4A、高効率
スタンドアロン・リチウムイオン・バッテリ・チャージャ

特長

- **3セルまたは4セルのリチウムイオン・バッテリ用のチャージャ・コントローラ**
- **高い変換効率：最大96%**
- **出力電流：4A以上**
- **充電電圧精度：±0.8%**
- **リチウムイオン・バッテリ用の充電終了機能を内蔵**
- **ACアダプタ電流制限により最大充電レートを実現***
- 安全温度での充電用サーミスタ入力
- 広い入力電圧範囲：6V～28V
- ドロップアウト電圧：0.5V、最大デューティ・サイクル：98%
- プログラム可能な充電電流：±4%精度
- 充電、C/10電流検出、ACアダプタ検出、バッテリ低下、入力電流制限およびフォールト検出の各インジケータ出力
- 充電電流モニタ出力
- 24ピン細型SSOPパッケージで供給

アプリケーション

- ノートブック・コンピュータ
- 携帯用計測器
- バッテリ・バックアップ・システム
- スタンドアロン・リチウムイオン・チャージャ

概要

LTC®4007は3セルまたは4セルのリチウムイオン・バッテリ用の定電流/定電圧チャージャ・コントローラです。このPWMコントローラには同期式準固定周波数の固定オフ時間アーキテクチャが採用されていますので、セラミック・コンデンサを使用しても可聴ノイズが生じません。充電電流は1本のプログラミング抵抗を使って±4%の精度でプログラムできます。充電電流はプログラミング抵抗の両端の電圧としてモニタすることもできます。

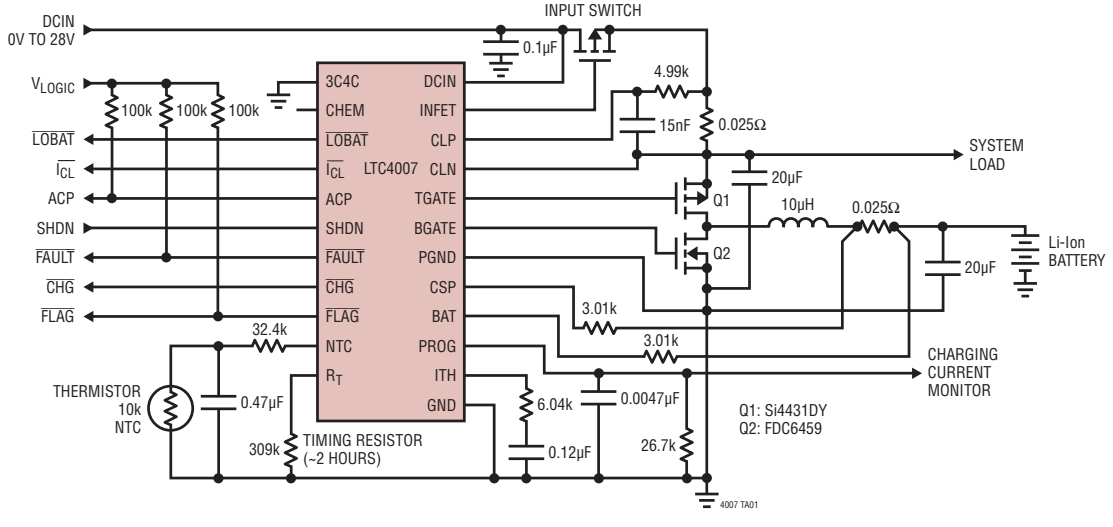
出力フロート電圧はセル数（3セルまたは4セル）とバッテリの種類（4.2V/4.1V）に応じてピンでプログラムされます。外付け抵抗でプログラムされるタイマにより、充電終了時間が設定されます。セル電圧が3.9V/セルを下回ると、充電が自動的に再開されます。

LTC4007はサーミスタ・センサ入力を備えており、安全でない温度状態が検出された場合、充電を一時停止します。セル電圧が2.5Vを下回るとバッテリ低下インジケータが有効になり、これを使用してトリクル充電電流をプログラムすることにより、消耗したバッテリを安全に充電することができます。$\overline{\text{FAULT}}$ピンも有効になり、総充電時間の4分の1以上バッテリ低下状態が継続すると充電が停止します。

、LT、LTC、LTM、Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。その他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。
5723970を含む米国特許によって保護されています。

標準的応用例

12.6V、4AのリチウムイオンバッテリチャージャLTC4007

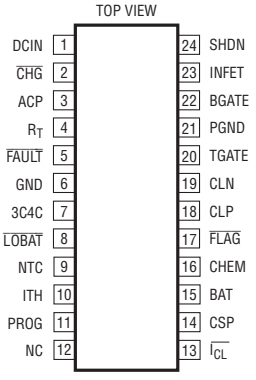


絶対最大定格

(Note 1)

DCIN、CLP、CLNからGNDへの電圧 ..... +32V/–0.3V
GNDを基準にしたPGND ..... ±0.3V
CSP、BATからGND ..... +28V/–0.3V
CHEM、3C4C、R_TからGND ..... +7V/–0.3V
NTC ..... +10V/–0.3V
ACP、SHDN、$\overline{CHG}$、$\overline{FLAG}$、
$\overline{FAULT}$、$\overline{LOBAT}$、$\overline{I_{CL}}$ ..... +32V/–0.3V
CLPからCLN ..... ±0.5V
動作周囲温度範囲(Note 4) ..... –40°C～85°C
動作接合部温度 ..... –40°C～125°C
保存温度範囲 ..... –65°C～150°C
リード温度(半田付け、10秒) ..... 300°C

ピン配置



GN PACKAGE
24-LEAD PLASTIC SSOP

T_{JMAX} = 125°C, θ_{JA} = 90°C/W

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
LTC4007EGN#PBF	LTC4007EGN#TRPBF	LTC4007EGN	24-Lead Plastic SSOP	–40°C to 85°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。
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/tapeandreel/ をご覧ください。

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する(Note 4)。それ以外はT_A = 25°Cでの値。注記がない限り、V_{DCIN} = 20V、V_{BAT} = 12V。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
	DCIN Operating Range			6		28	V
I_Q	Operating Current	Sum of Current from CLP, CLN , DCIN			3	5	mA
V_{TOL}	Charge Voltage Accuracy	Nominal Values: 12.3V, 12.6V, 16.4V, 16.8V (Note 2)	 ●	–0.8 –1.0		0.8 1.0	% %
I_{TOL}	Charge Current Accuracy (Note 3)	$V_{CSP} – V_{BAT}$ Target = 100mV V_{BAT} < 6V, $V_{CSP} – V_{BAT}$ Target = 10mV 6V ≤ V_{BAT} ≤ V_{LOBAT}, $V_{CSP} – V_{BAT}$ Target = 10mV	 ● 	–4 –5 –60 –35		4 5 60 35	% % % %
T_{TOL}	Termination Timer Accuracy	R_{RT} = 270k	●	–15		15	%
シャットダウン							
	Battery Leakage Current	DCIN = 0V SHDN = 3V	● ●	 –10	15	35 10	μA μA
UVLO	Undervoltage Lockout Threshold	DCIN Rising, V_{BAT} = 0	●	4.2	4.7	5.5	V
	Shutdown Threshold at SHDN		●	1	1.6	2.5	V
	SHDN Pin Current				–10		μA
	Operating Current in Shutdown	V_{SHDN} = 0V, Sum of Current from CLP, CLN, DCIN			2	3	mA

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する（Note 4）。それ以外はT_A = 25℃での値。注記がない限り、V_{DCIN} = 20V、V_{BAT} = 12V。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
電流センス・アンプ、CA1							
	Input Bias Current Into BAT Pin				11.67		μA
CMSL	CA1/I_1 Input Common Mode Low		●	0			V
CMSH	CA1/I_1 Input Common Mode High		●			V_{CLN} – 0.2	V
電流コンパレータI_{CMP}とI_{REV}							
I_{TMAX}	Maximum Current Sense Threshold (V_{CSP} – V_{BAT})	V_{ITH} = 2.5V	●	140	165	200	mV
I_{TREV}	Reverse Current Threshold (V_{CSP} – V_{BAT})				–30		mV
電流センス・アンプ、CA2							
	Transconductance				1		mmho
	Source Current	Measured at I_{TH}, V_{ITH} = 1.4V			–40		μA
	Sink Current	Measured at I_{TH}, V_{ITH} = 1.4V			40		μA
電流制限アンプ							
	Transconductance				1.4		mmho
V_{CLP}	Current Limit Threshold		●	93	100	107	mV
I_{CLP}	CLP Input Bias Current				100		nA
電圧誤差アンプ、EA							
	Transconductance				1		mmho
	Sink Current	Measured at I_{TH}, V_{ITH} = 1.4V			36		μA
OVSD	Overvoltage Shutdown Threshold as a Percent of Programmed Charger Voltage		●	102	107	110	%
入力Pチャネル FETドライバ（INFET）							
	DCIN Detection Threshold (V_{DCIN} – V_{CLN})	DCIN Voltage Ramping Up from V_{CLN} – 0.1V	●	0	0.17	0.25	V
	Forward Regulation Voltage (V_{DCIN} – V_{CLN})		●		25	50	mV
	Reverse Voltage Turn-Off Voltage (V_{DCIN} – V_{CLN})	DCIN Voltage Ramping Down	●	–60	–25		mV
	INFET “On” Clamping Voltage (V_{DCIN} – V_{INFET})	I_{INFET} = 1μA	●	5	5.8	6.5	V
	INFET “Off” Clamping Voltage (V_{DCIN} – V_{INFET})	I_{INFET} = –25μA				0.25	V
サーミスタ							
NTCVR	Reference Voltage During Sample Time				4.5		V
	High Threshold	V_{NTC} Rising	●	NTCVR • 0.48	NTCVR • 0.5	NTCVR • 0.52	V
	Low Threshold	V_{NTC} Falling	●	NTCVR • 0.115	NTCVR • 0.125	NTCVR • 0.135	V
	Thermistor Disable Current	V_{NTC} ≤ 10V				10	μA
インジケータ出力（ACP、$\overline{CHG}$、$\overline{FLAG}$、$\overline{LOBAT}$、$\overline{I_{CL}}$、$\overline{FAULT}$）							
C10TOL	$\overline{FLAG}$ (C/10) Accuracy	Voltage Falling at PROG	●	0.375	0.397	0.420	V
LBTOL	$\overline{LOBAT}$ Threshold Accuracy	3C4C = 0V, CHEM = 0V 3C4C = 0V, CHEM = Open 3C4C = Open, CHEM = 0V 3C4C = Open, CHEM = Open	● ● ● ●	7.10 7.27 9.46 9.70	7.32 7.50 9.76 10	7.52 7.71 10.10 10.28	V V V V
	RESTART Threshold Accuracy	3C4C = 0V, CHEM = 0V 3C4C = 0V, CHEM = Open 3C4C = Open, CHEM = 0V 3C4C = Open, CHEM = Open	● ● ● ●	11.13 11.40 14.84 15.20	11.42 11.70 15.23 15.60	11.65 11.94 15.54 15.92	V V V V
	$\overline{I_{CL}}$ Threshold Accuracy			83	93	105	mV

