一時停止し、温度が安全充電範囲内に戻るまでフォルト状態を知らせます。安全充電範囲は、NTCピンの電圧をモニタする2つのコンパレータによって決まります。NTCピンの電圧が約85mV (V<sub>DIS</sub>)より低くなると、NTC制限付き充電はデイスエーブルされます。

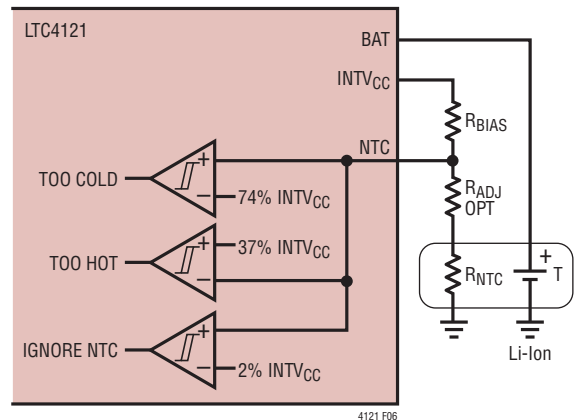


図6.NTCの接続

## 動作

サーミスタ・メーカーは、通常、特性曲線番号で識別できる温度参照表か、温度と抵抗値を関連付ける式を付記しています。また、各サーミスタも、通常はサーミスタの利得値 B25/85 で指定されます。

図6に示すように、NTCピンはINTV<sub>CC</sub>とGNDの間の抵抗分割器に接続します。簡素なアプリケーション(R<sub>ADJ</sub> = 0)では、25°Cでのサーミスタの抵抗と値が等しい1%精度の抵抗R<sub>BIAS</sub>をINTV<sub>CC</sub>とNTCの間に接続し、サーミスタをNTCとGNDの間に接続します。この構成では、温度が低下してサーミスタの抵抗が大きくなり、R<sub>BIAS</sub>抵抗の285%に達すると、LTC4121は充電を一時停止します。Vishayの曲線2のサーミスタで、B25/85 = 3490で25°Cの抵抗値が10kΩの場合、この温度は約0°Cに相当します。サーミスタの抵抗がR<sub>BIAS</sub>抵抗の58.8%まで減少した場合にも、LTC4121は充電を一時停止します。同じVishayの曲線2のサーミスタの場合、これは約40°Cに相当します。Vishayの曲線2のサーミスタでは、トリップ・ポイント付近での発振を防ぐため、高温コンパレータと低温コンパレータには両方とも約2°Cのヒステリシスがあります。NTCコンパレータのトリップ・ポイントはINTV<sub>CC</sub>電圧に比例するので、NTCのトリップ・ポイントはINTV<sub>CC</sub>のパーセント値として設定されます。高温しきい値はINTV<sub>CC</sub>の285%/385% = 74%、低温しきい値はINTV<sub>CC</sub>の58.8%/158% = 37%として計算されます。

高温と低温のトリップ・ポイントを調整するには、図6に示すように、異なる種類のサーミスタまたは別のR<sub>BIAS</sub>抵抗を使用するか、感度抑制抵抗R<sub>ADJ</sub>を追加するか、これらの方法を組み合わせます。例えば、R<sub>BIAS</sub>を12.4kΩに大きくして以前と同じサーミスタを使用すると、低温トリップポイントは-5°Cまで低下し、高温トリップポイントは34°Cまで低下します。B25/85 = 3964で25°Cの抵抗値が100kΩのVishayの曲線1のサーミスタを使用した場合、118kΩの1%精度抵抗R<sub>BIAS</sub>と12.1kΩの1%精度抵抗R<sub>ADJ</sub>を組み合わせると、低温トリップポイントは0°Cになり、高温トリップポイントは39°Cになります。

### 充電終了表示と安全タイムアウト

LTC4121は安全タイマを使用して充電を終了します。LTC4121が定電流モードになるたびにタイマは一時停止し、FBがV<sub>RECHRG</sub>しきい値を上回るか下回ると、タイマはリセットされます。バッテリー電圧がフロート電圧に達すると、安全タイマは2時間のタイムアウトのカウント・ダウンを開始します。設定した

最大充電電流の1/10より充電電流が少なくなると、 $\overline{\text{CHRG}}$ 状態ピンの電圧は高くなりますが、タイマが終了するまでトップオフ充電電流が流れ続けます。タイムアウト後、LTC4121は低消費電力のスリープ・モードに入ります。

### 自動再充電

スリープ・モードでは、デバイスは引き続きバッテリー電圧をモニタします。バッテリーの電圧が満充電のフロート電圧から2.2%低下すると(V<sub>RCHG</sub>またはV<sub>RCHG\_42</sub>)、LTC4121は安全タイマがリセットされたときに自動再充電サイクルを起動します。自動再充電回路には約0.5msの遅延が組み込まれており、負荷トランジェントによってバッテリーの電圧が一時的に低下した場合、新たな充電サイクルが起動するのを防ぎます。

### 充電状態ピンとフォルト状態ピン

LTC4121は、充電状態とフォルトの表示を行う2つのオープン・ドレイン出力を備えています。 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンが“L”になることで、C/10より充電速度が速いことが示されます。 $\overline{\text{FAULT}}$ ピンが“L”になることで、不良バッテリーのタイムアウトを示すか、NTC過熱フォルト状態を示します。NTCフォルト中、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンは“L”のままですが、不良バッテリーのタイムアウトが発生すると、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンはデアサートされます。オープン・ドレイン出力を抵抗でプルアップしている場合、このピンの電圧で示されるチャージャの状態を表3にまとめています。

表3. プルアップ抵抗を接続したLTC4121のオープン・ドレイン・インジケータ

FAULT	CHRG	充電状態
“H”	“H”	C/10より低速でのオフ充電またはトップオフ充電
“H”	“L”	C/10より高速での充電
“L”	“H”	不良バッテリー・フォルト
“L”	“L”	NTC過熱フォルト、充電一時停止

### 低バッテリー電圧動作

LTC4121は、深放電したバッテリーのプリコンディショニングを自動的に行います。バッテリー電圧が「V<sub>LOWBAT</sub> - ヒステリシス」(標準2.05V:例えば、バッテリー・バック保護が作動している電圧)より低い場合は、DC電流I<sub>LOWBAT</sub>がINTV<sub>CC</sub>電源からBATピンに流れ込みます。バッテリー電圧がV<sub>LOWBAT</sub>より高くなると、スイッチング・レギュレータがイネーブルされ、フルス

## 動作

ケール充電電流の10% (に加えてDC電流  $I_{\text{LOWBAT}}$ ) のトリクル充電レベルでバッテリーを充電します。検出されたバッテリー電圧がトリクル充電しきい値  $V_{\text{TRKL}}$  または  $V_{\text{TRKL}_{42}}$  を上回るまで、バッテリーのトリクル充電は継続します。バッテリー電圧がトリクル充電しきい値を超えると、フルスケール充電電流が流れ込み、DCトリクル充電電流は流れなくなります。バッテリー電圧がトリクル充電しきい値より低い状態が30分を超えると、充電は終了し、フォルト状態ピンがアサートされて不良バッテリーが示されます。不良バッテリー・フォルトの発生後、不良バッテリーを取り外して別のバッテリーに交換すると、LTC4121は新しい充電サイクルを自動的に再開します。LTC4121-4.2は、BATSNSピンの電圧をモニタしてLOWBAT状態とTRKL状態を検出します。

## 高精度の実行/シャットダウン制御

LTC4121は、RUNピンが  $V_{\text{EN}}$  (標準2.45V) より高くなるまで低消費電力のデイスエーブル・モードのままです。LTC4121がデイスエーブル・モードのとき、バッテリーの寿命を延ばすためにバッテリーからの電流流出は減少し、状態ピンは2つともデアサートされて、FBGピンは高インピーダンスになります。RUNピンの電圧を2.25Vより低くすれば、充電はいつでも停止できます。LTC4121は、RUNピンの電圧が  $V_{\text{SD}}$  (標準約0.7V) より低くなった場合、超低動作電流のシャットダウン・モードになる機能も備えています。この状態では、電源からINピンに流れる電流は20 $\mu\text{A}$ 未満です。RUNピンをIN電源からの抵抗分割器に接続して、LTC4121がオンする電圧を設定します。これらの例を図9と図10に示します。

