

# バッテリー充電および パワーマネージメント用の 高電圧高電流コントローラ

## 特長

- DC/DCコンバータと組み合わせて高性能バッテリー・チャージャを実現
- 広い入力および出力電圧範囲: 3V~60V
- 入力理想ダイオードによる低損失逆電流防止と負荷分担
- 出力理想ダイオードによる低損失 PowerPath™ 制御およびバッテリーとの負荷分担
- バッテリーが深放電した状態で瞬時オン動作
- プログラム可能な入力電流と充電電流: ±1% 精度
- 高精度のプログラム可能なフロート電圧: ±0.25%
- C/X または タイマによる充電終了をプログラム可能
- NTC 入力を使用した温度による充電制御
- 28ピン 4mm×5mm QFN または SSOP パッケージ

## アプリケーション

- 高電力バッテリー・チャージャ・システム
- 高性能な携帯計測器
- 産業用バッテリー搭載機器
- ノートブック/サブノートブック・コンピュータ

## 概要

LTC®4000は多くの外部補償付きDC/DC電源をフル機能バッテリー・チャージャに変える、高電圧高性能コントローラです。

LTC4000のバッテリー・チャージャは、高精度(±0.25%)のプログラム可能なフロート電圧、選択可能なタイマまたは電流による充電終了、NTCサーミスタを使用した温度による充電制御、自動再充電、深放電したセルに対するC/10でのトリクル充電、不良バッテリーの検出、状態インジケータ出力などの機能を備えています。バッテリー・チャージャは高精度の電流検出機能も備えているため、低い検出電圧が可能で、高電流アプリケーションに対応できます。

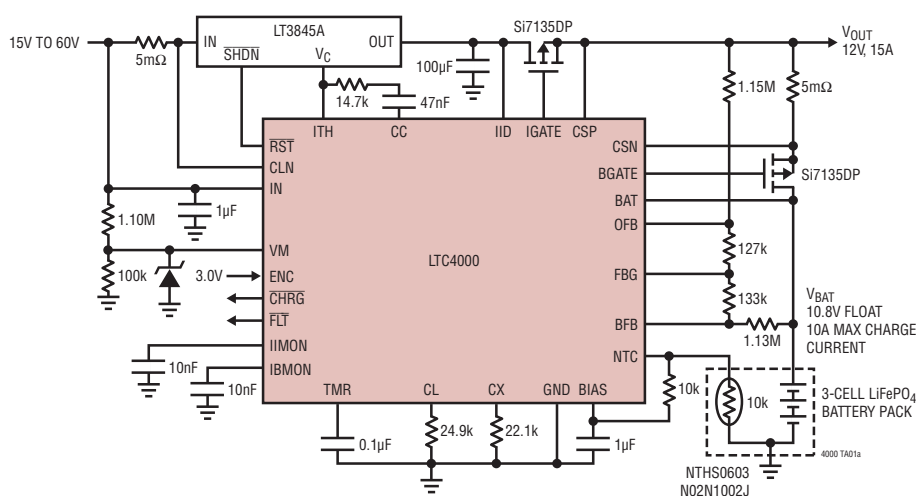
LTC4000はインテリジェントなPowerPath制御を採用しています。外付けPFETにより、低損失の逆電流保護を行います。もう1つの外付けPFETにより、バッテリーの低損失充放電を行います。また、この2つめのPFETは、深放電したバッテリーや短絡フォールト状態のバッテリーに接続されている場合でも下流のシステムに直ちに電力を供給できる瞬時オン動作を容易に可能にします。

LTC4000は高さの低い28ピン4mm×5mm QFNパッケージとSSOPパッケージで供給されます。

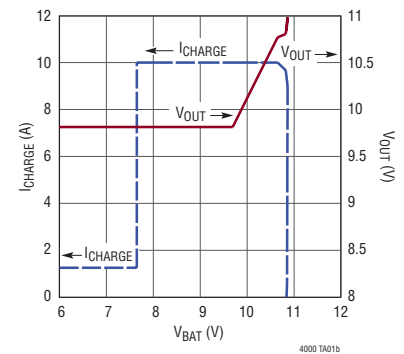
LT、LT、LTC、LTM、Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリアリテックノロジー社の登録商標です。PowerPathはリアリテックノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

## 標準的応用例

3個のLiFePO<sub>4</sub>セル用の48Vから10.8V/10Aの降圧コンバータ・チャージャ



充電電流およびV<sub>OUT</sub>のプロファイルと充電サイクル中のV<sub>BAT</sub>



4000fb

# LTC4000

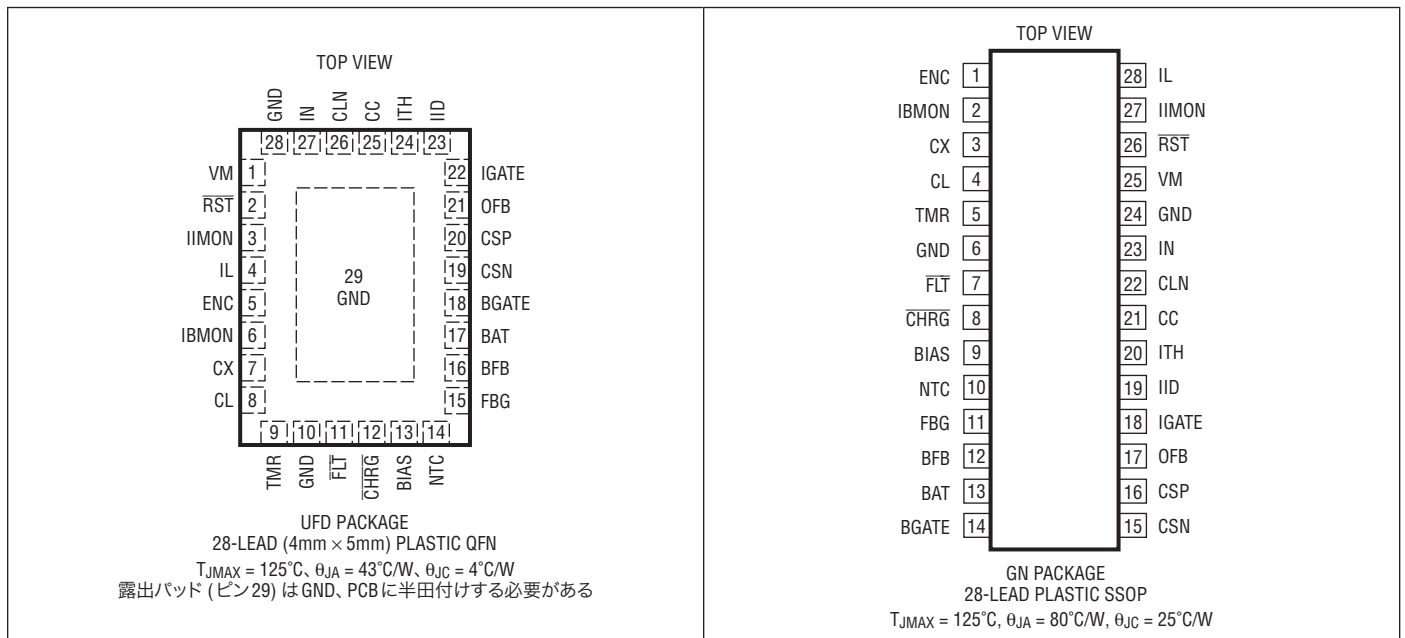
## 絶対最大定格

(Note 1)

IN, CLN, IID, CSP, CSN, BAT .....	-0.3V ~ 62V
IN-CLN, CSP-CSN.....	-1V ~ 1V
OFB, BFB, FBG .....	-0.3V ~ 62V
FBG .....	-1mA ~ 2mA
IGATE.....	Max (V <sub>IID</sub> , V <sub>CSP</sub> ) - 10V ~ Max (V <sub>IID</sub> , V <sub>CSP</sub> )
BGATE.....	Max (V <sub>BAT</sub> , V <sub>CSN</sub> ) - 10V ~ Max (V <sub>BAT</sub> , V <sub>CSN</sub> )
ENC, CX, NTC, VM .....	-0.3V ~ V <sub>BIAS</sub>
IL, CL, TMR, IIMON, CC .....	-0.3V ~ V <sub>BIAS</sub>

BIAS.....	-0.3V ~ Min (6V, V <sub>IN</sub> )
IBMON .....	-0.3V ~ Min (V <sub>BIAS</sub> , V <sub>CSP</sub> )
ITH.....	-0.3V ~ 6V
CHRG, FLT, RST.....	-0.3V ~ 62V
CHRG, FLT, RST.....	-1mA ~ 2mA
動作接合部温度範囲	
(Note 2) .....	125°C
保存温度範囲.....	-65°C ~ 150°C

## ピン配置



## 発注情報

鉛フリー仕様	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
LTC4000EUFDPBF	LTC4000EUFDPB	4000	28-Lead (4mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC4000IUFDPBF	LTC4000IUFDPB	4000	28-Lead (4mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC4000EGNPBF	LTC4000EGNPB	LTC4000GN	28-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LTC4000IGNPBF	LTC4000IGNPB	LTC4000GN	28-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C

さら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。\* 温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。非標準の鉛ベース仕様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。

鉛フリー仕様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

●は全動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値。注記がない限り、 $V_{IN} = V_{CLN} = 3\text{V} \sim 60\text{V}$  (Note 2, 3)。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{IN}$	Input Supply Operating Range		●	3		60	V
$I_{IN}$	Input Quiescent Operating Current				0.4		mA
$I_{BAT}$	Battery Pin Operating Current	$V_{IN} \geq 3\text{V}$ , $V_{CSN} = V_{CSP} \geq V_{BAT}$	●		50	100	$\mu\text{A}$
	Battery Only Quiescent Current	$V_{IN} = 0\text{V}$ , $V_{CSN} = V_{CSP} \leq V_{BAT}$	●		10	20	$\mu\text{A}$

## シャットダウン

	ENC Input Voltage Low		●			0.4	V
	ENC Input Voltage High		●	1.5			V
	ENC Pull-Up Current	$V_{ENC} = 0\text{V}$		-4	-2	-0.5	$\mu\text{A}$
	ENC Open Circuit Voltage	$V_{ENC} = \text{Open}$	●	1.5	2.5		V

## 電圧レギュレーション

$V_{BFB\_REG}$	Battery Feedback Voltage		●	1.133 1.120	1.136 1.136	1.139 1.147	V V
	BFB Input Current	$V_{BFB} = 1.2\text{V}$			$\pm 0.1$		$\mu\text{A}$
$V_{OFB\_REG}$	Output Feedback Voltage		●	1.176	1.193	1.204	V
	OFB Input Current	$V_{OFB} = 1.2\text{V}$			$\pm 0.1$		$\mu\text{A}$
$R_{FBG}$	Ground Return Feedback Resistance		●		100	400	$\Omega$
$V_{RECHRG(RISE)}$	Rising Recharge Battery Threshold Voltage	% of $V_{BFB\_REG}$	●	96.9	97.6	98.3	%
$V_{RECHRG(HYS)}$	Recharge Battery Threshold Voltage Hysteresis	% of $V_{BFB\_REG}$			0.5		%
$V_{OUT(INST\_ON)}$	Instant-On Battery Voltage Threshold	% of $V_{BFB\_REG}$	●	82	86	90	%
$V_{LOBAT}$	Falling Low Battery Threshold Voltage	% of $V_{BFB\_REG}$	●	65	68	71	%
$V_{LOBAT(HYS)}$	Low Battery Threshold Voltage Hysteresis	% of $V_{BFB\_REG}$			3		%

## 電流レギュレーション

	Ratio of Monitored-Current Voltage to Sense Voltage	$V_{IN,CLN} \leq 50\text{mV}$ , $V_{IIMON}/V_{IN,CLN}$ $V_{CSP,CSN} \leq 50\text{mV}$ , $V_{IBMON}/V_{CSP,CSN}$	●	18.5	20	21	V/V
$V_{OS}$	Sense Voltage Offset	$V_{CSP,CSN} \leq 50\text{mV}$ , $V_{CSP} = 60\text{V}$ or $V_{IN,CLN} \leq 50\text{mV}$ , $V_{IN} = 60\text{V}$ (Note 4)		-300		300	$\mu\text{V}$
	CLN, CSP, CSN Common Mode Range	(Note 4)	●	3		60	V
	CLN Pin Current				$\pm 1$		$\mu\text{A}$
	CSP Pin Current	$V_{IGATE} = \text{Open}$ , $V_{IID} = 0\text{V}$			90		$\mu\text{A}$
	CSN Pin Current	$V_{BGATE} = \text{Open}$ , $V_{BAT} = 0\text{V}$			45		$\mu\text{A}$
$I_{IL}$	Pull-Up Current for the Input Current Limit Programming Pin		●	-55	-50	-45	$\mu\text{A}$
$I_{CL}$	Pull-Up Current for the Charge Current Limit Programming Pin		●	-55	-50	-45	$\mu\text{A}$
$I_{CL\_TRKL}$	Pull-Up Current for the Charge Current Limit Programming Pin in Trickle Charge Mode	$V_{BFB} < V_{LOBAT}$	●	-5.5	-5.0	-4.5	$\mu\text{A}$
	Input Current Monitor Resistance to GND			40	90	140	k $\Omega$
	Charge Current Monitor Resistance to GND			40	90	140	k $\Omega$
	A4, A5 Error Amp Offset for the Current Loops (See Figure 1)	$V_{CL} = 0.8\text{V}$ , $V_{IL} = 0.8\text{V}$	●	-10	0	10	mV
	Maximum Programmable Current Limit Voltage Range		●	0.985	1.0	1.015	V

# LTC4000

## 電気的特性

●は全動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値。注記がない限り、 $V_{IN} = V_{CLN} = 3V \sim 60V$  (Note 2, 3)。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>充電終了</b>							
	CX Pin Pull-Up Current	$V_{CX} = 0.1V$	●	-5.5	-5.0	-4.5	$\mu\text{A}$
$V_{CX,IBMON(OS)}$	CX Comparator Offset Voltage, IBMON Falling	$V_{CX} = 0.1V$	●	0.5	10	25	mV
$V_{CX,IBMON(HYS)}$	CX Comparator Hysteresis Voltage				5		mV
	TMR Pull-Up Current	$V_{TMR} = 0V$			-5.0		$\mu\text{A}$
	TMR Pull-Down Current	$V_{TMR} = 2V$			5.0		$\mu\text{A}$
	TMR Pin Frequency	$C_{TMR} = 0.01\mu\text{F}$		400	500	600	Hz
	TMR Threshold for CX Termination		●		2.1	2.5	V
$t_T$	Charge Termination Time	$C_{TMR} = 0.1\mu\text{F}$	●	2.3	2.9	3.5	h
$t_T/t_{BB}$	Ratio of Charge Terminate Time to Bad Battery Indicator Time	$C_{TMR} = 0.1\mu\text{F}$	●	3.95	4	4.05	h/h
$V_{NTC(COLD)}$	NTC Cold Threshold	$V_{NTC}$ Rising, % of $V_{BIAS}$	●	73	75	77	%
$V_{NTC(HOT)}$	NTC Hot Threshold	$V_{NTC}$ Falling, % of $V_{BIAS}$	●	33	35	37	%
$V_{NTC(HYS)}$	NTC Thresholds Hysteresis	% of $V_{BIAS}$			5		%
$V_{NTC(OPEN)}$	NTC Open Circuit Voltage	% of $V_{BIAS}$	●	45	50	55	%
$R_{NTC(OPEN)}$	NTC Open Circuit Input Resistance				300		k $\Omega$
<b>電圧モニタおよびオープン・ドレインの状態ピン</b>							
$V_{VM(TH)}$	VM Input Falling Threshold		●	1.176	1.193	1.204	V
$V_{VM(HYS)}$	VM Input Hysteresis				40		mV
	VM Input Current	$V_{VM} = 1.2V$			$\pm 0.1$		$\mu\text{A}$
$I_{RST,CHRG,FLT(LKG)}$	Open Drain Status Pins Leakage Current	$V_{PIN} = 60V$			$\pm 1$		$\mu\text{A}$
$V_{RST,CHRG,FLT(VOL)}$	Open Drain Status Pins Voltage Output Low	$I_{PIN} = 1\text{mA}$	●			0.4	V
<b>入力の PowerPath 制御</b>							
	Input PowerPath Forward Regulation Voltage	$V_{IID,CSP}, 3V \leq V_{CSP} \leq 60V$	●	0.1	8	20	mV
	Input PowerPath Fast Reverse Turn-Off Threshold Voltage	$V_{IID,CSP}, 3V \leq V_{CSP} \leq 60V,$ $V_{IGATE} = V_{CSP} - 2.5V,$ $\Delta I_{IGATE}/\Delta V_{IID,CSP} \geq 100\mu\text{A/mV}$	●	-90	-50	-20	mV
	Input PowerPath Fast Forward Turn-On Threshold Voltage	$V_{IID,CSP}, 3V \leq V_{CSP} \leq 60V,$ $V_{IGATE} = V_{IID} - 1.5V,$ $\Delta I_{IGATE}/\Delta V_{IID,CSP} \geq 100\mu\text{A/mV}$	●	40	80	130	mV
	Input Gate Turn-Off Current	$V_{IID} = V_{CSP}, V_{IGATE} = V_{CSP} - 1.5V$			-0.3		$\mu\text{A}$
	Input Gate Turn-On Current	$V_{CSP} = V_{IID} - 20\text{mV},$ $V_{IGATE} = V_{IID} - 1.5V$			0.3		$\mu\text{A}$
$I_{IGATE(FASTOFF)}$	Input Gate Fast Turn-Off Current	$V_{CSP} = V_{IID} + 0.1V,$ $V_{IGATE} = V_{CSP} - 3V$			-0.5		mA
$I_{IGATE(FASTON)}$	Input Gate Fast Turn-On Current	$V_{CSP} = V_{IID} - 0.2V,$ $V_{IGATE} = V_{IID} - 1.5V$			0.7		mA
$V_{IGATE(ON)}$	Input Gate Clamp Voltage	$I_{IGATE} = 2\mu\text{A}, V_{IID} = 12V \text{ to } 60V,$ $V_{CSP} = V_{IID} - 0.5V,$ Measure $V_{IID} - V_{IGATE}$	●		13	15	V
	Input Gate Off Voltage	$I_{IGATE} = -2\mu\text{A}, V_{IID} = 3V \text{ to } 59.9V,$ $V_{CSP} = V_{IID} + 0.5V,$ Measure $V_{CSP} - V_{IGATE}$	●		0.45	0.7	V

4000fb

## 電气的特性

●は全動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = V_{CLN} = 3V \sim 60V$  (Note 2, 3)。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
<b>バッテリーのPowerPath制御</b>							
	Battery Discharge PowerPath Forward Regulation Voltage	$V_{BAT,CSN}, 2.8V \leq V_{BAT} \leq 60V$	●	0.1	8	20	mV
	Battery PowerPath Fast Reverse Turn-Off Threshold Voltage	$V_{BAT,CSN}, 2.8V \leq V_{BAT} \leq 60V$ , Not Charging, $V_{BGATE} = V_{CSN} - 2.5V$ , $\Delta I_{BGATE} / \Delta V_{BAT,CSN} \geq 100\mu\text{A}/\text{mV}$	●	-90	-50	-20	mV
	Battery PowerPath Fast Forward Turn-On Threshold Voltage	$V_{BAT,CSN}, 2.8V \leq V_{CSN} \leq 60V$ , $V_{BGATE} = V_{BAT} - 1.5V$ , $\Delta I_{BGATE} / \Delta V_{BAT,CSN} \geq 100\mu\text{A}/\text{mV}$	●	40	80	130	mV
	Battery Gate Turn-Off Current	$V_{BGATE} = V_{CSN} - 1.5V$ , $V_{CSN} \geq V_{BAT}$ , $V_{OVB} < V_{OUT(INST\_ON)}$ and Charging in Progress, or $V_{CSN} = V_{BAT}$ and Not Charging			-0.3		$\mu\text{A}$
	Battery Gate Turn-On Current	$V_{BGATE} = V_{BAT} - 1.5V$ , $V_{CSN} \geq V_{BAT}$ , $V_{OVB} > V_{OUT(INST\_ON)}$ and Charging in Progress, or $V_{CSN} = V_{BAT} - 20\text{mV}$			0.3		$\mu\text{A}$
$I_{BGATE(FASTOFF)}$	Battery Gate Fast Turn-Off Current	$V_{CSN} = V_{BAT} + 0.1V$ and Not Charging, $V_{BGATE} = V_{CSN} - 3V$			-0.5		mA
$I_{BGATE(FASTON)}$	Battery Gate Fast Turn-On Current	$V_{CSN} = V_{BAT} - 0.2V$ , $V_{BGATE} = V_{BAT} - 1.5V$			0.7		mA
$V_{BGATE(ON)}$	Battery Gate Clamp Voltage	$I_{BGATE} = 2\mu\text{A}$ , $V_{BAT} = 12V$ to $60V$ , $V_{CSN} = V_{BAT} - 0.5V$ , Measure $V_{BAT} - V_{BGATE}$	●		13	15	V
	Battery Gate Off Voltage	$I_{BGATE} = -2\mu\text{A}$ , $V_{BAT} = 2.8V$ to $60V$ , $V_{CSN} = V_{BAT} + 0.5V$ and not Charging, Measure $V_{CSN} - V_{BGATE}$	●		0.45	0.7	V

