

この製品のデータシートに間違いがありましたので、お詫びして訂正いたします。  
 この正誤表は、2020年8月6日現在、アナログ・デバイセズ株式会社で確認した誤りを記したものです。  
 なお、英語のデータシート改版時に、これらの誤りが訂正される場合があります。

正誤表作成年月日：2020年8月6日

製品名：LTC7871

対象となるデータシートのリビジョン(Rev)：Rev.0

訂正箇所：38 ページ

MFR\_IDAC\_VHIGH Message Contents:の表内の表記の誤り。

**MFR\_IDAC\_VHIGH Message Contents:**

| BIT | VALUE | MEANING     |
|-----|-------|-------------|
| 7   |       | Reserved    |
| 6   | 0     | 0 $\mu$ A   |
|     | 1     | -64 $\mu$ A |
| 5   | 0     | 0 $\mu$ A   |
|     | 1     | 32 $\mu$ A  |
| 4   | 0     | 0 $\mu$ A   |
|     | 1     | 16 $\mu$ A  |
| 3   | 0     | 0 $\mu$ A   |
|     | 1     | 8 $\mu$ A   |
| 2   | 0     | 0 $\mu$ A   |
|     | 1     | 4 $\mu$ A   |
| 1   | 0     | 0 $\mu$ A   |
|     | 1     | 2 $\mu$ A   |
| 0   | 0     | 0 $\mu$ A   |
|     | 1     | 1 $\mu$ A   |

0の間違いです



## 目次

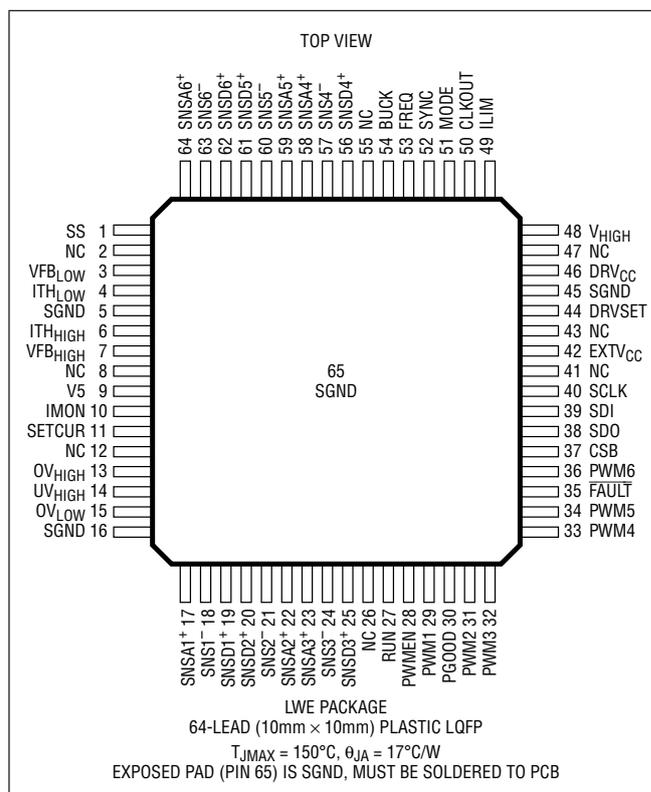
|                        |    |
|------------------------|----|
| 特長 .....               | 1  |
| アプリケーション .....         | 1  |
| 標準的応用例 .....           | 1  |
| 概要 .....               | 1  |
| 絶対最大定格.....            | 3  |
| 発注情報.....              | 3  |
| ピン配置.....              | 3  |
| 電気的特性.....             | 4  |
| 代表的な性能特性 .....         | 8  |
| ピン機能.....              | 10 |
| ブロック図 .....            | 12 |
| 動作 .....               | 13 |
| アプリケーション情報.....        | 20 |
| シリアル・ポート .....         | 31 |
| シリアル・ポート・レジスタの詳細 ..... | 35 |
| 標準的応用例.....            | 46 |
| パッケージ .....            | 47 |
| 標準的応用例.....            | 48 |
| 関連製品 .....             | 48 |

## 絶対最大定格

(Note 1)

|  |             |
|--|-------------|
| V <sub>HIGH</sub> .....  | -0.3V~100V  |
| 電流検出電圧   |             |
| (SNSD <sup>+</sup> 、SNSA <sup>+</sup> 、SNS <sup>-</sup> の位相1~6) .....                | -0.3V~60V   |
| (SNSA <sup>+</sup> – SNS <sup>-</sup> ) .....  | -0.3V~0.3V  |
| (SNSD <sup>+</sup> – SNS <sup>-</sup> ) .....  | -0.3V~0.3V  |
| EXTV <sub>CC</sub> .....   | -0.3V~60V   |
| DRV <sub>CC</sub> .....  | -0.3V~11V   |
| RUN、OV <sub>HIGH</sub> 、UV <sub>HIGH</sub> 、OV <sub>LOW</sub> .....                  | -0.3V~6V    |
| V5 .....   | -0.3V~6V    |
| SCLK、SDI、SDO、CSB .....   | -0.3V~6V    |
| PWM1、PWM2、PWM3   |             |
| PWM4、PWM5、PWM6、PWMMEN .....  | -0.3V~V5    |
| IT <sub>HIGH</sub> 、IT <sub>LOW</sub> 、VFB <sub>HIGH</sub> 、VFB <sub>LOW</sub> ..... | -0.3V~V5    |
| FAULT、SETCUR、DRVSET、PGOOD .....  | -0.3V~V5    |
| IMON、ILIM、SS、BUCK、MODE .....   | -0.3V~V5    |
| FREQ、SYNC、CLKOUT .....   | -0.3V~V5    |
| 動作ジャンクション温度範囲 (Note 2、3) .....   | -40°C~150°C |
| 保存温度範囲 .....   | -65°C~150°C |
| DRV <sub>CC</sub> /EXTV <sub>CC</sub> のピーク電流 .....                                   | 150mA       |

## ピン配置



## 発注情報

| 鉛フリー仕上げ         | 製品マーキング* | パッケージ*                             | 温度範囲           |
|-----------------|----------|------------------------------------|----------------|
| LTC7871ELWE#PBF | LTC7871  | 64-Lead (10mm × 10mm) Plastic LQFP | -40°C to 125°C |
| LTC7871ILWE#PBF | LTC7871  | 64-Lead (10mm × 10mm) Plastic LQFP | -40°C to 125°C |
| LTC7871JLWE#PBF | LTC7871  | 64-Lead (10mm × 10mm) Plastic LQFP | -40°C to 150°C |
| LTC7871HLWE#PBF | LTC7871  | 64-Lead (10mm × 10mm) Plastic LQFP | -40°C to 150°C |

## オートモーティブ製品\*\*

|                  |         |                                    |                |
|------------------|---------|------------------------------------|----------------|
| LTC7871ELWE#WPBF | LTC7871 | 64-Lead (10mm × 10mm) Plastic LQFP | -40°C to 125°C |
| LTC7871ILWE#WPBF | LTC7871 | 64-Lead (10mm × 10mm) Plastic LQFP | -40°C to 125°C |
| LTC7871JLWE#WPBF | LTC7871 | 64-Lead (10mm × 10mm) Plastic LQFP | -40°C to 150°C |
| LTC7871HLWE#WPBF | LTC7871 | 64-Lead (10mm × 10mm) Plastic LQFP | -40°C to 150°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。

この製品は160個入りトレイで提供しています。

\*\* このデバイス・バージョンは、オートモーティブ・アプリケーションの品質と信頼性の条件に対応するため、管理の行き届いた製造工程により供給されます。これらのモデルは#W接尾部により指定されます。オートモーティブ・アプリケーション向けには、上記のオートモーティブ・グレード製品のみを提供しています。特定製品のオーダー情報とこれらのモデルに特有のオートモーティブ信頼性レポートについては、最寄りのアナログ・デバイスまでお問い合わせください。

## 電气的特性

●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、 $V_{\text{HIGH}} = 48\text{V}$ 、 $V_{\text{RUN}} = 5\text{V}$ 。(Note 2)

| SYMBOL                            | PARAMETER  | CONDITIONS   | MIN        | TYP            | MAX         | UNITS                                |
|-----------------------------------|--|--|------------|----------------|-------------|--------------------------------------|
| メイン制御ループ                          |  |  |            |                |             |                                      |
| $V_{\text{HIGH}}$                 | $V_{\text{HIGH}}$ Supply Voltage Range   |  | 6          |                | 100         | V                                    |
| $V_{\text{LOW}}$                  | $V_{\text{LOW}}$ Supply Voltage Range  | $V_{\text{HIGH}} > 6\text{V}$  | 1.2        |                | 60          | V                                    |
|                                   | $V_{\text{LOW}}$ Regulated Feedback Voltage  | (Note 4); $I_{\text{TH}_{\text{LOW}}}$ Voltage = 1.5V  | ● 1.188    | 1.200          | 1.212       | V                                    |
|                                   | $V_{\text{HIGH}}$ Regulated Feedback Voltage   | (Note 4); $I_{\text{TH}_{\text{HIGH}}}$ Voltage = 0.5V   | ● 1.188    | 1.200          | 1.212       | V                                    |
|                                   | $V_{\text{LOW}}$ EA Feedback Current   | (Note 4)   |            | -10            | -40         | nA                                   |
|                                   | $V_{\text{HIGH}}$ EA Feedback Current  | (Note 4)   |            | -10            | -40         | nA                                   |
|                                   | Reference Voltage Line Regulation  | (Note 4); $V_{\text{HIGH}} = 7\text{V}$ to 80V   |            | 0.02           | 0.2         | %                                    |
|                                   | $V_{\text{HIGH}}/V_{\text{LOW}}$ Voltage Load Regulation   | Measured in Servo Loop, $\Delta I_{\text{TH}}$ Voltage = 1.0V to 1.5V<br>Measured in Servo Loop, $\Delta I_{\text{TH}}$ Voltage = 1.0V to 0.5V |            | 0.01<br>-0.01  | 0.2<br>-0.2 | %<br>%                               |
| $g_{\text{m-buck}}$               | Buck Mode Transconductance Amplifier<br>$g_{\text{m-buck}}$  | (Note 4) $I_{\text{TH}_{\text{LOW}}} = 1.5\text{V}$ , Sink/Source 5 $\mu\text{A}$  |            | 2              |             | mmho                                 |
| $g_{\text{m-boost}}$              | Boost Mode Transconductance Amplifier<br>$g_{\text{m-boost}}$  | (Note 4) $I_{\text{TH}_{\text{HIGH}}} = 0.5\text{V}$ , Sink/Source 5 $\mu\text{A}$   |            | 1              |             | mmho                                 |
| $I_{\text{Q}}$                    | $V_{\text{HIGH}}$ DC Supply Current<br>Shutdown Mode, $V_{\text{HIGH}}$ Supply Current<br>Shutdown Mode, $V_{\text{LOW}}$ Supply Current | (Note 5)<br>$V_{\text{RUN}} = 0\text{V}$ ; $V_{\text{HIGH}} = 48\text{V}$<br>$V_{\text{RUN}} = 0\text{V}$ ; $V_{\text{LOW}} = 12\text{V}$      |            | 10<br>30<br>20 | 16          | mA<br>$\mu\text{A}$<br>$\mu\text{A}$ |
| UVLO                              | DRVCC Undervoltage Lockout Threshold   | DRVCC Ramping Down, $V_{\text{DRVSET}} = V_{\text{V5}}$  | 6.9        | 7.2            | 7.5         | V                                    |
|                                   |  | DRVCC Ramping Down, $V_{\text{DRVSET}} = \text{Float}$   | 4.8        | 5.0            | 5.2         | V                                    |
|                                   |  | DRVCC Ramping Down, $V_{\text{DRVSET}} = 0\text{V}$  | 3.9        | 4.1            | 4.3         | V                                    |
|                                   | DRVCC Undervoltage Hysteresis  | $V_{\text{DRVSET}} = \text{Float}$ , $V_{\text{V5}}$<br>$V_{\text{DRVSET}} = 0\text{V}$  |            | 0.8<br>0.5     |             | V<br>V                               |
| V5 Undervoltage Lockout Threshold | V5 Ramping Down, $V_{\text{DRVSET}} = \text{Float}$ , $V_{\text{V5}}$  | 4.2  | 4.4        | 4.6            | V           |                                      |
|                                   | V5 Ramping Down, $V_{\text{DRVSET}} = 0\text{V}$   | 3.9  | 4.1        | 4.3            | V           |                                      |
| V5 Undervoltage Hysteresis        | $V_{\text{DRVSET}} = \text{Float}$ , $V_{\text{V5}}$<br>$V_{\text{DRVSET}} = 0\text{V}$  |  | 0.2<br>0.5 |                | V<br>V      |                                      |
|                                   | RUN Pin On Threshold   | $V_{\text{RUN}}$ Rising  | 1.1        | 1.22           | 1.35        | V                                    |
|                                   | RUN Pin On Hysteresis  |  |            | 80             |             | mV                                   |
|                                   | RUN Pin Source Current   | $V_{\text{RUN}} < 1.1\text{V}$   | ● 0.6      | 2              |             | $\mu\text{A}$                        |
|                                   | RUN Pin Hysteresis Current   | $V_{\text{RUN}} > 1.3\text{V}$   | ● 2        | 6              |             | $\mu\text{A}$                        |
| $I_{\text{SS}}$                   | Soft-Start Charging Current  | $V_{\text{SS}} = 1.2\text{V}$  | 0.8        | 1.0            | 1.2         | $\mu\text{A}$                        |
|                                   | BUCK Pin Input Threshold   | $V_{\text{BUCK}}$ Rising   |            | 2.2            |             | V                                    |
|                                   |  | $V_{\text{BUCK}}$ Falling  |            |                | 1.7         |                                      |
|                                   | BUCK Pin Pull-Up Resistance  | BUCK Pin to V5   |            | 200            |             | k $\Omega$                           |
| Maximum Duty Cycle                | Buck Mode  |  | 96         | 98             |             | %                                    |
|                                   | Boost Mode   |  |            | 92             |             | %                                    |

## 電流モニタリングおよびレギュレーション機能

|                     |  |   |        |            |          |               |
|---------------------|--|---|--------|------------|----------|---------------|
| $I_{\text{SNSA}+}$  | SNSA <sup>+</sup> Pins Input Current                         |   |        | $\pm 0.05$ | $\pm 1$  | $\mu\text{A}$ |
| $I_{\text{SNSD}+}$  | SNSD <sup>+</sup> Pins Input Current                         |   |        | $\pm 0.05$ | $\pm 1$  | $\mu\text{A}$ |
| $I_{\text{SNS}-}$   | SNS <sup>-</sup> Pins Input Current                          |   |        | 1          |          | mA            |
|                     | ILIM Pin Input Resistance                                    |   |        | 100        |          | k $\Omega$    |
| $I_{\text{SETCUR}}$ | SETCUR Pin Sourcing Current                                  | MFR_IDAC_SETCUR = 0x00  | ● 15.0 | 16.0       | 17.0     | $\mu\text{A}$ |
|                     | IMON Current Proportional to $V_{\text{LOW}}$ at Max Current | $V_{\text{ILIM}} = \text{Float}$ , $R_{\text{SENSE}} = 3\text{m}\Omega$ |        |            | $\pm 10$ | %             |
|                     | IMON Zero Current Voltage                                    |   | 1.240  | 1.250      | 1.260    | V             |

## 電氣的特性

●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、 $V_{\text{HIGH}} = 48\text{V}$ 、 $V_{\text{RUN}} = 5\text{V}$ 。(Note 2)

| SYMBOL  | PARAMETER  | CONDITIONS  | MIN | TYP      | MAX   | UNITS      |    |
|---|--|---|-----|----------|-------|------------|----|
|   | Current Sense Pin Voltage<br>( $V_{\text{SNSD}^+} - V_{\text{SNS}^-}$ ) to IMON Gain | $V_{\text{LIM}} = 0\text{V}$ , $1/4 V_{\text{V5}}$<br>$V_{\text{LIM}} = \text{Float}$ , $3/4 V_{\text{V5}}$ , $V_{\text{V5}}$ |     | 40<br>20 |       | V/V<br>V/V |    |
|   | Total DC Sense Signal Gain   | DCR Configuration   |     | 5        |       | V/V        |    |
|   | Total DC Sense Signal Gain   | $R_{\text{SENSE}}$ Configuration  |     | 4        |       | V/V        |    |
| $V_{\text{SENSE(MAX)}}$<br>(DCR<br>Configuration)                 | Maximum Current Sense Threshold<br>(Buck and Boost Mode)                             | $V_{\text{LIM}} = 0\text{V}$  | ●   | 6.5      | 10.0  | 13.5       | mV |
|   |  | $V_{\text{LIM}} = 1/4 V_{\text{V5}}$  | ●   | 17.0     | 20.0  | 23.0       | mV |
|   |  | $V_{\text{LIM}} = \text{Float}$   | ●   | 27.0     | 30.0  | 33.0       | mV |
|   |  | $V_{\text{LIM}} = 3/4 V_{\text{V5}}$  | ●   | 36.0     | 40.0  | 44.0       | mV |
|   |  | $V_{\text{LIM}} = V_{\text{V5}}$  | ●   | 44.0     | 50.0  | 56.0       | mV |
| $V_{\text{SENSE(MAX)}}$<br>( $R_{\text{SENSE}}$<br>Configuration) | Maximum Current Sense Threshold<br>(Buck and Boost Mode)                             | $V_{\text{LIM}} = 0\text{V}$  | ●   | 8.1      | 12.5  | 16.9       | mV |
|   |  | $V_{\text{LIM}} = 1/4 V_{\text{V5}}$  | ●   | 21.2     | 25.0  | 28.8       | mV |
|   |  | $V_{\text{LIM}} = \text{Float}$   | ●   | 33.7     | 37.5  | 41.3       | mV |
|   |  | $V_{\text{LIM}} = 3/4 V_{\text{V5}}$  | ●   | 45.0     | 50.0  | 55.0       | mV |
|   |  | $V_{\text{LIM}} = V_{\text{V5}}$  | ●   | 55.0     | 62.5  | 70.0       | mV |
| $V_{\text{OCFT}}$   | Overcurrent Fault Threshold,<br>$V_{\text{SNSD}^+} - V_{\text{SNS}^-}$               | $V_{\text{LIM}} = 0\text{V}$  | ●   | 31.0     | 37.5  | 44.0       | mV |
|   |  | $V_{\text{LIM}} = 1/4 V_{\text{V5}}$  | ●   | 43.0     | 50.0  | 57.0       | mV |
|   |  | $V_{\text{LIM}} = \text{Float}$   | ●   | 54.0     | 62.5  | 71.0       | mV |
|   |  | $V_{\text{LIM}} = 3/4 V_{\text{V5}}$  | ●   | 65.0     | 75.0  | 85.0       | mV |
|   |  | $V_{\text{LIM}} = V_{\text{V5}}$  | ●   | 76.0     | 87.5  | 99.0       | mV |
| $V_{\text{NOCT}}$   | Negative Overcurrent Fault Threshold,<br>$V_{\text{SNSD}^+} - V_{\text{SNS}^-}$      | $V_{\text{LIM}} = 0\text{V}$  | ●   | -45.0    | -37.5 | -30.0      | mV |
|   |  | $V_{\text{LIM}} = 1/4 V_{\text{V5}}$  | ●   | -58.0    | -50.0 | -42.0      | mV |
|   |  | $V_{\text{LIM}} = \text{Float}$   | ●   | -72.0    | -62.5 | -53.0      | mV |
|   |  | $V_{\text{LIM}} = 3/4 V_{\text{V5}}$  | ●   | -86.0    | -75.0 | -64.0      | mV |
|   |  | $V_{\text{LIM}} = V_{\text{V5}}$  | ●   | -100.0   | -87.5 | -75.0      | mV |
|   | Overcurrent Fault Threshold Hysteresis,<br>$ V_{\text{SNSD}^+} - V_{\text{SNS}^-} $  | $V_{\text{LIM}} = 0\text{V}$  |     | 25       |       | mV         |    |
|   |  | $V_{\text{LIM}} = 1/4 V_{\text{V5}}$ , Float, $3/4 V_{\text{V5}}$ , $V_{\text{V5}}$   |     | 31       |       | mV         |    |

## DRVCCおよびV5リニア電圧レギュレータ

|                    |                           |  |  |      |     |      |   |
|--------------------|---------------------------|--|--|------|-----|------|---|
| $V_{\text{DRVCC}}$ | DRVCC Regulation Voltage  | $12\text{V} < V_{\text{EXTVCC}} < 60\text{V}$ , $V_{\text{DRVSET}} = V_{\text{V5}}$  |  | 9.5  | 10  | 10.5 | V |
|                    |                           | $12\text{V} < V_{\text{EXTVCC}} < 60\text{V}$ , $V_{\text{DRVSET}} = \text{Float}$   |  | 7.6  | 8   | 8.4  | V |
|                    |                           | $12\text{V} < V_{\text{EXTVCC}} < 60\text{V}$ , $V_{\text{DRVSET}} = 0\text{V}$      |  | 4.8  | 5   | 5.2  | V |
|                    | DRVCC Load Regulation     | $I_{\text{DRVCC}} = 0\text{mA}$ to $100\text{mA}$ , $V_{\text{EXTVCC}} = 14\text{V}$ |  | 1.6  | 3.0 | %    |   |
|                    | EXTVCC Switchover Voltage | EXTVCC Ramping Positive, $V_{\text{DRVSET}} = V_{\text{V5}}$                         |  | 10.7 |     | V    |   |
|                    |                           | EXTVCC Ramping Positive, $V_{\text{DRVSET}} = \text{Float}$                          |  | 8.5  |     | V    |   |
|                    |                           | EXTVCC Ramping Positive, $V_{\text{DRVSET}} = 0\text{V}$                             |  | 6.9  |     | V    |   |
|                    | EXTVCC Hysteresis         |  |  | 12   |     | %    |   |
| V5                 | V5 Regulation Voltage     | $6\text{V} < V_{\text{DRVCC}} < 10\text{V}$  |  | 4.8  | 5.0 | 5.2  | V |
|                    | V5 Load Regulation        | $I_{\text{V5}} = 0\text{mA}$ to $20\text{mA}$  |  | 0.5  | 1   | %    |   |

## 電流DAC (IDAC)

|     |  |   |  |     |    |               |
|-----|--|---|--|-----|----|---------------|
|     | $V_{\text{HIGH}}/V_{\text{LOW}}$ IDAC Accuracy               | $\text{MFR\_IDAC\_V}_{\text{LOW/HIGH}} = 0\text{x}40$ or $0\text{x}7\text{F}$ |  | -1  | 1  | %             |
|     | $V_{\text{HIGH}}/V_{\text{LOW}}$ IDAC Program Range          |   |  | -64 | 63 | $\mu\text{A}$ |
|     | SETCUR IDAC Program Range                                    |   |  | 0   | 31 | $\mu\text{A}$ |
| LSB | $V_{\text{HIGH}}/V_{\text{LOW}}$ IDAC LSB<br>SETCUR IDAC LSB |   |  | 1   |    | $\mu\text{A}$ |
|     |  |   |  | 1   |    | $\mu\text{A}$ |

## 発振器とフェーズ・ロック・ループ (PLL)

|                   |                         |  |   |     |     |     |               |
|-------------------|-------------------------|--|---|-----|-----|-----|---------------|
| $I_{\text{FREQ}}$ | FREQ Pin Output Current |  | ● | 19  | 20  | 21  | $\mu\text{A}$ |
|                   | Nominal Frequency       | $V_{\text{SYNC}} = 0\text{V}$ , $R_{\text{FREQ}} = 51.1\text{k}$ |   | 230 | 250 | 270 | kHz           |
| $f_{\text{LOW}}$  | Low Fixed Frequency     | $V_{\text{SYNC}} = 0\text{V}$ , $R_{\text{FREQ}} = 27.4\text{k}$ |   | 55  | 70  | 85  | kHz           |
| $f_{\text{HIGH}}$ | High Fixed Frequency    | $V_{\text{SYNC}} = 0\text{V}$ , $R_{\text{FREQ}} = 105\text{k}$  |   | 640 | 710 | 780 | kHz           |

## 電气的特性

●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、 $V_{\text{HIGH}} = 48\text{V}$ 、 $V_{\text{RUN}} = 5\text{V}$ 。(Note 2)

| SYMBOL                              | PARAMETER                                  | CONDITIONS  | MIN         | TYP   | MAX | UNITS      |
|-------------------------------------|--|---|-------------|-------|-----|------------|
|                                     | Synchronizable Frequency                   | SYNC = External Clock   | ● 60        |       | 750 | kHz        |
|                                     | Spread Spectrum Frequency Modulation Range | $V_{\text{SYNC}} = 5\text{V}$ , $R_{\text{FREQ}} = 51.1\text{k}$ , $\text{MFR\_SSFM} = 0\text{x}00$ |             | -12   | 12  | %          |
| $\theta_2 - \theta_1$               | Phase 2 Relative to Phase 1                |   |             | 180   |     | Deg        |
| $\theta_3 - \theta_1$               | Phase 3 Relative to Phase 1                |   |             | 60    |     | Deg        |
| $\theta_4 - \theta_1$               | Phase 4 Relative to Phase 1                |   |             | 240   |     | Deg        |
| $\theta_5 - \theta_1$               | Phase 5 Relative to Phase 1                |   |             | 120   |     | Deg        |
| $\theta_6 - \theta_1$               | Phase 6 Relative to Phase 1                |   |             | 300   |     | Deg        |
| $\theta_{\text{CLKOUT}} - \theta_1$ | CLKOUT Phase to Phase 1                    |   |             | 30    |     | Deg        |
|                                     | Clock Output High Voltage                  | $I_{\text{LOAD}} = 0.5\text{mA}$  | $V_5 - 0.2$ | $V_5$ |     | V          |
|                                     | Clock Output Low Voltage                   | $I_{\text{LOAD}} = -0.5\text{mA}$   |             |       | 0.2 | V          |
|                                     | SYNC Pin Input Threshold                   | SYNC Pin Rising<br>SYNC Pin Falling   | 2           |       | 1.1 | V<br>V     |
|                                     | SYNC Pin Input Resistance                  |   |             | 100   |     | k $\Omega$ |