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する（Note 4）。それ以外はT_A = 25℃での値。注記がない限り、V_{DCIN} = 20V、V_{BAT} = 12V。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{OL}	Low Logic Level of ACP, $\overline{CHG}$, $\overline{FLAG}$, $\overline{LOBAT}$, $\overline{I_{CL}}$, $\overline{FAULT}$	I_{OL} = 100μA	●			0.5	V
V_{OH}	High Logic Level of $\overline{CHG}$, $\overline{LOBAT}$, $\overline{I_{CL}}$	I_{OH} = –1μA	●	2.7			V
I_{OFF}	Off State Leakage Current of ACP, $\overline{FLAG}$, $\overline{FAULT}$	V_{OH} = 3V		–1		1	μA
I_{PO}	Pull-Up Current on $\overline{CHG}$, $\overline{LOBAT}$, $\overline{I_{CL}}$	V = 0V			–10		μA
	Charge Termination Defeat Threshold at CHG			1			V
プログラミング入力（CHEMおよび3C4C）							
V_{IH}	High Logic Level		●			3.3	V
V_{IL}	Low Logic Level		●	1			V
I_{PI}	Pull-Up Current	V = 0V			–14		μA
発振器							
f_{OSC}	Regulator Switching Frequency			255	300	345	kHz
f_{MIN}	Regulator Switching Frequency in Drop Out	Duty Cycle ≥ 98%		20	25		kHz
DC_{MAX}	Regulator Maximum Duty Cycle	V_{CSP} = V_{BAT}		98	99		%
ゲート・ドライバ（TGATE、BGATE）							
	V_{TGATE} High (V_{CLN} – V_{TGATE})	I_{TGATE} = –1mA				50	mV
	V_{BGATE} High	C_{LOAD} = 3000pF		4.5	5.6	10	V
	V_{TGATE} Low (V_{CLN} – V_{TGATE})	C_{LOAD} = 3000pF		4.5	5.6	10	V
	V_{BGATE} Low	I_{BGATE} = 1mA				50	mV
	TGATE Transition Time						
TGTR	TGATE Rise Time	C_{LOAD} = 3000pF, 10% to 90%			50	110	ns
TGTF	TGATE Fall Time	C_{LOAD} = 3000pF, 10% to 90%			50	100	ns
	BGATE Transition Time						
BGTR	BGATE Rise Time	C_{LOAD} = 3000pF, 10% to 90%			40	90	ns
BGTF	BGATE Fall Time	C_{LOAD} = 3000pF, 10% to 90%			40	80	ns
	V_{TGATE} at Shutdown (V_{CLN} – V_{TGATE})	I_{TGATE} = –1μA, DCIN = 0V, CLN = 12V				100	mV
	V_{BGATE} at Shutdown	I_{BGATE} = 1μA, DCIN = 0V, CLN = 12V				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可能性がある。

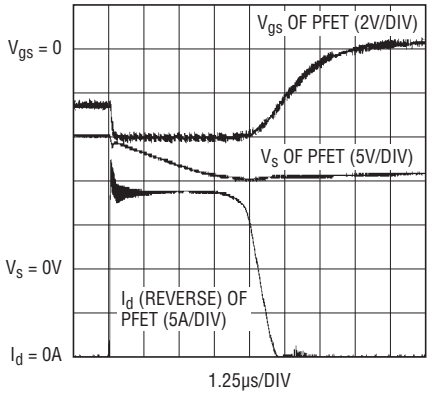
Note 2：テスト回路を参照。

Note 3：電流センス抵抗または電流プログラミング抵抗の許容誤差は含まない。

Note 4：LTC4007Eは0℃～70℃の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℃～85℃の動作温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。

標準的性能特性

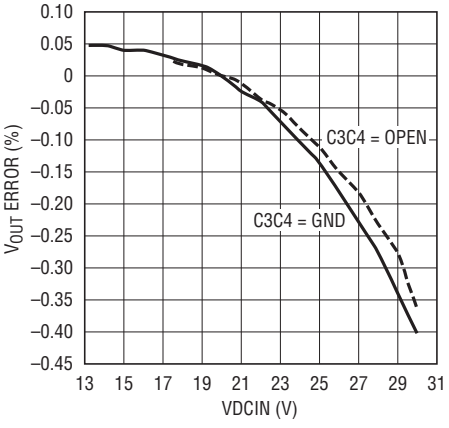
逆電流に対するINFET応答時間



TEST PERFORMED ON DEMOBOARD
V_{IN} = 15VDC　V_{CHARGE} = 12.6V
CHARGER = ON　PFET = 1/2 Si4925DY
I_{CHARGE} = <10mA

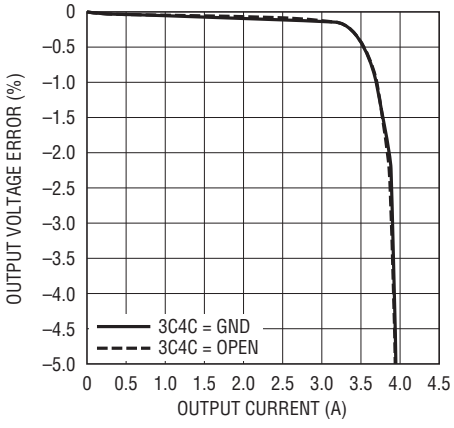
4007 G01

ライン・レギュレーション



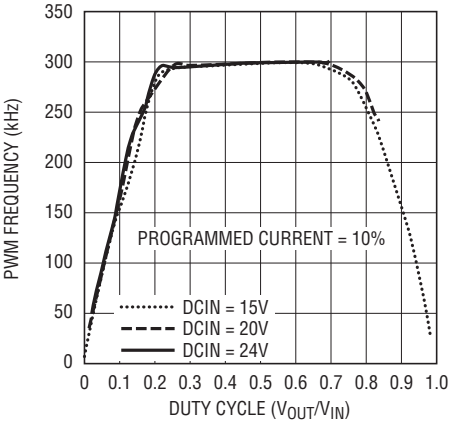
4007 G02

V_{OUT}とI_{OUT}



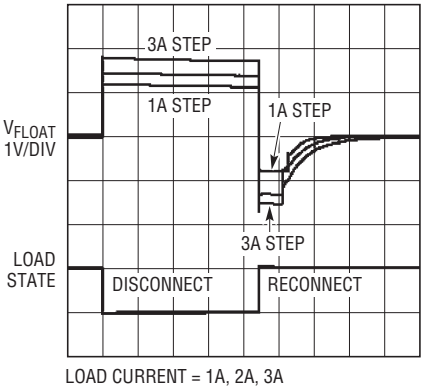
4007 G03

PWM周波数とデューティ・サイクル



4007 G04

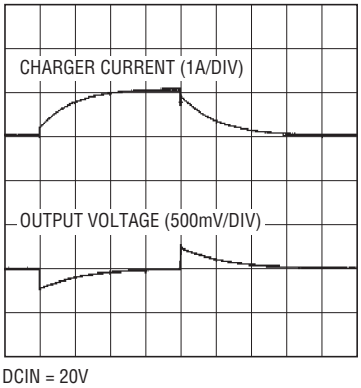
バッテリの切断/再接続（負荷ダンプ）



LOAD CURRENT = 1A, 2A, 3A
DCIN = 20V
V_{FLOAT} = 12.6V (3C4C = GND, CHEM = OPEN)

4007 G05

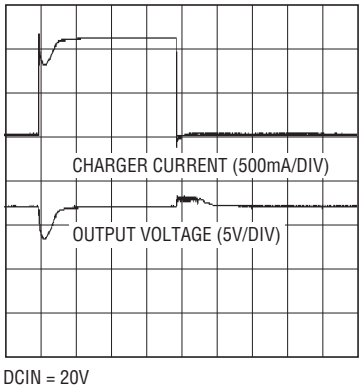
1A負荷ステップ（バッテリが接続されている）



DCIN = 20V
V_{FLOAT} = 12.6V

4007 G06

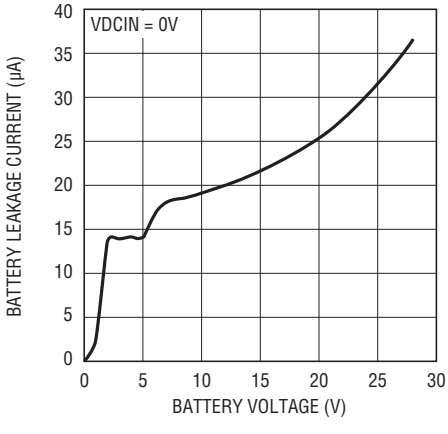
1A負荷ステップ（バッテリが接続されていない）



DCIN = 20V
V_{FLOAT} = 12.6V

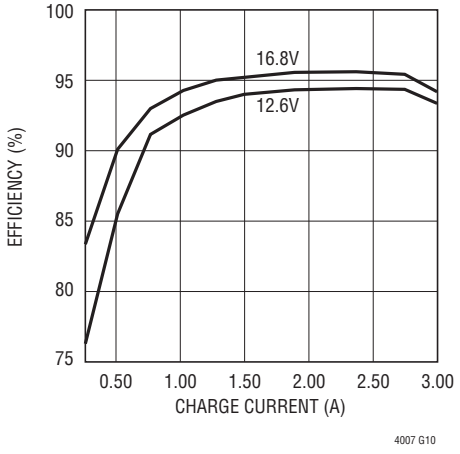
4007 G07

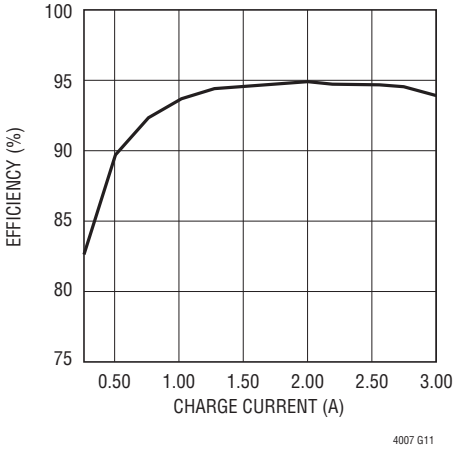
バッテリのリーク電流とバッテリ電圧



4007 G08

標準的性能特性





ピン機能

DCIN（ピン1）：外部DC電源入力。このピンは少なくとも0.01μFでバイパスします。「アプリケーション情報」を参照してください。

$\overline{\text{CHG}}$（ピン2）：充電状態出力。バッテリの充電中、$\overline{\text{CHG}}$ピンは内部NチャネルMOSFET によって“L”に引き下げられます。内部で3.5Vへ10μAでプルアップされています。V_{LOGIC}が3.3Vより大きければ、外部プルアップを追加します。このピンを1Vより下に強制する（またはGNDに接続する）ことにより、タイマによる充電終了を無効にすることができます。

ACP（ピン3）：ACアダプタの電圧が充電に適しているかどうかを知らせるオープン・ドレインの出力。DCINがBATより低いと、このピンは内部NチャネルMOSFETによって“L”に引き下げられます。プルアップ抵抗が必要です。このピンは最低100μAをシンク可能です。

R_T（ピン4）：タイマ抵抗。タイマの時間は抵抗（R_{RT}）をGNDに接続して設定します。この抵抗は常に必要です。

タイマ時間はt_{TIMER} =（1時間 • R_{RT}/154K）です。

この抵抗が接続されていないとチャージャが起動しません。

$\overline{\text{FAULT}}$（ピン5）：アクティブ“L”のオープン・ドレイン出力で、バッテリ低下状態エラーによりチャージャの動作が停止したこと、またはサーミスタが許容値を超えたためチャージャの動作が一時停止したことを知らせます。この機能を使用する場合はプルアップ抵抗が必要です。このピンは最低100μAをシンク可能です。