## 差動低電圧ロックアウト

LTC4121は、バッテリー電圧  $V_{\text{BAT}}$  と入力電源電圧  $V_{\text{IN}}$  の差をモニタします。電圧差 ( $V_{\text{IN}} - V_{\text{BAT}}$ ) が  $\Delta V_{\text{DUVLO}}$  まで低下すると、すべての機能がデイスエーブルされ、デバイスは強制的にシャットダウン・モードになり、その状態は ( $V_{\text{IN}} - V_{\text{BAT}}$ ) が  $\Delta V_{\text{DUVLO}}$  上昇時しきい値より高くなるまで続きます。LTC4121-4.2は、 $V_{\text{BATSNS}}$  ピンと  $V_{\text{IN}}$  ピンの電圧をモニタしてDUVLO状態を検出します。

## ユーザーが選択可能なスイッチング・レギュレータの動作周波数

LTC4121は、固定周波数の同期整流式降圧スイッチング・レギュレータのアーキテクチャを採用して、高い動作効率を実現します。公称動作周波数  $f_{\text{OSC}}$  は、FREQピンをINTV $_{\text{CC}}$

またはGNDに接続することにより、それぞれ1.5MHzまたは750kHzのスイッチング周波数になるよう設定されます。高い動作周波数では、より小型の外付け部品を使用できます。

動作周波数の選択は、効率、部品サイズ、およびスイッチャの最小オン時間からの余裕の間のトレードオフになります。低い周波数で動作させると内部ゲート電荷とスイッチングによる損失が減るので効率が改善されますが、出力リップルを低く維持するには、インダクタンス値を大きくする必要があります。高い周波数で動作させると小型の部品を使用できますが、固定周波数スイッチングが必要な場合は、最小デューティ・サイクル時の最小オン時間から十分な余裕をとることが必要場合があります。

## PWMドロップアウト検出器

入力電圧がバッテリー電圧に近づくと、LTC4121は100%に近いデューティ・サイクルが必要になる場合があります。この動作モードはドロップアウトとして知られています。ドロップアウト時は、動作周波数が  $f_{\text{OSC}}$  の設定値より大幅に低くなる場合があります。上側スイッチが8クロック・サイクルにわたってオンのままになると、ドロップアウト検出器が作動して下側スイッチは強制的にオンになり、この状態が第8サイクルの残りの時間またはインダクタ電流がゼロに減少するまで続きます。これにより、入力と出力にセラミック・コンデンサを使用する場合、可聴ノイズの潜在的な発生源となることを回避し、上側ゲート駆動用の昇圧電源コンデンサが放電するのを防止します。ドロップアウト動作時は、充電電流が実際にはフルスケールの設定値まで到達できないことがあります。こうしたシナリオでは、アナログ充電電流モニタ機能が、実際に供給される充電電流を表しません。

## Burst Mode<sup>®</sup>動作

充電電流が少ないとき、例えば定電圧モード時に、LTC4121は自動的にBurst Mode動作に入ります。Burst Mode動作では、効率を向上させるため、スイッチャは周期的にスタンバイ・モードに強制されます。LTC4121が自動的にBurst Mode動作に入るのは、定電流(CC)モード終了後と、充電電流が約80mAより少なくなったときです。Burst Mode動作は、PROG抵抗が大きい場合は低電流で作動し、入力電源電圧、バッテリー電圧、および選択したインダクタに依存します。Burst Mode動作の詳細については、「標準的性能特性」のセクションの「Burst Modeのトリガ電流」と「標準的なBurst Mode波形」のグラフを参照してください。Burst Mode動作にはある程度のヒ



## 動作

ステリシスがあり、 $L_{SW}$ 、 $V_{IN}$ および $V_{BAT}$ に依存して最大で約150mAのバッテリー電流までその動作状態を維持します。Burst Modeでの動作時には、PROGピンの電圧と平均充電電流との関係は十分には規定されません。このことにより、バースト・リップルの振幅に依存して $\overline{CHRG}$ ピンが早期にデアサートする可能性があります。

### 昇圧電源のリフレッシュ

LTC4121 スイッチング・レギュレータの上側ゲート駆動用の昇圧電源は、下側スイッチがオンするたびに昇圧フライング・コンデンサをINTV<sub>CC</sub>にブートストラップすることによって生成されます。この技術では、BOOSTピンからSWピンへINTV<sub>CC</sub>の電圧が供給されます。下側スイッチが長時間にわたってオフのままになっている場合(例えばBurst Mode動作時)は、昇圧電源のリフレッシュが必要になることがあります。PWMドロップアウト・タイムと同様に、LTC4121は前回の昇圧リフレ

シュ以降のクロック・サイクル数をカウントします。この数が32に達すると、先に下側スイッチをオンにすることにより、次のPWMサイクルが始まります。このパルスによって昇圧フライング・コンデンサはINTV<sub>CC</sub>の電圧にリフレッシュされるので、上側ゲート・ドライバの電圧は次のサイクルの始めに上側スイッチをオンするのに十分な電圧になることが保証されます。

### 入力電源がない、つまりパネルが遮蔽された状態での動作

バッテリーが唯一の供給電源である場合は、INピンから負荷を取り除く注意が必要です。 $V_{IN}$ が $V_{SW}$ より低くなると、INピンの負荷電流はバッテリー電圧から上側パワー・スイッチのボディ・ダイオードを流れます。表紙の回路図に示されているように、太陽電池パネルと直列に挿入されたダイオードがこの放電経路を排除します。代わりに、ダイオードをBATピンと直列に接続することもできます(図8を参照)。

## アプリケーション情報

### MPPTの設定

最大電力点追従制御ループは、図4に示すように、IN-MPPT-GND間の抵抗分割器を選択することによって設定します。このユーザーがプログラム可能な分圧比( $K_R$ )はMPPTピンに現れる入力電圧の割合を設定します。

$$K_R = \frac{R_{MPPT2}}{R_{MPPT1} + R_{MPPT2}} = \frac{V_{MPPT}}{V_{IN}}$$

この $V_{IN}$ の割合は、LTC4121内部に記録された開放入力電圧の一定割合と継続的に比較されます。内部の固定抵抗分割器の電圧( $0.1 \cdot V_{IN}$ )は周期的にサンプリングされ、開放入力電圧をユーザーによって設定された負荷入力電圧の割合( $K_R \cdot V_{IN}$ )と比較します。 $T_{MP}$ の期間、LTC4121はチャージャの全ての機能をオフにしてスタンバイ・モードに戻ります。次いで、LTC4121は、充電電流がオフした後入力電源が開放電圧まで回復するまでの約36msの遅延時間 $PW_{MP}$ の間待機します。最終的に、LTC4121は内部の固定分割比 $K_F = 1/10$ を使っ

て開放入力電圧 $V_{OC}$ をサンプリングします。開放電圧をサンプリングした後、LTC4121は全ての機能をオンにして通常動作に戻ります。通常動作の間、記録された電圧 $0.1 \cdot V_{OC}$ は瞬間的なMPPTピンの電圧( $K_R \cdot V_{IN}$ )と比較されます。MPPTの電圧が記録されたレベルを下回ると、充電電流が減少して入力電圧を維持します。 $0.1/K_R$ の比率により、充電電流が減少して最大入力電力を維持する開放電圧を下回るパーセント値が設定されます。

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(4.4Vまたはバッテリー電圧より160mV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。