## パワーグッドとFAULT

|  |  |  |      |           |         |               |
|--|--|--|------|-----------|---------|---------------|
|  | PGOOD Voltage Low  | $I_{\text{PGOOD}} = 2\text{mA}$  |      | 0.1       | 0.3     | V             |
|  | PGOOD Leakage Current  | $V_{\text{PGOOD}} = 5\text{V}$   |      |           | $\pm 1$ | $\mu\text{A}$ |
|  | PGOOD Trip Level, $V_{\text{FBHIGH}}/V_{\text{FBLow}}$ With Respect to the Regulated Voltage | $V_{\text{FBHIGH}}/V_{\text{FBLow}}$ Ramping Negative<br>$V_{\text{FBHIGH}}/V_{\text{FBLow}}$ Ramping Positive |      | -10<br>10 |         | %<br>%        |
|  | PGOOD Delay  | PGOOD Pin High to Low  |      | 40        |         | $\mu\text{s}$ |
|  | FAULT Voltage Low  | $I_{\text{FAULT}} = 2\text{mA}$  |      | 0.1       | 0.3     | V             |
|  | FAULT Voltage Leakage Current  | $V_{\text{FAULT}} = 5\text{V}$   |      |           | $\pm 1$ | $\mu\text{A}$ |
|  | FAULT Delay  | FAULT Pin High to Low  |      | 120       |         | $\mu\text{s}$ |
|  | $V_{\text{LOW}}$ OV Comparator Threshold   |  | 1.15 | 1.2       | 1.25    | V             |
|  | $V_{\text{LOW}}$ OV Comparator Hysteresis  | $V_{\text{OVLOW}} > 1.2\text{V}$   |      | 5         |         | $\mu\text{A}$ |
|  | $V_{\text{HIGH}}$ OV Comparator Threshold  |  | 1.15 | 1.2       | 1.25    | V             |
|  | $V_{\text{HIGH}}$ OV Comparator Hysteresis   | $V_{\text{OVHIGH}} > 1.2\text{V}$  |      | 5         |         | $\mu\text{A}$ |
|  | $V_{\text{HIGH}}$ UV Comparator Threshold  |  | 1.15 | 1.2       | 1.25    | V             |
|  | $V_{\text{HIGH}}$ UV Comparator Hysteresis   | $V_{\text{UVHIGH}} < 1.2\text{V}$  |      | 5         |         | $\mu\text{A}$ |

## PWM出力

|  |                                  |                                   |               |  |         |               |
|--|----------------------------------|-----------------------------------|---------------|--|---------|---------------|
|  | PWM Output High Voltage          | $I_{\text{LOAD}} = 0.5\text{mA}$  | ● $V_5 - 0.5$ |  |         | V             |
|  | PWM Output Low Voltage           | $I_{\text{LOAD}} = -0.5\text{mA}$ | ●             |  | 0.5     | V             |
|  | PWM Output Current in Hi-Z State |                                   |               |  | $\pm 5$ | $\mu\text{A}$ |

## デジタルI/O : CSB、SCLK、SDI、SDO

|                   |                             |                      |     |     |     |            |
|-------------------|-----------------------------|----------------------|-----|-----|-----|------------|
| $V_{\text{IL}}$   | Digital Input Low Voltage   | Pins CSB, SCLK, SDI  |     |     | 0.5 | V          |
| $V_{\text{IH}}$   | Digital Input High Voltage  | Pins CSB, SCLK, SDI  | 1.8 |     |     | V          |
| $V_{\text{OL}}$   | Digital Output Voltage Low  | Pin SDO, Sinking 1mA |     |     | 0.3 | V          |
| $R_{\text{CSB}}$  | CSB Pin Pull-Up Resistor    |                      |     | 300 |     | k $\Omega$ |
| $R_{\text{SCLK}}$ | SCLK Pin Pull-Down Resistor |                      |     | 300 |     | k $\Omega$ |
| $R_{\text{SDI}}$  | SDI Pin Pull-Down Resistor  |                      |     | 300 |     | k $\Omega$ |

## 電气的特性

●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、 $V_{\text{HIGH}} = 48\text{V}$ 、 $V_{\text{RUN}} = 5\text{V}$ 。(Note 2)

| SYMBOL   | PARAMETER              | CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|--|------------------------|------------|-----|-----|-----|-------|
| <b>SPIインターフェースのタイミング特性 (図9および10のタイミング図を参照)</b> |                        |            |     |     |     |       |
| $t_{\text{CKH}}$                               | SCLK High Time         |            | 45  |     |     | ns    |
| $t_{\text{CSS}}$                               | CSB Setup Time         |            | 40  |     |     | ns    |
| $t_{\text{CSH}}$                               | CSB High Time          |            | 60  |     |     | ns    |
| $t_{\text{CS}}$                                | SDI to SCLK Setup Time |            | 40  |     |     | ns    |
| $t_{\text{CH}}$                                | SDI to SCLK Hold Time  |            | 20  |     |     | ns    |
| $t_{\text{DO}}$                                | SCLK to SDO Time       |            | 90  |     |     | ns    |
| $t_{\text{C\%}}$                               | SCLK Duty Cycle        |            | 45  | 50  | 55  | %     |
| $f_{\text{SCLK(MAX)}}$                         | Maximum SCLK Frequency |            | 5   |     |     | MHz   |

**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:** LTC7871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。LTC7871Eは、 $0^\circ\text{C}$ ~ $85^\circ\text{C}$ のジャンクション温度で性能仕様に適合することが確認されている。 $-40^\circ\text{C}$ ~ $125^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC7871Hは $-40^\circ\text{C}$ ~ $125^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲での動作が確認されている。LTC7871Jは $-40^\circ\text{C}$ ~ $150^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲での動作が確認されている。LTC7871Hは、 $-40^\circ\text{C}$ ~ $150^\circ\text{C}$ の全動作ジャンクション温度範囲

での動作が確認されている。ジャンクション温度が高いと動作寿命が短くなる。 $125^\circ\text{C}$ を超えるジャンクション温度では動作寿命はデレーティングされる。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。

**Note 3:**  $T_J$ は周囲温度 $T_A$ および消費電力 $P_D$ から次式に従って計算される。

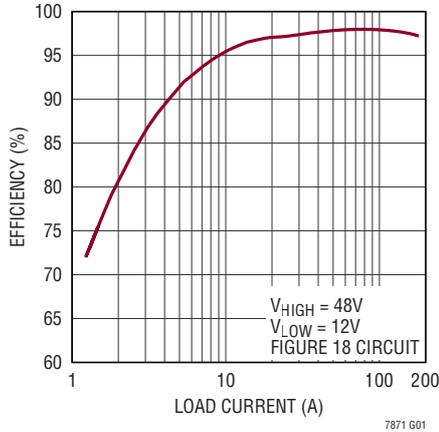
$$T_J = T_A + (P_D \cdot 17^\circ\text{C/W})$$

**Note 4:** LTC7871は、 $V_{\text{THIGH}}$ と $V_{\text{TLOW}}$ を規定の電圧にサーボ制御し、結果として得られた $V_{\text{FBHIGH}}$ と $V_{\text{FBLow}}$ をそれぞれ測定する帰還ループでテストされている。

**Note 5:** 動的な電源電流は、 $\text{DRV}_{\text{CC}}$ リニア電圧レギュレータの負荷電流に起因してより高くなる場合がある。

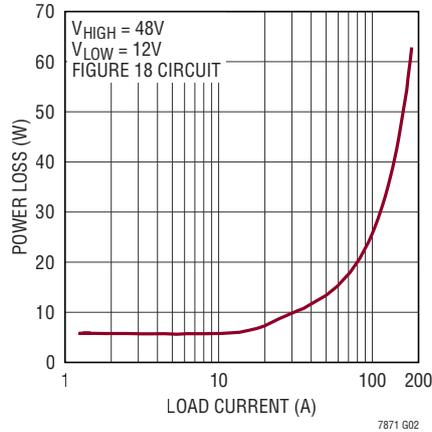
## 代表的な性能特性 特に指定のない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

降圧モードでの効率



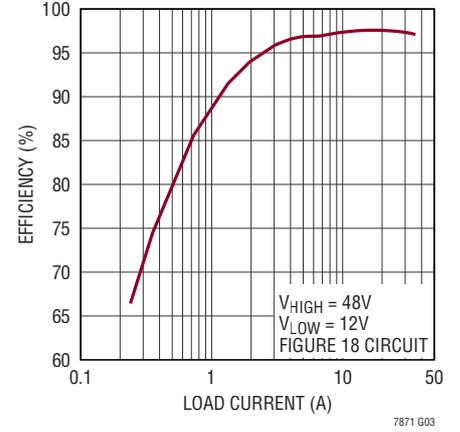
7871 G01

降圧モードでの電力損失



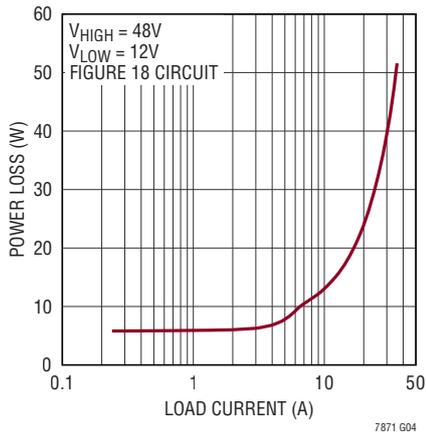
7871 G02

昇圧モードでの効率



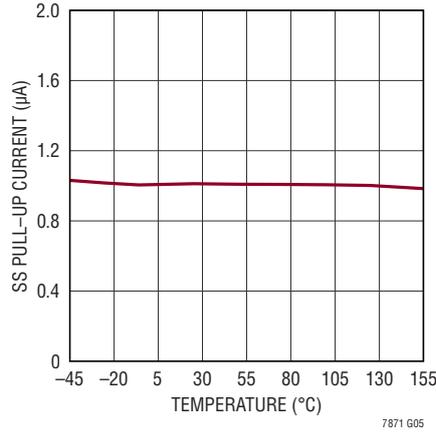
7871 G03

昇圧モードでの電力損失



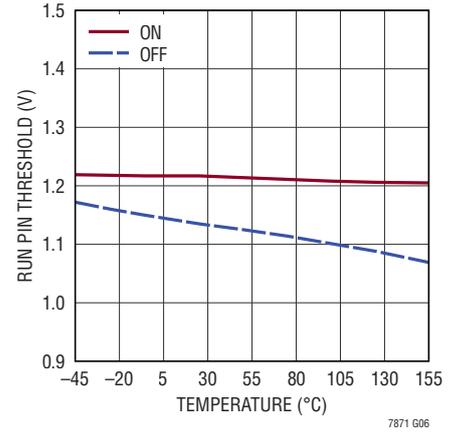
7871 G04

SSピンのプルアップ電流と温度



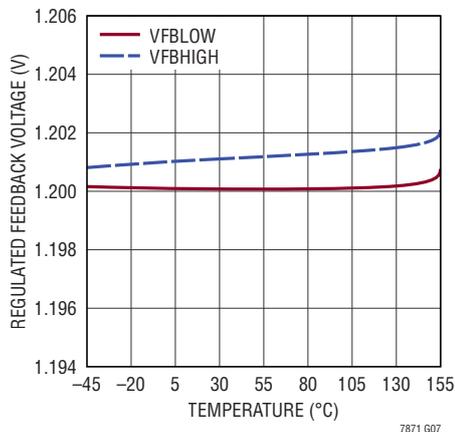
7871 G05

RUNピンの閾値と温度



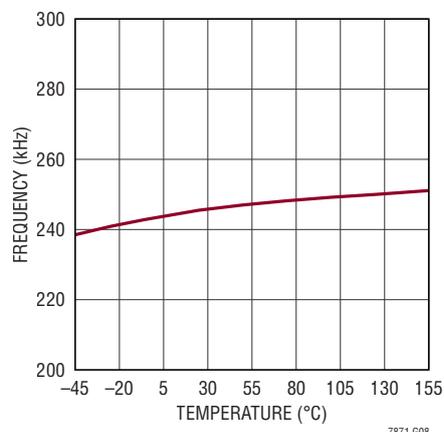
7871 G06

安定化された帰還電圧と温度



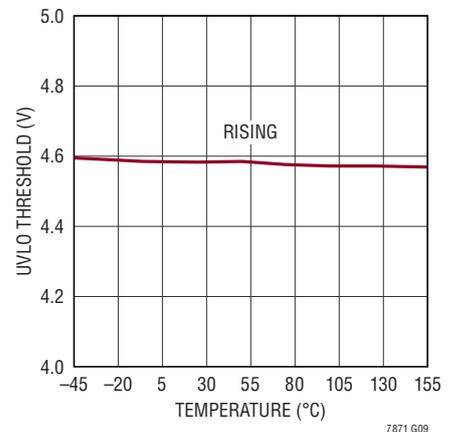
7871 G07

発振周波数と温度



7871 G08

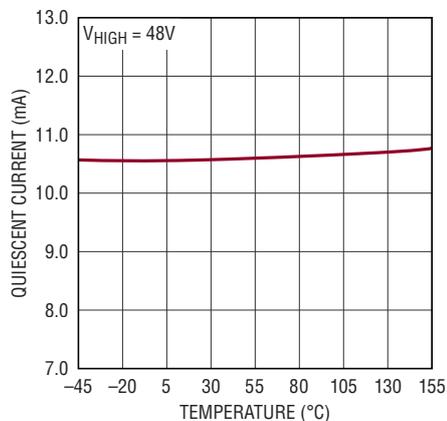
低電圧ロックアウト閾値(V5)と温度



7871 G09

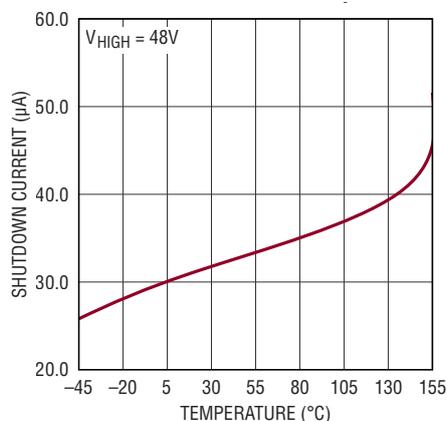
代表的な性能特性 特に指定のない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

自己消費電流と温度



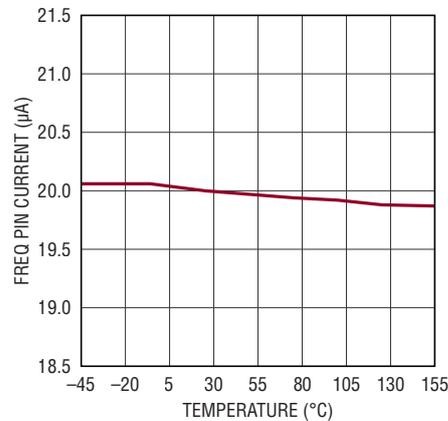
7871 G10

シャットダウン電流と温度



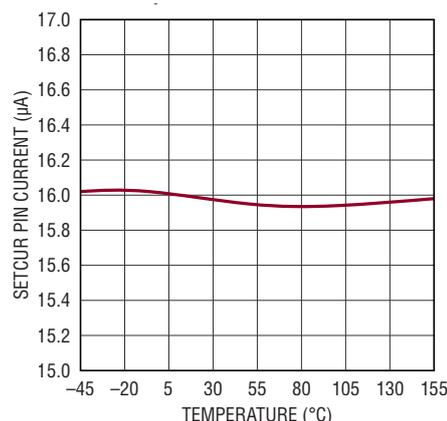
7871 G11

FREQピンのソース電流と温度



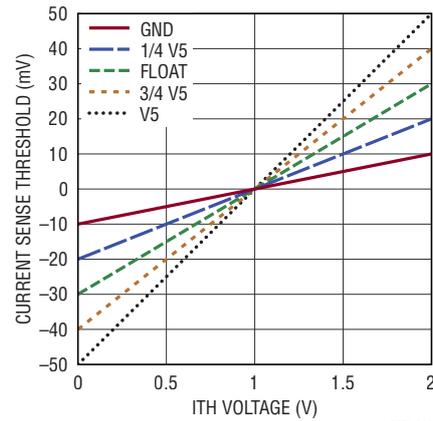
7871 G12

SETCURピンのソース電流と温度



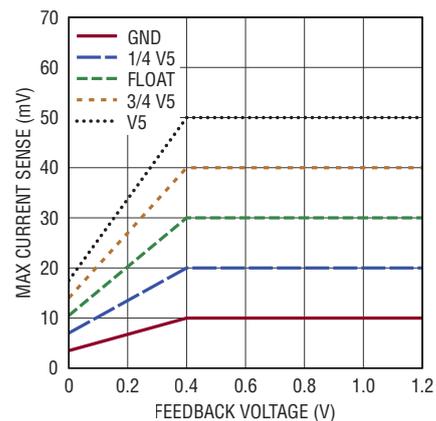
7871 G13

電流検出閾値とITHの電圧 (DCR)



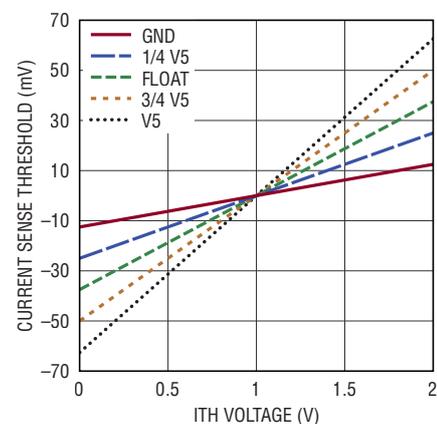
7871 G14

最大電流検出閾値と帰還電圧—降圧 (DCR)



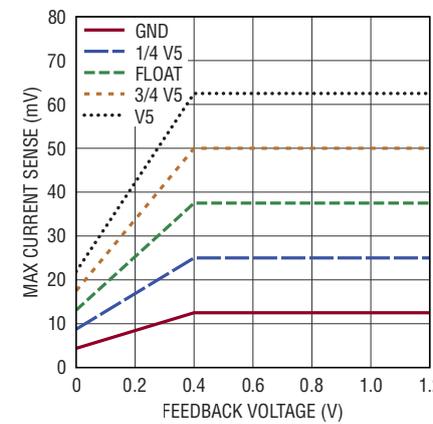
7871 G15

電流検出閾値とITHの電圧—(RSENSE)



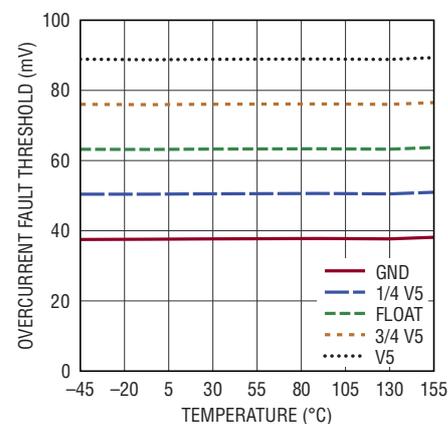
7871 G16

最大電流検出閾値と帰還電圧—降圧 (RSENSE)



7871 G17

過電流フォルト閾値と温度



7871 G18

## ピン機能

**RUN (27 番ピン)** : イネーブル制御入力。1.22V より高い電圧を入力するとデバイスがオンします。このピンには2 $\mu$ A のプルアップ電流が流れます。RUN ピンの電圧が閾値の 1.22V を超えると、プルアップ電流は6 $\mu$ A に増加します。

**VFB<sub>HIGH</sub> (7 番ピン)** : V<sub>HIGH</sub> 電圧検出エラー・アンプの非反転入力。

**VFB<sub>LOW</sub> (3 番ピン)** : V<sub>LOW</sub> 電圧検出エラー・アンプの反転入力。

**ITH<sub>HIGH</sub>/ITH<sub>LOW</sub> (6, 4 番ピン)** : 電流制御閾値およびエラー・アンプの補償点。電流コンパレータの閾値は、ITH の制御電圧に応じて変化します。

**SS (1 番ピン)** : ソフトスタート入力。このピンの電圧上昇率/下降率によって安定化電圧の上昇率/下降率が設定されます。グラウンドとの間にコンデンサを接続することでソフトスタートを設定できます。このピンには1 $\mu$ A のプルアップ電流が流れます。

**MODE (51 番ピン)** : モード設定ピン。このピンを SGND に接続すると、降圧モードでも昇圧モードでも強制連続モードが有効になります。このピンをフロート状態にすると、降圧モードでは Burst Mode、昇圧モードでは不連続モードになります。このピンを V5 に接続すると、降圧モードでも昇圧モードでも不連続モードが有効になります。このピンの入力インピーダンスは90k $\Omega$ です。

**SYNC (52 番ピン)** : スイッチング周波数同期またはスペクトラム拡散設定ピン。60kHz~750kHz の外部クロックをこのピンに印加すると、スイッチング周波数とそのクロック信号に同期します。SYNC がローの場合、FREQ ピンと SGND の間に接続した抵抗でスイッチング周波数が設定されます。このピンを V5 に接続すると、スイッチング周波数をスペクトラム拡散できます。このピンにはグラウンドとの間に250k $\Omega$  の抵抗が内蔵されています。

**FREQ (53 番ピン)** : 周波数設定ピン。このピンと SGND 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。このピンからは20 $\mu$ A の電流が流れ出します。

**DRVSET (44 番ピン)** : このピンに設定する電圧で、DRV<sub>CC</sub> の出力電圧が設定されます。2つの抵抗(200k $\Omega$ と160k $\Omega$ )が内蔵されており、それぞれ V5 と SGND にこのピンを接続しています。

**CLKOUT (50 番ピン)** : クロック出力ピン。このピンは、複数の LTC7871 IC を同期させるために使います。信号振幅は V5 からグラウンドまでです。

**V5 (9 番ピン)** : 内部5Vレギュレータの出力。制御回路の電力はこの電圧から供給されます。このピンは4.7 $\mu$ F 以上の低 ESR タンタルまたはセラミック・コンデンサで SGND にバイパスします。

**DRV<sub>CC</sub> (46 番ピン)** : ゲート・ドライバ電流供給用 LDO 出力。このピンの電圧は、DRVSET ピンを使用して5V、8V、10V に設定できます。このピンは4.7 $\mu$ F 以上の低 ESR タンタルまたはセラミック・コンデンサでグラウンド・プレーンにバイパスします。

**EXTV<sub>CC</sub> (42 番ピン)** : DRV<sub>CC</sub> に接続された内部 LDO への外部電源入力。EXTV<sub>CC</sub> がそのスイッチオーバー閾値より高いときは必ず、この LDO が DRV<sub>CC</sub> 電源に電力を供給し、V<sub>HIGH</sub> から電力を供給される内部 LDO を迂回します。このピンの電圧が60V を超えないようにしてください。

**ILIM (49 番ピン)** : 電流コンパレータの検出電圧制限の選択ピン。このピンの入力インピーダンスは100k $\Omega$ です。

**SNSD1<sup>+</sup>/SNSD2<sup>+</sup>/SNSD3<sup>+</sup>/SNSD4<sup>+</sup>/SNSD5<sup>+</sup>/SNSD6<sup>+</sup> (19、20、25、56、61、62 番ピン)** : 電流検出コンパレータの DC 正入力。これらの入力、IC の電流コンパレータと電流検出アンプへの電流信号の DC 部分を増幅します。

**SNS1<sup>-</sup>/SNS2<sup>-</sup>/SNS3<sup>-</sup>/SNS4<sup>-</sup>/SNS5<sup>-</sup>/SNS6<sup>-</sup> (18、21、24、57、60、63 番ピン)** : 電流検出コンパレータの負入力。電流コンパレータの負入力は通常 V<sub>LOW</sub> に接続されます。

**SNSA1<sup>+</sup>/SNSA2<sup>+</sup>/SNSA3<sup>+</sup>/SNSA4<sup>+</sup>/SNSA5<sup>+</sup>/SNSA6<sup>+</sup> (17、22、23、58、59、64 番ピン)** : 電流検出コンパレータの AC 正入力。これらの入力、IC の電流コンパレータへの電流信号の AC 部分を増幅します。

**V<sub>HIGH</sub> (48 番ピン)** : 主 V<sub>HIGH</sub> 電源。このピンはコンデンサ(0.1 $\mu$ F~1 $\mu$ F)でグラウンドにバイパスします。

**FAULT (35 番ピン)** : フォルト・インジケータ出力。フォルト条件中、グラウンドまで下がるオープンドレイン出力。

**PGOOD (30 番ピン)** : 安定化された V<sub>HIGH</sub>/V<sub>LOW</sub> のパワー・グッド・インジケータ出力。内部の40 $\mu$ s パワー・バッド・マスク・タイマーがタイムアウトした後、安定化された V<sub>HIGH</sub>/V<sub>LOW</sub> が $\pm$ 10% のレギュレーション・ウィンドウを超えた場合にグラウンドまで下がるオープンドレイン・ロジック出力。

## ピン機能

**UV<sub>HIGH</sub> (14番ピン) :** V<sub>HIGH</sub> 低電圧閾値設定ピン。この閾値を設定するには V<sub>HIGH</sub> からの抵抗分圧器が必要です。このピンの電圧が 1.2V トリップ・ポイントを下回った場合、ヒステリシスを外部的に調整できるように 5  $\mu$ A の電流がこのピンに流れ込みます。

**OV<sub>HIGH</sub> (13番ピン) :** V<sub>HIGH</sub> 過電圧閾値設定ピン。この閾値を設定するには V<sub>HIGH</sub> からの抵抗分圧器が必要です。このピンの電圧が 1.2V トリップ・ポイントを上回った場合、ヒステリシスを外部的に調整できるように 5  $\mu$ A の電流がこのピンから流れ出します。

**OV<sub>Low</sub> (15番ピン) :** V<sub>Low</sub> 過電圧閾値設定ピン。この閾値を設定するには V<sub>Low</sub> からの抵抗分圧器が必要です。このピンの電圧が 1.2V トリップ・ポイントを上回った場合、ヒステリシスを外部的に調整できるように 5  $\mu$ A の電流がこのピンから流れ出します。

**BUCK (54番ピン) :** このピンの電圧で、V<sub>Low</sub> 電圧／電流と V<sub>HIGH</sub> 電圧／電流のどちらを安定化するかが決まります。降圧モード動作にするには、このピンをフロート状態にするか V5 に接続します。昇圧モード動作にするには、このピンを接地します。

**IMON (10番ピン) :** 電流モニタ・ピン。このピンの電圧は、6チャンネル全ての平均インダクタ電流に正比例します。このピンの電圧が 1.25V の場合、位相ごとの平均インダクタ電流がゼロであることを意味します。

**SETCUR (11番ピン) :** このピンは、降圧または昇圧モードの最大平均インダクタ電流を設定します。このピンからは 16  $\mu$ A の電流が流れ出します。この電流は SPI インターフェースで設定できます。

**PWM1、PWM2、PWM3、PWM4、PWM5、PWM6 (29、31、32、33、34、36番ピン) :** (上側)ゲート信号出力。この信号は、PWM、外部ゲート・ドライバの上側ゲート入力または内蔵ドライバ MOSFET に送られます。これはスリーステート互換出力です。

