

高電圧 スイッチング・チャージャ付き USBパワー・マネージャ

特長

- 電源間のシームレスな移行:リチウムイオン・バッテリー、USB、および6V~36Vの外部電源
- 6V~36V入力の高効率1.2Aチャージャ、適応型出力制御付き (LTC4089)
- 負荷に応じたUSB入力からの充電により電流適合性を保証
- 215mΩ内部理想ダイオードとオプションの外部理想ダイオード・コントローラにより、外部電源/USBが接続されていないとき低損失電力経路を形成
- 過熱の恐れなく充電レートを最大化するサーマル・フィードバック付き定電流/定電圧動作
- USB入力の100%または20%の電流制限を選択可能 (例: 500mA/100mA)
- ±0.8%精度のプリセット4.2V充電電圧
- C/10充電電流検出出力
- NTCサーミスタ入力により温度規定充電が可能
- 小型 (6mm×3mm×0.75mm) 22ピンDFNパッケージ

アプリケーション

- 携帯用USB機器-GPS受信機、カメラ、MP3プレーヤ、PDA

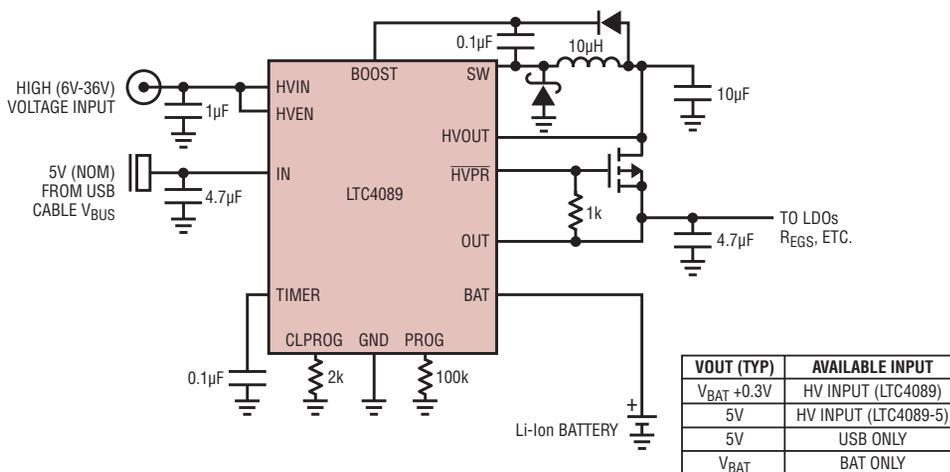
概要

LTC[®]4089/LTC4089-5は高電圧リチウムイオン・バッテリー・チャージャを備えたUSBパワー・マネージャです。これらのデバイスはUSB周辺機器の動作とバッテリー充電に使われる総電流を管理します。負荷電流と充電電流の合計がプログラムされた入力電流リミットを超えないように、バッテリー充電電流を自動的に減少させます。LTC4089/LTC4089-5は、12VのAC-DCアダプタ、FireWire、車載用電源などの高電圧電源にも適応します。

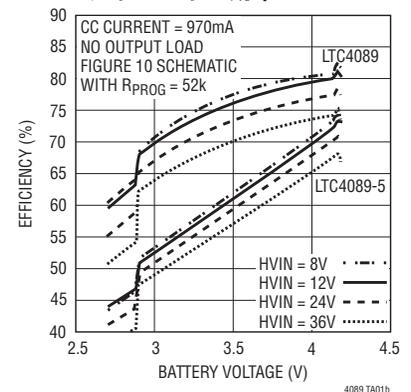
LTC4089は、高電圧入力から高効率で充電するための、バッテリー電圧をトラッキングする適応型出力を備えています。LTC4089-5は、1セルのリチウムイオン・バッテリーの充電用に、高電圧入力から固定5V出力を供給します。充電電流をプログラム可能で、充電終了状態出力 (CHRG) が満充電を知らせます。プログラム可能な総充電時間、充電中にバッテリー温度をモニタするのに使用するNTCサーミスタ入力、およびバッテリーの自動再充電機能も備えています。

LT、**LT**、**LTC**および**LTM**はリアテクノロジー社の登録商標です。他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。6522118および6700364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



LTC4089の高電圧バッテリー・チャージャの効率



LTC4089/LTC4089-5

絶対最大定格

(Note 1, 2, 3, 4, 5)

端子電圧

BOOST	-0.3V~50V
SWを超えるBOOST	25V
HVIN, HVEN	-0.3V~40V
IN, OUT, HVOULT	
$t < 1\text{ms}$ およびデューティ・サイクル $< 1\%$	-0.3V~7V
DC	-0.3V~6V
BAT	-0.3V~6V
NTC, TIMER, PROG, CLPROG	-0.3V~($V_{CC} + 0.3V$)
CHRG, HPWR, SUSP, HVPR,	-0.3V~6V

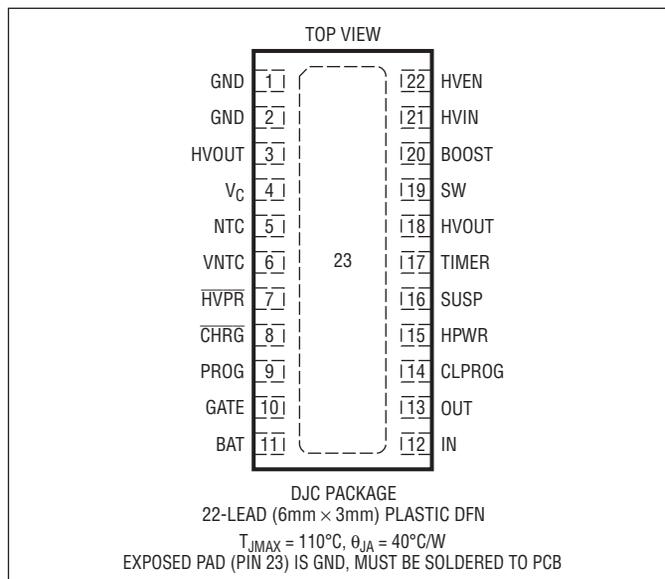
ピン電流 (DC)

IN, OUT, BAT (Note 6)	2.5A
-----------------------------	------

動作温度範囲

LTC4089E	-40°C~85°C
最大動作接合部温度	110°C
保存温度範囲	-65°C~125°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
LTC4089EDJC#PBF	LTC4089EDJC#TRPBF	4089	22-Lead (6mm x 3mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LTC4089EDJC-5#PBF	LTC4089EDJC-5#TRPBF	40895	22-Lead (6mm x 3mm) Plastic DFN	-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。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $HVIN = 12V$ 、 $BOOST = 17V$ 、 $V_{IN} = 5V$ 、 $V_{BAT} = 3.7V$ 、 $HVEN = 12V$ 、 $HPWR = 5V$ 、 $R_{PROG} = 100k$ 、 $R_{CLPROG} = 2k$ 、 $SUSP = 0V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
USB Input Current Limit							
V_{IN}	USB Input Supply Voltage	IN	●	4.35	5.5	V	
I_{IN}	Input Bias Current	$I_{BAT} = 0$ (Note 7) Suspend Mode; $SUSP = 5V$	●	0.5	1	mA	
			●	50	100	μA	
I_{LIM}	Current Limit	$R_{CLPROG} = 2k$, $HPWR = 5V$ $R_{CLPROG} = 2k$, $HPWR = 0V$	●	475	500	525	mA
			●	90	100	110	mA
$I_{IN(MAX)}$	Maximum Input Current Limit	(Note 8)		2.4		A	
R_{ON}	ON Resistance V_{IN} to V_{OUT}	$I_{OUT} = 80\text{mA}$ Load		0.215		Ω	
V_{CLPROG}	CLPROG Pin Voltage	$R_{CLPROG} = 2k$ $R_{CLPROG} = 1k$	●	0.98	1.00	1.02	V
			●	0.98	1.00	1.02	V
I_{SS}	Soft-Start Inrush Current	IN		5		mA/ μs	
V_{CLEN}	Input Current Limit Enable Threshold Voltage ($V_{IN} - V_{OUT}$)	$(V_{IN} - V_{OUT})$ V_{IN} Rising $(V_{IN} - V_{OUT})$ V_{IN} Falling		20	50	80	mV
				-80	-50	-20	mV

40895fc

電氣的特性

●は全動作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、 $HV_{IN} = 12\text{V}$ 、 $BOOST = 17\text{V}$ 、 $V_{IN} = 5\text{V}$ 、 $V_{BAT} = 3.7\text{V}$ 、 $HV_{EN} = 12\text{V}$ 、 $HPWR = 5\text{V}$ 、 $R_{PROG} = 100\text{k}$ 、 $R_{CLPROG} = 2\text{k}$ 、 $SUSP = 0\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
V_{UVLO}	Input Undervoltage Lockout	V_{IN} Powers Part, Rising Threshold	● 3.6	3.8	4	V	
dV_{UVLO}	Input Undervoltage Lockout Hysteresis	V_{IN} Rising – V_{IN} Falling		130		mV	
High Voltage Regulator							
V_{HVIN}	HVIN Supply Voltage		6		36	V	
I_{HVIN}	HVIN Bias Current	Not Switching Shutdown; $HV_{EN} = 0\text{V}$		1.9 0.01	2.5 2	mA μA	
V_{OUT}	Output Voltage with HVIN Present	Assumes HVOUT to OUT Connection (LTC4089) Assumes HVOUT to OUT Connection (LTC4089-5)	● 3.45 4.85	$V_{BAT}+0.3$ 5	4.6 5.15	V V	
V_{HVUVLO}	High Voltage Input Undervoltage Lockout	V_{HVIN} Rising		4.7	5	V	
f_{SW}	Switching Frequency	$V_{HVOUT} > 3.95\text{V}$ $V_{HVOUT} = 0\text{V}$	685	750 35	815	kHz kHz	
DC_{MAX}	Maximum Duty Cycle		● 88	95		%	
$I_{SW(MAX)}$	Switch Current Limit	(Note 9)	1.5	1.95	2.3	A	
V_{SAT}	Switch V_{CESAT}	$I_{SW} = 1\text{A}$		330		mV	
I_{LK}	Switch Leakage Current				2	μA	
V_{SWD}	Minimum Boost Voltage Above SW	$I_{SW} = 1\text{A}$		1.85	2.2	V	
I_{BST}	BOOST Pin Current	$I_{SW} = 1\text{A}$		30	50	mA	
Battery Management							
V_{BAT}	Input Voltage	BAT			4.3	V	
I_{BAT}	Battery Drain Current	$V_{BAT} = 4.3\text{V}$, Charging Stopped Suspend Mode; $SUSP = 5\text{V}$ $V_{HVIN} = V_{IN} = 0\text{V}$, BAT Powers OUT, No Load	● ● ●	15 22 60	27 35 100	μA μA μA	
V_{FLOAT}	Regulated Output Voltage	$I_{BAT} = 2\text{mA}$ $I_{BAT} = 2\text{mA}$; ($0^\circ\text{C} - 85^\circ\text{C}$)		4.165 4.158	4.200 4.200	4.235 4.242	V V
I_{CHG}	Current Mode Charge Current	$R_{PROG} = 100\text{k}$, No Load $R_{PROG} = 50\text{k}$, No Load; ($0^\circ\text{C} - 85^\circ\text{C}$)	●	465 900	500 1000	535 1080	mA mA
$I_{CHG(MAX)}$	Maximum Charge Current	(Note 8)		1.2		A	
V_{PROG}	PROG Pin Voltage	$R_{PROG} = 100\text{k}$ $R_{PROG} = 50\text{k}$	● ●	0.98 0.98	1.00 1.00	1.02 1.02	V V
k_{EOC}	Ratio of End-of-Charge Current to Charge Current	$V_{BAT} = V_{FLOAT} (4.2\text{V})$	●	0.085	0.1	0.11	mA/mA
I_{TRIKL}	Trickle Charge Current	$V_{BAT} = 2\text{V}$, $R_{PROG} = 100\text{k}$		35	50	60	mA
V_{TRIKL}	Trickle Charge Threshold Voltage		●	2.75	2.9	3	V
V_{CEN}	Charger Enable Threshold Voltage	$(V_{OUT} - V_{BAT})$ Falling; $V_{BAT} = 4\text{V}$ $(V_{OUT} - V_{BAT})$ Rising; $V_{BAT} = 4\text{V}$			55 80		mV mV
V_{RECHRG}	Recharge Battery Threshold Voltage	$V_{FLOAT} - V_{RECHRG}$	●	65	100	135	mV
t_{TIMER}	TIMER Accuracy	$V_{BAT} = 4.3\text{V}$		-10		10	%
	Recharge Time	Percent of Total Charge Time			50		%
	Low Battery Trickle Charge Time	Percent of Total Charge Time, $V_{BAT} < 2.8\text{V}$			25		%
T_{LIM}	Junction Temperature in Constant Temperature Mode				105		$^\circ\text{C}$