## BIASレギュレータの出力および制御ピン

$V_{BIAS}$	BIAS Output Voltage	No Load	●	2.4	2.9	3.5	V
$\Delta V_{BIAS}$	BIAS Output Voltage Load Regulation	$I_{BIAS} = -0.5\text{mA}$			-0.5	-10	%
	BIAS Output Short-Circuit Current	$V_{BIAS} = 0V$			-12		mA
	Transconductance of Error Amp	$CC = 1V$			0.5		mA/V
	Open Loop DC Voltage Gain of Error Amp	$CC = \text{Open}$			80		dB
$I_{ITH(PULL\_UP)}$	Pull-Up Current on the ITH Pin	$V_{ITH} = 0V$ , $CC = 0V$		-6	-5	-4	$\mu\text{A}$
$I_{ITH(PULL\_DOWN)}$	Pull-Down Current on the ITH Pin	$V_{ITH} = 0.4V$ , $CC = \text{Open}$	●	0.5	1		mA
	Open Loop DC Voltage Gain of ITH Driver	$ITH = \text{Open}$			60		dB

**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可能性がある。

**Note 2:** LTC4000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。LTC4000Eは、 $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の接合部温度で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。LTC4000Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で保証されている。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。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( $P_D(\text{W})$ )から次式に従って計算される。

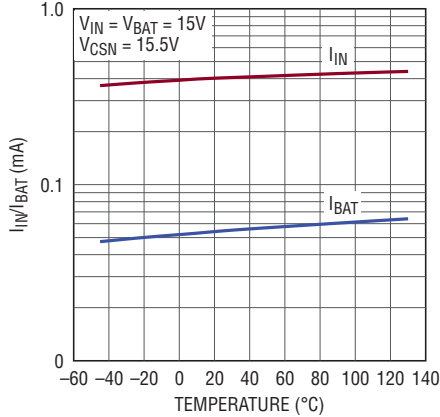
$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA}), \text{ここで、}\theta_{JA}(^{\circ}\text{C}/\text{W})\text{はパッケージの熱抵抗。}$$

**Note 3:** 注記がない限り、ピンに流れ込む電流は全てプラスで、全ての電圧はGNDを基準にしている。

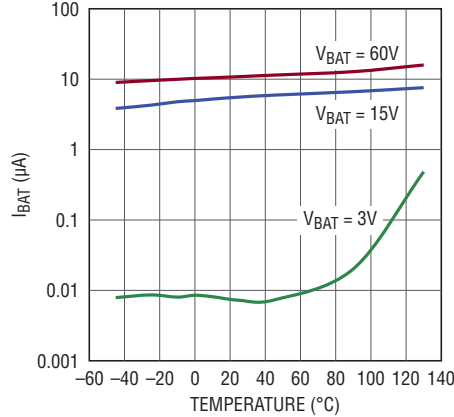
**Note 4:** これらのパラメータは設計によって保証されており、全数テストは行われない。

## 標準的性能特性

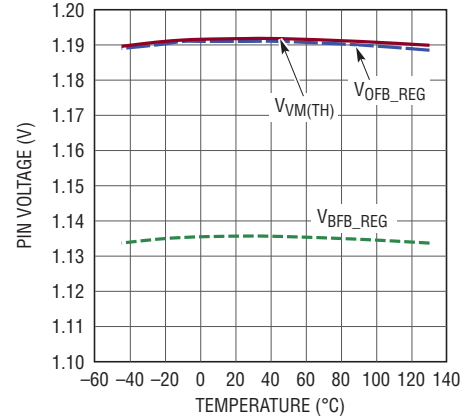
入力消費電流および  
バッテリー消費電流と温度



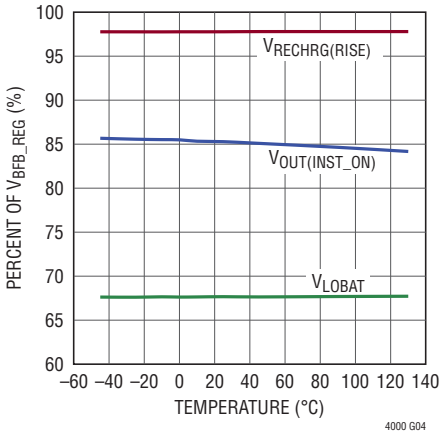
バッテリーのみの消費電流と温度



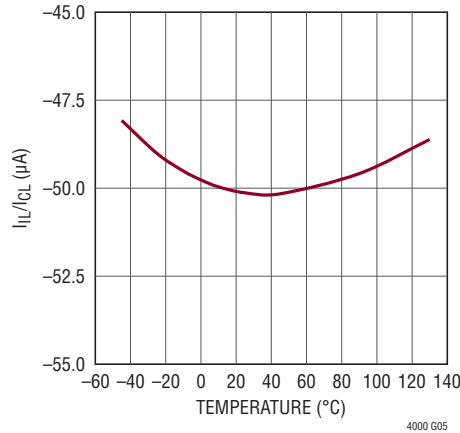
バッテリー・フロート電圧帰還、  
出力電圧レギュレーション帰還および  
VM下降時スレッシュホールドと温度



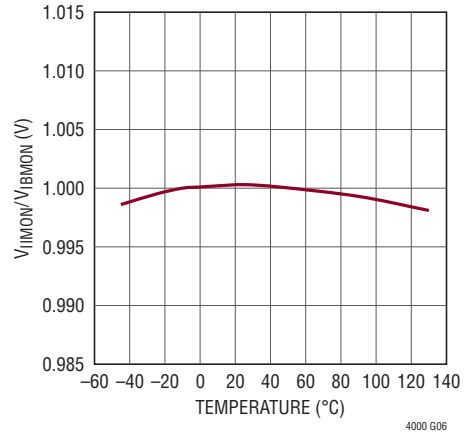
バッテリー・スレッシュホールド: バッテリー・フロート  
帰還のパーセンテージとしての上昇時  
再充電、瞬時オン・レギュレーションおよび  
低バッテリーの各スレッシュホールドと温度



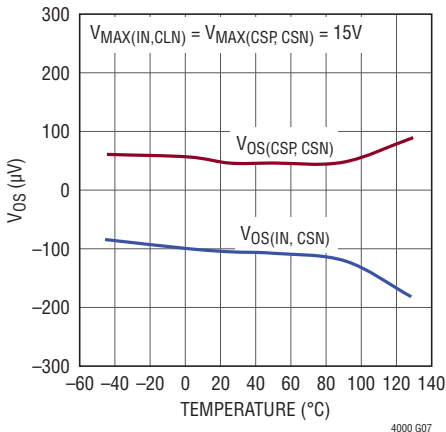
ILおよびCLのプルアップ電流と  
温度



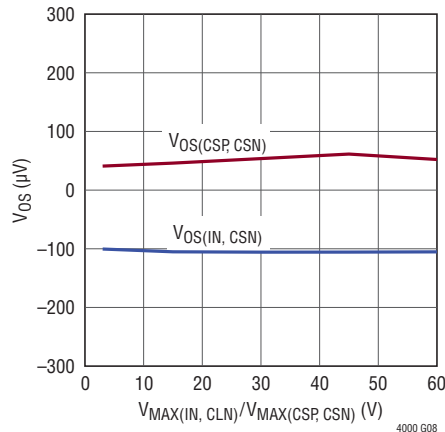
プログラム可能な最大電流制限  
電圧と温度



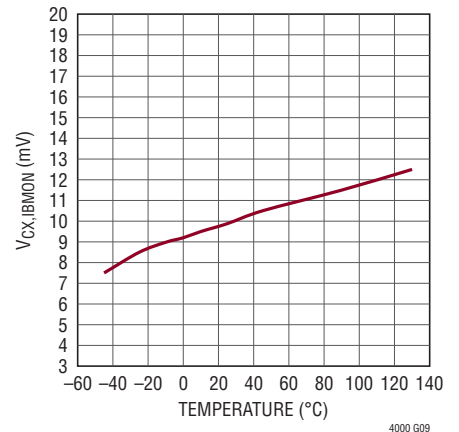
電流検出オフセット電圧と温度



電流検出オフセット電圧と  
同相電圧範囲

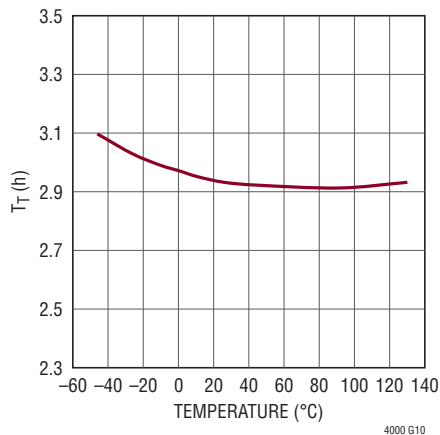


V\_IBMON 下降時のCXコンパレータの  
オフセットと温度

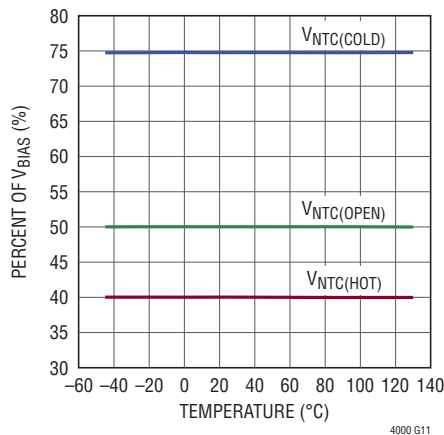


標準的性能特性

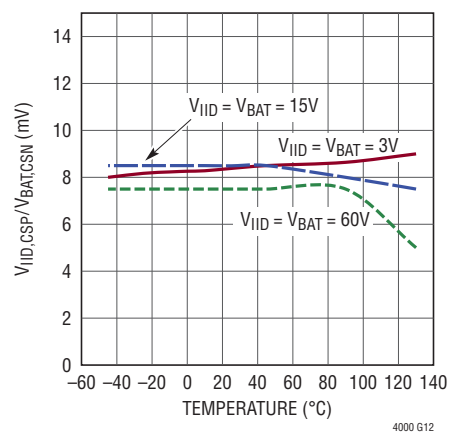
0.1 $\mu$ F タイマ・コンデンサ使用時の  
充電終了時間と温度



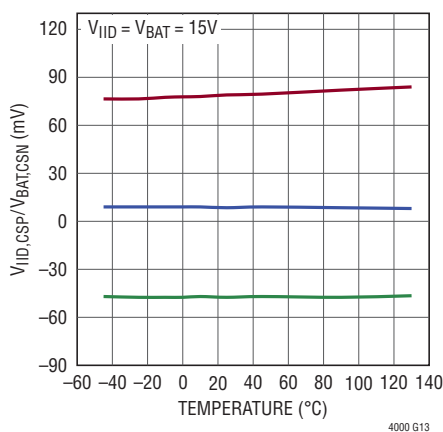
NTC スレッシュホールドと温度



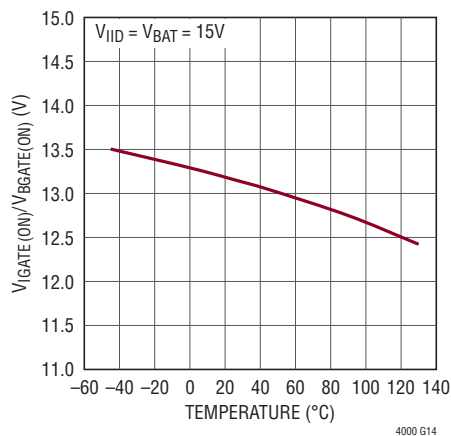
PowerPath の順方向電圧の  
安定化と温度



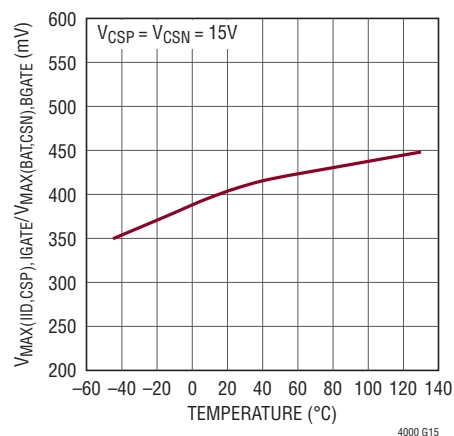
PowerPath の高速オフ、高速オン  
および順方向レギュレーションと  
温度



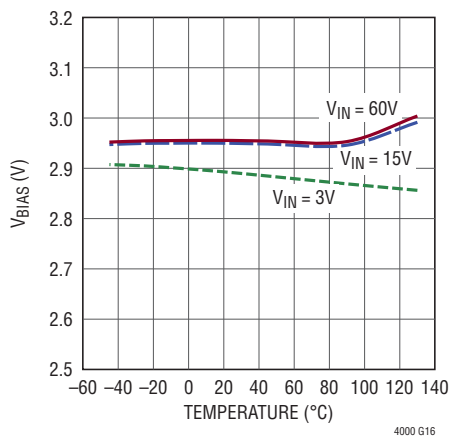
PowerPath のターンオン・ゲート  
クランプ電圧と温度



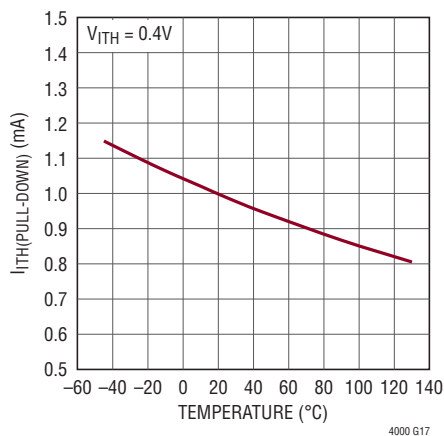
PowerPath のターンオフ・ゲート  
電圧と温度



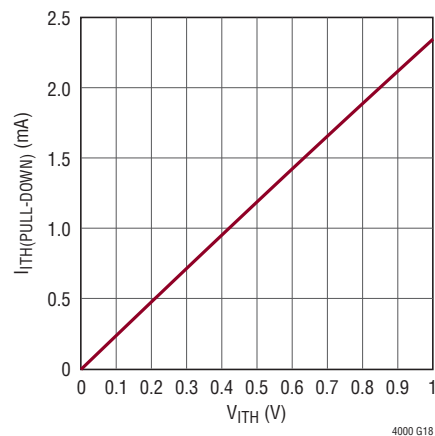
0.5mA 負荷での BIAS 電圧と温度



I\_TH プルダウン電流と温度



I\_TH プルダウン電流と V\_I TH



## ピン機能 (QFN/SSOP)

**VM (ピン1/ピン25) :** 電圧モニタ入力。スレッシュホールドが1.193V (標準)の高精度コンパレータへの高インピーダンス入力です。このピンはRST出力ピンの状態を制御します。モニタする電圧とGNDの間に抵抗分割器( $R_{VM1}$ 、 $R_{VM2}$ )を接続し、センタータップ・ポイントをこのピンに接続します。モニタする電圧の下降時スレッシュホールドは次のように計算されます。

$$V_{VM\_RST} = \frac{R_{VM1} + R_{VM2}}{R_{VM2}} \cdot 1.193V$$

ここで、 $R_{VM2}$ はVMピンとGNDの間のボトム抵抗です。電圧モニタ機能を使用しない場合、BIASピンに接続します。

**RST (ピン2/ピン26) :** 高電圧オープン・ドレインのリセット出力。VMピンの電圧が1.193Vより下になると、この状態ピンが“L”になります。このピンがコンバータのイネーブル・ピンに接続されているとき、このピンが“L”にドライブされると、DC/DCコンバータをディスエーブルすることができます。このピンはLEDをドライブして、モニタされる電圧の視覚的狀態インジケータを与えることもできます。このピンを使用しない場合はGNDに短絡します。

**IIMON (ピン3/ピン27) :** 入力電流モニタ。このピンの電圧は入力検出抵抗( $R_{IS}$ )両端の検出電圧( $V_{IN,CLN}$ )の20倍(標準)なので、入力電流に比例した電圧を与えます。入力電流の時間平均を表す電圧を得るには、適切なコンデンサをこのピンに接続します。入力電流制限機能をディスエーブルするには、このピンをGNDに短絡します。

**IL (ピン4/ピン28) :** 入力電流制限のプログラミング。入力電流プログラミング抵抗( $R_{IL}$ )をこのピンに接続します。このピンは50 $\mu$ Aの電流をソースします。レギュレーション・ループはこのピンの電圧を入力電流モニタ電圧( $V_{IIMON}$ )と比較し、それに従ってITHピンをドライブし、プログラムされた入力電流リミットを超えないようにします。入力電流リミットは次式を使って決めます。

$$I_{LIM} = 2.5\mu A \cdot \left( \frac{R_{IL}}{R_{IS}} \right)$$

ここで、 $R_{IS}$ はINピンおよびCLNピンに接続されたセンス抵抗です。50mV/ $R_{IS}$ の最大入力電流リミットの場合、このピンをオープンのままにします。

**ENC (ピン5/ピン1) :** 充電イネーブル・ピン。高インピーダンスのデジタル入力ピンです。充電をイネーブルするにはこのピンを1.5Vより上にし、充電をディスエーブルするには0.5Vより下にします。このピンをオープンのままにすると、内部2 $\mu$ Aプルアップ電流がこのピンを2.5V(標準)にプルアップします。

**IBMON (ピン6/ピン2) :** バッテリ充電電流モニタ。このピンの電圧はバッテリ電流検出抵抗( $R_{CS}$ )両端の検出電圧( $V_{CSP,CSN}$ )の20倍(標準)なので、バッテリ充電電流に比例した電圧を与えます。バッテリ充電電流の時間平均を表す電圧を得るには、適切なコンデンサをこのピンに接続します。充電電流制限機能をディスエーブルするには、このピンをGNDに短絡します。

**CX (ピン7/ピン3) :** 充電電流終了のプログラミング。充電電流終了プログラミング抵抗( $R_{CX}$ )をこのピンに接続します。このピンはコンパレータへの高インピーダンス入力で、5 $\mu$ Aの電流をソースします。このピンの電圧が充電電流モニタ電圧( $V_{IBMON}$ )を超えると、 $\overline{CHRG}$ ピンは高インピーダンスになり、CXスレッシュホールドに達したことを表示します。これが起きると、TMRピンがBIASピンに短絡されていれば充電電流は直ちに停止します。そうでなければ、充電終了タイマの時間が経過するまで、充電が継続します。充電電流終了の値は次式を使って決めます。

$$I_{C/X} = \frac{(0.25\mu A \cdot R_{CX}) - 0.5mV}{R_{CS}}$$

ここで、 $R_{CS}$ はCSPピンとCSNピンの間に接続されたセンス抵抗です。 $R_{CX} = R_{CL} \leq 19.1k\Omega$ であれば( $R_{CL}$ は充電電流プログラミング抵抗)、充電電流終了値は最大充電電流の1/10であることに注意してください(一般にC/10として知られています)。CX終了をディスエーブルするには、このピンをGNDに短絡します。

**CL (ピン8/ピン4) :** 充電電流制限のプログラミング。充電電流プログラミング抵抗( $R_{CL}$ )をこのピンに接続します。このピンは50 $\mu$ Aの電流をソースします。レギュレーション・ループはこのピンの電圧を充電電流モニタ電圧( $V_{IBMON}$ )と比較し、それに従ってITHピンをドライブし、プログラムされた充電電流リミットを超えないようにします。充電電流リミットは次式を使って決めます。

$$I_{CLIM} = 2.5\mu A \cdot \left( \frac{R_{CL}}{R_{CS}} \right)$$



## ピン機能 (QFN/SSOP)

ここで、 $R_{CS}$  は CSP ピンと CSN ピンの間に接続されたセンス抵抗です。50mV/ $R_{CS}$  の最大充電電流リミットの場合、このピンをオープンのままにします。

**TMR (ピン9/ピン5) :** 充電タイマ。104 秒の充電終了時間および 26 秒の不良バッテリー・インジケータ時間ごとに 1nF の外部容量 ( $C_{TMR}$ ) を GND に接続します。不良バッテリー・インジケータ時間および充電終了時間が経過するのを防いで、連続トリクル充電およびトップオフ・フロート電圧レギュレーション充電を可能にするには、GND に短絡します。不良バッテリー検出をディスエーブルし、C/X 充電終了をイネーブルするには、BIAS に短絡します。

**GND (ピン10、28、29/ピン6、24) :** デバイスのグランド・ピン。グランド・ピンを、適切な電気的動作のため、適切な PCB の銅グランド・プレーンに接続します。定格熱性能を得るには QFN パッケージの露出パッドを PCB のグランドに半田付けする必要があります。

**FLT、CHRG (ピン11、ピン12/ピン7、ピン8) :** 充電状態インジケータ・ピン。これらのピンは高電圧のオープン・ドレインのプルダウン・ピンです。FLT ピンは、充電中に低温度状態または過温度状態になるとき、または充電中に不良バッテリー・インジケータ時間より長い時間 BFB ピンの電圧が低バッテリー・スレッショルドを下回るとプルダウンします。充電サイクルの間 CHRG ピンがプルダウンします。これら 2 つのピンの状態の組み合わせによって表示される特定のモードの詳細については、「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。これらのピンのそれぞれを、電圧源に接続された抵抗に直列な LED によってプルアップして視覚的な状態インジケータを構成します。これらのピンを使用しない場合は GND に短絡します。

**BIAS (ピン13/ピン9) :** 2.9V レギュレータの出力。少なくとも 470nF のバイパス・コンデンサを接続して、この 2.9V の安定化された電圧出力をバイパスします。このピンを使って、NTC ピンの電圧を設定する抵抗分割器をバイアスします。

**NTC (ピン14/ピン10) :** サーミスタ入力。サーミスタを NTC から GND に接続し、対応する抵抗を BIAS から NTC に接続します。このピンの電圧レベルにより、バッテリー温度が充電するのに安全であるかどうかが決まります。充電するのに安全ではない温度をサーミスタが示すと、充電電流と充電タイマが一時停

止します。温度が安全領域に戻ると、充電が再開されます。温度によって管理される充電機能をディスエーブルするには、ピンをオープンのままにするか、またはコンデンサに接続します。