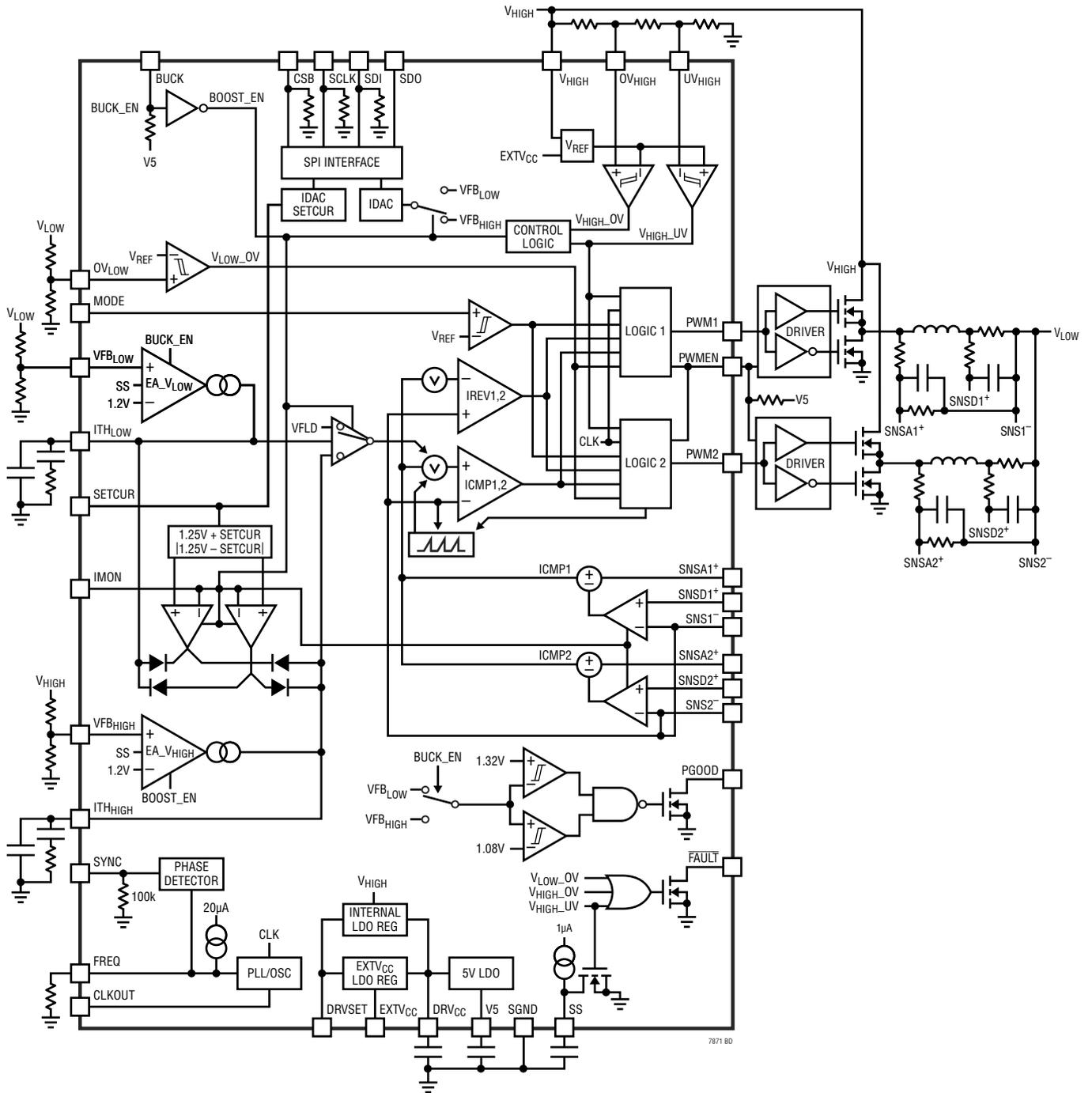
**PWMEN (28番ピン) :** 外部ゲート・ドライバのイネーブル・ピン。LTC7871 が外部ゲート・ドライバをシャットダウンする際に、グラウンドまで下がるオープン・ドレイン・ロジック。このピンがローである場合、全ての PWM ピンの出力は高インピーダンスです。

**CSB、SDO、SDI、SCLK (37、38、39、40番ピン) :** 4線式シリアル・ペリフェラル・インターフェース (SPI)。アクティブ・ローのチップ選択 (CSB)、シリアル・クロック (SCLK)、およびシリアル・データ入力 (SDI) はデジタル入力です。シリアル・データ出力 (SDO) はオープン・ドレイン NMOS 出力ピンです。SDO には、外付けプルアップ抵抗が必要です。詳細については、シリアル・ポートのセクションを参照してください。

**NC (2、8、12、26、41、43、47、55番ピン) :** 接続されていません。

**SGND (5、16、45番ピン、露出パッド) :** グラウンド。定格の熱性能を得るため、PCB のグラウンドにハンダ処理する必要があります。V<sub>HIGH</sub>、DRV<sub>CC</sub>、V5 のバイパス・コンデンサの負端子をこのピンに近付けて接続します。全ての小信号部品と補償用部品をここに接続します。

ブロック図 機能図では2チャンネルのみを示しています。



## 動作

### メイン制御ループ

LTC7871は、均等に位相をずらして動作する6つのチャンネルを備えた双方向、固定周波数、電流モード昇降圧スイッチングレギュレータ・コントローラです。LTC7871は $V_{LOW}$ から $V_{HIGH}$ にも、 $V_{HIGH}$ から $V_{LOW}$ にも電力を供給できます。 $V_{HIGH}$ から $V_{LOW}$ に電力を供給する場合、LTC7871はピーク電流モード固定周波数降圧レギュレータとして動作します。電力供給方向が逆転した場合、バレー電流モード固定周波数昇圧レギュレータとして動作します。4つの制御ループ(電流用が2つ、電圧用が2つ)を備えているため、 $V_{HIGH}$ と $V_{LOW}$ のどちらの電圧または双方向の電流も制御できます。LTC7871は、アナログ・デバイセズ独自の電流検出、電流モード・アーキテクチャを採用しています。通常の降圧モード動作中、上側MOSFETは、発振器がRSラッチをセットすると各サイクルでオンし、メインの電流コンパレータ $I_{CMP}$ がRSラッチをリセットするとオフします。 $I_{CMP}$ がRSラッチをリセットするときのピーク・インダクタ電流は、エラーアンプEAの出力であるITHピンの電圧によって制御されます。エラーアンプは帰還信号を受信し、内部1.2Vリファレンスと比較します。負荷電流が増加すると、1.2Vのリファレンスに対して帰還ピンの電圧がわずかに変化します。その結果、ITHの電圧は、インダクタの平均電流が新たな負荷電流に等しくなるまで変化します。上側MOSFETがオフした後、下側同期MOSFETがオンし、次のサイクルが開始されるまでこの状態が続きます。

降圧モードでも昇圧モードでも、2つの電流制御ループが最大平均インダクタ電流を常に監視しています。最大平均インダクタ電流が閾値を上回った場合、電流ループはITHピンの制御を電圧ループから引き継ぎます。結果的に、最大平均インダクタ電流は制限されます。

RUNピンをローにすると、メイン制御ループはシャットダウンされます。RUNピンを解放すると、2 $\mu$ Aの内部電流源によってRUNピンがプルアップされます。RUNピンの電圧が1.22Vに達すると、本ICは起動し、プルアップ電流は6 $\mu$ Aに増加します。RUNピンがローのとき、全ての機能は制御されたシャットダウン状態を維持します。

### 小さいDCRまたは $R_{SENSE}$ を使った電流検出

LTC7871は、電流検出オフセットを低減させながらS/N比を向上させるために独自のアーキテクチャを採用しています。そのため本デバイスは、高い電力効率を達成するために、また信号を劣化させる可能性があるスイッチング・ノイズ起因のジッタを低減させるために、非常に小さいDCR値のインダクタの小さな電流検出信号でも動作できます。各チャンネルは2本の正電流検出ピン( $SNSD^+$ 、 $SNSA^+$ )を備え、これらのピンは負電流検出ピン $SNS^-$ を共有しています。これらの検出ピンで信号を取得し内部的に処理することで、DCR検出信号と等価な14dB(5倍)のS/N比を持つ応答を生成します。その結果、電源制限の閾値はインダクタのピーク電流とDCR値によって決まり、ILIMピンを使用して10mV~50mVの範囲の10mVステップで正確に設定できます。

### DRVCC/EXTVCC/V5 電源

上側と下側の外部MOSFETドライバへの電力は、DRVCCピンから供給されます。DRVCC電圧は、DRVSETピンを使用して5V、8V、10Vに設定できます。EXTVCCピンを開放状態のままにするかDRVSETピンで設定したスイッチオーバー電圧より低い電圧に接続すると、内部リニア電圧レギュレータがDRVCCの電力を $V_{HIGH}$ から供給します。EXTVCCがスイッチオーバー電圧より高くなると、 $V_{HIGH}$ とDRVCCの間の内部レギュレータはオフになり、EXTVCCとDRVCCの間の第2の内部レギュレータがオンになります。各上側MOSFETドライバはフローティング状態のブートストラップ・コンデンサからバイアスされます。このコンデンサは通常、上側MOSFETがオフしているとき、それぞれのオフ・サイクル中に外付けのダイオードを通じて再充電されます。入力電圧 $V_{HIGH}$ が $V_{LOW}$ に近い電圧まで低下すると、ループがドロップアウト状態に入り、上側のMOSFETを連続してオンしようとする場合があります。ドロップアウト・ディテクタはこれを検出し、ブートストラップ・コンデンサが再充電できるように上側MOSFETを5サイクルに1回、クロック周期の約1/12に160nsを加えた時間だけオフさせます。

ほとんどの内部回路はV5レールから電力供給を受けており、V5レールはDRVCCを電源とする内部リニア電圧レギュレータが生成しています。V5ピンは、4.7 $\mu$ F以上の外付けコンデンサをSGNDとの間に接続してバイパスする必要があります。このピンからは、最大20mAの電流を供給可能な5V出力が得られます。詳細については、[アプリケーション情報](#)セクションを参照してください。

## 動作

### ソフトスタート(降圧モード)

デフォルトでは、 $V_{LOW}$  電圧の起動は通常、内部ソフトスタート・ランプによって制御されます。内部ソフトスタート・ランプは、エラー・アンプの非反転入力に相当します。VFB<sub>LOW</sub>ピンは、エラー・アンプの3つの非反転入力(内部ソフトスタート・ランプ、SSピン、1.2V内部リファレンス)のうち最も低い電圧の入力に安定化されます。ランプ電圧が約1msかけて0Vから1.2Vまで上昇するにつれて、 $V_{LOW}$  電圧もプリバイアスされた値から最終的な設定値まで滑らかに上昇します。アプリケーションによっては、負荷電圧がゼロでない状態でのコンバータの起動を要求することがあります。この場合、コンバータのスイッチング開始時に $V_{LOW}$ のコンデンサに電荷が残っています。これらの条件の下で $V_{LOW}$ が放電するのを防止するため、ソフトスタートがVFB<sub>LOW</sub>を上回るまで上側および下側MOSFETはオフにされます。

### ソフトスタート(昇圧モード)

本コントローラが昇圧動作モードで起動した場合も、同じ内部および外部ソフトスタート・コンデンサが機能します。昇圧モード用のエラー・アンプも、起動中最も低いリファレンスに安定化することを試みます。しかし、昇圧コンバータの回路形式は、昇圧出力電圧がその入力電圧レベルに達するまでこのソフトスタート機構の効力を制限します。したがって、降圧動作モードでコントローラを起動することを推奨します。

### シャットダウンと起動(RUNピンとSSピン)

LTC7871はRUNピンを使ってシャットダウンすることができます。RUNピンの電圧を1.22Vより低くすると、コントローラのメイン制御ループと、DRV<sub>CC</sub>レギュレータやV5レギュレータなど、ほとんどの内部回路がシャットダウンします。RUNピンを解放すると、2 $\mu$ Aの内部電流によってRUNピンの電圧が上昇し、コントローラがイネーブルされます。あるいは、RUNピンを外部からプルアップするか、またはロジックで直接駆動することもできます。このピンの電圧が6Vの絶対最大定格を超えないように注意してください。コントローラの $V_{LOW}$ 電圧の起動は、SSピンの電圧によって制御されます。SSピンの電圧が1.2Vの内部リファレンス電圧より低いとき、LTC7871は、VFB<sub>LOW</sub>の電圧を1.2Vのリファレンス電圧ではなくSSピンの電圧に制御します。このため、SSピン

とSGNDの間に外付けコンデンサを接続することにより、SSピンを使ってソフトスタートを設定することができます。1 $\mu$ Aの内部プルアップ電流がこのコンデンサを充電して、SSピンに電圧ランプを生成します。SSピンの電圧が0Vから1.2V(以上)に直線的に上昇するにつれて、 $V_{LOW}$ 電圧もゼロからその最終値まで滑らかに上昇します。RUNピンをローにしてコントローラをディスエーブルした場合、またはV5が低電圧ロックアウト閾値より低くなった場合、SSピンは内部のMOSFETによってローになります。低電圧ロックアウト時には、コントローラがディスエーブルされ、外部MOSFETはオフに保たれます。フォルトがクリアされた際にソフトスタートするように、外部回路を追加して、フォルト条件中にソフトスタート・コンデンサを放電させることができます。

### 周波数の選択、スペクトラム拡散、およびフェーズ・ロック・ループ(FREQピンとSYNCピン)

スイッチング周波数の選択は効率と部品サイズの間兼ね合いによって決まります。低周波数動作は、MOSFETのスイッチング損失を低減して効率を向上させますが、出力リップル電圧を低く保つには大きなインダクタンスや容量が必要になります。

SYNCピンをSGNDに接続している場合、FREQピンを使ってコントローラの動作周波数を67kHz~725kHzに設定できます。FREQピンから20 $\mu$ Aの高精度電流が流れ出しているため、SGNDとの間に接続した1本の抵抗でコントローラのスイッチング周波数を設定できます。以下の[アプリケーション情報](#)のセクションに、FREQピンの電圧とスイッチング周波数の関係を示す曲線(図7)を示します。

スイッチング・レギュレータは、電磁干渉(EMI)が懸念されるアプリケーションで特に手間がかかることがあります。EMI性能を向上させるため、LTC7871はスペクトラム拡散モードで動作できます。このモードは、SYNCピンをV5に接続することで有効になります。この機能は、 $\pm 12\%$ の三角波周波数変調を使って低い周波数(デフォルトでスイッチング周波数の512分の1)でスイッチング周波数を変化させます。例えば、LTC7871のスイッチング周波数を200kHzに設定した場合、スペクトラム拡散は176kHzと224kHzの間の周波数を0.4kHzのレートで変調します。これらのスペクトラム拡散パラメータは、MFR\_SSF<sub>M</sub>レジスタで設定されます。

## 動作

LTC7871にはフェーズ・ロック・ループ(PLL)が備わっており、SYNCピンに接続された外部クロック信号源に内部発振器を同期させることができます。LTC7871はPLLループのフィルタ回路網を内蔵しています。フェーズ・ロック・ループは60kHz~750kHzの範囲内の任意の周波数にロックできます。外部クロックにロックするまでのコントローラの初期スイッチング周波数を設定するために、周波数設定抵抗は必ず接続してください。コントローラは、同期しているときは選択したモードで動作します。

### 低電圧ロックアウト

LTC7871には、低電圧状態になったときにコントローラを保護するための2つの機能が備わっています。2つの高精度UVLOコンパレータは常時V5およびDRV<sub>CC</sub>電圧をモニタして、電圧が適切であることを確認します。V5またはDRV<sub>CC</sub>が低電圧ロックアウト閾値を下回った場合、スイッチング動作は停止します。V5またはDRV<sub>CC</sub>に乱れが生じたときの発振を防ぐため、UVLOコンパレータには高精度ヒステリシスがあります。

低電圧条件を検出するもう1つの方法は、V<sub>HIGH</sub>電源を監視することです。RUNピンは1.22Vの高精度ターンオン・リファレンスを備えているため、V<sub>HIGH</sub>に接続した抵抗分圧器を使って、V<sub>HIGH</sub>が十分高くなったときにデバイスをオンにできます。RUNピンの電圧が1.22Vを超えると、4μAの追加の電流がRUNピンから流れ出します。RUNコンパレータ自体に約80mVのヒステリシスがあります。抵抗分圧器の値を調整することで、RUNコンパレータの追加ヒステリシスを設定できます。V<sub>HIGH</sub>低電圧検出の精度を確保するには、V<sub>HIGH</sub>を5Vより高くする必要があります。

### フォルト・フラグ(FAULT、OV<sub>HIGH</sub>、OV<sub>LOW</sub>、UV<sub>HIGH</sub>ピン)

FAULTピンは、内部NチャンネルMOSFETのオープンドレインに接続されています。このピンは最大6Vの電圧(例：V5、外部バイアス)に接続した外付け抵抗でハイにできます。FAULTピンは、以下の条件の少なくとも1つが満たされた場合、ローになります。

- RUNピンがターンオン閾値を下回っている。
- V5またはDRV<sub>CC</sub>がUVLO閾値を下回っている。
- 3つのOV/UVコンパレータのいずれかがトリップした。

- 起動シーケンス中であり、かつSSピンが1.2V以上まで充電されていない。
- いずれかのチャンネルが過電流フォルト状態にある。
- ICが過熱状態にある。

OV<sub>LOW</sub>閾値とOV<sub>HIGH</sub>閾値は、それぞれV<sub>LOW</sub>とV<sub>HIGH</sub>を分圧する外付け抵抗分圧器を使って設定します。このピンの電圧が1.2Vのコンパレータ閾値を上回った場合、5μAのヒステリシス電流が各ピンから流れ出し、120μsの遅延の後、FAULT信号がローに遷移します。UV<sub>HIGH</sub>閾値も、V<sub>HIGH</sub>を分圧する外付け抵抗分圧器を使って設定します。このピンの電圧が1.2Vのコンパレータ閾値を下回った場合、5μAのヒステリシス電流がUV<sub>HIGH</sub>ピンに流れ込み、120μsの遅延の後、FAULT信号がローに遷移します。このヒステリシス量は、抵抗分圧器の総インピーダンスを変更することで調整できます。また、その抵抗比でUV/OVトリップ・ポイントが設定されます。

FAULTピンにフラグを立てること以外に、UV/OVコンパレータもコントローラ動作に影響を与えます(表1を参照)。OV<sub>LOW</sub>コンパレータがその1.2V閾値を超えた場合、以下が行われます。

- 降圧モードの場合、コントローラはスイッチングを停止します。
- 昇圧モードの場合、コントローラはスイッチングを継続します。
- 降圧モードでも昇圧モードでも、ITHとSSは影響を受けません。フォルトが検出された場合は常に、必要に応じてSSピンを外部的に放電します。

OV<sub>HIGH</sub>コンパレータが第1の1.2V閾値を超えた場合、以下が行われます。

- 降圧モードでも昇圧モードでも、コントローラはスイッチングを停止します。
- 降圧モードでも昇圧モードでも、ITHとSSは影響を受けません。フォルトが検出された場合は常に、必要に応じてSSピンを外部的に放電します。

OV<sub>HIGH</sub>コンパレータが第2の2.4V閾値を超えた場合、以下が行われます。

- 降圧モードでも昇圧モードでも、コントローラはスイッチングを停止します。

## 動作

b. ITHピンとIMONピンがどちらも高インピーダンスになります。この機能を使うと、LTC7871のマルチフェーズ・システムにおいて1つのICでフォルトが検出された場合にそのICをマルチフェーズ・システムから分離できます。

c. SSピンは影響を受けません。

UV<sub>HIGH</sub>コンパレータがその1.2V閾値を超えた場合、以下が行われます。

- 降圧モードの場合、120µsの遅延の後、コントローラはスイッチングを停止し、SSピンはSGNDまで下がります。
- 昇圧モードの場合、コントローラはスイッチングを続けます。SSピンは影響を受けません。
- 降圧モードでも昇圧モードでも、ITHは影響を受けません。

表 1. 0V/UVフォルト

| FAULT                             | モード   | スイッチング    | ITHピン     | IMON      | SS            |
|-----------------------------------|-------|-----------|-----------|-----------|---------------|
| OV <sub>LOW</sub> 1.2V Threshold  | Buck  | Stops     | No Effect | No Effect | No Effect     |
|                                   | Boost | Continues | No Effect | No Effect | No Effect     |
| OV <sub>HIGH</sub> 1.2V Threshold | Buck  | Stops     | No Effect | No Effect | No Effect     |
|                                   | Boost | Stops     | No Effect | No Effect | No Effect     |
| OV <sub>HIGH</sub> 2.4V Threshold | Buck  | Stops     | Hi-Z      | Hi-Z      | No Effect     |
|                                   | Boost | Stops     | Hi-Z      | Hi-Z      | No Effect     |
| UV <sub>HIGH</sub> 1.2V Threshold | Buck  | Stops     | No Effect | No Effect | Pulls to SGND |
|                                   | Boost | Continues | No Effect | No Effect | No Effect     |

## 電流モニタリングおよびレギュレーション (IMON、SETCURピン)

インダクタ電流は、DCRとR<sub>SENSE</sub>抵抗のどちらかを使って検出できます。電流監視ピン(IMON)は、LTC7871が検出した6つのチャンネルの平均インダクタ電流に正比例した電圧を出力します。IMONの動作範囲は0.4V~2.5Vです。平均インダクタ電流がゼロの場合、IMONピンの電圧は1.25Vにリセットされます。降圧モードでは、インダクタ電流が増加するにつれてIMON電圧は比例的に増加します。昇圧モードでは、インダクタ電流が増加するにつれてIMON電圧は比例的に減少します。IMON電圧の計算には次式を使用します。

$$V_{\text{IMON}} = V_{\text{ZERO}} + \frac{K \cdot I_{\text{L(ALL)}} \cdot R_{\text{SENSE}}}{6}; \text{ Buck Mode}$$

$$V_{\text{IMON}} = V_{\text{ZERO}} - \frac{K \cdot I_{\text{L(ALL)}} \cdot R_{\text{SENSE}}}{6}; \text{ Boost Mode}$$

ここで、

V<sub>ZERO</sub>は、平均出力電流がゼロの場合のIMON電圧です (V<sub>ZERO</sub> = 1.25V(代表値))。

K = 40 (ILIM電圧が0Vまたは1/4 V<sub>V5</sub>の場合)

K = 20 (ILIM電圧がフロート状態、3/4 V<sub>V5</sub>、V<sub>V5</sub>の場合)

I<sub>L(ALL)</sub>は、6つのチャンネル全てを含む平均インダクタ電流の合計です。

R<sub>SENSE</sub>は電流検出抵抗値です。

最大平均インダクタ電流を安定化するため、SETCURピンに外部電圧を印加できます。SETCURピン電圧は次のように設定できます。

$$V_{\text{SETCUR}} = \frac{K \cdot I_{\text{L(MAX)}} \cdot R_{\text{SENSE}}}{6}$$

ここで、

I<sub>L(MAX)</sub>は、6つのチャンネル全てを含む最大平均インダクタ電流の合計です。

SETCURPとSETCURNは、次のようにSETCURピンに基づいて内部的に生成される電圧です。

$$\text{SETCURP} = 1.25\text{V} + V_{\text{SETCUR}}$$

$$\text{SETCURN} = 1.25\text{V} - V_{\text{SETCUR}}$$

SETCURP、SETCURN、IMONは、SETCURPとSETCURNをリファレンスとする電流レギュレーション・ループ・エラー・アンプの3つの入力です。IMONピン電圧がSETCURPまたはSETCURNに近付くと、電圧ループ・エラー・アンプのITHピンの制御は電流ループ・エラー・アンプによって引き継がれます。

降圧モードでも昇圧モードでも、最大の正の平均電流と最大の負の平均電流の両方が安定化されます。SGNDとの間に接続した1本の抵抗で正の平均電流ループと負の平均電流ループの両方を設定できるように、SETCURピンから16µAの電流が流れ出しています。SETCURピンから流れ出す電流はSPIインターフェースで設定できます。バッテリー充電アプリケーションの場合、オンザフライで動的にSETCURをプログラムすることで、降圧または昇圧モードのバッテリー充電電流を設定できます。SETCURは、降圧モードと昇圧モードの両方で、起動時に突入電流を制限するためにも使えます。

## 動作

平均電流設定動作を無効にするには、SETCURピンをV5または1.25Vより高い電圧に接続します。

### 昇降圧モード (BUCKピン)

LTC7871は、BUCKピンによって降圧モードから昇圧モード(またはその逆)に動的かつ滑らかに切り替えることができます。このピンは、降圧モード動作を選択するにはV5に接続し、昇圧モード動作を選択するにはグラウンドに接続します。このピンには、フロート状態にした際にデフォルトの降圧モードが選択されるようにプルアップ抵抗が内蔵されています。本デバイスは、V<sub>HIGH</sub>またはV<sub>LOW</sub>レギュレーションのための2つの独立したエラー・アンプを内蔵しています。2つのエラー・アンプを内蔵しているため、降圧モードと昇圧モードのループ補償を独立して微調整し、過渡応答を最適化できます。降圧モードが選択された場合、対応するエラー・アンプがイネーブルになり、ITH<sub>LOW</sub>電圧がピーク・インダクタ電流を制御します。他方のエラー・アンプはディスエーブルになり、ITH<sub>HIGH</sub>は一時的にゼロ電流レベルになります。昇圧モードでは、ITH<sub>LOW</sub>が一時的にゼロ電流レベルになると同時に、ITH<sub>HIGH</sub>が有効化されます。降圧から昇圧または昇圧から降圧の遷移中、内部ソフトスタートはリセットされます。ソフトスタートをリセットし、かつITHピンを一時的にゼロ電流レベルにすることで、新たに選択されたモードに滑らかに遷移できます。表2に、一覧を示します。

全てのトランジェントを更に低減するため、昇圧モードと降圧モードを切り替える前にSETCURをゼロ電流レベルに設定することもできます。

表2. ITHピンの一時的固定条件

| ピン                  | モード   | 一時固定された場合         | コメント  |
|---------------------|-------|-------------------|---|
| ITH <sub>HIGH</sub> | Buck  | Normal Operation  | OV <sub>HIGH</sub> 2.4V 閾値が一時的固定をオーバーライド                    |
|                     | Boost | Prebiased Turn-on | OV <sub>HIGH</sub> 2.4V 閾値が一時的固定をオーバーライド                    |
| ITH <sub>LOW</sub>  | Buck  | Prebiased Turn-on | OV <sub>HIGH</sub> 2.4V 閾値とOV <sub>LOW</sub> が一時的固定をオーバーライド |
|                     | Boost | Normal Operation  | OV <sub>HIGH</sub> 2.4V 閾値が一時的固定をオーバーライド                    |

### パワーグッド (PGOODピン)

安定化されたVFB<sub>LOW</sub>/VFB<sub>HIGH</sub>電圧が1.2Vのリファレンス電圧の±10%以内に入らないと、PGOODピンはローになります。RUNピンが1.2Vより低くなるか、LTC7871がソフトスタートまたはUVLOのときも、PGOODピンはローになりま

