

## 2A 高電圧 Bat-Track 降圧レギュレータを備えた USB パワーマネージャ

### 特長

- 電源間の継ぎ目のない移行:  
リチウムイオン・バッテリー、USB、  
6V ~ 36V (最大 60V) の電源
- Bat-Track™ 適応出力制御機能を備えた 2A 出力の  
高電圧降圧レギュレータ (LTC4090)
- 215mW の内部理想ダイオードとオプションの  
外付け理想ダイオード・コントローラにより、  
外部電源/USB が接続されていない場合に低損失の  
PowerPath™ を実現
- 負荷に応じた USB 入力からの充電により電流の適合性を  
保証
- 機能満載のリチウムイオン・バッテリー・チャージャ
- 熱制限による最大充電電流: 1.5A
- NTC サーミスタ入力により、温度制限充電が可能
- 小型 (3mm×6mm×0.75mm) の 22 ピン DFN パッケージ

### アプリケーション

- HDD ベースのメディア・プレーヤ
- 小型ナビゲーション装置
- その他の USB ベースのハンドヘルド製品
- 自動車用付属品

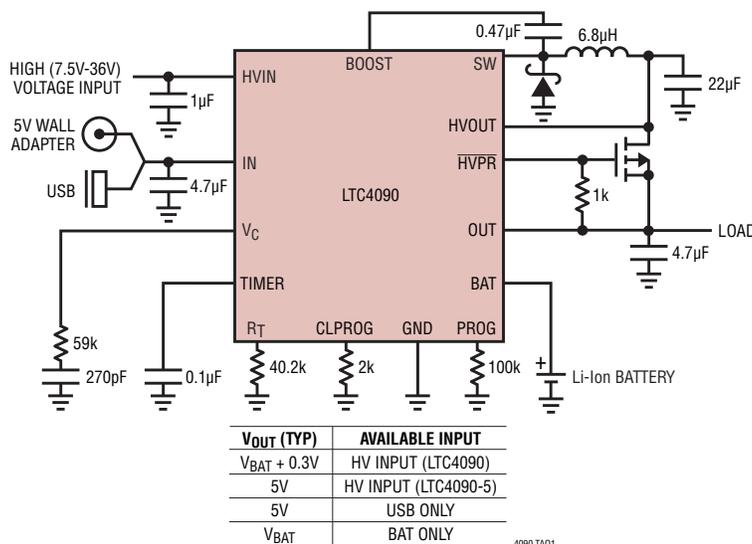
### 概要

LTC®4090/LTC4090-5 は、USB パワー・マネージャおよび高電圧リチウムイオン/ポリマー・バッテリー・チャージャです。これらのデバイスは、USB 周辺機器の動作とバッテリーの充電に使用される全電流を制御します。負荷電流と充電電流の合計が入力電流制限の設定値を超えないように、バッテリー充電電流は自動的に低減されます。また、LTC4090/LTC4090-5 は 12V AC/DC アダプタ、Firewire、自動車用電源などの高電圧電源にも対応します。

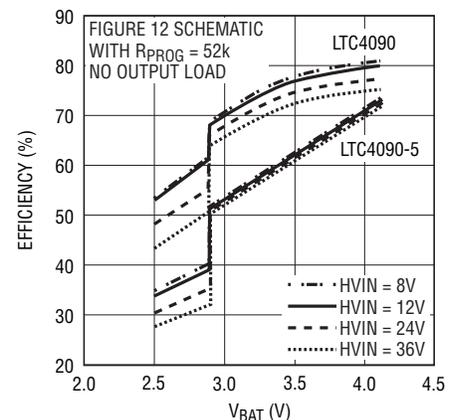
LTC4090 は、高入力電圧から高効率で充電するためにバッテリー電圧をトラッキングする Bat-Track 適応出力を備えています。LTC4090-5 は、高入力電圧 5V の固定出力を供給し、1セルのリチウムイオン・バッテリーを充電します。充電電流は設定可能であり、充電終了状態出力 (CHRG) がフル充電を示します。その他の特長としては、プログラム可能な全充電時間、充電中のバッテリー温度をモニタするために使用する NTC サーミスタ入力、バッテリーの自動再充電があります。

LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology、Linear のロゴおよび Burst Mode はリニアテクノロジー社の登録商標です。Bat-Track、PowerPath、および ThinSOT はリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

### 標準的応用例



LTC4090/LTC4090-5 高電圧  
バッテリー・チャージャの効率



4090 TA01b

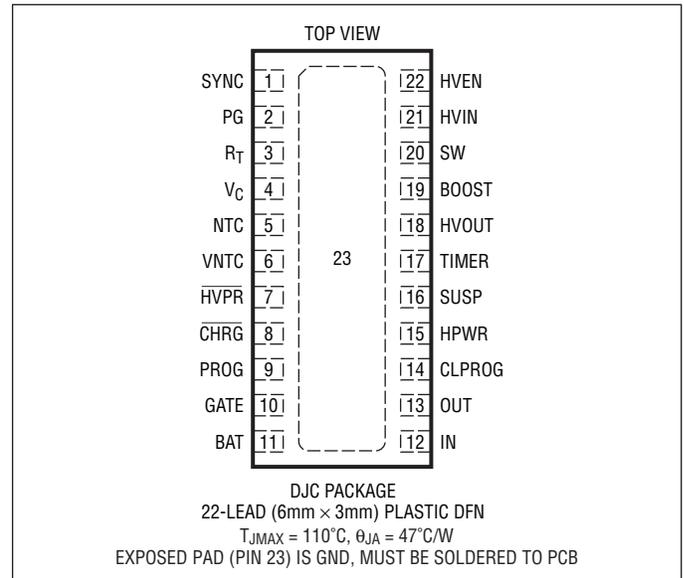
# LTC4090/LTC4090-5

## 絶対最大定格

(Notes 1, 2, 3, 4)

HVIN, HVEN (Note 9) .....	60V
BOOST .....	56V
BOOSTとSWの電圧差 .....	30V
PG, SYNC .....	30V
IN, OUT, HVOUT	
$t < 1\text{ms}$ およびデューティ・サイクル $< 1\%$ .....	$-0.3\text{V} \sim 7\text{V}$
定常状態 .....	$-0.3\text{V} \sim 6\text{V}$
BAT, HPWR, SUSP, $V_C$ , $\overline{\text{CHRG}}$ , $\overline{\text{HVPR}}$ .....	$-0.3\text{V} \sim 6\text{V}$
NTC, TIMER, PROG, CLPROG .....	$-0.3\text{V} \sim V_{CC} + 0.3\text{V}$
$I_{IN}$ , $I_{OUT}$ , $I_{BAT}$ (Note 5) .....	2.5A
動作温度範囲 .....	$-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$
接合部温度 .....	$110^\circ\text{C}$
保存温度範囲 .....	$-65^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$

## ピン配置



## 発注情報

無鉛仕上げ	テープ・アンド・リール	製品マーキング	パッケージ	温度範囲
LTC4090EDJC#PBF	LTC4090EDJC#TRPBF	4090	22-Lead (6mm×3mm) Plastic DFN	$-40^\circ\text{C}$ to $85^\circ\text{C}$
LTC4090EDJC-5#PBF	LTC4090EDJC-5#TRPBF	40905	22-Lead (6mm×3mm) Plastic DFN	$-40^\circ\text{C}$ to $85^\circ\text{C}$

更に広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。  
非標準の鉛仕上げの製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

無鉛仕上げの製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。  
テープ・アンド・リールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandree/> をご覧ください。

## 電気的特性

● は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値。

注記がない限り、 $HVIN = HVEN = 12\text{V}$ 、 $BOOST = 17\text{V}$ 、 $V_{IN} = HPWR = 5\text{V}$ 、 $V_{BAT} = 3.7\text{V}$ 、 $R_{PROG} = 100\text{k}$ 、 $R_{CLPROG} = 2\text{k}$ 、 $SUSP = 0\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
<b>USB入力の電流制限</b>							
$V_{IN}$	USB Input Supply Voltage		● 4.35		5.5	V	
$I_{IN}$	Input Bias Current	$I_{BAT} = 0$ (Note 6) Suspend Mode; $SUSP = 5\text{V}$	●	0.5 50	1 100	mA μA	
$I_{LIM}$	Current Limit	$HPWR = 5\text{V}$ $HPWR = 0\text{V}$	●	475 90	500 110	mA mA	
$I_{IN(MAX)}$	Maximum Input Current Limit	(Note 7)		2.4		A	
$R_{ON}$	On-Resistance $V_{IN}$ to $V_{OUT}$	$I_{OUT} = 80\text{mA}$		0.215		Ω	
$V_{CLPROG}$	CLPROG Servo Voltage in Current Limit	$R_{CLPROG} = 2\text{k}$ $R_{CLPROG} = 1\text{k}$	●	0.98	1.00	1.02	V
$I_{SS}$	Soft-Start Inrush Current		●	10		mA/μs	

4090fd

## 電気的特性

● は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値。

注記がない限り、 $HVIN = HVEN = 12\text{V}$ 、 $BOOST = 17\text{V}$ 、 $V_{IN} = HPWR = 5\text{V}$ 、 $V_{BAT} = 3.7\text{V}$ 、 $R_{PROG} = 100\text{k}$ 、 $R_{CLPROG} = 2\text{k}$ 、 $SUSP = 0\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V <sub>CLEN</sub>	Input Current Limit Enable Threshold Voltage ( $V_{IN} - V_{OUT}$ )	( $V_{IN} - V_{OUT}$ ) Rising	20	50	80	mV
		( $V_{IN} - V_{OUT}$ ) Falling	-80	-50	-20	mV
V <sub>UVLO</sub>	Input Undervoltage Lockout	$V_{IN}$ Rising	● 3.6	3.8	4	V
$\Delta V_{UVLO}$	Input Undervoltage Lockout Hysteresis	$V_{IN}$ Rising – $V_{IN}$ Falling		130		mV

## 高電圧レギュレータ

V <sub>HVIN</sub>	HVIN Supply Voltage		● 6		60	V
V <sub>OVLO</sub>	HVIN Overvoltage Lockout Threshold		● 36	38	40	V
I <sub>HVIN</sub>	HVIN Bias Current	Shutdown; HVEN = 0.2V Not Switching, HVOUT = 3.6V	●	0.01 130	0.5 200	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
V <sub>OUT</sub>	Output Voltage with HVIN Present	Assumes HVOUT to OUT Connection, $0 \leq V_{BAT} \leq 4.2\text{V}$ (LTC4090)	3.45	$V_{BAT} + 0.3$	4.6	V
V <sub>OUT</sub>	Output Voltage with HVIN Present	Assumes HVOUT to OUT Connection (LTC4090-5)	4.85	5	5.15	V
f <sub>SW</sub>	Switching Frequency	$R_T = 8.66\text{k}$ $R_T = 29.4\text{k}$ $R_T = 187\text{k}$	2.1 0.9 160	2.4 1.0 200	2.7 1.15 240	MHz MHz kHz
t <sub>OFF</sub>	Minimum Switch Off-Time		●	60	150	ns
I <sub>SW(MAX)</sub>	Switch Current Limit	Duty Cycle = 5%	3.0	3.5	4.0	A
V <sub>SAT</sub>	Switch V <sub>CESAT</sub>	I <sub>SW</sub> = 2A		500		mV
I <sub>R</sub>	Boost Schottky Reverse Leakage	SW = 10V, HVOUT = 0V		0.02	2	$\mu\text{A}$
V <sub>B(MIN)</sub>	Minimum Boost Voltage (Note 8)		●	1.5	2.1	V
I <sub>BST</sub>	BOOST Pin Current	I <sub>SW</sub> = 1A		22	35	mA

## バッテリー管理

I <sub>BAT</sub>	Battery Drain Current	$V_{BAT} = 4.3\text{V}$ , Charging Stopped Suspend Mode, SUSP = 5V $V_{IN} = 0\text{V}$ , BAT Powers OUT, No Load	●	15	27	$\mu\text{A}$
			●	22	35	$\mu\text{A}$
			●	60	100	$\mu\text{A}$
V <sub>FLOAT</sub>	$V_{BAT}$ Regulated Output Voltage	I <sub>BAT</sub> = 2mA I <sub>BAT</sub> = 2mA; $0 \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$	4.165	4.200	4.235	V
			4.158	4.200	4.242	V
I <sub>CHG</sub>	Constant-Current Mode Charge Current, No Load	R <sub>PROG</sub> = 100k R <sub>PROG</sub> = 50k, $0 \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$	● 465	500	535	mA
			900	1000	1080	mA
I <sub>CHG(MAX)</sub>	Maximum Charge Current			1.5	A	
V <sub>PROG</sub>	PROG Pin Servo Voltage	R <sub>PROG</sub> = 100k R <sub>PROG</sub> = 50k	● 0.98	1.00	1.02	V
			● 0.98	1.00	1.02	V
k <sub>EOC</sub>	Ratio of End-of-Charge Indication Current to Charge Current	$V_{BAT} = V_{FLOAT} (4.2\text{V})$	● 0.085	0.1	0.11	mA/mA
I <sub>TRKL</sub>	Trickle Charge Current	BAT = 2V	35	50	60	mA
V <sub>TRKL</sub>	Trickle Charge Threshold Voltage	BAT Rising	● 2.75	2.9	3.0	V
V <sub>CEN</sub>	Charge Enable Threshold Voltage	(V <sub>OUT</sub> – V <sub>BAT</sub> ) Falling; V <sub>BAT</sub> = 4V (V <sub>OUT</sub> – V <sub>BAT</sub> ) Rising; V <sub>BAT</sub> = 4V		55		mV
				80		mV
$\Delta V_{RECHRG}$	Recharge Battery Threshold Voltage	Threshold Voltage Relative to V <sub>FLOAT</sub>	● -65	-100	-135	mV

# LTC4090/LTC4090-5

## 電気的特性

● は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値。

注記がない限り、 $HVIN = HVEN = 12\text{V}$ 、 $BOOST = 17\text{V}$ 、 $V_{IN} = HPWR = 5\text{V}$ 、 $V_{BAT} = 3.7\text{V}$ 、 $R_{PROG} = 100\text{k}$ 、 $R_{CLPROG} = 2\text{k}$ 、 $SUSP = 0\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$t_{TIMER}$	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, $V_{BAT} < 2.9\text{V}$		25		%
$T_{LIM}$	Junction Temperature in Constant-Temperature Mode			105		$^\circ\text{C}$