**FBG (ピン15/ピン11) :** 帰還グランド・ピン。これは、BFB ピンおよび OFB ピンに接続された抵抗分割器のグランド・リターン・ピンです。IN の電圧が有効になると (>3V (標準)) 直ちにこのピンの GND への抵抗は 100Ω になります。IN の電圧が有効でないとき、このピンは GND から切断され、バッテリーが唯一の電力源である間、BFB ピンと OFB ピンに接続された抵抗分割器がバッテリーから電流を流出させないようにします。

**BFB (ピン16/ピン12) :** バッテリー帰還電圧ピン。このピンはバッテリーの電圧レベルを検出するのに使われる高インピーダンス入力です。レギュレーション状態では、バッテリー・フロート電圧ループがこのピンの電圧を 1.136V (標準) に設定します。このピンを、BAT ピンと FBG ピンの間の帰還抵抗分割器のセンターノードに接続して、バッテリー・フロート電圧を設定します。バッテリー・フロート電圧は次のように求めることができます。

$$V_{\text{FLOAT}} = \frac{R_{\text{BFB2}} + R_{\text{BFB1}}}{R_{\text{BFB2}}} \cdot 1.136\text{V}$$

**BAT (ピン17/ピン13) :** バッテリーパックの接続。バッテリーをこのピンに接続します。このピンはバッテリーの理想ダイオード・ドライバのアノードです (カソードは CSN ピンです)。

**BGATE (ピン18/ピン14) :** 外部バッテリー PMOS ゲート・ドライバ出力。充電中でないとき、BGATE ピンは外部 PMOS をドライブし、この PMOS は BAT ピン (アノード) ピンから CSN (カソード) ピンへの理想ダイオードとして振る舞います。これにより、追加に必要な電力を、バッテリーから、CSN ピンに接続されている下流システムに効率よく供給することができます。

深放電したバッテリーを充電しているとき、BGATE ピンは、出力帰還電圧 (OFB ピン) をバッテリー・フロート電圧の 86% に設定するように (標準 0.974V) 安定化されます。これにより、瞬時オン機能が可能になり、LTC4000 が深放電したバッテリーを充電しているとき、直ちに有効な電圧レベルを出力に供給します。OFB ピンの電圧が標準値 0.974V を超えると、BGATE ピンが “L” にドライブされ、CSN ピンから BAT ピンへの効率のよい充電経路が確保されます。

## ピン機能 (QFN/SSOP)

**CSN (ピン19/ピン15) :** 充電電流検出の負入力およびバッテリー理想ダイオードのカソード。センス抵抗をこのピンとCSPピンの間に接続します。LTC4000はこのセンス抵抗両端の電圧を検出し、それをCLピンで設定された電圧の1/20 (標準) に等しい電圧に安定化します。最大安定化検出電圧は50mVです。CSNピンはバッテリー理想ダイオード・ドライバのカソード入力でもあります(アノード入力はBATピンです)。充電電流制限を望まないならば、このピンをCSPピンに接続します。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。

**CSP (ピン20/ピン16) :** 充電電流検出の正入力および入力理想ダイオードのカソード。充電電流検出とレギュレーションのために、センス抵抗をこのピンとCSNピンの間に接続します。充電電流レギュレーション機能をディスエーブルするには、この入力をCSNに接続します。このピンは入力理想ダイオード・ドライバのカソードでもあります(アノードはIIDピンです)。

**OFB (ピン21/ピン17) :** 出力帰還電圧ピン。このピンは出力電圧レベルを検出するのに使われる高インピーダンス入力ピンです。レギュレーション状態では、出力電圧ループがこの帰還ピンの電圧を1.193Vに設定します。このピンをCSPピンとFBGピンの間の抵抗分割器のセンターノードに接続し、(バッテリー充電が終了し、全出力負荷電流がこの入力から供給されるとき)出力電圧を設定します。出力電圧は次のように求めることができます。

$$V_{OUT} = \frac{R_{OVB2} + R_{OVB1}}{R_{OVB2}} \cdot 1.193V$$

深放電したバッテリーの充電中( $V_{OVB} < V_{OUT(INST\_ON)}$ )、BGATEに接続されたバッテリー用PowerPath PMOSが制御され、この帰還ピンの電圧を0.974V (バッテリー・フロート電圧の約86%)に設定します。瞬時オン出力電圧は次のとおりです。

$$V_{OUT(INST\_ON)} = \frac{R_{OVB2} + R_{OVB1}}{R_{OVB2}} \cdot 0.974V$$

**IGATE (ピン22/ピン18) :** 入力PMOSゲート・ドライブ出力。IGATEピンは外部PMOSをドライブします。その結果、INピンの電圧が動作範囲(3V~60V)内にある場合、このPMOSはIIDピン(アノード)からCSPピン(カソード)への理想ダイオードとして振る舞います。INピンの電圧が動作範囲内でない場合、この入力PMOSがオフになるようにするには、IGATEピンからCSPピンに10Mの抵抗を接続します。

**IID (ピン23/ピン19) :** 入力理想ダイオードのアノード。このピンは入力理想ダイオード・ドライバのアノードです(カソードはCSPピンです)。

**ITH (ピン24/ピン20) :** 高インピーダンスの制御電圧ピン。どのレギュレーション・ループ(入力電流、充電、バッテリー・フロート電圧、または出力電圧)でもそのリミットに達したことを表示すると、ITHピンは電流をシンクし(最大1mA)、その特定のループをリミットに安定化します。多くのアプリケーションで、このITHピンはDC/DCコンバータの制御/補償ノードに接続されます。外部プルアップがないと、このピンの動作電圧範囲はGND~2.5Vです。外部プルアップを使う場合、このピンの電圧を6Vまでプルアップすることができます。このピンに接続されたインピーダンスは、ループ全体の利得に影響を与えること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。

**CC (ピン25/ピン21) :** コンバータ補償ピン。R-CネットワークをこのピンからITHピンに接続して、使用されるコンバータの適切なループ補償を行います。特定のDC/DCコンバータのための適切なR-Cネットワークの選択の説明と手順については、「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。

**CLN (ピン26/ピン22) :** 入力電流検出の負入力。このピンとINピンの間にセンス抵抗を接続します。LTC4000はこのセンス抵抗両端の電圧を検出し、それをILピンで設定された電圧の1/20 (標準) に等しい電圧に安定化します。入力電流制限を望まないならば、このピンをINピンに接続します。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。

**IN (ピン27/ピン23) :** 入力電源電圧: 3V~60V。内部回路とBIASピンに電力を供給します。下流のシステムへの電力源とバッテリー・チャージャをこのピンに接続します。このピンは入力電流制限の正の検出ピンでもあります。このピンとCLNピンの間にセンス抵抗を接続します。入力電流制限を望まないならば、このピンをCLNに接続します。このピンからグラウンドに0.1μFのローカル・バイパス・コンデンサを接続することを推奨します。

ブロック図

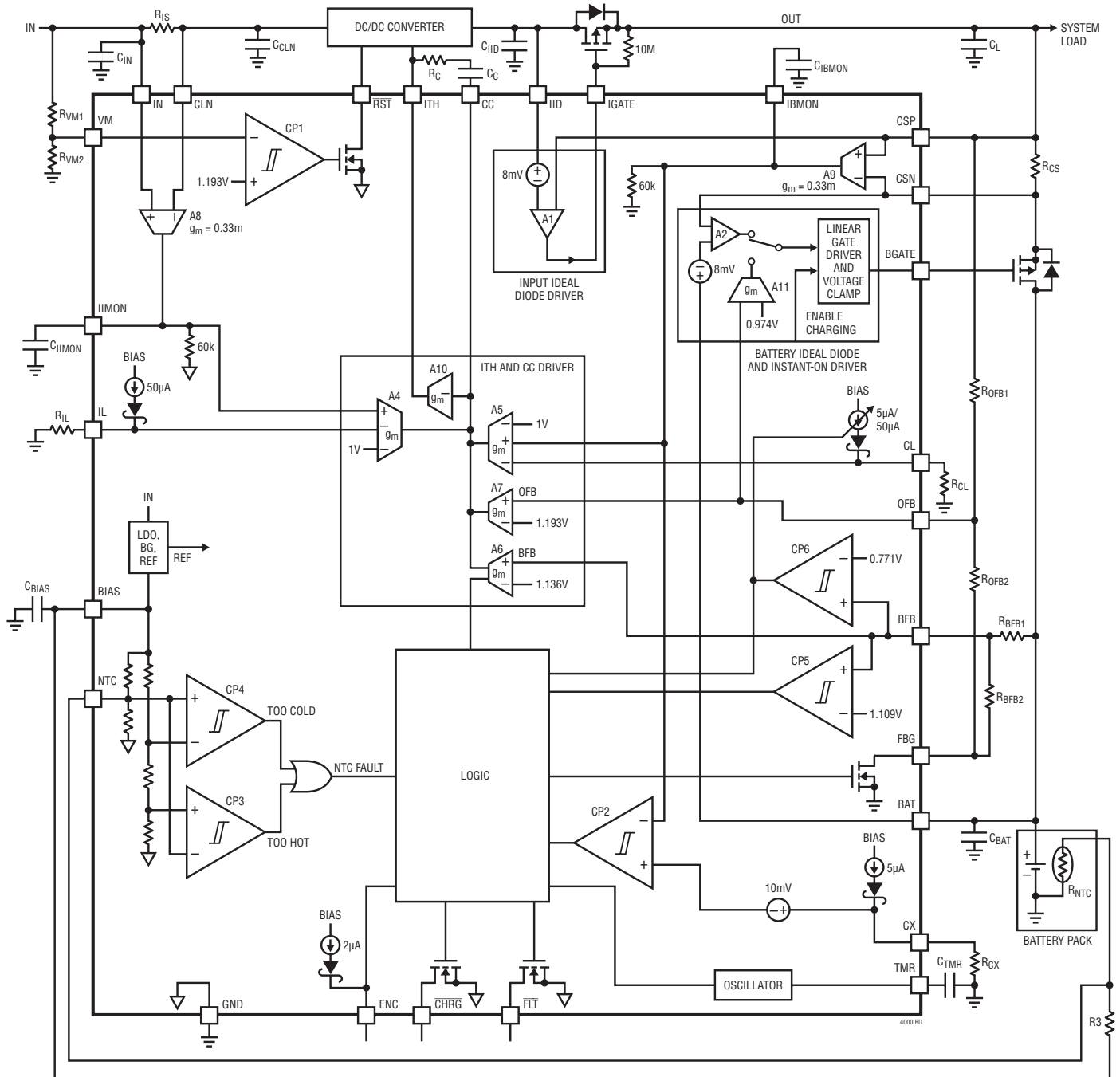


図1. LTC4000の機能ブロック図

## 動作

### 概要

LTC4000は、外部補償されたDC/DCコンバータを、PowerPathコントロールを備えた高性能バッテリー・チャージャへ簡単に交換できるように設計されています。このデバイスがDC/DCコンバータに要求するのは、出力に伴って正方向に単調に電圧レベルが変化する(通常VCまたはITHと名前が付いている)制御ピンまたは外部補償ピンを備えていることだけです。出力変数は出力電圧または出力電流のどちらでもかまいません。以下の説明では、図1のブロック図を参照してください。

LTC4000には、入力電流、充電電流、バッテリー・フロート電圧、および出力電圧の4つのレギュレーション・ループ(A4-A7)が備わっています。どのループであれ、そのレギュレーションにITHピンの最小の電圧を必要とするループが外部DC/DCコンバータを制御します。

入力電流レギュレーション・ループは、(ILに抵抗を使って)プログラムされた入力電流制限を定常状態で超えないようにします。充電電流レギュレーション・ループは、(CLに抵抗を使って)プログラムされたバッテリー充電電流制限を超えないようにします。フロート電圧レギュレーション・ループは、(BATからFBGに接続された抵抗分割器をBFBを介して使って)プログラムされたバッテリー・スタック電圧を超えないようにします。出力電圧レギュレーション・ループは、(CSPからFBGに接続された抵抗分割器をOFBを介して使って)プログラムされたシステム出力電圧を超えないようにします。LTC4000は入力電流と充電電流のモニタ・ピン(それぞれIIMONピンとIBMONピン)も備えています。

LTC4000は、IIDピンからCSPピンに入力の理想ダイオード・コントローラを備えており、BATピンからCSNピンに出力のPowerPathコントローラを備えています。出力のPowerPathコントローラは、充電していないときは理想ダイオード・コントローラとして振る舞います。充電中は、出力のPowerPathコントローラには2つの動作モードがあります。V<sub>OFB</sub>がV<sub>OUT(INST\_ON)</sub>より大きいと、BGATEが“L”にドライブされます。V<sub>OFB</sub>がV<sub>OUT(INST\_ON)</sub>より小さいと、リニア・レギュレータが瞬時オン機能を実現します。この機能は、LTC4000が、過充電の、不良の、または短絡フォルトのバッテリーを充電するとき、有効な電圧レベルが即座に出力に与えられるようにBGATEピンを制御します。

ENCピンの状態が、充電をイネーブルするか否かを決定します。ENCを接地すると、充電はディスエーブルされ、バッテリー・フロート電圧ループはディスエーブルされます。ENCピンをフロートさせたままにするか、“H”(≥1.5V)にすると、充電がイネーブルされます。

LTC4000は、ユーザーが設定できるいくつかの充電終了方式を提供します。TMRピンは、C/X終了、充電タイマによる終了、または終了なしのどれにでも設定することができます。特定の充電サイクルが終了した後、バッテリー電圧がプログラムされたフロート電圧の97.6%より下になると、LTC4000は自動再充電サイクルを起動します。

トリクル充電モードでは、過放電または不良のバッテリーに充電しようとするとき、充電電流を(CLピンからGNDへの抵抗を使ってプログラムされた)通常の充電電流の1/10に下げます。トリクル充電中、TMRピンのコンデンサを使って、タイムアウト期間をプログラムすることができます。この不良バッテリー・タイマの時間が経過し、バッテリー電圧が低バッテリー・スレッシュホールド(V<sub>LOBAT</sub>)より上に充電されないと、LTC4000は充電を終了し、状態ピン(FLTとCHRG)を介して不良バッテリー状態を表示します。

LTC4000にはNTCピンも備わっており、バッテリーパックに熱的に結合されたNTCサーミスタに接続されて温度管理充電を行います。この機能をイネーブルするには、サーミスタをNTCピンとGNDピンの間に接続し、対応する抵抗をBIASピンからNTCピンに接続します。LTC4000は、FLTピンとCHRGピンを介した充電状態インジケータも備えています。

サーミスタ-抵抗ネットワークをバイアスする他に、BIASピンは便利なプルアップ電圧としても使えます。このピンは低損失電圧レギュレータの出力で、最大0.5mAの電流を供給することができます。BIASピンの安定化された電圧は、INピンが動作範囲(≥3V)になると直ちに利用可能になります。

### 入力理想ダイオード

入力理想ダイオード機能は、IIDピンからCSPピンへの低損失導通路および逆ブロッキング機能を与えます。この逆ブロッキングは、バッテリーの不要な流出と、場合によっては予期せぬDC/DCコンバータの振る舞いを引き起こすことがある、出力(CSPピン)から入力(IIDピン)への逆電流を防止します。

## 動作

理想ダイオードのこの振る舞いは、IIDピン(ドレイン)とCSPピン(ソース)に接続された外部PMOSを制御することによって実現されます。コントローラ(A1)は、IIDとCSPの間の電圧降下が8mV(標準)になるようにPMOSデバイスのゲートをドライブして、外部PMOSを制御します。外部PMOSのソースとドレインの間の電圧降下が8mVのとき特定の電流を供給するこのPMOSの能力を超えると、ゲート電圧が $V_{IGATE(ON)}$ にクランプし、PMOSは値が固定した抵抗( $R_{DS(ON)}$ )のように振る舞います。

この入力理想ダイオード機能が有効になるのは、INピンの電圧が動作範囲(3V~60V)内にあるときだけです。INピンの電圧が動作範囲内がないときに外部PMOSがオフになるようにするには、IGATEピンとCSPピン間に10Mのプルアップ抵抗を接続することを推奨します。

### 入力電流のレギュレーションとモニタ

ITHピンとCCピンをドライブするループの1つは入力電流レギュレーション・ループです(図2)。このループは、入力電流検出抵抗( $R_{IS}$ )によって検出された入力電流が、プログラムされた入力電流制限を超えるのを防ぎます。

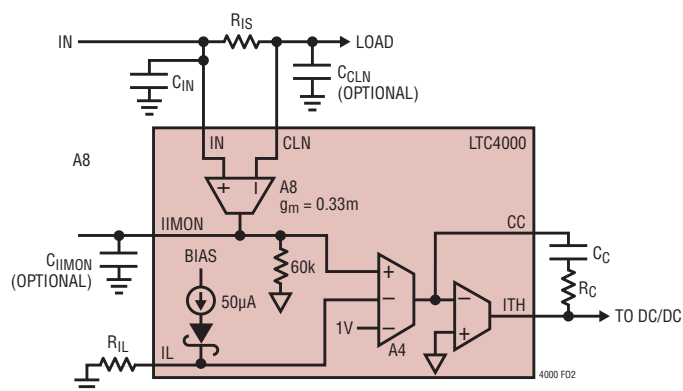


図2. 入力電流レギュレーション・ループ

### バッテリー・チャージャの概要

入力電流レギュレーション・ループに加えて、LTC4000は充電電流、バッテリー電圧、および出力電圧を安定化します。

バッテリー充電サイクルが開始されると、バッテリー・チャージャは最初にバッテリーが深放電しているか判定します。バッテリーの帰還電圧が $V_{LOBAT}$ より下だと、自動トリクル充電機能が充電電流レギュレーション・ループを使って、バッテリー充電電流を、プログラムされたフルスケール値の10%に設定します。

TMRピンがコンデンサに接続されているか、またはオープンだと、不良バッテリー検出タイマがイネーブルされます。不良バッテリー検出タイマの時間が経過し、バッテリー電圧が依然として $V_{LOBAT}$ より下だと、バッテリー・チャージャは自動的に停止し、 $\overline{FLT}$ と $\overline{CHRG}$ ピンを介して、バッテリーが充電電流に反応しないことを表示します。

バッテリー電圧が $V_{LOBAT}$ を超えると、充電電流レギュレーション・ループはフルパワー定電流モードで充電を開始します。この場合、プログラムされた最大充電電流はCLピンの抵抗によって設定されます。

利用可能な入力電力と外部負荷状態に依存して、バッテリー・チャージャはプログラムされた最大レートで充電できないことがあります。外部負荷がバッテリー充電電流よりも常に優先されます。入力電流制限のプログラミングは常に守られ、余剰電力だけがバッテリーの充電に利用できます。システム負荷が軽いとき、バッテリー充電電流が最大になります。

フロート電圧に到達すると、バッテリー・フロート電圧レギュレーション・ループが充電電流レギュレーション・ループから制御を引き継いで、定電圧充電を開始します。定電圧充電では、充電電流がゆっくり減衰します。

充電終了は、TMRピンを使って、いくつかの方法で設定することができます。TMRピンをBIASピンに接続すると、C/X終了が選択されます。この場合、定電圧充電により、充電電流がCXピンでプログラムされたC/Xレベルまで下がると充電が終了します。コンデンサをTMRピンに接続すると、充電タイムによる終了が選択され、定電圧充電の開始時に充電終了タイマがスタートします。終了タイマの時間が経過すると充電が終了します。フロート電圧での連続充電を望むなら、TMRピンをGNDに接続して終了をディスエーブルします。

充電が終了すると、BGATEに接続されたPMOSがBATからCSNへの理想ダイオードのように振る舞います。ダイオード機能により、充電電流が阻止され、必要に応じて電流をシステム負荷に供給します。システム負荷が入力から十分供給を受けることができれば、PMOSはオフします。終了している間、入力電流制限が安定化状態にないと、出力電圧レギュレーション・ループが制御を受け継いで、CSPの出力電圧が制御された状態に保たれるようにします。出力電圧レギュレーション・ループは、OFBピンの出力帰還電圧が1.193VになるようにCSPピンの電圧を安定化します。

入力から利用できる電力より大きな電力をシステム負荷が必要とする場合、バッテリーの理想ダイオード・コントローラがバッテリーから電力を補充します。バッテリー電圧がフロート電圧の97.1%より下まで放電すると( $V_{BFB} < V_{RECHRG(FALL)}$ )、自動再充電機能が新しい充電サイクルを開始します。

## 動作

### 充電電流のレギュレーション

通常の充電サイクルに関与する最初のループは、充電電流レギュレーション・ループです(図3)。入力電流レギュレーション・ループの場合と同様、このループもITHピンとCCピンをドライブします。このループは、充電電流検出抵抗( $R_{CS}$ )によって検出された充電電流が、プログラムされた最大充電電流を超えないようにします。

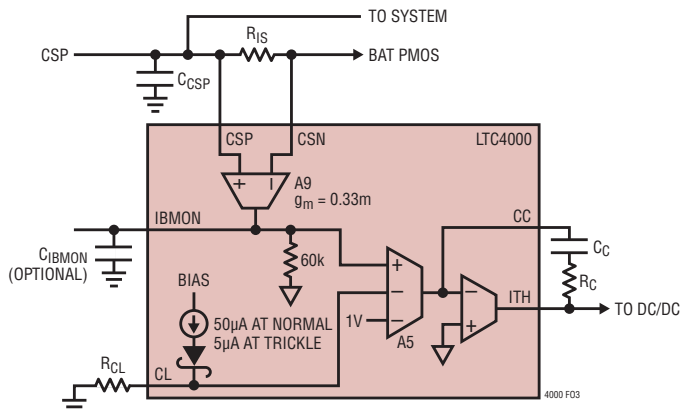


図3. 充電電流のレギュレーション・ループ

### バッテリー電圧のレギュレーション

フロート電圧に到達すると、バッテリー電圧レギュレーション・ループが充電電流レギュレーション・ループから制御を引き継ぎます(図4)。

フロート電圧レベルは、BATピンとFBGピンの間の帰還抵抗分割器を使い、センターノードをBFBピンに接続してプログラムします。抵抗分割器のグラウンド・リターンはFBGピンに接続されていることに注意してください。 $V_{IN} < 3V$ のときFBGピンは抵抗分割器負荷を切断して、バッテリーが唯一の電力ソースであるとき、フロート電圧の抵抗分割器がバッテリー電流を消費しないようにします。 $V_{IN} \geq 3V$ では、FBGピンからGNDへの標準的抵抗は $100\Omega$ です。

