

## 55V 昇降圧 マルチケミストリ・ バッテリー・チャージャ

### 特長

- 広い電圧範囲: 入力4.5V~55V、出力は最大55V (絶対最大定格は60V)
- 同期整流式昇降圧DC/DCコントローラ
- リチウムイオン・バッテリーおよび鉛蓄電池の充電アルゴリズム
- フロート電圧精度:  $\pm 0.5\%$
- 充電電流精度:  $\pm 5\%$
- 瞬時オン動作による深く放電したバッテリーへの対応
- 理想ダイオード・コントローラにより、入力電力が制限されているときに低損失のPowerPathを実現
- 入力電圧レギュレーションにより高インピーダンスの入力電源に対応し太陽電池パネルのピーク電力動作が可能
- 保護および終了用のタイマ内蔵
- 自動リセット付きの不良バッテリー検出
- NTC入力による温度制限充電
- オープンコレクタの2進化状態ピン
- 高さの低い(0.75mm)5mm×7mmの38ピンQFNパッケージ

### アプリケーション

- 携帯型の産業用機器および医療機器
- 太陽電池駆動システム
- 軍事通信機器
- 12V~24Vの自動車用組み込みシステム

### 概要

LTC<sup>®</sup>4020は、PowerPath™瞬時オン動作と高効率のバッテリー充電を広い電圧範囲で実現する高電圧パワー・マネージャです。内蔵の昇降圧DC/DCコントローラは、入力電圧より高い、低い、または等しいバッテリー電圧またはシステム電圧で動作します。

LTC4020は、負荷のばらつき、バッテリーの充電要件、および入力電源の制限に応じて、バッテリーとコンバータ出力間の電力配分を継ぎ目なく管理します。

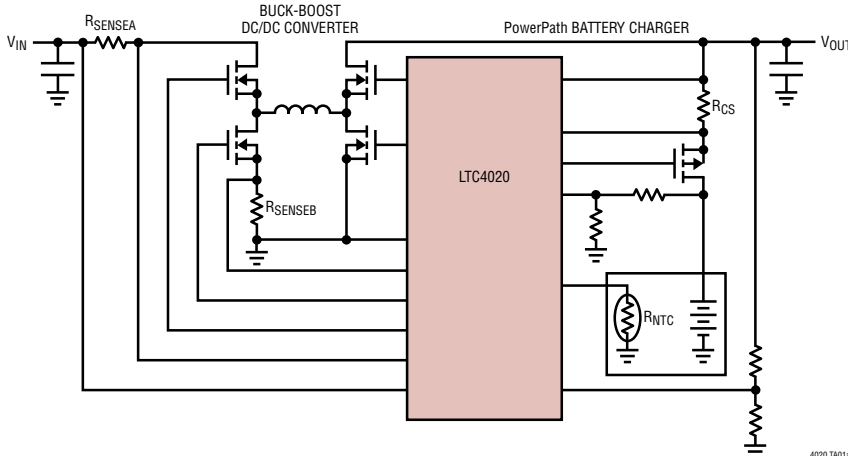
LTC4020バッテリー・チャージャは、定電流/定電圧充電アルゴリズム(CC/CV)、定電流充電(CC)、または最適化された4ステップ、3ステージの鉛蓄電池充電プロファイルによる充電を実現できます。コンバータ電流とバッテリー充電電流の最大値は抵抗で設定可能です。

このデバイスの瞬時オン動作により、完全に放電したバッテリーの場合でもシステム負荷の電力を確保できます。その他の安全機能には、深く放電したバッテリーのプリコンディショニングや、終了および保護用の内蔵タイマがあります。

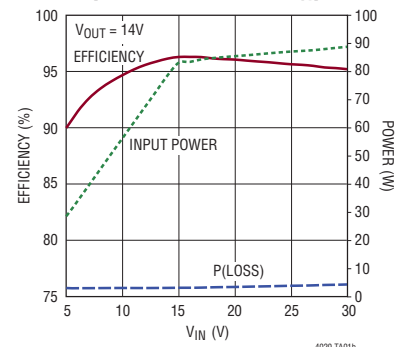
LT、LT、LTC、LTM、Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。PowerPathはリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。7583113および8405362を含む米国特許によって保護されています。

### 標準的応用例

入力電圧4.5V~55V、最大出力電圧55Vの、PowerPathバッテリー・チャージャを備えた昇降圧DC/DCコンバータ・コントローラ



5V~30V、6セル鉛蓄電池電源/チャージャ  
最大電力効率とV<sub>IN</sub>  
(37ページの応用回路)



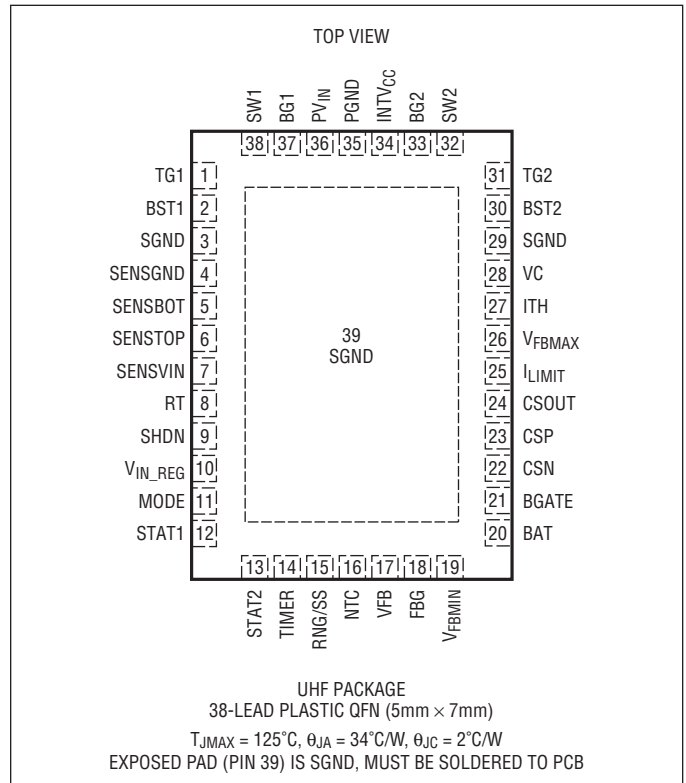
# LTC4020

## 絶対最大定格

(Note 1)

|  |               |
|--|---------------|
| PV <sub>IN</sub> , SENSVIN.....  | -0.3 ~ 60V    |
| BST1, BST2 .....   | -0.3 ~ 66V    |
| SW1, SW2.....  | -2 ~ 60V      |
| SENSVIN – PV <sub>IN</sub> .....   | -0.3 ~ 60V    |
| BST1 – SW1, BST2 – SW2 .....   | -0.3 ~ 6V     |
| SENSVIN – SENSTOP, SENSBOT –   |               |
| SENSGND .....  | -0.3 ~ 0.3V   |
| CSP, CSN .....   | -0.3 ~ 60V    |
| CSP – CSN.....   | -0.3 ~ 0.3V   |
| STAT1, STAT2, SHDN .....   | -0.3 ~ 60V    |
| V <sub>FB</sub> MAX, V <sub>IN</sub> REG, V <sub>FB</sub> , V <sub>FB</sub> MIN, BAT, FBG..... | -0.3 ~ 60V    |
| MODE.....  | -0.3 ~ 6V     |
| 状態ピンの電流:   |               |
| STAT1, STAT2 .....   | 5mA           |
| 動作接合部温度範囲 (Note 2) .....   | -40°C ~ 125°C |
| 保存温度範囲.....  | -65°C ~ 150°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          |
|-----------------|-------------------|----------|--------------------------|---------------|
| LTC4020EUHF#PBF | LTC4020EUHF#TRPBF | 4020     | 38ピン(5mm × 7mm)プラスチックQFN | -40°C ~ 125°C |
| LTC4020IUHF#PBF | LTC4020IUHF#TRPBF | 4020     | 38ピン(5mm × 7mm)プラスチックQFN | -40°C ~ 125°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。\* 温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

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 ●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外はT<sub>A</sub> = 25°Cの値 (Note 2)。

PV<sub>IN</sub> = SENSVIN = CSP = CSN = BAT = 20V, SHDN = 2V, C(TG1, BG1, TG2, BG2) = 1000pF, V<sub>RNG/SS</sub> = 2V。

| SYMBOL          | PARAMETER  | CONDITIONS                               |   | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|-----------------|--|--|---|-----|-----|-----|-------|
| 昇降圧スイッチング・コンバータ |  |  |   |     |     |     |       |
| V <sub>IN</sub> | Operating Voltage Range  | PV <sub>IN</sub> ; SENSVIN               | ● | 4.5 |     | 55  | V     |
| UVLO            | V <sub>IN</sub> Supply UVLO (Rising)<br>V <sub>IN</sub> Supply UVLO Hysteresis | DC/DC Functions Enabled                  | ● | 3.6 | 4.0 | 4.4 | V     |
|                 |  | V <sub>IN</sub> Falling                  |   |     | 0.4 |     | V     |
|                 | SENSVIN Supply UVLO (Rising)<br>SENSVIN UVLO Hysteresis                        | INTV <sub>CC</sub> Enabled               |   |     | 3.4 |     | V     |
|                 |  | SENSVIN Falling                          |   |     | 0.3 |     | V     |
|                 | BST Supplies UVLO (Rising)<br>BST Supplies UVLO Hysteresis                     | BST1 – SW1; BST2 – SW2;<br>SW1, SW2 = 0V | ● | 3.0 | 3.3 | 3.8 | V     |
|                 |  |  |   |     | 0.4 |     | V     |

4020fb

**電気的特性** ●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  の値 (Note 2)。

$PV_{IN} = SENS_{VIN} = CSP = CSN = BAT = 20\text{V}$ 、 $SHDN = 2\text{V}$ 、 $C(TG1, BG1, TG2, BG2) = 1000\text{pF}$ 、 $V_{RNG/SS} = 2\text{V}$ 。

| SYMBOL               | PARAMETER  | CONDITIONS  |   | MIN   | TYP               | MAX   | UNITS             |
|----------------------|--|---|---|-------|-------------------|-------|-------------------|
| INTV <sub>CC</sub>   | Boost Refresh Supply Voltage                           | $I_{LOAD} = 5\text{mA}$   | ● | 4.85  | 5.0               | 5.15  | V                 |
|                      | Boost Refresh Supply Dropout                           | $PV_{IN} = 4.5\text{V}$ ; $I_{INTVCC} = 5\text{mA}$                       |   |       | 4.46              |       | V                 |
|                      | Boost Refresh Supply Short-Circuit Current Limit       | $V_{INTVCC} = 0\text{V}$  | ● | 85    | 150               |       | mA                |
| I <sub>PVIN</sub>    | $PV_{IN}$ Operating Current                            | Note 3; $I_{TH} = 0\text{V}$  | ● |       | 1.6               | 3     | mA                |
|                      | Shutdown Current                                       | $V_{SHDN} = 0$  | ● |       | 3                 | 6     | μA                |
| I <sub>SENSVIN</sub> | SENSEVIN Operating Current                             |   | ● |       | 0.25              | 0.5   | mA                |
|                      | Shutdown Current                                       | $V_{SHDN} = 0$  | ● |       | 25                | 60    | μA                |
| I <sub>SENSTOP</sub> | SENSETOP Operating Current                             |   |   |       | 32.5              |       | μA                |
|                      | Shutdown Current                                       | $V_{SHDN} = 0$  |   |       | 0.1               |       | μA                |
| V <sub>FBMAX</sub>   | DC/DC Converter Reference                              | Charging Terminated   | ● | 2.7   | 2.75              | 2.8   | V                 |
| SHDN                 | IC Enable Threshold (Rising)<br>Threshold Hysteresis   |   | ● | 1.175 | 1.225<br>100      | 1.275 | V<br>mV           |
|                      | SHDN Pin Bias Current                                  |   |   |       | 10                |       | nA                |
| V <sub>SENS</sub>    | DC/DC Converter Inductor Current Limit (Average Value) | $V_{SENSVIN} - V_{SENSTOP}$ ;<br>$V_{SENSGND} - V_{SENSEBOT}$             | ● | 45    | 50                | 60    | mV                |
|                      | Reverse Current Inhibit (Average Value)                | $V_{ITH}$ Falling (TG2 Disabled)<br>$V_{ITH}$ Rising (TG2 Enabled)        | ● | 0     | 2<br>6            |       | mV<br>mV          |
| I <sub>LIMIT</sub>   | Inductor Current Limit Programming                     | $V_{LIMIT} = 0.5\text{V}$ ; $V_{LIMIT}/V_{SENS(MAX)}$                     |   |       | 20                |       | V/V               |
|                      | I <sub>LIMIT</sub> Pin Bias Current                    |   | ● | 47.5  | 50                | 52.5  | μA                |
| ITH                  | Error Amp Current Limit                                | $V_{FBMAX} = 0$ , $V_{ITH} = 1.3\text{V}$                                 |   |       | 8                 |       | μA                |
|                      | Error Amp Transconductance                             | $V_{FBMAX} = 2.75\text{V}$ ; $V_{ITH} = 1.3\text{V}$                      |   |       | 95                |       | umho              |
| V <sub>C</sub>       | High Side Current Sense Transconductance               | $(V_{SENSVIN} - V_{SENSETOP})$ to $I_{VC}$<br>$V_C = 1.8\text{V}$         |   |       | 200               |       | umho              |
|                      | Low Side Current Sense Transconductance                | $(V_{SENSGND} - V_{SENSEBOT})$ to $I_{VC}$<br>$V_C = 1.8\text{V}$         |   |       | 200               |       | umho              |
| DC <sub>MAX</sub>    | Maximum Duty Cycle                                     | $BG2:t_{ON} \cdot f_0$  | ● | 70    | 80                |       | %                 |
| f <sub>0</sub>       | Switching Frequency                                    | $R_{RT} = 100\text{k}$<br>$R_{RT} = 50\text{k}$<br>$R_{RT} = 250\text{k}$ | ● | 235   | 250<br>500<br>100 | 265   | kHz<br>kHz<br>kHz |
| t <sub>ON</sub>      | Minimum On Time  | BG2   | ● |       | 150               | 250   | ns                |
| t <sub>OFF</sub>     | Minimum Off Time                                       | TG1   | ● |       | 300               | 500   | ns                |
| t <sub>TR</sub>      | Gate Drive Transition Time                             | TG1, BG1, TG2, BG2  |   |       | 5                 |       | ns                |
| t <sub>NOL</sub>     | Gate Drive Non-Overlap time                            | (TG1 – SW1) to BG1,<br>(TG2 – SW2) to BG2                                 |   |       | 75                |       | ns                |

# LTC4020

**電気的特性** ●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  の値 (Note 2)。

$PV_{IN} = \text{SENSVIN} = \text{CSP} = \text{CSN} = \text{BAT} = 20\text{V}$ 、 $\text{SHDN} = 2\text{V}$ 、 $\text{C}(\text{TG1}, \text{BG1}, \text{TG2}, \text{BG2}) = 1000\text{pF}$ 、 $V_{\text{RNG/SS}} = 2\text{V}$ 。

| SYMBOL                    | PARAMETER  | CONDITIONS  | MIN                         | TYP             | MAX             | UNITS           |                 |
|---------------------------|--|---|-----------------------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| <b>バッテリー・チャージャ</b>        |  |   |                             |                 |                 |                 |                 |
| $V_{\text{BAT}}$          | Charger Output Voltage Range                           |   |                             |                 | 55              | V               |                 |
| $V_{\text{FB}}$           | Float Reference  | CC/CV Charging (MODE = 0V)  | ●                           | 2.4875<br>2.475 | 2.5<br>2.525    | 2.5125<br>2.525 | V<br>V          |
|                           | Auto Recharge Voltage                                  | % of Float Reference  | ●                           | 96.5            | 97.5            | 98.5            | %               |
|                           | Precondition Threshold (Rising)                        | % of Float Reference  | ●                           | 68              | 70              | 72              | %               |
|                           | Precondition Hysteresis                                |   |                             |                 | 85              |                 | mV              |
|                           | Absorption Reference                                   | Lead-Acid Charging (MODE = INTV <sub>CC</sub> )                                       | ●                           | 2.4875<br>2.475 | 2.5<br>2.525    | 2.5125<br>2.525 | V<br>V          |
|                           | Float Reference  | % of Absorption Reference   | ●                           | 91.5            | 92.5            | 93.5            | %               |
|                           | Bulk Charge Threshold (Falling)                        | % of Absorption Reference   | ●                           | 86              | 87.5            | 89              | %               |
|                           | Precondition Threshold (Rising)                        |   | ●                           | 68              | 70              | 72              | %               |
|                           | Precondition Hysteresis                                |   |                             |                 | 85              |                 | mV              |
|                           |  | Voltage Reference   | CC Charging (MODE = - NC -) | ●               | 2.4875<br>2.475 | 2.5<br>2.525    | 2.5125<br>2.525 |
| $V_{\text{IN\_REG}}$      | Input Regulation Reference                             | % of Float (CC/CV), Safety (CC), or Absorption (LA) Reference                         | ●                           | 98              | 100             | 102             | %               |
| $V_{\text{FBMIN}}$        | Instant-On Reference                                   | % of Float (CC/CV) or Absorption (LA) Reference                                       | ●                           | 84              | 85              | 86              | %               |
|                           | C/10 Detection Enable (Rising)                         |   |                             |                 | 2.175           |                 | V               |
|                           | Hysteresis (Falling)                                   |   |                             |                 | 20              |                 | mV              |
|                           | Instant-On Charge Current Reduction Threshold          | $V_{\text{CSN}} - V_{\text{BAT}}$ ; Note 4  |                             |                 | 0.45            |                 | V               |
|                           | C/10 Detection Enable                                  | $V_{\text{CSN}} - V_{\text{BAT}}$ Falling   |                             |                 | 1.05            |                 | V               |
| C/10 Detection Hysteresis | $V_{\text{CSN}} - V_{\text{BAT}}$ Rising               |   |                             | 150             |                 | mV              |                 |
|                           | Charge Current Reduction Gain                          | $\Delta V_{\text{CS}}(\text{MAX}) / \Delta(V_{\text{CSN}} - V_{\text{BAT}})$ ; Note 4 |                             |                 | -33             |                 | mV/V            |
| $I_{\text{BATQ}}$         | Battery Bias Currents with PowerPath Switcher Disabled | $I_{\text{CSP}} + I_{\text{CSN}} + I_{\text{BAT}}$                                    | ●                           |                 | 9               | 18              | $\mu\text{A}$   |
| CSN, CSP                  | Charger Current Sense Pin Operating Bias Currents      | $I_{\text{CSP}} = I_{\text{CSN}}$ ; Charging Enabled                                  |                             |                 | 40              |                 | $\mu\text{A}$   |
|                           | Charger Current Sense Limit Voltage                    | $V_{\text{CSP}} - V_{\text{CSN}}$   | ●                           | 47.5            | 50              | 52.5            | mV              |
|                           | Charger Current Sense Termination Voltage (C/10)       | $V_{\text{CSP}} - V_{\text{CSN}}$ ; MODE = 0V   | ●                           | 3               | 5               | 7               | mV              |
|                           | Charger Current Sense Precondition Voltage             | $V_{\text{CSP}} - V_{\text{CSN}}$ ; $V_{\text{FB}} = 1.5$                             | ●                           | 1.5             | 3               | 4.5             | mV              |
|                           | Sense Input UVLO                                       | $V_{\text{CSP}}$ Rising (Charging Enabled)  | ●                           | 1.6             | 1.75            | 1.9             | V               |
| UVLO Hysteresis           | $V_{\text{CSP}}$ Falling (Charging Disabled)           |   |                             | 100             |                 | mV              |                 |
| CSOUT                     | Offset   | $V_{\text{CSP}} = V_{\text{CSN}}$   | ●                           | 0.225           | 0.25            | 0.290           | V               |
|                           | Gain   | $\Delta V_{\text{CSOUT}} / \Delta(V_{\text{CSP}} - V_{\text{CSN}})$                   | ●                           | 19              | 20              | 21              | V/V             |
| RNG/SS                    | Current Limit Programming                              | $V_{\text{RNG/SS}} = 0.5\text{V}$ ; $V_{\text{RNG/SS}}/V_{\text{CS}}(\text{MAX})$     | ●                           | 18              | 20              | 22              | V/V             |
| NTC                       | NTC Range Limit (High)                                 | $V_{\text{NTC}}$ Rising   | ●                           | 1.30            | 1.35            | 1.40            | V               |
|                           | NTC Range Limit (Low)                                  | $V_{\text{NTC}}$ Falling  | ●                           | 0.27            | 0.3             | 0.33            | V               |
|                           | NTC Range Hysteresis                                   | % of $V_{\text{NTC}}(\text{H,L})$   |                             |                 | 20              |                 | %               |
| $I_{\text{NTC}}$          | NTC Pin Bias Current                                   | $V_{\text{NTC}} = 0.8\text{V}$  | ●                           | 47.5            | 50              | 52.5            | $\mu\text{A}$   |
|                           | NTC Disable Current                                    | INTC Pin Current (Falling)  |                             |                 | 3.5             |                 | $\mu\text{A}$   |
|                           | NTC Disable Current Hysteresis                         |   |                             |                 | 2               |                 | $\mu\text{A}$   |
| $V_{\text{BGATE}}$        | Gate Clamp Voltage                                     | $V_{\text{CSN}} - V_{\text{BGATE}}$   | ●                           | 7               | 9.5             | 12              | V               |
|                           | C/10 Detection Enable (Falling)                        | $V_{\text{CSN}} < 7\text{V}$  |                             |                 | 0.425           |                 | V               |
|                           | C/10 Detection Enable Hysteresis                       |   |                             |                 | 0.125           |                 | V               |

4020fb

**電気的特性** ●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  の値 (Note 2)。

$V_{IN} = \text{SENSVIN} = \text{CSP} = \text{CSN} = \text{BAT} = 20\text{V}$ 、 $\text{SHDN} = 2\text{V}$ 、 $C(\text{TG1}, \text{BG1}, \text{TG2}, \text{BG2}) = 1000\text{pF}$ 、 $V_{\text{RNG/SS}} = 2\text{V}$ 。

| SYMBOL                | PARAMETER                        | CONDITIONS   | MIN | TYP | MAX  | UNITS         |               |
|-----------------------|----------------------------------|--|-----|-----|------|---------------|---------------|
| BGATE                 | BGATE Pull-Down Current          | Charging Enabled   |     | 15  |      | $\mu\text{A}$ |               |
|                       | BGATE Pull-Up Current            | Charging Disabled; $V_{\text{CSN}} - V_{\text{BGATE}} = 2\text{V}$                                 |     | 15  |      | $\mu\text{A}$ |               |
|                       | BGATE Standby Pull-Down Current  | $V_{\text{SHDN}} = 0\text{V}$  |     | 120 |      | $\mu\text{A}$ |               |
|                       | Ideal Diode Pull-Down Current    | Charging Disabled; $V_{\text{BAT}} - V_{\text{CSN}} = 0.5\text{V}$                                 |     | 500 |      | $\mu\text{A}$ |               |
|                       | Ideal Diode Forward Voltage      | $V_{\text{BAT}} - V_{\text{CSN}}$ ; $V_{\text{CSN}}$ Measured Through 100 $\Omega$ Series Resistor | ●   | 5   | 14   | 20            | mV            |
| TIMER                 | Timer High Threshold             |  |     | 1.5 |      | V             |               |
|                       | Timer Low Threshold              |  |     | 1.0 |      | V             |               |
|                       | C/10 Mode Threshold (Rising)     |  | ●   | 0.4 | 0.5  | 0.6           | V             |
|                       | C/10 Mode Hysteresis             |  |     | 225 |      | mV            |               |
|                       | Timer Source/Sink Current        | $V_{\text{TIMER}} = 1.25\text{V}$  | ●   | 8.5 | 10   | 11.5          | $\mu\text{A}$ |
| $V_{\text{STAT(L)}}$  | Status Pins Enabled Voltage      | $I_{\text{STAT1}} = 1\text{mA}$ ; $I_{\text{STAT2}} = 1\text{mA}$                                  | ●   |     | 0.15 | 0.4           | V             |
|                       |                                  | $I_{\text{STAT1}} = 5\text{mA}$ ; $I_{\text{STAT2}} = 5\text{mA}$                                  | ●   |     | 0.75 | 2.5           | V             |
| $I_{\text{VFBMIN}}$   | Instant-On Feedback Bias Current |  |     | 10  |      | nA            |               |
| $I_{\text{VFB}}$      | Feedback Pin Bias Current        |  |     | 10  |      | nA            |               |
| $I_{\text{VIN\_REG}}$ | Input Regulation Bias Current    |  |     | 10  |      | nA            |               |
| $I_{\text{FB\_GND}}$  | Pin current (Disabled)           | $V_{\text{SHDN}} = 0\text{V}$ ; $V_{\text{FBG}} = 55\text{V}$                                      |     | 10  |      | nA            |               |
| $R_{\text{NTC}}$      | NTC Minimum Disable Resistance   |  | ●   | 250 | 400  | k $\Omega$    |               |
| $R_{\text{FBG}}$      | FBG Resistance to SGND           | $I_{\text{FBG}} = 1\text{mA}$  | ●   |     | 20   | 50            | $\Omega$      |