LTC4089/LTC4089-5

電気的特性

●は全動作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、 $HVIN = 12\text{V}$ 、 $BOOST = 17\text{V}$ 、 $V_{IN} = 5\text{V}$ 、 $V_{BAT} = 3.7\text{V}$ 、 $HVEN = 12\text{V}$ 、 $HPWR = 5\text{V}$ 、 $R_{PROG} = 100\text{k}$ 、 $R_{CLPROG} = 2\text{k}$ 、 $SUSP = 0\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Internal Ideal Diode							
R_{FWD}	Incremental Resistance, V_{ON} Regulation	$I_{BAT} = 100\text{mA}$		125		$\text{m}\Omega$	
$R_{DIO,ON}$	ON Resistance V_{BAT} to V_{OUT}	$I_{BAT} = 600\text{mA}$		215		$\text{m}\Omega$	
V_{FWD}	Voltage Forward Drop ($V_{BAT} - V_{OUT}$)	$I_{BAT} = 5\text{mA}$ $I_{BAT} = 100\text{mA}$ $I_{BAT} = 600\text{mA}$	● 10	30 55 160	50	mV mV mV	
V_{OFF}	Diode Disable Battery Voltage			2.8		V	
I_{FWD}	Load Current Limit, for V_{ON} Regulation			550		mA	
$I_{D(MAX)}$	Diode Current Limit			2.2		A	
External Ideal Diode							
$V_{FWD,EXT}$	External Diode Forward Voltage			20		mV	
Logic							
V_{OL}	Output Low Voltage ($\overline{\text{CHRG}}$, $\overline{\text{HVPR}}$)	$I_{SINK} = 5\text{mA}$	●	0.1	0.4	V	
V_{IH}	Input High Voltage	HVEN, SUSP, HPWR Pin Low to High		2.3		V	
V_{IL}	Input Low Voltage	HVEN, SUSP, HPWR Pin High to Low			0.3	V	
I_{PULLDN}	Logic Input Pull Down Current	SUSP, HPWR		2		μA	
I_{HVEN}	HVEN Pin Bias Current	$V_{HVEN} = 2.3\text{V}$ $V_{HVEN} = 0\text{V}$		6 0.01	20 0.1	μA μA	
$V_{CHG,SD}$	Charger Shutdown Threshold Voltage on TIMER		● 0.14		0.4	V	
$I_{CHG,SD}$	Charger Shutdown Pull-Up Current on TIMER	$V_{TIMER} = 0\text{V}$	●	5	14	μA	
NTC							
I_{VNTC}	VNTC Pin Current	$V_{VNTC} = 2.5\text{V}$	●	1.4	2.5	3.5	mA
V_{VNTC}	VNTC Bias Voltage	$I_{VNTC} = 500\mu\text{A}$	●	4.4	4.85		V
I_{NTC}	NTC Input Leakage Current	$V_{NTC} = 1\text{V}$		0	± 1		μA
V_{COLD}	Cold Temperature Fault Threshold Voltage	Rising Threshold Hysteresis		$0.74 \cdot V_{VNTC}$ $0.02 \cdot V_{VNTC}$			V V
V_{HOT}	Hot Temperature Fault Threshold Voltage	Falling Threshold Hysteresis		$0.29 \cdot V_{VNTC}$ $0.01 \cdot V_{VNTC}$			V V
V_{DIS}	NTC Disable Voltage	NTC Input Voltage to GND (Falling) Hysteresis	●	75	100 35	125	mV mV

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を越す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: V_{CC} は V_{IN} 、 V_{OUT} または V_{BAT} のうち大きい方。

Note 3: すべての電圧値はGNDを基準にしている。

Note 4: このデバイスには短時間の過負荷状態のあいだデバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。過熱保護機能がアクティブなとき接合部温度は 110°C を超える。規定された最高動作接合部温度を超えた動作が継続するとデバイスの劣化または故障が生じるおそれがある。

Note 5: LTC4089/LTC4089-5は、 $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ で性能仕様に適合することが保証されており、 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の拡張温度範囲で性能仕様に適合するように設計され、特性評価され、性能仕様に適合すると予想されるが、これらの温度ではテストされない。

Note 6: 長期電流密度制限によって保証されている。

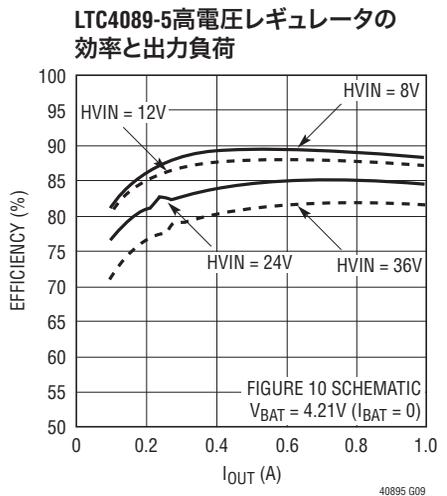
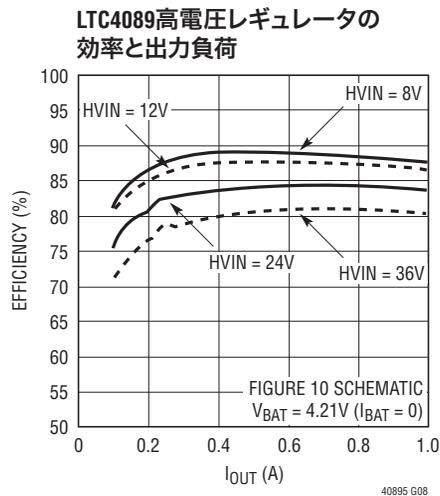
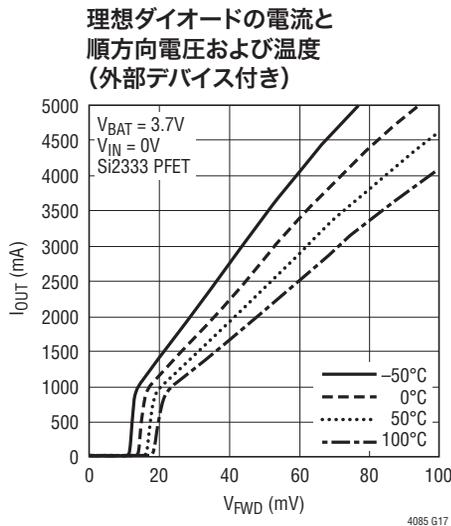
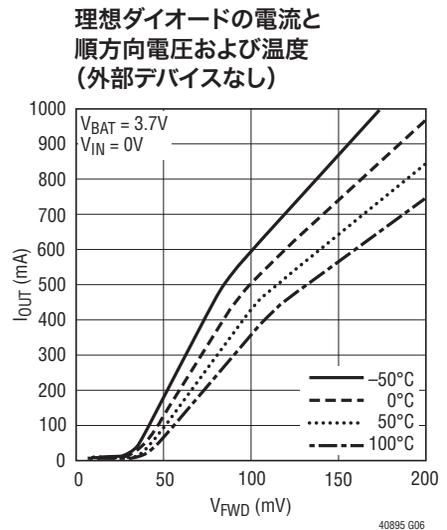
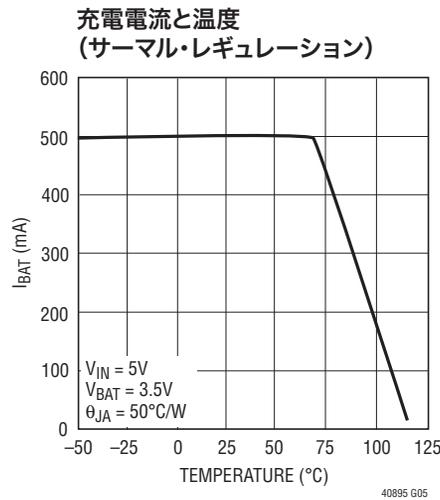
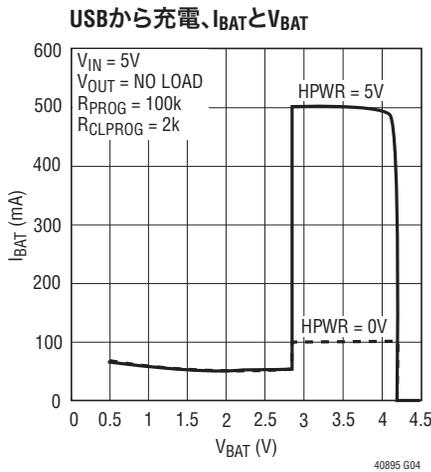
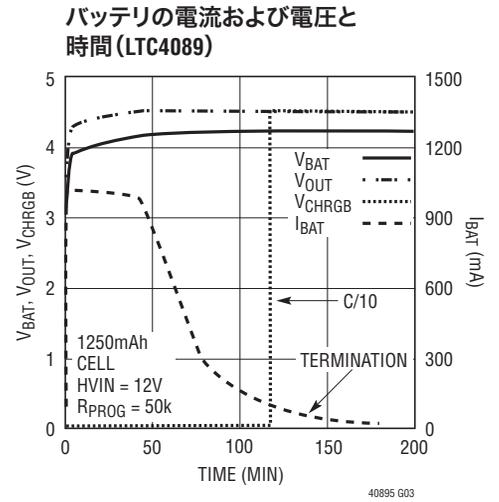
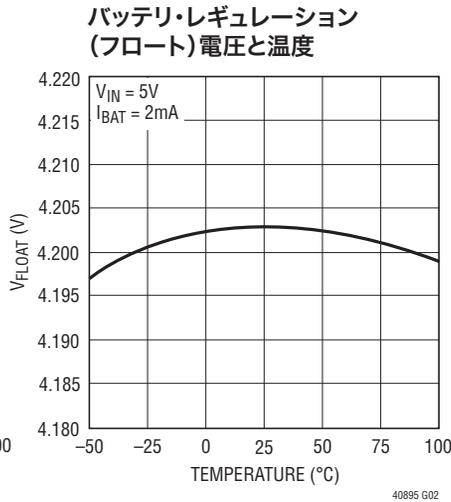
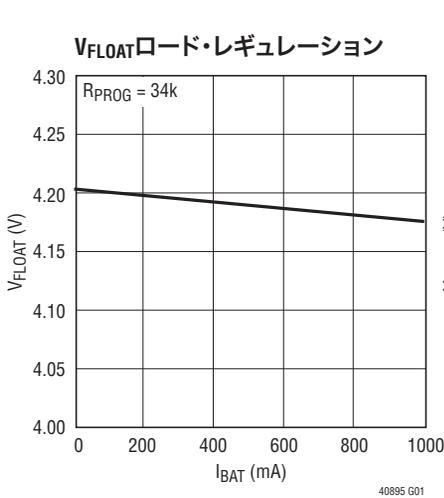
Note 7: 合計入力電流はこの仕様に $1.002 \cdot I_{BAT}$ を加えたものに等しい。ただし、 I_{BAT} は充電電流。

Note 8: プログラムされた電流の精度は 1.5A を超える電流では低下することがある。

Note 9: 電流制限は設計および静的テストとの相関によって保証されている。高いデューティ・サイクルではスロープ補償により電流制限が低下する。

40895fc

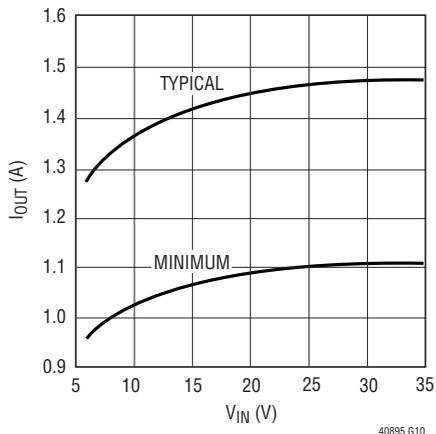
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。



