

# 140V 高効率 スイッチング・サージ・ストップパ

## 特長

- 高電圧入力サージを阻止する  $V_{OUT}$  クランプ
- 通常動作中の 100% デューティ・サイクル・パススルー・モード
- 過電圧/過電流トランジェントおよびフォルト中、起動中にスイッチング
- 高効率スイッチングによる長期間サージ保護と大出力電流
- 広い入力電圧範囲: 4V~140V (絶対最大定格: 150V)
- 最大 60V の調整可能な出力電圧クランプ
- 調整可能な出力過電流保護
- $R_{SENSE}$  またはインダクタ DCR による電流検出
- 通常動作モードで入力 EMI を低減するパワー・インダクタ
- 調整可能なソフトスタートによる突入電流制限
- プログラマブルなフォルト・タイマー
- オープンドレインのフォルト警告インジケータ
- フォルト中のリトライ・デューティ・サイクル: 2.7%
- 調整可能なスイッチング周波数: 50kHz~900kHz
- 調整可能な入力電圧ターンオン閾値
- 調整可能な入力過電圧ロックアウト閾値
- 20ピン 4mm×5mm QFN パッケージと TSSOP パッケージで提供

## アプリケーション

- 自動車/航空電子/工業用サージ保護
- 自動車のロードダンプ保護
- ISO7637 に準拠した自動車用電源
- MIL1275 に準拠した防衛用電源

## 概要

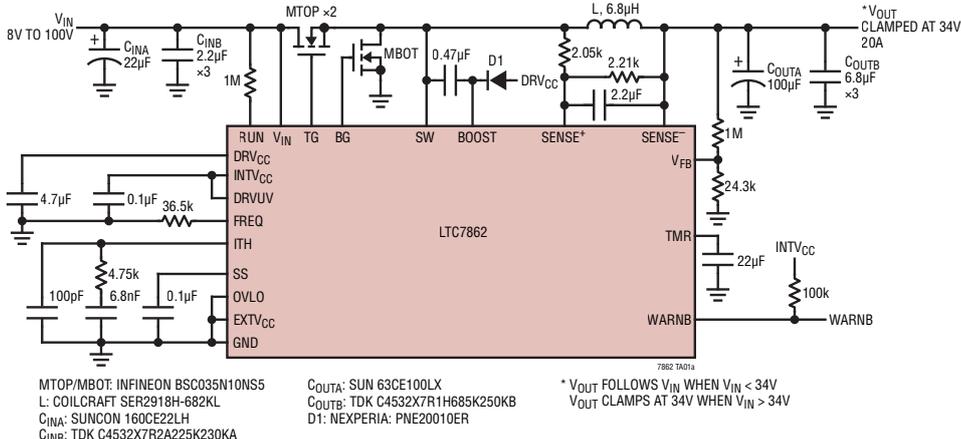
LTC®7862 高効率スイッチング・サージ・ストップパは、高電圧トランジェントから負荷を保護します。高効率スイッチングは大出力電流、小さなソリューション・サイズ、高信頼性を可能にします。入力過電圧の発生中、LTC7862 は 2つの外付け Nチャンネル MOSFET のゲートを制御し、降圧 DC/DC スイッチング・レギュレータとして動作します。これにより出力電圧が安全な値に維持されるため、入力過電圧の発生時も負荷は動作し続けることができます。通常動作中、LTC7862 は上側の外付け Nチャンネル MOSFET を連続的にオンさせ、最小限の電圧降下で入力電圧を出力に通過させます。また LTC7862 は、高速ピーク電流コンパレータを使って最大出力電流を制限し、過電流および短絡フォルトから保護します。

調整可能なタイマーが、過電圧、過電流、起動中に LTC7862 がスイッチングに使うことができる時間を制限します。このタイマーがタイムアウトすると、冷却期間の間外付け MOSFET をオフになり、その後 LTC7862 は動作を再開します。電力損失が比較的大きい場合に LTC7862 がスイッチングできる時間を厳格に制限することで、部品および熱設計を通常パススルー動作向けに最適化すると同時に、高電圧入力サージおよび/または過電流が発生中でも安全に動作させることができます。

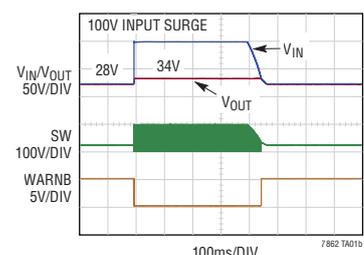
全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

## 標準的応用例

28V、20A/100V 過電圧保護



$V_{IN}$  トランジェント中、  
過電圧保護機能が出力を 28V に制御



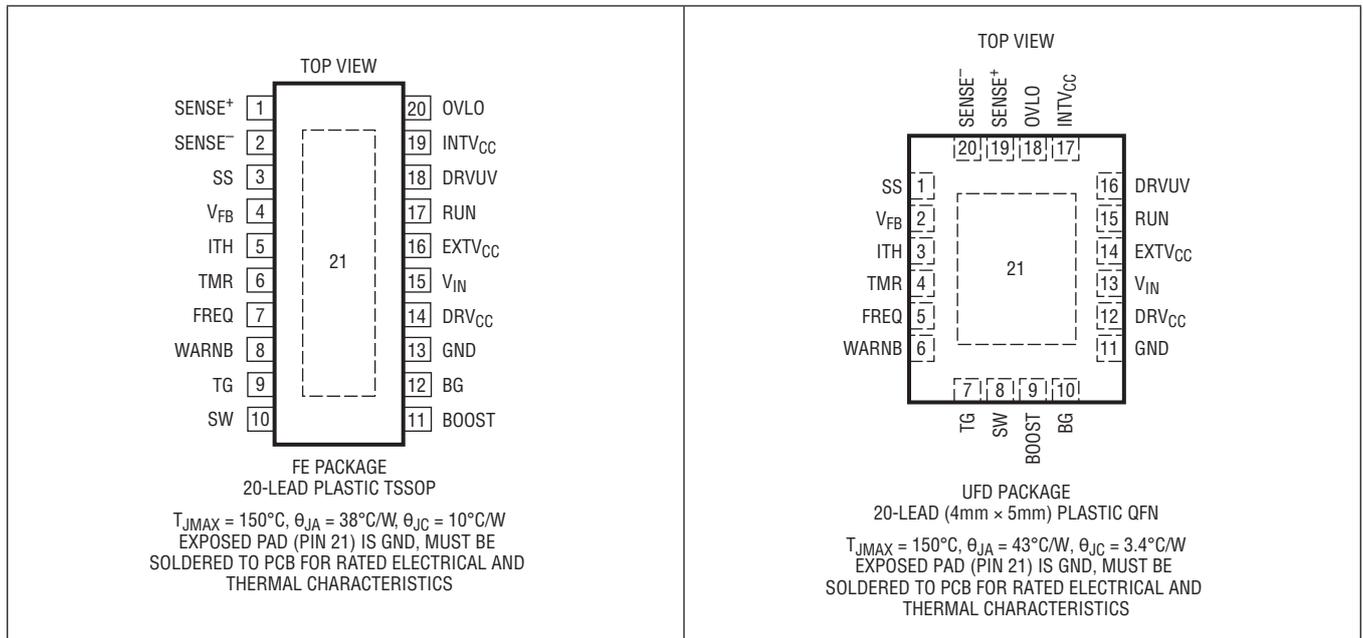
# LTC7862

## 絶対最大定格 (Note 1)

|  |                 |
|--|-----------------|
| 入力電源電圧 (V <sub>IN</sub> )                  | .....-0.3V~150V |
| 上側ドライバ電圧 (BOOST)                           | .....-0.3V~150V |
| スイッチ電圧 (SW)                                | .....-5V~150V   |
| DRV <sub>CC</sub> 、(BOOST - SW)の電圧         | .....-0.3V~11V  |
| BG、TG                                      | ..... (Note 8)  |
| RUNの電圧                                     | .....-0.3V~150V |
| SENSE <sup>+</sup> 、SENSE <sup>-</sup> の電圧 | .....-0.3V~65V  |
| FREQ、DRVUVの電圧                              | .....-0.3V~6V   |
| TMR、WARNBの電圧                               | .....-0.3V~6V   |

|                               |                  |
|-------------------------------|------------------|
| EXTV <sub>CC</sub> の電圧        | .....-0.3V~14V   |
| ITH、V <sub>FB</sub> の電圧       | .....-0.3V~6V    |
| SS、OVLOの電圧                    | .....-0.3V~6V    |
| 動作ジャンクション温度範囲 (Note 2、Note 3) |                  |
| LTC7862E、LTC7862I             | .....-40°C~125°C |
| LTC7862H                      | .....-40°C~150°C |
| 保存温度範囲                        | .....-65°C~150°C |

## ピン配置



## 発注情報

| 鉛フリー仕上げ         | テープ&リール           | 製品マーキング   | パッケージ                         | 温度範囲           |
|-----------------|-------------------|-----------|-------------------------------|----------------|
| LTC7862EFE#PBF  | LTC7862EFE#TRPBF  | LTC7862FE | 20-Lead Plastic TSSOP         | -40°C to 125°C |
| LTC7862IFE#PBF  | LTC7862IFE#TRPBF  | LTC7862FE | 20-Lead Plastic TSSOP         | -40°C to 125°C |
| LTC7862HFE#PBF  | LTC7862HFE#TRPBF  | LTC7862FE | 20-Lead Plastic TSSOP         | -40°C to 150°C |
| LTC7862EUFD#PBF | LTC7862EUFD#TRPBF | 7862      | 20-Lead (4mm×5mm) Plastic QFN | -40°C to 125°C |
| LTC7862IUFD#PBF | LTC7862IUFD#TRPBF | 7862      | 20-Lead (4mm×5mm) Plastic QFN | -40°C to 125°C |
| LTC7862HUFD#PBF | LTC7862HUFD#TRPBF | 7862      | 20-Lead (4mm×5mm) Plastic QFN | -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。