**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:** LTC4020 は  $T_J$  が  $T_A$  にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされる。LTC4020E は、 $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$  の接合部温度で仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$  の動作接合部温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC4020I は  $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$  の全動作接合部温度範囲で保証されている。接合部温度 ( $T_J$ ) は、周囲温度 ( $T_A$ ) と電力損失 (PD) から、式  $T_J = T_A + (\text{PD} \cdot \theta_{\text{JA}})$  によって求められる。これらの仕様を満たす最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱抵抗および

他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。このデバイスに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  $125^\circ\text{C}$  を超える。規定された最大動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なう恐れがある。

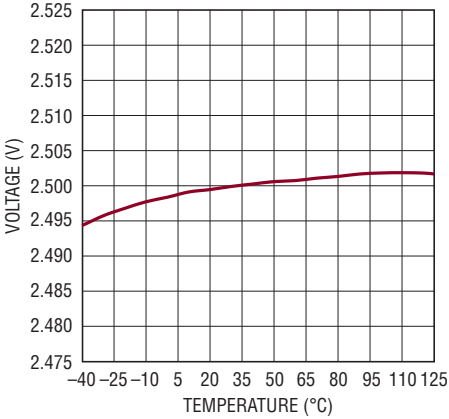
**Note 3:** ICC には、スイッチング電流は含まれない。テスト用として  $V_{\text{BST1}} = V_{\text{BST2}} = V_{\text{INTVCC}}$  および  $V_{\text{SW1}} = V_{\text{SW2}} = 0\text{V}$ 。

**Note 4:** 「標準的性能特性」を参照。

# LTC4020

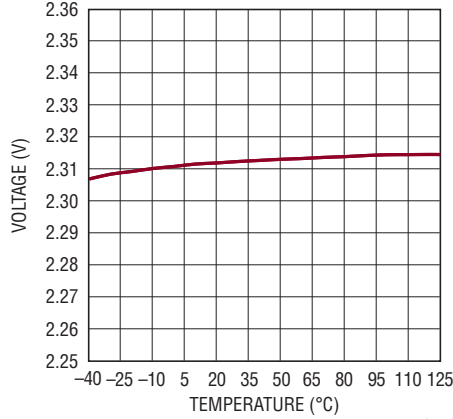
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

$V_{\text{FLOAT}}(\text{CC/CV})$ または $V_{\text{ABSORB}}(\text{Lead-Acid})$ のリファレンスと温度



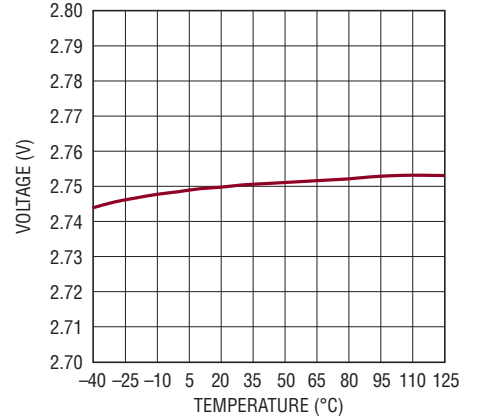
4020 G01

$V_{\text{FLOAT}}(\text{Lead-Acid})$ のリファレンスと温度



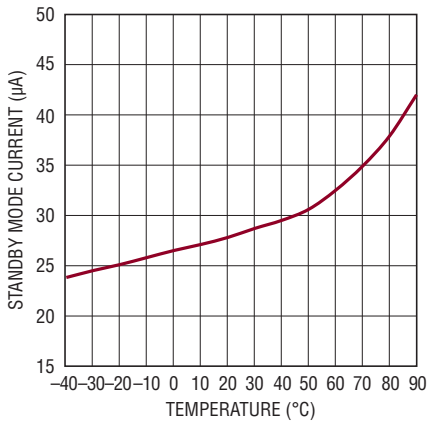
4020 G02

$V_{\text{FBMAX}}$ のリファレンスと温度



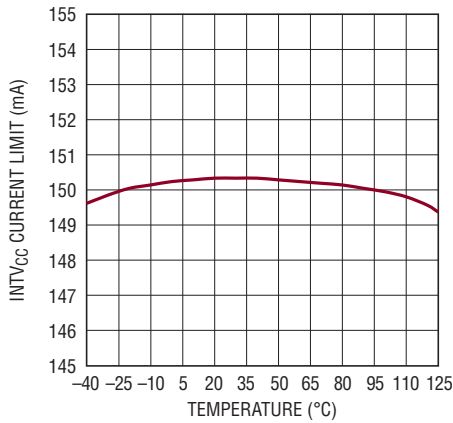
4020 G03

シャットダウン電流と温度  
( $I_{\text{PVIN}} + I_{\text{SENSVIN}} + I_{\text{SENSTOP}}$ )



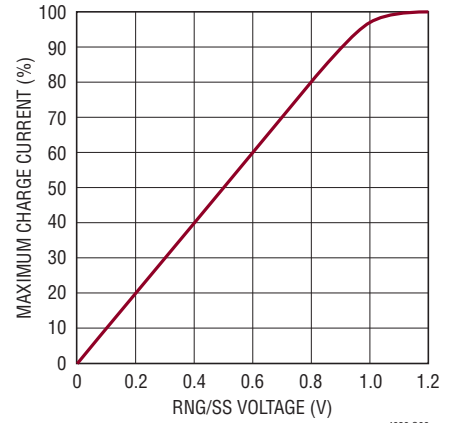
4020 G04

$I_{\text{NTVCC}}$  短絡電流制限と温度



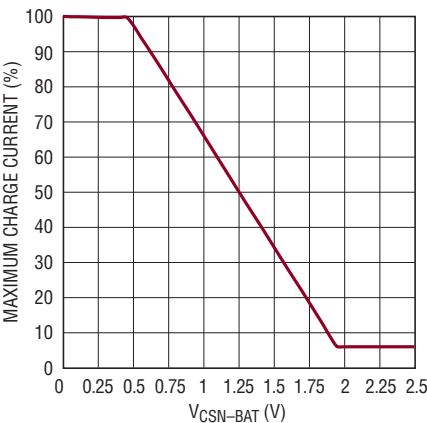
4020 G05

最大充電電流 (設定された  $I_{\text{CSMAX}}$  に対するパーセント比) と  $R_{\text{NG/SS}}$  電圧



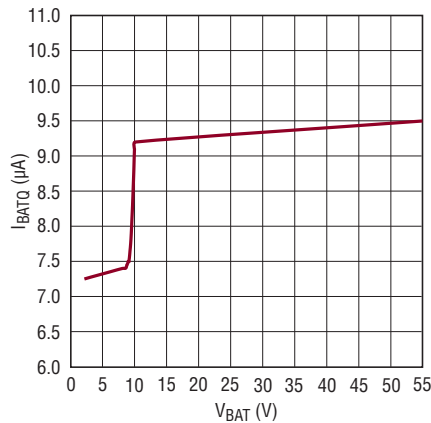
4020 G06

瞬時オン: 最大充電電流 ( $I_{\text{CSMAX}}$  に対するパーセント比) と  $V_{\text{CSN-BAT}}$



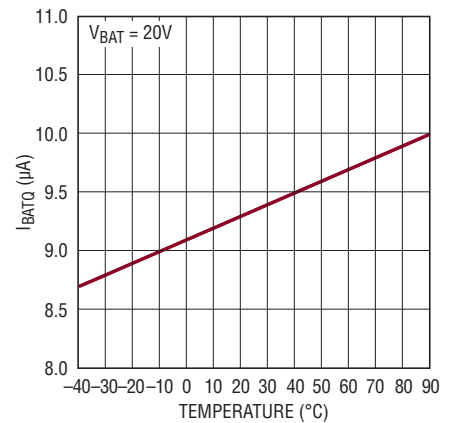
4020 G07

$I_{\text{BATQ}} (I_{\text{BAT}} + I_{\text{CSN}} + I_{\text{CSP}})$  と  $V_{\text{BAT}}$   
PowerPath スイッチャを  
ディスエーブル時



4020 G08

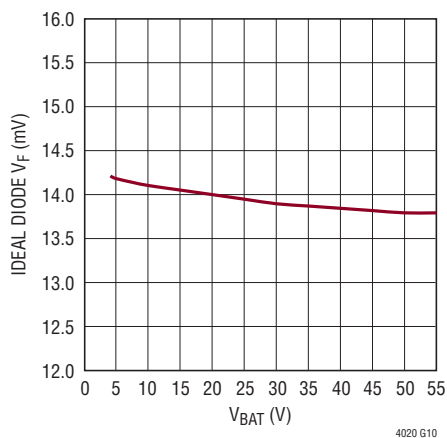
$I_{\text{BATQ}} (I_{\text{BAT}} + I_{\text{CSN}} + I_{\text{CSP}})$  と温度  
PowerPath スイッチャを  
ディスエーブル時



4020 G09

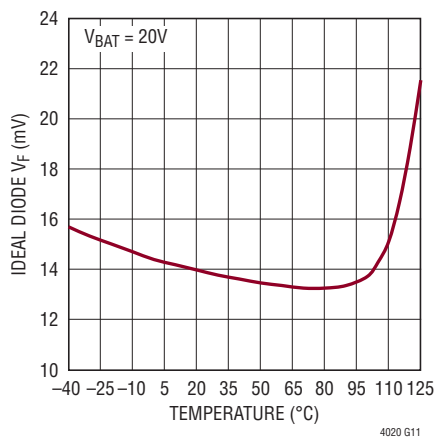
## 標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

理想ダイオードの $V_F$ と  
バッテリー電圧



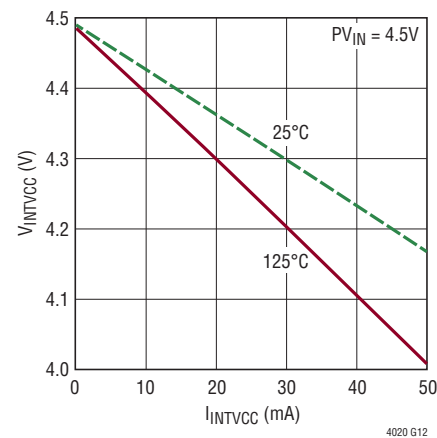
4020 G10

理想ダイオードの $V_F$ と温度



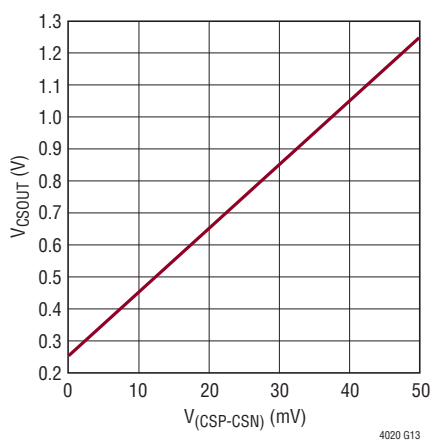
4020 G11

BSTリフレッシュ・レギュレータの  
ドロップアウト $I_{INTVCC}$ と $I_{INTVCC}$



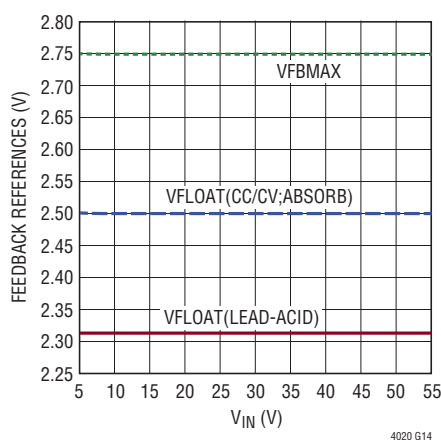
4020 G12

CSOUTとCSP-CSN



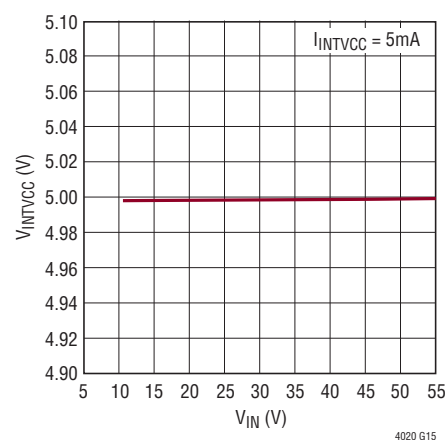
4020 G13

帰還リファレンスと入力電圧



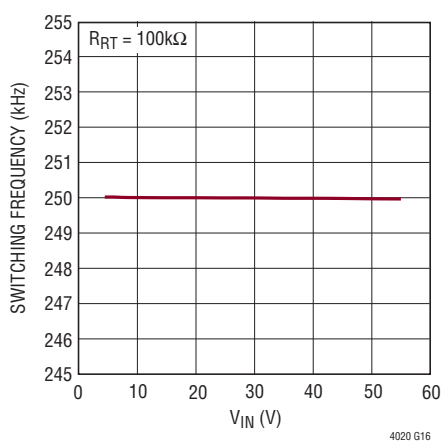
4020 G14

$I_{INTVCC}$ と $V_{IN}$



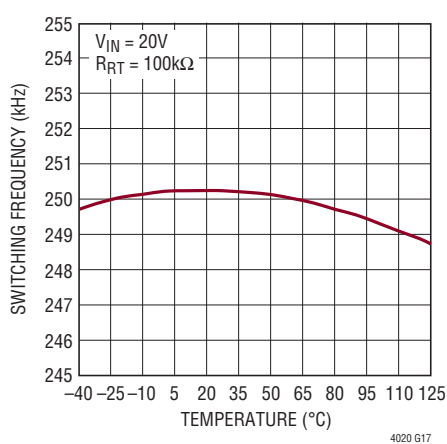
4020 G15

スイッチング周波数と入力電圧



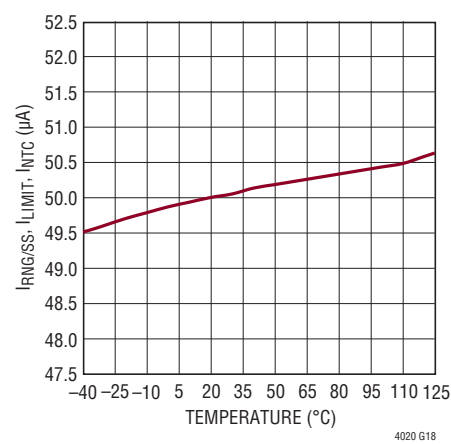
4020 G16

スイッチング周波数と温度



4020 G17

$I_{RNG/SS}$ 、 $I_{LIMIT}$ 、 $I_{INTC}$ と温度



4020 G18

## ピン機能

**TG1 (ピン1) :**  $V_{IN}$  側(降圧)1次スイッチFETゲート・ドライバの出力。

**BST1 (ピン2) :**  $V_{IN}$  側(降圧)スイッチFET用の昇圧された電源レール。1 $\mu$ FコンデンサをこのピンとSW1の間に接続します。1Aショットキ・ダイオードのカソードをこのピンに接続し、アノードをINTV<sub>CC</sub>ピンに接続します。

**SENSGND (ピン4) :** SENSBOTの電流検出リファレンスに使用するPGNDのケルビン接続。

**SENSBOT (ピン5) :** グランド基準の電流検出アンプの入力。インダクタ電流は、PGNDを基準とする電流検出抵抗( $R_{SENSEB}$ )を介して監視されます。この検出抵抗は、一般的に $V_{IN}$ 側同期スイッチFETのソースに直列に接続されます。このピンは、その検出抵抗にケルビン接続してください。インダクタ電流は最大平均値( $I_{LMAX}$ )に制限されます。これは、通常動作中、この検出抵抗の両端に50mVの電圧がかかることに相当します。

$$R_{SENSEB} = 0.05/I_{LMAX}$$

SENSTOPのピンの説明にあるように、 $R_{SENSEB} = R_{SENSEA}$ に設定します。

**SENSTOP (ピン6) :**  $V_{IN}$  基準の電流検出アンプの入力。インダクタ電流は、 $V_{IN}$ を基準とする電流検出抵抗( $R_{SENSEA}$ )を介して監視されます。この検出抵抗は、一般的に $V_{IN}$ 側1次スイッチFETのドレインに直列に接続されます。このピンは、その検出抵抗にケルビン接続してください。インダクタ電流は最大平均値( $I_{LMAX}$ )に制限されます。これは、通常動作中、この検出抵抗の両端に50mVの電圧がかかることに相当します。

$$R_{SENSEA} = 0.05/I_{LMAX}$$

SENSBOTピンの説明にあるように、 $R_{SENSEA} = R_{SENSEB}$ に設定します。

**SENSVIN (ピン7) :** SENSTOP電流検出のリファレンスに使用される入力電源( $V_{IN}$ )のケルビン接続。内部の大半の低電流機能のための入力電源ピン。このピンの標準バイアス電流は0.25mAです。

**RT (ピン8) :** システム発振器の周波数制御ピン。抵抗( $R_{RT}$ )をこのピンとグランドの間に接続します。抵抗値は、50k $\Omega$ (500kHz) ~ 500k $\Omega$ (50kHz)にすることができます。 $R_{RT} = 100k\Omega$ のとき、動作周波数は250kHzになります。「アプリケーション情報」を参照。

**SHDN (ピン9) :** 高精度しきい値シャットダウン・ピン。イネーブルしきい値は1.225V(立ち上がり)で、100mVの入力ヒステリシスがあります。シャットダウン時、充電機能がすべてディスエーブルされ、入力電源電流が27.5 $\mu$ Aに減少します。SHDNピンの標準入力バイアス電流は10nAです。

**$V_{IN\_REG}$  (ピン10) :** 入力電圧安定化リファレンス。このピンの電圧が2.5Vより下になるとバッテリー充電電流が減少します。 $V_{IN}$ とこのピンの間に抵抗分割器を接続することで、バッテリー充電機能の $V_{IN}$ 最低動作電圧を設定できるようになります。これは、ソーラー・パネルのピーク電源電圧の設定や、安定化が不十分な入力電源の最低電圧の維持に役立ちます。このピンは、低インピーダンス電源で $V_{IN}$ の最低動作電圧を設定するためには使用できません。入力電源が急落し始めた場合、LTC4020は、設定された最低 $V_{IN}$ 動作電圧を維持するためにDC/DCコンバータ入力電源を減少させます。電圧安定化機能を使用しない場合は $V_{IN\_REG}$ ピンを $V_{IN}$ またはINTV<sub>CC</sub>に接続します。 $V_{IN\_REG}$ ピンの標準入力バイアス電流は10nAです。「アプリケーション情報」を参照。

**MODE (ピン11) :** チャージャ・モード制御ピン。このピンをグランドに短絡させると、定電流/定電圧(CC/CV)充電アルゴリズムをイネーブルできます。このピンをINTV<sub>CC</sub>ピンに接続すると、4ステップ、3ステージの鉛蓄電池充電アルゴリズムをイネーブルできます。このピンをフロートさせると、強制的に定電流(CC)充電機能が使用されます。「アプリケーション情報」を参照してください。

**STAT1 (ピン12) :** オープンコレクタの状態出力。一般に抵抗を通して電源電圧に引き上げられます。この状態ピンは、ディスエーブル時に最大55Vまでの電圧に引き上げることができ、ロジック・ロー(0.4V未満)時に最大1mAの電流をシンクすることができます。照明LEDなどの高電流アプリケーション向けに、最大5mA(絶対最大値)のプルダウン電流に対応しています。

CC/CV充電アルゴリズム用に構成されたLTC4020では、バッテリー充電電流が設定された最大値の10%を超えると(C/10)、STAT1ピンが“L”に引き下げられます。STAT1ピンは、NTCフォルト中にも“L”に引き下げられます。充電サイクルが終わったとき、または充電電流がC/10しきい値を下回ったとき、STAT1ピンは高インピーダンスになります。



## ピン機能

CC充電アルゴリズム用に構成されたLTC4020では、充電サイクルの間常にSTAT1ピンは“L”に引き下げられます。充電サイクルが終わると、STAT1ピンは高インピーダンスになります。

鉛蓄電池充電アルゴリズム用に構成されたLTC4020では、STAT1ピンは充電サイクルのステージ・インジケータ・ピンとして使用され、バルク充電および吸収充電ステージ中に“L”に引き下げられます。フロート充電ステージ中と、NTCフォルトまたは不良バッテリー・フォルト中、このピンは高インピーダンスになります。

「アプリケーション情報」を参照してください。

**STAT2(ピン13)**：オープンコレクタの状態出力。一般に抵抗を通して電源電圧に引き上げられます。この状態ピンは、ディスエーブル時に最大55Vまでの電圧に引き上げることができ、イネーブル時(0.4V未満)に最大1mAの電流をシンクすることができます。照明LEDなどの高電流アプリケーション向けに、最大5mA(絶対最大値)のプルダウン電流に対応しています。

CC/CV充電アルゴリズム用に構成されたLTC4020では、NTCフォルト中または不良バッテリー・フォルトの発生後に、STAT2ピンが“L”に引き下げられます。

CC充電アルゴリズム用に構成されたLTC4020では、STAT2ピンはNTCフォルト中に“L”に引き下げられます。

鉛蓄電池充電アルゴリズム用に構成されたLTC4020では、STAT2ピンは充電サイクルのステージ・インジケータ・ピンとして使用され、バルクおよびフロート充電ステージ中に“L”に引き下げられます。吸収充電ステージ中と、NTCフォルトまたは不良バッテリー・フォルト中、このピンは高インピーダンスになります。

「アプリケーション情報」を参照してください。

**TIMER(ピン14)**：サイクル終了タイマ設定ピン。タイマに基づく充電アルゴリズムを使用する場合、コンデンサ( $C_{\text{TIMER}}$ )をこのピンとグラウンドの間に接続します。タイマ機能を使用しない場合、このピンはグラウンドに接続します。

サイクル終了時間(時間単位)は、 $C_{\text{TIMER}}$ の値を使用して次の式でプログラムします。

$$T_{\text{EOC}} = C_{\text{TIMER}} \cdot 1.46 \times 10^7;$$

CC/CV充電アルゴリズムまたは鉛蓄電池充電アルゴリズムを使用中、 $T_{\text{EOC}}$ の1/8以内にバッテリー電圧がプリコンディショニングされたしきい値電圧に達しないと、不良バッテリー・フォルトが発生します。この制限時間は次のようになります。

$$T_{\text{PRE}} = C_{\text{TIMER}} \cdot 1.82 \times 10^6$$

CC/CV充電には一般に0.2 $\mu\text{F}$ コンデンサが使用され、2.9時間のタイマ( $T_{\text{EOC}}$ )と、22分のプリコンディショニング制限時間が生成されます。鉛蓄電池チャージャには0.47 $\mu\text{F}$ コンデンサが一般に使用され、6.8時間の吸収充電ステージの安全タイムアウトが設けられます。

**RNG/SS(ピン15)**：バッテリー・チャージャの電流設定ピン。このピンは、最大充電電流を動的に調整するために使用でき、ソフトスタート機能を適用するために使用できます。

RNG/SSピンに電圧を設定すると、最大充電電流が設定された値より減少します。インダクタ電流制限は、ピンに設定された電圧(単位：ボルト)に対応して、(検出抵抗RCSで)設定された電流値の何%かに減少します。このピンの有効範囲は0V～1Vです。