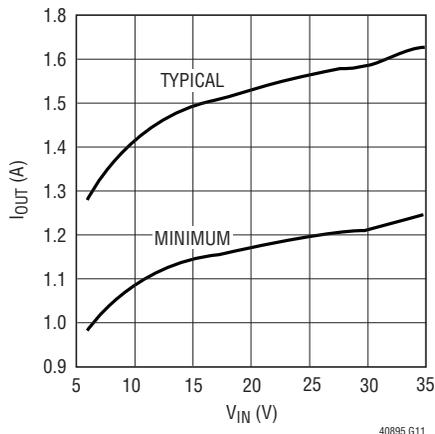
LTC4089/LTC4089-5

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

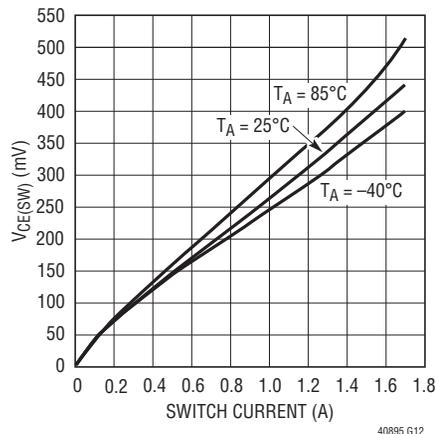
高電圧レギュレータの
最大負荷電流、 $L = 10\mu\text{H}$



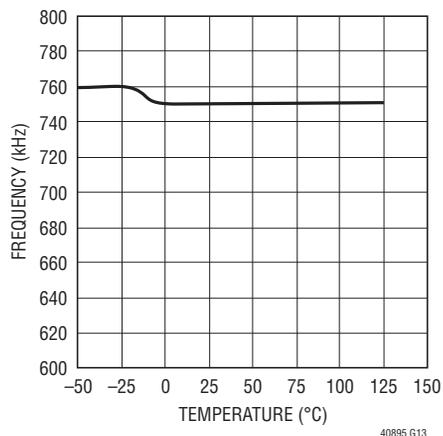
高電圧レギュレータの
最大負荷電流、 $L = 33\mu\text{H}$



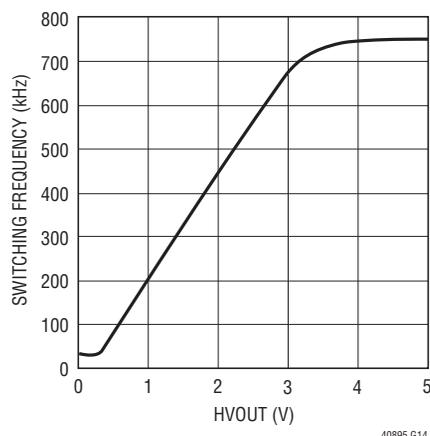
高電圧レギュレータの
スイッチの電圧降下



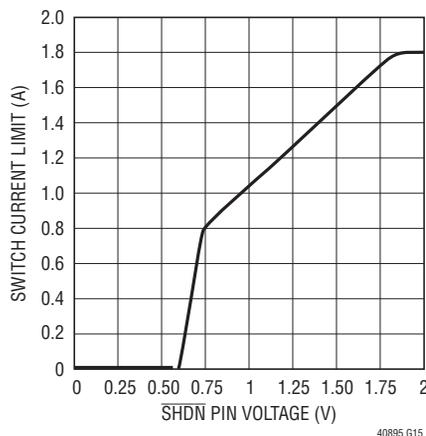
高電圧レギュレータの
スイッチの周波数



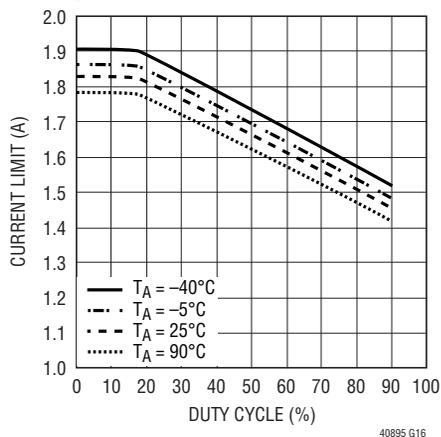
高電圧レギュレータの
周波数フォールドバック



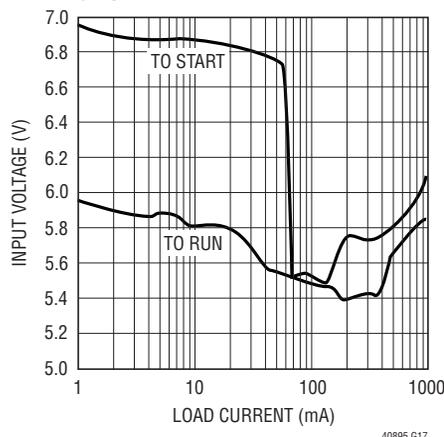
高電圧レギュレータの
ソフトスタート



高電圧スイッチの電流制限

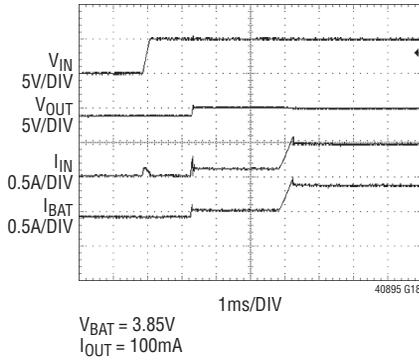


高電圧レギュレータの
標準的最小入力電圧

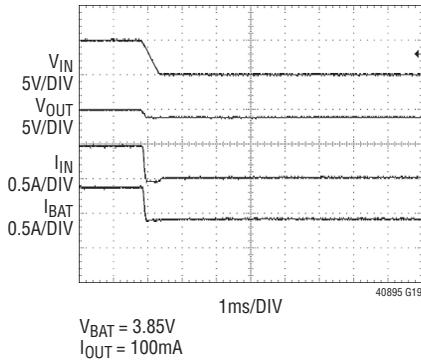


標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

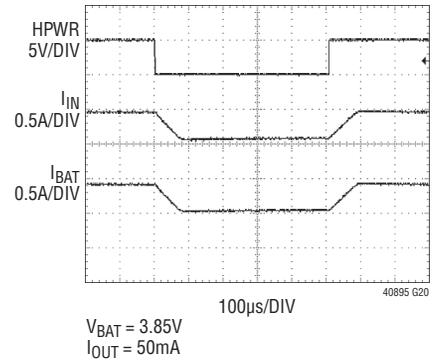
入力接続時の波形



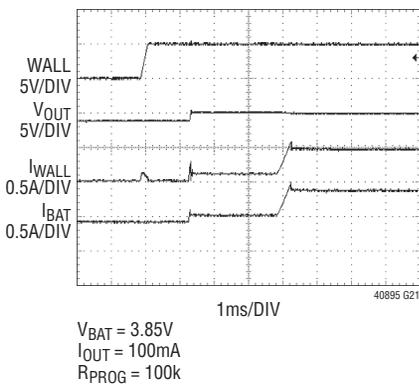
入力切断時の波形



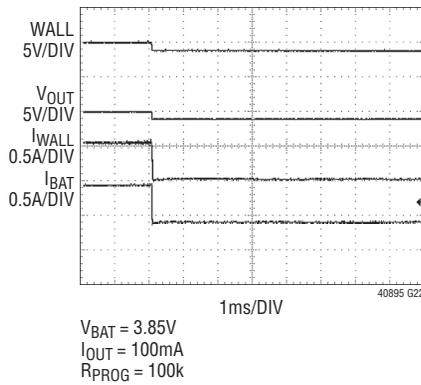
HPWR への応答



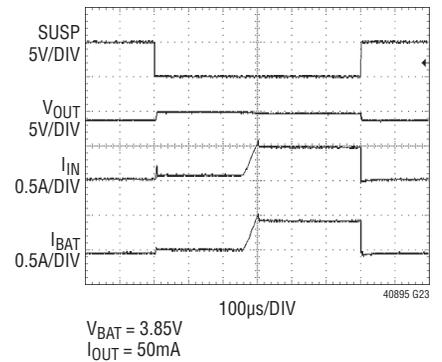
電源接続時の波形



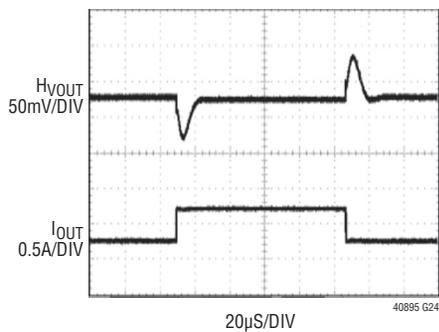
電源切断時の波形



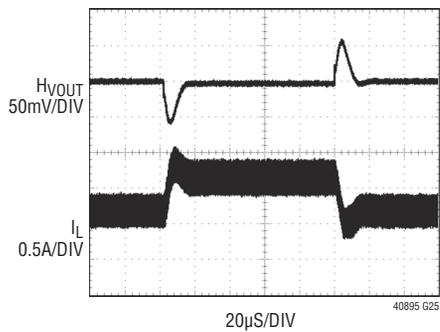
一時停止への応答



高電圧レギュレータの
負荷トランジェント



高電圧レギュレータの
負荷トランジェント



ピン機能

GND (ピン1, 2): グランド。GNDピンはLTC4089と回路部品の下のローカル・グランド・プレーンに接続します。

HVOUT (ピン3, 18): 高電圧レギュレータの電圧出力。HVOUTに十分な電圧が出力されると、INからOUTへの低電圧電力経路は切断され、HVPRピンが“L”に引き下げられて、高い電圧のACアダプタが検知されたことを知らせます。LTC4089高電圧レギュレータは、バッテリー・チャージャのMOSFETをドロップアウト状態 (OUTからBATまで標準で300mV) の外に保つのにちょうど十分な差動電圧をHVOUTとBATのあいだに維持します。LTC4089-5高電圧レギュレータは、固定5V出力をバッテリー・チャージャのMOSFETに供給します。HVOUTは少なくとも10μFでGNDにバイパスします。1Ω以下の抵抗でピン3とピン18を接続します。

V_C (ピン4): V_Cピンはフロートさせたままにするか、10pFのコンデンサでグランドにバイパスします。このオプションの10pFのコンデンサにより、不連続モードでHVOUTのリプルが減少します。

NTC (ピン5): NTCサーミスタ・モニタ回路への入力。通常動作では、サーミスタをNTCピンからグランドに接続し、値の等しい抵抗をNTCからV_{NTC}に接続します。このピンの電圧が0.74・V_{VNTC} (低温、0°C) より上または0.29・V_{VNTC} (高温、50°C) より下のとき、タイマが一時停止されますが、クリアされることはなく、充電はディスエーブルされ、CHRGピンは前の状態に留まります。NTCの電圧が0.74・V_{VNTC}と0.29・V_{VNTC}のあいだに戻ると、タイマは中断したところから再開し、バッテリー電圧が再充電スレッシュホールドより下であれば充電が再度イネーブルされます。各入力コンパレータに関連した約3°Cの温度ヒステリシスがあります。

この機能をディスエーブルするにはNTCピンをグランドに接続します。こうすると、LTC4089のNTC機能がすべてディスエーブルされます。

V_{NTC} (ピン6): NTCの出力バイアス電圧。このピンからNTCピンへの抵抗によりNTCサーミスタがバイアスされます。

HVPR (ピン7): 高電圧検知出力。アクティブ“L”のオープン・ドレイン出力ピン。このピンが“L”だと、高電圧レギュレータの電圧がバッテリーを充電するのに十分であることを示します。

HVIN、INまたはBATに電力が与えられていないと (つまり、UVLOスレッシュホールドより下)、この機能はディスエーブルされます。

CHRG (ピン8): オープン・ドレインの充電状態出力。バッテリーの充電中、CHRG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。タイマの時間が経過するか、または充電電流がプログラムされた充電電流の10%より下に下がるか、または入力電源が取り去られると、CHRGピンは高インピーダンス状態に強制されます。

PROG (ピン9): 充電電流のプログラム。抵抗 (R_{PROG}) をグランドに接続するとバッテリー充電電流がプログラムされます。バッテリー充電電流は次のようにプログラムされます。

$$I_{\text{CHG}}(\text{A}) = \frac{50,000\text{V}}{R_{\text{PROG}}}$$

GATE (ピン10): 外部理想ダイオードのゲート・ピン。このピンを使って、BAT (ドレイン) とOUT (ソース) のあいだに接続された、オプションの外部PFETのゲートをドライブすることができます。そうすることにより、BATとOUTのあいだの理想ダイオードのインピーダンスを減らすことができます。使用しない場合、このピンはフロートさせたままにします。このピンを高インピーダンスに保って、すべての経路のリークを最小に抑えることが重要です。

BAT (ピン11): 1セル・リチウムイオン・バッテリーに接続します。このピンはバッテリー充電時の出力として、さらにOUTに給電時の入力として使われます。OUTピンの電位がBATピンの電位より下に下がると、理想ダイオード機能でBATとOUTが結合され、V_{OUT}がV_{BAT}より100mV以上低下するのを防ぎます。精密内部抵抗分割器によって、このピンの最終フロート (充電) 電位が設定されます。内部抵抗分割器はINとHVINが低電圧ロックアウト状態になると切り離されます。

IN (ピン12): 入力電源。USB電源 (V_{BUS}) に接続します。このピンへの入力電流は、HPWRピンの状態に従って、CLPROGピンによってプログラムされた電流の20%または100%のどちらかに制限されます。入力を通して供給される (BATピンへの) 充電電流はPROGピンによってプログラムされる電流に設定されますが、充電電流が入力電流リミットより大きな値に設定されると、入力電流リミットによって制限されます。

ピン機能

OUT (ピン13) : 電圧出力。このピンを使って、USBのV_{BUS} (IN)、外部の高電圧電源 (HVIN)、または他の電源が与えられていないときはバッテリー (BAT) のどれかから、制御された電力をUSBデバイスに供給します。高電圧電源がUSBのV_{BUS}入力より優先されます。OUTは少なくとも4.7μFでGNDにバイパスします。