### 内部理想ダイオード

$R_{FWD}$	Incremental Resistance, $V_{ON}$ Regulation	$I_{OUT} = 100\text{mA}$		125		$\mu\Omega$	
$R_{DIO, ON}$	On-Resistance $V_{BAT}$ to $V_{OUT}$	$I_{OUT} = 600\text{mA}$		215		$\mu\Omega$	
$V_{FWD}$	Voltage Forward Drop ( $V_{BAT} - V_{OUT}$ )	$I_{OUT} = 5\text{mA}$	●	10	30	50	mV
		$I_{OUT} = 100\text{mA}$			55		mV
		$I_{OUT} = 600\text{mA}$			160		mV
$V_{OFF}$	Diode Disable Battery Voltage			2.7		V	
$I_{FWD}$	Load Current Limit for $V_{ON}$ Regulation			550		mA	
$I_{D(MAX)}$	Diode Current Limit			2.2		A	

### 外部理想ダイオード

$V_{FWD, EXT}$	External Diode Forward Voltage			20		mV
----------------	--------------------------------	--	--	----	--	----

### ロジック (CHRG、HVPR、TIMER、SUSP、HPWR、HVEN、PG、SYNC)

$V_{CHG, SD}$	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	$\mu\text{A}$	
$V_{OL}$	Output Low Voltage	(CHRG, HVPR); $I_{SINK} = 5\text{mA}$	●		0.1	0.4	V
$V_{IH}$	Input High Voltage	SUSP, HPWR		1.2		V	
$V_{IL}$	Input Low Voltage	SUSP, HPWR			0.4	V	
$V_{HVEN, H}$	HVEN High Threshold			2.3		V	
$V_{HVEN, L}$	HVEN Low Threshold				0.3	V	
$I_{PULLDN}$	Logic Input Pull-Down Current	SUSP, HPWR		2		$\mu\text{A}$	
$I_{HVEN}$	HVEN Pin Bias Current	$HVEN = 2.5\text{V}$		5	10	$\mu\text{A}$	
$V_{PG}$	PG Threshold	HVOUT Rising		2.8		V	
$\Delta V_{PG}$	PG Hysteresis			35		mV	
$I_{PGLK}$	PG Leakage	$PG = 5\text{V}$		0.1	1	$\mu\text{A}$	
$I_{PG}$	PG Sink Current	$PG = 0.4\text{V}$	●	100	900	$\mu\text{A}$	
$V_{SYNC, L}$	SYNC Low Threshold			0.5		V	
$V_{SYNC, H}$	SYNC High Threshold				0.8	V	
$I_{SYNC}$	SYNC Pin Bias Current	$V_{SYNC} = 0\text{V}$		0.1		$\mu\text{A}$	

## 電気的特性

● は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値。

注記がない限り、 $V_{IN} = HVEN = 12\text{V}$ 、 $BOOST = 17\text{V}$ 、 $V_{IN} = HPWR = 5\text{V}$ 、 $V_{BAT} = 3.7\text{V}$ 、 $R_{PROG} = 100\text{k}$ 、 $R_{CLPROG} = 2\text{k}$ 、 $SUSP = 0\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
NTC						
$I_{VNTC}$	VNTC Pin Current	$V_{NTC} = 2.5\text{V}$	● 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	$NTC = 1\text{V}$		0	$\pm 1$	$\mu\text{A}$
$V_{COLD}$	Cold Temperature Fault Threshold Voltage	Rising NTC Voltage Hysteresis		$0.738 \cdot V_{VNTC}$ $0.02 \cdot V_{VNTC}$		V V
$V_{HOT}$	Hot Temperature Fault Threshold Voltage	Falling NTC Voltage Hysteresis		$0.29 \cdot V_{VNTC}$ $0.01 \cdot V_{VNTC}$		V V
$V_{DIS}$	NTC Disable Threshold Voltage	Falling NTC Voltage Hysteresis	● 75	100 35	125	mV mV

**Note 1:** 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える恐れがある。

**Note 2:** LTC4090/LTC4090-5は $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ 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。

**Note 3:** このデバイスは短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護機能を備えている。過熱保護機能がアクティブなとき接合部温度は $110^\circ\text{C}$ を超える。規定された最大動作接合部温度を超える動作が継続するとデバイスの劣化または故障が生じる恐れがある。

**Note 4:**  $V_{CC}$ は $V_{IN}$ 、 $V_{OUT}$ 、 $V_{BAT}$ のうち最も高い電圧

**Note 5:** 長期電流密度制限によって保証されている。

**Note 6:** 全入力電流はこの規格値と $1.002 \cdot I_{BAT}$ の和に等しい。ただし、 $I_{BAT}$ は充電電流。

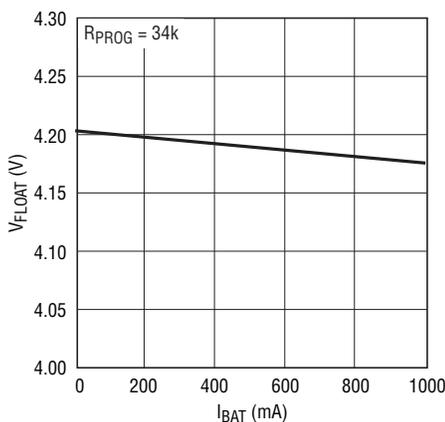
**Note 7:** 設定電流を1.5Aより大きくすると電流の精度が低下することがある。

**Note 8:** これは、スイッチが完全に飽和するのを保証するのに必要な、昇圧コンデンサの最小電圧である。

**Note 9:**  $HVIN$ ピンと $HVEN$ ピンの絶対最大電圧は、繰り返さない1秒間のトランジェントの場合。連続動作の場合は40V。

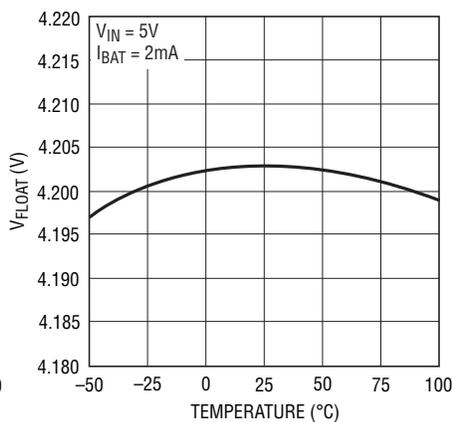
## 標準的性能特性

V<sub>FLOAT</sub>の負荷レギュレーション



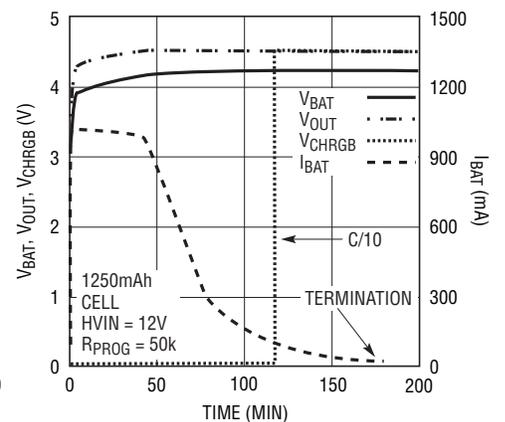
4090 G01

バッテリーのレギュレーション (フロート) 電圧と温度



4090 G02

バッテリーの電流および電圧と時間 (LTC4090)

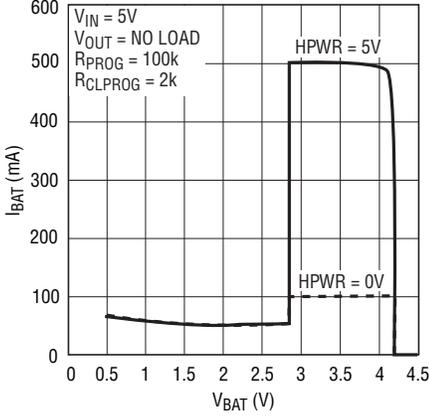


4090 G03

# LTC4090/LTC4090-5

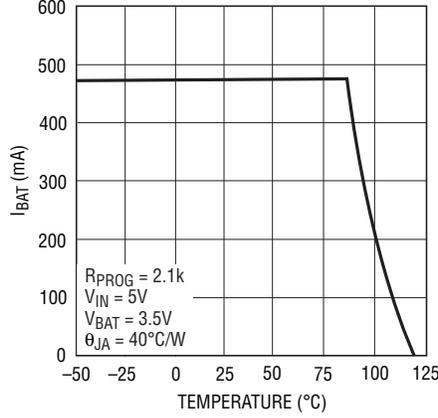
## 標準的性能特性

USBからの充電、 $I_{BAT}$ と $V_{BAT}$



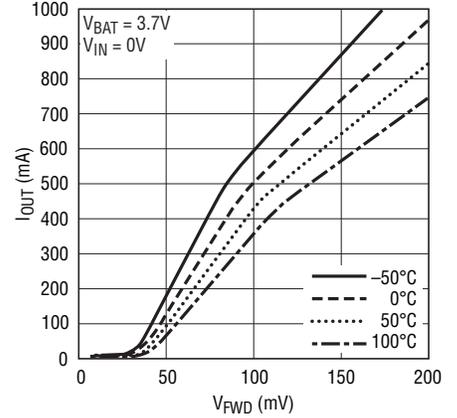
4090 G04

充電電流と温度  
(温度レギュレーション)



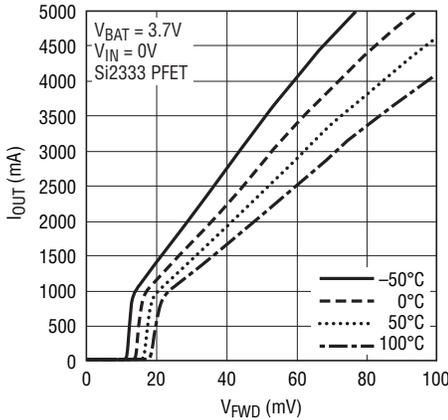
4090 G05

理想ダイオードの電流と  
順方向電圧および温度  
(外付けデバイスなし)



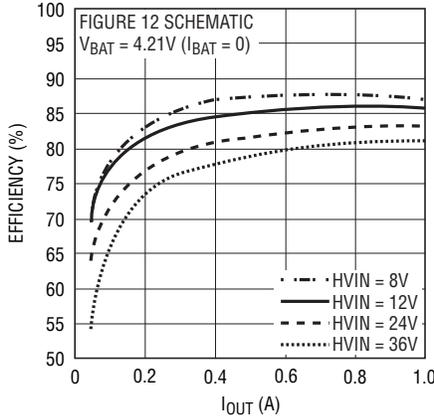
4090 G06

理想ダイオードの電流と  
順方向電圧および温度  
(外付けデバイスあり)