たとえば、RNG/SSピンに0.5Vの電圧をかけた場合、最大インダクタ電流は、検出抵抗値によって設定されたプログラム値の50%に減少します。

RNG/SSピンから50 $\mu\text{A}$ がソースされるため、RNG/SSピンとグラウンドの間に抵抗( $R_{\text{RNG/SS}}$ )を1つ接続することで、抵抗によって降下した電圧が必要なピン電圧と同じになるように最大充電電流を設定できます。

$$V_{\text{RNG/SS}} = 50\mu\text{A} \cdot R_{\text{RNG/SS}}$$

ソフトスタート機能を実装するには、コンデンサ( $C_{\text{RNG/SS}}$ )をRNG/SSとグラウンドの間に接続し、コンデンサを充電するのに必要な時間が、所望のソフトスタート時間( $T_{\text{SS1}}$ )になるようにします。RNG/SSピン上の設定された最大インダクタ電流に対応する電圧は1Vです。そのため、このコンデンサの関係性は次式で表せます。

$$C_{\text{RNG/SS}} = 50\mu\text{A} \cdot T_{\text{SS1}}$$

## ピン機能

RNG/SS ピンは、充電がディスエーブルされたとき (NTC フォルト、不良バッテリー・フォルト、通常の充電サイクルの終了を含む)、“L”に引き下げられます。したがって、ソフトスタート機能が実装されている場合、フォルト後や新規充電サイクル開始時に緩やかに始動できます。

ソフトスタート・コンデンサとプログラミング抵抗の両方を並列に実装できます。

RNG/SS 電圧は、能動素子を使用して調整できます。たとえば、プルダウン・トランジスタを使用して充電電流をディスエーブルしたり、最大充電電流を動的にサーボ制御できます。このピンはフォルト状態中は内部的にグラウンドに引き下げられるため、低インピーダンスのプルアップ機能を持つ能動素子を使用できません。

「アプリケーション情報」を参照してください。

**NTC (ピン 16) :** バッテリ温度モニタ・ピン。このピンとグラウンドの間に  $10\text{k}\Omega$ 、 $\beta = 3380$  の NTC サーミスタを接続します。

NTC ピンは、負温度係数温度モニタ回路への入力です。このピンは  $50\mu\text{A}$  をソースし、 $10\text{k}\Omega$  サーミスタ両端の電圧をモニタします。このピンの電圧が  $1.35\text{V}$  を超える ( $0^\circ\text{C}$  に相当) か  $0.3\text{V}$  を下回る ( $40^\circ\text{C}$  に相当) と、充電がディスエーブルされ、STAT1 と STAT2 の状態ピンに NTC フォルトが通知されます。内部タイマを使用している場合、タイマが一時停止され、NTC フォルト状態が解消されるまで充電サイクルが中断されます。各温度しきい値に関連した約  $5^\circ\text{C}$  の温度ヒステリシスがあります。グラウンドへのサーミスタの抵抗が  $250\text{k}\Omega$  未満の間、NTC 機能はイネーブルされた状態に留まります。この機能を使用しない場合、NTC ピンを未接続にするか、NTC ピンとグラウンド間に  $10\text{k}$  抵抗を接続します。NTC ピンは、電圧が  $2\text{V}$  を超えるのを防ぐ内部クランプを備えているので、このピンを低インピーダンス・ソースで“H”にはいけません。低インピーダンス素子を使って、このピンをグラウンドまで下げることは可能です。

**VFB (ピン 17) :** バッテリ電圧帰還ピン。バッテリ電圧は、BAT ピンと FBG ピンの間に接続した帰還抵抗分割器で設定します。

CC/CV 充電中、バッテリ電圧は次のようになります。

$$\text{フロート電圧 (V}_{\text{FLOAT}}) = 2.5\text{V}$$

$$\text{トリクル充電電圧 (V}_{\text{TRK}}) = 1.75\text{V}$$

$$\text{自動再始動電圧 (V}_{\text{RESTART}}) = 2.4375$$

鉛蓄電池充電中、バッテリ電圧は次のようになります。

$$\text{吸収電圧 (V}_{\text{ABSOR}}) = 2.5\text{V}$$

$$\text{フロート充電電圧 (V}_{\text{FLT}}) = 2.3125\text{V}$$

$$\text{トリクル充電電圧 (V}_{\text{TRK}}) = 1.75\text{V}$$

$$\text{バルク再充電電圧 (V}_{\text{BULK}}) = 2.1875\text{V}$$

BAT ピンと VFB ピンの間に  $R_{\text{FB1}}$  を接続し、VFB ピンと FBG ピンの間に  $R_{\text{FB2}}$  を接続した場合、設定された所望のバッテリ・フロート電圧 (CC/CV 充電) または吸収電圧 (鉛蓄電池充電) における、比 ( $R_{\text{FB1}}/R_{\text{FB2}}$ ) は次の関係式に従います。

$$R_{\text{FB1}}/R_{\text{FB2}} = (\text{V}_{\text{FLOAT}}/\text{ABSOR})/2.5 - 1 \quad (\text{V})$$

**FBG (ピン 18) :** 電圧帰還分割器のリターン。このピンには、電圧モニタリング帰還抵抗分割器のグラウンド・リファレンスとして使用される、信号グラウンドへの低インピーダンス経路が含まれます。 $V_{\text{IN}}$  が存在しないか、LTC4020 がシャットダウン中の場合、このピンは高インピーダンスになり、帰還抵抗分割器に関連するバッテリからの電流ドレインがなくなります。

**VFBMIN (ピン 19) :** 瞬時オン動作のための最低電圧帰還ピン。DC/DC コンバータの最低出力電圧 ( $V_{\text{OUTMIN}}$ ) は、このピンを使用して瞬時オン機能用にプログラムされます。 $V_{\text{OUTMIN}}$  は、CSP ピンと FBG ピンの間に接続した帰還抵抗分割器を介して設定します。

このピンで設定した電圧レベルよりバッテリ電圧が低い場合、LTC4020 は外付けの PowerPath FET を線形パス・エレメントとして制御し、DC/DC コンバータの出力が最低プログラム電圧に達するようにします。電力損失を制御するために PowerPath FET の両端にかかる電圧が上がると、最大バッテリ充電電流が減少します。

$V_{\text{FBMIN}}$  の内部電圧リファレンスは  $2.125\text{V}$  です。抵抗 ( $R_{\text{MIN1}}$ ) を CSP と  $V_{\text{FBMIN}}$  の間に接続し、抵抗 ( $R_{\text{MIN2}}$ ) を  $V_{\text{FBMIN}}$  と FBG の間に接続した場合、所望のコンバータの最低出力電圧におけるこれらの抵抗の比は、次の関係式に従います。

## ピン機能

$$R_{MIN1}/R_{MIN2} = (V_{OUT(MIN)}/2.125) - 1$$

バッテリー電圧のプログラミングに同じ抵抗値を使用した場合 (すなわち、 $R_{FB1} = R_{MIN1}$  および  $R_{FB2} = R_{MIN2}$ )、瞬時オン電圧は  $V_{FLOAT}$  (CC/CV 充電) または  $V_{ABSORB}$  (鉛蓄電池充電) の 85% になります。

$$V_{OUT(MIN)} = 0.85 \cdot V_{FLOAT/ABSORB}$$

**BAT (ピン 20) :** バッテリー電圧モニタ・ピン。このピンは、LTC4020 の理想ダイオード機能の正のリファレンスとして機能します。

充電が終了またはディスエーブルされているときに DC/DC コンバータの出力が急落するのに十分な大きさのシステム負荷が発生し、かつバッテリーが切断されている (PowerPath FET が高インピーダンスである) 場合、理想ダイオード機能は PowerPath を有効にします。この機能は、システム負荷にバッテリーから給電し、PowerPath FET ゲートを変調して、 $R_{DS(ON)}$  による電圧降下が 14mV 未満である場合にシステム出力電圧が PowerPath FET の両端で 14mV に維持されるようにします。これにより、PowerPath FET のボディ・ダイオード内に過度の電圧損失を生じることなく、大容量の負荷に対応できます。

**BGATE (ピン 21) :** PowerPath FET ゲート・ドライバの出力。

このピンは、PowerPath FET の複数の機能を制御します。

このピンは、通常の充電サイクル中は“L”に引き下げられ、DC/DC コンバータの出力とバッテリー間の FET 直列インピーダンスが最小限に抑えられます。

BGATE ピンは DC/DC コンバータがディスエーブルされているときも強制的に“L”に引き下げられるため、低インピーダンス接続が維持され、バッテリーからシステムに給電されます。

BGATE が“L”に引き下げられているとき、CSP BGATE は内部的に 9.5V に制限されます。そのため、CSP が 9.5V を超える場合、BGATE は  $CSP - BGATE = 9.5V$  の内部クランプによって維持されます。C/10 検出が行われるためには、BGATE ピンの電圧がグラウンドに近い、クランプ電圧に等しくなければなりません。

バッテリー電圧が瞬時オンしきい値より低い場合 ( $V_{FBMIN}$  を参照)、BGATE は PowerPath FET のインピーダンスをサーボ制御して、バッテリー充電が継続する間 CSN ピンと BAT ピン間で

電圧降下が起こるようにします。 $V_{CSN} - V_{BAT}$  電圧が 0.4V を超える場合、PowerPath FET 内の電力損失を少なくするために最大充電電流が減少します。

DC/DC コンバータがイネーブルされているがバッテリー充電サイクルが終了しているとき、バッテリーをコンバータの出力から切断するために BGATE は“H”に引き上げられます。NTC フォルト中も、バッテリーは同様の方法で切断されます。しかし、この間も理想ダイオード機能はアクティブであるため、DC/DC コンバータが対応できるよりも大きなシステム負荷が発生した場合でも、バッテリーは必要な電流を供給でき、PowerPath FET 間の電圧降下がわずか 14mV に強制されるように BGATE ピンがサーボ制御されます。不良バッテリー・フォルト中、理想ダイオード機能はディスエーブルされます。

鉛蓄電池充電アプリケーションなど、PowerPath FET が使用されない場合、BGATE と CSN の間に 0.1nF コンデンサを接続します。

**CSN (ピン 22) :** バッテリー・チャージャ電流検出の負入力。このピンは、バッテリー充電電流検出抵抗 (RCS) の負端子に、100Ω 抵抗を介して接続します。リップル低減のため、このピンと CSP ピンの間にフィルタ・コンデンサを接続します。「アプリケーション情報」を参照してください。

検出抵抗の値は、最大バッテリー充電電流 ( $I_{CSMAX}$ ) と次のような関係があります。

$$R_{CS} = 0.05/I_{CSMAX}$$

このピンは、LTC4020 の理想ダイオード機能の負のリファレンスとしても使用されます (BAT を参照)。

**CSP (ピン 23) :** バッテリー・チャージャ電流検出の正入力。このピンは、バッテリー充電電流検出抵抗 (RCS) の正端子に、100Ω 抵抗を介して接続します。リップル低減のため、このピンと CSN ピンの間にフィルタ・コンデンサを接続します。「アプリケーション情報」を参照してください。

検出抵抗の値は、最大バッテリー充電電流 ( $I_{CSMAX}$ ) と次のような関係があります。

$$R_{CS} = 0.05/I_{CSMAX}$$

**CSOUT (ピン 24) :** 電流検出アンプの出力と充電電流モニタ。100pF コンデンサをグラウンドに接続します。

## ピン機能

ピンの出力インピーダンスは100kΩのため、モニタの負荷はすべて高インピーダンスでなければなりません。この検出出力電圧は次の関係式に従います。

$$V_{CSOUT} = 0.25 + 20 \cdot (V_{CSP} - V_{CSN})$$

CSOUTは、バッテリー・チャージャ機能が動作中のみアクティブです。充電サイクル終了後、またはフォルト状態中、CSOUTピンの電圧は0Vに引き下げられます。

**ILIMIT (ピン25) :** スイッチ・インダクタの最大電流設定ピン。このピンは、DC/DCコンバータの最大平均インダクタ電流を動的に調整するために使用でき、ソフトスタート機能を適用するために使用できます。

ILIMITピンに電圧を設定すると、最大平均インダクタ電流が設定された値より減少します。ピンに設定された電圧(ボルト単位)に応じて、(検出抵抗によって)プログラムされた電流値の何%かにインダクタ電流制限が減少します。このピンの有効範囲は0V~1Vです。

たとえば、このピンに0.5Vの電圧をかけた場合、最大インダクタ電流は、検出抵抗値によって設定されたプログラム値の50%に減少します。

このピンから50μAがソースされるため、ILIMITピンとグランドの間に抵抗(R<sub>ILIMIT</sub>)を1つ接続することで、抵抗によって降下した電圧が必要なピン電圧と同じになるように最大充電電流を設定できます。

$$V_{ILIMIT} = 50\mu A \cdot R_{ILIMIT}$$

ソフトスタート機能を実装するには、コンデンサ(C<sub>ILIMIT</sub>)をILIMITとグランドの間に接続し、コンデンサを充電するのに必要な時間が、所望のソフトスタート時間(T<sub>SS2</sub>)になるようにします。ILIMITピン上の最大インダクタ電流に対応する電圧は1Vです。そのため、このコンデンサの関係性は次式で表せます。

$$C_{ILIMIT} = 50\mu A \cdot T_{SS2}$$

ILIMIT電圧は、能動素子を使用して調整できます。たとえば、プルダウン・トランジスタを使用してDC/DCコンバータ電流をディスエーブルしたり、最大電流を動的にサーボ制御できます。このピンはコンバータのパワーアップ・サイクルの一部で内部的にグランドに引き下げられるため、低インピーダンスのプルアップ機能を持つ能動素子は使用できません。

**VFBMAX (ピン26) :** DC/DCコンバータの出力帰還ピン。DC/DCコンバータの最大出力電圧(V<sub>OUTMAX</sub>)は、このピンを使用し設定します。バッテリー充電サイクルが終了またはディスエーブルされ、バッテリーが切断されたとき(PowerPath FETが高インピーダンス)、コンバータの出力はこの最大電圧に合わせてサーボ制御されます。

VFBMAXの内部電圧リファレンスは2.75Vです。抵抗(R<sub>MAX1</sub>)をCSPとVFBMAXの間に接続し、抵抗(R<sub>MAX2</sub>)をVFBMAXとFBGの間に接続した場合、DC/DCコンバータの所望の最高出力電圧におけるR<sub>MAX1</sub>/R<sub>MAX2</sub>の比は、次の関係式に従います。

$$R_{MAX1}/R_{MAX2} = (V_{OUTMAX}/2.75) - 1$$

バッテリー電圧のプログラミングに同じ抵抗値を使用した場合(すなわち、R<sub>FB1</sub> = R<sub>MAX1</sub>およびR<sub>FB2</sub> = R<sub>MAX2</sub>)、瞬時オン電圧はV<sub>FLOAT</sub>(CC/CV充電)またはV<sub>ABSORB</sub>(鉛蓄電池充電)の110%になります。

$$V_{OUTMAX} = 1.1 \cdot V_{FLOAT}/ABSORB$$

**ITH (ピン27) :** DC/DCコンバータの電圧ループ補償ピン。補償部品選択の詳細については、「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

**VC (ピン28) :** DC/DCコンバータの電流ループ補償ピン。補償部品選択の詳細については、「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

**BST2 (ピン30) :** V<sub>OUT</sub>側(昇圧)スイッチFET用の昇圧された電源レール。1μFコンデンサをこのピンとSW2の間に接続します。1Aショットキ・ダイオードのカソードをこのピンに接続し、アノードをINTV<sub>CC</sub>ピンに接続します。

**TG2 (ピン31) :** V<sub>OUT</sub>側(昇圧)同期スイッチFETゲート・ドライバの出力。

**SW2 (ピン32) :** 昇圧スイッチ用のスイッチト・ノード。スイッチト・インダクタをこのピンに接続します。1次スイッチFETのドレイン、同期スイッチFETのソースをこのピンに接続します。

## ピン機能

**BG2 (ピン33) :**  $V_{OUT}$  側 (昇圧) 1 次スイッチ FET ゲート・ドライバの出力。

**INTVCC (ピン34) :** 昇圧されたドライバのリフレッシュ電源。この電源は、5V に安定化され、150mA に電流制限されています。2.2 $\mu$ F のセラミック・コンデンサをこのピンと PGND の間に接続します。昇圧された電源リフレッシュ・ダイオードのカソードがこのピンに接続されます。このピンを使用して、5V の外付け回路に給電することは推奨しません。

**PGND (ピン35) :** 昇圧 1 次スイッチおよび降圧同期スイッチ用のスイッチ高電流リターン経路。

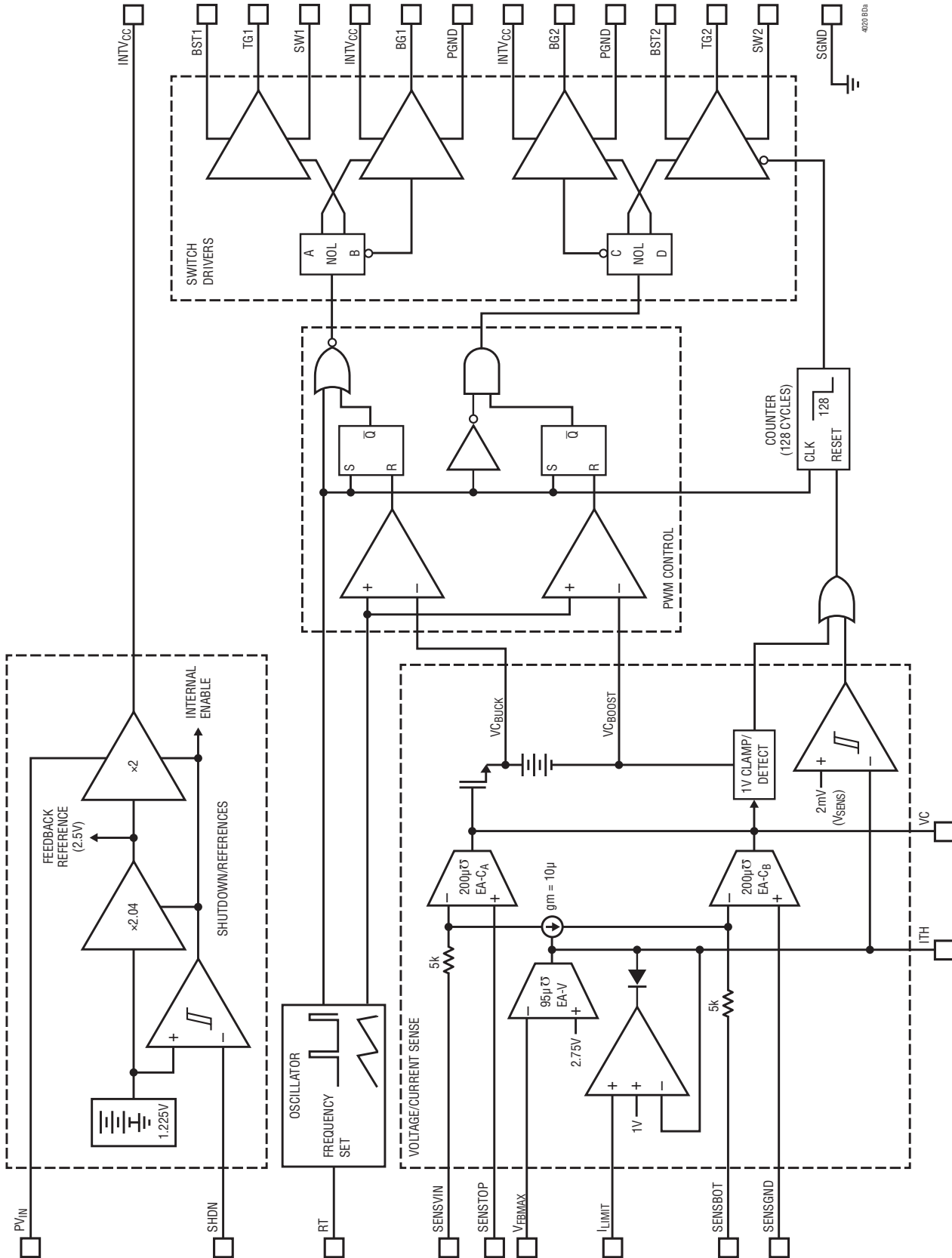
**PVIN (ピン36) :** 高電流入力電源ピン。10 $\mu$ F のデカップリング・コンデンサをこのピンと PGND の間に接続します。PV<sub>IN</sub> ピンは、INTVCC の内部 5V リニア・レギュレータに入力電源電流を供給します。

**BG1 (ピン37) :**  $V_{IN}$  側 (降圧) 同期スイッチ FET ゲート・ドライバの出力。

**SW1 (ピン38) :** 降圧スイッチ用のスイッチト・ノード。スイッチト・インダクタをこのピンに接続します。1 次スイッチ FET のソース、同期スイッチ FET のドレインをこのピンに接続します。

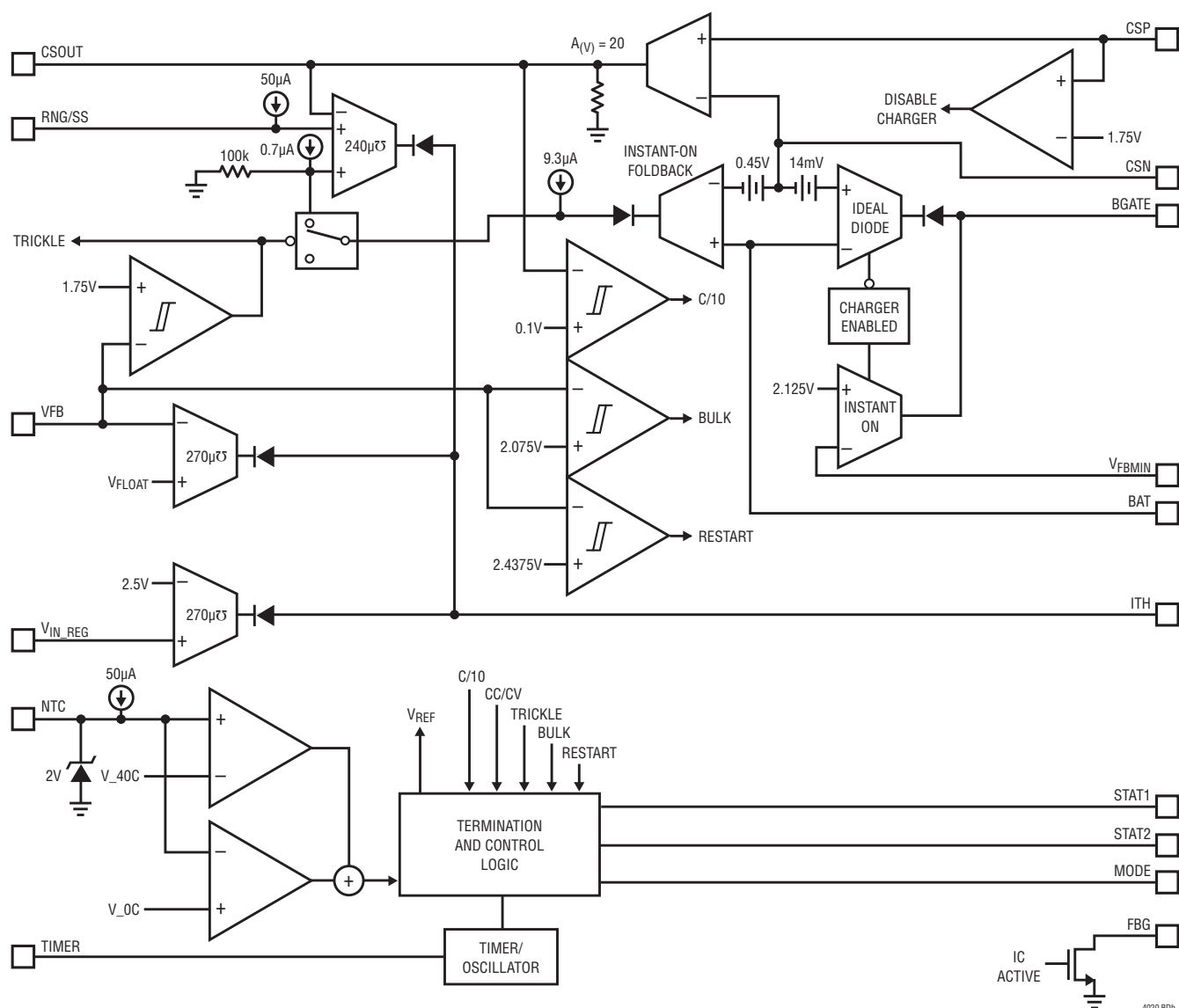
**SGND (ピン3、29、露出パッド39) :** 信号グラウンドのリファレンス。出力デカップリング・コンデンサの負端子とバッテリーの負端子に接続します。電氣的接続と定格熱性能を実現するため、露出パッド (39) は PCB のグラウンド (SGND) に半田付けする必要があります。

## ブロック図



DC/DCコントローラのブロック図

ブロック図



バッテリー・チャージャのブロック図

## 動作

### 機能の概要

LTC4020は高度な高電圧パワー・マネージャおよびマルチケミストリ・バッテリー・チャージャです。各種の電力源からシステムの電源レールおよびバッテリーに電力を効率的に伝送するよう設計されています。