テープ&リール仕様:一部のパッケージは、#TRMPBF接尾部の付いた指定の販売経路を通じて500個入りのリールで供給可能です。

**電気的特性** ●は規定動作ジャンクション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 (Note 2)。  
注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 、 $V_{EXTVCC} = 0\text{V}$ 、 $V_{DRVUV} = 0\text{V}$ 。

| SYMBOL           | PARAMETER                                | CONDITIONS  | MIN            | TYP            | MAX            | UNITS         |               |
|------------------|--|---|----------------|----------------|----------------|---------------|---------------|
| $V_{IN}$         | Input Supply Operating Voltage Range     | (Note 9) $DRVUV = 0\text{V}$  | 4              |                | 140            | V             |               |
| $V_{OUT}$        | Regulated Output Clamp Voltage Set Point |   |                |                | 60             | V             |               |
| $V_{FB}$         | Regulated Feedback Voltage               | (Note 4); ITH Voltage = 1.2V<br>0°C to 85°C                                   | 0.792<br>0.788 | 0.800<br>0.800 | 0.808<br>0.812 | V<br>V        |               |
| $I_{FB}$         | Feedback Current                         | (Note 4)  |                | -0.006         | $\pm 0.050$    | $\mu\text{A}$ |               |
|                  | Feedback Voltage Line Regulation         | (Note 4) $V_{IN} = 4.5\text{V}$ to 150V                                       |                | 0.002          | 0.02           | %/V           |               |
|                  | Feedback Voltage Load Regulation         | (Note 4) Measured in Servo Loop,<br>$\Delta\text{ITH}$ Voltage = 1.2V to 0.7V |                | 0.01           | 0.1            | %             |               |
|                  |  | (Note 4) Measured in Servo Loop,<br>$\Delta\text{ITH}$ Voltage = 1.2V to 1.6V |                | -0.01          | -0.1           | %             |               |
| $g_m$            | Transconductance Amplifier $g_m$         | (Note 4) ITH = 1.2V, Sink/Source 5 $\mu\text{A}$                              |                | 2              |                | mmho          |               |
| $I_Q$            | Input DC Supply Current                  | (Note 5) $V_{FB} = 0.77\text{V}$  |                | 1.2            |                | mA            |               |
|                  | Shutdown                                 | $RUN = 0\text{V}$   |                | 10             | 20             | $\mu\text{A}$ |               |
| $UVLO$           | Undervoltage Lockout                     | $DRV_{CC}$ Ramping Up<br>$DRVUV = 0\text{V}$<br>$DRVUV = INTV_{CC}$           | ●              | 4.0            | 4.2            | V             |               |
|                  |  |   | ●              | 7.5            | 7.8            | V             |               |
|                  |  | $DRV_{CC}$ Ramping Down<br>$DRVUV = 0\text{V}$<br>$DRVUV = INTV_{CC}$         | ●              | 3.6            | 3.8            | 4.0           | V             |
|                  |  |   | ●              | 6.4            | 6.7            | 7.0           | V             |
| $V_{RUN\ ON}$    | RUN Pin ON Threshold                     | $V_{RUN}$ Rising  | ●              | 1.1            | 1.2            | 1.3           | V             |
| $V_{RUN\ Hyst}$  | RUN Pin Hysteresis                       |   |                | 80             |                | mV            |               |
| $OVLO$           | Overshoot Lockout Threshold              | $V_{OVLO}$ Rising   | ●              | 1.1            | 1.2            | 1.3           | V             |
| $OVLO\ Hyst$     | OVLO Hysteresis                          |   |                | 100            |                | mV            |               |
|                  | OVLO Delay                               |   |                | 1              |                | $\mu\text{s}$ |               |
|                  | Feedback Overvoltage Protection          | Measured at $V_{FB}$ , Relative to Regulated $V_{FB}$                         |                | 7              | 10             | 13            | %             |
| $I_{SENSE+}$     | SENSE+ Pin Current                       |   |                |                | $\pm 1$        | $\mu\text{A}$ |               |
| $I_{SENSE-}$     | SENSE- Pin Current                       | $SENSE^+ = SENSE^- = 28\text{V}$  |                | 900            |                | $\mu\text{A}$ |               |
|                  | Maximum TG Duty Factor                   | In Dropout  |                | 100            |                | %             |               |
| $I_{SS}$         | Soft-Start Charge Current                | $V_{SS} = 0\text{V}$  |                | 8              | 10             | 12            | $\mu\text{A}$ |
| $V_{SENSE(MAX)}$ | Maximum Current Sense Threshold          | $V_{FB} = 0.7\text{V}$ , $V_{SENSE-} = 28\text{V}$                            | ●              | 43             | 50             | 57            | mV            |

**電気的特性** ●は規定動作ジャンクション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 (Note 2)。  
 注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 、 $V_{EXTVCC} = 0\text{V}$ 、 $V_{DRVUV} = 0\text{V}$ 。

| SYMBOL                             | PARAMETER  | CONDITIONS  | MIN        | TYP        | MAX        | UNITS                          |
|------------------------------------|--|---|------------|------------|------------|--------------------------------|
| <b>ゲート・ドライバ</b>                    |  |   |            |            |            |                                |
|                                    | TG Pull-up On-Resistance   | $V_{DRVUV} = INTV_{CC}$   |            | 2.2        |            | $\Omega$                       |
|                                    | TG Pull-down On-Resistance   |   |            | 1.0        |            | $\Omega$                       |
|                                    | BG Pull-up On-Resistance   | $V_{DRVUV} = INTV_{CC}$   |            | 2.0        |            | $\Omega$                       |
|                                    | BG Pull-down On-Resistance   |   |            | 1.0        |            | $\Omega$                       |
|                                    | TG Transition Time:<br>Rise Time<br>Fall Time                            | (Note 6) $V_{DRVUV} = INTV_{CC}$<br>$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$<br>$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$  |            | 25<br>15   |            | ns<br>ns                       |
|                                    | BG Transition Time:<br>Rise Time<br>Fall Time                            | (Note 6) $V_{DRVUV} = INTV_{CC}$<br>$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$<br>$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$  |            | 25<br>15   |            | ns<br>ns                       |
|                                    | Top Gate Off to Bottom Gate On Delay<br>Synchronous Switch-On Delay Time | $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver, $V_{DRVUV} = INTV_{CC}$<br>(Note 6)   |            | 55         |            | ns                             |
|                                    | Bottom Gate Off to Top Gate On Delay<br>Top Switch-On Delay Time         | $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver, $V_{DRVUV} = INTV_{CC}$<br>(Note 6)   |            | 50         |            | ns                             |
| $t_{ON(MIN)}$                      | TG Minimum On-Time   | (Note 7) $V_{DRVUV} = INTV_{CC}$  |            | 80         |            | ns                             |
| <b>ハイサイド・ドライバ電源用のチャージ・ポンプ</b>      |  |   |            |            |            |                                |
| $I_{CPUMP}$                        | Charge Pump Output Current   | $V_{BOOST} = 16\text{V}$ , $V_{SW} = 12\text{V}$ , $V_{FREQ} = 0\text{V}$<br>$V_{BOOST} = 19\text{V}$ , $V_{SW} = 12\text{V}$ , $V_{FREQ} = 0\text{V}$  |            | 65<br>55   |            | $\mu\text{A}$<br>$\mu\text{A}$ |
| <b>DRV<sub>CC</sub> LDOレギュレータ</b>  |  |   |            |            |            |                                |
|                                    | DRV <sub>CC</sub> Voltage from $V_{IN}$ LDO                              | $V_{EXTVCC} = 0\text{V}$<br>$7\text{V} < V_{IN} < 150\text{V}$ , $DRV_{UV} = 0\text{V}$<br>$11\text{V} < V_{IN} < 150\text{V}$ , $DRV_{UV} = INTV_{CC}$ | 5.8<br>8.6 | 6.0<br>9.0 | 6.2<br>9.4 | V<br>V                         |
|                                    | DRV <sub>CC</sub> Load Regulation from $V_{IN}$ LDO                      | $I_{CC} = 0\text{mA}$ to $50\text{mA}$ , $V_{EXTVCC} = 0\text{V}$<br>$DRV_{UV} = 0\text{V}$<br>$DRV_{UV} = INTV_{CC}$                                   |            | 1.4<br>0.9 | 2.5<br>2.0 | %<br>%                         |
|                                    | DRV <sub>CC</sub> Voltage from $EXTV_{CC}$ LDO                           | $7\text{V} < V_{EXTVCC} < 13\text{V}$ , $DRV_{UV} = 0\text{V}$<br>$11\text{V} < V_{EXTVCC} < 13\text{V}$ , $DRV_{UV} = INTV_{CC}$                       | 5.8<br>8.6 | 6.0<br>9.0 | 6.2<br>9.4 | V<br>V                         |
|                                    | DRV <sub>CC</sub> Load Regulation from<br>$EXTV_{CC}$ LDO                | $I_{CC} = 0\text{mA}$ to $50\text{mA}$<br>$DRV_{UV} = 0\text{V}$ , $V_{EXTVCC} = 8.5\text{V}$<br>$DRV_{UV} = INTV_{CC}$ , $V_{EXTVCC} = 13\text{V}$     |            | 0.7<br>0.5 | 2.0<br>2.0 | %<br>%                         |
|                                    | $EXTV_{CC}$ LDO Switchover Voltage                                       | $EXTV_{CC}$ Ramping Positive<br>$DRV_{UV} = 0\text{V}$<br>$DRV_{UV} = INTV_{CC}$  | 4.5<br>7.4 | 4.7<br>7.7 | 4.9<br>8.0 | V<br>V                         |
|                                    | $EXTV_{CC}$ Hysteresis   |   |            | 250        |            | mV                             |
| <b>INTV<sub>CC</sub> LDOレギュレータ</b> |  |   |            |            |            |                                |
| $V_{INTVCC}$                       | INTV <sub>CC</sub> の電圧   | $I_{CC} = 0\text{mA}$ to $2\text{mA}$   | 4.7        | 5.0        | 5.2        | V                              |
| <b>発振器とフェーズロック・ループ</b>             |  |   |            |            |            |                                |
|                                    | Programmable Frequency   | $R_{FREQ} = 25\text{k}$   |            | 105        |            | kHz                            |
|                                    | Programmable Frequency   | $R_{FREQ} = 65\text{k}$   | 375        | 440        | 505        | kHz                            |
|                                    | Programmable Frequency   | $R_{FREQ} = 105\text{k}$  |            | 835        |            | kHz                            |
|                                    | Low Fixed Frequency  | $V_{FREQ} = 0\text{V}$  | 320        | 350        | 380        | kHz                            |
|                                    | High Fixed Frequency   | $V_{FREQ} = INTV_{CC}$  | 485        | 535        | 585        | kHz                            |