GND（ピン6）：低電力回路のグランド。

3C4C（ピン7）：このピンをGNDに接続するか、または開放状態にすることにより、それぞれ3セルまたは4セルのフロート電圧を選択します。内部で5.3Vへ14μAでプルアップされています。このピンはオープン・コレクタ/オープン・ドレインのロジック・レベルでドライブすることもできます。“H”：4セル。“L”：3セル。

$\overline{\text{LOBAT}}$（ピン8）：バッテリ低下インジケータ。アクティブ“L”のデジタル出力。内部で3.5Vへ10μAでプルアップされています。バッテリ電圧が2.5V/セル（または4.1Vの種類のバッテリの場合2.44V/セル）より低いと、$\overline{\text{LOBAT}}$は“L”になります。このピンは最低100μAをシンク可能です。V_{LOGIC}が3.3Vより大きければ、外部プルアップを追加します。

NTC（ピン9）：サーミスタ・ネットワークはNTCからGNDに接続されます。このピンにより、バッテリ温度が充電に関して安全であるかどうか決まります。充電温度が安全ではないことをサーミスタが示すと、チャージャとタイマが一時停止し、$\overline{\text{FAULT}}$ピンが“L”に引き下げられます。300k～500kの抵抗をDCINからNTCに接続して、サーミスタの機能を無効にすることができます。

ピン機能

ITH（ピン10）：電流モードPWMの内部ループ制御信号。通常動作では、高いITH電圧が高い充電電流に対応します。GNDに接続した少なくとも0.1μFのコンデンサに直列に接続した6k抵抗によりループ補償が与えられます。フルスケール出力電流は標準で40μAです。このピンの公称電圧範囲は0V～3Vです。

PROG（ピン11）：電流プログラミング/モニタリングの入力/出力。電流センス抵抗とともに、このピンからGNDに接続した外部抵抗により、ピーク充電電流がプログラムされます。このピンの電圧は充電電流をリニアに表します。ピーク電流は1.19Vに相当します。ゼロ電流は約0.3Vです。高い周波数成分を除去するには、PROGからグランドに接続したコンデンサが必要です。グランドに接続する抵抗の最大値は100kです。100kより大きな値ではチャージャがシャットダウンすることがあります。

NC（ピン12）：NC。

$\overline{I_{CL}}$（ピン13）：入力電流制限インジケータ。アクティブ“L”のデジタル出力。内部で3.5Vへ10μAでプルアップしています。チャージャの電流が入力電流制限機能によって減少すると“L”に引き下げられます。このピンは最低100μAをシンク可能です。V_{LOGIC}が3.3Vより大きければ、外部プルアップを追加します。

CSP（ピン14）：電流アンプCA1の入力。CSPピンとBATピンはセンス抵抗（R_{SENSE}）両端の電圧を測定し、ピーク電流モードと平均電流モードの両方の動作で必要な瞬時電流信号を与えます。

BAT（ピン15）：バッテリ・センス入力および電流センス抵抗の負リファレンス。精密内部抵抗分割器によって、このピンの最終フロート電位が設定されます。シャットダウン時には抵抗分割器は切り離されます。

CHEM（ピン16）：このピンをGNDに接続するか、または開放状態にすることにより、それぞれ4.1Vまたは4.2Vのセルの種類を選択します。内部で5.3Vへ14μAでプルアップしています。オープン・コレクタ/オープン・ドレインのロジック・レベルでドライブすることもできます。

$\overline{FLAG}$（ピン17）：アクティブ“L”のオープン・ドレイン出力で、充電電流が最大プログラム電流の10%に減少したことを知らせます。この機能を使用する場合はプルアップ抵抗が必要です。このピンは最低100μAをシンク可能です。

CLP（ピン18）：電源電流制限アンプCL1 への正入力。スレッショルドはCLNピンの電圧より100mV上に設定されてます。電源電流を制限するのに使用するときは、スイッチング・ノイズを除去するためにフィルタが必要です。電流制限機能が不要ならこのピンをCLNに接続します。

CLN（ピン19）：入力電流制限アンプCL1への負リファレンス。このピンはデバイスの電源としても機能します。10μF～22μFのバイパス・コンデンサをこのピンにできるだけ近づけて接続します。

TGATE（ピン20）：バッテリ・チャージャ降圧コンバータのトップ外部PチャネルMOSFETをドライブします。

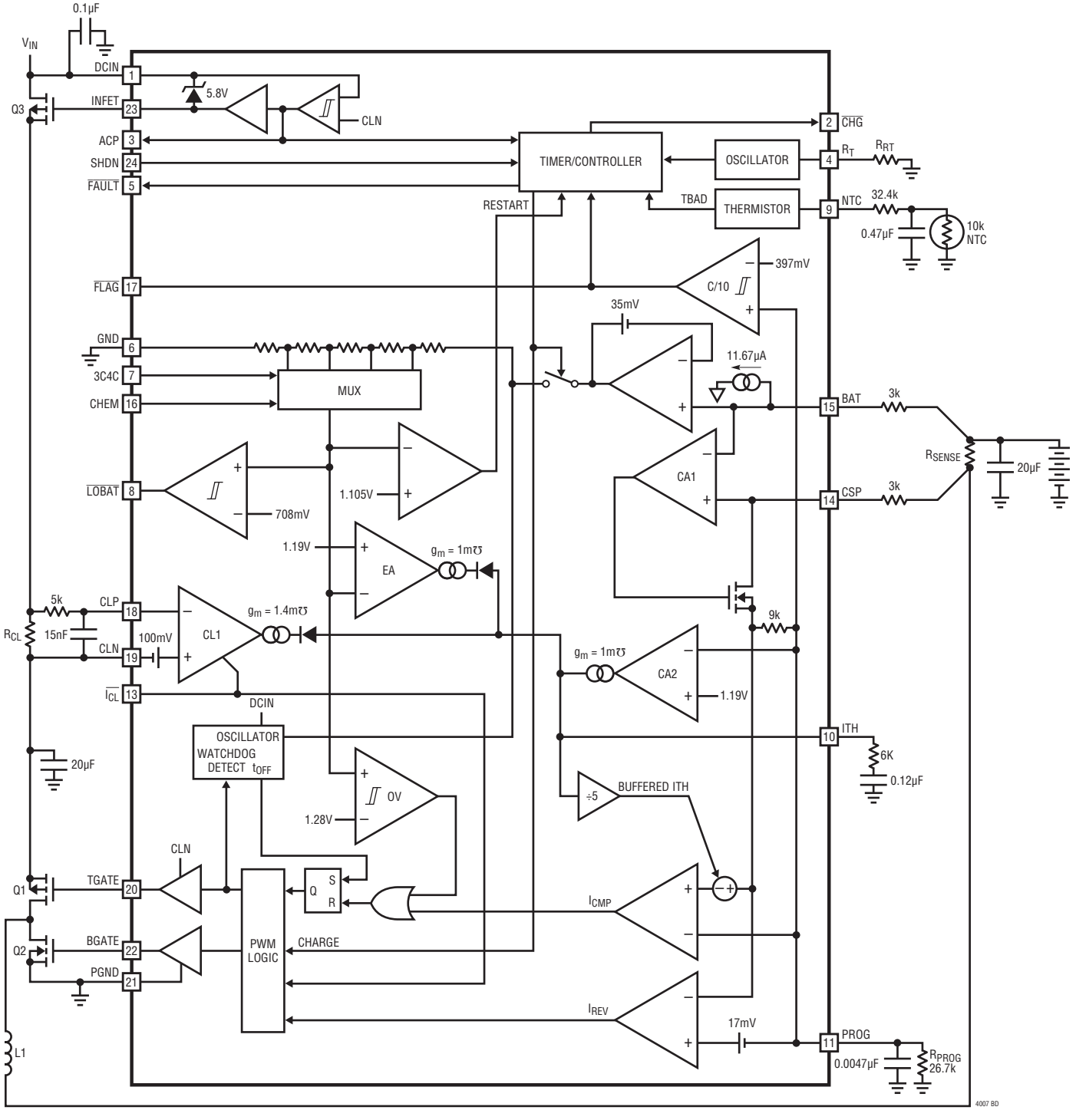
PGND（ピン21）：BGATEドライバの高電流グランド・リターン。

BGATE（ピン22）：バッテリ・チャージャ降圧コンバータのボトム外部NチャネルMOSFETをドライブします。

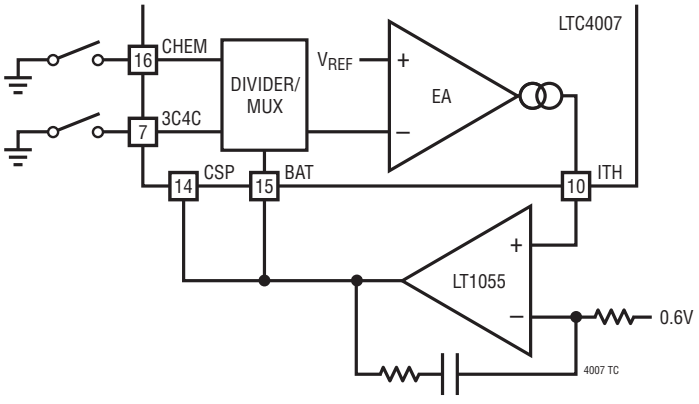
INFET（ピン23）：外部入力PFETのゲートをドライブします。

SHDN（ピン24）：このピンが“H”のときチャージャはシャットダウンし、タイマはリセットされます。内部で3.5Vへ10μAでプルアップしています。このピンは、最小0.1μsの正パルスを与えてチャージャをリセットするのに使うこともできます。

ブロック図


0.1µF
VIN
DCIN
INFET
Q3
ACP
SHDN
FAULT
5.8V
CLN
TIMER/CONTROLLER
OSCILLATOR
THERMISTOR
TBAD
RESTART
CHG
RT
RRT
NTC
32.4k
0.47µF
10k NTC
397mV
C/10
FLAG
GND
3C4C
CHEM
MUX
35mV
11.67µA
BAT
3k
RSENSE
20µF
CA1
CSP
LOBAT
708mV
1.105V
1.19V
EA
gm = 1m℧
5k
CLP
RCL
15nF
CLN
100mV
CL1
gm = 1.4m℧
9k
CA2
1.19V
ICL
DCIN
OSCILLATOR
WATCHDOG
DETECT tOFF
ITH
6K
0.12µF
20µF
OV
1.28V
÷5
BUFFERED ITH
CLN
TGATE
Q1
Q
S
R
ICMP
BGATE
Q2
PGND
PWM
LOGIC
CHARGE
IREV
17mV
PROG
0.0047µF
RPROG
26.7k
L1
4007 BD

テスト回路



動作

概要

LTC4007は同期式電流モードPWM降圧（バック）スイッチャ・バッテリ・チャージャ・コントローラです。充電電流は、PROGピンからグランドに接続したプログラム抵抗（R_{PROG}）と、CSPピンとBATピンの間に接続したセンス抵抗（R_{SENSE}）の組み合わせによってプログラムされます。最終フロート電圧は、3C4CピンとCHEMピンを使って、4つの値（12.3V、12.6V、16.4V、16.8V）のうちの1つに±1%の最高精度でプログラムされます。DCINピンの電位がBATの電圧（およびUVLOの電圧）を超えて上昇し、SHDNピンが“L”のとき充電が開始され、$\overline{\text{CHG}}$ピンが“L”に設定されます。充電サイクルの開始時にバッテリ電圧が2.5V（CHEMが“L”の場合は2.44V）より低いと、$\overline{\text{LOBAT}}$ピンが“L”になります。$\overline{\text{LOBAT}}$インジケータは充電電流を低い値（標準でフルスケールの10%）に下げるのに使うことができます。バッテリ電圧が総充電時間の25%のあいだ2.5Vより下に留まると、充電シーケンスが直ちに停止され、$\overline{\text{FAULT}}$ピンが“L”に設定されます。