CLPROG (ピン14) : 電流制限プログラミングおよび入力電流モニタ用ピン。抵抗 (R_{CLPROG}) をグランドに接続すると、入力から出力への電流制限がプログラムされます。電流制限は次のようにプログラムされます。

$$I_{CL}(A) = \frac{1000V}{R_{CLPROG}}$$

USBアプリケーションでは、抵抗R_{CLPROG}を2.1k以上に設定します。CLPROGピンの電圧はINからOUTへの電力経路を流れる電流に常に比例します。この電流は次のように計算できます。

$$I_{IN}(A) = \frac{V_{CLPROG}}{R_{CLPROG}} \cdot 1000$$

HPWR (ピン15) : 高電力選択。このロジック入力は、入力電流制限を制御するのに使います。このピンの電圧を2.3Vより高くすると、入力電流制限をCLPROGピンでプログラムされた電流の100%に設定します。このピンの電圧を0.3Vより低くすると、入力電流制限をCLPROGピンでプログラムされた電流の20%に設定します。2μAのプルダウン電流が内部でこのピンに接続されているので、この入力が外部からドライブされていないときでも、起動時にこのピンを確実に“L”にします。

SUSP (ピン16) : 一時停止モード入力。このピンを2.3Vより上に引き上げると、INからOUTへの電力経路をディスエーブルします。INからの電源電流は減少し、一時停止モードのUSB規格に適合します。HVINからバッテリーを充電する能力と (BATからOUTへの) 理想ダイオード機能の両方ともアクティブなままです。一時停止モードのあいだV_{OUT}がV_{BAT}より低いと、充電タイマがリセットされます。高電圧入力が接続されているときのようにV_{OUT}がV_{BAT}より高く保たれていると、デバイスが一時停止になっても充電タイマはリセットされません。2μAのプルダウン電流が内部でこのピンに与えられているので、この入力が外部からドライブされていないときでも、起動時にこのピンを確実に“L”にします。

TIMER (ピン17) : タイマ・コンデンサ。コンデンサ (C_{TIMER}) をGNDに接続するとタイマの時間が設定されます。タイマ時間は次のとおりです。

$$t_{TIMER}(\text{hours}) = \frac{C_{TIMER} \cdot R_{PROG} \cdot 3\text{hours}}{0.1\mu\text{F} \cdot 100k}$$

低電圧電流制限、負荷電流、サーマル・レギュレーションおよび電流制限の選択 (HPWR) により充電電流が減少すると、充電時間が増加します。

TIMERピンをGNDに短絡すると、バッテリー充電機能がディスエーブルされます。

SW (ピン19) : SWピンは内部高電圧パワー・スイッチの出力です。このピンは、インダクタ、キャッチ・ダイオードおよびブースト・コンデンサに接続します。

BOOST (ピン20) : BOOSTピンは入力電圧よりも高いドライブ電圧を内蔵バイポーラNPNパワー・スイッチに与えるのに使います。

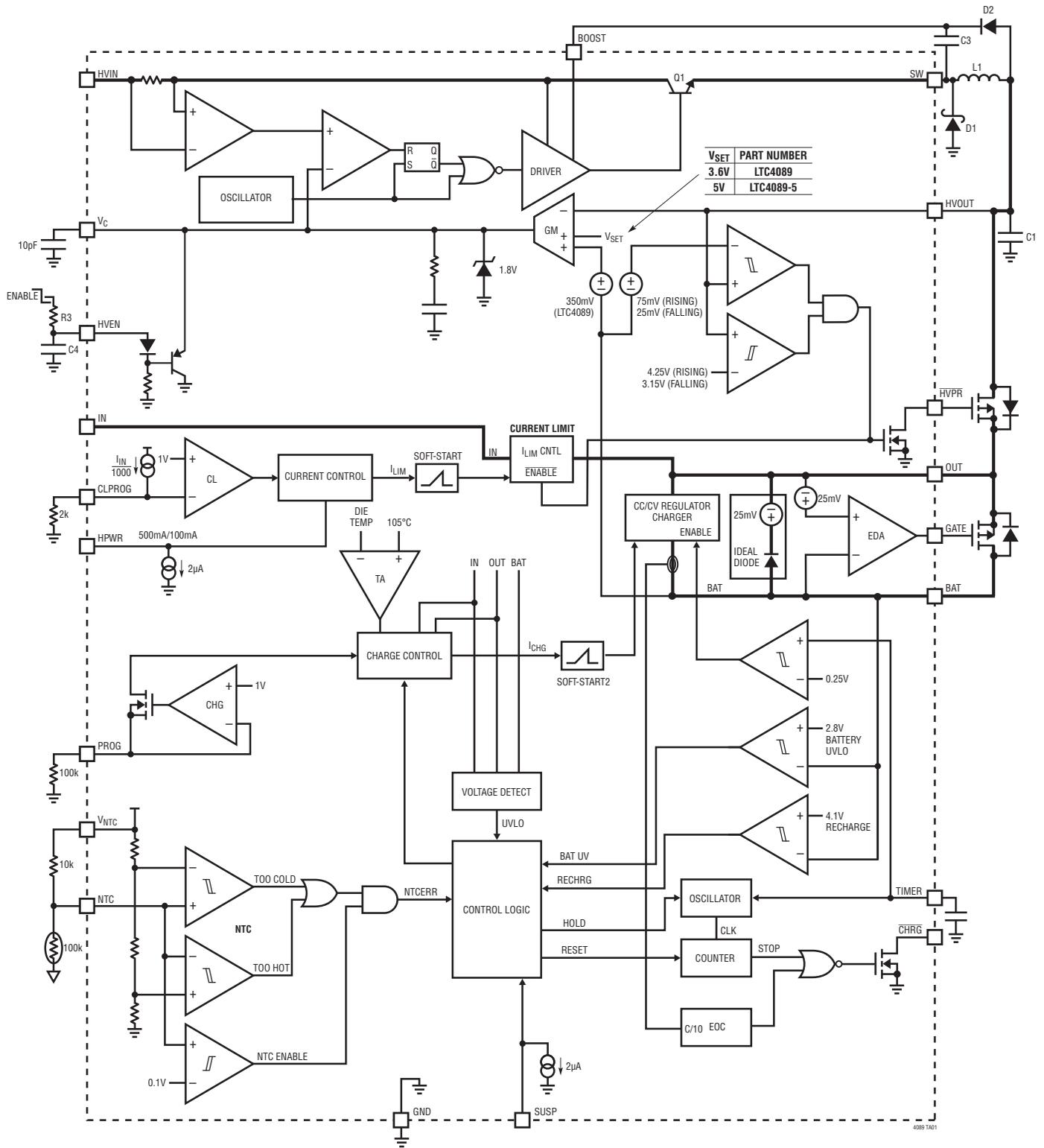
HVIN (ピン21) : HVINピンは内部の高電圧レギュレータおよび内部の高電圧パワー・スイッチに電流を供給します。高電圧入力が接続されていると、USBのV_{BUS}入力より優先されます (つまり、高電圧入力電源が検知されると、USBのINからOUTへの経路が切断されます)。このピンはローカルにバイパスする必要があります。

HVEN (ピン22) : HVENピンは高電圧入力経路をディスエーブルするのに使います。高電圧入力をディスエーブルするにはグランドに接続し、高電圧経路をイネーブルするには少なくとも2.3Vに接続します。この機能を使用しない場合、HVINピンに接続します。このピンは高電圧レギュレータをソフトスタートさせるのに使うこともできます (「アプリケーション情報」のセクションを参照)。

露出パッド (ピン23) : グランド。露出したパッケージ・パッドはグランドになっており、適切な機能と最大熱伝導を実現するにはPCボードに半田付けする必要があります (LTC4089の直下に複数のビアを使います)。

LTC4089/LTC4089-5

ブロック図



40895fc

動作 (ブロック図を参照)

LTC4089/LTC4089-5はバッテリー駆動のUSBアプリケーション向けの完全なPowerPath™コントローラです。LTC4089/LTC4089-5は、低電圧源(たとえば、USBまたは5VのACアダプタ)、高電圧源(たとえば、FireWire/IEEE1394、自動車用バッテリー、12VのACアダプタなど)、および1セル・リチウムイオン・バッテリーから電力を受け取るように設計されています。そして、(バッテリー以外に外部電源が与えられていると仮定して)OUTピンに接続されたアプリケーションと、BATピンに接続されたバッテリーに電力を供給することができます。制限された電流源を備えた電源(たとえば、USBのV_{BUS}電源)は、プログラム可能な電流制限を備えたINピンに接続します。充電電流と負荷電流の合計がプログラムされた入力電流リミットを超えないようするため、バッテリー充電電流が調節されます(図1を参照)。

出力/負荷電流が入力電流制限を超えるか、または入力電源が取り去られると、理想ダイオード機能によりバッテリーから電力が供給されます。負荷をバッテリーに直接接続する代わりに、理想ダイオードを介して負荷に電力を供給するので、外部電源が取り去られるまではバッテリーは満充電状態に保たれます。外部電源が取り去られると、理想ダイオードが順方向にバイアスされると、出力電力がバッテリーから負荷に供給されます。

LTC4089/LTC4089-5には、高電圧入力から電力を受け取ることができる高電圧スイッチング・レギュレータも備わっています。この入力にはUSBのV_{BUS}入力よりも優先されます(つまり、HVINとINの両方に電源が与えられていると、負荷電流と充電電流は高電圧経路を通して供給されます)。高電圧レギュレータはイネーブルされると、750kHzの固定周波数の電流モード・レギュレータを使ってHVOUT電圧を安定化します。HVOUT(ドレイン)とOUT(ソース)のあいだの外部PFETがHVPRピンを介してオンするので、OUTはバッテリーを充電することができます、アプリケーションに給電することができます。LTC4089はOUTピンとBATピンのあいだを約300mVに保ちますが、LTC4089-5は固定5V出力を与えます。

入力電流制限

入力電源経路がイネーブルされて(つまり、SUSP = 0VおよびHVIN = 0V)、INから電力を利用できるときは常に電力がOUTに供給されます。LTC4089/LTC4089-5の電流制限回路とチャージャ制御回路は、I_{OUT}の変動に応じてバッテリー充電電流を制御するとともに入力電流を制限するように設計されています。

PowerPathはリニアテクノロジー社の登録商標です。

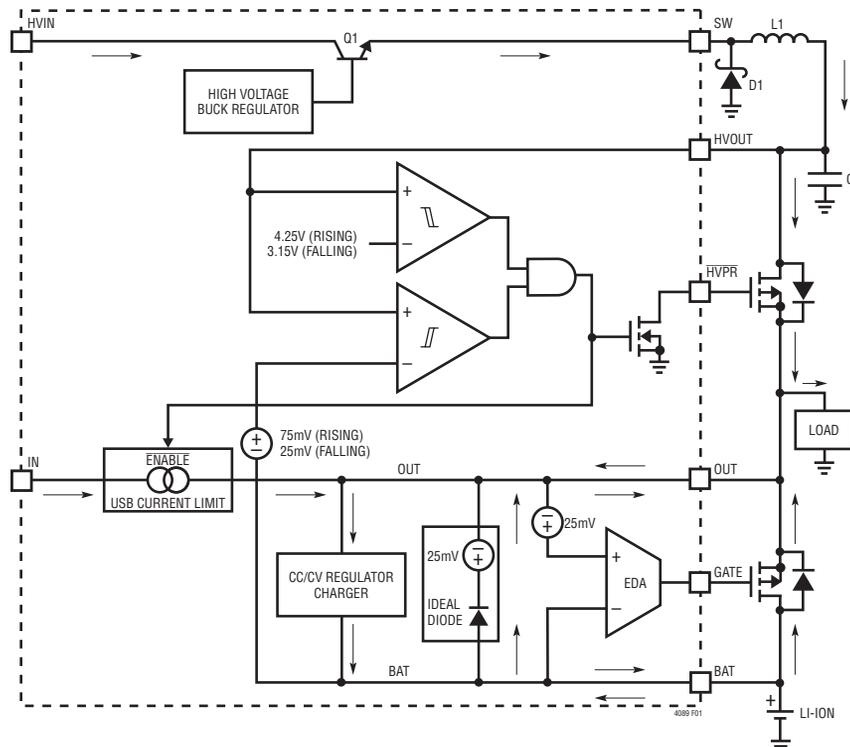


図1. PowerPathの簡略ブロック図

動作

入力電流リミット (I_{CL}) は次式を使ってプログラムすることができます。

$$I_{CL} = \left[\frac{1000}{R_{CLPROG}} \cdot V_{CLPROG} \right] = \frac{1000V}{R_{CLPROG}}$$

ここで、 V_{CLPROG} は CLPROG ピンの電圧 (標準 1V) で、 R_{CLPROG} は CLPROG ピンからグランドまでの全抵抗です。温度と経時変化に対する最高の安定性を得るには、1% 金属皮膜抵抗を推奨します。

プログラムされたバッテリー充電電流 I_{CHG} は次のように定義されます。

$$I_{CHG} = \left[\frac{50,000}{R_{PROG}} \cdot V_{PROG} \right] = \frac{50,000V}{R_{PROG}}$$

入力電流 I_{IN} は BAT ピンの出力電流と OUT ピンの出力電流の和に等しくなります。 V_{CLPROG} は標準で 1V にサーボ制御されますが、 $I_{OUT} + I_{BAT} < I_{CL}$ ならば、 V_{CLPROG} は次式に従って入力電流をトラッキングします。