**電気的特性** ●は規定動作ジャンクション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 (Note 2)。  
注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 、 $V_{EXTVCC} = 0\text{V}$ 、 $V_{DRVUV} = 0\text{V}$ 。

| SYMBOL                     | PARAMETER  | CONDITIONS                        |   | MIN  | TYP  | MAX  | UNITS                   |
|----------------------------|--|-----------------------------------|---|------|------|------|-------------------------|
| <b>フォルト・タイマーと WARNB 出力</b> |  |                                   |   |      |      |      |                         |
| $I_{\text{SWITCHING}}$     | TMR Pull-Up Current (Switching)                                  | TMR = 0V, $V_{FB} = 0.83\text{V}$ | ● | -35  | -40  | -45  | $\mu\text{A}$           |
| $I_{\text{DROPOUT}}$       | TMR Pull-Down Current (Dropout)                                  | TMR = 1V, $V_{FB} = 0.77\text{V}$ | ● | 0.7  | 1.1  | 1.4  | $\mu\text{A}$           |
| $I_{\text{COOLDOWN}}$      | TMR Pull-Down Current (Cool-Down)                                | TMR = 2.5V                        | ● | 0.7  | 1.1  | 1.4  | $\mu\text{A}$           |
|                            | TMR Switching Off Threshold                                      |                                   | ● | 2.13 | 2.19 | 2.23 | V                       |
|                            | TMR Retry Threshold  |                                   |   | 0.19 | 0.25 | 0.31 | V                       |
|                            | TMR Switching Set Time (Initial Fault Period) per $1\mu\text{F}$ |                                   |   | 52   | 55   | 58   | $\text{ms}/\mu\text{F}$ |
|                            | TMR Switching Set Time (Retry Period) per $1\mu\text{F}$         |                                   |   |      | 50   |      | $\text{ms}/\mu\text{F}$ |
|                            | TMR Cool-Down Time per $1\mu\text{F}$                            |                                   |   |      | 1700 |      | $\text{ms}/\mu\text{F}$ |
| $D_{\text{RETRY}}$         | Retry Duty Cycle During a Sustained Fault                        |                                   |   | 1.8  | 2.7  | 3.5  | %                       |
| $V_{\text{WARNB}}$         | WARNB Voltage Low  | $I_{\text{WARNB}} = 2\text{mA}$   |   |      | 0.02 | 0.04 | V                       |
| $I_{\text{WARNB}}$         | WARNB Leakage Current  | $V_{\text{WARNB}} = 3.3\text{V}$  |   |      |      | 10   | $\mu\text{A}$           |
| $t_{\text{WARNB}}$         | Delay from TG Going High to WARNB Going High Impedance           |                                   |   |      | 60   |      | $\mu\text{s}$           |

**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。また、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:** LTC7862 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。LTC7862E は  $0^\circ\text{C}$  ~  $85^\circ\text{C}$  の温度範囲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学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC7862I は  $-40^\circ\text{C}$  ~  $125^\circ\text{C}$  の動作ジャンクション温度範囲で動作することが保証されている。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。高い温度は動作寿命に悪影響を及ぼす。 $125^\circ\text{C}$  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。ジャンクション温度 ( $T_J$  ( $^\circ\text{C}$ )) は周囲温度 ( $T_A$  ( $^\circ\text{C}$ )) および消費電力 ( $P_D$  (W)) から次式に従って計算される。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})$$

ここで、TSSOP パッケージでは  $\theta_{JA} = 38^\circ\text{C}/\text{W}$ 、QFN パッケージでは  $\theta_{JA} = 43^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

**Note 3:** このデバイスには、短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。この保護がアクティブなときは、最大定格ジャンクション温度を超えることができる。規定された絶対最大動作ジャンクション温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうか、またはデバイスに永続的損傷を与える恐れがある。

**Note 4:** LTC7862 は、 $V_{\text{TH}}$  を規定の電圧にサーボ制御し、結果として得られた  $V_{\text{FB}}$  を測定する帰還ループ内でテストされる。 $85^\circ\text{C}$  での仕様は製造時にはテストされず、設計、特性評価および他の温度 (LTC7862E および LTC7862I では  $125^\circ\text{C}$ 、LTC7862H では  $150^\circ\text{C}$ ) での製造時のテストとの相関によって確認されている。LTC7862I および LTC7862H の場合、 $0^\circ\text{C}$  での仕様は製造時にはテストされず、設計、特性評価および  $-40^\circ\text{C}$  での製造時のテストとの相関によって確認されている。

**Note 5:** 動作時の電源電流は、スイッチング周波数で供給されるゲート電荷によって増加する。アプリケーション情報のセクションを参照してください。

**Note 6:** 立ち上がり時間と立ち下がり時間は 10% と 90% のレベルを使って測定する。遅延時間は 50% レベルを使って測定する。

**Note 7:** 最小オン時間の条件は、 $I_{\text{MAX}}$  の 40% を超えるインダクタ・ピーク to ピーク・リップル電流に対して規定されている (アプリケーション情報のセクションの最小オン時間に関する検討事項を参照)。

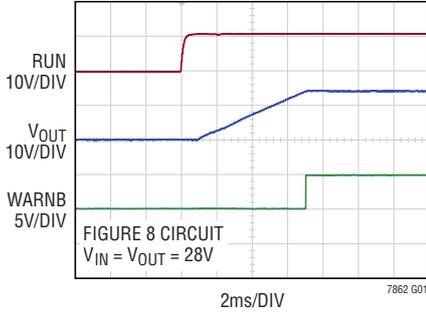
**Note 8:** これらのピンには電圧源も電流源も印加してはならない。接続するのは容量性負荷のみにする必要がある。そうしないと永続的な損傷が生じる恐れがある。

**Note 9:** 最小入力電源動作電圧範囲は、DRVUV ピンの設定によって決まる  $DRV_{\text{CC}}$  の UVLO 閾値に依存する。

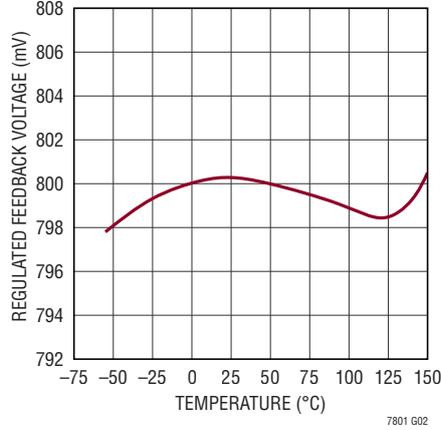
**Note 10:** 全ての電圧値は (注記がない限り) GND を基準にしている。注記がない限り、正電流はピンに流れ込み、負電流はピンから流れ出す。

## 代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

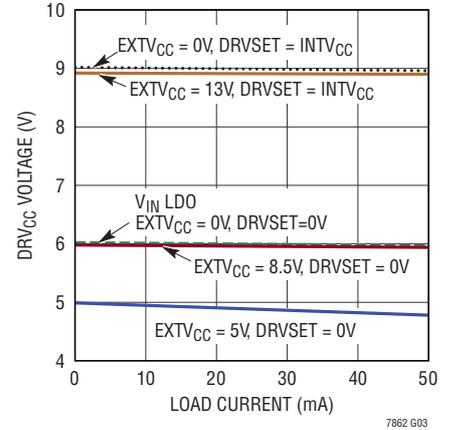
ソフトスタート



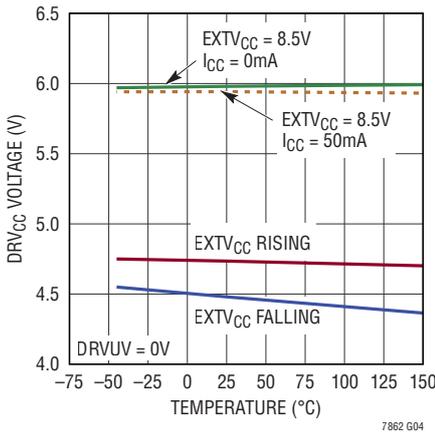
安定化帰還電圧と温度



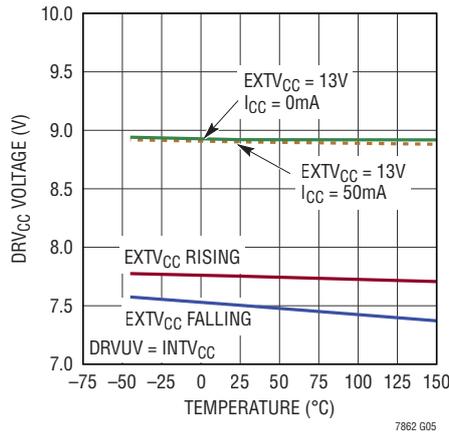
DRV<sub>CC</sub> および EXT<sub>CC</sub> と負荷電流



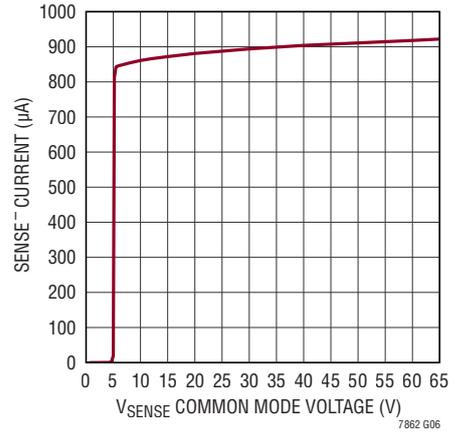
EXT<sub>CC</sub> 切り替え電圧および DRV<sub>CC</sub> 電圧と温度



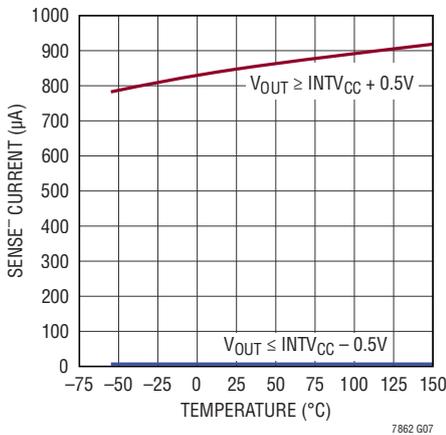
EXT<sub>CC</sub> 切り替え電圧および DRV<sub>CC</sub> 電圧と温度



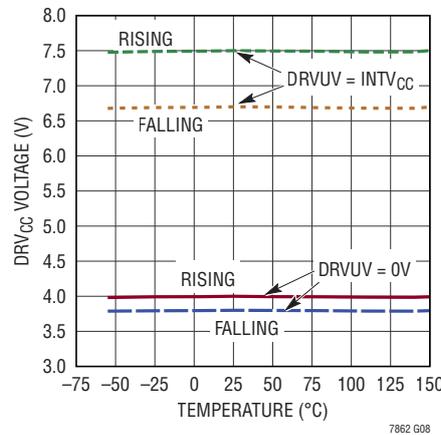
SENSE<sup>-</sup> ピンの入力電流と V<sub>SENSE</sub> の電圧



