



4A、高効率、スタンドアロン・リチウムイオン・バッテリー・チャージャ

2003年5月

特長

- 2セル、3セル、または4セルのリチウムイオン・バッテリー用の完全なチャージャ・コントローラ
- 高い変換効率：最大96%
- 出力電流：4A以上
- 精度±0.8%の設定電圧：8.4V、12.6V、16.8V
- 自動再起動付き充電終了機能を内蔵
- ACアダプタ電流制限により充電レートを最大化*
- 深く放電したバッテリーの自動調整
- 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：±5%精度
- 充電、C/10電流検出、およびACアダプタ検出の各インジケータ出力
- 充電電流モニタ出力
- 16ピン細型SSOPパッケージ

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
- バッテリー・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[®]4006は2セル、3セル、または4セルのリチウムイオン・バッテリー用の完全な定電流/定電圧チャージャ・コントローラです。小型パッケージで供給され、外付け部品はほとんど使いません。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いる場合でも可聴ノイズが生じません。

LTC4006には8.4V、12.6V、および16.8Vのバージョンがあり、精度は±0.8%です。充電電流は1本のセンス抵抗を使って標準±4%の精度でプログラム可能です。充電電流はI_{MON}ピンの電圧としてモニタすることができます。外付け抵抗を使ってプログラムされるタイマにより総充電時間がセットされます。C/10充電電流に達すると、このタイマは総充電時間の25%にリセットされます。セル電圧が3.9V/セルを下回ると、自動的に充電が再開されます。

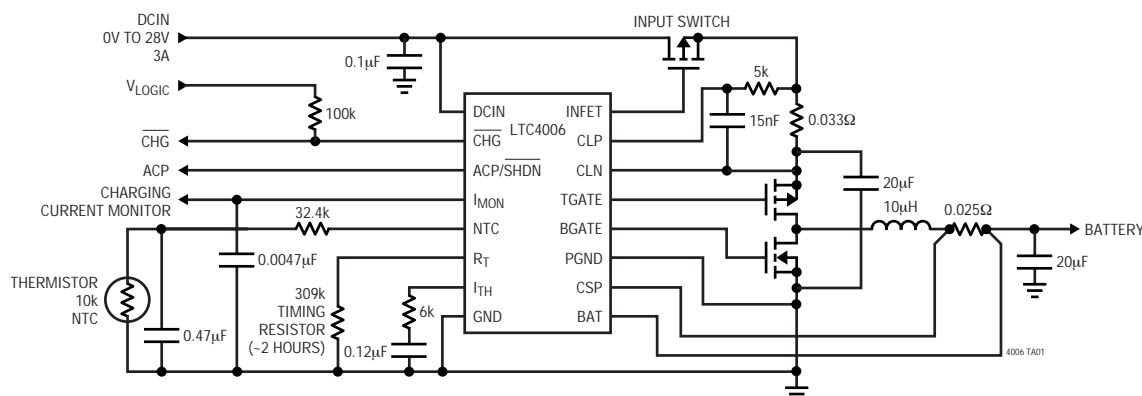
完全に放電したセルは、セル電圧が2.5V/セルを超すまで、プログラムされた充電電流の10%で自動的にトリクル充電されます。総充電時間の25%以上バッテリー低下状態が継続すると充電が停止されます。

LTC4006にはサーミスタ・センサ入力が備わっており、安全でない温度状態が検出されると充電を一時停止し、バッテリー温度が安全な範囲内に戻ると自動的に充電を再開します。

LT[®]、LTC、LTはリアテクノロジー社の登録商標です。
*米国特許番号5,723,970

標準的応用例

4Aリチウムイオン・バッテリー・チャージャ



sn4006 4006is

LTC4006

絶対最大定格

(Note 1)

DCIN、CLP、CLN、TGATE、INFET、 ACP/SHDN、CHGからGNDへの電圧	+ 32V/ - 0.3V
CSP、BATからGND	+ 28V/ - 0.3V
R _T からGND	+ 7V/ - 0.3V
NTC	+ 10V/ - 0.3V

動作周囲温度範囲

(Note 4)	- 40 ~ 85
動作接合部温度	- 40 ~ 125
保存温度範囲	- 65 ~ 150
リード温度 (半田付け、10秒)	300

パッケージ/発注情報

<p>TOP VIEW</p> <p>DCIN 1 16 INFET CHG 2 15 BGATE ACP/SHDN 3 14 PGND R_T 4 13 TGATE GND 5 12 CLN NTC 6 11 CLP I_{TH} 7 10 BAT I_{MON} 8 9 CSP</p> <p>GN PACKAGE 16-LEAD PLASTIC SSOP T_{JMAX} = 125°C, θ_{JA} = 110°C/W</p>	ORDER PART NUMBER
	LTC4006EGN-2 LTC4006EGN-4 LTC4006EGN-6
	GN PART MARKING
	40062 40064 40066

より広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社へお問い合わせください。

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する (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 _{DCIN}	DCIN Operating Current	Sum of Current from CLP, CLN, DCIN		3	5	mA
V _{TOL}	Voltage Accuracy	(Note 2) LTC4006-6 LTC4006-6 ● LTC4006-2 LTC4006-2 ● LTC4006-4 LTC4006-4 ● LTC4006-4	8.333 8.316 12.499 12.474 16.665 16.632	8.4 8.4 12.6 12.6 16.8 16.8	8.467 8.484 12.700 12.726 16.935 16.968	V V V V V V
I _{TOL}	Current Accuracy (Note 3)	V _{CSP} - V _{BAT} Target = 100mV V _{BAT} = 11.5V (LTC4006-2) V _{BAT} = 7.6V (LTC4006-6) V _{BAT} = 12V (LTC4006-4) V _{BAT} < 6V, V _{CSP} - V _{BAT} Target = 10mV 6V ≤ V _{BAT} ≤ V _{LOBAT} , V _{CSP} - V _{BAT} Target = 10mV	● ● ●	-4 -5	4 5	% %
T _{TOL}	Termination Timer Accuracy	R _{RT} = 270k	●	-15	15	%