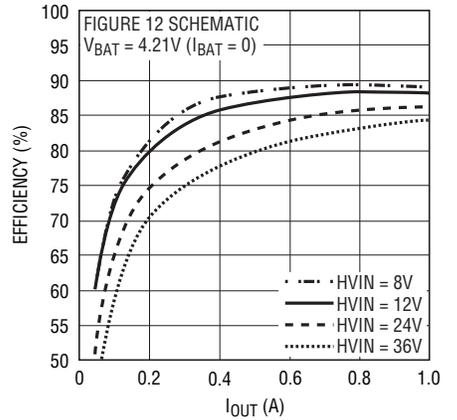
4090 G07

LTC4090 高電圧レギュレータの  
効率と出力負荷



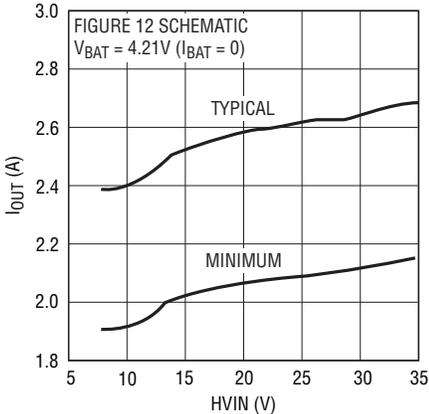
4090 G08

LTC4090-5 高電圧レギュレータの  
効率と出力負荷



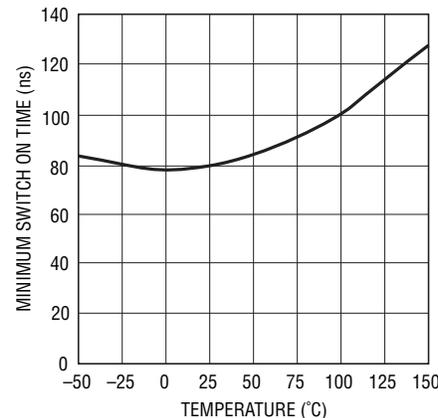
4090 G09

高電圧レギュレータの  
最大負荷電流



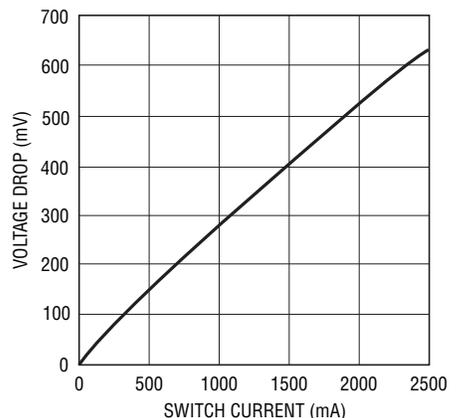
4090 G10

高電圧レギュレータの  
最小オン時間と温度



4090 G11

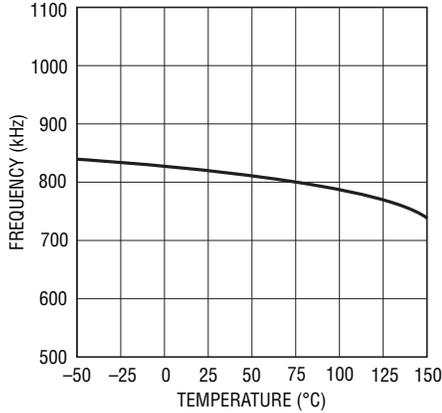
高電圧レギュレータの  
スイッチ電圧降下



4090 G12

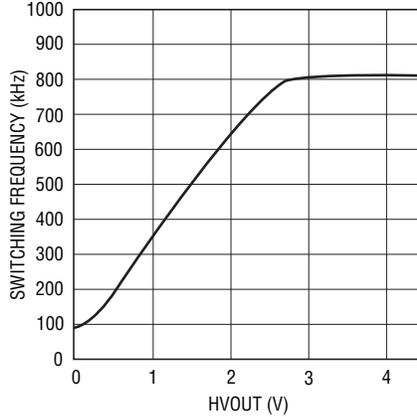
標準的性能特性

高電圧レギュレータの  
スイッチ周波数



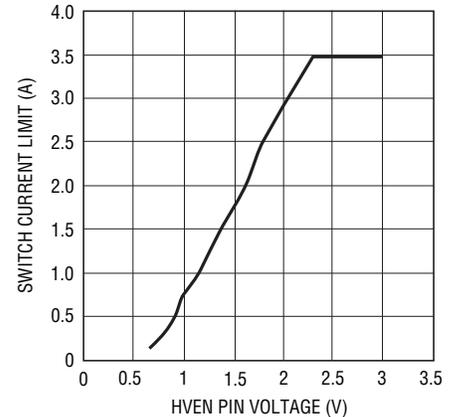
4090 G13

高電圧レギュレータの  
周波数フォールドバック



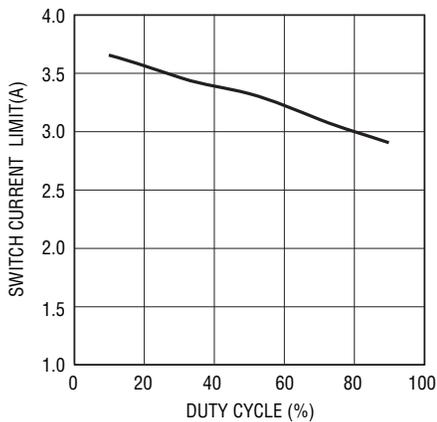
4090 G14

高電圧レギュレータの  
ソフトスタート



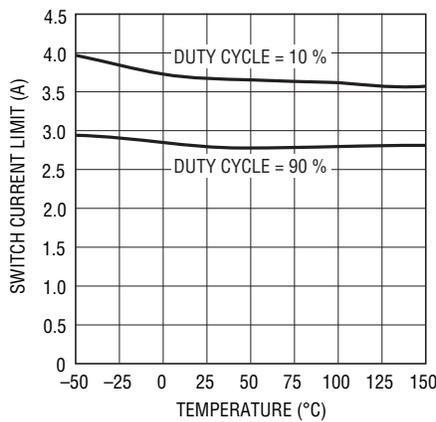
4090 G15

高電圧レギュレータの  
スイッチ電流制限



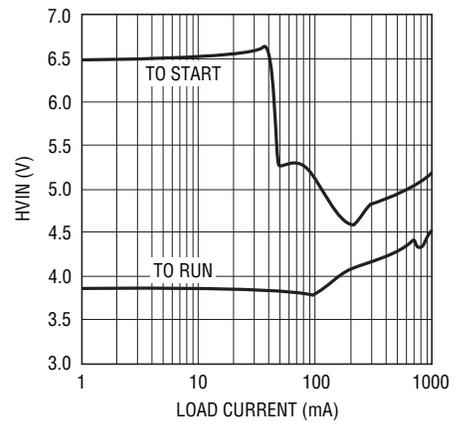
4090 G16

高電圧レギュレータの  
スイッチ電流制限



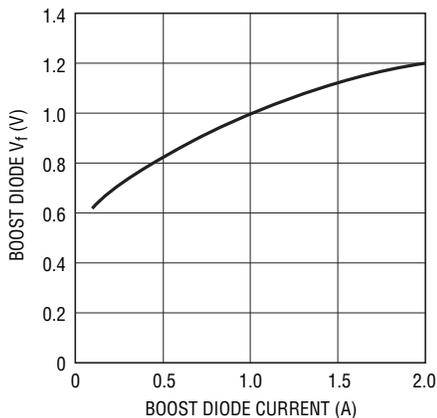
4090 G17

高電圧レギュレータの  
最小入力電圧



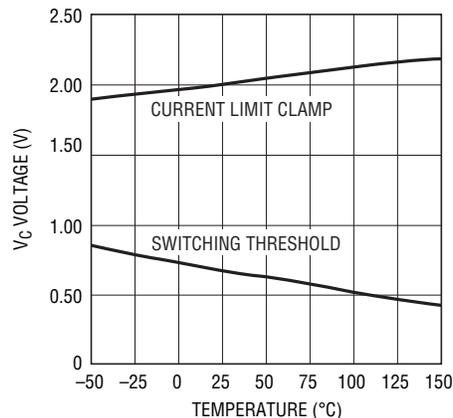
4090 G18

高電圧レギュレータの  
昇圧ダイオードの  $V_f$  と  $I_f$



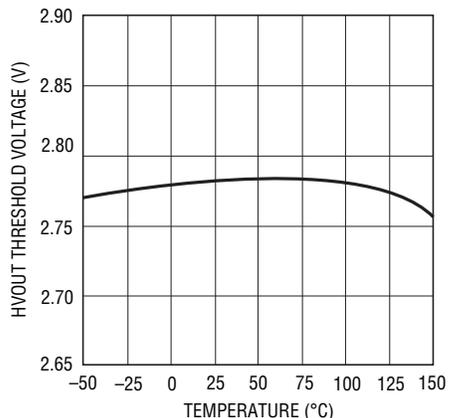
4090 G19

高電圧レギュレータの  $V_C$  電圧



4090 G20

高電圧レギュレータの  
パワーグッドしきい値

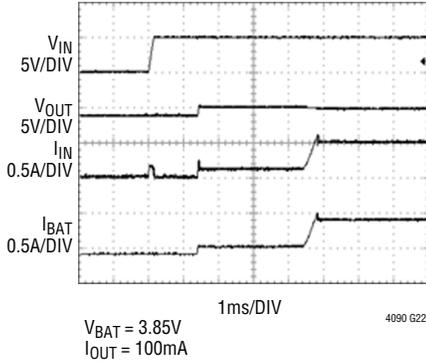


4090 G21

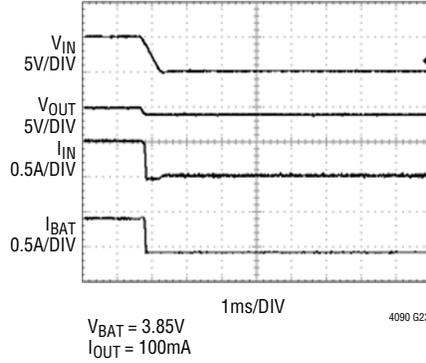
# LTC4090/LTC4090-5

## 標準的性能特性

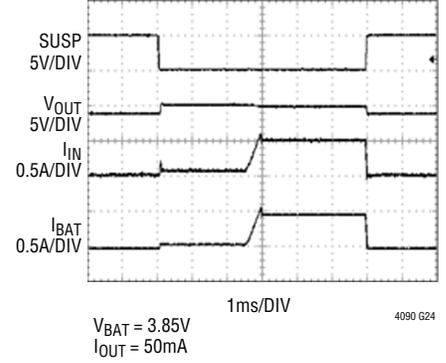
LTC4090の入力接続波形



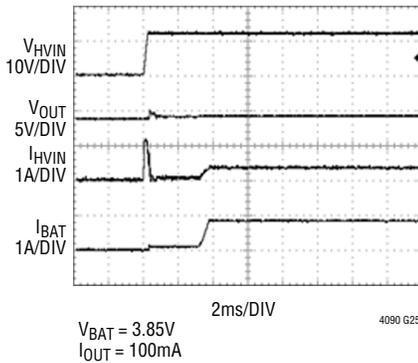
LTC4090の入力切断波形



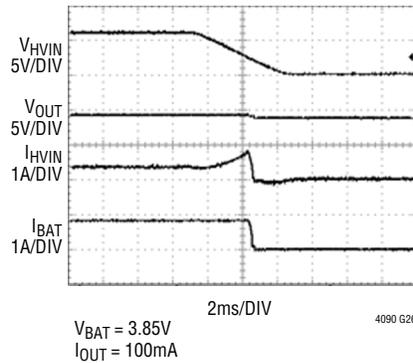
LTC4090の一時停止に対する応答



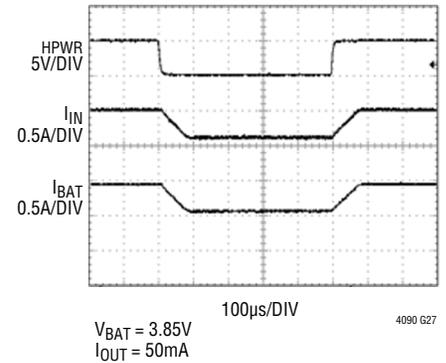
LTC4090の高電圧入力接続波形



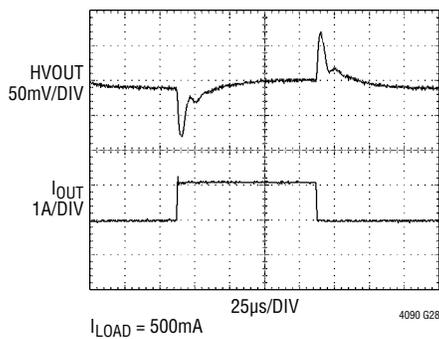
LTC4090の高電圧入力切断波形



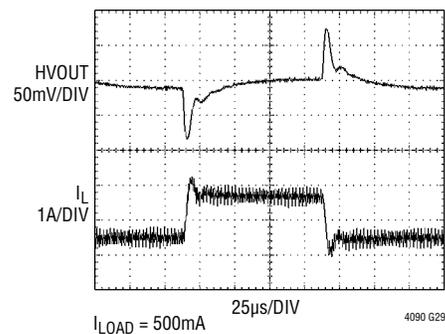
LTC4090のHPWRに対する応答



LTC4090 高電圧レギュレータの  
負荷トランジェント



LTC4090 高電圧レギュレータの  
負荷トランジェント



## ピン機能

**SYNC (ピン1)** : 外部クロックの同期入力。「アプリケーション情報」セクションの同期化のセクションを参照してください。このピンを使用しない場合は接地してください。

**PG (ピン2)** : 内部コンパレータのオープン・コレクタ出力。HVOUTピンの電圧が2.8Vを超えるまでPGは“L”のままです。PG出力が有効なのは、HVINが3.6Vより高く、HVENが“H”のときです。

**R<sub>T</sub> (ピン3)** : 発振器の抵抗入力。このピンとグラウンドの間に抵抗を接続して、スイッチング周波数を設定します。

**V<sub>C</sub> (ピン4)** : 高電圧降圧レギュレータの制御ピン。このピンの電圧により、高電圧レギュレータのピーク・スイッチ電流を制御します。制御ループを補償するため、RC回路網をこのピンからグラウンドに接続します。

**NTC (ピン5)** : NTCサーミスタ・モニタ回路への入力。NTCピンは、バッテリーの温度が高すぎるか低すぎて充電できないかどうかを判定するために、通常はバッテリー・パックと一緒にパッケージに収められている負温度係数サーミスタに接続します。バッテリーの温度が範囲外になっている場合は、バッテリーの温度が有効範囲内に戻るまで充電が中断されます。低ドリフトのバイアス抵抗をVN<sub>TC</sub>とNTCの間に接続し、サーミスタをNTCとグラウンドの間に接続する必要があります。NTC機能が不要な場合は、NTCピンを接地します。

**VN<sub>TC</sub> (ピン6)** : NTCの出力バイアス電圧。このピンとNTCピンの間に抵抗を接続すると、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”)。このピンが“L”になると、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な電圧になっていることを示します。この機能がイネーブルされるのは、HVIN、IN、またはBATに電源が加わっている(つまり、UVLOしきい値より電圧が高い)ときです。

**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”になります。タイマの期限が切れるか、充電電流が設定充電電流の10%未満に低下するか、入力電源が取り外されると、CHRGピンは強制的に高インピーダンス状態になります。

**PROG (ピン9)** : 充電電流の設定ピン。抵抗をPROGピンとグラウンドの間に接続することで、充電電流を設定します。

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

**GATE (ピン10)** : 外部理想ダイオードのゲート接続箇所。このピンは、内部理想ダイオードの補完に使用されるオプションの外付けPチャネルMOSFETトランジスタのゲートを制御します。PチャネルMOSFETのソースはOUTピンに接続し、ドレインはBATピンに接続する必要があります。このピンは、使用しない場合はフロート状態のままにしてください。このピンを高インピーダンスに保つてすべての漏れ電流経路を最小限に抑えることが重要です。

**BAT (ピン11)** : 1セルのリチウムイオン・バッテリー。このピンは、バッテリー充電時には出力として、OUTピンに電力を供給するときは入力として使用します。OUTピンの電位がBATピンの電位より低くなると、理想ダイオードの機能によってBATピンがOUTピンに接続され、OUTピンの電圧がBATピンの電圧より100mVを超えて低くなることが防止されます。このピンの最終的なフロート(充電中)電位は、高精度の内部抵抗分割器によって設定されます。INピンとHVINピンが低電圧ロックアウト状態になると、内部抵抗分割器は切り離されます。

**IN (ピン12)** : 入力電源。USB電源(V<sub>BUS</sub>)に接続します。このピンに流れる入力電流は、CLPROGピンで設定した電流の20%または100%に制限されます。電流値がどちらになるかは、HPWRピンの状態に応じて決まります。入力を介して供給される(BATピンへの)充電電流はPROGピンで設定した電流に設定されますが、充電電流を入力電流制限値より大きく設定するか、充電電流と負荷電流の和が入力電流制限値より大きい場合、充電電流は入力電流制限値によって制限されます。

**OUT (ピン13)** : 電圧出力。このピンは、制御された電力を電源からUSBデバイスに供給する目的で使用します。電源は、USBのV<sub>BUS</sub>(IN)、外部の高電圧電源(HVIN)、またはバッテリー以外の電源が供給されていない場合はバッテリー(BAT)です。高電圧電源はUSBのV<sub>BUS</sub>入力より優先されます。OUTは4.7μF以上のコンデンサでGNDにバイパスしてください。

## ピン機能

**CLPROG (ピン14)** : 電流制限設定ピンおよび入力電流モニタ・ピン。抵抗 ( $R_{CLPROG}$ ) をグラウンドに接続すると、入力から出力への電流制限値が設定されます。電流制限値は次のように設定されます。

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

USBアプリケーションでは、抵抗  $R_{CLPROG}$  を 2.1k 以上に設定してください。CLPROG ピンの電圧は、IN から OUT まで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。

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

**HPWR (ピン15)** : 大電力の選択ピン。このロジック入力は、入力電流制限値を制御する目的で使用します。このピンの電圧を 1.2V より高くすると、入力電流制限値は、CLPROG ピンで設定した電流の 100% に設定されます。このピンの電圧を 0.4V より低くすると、入力電流制限値は、CLPROG ピンで設定した電流の 20% に設定されます。このピンを外部から駆動していない場合でも起動時にこのピンが“L”になるように、このピンの内部には 2 $\mu$ A のプルダウン電流が接続されています。