例えば、MPPTの設定ポイント $V_{MP}$ を開放電圧 $V_{OC}$ の75%に設定するには、次の関係式を使って比率 $K_R$ を選択します。

$$K_R = \frac{K_F}{75\%} = \frac{0.1}{0.75} = 0.1333$$

## アプリケーション情報

この比率は、図4の回路図を使用し、以下を選択することによって求められます。

$$R_{MPPT1} = \frac{1 - \left(\frac{K_F}{75\%}\right)}{\left(\frac{K_F}{75\%}\right)} \cdot R_{MPPT2}$$

$$R_{MPPT1} = 6.5 \cdot R_{MPPT2}$$

標準的な1%抵抗を使用すると、これは以下のように求められます。

$$R_{MPPT1} = 787k \text{ および } R_{MPPT2} = 121k。$$

### MPPTの誤差項

MPPTの設定ポイントのプログラミングにおける不確定要素は、次の3つの誤差項に限定されます。MPPTピンの漏れ電流、DACの量子化誤差、およびMPPTエラーアンプの有限オフセット誤差です。全ての誤差項は $V_{MP(OS)}$ にまとめられ、標準値は $-45mV$ です。MPPTエラーアンプの入力でのこのオフセットは、INのレギュレーション・ポイント $V_{MP}$ から見た場合には $1/K_R$ になります。

例えば、同じ $K_R = 0.1333$  ( $R_{MPPT1} = 787k$ と $R_{MPPT2} = 121k$ )の場合、 $V_{OC}$ の75%の $V_{MP}$ の設定ポイントから、 $V_{IN}$ では $-45mV$ の $V_{MP(OS)}$ 誤差は $-45mV/0.1333 = -338mV$ になります。 $V_{OC}$ が30Vの場合、 $V_{MP}$ の最小レギュレーション・ポイントは約22.16V、つまり開放電圧の73.9%になります。

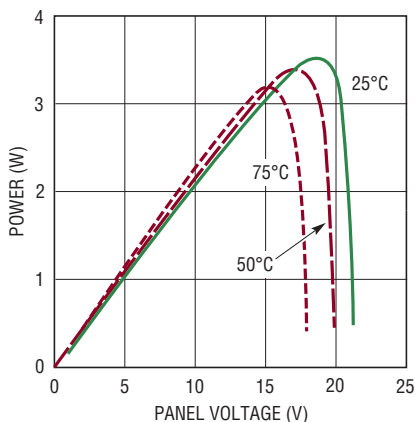


図7. 標準的な3W太陽電池パネルの電力と電圧

太陽電池パネルの電源では、利用可能な電力は上側では短時間で低下し、下側では比較的緩やかに増加します。これを図7の曲線に示します。これらのタイプの電源では、 $V_{MP}$ 電圧を設定する場合、一般に誤差を下側にするのが得策です。これはLTC4121の通常動作なので、ほとんどのユーザーは $V_{MP}$ 電圧が太陽電池パネルのメーカーによって規定されたレベル(あるいはやや下)になるように容易に設計することができます。太陽電池パネルの詳細については、パネルのデータシートを参照してください。

### 入力電圧と最小オン時間

LTC4121はほとんどの動作条件で固定周波数動作を維持します。高い入力電圧と高いスイッチング周波数が選択され、バッテリー電圧が低い特定の状況では、LTC4121が固定周波数動作を維持できないことがあります。これらの要因と、LTC4121の最小オン時間が組み合わせられると、固定周波数動作を維持するにはデューティ・サイクルに下限が加わります。上側スイッチのオン時間は、デューティ・サイクル( $V_{BAT}/V_{IN}$ )とスイッチング周波数 $f_{OSC}$  (Hz)に関係します。

$$t_{ON} = \frac{V_{BAT}}{f_{OSC} \cdot V_{IN}}$$

低バッテリー電圧時に高い入力電圧で動作している場合は、PWM制御アルゴリズムによって、LTC4121の最小オン時間 $t_{MIN(ON)}$ よりオン時間が短いことが要求されるデューティ・サイクルが強制的に試行されることがあります。この最小デューティ・サイクルは1.5MHz動作では約18%であり、750kHz動作では約9%です。これが行われる場合、充電電流とバッテリー電圧はレギュレーション状態を維持しますが、スイッチングのデューティ・サイクルが固定値を維持できないか、スイッチング周波数が設定値の数分の1に減少することがあります。

固定周波数動作を維持するための許容最大入力電圧は次のとおりです。

$$V_{IN(MAX)} = \frac{V_{LOWBAT}}{f_{OSC} \cdot t_{MIN(ON)}}$$

ここで、 $V_{LOWBAT}$ はスイッチャがイネーブルする最小バッテリー電圧です。

## アプリケーション情報

最小オン時間の制約条件を超えても充電電流やバッテリーのフロート電圧には影響しないので、ほとんどの場合はあまり重要ではなく、厳しい結果を恐れることなく設計に高いスイッチング周波数を使用できます。「スイッチング・インダクタの選択」と「入力コンデンサ」のセクションに示すように、スイッチング周波数が高いと小型の基板部品を使用できるので、アプリケーション回路の実装面積が小さくなります。

固定周波数動作は、前述したようにドロップアウトと Burst Mode 動作にも影響を受ける可能性があります。

### スイッチング・インダクタの選択

LTC4121 チャージャでスイッチング・インダクタ値を選択するための主な基準は、そのインダクタで発生するリップル電流です。インダクタンス値が決まったら、そのインダクタの飽和電流定格はインダクタを流れる最大ピーク電流  $I_{L(PEAK)}$  以上にする必要があります。インダクタ電流のピーク値は設定充電電流  $I_{CHG}$  と、リップル電流  $\Delta I_L$  の 1/2 の和です。また、ピーク・インダクタ電流は LTC4121 の電流制限値  $I_{PEAK}$  より低い値に維持する必要があります。

$$I_{L(PEAK)} = I_{CHG} + \frac{\Delta I_L}{2} < I_{PEAK}$$

LTC4121 の電流制限値  $I_{PEAK}$  は最小 585mA (最大 1250mA) です。 $I_{PEAK}$  の標準値は、「標準的性能特性」の「標準的な  $R_{SNS}$  による電流制限  $I_{PEAK}$  と温度」のグラフに示されています。

入力電圧とバッテリー電圧が与えられている場合は、インダクタの値とスイッチング周波数により、次式に従ってピーク・トゥ・ピークのリップル電流振幅が決まります。

$$\Delta I_L = \frac{(V_{IN} - V_{BAT}) \cdot V_{BAT}}{f_{OSC} \cdot V_{IN} \cdot L_{SW}}$$

リップル電流は、通常、設定充電電流  $I_{CHG}$  の 20% ~ 40% の範囲内に設定します。リップル電流をこの範囲に収めるには、次式に従う最も近い標準インダクタンス値を使用してインダクタ値を選択します。

$$L_{SW} \geq \frac{(V_{IN(MAX)} - V_{FLOAT}) \cdot V_{FLOAT}}{f_{OSC} \cdot V_{IN(MAX)} \cdot (30\% \cdot I_{CHG})}$$

その後、飽和電流定格の値が  $I_{L(PEAK)}$  より大きいインダクタを選択します。

### 入力コンデンサ

LTC4121 チャージャは、 $V_{IN}$  ピンで入力電源から直接バイアスされます。この電源は大量のスイッチ電流を供給するので、 $V_{IN}$  の電圧グリッチを最小限に抑えるには、高品質の低 ESR デカップリング・コンデンサを推奨します。バルク容量は目的の入力リップル電圧 ( $\Delta V_{IN}$ ) の関数であり、次の関係に従います。

$$C_{IN(BULK)} = \frac{I_{CHG} \cdot \frac{V_{BAT}}{V_{IN}}}{\Delta V_{IN}} (\mu F)$$

0.01V より大きい入力リップル電圧 ( $\Delta V_{IN}$ ) は推奨しません。ほとんどのチャージャ・アプリケーションでは、通常は 10 $\mu$ F で充満です (電圧定格は 40V)。