外部サーミスタ・ネットワークは一定間隔でサンプリングされます。サーミスタの値が設計限界を超すと、充電が一時停止され、$\overline{\text{FAULT}}$ピンが“L”に設定されます。サーミスタの値が許容値に戻ると、充電が再開され、$\overline{\text{FAULT}}$ピンは“H”に設定されます。RTピンの外部抵抗により、充電終了時間が設定されます。$\overline{\text{CHG}}$ピンを低い電圧に強制することにより、充電終了を無効にすることができます。

バッテリが最終フロート電圧に近づくと、充電電流は減少し始めます。電流がフルスケール充電電流の10%に低下すると、内部のC/10コンパレータが$\overline{\text{FLAG}}$ピンを“L”にラッチしてこの状態を知らせます。$\overline{\text{FLAG}}$が“L”になると充電タイマも総充電時間の1/4にリセットされます。この状態が（下に説明してある）入力電流制限状態によって生じた場合は、$\overline{\text{FLAG}}$インジケータは禁止されます。タイムアウトすると充電は直ちに終了し、$\overline{\text{CHG}}$ピンはハイ・インピーダンス状態に強制されます。チャージャはバッテリ電圧が3.9V（または、CHEMが“L”の場合は3.81V）より下になると自動的に再起動します。充電サイクルをマニュアルで再開するには、単に入力電圧を取り去り、再度印加するか、あるいはSHDNピンを短時間“H”に設定します。入力電圧が印加されていないとチャージャはスリープ・モードになり、バッテリ流出電流は15μAに減少します。これにより、バッテリの電流流出が大幅に減少し、待機時間が増加します。チャージャはSHDNピンが“H”のときは常に禁止されます。

入力FET

入力FET回路は2つの機能を果たします。入力電圧がCLNピンより高いとチャージャをイネーブルし、ACが接続されていることを示すロジック・インジケータをACPピンで与えます。入力FETのゲートを制御して、充電時に低い順方向電圧降下を保ち、さらに、入力FETを通って逆電流が流れるのを防ぎます。

動作

表1. インジケータの状態の真理値表

モード	DCIN	SHDN	ACP**	$\overline{LOBAT}$	$\overline{FLAG}$**	$\overline{FAULT}$**	$\overline{I_{CL}}$	TIMER STATE	$\overline{CHG}$**
低ACアダプタ電圧によるシャットダウン	<BAT	LOW	LOW	LOW	HIGH	HIGH	LOW	Reset	HIGH
電圧が低下したバッテリの充電	>BAT	LOW	HIGH	LOW	HIGH*	HIGH*	HIGH*	Running	LOW
通常の充電	>BAT	LOW	HIGH	HIGH	HIGH	HIGH*	HIGH*	Running	LOW
入力電流を制限した充電	>BAT	LOW	HIGH	HIGH	HIGH*	HIGH*	LOW	Running	LOW
サーミスタが範囲外のためチャージャを一時停止	>BAT	LOW	HIGH	X	X	LOW (from NTC)	HIGH	Paused	LOW
SHDNピンによるシャットダウン	X	HIGH	X	X	HIGH	HIGH	LOW	Reset	HIGH
バッテリ低下障害による停止(Note 1)	>BAT	LOW	HIGH	LOW	HIGH*	LOW	LOW	>T/4	HIGH (Faulted)
$\overline{FLAG}$が"L"になりタイマがリセットされてから1/4 T後に終了	>BAT	LOW	HIGH	HIGH	LOW	HIGH	LOW	>T/4 after FLAG = LOW	HIGH (Waiting for Restart)
タイマの時間が経過して終了	>BAT	LOW	HIGH	HIGH	HIGH	HIGH	LOW	>T	HIGH (Waiting for Restart)
充電終了は無効	X	X	X	X	X	X	X	X	Forced LOW
低電圧ロックアウトによるシャットダウン	>BAT + <UVL	LOW	HIGH	HIGH	HIGH	HIGH*	LOW	Reset	HIGH*

*最も可能性の高い状態　X = ドントケア(対象外)、**オープン・ドレイ出力、HIGH = オープン(プルアップ付き)

Note 1: チャージャがこの状態のとき消耗したバッテリを挿入する場合、充電を開始するためにチャージャをリセットする必要があります。

入力電圧がV_{CLN}より低いと、チャージャを起動するには入力電圧はV_{CLN}より少なくとも170mV高くなる必要があります。この状態になるとACPピンは解放され、外部負荷によって引き上げられてACアダプタが接続されていることを知らせます。入力FETのゲートは、ドレインからソースへの順方向電圧降下を低く保つのに十分な電圧にドライブされます。DCINとCLN間の電圧が25mVより小さくなると、入力FETはゆっくりオフします。DCINとCLN間の電圧が−25mVより小さくなるようなことがあれば、入力のFETが10μs以内にオフして大きな逆電流が入力のFETを流れるのを防ぎます。この状態では、ACPピンは"L"にドライブされ、チャージャはディスエーブルされます。

バッテリ・チャージャ・コントローラ

LTC4007チャージャ・コントローラは、固定オフ時間の電流モード降圧アーキテクチャを使用しています。通常動作中はサイクルごとに発振器がSRラッチをセットするとトップMOSFETがオンし、メイン電流コンパレータI_{CMP}がSRラッチをリセットするとオフします。トップMOSFETがオフしている間、インダクタ電流が電流コンパレータI_{REV}をトリップするか、あるいは次のサイクルが開始されるまでボトムMOSFETがオンします。発振器は次の式を使ってボトムMOSFETのオン時間を設定します。

$$t_{OFF} = \frac{V_{DCIN} - V_{BAT}}{V_{DCIN} \bullet f_{OSC}}$$

その結果、広い入力/出力電圧範囲にわたりほぼ一定のスイッチング周波数が得られます。この動作を図1に示します。

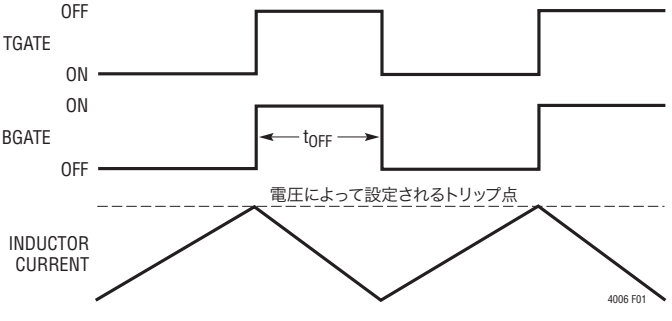


図1

動作

I_{CMP}はインダクタ電流がピーク値に達するとSRラッチをリセットしますが、そのピーク・インダクタ電流はITHの電圧によって制御されます。さらに、そのITHは、その時々の状態にしたがって、いくつかのループによって制御されます。平均電流制御ループは、CSPとBAT間の電圧を標準電流に変換します。誤差アンプCA2はこの電流をPROGピンに接続されているR_{PROG}によってプログラムされた所期の電流と比較して、以下のようになるまでITHを調節します。

$$\frac{V_{REF}}{R_{PROG}} = \frac{V_{CSP} - V_{BAT} + 11.67\mu A \bullet 3.01k\Omega}{3.01k\Omega}$$

したがって、

$$I_{CHARGE(MAX)} = \left(\frac{V_{REF}}{R_{PROG}} - 11.67\mu A\right) \bullet \frac{3.01k\Omega}{R_{SENSE}}$$

BATの電圧は内部抵抗分割器によって分割されて誤差アンプEAによって利用され、分割器の電圧が1.19Vのリファレンスを超えるとITHを下げます。充電電流が減少し始めると、PROGの電圧は直接比例して低下します。PROGの電圧は次式で与えられます。

$$V_{PROG} = \left(I_{CHARGE} \bullet R_{SENSE} + 11.67\mu A \bullet 3.01k\Omega\right) \bullet \frac{R_{PROG}}{3.01k\Omega}$$

V_{PROG}は図2に示されています。

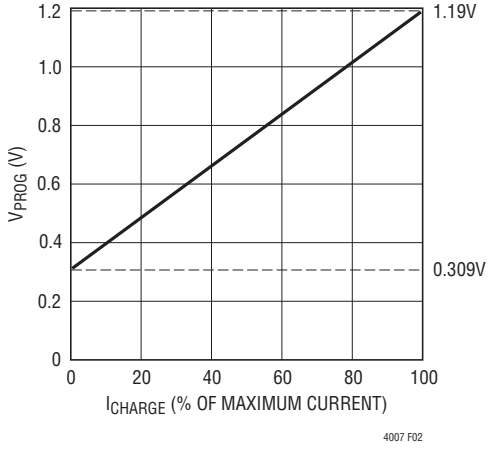


図2. V_{PROG}とI_{CHARGE}

アンプCL1は、通常はACアダプタから供給される入力電流をモニタし、予め設定されたレベル（100mV/R_{CL}）に制限します。入力電流制限時、CL1はITHの電圧を下げて充電電流を減らします。この状態が検出されると$\overline{I_{CL}}$インジケータ出力が“L”になり、$\overline{FLAG}$インジケータが（既に“L”でなければ）禁止されます。

入力電流制限中に充電電流がプログラムされた電流の10%～15%以下に減少すると、BGATEが“L”に強制されてチャージャがバッテリを放電するのを防ぎます。この動作モードでは可聴ノイズが生じることがあります。

過電圧コンパレータは電圧過渡による（プログラムされた値の7%を超す）オーバーシュートに対して保護します。この場合、両方のMOSFETは過電圧状態が解消するまでオフされます。この機能は、保護スイッチを開いて自分を「負荷ダンプ」するバッテリの場合に較正やパルス・モードの充電を実行するのに役立ちます。

PWMウォッチドッグ・タイマ

BGATEピンとTGATEピンの動作を監視するウォッチドッグ・タイマが備わっています。TGATEが40μs以上スイッチングを停止すると、ウォッチドッグが起動してトップMOSFETを約400nsの間オフします。ウォッチドッグはドロップアウト時に（入力や出力にセラミック・コンデンサが使われていると可聴ノイズを発生させるおそれのある）非常に低い周波数での動作を防止します。

チャージャの起動

チャージャがイネーブルされたとき、ITH電圧がスレッショルドを超えるまでチャージャはスイッチングを開始しません。こうして、初期電流が確実に正となるようにします。このスレッショルドは最大プログラム電流の5%～15%です。チャージャがスイッチングを開始した後、多様なループが初期電流よりも高い、あるいは低いレベルで電流を制御します。この過渡状態の持続時間はループ補償に依存しますが、一般に100μs以下です。

サーミスタ検出

サーミスタ検出回路を図3に示します。この回路が正しく動作するには外付けの抵抗とコンデンサが必要です。

動作

サーミスタ検出器はサンプル&ホールド機能を実行します。内部クロック(その周波数はR_Tに接続されたタイミング抵抗によって定まります)がS1を閉じた状態に保って、サーミスタをサンプリングします。

$$t_{SAMPLE} = 127.5 \bullet 20 \bullet R_{RT} \bullet 17.5pF = 13.8ms,$$
$$\text{for } R_{RT} = 309k$$