### 出力電圧のレギュレーション

充電が終了し、システム負荷が入力から十分給電されていると、BGATEに接続されたPMOSはオフします。このシナリオでは、出力電圧レギュレーション・ループがバッテリー・フロート電圧レギュレーション・ループから制御を引き継ぎます(図5)。出力電圧レギュレーション・ループは、OFBピンの出力帰還電圧が $1.193V$ になるようにCSPピンの電圧を安定化します。

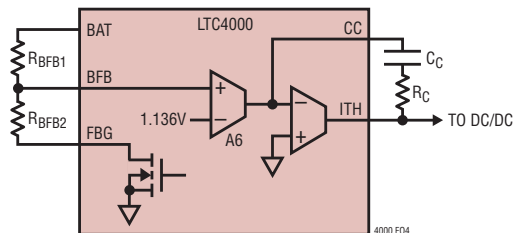


図4. FBGを使ったバッテリー・フロート電圧のレギュレーション・ループ

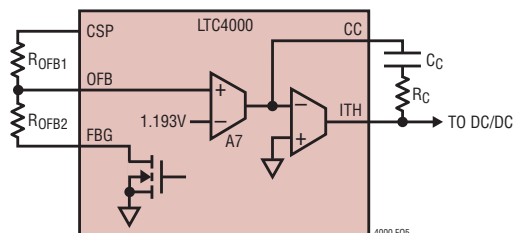


図5. FBGを使った出力電圧の制御

### バッテリー瞬時オンおよび理想ダイオード

LTC4000は、IGATEピンをドライブする入力の理想ダイオード・コントローラに似たコントローラを使って、BGATEピンに接続された外部PMOSを制御します。充電中でないとき、PMOSはBAT(アノード)ピンとCSN(カソード)ピンの間の理想ダイオードとして振る舞います。コントローラ(A2)は、BATピンからCSNピンの電圧降下が $8mV$ になるようにPMOSデバイスのゲートをドライブし、外部PMOSを制御して低損失の導通を実現します。PMOSのソースとドレインの間の電圧降下が $8mV$ で特定の電流を供給するこのPMOSの能力を超えると、ゲート電圧が $V_{BGATE(ON)}$ にクランプし、PMOSは値が固定した抵抗( $R_{DS(ON)}$ )のように振る舞います。

この理想ダイオードの振る舞いにより、入力電源が電流制限状態のとき、またはDC/DCコンバータが出力負荷の増加に直ちに応答するには遅すぎるとき、バッテリーが負荷に電流を供給することができます。理想ダイオードの振る舞いに加えて、BGATEは充電中にCSNピンからBATピンに電流が流れることを可能にします。

電流がCSNピンからBATピンに流れているとき、2つの動作領域があります。最初の領域は、電圧が瞬時オン・スレッシュホールドより低い( $V_{OFB} < V_{OUT(INST\_ON)}$ )バッテリーへ充電しているときです。この動作領域では、コントローラはCSPピンの電圧が、最終フロート電圧レベルの約86% ( $V_{OUT(INST\_ON)}$ )に

## 動作

なるように制御します。この機能により、深放電したバッテリーに充電するときのバッテリー電圧よりはるかに高いCSP電圧を供給します。この瞬時オン機能により、バッテリー電圧には関係なく、LTC4000は出力(CSPピン)に十分な電圧を供給することができます。

2番目の動作領域は、バッテリー帰還電圧が瞬時オン・スレッシュホールド( $V_{OUT(INST\_ON)}$ )以上のときです。この領域では、BGATEピンは“L”にドライブされ、 $V_{BGATE(ON)}$ にクランプされるので、PMOSは完全にオンすることができ、充電電流による電力損失を減らします。

### バッテリー温度によって管理される充電

バッテリーの温度は負温度係数(NTC)サーミスタをバッテリー・パックの近くに配置して測定します。コンパレータCP3とCP4は、図1のブロック図に示されているように、温度検出を行います。CP4の上方スレッシュホールドは $V_{BIAS}$ の75%(コールド・スレッシュホールド)に設定され、CP3の下方スレッシュホールドは $V_{BIAS}$ の35%(ホット・スレッシュホールド)に設定されます。NTCピンの電圧が $V_{BIAS}$ の75%より上または $V_{BIAS}$ の35%より下だと、LTC4000は進行中の充電サイクルを停止します。NTCピンの電圧が $V_{BIAS}$ の40%~70%の範囲に戻ると、充電が再開されます。

充電中断中、外部充電PMOSはオフし、充電電流はゼロになります。LTC4000が定電圧モードで充電しており、充電終了タイマがイネーブルされていると、サーミスタが有効温度に戻ったことを示すまでタイマは一時停止します。バッテリー・チャージャがトリクル充電モードにあり、不良バッテリー検出タイマがイネーブルされていると、サーミスタが有効温度に戻ったことを示すまで不良バッテリー・タイマは一時停止します。

### 入力UVLOと電圧モニタ

BIASピンの安定化された電圧は、 $V_{IN} \geq 3V$ になると直ちに利用可能になります。 $V_{IN} \geq 3V$ のとき、FBGピンは標準100 $\Omega$ の抵抗でGNDに引き下げられ、チップの残りの機能がイネーブルされます。

INピンが高インピーダンスで、バッテリーがBATピンに接続されていると、BGATEピンは2 $\mu A$ (標準)の電流源でプルダウンされ、バッテリーのPMOSゲートの電圧を $V_{BAT}$ より $V_{BGATE(ON)}$ だけ下に保持します。これにより、バッテリーから出力に給電することができます。INが有効でないとき、LTC4000がバッテリーから消費する総消費電流は標準で10 $\mu A$ 以下です。

INピンが高インピーダンスのときは、IGATEピンに接続された外部FETの入力理想ダイオード機能は無効です。INピンの電圧が動作範囲内でない場合にこのFETが完全にオフにするには、IGATEピンとCSPピンの間に10Mのプルアップ抵抗を接続します。

内部入力UVLOの他に、LTC4000はVMピンを介して電圧のモニタもを行います。VMピンの電圧が1.193V(標準)より下になると、RSTピンが“L”になります。他方、VMピンの電圧が1.233V(標準)より上になると、RSTピンが高インピーダンスになります。

この電圧モニタ機能の一般的な利用法として、入力電圧が特定のレベルを下回るとコンバータが確実にオフするようにします。この場合、RSTピンをDC/DCコンバータのチップセレクト・ピンまたはイネーブル・ピンに接続します(図6を参照)。

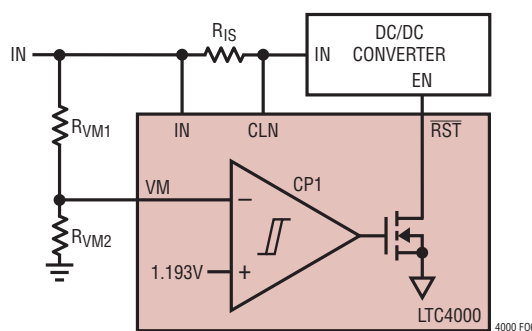


図6. 入力電圧モニタ(RSTをDC/DCコンバータのENピンに接続)

## アプリケーション情報

## 入力の理想ダイオード PMOS の選択

入力の外部 PMOS は、予測最大電流、電力損失、および逆電圧降下に基づいて選択します。PMOS は、 $V_{IGATE(ON)}$  より大きなゲート-ソース電圧 (最大 15V)、または IID ピンの最大安定化電圧の小さい方に耐えられる必要があります。いくつかの異なる要件に対するいくつかの適切な外部 PMOS を表 1 に示します。

表 1. PMOS

PART NUMBER	$R_{DS(ON)}$ AT $V_{GS} = 10V$ ( $\Omega$ )	MAX ID (A)	MAX VDS (V)	MANUFACTURER
SiA923EDJ	0.054	4.5	-20	Vishay
Si9407BDY	0.120	4.7	-60	Vishay
Si4401BDY	0.014	10.5	-40	Vishay
Si4435DDY	0.024	11.4	-30	Vishay
SUD19P06-60	0.060	18.3	-60	Vishay
Si7135DP	0.004	60	-30	Vishay

一般に、IGATE ピンから見た容量が大きいほど、理想ダイオード・ドライバの応答が遅くなることに注意してください。高速のターンオフ電流とターンオン電流は、それぞれ標準で  $-0.5mA$  と  $0.7mA$  に制限されます ( $I_{IGATE(FASTOFF)}$  と  $I_{IGATE(FASTON)}$ )。負荷電流の急激な増加に対してドライバが十分速く応答できないと、余分な電流の大半は外部 PMOS のボディ・ダイオードを通して供給されます。これにより、電力損失が一時的に増加します。PMOS がこの電力損失の一時的増加に耐えられるようにすることが重要です。

「動作」セクションでも述べているように、IN ピンの電圧が動作範囲から外れることが予想されると同時に、外付けの入力理想ダイオード PMOS が完全にオフになることが予想される場合は、IGATE ピンと CSP ピンの間に 10M の外部プルアップ抵抗を接続することを推奨します。このプルアップ抵抗の追加によって理想ダイオード機能の順方向安定化電圧 ( $V_{IID, CSP}$ ) が  $8mV$  の標準値から増加することに注意してください。

この順方向電圧の増加分は、次式から計算されます。

$$\Delta V_{IID, CSP \text{ REG}} = V_{GSON} \cdot 20k/R_{IGATE}$$

ここで、 $V_{GSON}$  は外部 PMOS の所望のオン抵抗を達成するために必要なソース-ゲート電圧で、 $R_{IGATE}$  は IGATE ピンと CSP ピンの間に接続された外部プルアップ抵抗です。した

がって、10M の  $R_{IGATE}$  抵抗を使用し、 $V_{GSON}$  が 10V と想定した場合、順方向安定化電圧の増加分は  $\Delta V_{IID, CSP \text{ REG}} = 20mV$  となり、合計の順方向安定化電圧は  $28mV$  (標準) です。この順方向安定化電圧の増加分が  $40mV$  を超えないように  $R_{IGATE}$  を設定することを推奨します。

## 入力電流制限の設定とモニタ

制御された入力電流リミットは、次式に従い、IL ピンに抵抗を使って設定します。

$$R_{IS} = \frac{V_{IL}}{20 \cdot I_{ILIM}}$$

ここで、 $V_{IL}$  は IL ピンの電圧です。IL ピンは  $50\mu A$  の高精度電流源によって内部でプルアップされています。したがって、入力電流リミットを求める等価式は次のとおりです。

$$R_{IL} = \frac{I_{LIM} \cdot R_{IS}}{2.5\mu A} \Rightarrow I_{LIM} = \frac{R_{IL}}{R_{IS}} \cdot 2.5\mu A$$

センス抵抗を流れる入力電流は、IIMON ピンによってモニタすることができます。IIMON ピンの電圧は、センス抵抗を流れる電流に応じて、次のように変化します。

$$V_{IIMON} = 20 \cdot I_{RIS} \cdot R_{IS} = 20 \cdot (V_{IN} - V_{CLN})$$

IIMON ピンの安定化された電圧レベルは、高精度の内部リファレンスによって 1V にクランプされます。IIMON ピンが 1V のとき、入力電流制限は次の値に制御されます。

$$I_{LIM(MAX)}(A) = \frac{0.050V}{R_{IS}(\Omega)}$$

この最大電流リミットを望む場合、IL ピンをオープンのままにするか、または  $1.05V$  を超える電圧に設定して、アンプ A4 が IIMON 電圧を精確に 1V の内部リファレンスに安定化できるようにします。

入力電流にノイズが多い場合、CLN ピンにフィルタ・コンデンサを追加して、AC 成分を減らします。たとえば、降圧 DC/DC コンバータを使う場合、 $C_{CLN}$  コンデンサを使うことを推奨します。最高の精度が重要な場合、AC 成分がセンス抵抗両端の平均電圧の 50% 以下になるように、 $C_{CLN}$  の値を選択します。



## アプリケーション情報

IIMON ピンの電圧は、ピン(C<sub>IIMON</sub>)にコンデンサを接続してさらにフィルタします。IIMON ピンの電圧は、入力電流レギュレーションのエラーアンプの入力への帰還入力でもあります。このピンに接続されたどのコンデンサも、入力電流レギュレーション・ループにポールを生じます。したがって、このフィルタ・コンデンサは全体の補償ループをスローダウンするので、任意に大きくすることはできません。ループ補償の詳細に関しては、「補償」のセクションを参照してください。

### 充電電流制限の設定とモニタ

制御される最大充電電流は次式に従って設定します。

$$R_{CS} = \frac{V_{CL}}{20 \cdot I_{CLIM}}$$

ここで、V<sub>CL</sub>はCLピンの電圧です。CLピンは50μAの高精度電流源によって内部でプルアップされています。したがって、入力電流リミットを求める等価式は次のとおりです。

$$R_{CL} = \frac{I_{CLIM} \cdot R_{CS}}{2.5\mu A} \Rightarrow I_{CLIM} = \frac{R_{CL}}{R_{CS}} \cdot 2.5\mu A$$

センス抵抗を流れる充電電流は、IBMON ピンによってモニタすることができます。IBMON ピンの電圧は、センス抵抗を流れる電流に応じて、次のように変化します。

$$V_{IBMON} = 20 \cdot I_{RCS} \cdot R_{CS} = 20 \cdot (V_{CSP} - V_{CSN})$$

IIMON ピンと同様に、IBMON ピンの安定化された電圧レベルは、高精度の内部リファレンスによって1Vにクランプされます。IBMON ピンが1Vのとき、充電電流リミットは次の値に制御されます。

$$I_{CLIM(MAX)}(A) = \frac{0.050V}{R_{CS}(\Omega)}$$

この最大充電電流リミットを望む場合、CLピンをオープンのままにするか、または1.05Vを超える電圧に設定して、アンプA5がIBMON電圧を精確に1Vの内部リファレンスに安定化できるようにします。

DC/DCコンバータの出力電流波形またはシステム負荷電流にノイズが多い場合、CSPピンにコンデンサ(C<sub>CSP</sub>)を接続することを推奨します。これは、センス抵抗(R<sub>CS</sub>)を流れる電流

のAC成分を減らすためです。最高の精度が重要な場合、AC成分がセンス抵抗両端の平均電圧の50%以下になるように、C<sub>CSP</sub>の値を選択します。IIMONピンと同様、IBMONピンの電圧は、ピン(C<sub>IBMON</sub>)にコンデンサを接続してさらにフィルタします。このフィルタ・コンデンサは全体の補償された充電電流レギュレーション・ループをスローダウンするので、任意に大きくすることはできません。ループ補償の詳細に関しては、「補償」のセクションを参照してください。

### バッテリー・フロート電圧のプログラミング

R<sub>BFB1</sub>の値が100Ωよりはるかに大きい場合、最終フロート電圧は次式を使って決めます。

$$R_{BFB1} = \left( \frac{V_{FLOAT}}{1.136V} - 1 \right) R_{BFB2}$$

高い精度が重要な場合、次式を使って、いくらか精度を上げた最終フロート電圧を決めることができます。

$$V_{FLOAT} = \left( \frac{R_{BFB1} + R_{BFB2}}{R_{BFB2}} \cdot 1.136V \right) - \left( \frac{R_{BFB1}}{R_{BFB2}} \cdot V_{FBG} \right)$$

ここで、V<sub>FBG</sub>はフロート電圧安定化時のFBGピンの電圧で、このピンに接続されている全ての抵抗分割器の全電流を計算に入れています(R<sub>FBG</sub> = 標準100Ω)。

### 低バッテリー・トリクル充電のプログラミングと不良バッテリー検出

過放電バッテリーまたはデッドバッテリーを充電しているとき(V<sub>BFB</sub> < V<sub>LOBAT</sub>)、CLピンのプルアップ電流は通常のプルアップ電流の10%に減少します。したがって、トリクル充電電流は次式を使って設定されます。

$$R_{CL} = \frac{I_{CLIM(TRKL)} \cdot R_{CS}}{0.25\mu A} \Rightarrow I_{CLIM(TRKL)} = 0.25\mu A \cdot \frac{R_{CL}}{R_{CS}}$$

したがって、50μA・R<sub>CL</sub>が1V未満のとき、次の関係が成り立ちます。

$$I_{CLIM(TRKL)} = \frac{I_{CLIM}}{10}$$

## アプリケーション情報

バッテリー電圧が低バッテリー電圧スレッシュホールドを超えると、充電電流レベルはトリクル充電電流レベルから最大充電電流レベルに増加します。

LTC4000は不良バッテリー検出機能も備えています。この検出機能は、TMRピンを接地すると、またはBIASに接続するとディスエーブルされます。ただし、コンデンサをTMRピンに接続しておくと、トリクル充電が始まると直ちに不良バッテリー検出タイマがスタートします。不良バッテリー検出時間の終わりにバッテリー電圧が依然として低バッテリー・スレッシュホールドより低いと、充電が停止し、デバイスはFLTピンを“L”にして不良バッテリー状態を表示し、CHRGピンは高インピーダンスになります。

不良バッテリー検出時間は次式に従ってプログラムすることができます。

$$C_{TMR}(\text{nF}) = t_{\text{BADBAT}}(\text{h}) \cdot 138.5$$

不良バッテリー状態が検出されると、その状態がラッチされることに注意してください。充電を再度イネーブルするには、バッテリーを取り外し、新しいバッテリーを接続します。新しいバッテリーの電圧により、BFBが再充電バッテリー・スレッシュホールド ( $V_{\text{RECHRG}}(\text{RISE})$ ) を超えます。代わりに、ENCピンをトグルするか、またはINから電力を取り去り、再度INに電力を与えます。

### C/X 検出、充電終了および自動再充電

定電圧充電に達すると、充電終了の2つの方法があります。TMRピンがBIASに接続されていると、CXピンでプログラムされたレベルに充電電流が減少すると直ちにバッテリー・チャージャは終了します。C/X電流による終了レベルは次式に従ってプログラムします。

$$R_{CX} = \frac{(I_{C/X} \cdot R_{CS}) + 0.5\text{mV}}{0.25\mu\text{A}} \Rightarrow I_{C/X} = \frac{(0.25\mu\text{A} \cdot R_{CX}) - 0.5\text{mV}}{R_{CS}}$$

ここで、 $R_{CS}$ はCSPピンとCSNピンの間に接続された充電電流検出抵抗です。

BFBの電圧が再充電スレッシュホールド(フロート電圧の97.6%)より高いと、C/Xコンパレータがイネーブルされます。充電一時停止状態から出てきたとき、適切なC/X終了を確実に行うため、次式に従ってコンデンサをCXピンに接続します。

$$C_{CX} = 100C_{\text{BGATE}}$$

ここで、 $C_{\text{BGATE}}$ はBGATEピンに接続されている総容量です。

たとえば、標準的な1nFの容量は、適切なC/X終了動作を確実に行うために、CXピンに接続された100nFより大きなコンデンサを必要とします。

コンデンサがTMRピンに接続してあると、定電圧充電に達すると直ちに充電終了タイマがスタートします。充電終了タイマの時間が経過すると、充電サイクルが終了します。全充電終了時間は次式に従ってプログラムすることができます。

$$C_{TMR}(\text{nF}) = t_{\text{TERMINATE}}(\text{h}) \cdot 34.6$$

TMRピンを接地すると、充電は決して終了せず、バッテリー電圧はフロート電圧に保持されます。どの終了動作が選択されているかには関係なく、充電電流がプログラムされたC/Xレベルを下回ると、直ちにCHRGピンとFLTピンの両方とも高インピーダンス状態になることに注意してください。

チャージャが終了した後、バッテリー帰還電圧がプログラムされた最終フロート電圧 ( $V_{\text{RECHRG}}(\text{FALL})$ ) の97.1%より下になると、LTC4000は自動的に新しい充電サイクルを再び開始します。充電が再スタートすると、CHRGピンは“L”になり、FLTピンは高インピーダンスのまま留まります。

### 出力電圧レギュレーションのプログラミング

出力電圧のレギュレーション・レベルは次式を使って決めます。

$$R_{\text{OFB1}} = \left( \frac{V_{\text{OUT}}}{1.193} - 1 \right) \cdot R_{\text{OFB2}}$$

バッテリーのフロート電圧の計算と同様、高い精度が重要であれば、次式を使ってわずかですがもっと精度の高い出力を求めます。

$$V_{\text{OUT}} = \left( \frac{R_{\text{OFB1}} + R_{\text{OFB2}} \cdot 1.193\text{V}}{R_{\text{OFB2}}} \right) - \left( \frac{R_{\text{OFB1}}}{R_{\text{OFB2}}} \cdot V_{\text{FBG}} \right)$$

ここで、 $V_{\text{FBG}}$ は出力電圧安定化時のFBGピンの電圧で、このピンに接続されている全ての抵抗分割器の全電流を計算に入れています。

## アプリケーション情報

## バッテリー瞬時オンおよび理想ダイオード外部PMOSに関する検討

瞬時オン電圧レベルは次式を使って決めます。

$$V_{OUT(INST\_ON)} = \frac{R_{OFB1} + R_{OFB2}}{R_{OFB2}} \cdot 0.974V$$

$R_{OFB1}$  と  $R_{OFB2}$  は、出力電圧レギュレーション・レベルをプログラムするのと同じ抵抗であることに注意してください。したがって、出力電圧レギュレーション・レベルは、常に瞬時オン電圧レベルの122.5%です。