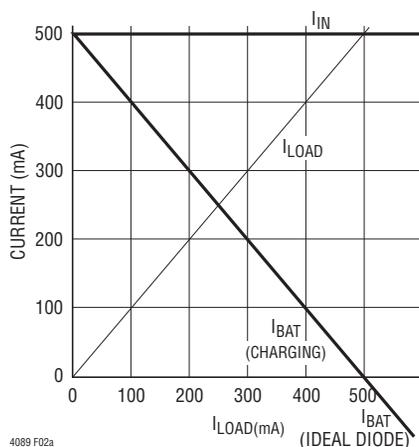
$$I_{IN} = I_{OUT} + I_{BAT} = \frac{V_{CLPROG}}{R_{CLPROG}} \cdot 1000$$

LTC4089/LTC4089-5 の電流制限回路は USB アプリケーション向けに電流を 500mA に制限するように構成することができ、また構成すべきです (HPWR ピンを使って選択可能で、CLPROG ピンを使ってプログラムされます)。

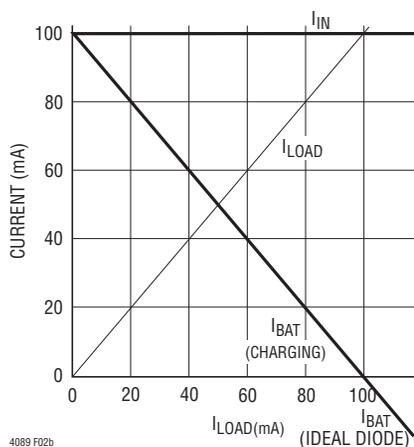
LTC4089/LTC4089-5 は、バッテリー充電電流と負荷電流の和がプログラムされた入力電流リミット (HPWR が “L” のときはプログラムされた入力電流リミットの 1/5、図 2 を参照) を超えないように、バッテリー充電電流を減らします。負荷電流がプログラムされた入力電流リミット (HPWR が “L” のときはこのリミットの 1/5) を超えると、バッテリー充電電流はゼロになります。バッテリー充電電流が許容 USB 電流を超えるように設定されても、USB の規格を超えることはありません。バッテリー・チャージャが必要に応じて電流を減少させ、USB の規格を超えないようにします。負荷電流が電流制限より大きいと出力電圧がバッテリー電圧のすぐ下まで低下し、理想ダイオード回路が取って代わり、超過した分の負荷電流はバッテリーから供給されます。

USB アプリケーションでは、 R_{CLPROG} の最小値は 2.1k にします。これにより、LTC4089/LTC4089-5 の許容誤差と消費電流により入力電流が 500mA を超えるのを防ぎます。2.1k の CLPROG 抵抗の場合、標準電流制限は高電力モード (HPWR = 1) では 467mA、低電力モード (HPWR = 0) では 95mA になります。

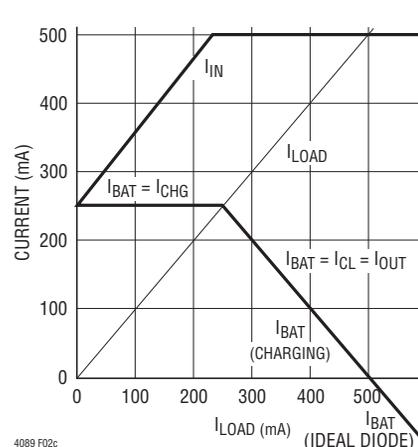
SUSP がロジック “H” にドライブされると、入力電力経路がディスエーブルされ、BAT から OUT への理想ダイオードがアプリケーションに電力を供給します。



(a) 高電力モード/フル充電
($R_{PROG} = 100k$ および $R_{CLPROG} = 2k$)



(b) 低電力モード/フル充電
($R_{PROG} = 100k$ および $R_{CLPROG} = 2k$)



(c) 高電力モード、
 $I_{CL} = 500mA$ および $I_{CHG} = 250mA$
($R_{PROG} = 200k$ および $R_{CLPROG} = 2k$)

図2. 負荷電流に応じて変動する入力電流とバッテリー電流

動作

高電圧降圧レギュレータ

HVINからHVOUTに供給される電力は750kHz固定周波数の電流モード降圧レギュレータによって制御されます。外部PチャネルMOSFETがこの電力をOUTへ振り向け、OUTからHVOUT(最終的にはHVIN)への逆方向の導通を防ぎます。

750kHz発振器がRSフリップフロップをイネーブルし、内部の1.95Aパワー・スイッチQ1をオンします。アンプとコンパレータがHVINピンとSWピンのあいだを流れる電流をモニタし、この電流が V_C の電圧によって決まるレベルに達するとスイッチをオフします。誤差アンプが V_C ノードをサーボ制御して、OUTとBATのあいだを約300mVに保ちます(LTC4089)。バッテリー・チャージャ両端の電圧を低く保つことにより、効率が最適化されます。バッテリー・チャージャで失われる電力が最小に抑えられ、外部負荷で利用できる電力が最大化されるからです。BATピンの電圧が約3.3Vより低いと、誤差アンプが V_C ノードをサーボ制御して、約3.6Vの固定HVOUT出力電圧を供給します。 V_C ノードのアクティブ・クランプによって電流制限がおこなわれます。 V_C ノードはHVENピンの電圧にもクランプされます。ソフトスタートは外付けの抵抗とコンデンサを使ったHVENピンの電圧ランプによって実現します。

内部レギュレータが制御回路に電力を供給します。このレギュレータには低電圧ロックアウトが備わっており、HVINが約4.7Vより低くなるとスイッチングを禁止します。HVENピンは高電圧レギュレータをディスエーブルするのに使います。高電圧レギュレータがディスエーブルされると、HVIN入力電流は2 μ A以下に減少し、外部PチャネルMOSFETがHVOUTをOUTから切り離します。

スイッチ・ドライバは高電圧入力またはBOOSTピンのどちらかで動作します。外付けのコンデンサとダイオードを使って入力電源より高い電圧をBOOSTピンに発生させます。これにより、ドライバは内部バイポーラNPNパワー・スイッチを完全に飽和させ、高い効率で動作させることができます。

HVOUTが3.95Vより低いとき、動作周波数が減少します。この周波数フォールドバックは、起動時および過負荷時のレギュレータの出力電流を制御するのに役立ちます。

BATからOUTへの理想ダイオード

LTC4089/LTC4089-5には、オプションの外部理想ダイオードのコントローラとともに、内部理想ダイオードが備わっています。バッテリーが利用可能な唯一の電源の場合、または負荷電流がプログラムされた入力電流リミットを超える場合、バッテリーはBATピンとOUTピンのあいだの理想ダイオード回路を介して負荷に電力を自動的に供給します。LTC4089/LTC4089-5は、(OUTピンの推奨4.7 μ Fコンデンサとともに)理想ダイオード回路により、大きなバルク・コンデンサを必要とすることなしに、大きな過渡負荷とACアダプタまたはUSBの V_{BUS} の接続/切断のシナリオを扱うことができます。理想ダイオードは数マイクロ秒で応答し、OUTピンの電圧がBATピンの電圧より下に大きく下がるのを防ぎます。理想ダイオードとショットキー・ダイオードのI-V曲線の比較を図3で見ることができます。

入力電流がプログラムされた入力電流リミットを超えて増加すると、追加電流がバッテリーから内部理想ダイオードを介して引き出されます。さらに、IN(USBの V_{BUS})またはHVIN(高電圧入力)への電源が取り去られると、アプリケーションの電力は理想ダイオードを介してすべてバッテリーから供給されます。OUTの4.7 μ Fのコンデンサは、入力電源からバッテリー電源への移行により大きな出力電圧の垂下が生じるのを防ぐのに十分です。理想ダイオードは、OUTの電圧がBATの電圧より約20mV(V_{FWD})低いときは常に大きなPチャネルMOSFETトランジスタをイネーブルする高精度アンプで構成されています。内部の理想ダイオードの抵抗は約200m Ω です。

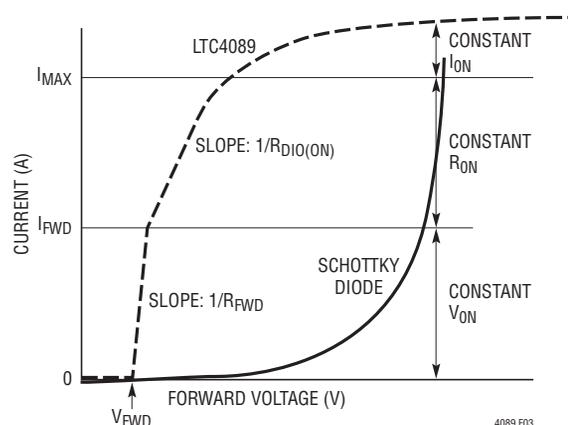


図3. LTC4089/LTC4089-5とショットキー・ダイオードの順方向電圧降下

動作

アプリケーションにとってこれで十分であれば、外部部品は不要です。ただし、もっとコンダクタンスが必要であれば、外部PチャンネルMOSFETをBATとOUTのあいだに追加することができます。LTC4089/LTC4089-5のGATEピンはPFETのゲートをドライブして、理想ダイオードを自動的に制御します。外部MOSFETのソースはOUTに接続し、ドレインはBATに接続します。過電流状態で外部MOSFETを保護するのに役立つように、それをLTC4089/LTC4089-5に熱的に近接させて配置します。

バッテリー・チャージャ

LTC4089/LTC4089-5のバッテリー・チャージャ回路は1セル・リチウムイオン・バッテリーを充電するように設計されています。このチャージャは内部にPチャンネル・パワーMOSFETを備えており、定電流/定電圧充電アルゴリズムを使い、電流と充電終了のタイマをプログラムすることができます。充電電流は1.2Aまでプログラムすることができます。最終フロート電圧の精度は標準で±0.8%です。INピンまたはHVINピンのどちらかに電力を供給するときは、ブロッキング・ダイオードもセンス抵抗も不要です。CHRGオープン・ドレイン状態出力は、LTC4089/LTC4089-5の充電状態に関する情報を常時与えます。NTC入力により、バッテリーの温度による充電条件を選択することができます。

内部サーマル・リミットにより、ダイ温度が約105°Cの予め設定された値を超えようとするとプログラムされた充電電流が減少します。LTC4089/LTC4089-5はこの機能によって過度の温度上昇から保護されるので、LTC4089/LTC4089-5を損傷する危険なしに、ユーザーは与えられた回路基板の電力処理能力の限界を押し上げることができます。LTC4089/LTC4089-5のサーマル・リミットの別の利点として、ワーストケースの条件ではチャージャが自動的に電流を減らすという保証があるので、特定のアプリケーションに対して充電電流を(ワーストケースではなく)標準的周囲温度にしたがって設定することができます。

充電サイクルは、OUTピンの電圧がバッテリー電圧を超えて上昇し、バッテリー電圧が再充電スレッシュホールドより低いと開始されます。OUTの電圧がBATの電圧より100mV上になるまで、実際には充電電流は流れません。充電サイクルの開始時にバッテリーの電圧が2.8Vより低いとチャージャはトリクル充電モードになり、充電するのに安全なレベルまでセル電圧を引き上げます。BATピンの電圧が2.8Vを超えると、チャージャは高速充電の定電流モードになります。定電流モードでは、充

電電流はR_{PROG}によって設定されます。バッテリーが最終フロート電圧に近づくと、LTC4089/LTC4089-5は定電圧モードに切り替わり、充電電流が減少し始めます。定電圧モードで充電電流がプログラムされた充電電流の10%より下に下がると、CHRGピンは高インピーダンス状態になります。

TIMERピンの外部コンデンサにより、最小全充電時間が設定されます。この時間が経過すると充電サイクルが終了し、CHRGピンは(既にそうになっていなければ)高インピーダンスになります。定電流モードで充電中に、サーマル・レギュレーションによって、またはプログラムされた入力電流リミットを維持するために、充電電流が減少すると、充電時間が自動的に増加します。つまり、充電時間はバッテリーに供給される実際の充電電流に反比例して延長されます。精確な最終フロート電位を必要とするリチウムイオン・バッテリーや類似のバッテリーの場合、内部バンドギャップ・リファレンス、電圧アンプおよび抵抗分割器により、±0.8%精度のレギュレーションが得られます。

トリクル充電と欠陥バッテリーの検知

充電サイクルの開始時にバッテリーの電圧が(2.8Vより)低いと、チャージャはトリクル充電状態になり、充電電流がフルスケール電流の10%に減少します。低バッテリー電圧が全充電時間の1/4のあいだ続くとバッテリーには欠陥があるとみなされ、充電サイクルは終了し、CHRGピンは高インピーダンスになります。バッテリー電圧が何らかの理由で約2.8Vを超すと、充電サイクルが再開されます。充電サイクルを再開するには(つまり、不良バッテリーを放電したバッテリーと交換するとき)、単に入力電圧を取り去ってから再度印加するか、またはTIMERピンを0Vに一度戻します。