外部RCネットワークは約4.5Vにドライブされ、サーミスタの両端で次の最終値に落ち着きます。

$$V_{RTH(FINAL)} = \frac{4.5V \bullet R_{TH}}{R_{TH} + R9}$$

外部RCネットワークは約4.5Vにドライブされ、サーミスタの両端で次の最終値に落ち着きます。

$$t_{HOLD} = 10 \bullet R_{RT} \bullet 17.5pF = 54\mu s,$$
$$\text{for } R_{RT} = 309k$$

t_{HOLD}の時間が経過すると、サーミスタのテストの結果がDフリップ・フロップ(DFF)に保存されます。NTCの電圧が(コンパレータに信号を供給する)抵抗分割器によって与えられたリミット内であれば、NORゲートの出力が"L"になり、DFFがT_{BAD}をゼロに設定するので、充電が継続されます。NTCの電圧が抵抗分割器のリミットから外れると、DFFはT_{BAD}を1に設定するので、T_{BAD}がゼロに戻るまではチャージャはシャットダウンされ、$\overline{FAULT}$ピンは"L"に設定され、タイマは一時停止されます(図4を参照)。

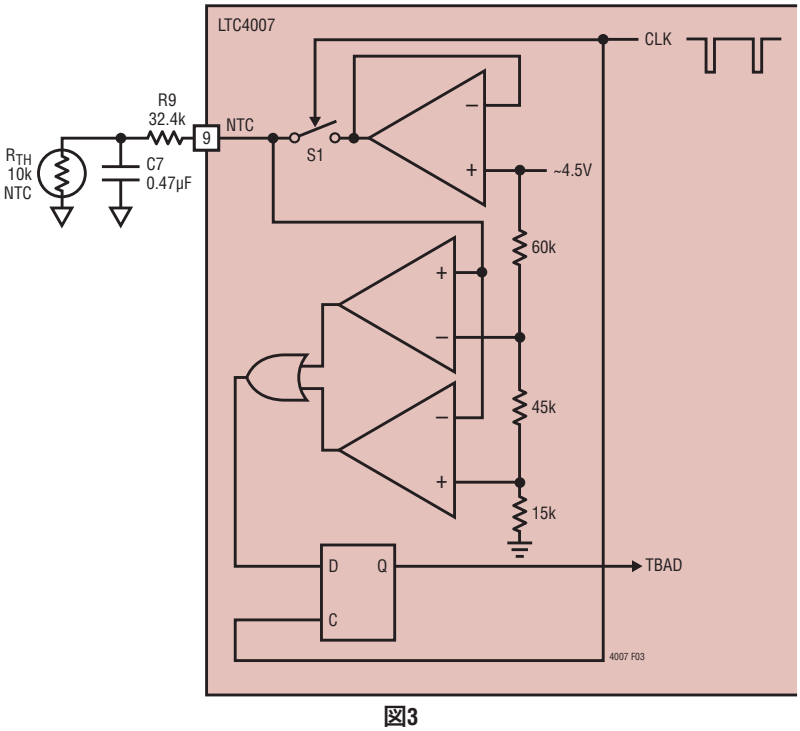


図3

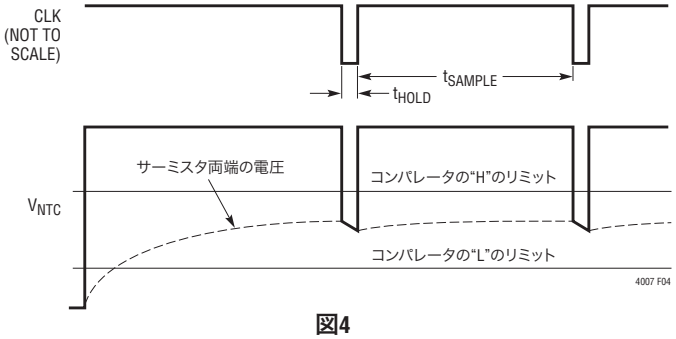


図4

アプリケーション情報

バッテリの検出

チャージャの動作中にバッテリを接続するのは一般に良いやり方ではありません。タイマは未知の状態にあり、チャージャは大きなサージ電流をバッテリに短時間供給する可能性があります。図5の回路はバッテリが接続されていないあいだチャージャをシャットダウン状態に保ち、タイマをリセットします。

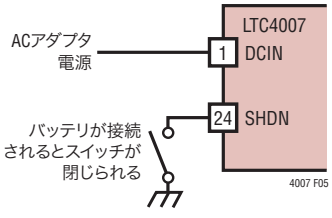


図5

チャージャ電流のプログラミング

充電電流の基本式は次のとおりです。

$$I_{CHARGE(MAX)} = \frac{V_{REF} \bullet 3.01k\Omega / R_{PROG} - 0.035V}{R_{SENSE}}$$

$$V_{REF} = 1.19V$$

この場合、2つの自由度が与えられます。つまりR_{SENSE}とR_{PROG}です。3.01kの入力抵抗を変更してはいけません。内部電流と内部電圧はこの値に対して微調整されているからです。最大チャージャ電流のときC_{SP}とBAT間の平均電圧が100mVに近くなるように設定してR_{SENSE}を選択します。次に、上式をR_{PROG}に関して解いて、R_{PROG}を決定することができます

$$R_{PROG} = \frac{V_{REF} \bullet 3.01k\Omega}{R_{SENSE} \bullet I_{CHARGE(MAX)} + 0.035V}$$

表2. 推奨するR_{SNS}とR_{PROG}の抵抗値

I_{MAX} (A)	R_{SENSE} (Ω) 1%	R_{SENSE} (W)	R_{PROG} (kΩ) 1%
1.0	0.100	0.25	26.7
2.0	0.050	0.25	26.7
3.0	0.033	0.5	26.7
4.0	0.025	0.5	26.7

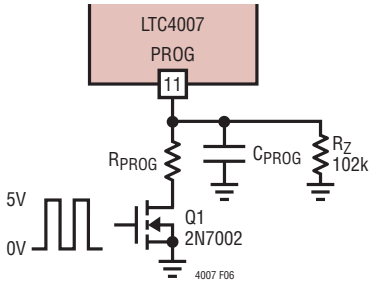


図6. PWM電流プログラミング

R_{PROG}に接続したスイッチQ1を使って、数kHz以上の周波数でR_{PROG}をパルス幅変調することによって充電電流をプログラムすることができます（図6参照）。R_{PROG}のスイッチングによって生じるリップルを減らすには、C_{PROG}を大きくする必要があります。ITHの補償コンデンサは、安定性を改善して起動時の大きなオーバーシュート電流を防ぐためにも、おそらく大きくする必要があります。充電電流はスイッチのデューティ・サイクルに比例し、デューティ・サイクルが100%のとき最大電流になり、Q1がオフのときゼロ電流になります。

C/10の精度の維持

$\overline{FLAG}$ピンをドライブするC/10コンパレータのスレッショルドは約V_{PROG} = 400mVに固定されています。このスレッショルドはR_{PROG}が26.7kのときは正しく機能しますが、R_{PROG}の値が異なると10%の充電電流を示しません。望ましいR_{PROG}値を使ったとき、R_{SENSE}の標準値では所期の値の充電電流が得られない場合があります。このような場合（R_{SENSE}両端のフルスケール電圧が目標の100mVフルスケールの±20mV以内にある場合）、CSPとBATに接続された入力抵抗を調節して、正しい$\overline{FLAG}$トリップ・ポイントとともに所期の最大プログラミング電流を実現することができます。

たとえば、所期の最大充電電流は2.5Aだが、R_{SENSE}の最適値は0.033Ωだとします。この場合、最大充電電流のときのR_{SENSE}両端の電圧はわずか82.5mVで、通常R_{PROG}は30.1kとなりますが、$\overline{FLAG}$の公称トリップ・ポイントは最大充電電流のわずか5%です。フルスケール電圧が減少したのと同じ量だけ入力抵抗を小さくするとR4 = R5 = 2.49kおよびR_{PROG} = 26.7kとなり、最大充電電流は依然として2.5Aですが、$\overline{FLAG}$のトリップ・ポイントはフルスケールの10%に保たれます。

アプリケーション情報

考慮すべき他の影響もあります。電流コンパレータ両端の電圧は比例して変化し、100mVの目標センス電圧と同じ値になりますが、入力を基準にしたセンス電圧は減少するので、リップル電流について注意深く検討する必要があります。入力を基準にした最大コンパレータ・スレッショルドは117mVで、これはDC目標値の1.4倍の同じ比率です。入力を基準にしたI_{REV}スレッショルドは−24mVに切り下げられます。スイッチャが起動する電流も減少するので、昇圧動作にもいくらかリスクがあります。これらの問題点は、わずかに大きなインダクタを用いてリップル電流に対する耐性の低下を補償することによって解決することができます。

チャージャ電圧のプログラミング

CHEMピンとC3C4ピンを使ってチャージャの最終出力電圧をプログラムします。CHEMピンはリチウムイオン・バッテリを4.1V/セル（“L”）または 4.2V/セル（“H”）にプログラムします。C3C4ピンは3個の直列セル（“L”）または4個の直列セル（“H”）のどちらかを選択します。これらのピンはグランドに短絡するか（ロジック“L”）、または開放して（ロジック“H”）所期のロジック・レベルを設定することを推奨します。ロジック制御回路からCHEMピンと3C4Cピンにインタフェースする場合、オープン・コレクタまたはオープン・ドレインの出力を使います。

表3. チャージャ電圧のプログラミング

V_{FINAL} (V)	3C4C	CHEM
12.3	LOW	LOW
12.6	LOW	HIGH
16.4	HIGH	LOW
16.8	HIGH	HIGH

タイマ抵抗の設定

チャージャ終了タイマは±15%の不確実さで1時間〜3時間の範囲に設計されています。タイマは下の式を使って抵抗R_{RT}によりプログラムされます。

$$t_{TIMER} = 10 \cdot 2^{27} \cdot R_{RT} \cdot 17.5pF\,(seconds)$$

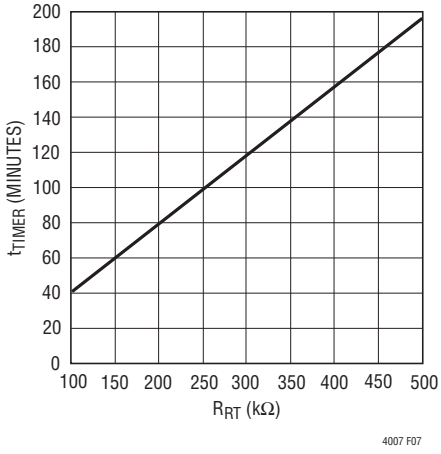


図7. t_{TIMER}とR_{RT}

R_Tピンの寄生容量を最小に抑えることが重要です。R_TをR_{RT}に接続するトレースはできるだけ短くします。

ソフトスタート

ITHピンに0.12μFのコンデンサを接続すると、LTC4007はソフトスタートによって起動します。ITHピンの電圧は起動時に短時間で0.5Vまで上昇した後、内部の40μAプルアップ電流と外付けコンデンサによって設定される速度で上昇します。ITH電圧が0.8Vに達するとバッテリ充電電流がランプアップしはじめ、ITHが2Vで最大電流に達します。0.12μFのコンデンサを使用した場合、最大充電電流に達する時間は約2msであり、チャージャの入力電圧は2ms以内に最大値に達するものと考えられます。長いスタートアップ時間が必要なときは、コンデンサを最大1μFまで増やすことができます。