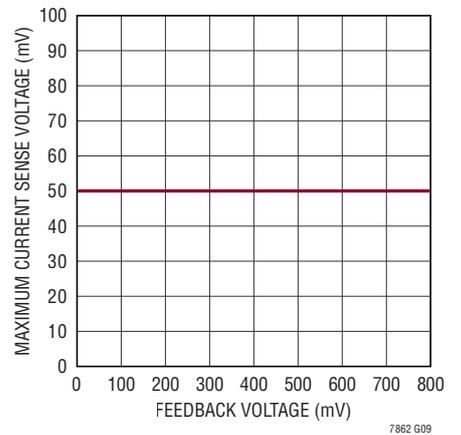
SENSE<sup>-</sup> ピンの入力バイアス電流と温度



低電圧ロックアウト閾値と温度

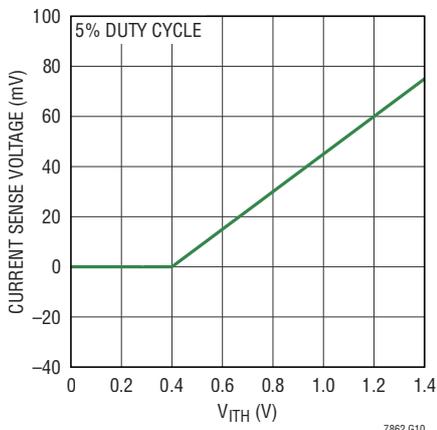


電流制限と帰還電圧

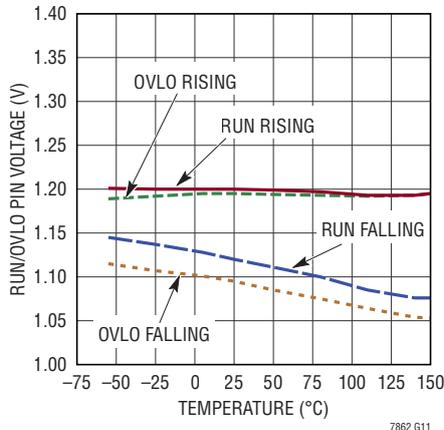


代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

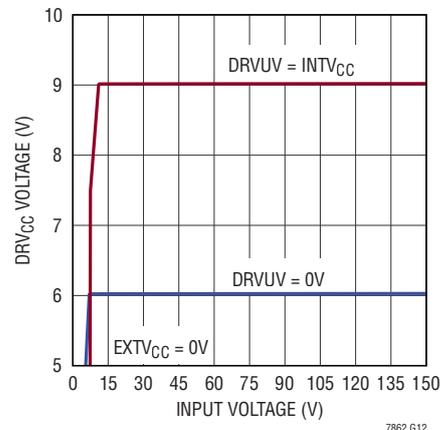
最大電流検出閾値とITHの電圧



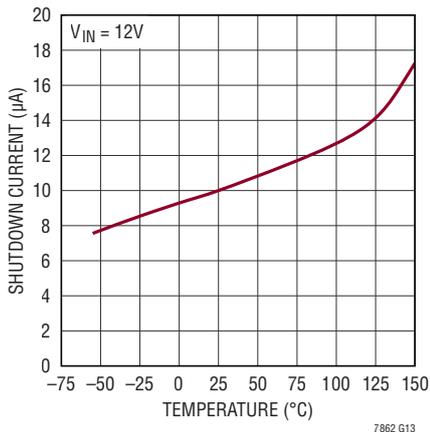
RUN/OVLOの閾値と温度



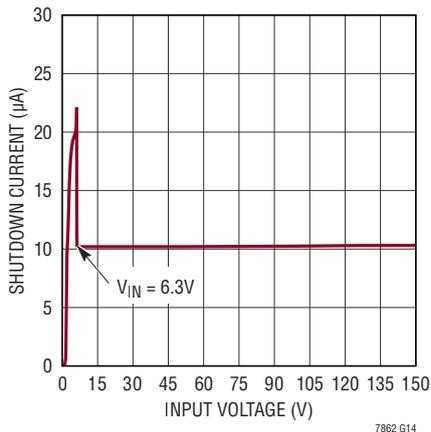
DRV<sub>CC</sub>のライン・レギュレーション



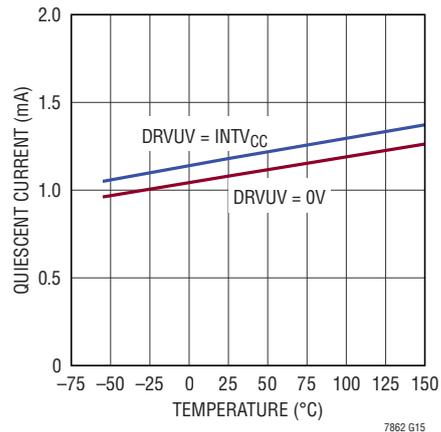
シャットダウン電流と温度



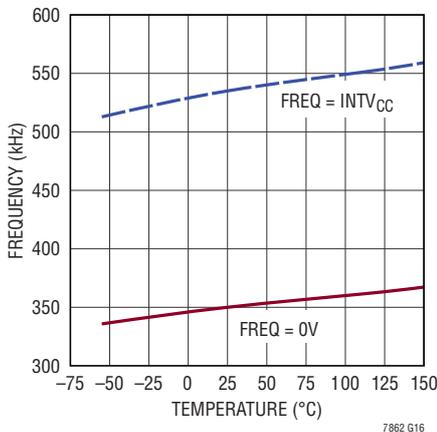
シャットダウン電流と入力電圧



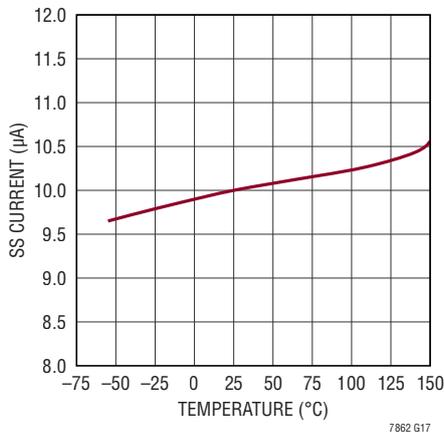
自己消費電流と温度



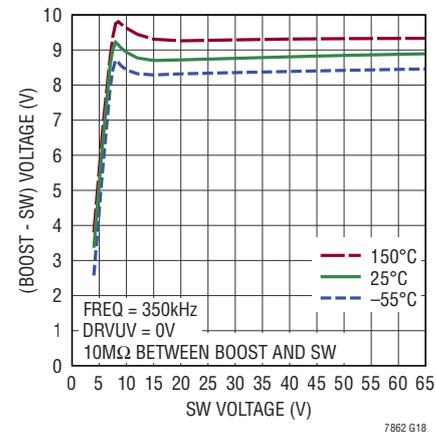
発振周波数と温度



SSのプルアップ電流と温度

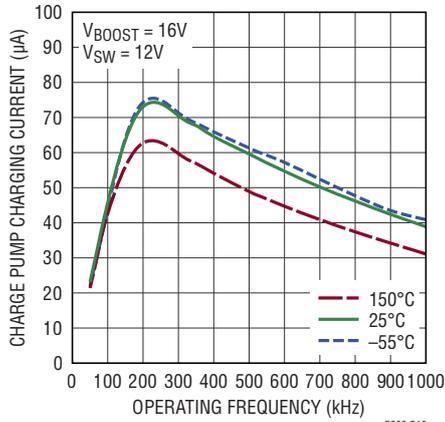


BOOSTのチャージ・ポンプ電圧とSWの電圧 (パルスルー・モード)



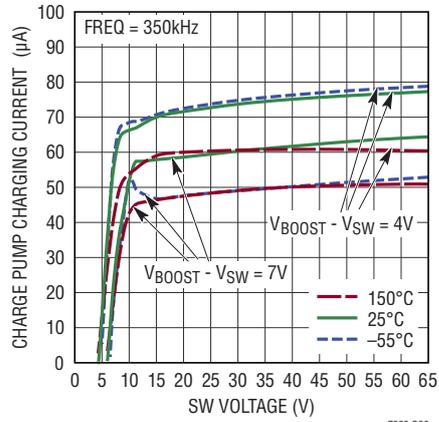
## 代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