シャットダウン

	Battery Leakage Current	DCIN = 0V DCIN = 0V ● DCIN = 20V, V _{SHDN} = 0V ●	● ●	15 20 -10	30 45 10	μA μA	
UVLO	Undervoltage Lockout Threshold	DCIN Rising, V _{BAT} = 0V	●	4.2	4.7	5.5	V
	Shutdown Threshold at ACP/SHDN		●	1		2.5	V
	DCIN Current in Shutdown	V _{SHDN} = 0V, Sum of Current from CLP, CLN, DCIN			2	3	mA

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

sn4006 4006is

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			1.5			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 ($V_{DCIN} - V_{INFET}$)	$I_{INFET} = 1\mu A$	●	5	5.8	6.5	V
	INFET "Off" Clamping Voltage ($V_{DCIN} - V_{INFET}$)	$I_{INFET} = -25\mu A$				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	$V_{NTC} \leq 10V$				10	μA
インジケータ出力 (ACP/SHDN、CHG)							
C10TOL	C/10 Indicator Accuracy	Voltage Falling at PROG	●	0.375	0.400	0.425	V
LBTOL	LOBAT Threshold Accuracy	LTC4006-6	●	4.70	4.93	5.14	V
		LTC4006-2	●	7.27	7.5	7.71	V
		LTC4006-4	●	9.70	10	10.28	V
	RESTART Threshold Accuracy	LTC4006-6	●	7.5	7.7	7.96	V
		LTC4006-2	●	11.35	11.7	11.94	V
		LTC4006-4	●	15.15	15.6	15.92	V
V_{OL}	Low Logic Level of ACP/SHDN, \overline{CHG}	$I_{OL} = 100\mu A$	●			0.5	V
V_{OH}	High Logic Level of ACP/SHDN	$I_{OH} = -1\mu A$	●	2.7			V
I_{PO}	Pull-Up Current on ACP/SHDN	$V = 0V$			-10		μA
IC10	C/10 Indicator Sink Current from \overline{CHG}	$V_{OH} = 3V$	●	15	25	38	μA
I_{OFF}	Off State Leakage Current of \overline{CHG}	$V_{OH} = 3V$		-1		1	μA
	Timer Defeat Threshold at \overline{CHG}			1			V

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
発振器						
f_{OSC}	Regulator Switching Frequency		255	300	345	kHz
f_{MIN}	Regulator Switching Frequency in Drop Out	Duty Cycle $\geq 98\%$	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
TGTR	TGATE Transition Time					
TGTR	TGATE Rise Time	$C_{LOAD} = 3000pF, 10\% \text{ to } 90\%$		50	110	ns
TGTF	TGATE Fall Time	$C_{LOAD} = 3000pF, 10\% \text{ to } 90\%$		50	100	ns
BGTR	BGATE Transition Time					
BGTR	BGATE Rise Time	$C_{LOAD} = 3000pF, 10\% \text{ to } 90\%$		40	90	ns
BGTF	BGATE Fall Time	$C_{LOAD} = 3000pF, 10\% \text{ to } 90\%$		40	80	ns
	V_{TGATE} at Shutdown ($V_{CLN} - V_{TGATE}$)	$I_{TGATE} = -1\mu A, DCIN = 0V, CLN = 12V$			100	mV
	V_{BGATE} at Shutdown	$I_{BGATE} = 1\mu A, DCIN = 0V, CLN = 12V$			100	mV

Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命に影響を及ぼす値。

Note 2: テスト回路を参照。

Note 3: 電流センス抵抗の許容誤差は含まない。

Note 4: LTC4006Eは $0 \sim 70$ 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。 $-40 \sim 85$ の動作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。

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 $0.01\mu F$ でバイパスします。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。

CHG (ピン2): オープン・ドレインの充電状態出力。バッテリーの充電中、CHGピンは内部NチャンネルMOSFETによって“L”に引き下げられます。充電電流がプログラムされた電流の10%を下回ると、NチャンネルMOSFETがオフし、 $25\mu A$ の電流源がCHGピンからGNDに接続されます。タイマの時間が経過するか入力電源が外されると、この電流源は切り離され、CHGピンはハイ・インピーダンス状態に強制されます。プルアップ抵抗が必要です。このピンを1Vより下に強制すると(またはGNDに接続すると)、タイマ機能が無効になります。

ACP/SHDN (ピン3): ACアダプタの電圧が充電に適していることを知らせるのに使われるオープン・ドレインの出力。アクティブ“H”のデジタル出力。3.5Vへの内部 $10\mu A$ プルアップ。このピンを1Vより下に引き下げることによってチャージャを無効にすることもできます。このピンを最低 $0.1\mu s$ のあいだ“L”に引き下げるとチャージャがリセットされます。

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。

$$\text{タイマ時間は } t_{TIMER} = (1\text{時間} \cdot R_{RT}/154K)$$

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。

GND (ピン5): 低電力回路のグランド。

ピン機能

NTC (ピン6) : サーミスタ・ネットワークがNTCからGNDのあいだに接続されます。このピンにより、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、チャージャとタイマが一時停止します。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。

I_{TH} (ピン7) : 電流モードPWMの内部ループ制御信号。通常動作では、高い I_{TH} 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0.1 μ Fのコンデンサに直列に接続した6.04k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40 μ Aです。このピンの公称電圧範囲は0V~3Vです。

I_{MON} (ピン8) : 電流モニタ出力。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0.309Vです。高い周波数成分を除去するには、 I_{MON} からグランドに接続したコンデンサが必要です。 $V_{BAT} < 2.5V/セル$ だと、消耗したバッテリーの調整時に $I_{MON} = 1.19V$ となります。

CSP (ピン9) : 電流アンプCA1の入力。このピンと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10) : バッテリー・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。