また、入力コンデンサは  $V_{IN}$  に電力を供給するソース・インピーダンスでポールを形成します。LTC4121 が  $V_{IN}$  の開放電圧を正確にサンプリングするためには、36ms の  $PW_{MP}$  期間内に R-C 回路網を安定化する必要があります。十分な安定化は、一般に R-C 時定数の 3 ~ 5 倍で行われます。LTC4121 に開放電圧を正しくサンプリングさせるには、 $C_{IN}$  を次のように制限します。

$$C_{IN} < PW_{MP} / (5 \cdot R_{SOURCE})$$

ここで、 $R_{SOURCE}$  は電源のインピーダンスです。太陽電池パネルの場合、これは開放電圧でのパネルのインピーダンスになります。パネルの I-V 曲線から、ソース・インピーダンスは約  $(V_{OC} - V_{MP})/I_{MP}$  になります。通常、 $V_{MP}$  は  $V_{OC}$  の約 80% なので、太陽電池パネルのソース・インピーダンスは次式で概算できます。

$$R_{SOURCE} \approx V_{OC} / (5 \cdot I_{MP})$$

### 逆流防止ダイオード

満充電のバッテリー電圧が BAT ピンに突然加わると、大量の突入電流が LTC4121 の上側パワー・スイッチのボディ・ダイオードを介して  $C_{IN}$  コンデンサを充電します。この電流の振幅は数アンペアを超えることがありますが、LTC4121 はバッテリー電圧

# LTC4121/LTC4121-4.2

## アプリケーション情報

が約11Vより低いことを条件に耐えることができます。この電流を完全に除去するか、または11V～18Vの範囲にバッテリーを充電する場合、BATピンと直列にブロッキング・ダイオードを接続する必要があります。このショットキ・ダイオードには、順方向電流定格が設定充電電流と等しいことと、逆方向ブレークダウン電圧が設定フロート電圧と等しいことが要求されます。図8のダイオードD7は、このダイオードとLTC4121およびLTC4121-4.2との接続方法を示しています。

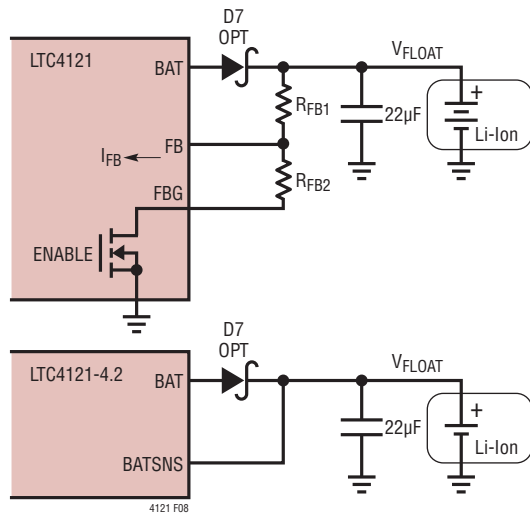


図8. BATピンと直列に接続した逆流防止ダイオード

### BATコンデンサと出力リップル: $C_{BAT}$

LTC4121チャージャの出力では、BATとGNDの間にバイパス容量( $C_{BAT}$ )を接続することが必要です。全てのアプリケーションで22 $\mu$ Fのセラミック・コンデンサが必要です。バッテリーをチャージャ出力から切断できるシステムでは、バイパス容量を追加した方がよい場合があります。この種のアプリケー

ションでは、出力バルク容量を追加しないと過大なリップルや小振幅の発振が発生する可能性があります。また、最適な安定性を確保するため、追加のバルク容量には少量のESRも必要です。これらのアプリケーションでは、セラミック・コンデンサ以外の100 $\mu$ F低ESRコンデンサ(三洋OS-CONまたはPOSCAPなどのチップ・タンタル・コンデンサや有機半導体コンデンサ)を22 $\mu$ Fのセラミック・バイパス・コンデンサと並列にBATとGNDの間に接続するか、大容量のセラミック・コンデンサに1 $\Omega$ 未満の小さなESR抵抗を直列に接続して使用します。この追加のバイパス容量は、バッテリーが長い導線でチャージャに接続されているシステムでも必要な場合があります。 $C_{BAT}$ にかかる全容量の定格電圧は、バッテリーのフロート電圧以上である必要があります。

### 昇圧電源コンデンサ

BOOSTピンは、上側ゲート・ドライバに電力を供給するブートストラップ電源レールを実現します。BOOSTピンの動作電圧は、SWピンが“L”のときは必ずINTV<sub>CC</sub>から内部生成されます。これにより、SWの電圧より高いINTV<sub>CC</sub>のフロート電圧が得られ、BOOSTとSWの間に接続されているコンデンサによって保持されます。電圧定格が6Vでは、10nF～33nFの低ESRセラミック・コンデンサで十分です。

### INTV<sub>CC</sub>電源とコンデンサ

上側と下側のゲート・ドライバおよび他の大部分の内部回路への電源は、INTV<sub>CC</sub>ピンから供給されます。INTV<sub>CC</sub>ピンには、2.2 $\mu$ Fの低ESRセラミック・コンデンサが必要です。INTV<sub>CC</sub>電源の電流制限値( $I_{INTVCC}$ )は比較的小さく、INTV<sub>CC</sub>の電圧値が低くなると値が減少して電力損失を低減します。NTCBIAS回路網以外の外部回路に電力を供給するときは、INTV<sub>CC</sub>の電圧を使用しないでください。RUNピンの電圧がV<sub>EN</sub>より高くなるとINTV<sub>CC</sub>電源がイネーブルされ、INTV<sub>CC</sub>の電圧がUV<sub>INTVCC</sub>より高くなると、チャージャがイネーブルされます。

## アプリケーション情報

### デバイスの電力損失の計算

あらゆる動作条件で接合部温度の最大定格を超えないよう徹底する必要があります。LTC4121パッケージの熱抵抗( $\theta_{JA}$ )は $54^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ですが、露出パッドとPCBの熱的接触が良好なことが前提になっています。アプリケーションでの実際の熱抵抗は、強制空冷やその他の放熱方法と、特にLTC4121を取り付けるPCBの銅箔の量に依存します。充電中の実際の電力損失は、次式により概算されます。

$$P_D = (V_{IN} - V_{BAT}) \cdot I_{TRKL} \\ + V_{IN} \cdot I_{IN(SWITCHING)} \\ + R_{SNS} \cdot I_{CHG}^2 \\ + R_{DSON(TOP)} \cdot \left( \frac{V_{BAT}}{V_{IN}} \right) \cdot I_{CHG}^2 \\ + R_{DSON(BOT)} \cdot \left( 1 - \frac{V_{BAT}}{V_{IN}} \right) \cdot I_{CHG}^2$$

トリクル充電時( $V_{BAT} < V_{TRKL}$ )は、 $I_{TRKL}$ が標準で10mAなので電力損失が大きくなる場合がありますが、通常の充電時には $I_{TRKL}$ の項はゼロです。 $I_{TRKL}$ はINTV<sub>CC</sub>のLDOから供給されるので、 $V_{BAT}$ がINTV<sub>CC</sub>に近づくと $I_{TRKL}$ もゼロになります。

接合部温度は以下の式を使って推算することができます。

$$T_J = T_A + P_D \cdot \theta_{JA}$$

ここで、 $T_A$ は動作中の周囲温度です。

### PCBレイアウト

電磁放射と高周波共振の問題を防ぐには、LTC4121に接続する部品の適切なレイアウトが不可欠です。効率を最大限に高めるために、スイッチ・ノードの立ち上がり時間と立ち下がり時間をできるだけ短くすることが必要です。以下に示すPCB設計の優先リストにより、適切な配置の確保に役立ちます。PCBのレイアウトを行うときは、この特定の順番で以下に示すガイドラインに従ってください。