**SUSP (ピン16)** : 一時停止モードの入力。このピンの電圧を 1.2V より高くすると、IN から OUT までの電力経路はディスエーブルされます。一時停止モードでは、IN ピンから流れる電源電流が減少して、USB 規格に適合します。HVIN からのバッテリー充電機能と (BAT と OUT の間に接続されている) 理想ダイオードの機能は、両方とも作動状態のままです。一時停止モードでは、OUT の電圧が一時停止モードの間 BAT の電圧より低い場合、充電タイマがリセットされます。高電圧の入力が加わっているときなど、OUT の電圧が BAT の電圧より高く保持されている場合は、デバイスが一時停止状態でも充電タイマはリセットされません。このピンを外部から駆動していない場合でも起動時にこのピンが“L”になるように、このピンの内部には 2 $\mu$ A のプルダウン電流が接続されています。

**TIMER (ピン17)** : タイマ・コンデンサ。このピンと GND の間にコンデンサ ( $C_{TIMER}$ ) を接続すると、タイマの時間が設定されます。タイマの時間は次のとおりです。

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

負荷電流、温度レギュレーション、および電流制限の選択 (HPWR が“L”) が原因で充電電流が減少すると、充電時間は長くなります。

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

**HVOUT (ピン18)** : 高電圧レギュレータの電圧出力。HVOUT の電圧が十分な場合は、IN から OUT への低電圧電力経路が切断され、HVPR ピンが“L”になって高電圧の AC アダプタが検出されたことが示されます。LTC4090 高電圧レギュレータは、HVOUT と BAT の間の差動電圧を過不足なく維持して、バッテリー・チャージャの MOSFET がドロップアウト状態にならないようにします (OUT と BAT の間が標準で 300mV)。LTC4090-5 高電圧レギュレータは、5V 出力をバッテリー・チャージャの MOSFET に供給します。HVOUT は 22 $\mu$ F 以上のコンデンサで GND にバイパスしてください。

**BOOST (ピン19)** : このピンは、内部のバイポーラ NPN パワー・スイッチに入力電圧より高い駆動電圧を供給するために使用します。

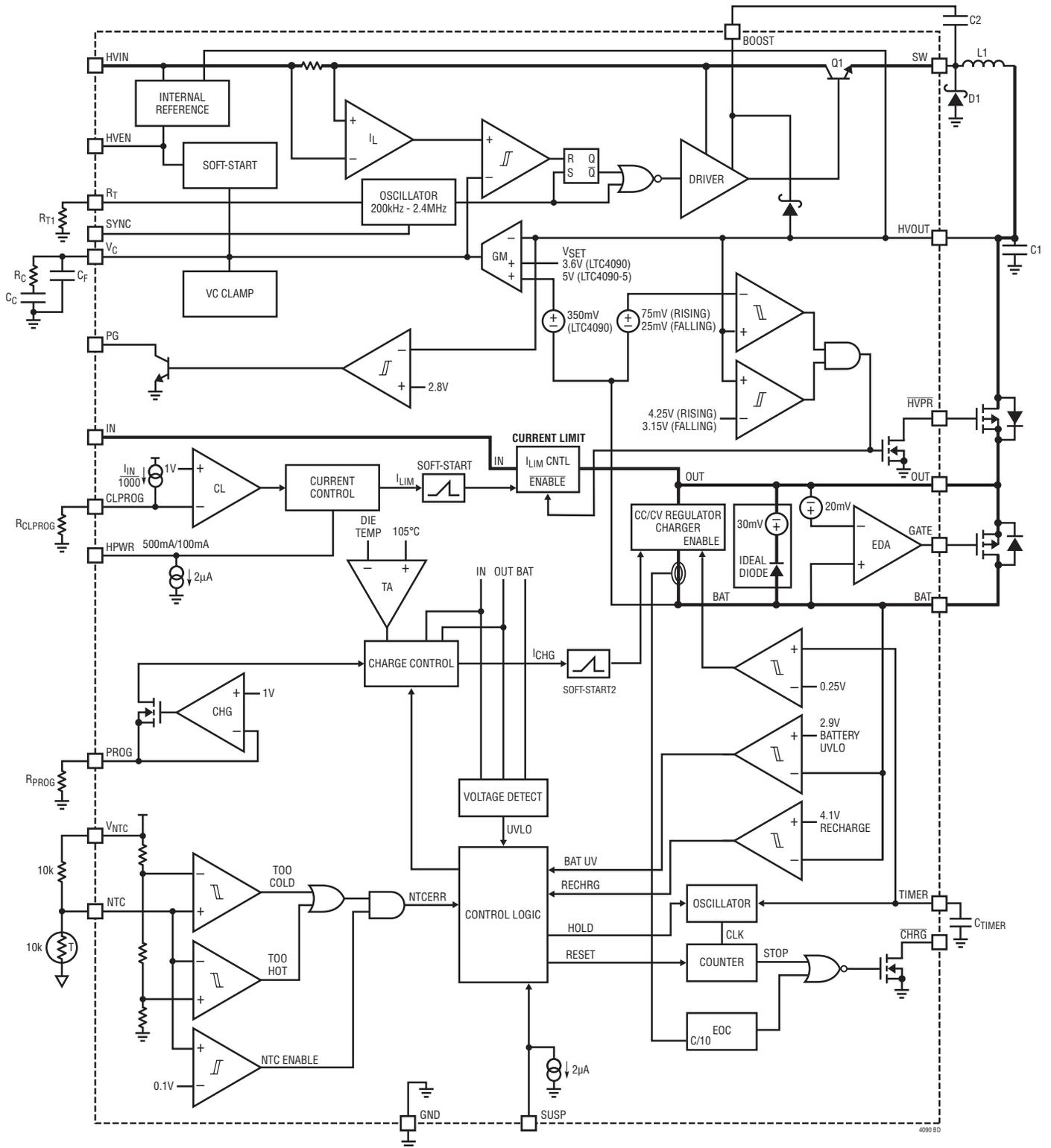
**SW (ピン20)** : SW ピンは、内部の高電圧パワー・スイッチの出力です。このピンは、インダクタ、キャッチ・ダイオードおよび昇圧コンデンサに接続します。

**HVIN (ピン21)** : 高電圧レギュレータの入力。HVIN ピンは、内部の高電圧レギュレータと内部の高電圧パワー・スイッチに電流を供給します。高電圧の入力が印加されている場合は、USB の  $V_{BUS}$  入力より優先されます (つまり、高電圧の入力電源が検出されると、USB の IN から OUT までの経路は切断されます)。このピンはすぐ近くでバイパスする必要があります。

**HVEN (ピン22)** : 高電圧レギュレータのイネーブル入力。HVEN ピンは、高電圧の入力経路をディスエーブルするために使用します。高電圧の入力をディスエーブルするにはグラウンドに接続し、高電圧の経路をイネーブルするには 2.3V 以上の電圧に接続します。この機能を使用しない場合は、HVEN ピンを HVIN ピンに接続してください。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ために使用することもできます。詳細については、「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

**露出パッド (ピン23)** : グラウンド。パッケージの露出パッドはグラウンドであり、正しい動作と最大限の熱伝達を確保するため、PC 基板上に半田付けする必要があります (LTC4090/LTC4090-5 の直下にいくつかのビアを使用してください)。

ブロック図



## 動作

### はじめに

LTC4090/LTC4090-5は、バッテリー駆動USBアプリケーション向けの包括的なPowerPathコントローラです。LTC4090/LTC4090-5は、低電圧電源(たとえばUSBや5VのACアダプタ)、高電圧電源(たとえばFirewire/IEEE1394、自動車用バッテリー、12VのACアダプタなど)、および単電池のリチウムイオン・バッテリーから電力を受け取る目的で設計されています。これらのデバイスは、その後、OUTピンに接続されているアプリケーションとBATピンに接続されているバッテリーに電力を供給します(バッテリー以外の外部電源が印加されていることが前提です)。(USBのV<sub>BUS</sub>電源など)電流源が限られている電源は、電流制限値を設定できるINピンに接続する必要があります。充電電流と負荷電流の合計が入力電流制限設定値を超えないように、バッテリー充電電流は調整されます(図1参照)。

出力/負荷電流が入力電流制限値を超えるか、入力電源が取り外されると、理想ダイオード機能によって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と、満充電状態

のバッテリーは、外部電源が取り外されるまで満充電状態を維持できます。外部電源が取り外されると、理想ダイオードが順方向にバイアスされるまで出力は低下します。その後、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。

LTC4090/LTC4090-5は、高電圧の入力から電力を受け取る機能を備えた高電圧スイッチング・レギュレータも内蔵しています。この入力はUSBのV<sub>BUS</sub>入力より優先されます(つまり、HVINとINの両方に電源が入力されている場合、負荷電流および充電電流は高電圧経路を介して供給されます)。この高電圧レギュレータは、イネーブルされると、固定周波数、電流モード・レギュレータを使用してHVOUTピンの電圧を安定化します。HVOUT(ドレイン)とOUT(ソース)の間に外付けしたPチャンネルFETはHVPRピンを介してオンするので、OUTピンを使用してバッテリーを充電することやアプリケーションに電力を供給することができます。LTC4090のBat-Track回路は、OUTピンとBATピンの間の電圧を約300mVに維持するのに対して、LTC4090-5は5Vの固定出力を供給します。

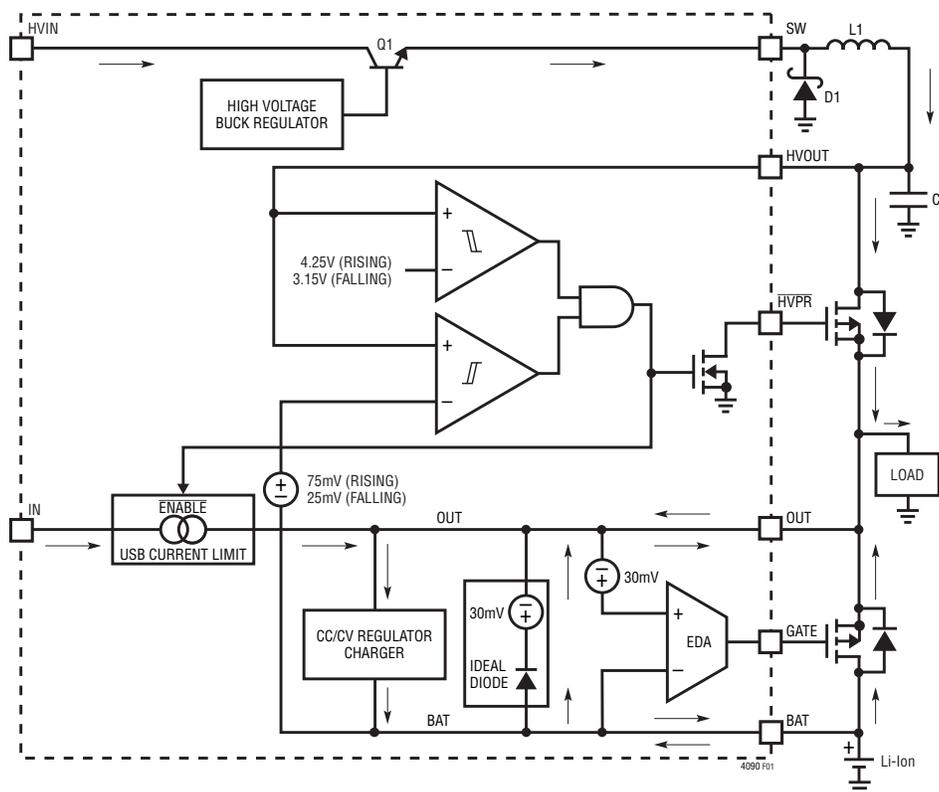


図1. PowerPathの簡略ブロック図

## 動作

### USB 入力電流制限

LTC4090/LTC4090-5の入力電流制限回路と充電制御回路は、バッテリー充電電流を $I_{OUT}$ の関数として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。OUTピンは外部負荷とバッテリー・チャージャを駆動します。

OUTピンでの総負荷が入力電流制限の設定値を超えない場合、OUTは $215\text{m}\Omega$ の内部PチャネルMOSFETを介してINピンに接続されます。

OUTピンでの総負荷が入力電流制限の設定値を超える場合、バッテリー・チャージャは、設定された入力電流を維持しながら外部負荷を満たすのに必要な分だけ充電電流を低減します。許容可能なUSB電流を超えるようにバッテリー充電電流を設定した場合でも、入力電流制限値を正しく設定することにより、USB規格を絶対に超えないようにすることができます。さらに、OUTピンでの負荷電流が常に優先され、利用できる余剰電流だけがバッテリーの充電に使用されます。

入力電流制限値( $I_{CL}$ )は、次式を使用して設定できます。

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

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して最高の安定性を確保するため、1%精度の金属皮膜抵抗を推奨します。

バッテリー充電電流設定値( $I_{CHG}$ )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、次式に従って入力電流を追跡します。

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

USBアプリケーションでは、 $R_{CLPROG}$ の最大値を $2.1\text{k}\Omega$ にしてください。こうすることにより、LTC4090/LTC4090-5の許容誤差と静止電流が原因で入力電流が $500\text{mA}$ を超えることを防止できます。CLPROGピンに $2.1\text{k}\Omega$ の抵抗を接続すると、標準の電流制限値は高電力モード(HPWRが“H”のとき)では $476\text{mA}$ になり、低電力モード(HPWRが“L”のとき)では $95\text{mA}$ になります。

SUSPをロジック“H”にすると、入力電力経路はディスエーブルされ、BATとOUTの間に接続されている理想ダイオードがアプリケーションに電力を供給するようになります。

### 高電圧降圧レギュレータ

HVINからHVOUTに供給される電力は、固定周波数、電流モード降圧レギュレータによって制御されます。この電力は外付けのPチャネルMOSFETによってOUTに供給されるので、OUTからHVOUT(最終的にはHVIN)への逆方向の導通が防止されます。

周波数が $R_T$ で設定される発振器により、RSフリップ・フロップがイネーブルされ、内部のパワー・スイッチがオンします。アンプとコンパレータはHVINピンとSWピンの間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。エラーアンプは $V_C$ ノードをサーボ制御して、OUTとBATの間の電圧を約 $300\text{mV}$ に維持します(LTC4090)。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。これは、バッテリー・チャージャで失われる電力が最小限に抑えられ、外部負荷で得られる電力が最大になるからです。BATピンの電圧が約 $3.3\text{V}$ より低くなると、エラーアンプは $V_C$ ノードをサーボ制御して、一定のHVOUT出力電圧(約 $3.6\text{V}$ )を供給します(LTC4090)。 $V_C$ ノードのアクティブ・クランプによって電流制限が行われます。 $V_C$ ノードはHVENピンの電圧にもクランプされます。外付けの抵抗とコンデンサを使用してHVENピンに電圧ランプを発生させることにより、ソフトスタートを実現しています。

スイッチ・ドライバは高電圧入力またはBOOSTピンのいずれかを電源として動作します。外付けのコンデンサと内蔵のダイオードを使用して、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、ドライバは内蔵のバイポーラ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。