CLP (ピン11) : 電源電流制限アンプCL1への正入力。スレッシュホールドはCLNピンの電圧より100mV上に設定されます。電源電流を制限するのに使用するときには、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12) : 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。10 μ F~22 μ F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。

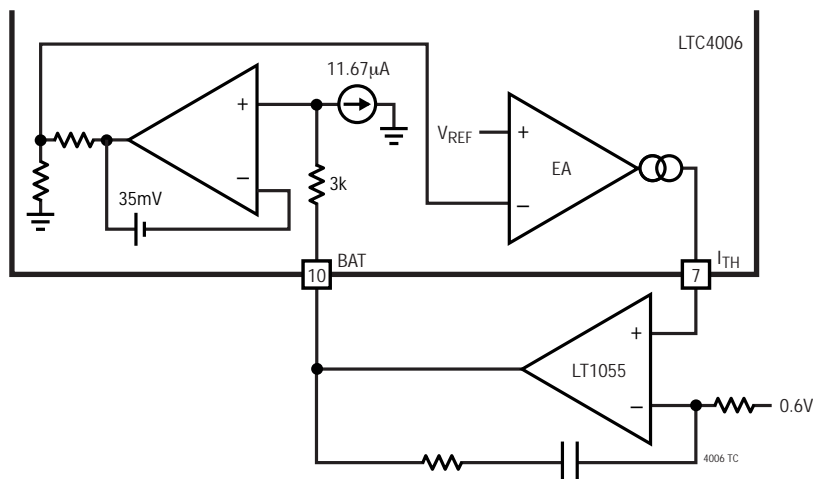
TGATE (ピン13) : バッテリー・チャージャ降圧コンバータのトップ外部PチャンネルMOSFETをドライブします。

PGND (ピン14) : BGATEドライバの高電流グランド・リターン。

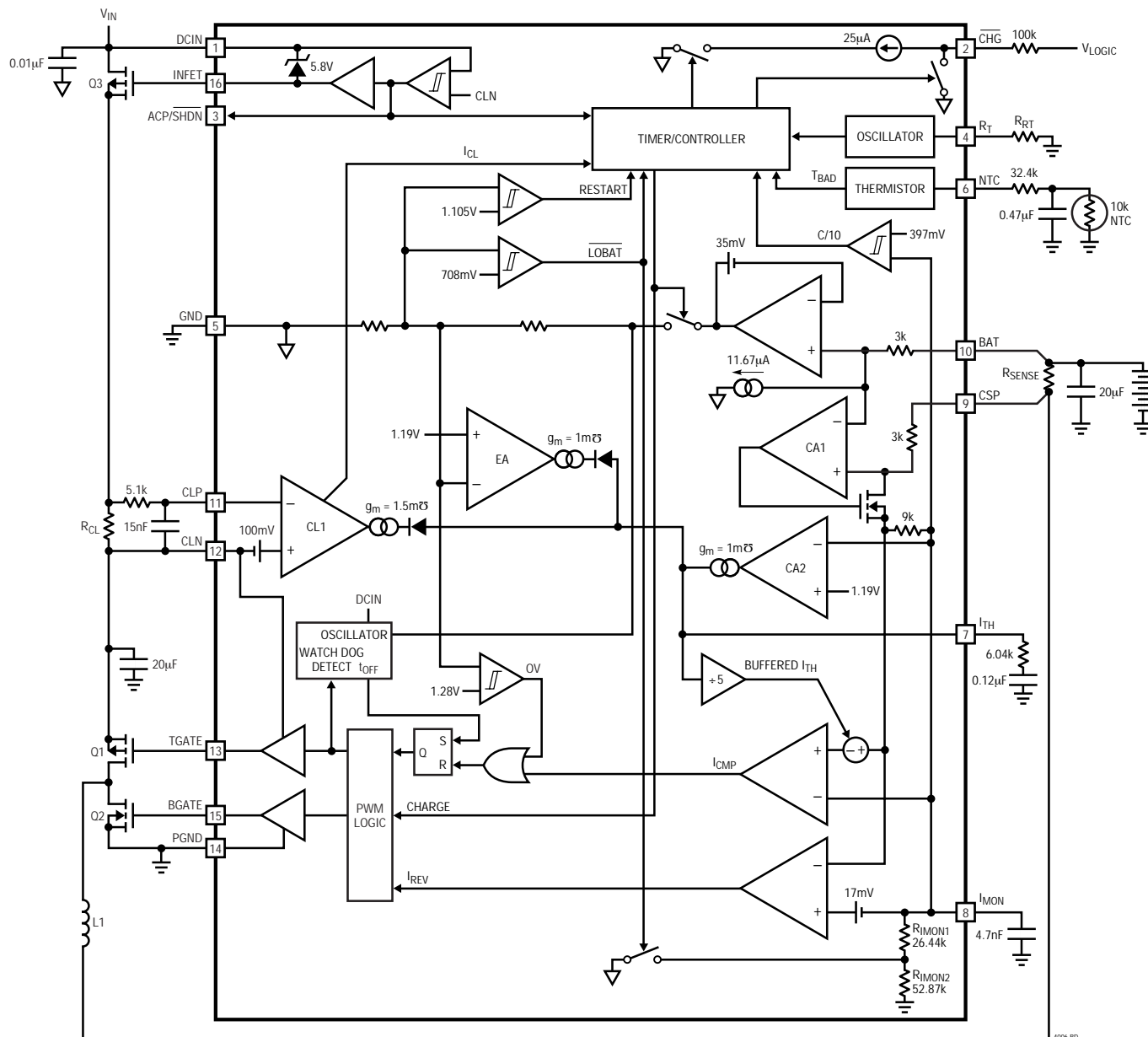
BGATE (ピン15) : バッテリー・チャージャ降圧コンバータのボトム外部NチャンネルMOSFETをドライブします。