入力コンデンサと出力コンデンサ

入力コンデンサ（C2）はコンバータのすべての入力スイッチング・リップル電流を吸収するものと想定されているので、十分なリップル電流定格を持っていることが必要です。ワーストケースのRMSリップル電流は、出力充電電流の1/2になります。実際の容量値は厳密さを要しません。低ESRの固体タンタル・コンデンサはリップル電流定格が高く、比較的小さな表面実装パッケージに収められていますが、**タンタル・コンデンサ**

アプリケーション情報

を入力または出力のバイパスに使用するときは注意が必要です。電気がきているACアダプタがチャージャに装着されるとき、あるいはバッテリがチャージャに接続されるとき、高い入力サージ電流が生じることがあります。固体タンタル・コンデンサには、非常に高いターンオン・サージ電流が流れるとき生じる既知の故障メカニズムがあります。サージに対して強い低ESRタンタルのKemet T495シリーズは、バッテリからグランドに接続する場合のような高いサージ条件に対して定格が定められています。

ACアダプタの入力端子に接続されるC1にアルミ電解を使うとESRが比較的高いので、活線接続時のリンギングを減らすのに役立ちます。詳細については、「アプリケーション・ノート88」を参照してください。

コンデンサの電圧定格を可能な限り高くすれば、問題も起りにくくなります。使用する前に製造元にご相談ください。代替品にはトーキンやUnited Chemi-Con/Marconなどから供給されている大容量セラミック（最低20μF）があります。他の代替コンデンサとして、三洋電機のOS-CONがあります。

また、出力コンデンサ（C3）は出力スイッチング電流リップルを吸収するものと想定されています。コンデンサを流れる電流の一般式は次のとおりです。

$$I_{RMS} = \frac{0.29(V_{BAT})\left(1-\frac{V_{BAT}}{V_{DCIN}}\right)}{(L1)(f)}$$

たとえば、

V_{DCIN} = 19V, V_{BAT} = 12.6V, L1 = 10μH、さらに
f = 300kHz, I_{RMS} = 0.41A.

EMIを考慮すれば、一般にバッテリのリードを流れるリップル電流を小さくするのが望ましく、ビーズまたはインダクタを追加して300kHzのスイッチング周波数でのバッテリのインピーダンスを大きくすることができます。スイッチング・リップル電流は、出力コンデンサのESRとバッテリ・インピーダンスに従って、バッテリと出力コンデンサに分割されます。C3のESRが0.2Ωで、バッテリのインピーダンスがビーズ（インダクタ）によって4Ωに増加すると、バッテリにはリップル電流のわずか5%しか流れません。

インダクタの選択

動作周波数が高いほど、より小さい値のインダクタとコンデンサを使うことができます。周波数が高いほどMOSFETのゲート電荷による損失のために、一般に効率が低下します。さらに、リップル電流と低電流動作に対するインダクタ値の影響も考慮する必要があります。インダクタ・リップル電流ΔI_Lは周波数が高いほど減少し、V_{IN}が高いほど増加します。

$$\Delta I_L = \frac{1}{(f)(L)} V_{OUT}\left(1-\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

大きなΔI_Lの値を許容すれば低インダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルが高くなりコア損失が大きくなります。リップル電流を設定するための妥当な出発点はΔI_L = 0.4（I_{MAX}）です。I_{REV}とCA1によって課される制限のため、どんな場合にもΔI_Lが0.6（I_{MAX}）を超えないようにします。ΔI_Lは入力電圧が最大のときに最大になることに注意してください。実際には、最小値として10μHを使うことを推奨します。

チャージャ電流が低いほど一般に大きなインダクタ値を必要とします。個々のアプリケーションに適切なインダクタ値を選択するときの手引きとして、表4を利用してください。

表4

MAX AVERAGE CURRENT (A)	INPUT VOLTAGE (V)	MINIMUM INDUCTOR VALUE (μH)
1	≤20	40 ±20%
1	>20	56 ±20%
2	≤20	20 ±20%
2	>20	30 ±20%
3	≤20	15 ±20%
3	>20	20 ±20%
4	≤20	10 ±20%
4	>20	15 ±20%

アプリケーション情報

チャージャのスイッチング用パワーMOSFETとダイオードの選択

チャージャに使う外部パワーMOSFETを2個選択する必要があります。トップ（メイン）スイッチ用に1個のPチャネルMOSFET、およびボトム（同期）スイッチ用に1個のNチャネルMOSFETです。

ピーク・トゥ・ピークのゲート・ドライブ・レベルは内部で設定されます。この電圧は標準で6Vです。したがって、ロジック・レベル・スレッショルドのMOSFETを使用する必要があります。MOSFETのBV_{DSS}の仕様にも十分注意を払ってください。ほとんどのロジック・レベルMOSFETは30V以下に制限されています。

パワーMOSFETの選択基準には、オン抵抗$R_{DS(ON)}$、全ゲート容量QG、逆伝達容量C_{RSS}、入力電圧、および最大出力電流が含まれます。チャージャは中程度の電流から高電流の範囲では連続モードで動作しているので、トップとボトムのMOSFETのデューティ・サイクルは以下の式で与えられます。

$$\text{メイン・スイッチのデューティ・サイクル} = V_{OUT}/V_{IN}$$

$$\text{同期スイッチのデューティ・サイクル} = (V_{IN}-V_{OUT})/V_{IN}$$

最大出力電流でのMOSFETの消費電力は次式で与えられます。

$$P_{MAIN} = V_{OUT}/V_{IN}(I_{MAX})^2(1+\delta\Delta T)R_{DS(ON)} + k(V_{IN})^2(I_{MAX})(C_{RSS})(f_{OSC})$$

$$P_{SYNC} = (V_{IN}-V_{OUT})/V_{IN}(I_{MAX})^2(1+\delta\Delta T)R_{DS(ON)}$$

ここで、$\delta\Delta T$は$R_{DS(ON)}$の温度依存分、kはゲート・ドライブ電流に反比例する定数です。I^2R損失の項は両方のMOSFETに共通していますが、PMAINの式には追加の遷移損失の項があり、これは入力電圧が高いときに最も高くなります。$V_{IN} < 20V$では大型MOSFETを使用すると高電流のときの効率が一般に向上しますが、$V_{IN} > 20V$では遷移損失が急激に上昇し、実際にはC_{RSS}が小さくて$R_{DS(ON)}$が大きなデバイスを使用する方が高い効率が得られるポイントにまで達します。同期MOSFETの損失は、入力電圧が高いとき、またはこのスイッチのデューティ・サイクルがほぼ100%になる短絡時に最も大きくなります。MOSFETに対する（1＋δΔT）の項は一般に正規化された「$R_{DS(ON)}$と温度」の曲線から得られますが、低電圧MOSFETに対する近似値としてδ = 0.005/°Cを使用することができます。$C_{RSS} = Q_{GD}/\Delta V_{DS}$は通常MOSFETの特性で規定されています。定数k ＝ 2を用いて、メイン・スイッチの消費電力式の2つの項の影響を推定することができます。

チャージャを低ドロップアウト・モードまたは85%を超す高いデューティ・サイクルで動作させる場合、トップのPチャネルの効率は一般に大きなMOSFETほど向上します。非対称のMOSFETを使うと、コストの節減や効率の向上が達成される可能性があります。

最後のページの「標準的応用例」に示されているショットキ・ダイオードD1は、2つのパワーMOSFETの導通期間に挟まれたデッドタイム中に導通します。これによってボトムMOSFETのボディー・ダイオードがオンしてデッドタイム中に電荷が蓄積するのを防止します（このような電荷蓄積は効率を1%ほど低下させる可能性があります）。1Aのショットキは平均電流が比較的小さいため一般に4Aのレギュレータにとって適当です。大きなダイオードでは、接合容量が大きいため遷移損失が増えることがあります。

効率の低下が許容できる場合、このダイオードは省くことができます。

デバイスの電力消費の計算

LTC4007の電力消費はトップとボトムのMOSFETのゲート電荷（それぞれQG1とQG2）に依存します。ゲート電荷は製造元のデータシートから決定され、MOSFETのゲート電圧振幅とドレイン電圧振幅の両方に依存します。ゲート電圧振幅として6Vを使い、ドレイン電圧振幅としてV_{DCIN}を使います。

$$P_D = V_{DCIN} \bullet (f_{OSC}(QG1+QG2)+I_Q)$$

例：

$V_{DCIN} = 19V$, $f_{OSC} = 345kHz$, $QG1 = QG2 = 15nC$, $I_Q = 5mA$

$P_D = 292mW$

アプリケーション情報

ACアダプタの制限

LTC4007の重要な機能の1つは、ACアダプタに過負荷をかけないレベルに充電電流を自動的に調整する機能です。この機能により、複雑な負荷管理アルゴリズムを用いることなく、装置は複数のバッテリを充電しながら同時に動作することが可能です。さらに、バッテリはACアダプタが対応可能な最大速度で自動的に充電されます。

この機能は、ACアダプタの全出力電流を検知して、それが予め設定された制限値を超えたら充電電流を下方へ調整することによって実現されます。真のアナログ制御が使われており、閉ループのフィードバックによってACアダプタの負荷電流はリミット内に保たれます。図8のアンプCL1は、CLPピンとCLNピン間に接続されたR_{CL}両端の電圧を検出します。この電圧が100mVを超えるとアンプはプログラムされた充電電流を無視して、ACアダプタ電流を100mV/R_{CL}に制限します。スイッチング・ノイズを除去するには、5kΩと15nFで形成されるローパス・フィルタが必要です。電流制限機能を使わないなら、CLPとCLNを互いに接続し、DCINに繋ぎます。

$\overline{I_{CL}}$ピンはR_{CL}両端の電圧が93mVのとき（ACアダプタの制限制御スレッショルドの前に）アサートされることに注意してください。

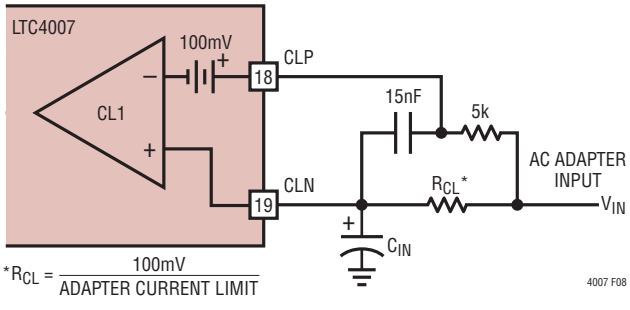


図8. ACアダプタ電流制限

入力電流制限の設定

入力電流制限を設定するには、ACアダプタの最小電流定格を知る必要があります。入力電流のリミット値から許容誤差の7%を差し引いた電流値を使って抵抗値を決定します。

R_{CL} = 100mV/I_{LIM}

I_{LIM} = ACアダプタの最小電流－

（ACアダプタの最小電流 • 7%）

表5. 一般的R_{CL}抵抗値

ADAPTER RATING (A)	R_{CL} VALUE* (Ω) 1%	R_{CL} POWER DISSIPATION (W)	R_{CL} POWER RATING (W)
1.5	0.06	0.135	0.25
1.8	0.05	0.162	0.25
2	0.045	0.18	0.25
2.3	0.039	0.206	0.25
2.5	0.036	0.225	0.5
2.7	0.033	0.241	0.5
3	0.03	0.27	0.5