LTC4020には昇降圧DC/DCコントローラが内蔵されており、入力電圧( $V_{IN}$ )より高い、低い、または等しいバッテリー電圧およびシステム電圧で動作できます。高精度なしきい値シャットダウン機能により、シンプルな抵抗分割器を使用して入力電圧UVLO機能を実装できます。低電流シャットダウン・モード中、デバイスの入力電源バイアスはわずか27.5 $\mu$ Aに減少します。

LTC4020チャージャは、さまざまなバッテリー・ケミストリに対応して、最適な充電プロファイルを実現するよう設定できます。LTC4020は、リチウム・ベースのバッテリー・システム用にはC/10またはタイマによる充電終了のどちらかを組み合わせた定電流/定電圧(CC/CV)充電特性、タイマにより充電終了する定電流(CC)特性、または最適化された4ステップ3ステージ鉛蓄電池充電プロファイルを実現できます。

最大バッテリー充電電流は検出抵抗を使用して設定できます。また、充電電流範囲調整ピンを使用して、最大充電電流を動的に調整できます。スイッチャ・コア電流制限調整ピンを使用することで、DC/DCコンバータ・インダクタ内の最大電流を制限し、システムに供給される電力も動的に制限できます。

LTC4020は、充電電流を設定済み最大値の1/15に減らすことで、深く放電したバッテリーをプリコンディショニングします。バッテリー電圧が内部的に設定されたしきい値を超えて上昇すると、デバイスは、最大充電電流を設定された最大値に自動的に増やします。不良バッテリー検出機能は、バッテリーがプリコンディショニングに反応しない場合にフォルトを通知し、充電を一時停止します。

バッテリー温度は、サーミスタ測定システムを使用してモニタされます。この機能は、充電サイクル中のバッテリー温度をモニタし、バッテリー温度が0 $^{\circ}$ C~40 $^{\circ}$ Cの安全充電範囲を外れると充電サイクルを一時停止し、フォルト状態を通知します。温度が安全充電範囲に戻ると、充電サイクルは自動的に再開されます。

瞬時オンPowerPathアーキテクチャにより、バッテリーが完全に放電しきっているときでも、アプリケーションへの電力供給を優先することにより、外部電圧が印加された直後にアプリケーションに電力供給することができます。コントローラの出力( $V_{OUT}$ )とバッテリー(BAT)がデカップリングされる場合があるため、LTC4020には理想ダイオード・コントローラが内蔵されており、DC/DCコンバータから供給される電力が不十分でも $V_{OUT}$ に十分な電力が渡るようになっています。入力電力( $V_{IN}$ )がない場合、LTC4020はPowerPath FETを介してバッテリーから $V_{OUT}$ に低インピーダンス接続を行います。LTC4020のバッテリー・スタンバイ電流を10 $\mu$ A未満に減らすことで、入力電源切断中のバッテリー寿命が最長化されています。

LTC4020は2つのデジタル・オープンコレクタ出力を備えており、チャージャの状態とフォルト状態を知らせます。これらのバイナリ・コードのピンは、バッテリーの充電、スタンバイ、またはシャットダウンの各モード、バッテリー温度フォルト、および不良バッテリー・フォルトを知らせます。

### DC/DCコンバータの動作 (ブロック図を参照)

LTC4020は、独自開発の平均電流モードDC/DCコンバータ・アーキテクチャを使用します。

図1に示すように、降圧動作中に $V_{IN}$ が $V_{OUT}$ より高いとき、スイッチA(ピンTG1でドライブ)とスイッチB(ピンBG1でドライブ)が電力変換のために必要なPWMを実行します。理想的な動作は、スイッチD(ピンTG2でドライブ)に継続的に通電され、スイッチC(ピンBG2でドライブ)はオフのままになり、同期降圧トポロジとほぼ同様なPWMスイッチング動作が実現されることです。しかし、スイッチDはブートストラップ・ドライバを使用するため、スイッチCが各サイクル150nSの最小オン時間通電してドライバをリフレッシュし、このリフレッシュ時間を実現するためにスイッチDがディスエーブルされます。2つのスイッチの通電間に75nsの非オーバーラップ時間をおくことで、シュートスルー電流が防止されます。

昇圧動作中に $V_{IN}$ が $V_{OUT}$ より低いとき、スイッチCとスイッチDは電力変換に必要なPWMを実行します。理想的な動作は、スイッチAに継続的に通電され、スイッチBはオフのままになり、同期昇圧トポロジとほぼ同様なPWMスイッチング動作が



## 動作

実現されることです。しかし、スイッチAもブートストラップ・ドライバを使用するため、スイッチBはこのリフレッシュ時間中100nS通電します。2つのスイッチの通電間に75nsの非オーバーラップ時間をおくことで、シュートスルー電流が防止されます。

$V_{IN}$ が $V_{OUT}$ に近い場合、コントローラは4スイッチ(昇降圧)モードで動作し、両方のスイッチ・ペアが同時にPWMを行って変換要件を達成します。

LTC4020は、DC/DCコンバータの出力電圧を検出するのに、 $V_{FBMAX}$ ピンをドライブする抵抗分割器帰還ネットワークを使用します。 $V_{FBMAX}$ ピンの電圧と2.75Vの内部リファレンス電圧の差が、電圧ループ・トランスコンダクタンス・アンプ(EA-V)によって誤差電流に変換されます。この誤差電流は補償ネットワークによって積分され、ITHピンの電圧が生成されます。ITH補償ネットワークは、レギュレーション中のコンバータで、負荷電流の変化に対するコンバータの応答を最適化するために設計されています。レギュレーション中、ITHピンはDC/DCコンバータの平均インダクタ電流に対応する値にサーボ制御されます。

インダクタ電流は、コンバータの $V_{IN}$ 側スイッチAおよびBのそれぞれに直列に接続された、抵抗値がほぼ同じ2つの検出抵抗を介してモニタされます。これらの検出電流の合計は、インダクタ電流の継続的な推移をほぼ正確に表します。

ITHピンで生じる電圧は、2つの電流検出アンプの入力においてオフセットに変換されます。このオフセット電圧と、これらの電圧値合計との差がSENSTOPピンおよびSENSBOTピンで検出され、電流検出トランスコンダクタンス・アンプによって誤差電流に変換されます(EA- $C_A$ およびEA- $C_B$ )。これらの誤差電流は補償ネットワークによって合計および積分され、VCピンの電圧が生成されます。この補償ネットワークは、インダクタ電流の必要な変化に対するコンバータのデューティ・サイクルの応答を最適化するために設計されています。

VCピンの電圧が内部生成されたランプと比較され、その比較による出力結果により、チャージャの各スイッチのデューティ・サイクルが制御されます。

図1は、4つのパワー・スイッチと、これらのスイッチがデバイス、インダクタ、 $V_{IN}$ 、 $V_{OUT}$ 、グラウンド、電流検出部にどのように接続されているかを簡略化して表したものです。

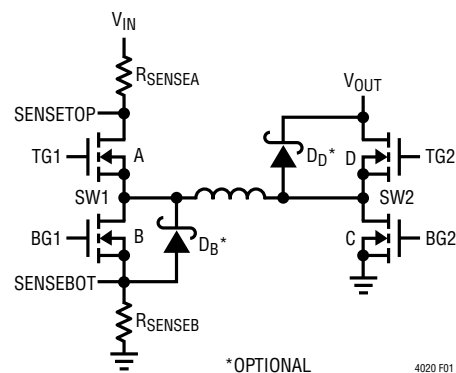


図1. コンバータ・スイッチの図

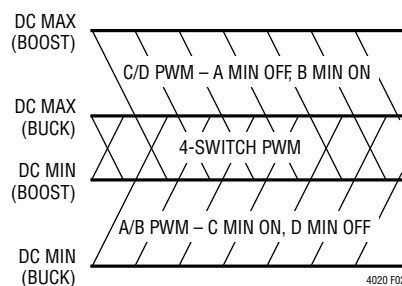


図2. 動作領域とデューティ・サイクル(DC)

初期パワーアップ中、コンバータが昇圧デューティ・サイクル制限に達したとき、ITHが設定された $I_{LMAX}$ の1/25未満に対応する電圧に達したときに、 $V_{OUT}$ 側同期スイッチ(D)をディスエーブルすることで、逆電流保護が実現されます。以上の状態が解消されても、Dスイッチはもう128クロック・サイクルの間、ディスエーブルされた状態に留まります。

## 動作

### バッテリー・チャージャの動作 (ブロック図を参照)

図3に示すように、通常のバッテリー充電サイクルの大部分において、LTC4020は、バッテリーとDC/DCコンバータ出力をPowerPath FETを介して低インピーダンス接続しています。このPFETは、FETのゲートに接続されたBGATEピンを変調することでLTC4020によって制御されています。充電がディスエーブルされているとき、FETはディスエーブルされ、BGATEピンを介してPowerPath FETのゲートが“H”に引き上げられ、バッテリーがコンバータの出力から切断されます。FETがディスエーブルされている間、コンバータの出力は $V_{FBMAX}$ によってレギュレートされます。通常のチャージャ動作が再開されると、ゲートは“L”に引き下げられます。BGATEピンは動作が遅いノードのため、BGATEピンが通常の動作電圧に近づくまでC/10検出はディスエーブルされます。これにより、バッテリーの再接続中にC/10が誤検出されることを防止できます。BGATEの動作が遅いため、FETがイネーブルされるまで、スタートアップ中の短い時間、コンバータの出力によって $V_{FBMAX}$ をレギュレートすることもあります。また、バッテリー低下状態の間、このFETを線形的に制御して、瞬時オン機能をイネーブルできます。この場合、深く放電されたバッテリーからコンバータの出力を分離することで、バッテリー電圧が充電に応答する前に、システムの残りの部分に電力を供給できます。瞬時オンモードでチャージャが動作しているとき、C/10検出もディスエーブルされます。また、このFETは、14mV理想ダイオードとして自動的に構成され、コンバータの出力からバッテリーが切断されている間、システム負荷がバッテリーからの電力を必要とするときに、バッテリーから出力への低損失な経路を提供します。

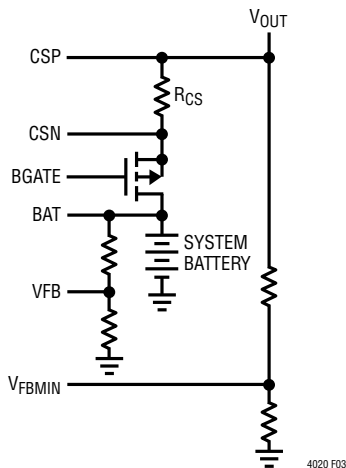


図3. バッテリー・チャージャのPowerPathの図

バッテリー・チャージャは、検出したバッテリー充電電流、バッテリー電圧、入力電圧に応じてITHピンの電圧を変調することで、DC/DCコンバータの動作を制御します。これにより、コンバータは、システム負荷とバッテリー・チャージャの両方の要件を満たすためにちょうど必要な量の電力を供給できます。

バッテリー充電電流は、CSPピンとCSNピンに接続された1つの外付けの検出抵抗を介してモニタされます。この抵抗の両端にかかる電圧は、内部的に20倍に増幅され、CSOUTピンに出力されます。この出力電圧が、一定の250mVオフセットに加えられます。CSOUTピンの電圧は、充電中バッテリーの電流要件に応じてDC/DCコンバータのITHピンの電圧をサーボ制御する内部トランスコンダクタンス・アンプをドライブします。CSOUTの電圧は内部的に、C/10未満の電流しきい値を検出するための充電電流モニタとしても使用されます。

バッテリー電圧はVFBピンを介してモニタされます。この電圧は、充電中バッテリーで生じた電圧に応じてDC/DCコンバータのITHピンの電圧をサーボ制御するトランスコンダクタンス・アンプをドライブします。定電流(CC)充電モードから定電圧(CV)充電モードへの遷移も、このトランスコンダクタンス・アンプによって検出されます。VFBの電圧は、すべてのバッテリー電圧モニタしきい値に使用されます。これらのしきい値はいずれも、2.5Vの内部リファレンス電圧のパーセンテージとして定義されます。

入力電圧レギュレーションは、レギュレーションが不十分な電源または高インピーダンスの電源で使用するときのために、VIN\_REGピンを介して実装されます。このピンがドライブするトランスコンダクタンス・アンプは、VIN\_REGピンで検出された電圧が2.5Vを下回ると、ITHピンの電圧を下げます。このトランスコンダクタンス・アンプはバッテリー充電がディスエーブルされてもアクティブに保たれるため、充電サイクルの状態にかかわらず入力レギュレーション機能は動作します。

LTC4020には、内部充電サイクル・タイマが内蔵されており、充電サイクルをタイマに基づいて制御するのに使用されます。この機能をイネーブルするには、TIMERピンにコンデンサを接続します。このピンを接地すると、タイマ機能はすべてディスエーブルされます。タイマは、正常なCCまたはCC/CV充電サイクルを設定したサイクル終了(T<sub>EOC</sub>)時間後に終了するために使用されます。このタイマは、充電サイクルの吸収段階中に設定したT<sub>EOC</sub>時間以内に充電電流が適切に低下しなかった場合に、鉛蓄電池チャージャをフロート充電に遷移させるためにも使用されます。

## 動作

タイマ機能を使用すると、CC/CV 充電または鉛蓄電池充電中の不良バッテリー検出も可能になります。このフォルト状態は、バッテリーがプリコンディショニング ( $V_{FB} < 1.75V$ ) に応答せず、プログラムされた  $T_{EOC}$  時間の 1/8 が経過した後チャージャがプリコンディショニング・モードに留まると(または入ると)発生します。不良バッテリー・フォルトが発生すると、充電サイクルが停止し、フォルト状態が状態ピンに通知されます。

### CC/CV 充電の概要 (MODE = 0V)

LTC4020 を CC/CV 充電モードに設定するには、MODE ピンを接地します。このモードは、リチウムイオン、リチウムポリマー、LiFePO<sub>4</sub> バッテリーの充電によく使用されます。

VFB ピンの電圧が 1.75V を下回ると、LTC4020 はプリコンディショニング・モードに入り、低レベル充電電流を供給して、深く放電されたバッテリーの電圧を緩やかに上昇させます。プリコンディショニング中、最大充電電流は  $R_{CS}$  (バッテリー充電電流設定抵抗) で設定された値の 1/15 に減少します。VFB ピンの電圧が 1.75V を超えると、フル充電電流の能力が戻ります。フル充電電流の能力は、VFB ピンが 2.5V フロート電圧に近づくまで保たれます。以上が、充電サイクルの定電流 (CC) 部分です。

VFB ピンの電圧が 2.5V のフロート電圧に近づくと、チャージャは定電圧 (CV) モードに遷移し、充電電流は最大設定値より減少します。タイマによる終了を使用する場合、CV モードが開始するとともに安全タイマ時間がスタートし、タイマがサイクル終了 ( $T_{EOC}$ ) に達したときに充電サイクルが終了します。通常、このタイマは、3 時間で  $T_{EOC}$  に達するように設定されますが、適切なタイミング・コンデンサの値 ( $C_{TIMER}$ ) を設定することによって、任意の時間に設定できます。

CV モードでは、VFB ピンの電圧が 2.5V 近くに保たれるようにバッテリー電圧が管理されるため、必要な充電電流はどんどん減少していきます。チャージャが C/10 終了に構成設定されている場合、バッテリー充電電流がプログラムされた最大電流の 1/10 を下回った場合 ( $< C/10$ )、充電サイクルが終了し、チャージャは状態ピンに非充電中を通知します。

タイマ終了を使用している場合、チャージャはプログラムされた最大電流の 1/10 より少ない充電電流で動作を続けます。ただし、終了スキームにかかわらず、STAT1 状態ピンは C/10 未

満の電流レベルに反応します。そのため、充電電流が C/10 電流レベルを下回ると、デバイスのステータスは非充電中を示します。しかし、チャージャは C/10 未満の電流をバッテリーに流すため、充電サイクルは継続します。プログラムされた  $T_{EOC}$  時間が経過するまで、チャージャはバッテリーに低電流を流し続け、プログラムされたフロート電圧が維持されます。 $T_{EOC}$  が経過すると、充電サイクルは終了し、バッテリーへの充電電流の流れがディスエーブルされ、コンバータの出力からバッテリーが切断されます。

終了した後、VFB ピンの電圧が 2.4375V になるか、プログラムされたフロート電圧の 97.5% に達するまでバッテリーが放電されると、新しい充電サイクルが自動的に開始されます。

|             | 標準的な CC/CV 充電サイクル電圧<br>(セルごと) |                     |
|-------------|-------------------------------|---------------------|
|             | リチウムイオン                       | LiFePO <sub>4</sub> |
| プリコンディショニング | 2.94V                         | 2.52V               |
| フロート        | 4.2V                          | 3.6V                |
| 再充電         | 4.095V                        | 3.51V               |

### 鉛蓄電池充電の概要 (MODE = INT\_VCC)

LTC4020 を鉛蓄電池充電に設定するには、MODE ピンを INTV<sub>CC</sub> ピンに接続します。LTC4020 は、4 ステップ 3 ステージ鉛蓄電池充電プロファイルをサポートしています。

充電プロファイルの最初のステップでは、低レベルの充電電流を供給し、深く放電したバッテリーの電圧を緩やかに上昇させます。VFB の電圧が 1.75V 未満の場合 (6 セル (12V) バッテリーでは 10V を少し上回る電圧に相当)、最大充電電流は  $R_{CS}$  によって設定された値の 1/15 に減少します。VFB 電圧が 1.75V を超えると、フル充電電流の能力が戻り、バルク充電ステージが始まります。

充電プロファイルのバルク充電ステージは、3 ステージから成るバッテリー充電の最初のステージであり、プログラムされた最大充電電流がバッテリーに強制的に送られる定電流の充電ステージです。このステージは、バッテリー電圧が上昇して VFB ピンが 2.5V の吸収リファレンス電圧に近づくまで続きます。

## 動作

バルク充電ステージが完了してVFBピンの電圧が2.5Vに近づくと、チャージャは吸収ステージに遷移します。吸収ステージは、3ステージから成るバッテリー充電の2つ目のステージに当たります。吸収ステージでは、バッテリー電圧が吸収電圧に近づくにつれ、必要な充電電流がどんどん減少していきます。このステージは、VFBピンが2.5Vの吸収リファレンス電圧近くに保たれるようにバッテリー電圧が管理される、定電圧充電ステージです。このステージ中に、バッテリーに蓄積される電荷が容量の100%に達します。この2.5Vの吸収リファレンス電圧は、6セル・バッテリーでは一般的に14.4Vに相当します。

吸収ステージの充電電流がプログラムされた最大電流の1/10まで減少すると、チャージャは充電プロファイルの3つ目のステージであるフロート充電ステージを開始します。安全タイムは、充電プロファイルの吸収ステージの時間を制限するために鉛蓄電池チャージャで使用できます。タイムは吸収ステージが開始するとともにスタートし、吸収ステージ中タイムが $T_{EOC}$ に到達する前に、プログラムされた最大電流の1/10の要件まで充電電流が減少しない場合、チャージャは強制的にフロート充電になります。通常、0.15 $\mu$ Fまたは0.22 $\mu$ FのコンデンサをTIMERピンに接続することで、それぞれ、4.4時間または6.4時間の吸収ステージ安全タイムアウトを設定します。

フロート充電ステージが開始すると、バッテリー・リファレンス電圧は吸収電圧の92.5% (2.3125Vに相当)に下がります。バッテリー電圧はこのリファレンス電圧に相当する電圧に維持され、最大充電電流はプログラムされた最大値の1/15に減少します。このレベルは、6セル・バッテリーでは13.3Vに相当します。

フロート充電が達成されると、LTC4020チャージャはアクティブのまま保たれ、バッテリーを永続的にフロート電圧で維持しようとする。フロート充電中、バッテリー上の負荷がプログラムされた最大値の1/15である維持充電電流を超えると、バッテリー電圧は放電を開始します。負荷によってバッテリーが放電され、VFBの電圧が2.1875V (6セル・バッテリーでは12.6Vに相当)まで下がると、LTC4020はバルク充電ステージを再度開始して、3ステージ充電の全サイクルを再開します。バルク充電に入る際、VFBの内部リファレンスは2.5Vの吸収電圧リファレンスにリセットされ、充電電流の能力はプログラムされた最大値まで上がります。

|             | 標準的な鉛蓄電池充電サイクルの電圧<br>(12Vシステム) |
|-------------|--------------------------------|
| プリコンディショニング | 10.1V                          |
| 吸収          | 14.4V                          |
| フロート        | 13.3V                          |
| バルクの再開      | 12.6V                          |

### CC充電の概要(MODE = NC)

LTC4020をCC充電モードに設定するには、MODEピンを未接続にします。このモードは、NiCdおよびNiMHバッテリーの充電や、超コンデンサの充電、タイマ・ベースの電流源が必要なその他のアプリケーションで使用できます。CCモードは、電圧依存のプリコンディショニング・モードが必要ない場合にも使用できます。

CCモードでは、LTC4020は、タイマの時間中、プログラムされたフル充電電流の能力を維持します。PowerPath FETの両端に過度な電圧(0.3V超)がかかった場合、低デッキ動作中の最大充電電流は減少しますが、トリクル充電機能はデイスエーブルされます。EOCに到達すると、チャージャは充電サイクルを終了し、PowerPath FETは高インピーダンスになります。

充電サイクルは電圧に依存しないよう設計されていますが、最大 $V_{BAT}$ 電圧はVFB = 2.5Vに対応してプログラムできます。そのため、必要な場合、そのレベルでの定電圧機能を使用できます。

タイムが $T_{EOC}$ に到達して充電サイクルが終了すると、入力電源すなわちSHDNは次の充電サイクルに入ります。タイム機能がデイスエーブルされている場合(TIMER = 0V)、電流源機能は永続的にアクティブになります。

注意：ニッケル・ベースのバッテリー(NiCdやNiMHなど)では、過充電の可能性を考慮する必要があります。一般的な方法としては、低電流で長時間かけて充電することです。NiCdとNiMHのバッテリーは、C/300の充電レートを無限に吸収できます。タイムに基づく電流源充電アルゴリズムを使用すると、短時間の充電が可能です。充電前にバッテリーが完全に放電していることを確認した後、容量の125%以下までバッテリーを充電することを推奨します。たとえば、完全に放電した2000mAh NiMHバッテリーは、2.5Aで1時間充電します。

## アプリケーション情報

### DC/DC コンバータのセクション

#### 出力電圧の設定

LTC4020のDC/DCコンバータの最大出力電圧(すなわち電圧の安全リミット)は、V<sub>FBMAX</sub>ピンに帰還を出力する外付けの帰還抵抗分割器で設定します。この分割器では、PowerPath FETが高インピーダンスの状態になったとき(充電サイクルの終了後または充電サイクル・フォルト中に発生)にコンバータがサーボ制御される出力電圧が設定されます。

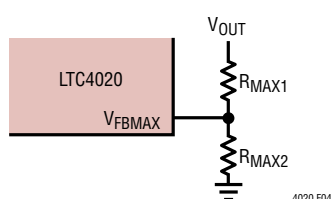


図4.V<sub>OUT</sub>の安全リミットの設定

その結果生じる帰還信号は、コンバータのエラーアンプによって2.75Vの内部電圧リファレンスと比較されます。出力電圧は次式によって与えられます。

$$V_{OUT} = 2.75V \cdot \left(1 + \frac{R_{MAX1}}{R_{MAX2}}\right)$$

ここで、R<sub>MAX1</sub>とR<sub>MAX2</sub>は図4のように定義されます。

R<sub>MAX1</sub>とR<sub>MAX2</sub>の値は、通常、バッテリー電圧を設定する分割器に使用される抵抗値と同じ(V<sub>FB</sub>ピン。「バッテリー・チャージャのセクション」を参照)で、バッテリー充電電圧より10%高いDC/DCコンバータの最大レギュレーション電圧(安全リミット)が得られます。

#### R<sub>SENSEA</sub>、R<sub>SENSEB</sub>: DC/DC コンバータの電流の設定

LTC4020は、インダクタ電流を検出するために、V<sub>IN</sub>側の各スイッチに直列に接続された2つの抵抗を使用します(図1参照)。ハイサイド検出抵抗(R<sub>SENSEA</sub>)は、V<sub>IN</sub>と、トップサイド・スイッチFET(A)のドレインの間に接続されます。検出抵抗の両方のノードは、SENSVINピンとSENSTOPピンを介して、デバイスにケルビン接続する必要があります。同様に、ローサイド検出抵抗(R<sub>SENSEB</sub>)は、ボトムサイド・スイッチFET(B)の