INFET (ピン16) : 外部入力PFETのゲートをドライブします。

テスト回路



ブロック図



動作

概要

LTC4006は同期式電流モードPWM降圧(バック)スイッチャ・バッテリー・チャージャ・コントローラです。充電電流はCSPピンとBATピンのあいだに接続されたセンス抵抗 (R_{SENSE})によって設定されます。最終フロート電圧は±0.8%より高い精度で8.4V (LTC4006-6)、12.6V (LTC4006-2)、または16.8V (LTC4006-4)に内部でプログ

ラムされています。DCINピンの電位がCLNの電圧(およびUVLOの電圧)を超えて上昇し、ACP/SHDNピンが“H”になることができるとき、充電が開始され、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ー電圧が2.5Vより低いと、チャージャは最大プログラム電流の10%でバッテリーをトリクル充電します。

動作

バッテリー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、CHGピンがハイ・インピーダンスに設定されます。

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リミットを超すと、充電が一時停止されます。サーミスタの値が許容値に戻ると、充電が再開されます。R_Tピンの外付け抵抗により、総充電時間が設定されます。CHGピンを低い電圧に強制することにより、タイマを無効にすることができます。

バッテリー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。電流がプログラムされた充電電流の10%に低下すると、内部のC/10コンパレータがCHGピンを25μAでシンクしてこの状態を知らせます。充電タイマも総充電時間の25%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、C/10コンパレータは無効になります。タイムアウトすると充電は直ちに終了し、CHGピンはハイ・インピーダンスになります。セル電圧が3.9Vを下回るとチャージャは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ってから再度印加するか、あるいはACP/SHDNピンを短時間“L”に強制します。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、バッテリー流出電流は15μAに減少します。これにより、バッテリーの電流流出が大幅に減少し、待機時間が増加します。ACP/SHDNピンを低い電圧に強制することにより、いつでもチャージャを停止することができます。

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/SHDNピンから出力します。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を通して逆電流が流れるのを防ぎます。

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が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/SHDNピンが解放され、内部負荷によって引き上げられ、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が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/SHDN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。

バッテリー・チャージャ・コントローラ

LTC4006チャージャ・コントローラには固定オフ時間の電流モード降圧アーキテクチャが採用されています。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がオフしているあいだ、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。

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

この動作を図1に示します。

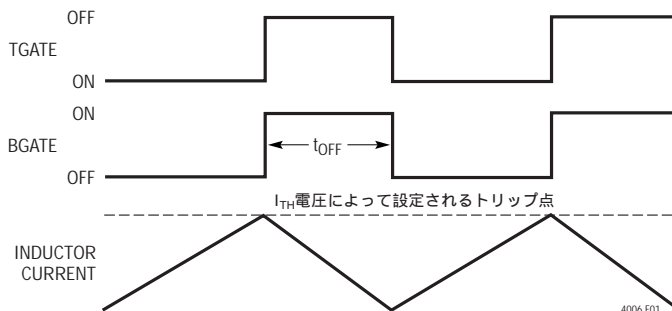


図1

インダクタ電流がピーク値に達するとI_{CMP}は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I_{TH}の電圧によって制御されます。さらに、そのI_{TH}は、その時々状態にしたがって、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間の電圧をそれに比例した電流に変換します。誤差アンプCA2はこの電流をI_{MON}ピンに接続されているR_{IMON}によってプログラムされた所期の電流と比較して、以下のようなになるまでI_{TH}を調節します。

$$\frac{V_{\text{REF}}}{R_{\text{IMON}}} = \frac{V_{\text{CSP}} - V_{\text{BAT}} + 11.67\mu\text{A} \cdot 3\text{k}\Omega}{3\text{k}\Omega}$$

動作

表1 . LTC4006の動作の真理値表

MODE	DCIN	BAT VOLTAGE	BAT CURRENT	ACP/SHDN	TIMER STATE	CHG*
ACアダプタの電圧低下によるシャットダウン	<BAT	>UVLO	Leakage	LOW	Reset	HIGH
消耗したバッテリーの調整	>BAT	<2.5V/Cell	10% Programmed Current	HIGH	Running	LOW
通常の充電	>BAT	>2.5V/Cell	Programmed Current	HIGH	Running	LOW
入力電流が制限された充電	>BAT	>2.5V/Cell	Unknown	HIGH	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	X	OFF	HIGH	Paused	LOW (Faulted)
ACP/SHDNピンによるシャットダウン	>BAT	X	OFF	Forced LOW	Reset	HIGH
バッテリー低下障害による停止 (Note 1)	>BAT	<2.5V/Cell	OFF	HIGH	>T/4 Stopped (Faulted)	HIGH
トップオフ充電。C/10はラッチ	>BAT	V _{FLOAT}	OFF	HIGH	<T/4 After C/10 Comparator Trip. Running	25µA
C/10コンパレータ(ラッチされている)によってタイマがリセットされ、1/4 T後に終了	>BAT	V _{FLOAT}	OFF	HIGH	>T/4 After C/10 Comparator Trip. Stopped	HIGH (Waiting for Restart)
タイマの時間が経過して終了	>BAT	V _{FLOAT} **	OFF	HIGH	>T Stopped	HIGH (Waiting for Restart)
タイマは無効。 (バッテリー低下時の調節は依然機能する)	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 and <UVL	<UVL	OFF	HIGH	Reset	HIGH**
V _{BAT} > 3.9V/セルになるまでタイマは無効	>BAT	2.5V ≤ V _{BAT} ≤ 3.9V (V/Cell)	Programmed Current	HIGH	Running	LOW

*オープン・ドレイン。プルアップ抵抗と一緒に使われるとき H。

**最も可能性のある状態、X = ドントケア(無関係)

Note 1: チャージャがこの状態のとき消耗したバッテリーを挿入する場合、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。

したがって、

$$I_{\text{CHARGE}} = \left(\frac{V_{\text{REF}}}{R_{\text{IMON}}} - 11.67\mu\text{A} \right) \cdot \frac{3\text{k}\Omega}{R_{\text{SENSE}}}$$