瞬時オン動作時、充電PMOSの電力損失について考慮することが決定的に重要です。バッテリー電圧が低バッテリー・スレッショルド ( $V_{LOBAT}$ ) より下のとき、PMOS内の電力損失は次のように計算することができます。

$$P_{TRKL} = [0.86 \cdot V_{FLOAT} - V_{BAT}] \cdot I_{CLIM(TRKL)}$$

ここで、 $I_{CLIM(TRKL)}$  はトリクル充電電流リミットです。

他方、バッテリー電圧が低バッテリー・スレッショルドを超えているが瞬時オン・スレッショルドより下のとき、電力損失は次のように計算することができます。

$$P_{INST\_ON} = [0.86 \cdot V_{FLOAT} - V_{BAT}] \cdot I_{CLIM}$$

ここで、 $I_{CLIM}$  はフルスケール充電電流リミットです。

たとえば、3セル・リチウムイオン・バッテリーを1Aのプログラムされた最大充電電流で充電するとき、フロート電圧は12.6V、不良バッテリー電圧レベルは8.55V、瞬時オン電圧レベルは10.8Vです。瞬時オン動作およびトリクル充電モードの間、PMOSのワーストケースの最大電力損失は1.08Wです。バッテリー電圧が不良バッテリー電圧レベルを超えると、ワーストケースの最大電力損失は2.25Wです。

充電PMOSの過熱が懸念される時、NTCピンをプルダウンする温度検出回路をユーザーが追加することを推奨します。これは、外部PMOSの温度が上がりすぎると充電を一時停止します。この温度検出機能を行う回路例を図7に示します。

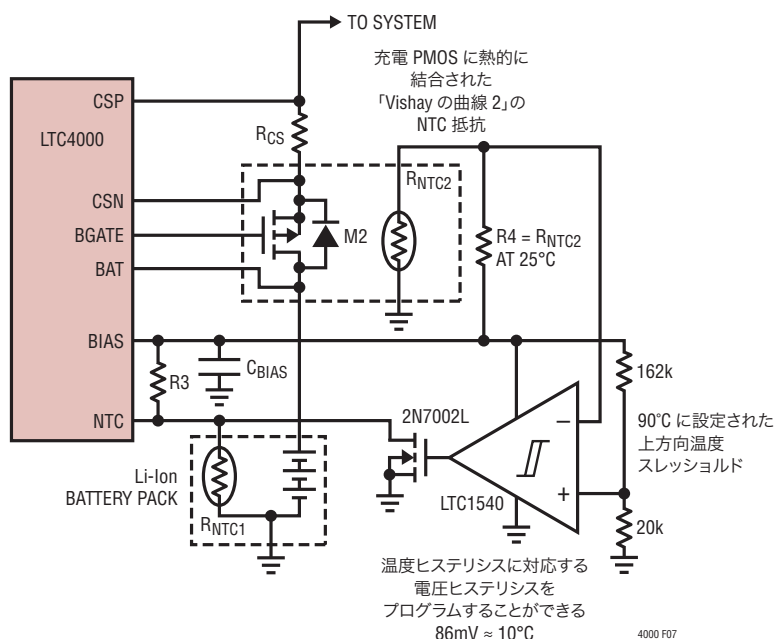


図7. PMOSを過熱状態から保護する充電用PMOSの過温度検出回路

## アプリケーション情報

入力の外部PMOSと同様、充電PMOSは、 $V_{BGATE(ON)}$ より大きなゲート-ソース電圧(最大15V)、またはSCPピンの最大安定化電圧の小さい方に耐えられる必要があります。PMOSを選択するとき、予期される最大電流、電力損失、および瞬時オン電圧降下について検討します。表1の推奨PMOSは、アプリケーションに依存して、適切な出発点になります。

### フロート電圧、出力電圧、および瞬時オン電圧の依存関係

フロート電圧、出力電圧、および瞬時オン電圧を設定するための式は次のように関係しています。

$$V_{\text{FLOAT}} = \frac{R_{\text{BFB1}} + R_{\text{BFB2}}}{R_{\text{BFB2}}} \cdot 1.136\text{V}$$

$$V_{\text{OUT}} = \frac{R_{\text{OFB1}} + R_{\text{OFB2}}}{R_{\text{OFB2}}} \cdot 1.193\text{V}$$

$$V_{\text{OUT(INST\_ON)}} = \frac{R_{\text{OFB1}} + R_{\text{OFB2}}}{R_{\text{OFB2}}} \cdot 0.974\text{V}$$

標準的アプリケーションでは、 $V_{\text{OUT}}$ は $V_{\text{FLOAT}}$ より高く設定し、バッテリーがその所期フロート電圧まで完全に充電されるようにします。他方、 $V_{\text{OUT(INST\_ON)}}$ (CSPの最小電圧)は $V_{\text{OUT}}$ を設定するのと同じ抵抗 $R_{\text{OFB1}}$ および $R_{\text{OFB2}}$ に依存するので、 $V_{\text{OUT}}$ を高くプログラムしすぎないようにします。前に注記したように、これは、出力電圧レギュレーション・レベルが、常に瞬時オン電圧の122.5%であることを意味します。 $V_{\text{OUT(INST\_ON)}}$ のプログラムされた値が高いほど動作領域が大きくなり、チャージャPMOSは効率が下がるリニア領域でドライブされます。

$R_{\text{OFB1}}$ と $R_{\text{OFB2}}$ がそれぞれ $R_{\text{BFB1}}$ と $R_{\text{BFB2}}$ に等しくなるように設定されると、出力電圧はフロート電圧の105%に設定され、瞬時オン電圧はフロート電圧の86%に設定されます。理想的シナリオでバッテリーを完全に充電できるようにする、 $V_{\text{FLOAT}}$ を基準にした $V_{\text{OUT(INST\_ON)}}$ と $V_{\text{OUT}}$ の設定可能な出力電圧の範囲を図8に示します。

抵抗分割器の間の起こりうる不整合および様々なレギュレーション・ループの不整合を考慮に入れて、 $V_{\text{OUT}}$ は $V_{\text{FLOAT}}$ の105%より下にならないようにプログラムして、バッテリーを完全に充電できるようにします。これは、自動的に瞬時オン電圧レベルが $V_{\text{FLOAT}}$ の86%より下にならないようにプログラムすることを意味します。

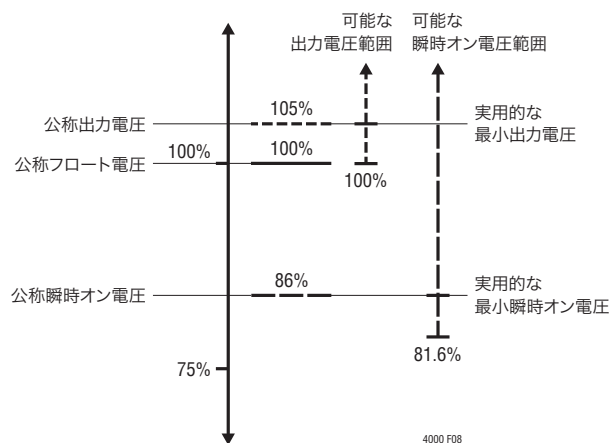


図8. 理想ダイオードのシナリオにおける $V_{\text{OUT}}$ と $V_{\text{OUT(INST\_ON)}}$ の可能な電圧範囲

## アプリケーション情報

### バッテリー温度によって管理される充電

バッテリー温度によって管理される充電機能を利用するには、NTCサーミスタ ( $R_{NTC}$ ) を NTCピンと GNDピンの間に接続し、バイアス抵抗 ( $R_3$ ) を BIASピンから NTCピンに接続します (図9)。サーミスタ・メーカーのデータシートには、温度照合表または、温度をその対応する温度での抵抗値に關係付ける式が通常含まれています。

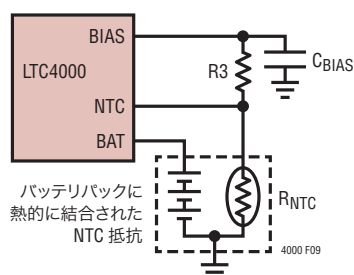


図9. NTCサーミスタの接続方法

簡単なアプリケーションでは、 $R_3$ は、選択したNTCサーミスタの25°Cでの値 ( $R_{25}$ ) に等しい値の1%抵抗にします。この簡単な構成では、NTCサーミスタの抵抗が  $R_{25}$  の値の0.54倍まで低下すると、LTC4000は充電を一時停止します。Vishayの「曲線2」のサーミスタの場合、これは約41.5°Cに相当します。温度が低下するにつれ、NTCサーミスタの抵抗値が大きくなります。LTC4000はNTCサーミスタの値が  $R_{25}$  の値の3倍に増加したときも充電を一時停止するように設計されています。Vishayの「曲線2」のサーミスタの場合、これは約-1.5°Cに相当します。Vishayの「曲線2」のサーミスタの場合、高温コンパレータと低温コンパレータはそれぞれ約5°Cのヒステリシスをもっており、トリップ点の近くでの発振を防ぎます。

高温および低温のスレッシュホールドは、 $R_3$ の値を変えて調整することができます。単に  $R_{25}$  に等しくなるように  $R_3$  を設定する代わりに、 $R_3$  を以下の式の1つに従って設定します。

$$R_3 = \frac{R_{NTC \text{ at cold\_threshold}}}{3}$$

または、

$$R_3 = 1.857 \cdot R_{NTC \text{ at hot\_threshold}}$$

自由度は1しかないので(つまり、 $R_3$ の値の調整)、ユーザーは上の式の片方だけを使って低温または高温のスレッシュホールドのいずれかを設定することができますが、両方を設定することはできないことに注意してください。 $R_3$ の値を設定して低温スレッシュホールドを調整すると、高温スレッシュホールドでのNTCの抵抗値は低温スレッシュホールドでの  $R_{NTC}$  の0.179倍に等しくなります。同様に、 $R_3$ の値を設定して低温スレッシュホールドを調整すると、低温スレッシュホールドでのNTCの抵抗値は高温スレッシュホールドでの  $R_{NTC}$  の5.571倍に等しくなります。

$R_3$ の値を変えて  $R_{25}$  より大きくすると、高温と低温の両方のスレッシュホールドが下がり、 $R_{25}$  より小さくすると、両方のスレッシュホールドが上がることに注意してください。たとえば、25°Cでの公称値が100kのVishayの「曲線2」のサーミスタを使うと、ユーザーは、値を  $R_3 = 75k$  に設定することにより、低温を5°Cになるように設定することができ、高温スレッシュホールドは自動的に約50°Cに設定されます。

2番目の自由度としてもう1つの抵抗を使うことにより、高温と低温のスレッシュホールドを独立に調整することができます (図10)。抵抗  $R_D$  はNTCピンとグラウンドの間の抵抗の感度を実効的に下げます。したがって、直感的にこの抵抗は高温スレッシュホールドをさらに高い温度へ、低温スレッシュホールドをさらに低い温度へ動かします。

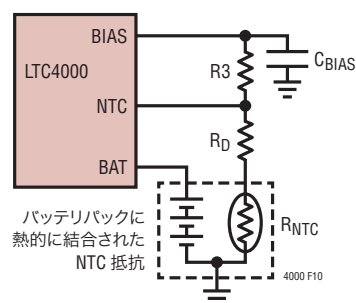


図10. 感度を下げる抵抗  $R_D$  を使った NTCサーミスタの接続方法

## アプリケーション情報

R<sub>3</sub>とR<sub>D</sub>の値は次式に従って設定することができます。

$$R_3 = \frac{R_{NTC \text{ at cold\_threshold}} - R_{NTC \text{ at hot\_threshold}}}{2.461}$$

$$R_D = 0.219 \cdot R_{NTC \text{ at cold\_threshold}} - 1.219 \cdot R_{NTC \text{ at hot\_threshold}}$$

この方法はサーミスタに対する熱的影響の感度を下げ、したがって、高温と低温のスレッシュホールドを互いに引き離すのに使うことができるだけであるという重要な点に注意してください。上の式を使うとき、R<sub>D</sub>に対して負の値が必要であることが分かったら、選択された2つの温度スレッシュホールドは互いに近すぎ、もっと感度の高いサーミスタが必要です。

たとえば、この方法を使って高温と低温のスレッシュホールドを独立に60°Cと-5°Cに設定することができます。25°Cでの公称値が100kのVishayの「曲線2」のサーミスタを使うと、式から、最も近い1%抵抗の値がR<sub>3</sub> = 130kおよびR<sub>D</sub> = 41.2kとなります。

有効な充電温度の幅が40°Cよりはるかに小さくなるように熱に対する感度を上げるには、PTC（正温度係数）抵抗をR<sub>3</sub>に直列に、BIASピンとNTCの間に接続することができます。このPTC抵抗をバッテリーと熱的に結合させることも必要です。この方法では、熱検出のためのバッテリー・パックへの接続数が、1線から3線に増えることに注意してください。必要なPTC抵抗の正確な公称値は、NTCピンのスレッシュホールドは常にV<sub>BIAS</sub>の75%と35%であることを考慮して、上に述べたのと同様の方法を使って計算することができます。

NTCピンをフロートさせたままにするか、またはコンデンサに接続すると、全てのNTCの機能がディスエーブルされます。

### FLTとCHRGのインジケータ・ピン

LTC4000のFLTピンとCHRGピンは状態を表示します。ピンの状態とデバイスの状態の関係を表2に示します。

表2. FLTおよびCHRG状態インジケータ

FLT	CHRG	状態
0	0	NTCの範囲を外れる - 充電が一時停止
1	0	正常に充電中
0	1	充電を終了し、不良バッテリーを検出
1	1	V <sub>IBMON</sub> < (V <sub>CX</sub> - 10mV)

ここで、1は高インピーダンス状態、0は低インピーダンスのプルダウン状態を表します。

V<sub>IBMON</sub> < (V<sub>CX</sub> - 10mV)は、C/X終了が選択されている場合のみ、充電終了に対応していることに注意してください。充電タイマによる終了が選択されている場合、インジケータ・ピンがV<sub>IBMON</sub> < (V<sub>CX</sub> - 10mV)であることを表示した後も、チャージャ・タイマ期間の残りの時間定電圧充電が続いていることがあります。このことは、どの終了方法も選択されていない場合にも当てはまり、インジケータ・ピンがV<sub>IBMON</sub> < (V<sub>CX</sub> - 10mV)であることを表示した後も、定電圧充電が続きます。

### BIASピン

使いやすくするため、LTC4000は低損失電圧レギュレータの出力をBIASピンで与えています。2.9Vで最大0.5mAの電流を供給するように設計されており、このピンには少なくとも470nFの低ESRのバイパス容量が安定性のために必要です。

NTC回路の内部リファレンスはBIASピンの電圧の比をベースにしているので、BIASピンをNTC抵抗ネットワークのプルアップ・ソースとして使います。さらに、様々な100kプルアップ抵抗をBIASピンに都合よく接続することができます。

## アプリケーション情報

### 入力電圧モニタ用抵抗分割器の設定

このモニタ機能の下降時スレッシュホールド電圧レベルは次のように計算することができます。

$$R_{VM1} = \left( \frac{V_{VM\_RST}}{1.193V} - 1 \right) \cdot R_{VM2}$$

ここで、 $R_{VM1}$ と $R_{VM2}$ は、モニタする電圧とGNDの間に接続された抵抗分割器を形成し、図6に示されているように、センタータップはVMピンに接続されます。上昇時スレッシュホールド電圧レベルは同様に計算することができます。

### 補償

LTC4000が外部DC/DCコンバータを制御するには、DC/DCコンバータのITHピンまたはVCピンのソース・バイアス電流を凌駕する必要があります。LTC4000のITHピンの標準シンク能力は0.4Vで1mA、最大電圧範囲は0V～6Vです。

LTC4000のどのループのレギュレーションが行われる間も、DC/DCコンバータのローカル・ループがレギュレーション状態から外れ、そのITH/VCピンからできる限り大きな電流をソースするようにDC/DCコンバータのローカル帰還が設定されていることが不可欠です。たとえば、出力電圧を安定化しているDC/DCコンバータの場合、OFBピンでプログラムされた出力電圧レギュレーション・レベルの110%を超えるように、そのコンバータの帰還分圧器をプログラムすることを推奨します。

LTC4000の補償の設定の際に検討すべき4つの帰還ループがあります。前述したように、これらのループは、入力電流ループ、充電電流ループ、フロート電圧ループ、および出力電圧ループです。これらのループは全てエラーアンプ(A4～A7)およびそれに続くもう1つのアンプ(A10)を備えており、図11に示されているように、中間のノードがCCピンをドライブし、A10の出力がITHピンをドライブします。CCピンとITHピンの間に直列接続したコンデンサ( $C_C$ )と抵抗( $R_C$ )の、最もよく見られる補償ネットワークがここに示されています。

帰還信号経路の差により、ループのそれぞれの動特性がわずかに異なります。各ループの解析的説明が「付録」のセクションに掲載されています。次に説明する、実験に基づく代わりの補償方法は、ほとんどの状況でもっと実用的です。

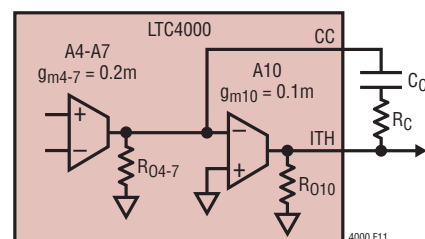


図11. エラーアンプと、CCピンおよびITHピンをドライブする後続の出力アンプ

### 実験によるループ補償

「付録」のセクションに与えられている5つの解析的表式、およびITHピンから外部DC/DCコンバータの入力電流と出力電流への伝達関数に基づいて、ユーザーは各ループの完全なループ伝達関数を解析的に決定することができます。これらが得られたら、利得と位相のボード線図を解析して、全ての動作条件で $R_C$ と $C_C$ の選択値でのユニティゲイン・クロスオーバー周波数で十分な位相マージンと利得マージンがあることを確認するだけです。

解析的補償方法が可能であることは明らかですが、場合によっては特定の問題によりこの方法を使うのが難しくなります。これらの問題には、スイッチング・コンバータのITHまたはVC制御ノードからその入力電流または出力電流への伝達関数が簡単に得られないこと、出力コンデンサのESRや外部PFETの $R_{DS(ON)}$ などの部品のパラメータ値のバラツキなどがあります。

したがって、もっと簡単で実用的なLTC4000の補償方法をここで説明します。この実験による方法には、AC信号をループへ注入し、ループの過渡応答を観察し、 $C_C$ と $R_C$ の値を調整して、最終値に向けてこれらを短時間で反復することが含まれます。この方法の詳細は、[www.linear-tech.co.jp/](http://www.linear-tech.co.jp/)で「AN19」を使って検索すると入手できる「アプリケーションノート19」から得られます。

AC結合した出力負荷変動をループに注入する推奨セットアップを図12に示します。出力インピーダンスが50Ωの関数発生器が、50Ω/1000μFの直列RCネットワークを介してレギュレータの出力に結合されています。発生器の周波数は50Hzに設定されます。これより低い周波数ではオシロスコプのちらつきが生じることがあり、高い周波数では出力遷移に十分なセトリック時間が与えられないことがあります。発生器の出力の

## アプリケーション情報

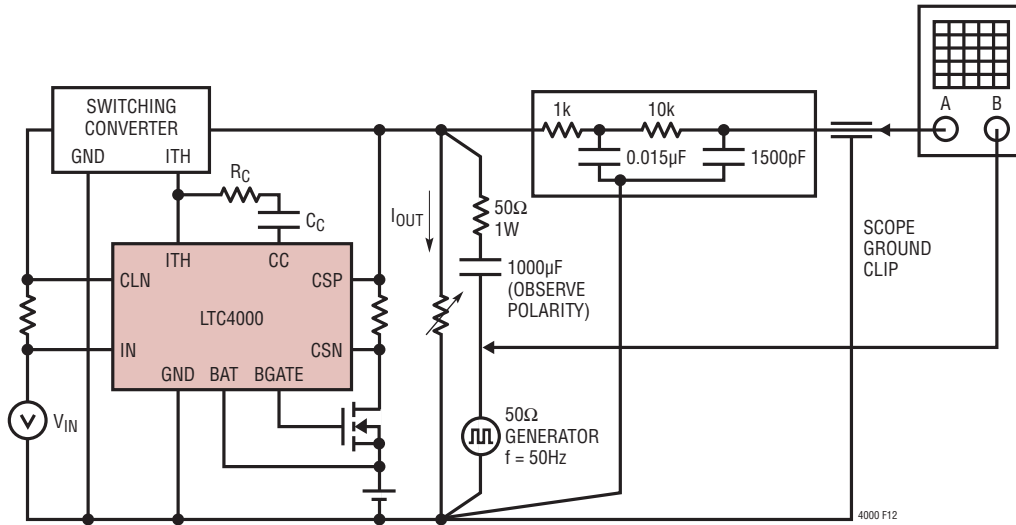


図12. 実験によるループ補償のセットアップ

振幅は一般に5V<sub>p-p</sub>に設定され、100mA<sub>p-p</sub>の負荷変動を発生します。軽負荷( $I_{OUT} < 100\text{mA}$ )の出力の場合、このレベルは小信号応答には高すぎる可能性があります。正と負の遷移のセトリング波形に大きな差があるとき、振幅を小さくします。ループの安定性を表すのはレギュレータの出力に生じる波形の形状なので、実際の振幅は特に重要ではありません。

$f = 10\text{kHz}$ の2ポールのオシロスコープ・フィルタを使用して、スイッチング周波数をブロックします。追加のLC出力フィルタなしのレギュレータの出力にはスイッチング周波数の信号があり、調べる対象となる低周波数のセトリング波形よりもはるかに高い振幅になることがあります。フィルタの周波数は十分高く、ほとんどのアプリケーションがセトリング波形を歪みなしに通過させます。