す。安定化されたVFB<sub>LOW</sub>/VFB<sub>HIGH</sub>電圧がリファレンス電圧の±10%の範囲内に入ると、PGOODピンは直ちにパワーグッドを示します。ただし、安定化されたVFB<sub>LOW</sub>/VFB<sub>HIGH</sub>電圧が±10%のレギュレーション範囲から外れると、40μsの内部パワーバッド・マスクが発生します。PGOODピンは、外付け抵抗によって最大6Vの電源にプルアップさせることができます。

### プログラマブルなV<sub>HIGH</sub>およびV<sub>LOW</sub>マーージニング

図1に示すように、LTC7871はSPI制御の7ビットDAC電流源を備えています。LTC7871は、このSPIインターフェースを通じて7ビットのDACコードを受け取り、この値を双方向アナログ出力電流に変換します。この電流は、降圧モードの場合VFB<sub>LOW</sub>ピンに接続され、昇圧モードの場合VFB<sub>HIGH</sub>ピンに接続されます。DAC電流を電圧レギュレータの帰還ノードに接続することで、降圧モードの場合、V<sub>LOW</sub>電圧は次の式で設定されます。

$$V_{LOW} = 1.2V \cdot (1 + R_B/R_A) - I_{DAC} \cdot R_B$$

昇圧モードの場合、V<sub>HIGH</sub>電圧は次の式で設定されます。

$$V_{HIGH} = 1.2V \cdot (1 + R_D/R_C) - I_{DAC} \cdot R_D$$

本デバイスは、V<sub>LOW</sub>とV<sub>HIGH</sub>を設定するための2つの独立したレジスタ(MFR\_IDAC\_VLOW、MFR\_IDAC\_VHIGH)を内蔵しています。電流DACは、動作モード(降圧モードまたは昇圧モード)に基づいてレジスタ値を選択します。電流DACのLSBは1μAです。MSB(最上位ビット)が電流の方向を決定します。MSBが0の場合、IDACは電流をソースします(V<sub>LOW</sub>またはV<sub>HIGH</sub>を低減させます)。これは帰還ピンから流れ出す正の電流です。MSBが1の場合、IDACは電流をシンクします(V<sub>LOW</sub>またはV<sub>HIGH</sub>を増加させます)。これは帰還ピンに流れ込む負の電流です。

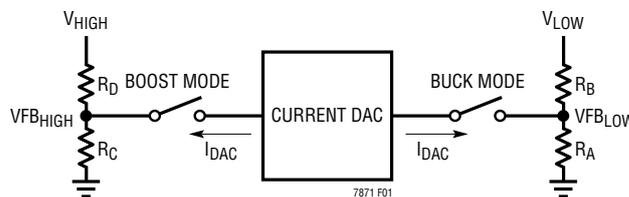


図1. 電流 DAC によるV<sub>LOW</sub>/V<sub>HIGH</sub>の設定

## 動作

## 降圧モード軽負荷電流動作 (DCM/CCM/Burst Mode 動作)

降圧モードでは、不連続導通モード (DCM)、強制連続導通モード (CCM)、Burst Mode で動作するように LTC7871 を設定できます。強制連続動作を選択するには、MODE ピンを SGND に接続します。不連続導通モード動作を選択するには、MODE ピンを V5 に接続します。Burst Mode 動作を選択するには、MODE ピンをフロート状態にします。

強制連続動作では、軽負荷時または大きなトランジェント状態でインダクタ電流を反転できます。ピーク・インダクタ電流は、通常動作と全く同様に、ITH<sub>LOW</sub> ピンの電圧によって決まります。このモードでは、軽負荷での効率が DCM 動作の場合よりも低下します。ただし、連続モードには出力リップルが小さく、オーディオ回路への干渉が少ないという利点があります。

Burst Mode で動作するように LTC7871 を設定している場合、ITH<sub>LOW</sub> ピンの電圧がより低い値を示している場合、インダクタのピーク電流は最大検出電圧の約 1/3 に設定されます。平均インダクタ電流が負荷電流より大きい場合、エラー・アンプ (EA) は ITH<sub>LOW</sub> ピンの電圧を低下させます。ITH<sub>LOW</sub> 電圧が 1.1V より下になると、内部のスリープ信号がハイになり (スリープ・モードがイネーブルされ)、両方の外付け MOSFET がオフします。

スリープ・モードでは、負荷電流が出力コンデンサから供給されます。出力電圧が低下するにつれて、EA の出力は上昇し始めます。出力電圧が十分低下するとスリープ信号はローになり、コントローラは、内部発振器の次のサイクルで外付けの上側 MOSFET をオンすることにより、通常の動作を再開します。Burst Mode で動作するようにコントローラを設定している場合、インダクタ電流を反転させることはできません。インダクタ電流がゼロに達する直前に、逆電流コンパレータ (I<sub>REV</sub>) が外付けの下側 MOSFET をオフにして、インダクタ電流が反転して負になるのを防止します。したがって、コントローラは不連続導通モードで動作します。

MODE ピンを V5 に接続すると、LTC7871 は軽負荷時に不連続導通モードで動作します。非常に軽い負荷では、電流

コンパレータ I<sub>COMP</sub> は数サイクルにわたって作動したままになることがあり、外付けの上側 MOSFET を同じサイクル数だけ強制的にオフにする (つまり、パルスをスキップする) ことがあります。インダクタ電流は反転することができません (不連続動作)。強制連続動作と同様、このモードでは、オーディオ・ノイズが小さくなり RF 干渉が減るだけでなく、出力リップルが小さくなります。低電流での効率が強制連続動作より高くなりますが、Burst Mode 動作ほど高くはありません。

## 昇圧モード軽負荷電流動作 (DCM/CCM)

昇圧モードでは、固定周波数不連続導通モードまたは強制連続導通モードに入るように LTC7871 を設定できます。強制連続動作を選択するには、MODE ピンを SGND に接続します。不連続導通モード動作を選択するには、MODE ピンを V5 に接続するかフロート状態にします。強制連続動作では、軽負荷時または大きなトランジェント状態でインダクタ電流を反転できます。インダクタ電流バレーは、通常動作と全く同様に、ITH<sub>HIGH</sub> ピンの電圧によって決まります。このモードでは、軽負荷での効率が低下します。ただし、連続モードには出力リップルが小さいという利点があります。

MODE ピンを V5 に接続した場合またはフロート状態にした場合、LTC7871 は軽負荷時に不連続導通モードで動作します。非常に軽い負荷では、電流コンパレータ I<sub>COMP</sub> は数サイクルにわたって作動したままになることがあり、外付けの上側 MOSFET を同じサイクル数だけ強制的にオフにする (つまり、パルスをスキップする) ことがあります。インダクタ電流は反転することができません (不連続動作)。強制連続動作と同様、このモードでは、オーディオ・ノイズが小さくなり RF 干渉が減るだけでなく、出力リップルが小さくなります。低電流での効率が強制連続動作より高くなります。

表 3 に、LTC7871 の動作モードの一覧を示します。

表 3. 動作モード

| MODEピン         | 降圧動作モード              | 昇圧動作モード |
|----------------|----------------------|---------|
| 0V             | CCM                  | CCM     |
| Float          | Burst Mode Operation | DCM     |
| V <sub>5</sub> | DCM                  | DCM     |

## 動作

### 過電流フォルト・モニタ (OCFT、NOCFT)

LTC7871は、ピーク／バレー電流コンパレータと最大平均電流レギュレーション・ループの他に、SNSD<sup>+</sup>ピンとSNS<sup>-</sup>ピンの間の電圧差を監視するための追加の過電流フォルト・コンパレータを備えています。1つのチャンネルの( $V_{SNSD^+} - V_{SNS^-}$ )が過電流フォルト閾値(OCFT)よりも大きい場合、または負の過電流閾値(NOCFT)よりも小さい場合(表4を参照)、6つのチャンネルは全てスイッチングを停止し、全てのPWMピンは高インピーダンス(Hi-Z)になります。OCFTとNOCFTのステータスは、MFR\_OC\_FAULTおよびMFR\_NOC\_FAULTレジスタを使ってSPIインターフェース経由で読み出すことができます。

表4. OCFTおよびNOCFT 閾値 ( $V_{SNSD^+} - V_{SNS^-}$ )

| ILIMピン電圧            | OCFT 閾値 | NOCFT 閾値 | ヒステリシス |
|---------------------|---------|----------|--------|
| 0V                  | 37.5mV  | -37.5mV  | 25mV   |
| 1/4 V <sub>V5</sub> | 50mV    | -50mV    | 31mV   |
| Float               | 62.5mV  | -62.5mV  | 31mV   |
| 3/4 V <sub>V5</sub> | 75mV    | -75mV    | 31mV   |
| V <sub>V5</sub>     | 87.5mV  | -87.5mV  | 31mV   |

### PWMピンとPWMENピン

PWMピンは、パワー・ブロック、DrMOS、MOSFET付きドライバなどの電力段(いずれも重い容量性負荷を示しません)を駆動するように設計されたスリーステート互換出力です。外付け抵抗分圧器を使用して、PWMが高インピーダンス状態の際に中間レールに印加されるPWM電圧を設定できます。

PWMENピンはオープンドレイン出力ピンです。コントローラがスイッチングを開始するには、V<sub>5</sub>に接続した外付け抵抗でこのピンをプルアップする必要があります。何らかのフォルト状態の間、外部MOSFETドライバをイネーブルにするため、LTC7871はPWMENピンをプルダウンします。

LTC7871のPWMENピンは、コントローラのステータスを外部MOSFETドライバまたはその他のLTC7871に伝えるために使えます。LTC7871がPWMENピンを解放しても、外部的にプルダウンされていることを検出した場合、LTC7871は全てのPWMピンを高インピーダンス状態に保ちます。

### マルチフェーズ動作

出力負荷が大電流を必要とする場合、複数のLTC7871をデジチェーン接続して位相をずらして動作させることで、入出力の電圧リップルを増やさずに出力電流を増やせます。SYNCピンを使用すると、LTC7871を別のLTC7871のCLKOUT信号に同期させることができます。CLKOUT信号を後段のLTC7871のSYNCピンに接続して、システム全体の周波数と位相の両方を揃えることができます。複数のICを並列接続する場合、同じノードに接続するピンの入力インピーダンスに留意します。

### サーマル・シャットダウン

LTC7871は、ダイ温度を検出する温度センサーを内蔵しています。ダイ温度が180°Cを上回った場合、全てのスイッチング動作は停止し、全てのPWMピンは高インピーダンスになり、結果として全ての外部MOSFETはオフになります。それと同時に、全てのチャンネルはIMONピンから切り離されます。SSピン、ITH<sub>HIGH</sub>/ITH<sub>LOW</sub>ピンは、共通のピンを参照する可能性があるその他のLTC7871チップと干渉しないように正常に機能し続けます。ダイ温度がトリップ閾値を15°C下回ると、通常動作が再開されます。

## アプリケーション情報

このデータシートの1ページの標準的応用例は、LTC7871の基本的な応用回路です。一般的に、外付け部品の選択は負荷条件に基づいて行い、DCRまたは $R_{SENSE}$ とインダクタの値の選択から始めます。次に、パワーMOSFETを選択します。最後に、 $V_{HIGH}$ および $V_{LOW}$ コンデンサを選択します。

### スロープ補償とインダクタのピーク電流

スロープ補償を使うと、高いデューティ・サイクルでの低調波発振を防止できるため、固定周波数アーキテクチャの安定性を高めることができます。スロープ補償は、デューティ・サイクルが40%を超えた場合にインダクタ電流信号に補償ランプを重畳させることで内部的に実現します。通常、スロープ補償を行うと、40%を超えるデューティ・サイクルでの最大インダクタ・ピーク電流が減少します。しかしLTC7871は、この補償ランプの影響を緩和する方式を採用しているため、全てのデューティ・サイクルにわたって最大インダクタ・ピーク電流は影響を受けません。

### 電流制限のプログラミング

ILIMピンは、コントローラの最大電流制限値を設定する5レベル・ロジック入力です。表5に、5つのILIM設定を示します。これらの設定は、ピーク・インダクタ電流の設定を表していることに注意します。インダクタのリプル電流に起因して、平均出力電流はピーク電流より小さくなります。 $V_5$ からSGNDに接続した抵抗分圧器を使ってILIMを設定することで、起動時に5V LDOがドロップアウトしても最大電流検出閾値の設定が変化しないようにできます。ILIMピンはSGNDとの間に $200k\Omega$ のプルダウン抵抗を内蔵しており、 $V_5$ との間に $200k\Omega$ のプルアップ抵抗を内蔵していることに注意してください。

表5. ILIMの設定

| ILIMピン電圧     | 最大電流検出閾値 |             |
|--------------|----------|-------------|
|              | DCR検出    | $R_{SENSE}$ |
| 0V           | 10mV     | 12.5mV      |
| $1/4 V_{V5}$ | 20mV     | 25mV        |
| Float        | 30mV     | 37.5mV      |
| $3/4 V_{V5}$ | 40mV     | 50mV        |
| $V_{V5}$     | 50mV     | 62.5mV      |

### SNSD<sup>+</sup>、SNSA<sup>+</sup>、SNS<sup>-</sup>ピン

SNSA<sup>+</sup>ピンとSNS<sup>-</sup>ピンは電流コンパレータの入力であり、SNSD<sup>+</sup>ピンとSNS<sup>-</sup>ピンは内部DCアンプの入力です。3本の検出ピンの動作入力電圧範囲は、全て0V~60Vです。電流コンパレータまたはアンプに接続される全ての正側検出ピンは、入力バイアス電流が $1\mu A$ 未満の高インピーダンス入力ピンです。SNS<sup>-</sup>ピンは高インピーダンス・ピンではありません。 $V_{LOW}$ 電圧が $V_5$ より高い場合、電流コンパレータはバイアス電流をSNS<sup>-</sup>ピンから直接得ます。SNS<sup>-</sup>ピンは $V_{LOW}$ に直接接続する必要があります。通常動作時にこれらのピンをフロート状態にしないように注意してください。フィルタ部品(特にコンデンサ)はLTC7871の近くに配置し、検出ラインは電流検出素子の下のケルビン接続に近付けて一緒に配線します(図2)。LTC7871は非常に小さな値のインダクタ電流検出素子と組み合わせて使うように設計されているため、適切な配慮をしない場合、寄生の抵抗、容量、インダクタンスが電流検出信号の完全性を劣化させ、設定した電流制限値が予測できないものになります。図3に示すように、抵抗 $R_1$ を出力インダクタの近くに配置し、コンデンサ $C_1$ 、 $C_2$ をデバイスのピンの近くに配置して、検出信号へのノイズの結合を防ぎます。

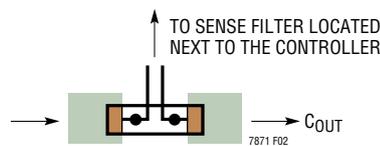


図2. 検出抵抗と検出ラインの配置

### インダクタのDCRによる検出

LTC7871は、可能な限り高い効率を必要とする大負荷電流アプリケーションのために専用設計されており、 $m\Omega$ レンジのインダクタDCRの信号を検出できます(図3)。DCRはインダクタの銅のDC巻線抵抗であり、大電流インダクタでは通常数 $m\Omega$ です。大電流のアプリケーションでは、DCRまたは検出抵抗が大きいと、導通損失によって電力効率が大幅に低下します。SNSA<sup>+</sup>ピンは、インダクタの $L/DCR$ の $1/5$ の $R_1 \cdot C_1$ 時定数を持つフィルタに接続されます。SNSD<sup>+</sup>ピンは、インダクタの $L/DCR$ とマッチする時定数を持つ第2の

## アプリケーション情報

フィルタに接続されます。特定の出力条件に対して、必要な最大検出電圧を満たすDCRのインダクタを選択し、以下に示す検出ピン・フィルタと出力インダクタ特性の関係を利用します。

$$DCR = \frac{V_{SENSE(MAX)}}{I_{MAX} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

$$\frac{L}{DCR} = 5 \cdot R1 \cdot C1 = R2 \cdot C2$$

ここで、

$V_{SENSE(MAX)}$ は与えられたILIM閾値に対する最大検出電圧です。

$\Delta I_L$ はインダクタのリプル電流です。

LとDCRは出力インダクタの特性です。

$R1 \cdot C1$ はSNSA<sup>+</sup>ピンのフィルタの時定数です。

$R2 \cdot C2$ はSNSD<sup>+</sup>ピンのフィルタの時定数です。

動作温度範囲全体にわたって負荷電流が十分に供給されるように、DCR抵抗の温度係数(約0.4%/°C)を考慮に入れる必要があります。

通常、C1とC2は0.047μF~0.47μFの範囲内で選択します。0.1μFのC1とC2を選択し、DCRが2mΩの10μHインダクタを選択した場合、R1は10kΩ、R2は49.9kΩになります。SNSD<sup>+</sup>とSNSA<sup>+</sup>のバイアス電流は1μA未満であり、検出信号に小さな誤差を生じさせます。

以下の式に示すように、デューティ・サイクルに関連する若干の電力損失がR1で発生し、連続モード時に最大V<sub>HIGH</sub>電圧で最大になります。

$$P_{Loss}(R) = \frac{(V_{HIGH(MAX)} - V_{LOW}) \cdot V_{LOW}}{R}$$

R1の電力定格がこの値より大きいことを確認してください。これらの抵抗の高いV<sub>HIGH</sub>電圧での電圧係数に注意する必要があります。この影響を最小限に抑えるために複数の抵抗を直列にして使うこともできます。しかしDCR検出を使うと、検出抵抗の導通損失をなくすることができるため、重負荷時の効率が改善されます。電流検出信号のS/N比を高く保つため、SNSA<sup>+</sup>ピンとSNS<sup>-</sup>ピンの間の電圧を10mV以

上にします。または、40%未満のデューティ・サイクルに対する電流検出信号リップルを2mV相当にします。SNSA<sup>+</sup>ピンとSNS<sup>-</sup>ピンの間の実際のリップル電圧は、次式で求められます。

$$\Delta V_{SENSE} = \frac{V_{LOW}}{V_{HIGH}} \cdot \frac{V_{HIGH} - V_{LOW}}{R1 \cdot C1 \cdot f_{OSC}}$$

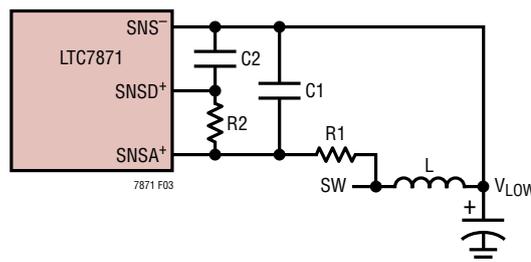


図3. インダクタのDCRによる検出

### R<sub>SENSE</sub> 抵抗による検出

LTC7871は、電流検出の精度を向上させるため、外付けR<sub>SENSE</sub>抵抗と組み合わせて使えます。図4に、これに必要な外付け部品を示します。SNSD<sup>+</sup>ピンはR3とC3の回路網を使ってR<sub>S</sub>抵抗の両端の電圧を直接検出します。R1、R2、C1の回路網はSNSA<sup>+</sup>ピンへの電流信号経路として機能します。電流検出の精度と低ジッタ性能を向上させるため、AC経路からの信号とDC経路からの信号は内部的に合成されます。抵抗R2は、SNSA<sup>+</sup>がインダクタのDCRによって観測した信号のDC成分を分圧するために使います。経験則として、DCR値を支障なく無視できるように、R2はR1の10分の1にする必要があります。

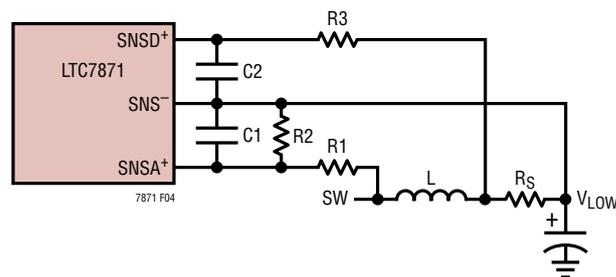


図4. R<sub>SENSE</sub> 抵抗による検出

## アプリケーション情報

R1・C1 時定数は次のように選択する必要があります。

$$\frac{L}{R_S} = 4 \cdot R1 \cdot C1 \text{ for } R1 = 10 \cdot R2$$

R3・C2 時定数は次のように選択する必要があります。

$$R3 \cdot C2 = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \cdot C1$$

6.8μHのインダクタと1mΩの検出抵抗を選択し、0.1μFのC1とC2を選択した場合、R1、R2、R3の値はそれぞれ16.9kΩ、1.69kΩ、1.5kΩ(最も近い標準値を選んだ場合)になります。

### プリバイアスされた出力での起動

状況によっては、V<sub>LOW</sub>出力コンデンサをプリバイアスした状態で電源を起動することが必要です。この場合、プリバイアスされた出力を放電しないで起動する必要があります。LTC7871は、出力コンデンサを放電せずに、プリバイアスした状態で安全に起動できます。

そのためにLTC7871は、SSピン電圧と内部ソフトスタート電圧がVFB<sub>LOW</sub>ピン電圧を上回るまで、上側と下側の両方のMOSFETをディスエーブルします。VFB<sub>LOW</sub>がSSピンまたは内部ソフトスタート電圧より高い場合、エラー・アンプの出力は一時的にそのゼロ電流レベルになります。上側と下側の両方のMOSFETをディスエーブルにすることで、プリバイアスされた出力電圧の放電を防止できます。SSピン電圧と内部ソフトスタート電圧の両方が1.32VとVFB<sub>LOW</sub>の低い方を超えると、上側と下側の両方のMOSFETがイネーブルになります。

### 過電流フォルト保護

降圧モードでは、プリセットされた電流制限を超える負荷が電源の出力にかかるると、安定化された出力電圧は負荷に応じて低下します。V<sub>LOW</sub>レールは、非常に低いインピーダンスの経路を通してグラウンドへ短絡するか、抵抗性の短絡となる場合があります。この場合、プリセットされた電流制限値と負荷電流が等しくなるまで出力がある程度低下します。コントローラは短絡へ電流を流し続けます。供給される電流量はILIMピンの設定とVFB<sub>LOW</sub>電圧で決まります(代表的な性能特性セクションの電流フォールドバックのグラフを参照)。

短絡が解消すると、V<sub>LOW</sub>は内部ソフトスタートを使ってソフトスタートするため、出力オーバーシュートは低減されます。この機能がないと、出力コンデンサは電流制限まで充電されることになります。出力容量を最小限に抑えたアプリケーションでは、これによって出力のオーバーシュートが生じる可能性があります。過電流からの回復中、電流制限フォールドバックは無効化されていません。強力な短絡から再起動するには、負荷がフォールドバック電流制限閾値を下回っている必要があります。

降圧動作モードでも昇圧動作モードでも、SETCURピンに印加した電圧が平均電流を安定化します。ゼロ平均インダクタ電流は、SETCURピンに0Vを印加することで得られます。

LTC7871は、各チャンネルの電流を監視するために追加の過電流フォルト・コンパレータを備えています。1つ以上のチャンネルのインダクタ電流が過電流フォルト閾値を上回る原因となる何らかの破局的な障害がシステムに発生した場合、全てのチャンネルはシャットダウンされ、PWMMENおよびFAULTピンはSGNDにプルダウンされます。

過電流に対して保護するもう1つの方法はIMONピン電圧を監視することです。IMON電圧が過剰電流の発生を示した場合、外部回路を使ってシステムをシャットダウンできます。

### インダクタ値の計算

希望の入力電圧と出力電圧が与えられると、インダクタ値と動作周波数f<sub>OSC</sub>によって直ちにインダクタのピークtoピーク・リップル電流が決まります。

$$I_{\text{RIPPLE}} = \frac{V_{\text{LOW}}}{V_{\text{HIGH}}} \left( \frac{V_{\text{HIGH}} - V_{\text{LOW}}}{f_{\text{OSC}} \cdot L} \right)$$

リップル電流が小さいと、インダクタのコア損失、出力コンデンサのESR損失、および出力電圧リップルが減少します。このように、周波数が低くリップル電流が小さい場合に最も効率の高い動作が得られます。ただし、これを達成するには大きなインダクタが必要になります。

妥当な出発点として、最大インダクタ電流の約40%のリップル電流を選択します。V<sub>HIGH</sub>電圧が最大のときに最大リップル電流が生じることに注意してください。リップル電流が規

## アプリケーション情報

定の最大値を超えないことを確保するには、次式に従ってインダクタを選択します。

$$L \geq \frac{V_{\text{HIGH}} - V_{\text{LOW}}}{f_{\text{OSC}} \cdot I_{\text{RIPPLE}}} \cdot \frac{V_{\text{LOW}}}{V_{\text{HIGH}}}$$

### インダクタのコアの選択

インダクタンス値が決定されたら、次にインダクタの種類を選択する必要があります。インダクタ値が同じ場合、コア損失はコア・サイズではなく、選択したインダクタンスに大きく依存します。インダクタンスが増加すると、コア損失は減少します。インダクタンスを大きくするには、ワイヤの巻数を増やす必要があるため、銅損失は残念ながら増加します。

フェライトを使用した設計ではコア損失が極めて小さく、高いスイッチング周波数に適しているため、設計目標を銅損と飽和の防止に集中することができます。フェライト・コアの材質は「急激に」飽和します。つまり、設計ピーク電流を超えると、インダクタンスは突然低下します。その結果、インダクタのリップル電流が急激に増加し、そのため出力電圧リップルも増加します。コアは決して飽和させないでください。

### パワー MOSFET とショットキー・ダイオード (オプション) の選択

少なくとも2個の外付けパワー MOSFET を選択する必要があります。上側スイッチ用に1個のNチャンネル MOSFET を選択し、下側スイッチ用に1個以上のNチャンネル MOSFET を選択します。全ての MOSFET の個数、種類、およびオン抵抗の選択には、降圧比と共に、MOSFET が実際に使用される場所 (上側または下側) を考慮に入れます。V<sub>LOW</sub> が V<sub>HIGH</sub> の 1/3 より小さいアプリケーションの上側 MOSFET には、入力容量が小さい小型の MOSFET を使用します。V<sub>HIGH</sub> が V<sub>LOW</sub> よりはるかに大きいアプリケーションでは、動作周波数が 300kHz を超えると、通常は上側 MOSFET のオン抵抗よりも入力容量の方が全体の効率に大きな影響を与えます。MOSFET メーカーは、スイッチング・レギュレータの上側スイッチ用途に、オン抵抗が適度に低く、入力容量を大幅に下げた専用デバイスを設計しています。

ピークtoピークの MOSFET ゲート駆動レベルは内部 DRV<sub>CC</sub> レギュレータ電圧により設定されます。MOSFET の BV<sub>DSS</sub> 仕様にも十分注意してください。パワー MOSFET の選択基準には、オン抵抗 R<sub>DS(ON)</sub>、入力容量、入力電圧、および最大出力電流などがあります。MOSFET の入力容量は複数の部品の組み合わせで決まりますが、ほとんどのデータシートに含まれている標準的ゲート電荷曲線 (図5) から求めることができます。この曲線は、コモンソースの電流源負荷段のゲートに一定の入力電流を強制し、時間に対してゲート電圧をプロットして作成されたものです。