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I_{TH}を下げます。充電電流が減少し始めると、I_{MON}の電圧は直接比例して低下します。I_{MON}の電圧は次式で与えられます。

$$V_{\text{IMON}} = (I_{\text{CHARGE}} \cdot R_{\text{SENSE}} + 11.67\mu\text{A} \cdot 3\text{k}\Omega) \cdot \frac{R_{\text{IMON}}}{3\text{k}\Omega}$$

V_{IMON}は図2に示されています。

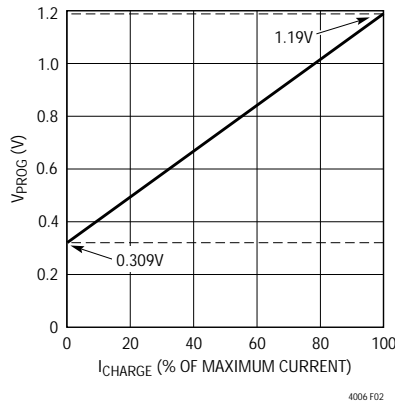
アンプCL1は入力電流をモニタし、予め設定されたレベル(100mV/R_{CL})に制限します。入力電流制限時、CL1はI_{TH}の電圧を下げ、充電電流を減らします。この状態が検出されると、C/10インジケータが既にアクティブでな

ければ抑制されます。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、入力電流制限が働くとともに、BGATEが'L'に強制されてチャージャがバッテリー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、較正やパルス・モードの充電を実行するために保護スイッチを開いて自分を「ロード・ダンプ」するバッテリーの場合に役立ちます。

BATの電圧がDCINの入力電圧の近くまで上昇すると、コンパレータはトップMOSFETを連続的にオンしようと試みます("ドロップアウト")。ウォッチドッグ・タイマがこの状態を検出し、トップMOSFETを強制して40µsの間隔で約300nsのあいだオフします。

動作

図2. I_{MON} と I_{CHARGE}

これは、入力と出力にセラミック・コンデンサが使われているとき可聴ノイズを防ぐために行われます。

チャージャの起動

チャージャがイネーブルされたとき、 I_{TH} 電圧がスレッシュホー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。このスレッシュホー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100 μ s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。

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。

$R_{RT} = 309k$ の場合、

$$t_{SAMPLE} = 127.5 \cdot 20 \cdot R_{RT} \cdot 17.5pF = 13.8ms$$

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。

$$V_{RTH(FINAL)} = \frac{4.5V \cdot R_{TH}}{R_{TH} + R_9}$$

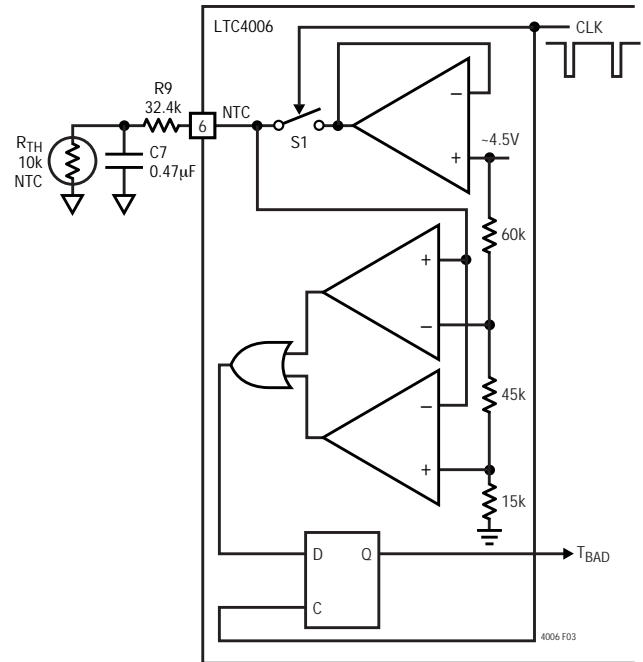


図3

この電圧はC7に蓄えられます。次に、スイッチが短時間開いて、サーミスタ両端の電圧を読み取ります。

$R_{RT} = 309k$ の場合、

$$t_{HOLD} = 10 \cdot R_{RT} \cdot 17.5pF = 54\mu s$$

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が 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、タイマは一時停止されます(図4を参照)。

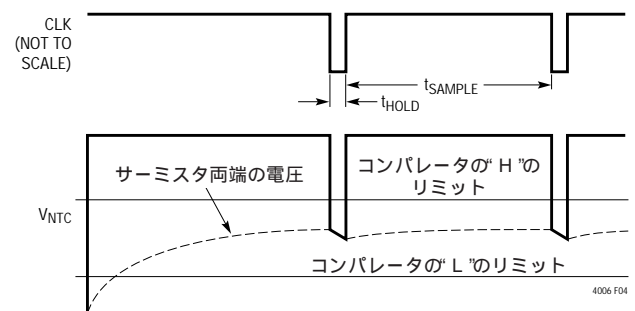


図4

アプリケーション情報

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。

$$I_{\text{CHARGE(MAX)}} = \frac{100\text{mV}}{R_{\text{SENSE}}}$$

表2. R_{SENSE} 抵抗の推奨値

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

タイマ抵抗の設定

チャージャ終了タイマは $\pm 15\%$ の不確かさで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。

$$t_{\text{TIMER}} = 2^{27} \cdot R_{\text{RT}} \cdot 175\text{pF} \quad (\text{図5を参照})$$

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。

CHG状態出力ピン

充電サイクルが開始されると、 $\overline{\text{CHG}}$ ピンは $100\mu\text{A}$ 以上ドライブできる内部NチャンネルMOSFETによってグランドに引き下げられます。充電電流がフルスケール電流の 10% ($C/10$) まで低下すると、NチャンネルMOSFETがオフし、グランドに接続された弱い $25\mu\text{A}$ 電流源が $\overline{\text{CHG}}$ ピンに接続されます。タイムアウトになると、このピンはハイインピーダンス状態になります。マイクロプロセッサは、値の異なる2つのプルアップ抵抗を使用することにより、このピンから3つの状態 (充電、 $C/10$ 、および充電停止) を検出することができます。図6を参照してください。