オシロスコープと発生器の接続は、正確に図12に示されているとおりに行って、グラウンド・ループ誤差を防ぎます。チャンネルBのプロブを発生器の出力に接続し、2番目のプロブのグラウンド・クリップをチャンネルAのグラウンドと正確に同じ場所に接続してオシロスコープの同期をとります。発生器の標準50Ω BNC SYNC出力は、グラウンド・ループ誤差のため使用しません。

発生器またはオシロスコープのどちらかを、電源プラグのその3番目のワイヤ(アースグランド)接続から絶縁して、オシロスコープのディスプレイのグラウンド・ループ誤差を防ぐ必要もあるかもしれません。これらのグラウンド・ループ誤差は、チャンネルAのプロブのチップをプロブのグラウンド・クリップと正確に同じポイントに接続することにより、チェックします。チャンネルAのどんな測定値もグラウンド・ループの問題があることを示します。

適切にセットアップができれば、周波数補償ネットワークの最適値を見つけるのは比較的簡単です。最初、 $C_C$ は大きく( $\geq 1\mu\text{F}$ )し、 $R_C$ は小さく(約10k)します。これにより、ほとんど常にレギュレータは反復作業を始められるだけ十分に安定します。さて、レギュレータの出力波形がシングル・ポールで過度に振動減衰する場合(図13を参照)、応答の減衰がわずかに足りなくなるまで、 $C_C$ の値を約2:1のステップで減らします。次に、2:1のステップで $R_C$ を増やしてループにゼロを導入します。これにより、通常は振動減衰が改善され、 $C_C$ の値をさらに減らすことができます。 $R_C$ と $C_C$ の調整を交互に繰り返すと、短時間に最適値を見つけることができます。



## アプリケーション情報

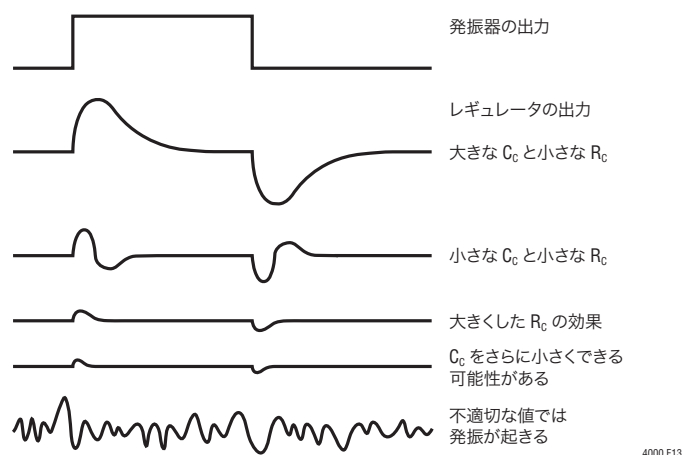


図 13. 様々な安定性レベルでの標準的出力過渡応答

最初の大きな値の  $C_C$  でレギュレータの応答の振動減衰が足りない場合、もっと大きな  $C_C$  の値で試す前に直ちに  $R_C$  を増やします。これにより、通常は過度の振動減衰状態になり、反復作業を始めることができます。

$R_C$  と  $C_C$  の最適値は、十分振動減衰した応答を保証し、ループ帯域幅が最大になり、したがって、できるだけ速くループがセトリングする、最小の  $C_C$  の値と最大の  $R_C$  の値を通常は意味します。この方法を使う理由は、入力リップル電圧と出力負荷の過渡変動によって生じる出力電圧の変動を最小にするからです。

極度に振動減衰するスイッチング・レギュレータは決して発振しませんが、入力電圧または出力負荷の突然の変化に続いて

不必要に大きな過渡変動を生じることがあります。また、起動時や短絡からの回復時に過度のオーバーシュートの問題を生じることがあります。全ての条件で問題のないループ安定性を確保するには、 $R_C$  と  $C_C$  の最初の選択値を入力電圧と負荷電流の全ての条件でチェックします。これを行う最も簡単な方法は、最小、最大、およびいくつかの中間点の負荷電流を与えることです。各負荷電流で、入力電圧を最小から最大まで変化させ、セトリング波形を観察します。

システムに大きな温度変化が予想される場合、温度変化の両端でも安定性をチェックします。安定性に影響するいくつかの重要な部品パラメータ(特に、入力と出力のコンデンサの値と ESR、およびインダクタの透磁率)が温度に依存して大きく変化することがあります。外部コンバータのパラメータの変動も検討する必要があります。特に、ITH/VCピンの電圧から出力変数(電圧または電流)への伝達関数を検討する必要があります。温度によって変化する LTC4000 のパラメータには、エラーアンプ(A4～A7)のトランスコンダクタンスと出力抵抗が含まれます。穏やかな温度変化の場合、全ての温度で適切な安定性を保証するのに、ワーストケースの室温条件での控えめなオーバーダンピングで通常は十分です。

安定性マージンの1つの目安は、 $R_C$  と  $C_C$  の両方の選択値を、可能な4つの組み合わせの全てで、2:1だけ変化させることです。レギュレータの応答が、全ての条件で妥当な程度振動減衰すれば、レギュレータはパラメータの変動に対してかなり耐性があると考えられます。振動減衰不足の応答(リングング)に向かう傾向が見られたら、もっと控えめな補償が必要であることを示しています。

## アプリケーション情報

### 設計例

この設計例では、LTC4000をLT3845A降圧コンバータと組み合わせて、10A、3セルLiFePO<sub>4</sub>バッテリー・チャージャを作成します。回路は表紙のページに示されていますが、図14に再度示します。

- 入力電圧モニタの下降時スレッシュホールドは、次式に従って14.3Vに設定します。

$$R_{VM1} = \left( \frac{14.3V}{1.193V} - 1 \right) \cdot 100k\Omega \approx 1.10M\Omega$$

- ILピンの電圧が>1.05Vとなるように、ILピンはオープンのままにします。IIMONピンの安定化された電圧は、高精度の内部リファレンスによって1.0Vにクランプされます。したがって、入力電流制限は、次式に従って10Aに設定します。

$$R_{IS} = \frac{0.050V}{10A} = 5m\Omega$$

- CLピンの電圧が1.25VになるようにR<sub>CL</sub>は24.9kΩに設定します。IIMONピンと同様に、IBMONピンの安定化された電圧は、高精度の内部リファレンスによって1Vにクランプされます。したがって、充電電流制限は、次式に従って10Aに設定します。

$$I_{CLIM(MAX)} = \frac{0.050V}{R_{CS}} = \frac{0.050V}{5m\Omega} = 10A$$

- したがって、トリクル充電電流レベルは、次式に従って1.25Aに設定します。

$$I_{CLIM(TRKL)} = 0.25\mu A \cdot \frac{24.9k\Omega}{5m\Omega} = 1.25A$$

- バッテリー・フロート電圧は、次式に従って10.8Vに設定します。

$$R_{BFB1} = \left( \frac{10.8}{1.136} - 1 \right) \cdot 133k\Omega \approx 1.13M\Omega$$

- 不良バッテリー検出時間は、次式に従って43分に設定することができます。

$$C_{TMR} (nF) = t_{BADBAT} (h) \cdot 138.5 = \frac{43}{60} \cdot 138.5 = 100nF$$

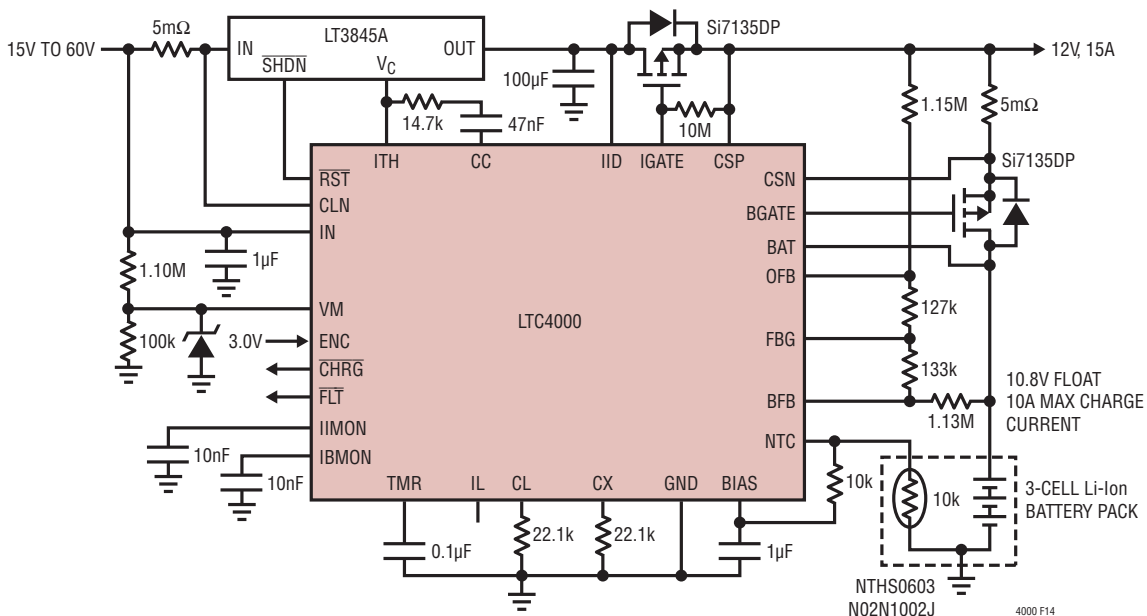


図14. 3個のLiFePO<sub>4</sub>セル用の48Vから10.8V/10Aの降圧コンバータ・チャージャ

## アプリケーション情報

- 充電終了時間は、次式に従って2.9時間に設定します。

$$C_{TMR}(\text{nF}) = t_{\text{TERMINATE}}(\text{h}) \cdot 34.6 = 2.9 \cdot 34.6 = 100\text{nF}$$

- C/X電流による終了レベルは次式に従って1Aにプログラムします。

$$R_{CX} = \frac{(1\text{A} \cdot 5\text{m}\Omega) + 0.5\text{mV}}{0.25\mu\text{A}} \approx 22.1\text{k}\Omega$$

この特定のソリューションでは、コンデンサがTMRピンに接続されているので、タイマによる終了が選択されることに注意してください。したがって、このC/X電流による終了レベルは $\overline{\text{CHRG}}$ インジケータ・ピンにだけ適用されます。

- 出力電圧のレギュレーション・レベルは、次式に従って12Vに設定します。

$$R_{\text{OFB1}} = \left( \frac{12}{1.193} - 1 \right) \cdot 127\text{k}\Omega \approx 1.15\text{M}\Omega$$

- したがって、瞬時オン電圧レベルは、次式に従って9.79Vに設定します。

$$V_{\text{INST\_ON}} = \frac{1150\text{k}\Omega + 127\text{k}\Omega}{127\text{k}\Omega} \cdot 0.974\text{V} = 9.79\text{V}$$

瞬時オン動作時のワーストケース電力損失は、次のように計算することができます。

- トリクル充電時:

$$\begin{aligned} P_{\text{TRKL}} &= [0.86 \cdot V_{\text{FLOAT}} - V_{\text{BAT}}] \cdot I_{\text{CLIM\_TRKL}} \\ &= [0.86 \cdot 10.8] \cdot 1\text{A} \\ &= 9.3\text{W} \end{aligned}$$

- トリクル充電以降:

$$\begin{aligned} P_{\text{INST\_ON}} &= [0.86 \cdot V_{\text{FLOAT}} - V_{\text{BAT}}] \cdot I_{\text{CLIM}} \\ &= [0.86 \cdot 10.8 - 7.33] \cdot 10\text{A} \\ &= 19.3\text{W} \end{aligned}$$

したがって、レイアウトおよび充電用PMOSに利用できるヒートシンクに依存して、図7に含まれている推奨PMOS過温度検出回路の追加が必要になることがあります。応用回路全体については、図25を参照してください。

- 有効な充電温度範囲は、Vishayの「曲線2」のNTCサーミスタを選択することにより、 $-1.5^{\circ}\text{C} \sim 41.5^{\circ}\text{C}$ に設定されます。このサーミスタはバッテリーに結合し、普通の10k抵抗を介して直列にBIASピンに接続します。
- 補償については、実験によるループ補償のセクションで説明されている手順に従います。推奨されているように、最初に $1\mu\text{F}$ の $C_C$ と10kの $R_C$ を使います。これらにより、全てのループが安定します。標準的過渡応答の一例として、 $V_{\text{OFB}}$ が $V_{\text{OUT}}(\text{INST\_ON})$ に安定化されるときに充電電流レギュレーション・ループがここで使われています。DC結合した充電電流の変動をこの特定のループに注入する推奨セットアップを図15に示します。CLピンへの入力は70Hzの方形波で、低い方のレベルは120mV、高い方のレベルは130mVに設定され、1.2Aと1.3Aの充電電流に対応します(100mAの充電電流ステップ)。したがって、この特定の例では、トリクル充電電流のレギュレーションの安定性が調べられます。この例の公称トリクル充電電流は1.25Aにプログラムされていることに注意してください( $R_{\text{CL}} = 24.9\text{k}\Omega$ )。

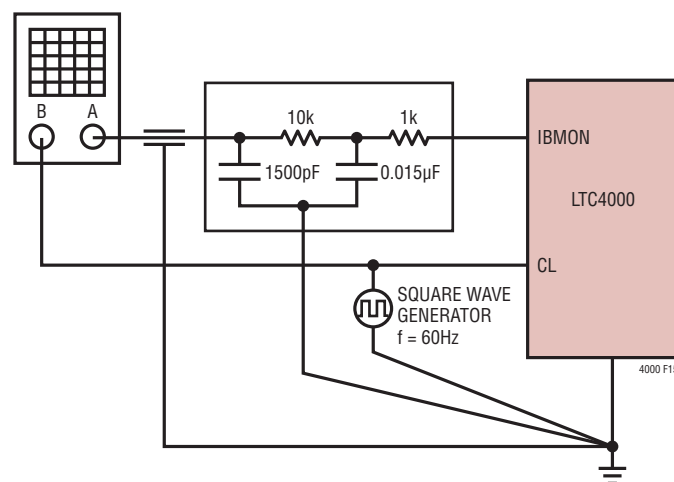


図15. 充電電流レギュレーション・ループの補償セットアップ

## アプリケーション情報

$C_C = 1\mu\text{F}$ ,  $R_C = 10\text{k}$  ( $V_{IN} = 20\text{V}$ )、 $V_{BAT} = 7\text{V}$ 、 $V_{CSP}$ は9.8Vで安定化、およびCSPの出力負荷条件が0.2Aのとき、100mAの充電電流ステップに対してIBMONで観察された過渡応答を図16に示します。

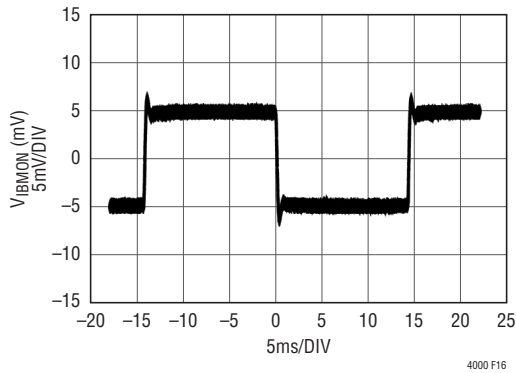


図16.  $V_{OFB}$ が $V_{OUT(INST\_ON)}$ に安定化されているとき、100mAの充電電流ステップに対してIBMONで観察される充電電流レギュレーション・ループの過渡応答 ( $C_C = 1\mu\text{F}$ ,  $R_C = 10\text{k}$ )

過渡応答は小さなオーバーシュートを示しており、遅いセトリングは十分振動減衰した全体のループの内部に高速の小ループがあることを示しています。したがって、 $C_C$ の値は $C_C = 22\text{nF}$ になるまで反復させながら減らします。同じループの $C_C = 22\text{nF}$ および $R_C = 10\text{k}$ での過渡応答を図17に示します。

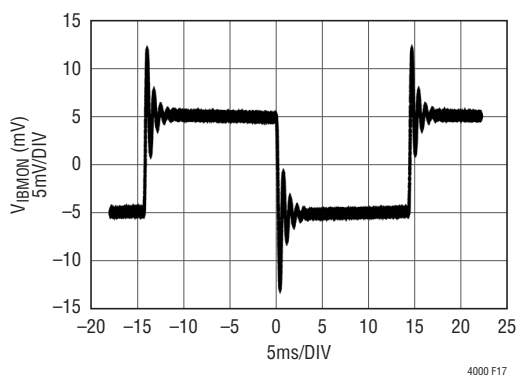


図17.  $V_{OFB}$ が $V_{OUT(INST\_ON)}$ に安定化されているとき、100mAの充電電流ステップに対してIBMONで観察される充電電流レギュレーション・ループの過渡応答 ( $C_C = 22\text{nF}$ ,  $R_C = 10\text{k}$ )

この場合、過渡応答は全体的に振動減衰の足りないシステムを示しています。実験によるループ補償のセクションで注意したように、 $R_C$ の値はこの場合 $R_C = 20\text{k}$ になるまで反復させながら増やします。同じループの $C_C = 22\text{nF}$ および $R_C = 20\text{k}$ での過渡応答を図18に示します。

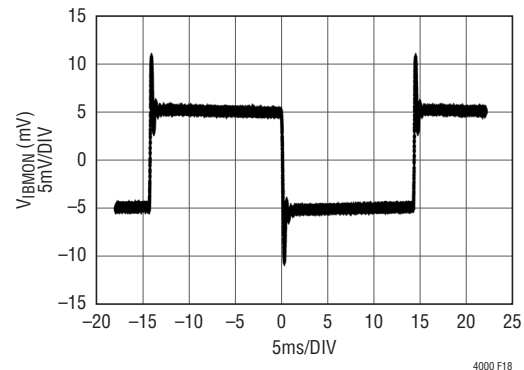


図18.  $V_{OFB}$ が $V_{OUT(INST\_ON)}$ に安定化されているとき、100mAの充電電流ステップに対してIBMONで観察される充電電流レギュレーション・ループの過渡応答 ( $C_C = 22\text{nF}$ ,  $R_C = 20\text{k}$ )

過渡応答は最適に近く、いくらかのオーバーシュートが生じ、高速でセトリングすることに注意してください。反復しながら $R_C$ の値を増やした後、システムの過渡応答が再度過度の振動減衰を示すなら、 $C_C$ を減らすステップを繰り返すことができます。 $C_C$ を減らし、続いて $R_C$ を増やすこれらのステップは、最小の $C_C$ の値と最大の $R_C$ の値で安定したループに達するまで、引き続き繰り返すことができます。この特定の例では、これらの値は $C_C = 22\text{nF}$ および $R_C = 20\text{k}\Omega$ であることが分かります。

$R_C$ と $C_C$ のこれらの最終値に到達した後、4つの可能な組み合わせの全てで $R_C$ と $C_C$ の値を2:1だけ変えて安定性のマージンをチェックします。その後、入力電圧レベルや出力負荷レベルの変更など、セットアップ条件を変え、これらの異なるセットアップ条件で過渡応答をチェックします。異なる全ての条件で望みの応答が得られたら、 $R_C$ と $C_C$ の値を記録します。

## アプリケーション情報

この同じ手順を他の4つのループで繰り返します。入力電流レギュレーション、出力電圧レギュレーション、バッテリー・フロート電圧レギュレーション、および最後に  $V_{OVB} > V_{OUT(INST\_ON)}$  のときの充電電流レギュレーションです。その結果得られる各ループの最適値はわずかに異なることがあることに注意してください。  $C_C$  と  $R_C$  の最終値は、結果を組み合わせ、全てのループで最も控えめな応答を確保することによって選択します。これには、全てのループに関して得られた結果に基づいて、  $C_C$  の最大値と  $R_C$  の最小値を選択することが通常伴います。この特定の例では、これらの値は最終的に  $C_C = 47\text{nF}$  および  $14.7\text{k}\Omega$  に設定されます。

## 基板レイアウトの検討事項

大半のアプリケーションでは、システムの最重要パラメータはバッテリーのフロート電圧です。したがって、帰還抵抗の  $R_{BFB1}$  と  $R_{BFB2}$  の配置と配線をする際、ユーザーは特に注意する必要があります。特に、  $R_{BFB1}$  に接続されたバッテリー検出ラインと LTC4000 のグランド・リターン・ラインは、バッテリーの出力とバッテリーのグランドが位置するところに4線接続で戻す必要があります。この4線接続検出構成を図19に示します。

正確な電流検出には、  $R_{IS}$  と  $R_{CS}$  (図19を参照) の検出ラインをセンス抵抗端子まで延ばして4線接続する必要があります。各抵抗の2本の検出ラインはノイズ源から離して相互に近づけて一緒に配線し、誤差を最小に抑える必要があります。さらに、アプリケーションのセクションで触れられているように、電流をフィルタするコンデンサは全体に配慮して配置し、これらのセンス抵抗を AC 電流がほとんど流れないようにします。

デカップリング・コンデンサの  $C_{IN}$  と  $C_{BIAS}$  は、できるだけ LTC4000 に近づけて配置する必要があります。これにより、  $C_{IN}$  から IN ピンと GND ピンへの配線および  $C_{BIAS}$  から BIAS ピンと GND ピンへの配線をできるだけ短くすることができます。

標準的アプリケーションでは、LTC4000 は外部 DC/DC コンバータと組み合わせます。このコンバータの動作には、多くの場合  $dV/dt$  の高いスイッチング電圧および高電流が関係します。これらのスイッチング電圧と電流を、良い基板レイアウトのやり方を使って、基板上の LTC4000 のセクションからできるだけ隔離します。それには、ノイズの多い電源グラウンドや信号グラウンドを分離し、十分低インピーダンスのグラウンド・プレーンを与え、必要な場合シールドし、敏感な信号の配線をできるだけ短くしてノイズの大きい基板部分から離します。