**BOOSTのチャージ・ポンプ**  
充電電流と周波数



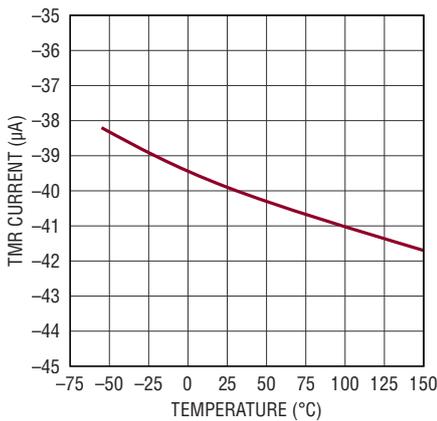
7862 G19

**BOOSTのチャージ・ポンプ**  
充電電流とSWの電圧



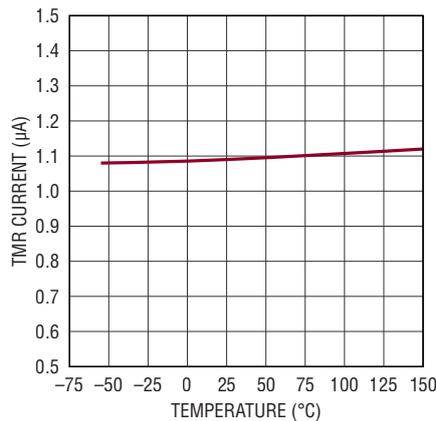
7862 G20

**TMRのプルアップ電流と温度**



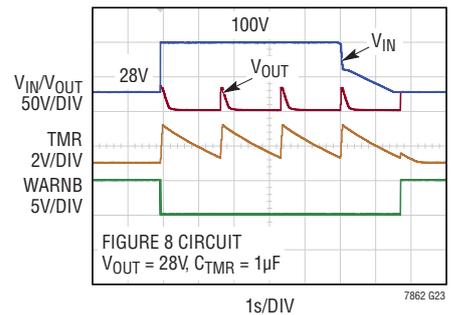
7862 G21

**TMRのプルダウン電流と温度**



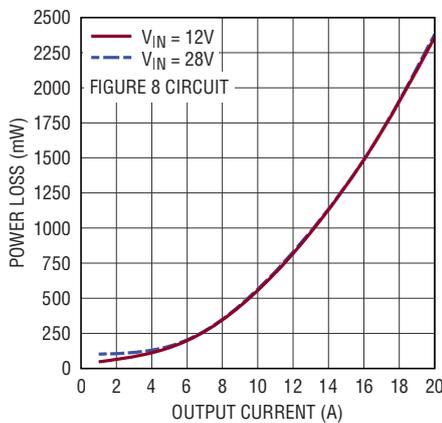
7862 G22

**持続的な過電圧フォルトに対する挙動**



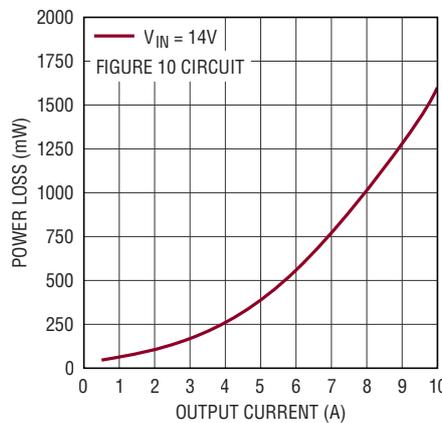
7862 G23

**電力損失と出力電流**  
(パススルー・モード)



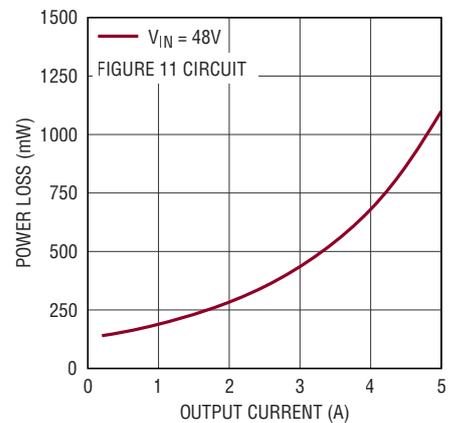
7862 G24

**電力損失と出力電流**  
(パススルー・モード)



7862 G25

**電力損失と出力電流**  
(パススルー・モード)



7862 G26

## ピン機能 (QFN/TSSOP)

**SS (ピン1 / ピン3) :** ソフトスタート入力。LTC7862は $V_{FB}$ の電圧を、0.8VとSSピンの電圧のいずれか低い方に安定化しようと試みます。このピンには10 $\mu$ Aの内部プルアップ電流源が接続されています。このピンとグラウンドの間に接続したコンデンサにより、最終的な安定化出力電圧までの立ち上がり時間が、起動中またはリトライ中に設定されます。

**$V_{FB}$  (ピン2 / ピン4) :** 帰還入力。このピンは、出力両端の外付け抵抗分割器からの、リモート検出された帰還電圧を受け取ります。

**ITH (ピン3 / ピン5) :** エラーアンプの出力およびスイッチング・レギュレータの補償点。電流コンバータの作動閾値は、この制御電圧に応じて増加します。

**TMR (ピン4 / ピン6) :** プログラマブルなフォルト・タイマー入力。このピンとGNDの間に接続したタイミング・コンデンサ $C_{TMR}$ によって、(過電圧、過電流、起動中に)スイッチングに使える時間が設定されます。このコンデンサで、LTC7862がリトライするまでの冷却期間も設定されます。アプリケーション情報を参照してください。

**FREQ (ピン5 / ピン7) :** 内部VCOの周波数制御ピン。このピンをGNDに接続すると、VCOは強制的に350kHzの固定低周波数になります。このピンをINTV<sub>CC</sub>に接続すると、VCOは535kHzの固定高周波数に強制されます。FREQとGNDの間に抵抗を接続することにより、50kHz~900kHzの範囲で他の周波数にプログラムすることができます。20 $\mu$ Aの内部プルアップ電流により、周波数を制御するためにVCOが使用する電圧が発生します。

**WARNB (ピン6 / ピン8) :** オープンドレインのロジック出力。(過電圧、過電流、および/または起動中に)LTC7862がスイッチングしている時は常に、このピンは「L」になります。プルダウン・インピーダンスの代表値は10 $\Omega$ です。LTC7862が上側の外付けMOSFETをオンにしたままドロップアウトに入ってから60 $\mu$ s経過すると、WARNBピンは高インピーダンス状態になります。シャットダウン中およびリトライまでの冷却期間中も、WARNBピンは「L」になります。

**TG (ピン7 / ピン9) :** 上側NチャンネルMOSFETの大電流ゲート・ドライバ。このピンは、フロート状態のハイサイド・ドライバの出力であり、電圧振幅はSWからBOOSTまでです。

**SW (ピン8 / ピン10) :** インダクタへのスイッチ・ノードの接続ピン。

**BOOST (ピン9 / ピン11) :** 上側のフローティング・ドライバへのブートストラップされた電源。BOOSTピンとSWピンの間にコンデンサを接続し、BOOSTピンとDRV<sub>CC</sub>ピンの間にリーク電流の少ない外付けダイオードを接続します。BOOSTピンの電圧振幅はDRV<sub>CC</sub>から( $V_{IN} + DRV_{CC}$ )までです。通常動作中にTGが静的にオンしている場合、BOOSTはSWより約9V高くなります。

**BG (ピン10 / ピン12) :** 下側(同期)NチャンネルMOSFETの大電流ゲート駆動ピン。このピンの電圧振幅はグラウンドからDRV<sub>CC</sub>までです。

**GND (ピン11、露出ピン21 / ピン13、露出パッド・ピン21) :** グラウンド。動作するには、全てのGNDピンを相互接続する必要があります。定格の電気的性能および熱性能を得るため、露出パッドはPCBのグラウンドにハンダ処理する必要があります。

**DRV<sub>CC</sub> (ピン12 / ピン14) :**  $V_{IN}$ またはEXTV<sub>CC</sub>低ドロップアウト・レギュレータの出力。ゲート・ドライバはこの電圧源から電力が供給されます。DRV<sub>CC</sub>の電圧はDRV<sub>UV</sub>ピンで設定します。4.7 $\mu$ F以上のセラミック・コンデンサまたは他の低ESRコンデンサを、デバイスにできるだけ近づけて接続し、グラウンドにデカップリングする必要があります。DRV<sub>CC</sub>ピンは他のいかなる目的にも使用しないでください。

**$V_{IN}$  (ピン13 / ピン15) :** 主電源ピン。このピンとGNDの間にバイパス・コンデンサを接続してください。

**EXTV<sub>CC</sub> (ピン14 / ピン16) :** DRV<sub>CC</sub>に接続された内部LDOリニア電圧レギュレータへの外部電源入力。このLDOはEXTV<sub>CC</sub>からDRV<sub>CC</sub>に電力を供給し、EXTV<sub>CC</sub>がその切り替え閾値(DRV<sub>UV</sub>ピンの電圧に応じて、4.7Vまたは7.7V)より高いときは必ず、 $V_{IN}$ を電源とする内部LDOをバイパスします。アプリケーション情報のセクションのDRV<sub>CC</sub>レギュレータを参照してください。このピンの電圧が14Vを超えないようにしてください。EXTV<sub>CC</sub>は $V_{IN}$ より高い電圧に接続しないでください。

**RUN (ピン15 / ピン17) :** 実行制御入力。このピンを1.12Vより低い電圧に強制すると、コントローラがシャットダウンします。このピンの電圧を強制的に0.7Vより低くすると、LTC7862はシャットダウンし、自己消費電流は約10 $\mu$ Aに減少します。このピンを $V_{IN}$ に接続すれば常時オン動作にすることができます。このピンはフロート状態にしないでください。

## ピン機能 (QFN/TSSOP)

**DRVUV (ピン16 / ピン18) :** DRV<sub>CC</sub>レギュレーションおよびUVLOプログラム・ピン。このピンは、DRV<sub>CC</sub>リニア電圧レギュレータの安定化出力電圧を設定します。このピンをGNDに接続すると、DRV<sub>CC</sub>は6.0Vに設定されます。このピンをINTV<sub>CC</sub>に接続すると、DRV<sub>CC</sub>は9Vに設定されます。電気的特性の表に示すように、このピンはDRV<sub>CC</sub>のUVLO閾値およびEXTV<sub>CC</sub>の切り替え閾値の高い方と低い方も決定します。DRVUVをGNDに接続すると低い方の閾値が選択されるのに対して、DRVUVをINTV<sub>CC</sub>に接続すると、高い方の閾値が選択されます。このピンはフロート状態にしないでください。

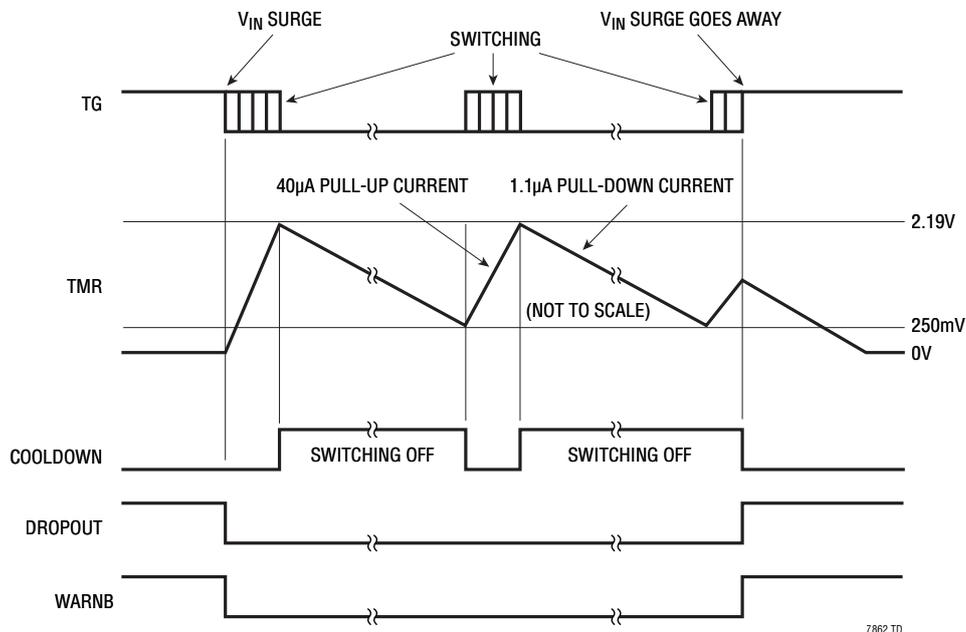
**INTV<sub>CC</sub> (ピン17 / ピン19) :** 内部の5V低ドロップアウト・レギュレータの出力。低電圧アナログ回路およびデジタル回路の多くは、この電圧源から電力が供給されます。低ESRの0.1 $\mu$ Fセラミック・バイパス・コンデンサを、できるだけLTC7862に近づけて、INTV<sub>CC</sub>とGNDの間に接続する必要があります。