1. 入力コンデンサ $V_{IN}$ はINピンにできるだけ近づけて配置し、銅箔トレースの長さをできるだけ短くします。入力コンデンサのグランド・リターンはしっかりとしたグランド・プレーンに接続します。
2. インダクタはSWピンにできるだけ近づけて設置します。SWピン・ノードの表面積は最小限に抑えます。充電電流設定値をサポートするために必要な最小のトレース幅にして、他の銅箔トレースとの間隔を最大限に広げ、SWノードと他のノードの間の容量を低減します。
3. BATコンデンサをBATピンに隣接して設置し、グランド・リターンが確実にグランド・プレーンに流れるようにします。
4. アナログ・グランド(RUNピンの抵抗分割器の接地された抵抗、MPPTピンの抵抗分割器、およびINTV<sub>CC</sub>コンデンサのグランド)をしっかりとしたグランド・プレーンに配線します。
5. PROGピンの寄生容量は最小限に抑えることが重要です。このピンに接続するトレースは、隣接する銅箔トレースとの間隔を特別に広くして、できるだけ短くします。
6. MPPTピンとGNDの間の容量を最小限に抑え、MPPTのトレースをスイッチング信号から離して配線することにより、MPPTピンと全てのスイッチング・ピン(SW、BOOST、CHGSNS)の間の結合を低減します。

露出パッドに接続する銅箔面積を最大限に広げます。ビア接続箇所を露出パッドの直下に配置して広い銅箔のグランド・プレーンをLTC4121に接続し、熱伝達を改善します。

LTC4121のPCBレイアウト・データの例については以下のリンクを参照してください。

<http://www.linear-tech.co.jp/product/LTC4121#demoboard>

# LTC4121/LTC4121-4.2

## アプリケーションの例

### 設計例 1

最後のページの図 14 に示されている LTC4121-4.2 の設計例について検討します。入力電力は、開放電圧  $V_{OC} = 21.6V$ 、最大電力電圧  $V_{MP} = 17V$  (開放電圧の 79%) の太陽電池パネルから供給されます。バッテリー・フロート電圧は 4.2V、必要な充電電流は 400mA です。このアプリケーションの最小バッテリー電圧は 2.5V です。

LTC4121-4.2 がオンしている場合、入力電圧の要件はありません。MPPT の設定ポイント  $V_{MP}$  が 21.6V の開放電圧の 79% の場合、この設定ポイントより低い入力電圧で LTC4121-4.2 をオンするように選択することができます。開放電圧の 60% のレベル (13V) を選択します。この選択の結果、RUN ピンの抵抗分割器は  $R_{RUN1} = 464k\Omega$  と  $R_{RUN2} = 107k\Omega$  になります。この RUN ピンの抵抗分割器により、入力電源が 12V を下回ると LTC4121-4.2 はデイスエーブル・モードになります。

これで、MPPT の抵抗分割器が選択され、17V の最大電力点が求められます。17V の最大電力点は開放電圧の 79% になります。これを使って以下の比率を計算します。

$$\frac{V_{MP}}{V_{OC}} = \frac{0.1}{K_R}$$

以下を選択します。

$$K_R = 0.1/0.79 = 0.1266$$

この比率は以下のように  $R_{MPPT1}$  と  $R_{MPPT2}$  を選択することによって求められます。

$$R_{MPPT1} = \frac{(1-0.1266)}{0.1266} R_{MPPT2} = 6.9 \cdot R_{MPPT2}$$

標準的な 1% 抵抗を使用し、 $R_{MPPT1} = 698k\Omega$  と  $R_{MPPT2} = 100k\Omega$  を選択して、0.1253 の  $K_R$  と 17.24V の MPPT の設定ポイントを求めます。

「MPPT の誤差項」のセクションで説明したように、実際のレギュレーション電圧は設定電圧から設定電圧を  $45mV/K_R = 359mV$  下回る値まで変化します。この設計例では、予想されるレギュレーション電圧は 16.88V ~ 17.24V、つまり開放電圧の 78.2% ~ 80.1% になります。

750kHz のスイッチング周波数を選択し、154ns のオン時間を実現します。この時間は最大入力電源電圧および 2.5V の最小バッテリー電圧での  $t_{MIN(ON)}$  より長くなります。

$$t_{ON} = \frac{2.5V}{750kHz \cdot 21.6V} = 154.3 > t_{MIN(ON)}$$

次に、次式を使って、最大電源入力電圧が 17V のときに、インダクタのリプル電流を  $I_{CHG}$  の 30% に維持する最小標準インダクタンス値を求めます。

$$L_{SW} > \frac{(17V - 4.2V) \cdot 4.2V}{750kHz \cdot 17V \cdot (30\% \cdot 400mA)} = 35\mu H$$

次に大きな標準インダクタンス値は  $47\mu H$  です。このインダクタの選択により、90mA のリプル電流と以下のピーク・インダクタ電流  $I_{L(PEAK)}$  になります。

$$I_{L(PEAK)} = 400mA + \frac{(17V - 4.2V) \cdot 4.2V}{2 \cdot 750kHz \cdot 17V \cdot 47\mu H}$$

$$I_{L(PEAK)} = 444mA$$

スイッチのインダクタの飽和電流は  $I_{L(PEAK)}$  より大きくする必要があります。

ここで、定電流動作時に必要な平均充電電流を得るための  $R_{PROG}$  を選択します。次の関係式を満たす最も近い標準的な 1% 抵抗は次のとおりです。

$$R_{PROG} = \frac{h_{PROG} \cdot 1.227V}{400mA} = 3.01k\Omega$$

入力デカップリング・コンデンサに  $C_{IN} = 10\mu F$  を選択して、10mV の入力電圧リップルを実現します。

$$\Delta V_{IN} = \frac{400mA \cdot 4.2V}{17V} = 10mV$$

$C_{IN}$  の最小標準電圧定格は 50V です。

$C_{INTVCC} = 2.2\mu F$  と  $C_{BST} = 22nF$  を選択し、バッテリーのコンデンサを最終的に  $22\mu F$  にします。これらのコンデンサの最小標準電圧定格は 6V です。

## アプリケーションの例

この設計例では、トリクル充電時の最大電力損失は以下のように計算されます。

$$\begin{aligned} P_D &= (17V - 2.5V) \cdot 10mA \\ &\quad + 17V \cdot 2.5mA \\ &\quad + 0.3\Omega \cdot 0.04A^2 \\ &\quad + 0.8\Omega \cdot \frac{4.2V}{17V} \cdot 0.04A^2 \\ &\quad + 0.5\Omega \cdot \left(1 - \frac{2.5V}{17V}\right) \cdot 0.04A^2 \\ &= 0.19W \end{aligned}$$

この損失電力により、接合部温度の上昇は次のようになります。

$$P_D \cdot \Theta_{JA} = 0.19W \cdot 54^\circ C/W = 10.2^\circ C$$

$V_{BAT}$ が $V_{TRK}$ より高いときの通常充電時、 $V_{IN} = 17V$ での「INピンのスイッチング電流と入力電圧」のグラフから $I_{IN(SWITCHING)}$ を2.5mAと推定すると、電力損失は以下のように低減されます。

$$\begin{aligned} P_D &= 17V \cdot 2.5mA \\ &\quad + 0.3\Omega \cdot 0.4A^2 \\ &\quad + 0.8\Omega \cdot \frac{4.2V}{17V} \cdot 0.4A^2 \\ &\quad + 0.5\Omega \cdot \left(1 - \frac{4.2V}{17V}\right) \cdot 0.4A^2 \\ &= 0.18W \end{aligned}$$

この損失電力により、接合部温度は周囲温度より9.8°C高くなります。

### 設計例2

$V_{OC} = 22.4V$ の最大入力電圧と $V_{MP} = 18V$ の最大電力電圧（開放電圧の80.3%）の3.5W以上の太陽電池パネルを使った設計について検討します。400mAの充電電流の場合、最小バッテリー電圧は5V、フロート電圧は8.2Vになります。