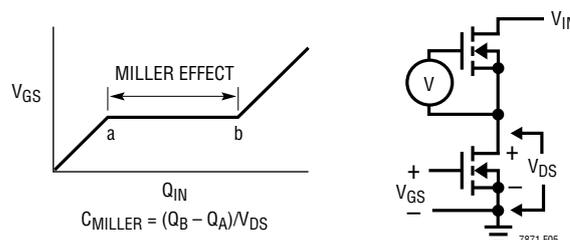


図5. ゲート電荷特性

最初の傾斜した部分は、ゲート-ソース間およびゲート-ドレイン間容量の影響によるものです。曲線の平坦な部分は、ドレインが電流源負荷両端の電圧を下げるのに伴うドレイン-ゲート間容量のミラー乗算効果の結果です。上側の傾斜した部分は、ドレイン-ゲート間蓄積容量とゲート-ソース間容量によるものです。ミラー電荷 (曲線が平坦な a から b までの水平軸のクーロン値の増加分) は特定の V<sub>DS</sub> ドレイン電圧に対して規定されていますが、曲線で規定されている V<sub>DS</sub> 値に対するアプリケーションの V<sub>DS</sub> の比を掛けることにより、異なる V<sub>DS</sub> 電圧に対して補正することができます。C<sub>MILLER</sub> 項を推定するには、メーカーのデータシートで a 点-b 点のゲート電荷の変化を求め、規定されている V<sub>DS</sub> 電圧で割ります。C<sub>MILLER</sub> は上側 MOSFET の遷移損失項を決めるための最も重要な選択基準ですが、MOSFET のデータシートには直接規定されていません。C<sub>RSS</sub> と C<sub>OS</sub> は規定されていますが、これらのパラメータの定義は記載されていま

## アプリケーション情報

せん。コントローラが連続モードで動作しているときの側 MOSFET と下側 MOSFET のデューティ・サイクルは、以下の式で与えられます。

$$\text{Top Switch Duty Cycle} = \frac{V_{\text{LOW}}}{V_{\text{HIGH}}}$$

$$\text{Bottom Switch Duty Cycle} = \left( \frac{V_{\text{HIGH}} - V_{\text{LOW}}}{V_{\text{HIGH}}} \right)$$

最大出力電流での側 MOSFET と下側 MOSFET の消費電力は、以下の式で与えられます。

$$P_{\text{TOP}} = \frac{V_{\text{LOW}}}{V_{\text{HIGH}}} (I_{\text{MAX}})^2 (1 + \delta) R_{\text{DS(ON)}} + t$$

$$(V_{\text{HIGH}})^2 \left( \frac{I_{\text{MAX}}}{2} \right) (R_{\text{DR}}) (C_{\text{MILLER}}) \cdot$$

$$\left[ \frac{1}{\text{DRV}_{\text{CC}} - V_{\text{TH(MIN)}}} + \frac{1}{V_{\text{TH(MIN)}}} \right] \cdot f$$

$$P_{\text{BOT}} = \frac{V_{\text{HIGH}} - V_{\text{LOW}}}{V_{\text{HIGH}}} (I_{\text{MAX}})^2 (1 + \delta) R_{\text{DS(ON)}}$$

$I_{\text{MAX}}$  = 最大インダクタ電流。

ここで、 $\delta$  は  $R_{\text{DS(ON)}}$  の温度依存性、 $R_{\text{DR}}$  は上側ドライバの実効抵抗です。 $V_{\text{HIGH}}$  は特定のアプリケーションにおけるドレイン電位とドレイン電位の変化です。 $V_{\text{TH(MIN)}}$  は、パワー MOSFET のデータシートの規定ドレイン電流で規定されている標準ゲート・スレッシュホールド電圧です。 $C_{\text{MILLER}}$  は、MOSFET のデータシートのゲート電荷曲線と上述の手法を使って計算した容量です。

$I^2R$  損失は両方の MOSFET に共通していますが、上側 N チャンネルの式には遷移損失の項が追加されており、これは最高入力電圧でピークに達します。下側 MOSFET の損失は、上側スイッチのデューティ・ファクタが低く  $V_{\text{HIGH}}$  電圧が高い場合、または下側スイッチが周期の 100% 近くオンになる  $V_{\text{LOW}}$  短絡時に最も大きくなります。

MOSFET の  $(1 + \delta)$  の項は一般に正規化された  $R_{\text{DS(ON)}}$  と温度の曲線と与えられますが、低電圧 MOSFET では近似値として  $\delta = 0.005/^\circ\text{C}$  を使用することができます。

降圧モードでは、下側 MOSFET に接続されるオプションのショットキー・ダイオードは、2 個の大型パワー MOSFET の導通期間と導通期間の間のデッド・タイム中に導通します。これにより、下側 MOSFET のボディ・ダイオードがデッド・タイム中にオンして電荷を蓄積するのを防止し、逆回復時間を不要にします。逆回復時間があると、効率が数% 低下することがあります。2A ~ 8A のショットキーは平均電流が比較的小さいため、一般的に両方の動作領域に対して適切な折衷案となります。これより大きなダイオードを使用すると、接合容量が大きいために遷移損失が増加します。

### $C_{\text{HIGH}}$ と MOSFET の選択 ( $V_{\text{HIGH}}$ と $V_{\text{LOW}}$ に関して)

連続モードでは、上側 MOSFET のソース電流はデューティ・サイクルが  $(V_{\text{LOW}})/(V_{\text{HIGH}})$  の方形波になります。大きな電圧トランジェントを防止するには、1 チャンネルの最大 RMS 電流に対応するサイズの低 ESR コンデンサを使用する必要があります。次の説明で、 $C_{\text{IN}}$  は  $C_{\text{HIGH}}$ 、 $C_{\text{OUT}}$  は  $C_{\text{LOW}}$ 、 $V_{\text{IN}}$  は  $V_{\text{HIGH}}$ 、 $V_{\text{OUT}}$  は  $V_{\text{LOW}}$  であると仮定します。コンデンサの最大 RMS 電流は次式で与えられます。

$$C_{\text{IN Required}} I_{\text{RMS}} \approx \frac{I_{\text{MAX}}}{V_{\text{IN}}} \left[ (V_{\text{OUT}})(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \right]^{1/2}$$

この式は  $V_{\text{IN}} = 2V_{\text{OUT}}$  のときに最大値になります。ここで、 $I_{\text{RMS}} = I_{\text{OUT}}/2$  です。設計ではこの単純で最も厳しい条件がよく使用されます。条件を大きく変化させても状況がそれほど改善されないからです。多くの場合、コンデンサ・メーカーはリップル電流定格をわずか 2000 時間の使用時間によって規定しています。

このため、コンデンサを更にデレーティングするか、要求より高い温度定格のコンデンサを選択することを推奨します。設計でのサイズまたは高さの要件に適合させるため、複数のコンデンサを並列に接続できます。 $C_{\text{IN}}$  にはセラミック・コンデンサも使えます。疑問点については必ずメーカーにお問い合わせください。

小型設計にはセラミック・コンデンサが広く普及していますが、いくつかの注意点を守る必要があります。X7R、X5R、および Y5V は誘電体層に使われるセラミック材の例の一部ですが、これらの各種誘電体は、印加される電圧や温度の条件により、容量に与える影響が大きく異なります。物理的には、印加される電圧の変化によって容量値が変化すると、

## アプリケーション情報

圧電効果が付随し、音を発生させます。可聴周波数で変化する電流が流れる負荷の場合、それに付随して変化する入力電圧がセラミック・コンデンサにかかり、可聴信号が生じることがあります。二次的な問題は、電荷の増加に伴って容量が減少しているセラミック・コンデンサへ逆流するエネルギーに関係しています。電圧が上昇するにつれて容量が減少するため、供給されている一定の電流よりもかなり速い速度で電圧が上昇することがあります。それでも、セラミック・コンデンサはESRが非常に小さいので、適切なものを選択して使用すると、全体の損失を最小限に抑えることができます。

LTC7871に近接して配置した $V_{IN}$ ピンとグラウンドの間の小さな(0.1 $\mu$ F $\sim$ 1 $\mu$ F)コンデンサ $C_{IN}$ はスイッチング・ノイズをグラウンドにバイパスします。 $C_{IN}$ ピンと $V_{HIGH}$ ピンの間の2.2 $\Omega$  $\sim$ 10 $\Omega$ の抵抗は $V_{HIGH}$ ピンをスイッチング・ノイズからデカップリングします。

$V_{OUT}$ での $C_{OUT}$ は、必要な等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。一般に、ESRの条件を満たしていれば、その容量はフィルタリング機能にも十分です。定常状態の出力リップル( $\Delta V_{OUT}$ )は次式で計算できます。

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_{RIPPLE} \left( ESR + \frac{1}{8fC_{OUT}} \right)$$

ここで、 $f$  = 動作周波数、 $C_{OUT}$  = 出力容量、 $\Delta I_{RIPPLE}$  = インダクタのリップル電流です。 $\Delta I_{RIPPLE}$ は入力電圧( $V_{HIGH}$ )に応じて増加するため、入力電圧が最大になるときに出力リップルは最も大きくなります。以下のことを仮定すると、 $\Delta I_{RIPPLE} = 0.4 I_{OUT(MAX)}$ のとき、最大 $V_{IN}$ での出力リップルは50mV未満になります。

$$C_{OUT} \text{ に必要な } ESR < N \cdot R_{SENSE}$$

かつ

$$C_{OUT} > \frac{1}{(8f)(R_{SENSE})}$$

小型表面実装パッケージの低ESRコンデンサの登場により、非常に小さな物理的実装が可能になりました。ITHピンを使ってスイッチング・レギュレータのループを外部で補償できるため、出力コンデンサの種類を非常に広い範囲から選択できます。各タイプのコンデンサのインピーダンス特性

は理想的コンデンサのインピーダンス特性とはかなり異なるため、設計段階で正確なモデリングまたはベンチ評価が必要です。高性能スルーホール・コンデンサには、ニチコン、日本ケミコン、三洋電機などのメーカーを検討してください。三洋製のOS-CON誘電体コンデンサとパナソニックのSP表面実装コンデンサは、(ESR)(サイズ)の積が優れています。

$C_{OUT}$ のESR条件を満たしていれば、RMS電流定格は一般に $I_{RIPPLE(P-P)}$ の条件をはるかに上回ります。AVX、太陽誘電、村田製作所、およびTDKのセラミック・コンデンサは、容量値が大きく、ESRが非常に小さいため、出力電圧の低いアプリケーションに特に適しています。

表面実装アプリケーションでは、アプリケーションのESRの条件またはRMS電流処理の条件を満たすため、複数のコンデンサを並列に接続しなければならない場合があります。アルミ電解コンデンサと乾式タンタル・コンデンサは、いずれも表面実装パッケージで供給されています。新型の特殊ポリマー表面実装コンデンサもESRは非常に小さいのですが、単位体積あたりの容量密度ははるかに低くなります。タンタル・コンデンサの場合、スイッチング電源に使用するためのサージ・テストが実施されていることが不可欠です。表面実装タンタル・コンデンサにはAVXのTPS、AVXのTPSV、KEMETのT510シリーズ、表面実装特殊ポリマー・コンデンサにはパナソニックのSPシリーズが優れた選択肢と言えます。これらは高さ2mm $\sim$ 4mmのケースで供給されています。その他のコンデンサの種類には、三洋電機のPOSCAP、三洋電機のOS-CON、ニチコンのPLシリーズ、Spragueの595Dシリーズなどがあります。各製品の推奨事項についてはメーカーにお問い合わせください。

### 昇圧動作での $C_{HIGH}$ コンデンサの選択

昇圧コンバータ・アプリケーションの出力コンデンサの適切な組み合わせを選択する場合、ESR(等価直列抵抗)、ESL(等価直列インダクタンス)、バルク容量が及ぼす影響を考慮する必要があります。

部品を選択する場合、最大許容リップル電圧(出力電圧のパーセンテージとして表されます)、ESRステップと充電/放電 $\Delta V$ の間のリップルの分配方法を最初に決めます。ここでは説明を簡単にするため、最大出力リップルの2%がESRステップと充電/放電 $\Delta V$ の間で等しく分配されると仮定

## アプリケーション情報

します。このリップルのパーセンテージはアプリケーションの要件に応じて変化しますが、以下の式は簡単に変更できます。

マルチフェーズ動作の重要な利点の1つは、昇圧ダイオードによって出力コンデンサに供給されるピーク電流が小さいことです。その結果、コンデンサのESR条件が緩和されます。全リップル電圧への影響が1%の場合、出力コンデンサのESRは次式を使って求めることができます。

$$ESR_{\text{COUT}} > \frac{0.01 \cdot V_{\text{OUT}}}{I_{\text{D(PEAK)}}}$$

ここで、

$$I_{\text{D(PEAK)}} = \frac{1}{n} \cdot \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot \frac{I_{\text{O(MAX)}}}{1 - D_{\text{MAX}}}$$

係数 $n$ は位相の数を表し、係数 $\chi$ はインダクタ・リップル電流率を表しています。

バルク・コンデンサ(全出力リップルの1%を受け持つと仮定します)に必要な容量の最小値は次のように概算されます。

$$C_{\text{OUT}} \geq \frac{I_{\text{O(MAX)}}}{0.01 \cdot n \cdot V_{\text{OUT}} \cdot f}$$

多くの設計では、必要なESRを得るために特定のタイプのコンデンサを使い、バルク・コンデンサの要件を満たすために別のタイプのコンデンサを使う必要があります。例えば、低ESRセラミック・コンデンサを使うことでESRステップを最小化できる一方、電解コンデンサは必要なバルク容量として使えます。

コンデンサの最大温度を考慮するために十分なデイレージングを行った上で、出力コンデンサの電圧定格は最大出力電圧よりも高い必要があります。

出力コンデンサに流れるリップル電流は方形波なので、このコンデンサのリップル電流条件は、デューティ・サイクル、位相数、および最大出力電流に依存します。出力コンデンサのリップル電流定格を選択するには、最初に、出力電圧と入力電圧範囲に基づいてデューティ・サイクルの範囲を設定します。

出力リップル電流は、出力電圧に並列接続された各種コンデンサの間で分配されます。セラミック・コンデンサ(特にX5RとX7R)は通常低ESRであるとされていますが、これらのコンデンサには電圧係数が比較的大きいという欠点があります。したがって、全リップル電流がセラミック・コンデンサを流れると仮定するのは危険です。アルミニウム電解コンデンサは通常その大きなバルク容量のために選択されますが、比較的大きなESRを持っています。結果的に、ある程度のリップル電流がこのコンデンサに流れます。コンデンサに流れ込むリップル電流がそのRMS定格を上回った場合、そのコンデンサは発熱し、実効的な静電容量が減少し、信頼性が低下します。与えられた式を使用して出力コンデンサの構成を決定した後、熱性能が良好であることを確認するため各コンデンサのケース温度を測定します。

### 出力電圧の設定

LTC7871の出力電圧は、 $V_{\text{HIGH}}$ とグラウンドの間、 $V_{\text{LOW}}$ とグラウンドの間に注意深く配置した2つの外付け帰還抵抗分圧器によって設定されます(図6を参照)。安定化出力電圧は次式により求められます。

$$V_{\text{LOW}} = 1.2V \cdot \left(1 + \frac{R_{\text{B}}}{R_{\text{A}}}\right) \text{ and } V_{\text{HIGH}} = 1.2V \cdot \left(1 + \frac{R_{\text{D}}}{R_{\text{C}}}\right)$$

周波数応答を改善するため、フィード・フォワード・コンデンサ( $C_{\text{FF1}}/C_{\text{FF2}}$ )を使うこともできます。帰還の配線は、インダクタやSWの配線などのノイズ源から離して配線するよう十分注意してください。

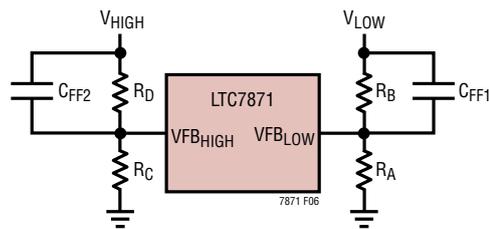


図6. 出力電圧の設定

## アプリケーション情報

### 外部ソフトスタート

LTC7871は、内部ソフトスタートを使って単独で、またはSSピンに外付けコンデンサを接続してより遅いレートで、ソフトスタートする機能を備えています。RUNピン電圧が1.14Vを下回ると、本コントローラはシャットダウン状態に入ります。そしてこのシャットダウン状態では、本コントローラのSSピンはグラウンドに能動的に下がります。RUNピンの電圧が1.22Vより高くなると、コントローラは起動します。V5とDRV<sub>CC</sub>がUVLO閾値を通過し、パワー・オン・リセット遅延がタイムアウトした時点で、1μAのソフトスタート電流がSSソフトスタート・コンデンサを充電し始めます。ソフトスタートは、コントローラの最大V<sub>LOW</sub>出力電流を制限することによってではなく、SSピンの電圧の上昇率/下降率に応じて出力ランプ電圧を制御することによって行われることに注意します。この段階で電流フォールドバックはディスエーブルされます。ソフトスタートの範囲は、SSピンの電圧が0V~1.2Vの範囲になるように規定されます。ソフトスタートの合計時間は次のように計算できます。

$$t_{\text{SOFTSTART}} = 1.2 \cdot \frac{C_{\text{SS}}}{1\mu\text{A}}$$

### 内部LDO

LTC7871は3つのPMOS LDOを内蔵しています。2つのLDOは、V<sub>HIGH</sub>とV<sub>LOW</sub>のどちらかの電源からDRV<sub>CC</sub>に電力を供給し、3つ目のLDOはDRV<sub>CC</sub>からV5レールに電力を供給します。DRV<sub>CC</sub>は上側と下側の外部ゲート駆動回路に電力を供給し、V5はLTC7871の内部回路に電力を供給します。

本デバイスは、2つのDRV<sub>CC</sub> LDO (V<sub>HIGH</sub> (LDO1) からDRV<sub>CC</sub>を変換するものとV<sub>LOW</sub> (LDO2) からDRV<sub>CC</sub>を変換するもの)を備えているため、存在する2つのレールの1つのみを使って起動できます。常にこれらのLDOの1つのみがオンになります。V<sub>LOW</sub>がEXTV<sub>CC</sub>スイッチオーバー閾値より高い場合はLDO2がオンになり、スイッチオーバー閾値より低い場合はLDO1がオンになります。DRV<sub>CC</sub>ピンのレギュレーション電圧はDRVSETピンの状態によって決定されます。DRVSETピンは3レベル・ロジックを使っています。DRVSETを接地するか、フロート状態にするか、またはV5に接続すると、DRV<sub>CC</sub>電圧はそれぞれ5V、8V、10V(代表値)になります。DRVSETピンはSGNDとの間に160kΩのプルダウン抵抗を内蔵しており、V5との間に200kΩのプルアップ抵抗を内蔵していることに注意してください。

V5 LDOは、DRV<sub>CC</sub>が6V以上の場合、V5ピンの電圧を5Vに安定化します。このLDOは20mAのピーク電流を供給可

能であり、4.7μF以上のセラミック・コンデンサまたは低ESRの電解コンデンサでグラウンドにバイパスする必要があります。どのような種類のバルク・コンデンサを使用する場合でも、0.1μFのセラミック・コンデンサをV5ピンとSGNDピンのすぐ近くに追加することを強く推奨します。

### フォルト条件:電流制限と電流フォールドバック

LTC7871は、降圧モードでV<sub>LOW</sub>がグラウンドに短絡したときに消費電力を制限するのに役立つ電流フォールドバック機能を備えています。V<sub>LOW</sub>がその公称出力レベルの33%より低くなると、最大検出電圧は最大設定値から最大値の1/3まで徐々に低下します。フォールドバック電流制限は、ソフトスタート時にはディスエーブルされます。デューティ・サイクルが非常に低いときの短絡状態では、LTC7871は短絡電流を制限するためにサイクル・スキップを開始します。この状況では下側のMOSFETが大半の電力を消費しますが、通常動作時よりも少なくなります。短絡時のリップル電流は、次式のように、LTC7871の最小オン時間t<sub>ON(MIN)</sub>、V<sub>HIGH</sub>電圧、インダクタ値で決まります。

$$\Delta I_{L(\text{SC})} = t_{\text{ON(MIN)}} \cdot \frac{V_{\text{HIGH}}}{L}$$

この結果生じる短絡電流は次のとおりです。

$$I_{\text{SC}} = \left( \frac{1/3 V_{\text{SENSE(MAX)}}}{R_{\text{SENSE}}} - \frac{1}{2} \Delta I_{L(\text{SC})} \right)$$

短絡後の負荷電流を求める際はフォールドバック電流制限値を必ず考慮に入れます。

### フェーズ・ロック・ループと周波数同期

LTC7871には、内部の電圧制御発振器(VCO)と位相検出器によって構成されるフェーズ・ロック・ループ(PLL)が内蔵されています。そのため、SYNCピンに印加された外部クロック信号の立上がりエッジに上側MOSFETのターンオンを同期させることができます。位相検出器はエッジに反応するデジタル・タイプで、外部発振器と内部発振器の位相シフトを0°にします。このタイプの位相検出器は、外部クロックの高調波に誤ってロックすることがありません。

位相検出器の出力は、内部フィルタ回路網を充放電する、1対の相補型電流源です。FREQピンからは20μAの高精

アプリケーション情報

度電流が流れ出します。そのため、外部クロックがSYNCピンに入力されていない場合、SGNDに接続した1本の抵抗を使ってスイッチング周波数を設定できます。FREQピンと内蔵のPLLフィルタ回路網の間の内部スイッチがオンになるため、フィルタ回路網をFREQピンと同じ電圧で事前に充電することができます。FREQピンの電圧と動作周波数の関係を図7に示します。この関係は電気的特性の表で規定しています。SYNCピンに外部クロックが検出されると、上記の内部スイッチがオフしてFREQピンの影響を遮断します。LTC7871が同期できるのは、周波数がLTC7871の内部VCOの範囲内にある外部クロックだけであることを注意してください。簡略ブロック図を図8に示します。

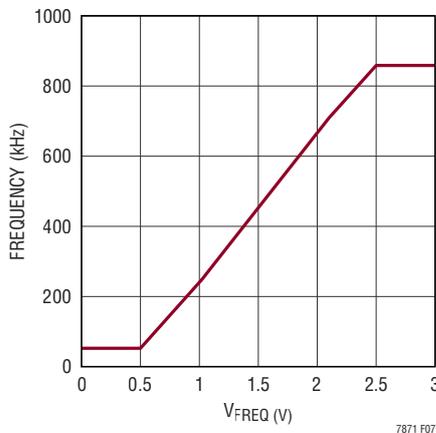


図7. 発振周波数とFREQピンの電圧の関係

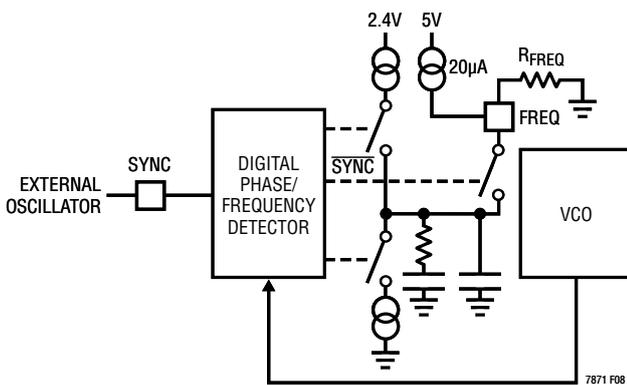


図8. フェーズ・ロック・ループのブロック図

外部クロックの周波数が内部発振器の周波数 $f_{OSC}$ より高いと、位相検出器の出力から電流が連続的に流れ出し、フィルタ回路網をプルアップします。外部クロックの周波数が $f_{OSC}$ より低いと、電流が連続的に吸い込まれ、フィルタ回路網をプルダウンします。外部周波数と内部周波数が等しくても位相が異なると、位相差に相当する時間だけ電流源がオンします。フィルタ回路網の電圧は、内部発振器と外部発振器の位相と周波数が等しくなるまで調整されます。安定した動作点では、位相検出器の出力は高インピーダンスになり、フィルタ・コンデンサがその電圧を保持します。

(SYNCピンの)外部クロック入力の高の閾値は標準で2Vであり、ローの閾値は1.2Vです。LTC7871のスイッチング周波数は次式により求められます。

$$\text{周波数} = V_{FREQ} \cdot 414\text{kHz/V} - 163.5\text{kHz}$$

ここで、 $V_{FREQ} = I_{FREQ}(\text{仕様表から}) \cdot R_{FREQ}$

または、

$$\text{周波数} = R_{FREQ} \cdot 8.28\text{kHz/k}\Omega - 163.5\text{kHz}$$

この式では理想的な $20\mu\text{A}$ の $I_{FREQ}$ を仮定しています。

マルチチップ・アプリケーションでの共有ピン接続

大電流アプリケーションで複数のLTC7871 ICを一緒に使う場合、特定のピンを互いに接続することで、IC間のより良い通信と単一点障害の回避を両立できます。

CLKOUTピンを使うと、複数のLTC7871を互いにデジタイチェーン接続できます。CLKOUTピンのクロック出力信号を使用して、マルチフェーズ電源ソリューションで追加のデバイスを同期させることで、同じ入力電源から1つまたは複数の大電流出力を供給できます。

全てのLTC7871 ICが一緒に起動できるように、SSピンとPWMENピンを互いに接続する必要があります。これらのピンを互いに接続しないと、一部の位相が多くの電流をソースし、その他の位相が電流をシンクします。

アプリケーションでICごとの平均電流または総平均電流を監視する必要があるかどうかに応じて、IMONピンを一緒に接続するかどうかを判断します。

## アプリケーション情報

ILIM、SETCUR、FREQ、MODE、BUCK、DRVSETピンは都合によって一緒に接続する場合もしない場合もあります。これらのピンを一緒に接続する場合、これらのピンのプルアップ/ダウンの電流/抵抗を考慮します。全ての外付け抵抗または抵抗分圧ネットワークはこれらを考慮に入れる必要があります。例えば、各FREQピンからは20 $\mu$ Aの電流が流れ出します。2つのLTC7871 ICのFREQピンを続した場合、40 $\mu$ Aの電流が流れ出します。

複数のLTC7871のOV<sub>LOW</sub>、OV<sub>HIGH</sub>、UV<sub>HIGH</sub>ピンは互いに接続する必要があります。こうすることで、全体システムが1つのOV/UV条件に適切に反応できます。ターンオンおよびオフするこれらのピンは5 $\mu$ Aのヒステリシス電流を持っているため、これらのピンに接続する抵抗分圧器の値は、並列接続したLTC7871の数に基づいて増減する必要があります。