**OVLO (ピン18 / ピン20) :** 過電圧ロックアウト入力。このピンの電圧が1.2Vを超えて高くなると、コントローラのスイッチングは停止します。DRV<sub>CC</sub>電源とINTV<sub>CC</sub>電源は、OVLO発生時にレギュレーションを維持します。OVLO閾値を超えると、ソフトスタートのリセットが作動します。OVLO機能を使用しない場合は、このピンをGNDに接続します。

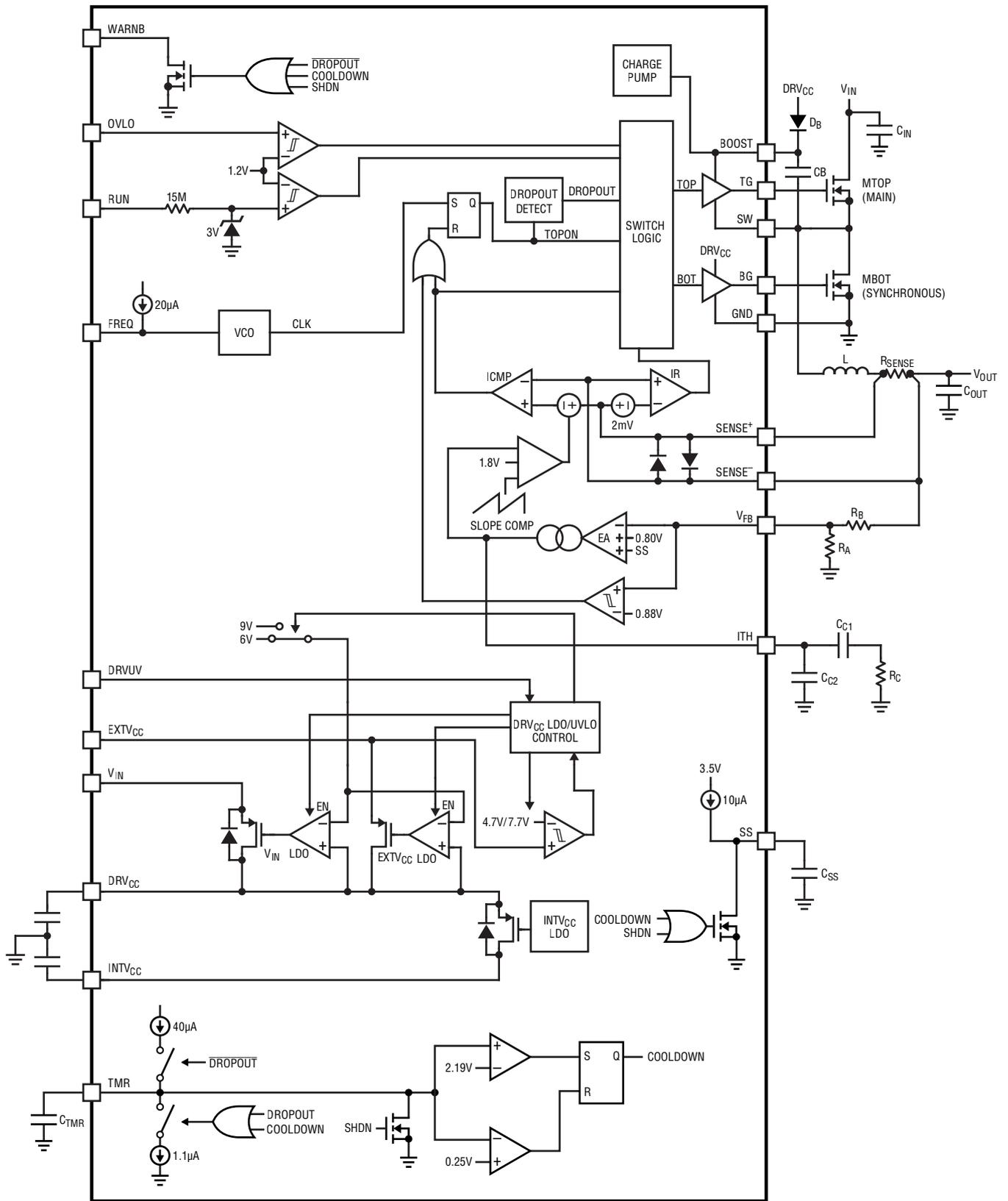
**SENSE<sup>+</sup> (ピン19 / ピン1) :** 差動電流コンパレータの(+)入力。ITHピンの電圧、およびR<sub>SENSE</sub>と組み合わされたSENSE<sup>-</sup>ピンとSENSE<sup>+</sup>ピンの間の制御されたオフセットによって、電流作動閾値が設定されます。

**SENSE<sup>-</sup> (ピン20 / ピン2) :** 差動電流コンパレータの(-)入力。SENSE<sup>-</sup>の電圧がINTV<sub>CC</sub>より大きい場合、SENSE<sup>-</sup>ピンは電流コンパレータに電力を供給します。

## タイミング図



機能図



7862 BD01

## 動作

### 高効率スイッチング・サージ・ストップの概要

LTC7862は高効率スイッチング・サージ・ストップ・コントローラです。LTC7862の「通常」動作とは「ドロップアウト」モードに入ることです。このモードでは、上側の外付けNチャンネルMOSFETは常時オン(100%デューティ・サイクル)になり、最小限の電圧降下で入力電圧を出力に通過させます。入力過電圧の発生中、LTC7862は上側と下側のNチャンネルMOSFETのゲートをスイッチングし、降圧DC/DCスイッチング・レギュレータとして動作します。そのため出力電圧は、設定した安全なクランプ電圧レベルに維持されます。同様にLTC7862は、過電流または短絡が発生するとスイッチングします。LTC7862は起動中もスイッチングして突入電流を制限し出力電圧を滑らかに立ち上げます。これらのいずれかのスイッチングに使う時間がフォルト・タイマー・ピン(TMR)で設定した時間を上回った場合、LTC7862は冷却期間の間スイッチングを停止し、その後再開を試みます。

LTC7862高効率スイッチング・サージ・ストップは、前置レギュレータとみなせます。例として、公称28Vの自動車用パワー・バスに入力電圧が接続されているMIL1275アプリケーションを考えます。この電力パワー・バスはエンジン始動中に最低12Vに低下することがあり、また最大100Vに急増することもあります。これらのサージの持続時間は最大500msです。入力パワー・バスと任意のダウンストリーム負荷の間にスイッチング・サージ・ストップを配置することで、負荷を破壊するおそれがある電圧レベルから負荷を保護できます。スイッチング・サージ・ストップの出力電圧は、34Vなどの安全な電圧に予め制御またはクランプされています。入力電圧が34Vを上回ると常に、LTC7862は出力電圧が34Vになるようにスイッチングおよび制限します。入力電圧が34Vを下回ると常に、LTC7862は通常動作モードに入り、入力電圧をスイッチングせずに出力へ通過させます。

従来型のリニア電圧レギュレータ・サージ・ストップ(LTC4363など)とLTC7862高効率スイッチング・サージ・ストップはどちらも、入力電圧サージ中にレギュレーションを開始すると、電力損失は大幅に増加します。リニア電圧レギュレータ・サージ・ストップでは、電力損失は単純に出力電流と入出力の電位差を掛けた値であり、非常に大きくなる場合があります。スイッチング・サージ・ストップでは、電力損失はスイッチング・レギュレータの変換効率で決まります。これは比較的高い値です。このため、LTC7862高効率スイッチング・サージ・ストップは、従来型のリニア電圧レギュレータ・サージ・ストップと比べてはるかに大きな出力電流および電力レベルを提供できます。

更に、LTC7862のタイマーを使うことで、レギュレーション中にスイッチングに使う時間を制限できるため、スイッチング・レギュレータを定常状態で連続動作させる場合以上に動作電力を増やすことができます。タイマーを使うと、連続ソリューションと比べて信頼性を向上させ部品サイズを小さくできます。また、スイッチング・サージ・ストップの動作時間の大部分を占める通常パススルー動作モードに対して、外付け部品を最適化できます。この通常動作モードでは、スイッチング・サージ・ストップは実質的に伝導電力損失(挿入損失とも呼ぶ)を持つ配線として動作します。この伝導電力損失は、上側MOSFET、インダクタ、電流検出抵抗の抵抗値の合計に出力電流を掛けた値になります。

特に、上側MOSFETとして $R_{DS(ON)}$ が比較的小さい(一般にゲート容量が大きい)素子を選択できます。この場合、通常動作での電力損失は減少しますが、上側MOSFETの遷移損失のためにスイッチング時の電力損失は大幅に増加します。通常、従来型の高入力電圧降圧スイッチング・レギュレータでは遷移損失を最小限に抑えるためゲート容量が小さい(通常 $R_{DS(ON)}$ が大きい)上側MOSFETが必要とされます。しかし、スイッチングに使う時間をLTC7862のタイマーが制限するため、この電力損失の増大は確実に許容されます。同様に、インダクタンス値とスイッチング周波数も、スイッチング損失を代償として、挿入損失を最小限に抑えるように選択できます。このため、LTC7862スイッチング・サージ・ストップは、タイマーを持たない連続ソリューションが実現可能な値と比べ、高いスイッチング周波数で動作できます。その結果、小さなインダクタンスと小さなDC抵抗を持つ物理的に小さいインダクタが使えます。

### メイン制御ループ

LTC7862は、固定周波数のピーク電流モード降圧アーキテクチャを採用しています。スイッチング動作中、外付けの上側MOSFETは、クロックがRSラッチをセットするとオンし、メインの電流コンパレータICMPがRSラッチをリセットするとオフします。ICMPが作動してラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は、ITHピンの電圧によって制御されます。この電圧はエラーアンプEAの出力です。エラーアンプは $V_{FB}$ ピンの出力電圧帰還信号(出力電圧 $V_{OUT}$ とグラウンドの間に接続した外付けの抵抗分割器によって発生)を内部の0.800Vリファレンス電圧と比較します。負荷電流が増加するとリファレンス電圧に対して $V_{FB}$ がわずかに低くなるので、平均インダクタ電流がその後負荷電流に釣り合うまで、エラーアンプはITH電圧を上昇させます。

## 動作

上側MOSFETが各サイクルでオフした後は、インダクタ電流が逆流し始めて電流コンパレータIRがそれを検出するまでか、または次のクロック・サイクルが始まるまで、下側MOSFETがオンします。

### DRV<sub>CC</sub>/EXTV<sub>CC</sub>/INTV<sub>CC</sub> 電源

上側と下側のMOSFETドライバへの電力は、DRV<sub>CC</sub>ピンから供給されます。DRV<sub>CC</sub>電源電圧は、DRVUVピンを使用して、6Vまたは9Vに設定できます。2つの異なるLDO(ドロップアウト・レギュレータ)により、V<sub>IN</sub>からDRV<sub>CC</sub>に電力を供給することができます。内部のV<sub>IN</sub>LDOは、V<sub>IN</sub>ピンとDRV<sub>CC</sub>ピンの間にある内部Pチャンネル・パス・デバイスを使用します。