ソースと、PGNDの間に接続されます。検出抵抗の両方のノードは、SENSBOTピンとSENSGNDピンを介して、デバイスにケルビン接続する必要があります。

これらの検出抵抗の両方は同じ値である必要があります、その値により、DC/DCコンバータのインダクタでスイッチト・インダクタの最大平均電流(I<sub>LMAX</sub>)が次のように設定されます。

$$R_{SENSEA} = R_{SENSEB} = \frac{0.05}{I_{LMAX}}$$

コンバータが降圧中か降圧モードで動作しているとき、インダクタ電流はコンバータの出力電流とほぼ同じになります。入力電源電流(I<sub>IN</sub>)は、次のように、インダクタ電流(I<sub>L</sub>)より小さくなります。

$$I_L \sim I_{IN} \cdot \left(\frac{V_{IN}}{V_{OUT}}\right)$$

コンバータが昇圧中か昇圧モードで動作しているとき、インダクタ電流はコンバータの入力電流とほぼ同じになります。インダクタ電流(I<sub>L</sub>)は、次のように、出力電流(I<sub>OUT</sub>)より大きくなります。

$$I_L \sim I_{OUT} \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

#### 過電流の検出

LTC4020には、ローサイド電流検出抵抗(SENSBOT-SENSGNDの入力)をモニタする過電流検出回路も内蔵されています。この回路によって、その入力に-150mV未満または100mVを超える電圧(最大平均電流の約3倍に相当)が検出された場合、すべてのスイッチが4クロック・サイクル中ディセーブルされます。

非理想的なレイアウトおよびボディ・ダイオードの整流充電における寄生インダクタンスにより、同期FETの導通開始時に検出抵抗の両端で電圧スパイクが生じることがあります。LTC4020の過電流回路は、これらの立ち上がりエッジのスパイクにはある程度の耐性がありますが、過電流回路が時期尚早にトリガされることもあります。時期尚早なトリガが発生した場合、4サイクルのスイッチ・オフ時間の繰り返しによって特定されます。SENSBOT-SENSGND入力ピン間のデバイスに近い場所にセラミック・コンデンサを配置することで、通常、電流

## アプリケーション情報

検出信号のハイパス・フィルタによって時期尚早なトリガを解消できます。通常、次のように、実効フィルタのτを1nsの範囲に設定すると、誤った信号をシャットするのに十分です。

$$C_{\text{SENSBOT, SENS GND}} \sim \frac{1 \text{ ns}}{R_{\text{SENSEB}}}$$

### スイッチング周波数の設定

RT周波数調整ピンを使用すると、LTC4020のDC/DCコンバータの動作周波数を50kHz～500kHzの範囲でユーザ設定できます。

高周波数の動作は値が小さい外付けインダクタおよびキャパシタの場合に望ましいですが、スイッチング損失やゲート・ドライブ電流の増加を伴います。また、高周波数では、最小オン/オフ時間の制約により、デューティ・サイクルが十分に高いまたは低い動作が不可能になることがあります。動作周波数を低くするには外付け部品の値を大きくする必要がある代わりに、スイッチング損失が減少し、変換効率が向上します。

動作周波数( $f_0$ )は、RTピンとグランド間に接続した周波数設定抵抗( $R_{RT}$ )を適切に選択することで設定できます。この抵抗は動作のために必要であるため、このピンを開放状態にしないでください。必要な動作周波数に対して、 $R_{RT}$ は次の関係式に従います。

$$R_{RT} = 100 \text{ k}\Omega \cdot \left( \frac{f_0}{250 \text{ kHz}} \right)^{-1.0695}$$

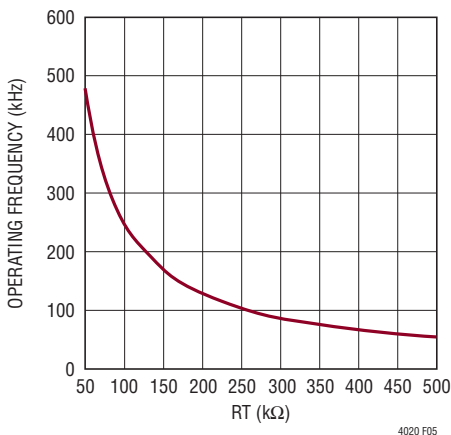


図5.RTと動作周波数

### 入力電源のデカップリング

LTC4020は、通常、 $V_{IN}$ ピンとSENSVINピンを通してチャージャの入力電源から直接バイアスされます。この電源は大きなスイッチ電流を供給するため、 $V_{IN}$ 電源の電圧グリッチを最小に抑えるには、高品質の低ESRデカップリング・コンデンサが推奨されます。高周波数ノイズを低減するため、小さなセラミック・コンデンサ(0.1μF～10μF)をデバイスの近くに入力デカップリング・コンデンサと並列に配置することも推奨されます。SENSVINピンは1次 $V_{IN}$ 側スイッチFET(A)の $V_{IN}$ 電源からのケルビン接続です。このピンを個別にデカップリングすることは推奨されません。チャージャの入力電源デカップリング・コンデンサ( $C_{VIN}$ )は、チャージャ内の入力スイッチング・リップル電流をすべて吸収するため、適切なリップル電流定格を持つ必要があります。RMSリップル電流( $I_{CVIN(RMS)}$ )は降圧動作中に最大になり、次の関係式に従います。

$$I_{CVIN(RMS)} \sim I_{MAX} \cdot DC \cdot \sqrt{\frac{1}{DC} - 1}$$

電流は、 $DC = 0.5$ すなわち $V_{IN} = 2 \cdot V_{OUT}$ で最大になります。

$$I_{CVIN(RMS)} = \frac{I_{MAX}}{2}$$

$\frac{1}{2} \cdot I_{MAX}$ のシンプルなワーストケースが設計に一般的に使用されます。ここで、 $I_{MAX}$ は設定されたインダクタ電流制限です。

バルク容量( $C_{IN(BULK)}$ )は、必要な入力リップル電圧( $\Delta V_{IN}$ )の関数です。降圧動作では、 $C_{IN(BULK)}$ は次の関係式に従います。

$$C_{IN(BULK)} \geq I_{MAX} \cdot \frac{V_{OUT(MAX)}}{V_{IN(MIN)}} \cdot \frac{1}{\Delta V_{IN} \cdot f_0}$$

ここで、 $f_0$ は動作周波数、 $V_{OUT(MAX)}$ はDC/DCコンバータの最大出力電圧、 $V_{IN(MIN)}$ は $V_{IN\_REG}$ 上で2.5Vに相当するレギュレーション電圧です。入力レギュレーション機能を使用しない場合、推奨される最低入力動作電圧を使用してください。

降圧動作が必要ないアプリケーションでは、昇圧動作中、入力リップル電流はインダクタのリップル電流( $\Delta I_{MAX}$ )と同じになります。そのため、 $C_{IN(BULK)}$ は次の関係式に従います。

$$C_{IN(BULK)} = \frac{\Delta I_{MAX}}{\Delta V_{IN} \cdot f_0}$$

## アプリケーション情報

### I<sub>LIMIT</sub>ピン

ピンの説明のセクションに記載したとおり、I<sub>LIMIT</sub>ピンを使用すると、最大平均インダクタ電流を動的に調整できます。また、アクティブ・サーボを使用して、I<sub>LIMIT</sub>ピンに電圧を加えることができます。ただし、それらのアクティブ・サーボは、電流のシンクのみを行えます。電流をソースするアクティブ回路を使用してI<sub>LIMIT</sub>ピンをドライブすることはできません。

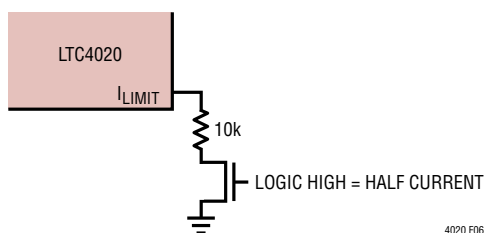


図6. 最大平均インダクタ電流のデジタル制御のためのI<sub>LIMIT</sub>ピンの使用

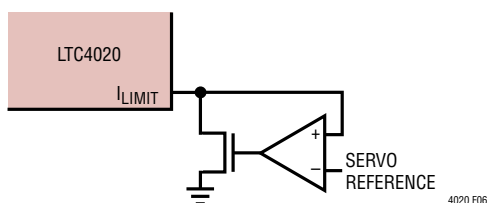


図7. 電流をシンクするアクティブ・サーボ・アンプによるI<sub>LIMIT</sub>ピンのドライブ

### インダクタの選択

LTC4020チャージャでインダクタ値を選択するための主な基準は、インダクタ内で発生するリップル電流です。インダクタ値が決まったら、インダクタの飽和電流は、インダクタ内の最大ピーク電流以上なければなりません。

インダクタ値(L)は、希望する最大リップル電流(ΔI<sub>MAX</sub>)から計算されます。一般的に、最大インダクタ・リップル電流は、(最大平均インダクタ電流I<sub>MAX</sub>に対する割合として)0.2~0.5の範囲にある必要があります。降圧中は、V<sub>IN</sub>が上昇するにつれてリップル電流が増加し、V<sub>OUT</sub> = V<sub>IN</sub>/2のときに最大になります。昇圧中は、V<sub>OUT</sub>が上昇するにつれてリップル電流が増加し、V<sub>IN</sub> = V<sub>OUT</sub>/2のときに最大になります。インダクタ値は、これらの値の間に想定される動作上の最大差を使用して選択する必要があります。

最大リップル電流と動作周波数(f<sub>0</sub>)が与えられたときの最小インダクタ値は、次のうち、L<sub>MIN</sub>に対するインダクタ値が最大になる方の関係式を使用して決定できます。

V<sub>IN</sub> > V<sub>OUT</sub>の場合(降圧変換):

$$L_{MIN} = \frac{V_{OUT} \cdot (1 - [V_{OUT} / V_{IN(MAX)}])}{f_0 \cdot \Delta I_{MAX} \cdot I_{MAX}}$$

V<sub>IN</sub> < V<sub>OUT</sub>の場合(昇圧変換):

$$L_{MIN} = \frac{V_{IN} \cdot (1 - [V_{IN} / V_{OUT(MAX)}])}{f_0 \cdot \Delta I_{MAX} \cdot I_{MAX}}$$

降圧変換の場合、V<sub>IN(MAX)</sub>に推定される最大動作電圧を使用します。推定されるV<sub>OUT</sub>動作範囲(一般的にはV<sub>FBMIN</sub> = 2.125V ~ V<sub>FBMAX</sub> = 2.75V)にV<sub>IN(MAX)</sub>/2が含まれる場合、その値をV<sub>OUT</sub>に使用します。動作範囲全体がV<sub>IN(MAX)</sub>/2を下回っている場合、V<sub>FBMAX</sub> = 2.75Vに対応する値を使用します。動作範囲全体がV<sub>IN(MAX)</sub>/2を上回っている場合、V<sub>FBMIN</sub> = 2.125Vに対応する値を使用します。

昇圧変換の場合、V<sub>OUT(MAX)</sub>に最大出力電圧(一般的にはピンV<sub>FBMAX</sub> = 2.75Vに相当)を使用します。推定されるV<sub>IN</sub>動作範囲にV<sub>OUT(MAX)</sub>/2が含まれる場合、その値をV<sub>IN</sub>に使用します。入力動作範囲全体がV<sub>OUT(MAX)</sub>/2を下回っている場合、V<sub>IN</sub>には最高動作電圧を使用します。入力動作範囲全体がV<sub>OUT(MAX)</sub>/2を上回っている場合、V<sub>IN</sub>には最低入力動作電圧を使用します。

通常、電子部品メーカーは、最大RMS定格と飽和電流定格でインダクタを指定します。1.25・I<sub>MAX</sub>以上の飽和電流定格と、I<sub>MAX</sub>を超えるRMS定格を持つインダクタを選択してください。

### 出力のデカップリング

LTC4020のDC/DCコンバータの出力がPowerPath FETを通してバッテリーに接続されていない間、システム負荷はコンバータによって直接ドライブされます。コンバータは大きなスイッチ電流を生成するため、V<sub>OUT</sub>電源の電圧グリッチを最小に抑えるには、高品質の低ESRデカップリング・コンデンサが推奨されます。高周波数ノイズを低減するため、小さなセラミック・デカップリング・コンデンサ(0.1μF ~ 10μF)を出力デカップリング・コンデンサと並列に配置することも推奨されます。V<sub>OUT</sub>デカップリング・コンデンサ(C<sub>VOUT</sub>)はコンバータのリップル

## アプリケーション情報

電流のほとんどを吸収するため、適切なリップル電流定格を持つ必要があります。RMSリップル電流 ( $I_{\Delta RMS}$ ) は昇圧動作中に最大になり、次の関係式に従います。

$$I_{\Delta RMS} \sim I_{MAX} \cdot DC \cdot \sqrt{\frac{1}{DC} - 1},$$

電流は  $DC = 0.5$  すなわち  $V_{OUT} = 2 \cdot V_{IN}$  で最大になります。

$$I_{CVOUT(RMS)} = \frac{I_{MAX}}{2}$$

$\frac{1}{2} \cdot I_{MAX}$  のシンプルなワーストケースが設計に一般的に使用されます。ここで、 $I_{MAX}$  は設定されたインダクタ電流制限です。

バルク容量は、目標とする出力リップル電圧 ( $\Delta V_{OUT}$ ) の関数で、次の関係式に従います。

昇圧動作の場合：

$$C_{OUT(BULK)} \geq I_{MAX} \cdot \frac{V_{OUT(MAX)}}{V_{IN(MIN)}} \cdot \frac{1}{\Delta V_{OUT} \cdot f_0},$$

ここで、 $V_{OUT(MAX)}$  は DC/DC コンバータの安全リミットで、 $V_{IN(MIN)}$  は  $V_{IN}$  のレギュレーションしきい値です。 $V_{IN}$  レギュレーション機能を使用しない場合、推定される最低動作電圧を使用してください。

降圧動作の場合、出力リップル電流は、インダクタのリップル電流 ( $\Delta I_{MAX}$ ) と等しくなります。そのため、 $C_{OUT(BULK)}$  は次の関係式に従います。

$$C_{OUT(BULK)} \geq \frac{\Delta I_{MAX}}{\Delta V_{OUT} \cdot f_0},$$

### スイッチFETの選択

LTC4020 は、図1に示すように、4つの外付けNチャネル・パワーMOSFETを必要とします。

パワーMOSFETの選択に使用される指定のパラメータは、ブレークダウン電圧 ( $V_{BR(DSS)}$ )、しきい値電圧 ( $V_{GS(TH)}$ )、オン抵抗 ( $R_{DS(ON)}$ )、逆伝達容量 ( $C_{RSS}$ )、および最大インダクタ電流 ( $I_{LMAX}$ ) です。

ドライブ電圧は  $INTV_{CC}$  電源ピンによって設定されます。これは一般的に5Vです。したがって、LTC4020のアプリケーションでは、ロジックレベルのしきい値を持つMOSFETを使用する必要があります。

遷移損失 ( $P_{TR}$ )：最大電力動作中、4つのスイッチすべてが発振器サイクルごとに1回状態変化します。そのため、最大スイッチング過渡電力損失 ( $P_{TR}$ ) は、状態が変化しても一定になります。

$$P_{TR(A, B)} \approx (k)(V_{IN})^2 (I_{LMAX})(C_{RSS})(f_0)$$

$$P_{TR(C, D)} \approx (k)(V_{OUT})^2 (I_{LMAX})(C_{RSS})(f_0)$$

図1に示すスイッチFETにおいて、 $P_{TR(A, B)}$  は  $V_{IN}$  側スイッチFET (AおよびB) の遷移損失で、 $P_{TR(C, D)}$  は、 $V_{OUT}$  側スイッチFET (CおよびD) の遷移損失です。逆回復電流によって生じる損失を反映する定数  $k$  は、ゲート・ドライブ電流に反比例し、LTC4020アプリケーションにおける経験値は  $k = 1$  で近似されます。 $I_{LMAX}$  は、2つの検出抵抗で設定されたコンバータの最大インダクタ電流です。

伝導損失 ( $P_{ON}$ )：伝導損失は、スイッチのデューティ・サイクルに比例します。最大インダクタ電流 ( $I_{LMAX}$ ) におけるスイッチの平均伝導損失は次のとおりです。

$$P_{ON} = I_{LMAX}^2 \cdot \rho T \cdot R_{DS(ON)} \cdot (T_{ON} \cdot f_0)$$

ここで、 $\rho T$  は正規化係数 (25°C で1) で、温度によるオン抵抗の大きな変化を表します。125°Cの最大接合部温度の場合には、 $\rho T = 1.5$  の値を使うのが妥当です。

$V_{IN} > V_{OUT}$  の場合 (降圧変換)：

$$P_{ON(A)} = I_{LMAX}^2 \cdot \rho T \cdot R_{DS(ON(A))} \cdot (V_{OUT}/V_{IN})$$

$$P_{ON(B)} = I_{LMAX}^2 \cdot \rho T \cdot R_{DS(ON(B))} \cdot (1 - V_{OUT}/V_{IN})$$

$$P_{ON(C+D)} = I_{LMAX}^2 \cdot \rho T \cdot R_{DS(ON(C, D))}$$

$V_{IN} < V_{OUT}$  の場合 (昇圧変換)：

$$P_{ON(A+B)} = I_{LMAX}^2 \cdot \rho T \cdot R_{DS(ON(A, B))}$$

$$P_{ON(C)} = I_{LMAX}^2 \cdot \rho T \cdot R_{DS(ON(C))} \cdot (1 - V_{IN}/V_{OUT})$$

$$P_{ON(D)} = I_{LMAX}^2 \cdot \rho T \cdot R_{DS(ON(D))} \cdot (V_{IN}/V_{OUT})$$

### オプションのショットキ・ダイオード (Db, Dd) の選択

ショットキ・ダイオードは、図1でDbおよびDdとして示すように、同期FET (BおよびD) に並列に配置できます。これらのダイオードは、パワーMOSFETスイッチの導通時間の間隙に生じるデッドタイム中に導通し、デッドタイム中に同期スイッチBとDのボディ・ダイオードが電荷を蓄積するのを防ぐために使用されます。



## アプリケーション情報

ダイオードの効果を最大限にするには、スイッチおよび同期スイッチ間のインダクタンスを最小限に抑える必要があります。そのため、各ダイオードは対応するFETスイッチの近くに配置する必要があります。

Ddダイオードは、Dスイッチがデイスエーブルされる逆電流防止動作中に、Dスイッチの電力損失を抑える働きもします。逆電流防止動作中の負荷電流は小さく、ダイオードDbはスイッチのデッドタイム中のみ導通するため、両方がDC/DCコンバータの最大インダクタ電流より相当低い電流定格を持つことができます。一般的に、平均電流定格が $I_{LMAX}$ の1/10以上のダイオードが適切ですが、最大インダクタ電流( $I_{LMAX} + \frac{1}{2} \Delta I_{MAX}$ )を超える瞬時電流定格を持つ必要があります。

Dbの逆電圧定格は $V_{IN}$ より高くなければなりません。Ddの逆電圧定格は $V_{OUT}$ より高くなければなりません。

### INTV<sub>CC</sub> LDOの出力とBST1およびBST2電源

トップとボトムMOSFETドライバと他の大部分の内部回路への電力はINTV<sub>CC</sub>ピンから供給されます。INTV<sub>CC</sub>の電源は、内蔵の5V低ドロップアウト・レギュレータ(LDO)によってPV<sub>IN</sub>ピンから供給されます。INTV<sub>CC</sub>は、2.2μFのセラミック・コンデンサによってPGNDにデカップリングされます。

ブートストラップされた電源ピンのBST1とBST2は、内部ハイサイドFETゲート・ドライバに電力を供給し、各ドライバはTG1ピンとTG2ピンに出力します。図1に示すように、BST1は、スイッチFET Aについて入力電源電圧より高いスイッチ・ゲート・ドライブを供給し、BST2は、スイッチFET Dについて出力電源電圧より高いスイッチ・ゲート・ドライブを供給します。これらの昇圧された電源ピンを使用することで、変換効率向上のためにNFETスイッチを使用できます。これらのブートストラップされた電源は、INTV<sub>CC</sub>ピンから外付けのショットキ・ダイオードを通して再生成されます。

2つの低リーク1Aショットキ・ダイオードのアノードをINTV<sub>CC</sub>ピンに接続します。片方のショットキ・ダイオードのカソードをBST1ピンに接続します。このダイオードの定格は、最大入力電源電圧を超える逆電圧スタンドオフに対応している必要があります。もう一方のダイオードのカソードをBST2ピンに接続します。このダイオードの定格は、コンバータの安全リミット出力( $V_{OUT(MAX)}$ )を超える逆電流スタンドオフに対応している必要があります。

1つのセラミック・コンデンサをBST1ピンとSW1ピンの間に接続し、もう1つのセラミック・コンデンサをBST2ピンとSW2ピンの間に接続します。これらの2つのコンデンサの値は、対

応するスイッチFETの総ゲート容量の50倍よりも大きい必要があります。総FETゲート電荷( $Q_{G(TOT)}$ )は、一般的に特定のゲート・ソース電圧( $V_{GS(Q)}$ )で指定されます。これらのパラメータを使用すると、必要な昇圧コンデンサの値( $C_{BST}$ )は、次の関係式に従います。

$$C_{BST} > 50 \cdot Q_{G(TOT)} / V_{GS(Q)}$$

一般に、ほとんどのアプリケーションで $C_{BST} = 1\mu F$ が適切です。

低負荷動作、スタートアップ、非オーバーラップ時間の間、インダクタ電流は同期FETのシリコン・ボディ・ダイオードによって導電されます。このダイオードにはかなりの量の電荷が蓄積されるため、次のサイクルで1次スイッチがオンになると、メイン・スイッチによって逆回復電流が導電され、このダイオードが放電されます。その結果生じる短時間の電流スパイクはインダクタ電流そのものより数桁大きくなることもあり、スイッチト・ノードで極めて高速なdV/dtが生じます。そのため、スイッチFETのパッケージングや非理想的レイアウトにおける寄生インダクタンスは、スイッチング・サイクルの立ち上がりエッジで10V以上の電圧スパイクを起こすことがあります。これは、インダクタの昇圧側で特に問題になります。昇圧側の電圧スパイクは負であり、BST2-SW2コンデンサの電圧が上昇する可能性があるためです。これは、低負荷動作中またはスタートアップ中など、昇圧同期スイッチ(D)がデイスエーブルされているときに一般に発生します。昇圧された電源の電圧が過度に上昇すると、デバイスの絶対最大電圧定格に違反し、損傷を生じる可能性があります。この効果は、昇圧同期FETの両端にショットキ・ダイオード(図1のD<sub>D</sub>)を実装することで大きく低減できます。ダイオードにより、同期FETのボディ・ダイオードの逆回復電荷が減少するためです。また、低電流6Vツェナー(0.1A)をBST2-SW2コンデンサと並列に接続しても、不要な電荷を効果的にシャントでき、過度の電圧上昇を防ぐことができます。

### BST1およびBST2電源用の外付け電源

高精度5V電源(±5%)が使用できる場合に限り、トップおよびボトムMOSFETドライバの電力を外部電源から供給できます。

INTV<sub>CC</sub>内部電源はリニア・レギュレータで、 $V_{IN}$ ピンから電流を伝達します。したがって、 $V_{IN}$ ピンの電圧が高い要件や、ゲート・ドライブが大きい要件では、電力損失が大きくなります。

## アプリケーション情報

ぎる場合があります。線形パス・エレメント ( $P_{INTVCC}$ ) の電力損失は次のとおりです。

$$P_{INTVCC} = (V_{IN} - 5V) \cdot Q_{G(TOT)ABCD} \cdot f_o$$

ここで、 $Q_{G(TOT)ABCD}$  は、4つのスイッチの総ゲート電荷の合計で、 $f_o$  はLTC4020のスイッチング周波数です。

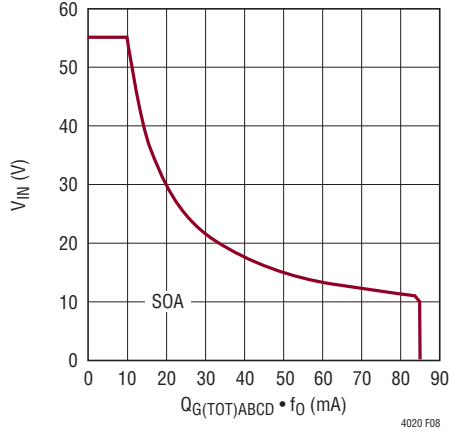


図8. INTV<sub>CC</sub> パス・エレメントのSOA (安全動作領域)