MPPTの設定ポイントは開放電圧の80.3%になります。そこで次のように選択します。

$$K_R = 0.1/0.803 = 0.1245$$

この比率は以下のように $R_{MPPT1}$ と $R_{MPPT2}$ を選択することによって求められます。

$$R_{MPPT1} = \frac{(1-0.1245)}{0.1245} R_{MPPT2} = 7.03 \cdot R_{MPPT2}$$

標準的な1%抵抗を使用し、 $R_{MPPT1} = 715k\Omega$ と $R_{MPPT2} = 102k\Omega$ を選択して、0.1248の $K_R$ と17.94VのMPPTの公称設定ポイントを求めます。MPPTの誤差項の影響を含め、予想されるMPPTのレギュレーション電圧は17.58V～17.94V（開放電圧の78.5%～80.1%）の間で変化します。

次に、表2に記載されている1%精度の標準値を使用した外付けの帰還抵抗分割器 $R_{FB1}/R_{FB2}$ があります。

$$R_{FB1} = 2.05M\Omega$$

$$R_{FB2} = 845k\Omega$$

これらの抵抗と、FBGピンの内部抵抗を組み合わせると、バッテリーのフロート電圧は8.22Vになります。

RUNピンの抵抗分割器を選択して、太陽電池の出力が14.7Vに達したらチャージャがオンするようにします。これは、 $R_{RUN1} = 536k\Omega$ と $R_{RUN2} = 107k\Omega$ を選択することによって可能になります。この選択により、入力が13.52Vを下回るとチャージャはオフします。

スイッチング周波数は1.5MHzに選択され、最小5Vのバッテリー電圧に対する最小オン時間の要件を満たします。

$$t_{ON} = \frac{5V}{1.5MHz \cdot 17.94V} = 186ns > t_{MIN(ON)}$$

30%のリップル電流の場合、最小標準インダクタンス値は次式のとおりです。

$$L_{SW} > \frac{(17.94V - 8.2V) \cdot 8.2V}{1.5MHz \cdot 17.94V \cdot (30\% \cdot 400mA)} = 24.8\mu H$$

これより大きな最も近い標準インダクタ値は33 $\mu H$ です。33 $\mu H$ のインダクタを使用すると、ピーク・インダクタ電流は445mAに、リップル電流の振幅 $\Delta I_L$ は90mAになります。ピーク・インダクタ電流より飽和電流が大きいインダクタを選択します。

最も近い標準的な1%抵抗値として $R_{PROG} = 3.01k$ を選択して、定電流動作時に403mAの充電電流を実現します。

# LTC4121/LTC4121-4.2

## アプリケーションの例

$C_{IN} = 10\mu\text{F}$ に50V定格のコンデンサを選択して、10mVの入力電圧リップルを実現します。また、 $C_{INTVCC} = 2.2\mu\text{F}$ 、 $C_{BOOST} = 22\text{nF}$ には6V定格のコンデンサを、 $C_{BAT} = 22\mu\text{F}$ には10V定格のコンデンサを選択します。

フロート電圧が大きなダイオードD7をBATピンと直列に接続することにより、満充電バッテリーが接続された場合に $R_{SNS}$ 抵抗の絶対最大電流定格を超えるのを防止します。

この設計例では、トリクル充電時の最大電力損失は以下を前提として計算されます。 $V_{BAT} = 5.7\text{V}$ 、 $V_{IN} = 19\text{V}$ 、「標準的性能特性」のセクションの「INピンのスイッチング電流と入力電圧」のグラフで $V_{IN} = 19\text{V}$ と $\text{FREQ} = \text{INTVCC}$ から $I_{IN(\text{SWITCHING})}$ を4mAと推定。

$$\begin{aligned}
 P_D &= 19\text{V} \cdot 4\text{mA} \\
 &+ 0.3\Omega \cdot 0.04\text{A}^2 \\
 &+ 0.8\Omega \cdot \frac{5.7\text{V}}{19\text{V}} \cdot 0.04\text{A}^2 \\
 &+ 0.5\Omega \cdot \left(1 - \frac{5.7\text{V}}{19\text{V}}\right) \cdot 0.04\text{A}^2 \\
 &= 77\text{mW}
 \end{aligned}$$

この損失電力により、接合部温度の上昇は次のようになります。

$$P_D \cdot \Theta_{JA} = 0.077\text{W} \cdot 54^\circ\text{C}/\text{W} = 4.2^\circ\text{C}$$

$V_{BAT} = 8.2\text{V}$ のときの通常充電時で、 $V_{IN}$ が17.94VのMPPT電圧と仮定すると、電力損失は以下の値まで増加します。

$$\begin{aligned}
 P_D &= 18\text{V} \cdot 4\text{mA} \\
 &+ 0.3\Omega \cdot 0.04\text{A}^2 \\
 &+ 0.8\Omega \cdot \frac{8.2\text{V}}{19\text{V}} \cdot 0.04\text{A}^2 \\
 &+ 0.5\Omega \cdot \left(1 - \frac{8.2\text{V}}{19\text{V}}\right) \cdot 0.04\text{A}^2 \\
 &= 0.22\text{W}
 \end{aligned}$$

この損失電力により、接合部温度は周囲温度より12°C高くなります。

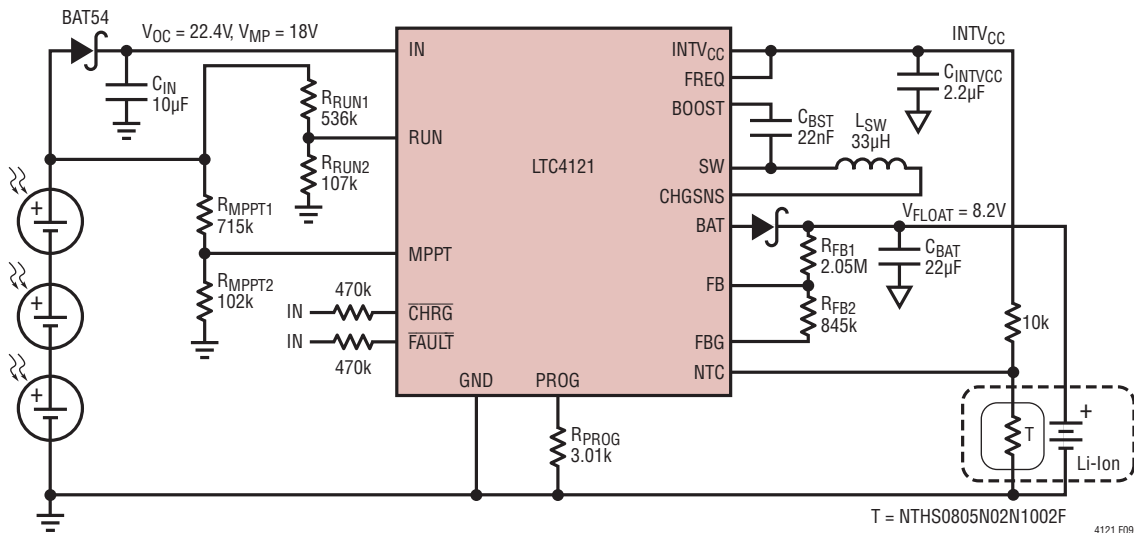


図9. LTC4121を使用した設計例2



## アプリケーションの例

## 設計例3

フロート電圧の温度補償機能を備えた密封型鉛蓄電池チャージャの設計について検討します。密閉型鉛蓄電池は、セルの温度が上昇するに従ってフロート電圧を下げる必要があります。LTC4121の場合、これは図10に示すように、帰還ピンの抵抗分割器のNTCサーミスタを使って行います。

上記の図10の回路を使用することにより、図11に示すように、フロート電圧は温度上昇に従って自動的に低下します。この設計例ではNTCピンが接地されてNTC制限付き充電がディスエーブルされ、広い温度範囲でのフロート電圧の設定を特