充電電流のプログラミング

バッテリー充電電流の式は次のとおりです。

$$I_{CHG} = I_{PROG} \cdot 50,000 = \frac{V_{PROG}}{R_{PROG}} \cdot 50,000$$

ここで、V_{PROG}はPROGピンの電圧で、R_{PROG}はPROGピンからグランドまでの全抵抗です。

動作

LTC4089/LTC4089-5がINピンから電力供給されるとき、プログラムされた入力電流リミットが充電電流より優先されることを忘れないでください。このようなシナリオでは、充電電流はプログラムされた入力電流リミットを超えることはできません。

たとえば、標準500mAの充電電流が必要な場合、次のように計算します。

$$R_{\text{PROG}} = \frac{1\text{V}}{500\text{mA}} \cdot 50,000 = 100\text{k}$$

温度と経時変化に対する最高の安定性を得るには、1%金属皮膜抵抗を推奨します。トリクル充電条件では、電流はフルスケール値の10%に減少します。

充電タイマ

充電サイクルを終了するのにプログラム可能な充電タイマが使われています。タイマ時間はTIMERピンに接続した外部コンデンサでプログラムします。標準充電時間は次のとおりです。

$$t_{\text{TIMER}}(\text{hours}) = \frac{C_{\text{TIMER}} \cdot R_{\text{PROG}} \cdot 3\text{hours}}{0.1\mu\text{F} \cdot 100\text{k}}$$

低電圧ロックアウト・スレッシュホールド・レベルより大きな入力電圧が印加されるか、またはシャットダウン状態から抜け出したときバッテリー電圧が再充電スレッシュホールドより低いとタイマが始動します。パワーアップ時、またはバッテリー電圧が再充電スレッシュホールドより低い状態でシャットダウン状態から抜け出すと、充電時間はフルサイクルになります。バッテリー電圧が再充電スレッシュホールドより高いと、タイマは始動せず、充電は行われません。パワーアップ後、バッテリー電圧が再充電スレッシュホールドより下に下がるか、または充電サイクル後、バッテリー電圧が依然再充電スレッシュホールドより低いと、充電時間がフルサイクルの半分に設定されます。

LTC4089/LTC4089-5には充電時間を自動的に延長する機能が備わっています。定電流モードの充電電流が、負荷電流またはサーマル・レギュレーションによって減少すると、充電時間が延長されます。充電時間のこの変化は充電電流の変化に反比例します。LTC4089/LTC4089-5が定電圧モードに近づくと、充電電流が減少し始めます。充電電流のこの変化はデバイスの通常の充電動作によるもので、タイマの時間には影響を与えません。

たとえば、 $R_{\text{CLPROG}} = 2\text{k}$ 、 $R_{\text{PROG}} = 100\text{k}$ および $C_{\text{TIMER}} = 0.1\mu\text{F}$ の場合のUSBの充電条件について検討します。これは3時間の充電時間に相当します。ただし、HPWR入力がロジック“L”に設定されると、入力電流リミットは500mAから100mAに減少します。他にシステム負荷がなければ、これは充電電流が100mAに減少することを意味します。したがって、終了タイムはチャージャが定電圧モードに達するまで(つまり、 $V_{\text{BAT}} = 4.2\text{V}$)、またはHPWRがロジック“H”に戻されるまで、自動的に速度を1/5に落とします。充電サイクルは自動的に延長され、減少した充電電流を補償します。充電サイクルの正確な時間は、チャージャがどのくらい長く定電流モードに留まるか、また、HPWRピンがどのくらい長くロジック“L”に留まるかに依存します。

タイムアウトになり、バッテリー電圧が再充電スレッシュホールドを超すと、充電電流が停止し、 $\overline{\text{CHRG}}$ 出力が(既にそうになっていなければ)高インピーダンスになります。

TIMERピンをグラウンドに接続すると、バッテリー・チャージャをディスエーブルします。

CHRG状態出力ピン

充電サイクルが開始されると、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンはLEDをドライブできる内部NチャネルMOSFETによってグラウンドに引き下げられます。定電圧モードで充電電流がプログラムされた最大充電電流の10%より下に下がると、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンは高インピーダンス状態になりますが、充電時間が経過するまでは充電電流が流れ続けます。プログラム可能な充電時間が終了する前にこの状態に達しない場合、タイムアウトになるとこのピンは高インピーダンス状態になります。 $\overline{\text{CHRG}}$ 電流検出スレッシュホールドは次式によって計算することができます。

$$I_{\text{DETECT}} = \frac{0.1\text{V}}{R_{\text{PROG}}} \cdot 50,000 = \frac{5000\text{V}}{R_{\text{PROG}}}$$

たとえば、100kのPROG抵抗を使って最大充電電流を500mAにプログラムすると、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンは50mAのバッテリー充電電流で状態が変化します。

注記: 充電電流をモニタする充電終了(EOC)コンパレータはその判断をラッチします。したがって、定電圧モードで充電電流がプログラムされた最大充電電流の10%より下に初めて下がったとき、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンは高インピーダンス状態にトグルします。

動作

充電電流が何らかの理由でスレッシュホールドより上に再度上昇しても、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンは強いプルダウン状態には戻りません。EOCラッチは、再充電サイクルによって（つまり、 V_{BAT} が再充電スレッシュホールドより下に下がると）、またはデバイスへの入力電源をトグルすることによって、リセットすることができます。

NTCサーミスタ – バッテリ温度による充電条件確認

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。NTCの回路を図4に示します。

この機能を利用するには、NTCサーミスタ (R_{NTC}) をNTCピンとグランドのあいだに接続し、抵抗 (R_{NOM}) をNTCピンからVNTCに接続します。 R_{NOM} は、選択したNTCサーミスタの25°Cでの値（この値はVishayのNTHS0603N02N1002Jサーミスタの場合10kです）に等しい値の1%抵抗にします。NTCサーミスタの抵抗 (R_{HOT}) が R_{NOM} の値の0.41倍、つまり、50°Cに相当する値である約4.1kより小さくなると、LTC4089/LTC4089-5はホールド・モードになります。ホールド・モードでは、タイマの進行が止まり、サーミスタが有効温度に戻ったことを示すまでは充電サイクルが停止します。温度が下がるにつれ、NTCサーミスタの抵抗が増加します。LTC4089/LTC4089-5はNTCサーミスタの値が R_{NOM} の値の2.82倍に増加するとホールド・モードになるように設計されています。この抵抗は R_{COLD} です。Vishay NTHS0603N02N1002Jサーミスタの場合、この値は28.2kで、これは約0°Cに相当します。高温コンパレータと低温コンパレータはそれぞれ約3°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。NTCピンを接地するとNTC機能がディスエーブルされます。

電流制限低電圧ロックアウト

内部低電圧ロックアウト回路は入力電圧をモニタして、 V_{IN} が低電圧ロックアウト・スレッシュホールドを超えるまで、入力電流制限回路をディスエーブルします。電流制限UVLO回路には125mVのヒステリシスが組み込まれています。さらに、パワーMOSFETの逆電流に対して保護するため、 V_{OUT} が V_{IN} を超えると電流制限UVLO回路が電流制限をディスエーブルします（つまり、入力電力経路を高インピーダンス状態に強制します）。電流制限UVLOコンパレータがトリップすると、電流制限回路は V_{OUT} が V_{IN} 電圧よりも50mV低くなるまでシャットダウン状態から抜け出しません。

チャージャの低電圧ロックアウト

内部低電圧ロックアウト回路は V_{OUT} 電圧をモニタして、 V_{OUT} が低電圧ロックアウト・スレッシュホールドを超えるまで、バッテリー・チャージャ回路をディスエーブルします。バッテリー・チャージャのUVLO回路には125mVのヒステリシスが組み込まれています。さらに、パワーMOSFETの逆電流に対して保護するため、 V_{BAT} が V_{OUT} を超えるとチャージャのUVLO回路によりチャージャのシャットダウン状態が保たれます。チャージャのUVLOコンパレータがトリップすると、 V_{OUT} が V_{BAT} より50mV高くなるまでチャージャの回路はシャットダウン状態から抜け出しません。

一時停止

LTC4089/LTC4089-5を一時停止モードにするには、SUSPピンを2.3Vより上に強制します。一時停止モードでは、BATからOUTへの理想ダイオード機能は動作状態を保ちます。HVINピンに電力が与えられていれば、充電は影響を受けません。INピンから引き出される電流は50 μA に減少します。一時停止モードは同じ名前のUSBの電力規格モードに適合するためです。

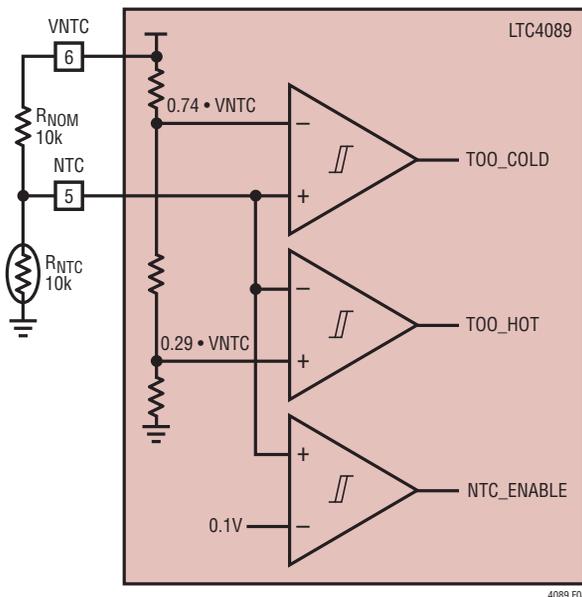


図4. NTC回路

アプリケーション情報

USBと5VのACアダプタ電源

LTC4089/LTC4089-5はUSBポートから電力を引き出すように設計されていますが、アプリケーションに給電し、バッテリーを充電するため、もっと高電力の5VのACアダプタを使うこともできます(もっと高い電圧のACアダプタは直接HVINに接続することができます)。5VのACアダプタとUSB電源入力を組み合わせる方法の一例を図5に示します。5VのACアダプタ電源が利用できないとき、PチャネルMOSFET(MP1)のゲートを1kで接地すると、MP1はUSBから電力をLTC4089/LTC4089-5に供給します。5VのACアダプタ電源を利用できるとき、D1はLTC4089に給電し、MN1のゲートを引き上げて(入力電流リミットを増やすことにより)充電電流を増やし、MP1のゲートを引き上げてディスエーブルしてUSBポートへの逆流を防ぎます。

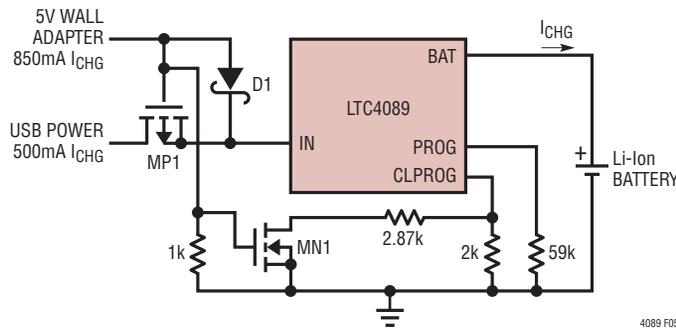


図5. USBまたは5VのACアダプタ電源

インダクタの選択と最大出力電流

選択するインダクタの値としては $L = 10\mu\text{H}$ が良いでしょう。この値を使うと最大負荷電流は1Aになります。インダクタのRMS電流定格は最大負荷電流より大きくなければならず、その飽和電流は約30%大きくなければなりません。最大負荷電流は

プログラムされた充電電流にアプリケーションの最大予想負荷電流を加えたものになることに注意してください。フォールト状態で堅牢な動作を保つには、飽和電流を約2.3Aにします。高い効率を保つには、直列抵抗(DCR)を 0.1Ω より小さいものにします。適しているタイプと製造元のリストを表1に示します。

表1: インダクタの製造元

VENDOR	URL	PART SERIES	INDUCTANCE (μH)	SIZE (mm)
Sumida	www.sumida.com	CDRH5D28	8.2, 10	6×6×3
		CDRH6D38	10	7×7×4
TDK	www.tdk.com	SLF6028T	10	6×6×2.8
Toko	www.toko.com	D63LCB	10	6.3×6.3×3

キャッチ・ダイオード

負荷電流に依存して、キャッチ・ダイオードD1には1A～2Aのショットキー・ダイオードを推奨します。ダイオードの逆電圧定格は最大入力電圧以上なければなりません。ON SemiconductorのMBRM140とDiodes Inc.のDFLS140/160/240が適しています。

高電圧レギュレータのコンデンサの選択

X7RまたはX5Rタイプの $1\mu\text{F}$ 以上のセラミック・コンデンサを使ってLTC4089/LTC4089-5回路のHVINピンをバイパスします。Y5Vタイプは温度や印加される電圧が変化すると性能が低下するので使用しないでください。 $1\mu\text{F}$ のセラミック・コンデンサは高電圧入力をバイパスするのに適しており、容易にリップル電流に対応できます。ただし、入力電源のインピーダンスが高い場合、または長い配線やケーブルによる大きなインダクタンスが存在する場合、追加のバルク容量が必要になることがあります。これには性能の高くない電解コンデンサを使うことができます。