必要な動作を実現すると内部5Vレギュレータが許容されるSOA領域を外れてしまう場合、ゲート・ドライブの電源を外から供給する必要があります。

LTC4020を外付けの5Vレギュレータでドライブするには、図9に示すようにPV<sub>IN</sub>ピンとINTV<sub>CC</sub>ピンをそのレギュレータの出力に接続します。SENSVINピンは入力電源に接続したままにします。

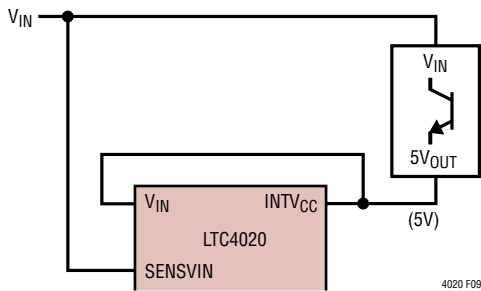


図9. 内部電力損失低減のための外付け5Vレギュレータの接続

厳密にレギュレーションされた低電圧入力電源 (4.5V ~ 5.5V) で動作する場合、LTC4020の内部ゲート・ドライバとBSTリフレッシュ機能は入力電源から直接電力供給でき、INTV<sub>CC</sub>ピンに電力を供給するのに5Vレギュレータは不要です。図10に示すように、入力電源をPV<sub>IN</sub>ピン、INTV<sub>CC</sub>ピン、SENSVINピンに接続します。

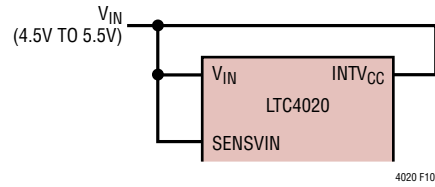


図10. 低電圧入力電源の接続

この構成では、LTC4020がシャットダウン中にINTV<sub>CC</sub>ピンは急落できません。シャットダウン中にピン・バイアスが維持されるため、電流がINTV<sub>CC</sub>ピンに流入し、入力電源電流が増加します。この構成でINTV<sub>CC</sub>ピンに流れ込む総シャットダウン電流は、約150μAです。

## バッテリー・チャージャのセクション

### バッテリー・チャージャの電圧の設定

LTC4020は、BATピンとグラウンドの間に配置した外付けの帰還抵抗分割器を使用して、バッテリー電圧を設定します。この分割器は、帰還をVFBピンに出力し、充電サイクルの最後にバッテリー・チャージャが達成する最終的な電圧を設定します。2.5Vの帰還リファレンス電圧は、CC/CVモード充電 (MODE = 0V) のバッテリーのフロート電圧に対応しています。

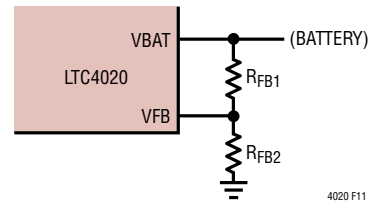


図11. バッテリー電圧の設定

その結果生じる帰還信号は、コンバータのエラーアンプによって2.5Vの内部電圧リファレンスと比較されます。出力電圧は次式によって与えられます。

$$V_{(FLOAT)(CC/CV)} = 2.5V \left( 1 + \frac{R_{FB1}}{R_{FB2}} \right)$$

ここで、 $R_{FB1}$  と  $R_{FB2}$  は図11のように定義されます。

CCモード充電 (MODE = -NC-) の場合、 $V_{FB} = 2.5V$  に対応する  $R_{FB1}$  と  $R_{FB2}$  が最大  $V_{BAT}$  電圧を設定します。必要な場合、そのレベルの定電圧機能が使用できます。

## アプリケーション情報

鉛蓄電池充電 (MODE = INTV<sub>CC</sub>) の場合、吸収モード電圧は V<sub>FB</sub> ピンの 2.5V に対応します。バッテリー・フロート電圧 (維持電圧) は、V<sub>FB</sub> ピンの 2.3125V、すなわち吸収電圧の 92.5% に対応します。これらの電圧は、一般的に 6セル (12V) バッテリーの 14.4V および 13.3V にそれぞれ相当します。

R<sub>FB1</sub> と R<sub>FB2</sub> の値は、通常、コンバータの安全リミットを設定する分割器に使用される抵抗値と同じ (コンバータの V<sub>FBMAX</sub> ピンへの出力。「DC/DC コンバータのセクション」を参照) で、バッテリーの最大充電電圧より 10% 高い DC/DC コンバータの最大レギュレーション電圧 (安全リミット) が得られます。

### 一般的なバッテリー・タイプ: 正規化された R<sub>FB1</sub> 抵抗値 (R<sub>FB2</sub> = 1)

| バッテリー・タイプ               | 電圧         | R <sub>FB1</sub> |
|-------------------------|------------|------------------|
| 1セル LiFePO <sub>4</sub> | 3.6V フロート  | 0.44             |
| 1セル リチウムイオン             | 4.2V フロート  | 0.68             |
| 2セル LiFePO <sub>4</sub> | 7.2V フロート  | 1.88             |
| 2セル リチウムイオン             | 8.4V フロート  | 2.36             |
| 6セル 鉛蓄電池                | 12V バッテリー  | 4.76             |
| 3セル LiFePO <sub>4</sub> | 10.8V フロート | 4.04             |
| 3セル リチウムイオン             | 12.6V フロート | 3.32             |
| 4セル LiFePO <sub>4</sub> | 14.4V フロート | 4.76             |
| 6セル LiFePO <sub>4</sub> | 21.6V フロート | 7.64             |
| 12セル 鉛蓄電池               | 24V バッテリー  | 10.52            |

### R<sub>CS</sub>: バッテリー充電電流の設定

LTC4020 はバッテリー充電電流を検出するのに、CSP ピンと CSN ピンの間に接続した検出抵抗を使用します。最大平均バッテリー充電電流 (I<sub>CSMAX</sub>) の設定は、この電流検出抵抗の値を設定することで行います。抵抗値は、必要な最大充電電流が検出抵抗を通ることで 50mV の電圧降下を起こすように選択します。

$$R_{CS} = \frac{0.05V}{I_{CSMAX}}$$

たとえば、最大平均充電電流を 5A にするには、0.01Ω の検出抵抗を使用します。

### PowerPath FET の機能と瞬時オン

LTC4020 は、ゲートが BGATE ピンに接続された外付けの PMOS スイッチを制御します。この PowerPath FET は、バッテリーを出入りする電流の流れを制御します。

通常のバッテリー充電サイクルでは、BGATE ピンは“L”に引き下げられ (V<sub>GS</sub> = 9.5V でクランプ)、FET は DC/DC コンバータ出力からバッテリーへの低インピーダンス接続として動作し、実質的にバッテリーとコンバータの出力を短絡させます。これにより、充電電流が FET を通過することによる電力損失が最低限に抑えられます。V<sub>IN</sub> 電力がないとき、またはデバイスがシャットダウンされているとき、LTC4020 は BGATE ピンを“L”に維持することでバッテリーにコンバータの出力を接続し、ここでも実質的にバッテリーとコンバータの出力を短絡させます。これにより、出力がバッテリーによって給電されているときの電力損失が最低限に抑えられます。

LTC4020 は、PowerPath FET を制御して、深く放電したバッテリーで充電サイクルを開始するときに瞬時オン動作を実行します。バッテリー電圧が設定された最低動作出力電圧 (V<sub>FBMIN</sub> = 2.125V に対応) を下回った場合、PowerPath FET はリニア・レギュレータとして構成され、バッテリーに充電電流を供給しながらも、DC/DC コンバータの出力がバッテリー電圧より高くなるようにします。瞬時オン動作中、BGATE ピンは LTC4020 によってドライブされ、PowerPath FET のソースの電圧を設定された最低電圧に維持します。このとき、FET は、バッテリー電圧とは無関係に、バッテリーに充電電流を供給する高インピーダンスの電流源として動作します。

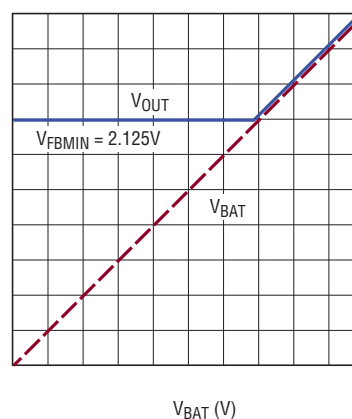


図 12. 瞬時オン DC/DC コンバータ出力とバッテリー電圧特性

## アプリケーション情報

その結果生じる帰還信号は専用の瞬時オン・エラー・アンプで2.125Vの内部電圧リファレンスと比較され、その出力がBGATEピンをサーボ制御します。出力電圧は次式によって与えられます。

$$V_{OUT} = 2.125V \left( 1 + \frac{R_{MIN1}}{R_{MIN2}} \right)$$

ここで、 $R_{MIN1}$ と $R_{MIN2}$ は図13のように定義されます。

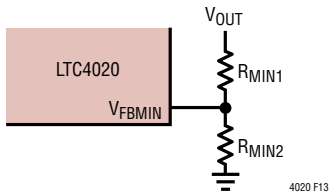


図13.  $V_{OUT}$  瞬時オン設定

$R_{MIN1}$ と $R_{MIN2}$ の値は、通常、バッテリー電圧を設定する分割器に使用される抵抗値と同じ( $V_{FB}$ ピン。「バッテリー・チャージャのセクション」を参照)で、バッテリー充電電圧の85%に相当するDC/DCコンバータの最低動作レギュレーション電圧が得られます。

瞬時オン動作中、PowerPath FETの両端のドレイン・ソース電圧( $V_{CSN} - V_{BAT}$ )が0.45Vを超えた場合、最大充電電流が自動的に減少します。最大充電電流は、 $0.45V < V_{CSN} - V_{BAT} < 1.95V$ の範囲にわたり、バッテリー・チャージャ検出抵抗(RCS)によって設定された電流の1/15に線形的に減少します。この充電電流の減少は、PowerPath FETで過度の電力損失を防ぐのに役立ちます。

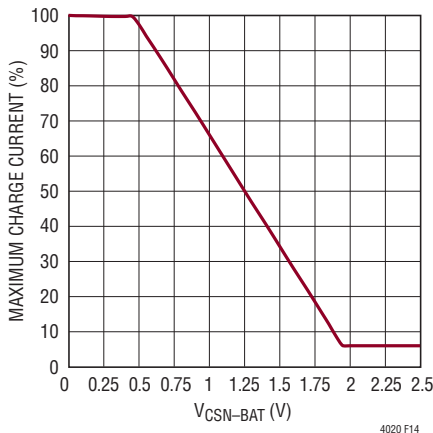


図14. 瞬時オン・チャージャ電流検出制限の低減

DC/DCコンバータが動作中であるがバッテリー・チャージャが充電サイクルにないとき、PowerPath FETはBATピン(アノード)とCSNピン(カソード)間の理想ダイオードとして自動的に構成されます。この理想ダイオード機能により、コンバータが電力を供給している間もバッテリーがコンバータの出力から切断されたままになるとともに、もし負荷がDC/DCコンバータの能力を超えた場合は、バッテリーが効率的に有効になり電力を追加できるようになります。この理想ダイオード回路は外付けFETをレギュレートして低損失伝導を実現し、理想ダイオードを通るバッテリー電流負荷が $14mV/R_{DS(ON)}$ を超えない場合に、BATピンとCSNピン間の電圧降下を14mVに維持します。これより大きな電流では、FETは $R_{DS(ON)}$ に等しい固定値抵抗として動作します。

アプリケーションによっては、PowerPath機能が不要なこともあります。たとえば、鉛蓄電池チャージャは終了しない(フロート充電モードにいつまでも維持される)ため、瞬時オン機能が必要ない限り、バッテリーを出力から切断する必要はありません。こういったアプリケーションではPowerPath FETは省くことができます。その場合、検出抵抗のCSN側をBATに接続し、 $V_{FBMIN}$ をグラウンドに接続し、100pFコンデンサをBGATEピンとグラウンドの間に接続します。「標準的応用例」セクションの回路を参照してください。

### RNG/SS: 電流制限の動的調整

ピンの説明のセクションに記載したとおり、RNG/SSピンを使用すると、最大充電電流を動的に調整できます。アクティブ・サーボを使用して、RNG/SSピンに電圧を加えることができます。ただし、それらのアクティブ・サーボは、電流のシンクのみを行えます。電流をソースするアクティブ回路を使用してRNG/SSピンをドライブすることはできません。

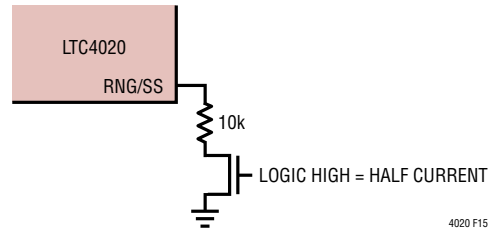


図15. 最大充電電流のデジタル制御のためのRNG/SSピンの使用

## アプリケーション情報

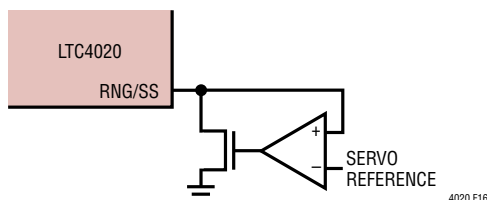


図 16. 電流をシンクするアクティブ・サーボ・アンプによる RNG/SS ピンのドライブ

## RNG/SS: ソフトスタート

RNG/SS ピンによるソフトスタート機能もサポートされています。50 $\mu$ A が RNG/SS ピンからソースされるため、RNG/SS ピンとグランドの間にコンデンサを接続すると (C<sub>RNG/SS</sub>)、線形電圧ランプが生成されます。最大充電電流はこの電圧に従うため、コンデンサが 0V から 1V に充電されるにつれ、充電電流は 0 からフル設定値に増加します。C<sub>RNG/SS</sub> の値は、最大電流までの所望の時間 (T<sub>SS</sub>) に基づいて、以下の関係式に従って計算されます。

$$C_{RNG/SS} = 50\mu A \cdot T_{SS}$$

充電が終了すると、RNG/SS ピンが内部でグランドに引き下げられます。そのため、新しい充電サイクルは毎回ソフトスタート・サイクルで開始されます。不良バッテリー・フォルトや NTC フォルト状態が発生している間も、RNG/SS はグランドに引き下げられます。

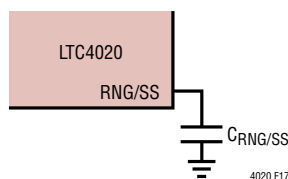


図 17. ソフトスタートのための RNG/SS ピンの使用

## 状態ピン

LTC4020 は、2つのオープン・コレクタ出力 (STAT1 ピンと STAT2 ピン) によりチャージャの状態を知らせます。これらのピンにはディスエーブル時に 55V の電圧を加えることができ、イネーブル時は最大 5mA をシンクできます。

CC/CV 充電アルゴリズム用に構成された LTC4020 では、バッテリー充電電流が設定された最大値の 10% を超えると (C/10)、STAT1 ピンが “L” に引き下げられます。STAT1 ピンは、NTC フォルト中にも “L” に引き下げられます。STAT2 ピンは、NTC フォルト中または不良バッテリー・フォルト発生後、“L” に引き下げられます。充電サイクルが終わったとき、充電電流が C/10 しい値を下回ったとき、STAT1 ピンは高インピーダンスになります。フォルト状態がなければ、STAT2 ピンは高インピーダンスのままになります。

CC 充電アルゴリズム用に構成された LTC4020 では、充電サイクルの間常に STAT1 ピンは “L” に引き下げられます。STAT2 ピンは、NTC フォルト中に “L” に引き下げられます。充電サイクルが終わると、STAT1 ピンは高インピーダンスになります。

鉛蓄電池充電アルゴリズム用に構成された LTC4020 では、STAT1 ピンと STAT2 ピンは充電サイクルステージのインジケータ・ピンとして使用されます。STAT1 ピンは、バルク充電ステージおよび吸収充電ステージ中に “L” に引き下げられ、フロート充電ステージ中と NTC フォルトまたは不良バッテリー・フォルト中に高インピーダンスになります。STAT2 ピンは、バルク充電ステージおよびフロート充電ステージ中に “L” に引き下げられ、吸収充電ステージ中と NTC フォルトまたは不良バッテリー・フォルト中に高インピーダンスになります。

STAT1 状態ピンおよび STAT2 状態ピンは、バイナリ・コードされており、信号は次の表に従います。この表で、オンはピンが “L” に引き下げられたことを示し、オフはピンが高インピーダンスであることを示します。

| 状態ピンの状態 |       | CC/CV<br>(MODE = 0V)                        | 鉛蓄電池<br>(MODE = INTV <sub>CC</sub> ) | CC<br>(MODE = -NC-)                         |
|---------|-------|---|--------------------------------------|---|
| STAT1   | STAT2 |   |                                      |   |
| オフ      | オフ    | 非充電中 — スタンバイまたはシャットダウン・モード、 $I_{CS} < C/10$ | 非充電中 — NTC/不良バッテリー・フォルトまたはシャットダウン    | 非充電中 — スタンバイまたはシャットダウン・モード、 $I_{CS} < C/10$ |
| オフ      | オン    | 不良バッテリー・フォルト                                | フロート充電                               | 不使用   |
| オン      | オフ    | 充電サイクル OK: トリクル充電または $I_{CS} > C/10$        | 吸収充電                                 | 充電サイクル OK                                   |
| オン      | オン    | NTC フォルト                                    | バルク充電                                | NTC フォルト                                    |

## アプリケーション情報

### タイマ:C/10による終了

LTC4020は、低電流ベースの終了スキームをサポートしています。この終了モードはTIMERピンをグランドに短絡することにより有効になります。

CC/CV充電モードでは、チャージャからの電流出力が、R<sub>CS</sub>によって設定された最大充電電流(I<sub>CSMAX</sub>)の1/10より小さくなるとバッテリー充電サイクルが終了します。C/10しきい値電流は、R<sub>CS</sub>の両端の5mVの電圧に対応します。

鉛蓄電池充電中は、LTC4020は吸収ステージの充電電流が設定された最大電流の1/10に減少するとフロート充電を開始します。

CCモードで充電しているときは、電流源機能は無期限にアクティブになります。

C/10による終了を使用した場合、不良バッテリー検出は行われません。

### タイマ:タイマによる機能

LTC4020は、指定した時間が経過した後にバッテリー充電サイクルを制御する、タイマ・ベースの機能をサポートしています。タイマに基づく充電終了はコンデンサ(C<sub>TIMER</sub>)がTIMERピンからグランドに接続されていると有効になります。所望のサイクル終了時間(T<sub>EOC</sub>)に対するC<sub>TIMER</sub>は、次の関係式に従います。

$$C_{\text{TIMER}} = T_{\text{EOC}} \cdot 6.87 \times 10^{-2} \text{ (}\mu\text{F)}$$

ここで、T<sub>EOC</sub>は時間単位です。

リチウムイオン充電サイクルの終了では、一般にタイマT<sub>EOC</sub>は3時間に設定され、0.2μFのタイマ・コンデンサを必要とします。タイマ・サイクルは、チャージャが定電流充電から定電圧充電に遷移したときにスタートするため、タイマ・サイクル最後での終了は充電サイクルが正常に完了した場合にのみ発生します。タイマ終了が使われているとき、バッテリー充電電流がC/10しきい値を下回るまで、STAT1状態ピンは充電サイクルの間“L”に引き下げられます。STAT1ピンは充電電流がC/10を下回っている間高インピーダンスに留まりますが、タイマT<sub>EOC</sub>に達するまでチャージャは引き続きバッテリーに電流を流し続けます。T<sub>EOC</sub>に達すると、LTC4020は充電サイクルを終了し、PowerPath FETはバッテリーをDC/DCコンバータの出力から切断します。

鉛蓄電池充電中は、タイマは吸収モードの安全タイマとして動作します。通常、LTC4020は吸収ステージの充電電流が設

定された最大電流の1/10まで減少したときにフロート充電を開始しますが、タイマで吸収充電ステージの最長持続時間を制限できます。T<sub>EOC</sub>に達するまでに充電電流が設定された最大電流の1/10に達しない場合、LTC4020はバッテリー・チャージャを強制的にフロート充電モードにします。鉛蓄電池充電における標準的なタイマT<sub>EOC</sub>は6~8時間で、0.47μFのタイマ・コンデンサで実現できます。

CCモードで充電しているときの充電終了後、タイマがT<sub>EOC</sub>に到達して充電サイクルが終了すると、入力電源すなわちSHDNは次のバッテリー充電サイクルに入ります。

CC/CVまたは鉛蓄電池充電中、不良バッテリー検出機能が利用できます。このフォルト状態は、バッテリーがプリコンディショニング(V<sub>FB</sub> < 1.75V)にตอบสนองせず、プログラムされたT<sub>EOC</sub>時間の1/8が経過した後チャージャがプリコンディショニング・モードに留まると(または入ると)発生します。不良バッテリー・フォルトが発生すると、充電サイクルが停止し、フォルト状態が状態ピンに通知されます。不良バッテリー・フォルトは、バッテリー電圧がプリコンディショニングしきい値より高くなるか、電源すなわちSHDNが次のサイクルに入るまで、アクティブのままになります。

### バッテリー温度によって制限される充電NTC

NTC(負温度係数)サーミスタをバッテリー・パックに近接させて使うことにより、LTC4020はバッテリー温度をモニタすることができます。温度モニタ機能は、10kΩ、β = 3380のNTCサーミスタをNTCピンからグランドに接続することによりイネーブルされます。NTCによる温度モニタ機能が不要な場合は、このピンを未接続のままにします。

NTCピンは50μAをソースし、10kΩサーミスタ両端の電圧降下をモニタします。このピンの電圧が1.35V(0°Cに相当)より上または0.3V(40°Cに相当)より下になると、バッテリー温度は範囲から外れ、LTC4020はNTCフォルトをトリガします。NTCピンの電圧が0°C~40°Cの範囲内の温度に相当するまで、NTCフォルト状態が保たれます。高温しきい値と低温しきい値の両方に、5°Cに対応するヒステリシスが組み込まれています。

さらに高い動作充電温度が必要な場合は、10kのNTC抵抗に直列抵抗を追加することによって、温度範囲を拡大できます。910Ωの抵抗を追加すると、実効高温しきい値が45°Cに上昇します。この抵抗追加の低温しきい値への影響は無視できます。

## アプリケーション情報

NTCフォルト中、充電が停止され、状態ピンにNTCフォルトが知らされます。タイマ終了がイネーブルされていると、タイマのカウンタが一時停止され、フォルト状態が解放されるまでホールドされます。このフォルト中にRNG/SSピンも“L”に引き下げられ、ソフトスタート機能を組み込んでいる場合に、緩やかな再始動をもたらします(動的な充電電流調整とソフトスタートのセクションを参照)。

### DC/DCコンバータ:補償およびフィルタリング用の外付け部品

LTC4020の平均電流モード・アーキテクチャは、2つの積分補償ノードを採用しています。電流設定ループは、VCピンの電流検出アンプの出力で、一般には直列のR-Cネットワーク( $R_{VC}$ 、 $C_{VC}$ )によって補償されます。このVCピンで生じる電圧は内部ランプと比較され、コンバータのデューティ・サイクルを制御します。

電流ループは、ITHピンのエラー・アンプの出力で、一般には直列のR-Cネットワーク( $R_{ITH}$ 、 $C_{ITH}$ )によって補償されます。ITHピンの電圧が電流検出アンプにかかり、電流ループがサーボする電流レベルが設定されます。

補償部品を決定する間、LTC4020はまず、バッテリー・チャージャ部からの機能的寄与をなくすよう構成する必要があります。これは、NTCピンをグラウンドに接続することで簡単に可能で、これにより、すべてのバッテリー充電機能がディスエーブルされ、PowerPath FETが高インピーダンス状態になります。

通常、電流ループ補償(VCピン)伝達機能クロスオーバー周波数はスイッチング周波数の約1/2に設定され、電圧ループ補償(ITHピン)伝達関数クロスオーバー周波数はスイッチング周波数の約1/10に設定されます。

補償値は、高い方と低い方の入力電圧動作制限と、 $V_{IN}$  ~  $V_{OUT}$  に対してテストすることで、すべてのスイッチング・モード(降圧、昇圧、昇降圧)での安定した動作を確認する必要があります。