効率をさらに最適化するため、この高電圧降圧レギュレータは軽負荷状態ではBurst Mode<sup>®</sup>動作に自動的に切り替わります。バーストとバーストの間は、出力スイッチの制御に関連したすべての回路がシャットダウンし、入力電源電流が減少します。

HVOUTピンの電圧が( $2.95\text{V}$ より)低いと、発振器はスイッチング・レギュレータの動作周波数を低下させます。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出力電流を制御するのに役立ちます。

## 動作

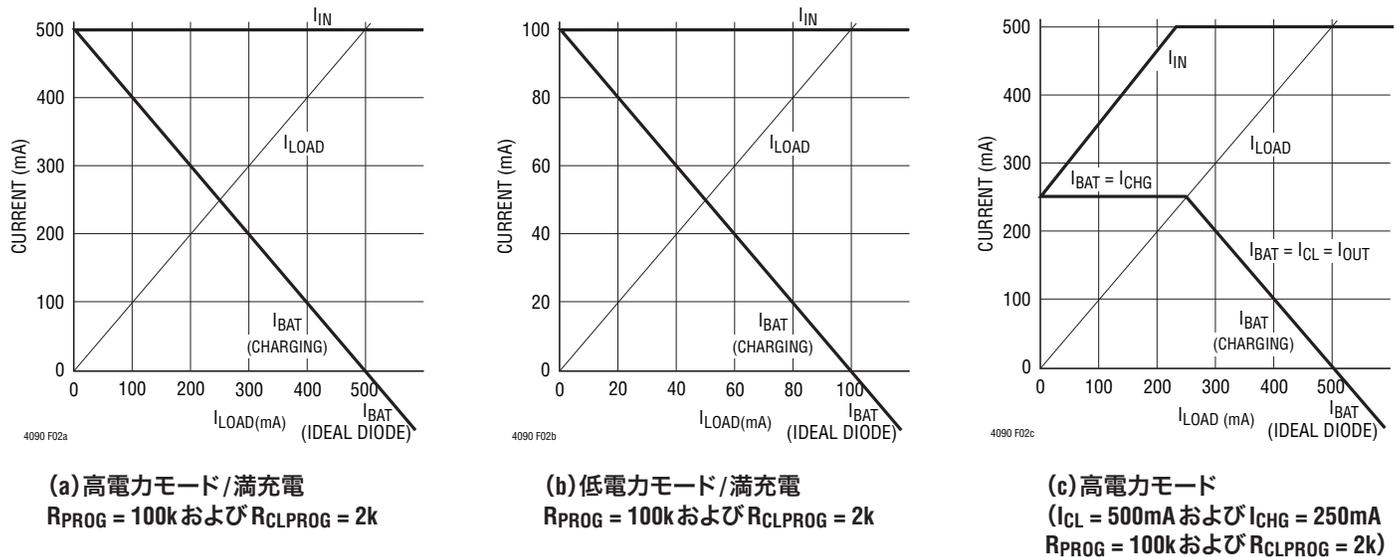


図2. 負荷電流の関数としての入力電流およびバッテリー電流

高電圧レギュレータは、HVOUTピンの電圧が2.8Vになると作動するパワーグッド・コンパレータを内蔵しています。PG出力は、出力が安定化状態のときはオフするオープン・コレクタ・トランジスタなので、外付け抵抗によりPGピンを“H”に引き上げることができます。パワーグッドが有効なのは、スイッチング・レギュレータがイネーブルされていてHVINが3.6Vを超えているときです。

### BATとOUTの間の理想ダイオード

LTC4090/LTC4090-5は、内部理想ダイオードのほかにオプションの外部理想ダイオードのコントローラも備えています。バッテリーが利用可能な唯一の電源である場合、または負荷電流が入力電流制限設定値を超える場合は、BATピンとOUTピンの間にある理想ダイオード回路を介してバッテリーが自動的に負荷に電力を供給します。理想ダイオード回路を(OUTピンに推奨の4.7μFコンデンサを接続して)使用すると、LTC4090/LTC4090-5は、大容量コンデンサを取り付ける必要なく、大きなトランジェント負荷やACアダプタまたはUSBのV<sub>BUS</sub>を接続/切断するシナリオに対応できます。理想ダイオードは数マイクロ秒以内に応答するので、OUTピンの電圧がBATピンの電圧より大幅に低下することはありません。理想ダイオードとショットキ・ダイオードのI-V曲線の比較を図3で参照できます。

目的の入力電流が入力電流制限設定値を超えて増加すると、超過分の電流がバッテリーから内部理想ダイオードを介して流れます。さらに、INピンへの電源(USBのV<sub>BUS</sub>)またはHVINピンへの電源(高電圧入力)が取り外されると、アプリケーションの電力はすべてバッテリーから理想ダイオードを介して供給されます。入力電源からバッテリー電源に切り替わったときに出力電圧が大幅に低下しないようにするには、OUTピンに4.7μFのコンデンサを接続すれば十分です。理想ダイオードは、OUTピンの電圧がBATピンの電圧より約20mV(V<sub>FWD</sub>)低いときは常に大型の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。内部理想ダイオードの抵抗値は約215mΩです。

アプリケーションにとってこれで十分であれば、外付け部品は不要です。ただし、より大きなコンダクタンスが必要な場合は、BATピンとOUTピンの間に外付けPチャネルMOSFETを追加することができます。LTC4090/LTC4090-5のGATEピンは、理想ダイオードを自動制御するために外付けPチャネルFETのゲートを駆動します。外付けMOSFETのソースはOUTピンに接続し、ドレインはBATピンに接続する必要があります。過電流の状況で外付けMOSFETを保護するため、MOSFETはLTC4090/LTC4090-5の熱接点の近くに配置してください。

## 動作

### 一時停止モード

SUSPピンの電圧が $V_{IH}$ より高くなると、LTC4090/LTC4090-5はUSB規格に適合するため一時停止モードに移行します。このモードでは、INピンとOUTピンの間の電力経路が高インピーダンス状態になり、INピンの入力電流が $50\mu\text{A}$ に減少します。HVINピンを駆動する電源が他に存在しない場合、OUTピンに接続されるシステム負荷はBATピンに接続される理想ダイオードを介して供給されます。

### バッテリー・チャージャ

LTC4090/LTC4090-5のバッテリー・チャージャ回路は、単電池のリチウムイオン・バッテリーを充電する目的で設計されています。Pチャネル・パワーMOSFETを内蔵するこのチャージャは、充電電流を設定可能な定電流/定電圧充電アルゴリズムを使用しており、充電終了用の設定可能なタイマを備えています。充電電流は最大1.5Aまで設定することができます。最終的なフロート電圧精度は標準で $\pm 0.8\%$ です。INピンとHVINピンのいずれかに電力を供給する場合は、逆流防止ダイオードも検出抵抗も必要ありません。オープンドレインの状態出力である $\overline{\text{CHRG}}$ ピンからは、LTC4090/LTC4090-5の充電状態に関する情報が常に出力されます。NTC入力により、バッテリー温度を使用した充電条件のオプションが得られます。

充電サイクルが始まるのは、OUTピンの電圧が上昇してバッテリーの電圧より高くなり、かつバッテリーの電圧が再充電のしきい値より低いときです。実際には、OUTピンの電圧がBATピンの電圧より100mV高くなるまで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2.9Vより低いと、チャージャは細流充電モードになり、電池の電圧は充電するのに安全なレベルまで上昇します。BATピンの電圧が上昇し

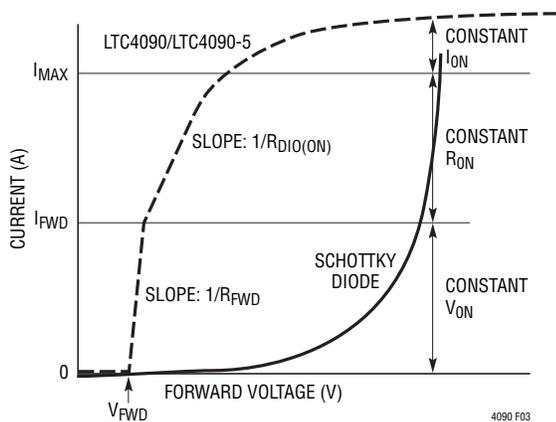


図3. LTC4090/LTC4090-5とショットキ・ダイオードの順方向電圧降下

て2.9Vより高くなると、チャージャは急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 $R_{\text{PROG}}$ によって設定されます。バッテリー電圧が最終的なフロート電圧に近づくと、LTC4090/LTC4090-5は定電圧モードに切り替わるので、充電電流は減少し始めます。定電圧モードの間に充電電流が減少して、設定値の10%より少なくなると、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンは高インピーダンス状態であるとみなされます。

TIMERピンにコンデンサを外付けすると、全最小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は終了し、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンは、その時点で高インピーダンス状態になっていなかった場合、高インピーダンス状態とみなされます。定電流モードでの充電中に、温度レギュレーションによって充電電流が減少するか、入力電流制限設定値を維持するために充電電流が減少すると、充電時間は自動的に長くなります。言い換えると、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長くなります。正確な最終フロート電位が要求されるリチウムイオン・バッテリーや同様なバッテリーの場合には、内部のバンドギャップ・リファレンス、電圧アンプ、および抵抗分割器によって $\pm 0.8\%$ 精度のレギュレーションが実現されます。

### 細流充電と不良バッテリーの検出

充電サイクルの開始時にバッテリーの電圧が2.9Vより低いと、チャージャは細流充電状態になり、充電電流はフルスケール電流の10%に減少します。バッテリー電圧が低い状態が全充電時間設定値の1/4に及ぶと、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て、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンの出力は高インピーダンス状態であるとみなされます。バッテリー電圧が何らかの理由で上昇して約2.9Vより高くなると、充電サイクルは再開されます。充電サイクルを再開するには(つまり、消耗したバッテリーを放電したバッテリーと交換するときは)、入力電圧を単に切断してから再度印加するか、TIMERピンをいったん0Vにしてから元に戻します。

### 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。

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

ここで、 $V_{\text{PROG}}$ はPROGピンの電圧で、 $R_{\text{PROG}}$ はPROGピンからグラウンドまでの全抵抗です。LTC4090/LTC4090-5の電力をINピンから供給しているときは、入力電流制限設定値が充電電流より優先されることに留意してください。このようなシナリオでは、入力電流制限設定値を充電電流が超えることはありません。

4090fd

## 動作

たとえば、標準的な500mAの充電電流が必要な場合は、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して最高の安定性を確保するため、1%精度の金属皮膜抵抗を推奨します。細流充電状態では、この電流はフルスケール値の10%まで減少します。

### 充電タイマ

充電サイクルを終了するために、設定可能な充電タイマを使用しています。タイマ時間はTIMERピンにコンデンサを外付けすることによって設定します。充電時間の標準値は次のとおりです。

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

タイマが始動するのは、低電圧ロックアウトしきい値レベルより高い入力電圧が加わったときか、シャットダウン状態でバッテリーの電圧が再充電しきい値より低いときです。起動時、またはシャットダウン状態の終了時でバッテリー電圧が再充電しきい値より低い場合、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しきい値より高い場合、タイマは始動せず、充電は行われません。起動後にバッテリー電圧が再充電しきい値より低くなるか、1回の充電サイクル後にバッテリー電圧が依然再充電しきい値より低い場合、充電時間はフル・サイクルの半分に設定されます。

LTC4090/LTC4090-5には、充電時間を自動的に延長する機能があります。負荷電流または温度レギュレーションが原因で定電流モードでの充電電流が減少した場合、充電時間は長くなります。この充電時間の変化は、充電電流の変化に反比例します。LTC4090/LTC4090-5が定電圧モードに近づくとつれて、充電電流は減少し始めます。この充電電流の変化は通常の充電動作によるもので、タイマ時間には影響しません。

たとえば、 $R_{\text{CLPROG}} = 2\text{k}$ 、 $R_{\text{PROG}} = 100\text{k}$ 、および $C_{\text{TIMER}} = 0.1\mu\text{F}$ というUSB充電条件について検討します。この条件は3時間の充電サイクルに相当します。ただし、HPWR入力がロジック“L”に設定されている場合は、入力電流制限値が500mAから100mAに減少します。他にシステム負荷がない場合、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、チャージャが定電圧モードに達する(つまり、 $V_{\text{BAT}}$ が4.2Vに近づく)か、HPWRがロジック“H”に戻るまで、終了タイマの充電速度は自動的に1/5に低下します。充電サイクルは自動的に長くなり、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、チャージャが定電流モードに留まる時間、あるいはHPWRピンがロジック“L”の状態に留まる時間によって変動します。

タイムアウトが発生してバッテリーの電圧が再充電しきい値より高くなると、充電電流は停止し、 $\overline{\text{CHRG}}$ 出力は、その時点で高インピーダンス状態になっていなかった場合、高インピーダンス状態とみなされます。

TIMERピンをグランドに接続すると、バッテリー・チャージャはディスエーブルされます。

### $\overline{\text{CHRG}}$ 状態出力ピン

充電サイクルが始まると、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンの電圧は、LEDを駆動する能力を持つ内部のNチャネルMOSFETによってグランド電位になります。定電圧モードの間に充電電流が減少して、満充電電流設定値の10%より少なくなると、このピンは高インピーダンス状態であるとみなされますが、充電電流は充電時間が経過するまで流れ続けます。設定可能な充電時間が終了するまでにこの状態に達しない場合、タイムアウトが発生するとこのピンは高インピーダンス状態であるとみなされます。 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンの電流検出しきい値は、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抵抗を使用して満充電電流を500mAに設定すると、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンの状態はバッテリー充電電流が50mAのときに変化します。

## 動作

注記：充電電流をモニタする充電終了(EOC)コンパレータは、その判定を保持します。したがって、定電圧モードの間に充電電流が減少して、満充電電流設定値の10%より初めて少なくなると、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンは高インピーダンス状態に切り替わります。何らかの理由により、充電電流が増加して再度しきい値を超えた場合、 $\overline{\text{CHRG}}$ ピンは強力な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(つまり、 $V_{\text{BAT}}$ が再充電しきい値より低くなる)か、入力電源をデバイスに切り替えることによってリセットできます。

### 自動再充電

バッテリー・チャージャは充電終了後オフ状態を保つので、バッテリーからは数マイクロアンペアの電流しか流れません。製品を長時間この状態にしておくと、バッテリーは最終的に自己放電します。バッテリーが常に満充電になるように、バッテリー電圧が $V_{\text{RECHRG}}$ (標準4.1V)を下回ると充電サイクルが自動的に開始されます。 $V_{\text{RECHRG}}$ より低い電圧への短時間の変化によって安全タイマがリセットしないように、バッテリー電圧は数ミリ秒以上 $V_{\text{RECHRG}}$ より低くする必要があります。さらに、INピンのUVLOが“L”になってから“H”になると(たとえば、INピンに接続しているバッテリーを取り外して交換すると)、充電サイクルと安全タイマも再始動します。