アプリケーション情報

高電圧レギュレータの出力コンデンサは出力リップルを制御し、過渡負荷電流を供給し、レギュレータの制御ループを安定化します。セラミック・コンデンサの等価直列抵抗(ESR)は非常に小さいので、最良のリップル性能を与えます。値としては10 μ Fが適当です。X5RまたはX7Rのタイプを使いますが、V_{HVOUT}でバイアスされているセラミック・コンデンサの容量は公称値よりも小さくなることに注意してください。コンデンサの製造元のリストを表2に示します。

表2: コンデンサの製造元

VENDOR	PHONE	URL	PART SERIES	COMMENTS
Panasonic	(714) 373-7366	www.panasonic.com	Ceramic, Polymer, Tantalum	EEF Series
Kemet	(864) 963-6300	www.kemet.com	Ceramic, Tantalum	T494, T495
Sanyo	(408) 749-9714	www.sanyovideo.com	Ceramic, Polymer, Tantalum	POSCAP
Murata	(404) 436-1300	www.murata.com	Ceramic	
AVX		www.avxcorp.com	Ceramic, Tantalum	TPS Series
Taiyo Yuden	(864) 963-6300	www.taiyo-yuden.com	Ceramic	

BOOSTピンに関する検討事項

入力電圧より高い昇圧電圧を発生させるため、コンデンサC3とダイオードD2(「ブロック図」参照)が使われています。ほとんどの場合、0.1 μ Fのコンデンサと高速スイッチング・ダイオード(1N4148 や1N914など)でうまくいきます。適切に動作するには、BOOSTピンはSWピンより少なくとも2.2V高くなければなりません。

高電圧レギュレータのソフトスタート

HVENピンを使って高電圧レギュレータをソフトスタートさせ、起動時の最大入力電流を減少させることができます。外部RC

フィルタを通してHVENピンをドライブすることにより、このピンに電圧ランプを発生させることができます(図6を参照)。大きなRC時定数を選択すると、ピーク起動電流は出力を安定化するのに必要な電流をオーバーシュートすることはありません。HVENピンが2.3Vに達したとき20 μ Aを供給できるように抵抗の値を選択します。

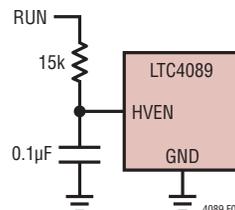


図6. HVENピンを使った高電圧レギュレータのソフトスタート

代替りのNTCサーミスタ

LTC4089/LTC4089-5のNTCトリップ点は、抵抗-温度特性がVishay Daleの「R-T曲線2」に従うサーミスタに適合するように設計されています。VishayのNTHS0603N02N1002Jはこのようなサーミスタの例です。ただし、Vishay Daleには多種のサイズで「R-T曲線2」特性に従う多くのサーミスタ製品が用意されています。さらに、R_{HOT}に対するR_{COLD}の比が約7.0のどのサーミスタも問題なく動作します(Vishay DaleのR-T曲線2は2.815/0.4086 = 6.89の比を示します)。

電力に敏感な設計では室温での値が10kを超すサーミスタの使用を望むかもしれません。Vishay Daleには「R-T曲線2」に従う10k~100kのいくつかのサーミスタの値が用意されています。「NTCサーミスタ」のセクションに示されているように、これらを使うと、約3°Cと47°Cの温度トリップ点(44°Cのデルタ)が得られます。

アプリケーション情報

この温度デルタは、 R_{NTC} を基準にした R_{NOM} の値を変えることにより、どちらの方向にも動かすことができます。 R_{NOM} を大きくすると、両方のトリップ点が低い温度に移動します。同様に、 R_{NTC} を基準にして R_{NOM} を小さくするとトリップ点が高い温度に移動します。たとえば、低い温度へシフトさせるための R_{NOM} を計算するには、次式を使います。

$$R_{NOM} = \frac{R_{COLD}}{2.815} \cdot R_{NTC} \text{ at } 25^{\circ}\text{C}$$

ここで、 R_{COLD} は所期の低温トリップ点での R_{NTC} の抵抗比です。トリップ点を高い温度にシフトさせるには次式を使います。

$$R_{NOM} = \frac{R_{HOT}}{0.4086} \cdot R_{NTC} \text{ at } 25^{\circ}\text{C}$$

ここで、 R_{HOT} は所期の高温トリップ点での R_{NTC} の抵抗比です。

次の例ではVishay Daleの100k R-T曲線1のサーミスタが使われています。前の箇所からトリップ点間の差は44°Cなので、低温トリップ点を0°Cにしたければ、高温トリップ点は44°Cになります。必要な R_{NOM} は次のように計算されます。

$$R_{NOM} = \frac{R_{COLD}}{2.815} \cdot R_{NTC} \text{ at } 25^{\circ}\text{C} = \frac{3.266}{2.815} \cdot 100\text{k}\Omega = 116\text{k}\Omega$$

R_{NOM} の最も近い1%値は115kです。これはNTCサーミスタをバイアスするのに使われる値で、それぞれ約0°Cと44°Cの低温トリップ点と高温トリップ点が得られます。低温と高温のトリップ点間のデルタを広げるには、抵抗(R_1)を R_{NTC} に直列に追加することができます(図7を参照)。これらの抵抗の値は以下のように計算されます。

$$R_{NOM} = \frac{R_{COLD} - R_{HOT}}{2.815 - 0.4086}$$

$$R_1 = \left[\frac{0.4086}{2.815 - 0.4086} \right] \cdot [R_{COLD} - R_{HOT}] - R_{HOT}$$

ここで、 R_{NOM} はバイアス抵抗の値で、 R_{HOT} と R_{COLD} は所期の温度トリップ点の R_{NTC} です。50°Cの所期の高温トリップ点の前述の例を続けると以下ようになります。

$$R_{NOM} = \frac{R_{COLD} - R_{HOT}}{2.815 - 0.4086}$$

$$= \frac{100\text{k} \cdot (3.266 - 0.3602)}{2.815 - 0.4086}$$

$$= 120.8\text{k} \text{ (121kが最も近い1%抵抗)}$$

$$R_1 = 100\text{k} \cdot \left[\left(\frac{0.4086}{2.815 - 0.4086} \right) \cdot (3.266 - 0.3602) - 0.3602 \right]$$

$$= 13.3\text{k} \text{ (13.3kが最も近い1%抵抗)}$$

最終的な解は図7に示されており、 $R_{NOM} = 121\text{k}$ 、 $R_1 = 13.3\text{k}$ および $R_{NTC} = 100\text{k}$ (25°C)です。

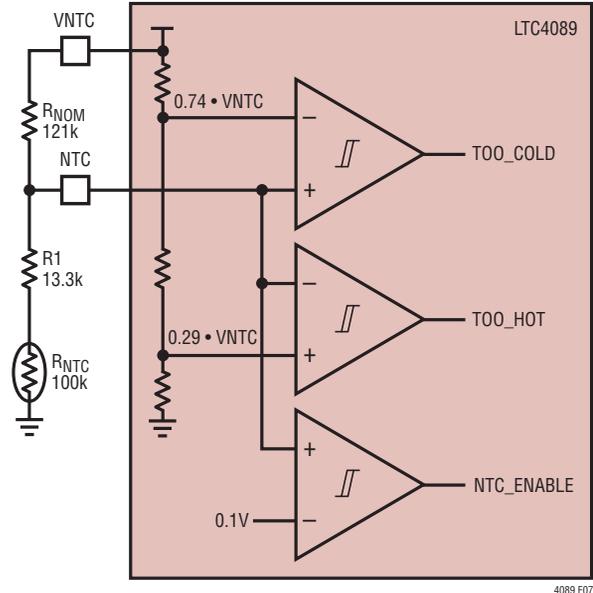


図7. 変更を加えたNTC回路

アプリケーション情報

電力消費と高温に関する検討事項

LTC4089/LTC4089-5のダイ温度は110°Cの最大定格より低くなければなりません。これは、周囲温度が85°Cを超えないかぎり一般に心配いりません。LTC4089/LTC4089-5の内部で消費される総電力は、入力電圧 (INまたはHVIN)、バッテリー電圧、プログラムされた充電電流、プログラムされた入力電流リミット、負荷電流など多くの要因に依存します。

LTC4089/LTC4089-5がINから給電される場合、電力消費は一般に次のように計算することができます。

$$P_D = (V_{IN} - V_{BAT}) \cdot I_{BAT} + (V_{IN} - V_{OUT}) \cdot I_{OUT}$$

ここで、 P_D は消費電力、 I_{BAT} はバッテリー充電電流、 I_{OUT} はアプリケーションの負荷電流です。標準的アプリケーションでは、この計算の一例は次のようになります。

$$P_D = (5V - 3.7V) \cdot 0.4A + (5V - 4.75V) \cdot 0.1A = 545mW$$

この例では $V_{IN} = 5V$ 、 $V_{OUT} = 4.75V$ 、 $V_{BAT} = 3.7V$ 、 $I_{BAT} = 400mA$ 、および $I_{OUT} = 100mA$ と仮定しており、全消費は0.5Wをわずかに超えます。

LTC4089がHVINから給電されている場合、効率測定から電力損失を計算し、それからキャッチ・ダイオードの損失を差し引いて、電力消費を推算することができます。

$$P_D = (1 - \eta) \cdot (V_{HVOUT} \cdot (I_{BAT} + I_{OUT})) - V_D \cdot \left(1 - \frac{V_{HVOUT}}{V_{HVIN}}\right) \cdot (I_{BAT} + I_{OUT}) + 0.3V \cdot I_{BAT}$$

ここで、 η は高電圧レギュレータの効率、 V_D は $I = I_{BAT} + I_{OUT}$ でのキャッチ・ダイオードの順方向電圧です。最初の項は V_{HVIN} を V_{HVOUT} に変換するときの電力損失に対応し、2番目の項はキャッチ・ダイオードの損失を差し引き、3番目の項はバッテリー・チャージャで消費される電力です。標準的アプリケーションでは、この計算の一例は次のようになります。

$$P_D = (1 - 0.87) \cdot [4V \cdot (0.7A + 0.3A)] - 0.4V \cdot \left(1 - \frac{4V}{12V}\right) \cdot (0.7A + 0.3A) + 0.3V \cdot 0.7A = 463mW$$

この例では、87%の効率、 $V_{HVIN} = 12V$ 、 $V_{BAT} = 3.7V$ (V_{HVOUT} は約4V)、 $I_{BAT} = 700mA$ 、 $I_{OUT} = 300mA$ を仮定しており、全消費は0.5W未満になります。

LTC4089-5がHVINから給電されている場合、効率測定から電力損失を計算し、それからキャッチ・ダイオードの損失を差し引いて、電力消費を推算することができます。

$$P_D = (1 - \eta) \cdot (5V \cdot (I_{BAT} + I_{OUT})) - V_D \cdot \left(1 - \frac{5V}{V_{HVIN}}\right) \cdot (I_{BAT} + I_{OUT}) + (5V - V_{BAT}) \cdot I_{BAT}$$

この式とLTC4089の場合との違いは、バッテリー・チャージャの電力消費を表す最後の項です。標準的アプリケーションでは、この計算の一例は次のようになります。

$$P_D = (1 - 0.87) \cdot (5V \cdot (0.7A + 0.3A)) - 0.4V \cdot \left(1 - \frac{5V}{12V}\right) \cdot (0.7A + 0.3A) + (5V - 3.7V) \cdot 0.7A = 1,327mW$$

LTC4089の例と同様、この例では、87%の効率、 $V_{HVIN} = 12V$ 、 $V_{BAT} = 3.7V$ 、 $I_{BAT} = 700mA$ 、 $I_{OUT} = 300mA$ を仮定していますが、全消費は1.3Wになります。

このように大きな電力消費によりダイ温度が高温になるのを防ぐため、パッケージの露出した裏面をグランド・プレーンに半田付けすることが重要です。このグランドはサーマルビアを使って下の他の銅層に接続します。これらの層はLTC4089が発生する熱を放散します。追加のビアをキャッチ・ダイオードの近くに配置します。トップとボトム層に銅を追加し、この銅をビアを使って内部プレーンに接続すると熱抵抗をさらに下げることができます。これらのステップにより、ダイ(つまり接合部)から周囲への熱抵抗を $\theta_{JA} = 40^\circ C/W$ に減らすことができます。

アプリケーション情報

他のパワー部品(キャッチ・ダイオード、MOSFET、ブースト・ダイオードおよびインダクタ)で消費される電力が銅をさらに熱して、デバイスの「周囲の」温度をさらに上昇させることがあります。