補償値の決定にネットワーク・アナライザが使用できない場合、アプリケーションノート19に記載されている手順を使用して補償を調整してください。アプリケーションノート19は、<http://cds.linear.com/docs/en/application-note/an19fc.pdf>にあります。

VCピンの補償:

1.  $V_{NTC} = V_{FBMAX} = 0V$
2.  $V_{IN}$ を標準電圧に固定する。
3.  $V_{OUT}$ を $V_{FB}$ レギュレーション電圧に固定する。 $V_{OUT}$ には充電済みバッテリー、バッテリー・シミュレータ、2象限電源を使用できる。
4. ITHピンに1V ~ 1.5Vの方形波(1kHz)を与える。
5. 電流プローブでインダクタ電流をモニタする。
6. アプリケーションノート19に従い、応答がクリティカルに減衰するまで補償値を調整する。

ITHピンの補償:

1.  $V_{NTC} = 0V$ (チャージャをディスエーブルする)
2. レギュレーション状態にする( $V_{FBMAX} = 2.75V$ )。
3. 出力の負荷電流をステップングする( $I_{MAX}$ の25% ~ 75%)
4.  $V_{OUT}$ の電圧をモニタする。
5. アプリケーションノート19に従い、応答がクリティカルに減衰し、約10~25サイクルに落ち着くまで補償値を調整する。
6.  $V_{NTC} = 0.8$ (チャージャをイネーブルする)
7. バッテリー・チャージャを動作させ、すべてのモードにおける安定性を確認する。

### バッテリー・チャージャの機能:フィルタ部品

#### 電圧レギュレーション・ループ(VFB):

チャージャの電圧レギュレーション・ループは、バッテリー電圧をモニタするもので、非常に動作が遅いノードによって制御されています。しかし、バッテリーESRでは、リップル電流によって大きなAC電圧を生じ、不安定な動作を招くことがあります。このESR効果は、VFB入力にコンデンサを1つ追加して低周波数のポールを生成することで軽減できます。

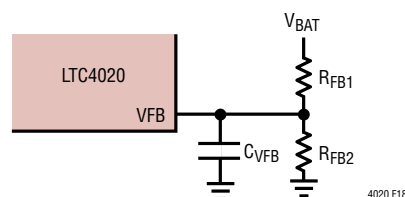


図18.VFBリップルの抑制

## アプリケーション情報

### 電流検出レギュレーション・ループ(CSN、CSP) :

チャージャ電流レギュレーション・ループは、バッテリー充電電流をモニタしレギュレートします。しかし、DC/DCコンバータ出力のリップル電圧がチャージャの検出抵抗の両端に直接かかり、大きなリップル電流を生じることがあります。リップル電流が大きくなると、低レベルの電流検出ができなくなったり、動作が不安定になったりします。このリップル電流効果は、CSNピンとCSPピンの間にコンデンサ( $C_{CS}$ )を追加することで、これらのピンに要求される2つの $100\Omega$ 抵抗で低周波数ポールを生成すると、大きく低減できます。フィルタ周波数は、一般的に、CSPピンとCSNピンの電流検出入力の間にかかる電圧リップルを $1mV_{PP}$ 未満に低減するために設定されます。

電流検出入力のリップル低減フィルタは、チャージャ入力ループ応答で位相シフトを生じ、その結果動作が不安定になることがあります。 $C_{CS}$ と直列に抵抗( $R_{CS}$ )を配置すると、位相マージンを回復するためのゼロを設けられます。このゼロ設定抵抗は、リップル誤差を再度導入するため、 $R_{CS}$ が最小限に抑えられます。 $CSOUT$ は、 $R_{CS} = 0$ の同様なフィードフォワード・ゼロのためにITHにカップリングできます。

電流検出情報(CSNピンからCSPピンへの差動電圧)は、20倍に増幅された後、 $CSOUT$ ピンに出力されます。この信号は、トランスコンダクタンス・アンプの入力で最大充電電流に比例するリファレンス電圧と比較されます。これにより、ITH補償ピンを変調する誤差電流が生成されます。 $CSOUT$ ピンからITHピン( $C_{CSOUT}$ )にコンデンサを配置することで、フィードフォワード・ゼロを使用して、位相マージンを回復できます。 $CSOUT$ ピンの出力インピーダンスは約 $100k\Omega$ のため、補償要件が適切な場合、 $C_{CSOUT}$ コンデンサは、 $100k\Omega$ ゼロ設定抵抗を伴う1次ポールITHコンデンサと、 $CSOUT$ からITHへのフィードフォワード・カップリングの2つの役目を果たすことができます。

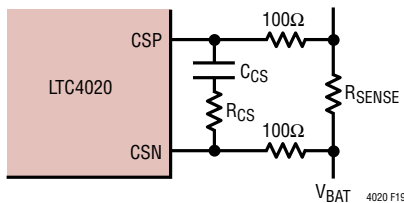


図19. CSN/CSPリップルの抑制

### 瞬時オン/理想ダイオード・レギュレーション・ループ (BGATE) :

瞬時オン機能は、BGATEピンの電圧をサーボ制御することで、PowerPath FETの両端の電圧をレギュレーションします。PowerPath FETのゲート容量は、一般的にこのループを安定化させるのに十分です。必要に応じて、瞬時オン動作中に電流フォールドバック・ループを安定化させるために追加の容量をBGATEピン( $C_{BGATE}$ )に加えることができます。

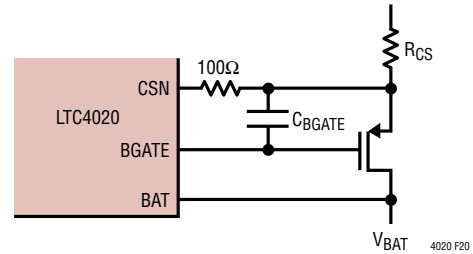


図20. 瞬時オン/理想ダイオードの補償

### レイアウトに関する検討事項

LTC4020は、通常、大きなスイッチング・トランジェントを伴う設計に使用されます。デバイスに内蔵されたスイッチ・ドライバは大きな容量をドライブするよう設計されているため、それ自体で大きな過渡電流を発生します。電源のバイパス・コンデンサの位置については、デバイスが使用する信号グランド・リファレンス(SGND)が乱されるのを防ぐため、注意深く検討する必要があります。一般に、高電流経路と入力電源および任意のローカル・ドライブ電源からのトランジェントは、SGNDと常に絶縁しておく必要があります。SGNDは、エラー・アンプ・リファレンス回路や電流検出回路などといった精密な回路の基準として使用されるためです。

効果的な接地は、グランド・プレーンを流れるスイッチ電流と、各バイパス・コンデンサのリターン電流経路を検討することで実現できます。 $V_{IN}$ バイパスのリターン、 $INTV_{CC}$ バイパスのリターン、グランド基準スイッチFETのソースには、PGND電流が流れます。SGNDは、 $V_{OUT}$ バイパス・コンデンサの負端子を起点としたLTC4020の小信号リファレンスです。

細いトレースを使用してグランド経路を分離しようとししないでください。良いグランド・プレーンは常に重要ですが、PGNDを基準としたバイパス素子は、これらのリターン経路の過渡電流がSGNDリファレンスを乱さないように、配置方向を定める必要があります。



## アプリケーション情報

同期スイッチとメイン・スイッチの導通時間の間に生じるデッド・タイム中、同期FETのボディ・ダイオードがインダクタ電流を流します。ボディ・ダイオードを反転させるには、メイン・スイッチ起動中にメイン・スイッチから大量の電荷を与える必要があるため、メイン・スイッチで電流スパイクが生じます。ボディ・ダイオードが反転する瞬間、インダクタとメイン・スイッチの間で電流の不連続状態が生じ、寄生インダクタンスにより、スイッチ・ノードがこの不連続状態に反応して遷移します。電流が大きく過度の寄生インダクタンスが存在する場合、この遷移中に極めて高速な $\delta V/\delta t$ 時間が生じることがあります。これらの高速な $\delta V/\delta t$ 遷移により、同期FETのボディ・ダイオードでなだれ降伏が起り、同期FETの寄生ターンオンによってシュートスルー電流が生じることがあります。これらの効果を抑えるためには、スイッチト・ノードの寄生インダクタンスを最小限に抑えるようなレイアウトと部品の向きを使用することが重要です。

電源経路部品の向きは、グランド・プレーンの電流経路が信号グランド領域を横切らないように配置します。パワー・グランド電流は、LTC4020上でPGNDピンを介して制御され、このグランドは、ローカルINTV<sub>CC</sub>電源とともに高電流同期スイッチ・ドライブ部品の基準になります。PGNDとSGNDの電圧を相互に整合した状態に維持することは重要です。これらのグランドを細いトレースで分離することは推奨しません。

グランド基準のスイッチFETがターンオフされたとき、ゲート・ドライブ電流はスイッチFETのソースからLTC4020のPGNDピンに戻ります。BOOST電源リフレッシュ・サージ電流も、同じ経路を伝って戻ります。スイッチFETの向きは、これらのPGNDリターン電流によってSGNDリファレンスを乱さないように配置します。

スイッチMOSFETと入力コンデンサ(CV<sub>IN</sub>)によって形成される高 $\delta i/\delta t$ ループには、高周波ノイズとインダクティブ・リンギングによる電圧ストレスを最小限に抑えるために、短く幅広のトレースを使用する必要があります。部品のリードによる寄生インダクタンスを低減するため、表面実装の部品が好まれます。スイッチFET、スイッチト・インダクタ、入力および出力デカップリング・コンデンサを互いに近接させることによって、スイッチ経路の電流を制御できます。INTV<sub>CC</sub>と、BST1およびBST2デカップリング・コンデンサはデバイスのすぐ近くに配置します。これらのコンデンサには、スイッチFETゲート・ドライブ電流が流れます。小信号部品は、高周波数スイッチング・ノード(TG1、BG1、TG2、BG2、SW1、SW2、BST1、BST2、およびINTV<sub>CC</sub>)から離して配置します。高電流スイッチング・ノードは、レイアウトを単純化し、SGNDリファレンスを乱さないよう、LTC4020パッケージの上側に配置します。

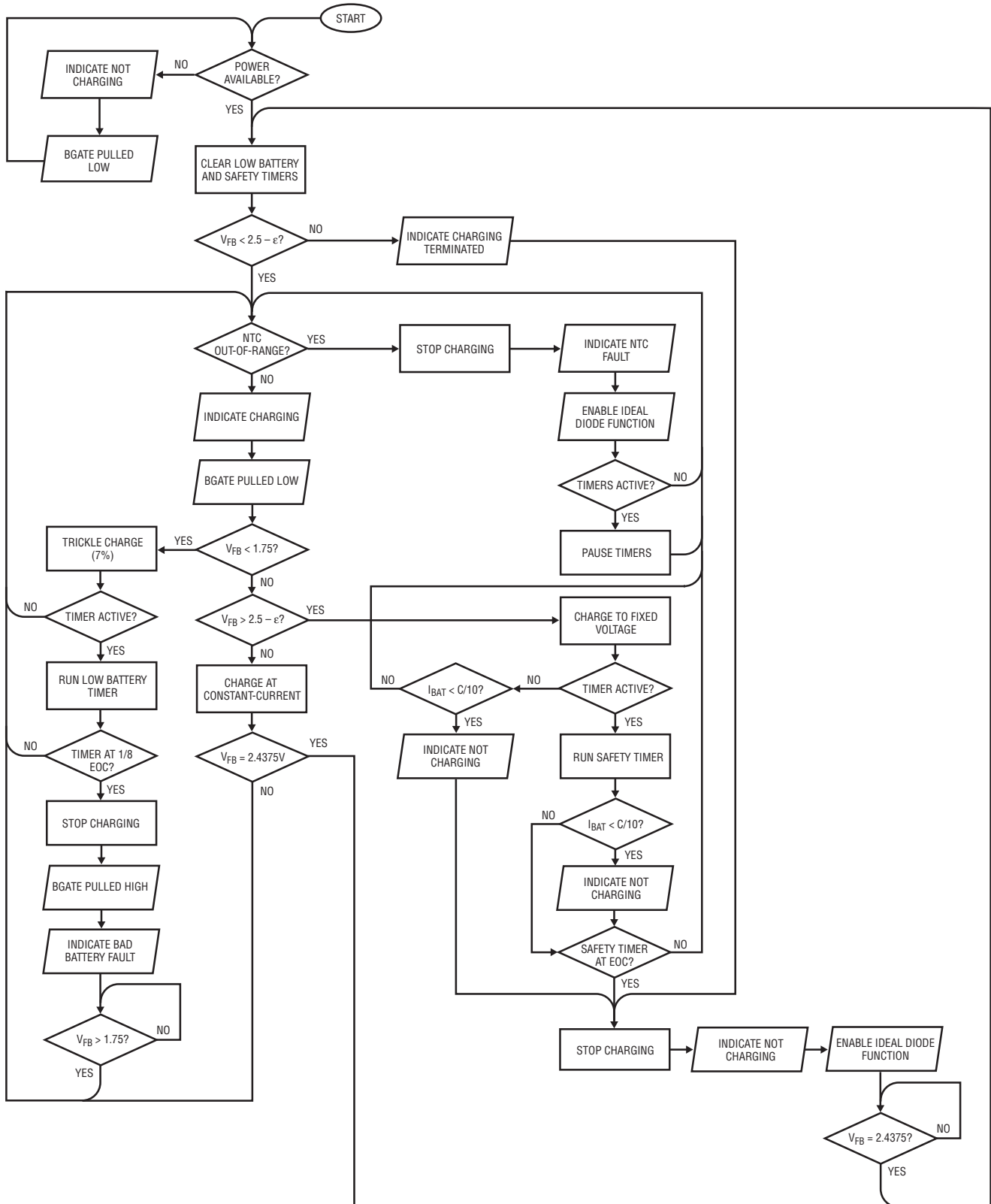
出力とバッテリー・チャージャ帰還抵抗を、LTC4020の近くに配置し、高インピーダンス帰還ノードの長さをできる限り短くします。

SENSVINおよびSENSTOPのトレースは一緒に配線し、SENSBOTとSENSGNDは一緒に配線する必要があります。これらのトレースはできるだけ短く保ち、高電流スイッチング・ノードによってこれらの線が乱れないようにします。

LTC4020のパッケージは、パッケージの裏面の露出パッドを介して、デバイスから効率的に放熱するように設計されています。露出パッドは、PCB上の銅のフットプリントに半田付けされています。露出パッドはSGNDに電氣的に接続されているため、PCBグランド・プレーンへの接続性が良いと、デバイスのケースから周囲の空気への熱抵抗を効率的に低減できます。

スイッチング電源のPCB設計およびレイアウトに関するガイドライン、テクニック、検討事項については、アプリケーションノート136 (<http://cds.linear.com/docs/en/application-note/an136f.pdf>)を参照してください。