長とします。NTCピンの回路網を設計例1や設計例4のように接続した場合、チャージャは0°Cより低いか40°Cより高いとディスエーブルされます。

設計例3の密封型鉛蓄電池チャージャは、6.2V～40Vの範囲が可能な可変電源から充電するように構成されています。スイッチ周波数は750kHzに設定され、 $V_{BAT} = 4.2V$ での最小オン時間の要件を満たします。また、47 $\mu H$ のスイッチ・インダクタが選択され、 $V_{IN} = 40V$ でのリップル電流が $I_{CHG}$ の30%未満に保たれます。

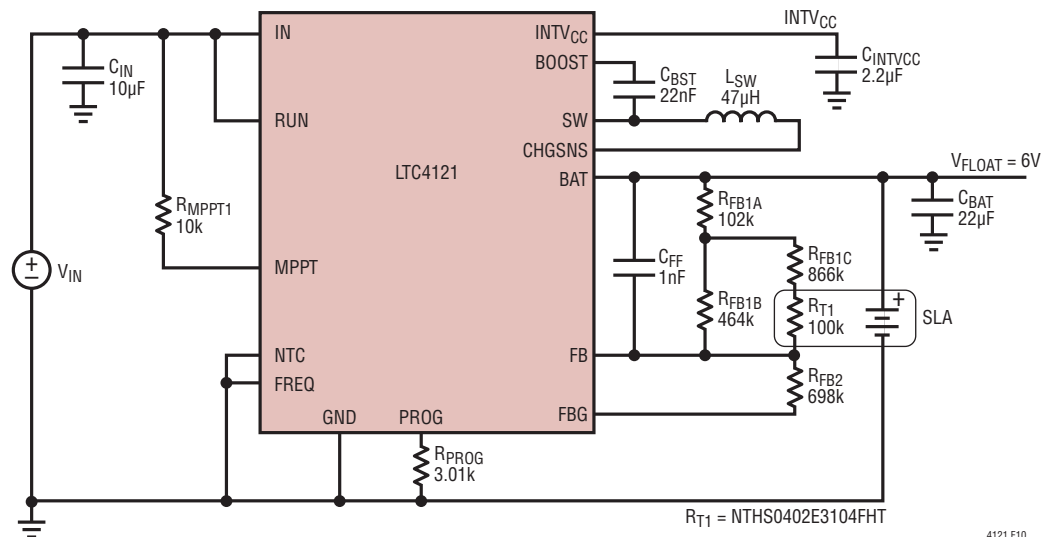


図10. 設計例3、LTC4121を使用したSLAの充電

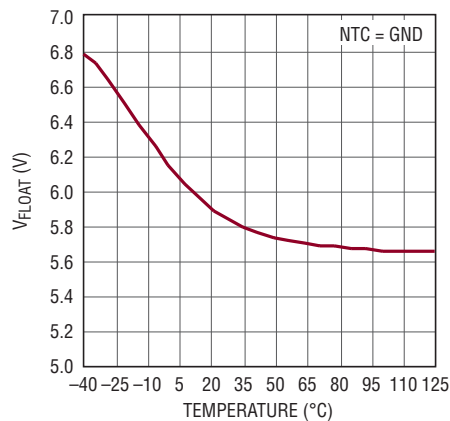


図11. 密封型鉛蓄電池のフロート電圧

## アプリケーションの例

### 設計例 4

抵抗性電源からのリチウムイオン・チャージャの設計について検討します。抵抗性の電源電圧の場合、最大電力点は開放電圧の50%になります。 $R_{MPPT1} = 332k$ と $R_{MPPT2} = 82.5k$ による $K_R = 0.199$ を使って、50%の最大電力点を設定します。この回路網は、R-C時定数( $R_{IN} \cdot C_{IN}$ )が $PW_{MP}/5$ を超えない限り、任意の値の入力抵抗で最大電力点での入力電圧を維持します。ここで、 $C_{IN}$ は $22\mu F$ です。

$100\Omega$ のソース・インピーダンスの場合、入力電圧レギュレーション・ループは、 $9V \sim 28.3V$ の $V_{IN}$ 範囲で約49%の比率( $V_{MP}/V_{IN}$ )を維持します。 $8.7V$ より低い入力電圧では、 $V_{BAT} = 4.2V$ のときのMPPTの設定ポイントは $DUVLO$ を下回ります。

また、 $28.3V$ より高い電圧では、チャージャは $400mA$ の設定満充電電流になり、MPPTのレギュレーションを解放します。LTC4121が $V_{IN}$ を安定化している間、バッテリー充電電流は利用可能な入力電力に追従するために自動的に調整されます。図13は $V_{BAT}$ を $4.0V$ に保った状態で測定した回路性能で、電源と直列に $R_{IN} = 100\Omega$ を接続したときの $V_{IN(OC)}$ に対する $V_{MP}/V_{OC}$ の比率および $I_{BAT}$ を示しています。

$L_{SW}$ は、 $V_{IN} = 16V$ でのリップル電流を $I_{CHG}$ の30%未満に保つサイズにします。FBピンの回路網は $V_{FLOAT} = 4.2V$ になるように設定します。NTC回路網は、バッテリー温度が $0^\circ C \sim 40^\circ C$ の範囲のときに充電をイネーブルするように構成します。

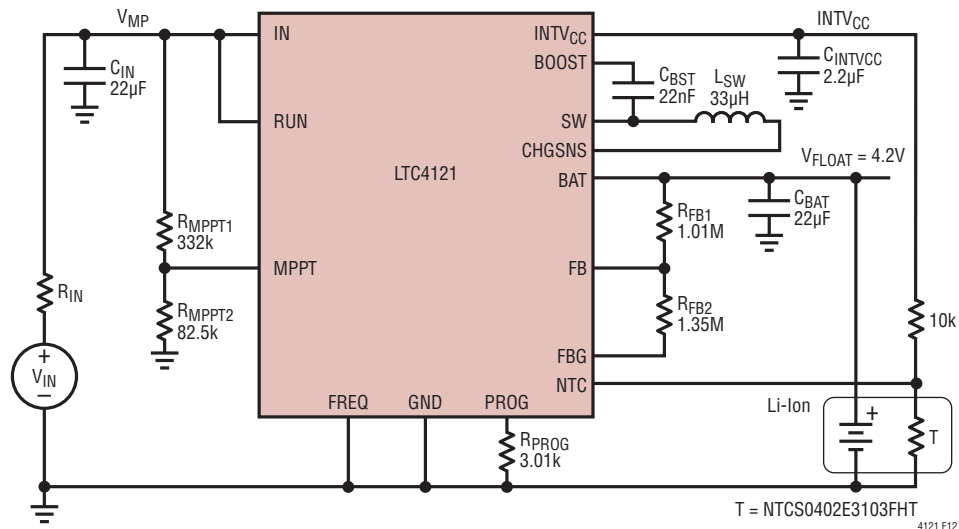


図12. 設計例4、抵抗性電源のMPPT機能を備えたLTC4121 2セル・リチウムイオン・チャージャ

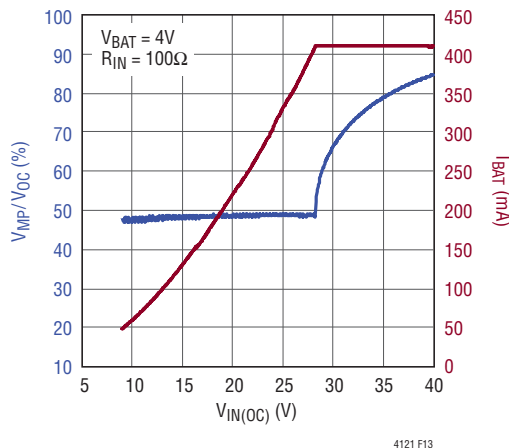
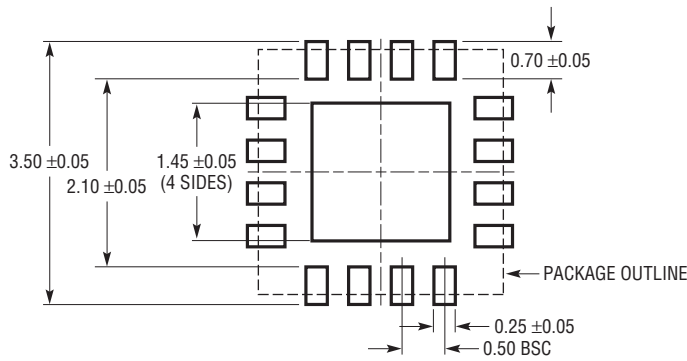