基板レイアウトの検討事項

前のセクションで説明したように、LTC4089/LTC4089-5のパッケージの裏面の露出したメタル・パッドをPCボードのグラウンドに半田付けすることが不可欠です。さらに、動作を最適化し、EMIを最小にするには、プリント回路基板(PCB)のレイアウトに注意が必要です。大きなスイッチング電流が(HVINピンとSWピンのあいだの)パワー・スイッチ、キャッチ・ダイオードおよびHVINの入力コンデンサを流れることに注意してください。これらの部品とインダクタおよび出力コンデンサは回路基板の同じ側に配置し、それらはその層で接続します。これらの部品の下には切れ目のないローカル・グラウンド・プレーンを配置します。これらの部品が形成するループはできるだけ小さくします。さらに、SWノードとBOOSTノードはできるだけ小さくします。推奨部品配置およびトレースとビアの位置を図8に示します。

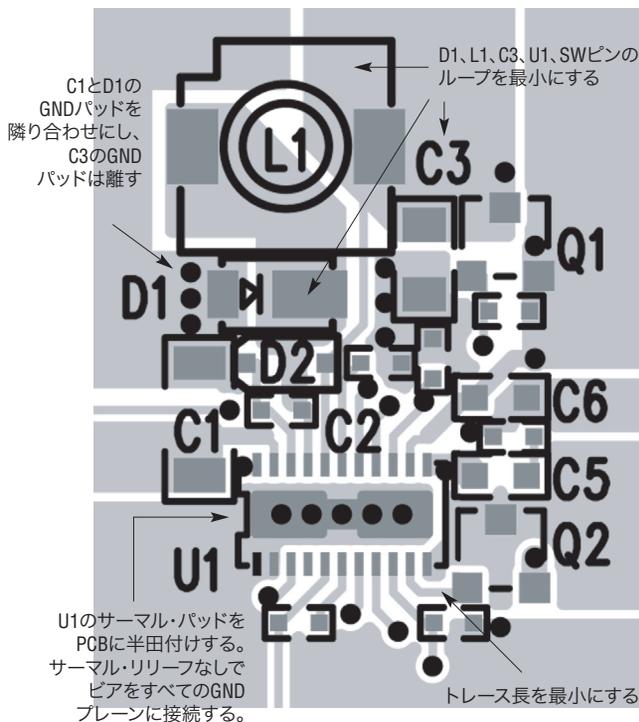


図8. 推奨基板レイアウト

LTC4089の高電圧入力電流のような高周波電流は、グラウンド・プレーン上では、基板上面の入力経路の直下の対応する鏡像経路を流れる傾向があります。グラウンド・プレーンにその層の別のトレースによるスリットやカットがあると、電流はスリットの周囲に沿って流れるように強制されます。高周波電流が自然な最小面積経路を通って流れることが許されないと、余分な電圧が生じて電磁放射が起きます。図9を参照してください。

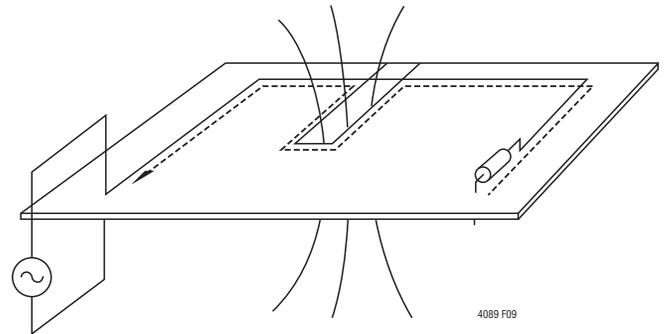


図9. グラウンド電流はその入力経路に沿って高速で流れる。グラウンド・プレーンの切れ込みにより高電圧が生じ、電磁放射が増加する。

V_{IN}とV_{HVIN}のバイパス・コンデンサ

多くの種類のコンデンサを入力バイパス用に使えますが、多層セラミック・コンデンサを使うときは注意が必要です。セラミック・コンデンサの種類によっては自己共振特性や高いQ特性により、(チャージャの入力をスイッチの入っている電源に接続する場合など)いくつかの始動条件において高電圧の過渡現象が生じることがあります。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。

バッテリー・チャージャの安定性に関する検討事項

定電圧モードの帰還ループは、バッテリーが低インピーダンスのリードで接続されているときは補償なしでも安定しています。ただし、リードが長すぎると、十分大きな直列インダクタンスが加わり、BATからGNDに少なくとも1 μ Fのバイパス・コンデンサが必要になることがあります。さらに、バッテリーが外されているときのリップル電圧を低く抑えるため、BATピンとGNDのあいだに4.7 μ Fのバイパス・コンデンサと0.2 Ω ~1 Ω の抵抗を直列に接続することを推奨します。

LTC4089/LTC4089-5

アプリケーション情報

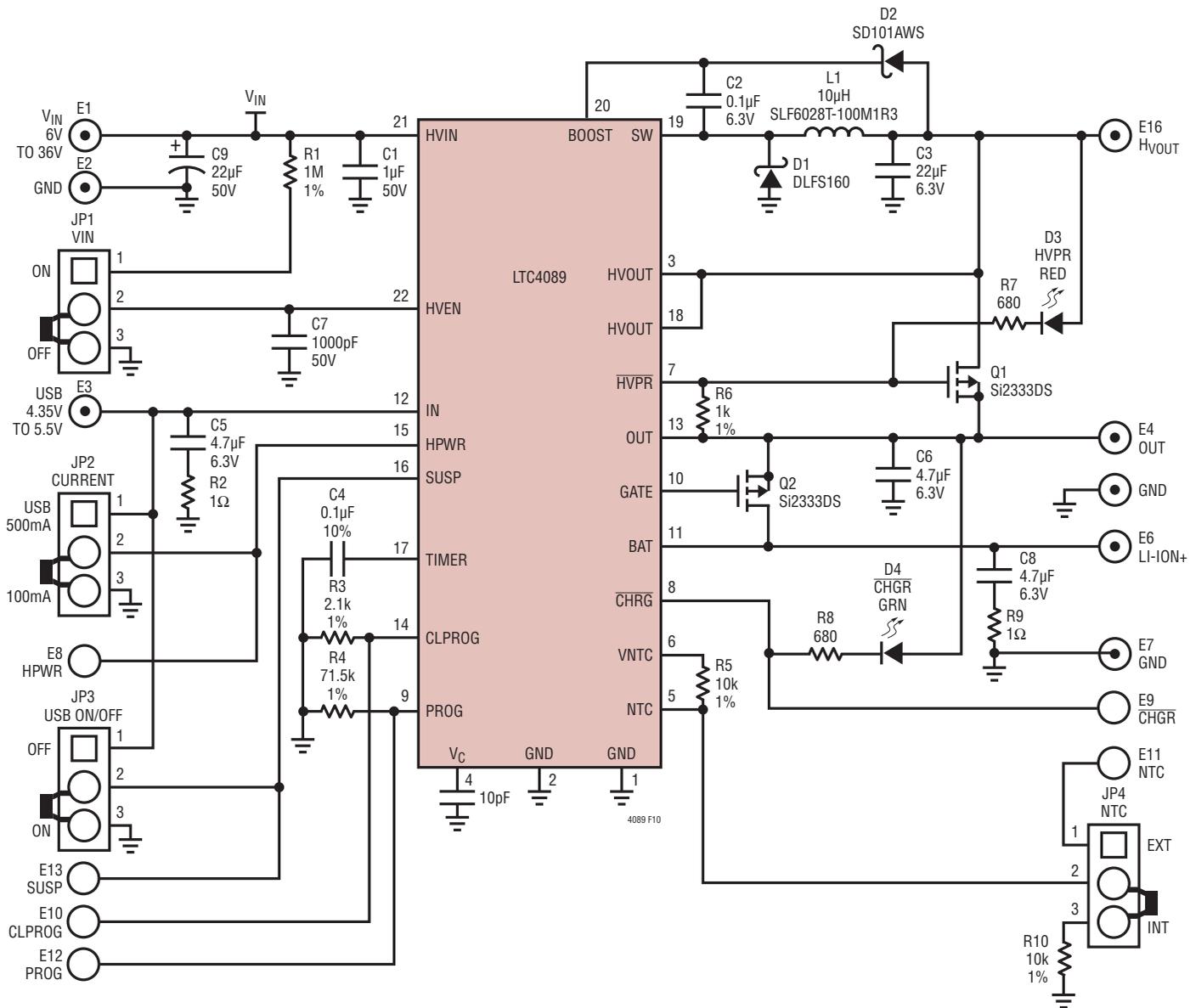


図10. 標準的アプリケーション回路図

LTC4089/LTC4089-5

関連製品

製品番号	説明	注釈
バッテリー・チャージャ		
LTC1733	モノリシックのリチウムイオン・リニア・バッテリー・チャージャ	プログラム可能なタイマ付きスタンドアロン・チャージャ、充電電流:最大1.5A
LTC1734	ThinSOT™のリチウムイオン・リニア・バッテリー・チャージャ	簡単なThinSOTチャージャ、ブロッキング・ダイオードもセンス抵抗も不要
LTC4002	スイッチ・モードのリチウムイオン・バッテリー・チャージャ	スタンドアロン、 $4.7V \leq V_{IN} \leq 24V$ 、500kHz周波数、3時間の充電終了
LTC4053	USB互換のモノリシック・リチウムイオン・バッテリー・チャージャ	プログラム可能なタイマ付きスタンドアロン・チャージャ、充電電流:最大1.25A
LTC4054	内蔵バス・トランジスタ付きスタンドアロン・リニア・リチウムイオン・バッテリー・チャージャ、ThinSOTパッケージ	サーマル・レギュレーションによる過熱保護、C/10終了機能、C/10インジケータ、充電電流:最大800mA
LTC4057	リチウムイオン・リニア・バッテリー・チャージャ	充電電流:最大800mA、サーマル・レギュレーション、ThinSOTパッケージ
LTC4058	スタンドアロンの950mAリチウムイオン・チャージャ、DFNパッケージ	C/10充電終了機能、バッテリーのケルビン検出、充電精度:±7%
LTC4059	900mAリニア・リチウムイオン・バッテリー・チャージャ	2mm×2mm DFNパッケージ、サーマル・レギュレーション、充電電流モニタ出力
LTC4065/LTC4065A	スタンドアロンのリチウムイオン・バッテリー・チャージャ、2×2 DFNパッケージ	4.2V、±0.6%のフロート電圧、充電電流:最大750mA、2mm×2mm DFN、“A”バージョンはACPR機能付き
LTC4411/LTC4412	ThinSOTの低損失PowerPathコントローラ	DCソース間の自動切替え、負荷分担、OR結合ダイオードの代替
LTC4412HV	ThinSOTの高電圧パワー・バス・コントローラ	$V_{IN} = 3V \sim 36V$ 、ダイオードOR結合より効率が高い、DCソース間の自動切替え、簡素化された負荷分担、ThinSOTパッケージ
パワー・マネジメント		
LTC3405/LTC3405A	300mA (I_{OUT})、1.5MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、 $V_{IN} = 2.7V \sim 6V$ 、 $V_{OUT} = 0.8V$ 、 $I_Q = 20\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、ThinSOTパッケージ
LTC3406/LTC3406A	600mA (I_{OUT})、1.5MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、 $V_{IN} = 2.5V \sim 5.5V$ 、 $V_{OUT} = 0.6V$ 、 $I_Q = 20\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、ThinSOTパッケージ
LTC3411	1.25A (I_{OUT})、4MHz同期式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、 $V_{IN} = 2.5V \sim 5.5V$ 、 $V_{OUT} = 0.8V$ 、 $I_Q = 60\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MS10パッケージ
LTC3440	600mA (I_{OUT})、2MHz同期式昇降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、 $V_{IN} = 2.5V \sim 5.5V$ 、 $V_{OUT} = 2.5V$ 、 $I_Q = 25\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSパッケージ
LTC3455	USBパワー・マネージャとリチウムイオン・バッテリー・チャージャを装備したデュアルDC/DCコンバータ	電源間のシームレスな移行:USB、ACアダプタとバッテリー;95%の効率のDC/DC変換
LT3493	1.2A、750kHz降圧スイッチング・レギュレータ	88%の効率、 $V_{IN} = 3.6V \sim 36V$ (最大40V)、 $V_{OUT} = 0.8V$ 、 $I_{SD} < 2\mu A$ 、2mm×3mm DFNパッケージ
LTC4055	USBパワー・コントローラおよびバッテリー・チャージャ	1セル・リチウムイオン・バッテリーをUSBポートから直接充電、サーマル・レギュレーション、200mΩの理想ダイオード、4mm×4mm QFN-16パッケージ
LTC4066	低損失の理想ダイオード付きUSBパワー・コントローラおよびリチウムイオン・バッテリー・チャージャ	1セル・リチウムイオン・バッテリーをUSBポートから直接充電、サーマル・レギュレーション、50mΩの理想ダイオード、4mm×4mm QFN24パッケージ
LTC4085	理想ダイオード・コントローラとリチウムイオン・チャージャ付きUSBパワー・マネージャ	1セル・リチウムイオン・バッテリーをUSBポートから直接充電、サーマル・レギュレーション、200mΩの理想ダイオード (<50mΩのオプション付き)、4mm×3mm DFN14パッケージ

ThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。

40895fc