### 温度レギュレーション

デバイスや周辺部品の熱的損傷を防止するため、ダイ温度が約105°Cまで上昇すると、内部の熱帰還ループが設定充電電流を自動的に低減します。温度レギュレーションによって、LTC4090/LTC4090-5は高電力動作や高周囲温度環境に起因する過度の温度上昇から保護されるので、ユーザーはLTC4090/LTC4090-5や外付け部品に損傷を与えることなく、所定の回路基板設計での電力処理能力の限界を押し上げることができます。LTC4090/LTC4090-5の温度レギュレーション・ループの利点は、ワーストケースの条件ではなく実際の条件に従って充電電流を設定できることです。ワーストケースの条件ではバッテリー・チャージャによって電流が自動的に減少することが保証されています。

### 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(IN)と出力電圧(OUT)をモニタし、入力電流制限回路またはバッテリー・チャージャ回路あるいはその両方をディスエーブルします。入力電流制限回路は、 $V_{\text{IN}}$ が低電圧ロックアウトしきい値より高くなり、 $V_{\text{IN}}$ が $V_{\text{OUT}}$ を50mV超えるまでディスエーブルされます。バッテリー・チャージャ回路は、 $V_{\text{OUT}}$ が $V_{\text{BAT}}$ を50mV超えるまでディスエーブルされます。いずれの低電圧ロックアウト・コンパレータにもヒステリシスが組み込まれています。

### NTCサーミスタ

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。この機能を使用するには、NTCピンとグランドの間にNTCサーミスタ( $R_{\text{NTC}}$ )を接続し、VNTCピンとNTCピンの間にバイアス抵抗( $R_{\text{NOM}}$ )を接続します。 $R_{\text{NOM}}$ は、選択したNTCサーミスタの25°Cでの値( $R_{25\text{C}}$ と表記)に等しい1%精度の抵抗にしてください。

NTCサーミスタの抵抗値が $R_{25\text{C}}$ の値の0.41倍、つまり約4.1k(Vishayの曲線2のサーミスタの場合、この値は約50°Cに相当)に減少すると、LTC4090/LTC4090-5は充電を一時停止します。また、安全タイマはサーミスタが有効な温度への復帰状態を示すまで一時停止します。温度が下がるにつれて、NTCサーミスタの抵抗値が増加します。LTC4090/LTC4090-5は、NTCサーミスタの値が $R_{25\text{C}}$ の値の2.82倍まで増加したときも充電(およびタイマ)を一時停止するように設計されています。Vishayの曲線2のサーミスタの場合、この抵抗(28.2k)は約0°Cに相当します。作動点付近での発振を防止するため、高温コンパレータと低温コンパレータにはそれぞれ約3°Cのヒステリシスがあります。NTCピンを接地すると、NTCの機能はすべてディスエーブルされます。



## アプリケーション情報

スイッチング周波数の選択が適切だと、適切な入力電圧範囲が可能になり(次のセクションを参照)、インダクタとコンデンサの値が小さく保たれます。

### HVINの入力電圧範囲

LTC4090/LTC4090-5のアプリケーションの最大入力電圧範囲は、スイッチング周波数、V<sub>HVIN</sub>ピンとBOOSTピンの絶対最大定格、および動作モードに依存します。

この高電圧スイッチング・レギュレータは最大36Vまでの入力電圧で動作可能であり、最大60Vの入力電圧まで支障なく耐えることができます。LTC4090/LTC4090-5はV<sub>HVIN</sub> > 38V(標準)の範囲ではスイッチングを停止するため、出力がレギュレーション状態から外れる可能性があることに注意してください。

この高電圧レギュレータの出力が起動、短絡、あるいはその他の過負荷状態にあるとき、スイッチング周波数は以下の説明に従って選択する必要があります。

最大60Vの入力電圧まで安全な動作を確保するため、以下の式に従ってV<sub>HVIN(MAX)</sub> ≥ 40Vの条件を満たすようにスイッチング周波数を十分に低くする必要があります。より低いV<sub>HVIN(MAX)</sub>が望ましい場合は、この式を直接使用できます。

$$V_{HVIN(MAX)} = \frac{V_{HVOUT} + V_D}{f_{SW} \cdot t_{ON(MIN)}} - V_D + V_{SW}$$

ここで、V<sub>HVIN(MIN)</sub>は最大動作入力電圧、V<sub>HVOUT</sub>は高電圧レギュレータの出力電圧、V<sub>D</sub>はキャッチ・ダイオードの電圧降下(約0.5V)、V<sub>SW</sub>は内部スイッチの電圧降下(最大負荷で約0.5V)、f<sub>SW</sub>は(R<sub>T</sub>によって設定される)スイッチング周波数、t<sub>ON(MIN)</sub>はスイッチの最小オン時間(約150ns)です。スイッチング周波数が高いほど最大動作入力電圧が低下することに注意してください。逆に、高い入力電圧で安全な動作を実現するには、スイッチング周波数を低くする必要があります。

出力がレギュレーション状態にあり、短絡、起動、または過負荷の状況が予想されていない場合は、スイッチング周波数に関係なく、最大60Vの入力電圧トランジェントを許容できます。このモードでは、LTC4090/LTC4090-5は、出力をレギュレーション状態に保つためにいくつかのスイッチング・パルススキップするパルス・スキップ動作に入る可能性があります。こ

のモードでは、出力電圧リップルとインダクタ電流リップルが通常動作時より高くなります。38Vを超えると、スイッチングは停止します。

最小入力電圧は、高電圧レギュレータの最小動作電圧(約6V)またはその最大デューティ・サイクルのどちらかによって決まります(前のセクションの式を参照)。デューティ・サイクルによる最小入力電圧は次のとおりです。

$$V_{HVIN(MIN)} = \frac{V_{HVOUT} + V_D}{1 - f_{SW} t_{OFF(MIN)}} - V_D + V_{SW}$$

ここで、V<sub>HVIN(MIN)</sub>は最小入力電圧、t<sub>OFF(MIN)</sub>はスイッチの最小オフ時間(150ns)です。スイッチング周波数が高いほど、最小入力電圧が増加することに注意してください。ドロップアウト電圧を小さくする場合は、低いスイッチング周波数を使用します。

### インダクタの選択と最大出力電流

適切なインダクタ値はL = 6.8μHです(動作周波数を800kHzと仮定)。この値にすると、最大負荷電流は約2.4A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する必要があります、その飽和電流は約30%大きくしてください。最大負荷電流は、充電電流設定値と、予想される最大のアプリケーション負荷電流の和になるので注意してください。フォルト状態のときに堅調な動作を保つには、飽和電流を約3.5Aにします。高い効率を維持するには、直列抵抗(DCR)を0.1Ωより小さくしてください。適しているいくつかのメーカーとタイプを表2に示します。

表2. インダクタのメーカー

メーカー	URL	部品のシリーズ名	型番
村田製作所	www.murata.com	LQH55D	開放
TDK	www.componenttdk.com	SLF7045 SLF10145	遮蔽 遮蔽
東光	www.toko.com	D62CB D63CB D75C D75F	遮蔽 遮蔽 遮蔽 開放
スミダ電機	www.sumida.com	CR54 CDRH74 CDRH6D38 CR75	開放 遮蔽 遮蔽 開放

## アプリケーション情報

### キャッチ・ダイオード

キャッチ・ダイオードは、スイッチがオフの時間だけ電流を流します。通常動作時の平均順方向電流は次式で計算することができます。

$$I_{D(AVG)} = I_{HVOUT} \cdot \frac{(V_{HVIN} - V_{HVOUT})}{V_{HVIN}}$$

ここで、 $I_{HVOUT}$ は出力負荷電流です。公称動作に必要な電流より大きな電流定格のダイオードを検討する唯一の理由は、出力が短絡したときのワーストケース条件に対処するためです。この場合、ダイオード電流は標準ピーク・スイッチ電流まで増加します。ピーク逆電圧はレギュレータの入力電圧に等しくなります。逆電圧定格が入力電圧より大きいショットキ・ダイオードを使用してください。高電圧レギュレータの過電圧保護機能により、 $V_{HVIN} > 40V$ のときにはスイッチがオフに維持されます。これにより、 $V_{HVIN}$ の範囲が最大60Vである場合でも、40V定格のショットキ・ダイオードを使用できます。いくつかのショットキ・ダイオードとそのメーカーを表3に示します。

表3. ダイオードのメーカー

製品番号	$V_R$ (V)	$I_{AVE}$ (A)	1Aでの $V_F$ (mV)	2Aでの $V_F$ (mV)
On Semiconductor MBRM120E MBRM140	20 40	1 1	530 550	595
Diodes Inc. B120 B130 B220 B230 DFLS240L	20 30 20 30 40	1 1 2 2 2	500 500	500 500 500
International Rectifier 10BQ030 20BQ030	30 30	1 2	420	470 470

### 高電圧レギュレータの出力コンデンサの選択

高電圧レギュレータの出力コンデンサには2つの基本的な機能があります。出力コンデンサは、インダクタとともに、スイッチ・ピンで発生する方形波をフィルタで除去してDC出力を生成します。この機能では出力コンデンサが出力リップルを決定するので、スイッチング周波数でのインピーダンスが低いことが重要です。2番目の機能は、トランジェント負荷を満たしてLTC4090/LTC4090-5の制御ループを安定させるためにエネルギーを蓄えることです。セラミック・コンデンサの等価直列

抵抗(ESR)は非常に小さいため、最良のリップル性能が得られます。出発点としては、次の値が適当です。

$$C_{OUT} = \frac{100}{V_{OUT} f_{SW}}$$

ここで、 $f_{SW}$ の単位はMHz、 $C_{OUT}$ は $\mu F$ 単位の推奨出力容量です。X5RまたはX7Rのタイプを使用してください。この選択により、出力リップルが小さくなり、トランジェント応答が良くなります。ループ帯域幅を保つように補償回路網も調整されていると、値の大きいコンデンサを使用してトランジェント性能を改善することができます。スペースとコストを節約するため、より小さな値の出力コンデンサを使うこともできますが、トランジェント性能が低下します。該当する補償回路網を選択するには、「高電圧レギュレータの周波数補償」のセクションを参照してください。

コンデンサを選択するときは、データシートを注意深く調べて、動作条件(加えられる電圧や温度)での実際の容量を確認してください。物理的に大きなコンデンサまたは電圧定格が高いコンデンサが必要なことがあります。高性能のタンタル・コンデンサまたは電解コンデンサを出力コンデンサとして使用できます。ESRが小さいことが重要なので、スイッチング・レギュレータでの使用を目的としたものを選択します。ESRはメーカーが規定するものですが、 $0.05\Omega$ 以下のものにしてください。このようなコンデンサはセラミック・コンデンサより外形が大きく、容量も大きくなります。ESRを小さくするにはコンデンサの外形を大きくする必要があります。

### セラミック・コンデンサ

セラミック・コンデンサは小さく堅牢で、ESRが非常に小さいコンデンサです。ただし、セラミック・コンデンサには圧電特性があるため、高電圧のスイッチング・レギュレータに使用すると問題を生じることがあります。Burst Mode動作のとき、LTC4090/LTC4090-5のスイッチング周波数は負荷電流に依存し、非常に軽い負荷ではLTC4090/LTC4090-5はセラミック・コンデンサを可聴周波数で励起し、可聴ノイズを発生することがあります。LTC4090/LTC4090-5はBurst Mode動作では低い電流制限値で動作するので、通常は非常に静かでノイズが気になることはありません。これが許容できない場合は、高性能のタンタル・コンデンサまたは電解コンデンサを出力に使用してください。

## アプリケーション情報

### 高電圧レギュレータの周波数補償

LTC4090/LTC4090-5 高電圧レギュレータは電流モード制御を使用して出力を安定化します。これにより、ループ補償が簡素化されます。特に、高電圧レギュレータは安定性確保のために出力コンデンサの ESR を必要とはしていないため、セラミック・コンデンサを自由に使用して出力リップルを下げ、回路サイズを小さくすることができます。周波数補償は、図 1 に示すように、 $V_C$  ピンに接続されている部品によって得られます。通常は、グラウンドに直列に接続したコンデンサ ( $C_C$ ) と抵抗 ( $R_C$ ) を使用します。さらに、小さい値のコンデンサを並列に接続することもできます。このコンデンサ ( $C_F$ ) はループ補償回路の一部ではありませんが、スイッチング周波数のノイズをフィルタで除去するのに使用され、位相進みコンデンサを使用している場合または出力コンデンサの ESR が大きい場合にのみ必要です。

ループ補償により安定性とトランジェント性能が決まります。補償回路網の設計は少々複雑で、最適値はアプリケーションにより異なり、特に出力コンデンサのタイプに依存します。表紙の回路図から始めて補償回路網を調整し、性能を最適化するのが実践的な手法です。次に、負荷電流、入力電圧、温度などすべての動作条件にわたって安定性をチェックします。LTC1375 のデータシートには、ループ補償のさらに詳細な説明が記載されており、トランジェント負荷を使用した安定性のテスト方法が説明されています。負荷電流を 500mA から 1500mA に急増し、その後 500mA に戻した場合のトランジェント応答を図 5 に示します。

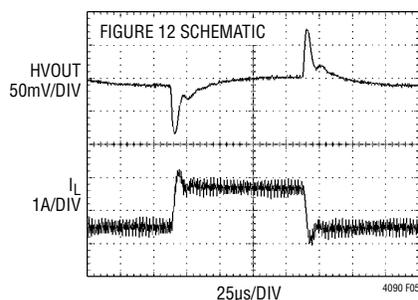


図5. 負荷電流を500mAから1500mAに階段状に変化させたときの、出力コンデンサが異なるLTC4090高電圧レギュレータの表紙のアプリケーションの負荷トランジェント応答

### 低リップルのBurst Mode動作とパルス・スキップ・モード

LTC4090/LTC4090-5は低リップルのBurst Mode動作またはパルス・スキップ・モードのどちらでも動作可能で、モードはSYNCピンを使用して選択します。低リップルのBurst Mode動作にする場合はSYNCピンを $V_{SYNC,L}$  (標準0.5V)より低い電圧に接続し、パルス・スキップ・モードにする場合は $V_{SYNC,H}$  (標準0.8V)より高い電圧に接続します。