*上に示されている値は最も近い標準値に切捨てまたは切上げたものです。

多くの場合そうであるように、ACアダプタには通常少なくとも＋10%の電流制限マージンがあるので、ACアダプタの電流制限値を実際のACアダプタの定格に単純に設定することができます（表5を参照）。

サーミスタ・ネットワークの設計

サーミスタが正しく動作するのに必要な電圧対温度の所期の機能を実現するネットワークがいくつかあります。これらのうち最も簡単なのは図9に示されている電圧分割器です。残念なことに、HIGH/LOWコンパレータのスレッショルドは内部で固定されているので、このネットワークで使用できるサーミスタの種類は1つしかありません。このサーミスタはHIGH/LOWの抵抗比が1:7でなければなりません。幸いこのような状況であれば、単純にR9 = $R_{TH(LOW)}$と設定します。

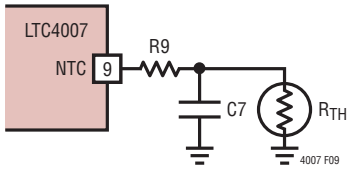


図9. 電圧分割器サーミスタ・ネットワーク

アプリケーション情報

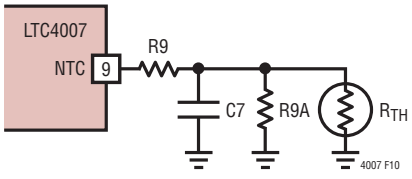


図10. 一般的サーミスタ・ネットワーク

HIGH/LOWの比が1:7ではないサーミスタを使う場合、またはHIGH/LOWのリミットを異なった温度に設定したい場合、図10のもっと一般的なネットワークが使えます。

サーミスタ(R_{TH})が選択され、温度リミットでのサーミスタの値が分ったら、抵抗R9とR9Aは以下の式で与えられます。

NTCサーミスタの場合:

$$R9 = 6\ R_{TH(LOW)} \bullet R_{TH(HIGH)}/(R_{TH(LOW)} - R_{TH(HIGH)})$$

$$R9A = 6\ R_{TH(LOW)} \bullet R_{TH(HIGH)}/(R_{TH(LOW)} - 7 \bullet R_{TH(HIGH)})$$

ここで、$R_{TH(LOW)} > 7 \bullet R_{TH(HIGH)}$

PTCサーミスタの場合:

$$R9 = 6\ R_{TH(LOW)} \bullet R_{TH(HIGH)}/(R_{TH(HIGH)} - R_{TH(LOW)})$$

$$R9A = 6\ R_{TH(LOW)} \bullet R_{TH(HIGH)}/(R_{TH(HIGH)} - 7 \bullet R_{TH(LOW)})$$

ここで、$R_{TH(HIGH)} > 7 \bullet R_{TH(LOW)}$

例#1:カスタムのリミット付き10kΩ NTC

TLOW = 0°C、THIGH = 50°C
R_{TH} = 10k(25°C)
$R_{TH(LOW)}$ = 32.582k(0°C)
$R_{TH(HIGH)}$ = 3.635k(50°C)
R9 = 24.55k→24.3k (最も近い1%値)
R9A = 99.6k→100k(最も近い1%値)

例#2:100kΩ NTC

TLOW = 5°C、THIGH = 50°C
R_{TH} = 100k(25°C)
$R_{TH(LOW)}$ = 272.05k(5°C)
$R_{TH(HIGH)}$ = 33.195k(50°C)
R9 = 226.9k→226k(最も近い1%値)
R9A = 1.365M→1.37M(最も近い1%値)

例#3:22kΩ PTC

TLOW = 0°C、THIGH = 50°C
R_{TH} = 22k(25°C)
$R_{TH(LOW)}$ = 6.53k(0°C)
$R_{TH(HIGH)}$ = 61.4k(50°C)
R9 = 43.9k→44.2k(最も近い1%値)
R9A = 154k

サーミスタ・ホールド・コンデンサのサイズの決定

ホールド期間中、C7はサーミスタ両端の電圧を比較的一定に保って、誤った読み取りを防ぐ必要があります。ホールド期間中のNTCのリップルの妥当な大きさは約10mV～15mVです。したがって、C7の値は次式で与えられます。

$$C7 = t_{HOLD}/(R9/7 \bullet -\ln(1-8 \bullet 15mV/4.5V))$$

$$= 10 \bullet R_{RT} \bullet 17.5pF/(R9/7 \bullet -\ln(1-8 \bullet 15mV/4.5V)$$

例:

R9 = 24.3k
R_{RT} = 309k(約2時間のタイマ)
C7 = 0.57μF→0.56μF(最も近い値)

アプリケーション情報

サーミスタ機能を無効にする

サーミスタが不要な場合、DCINとNTCの間に抵抗を接続するとサーミスタはディスエーブルされます。抵抗は、DCINに最小電圧が加えられ、NTCが10Vのとき、少なくとも10μAを供給するサイズのものにします。30μAを超してはいけません。一般に、15Vより低いDCINでは301k抵抗で正しく動作します。15V～24VのDCINでは499k抵抗を推奨します。

消耗したバッテリの調整

2.5V/セルより低い重度に消耗したバッテリはトリクル充電で調整して、損傷の可能性を防ぎます。このトリクル充電は標準でバッテリの1Cレートの10%です。LTC4007は消耗したバッテリを図11の回路を使って自動的にトリクル充電することができます。バッテリ電圧が2.5V/セル（CHEMが“L”のときは2.44V/セル）より低いと、$\overline{\text{LOBAT}}$インジケータが“L”になり、Q4がオフします。これにより、R_{PROG} = R6＋R14で充電電流がプログラムされます。充電電流は約300mAです。セル電圧が2.5Vより高くなると$\overline{\text{LOBAT}}$インジケータが“H”になり、Q4がR13を短絡するので、R_{PROG} = R6になります。すると充電電流は3Aに等しくなります。

PCBのレイアウトの検討事項

効率を最大にするため、スイッチ・ノードの立上り時間と立下り時間を最小にします。電磁放射と高周波共振の問題を防ぐには、デバイスに接続される部品の適切なレイアウトが不可欠です。（図12を参照。）PCBの適切なレイアウトのための優先順位のリストを示します。ここに示されている順序にしたがってPCBをレイアウトしてください。

1. 入力コンデンサはスイッチングFETの電源接続とグランド接続のできるだけ近くに配置する必要があります。銅トレースの接続はできるだけ短くします。これらの部品は同じ銅レイヤに配置する必要があります。この接続にはビア孔は使わないでください。

2. コントロールICはスイッチングFETのゲート端子の近くに配置する必要があります。クリーンにFETをドライブするために、ゲート・ドライブ信号は短くします。これにはスイッチングFETのソース・ピンに接続されるデバイスの電源ピンが含まれます。デバイスは上述の部分に対して、PCBの反対側に配置することができます。

3. インダクタ入力はスイッチングFETの出力接続にできるだけ近づけて配置します。このトレースの表面積を最小にします。トレース幅は電流を支えるのに必要な最小幅にします。銅を使い過ぎてはいけません。多層配線を使った並列接続は避けてください。このノードと他のトレースやプレーンとの間に生じる容量を最小にします。

4. 出力電流センス抵抗はインダクタ出力のすぐ隣りに配置しますが、その向きに注意して、この抵抗に向かって伸びる、デバイスの電流センス・フィードバックのトレースが長くならないようにします。フィードバック・トレースは同じレイヤ上にまとめて常に一対にし、トレース同士の間隔をできるだけ小さくして配線する必要があります。これらのトレース上のフィルタ部品は、センス抵抗のところではなく、すべてデバイスに隣接させて配置します。

5. 出力コンデンサはセンス抵抗の出力とグランドの隣に配置します。

6. 出力コンデンサのグランドは、システム・グランドに戻す前に、入力コンデンサのグランドが接続されているのと同じ銅に接続する必要があります。

アプリケーション情報

一般的ルール

7. システム・グランドまたは内部グランド・プレーンへのスイッチング・グランドの接続は一点接続にします。システムに内部システム・グランド・プレーンが備わっている場合、この一点接続を行う良い方法は、ビア孔を単一のスター・ポイントにまとめて接続することです。

8. アナログ・グランドは、他のどのグランドに接続するよりも前に、デバイスのグランド（存在すればアナログ・グランド・ピン）に戻すトレースとして配線します。システムのグランド・プレーンを使うことは避けてください。CADを使うときの工夫として、アナログ・グランドを別のグランド・ネットにし、0Ωの抵抗を使ってアナログ・グランドをシステム・グランドに接続します。

9. 与えられた高電流経路に必要なビア孔のおおよその個数は、ビア孔1個あたり0.5Aとして計算します。一貫して守ってください。

10. 可能ならば、上記のすべての部品を同じPCBレイヤに配置します。

11. 上記のルール3以外は、すべての電力経路の接続箇所を銅で敷き詰めるのは良いことです。多層の銅プレーンを並列に使うこともできます。こうすると、熱管理とトレースのインダクタンスを下げてEMIの性能をさらに改善するのに役立ちます。

12. 電流のプログラミングに関して最高の精度を得るには、R_{SENSE}からCSPおよびBATへケルビン接続をおこないます。一例として図12を参照してください。