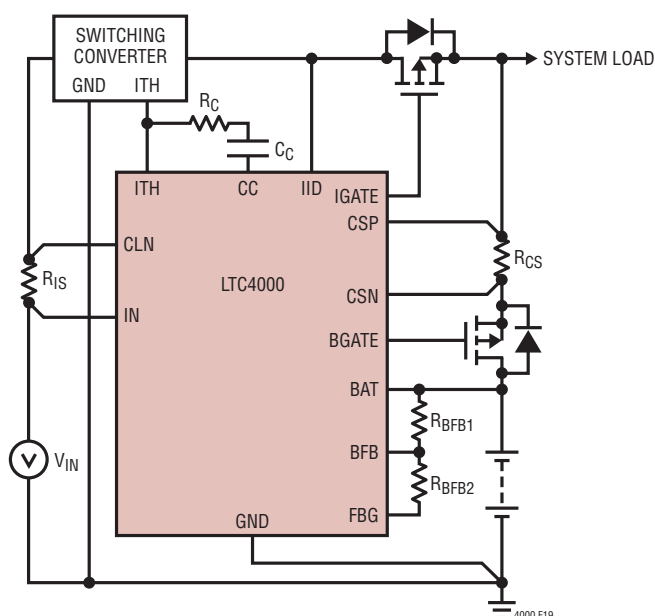


図19. LTC4000の4端子検出ラインの構成

## アプリケーション情報

### 付録—ループの伝達関数

直列抵抗 ( $R_C$ ) とコンデンサ ( $C_C$ ) を、図 11 に示されているように補償ネットワークとして使うとき、A4～A7 の入力から ITH ピンへの伝達関数は単純に次のようになります。

$$\frac{V_{ITH}(s)}{V_{FB}}(s) = g_{m4-7} \left[ \frac{\left( R_C - \frac{1}{g_{m10}} \right) C_C s + 1}{R_{O4-7} \cdot C_C s} \right]$$

ここで、 $g_{m4-7}$  はエラーアンプ A4～A7 のトランスコンダクタンス (標準 0.5mA/V)、 $g_{m10}$  は出力アンプ (A10) のトランスコンダクタンス、 $R_{O4-7}$  はエラーアンプの出力インピーダンス (標準 50mΩ)、 $R_{O10}$  は出力アンプの実効出力インピーダンス (ITH がオープン のとき標準 10mΩ) です。

この簡略化は、 $g_{m10} \cdot R_{O10} \cdot R_{O4-7} \cdot C_C = A_{v10} \cdot R_{O4-7} \cdot C_C$  がシステム内の他のどのポールやゼロよりもはるかに大きいとき有効であることに注意してください。一般に ITH ピンがオープン のとき  $A_{v10} \cdot R_{O4-7} = 5 \cdot 10^{10}$  となります。 $g_{m10}$  と  $R_{O10}$  の正確な値は ITH ピンに接続されたプルアップ電流とインピーダンスにそれぞれ依存します。

ほとんどのアプリケーションでは、ループ補償には  $R_C$  と  $C_C$  の適切な値の選択が伴います。 $R_C$  と  $C_C$  の値の選択の他に、 $g_{m10}$  の値も調整することができます。 $g_{m10}$  の値は ITH ピンへのプルアップ電流を増やすことによって高く調整することができ、その値は次のように近似することができます。

$$g_{m10} = \frac{I_{ITH} + 5\mu A}{50mV}$$

$g_{m10}$  の値が高いほど、 $R_C$  の値の低い方のリミットが小さくなります。この低い方のリミットは右半平面のゼロの発生を防ぐためです。

エラーアンプの入力から ITH ピンへのこの伝達関数を全てのループが共有しますが、帰還信号経路の相違により、各ループの動特性はわずかに異なります。

### 入力電流レギュレーション・ループ

入力電流レギュレーション・ループの帰還信号は、入力電流検出抵抗 ( $R_{IS}$ ) 両端の検出電圧です。

この電圧は係数 20 で増幅され、トランスコンダクタンス・エラーアンプ (A4) によって IL ピンの電圧と比較されます。このアンプは出力トランスコンダクタンス・アンプ (A10) をドライブし、外部 DC/DC コンバータをドライブする ITH ピンの電圧を適切に調整し、センス抵抗 ( $R_{IS}$ ) 両端の入力電流を制御します。このループの詳細を図 20 に示します。

簡略化したループの伝達関数は次のとおりです。

$$L_{IC}(s) = g_{m4} \left[ \frac{\left( R_C - \frac{1}{g_{m10}} \right) C_C s + 1}{C_C s} \right] \cdot \left[ \frac{20R_{IS}(R_{2CIIMONS} + 1)}{(R_1 + R_2)C_{IIMONS} + 1} \right] \cdot G_{mi_p}(s)$$

ここで、 $G_{mi_p}(s)$  は  $V_{ITH}$  から外部 DC/DC コンバータの入力電流への伝達関数です。

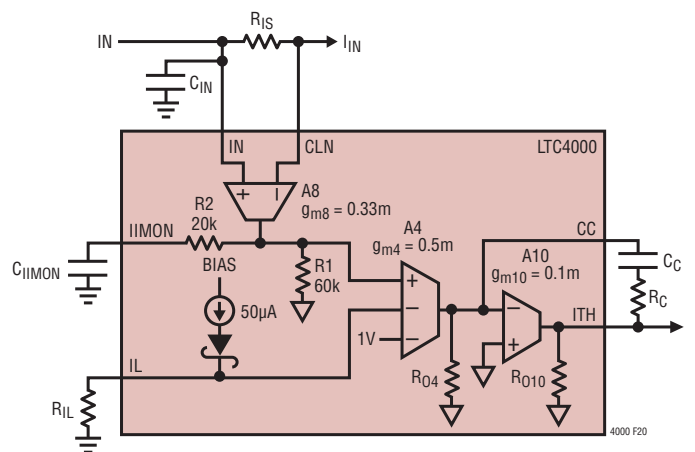


図 20. 入力電流レギュレーション・ループの簡略化した線形モデル

## アプリケーション情報

## 出力電圧レギュレーション・ループ

出力電圧レギュレーション・ループの帰還信号はOFBピンの電圧で、(C<sub>SP</sub>に接続された)出力電圧とFBGピンの間の抵抗分割器のセンターノードに接続します。この電圧は、トランスコンダクタンス・エラーアンプA7によって、内部リファレンス(標準1.193V)と比較されます。このアンプは出力トランスコンダクタンス・アンプ(A10)をドライブし、外部DC/DCコンバータをドライブするITHピンの電圧を適切に調整し、OFBピンによって観察される出力電圧を制御します。このループの詳細を図21に示します。

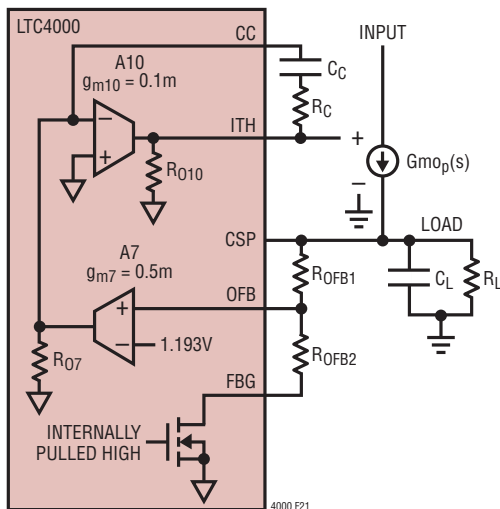


図21. 出力電圧レギュレーション・ループの簡略化した線形モデル

簡略化したループの伝達関数は次のとおりです。

$$L_{OV}(s) = g_{m7} \left[ \frac{\left( R_C - \frac{1}{g_{m10}} \right) C_C s + 1}{C_C s} \right] \cdot \left[ \frac{R_{OFB2}}{R_{OFB}} \right] \cdot \left[ \frac{R_L}{R_L \cdot C_L s + 1} \right] \cdot G_{mOp}(s)$$

ここで、G<sub>mOp</sub>(s)はV<sub>ITH</sub>から外部DC/DCコンバータの出力電流への伝達関数で、R<sub>OFB</sub> = R<sub>OFB1</sub> + R<sub>OFB2</sub>です。

## バッテリー・フロート電圧レギュレーション・ループ

バッテリー・フロート電圧レギュレーション・ループは、出力フロート電圧レギュレーション・ループに非常に似ています。OFBピンの電圧を観察する代わりに、バッテリー・フロート電圧レギュレーション・ループはBFBピンの電圧を観察します。

大きな違いの1つは、出力電圧ループのR<sub>L</sub>の値は大きく変化することがあるのに対して、バッテリー・フロート電圧ループの出力抵抗は外部PFETのオン抵抗(R<sub>DS(ON)</sub>)とバッテリーの直列内部抵抗(R<sub>BAT</sub>)の和にほぼ等しい小さな固定値であることです。この近似は効率の高いどのシステムでも有効なので、バッテリーの出力電力の大部分はシステム負荷に供給され、バッテリーの内部抵抗や充電PFETのオン抵抗で消費されることはありません。標準的システムでは、最小R<sub>L</sub>はR<sub>DS(ON)</sub> + R<sub>BAT</sub>より少なくとも5倍は大きく、R<sub>BFB</sub>はR<sub>BAT</sub>より少なくとも10<sup>6</sup>倍は大きくなります。バッテリー・フロート電圧レギュレーション・ループの詳細を図22に示します。

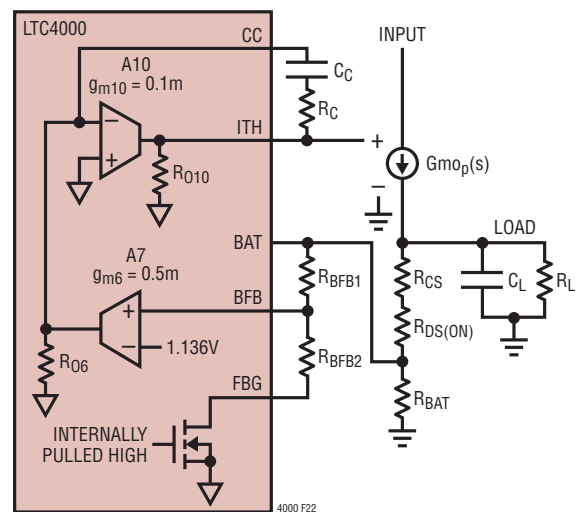


図22. バッテリー・フロート電圧レギュレーション・ループの簡略化した線形モデル

## アプリケーション情報

図22では、バッテリーは内部バッテリー抵抗  $R_{BAT}$  に直列な信号グラウンドであると近似されています。したがって、簡略化したループの伝達関数は次のとおりです。

$$L_{BV}(s) = g_{m6} \left[ \frac{\left( R_C - \frac{1}{g_{m10}} \right) C_C s + 1}{C_C s} \right] \cdot \left[ \frac{R_{BFB2}}{R_{BFB}} \right] \cdot \left[ \frac{R_{LB}}{R_{LB} \cdot C_L s + 1} \right] \cdot G_{mOp}(s)$$

ここで、 $G_{mOp}(s)$  は  $V_{ITH}$  から外部DC/DCコンバータの出力電流への伝達関数で、 $R_{BFB} = R_{BFB1} + R_{BFB2}$ 、および  $R_{LB} = R_L / (R_{DS(ON)} + R_{CS} + R_{BAT})$  は、LOAD ノードから GND への実効出力抵抗を表します。

### バッテリー充電電流レギュレーション・ループ

この最後のレギュレーション・ループは、他の3つのループ全てで見られる特定の動特性を組み合わせています。充電電流レギュレーション・ループの帰還信号は、充電電流検出抵抗 ( $R_{CS}$ ) 両端の検出電圧です。この電圧は係数20で増幅され、トランスコンダクタンス・エラーアンプ (A5) によって CL ピンの電圧と比較されます。なじみのあるやり方で、このアンプは出力トランスコンダクタンス・アンプ (A10) をドライブし、外部DC/DCコンバータをドライブする ITH ピンの電圧を適切に調整し、センス抵抗 ( $R_{CS}$ ) 両端の入力電流を制御します。

瞬時オン機能が備わっているため、充電電流レギュレーション・ループの説明は2つの区別された動作領域に分ける必要があります。これらの動作領域は、OFB ピンの電圧が瞬時オン・スレッシュホールド ( $V_{OUT(INST\_ON)}$ ) より高いか低いかに依存します。

### $V_{OFB} > V_{OUT(INST\_ON)}$ のときのバッテリー充電電流レギュレーション・ループ

この動作領域では、外部充電 PFET のゲートは“L”にドライブされ、 $V_{BGATE(ON)}$  にクランプされます。このループの詳細を図23に示します。

簡略化したループの伝達特性は次のとおりです。

$$L_{CC}(s) = g_{m5} \left[ \frac{\left( R_C - \frac{1}{g_{m10}} \right) C_C s + 1}{C_C s} \right] \cdot 20R_{CS} \cdot \left[ \frac{(R_2 \cdot C_{IBMON} s + 1)}{(R_1 + R_2) C_{IBMON} s + 1} \right] \cdot \frac{R_L}{R_f + R_L} \cdot \left[ \frac{1}{(R_L \parallel R_f) C_L s + 1} \right] \cdot G_{mOp}(s)$$

ここで、 $G_{mOp}(s)$  は  $V_{ITH}$  から外部DC/DCコンバータの出力電流への伝達関数、 $R_f = R_{CS} + R_{DS(ON)} + R_{BAT}$ 、さらに  $R_L / R_f$  は  $R_L$  と  $R_f$  の並列接続の実効抵抗値を表します。

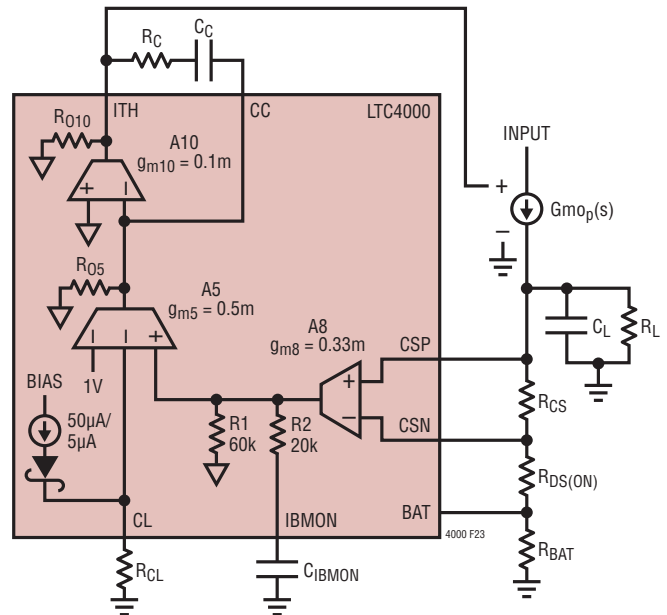


図23. 外部充電 PFET がオンにドライブされた状態での充電電流レギュレーション・ループの簡略化した線形モデル



## アプリケーション情報

V<sub>OFB</sub>がV<sub>OUT(INST\_ON)</sub>に安定化されているときのバッテリー充電電流レギュレーション・ループ

バッテリー電圧が瞬時オンのレベルより下のとき、外部充電PFETはリニアにドライブされ、(CSPピンに接続された)出力の電圧を安定化します。OFBピンの電圧が瞬時オン・スレッシュホールド(V<sub>OUT(INST\_ON)</sub>)に等しくなるように、出力電圧は制御されます。

外部PFETのレギュレーションが、バッテリー充電電流レギュレーション・ループのユニティ・クロスオーバー周波数に比べて速いと、出力の電圧は小信号グラウンドであるとみなすことができます。ただし、LTC4000では、外部PFETの制御を意図的に遅くしてあるので、使用するPFETを広い範囲で選択することができます。したがって、充電電流レギュレーション・ループの解析にPFETの線形モデルを含める必要があります。このループの詳細を図24に示します。

簡略化したループの伝達特性は次のとおりです。

$$L_{CC2}(s) = g_{m5} \left[ \frac{\left( R_C - \frac{1}{g_{m10}} \right) C_C s + 1}{C_C s} \right] \cdot 20R_{CS} \cdot \left[ \frac{(R_2 \cdot C_{IBMON} s + 1)}{(R_1 + R_2) C_{IBMON} s + 1} \right] \cdot \frac{R_L}{R_{fIDC} + R_L} \cdot \left[ \frac{1}{(R_L \parallel R_{fIDC}) C_L s + 1} \right] \cdot \left[ \frac{\frac{C_g}{g_{mEXT}} s + 1}{\left( \frac{R_{CS} + R_{BAT}}{R_{fIDC}} \right) \frac{C_g}{g_{mEXT}} s + 1} \right] \cdot G_{mOp}(s)$$

ここで、G<sub>mOp</sub>(s)はV<sub>ITH</sub>から外部DC/DCコンバータの出力電流への伝達関数、g<sub>mEXT</sub>は出力PFETの小信号トランスコンダクタンス、R<sub>fIDC</sub> = R<sub>CS</sub> + 1/g<sub>mEXT</sub> + R<sub>BAT</sub>、さらにR<sub>L</sub>/R<sub>fIDC</sub>はR<sub>L</sub>とR<sub>fIDC</sub>の並列接続の実効抵抗値を表します。

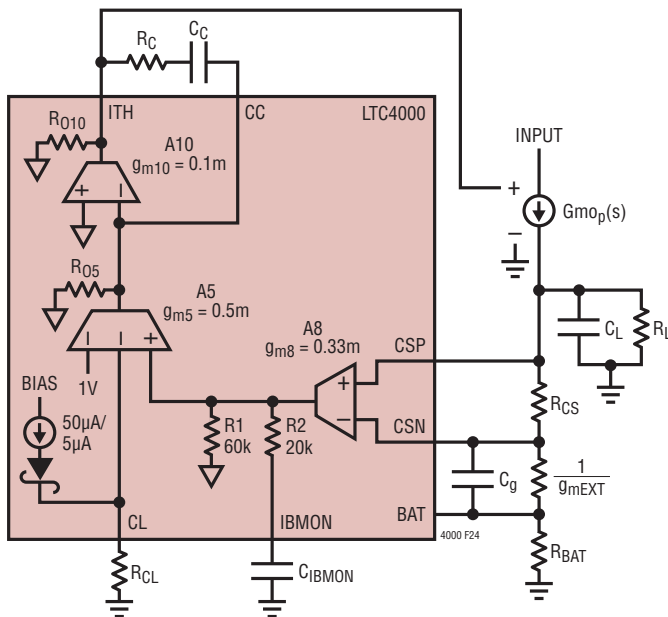


図24. 外部充電PFETがリニアに安定化された状態での充電電流レギュレーション・ループの簡略化した線形モデル

## 標準的応用例

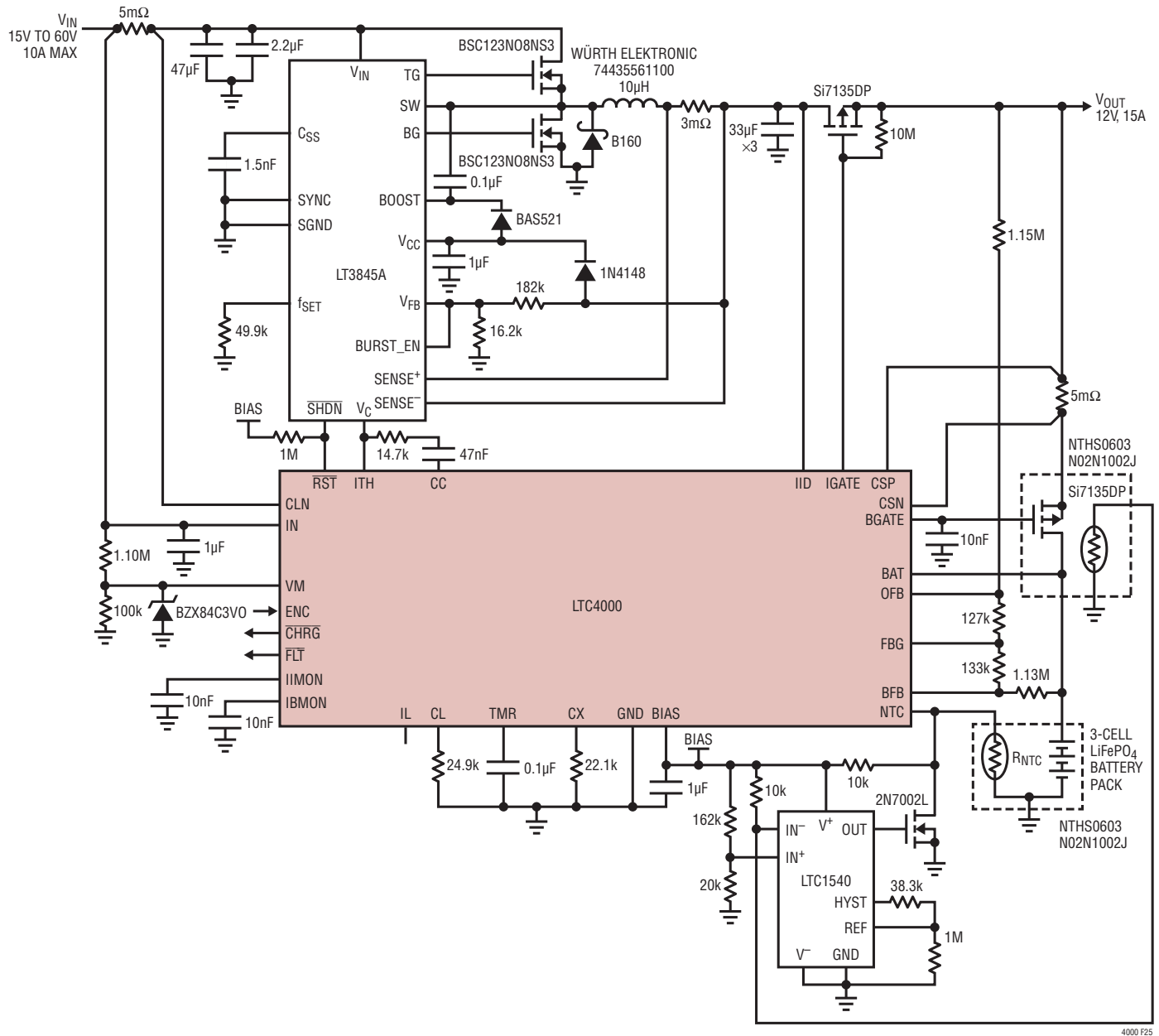


図 25. 48V から 10.8V/10A への降圧コンバータによる 3 セル LiFePO<sub>4</sub> バッテリー・チャージャ、2.9 時間終了タイマ、1.25A トリクル充電電流、および充電 PFET の熱保護付き