バッテリーの検出

チャージャの動作中にバッテリー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ーに短時間供給する可能性があります。図7に示されている回路はバッテリー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し、タイマをリセット状態に保ちます。

代わりに、通常閉じているスイッチを使って、バッテリーが接続されていることを検出することができます(図8参照)。

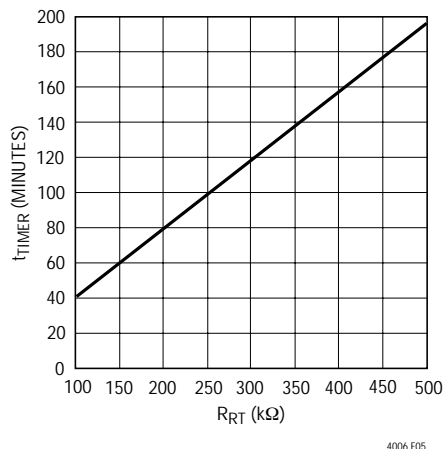


図5. t_{TIMER} と R_{RT}

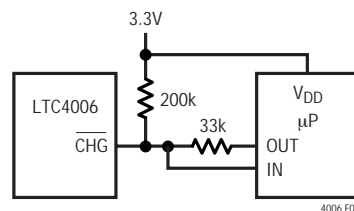


図6. マイクロプロセッサとのインタフェース

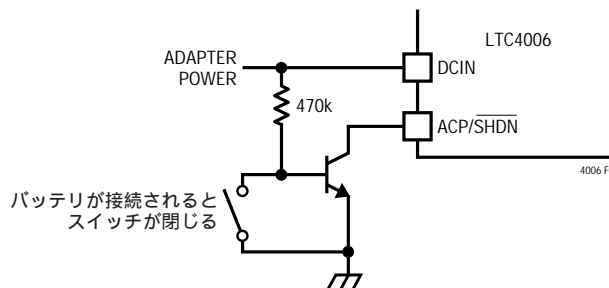


図7

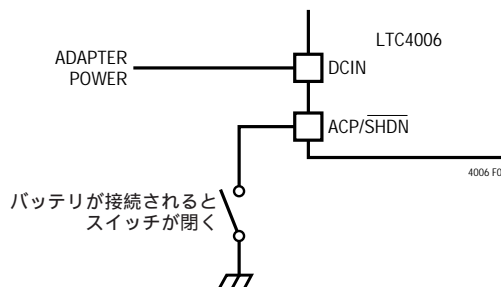


図8

アプリケーション情報

ソフトスタート

I_{TH} ピンに接続された $0.12\mu\text{F}$ のコンデンサにより、LTC4006はソフトスタートによって起動します。 I_{TH} 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 $40\mu\text{A}$ 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。 I_{TH} 電圧が 0.8V に達するとバッテリー充電電流がランプアップしはじめ、 I_{TH} が 2V で最大電流に達します。 $0.12\mu\text{F}$ のコンデンサを使用した場合、最大充電電流に達する時間は約 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想定されています。もっと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 $1\mu\text{F}$ 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(C_2)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RMSリップル電流は出力充電電流の $1/2$ に等しくなります。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。タンタル・コンデンサを入力または出力のバイパスに使用するときには注意が必要です。電気がきているACアダプタがチャージャに接続されるとき、あるいはバッテリー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おそれのある故障の既知の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シリーズだけが、バッテリーからグラウ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配置された C_1 にアルミ電解を使うとESRが比較的高いので、活線接続時のリング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できるだけ高くすれば、問題も起きにくくなります。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新しい大容量セラミック(最低 $20\mu\text{F}$)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(C_3)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、

$$V_{DCIN} = 19\text{V}, V_{BAT} = 12.6\text{V}, L1 = 10\mu\text{H}, \text{および} \\ f = 300\text{kHz} \text{のとき、} I_{RMS} = 0.41\text{A}.$$

EMIを考慮すれば、一般にバッテリー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ー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とバッテリー・インピーダンスに従って、バッテリーと出力コンデンサに分割されます。 C_3 のESRが 0.2Ω で、バッテリー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、バッテリー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

動作周波数が高いと、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 の値を許容でき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 $\Delta I_L = 0.4(I_{MAX})$ 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 $10\mu\text{H}$ 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3を利用してください。

アプリケーション情報

表3

MAXIMUM AVERAGE CURRENT (A)	INPUT VOLTAGE (V)	MINIMUM INDUCTOR VALUE (μ H)
1	≤ 20	$40 \pm 20\%$
1	> 20	$56 \pm 20\%$
2	≤ 20	$20 \pm 20\%$
2	> 20	$30 \pm 20\%$
3	≤ 20	$15 \pm 20\%$
3	> 20	$20 \pm 20\%$
4	≤ 20	$10 \pm 20\%$
4	> 20	$15 \pm 20\%$

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_{DS} の仕様にも十分注意を払ってください。ロジック・レベルMOSFETの多くは30V以下に制限されています。

パワーMOSFETの選択基準としては、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、全ゲート容量 Q_G 、逆伝達容量 C_{RSS} 、入力電圧、最大出力電流などがあります。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の消費電力は以下の式で与えられます。

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

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

ここで、 δ は $R_{DS(ON)}$ の温度係数、 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 $(1 + \delta\Delta T)$ 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 $\delta = 0.005/^\circ C$ を使用することができます。 C_{RSS} は通常MOSFETの特性パラメータとして規定されています。もし規定されていないければ、 $C_{RSS} = Q_{GD}/DV_{DS}$ を使って計算することができます。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ー・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ぎます(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のショットキー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