複数のLTC7871のITH<sub>LOW</sub>、ITH<sub>HIGH</sub>ピンは互いに接続する必要があります。ITH<sub>LOW</sub>ピンとITH<sub>HIGH</sub>ピンをそれぞれ互いに接続すると、最良の位相間電流共有を実現できます。各エラー・アンプの補償回路ネットワークは、ジッタと安定性の問題を最小化するため、個々のICの近くに配置する必要があります。

RUNピンは互いに接続する必要があります。昇圧モード動作の場合、これは非常に重要です。昇圧モードで複数のLTC7871のRUNピンを互いに接続する場合、全てのICが同時にイネーブルされるように、RUNピンのロジック信号がクリアで速い立上り/立下り信号になるように注意する必要があります。抵抗分圧器をRUNピンに接続している場合、本デバイスは降圧モードで起動する必要があります。V<sub>HIGH</sub>を分圧してUV<sub>HIGH</sub>設定値より高い起動電圧に設定する抵抗分圧器をRUNピンに接続すると、UV<sub>HIGH</sub>フォルトがクリアされた後、本デバイスは滑らかにソフトスタートできます。

### 最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ は、LTC7871が上側MOSFETをオンすることができる最小時間です。この時間は、内部タイミング遅延、パワー段のタイミング遅延、上側MOSFETをオンするのに必要なゲート電荷の量によって決まります。低デューティ・サイクルのアプリケーションでは、この最小オン時間のリミットに接近する可能性があるため、次の条件が成り立つように注意する必要があります。

$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{LOW}}{V_{HIGH}(f)}$$

デューティ・サイクルが最小オン時間で対応可能な値より低くなると、コントローラはサイクル・スキップを開始します。出力電圧および電流は引き続き安定化されますが、電圧リップルと電流リップルは増加します。良好なPCBレイアウト、30%以上のインダクタ電流リップル、2mV以上の電流検出信号リップル(等価的にSNSA<sup>+</sup>ピンとSNS<sup>-</sup>ピンの間で10mV以上)の場合、LTC7871の最小オン時間は約150nsです。

最小オン時間はPCBの電圧ループや電流ループのスイッチング・ノイズの影響を受けることがあります。ピーク検出電圧が減少するにつれて、最小オン時間は徐々に増加します。これは、強制連続アプリケーションでリップル電流が小さく負荷が軽い場合に、特に懸念される点です。この状況でデューティ・サイクルが最小オン時間の限度を下回ると、大きなサイクル・スキップが発生する可能性があり、それに応じて電流リップルと電圧リップルが大きくなります。

### 効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータのパーセント表示での効率は、出力電力を入力電力で割って100%を掛けたものに等しくなります。多くの場合、個々の損失を分析して、効率を制限する要素が何であり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断することが有益です。パーセント表示の効率は、次式で表すことができます。

$$\%Efficiency = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots)$$

ここで、L1、L2などは入力電力に対するパーセント値で表した個々の損失です。

回路内で電力を消費する全ての要素で損失が生じますが、LTC7871の回路の損失の大部分は、以下に示す主な4つの損失要因によって生じます。それは、1) デバイスのV<sub>HIGH</sub>電流、2) MOSFETドライバの電流、3) I<sup>2</sup>R損失、4) 上側MOSFETの遷移損失です。

1. V<sub>HIGH</sub>電流は電氣的特性の表に記載されているDC電源電流です。V<sub>HIGH</sub>電流による損失は通常小さな値です(0.1%未満)。
2. MOSFETドライバ電流は、パワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすることによって流れます。MOSFETのゲートがローからハイに切り替わり、再びローに切り替わるたびに、ドライバの電源からグラウンドに一定量の電荷 $dQ$ が移動します。それによって生じる $dQ/dt$ はドライバの

## アプリケーション情報

電源から流れ出る電流であり、通常は制御回路の電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ です。ここで、 $Q_T$ と $Q_B$ は上側MOSFETと下側MOSFETのゲート電荷です。

3.  $I^2R$  損失は、ヒューズ(使用する場合)、MOSFET、インダクタ、電流検出抵抗の各DC抵抗から予測されます。連続モードでは、 $L$ や $R_{SENSE}$ に平均出力電流が流れますが、上側MOSFETと下側MOSFETの間でこま切れにされます。2個のMOSFETの $R_{DS(ON)}$ がほぼ同じ場合は、いずれか一方のMOSFETの抵抗に $L$ の抵抗と $R_{SENSE}$ を加算するだけで $I^2R$ 損失を求めることができます。例えば、それぞれの値が $R_{DS(ON)} = 10m\Omega$ 、 $R_L = 10m\Omega$ 、 $R_{SENSE} = 5m\Omega$ である場合、全抵抗は $25m\Omega$ になります。この結果、12V出力の降圧モードの場合、出力電流が3Aから15Aまで増加すると損失は0.6%~3%の範囲になります。

外付け部品および出力電力レベルが同じ場合、効率は $V_{LOW}$ の2乗に反比例して変化します。高性能デジタル・システムでは低出力電圧と大電流がますます要求されているので、その相乗効果により、スイッチング・レギュレータ・システムの損失項の重要性は倍増ではなく4倍増となります。

4. 遷移損失は上側のMOSFETにのみ当てはまり、しかも大きくなるのは高い $V_{HIGH}$ 電圧(通常15V以上)で動作している場合に限りです。遷移損失は次式から概算できます。

$$\text{遷移損失} = (1.7) V_{HIGH}^2 \cdot I_{O(MAX)} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

$$I_{O(MAX)} = V_{LOW} \text{の最大負荷}$$

銅パターンや内部バッテリー抵抗など他の隠れた損失は、携帯用システムでは更に5%~10%の効率低下を生じる可能性があります。こうしたシステム・レベルの損失を設計段階で盛り込むことが非常に重要です。内部バッテリーとヒューズの抵抗損失は、スイッチング周波数において $C_{HIGH}$ に適切な電荷を蓄積し、ESRを小さくすれば最小限に抑えることができます。その他の損失(デッド・タイム中のショットキー・ダイオードの導通損失やインダクタのコア損失など)は、合計しても一般には2%未満の損失増にしかなりません。

### 過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は、負荷電流の過渡応答を調べることで確認できます。スイッチング・レギュレータは、DC(抵抗性)負荷電流のステップに反応するのに数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、 $V_{LOW}$ は $\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$ に等しい大きさだけシフトします。ここで、ESRは $V_{LOW}$ における $C_{OUT}$ の等価直列抵抗です。また、 $\Delta I_{LOAD}$ は、 $C_{OUT}$ の充電または放電を開始して帰還誤差信号を発生します。この信号により、レギュレータは、電流変化に適応して $V_{LOW}$ を定常状態の値に戻すよう動作します。この回復期間に、安定性に問題があることを示す過度のオーバーシュートやリングングが発生しないか、 $V_{LOW}$ をモニタできます。ITHピンを備えているので、制御ループの動作を最適化できるだけでなく、DC結合され、ACフィルタを通したクロズドループ応答のテスト・ポイントも得られます。このテスト・ポイントでのDCステップ、立上がり時間、およびセトリングは、クロズドループ応答を正確に反映します。2次特性が支配的なシステムを想定すれば、位相余裕やダンピング・ファクタは、このピンに現れるオーバーシュートのパーセンテージを使用して概算できます。このピンの立上がり時間を調べることで、帯域幅も概算できます。標準的応用例の回路に示すITHの外付け部品は、ほとんどのアプリケーションで妥当な初期値として使用されます。ITHピンの直列RC-CCフィルタにより、支配的なポール・ゼロのループ補償が設定されます。これらの値は、最終的なプリント回路基板のレイアウトを完了し、特定の出力コンデンサの種類と容量値を決定したら、過渡応答を最適化するために多少(推奨値の0.5~2倍)変更することができます。ループのゲインと位相は、出力コンデンサの様々な種類と値によって決まるので、出力コンデンサは選択する必要があります。立上がり時間が $1\mu s \sim 10\mu s$ で、最大負荷電流の20%~80%の出力電流パルスによって発生する出力電圧波形とITHピンの波形により、帰還ループを開くことなくループ全体の安定性を判断することができます。パワーMOSFETを出力コンデンサの両端に直接接続し、適当な信号発生器でそのゲートを駆動するのが、現実的な負荷ステップ状態を発生する実用的な方法です。出力電流のステップ変化によって生じる初期出力電圧ステップは帰還ループの帯域幅内にない場合があるため、位相余裕を決定するのにこの信号を使用することはできません。このため、ITHピンの信号を調べる方が確実です。この信号は帰還ループ内にあり、フィルタを通して補償された制御ループ応答です。ループのゲインはRCを大きくすると増加し、ルー

## アプリケーション情報

プの帯域幅はCCを小さくすると広くなります。CCを小さくすると同じ比率でRCを大きくすると、ゼロの周波数は変化しないため、帰還ループの最も重要な周波数範囲で位相シフトが一定に保たれます。出力電圧のセトリングの様子はクローズドループ・システムの安定性に関係し、電源全体の実際の性能を表します。次に、大容量 (>1 $\mu$ F) の電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷で切替えが行われると、更に大きなトランジェントが発生します。放電したバイパス・コンデンサが実質的にC<sub>LOW</sub>と並列接続された状態になるため、V<sub>LOW</sub>が急激に低下します。負荷スイッチの抵抗が小さく、かつ短時間で駆動されると、どのようなレギュレータでも出力電圧の急激なステップ変化を防止できるほど素早く電流供給を変えることはできません。C<sub>LOAD</sub>対C<sub>OUT</sub>の比率が1:50より大きい場合は、スイッチの立上がり時間を制御して、負荷の立上がり時間を約25 $\cdot$ C<sub>LOAD</sub>に制限するようにしてください。そうすることにより、10 $\mu$ Fのコンデンサでは250 $\mu$ sの立上がり時間が必要になり、充電電流は約200mAに制限されるようになります。

## シリアル・ポート

SPI互換のシリアル・ポートは、制御およびモニタ機能を備えています。

## 通信シーケンス

シリアル・バスは、CSB、SCLK、SDI、SDOで構成されています。デバイスへのデータ転送は、シリアル・バスのマスタ・デバイスが最初にCSBをローにしてLTC7871のポートをイネーブルすることにより行われます。SDIに与えられた入力データはSCLKの立上がりエッジでクロックされます。データは常にMSBファーストで転送されます。通信バーストは、シリアル・バスのマスタがCSBをハイに戻すと終了します。詳細については、[図9](#)を参照してください。

データは、通信バーストの間にSDOを使ってデバイスから読み出されます。CSB = 1 のとき、またはデバイスからデータが読み出されていないとき、SDOは高インピーダンス (Hi-Z) になるので、読出しをマルチドロップに (シリアル・バスに複数のLTC7871を並列に接続) できます。LTC7871をマルチドロップ構成で使用しない場合、またはシリアル・ポートのマスタが読出しシーケンスと読出しシーケンスの間SDOラインのレベルを設定できない場合、SDOとV5の間に抵抗を接続して、Hi-Z状態の間にラインがV5に戻るようにすることを推奨します。この抵抗の値は、SDO出力電流が10mAを上回らないように十分大きくする必要があります。詳細については、[図10](#)を参照してください。

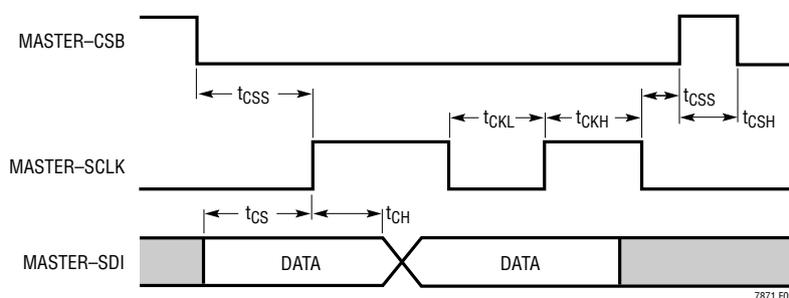


図9. シリアル・ポート書込みのタイミング図

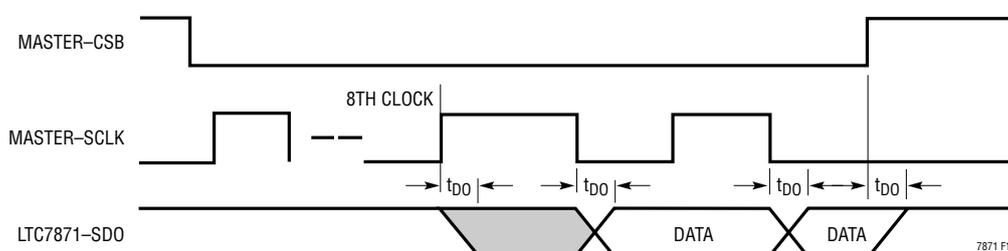


図10. シリアル・ポート読出しのタイミング図

アプリケーション情報

1バイトの転送

シリアル・ポートのデータは、5つの読出し／書込みバイト幅レジスタと6つの読出し専用バイト幅レジスタで利用できるステータスと制御を含む簡単なメモリ・マップのように配列されています。全てのデータ・バーストは少なくとも3バイトで構成されます。最初のバイトの上位7ビットはレジスタのアドレスです。最初のバイトのLSBは、1の場合デバイスからの読出しを示し、0の場合デバイスからの書込みを示します。第

2のバイトは、指定されたレジスタ・アドレスに書き込むデータ、または指定されたレジスタ・アドレスから読み出すデータです。第3のバイトは、パケット・エラー・コード(PEC)バイトです。詳細な書込みシーケンスの例については図11を、読出しシーケンスについては図12を参照してください。すべてのバイトはMSBファーストでシフトされます。

図13は、2つの書込み通信バーストの例を示しています。シリアル・バスのマスタからSDIに送られる最初のバーストの

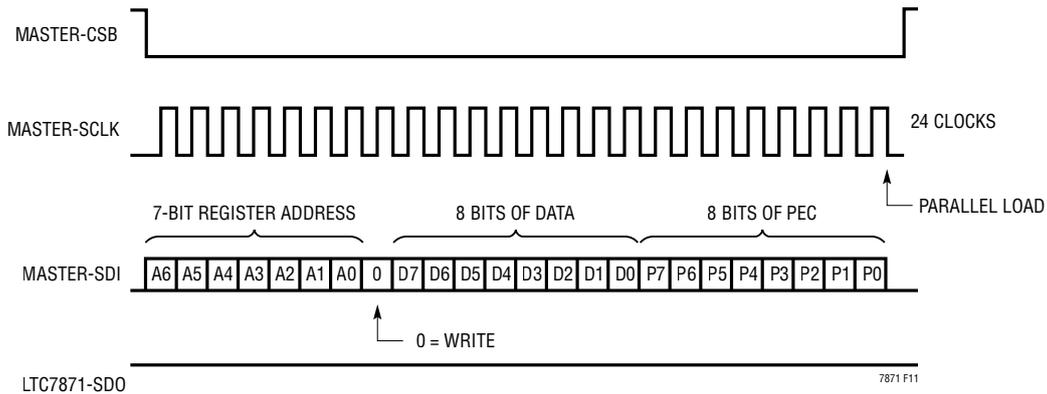


図11. シリアル・ポートの書込みシーケンス

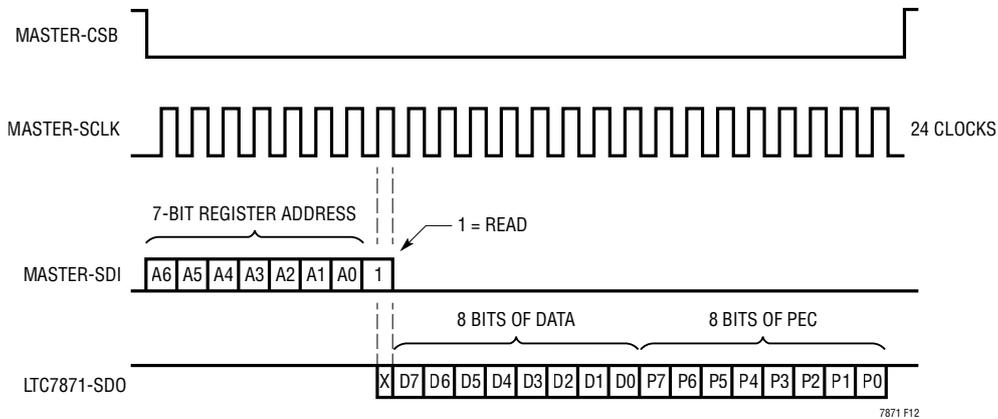


図12. シリアル・ポートの読出しシーケンス

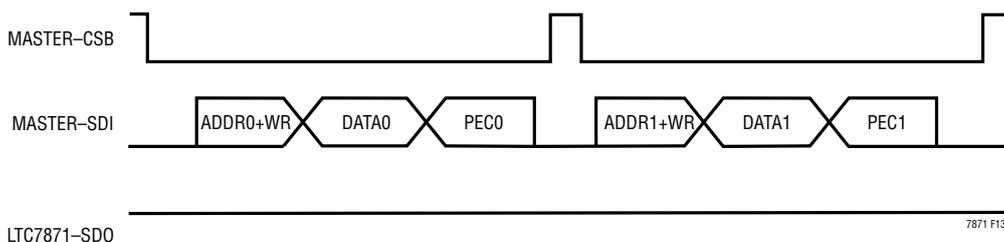


図13. 2つの書込み通信バースト

## アプリケーション情報

最初のバイトには、ディスティネーション・レジスタ・アドレス (ADDR0) と書込みを示す末尾の「0」が含まれます。次のバイトは、アドレス ADDR0 のレジスタ宛の DATA0 です。第3のバイトは PEC0 です。続いて CSB がハイになり、転送が終了します。第2のバーストの最初のバイトには、ディスティネーション・レジスタ・アドレス (ADDR1) と書込みを示す末尾の「0」が含まれます。SDI の次のバイトは、アドレス ADDR1 のレジスタ宛の DATA1 です。第3のバイトは PEC1 です。続いて CSB がハイになり、転送が終了します。PEC が有効としてチェックされた後、書き込まれたデータは、各バーストの24番目のクロック・サイクルの立下がりエッジで内部レジスタに転送(並列読み込み)されることに注意します。

### PEC バイト

PEC バイトは、レジスタ・グループ内の全てのビットについて、それらが合格した順に計算される巡回冗長検査 (CRC) 値です。この計算には、PEC の初期値 01000001 (0x41) と次の特性多項式を使います。

$$x^8 + x^2 + x + 1$$

8ビットの PEC 値の計算には、簡単な手順を定めることができます。

1. PEC を 0100 0001 に初期化します。
2. レジスタ・グループに読み込まれる各ビットの DIN に対して、 $IN0 = DIN \text{ XOR } PEC[7]$ 、 $IN1 = PEC[0] \text{ XOR } IN0$ 、 $IN2 = PEC[1] \text{ XOR } IN0$  に設定します。

3.  $PEC[7] = PEC[6]$ 、 $PEC[6] = PEC[5]$ 、……  
 $PEC[3] = PEC[2]$ 、 $PEC[2] = IN2$ 、 $PEC[1] = IN1$ 、 $PEC[0] = IN0$  のように 8ビット PEC を更新します。
4. 全データがシフトされるまで、ステップ2に戻ります。8ビットの結果が最終的な PEC バイトです。

表6と図14に、PECの計算方法の例を示します。1バイト・データ 0x01 の PEC は、このバイトの最終ビットがクロック同期して入力された後、0xC7として計算されます。

シリアル・ポート書込みシーケンスの場合、マスタが送信するアドレス・バイトとデータ・バイトの PEC バイトはマスタが計算します。マスタは、計算する PEC バイトを15番目のクロック立下りエッジでラッチし、シフト出力するデータ・バイトの後に、計算した PEC バイトを追加します。LTC7871は、受信するアドレス・バイトとデータ・バイトの PEC バイトも計算します。LTC7871は、計算する PEC バイトを16番目のクロック立上りエッジでラッチし、データ・バイトの後の PEC バイトと比較します。そのデータは、PEC バイトが一致する場合にのみ有効と見なされます。

シリアル・ポート読み出しシーケンスの場合、LTC7871が送信する受信アドレス・バイトおよびデータ・バイトの PEC バイトは LTC7871 が計算します。LTC7871は、PEC バイトを15番目のクロック立下りエッジでラッチし、シフト出力するデータ・バイトの後に、計算した PEC バイトを追加します。マスタは、送信するアドレス・バイトと受信するデータ・バイトの PEC バイトを計算します。マスタは、PEC バイトを16番目のクロック立上りエッジでラッチし、受信するデータ・バイトの後の PEC バイトと比較します。そのデータは、PEC バイトが一致する場合にのみ有効と見なされます。

表6. PEC バイトの計算手順

| CLOCK CYCLE | DIN | IN0 | IN1 | IN2 | PEC[7] | PEC[6] | PEC[5] | PEC[4] | PEC[3] | PEC[2] | PEC[1] | PEC[0] |
|-------------|-----|-----|-----|-----|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| 0           | 0   | 0   | 1   | 0   | 0      | 1      | 0      | 0      | 0      | 0      | 0      | 1      |
| 1           | 0   | 1   | 1   | 0   | 1      | 0      | 0      | 0      | 0      | 0      | 1      | 0      |
| 2           | 0   | 0   | 1   | 1   | 0      | 0      | 0      | 0      | 0      | 0      | 1      | 1      |
| 3           | 0   | 0   | 0   | 1   | 0      | 0      | 0      | 0      | 0      | 1      | 1      | 0      |
| 4           | 0   | 0   | 0   | 0   | 0      | 0      | 0      | 0      | 1      | 1      | 0      | 0      |
| 5           | 0   | 0   | 0   | 0   | 0      | 0      | 0      | 1      | 1      | 0      | 0      | 0      |
| 6           | 0   | 0   | 0   | 0   | 0      | 0      | 1      | 1      | 0      | 0      | 0      | 0      |
| 7           | 1   | 1   | 1   | 1   | 0      | 1      | 1      | 0      | 0      | 0      | 0      | 0      |
| 8           |     |     |     |     | 1      | 1      | 0      | 0      | 0      | 1      | 1      | 1      |

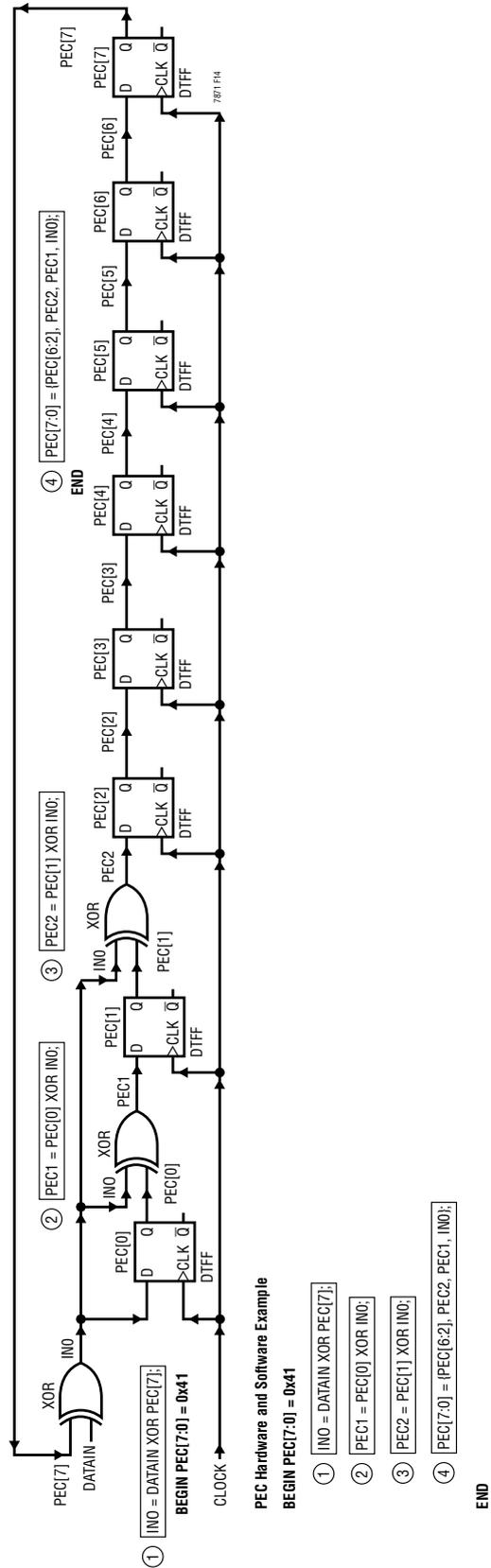


図14. 8ビットのPEC計算回路

## アプリケーション情報

### マルチドロップ構成

複数のLTC7871がシリアル・バスを共有することができます。このマルチドロップ構成では、SCLK、SDI、およびSDOが全デバイス間で共有されます。シリアル・バスのマスタは各LTC7871に別個のCSBを使い、シリアル・ポート読出しシーケンス中は常に1個のデバイスのCSBのみがアサートされるようにする必要があります。値の大きな抵抗をSDOに接続して、Hi-Z状態の間ラインが既知のレベルに必ず戻るようにすることを推奨します。

### シリアル・ポート・レジスタの定義

表7. レジスタの一覧

| レジスタ名           | レジスタ・アドレス (7ビット)             | 説明  | タイプ | デフォルト値 |
|-----------------|------------------------------|---|-----|--------|
| MFR_FAULT       | 0x01                         | デバイスのフォルト条件の1バイトの要約。                          | R   |        |
| MFR_OC_FAULT    | 0x02                         | デバイスの過電流フォルト条件の1バイトの要約。                       | R   |        |
| MFR_NOC_FAULT   | 0x03                         | デバイスの負の過電流フォルト条件の1バイトの要約。                     | R   |        |
| MFR_STATUS      | 0x04                         | デバイスの動作ステータスの1バイトの要約。                         | R   |        |
| MFR_CONFIG1     | 0x05                         | デバイスの設定の1バイトの要約。                              | R   |        |
| MFR_CONFIG2     | 0x06                         | デバイスの設定の1バイトの要約。                              | R   |        |
| MFR_CHIP_CTRL   | 0x07                         | [3] = 通信フォルト、[1] = スティックキー・ビット、[0] = 書き込み保護   | R/W | 0x00   |
| MFR_IDAC_VLOW   | 0x08                         | V <sub>LOW</sub> 電圧を設定するためにIDAC_VLOWを調整します。   | R/W | 0x00   |
| MFR_IDAC_VHIGH  | 0x09                         | V <sub>HIGH</sub> 電圧を設定するためにIDAC_VHIGHを調整します。 | R/W | 0x00   |
| MFR_IDAC_SETCUR | 0x0A                         | SETCURピンのソース電流を設定するためにIDAC_SETCURを調整します。      | R/W | 0x00   |
| MFR_SSFM        | 0x0B                         | スペクトラム拡散周波数変調のパラメータを調整します。                    | R/W | 0x00   |
| 予備              | 0x0C<br>0x0D<br>0x0E<br>0x0F |   |     |        |