4000 F25

標準的応用例

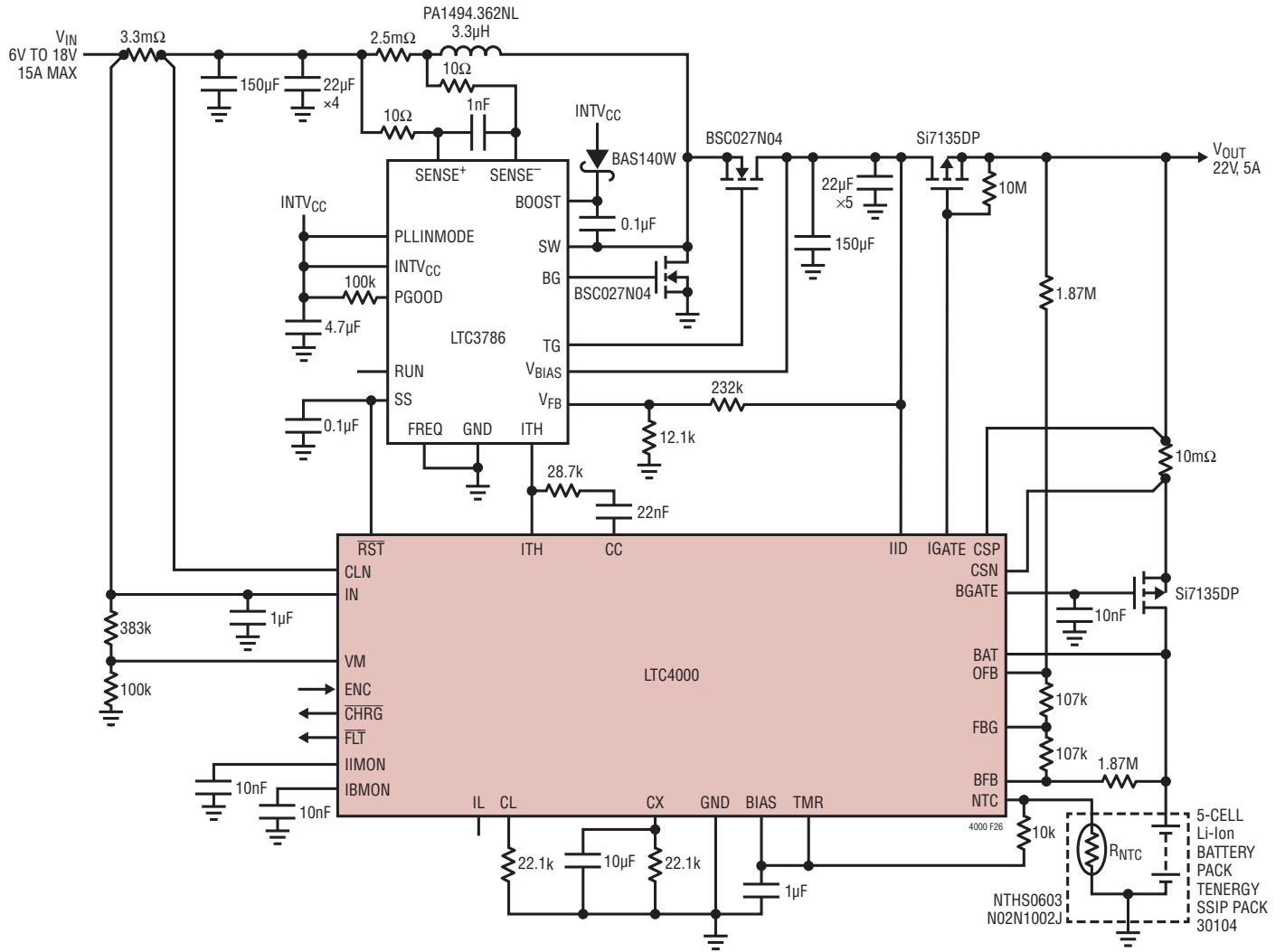


図 26. 6V から 21V/5A への昇圧コンバータによる 5セル・リチウムイオン・バッテリー・チャージャ、C/10 終了および 0.55A トリクル充電電流

## 標準的応用例

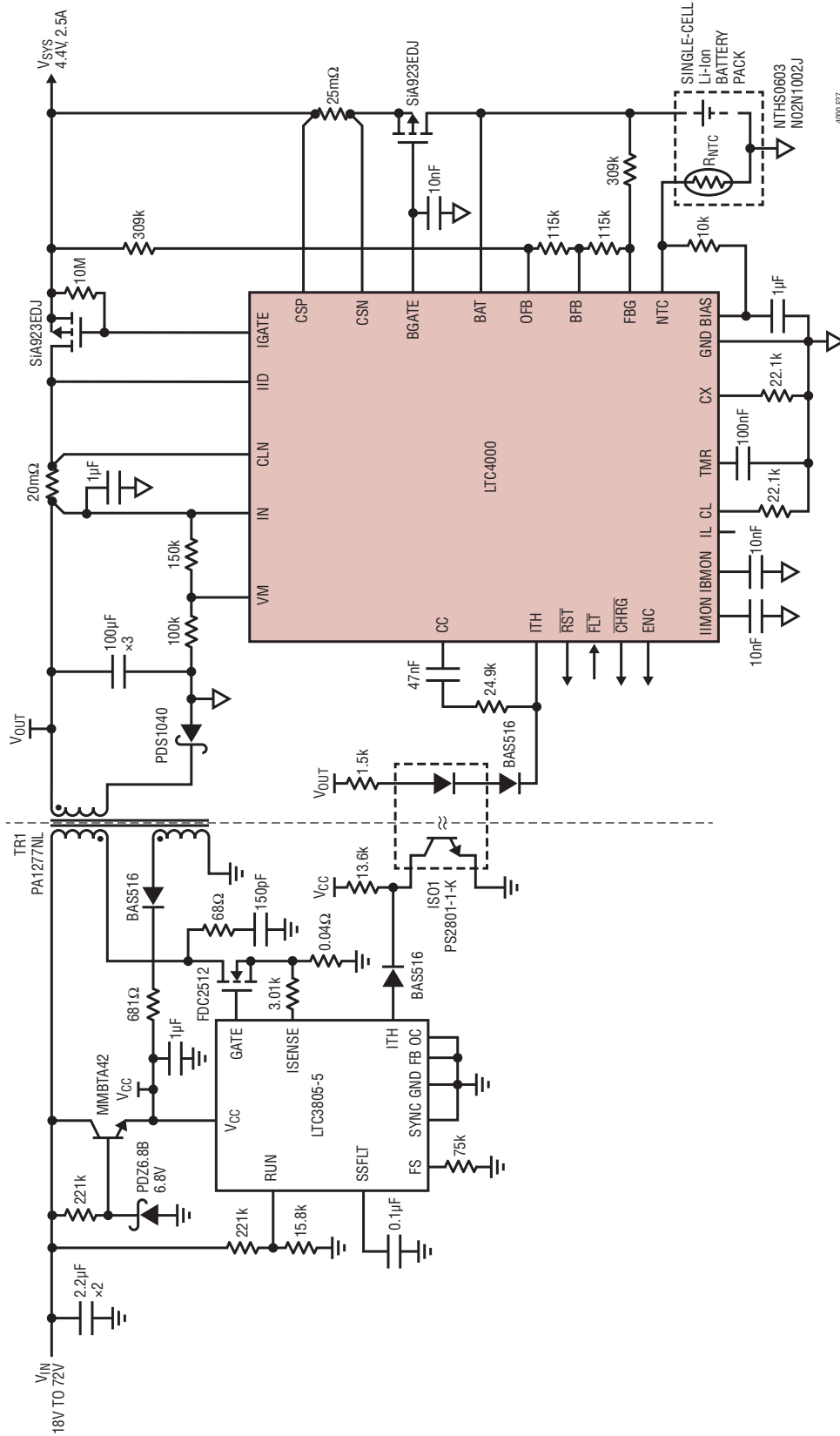
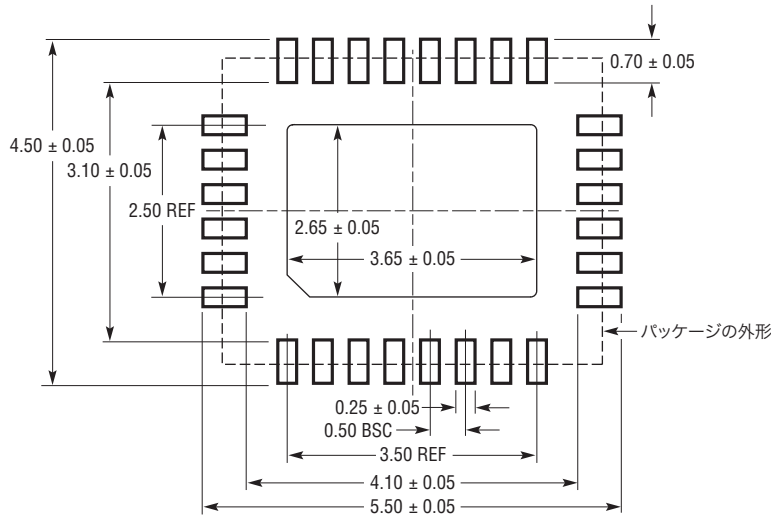


図 27. 18V ~ 72VIN から 4.2V/2.0A への絶縁型フライバック・シングルセル・リチウムイオン・バッテリー・チャージャー、  
2.9 時間タイムアウトおよび 0.22A トリクル充電電流値

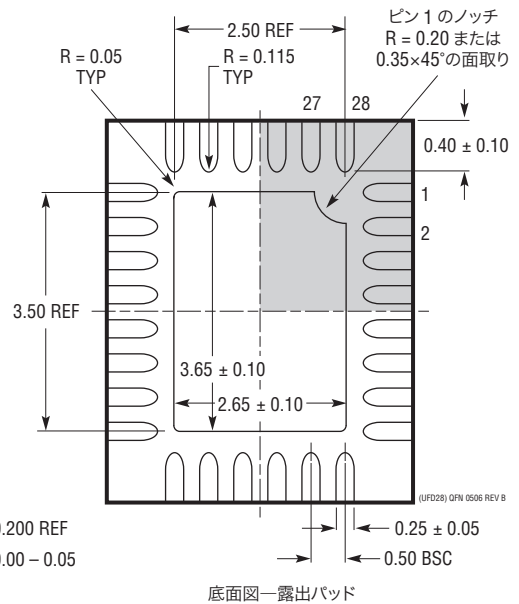
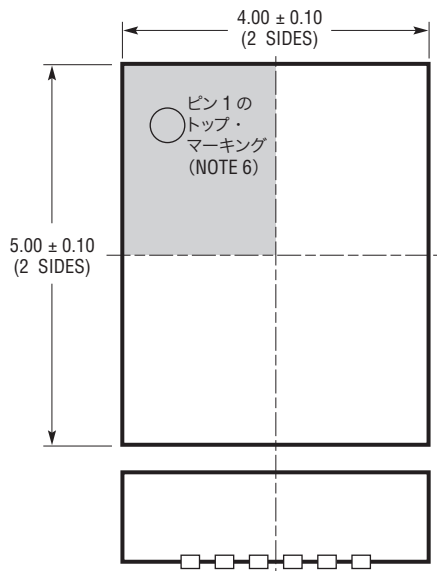
パッケージ

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

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



推奨する半田パッドのピッチと寸法  
 半田付けされない領域には半田マスクを使用する

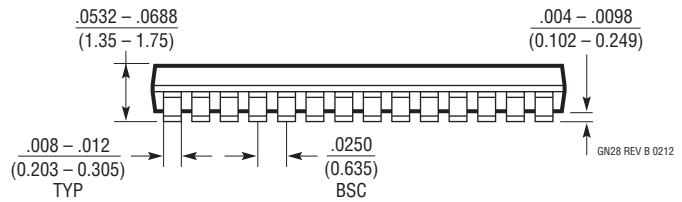
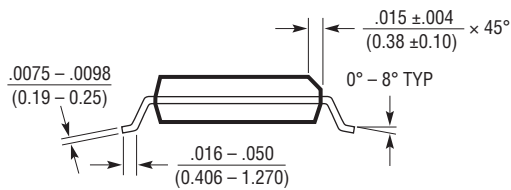
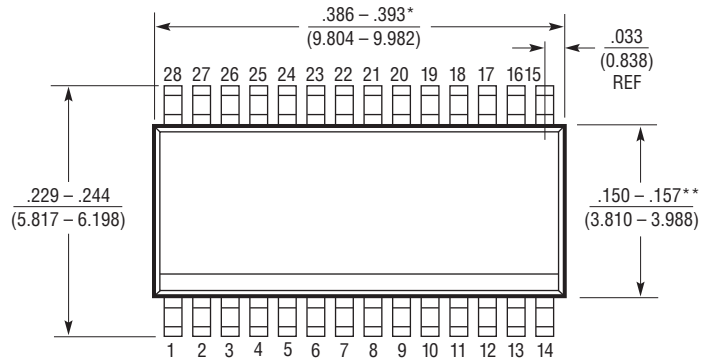
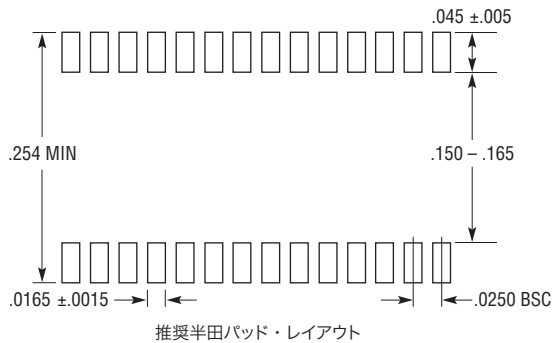


- NOTE:
- 図は JEDEC パッケージ外形 MO-220 のバリエーション (WXXX-X) にするよう提案されている
  - 図は実寸とは異なる
  - 全ての寸法はミリメートル
  - パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。  
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで 0.15mm を超えないこと
  - 露出パッドは半田メッキとする
  - 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン 1 の位置の参考過ぎない

## 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/> をご覧ください。

### GN Package 28-Lead Plastic SSOP (Narrow .150 Inch) (Reference LTC DWG # 05-08-1641 Rev B)



NOTE:

1. 標準寸法：インチ
  2. 寸法は  $\frac{\text{インチ}}{\text{ミリメートル}}$
  3. 図は実寸とは異なる
  4. ピン 1 は斜めのエッジかへこみのいずれか
- \* 寸法にはモールドのバリを含まない。  
モールドのバリは各サイドで 0.006" (0.152mm) を超えないこと
- \*\* 寸法にはリード間のバリを含まない。  
リード間のバリは各サイドで 0.010" (0.254mm) を超えないこと

## 改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	5/11	「標準的応用例」を更新。	1
		「電気的特性」のセクションを更新。	3、4、5
		「ピン機能」のセクションのENCピンのテキストを更新。	8
		ブロック図を更新。	11
		図14と図25を更新。	26、34
B	6/13	CLN, CSP, CSN Common Mode Range の仕様を追加。	3
		Ratio of Monitored-Current Voltage to Sense Voltage の最小値を改訂。	3
		V <sub>BFB_RFG</sub> の Battery Feedback Voltage の最小値を改訂。	3
		V <sub>OFB_RFG</sub> の Output Feedback Voltage の最小値を改訂。	3
		Voltage Monitoring Input Falling Threshold の最小値を改訂。	4
		IGATE ピンの機能を改訂。	10
		「入力理想ダイオード」セクションを改訂	13
		「入力UVLOと電圧モニタ」セクションを改訂。	15
		「入力の理想ダイオードPMOSの選択」セクションを改訂。	16
		R <sub>CX</sub> C/Xの検出の式を改訂。	18
		標準的応用例の回路図(抵抗)を改訂。	11、26、 34～36、40

## 標準的応用例

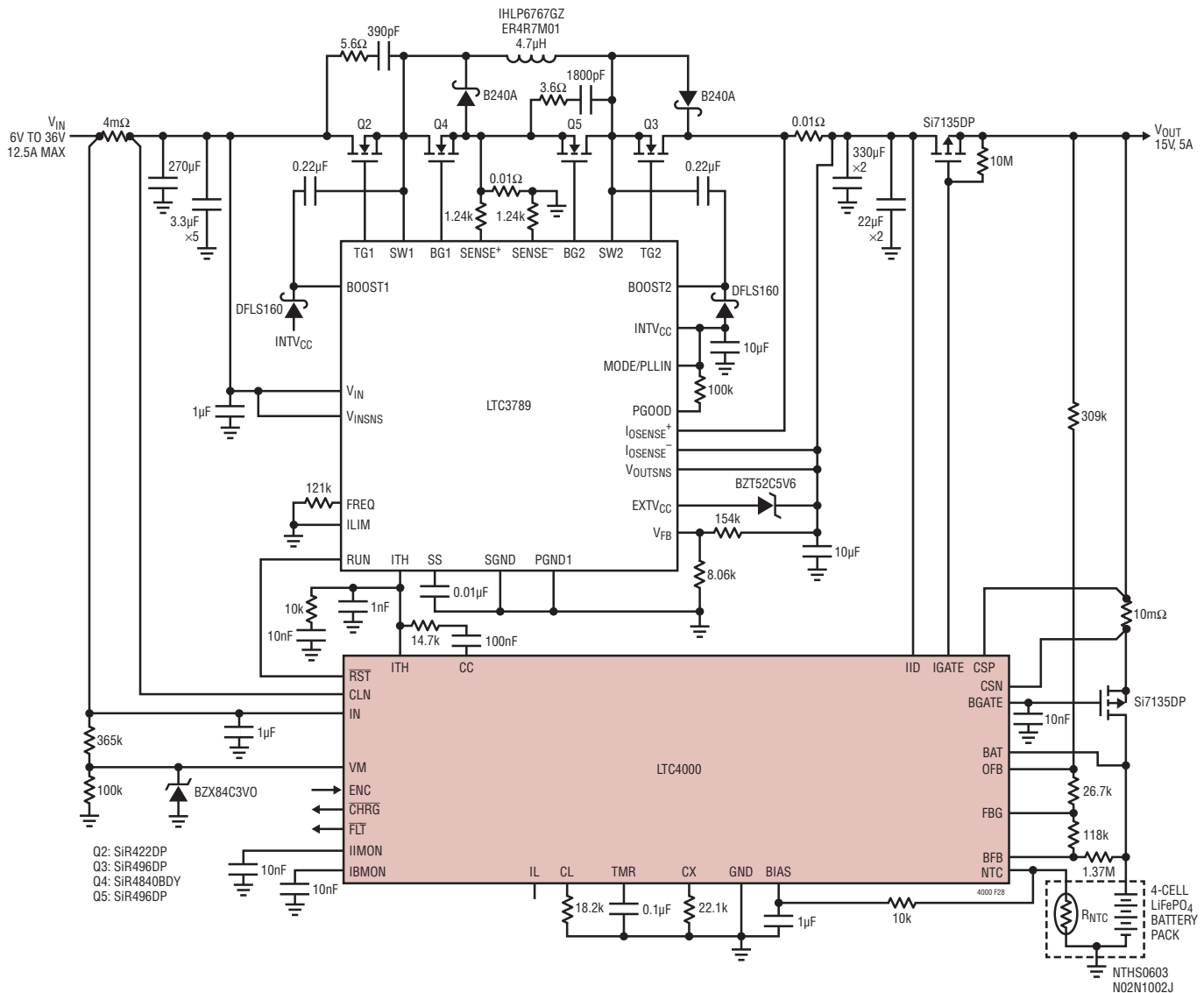


図 28. 6V~36V<sub>IN</sub>から14.4V/4.5Aの昇降圧コンバータ、4セルLiFePO<sub>4</sub>バッテリー・チャージャ、2.9時間タイマ終了および0.45Aトリクル充電電流

## 関連製品

製品番号	説明	注釈
<a href="#">LTC3789</a>	高効率同期整流式4スイッチ昇降圧コントローラ	機能を追加した改善されたLTC3780
<a href="#">LT3845</a>	動作周波数を設定可能な高電圧同期整流式電流モード降圧コントローラ	中電力/高電力の高効率電源向け
<a href="#">LT3650</a>	高電圧2Aモノリシック・リチウムイオン・バッテリー・チャージャ	3mm×3mm DFN-12およびMSOP-12パッケージ
<a href="#">LT3651</a>	高電圧4Aモノリシック・リチウムイオン・バッテリー・チャージャ	LT3650ファミリーの4A同期整流式バージョン
<a href="#">LT3652/</a> <a href="#">LT3652HV</a>	電力トラッキング2Aバッテリー・チャージャ	マルチケミストリ、内蔵終了機能
<a href="#">LTC4009</a>	高効率マルチケミストリ・バッテリー・チャージャ	LTC4008の低コスト・バージョン、4mm×4mm QFN-20
<a href="#">LTC4012</a>	PowerPath制御付き、高効率、マルチケミストリ・バッテリー・チャージャ	LTC4009に似ており、PowerPath制御を追加
<a href="#">LT3741</a>	高電力、定電流、定電圧、降圧コントローラ	熱特性が改善された4mm×4mm QFNおよび20ピンTSSOPパッケージ