LTC4006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 Q_{G1} と Q_{G2})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。

$$P_D = V_{DCIN} \cdot (f_{OSC} (Q_{G1} + Q_{G2}) + I_{DCIN})$$

sn4006 4006is

アプリケーション情報

例：

$$V_{DCIN} = 19V, f_{OSC} = 345kHz, Q_{G1} = Q_{G2} = 15nC.$$

$$PD = 292mW$$

ACアダプタの制限

LTC4006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、装置はバッテリーを充電しながら同時に動作することが可能です。さらに、バッテリーは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がリミット内に保たれます。図9のアンプCL1は、CLPピンとDCINピン間に接続された R_{CL} の両端の電圧を検出します。この電圧が100mVを超す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、5k Ω 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場合、CLPをCLNに接続します。

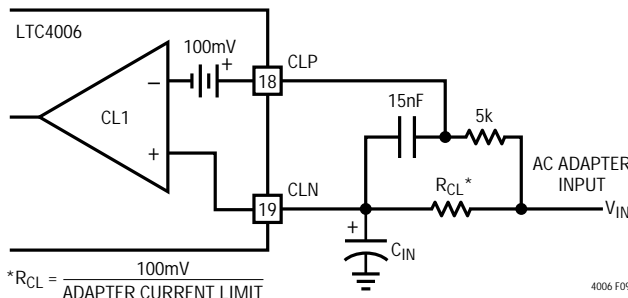


図9．ACアダプタの電流制限

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5%を差し引いた電流値を使って抵抗値を決定します。

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

$$I_{LIM} = \text{Adapter Min Current} - (\text{Adapter Min Current} \cdot 5\%)$$

表5．一般的な 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丸めたものです。

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。これらの中で最も簡単なものは図10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ュホー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。幸いにもこの条件が満たされていれば、単純に $R_9 = R_{TH(LOW)}$ と設定します。

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11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 R_9 と R_9A は以下の式で与えられます。

NTCサーミスタの場合：

$$R_9 = 6 R_{TH(LOW)} \cdot R_{TH(HIGH)} / (R_{TH(LOW)} - R_{TH(HIGH)})$$

$$R_9A = 6 R_{TH(LOW)} \cdot R_{TH(HIGH)} / (R_{TH(LOW)} - 7 \cdot R_{TH(HIGH)})$$

PTCサーミスタの場合：

$$R_9 = 6 R_{TH(LOW)} \cdot R_{TH(HIGH)} / (R_{TH(HIGH)} - R_{TH(LOW)})$$

$$R_9A = 6 R_{TH(LOW)} \cdot R_{TH(HIGH)} / (R_{TH(HIGH)} - 7 \cdot R_{TH(LOW)})$$

アプリケーション情報

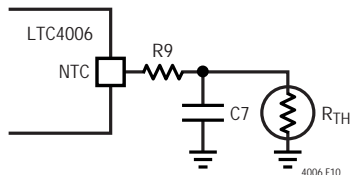


図10. 電圧分割器サーミスタ・ネットワーク

例#1: カスタムのリミット付き10kΩ NTC

TLOW = 0、THIGH = 50

$R_{TH} = 10k(25)$

$R_{TH(LOW)} = 32.582k(0)$

$R_{TH(HIGH)} = 3.635k(50)$

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、THIGH = 50

$R_{TH} = 100k(25)$

$R_{TH(LOW)} = 272.05k(5)$

$R_{TH(HIGH)} = 33.195k(50)$

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、THIGH = 50

$R_{TH} = 22k(25)$

$R_{TH(LOW)} = 6.53k(0)$

$R_{TH(HIGH)} = 61.4k(50)$

R9 = 43.9k 44.2k (最も近い1%値)

R9A = 154k

サーミスタ・ホールド・コンデンサの値の計算

ホールド期間中、C7はサーミスタ両端の電圧を比較の一定に保って、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。

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

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

例:

R9 = 24.3k

$R_{RT} = 309k$ (約2時間のタイマ)

C7 = 0.58μF 0.56μF (最も近い値)

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のあいだ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

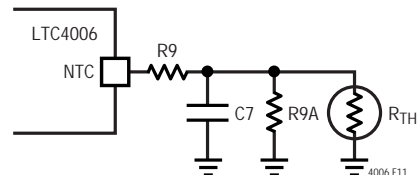


図11. 一般的サーミスタ・ネットワーク

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を供給する大きさのものにします。30μAを超す電流をNTCに流してはいけません。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。

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の電源接続とグラウ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を使ってはいけません。
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あいだ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。

アプリケーション情報

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。

- 出力コンデンサはセンス抵抗の出力とグラウンドの隣に配置します。
- 出力コンデンサのグラウンドは、システム・グラウンドに戻す前に、入力コンデンサのグラウ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。

一般的ルール

- システム・グラウンドまたは内部グラウンド・プレーンへのスイッチング・グラウ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・グラウンド・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として、ビアを単一のスター・ポイントにまとめて接続します。
- アナログ・グラウンドは、他のどのグラウンドに接続するよりも前に、デバイスのグラウンド(存在すればアナログ・グラウンド・ピン)に戻すトレースとして配線し

ます。システムのグラウンド・プレーンを使うことは避けてください。CADを使うときの要領：アナログ・グラウンドを別のグラウンド・ネットにし、0Ωの抵抗を使ってアナログ・グラウンドをシステム・グラウンドに接続します。

- 与えられた高電流経路に必要なビアのおおよその個数は、ビア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。
- 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。
- 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、EMIの性能をさらに改善するのに役立ちます。
- 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。