軽負荷での効率を向上させるため、LTC4090/LTC4090-5は低リップルのBurst Modeで動作し、入力静止電流を最小限に抑えながら、出力コンデンサを適切な電圧に充電された状態に保ちます。LTC4090/LTC4090-5はBurst Mode動作の間1サイクルのバースト電流を出力コンデンサに供給し、それに続くスリープ期間には出力コンデンサから出力電力が負荷に供給されます。LTC4090/LTC4090-5は単一の低電流パルスで電力を出力に供給するので、標準的アプリケーションでは出力リップルが15mV未満に保たれます。負荷電流が無負荷状態に向かって減少するにつれ、高電圧レギュレータがスリープ・モードで動作する時間の割合が増加し、平均入力電流が大きく減少するので非常に低い負荷でも効率が高くなります。図6を参照してください。

高い出力負荷(表紙のアプリケーションでは70mA以上)では、LTC4090/LTC4090-5は $R_T$ 抵抗でプログラムされた周波数で動作し、標準的PWMモードで動作します。PWMと低リップルBurst Mode動作の間の移行は継ぎ目がなく、出力電圧を乱しません。

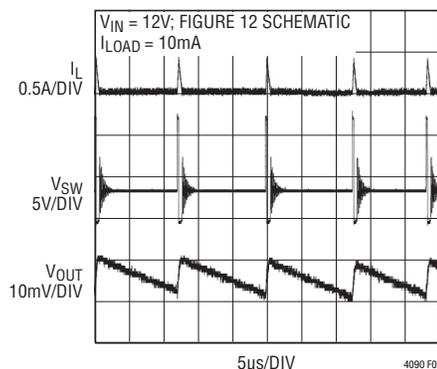


図6. 高電圧レギュレータのBurst Mode動作

## アプリケーション情報

静止電流を少なくする必要がない場合、LTC4090/LTC4090-5はパルス・スキップ・モードで動作できます。このモードの利点は、LTC4090/LTC4090-5がBurst Mode動作の場合よりも低い出力負荷電流で最大周波数の標準PWM動作に移行することです。表紙のアプリケーション回路は、出力負荷が約60mAより大きい場合、最大周波数でスイッチング動作を行います。

### BOOSTピンに関する検討事項

コンデンサC2(「ブロック図」参照)と内部ダイオードは、入力電圧より高い昇圧電圧を発生させるために使用されます。ほとんどの場合、0.47 $\mu$ Fのコンデンサで問題なく動作します。正常に動作させるには、BOOSTピンはSWピンより2.3V以上電圧を高くする必要があります。

### 高電圧レギュレータのソフトスタート

HVENピンを使用してLTC4090/LTC4090-5の高電圧レギュレータのソフトスタートを実行し、起動時の最大入力電流を減少させることができます。HVENピンは外付けのRCフィルタによって駆動され、このピンに電圧ランプが発生しますソフトスタート回路を使用した場合の起動波形とシャットダウン波形を図7に示します。大きなRC時定数を選択することにより、出力を安定化し、オーバーシュートを発生させずに済むのに必要な電流まで起動時のピーク電流を減らすことができます。HVENピンの電圧が2.3Vに達したときに抵抗から20 $\mu$ Aを供給できるように抵抗の値を選択してください。

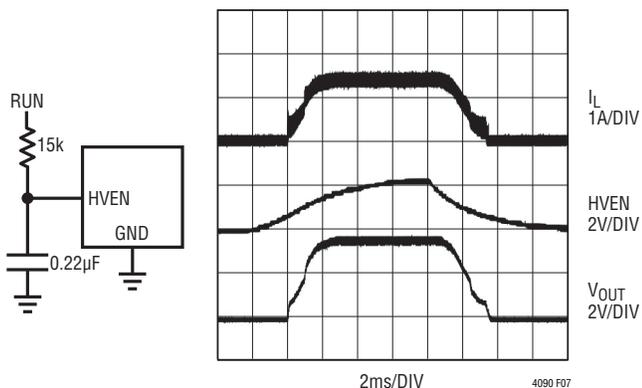


図7. 高電圧レギュレータのソフトスタートを実現するため、抵抗とコンデンサをHVENピンに追加

### 同期とモード

SYNCピンを使用すると、高電圧レギュレータを外部クロックに同期させることができます。

デューティ・サイクルが20%～80%の方形波をSYNCピンに接続することにより、LTC4090/LTC4090-5の内部発振器を外部周波数に同期させることができます。方形波の振幅は、谷が0.3Vより低くピークが0.8Vより高くなる(最大6V)ようにしてください。高電圧レギュレータは300kHz～2MHzの範囲にわたって同期させることができます。R<sub>T</sub>抵抗を選択するときは、LTC4090/LTC4090-5が外部の同期周波数より25%低い周波数で発振して、十分なスロープ補償が得られるようにしてください。同期している間、高電圧レギュレータはクロックの立ち上がりエッジでパワー・スイッチをオンします。起動時、短絡時、過負荷状態時などパワーグッド(PG)出力が“L”のとき、LTC4090/LTC4090-5は同期機能をディスエーブルします。同期が必要ない場合は、SYNCピンを接地してください。

### 代替りのNTCサーミスタとバイアス

片側が接地されたサーミスタとバイアス抵抗をNTCピンに接続すると、LTC4090/LTC4090-5は温度で制限された充電を行います(図8参照)。サーミスタの室温抵抗値(R<sub>25C</sub>)に等しい値のバイアス抵抗を使用することにより、高温と低温のしきい値がそれぞれ約50°Cと0°Cにあらかじめ設定されます(Vishayの曲線2のサーミスタを想定)。

高温と低温のしきい値はバイアス抵抗の値を変えるか、または2本目の調整抵抗を回路に追加することによって調整できます。バイアス抵抗だけを調整すると、高温または低温のいずれかのしきい値を変更できますが、両方を変更することはできません。他方の作動点はサーミスタの特性によって決まります。調整抵抗に加えてバイアス抵抗を使用すると、高温しきい値と低温しきい値の差を縮めることはできないという制約はありますが、高温と低温の作動点を個別に設定できます。各手法の例を下に示します。

NTCサーミスタには、抵抗-温度変換表で規定される温度特性があります。次の例で使用されるVishay-DaleのサーミスタNTHS0603N02N1002Jは、公称値が10kで、Vishayの曲線2の抵抗-温度特性に従います。LTC4090/LTC4090-5の作動点は、抵抗-温度特性がVishay Dale社のR-T曲線2に従うサーミスタで動作するように設計されました。Vishay NTHS0603N02N1002Jは、そうしたサーミスタの一例です。ただしVishay Dale社には、R-T曲線2の特性に従うさまざまなサイズのサーミスタ製品が多数用意されています。さらに、

## アプリケーション情報

$r_{COLD}$  と  $r_{HOT}$  の比が約 7.0 のサーミスタもすべて動作します (Vishay Dale 社の R-T 曲線 2 は  $2.815/0.409 = 6.89$  という比を示しています)。

以下の説明では、次の表記を使用します。

$R_{25C}$  = 25°C でのサーミスタの値

$R_{NTC|COLD}$  = 低温作動点でのサーミスタの値

$R_{NTC|HOT}$  = 高温作動点でのサーミスタの値

$r_{COLD}$  =  $R_{NTC|COLD}$  と  $R_{25C}$  の比

$r_{HOT}$  =  $R_{NTC|HOT}$  と  $R_{25C}$  の比

$R_{NOM}$  = サーミスタの初期バイアス抵抗 (図 8 を参照)

$R_1$  = オプションの温度範囲調整抵抗 (図 9 を参照)

LTC4090/LTC4090-5 の温度条件の作動点は、高温しきい値の場合は  $0.29 \cdot V_{NTC}$  に、低温しきい値の場合は  $0.74 \cdot V_{NTC}$  に内部で設定されます。

したがって、高温作動点は次の場合に設定されます。

$$\frac{R_{NTC|HOT}}{R_{NOM} + R_{NTC|HOT}} \cdot V_{NTC} = 0.29 \cdot V_{NTC}$$

また、低温作動点は次の場合に設定されます。

$$\frac{R_{NTC|COLD}}{R_{NOM} + R_{NTC|COLD}} \cdot V_{NTC} = 0.74 \cdot V_{NTC}$$

これらの式を解いて  $R_{NTC|COLD}$  と  $R_{NTC|HOT}$  を求めると、次のようになります。

$$R_{NTC|HOT} = 0.409 \cdot R_{NOM}$$

および

$$R_{NTC|COLD} = 2.815 \cdot R_{NOM}$$

$R_{NOM}$  を  $R_{25C}$  に等しい値に設定すると、上の式から  $r_{HOT} = 0.409$  および  $r_{COLD} = 2.815$  となります。これらの比率を Vishay の抵抗-温度曲線 2 のグラフに当てはめると、高温作動点として約 50°C、低温作動点として約 0°C が得られます。高温作動点と低温作動点の差は約 50°C です。

$R_{25C}$  と値の異なるバイアス抵抗 ( $R_{NOM}$ ) を使用することにより、高温作動点と低温作動点をどちらの方向にも移動させることができます。サーミスタの非直線的振る舞いにより、温度スパンはある程度変化します。次の式を使用してバイアス抵抗の新たな値を容易に算出できます。

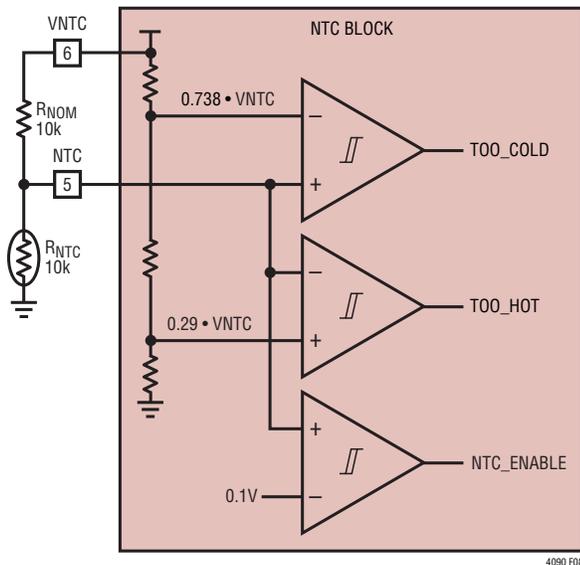


図 8. 標準的な NTC サーミスタ回路

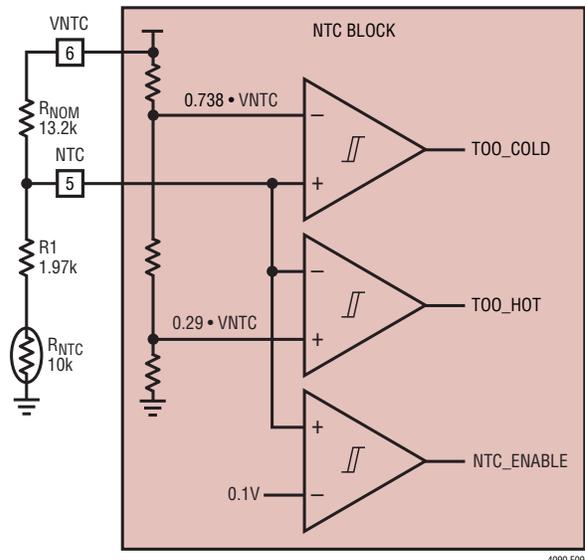


図 9. バイアス抵抗を追加した NTC サーミスタ回路

## アプリケーション情報

$$R_{\text{NOM}} = \frac{r_{\text{HOT}}}{0.409} \cdot R_{25\text{C}}$$

$$R_{\text{NOM}} = \frac{r_{\text{COLD}}}{2.815} \cdot R_{25\text{C}}$$

ここで、 $r_{\text{HOT}}$  および  $r_{\text{COLD}}$  は、所望の高温作動点および低温作動点での抵抗の比率です。これらの式は関連していることに注意してください。したがって、2つの作動点の片方だけを選択することが可能で、他方はデバイスに組み込まれているデフォルトの比によって決まります。40°Cの高温作動点が望ましい例を検討します。

Vishayの曲線2のR-T特性から、40°Cでの $r_{\text{HOT}}$ は0.5758になります。上の式を使用して、 $R_{\text{NOM}}$ は14.0kに設定されます。この $R_{\text{NOM}}$ の値では、低温作動点は約-7°Cになります。スパンは前述の50°Cではなく47°Cになることに注目してください。これは、絶対温度が低下するにつれてサーミスタの温度利得が増加するからです。

図9に示すように、バイアス抵抗を追加することによって、高温と低温の作動点を個別に設定できます。次の式を使用して、 $R_{\text{NOM}}$ と $R_1$ の値を算出できます。

$$R_{\text{NOM}} = \frac{r_{\text{COLD}} - r_{\text{HOT}}}{2.815} \cdot R_{25\text{C}}$$

$$R_1 = 0.409 \cdot R_{\text{NOM}} - r_{\text{HOT}} \cdot R_{25\text{C}}$$

たとえば、Vishayの曲線2のサーミスタで作動点を-5°Cと55°Cに設定するには、次のように選択します。

$$R_{\text{NOM}} = \frac{3.532 - 0.3467}{2.815 - 0.409} \cdot 10\text{k} = 13.2\text{k}$$

1%精度の抵抗で最も近い値は13.3kです。

$$R_1 = 0.409 \cdot 13.3\text{k} - 0.3467 \cdot 10\text{k} = 1.97\text{k}$$

1%精度の抵抗で最も近い値は1.96kです。最終的なソリューションは図9に示されており、高温の作動点は55°C、低温の作動点は-5°Cになります。

### 電力損失と高温に関する検討事項

LTC4090/LTC4090-5のダイ温度は最大定格の110°Cより低くする必要があります。これは周囲温度が85°Cより高くない限り、通常は心配ありません。LTC4090/LTC4090-5内

部での全消費電力は、入力電圧(INまたはHVIN)、バッテリー電圧、充電電流設定値、入力電流制限設定値、負荷電流など、多くの要因に依存します。

一般に、LTC4090/LTC4090-5の電力をINピンから供給する場合、電力損失は次のように計算できます。

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

ここで $P_D$ は消費した電力、 $I_{\text{BAT}}$ はバッテリー充電電流、および $I_{\text{OUT}}$ はアプリケーションの負荷電流です。標準的なアプリケーションでは、この計算の例は次のようになります。

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

この例では、 $V_{\text{IN}} = 5\text{V}$ 、 $V_{\text{OUT}} = 4.75\text{V}$ 、 $V_{\text{BAT}} = 3.7\text{V}$ 、 $I_{\text{BAT}} = 400\text{mA}$ 、および $I_{\text{OUT}} = 100\text{mA}$ と仮定しており、全損失が0.5Wをわずかに超えるという結果になります。

LTC4090の電力をHVINピンから供給する場合、電力損失は、効率の測定結果からレギュレータの電力損失を計算し、その結果からキャッチ・ダイオードの損失を減じることによって概算できます。