R_T、CSP、およびBATの各ピンの寄生容量を最小に抑えることが重要です。これらのピンをそれぞれの抵抗に接続するトレースはできるだけ短くします。

アプリケーション情報

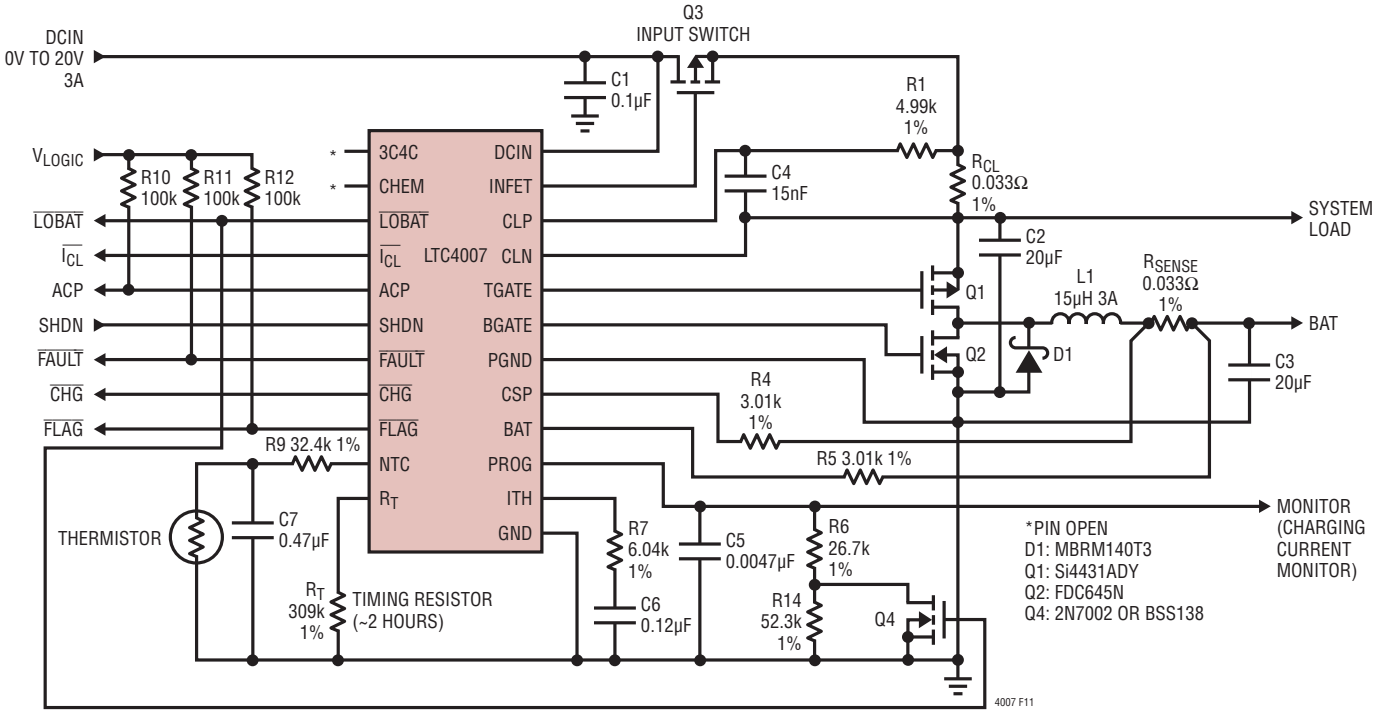


図11. 消耗したバッテリを自動的にトリクル充電する回路アプリケーション（16.8V/3A）

アプリケーション情報

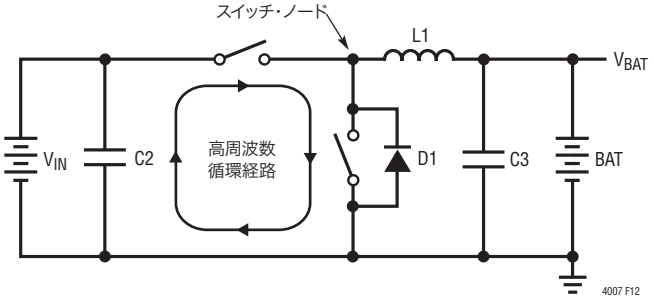


図12. 高速スイッチング・パス

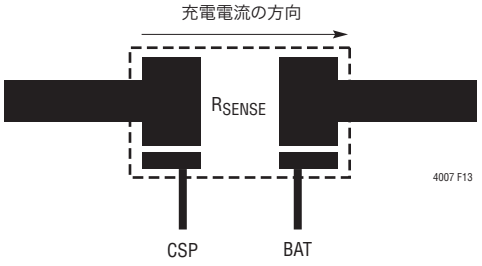
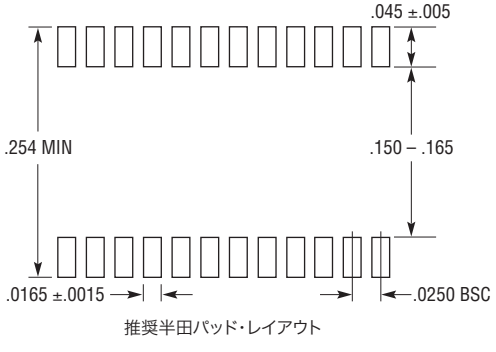
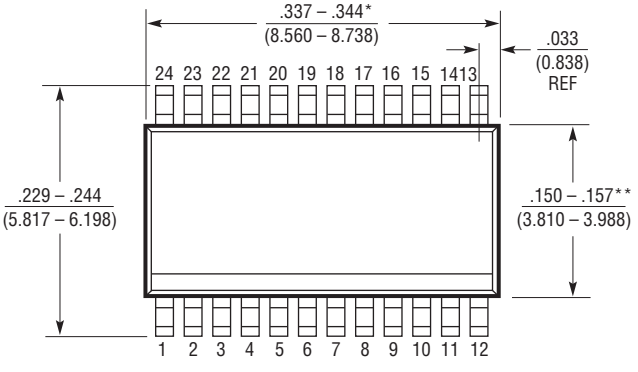


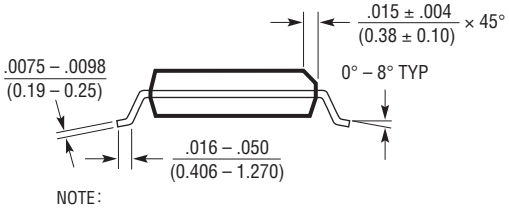
図13. 充電電流のケルビン検出

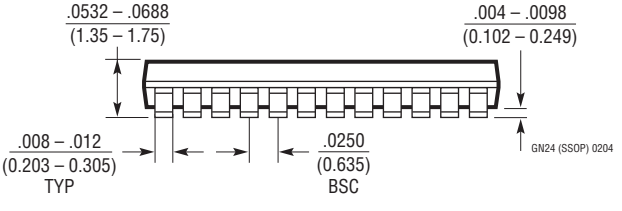
パッケージ

GNパッケージ
24ピン・プラスチックSSOP(細型.150インチ)
(Reference LTC DWG # 05-08-1641)









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
* 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

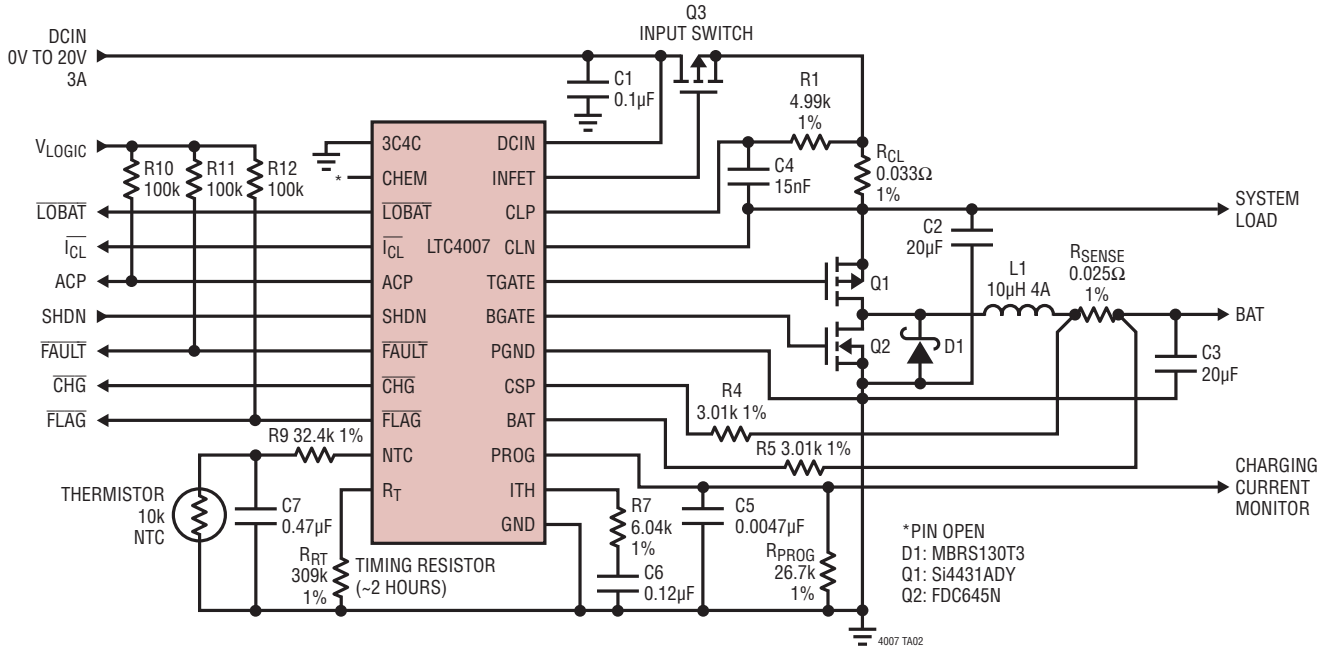
改訂履歴 （Rev Bよりスタート）

Rev	日付	概要	ページ番号
B	7/10	「概要」の文章中の±5%を±4%に変更 図6の更新	1 13
C	8/10	「充電終了」の文章を追加	1、4、6、9、10、17

LINEAR TECHNOLOGY
リニアテクノロジー・コーポレーションがここで提供する情報は正確かつ信頼できるものと考えておりますが、その使用に関する責務は一切負いません。また、ここに記載された回路結線と既存特許とのいかなる関連についても一切関知いたしません。なお、日本語の資料はあくまでも参考資料です。訂正、変更、改版に追従していない場合があります。最終的な確認は必ず最新の英語版データシートでお願いいたします。

標準的応用例

12.6V、4Aのリチウムイオン・バッテリ・チャージャ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT®1511	入力電流制限付き定電流/定電圧3Aバッテリ・チャージャ	4A内部スイッチ付き高効率電流モードPWM
LT1513	SEPIC定電流/定電圧バッテリ・チャージャ またはプログラム可能な電流/定電圧バッテリ・チャージャ	チャージャの入力電圧はバッテリ電圧に比べて高くても、等しくても、 低くても可、20Vまでは何個のセルでも充電、500kHzスイッチング周波数
LT1571	1.5Aスイッチング・チャージャ	1セルまたは2セルのリチウムイオン、 500kHzまたは200kHzのスイッチング周波数、終了フラグ
LTC1628-PG	2相、デュアル同期式降圧コントローラ	C_{IN}とC_{OUT}を最小化、パワーグッド出力、$3.5V \le V_{IN} \le 36V$
LTC1709	2相、デュアル同期式降圧コントローラ、VID付き	出力：最大42A、最小のC_{IN}とC_{OUT}、 インテルとAMDのプロセッサ・ファミリー用に最小の部品を使用
LTC1729		
LT1769	2Aスイッチング・バッテリ・チャージャ	定電流/定電圧スイッチング・レギュレータ、 入力電流制限により充電電流を最大化
LTC1778	広い動作範囲、No R_{SENSE}同期式降圧コントローラ	200kHzで2%～90%のデューティ・サイクル、セラミックのC_{OUT}で安定動作
LTC1960	SPIインタフェース付き デュアル・バッテリ・チャージャ/セレクタ	2個のバッテリの同時充電/放電、DACによるプログラム可能な 電流と電圧、入力電流制限により充電電流を最大化
LTC3711	VID付きNo R_{SENSE}™同期式降圧コントローラ	$3.5V \le V_{IN} \le 36V$、$0.925V \le V_{OUT} \le 2V$、Transmeta、 AMDおよびインテルのモバイル・プロセッサ
LTC4006	小型、高効率、 固定電圧リチウムイオン・バッテリ・チャージャ	終了タイマ、ACアダプタ電流制限、およびサーミスタ・センサ付き 定電流/定電圧スイッチング・レギュレータ、小型16ピン・パッケージ
LTC4008	高効率、プログラム可能な電圧/電流バッテリ・チャージャ	定電流/定電圧スイッチング・レギュレータ、抵抗による 電圧/電流プログラミング、ACアダプタ電流設定、およびサーミスタ・センサ

No R_{SENSE}はリニアテクノロジー社の商標です。

リニアテクノロジー株式会社
〒102-0094 東京都千代田区紀尾井町3-6紀尾井町パークビル8F
TEL 03-5226-7291• FAX 03-5226-0268 • www.linear-tech.co.jp

LT 0810 REV C • PRINTED IN JAPAN
© LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION 2003