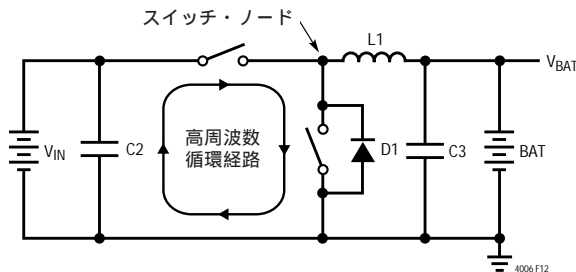


図12．高速スイッチング・バス

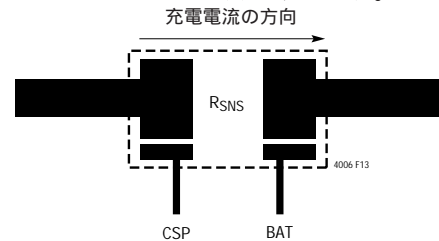
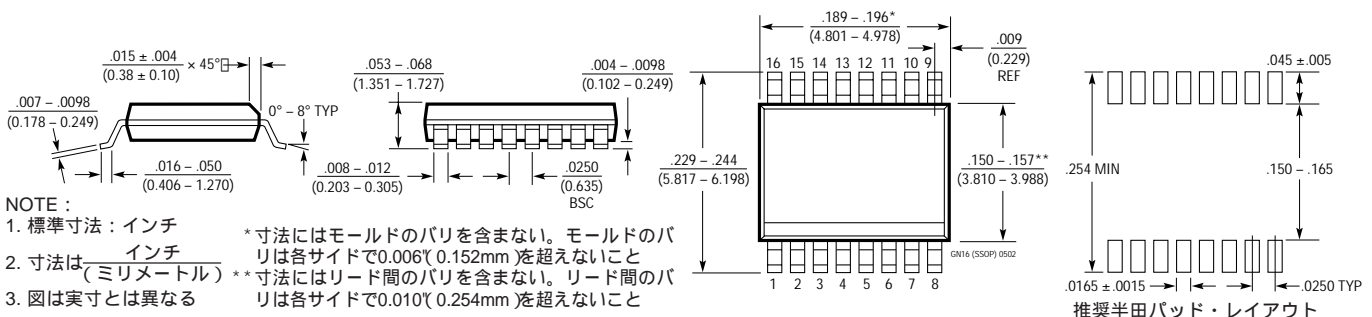


図13．充電電流のケルビン検出

パッケージ寸法

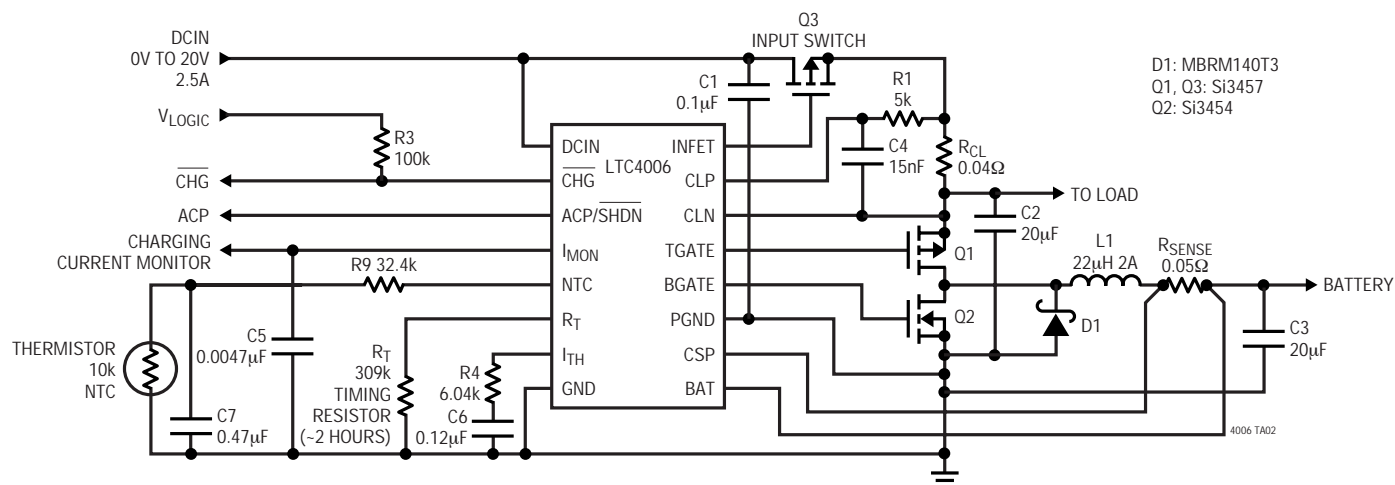
GNパッケージ 16ピン・プラスチックSSOP(細型.150インチ) (Reference LTC DWG # 05-08-1641)



sn4006 4006is

標準的応用例

2Aリチウムイオン・バッテリー・チャージャ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT [®] 1511	3A定電流/定電圧バッテリー・チャージャ	高効率、最小の外付け部品点数でリチウム、NIMH、およびNiCdバッテリーを高速充電
LT1513	SEPIC定電流またはプログラム可能な電流/定電圧バッテリー・チャージャ	チャージャの入力電圧はバッテリー電圧より高くても、等しくても、低くても可、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 ≤ V _{IN} ≤ 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	リチウムイオン・バッテリー・チャージャ終了コントローラ	トリクル充電前処理、充電温度監視、時間または充電電流による終了、チャージャとバッテリーの自動検出、および状態出力
LT1769	2Aスイッチング・バッテリー・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・バッテリー・チャージャ/セレクタ	2個のバッテリーの同時充電/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 ≤ V _{IN} ≤ 36V、0.925V ≤ V _{OUT} ≤ 2V、Transmeta、AMDおよびIntelのモバイル・プロセッサ用
LTC4007	充電電圧をプログラム可能な高効率バッテリー・チャージャ(終了機能付き)	3セルまたは4セルのリチウムイオン・バッテリー用の完全なチャージャ、ACアダプタ電流制限、サーミスタ・センサおよびインジケータ出力
LTC4008	高効率、プログラム可能な電圧/電流バッテリー・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アダプタ電流制限、およびサーミスタ・センサとインジケータ出力

No R_{SENSE}はリニアテクノロジー社の商標です。