EXTV<sub>CC</sub>ピンをその切り替え電圧(DRVUVピンの電圧に応じて、4.7Vまたは7.7V)より低い電圧に接続すると、V<sub>IN</sub>LDOがイネーブルされ、V<sub>IN</sub>からDRV<sub>CC</sub>に電力を供給します。

EXTV<sub>CC</sub>をその切り替え電圧より高くすると、V<sub>IN</sub>LDOはオフし、EXTV<sub>CC</sub>LDOがオンします。EXTV<sub>CC</sub>LDOは、イネーブルされると、EXTV<sub>CC</sub>からDRV<sub>CC</sub>に電力を供給します。EXTV<sub>CC</sub>ピンを使うと、LTC7862スイッチング・レギュレータの出力のような高効率の外部電源からDRV<sub>CC</sub>の電力を得ることができます。

INTV<sub>CC</sub>は、LTC7862のその他の内部回路のほとんどの電力を供給します。INTV<sub>CC</sub>LDOは5Vの固定値に安定化し、その電力はDRV<sub>CC</sub>電源から供給されます。

### 上側MOSFETドライバ、チャージ・ポンプ、およびパススルー・モード

上側のMOSFETドライバはフロート状態のブートストラップ・コンデンサC<sub>B</sub>からバイアスされます。このコンデンサは、SWが「L」になるたびに、各スイッチング・サイクル中に外付けダイオードD<sub>B</sub>を通じて再充電されます。

入力電圧が安定化出力(クランプ)電圧を下回った場合、ループはドロップアウトに入り、上側MOSFETを連続的にオンさせます。LTC7862は、上側MOSFETを100%のデューティ・サイクルで連続的にオンにすることができるチャージ・ポンプを内蔵しています。このチャージ・ポンプはC<sub>B</sub>に電流を供給し、C<sub>B</sub>を約8.5Vのバイアスを印加した状態に保ちます。

### シャットダウンと起動(RUN、SSピン)

LTC7862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ピンを1.12Vより低い電圧に接続すると、メイン制御ループがシャットダウンします。RUNピンを0.7Vより低い電圧に接続すると、コントローラと、DRV<sub>CC</sub>およびINTV<sub>CC</sub>LDOを含むほとんどの内部回路がデイスエーブルされます。この状態では、LTC7862に流れる自己消費電流はわずか10μAです。

RUNピンには内部プルアップ電流が流れないので、外部からプルアップするか、ロジックで直接駆動する必要があります。RUNピンは最大150V(絶対最大定格)に耐えることができますので、コントローラが絶えずイネーブルされて決してシャットダウンしない常時オン・アプリケーションでは、V<sub>IN</sub>に接続すると便利です。

出力電圧V<sub>OUT</sub>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0.8Vの内部リファレンス電圧より低いと、LTC7862はV<sub>FB</sub>の電圧を0.8V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、外付けコンデンサをSSピンからGNDに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。10μA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0.8V(以上)に直線的に上昇するにつれて、出力電圧V<sub>OUT</sub>もゼロからその最終値まで滑らかに上昇します。

### 軽負荷電流動作(パルススキップ・モード)

スイッチング・モード中、軽負荷電流の場合、LTC7862は固定周波数パルス・スキップ・モードに入ります。

このモードでは、出力電流が最大設計値の約1%になるまで固定周波数動作が維持されます。非常に軽い負荷では、電流コンパレータICMP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)。

## 動作

### 周波数選択 (FREQ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。

LTC7862のスイッチング周波数はFREQピンを使って選択することができます。

FREQピンはGNDへの接続、INTV<sub>CC</sub>への接続、外付け抵抗による設定のいずれかに使えます。FREQをGNDに接続すると350kHzが選択され、FREQをINTV<sub>CC</sub>に接続すると535kHzが選択されます。FREQとGNDの間に抵抗を接続することにより、周波数を50kHz～900kHzに設定することができます(図1を参照)。

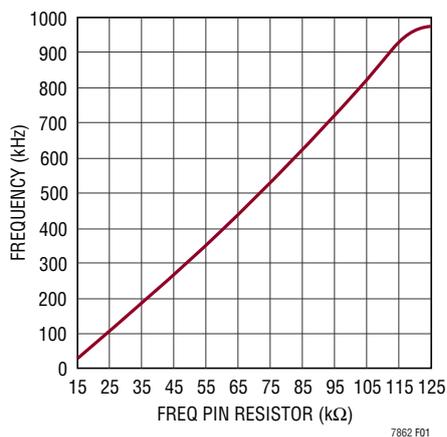


図1. 発振周波数とFREQピンの抵抗値の関係

FREQピンを使用できる様々な状態を表1にまとめます。

表1.

| FREQピン             | 周波数             |
|--------------------|-----------------|
| 0V                 | 350kHz          |
| INTV <sub>CC</sub> | 535kHz          |
| Resistor to GND    | 50kHz to 900kHz |

### 入力電源過電圧ロックアウト (OVLOピン)

プログラマブルな動作範囲を入力電圧が上回った場合、全てのスイッチングを停止して、上側と下側の外付けMOSFETを両方共オフにする保護機能をLTC7862は備えています。入力電源とグラウンドの間に抵抗分割器を接続することにより、OVLOピンは高精度の入力電源電圧モニタとして機能します。OVLOピンが1.2Vを超えると、スイッチングがディスエーブルされます。この電圧を設定して、スイッチングを、特定の入力電源電圧の範囲に制限できます。

スイッチングがディスエーブルされているときに、LTC7862は絶対最大定格である150Vまでの入力電圧に安全に耐えることができます。入力電源電圧が過電圧になるとソフトスタート・リセットが作動するので、入力電源トランジェントから緩やかに回復できます。

### 出力過電圧保護

過電圧コンパレータは、過渡的なオーバーシュートや、出力に過電圧が生じる可能性がある他のより深刻な状態からデバイスを保護します。V<sub>FB</sub>ピンの電圧が0.800Vのレギュレーション点より10%を超えて高くなると、上側MOSFETはオフになり、下側MOSFETはオンになって、過電圧状態が解消されるまでこの状態が続きます。

## アプリケーション情報

最初のページの標準的応用例は、LTC7862の基本的なアプリケーション回路です。LTC7862はDCR(インダクタの抵抗)による検出または低い値の抵抗による検出のどちらかを使うように構成することができます。2つの電流検出方式のどちらを選択するかは、主として設計上、コスト、消費電力、精度のどれを採るかで決まります。DCRによる検出は高価な電流検出抵抗を省くことができ、特に大電流のアプリケーションで電力効率が高いので普及しつつあります。しかし、最も正確に電流を制限できるのは電流検出抵抗方式のコントローラです。他の外付け部品は負荷条件に基づいて選択し、(R<sub>SENSE</sub>を使用する場合は、)R<sub>SENSE</sub>とインダクタ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、入力と出力のコンデンサを選択します。

### SENSE<sup>+</sup>ピンとSENSE<sup>-</sup>ピン

SENSE<sup>+</sup>ピンとSENSE<sup>-</sup>ピンは、電流コンパレータの入力です。これらのピンの同相電圧範囲は0V~65V(絶対最大定格)であり、LTC7862は出力クランプ電圧を(許容差とトランジェント変動の余裕をもたせて)公称60Vの設定ポイントまで安定化することができます。SENSE<sup>+</sup>ピンは高インピーダンスであり、流れる電流は約1μA未満です。このように高インピーダンスなので、電流コンパレータをインダクタのDCRによる検出に使うことができます。SENSE<sup>-</sup>ピンのインピーダンスは同相電圧に応じて変化します。SENSE<sup>-</sup>の電圧がINTV<sub>CC</sub> - 0.5Vより低い場合、このピンは高インピーダンスであり、流れる電流は約1μA未満です。SENSE<sup>-</sup>の電圧がINTV<sub>CC</sub> + 0.5Vより高いと、より多くの電流(約900μA)がこのピンに流れ込みます。INTV<sub>CC</sub> - 0.5VとINTV<sub>CC</sub> + 0.5Vの間では、電流は小電流から大電流に遷移します。

検出ラインに関するフィルタ部品はLTC7862の近くに配置し、検出ラインは電流センス素子の下の4端子接続に近づけて一緒に配線します(図2を参照)。他の場所で電流を検出すると、寄生インダクタンスと容量が電流検出素子に実質的に追加され、検出端子の情報が劣化して、電流制限の設定値が予測不能になることがあります。DCRによる検出を使用する場合(図3b)、抵抗R1をスイッチング・ノードの近くに配置して、敏感な小信号ノードへノイズが結合するのを防ぎます。

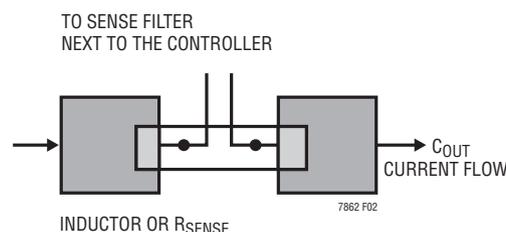


図2. インダクタまたは検出抵抗を使った検出ラインの配置

### 値の小さな抵抗による電流検出

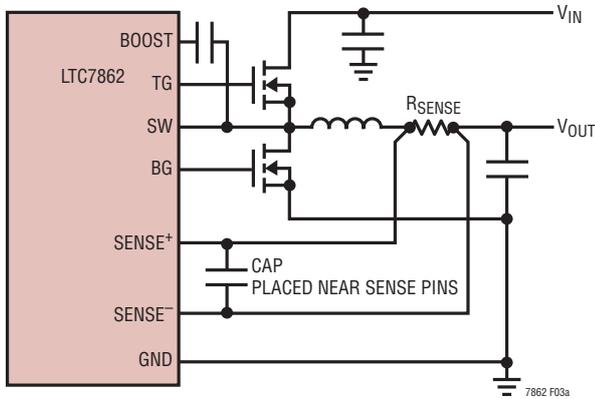
図3aに、ディスクリット抵抗を使った代表的な検出回路を示します。ここで、R<sub>SENSE</sub>は必要な出力電流に基づいて選択します。

電流コンパレータは、代表値50mVの最大閾値V<sub>SENSE(MAX)</sub>を持ちます。電流コンパレータのスレッシュホールド電圧によってインダクタ電流のピーク値が設定され、このピーク値からピークtoピーク・リップル電流ΔI<sub>L</sub>の半分を差し引いた値に等しい最大平均出力電流I<sub>MAX</sub>が得られます。検出抵抗の値を計算するには次式を使用します。