### シリアル・ポート・レジスタの詳細

#### MFR\_FAULT

MFR\_FAULTは、最も重要なフォルトの1バイトの要約を返します。

#### MFR\_FAULTレジスタの内容

| ビット | 名称        | 値 | 意味                                     |
|-----|-----------|---|--|
| 7   |           |   | 予備                                     |
| 6   | VLOW_OV   | 1 | OV <sub>LOW</sub> ピンが1.2Vの閾値を上回っています。  |
| 5   | VHIGH_OV  | 1 | OV <sub>HIGH</sub> ピンが1.2Vの閾値を上回っています。 |
| 4   | VHIGH_UV  | 1 | UV <sub>HIGH</sub> ピンが1.2Vの閾値を下回っています。 |
| 3   | DRVCC_UV  | 1 | DRV <sub>CC</sub> ピンが低電圧です。            |
| 2   | V5_UV     | 1 | V5ピンが低電圧です。                            |
| 1   | VREF_BAD  | 1 | 内部リファレンスのセルフチェックが失敗しています。              |
| 0   | OVER_TEMP | 1 | 過熱フォルトが発生しました。                         |

## アプリケーション情報

## MFR\_OC\_FAULT

MFR\_OC\_FAULTは、過電流フォルト条件の1バイトの要約を返します。SNSD<sup>+</sup>ピンとSNS<sup>-</sup>ピンの間の電圧差がILIMピンによって設定された過電流フォルト閾値を上回った場合、対応するレジスタ・ビットが1になります。

## MFR\_OC\_FAULTレジスタの内容

| ビット | 名称         | 値 | 意味                     |
|-----|------------|---|------------------------|
| 7:6 |            |   | 予備                     |
| 5   | OC_FAULT_6 | 1 | チャンネル6の過電流フォルトが発生しました。 |
| 4   | OC_FAULT_5 | 1 | チャンネル5の過電流フォルトが発生しました。 |
| 3   | OC_FAULT_4 | 1 | チャンネル4の過電流フォルトが発生しました。 |
| 2   | OC_FAULT_3 | 1 | チャンネル3の過電流フォルトが発生しました。 |
| 1   | OC_FAULT_2 | 1 | チャンネル2の過電流フォルトが発生しました。 |
| 0   | OC_FAULT_1 | 1 | チャンネル1の過電流フォルトが発生しました。 |

## MFR\_NOC\_FAULT

MFR\_NOC\_FAULTは、負の過電流フォルト条件の1バイトの要約を返します。SNSD<sup>+</sup>ピンとSNS<sup>-</sup>ピンの間の電圧差がILIMピンによって設定された負の過電流フォルト閾値を下回った場合、対応するレジスタ・ビットが1になります。

## MFR\_NOC\_FAULTレジスタの内容

| ビット | 名称          | 値 | 意味                       |
|-----|-------------|---|--------------------------|
| 7:6 |             |   | 予備                       |
| 5   | NOC_FAULT_6 | 1 | チャンネル6の負の過電流フォルトが発生しました。 |
| 4   | NOC_FAULT_5 | 1 | チャンネル5の負の過電流フォルトが発生しました。 |
| 3   | NOC_FAULT_4 | 1 | チャンネル4の負の過電流フォルトが発生しました。 |
| 2   | NOC_FAULT_3 | 1 | チャンネル3の負の過電流フォルトが発生しました。 |
| 1   | NOC_FAULT_2 | 1 | チャンネル2の負の過電流フォルトが発生しました。 |
| 0   | NOC_FAULT_1 | 1 | チャンネル1の負の過電流フォルトが発生しました。 |

## MFR\_STATUS

MFR\_STATUSは、動作ステータスの1バイトの要約を返します。MFR\_STATUSレジスタの内容は読み出し専用です。

## MFR\_STATUSレジスタの内容

| ビット | 名称          | 値 | 意味   |
|-----|-------------|---|--|
| 7:3 |             |   | 予備   |
| 2   | SS_DONE     | 1 | ソフトスタートが終了しました。  |
| 1   | MAX_CURRENT | 1 | ILIMピンによって設定した最大電流に達しました。  |
| 0   | PGOOD       | 1 | 安定化されたV <sub>LOW</sub> /V <sub>HIGH</sub> が±10%のレギュレーション範囲に入っています。 |

## アプリケーション情報

### MFR\_CONFIG1

MFR\_CONFIG1は、ピンでプログラムされたコントローラ設定の1バイトの要約を返します。MFR\_CONFIG1レジスタの内容は読み出し専用です。

#### MFR\_CONFIG1 レジスタの内容

| ビット | 名称             | 値                               | 意味  |
|-----|----------------|---------------------------------|---|
| 7:6 |                |                                 | 予備  |
| 5   | SERCUR_WARNING | 1                               | SETCUR ピンが1.25Vを上回る値に設定されています。  |
| 4:3 | DRVCC_SET[1:0] | 00<br>01<br>10                  | DRVCCが5Vに設定されています。<br>DRVCCが8Vに設定されています。<br>DRVCCが10Vに設定されています。   |
| 2:0 | ILIM_SET[2:0]  | 000<br>001<br>010<br>011<br>100 | 最大電流検出閾値が10mVに設定されています。<br>最大電流検出閾値が20mVに設定されています。<br>最大電流検出閾値が30mVに設定されています。<br>最大電流検出閾値が40mVに設定されています。<br>最大電流検出閾値が50mVに設定されています。 |

### MFR\_CONFIG2

MFR\_CONFIG2は、ピンでプログラムされたコントローラ設定の1バイトの要約を返します。MFR\_CONFIG2レジスタの内容は読み出し専用です。

#### MFR\_CONFIG2 レジスタの内容

| ビット | 名称         | 値      | 意味   |
|-----|------------|--------|--|
| 7:5 |            |        | 予備   |
| 4   | BURST      | 1      | コントローラはBurst Modeで動作しています。                     |
| 3   | DCM        | 1      | コントローラはDCMで動作しています。                            |
| 2   | HIZ        | 1      | コントローラはHi-Zモードで動作しています。                        |
| 1   | SPRD       | 1      | コントローラはスペクトラム拡散モードで動作しています。                    |
| 0   | BUCK_BOOST | 0<br>1 | コントローラは昇圧モードで動作しています。<br>コントローラは降圧モードで動作しています。 |

### MFR\_CHIP\_CTRL

MFR\_CHIP\_CTRLは一般的なチップ制御のためのものです。

#### MFR\_CHIP\_CTRL のメッセージの内容

| ビット | 名称    | 値      | 意味   |
|-----|-------|--------|--|
| 7:3 |       |        | 予備   |
| 2   | CML   | 1      | レジスタ書き込み中のPECに関連する通信フォルトが発生しました。このビットに1を書き込むとCMLがクリアされます。                        |
| 1   | RESET | 1      | スティッキー・ビット。全てのR/Wレジスタをリセットします。   |
| 0   | WP    | 0<br>1 | 3つのIDACレジスタ全てとMFR_SSFМレジスタの書き込みを許可します。<br>3つのIDACレジスタ全てとMFR_SSFМレジスタの書き込みを禁止します。 |

## アプリケーション情報

## MFR\_IDAC\_VLOW

MFR\_IDAC\_VLOWは、電流DACの出力をVFB<sub>LOW</sub>ピンに注入することでV<sub>LOW</sub>電圧を設定するための電流DAC値を保存します。この値は、7ビットの2の補数値としてフォーマットされています。ビット[6] = 0に設定することはVFB<sub>LOW</sub>ピンから流れ出す電流(ソース電流)を意味し、ビット[6] = 1はこのピンに流し込む電流(シンク電流)を意味します。表8に、詳細を示します。DAC電流は、降圧モードでのみVFB<sub>LOW</sub>ピンに注入されます。シンク電流はV<sub>LOW</sub>を上昇させます。このレジスタのデフォルト値は0x00です。MFR\_CHIP\_CTRLのWP(ビット[0])がハイにセットされているときは、このレジスタへの書込みは禁止されます。

## MFR\_IDAC\_VLOWのメッセージの内容

| ビット | 値 | 意味          |
|-----|---|-------------|
| 7   |   | 予備          |
| 6   | 0 | 0 $\mu$ A   |
|     | 1 | -64 $\mu$ A |
| 5   | p | 0 $\mu$ A   |
|     | 1 | 32 $\mu$ A  |
| 4   | 0 | 0 $\mu$ A   |
|     | 1 | 16 $\mu$ A  |
| 3   | 0 | 0 $\mu$ A   |
|     | 1 | 8 $\mu$ A   |
| 2   | 0 | 0 $\mu$ A   |
|     | 1 | 4 $\mu$ A   |
| 1   | 0 | 0 $\mu$ A   |
|     | 1 | 2 $\mu$ A   |
| 0   | 0 | 0 $\mu$ A   |
|     | 1 | 1 $\mu$ A   |

## MFR\_IDAC\_VHIGH

MFR\_IDAC\_VHIGHは、電流DACの出力をVFB<sub>HIGH</sub>ピンに注入することでV<sub>HIGH</sub>電圧を設定するための電流DAC値を保存します。この値は、7ビットの2の補数値としてフォーマットされています。ビット[6] = 0に設定することはVFB<sub>HIGH</sub>ピンから流れ出す電流(ソース電流)を意味し、ビット[6] = 1はこのピンに流し込む電流(シンク電流)を意味します。表8に、詳細を示します。DAC電流は、昇圧モードでのみVFB<sub>HIGH</sub>ピンに注入されます。昇圧モードでは、シンク電流はV<sub>HIGH</sub>を上昇させます。このレジスタのデフォルト値は0x00です。MFR\_CHIP\_CTRLのWP(ビット[0])がハイにセットされているときは、このレジスタへの書込みは禁止されます。

## MFR\_IDAC\_VHIGHのメッセージの内容

| ビット | 値 | 意味          |
|-----|---|-------------|
| 7   |   | 予備          |
| 6   | 0 | 0 $\mu$ A   |
|     | 1 | -64 $\mu$ A |
| 5   | p | 0 $\mu$ A   |
|     | 1 | 32 $\mu$ A  |
| 4   | 0 | 0 $\mu$ A   |
|     | 1 | 16 $\mu$ A  |
| 3   | 0 | 0 $\mu$ A   |
|     | 1 | 8 $\mu$ A   |
| 2   | 0 | 0 $\mu$ A   |
|     | 1 | 4 $\mu$ A   |
| 1   | 0 | 0 $\mu$ A   |
|     | 1 | 2 $\mu$ A   |
| 0   | 0 | 0 $\mu$ A   |
|     | 1 | 1 $\mu$ A   |

## アプリケーション情報

### MFR\_IDAC\_SETCUR

MFR\_IDAC\_SETCURは、SETCURピンから流れ出る電流を設定するための電流DAC値を保存します。この値は、5ビットの2の補数値としてフォーマットされています。このレジスタのデフォルト値は0x00であり、このときSETCURピンは16 $\mu$ Aを流し出します。このレジスタは、SETCURピンが0~31 $\mu$ Aの電流を流し出すように設定できます(表9を参照)。MFR\_CHIP\_CTRLのWP(ビット[0])がハイにセットされているときは、このレジスタへの書込みは禁止されます。

#### MFR\_IDAC\_SETCURのメッセージの内容

| ビット | 値 | 意味         |
|-----|---|------------|
| 7:5 |   | 予備         |
| 4   | 0 | 16 $\mu$ A |
|     | 1 | 0 $\mu$ A  |
| 3   | 0 | 0 $\mu$ A  |
|     | 1 | 8 $\mu$ A  |
| 2   | 0 | 0 $\mu$ A  |
|     | 1 | 4 $\mu$ A  |
| 1   | 0 | 0 $\mu$ A  |
|     | 1 | 2 $\mu$ A  |
| 0   | 0 | 0 $\mu$ A  |
|     | 1 | 1 $\mu$ A  |

### MFR\_SSFM

MFR\_SSFMはスペクトラム拡散周波数変調制御のためのものです。このレジスタのデフォルト値は0x00です。MFR\_CHIP\_CTRLのWP(ビット[0])がハイにセットされているときは、このレジスタへの書込みは禁止されます。

#### MFR\_SSFMのメッセージの内容

| ビット | 名称      | 値   | 意味                      |
|-----|---------|-----|-------------------------|
| 7:5 |         |     | 予備                      |
| 4:3 | 周波数拡散範囲 | 00  | $\pm 12\%$              |
|     |         | 01  | $\pm 15\%$              |
|     |         | 10  | $\pm 10\%$              |
|     |         | 11  | $\pm 8\%$               |
| 2:0 | 変調信号周波数 | 000 | コントローラのスイッチング周波数 / 512  |
|     |         | 001 | コントローラのスイッチング周波数 / 1024 |
|     |         | 010 | コントローラのスイッチング周波数 / 2048 |
|     |         | 011 | コントローラのスイッチング周波数 / 4096 |
|     |         | 100 | コントローラのスイッチング周波数 / 256  |
|     |         | 101 | コントローラのスイッチング周波数 / 128  |
|     |         | 110 | コントローラのスイッチング周波数 / 64   |
|     |         | 111 | コントローラのスイッチング周波数 / 512  |

## アプリケーション情報

表 8. VFB<sub>LOW</sub>/VFB<sub>HIGH</sub> ピン電流と対応する DAC コード

| MFR_IDAC_V <sub>LOW</sub> /MFR_IDAC_V <sub>HIGH</sub> |     |     |     |     |     |     | I <sub>VFBLOW/VFBHIGH</sub> (μA) |
|---|-----|-----|-----|-----|-----|-----|----------------------------------|
| [6]   | [5] | [4] | [3] | [2] | [1] | [0] |                                  |
| 1   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | -64                              |
| 1   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 1   | -63                              |
| 1   | 0   | 0   | 0   | 0   | 1   | 0   | -62                              |
| 1   | 0   | 0   | 0   | 0   | 1   | 1   | -61                              |
| 1   | 0   | 0   | 0   | 1   | 0   | 0   | -60                              |
| 1   | 0   | 0   | 0   | 1   | 0   | 1   | -59                              |
| 1   | 0   | 0   | 0   | 1   | 1   | 0   | -58                              |
| 1   | 0   | 0   | 0   | 1   | 1   | 1   | -57                              |
| 1   | 0   | 0   | 1   | 0   | 0   | 0   | -56                              |
| 1   | 0   | 0   | 1   | 0   | 0   | 1   | -55                              |
| 1   | 0   | 0   | 1   | 0   | 1   | 0   | -54                              |
| 1   | 0   | 0   | 1   | 0   | 1   | 1   | -53                              |
| 1   | 0   | 0   | 1   | 1   | 0   | 0   | -52                              |
| 1   | 0   | 0   | 1   | 1   | 0   | 1   | -51                              |
| 1   | 0   | 0   | 1   | 1   | 1   | 0   | -50                              |
| 1   | 0   | 0   | 1   | 1   | 1   | 1   | -49                              |
| 1   | 0   | 1   | 0   | 0   | 0   | 0   | -48                              |
| 1   | 0   | 1   | 0   | 0   | 0   | 1   | -47                              |
| 1   | 0   | 1   | 0   | 0   | 1   | 0   | -46                              |
| 1   | 0   | 1   | 0   | 0   | 1   | 1   | -45                              |
| 1   | 0   | 1   | 0   | 1   | 0   | 0   | -44                              |
| 1   | 0   | 1   | 0   | 1   | 0   | 1   | -43                              |
| 1   | 0   | 1   | 0   | 1   | 1   | 0   | -42                              |
| 1   | 0   | 1   | 0   | 1   | 1   | 1   | -41                              |
| 1   | 0   | 1   | 1   | 0   | 0   | 0   | -40                              |
| 1   | 0   | 1   | 1   | 0   | 0   | 1   | -39                              |
| 1   | 0   | 1   | 1   | 0   | 1   | 0   | -38                              |
| 1   | 0   | 1   | 1   | 0   | 1   | 1   | -37                              |
| 1   | 0   | 1   | 1   | 1   | 0   | 0   | -36                              |
| 1   | 0   | 1   | 1   | 1   | 0   | 1   | -35                              |
| 1   | 0   | 1   | 1   | 1   | 1   | 0   | -34                              |
| 1   | 0   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | -33                              |

表 8. VFB<sub>LOW</sub>/VFB<sub>HIGH</sub> ピン電流と対応する DAC コード

| MFR_IDAC_V <sub>LOW</sub> /MFR_IDAC_V <sub>HIGH</sub> |     |     |     |     |     |     | I <sub>VFBLOW/VFBHIGH</sub> (μA) |
|---|-----|-----|-----|-----|-----|-----|----------------------------------|
| [6]   | [5] | [4] | [3] | [2] | [1] | [0] |                                  |
| 1   | 1   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | -32                              |
| 1   | 1   | 0   | 0   | 0   | 0   | 1   | -31                              |
| 1   | 1   | 0   | 0   | 0   | 1   | 0   | -30                              |
| 1   | 1   | 0   | 0   | 0   | 1   | 1   | -29                              |
| 1   | 1   | 0   | 0   | 1   | 0   | 0   | -28                              |
| 1   | 1   | 0   | 0   | 1   | 0   | 1   | -27                              |
| 1   | 1   | 0   | 0   | 1   | 1   | 0   | -26                              |
| 1   | 1   | 0   | 0   | 1   | 1   | 1   | -25                              |
| 1   | 1   | 0   | 1   | 0   | 0   | 0   | -24                              |
| 1   | 1   | 0   | 1   | 0   | 0   | 1   | -23                              |
| 1   | 1   | 0   | 1   | 0   | 1   | 0   | -22                              |
| 1   | 1   | 0   | 1   | 0   | 1   | 1   | -21                              |
| 1   | 1   | 0   | 1   | 1   | 0   | 0   | -20                              |
| 1   | 1   | 0   | 1   | 1   | 0   | 1   | -19                              |
| 1   | 1   | 0   | 1   | 1   | 1   | 0   | -18                              |
| 1   | 1   | 0   | 1   | 1   | 1   | 1   | -17                              |
| 1   | 1   | 1   | 0   | 0   | 0   | 0   | -16                              |
| 1   | 1   | 1   | 0   | 0   | 0   | 1   | -15                              |
| 1   | 1   | 1   | 0   | 0   | 1   | 0   | -14                              |
| 1   | 1   | 1   | 0   | 0   | 1   | 1   | -13                              |
| 1   | 1   | 1   | 0   | 1   | 0   | 0   | -12                              |
| 1   | 1   | 1   | 0   | 1   | 0   | 1   | -11                              |
| 1   | 1   | 1   | 0   | 1   | 1   | 0   | -10                              |
| 1   | 1   | 1   | 0   | 1   | 1   | 1   | -9                               |
| 1   | 1   | 1   | 1   | 0   | 0   | 0   | -8                               |
| 1   | 1   | 1   | 1   | 0   | 0   | 1   | -7                               |
| 1   | 1   | 1   | 1   | 0   | 1   | 0   | -6                               |
| 1   | 1   | 1   | 1   | 0   | 1   | 1   | -5                               |
| 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 0   | 0   | -4                               |
| 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 0   | 1   | -3                               |
| 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 0   | -2                               |
| 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | -1                               |

## アプリケーション情報

表 8. VFB<sub>LOW</sub>/VFB<sub>HIGH</sub> ピン電流と対応する DAC コード

| MFR_IDAC_V <sub>LOW</sub> /MFR_IDAC_V <sub>HIGH</sub> |     |     |     |     |     |     | I <sub>VFBLOW/VFBHIGH</sub> (μA) |
|---|-----|-----|-----|-----|-----|-----|----------------------------------|
| [6]   | [5] | [4] | [3] | [2] | [1] | [0] |                                  |
| 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0                                |
| 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 1   | 1                                |
| 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 1   | 0   | 2                                |
| 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 1   | 1   | 3                                |
| 0   | 0   | 0   | 0   | 1   | 0   | 0   | 4                                |
| 0   | 0   | 0   | 0   | 1   | 0   | 1   | 5                                |
| 0   | 0   | 0   | 0   | 1   | 1   | 0   | 6                                |
| 0   | 0   | 0   | 0   | 1   | 1   | 1   | 7                                |
| 0   | 0   | 0   | 1   | 0   | 0   | 0   | 8                                |
| 0   | 0   | 0   | 1   | 0   | 0   | 1   | 9                                |
| 0   | 0   | 0   | 1   | 0   | 1   | 0   | 10                               |
| 0   | 0   | 0   | 1   | 0   | 1   | 1   | 11                               |
| 0   | 0   | 0   | 1   | 1   | 0   | 0   | 12                               |
| 0   | 0   | 0   | 1   | 1   | 0   | 1   | 13                               |
| 0   | 0   | 0   | 1   | 1   | 1   | 0   | 14                               |
| 0   | 0   | 0   | 1   | 1   | 1   | 1   | 15                               |
| 0   | 0   | 1   | 0   | 0   | 0   | 0   | 16                               |
| 0   | 0   | 1   | 0   | 0   | 0   | 1   | 17                               |
| 0   | 0   | 1   | 0   | 0   | 1   | 0   | 18                               |
| 0   | 0   | 1   | 0   | 0   | 1   | 1   | 19                               |
| 0   | 0   | 1   | 0   | 1   | 0   | 0   | 20                               |
| 0   | 0   | 1   | 0   | 1   | 0   | 1   | 21                               |
| 0   | 0   | 1   | 0   | 1   | 1   | 0   | 22                               |
| 0   | 0   | 1   | 0   | 1   | 1   | 1   | 23                               |
| 0   | 0   | 1   | 1   | 0   | 0   | 0   | 24                               |
| 0   | 0   | 1   | 1   | 0   | 0   | 1   | 25                               |
| 0   | 0   | 1   | 1   | 0   | 1   | 0   | 26                               |
| 0   | 0   | 1   | 1   | 0   | 1   | 1   | 27                               |
| 0   | 0   | 1   | 1   | 1   | 0   | 0   | 28                               |
| 0   | 0   | 1   | 1   | 1   | 0   | 1   | 29                               |
| 0   | 0   | 1   | 1   | 1   | 1   | 0   | 30                               |
| 0   | 0   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 31                               |

表 8. VFB<sub>LOW</sub>/VFB<sub>HIGH</sub> ピン電流と対応する DAC コード

| MFR_IDAC_V <sub>LOW</sub> /MFR_IDAC_V <sub>HIGH</sub> |     |     |     |     |     |     | I <sub>VFBLOW/VFBHIGH</sub> (μA) |
|---|-----|-----|-----|-----|-----|-----|----------------------------------|
| [6]   | [5] | [4] | [3] | [2] | [1] | [0] |                                  |
| 0   | 1   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 32                               |
| 0   | 1   | 0   | 0   | 0   | 0   | 1   | 33                               |
| 0   | 1   | 0   | 0   | 0   | 1   | 0   | 34                               |
| 0   | 1   | 0   | 0   | 0   | 1   | 1   | 35                               |
| 0   | 1   | 0   | 0   | 1   | 0   | 0   | 36                               |
| 0   | 1   | 0   | 0   | 1   | 0   | 1   | 37                               |
| 0   | 1   | 0   | 0   | 1   | 1   | 0   | 38                               |
| 0   | 1   | 0   | 0   | 1   | 1   | 1   | 39                               |
| 0   | 1   | 0   | 1   | 0   | 0   | 0   | 40                               |
| 0   | 1   | 0   | 1   | 0   | 0   | 1   | 41                               |
| 0   | 1   | 0   | 1   | 0   | 1   | 0   | 42                               |
| 0   | 1   | 0   | 1   | 0   | 1   | 1   | 43                               |
| 0   | 1   | 0   | 1   | 1   | 0   | 0   | 44                               |
| 0   | 1   | 0   | 1   | 1   | 0   | 1   | 45                               |
| 0   | 1   | 0   | 1   | 1   | 1   | 0   | 46                               |
| 0   | 1   | 0   | 1   | 1   | 1   | 1   | 47                               |
| 0   | 1   | 1   | 0   | 0   | 0   | 0   | 48                               |
| 0   | 1   | 1   | 0   | 0   | 0   | 1   | 49                               |
| 0   | 1   | 1   | 0   | 0   | 1   | 0   | 50                               |
| 0   | 1   | 1   | 0   | 0   | 1   | 1   | 51                               |
| 0   | 1   | 1   | 0   | 1   | 0   | 0   | 52                               |
| 0   | 1   | 1   | 0   | 1   | 0   | 1   | 53                               |
| 0   | 1   | 1   | 0   | 1   | 1   | 0   | 54                               |
| 0   | 1   | 1   | 0   | 1   | 1   | 1   | 55                               |
| 0   | 1   | 1   | 1   | 0   | 0   | 0   | 56                               |
| 0   | 1   | 1   | 1   | 0   | 0   | 1   | 57                               |
| 0   | 1   | 1   | 1   | 0   | 1   | 0   | 58                               |
| 0   | 1   | 1   | 1   | 0   | 1   | 1   | 59                               |
| 0   | 1   | 1   | 1   | 1   | 0   | 0   | 60                               |
| 0   | 1   | 1   | 1   | 1   | 0   | 1   | 61                               |
| 0   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 0   | 62                               |
| 0   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 63                               |

## アプリケーション情報

表9. SETCUR ピン電流と対応する DAC コード

| MFR_IDAC_SETCUR[4:0] |     |     |     |     | I <sub>SETCUR</sub> (μA) |
|----------------------|-----|-----|-----|-----|--------------------------|
| [4]                  | [3] | [2] | [1] | [0] |                          |
| 1                    | 0   | 0   | 0   | 0   | 0                        |
| 1                    | 0   | 0   | 0   | 1   | 1                        |
| 1                    | 0   | 0   | 1   | 0   | 2                        |
| 1                    | 0   | 0   | 1   | 1   | 3                        |
| 1                    | 0   | 1   | 0   | 0   | 4                        |
| 1                    | 0   | 1   | 0   | 1   | 5                        |
| 1                    | 0   | 1   | 1   | 0   | 6                        |
| 1                    | 0   | 1   | 1   | 1   | 7                        |
| 1                    | 1   | 0   | 0   | 0   | 8                        |
| 1                    | 1   | 0   | 0   | 1   | 9                        |
| 1                    | 1   | 0   | 1   | 0   | 10                       |
| 1                    | 1   | 0   | 1   | 1   | 11                       |
| 1                    | 1   | 1   | 0   | 0   | 12                       |
| 1                    | 1   | 1   | 0   | 1   | 13                       |
| 1                    | 1   | 1   | 1   | 0   | 14                       |
| 1                    | 1   | 1   | 1   | 1   | 15                       |