LTC4020の定電流/低電圧(CC/CV)充電の図

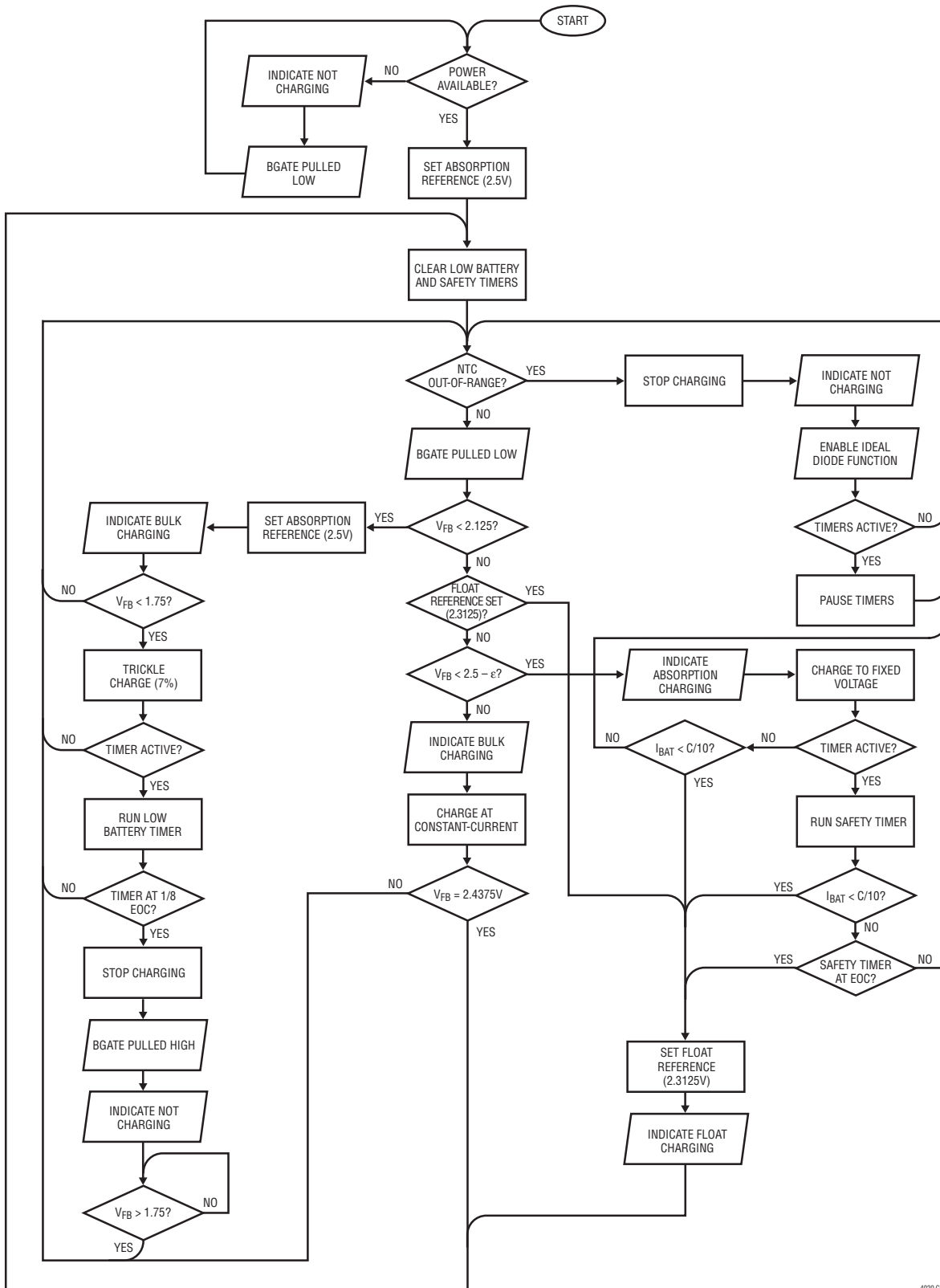


4020 CD01

4020fb

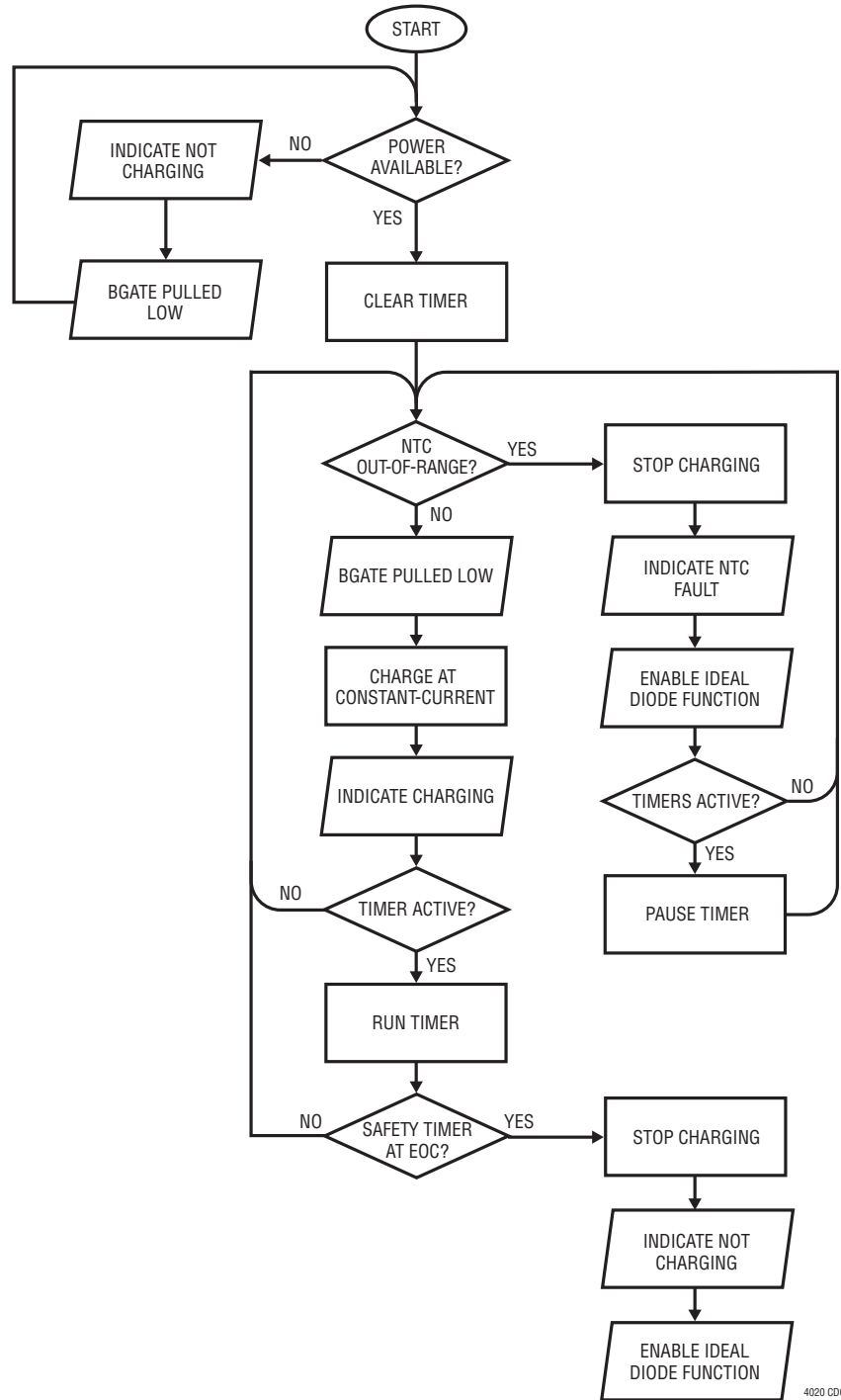
アプリケーション情報

LTC4020の鉛蓄電池充電の図



4020 CD02

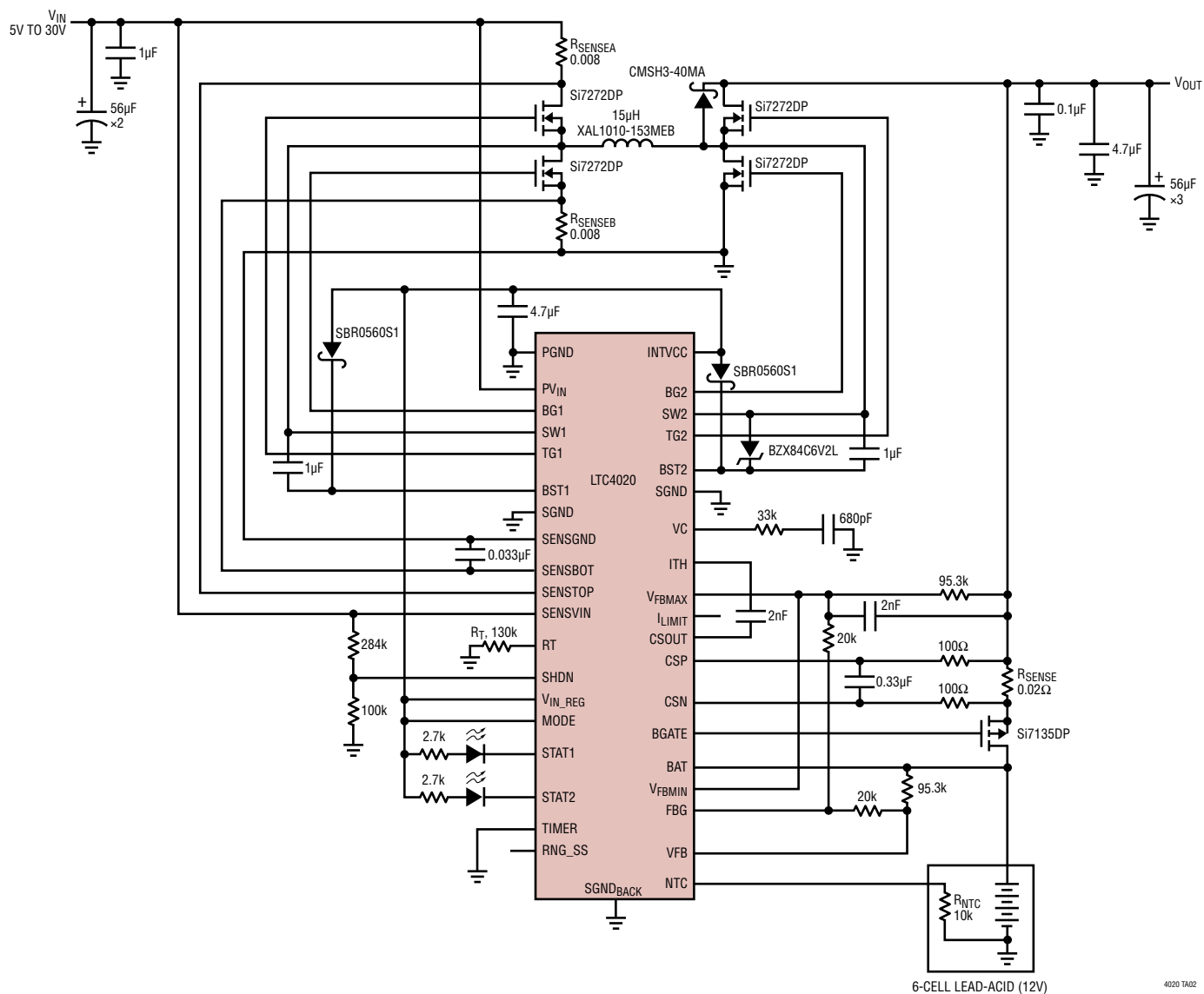
LTC4020の定電流充電の図



4020 CD02

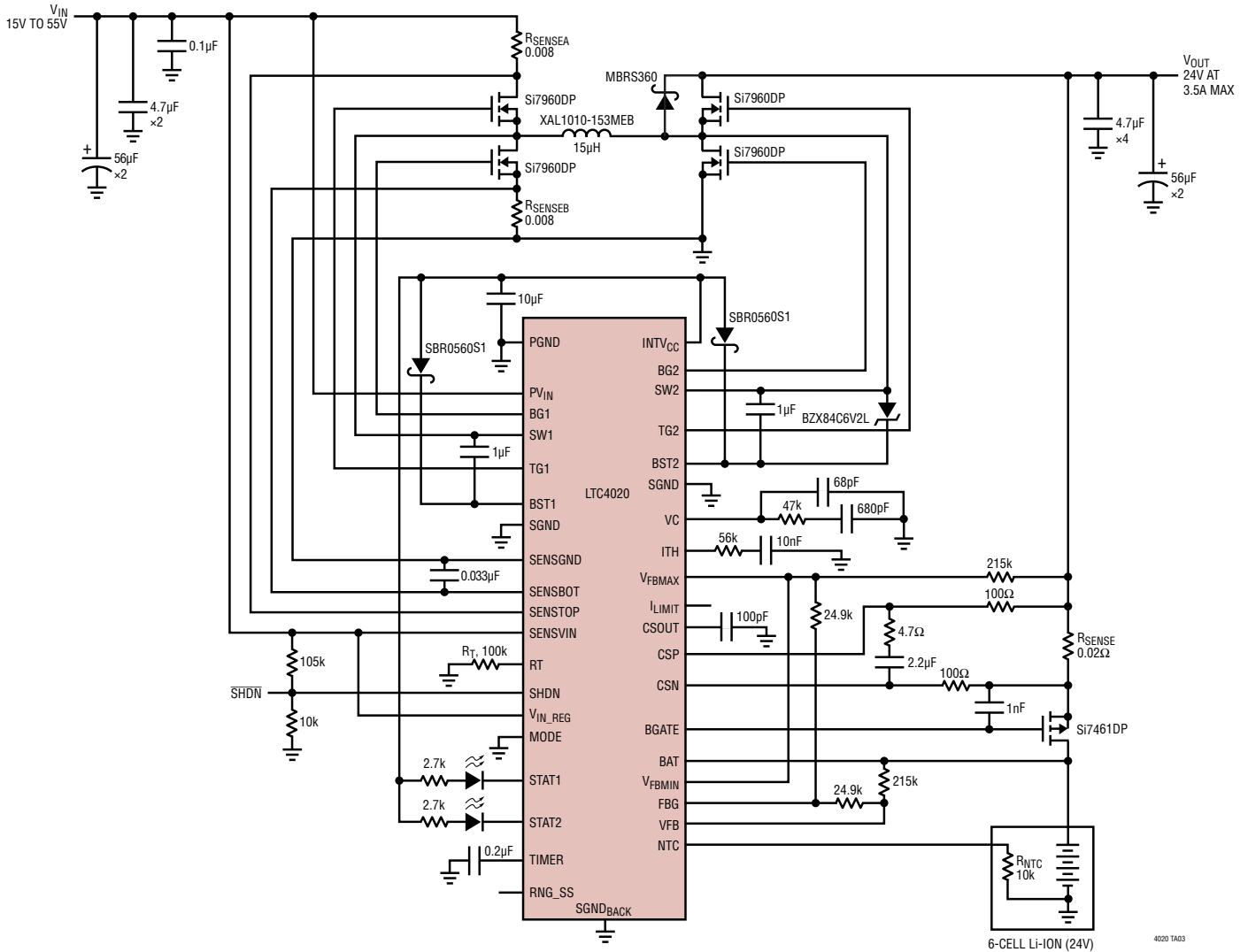
## 標準的応用例

5V～30V入力の6セル鉛蓄電池 PowerPath チャージャ/システム電源。  
 2.5Aのバッテリー充電電流制限による6Aインダクタ電流制限。  
 12.25V未満のバッテリー電圧、14.4Vの吸収電圧、13.3Vのフロート電圧、15.6Vの最大出力電圧  
 (瞬時オンおよびNTCフォルトのみ)に構成された瞬時オン機能。  
 充電状態を視覚的にモニタするための状態ピンの照明LED。



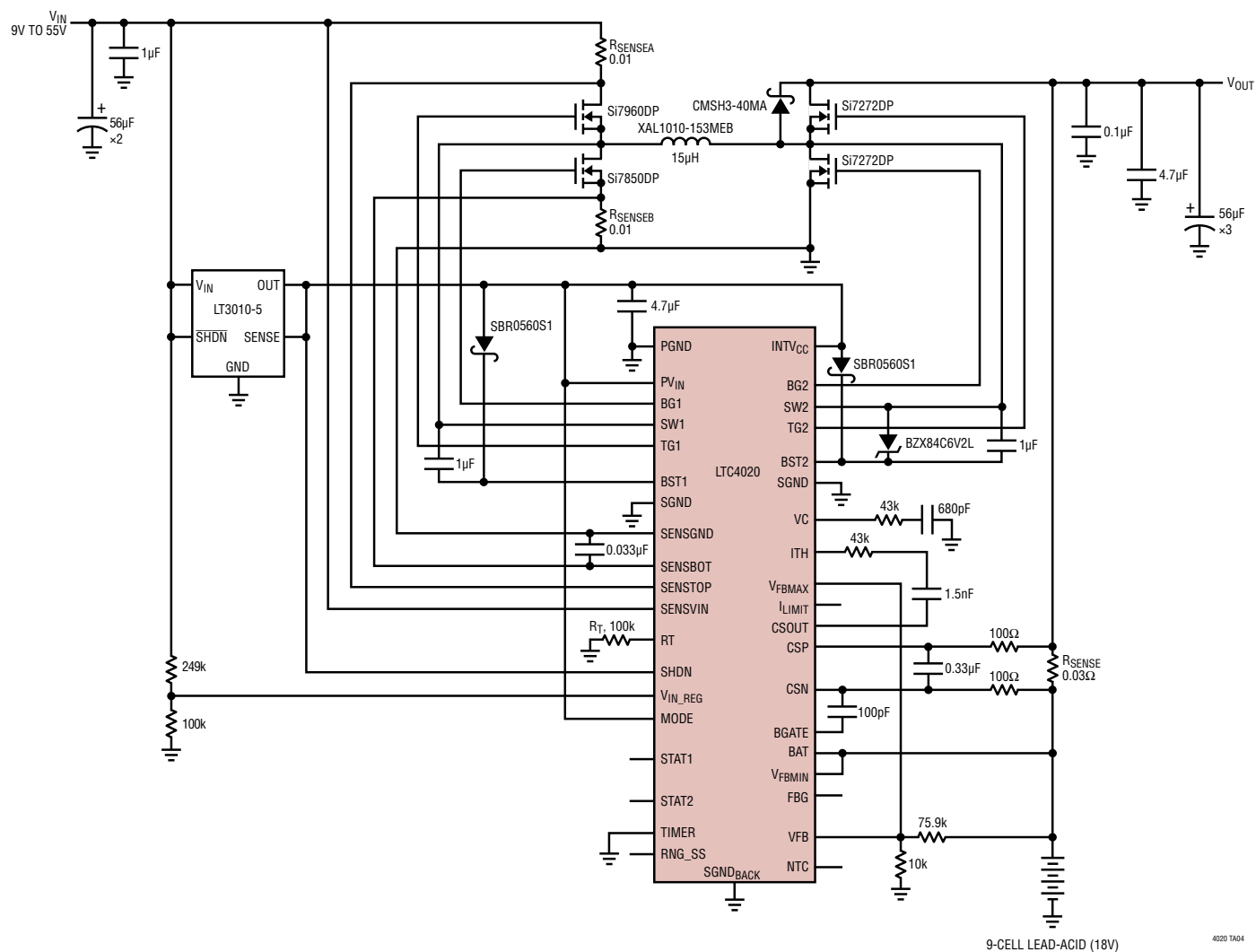
## 標準的応用例

15V～55V 入力の 6 セル・リチウムイオン PowerPath チャージャ/システム電源。  
 2.5A のバッテリー充電電流制限による 6A インダクタ電流制限。  
 20.4V 未満のバッテリー電圧、24V の充電終了電圧、26.4V の最大出力電圧に構成された瞬時オン機能。  
 充電状態を視覚的にモニタするための状態ピンの照明 LED。



## 標準的応用例

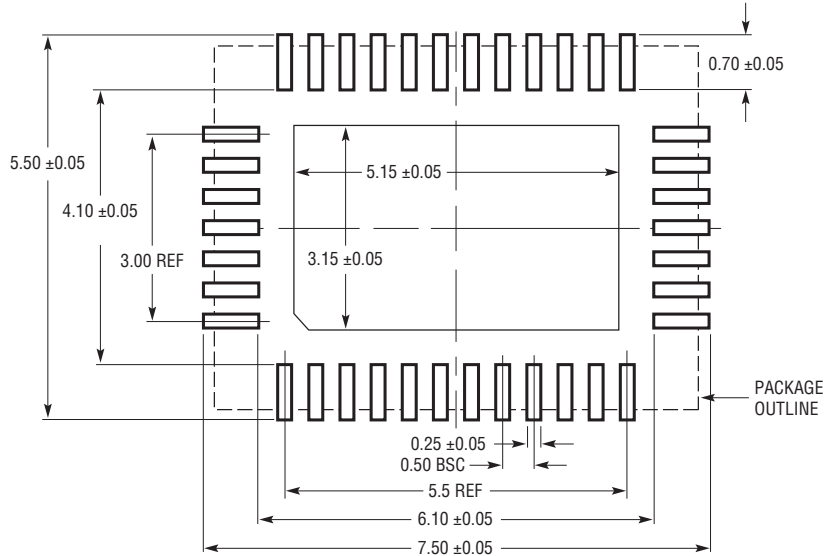
9V～55V入力のPowerPathなし9セル鉛蓄電池(18V)チャージャ/システム電源。  
昇圧された電源向けの外付け5Vレギュレータ。1.67Aのバッテリー充電電流制限による5Aインダクタ電流制限。  
21.5Vの吸収電圧出力、19.9Vフロート電圧出力。



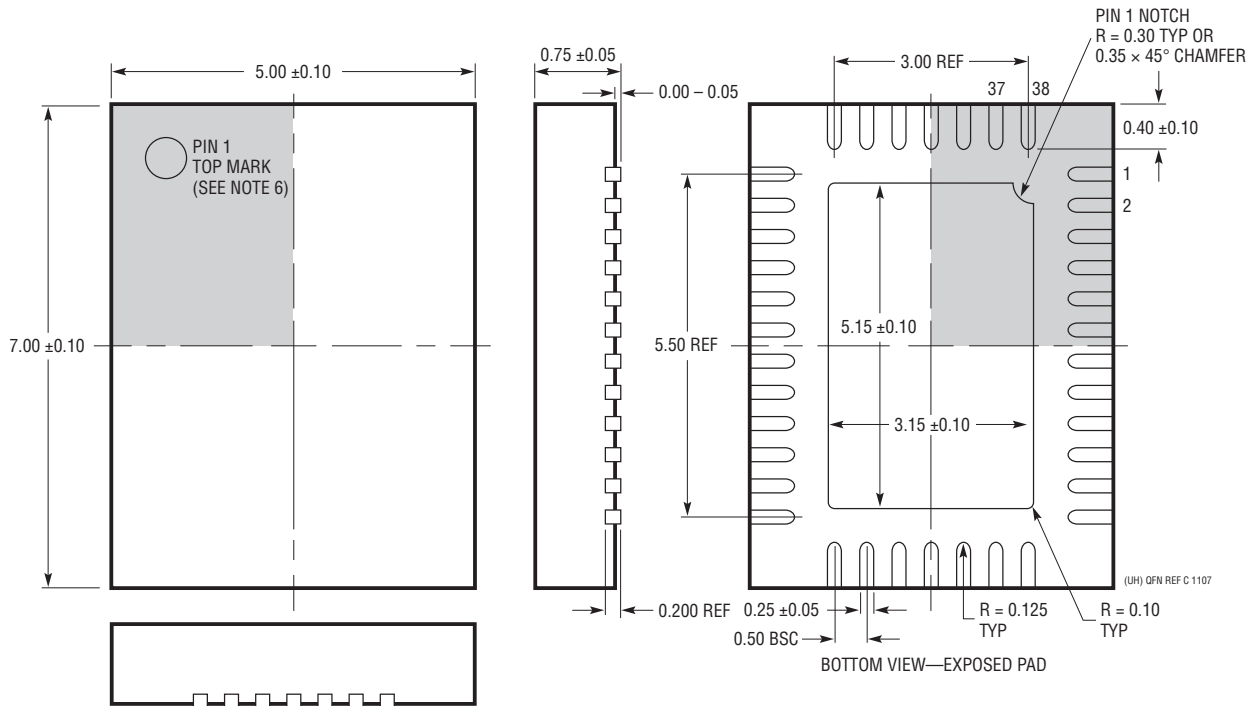
## パッケージ

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

### UHF Package 38-Lead Plastic QFN (5mm × 7mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1701 Rev C)



RECOMMENDED SOLDER PAD LAYOUT  
APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED



**NOTE:**

1. 図面は JEDEC のパッケージ外形 M0-220 のバリエーション WHKD に適合する提案されている
2. 図は実寸とは異なる
3. 全ての寸法はミリメートル

4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは(もしあれば)各サイドで 0.20mm を超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン 1 の位置の参考に過ぎない

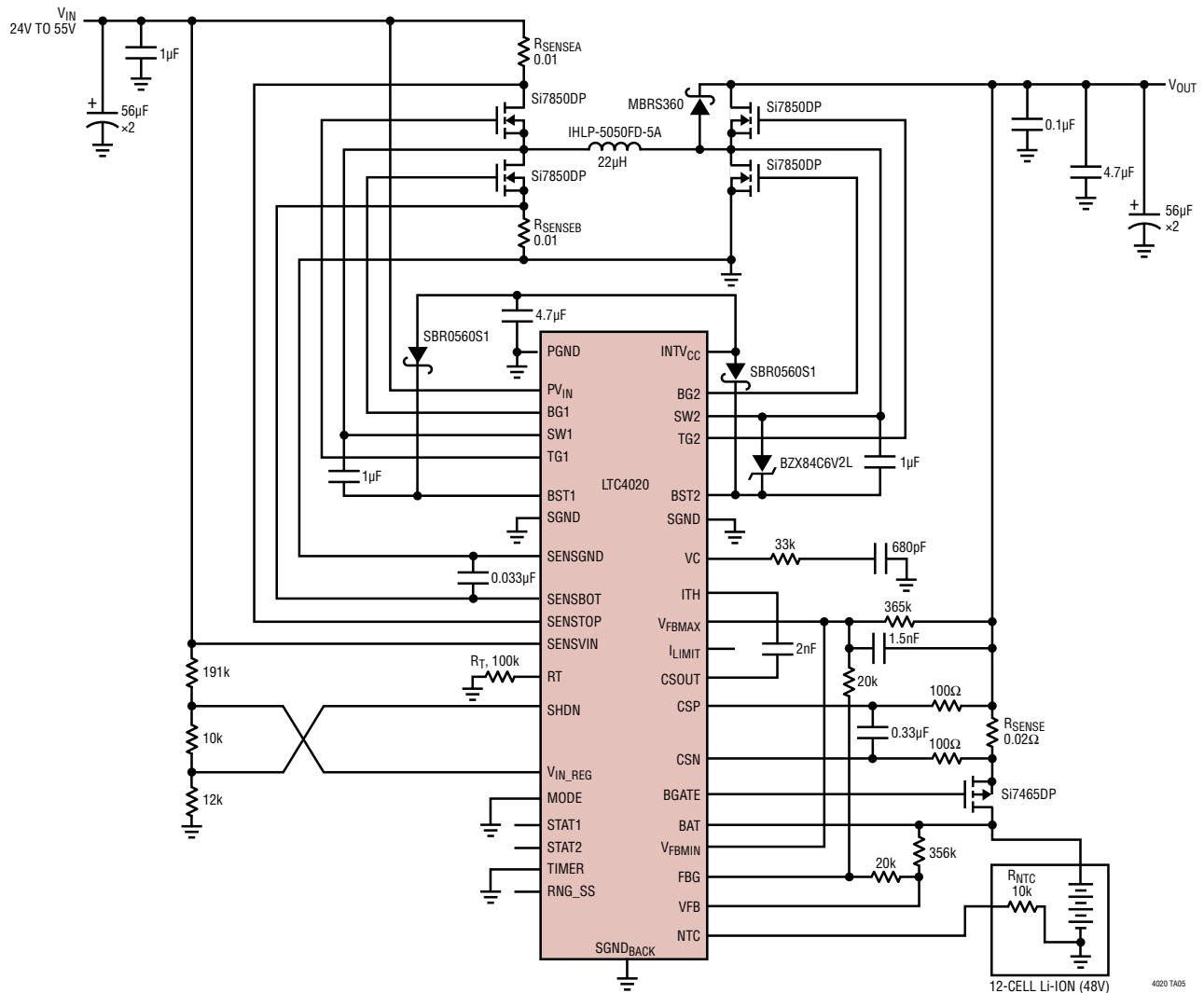


## 改訂履歴

| REV  | 日付   | 概要   | ページ番号 |
|--|------|--|-------|
| A  | 1/14 | V <sub>IN</sub> をPV <sub>IN</sub> に変更。   | 2~5   |
|  |      | I <sub>SENSTOP</sub> Operating Current のスペックを修正。                                 | 3     |
|  |      | Error Amp Transconductance のスペックを修正。   | 3     |
|  |      | C/10 Detection Enable の単位を変更。  | 4     |
|  |      | C/10 Detection Hysteresis のスペックを修正。  | 4     |
|  |      | Gate Clamp Voltage の条件を変更。   | 4     |
|  |      | BGATE test の条件を変更。   | 5     |
|  |      | Pin Current (Disabled) のスペックの条件を変更。  | 5     |
|  |      | BST1のカソードをアノードに変更。   | 8     |
|  |      | BST1のアノードをカソードに変更。   | 8     |
|  |      | T <sub>EOC</sub> とT <sub>PRE</sub> の等式と、関連するTIMERピンの本文を修正。                       | 9     |
|  |      | R <sub>FB1</sub> /R <sub>FB2</sub> とR <sub>MIN1</sub> /R <sub>MIN2</sub> の等式を修正。 | 10    |
|  |      | BST2のカソードをアノードに変更。   | 12    |
|  |      | BST2のアノードをカソードに変更。   | 12    |
|  |      | Error Amplified Transconductance を修正。  | 14    |
|  |      | 「スイッチFETの選択」セクションの昇圧と降圧の等式を修正。   | 24    |
|  |      | C <sub>TIMER</sub> の等式と関連する本文を修正。  | 30    |
| 標準的応用例回路を修正。                                     | 38   |  |       |
| 標準的応用例回路を12-cellに修正。                             | 42   |  |       |
| B  | 9/14 | 効率のグラフのタイトルに「(37ページの応用回路)」を追加。   | 1     |
|  |      | 単位ΩをR <sub>FBG</sub> スペックに追加。  | 5     |
|  |      | 「INTV <sub>CC</sub> 短絡電流制限と温度」のグラフのY軸の単位をmAに変更。                                  | 6     |
|  |      | NTC (ピン16)セクションの最後に文章追加。   | 10    |
|  |      | 等式修正：(V <sub>OUTMAX</sub> /2.75) - 1。  | 12    |
|  |      | ブロック図の右下のBST1をBST2に変更、(V <sub>SENS</sub> )をVCピンの近くの2mVの下に挿入。                     | 14    |
|  |      | 2VのツェナーダイオードのシンボルをNTCピン(カソード)からGND(アノード)の間に追加。                                   | 15    |
|  |      | 「平均」を最初の行に追加、図6のタイトルを「充電」から「平均インダクタ」に変更。   | 23    |
|  |      | 「インダクタ」を「充電」に変更。   | 28    |
|  |      | ICの記号の最下部にグラウンド記号を追加(背面接続)。  | 37    |
|  |      | PMOS記号を垂直に反転(Si7461DP)、ICの記号の最下部にグラウンド記号を追加(背面接続)。                               | 38    |
| ICの記号の最下部にグラウンド記号を追加(背面接続)。                      | 39   |  |       |
| BZX84C6V2Lアノードの接続をBG2からSW2(BST2とSW2の間のダイオード)に移動、 | 42   |  |       |
| ICの記号の最下部にグラウンド記号を追加(背面接続)。                      |      |  |       |

## 標準的応用例

リモート 24V ~ 55V (48V システム) 入力の 12 セル・リチウムイオン (48V) PowerPath チャージャ/システム電源。  
 2.5A のバッテリー充電電流制限による 5A インダクタ電流制限。入力レギュレーションによりライン・インピーダンスによる電圧損失が制限されるため、最小  $V_{IN}$  は 24V。最大出力電圧が 52.8V のとき、バッテリー終了電圧は 48V。  
 瞬時オン機能により、最低安定化出力電圧は 40.8V に制限される。



## 関連製品

| 製品番号                            | 説明                                      | 注釈  |
|---------------------------------|---|---|
| <a href="#">LTC3789</a>         | 高効率同期整流式 4 スイッチ昇降圧コントローラ                | LTC3780 の機能を追加、改善                           |
| <a href="#">LT3845</a>          | 高電圧同期整流式電流モード降圧コントローラ                   | 中電力/高電力の高効率電源向け                             |
| <a href="#">LT3650</a>          | 高電圧 2A モノリシック・リチウムイオン・バッテリー・チャージャ       | 3mm×3mm DFN-12 および MSOP-12 パッケージ            |
| <a href="#">LT3651</a>          | 高電圧 4A モノリシック・リチウムイオン・バッテリー・チャージャ       | LT3650 ファミリの 4A 同期整流式バージョン                  |
| <a href="#">LT3652/LT3652HV</a> | 電力トラッキング 2A バッテリー・チャージャ                 | マルチケミストリ、内蔵終了機能                             |
| <a href="#">LTC4009</a>         | 高効率マルチケミストリ・バッテリー・チャージャ                 | LTC4008 の低コスト・バージョン、4mm×4mm QFN-20 パッケージ    |
| <a href="#">LTC4012</a>         | PowerPath 制御付き、高効率、マルチケミストリ・バッテリー・チャージャ | LTC4009 に似ており、PowerPath 制御を追加               |
| <a href="#">LT3741</a>          | 高電力、定電流、定電圧、降圧コントローラ                    | 熱特性が改善された 4mm×4mm QFN および 20 ピン TSSOP パッケージ |
| <a href="#">LT8705</a>          | 80VIN/VOUT 同期整流式 4 スイッチ昇降圧コントローラ        | 1つのインダクタ、TSSOP-38 および 5mm×7mm QFN-38 パッケージ  |

4020fb