図13.  $V_{IN(OC)}$  に対する  $V_{MP}/V_{OC}$  および  $I_{BAT}$

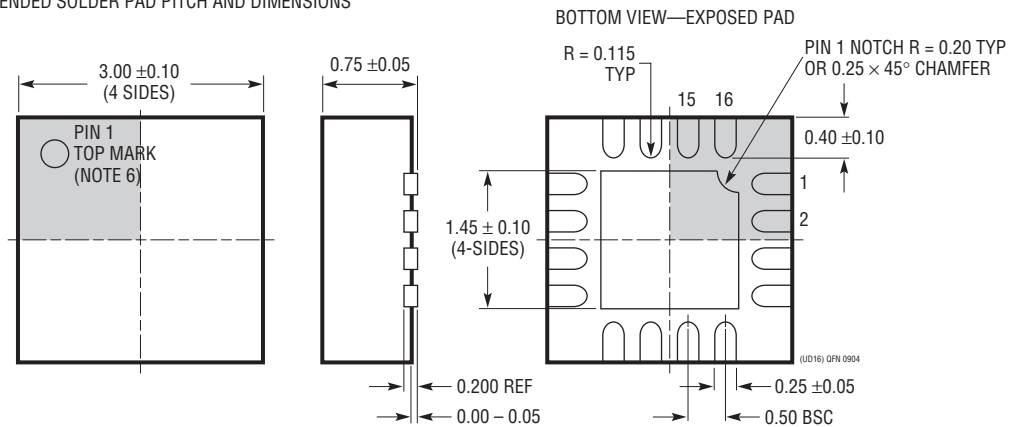
## パッケージ

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

### UD Package 16-Lead Plastic QFN (3mm × 3mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1691 Rev 0)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS



注記：

1. 図面は JEDEC のパッケージ外形 M0-220 のバリエーション (WEED-2) に適合
2. 図は実寸とは異なる
3. すべての寸法はミリメートル
4. 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
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 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

# LTC4121/LTC4121-4.2

## 標準的応用例

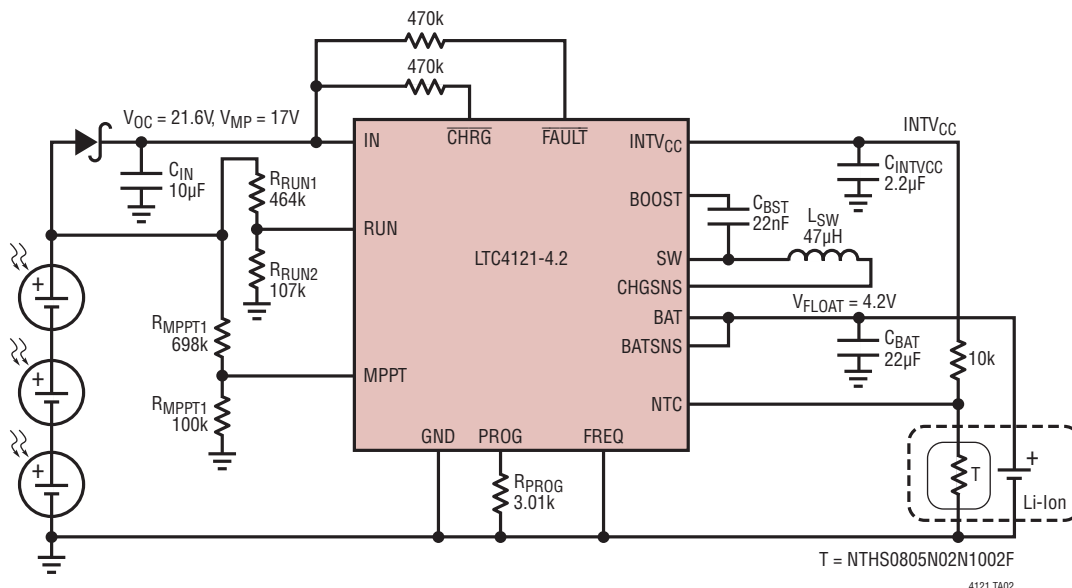


図 14. LTC4121-4.2 を使用した設計例 1

## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LT <sup>®</sup> 3650-8.2/ LT3650-8.4	モノリシック 2A スイッチ・モード 非同期 2セル・リチウムイオン・ バッテリー・チャージャ	スタンドアロン型、 $9V < V_{IN} < 32V$ (絶対最大定格: 40V)、1MHz、2A のプログラム可能な 充電電流、タイマまたは C/10 による充電終了、小型で外付け部品数が少ない、 3mm×3mm DFN-12 パッケージ、「-8.2」はフロート電圧が 4.1V のバッテリー 2 個向け、 「-8.4」はフロート電圧が 4.2V のバッテリー 2 個向け
LT3650-4.1/ LT3650-4.2	モノリシック 2A スイッチ・モード 非同期 1セル・リチウムイオン・ バッテリー・チャージャ	スタンドアロン型、 $4.75V < V_{IN} < 32V$ (絶対最大定格: 40V)、1MHz、2A の プログラム可能な充電電流、タイマまたは C/10 による充電終了、小型で外付け部品数が 少ない、3mm×3mm DFN-12 パッケージ、「-4.1」はフロート電圧が 4.1V のバッテリー向け、 「-4.2」はフロート電圧が 4.2V のバッテリー向け
LT3652HV	パワー・トラッキング 2A バッテリー・ チャージャ	(MPPT) 太陽光発電アプリケーションでのピーク・パワー・トラッキング向けの 入力電源電圧レギュレーション・ループ、 $4.95V < V_{IN} < 34V$ (絶対最大定格: 40V)、 1MHz、2A の充電電流、 $3.3V < V_{OUT} < 18V$ 。 タイマまたは C/10 による充電終了、3mm×3mm DFN-12 パッケージおよび MSOP-12 パッケージ
LTC4070	リチウムイオン/ポリマー・ バッテリー向けのシャント・ バッテリー・チャージャ・システム	低動作電流: 450nA、フロート電圧精度: 温度とシャント電流の全範囲で 1%、 内部シャント電流: 最大 50mA (外付け PFET 使用時は 500mA)、ピンで選択可能な フロート電圧: 4.0V、4.1V、4.2V。超低消費電力のパルス化 NTC フロート電圧調整により、 リチウムイオン/ポリマー・バッテリーを保護、8ピン (2mm×3mm) DFN および MSOP
LTC4071	ローバッテリー切断機能付き リチウムイオン/ポリマー・ バッテリー向けシャント・バッテリー・ チャージャ・システム	バック保護回路内蔵、10nA 未満のローバッテリー切断機能により、過放電からバッテリーを 保護。低動作電流: 550nA、フロート電圧精度: 温度とシャント電流の全範囲で 1%、 内部シャント電流: 最大 50mA、ピンで選択可能なフロート電圧: 4.0V、4.1V、4.2V。 超低消費電力のパルス化 NTC フロート電圧調整により、リチウムイオン/ ポリマー・バッテリーを保護、8ピン (2mm×3mm) DFN および MSOP
LTC4065/ LTC4065A	スタンドアロン型 リチウムイオン・バッテリー・ チャージャ (2mm×2mm DFN)	フロート電圧: $4.2V \pm 0.6\%$ 、充電電流: 最大 750mA、「A」バージョンには /ACPR 機能あり。 2mm×2mm DFN パッケージ