表9. SETCUR ピン電流と対応する DAC コード

| MFR_IDAC_SETCUR[4:0] |     |     |     |     | I <sub>SETCUR</sub> (μA) |
|----------------------|-----|-----|-----|-----|--------------------------|
| [4]                  | [3] | [2] | [1] | [0] |                          |
| 0                    | 0   | 0   | 0   | 0   | 16                       |
| 0                    | 0   | 0   | 0   | 1   | 17                       |
| 0                    | 0   | 0   | 1   | 0   | 18                       |
| 0                    | 0   | 0   | 1   | 1   | 19                       |
| 0                    | 0   | 1   | 0   | 0   | 20                       |
| 0                    | 0   | 1   | 0   | 1   | 21                       |
| 0                    | 0   | 1   | 1   | 0   | 22                       |
| 0                    | 0   | 1   | 1   | 1   | 23                       |
| 0                    | 1   | 0   | 0   | 0   | 24                       |
| 0                    | 1   | 0   | 0   | 1   | 25                       |
| 0                    | 1   | 0   | 1   | 0   | 26                       |
| 0                    | 1   | 0   | 1   | 1   | 27                       |
| 0                    | 1   | 1   | 0   | 0   | 28                       |
| 0                    | 1   | 1   | 0   | 1   | 29                       |
| 0                    | 1   | 1   | 1   | 0   | 30                       |
| 0                    | 1   | 1   | 1   | 1   | 31                       |

## アプリケーション情報

### プリント回路基板レイアウトのチェックリスト

プリント回路基板をレイアウトするときは、以下のチェックリストを使用して、このデバイスが正しく動作するようにします。[図 15](#)のレイアウト図に、これらの項目を図示しています。プリント基板のレイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

1.  $DRV_{CC}$ のバイパス・コンデンサは、デバイスに隣接させて $DRV_{CC}$ ピンとGNDプレーンの上に配置する必要があります。X7RまたはX5Rタイプの $1\mu\text{F}$ セラミック・コンデンサはデバイスのごく近くに取り付けることができるほど小型です。デバイス内部の電源を安定化させておくため、 $4.7\mu\text{F}\sim 10\mu\text{F}$ のセラミックまたはタンタルなどの超低ESRコンデンサを追加することを推奨します。
2.  $V5$ のバイパス・コンデンサは、デバイスに隣接させて $V5$ と $SGND$ ピンの間に配置する必要があります。 $4.7\mu\text{F}\sim 10\mu\text{F}$ のセラミックまたはタンタルなどの超低ESRコンデンサを推奨します。
3. 帰還分圧器は、 $C_{LOW}/C_{HIGH}$ の(+)端子と(-)端子の間に配置します。 $V_{FB_{LOW}}/V_{FB_{HIGH}}$ は、最小のプリント基板パターン間隔でデバイスから帰還分圧器に配線します。
4.  $SNSA^+$ 、 $SNSD^+$ 、 $SNS^-$ のプリント基板パターンは、最小のプリント基板パターン間隔で一緒に配線されていますか。 $SNSA^+$ 、 $SNSD^+$ 、 $SNS^-$ の間のフィルタ・コンデンサは、デバイスのピンにできるだけ近付ける必要があります。
5.  $C_{HIGH}$ デカップリング・コンデンサの(+)端子は、上側MOSFETのドレインにできるだけ近付けて接続されていますか。このコンデンサはMOSFETにパルス電流を供給します。
6. スwitching・ノードは、センシティブな小信号ノード( $SNSD^+$ 、 $SNSA^+$ 、 $SNS^-$ 、 $V_{FB}$ )から遠ざけてください。理想的には、スイッチ・ノードのプリント基板パターンは、デバイス(特にデバイスの安定している側)から離して配線する必要があります。 $dV/dt$ が大きいパターンは、グラウンド・パターンやグラウンド・プレーンを使ってセンシティブな小信号ノードから分離します。
7. ロジック・ゲートなどのロー・インピーダンス・ソースを使って $SYNC$ ピンを駆動し、PCBパターンをできるだけ短くします。
8. 各ITHピンと信号グラウンド間のセラミック・コンデンサは、できるだけデバイスに近付けて配置する必要があります。[図 15](#)に、スイッチング・レギュレータの全ての枝路電流を示します。電流波形を調査すると、高スイッチング電流経路の物理的サイズを小さく抑えることがなぜ重要かが明らかになります。これらのループからは、無線局が信号を送信するのと同じように強い電磁界が放射されます。 $C_{LOW}$ のグラウンドは $C_{HIGH}$ の負端子に戻し、どのスイッチング電流経路とも共通グラウンド経路を共有しないようにします。回路の左半分は、スイッチング・レギュレータによって生成されるノイズの発生源になります。非常に大きなスイッチング電流が流れるため、下側MOSFETとショットキー・ダイオードのグラウンド終端は、絶縁された短いプリント基板パターンを使って $V_{HIGH}$ コンデンサのボトム・プレートに戻します。外部OPTI-LOOP<sup>®</sup>補償は、最適化されていないプリント基板レイアウトには過補償となり、この設計手順は推奨できません。

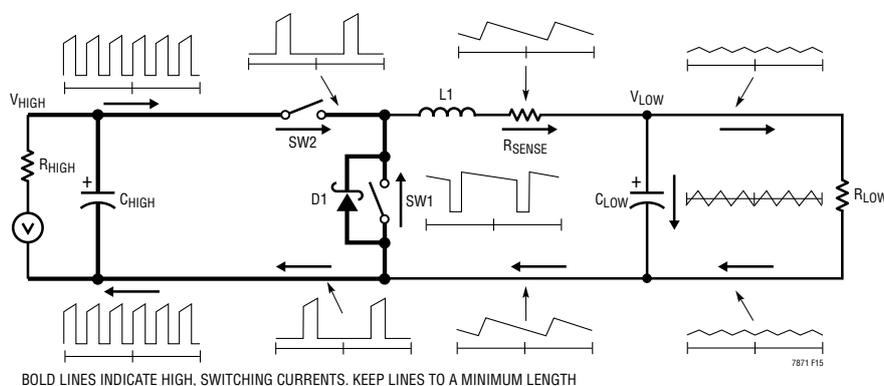


図 15. 枝路電流波形(降圧モードを示しています)

アプリケーション情報

レイアウト特有の考慮事項

EXTV<sub>CC</sub>ピンの絶対最大定格を超えるとコントローラの損傷につながる可能性があります。EXTV<sub>CC</sub>ピンは通常V<sub>LOW</sub>に接続されるため、適切な高電圧定格のショットキー・ダイオードをV<sub>LOW</sub>ピンとEXTV<sub>CC</sub>ピンの間に配置することを推奨します(図16(a)を参照)。最大EXTV<sub>CC</sub>ピン電流で0.5V未満の順電圧を持つ適切なショットキー・ダイオードを選択します。

EXTV<sub>CC</sub>ピンを保護するもう1つの方法は、ショットキー・ダイオードを使ってEXTV<sub>CC</sub>ピンをクランプし、グラウンドを下回る電圧スパイクを低減することです。これらのショットキー・ダイオードは、カソードをEXTV<sub>CC</sub>に接続しアノードをグラウンドに接続して、コントローラICに近付けて配置する必要があります(図16(b)を参照)。1Ω以上のR<sub>FLTR</sub>を選択し、R<sub>FLTR</sub>の両端の最大電圧降下を0.5V未満に維持します。

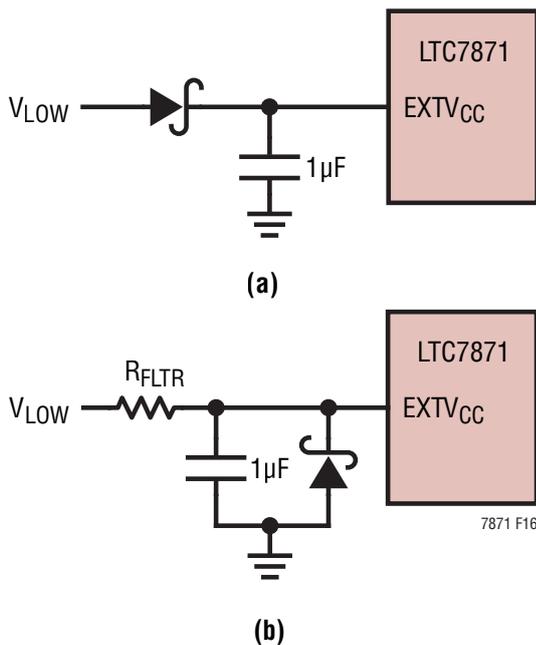


図16. EXTV<sub>CC</sub>ピンを保護する方法

設計例

6相1出力大電流レギュレータの設計例として、V<sub>HIGH</sub> = 48V (公称値)、V<sub>HIGH</sub> = 60V (最大値)、V<sub>LOW</sub> = 12V、I<sub>VLOW(MAX)</sub>

= 180A (位相あたり30A)、f = 150kHzを仮定します。安定化出力電圧は次式により求められます。

$$V_{LOW} = 1.2V \cdot (1 + R_B/R_A)$$

VFB<sub>LOW</sub>ノードとグラウンドの間に10kΩの1%抵抗を使用します。上側帰還抵抗は90.9kΩ(最も近い1%標準値)です。周波数は、R<sub>FREQ</sub>を37.4kΩに選択することで設定されます。インダクタンスの値は、最大リップル電流が35% (各位相あたり10.5A)という仮定に基づいています。リップル電流が最大値となるのは、次のようにV<sub>HIGH</sub>電圧が最大するときです。

$$L = \frac{V_{LOW}}{f \cdot \Delta I_L(MAX)} \cdot \left(1 - \frac{V_{LOW}}{V_{HIGH(MAX)}}\right)$$

各位相は6.1µHを必要とします。Sagami CVE2622H-6R8M、6.8µH、1.8mΩ DCR インダクタを選択します。公称V<sub>HIGH</sub>電圧(48V)でのリップル電流は次式で計算されます。

$$\Delta I_L(NOM) = \frac{V_{LOW}}{f \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_{LOW}}{V_{HIGH(NOM)}}\right)$$

各位相に8.8A (29.3%)のリップルが発生します。ピーク・インダクタ電流は、最大DC値にリップル電流の1/2を加えた値(つまり34.4A)になります。最小オン時間は最大のV<sub>HIGH</sub>で発生します。最小オン時間は150ns未満にならないようにします。

$$T_{ON(MIN)} = \frac{V_{LOW}}{V_{HIGH(MAX)} \cdot f} = \frac{12V}{60V \cdot 150kHz} = 1.33\mu s$$

V<sub>ILIM</sub> = 3/4 V<sub>V5</sub>の場合、等価R<sub>SENSE</sub>抵抗値は、最大電流検出閾値の最小値(45mV)を使用して算出できます。

$$R_{SENSE(EQUIV)} = \frac{V_{SENSE(MIN)}}{\frac{I_{LOAD(MAX)}}{\#OF PHASES} + \frac{\Delta I_L(NOM)}{2}}$$

必要な等価R<sub>SENSE</sub>値は1.31mΩです。ある程度の設計マージンを見込んでR<sub>S</sub> = 1mΩを選択します。図17に示すように、R1の10分の1未満にR2を設定します。その結果、SNSA<sup>+</sup>フィルタのDC成分は省略できるほど小さくなります。R1・C1はL/Rの4倍の帯域幅を持っている必要があります。

## アプリケーション情報

通常、C1は0.047μF~0.47μFの範囲内で選択します。C1を0.1μFに選択した場合、R1は16.9kΩ、R2は1.69kΩになります。SNSD<sup>+</sup>とSNSA<sup>+</sup>のバイアス電流は約50nAであり、電流検出信号に何らかの小さな誤差を生じさせます。C2を0.1μFに選択した場合、R3は1.5kΩになります。

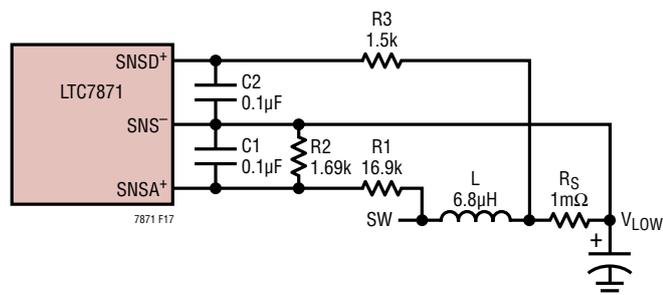


図 17. 設計例での R<sub>SENSE</sub> 抵抗による検出

上側 MOSFET の消費電力は容易に推定できます。ゲート駆動電圧 (DRV<sub>CC</sub>) を 10V に設定します。2つの MOSFET に Infineon の BSC117N08NS5 を選択すると、

$$R_{DS(ON)} = 11.7\text{m}\Omega \text{ (最大値)}, \\ V_{MILLER} = 5\text{V}, C_{MILLER} \approx 19\text{pF} \text{ になります。}$$

T<sub>J</sub> (概算値) = 75°C で V<sub>HIGH</sub> 電圧 (代表値) の場合、次のようになります。

$$P_{MAIN} = \left\{ \begin{array}{l} \frac{12\text{V}}{48\text{V}} \cdot 15\text{A}^2 \\ \cdot [(1+0.005 \cdot (75^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C})) \cdot 11.7\text{m}\Omega] \\ + 48\text{V}^2 \cdot \frac{15\text{A}}{2} \cdot 4\Omega \cdot 19\text{pF} \\ \cdot \left( \frac{1}{10-5} + \frac{1}{5} \right) \cdot 150\text{k} \end{array} \right\} \cdot 2 \\ = \{823\text{mW} + 79\text{mW}\} \cdot 2 \\ = 1804\text{mW}$$

下側 MOSFET として、2つの Infineon BSC052N08NS5 MOSFET、R<sub>DS(ON)</sub> = 5.2mΩ、C<sub>OSS</sub> = 370pF を選択します。これにより、電力損失は次式で求められます。

$$P_{SYNC} = \left\{ \begin{array}{l} \frac{48\text{V} - 12\text{V}}{48\text{V}} \cdot 15\text{A}^2 \\ \cdot [(1+0.005 \cdot (75^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C})) \cdot 5.2\text{m}\Omega] \end{array} \right\} \cdot 2 \\ = \{1.1\text{W}\} \cdot 2 \\ = 2.2\text{W}$$

C<sub>HIGH</sub> は、20A 以上の等価 RMS 電流定格に適合するように選択します。C<sub>LOW</sub> には、出力リップルが小さくなるように、等価 ESR が 10mΩ のものを選択します。連続モードでの V<sub>LOW</sub> 出力リップルは、V<sub>HIGH</sub> 電圧が最大のときに最も大きくなります。ESR による V<sub>LOW</sub> 出力電圧リップルは、およそ次のとおりです。

$$V_{LOWRIPPLE} = R_{ESR} \cdot \Delta I_L = 0.01\Omega \cdot 8.8\text{A} = 88\text{mV}$$

V<sub>LOW</sub> 出力電圧リップルを更に小さくするには、セラミック・コンデンサを C<sub>LOW</sub> の両端に配置します。

出力負荷がバッテリーである場合、電圧ループを最初に目的の出力電圧に設定し、次に充電電流を電流レギュレーション・ループを使って (SETCUR および IMON ピンによって) 安定化できます。120A の最大充電電流を選択すると、目的の SETCUR ピン電圧は次の式を使って計算されます。

$$V_{SETCUR} = \frac{K \cdot I_{L(MAX)} \cdot R_{SENSE}}{6} \\ = \frac{20 \cdot 120\text{A} \cdot 1\text{m}\Omega}{6} \\ = 400\text{mV}$$

SETCUR ピンは、精度を最大限に高めるために ADC の出力で 400mV に駆動できます。それが利用できない場合、SETCUR ピンから流れ出る 16μA の電流を利用して、SETCUR からグラウンドへの抵抗でこの電圧を設定できます。その抵抗値は次の式で計算されます。

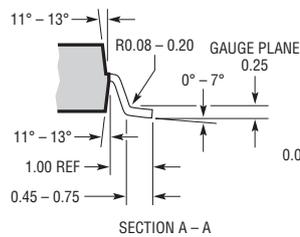
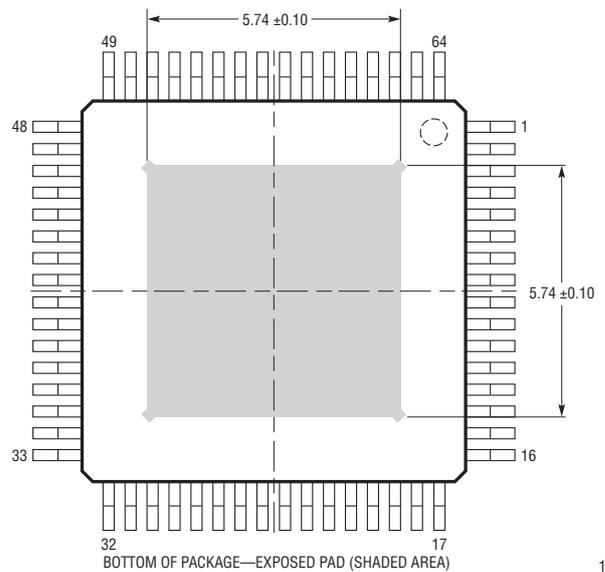
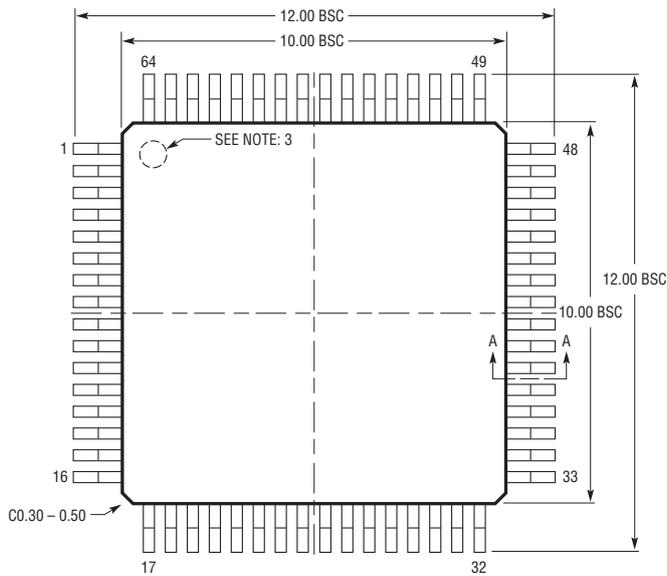
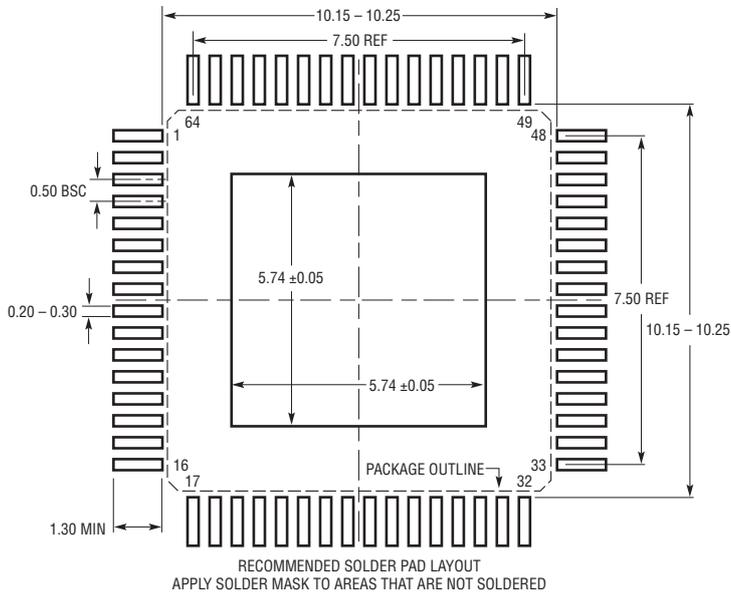
$$R_{SETCUR} = \frac{400\text{mV}}{16\mu\text{A}} = 25\text{k}$$

ある程度の設計マージンを見込んで、1% またはより高精度の 30.1kΩ 抵抗を選択できます。SETCUR ピンから流れ出る 16μA の電流は SPI インターフェースで設定することもできます。そうすることで最大充電電流をその場で変更できます。



パッケージ

LWE Package  
64-Lead Plastic Exposed Pad LQFP (10mm × 10mm)  
(Reference LTC DWG #05-08-1982 Rev A)

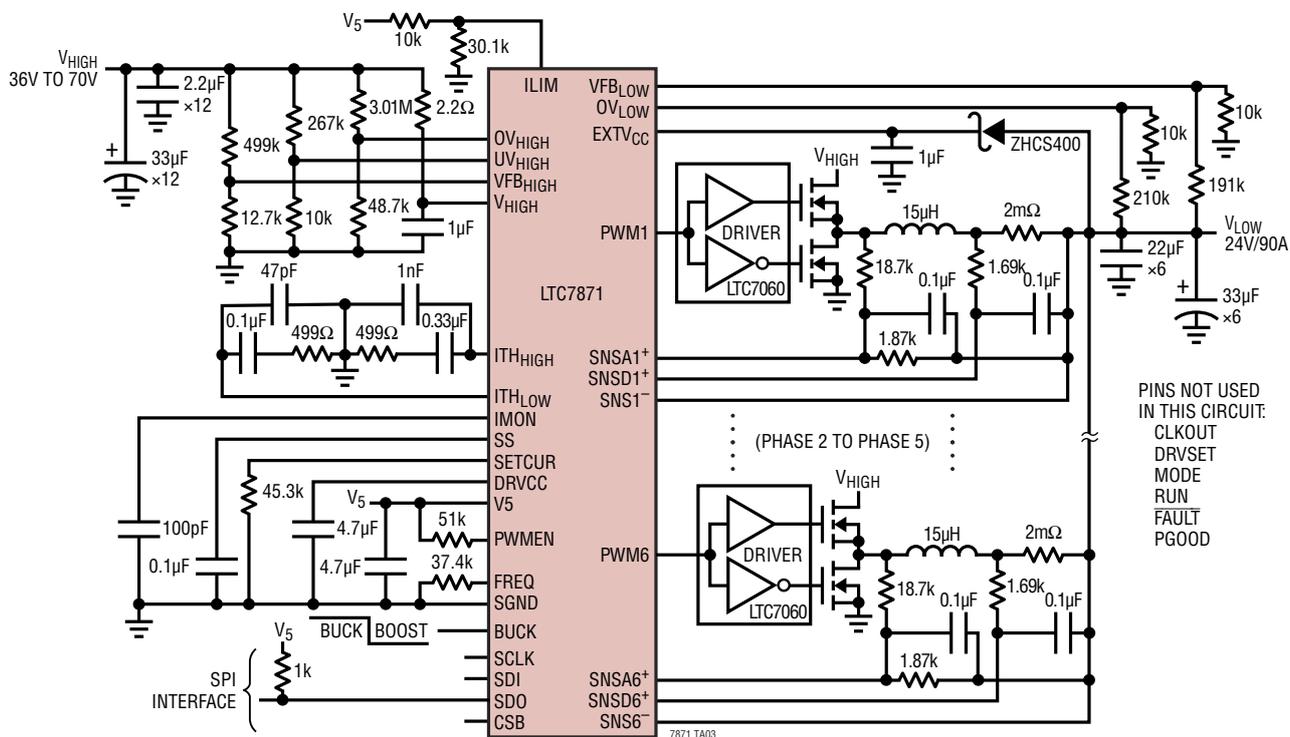


- 注:
1. 寸法の単位はミリメートル
  2. パッケージの寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは (もしあれば)、露出パッドの各サイドのピン間で0.25mm、最大値で0.50mm、さらに露出パッドのコーナーでは最大値で0.77mmを超えないこと

3. 1番ピンの識別マークはモールドで形成したくぼみ (直径0.50mm) である
4. 図は実寸とは異なる

## 標準的応用例

### 高効率、6相、24V/90A 双方向電源



## 関連製品

| 製品番号            | 説明  | 注釈  |
|-----------------|---|---|
| LTC7060         | フロート状態のグラウンドとプログラマブルなデッド・タイムを備えた100V ハーフ・ブリッジ・ゲート・ドライバ        | 最大100Vの電源電圧、 $6V \leq V_{CC} \leq 14V$ 、適応型シュートスルー保護、 $2mm \times 3mm$ LFCSP、12ピンMSOP   |
| LT8228          | フォルト保護を備えた双方向昇降圧コントローラ  | 最大100Vの $V_{HIGH}$ と $V_{LOW}$ 、48V/12V オートモーティブ・バッテリー・アプリケーションに理想的   |
| LT8708/LT8708-1 | 柔軟な双方向機能を備えた80Vの同期整流式4スイッチ昇降圧DC/DCコントローラ                      | $2.8V \leq V_{IN} \leq 80V$ 、 $1.3V \leq V_{OUT} \leq 80V$ 、PLL 固定周波数100kHz~400kHz、 $5mm \times 8mm$ QFN-40   |
| LTC3871         | 双方向PolyPhase同期整流式昇降圧コントローラ                                    | 最大100Vの $V_{HIGH}$ 、最大30Vの $V_{LOW}$ 、PLL 固定周波数60kHz~460kHz、48ピンLQFP  |
| LTC4449         | 高速同期整流式のNチャンネルMOSFETドライバ                                      | 最大38Vの電源電圧、 $4V \leq V_{CC} \leq 6.5V$ 、適応型シュートスルー保護、 $2mm \times 3mm$ DFN-8  |
| LTC3779         | 入力電圧と出力電圧が150Vの同期整流式4スイッチ昇降圧コントローラ                            | $4.5V \leq V_{IN} \leq 150V$ 、 $1.2V \leq V_{OUT} \leq 150V$ 、PLL 固定周波数50kHz~600kHz、FE38 TSSOP  |
| LTC7813         | 低EMI、低入出力リップル、低自己消費電流の60V同期整流式昇降圧コントローラ                       | $4.5V$ (起動後は $2.2V$ でも動作) $\leq V_{IN} \leq 60V$ 、最大60Vの昇圧 $V_{OUT}$ 、 $0.8V \leq$ 降圧 $V_{OUT} \leq 60V$ 、 $I_Q = 29\mu A$ 、 $5mm \times 5mm$ QFN-32パッケージ |
| LTC3899         | Burst Mode時の自己消費電流が $29\mu A$ の60V、トリプル出力、同期整流式降圧/降圧/昇圧コントローラ | $4.5V$ (起動後は $2.2V$ でも動作) $\leq V_{IN} \leq 60V$ 、最大60Vの $V_{OUT}$ 、降圧 $V_{OUT}$ の範囲: $0.8V \sim 60V$ 、最大60Vの昇圧 $V_{OUT}$                                 |
| LTM® 8056       | 調整可能な入出力電流制限機能を備えた58V <sub>IN</sub> 、昇降圧 $\mu$ Moduleレギュレータ   | $5V \leq V_{IN} \leq 58V$ 、 $1.2V \leq V_{OUT} \leq 48V$ 、 $15mm \times 15mm \times 4.92mm$ BGAパッケージ  |
| LTC7103         | 105V、2.3A、低EMI同期整流式降圧レギュレータ                                   | $4.4V \leq V_{IN} \leq 105V$ 、 $1V \leq V_{OUT} \leq V_{IN}$ 、 $I_Q = 2\mu A$ 、固定周波数200kHz、 $5mm \times 6mm$ QFNパッケージ                                     |