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

ここで $\eta$ は高電圧レギュレータの効率であり、 $V_D$ は $I = I_{\text{BAT}} + I_{\text{OUT}}$ でのキャッチ・ダイオードの順方向電圧です。最初の項は $V_{\text{HVIN}}$ を $V_{\text{HVOUT}}$ に変換するときの電力損失に対応し、2番目の項ではキャッチ・ダイオードの損失を減算し、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。標準的なアプリケーションでは、この計算の例は次のようになります。

$$P_D = (1 - 0.87) \cdot [4\text{V} \cdot (1\text{A} + 0.6\text{A})] - 0.4\text{V} \cdot \left( 1 - \frac{4\text{V}}{12\text{V}} \right) \cdot (1\text{A} + 0.6\text{A}) + 0.3\text{V} \cdot 1\text{A} = 0.7\text{W}$$

この例では、効率87%、 $V_{\text{HVIN}} = 12\text{V}$ 、 $V_{\text{BAT}} = 3.7\text{V}$  ( $V_{\text{HVOUT}}$ は約4V)、 $I_{\text{BAT}} = 1\text{A}$ 、 $I_{\text{OUT}} = 600\text{mA}$ と仮定しており、全損失は約0.7Wという結果になります。LTC4090-5の電力をHVINピンから供給する場合、電力損失は、効率の測定結果からレギュレータの電力損失を計算し、その結果からキャッチ・ダイオードの損失を減じることによって概算できます。

## アプリケーション情報

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

この式と LTC4090 の式との違いは最後の項で、これはバッテリー・チャージャでの電力損失を表しています。標準的なアプリケーションでは、この計算の例は次のようになります。

$$P_D = (1-0.87) \cdot (5V \cdot (1A + 0.6A)) - 0.4V \cdot \left(1 - \frac{5V}{12V}\right) \cdot (1A + 0.6A) + (5V - 3.7V) \cdot 1A = 1.97W$$

LTC4090 の例と同様に、この例では効率 87%、 $V_{HVIN} = 12V$ 、 $V_{BAT} = 3.7V$ 、 $I_{BAT} = 1A$ 、および  $I_{OUT} = 600mA$  と仮定しているので、全電力損失は約 2W になります。

パッケージの露出裏面をグランド・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・ビアを使用して、下にある他の銅層に接続してください。これらの層は、LTC4090/LTC4090-5 が発生する熱を放散します。追加のビアはキャッチ・ダイオードの近くに配置してください。最上層と最下層の銅を増やして、これらの銅と内部プレーンをビアで接続すると、熱抵抗をさらに小さくすることができます。これらの対策により、ダイ(つまり接合部)から周囲雰囲気までの熱抵抗を  $\theta_{JA} = 40^\circ C/W$  に減らすことができます。

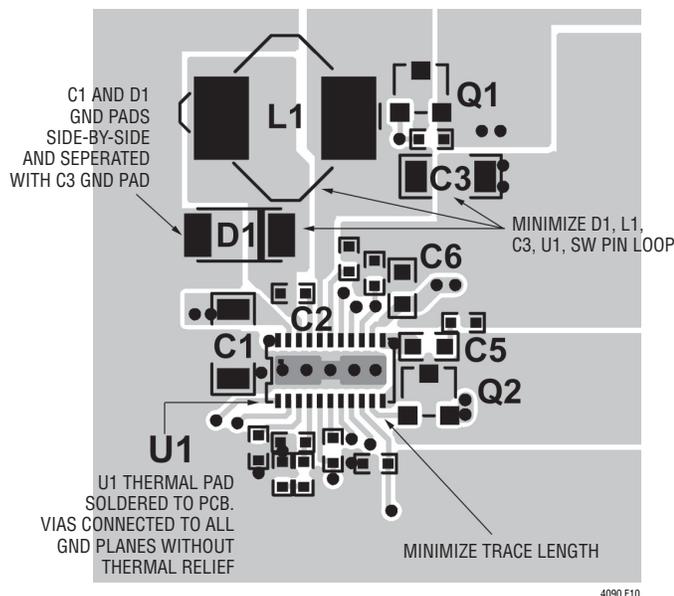


図 10. 推奨の基板レイアウト

## 基板レイアウトに関する検討事項

前のセクションで説明したように、LTC4090/LTC4090-5 のパッケージ裏面の露出した金属パッドを PC 基板のグランドに半田付けすることが肝要です。さらに、動作を正常にして EMI を最小にするには、プリント回路基板 (PCB) のレイアウトを慎重に行うことが必要です。パワー・スイッチ (HVIN ピンと SW ピンの間)、キャッチ・ダイオード、および HVIN ピンの入力コンデンサに大量の切り替え電流が流れることに注意してください。これらの部品に加えて、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、その層で接続を行うようにしてください。これらの部品の下には切れ目のないローカル・グランド・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てください。

さらに、SW ノードと BOOST ノードはできるだけ小さくしてください。推奨部品の配置と、トレースおよびビアの位置を図 10 に示します。

LTC4090/LTC4090-5 の高電圧入力電流のような高周波電流は、基板上面の入力経路直下にある鏡像復路上のグランド・プレーンに沿って流れる傾向があります。グランド・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辺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の経路を通って流ることができないと、過度の電圧が発生して放射妨害が起こります。図 11 を参照してください。

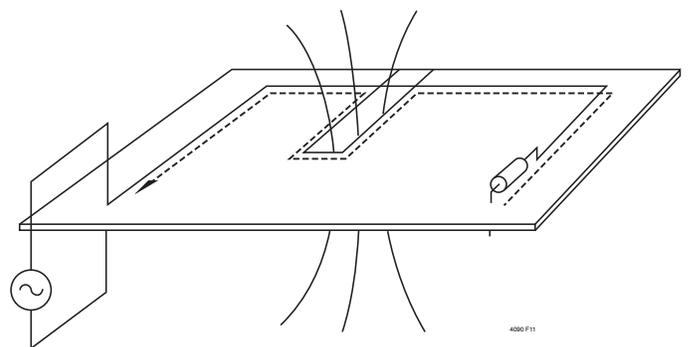


図 11. グランド電流はその入射経路を高速で追跡する。グランド・プレーンの切れ込みにより高電圧が生じ、電磁放射が増す。

## アプリケーション情報

### INとHVINのバイパス・コンデンサ

入力バイパスには多くの種類のコンデンサを使用できますが、多層セラミック・コンデンサの使用には注意が必要です。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通電状態の電源に接続する場合など) 起動条件によっては高電圧のトランジェント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線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、リード線が長すぎると、BATとGNDの間に1 $\mu$ F以上のバイパス・コンデンサが必要になるのに十分な直列インダクタンスが追加される場合があります。さらに、バッテリーが取り外されているときのリップル電圧を低く抑えるため、BATとGNDの間に4.7 $\mu$ Fのコンデンサと0.2 $\Omega$ ~1 $\Omega$ の直列抵抗を接続することを推奨します。

## 標準的応用例

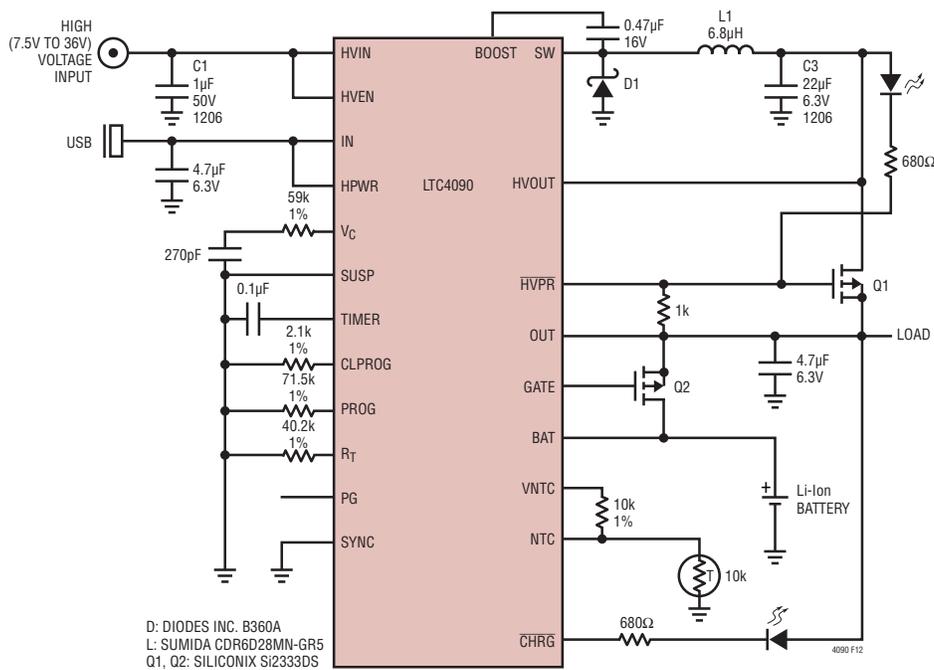


図 12. スイッチング周波数: 800kHz

## 標準的応用例

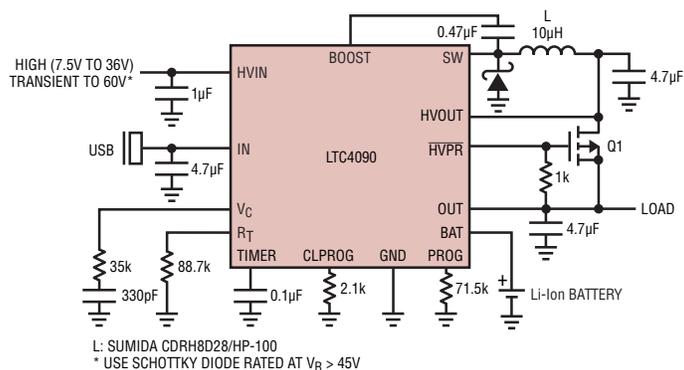


図 13. スイッチング周波数: 400kHz

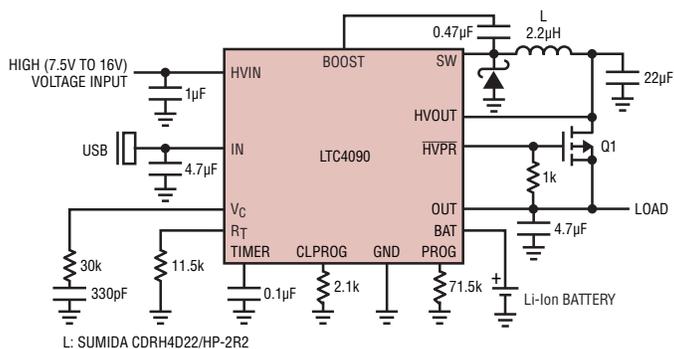


図 14. スイッチング周波数: 2MHz



## 改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
D	03/15	ブロック図のコンパレータ接続を訂正	11

# LTC4090/LTC4090-5

## 関連製品

製品番号	説明	注釈
<b>バッテリー・チャージャ</b>		
LTC1733	モノリシック・リチウムイオン・リニア・バッテリー・チャージャ	プログラマブル・タイマ装備、最大充電電流 1.5A のスタンドアロン型チャージャ
LTC1734	リチウムイオン・リニア・バッテリー・チャージャ (ThinSOT™パッケージ)	ブロッキング・ダイオード、センス抵抗不要の簡単な ThinSOT パッケージのチャージャ
LTC4002	スイッチ・モード・リチウムイオン・バッテリー・チャージャ	スタンドアロン型、 $4.7V \leq V_{IN} \leq 24V$ 、周波数: 500kHz、充電終了時間: 3時間
LTC4053	USB 互換モノリシック・リチウムイオン・バッテリー・チャージャ	プログラマブル・タイマ装備、最大充電電流 1.25A のスタンドアロン型チャージャ
LTC4054	パス・トランジスタ内蔵のスタンドアロン型リニア・リチウムイオン・バッテリー・チャージャ (ThinSOT パッケージ)	温度レギュレーションによる過熱保護、C/10 充電終了検出、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、温度レギュレーション、ThinSOT パッケージ
LTC4058	スタンドアロン型 950mA リチウムイオン・バッテリー・チャージャ (DFN パッケージ)	C/10 充電終了検出、バッテリーのケルビン検出、充電精度: $\pm 7\%$
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、温度レギュレーション、充電電流モニタ出力
LTC4065/ LTC4065A	スタンドアロン型リチウムイオン・バッテリー・チャージャ (2mm×2mm DFN パッケージ)	フロート電圧: $4.2V \pm 0.6\%$ 、充電電流: 最大 750mA、2mm×2mm DFN パッケージ、「A」バージョンには ACPR 機能あり
LTC4095	スタンドアロン型 USB リチウムイオン/ポリマー・バッテリー・チャージャ (2mm×2mm DFN パッケージ)	充電電流: 950mA、タイマ終了 + C/10 検出出力、0.6% 精度のフロート電圧: 4.2V、4つの CHRГ ビン・インジケータ状態
<b>パワーマネージメント</b>		
LTC3406/ LTC3406A	600mA ( $I_{OUT}$ )、1.5MHz 同期整流式降圧 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 同期整流式降圧 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 同期整流式昇降圧 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・チャージャを備えたデュアル DC/DC コンバータ	電源間の継ぎ目のない移行: USB、AC アダプタおよびバッテリー、効率が 95% 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、温度レギュレーション、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、温度レギュレーション、50mΩ の理想ダイオード、4mm×4mm QFN-24 パッケージ
LTC4067	過電圧保護回路内蔵の USB パワー・コントローラ、理想ダイオード、およびリチウムイオン・バッテリー・チャージャ	13V 過電圧トランジェント保護、温度レギュレーション、200mΩ 理想ダイオード (50mΩ 未満のオプションあり)、4mm×3mm DFN-14 パッケージ
LTC4085	理想ダイオード・コントローラおよびリチウムイオン・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、温度レギュレーション、200mΩ の理想ダイオード (50mΩ 未満のオプションあり)、4mm×3mm DFN-14 パッケージ
LTC4089/ LTC4089-5	理想ダイオード・コントローラおよび高効率リチウムイオン・バッテリー・チャージャ付き USB パワーマネージャ	6V ~ 36V (最大 40V) 入力の高効率 1.2A 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、温度レギュレーション、200mΩ の理想ダイオード (50mΩ 未満のオプションあり) Bat-Track 適応出力制御 (LTC4089)、5V 固定出力 (LTC4089-5)、6mm×3mm DFN-22 パッケージ
LTC4411/ LTC4412	低損失 PowerPath コントローラ、ThinSOT パッケージ	DC 電源間の自動切り替え、負荷分担、OR 接続ダイオードの代替
LTC4412HV	高電圧 PowerPath コントローラ (ThinSOT パッケージ)	$V_{IN}: 3V \sim 36V$ 、ダイオード OR 接続より高効率、DC 電源間の自動切り替え、簡略化された負荷分担、ThinSOT パッケージ

4090fd