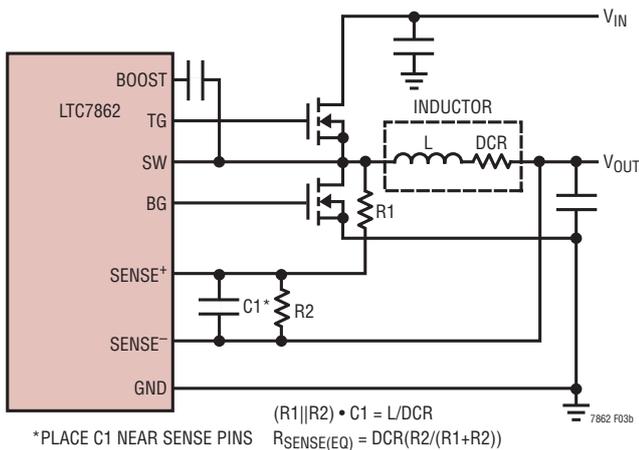
$$R_{\text{SENSE}} = \frac{V_{\text{SENSE}(\text{MAX})}}{I_{\text{MAX}} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

通常、デューティ・サイクルが高い条件では、50%超のデューティ・ファクタで動作する安定性の基準を満たすのに必要な内部補償が原因で、最大出力電流レベルが低下します。ただし、LTC7862は独自の回路を採用して、電流制限性能に関するスロープ補償の影響を取り除いています。

## アプリケーション情報



(3a) 電流検出に抵抗を使用



(3b) 電流検出にインダクタのDCRを使用

図3. 電流検出方法

### インダクタのDCRによる検出

大負荷電流でできるだけ高い効率が必要なアプリケーション向けに、LTC7862はインダクタDCRの両端の電圧降下を検出できます(図3b参照)。インダクタのDCRは銅のDC巻線抵抗の小さな値を表します。今日の低インダクタンス高電流インダクタでは、この値は1mΩ未満のこともあります。このようなインダクタを必要とする大電流アプリケーションでは、検出抵抗による電力損失は、インダクタのDCRによる検出に比べると数ポイントの効率低下(電力損失の増加)になると考えられます。

外部の $(R1||R2) \cdot C1$ の時定数が正確に $L/DCR$ の時定数に等しくなるように選択すると、外付けコンデンサ両端の電圧降下はインダクタのDCR両端の電圧降下に $R2/(R1+R2)$ を掛けたものに等しくなります。R2は、目標とする検出抵抗値よりもDCRが大きいアプリケーションにおいて、検出端子両端の電圧をスケールします。外部フィルタ部品を適切な大きさにするには、インダクタのDCRを知る必要があります。インダクタのDCRは良質のRLCメータを使って測定することができますが、DCRの許容誤差は常に同じではなく、温度によって変化します。詳細については、メーカーのデータシートを参照してください。

インダクタ値の計算のセクションのインダクタ・リップル電流値を使用すると、目標とする検出抵抗値は次のようになります。

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

アプリケーションが全動作温度範囲にわたって確実に最大負荷電流を供給するようにするには、電気的特性の表で $V_{SENSE(MAX)}$ の最小値を選択します。

次に、インダクタのDCRを決めます。与えられている場合は、通常20°Cで与えられているメーカーの最大値を使います。約0.4%/°Cの銅の温度係数を考慮して、この値を増加させます。 $(T_L(MAX))$ の控えめな値は100°Cです。

インダクタの最大DCRを必要な検出抵抗値( $R_D$ )に合わせてスケール調整するには、次の分圧器の比を使います。

$$R_D = \frac{R_{SENSE(EQUIV)}}{DCR_{MAX} \text{ at } T_L(MAX)}$$

C1は通常、0.1μF~0.47μFの範囲に入るように選択します。これにより、 $R1||R2$ は約2kに強制されるので、SENSE+ピンの±1μAの電流によって生じるであろう誤差が減少します。

等価抵抗 $R1||R2$ は対象温度のインダクタンスと最大DCRに従って次のようにスケール調整されます。

$$R1||R2 = \frac{L}{(DCR \text{ at } 20^\circ C) \cdot C1}$$

R1およびR2の値は次のとおりです。

$$R1 = \frac{R1||R2}{R_D}; R2 = \frac{R1 \cdot R_D}{1 - R_D}$$

## アプリケーション情報

R1での最大電力損失はデューティ・サイクルと関係があり、連続モード時に最大入力電圧で発生します(次式)。

$$P_{\text{LOSS R1}} = \frac{(V_{\text{IN(MAX)}} - V_{\text{OUT}}) \cdot V_{\text{OUT}}}{R1}$$

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。軽負荷時に高い効率が必要な場合、DCR検出と検出抵抗のどちらを使用するかを決定するときに、この電力損失を検討します。軽負荷での電力損失は、R1によって余分のスイッチング損失が生じるため、検出抵抗の場合よりDCRネットワークの方がわずかに大きくなる場合があります。ただし、DCRによる検出では検出抵抗が省かれるので、導通損失が減少し、重負荷時の効率が高くなります。ピーク効率はどちらの方法でもほぼ同じです。

### インダクタ値の計算

動作周波数が高いほど小さな値のインダクタとコンデンサを使用できるという意味で、動作周波数とインダクタの選択には相関関係があります。では、なぜ誰もが大きな値の部品を使用した低周波数動作を選ぶのでしょうか。答えは効率です。MOSFETのスイッチング損失とゲート電荷損失のために、一般に周波数が高いほど効率が低下します。この基本的なトレードオフに加えて、リップル電流と低電流動作に対するインダクタ値の影響も考慮しなければなりません。

インダクタの値は、リップル電流に直接影響を与えます。次式に示すように、インダクタのリップル電流 $\Delta I_L$ はインダクタンスまたは周波数が高いほど減少し、 $V_{\text{IN}}$ が高いほど増加します。

$$\Delta I_L = \frac{1}{(f)(L)} V_{\text{OUT}} \left( 1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \right)$$

$\Delta I_L$ が大きくても構わなければ、小さいインダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルとコア損失が大きくなります。リップル電流を設定するための妥当な出発点は $\Delta I_L = 0.3 (I_{\text{MAX}})$ です。 $\Delta I_L$ が最大になるのは、入力電圧が最大のときです。

### インダクタのコアを選択

Lの値が求められたら、インダクタの種類を選択する必要があります。高効率コンバータは、通常、低価格の鉄粉コアに見られるコア損失を許容できないので、より高価なフェライトまたはモリパーマロイのコアを使わざるを得ません。一定のインダクタの値に対して、実際のコア損失はコア・サイズには依存しませんが、選択したインダクタンス値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、設計目標を飽和の防止と銅損失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、設計電流のピーク値を超えるとインダクタンスが急落します。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。

## アプリケーション情報

## パワー MOSFET の選択

LTC7862ではコントローラ1つにつき、2個の外付けパワー MOSFETを選択する必要があります。上側(メイン)スイッチ用および下側(同期)スイッチ用にそれぞれ1個のNチャンネル MOSFETです。

ピーク to ピーク 駆動レベルは  $DRV_{CC}$  電圧により設定されます。この電圧は、 $DRV_{UV}$  ピンの構成に応じて6Vまたは9Vになります。したがって、閾値がロジック・レベルおよび標準レベルの MOSFET は、どちらも  $DRV_{CC}$  の設定電圧に応じてほとんどのアプリケーションで使用することができます。MOSFET の  $BV_{DSS}$  仕様にも十分注意してください。

通常パススルー動作でのパワー MOSFET の選択基準には、オン抵抗  $R_{DS(ON)}$ 、入力電圧、および最大出力電流が含まれます。

最大出力電流での MOSFET の消費電力は、以下の式で与えられます。

$$P_{MAIN} = (I_{OUT(MAX)})^2 (1 + \delta) R_{DS(ON)}$$

$P_{SYNC} = 0$  (通常パススルー動作中、同期 FET はオフになります。)

ここで、 $\delta$  は  $R_{DS(ON)}$  の温度依存性です。MOSFET の場合の  $(1 + \delta)$  の項は一般に正規化された  $R_{DS(ON)}$  と温度の曲線で与えられますが、低電圧 MOSFET の場合の近似値として  $\delta = 0.005/^\circ C$  を使用することができます。

タイマーを有効にしたスイッチング動作中のパワー MOSFET の選択基準には、オン抵抗  $R_{DS(ON)}$ 、ミラー容量  $C_{MILLER}$ 、入力電圧、および最大出力電流が含まれます。ミラー容量  $C_{MILLER}$  は、MOSFET のメーカーのデータシートに通常記載されているゲート電荷曲線から推定することができます。 $C_{MILLER}$  は、曲線がほぼ平らな区間の水平軸に沿ったゲート電荷の増分を、規定の  $V_{DS}$  の変化量で割ったものに等しくなります。次に、この結果に、アプリケーションで印加される  $V_{DS}$  とゲート電荷曲線で規定されている  $V_{DS}$  との比を掛けます。このデバイスが連続モードでスイッチングしているときの、上側 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。

$$MAIN \ SWITCH \ DUTY \ CYCLE = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$SYNCHRONOUS \ SWITCH \ DUTY \ CYCLE = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}}$$

最大出力電流での MOSFET の消費電力は、以下の式で与えられます。

$$P_{MAIN} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{OUT(MAX)})^2 (1 + \delta) R_{DS(ON)} +$$

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

$$\left[ \frac{1}{V_{DRVCC} - V_{THMIN}} + \frac{1}{V_{THMIN}} \right] (f)$$

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

ここで、 $\delta$  は  $R_{DS(ON)}$  の温度依存性、 $R_{DR}$  (約  $2\Omega$ ) は MOSFET のミラー・スレッシュホールド電圧での実効ドライブ抵抗です。 $V_{THMIN}$  は、MOSFET の最小スレッシュホールド電圧の代表値です。

$I^2R$  損失は両方の MOSFET に共通していますが、主要な Nチャンネルの式には遷移損失の項が追加されており、これは入力電圧が高いときに最も大きくなります。 $V_{IN} < 20V$  では、大電流での効率は一般に大型の MOSFET を使用すると向上しますが、 $V_{IN} > 20V$  では遷移損失が急激に増加するので、実際には  $R_{DS(ON)}$  が大きく  $C_{MILLER}$  が小さい MOSFET を使用した方が効率が点に達します。同期 MOSFET の損失は、上側スイッチのデューティ・ファクタが低く入力電圧が高い場合、または同期スイッチが周期の 100% 近くオンになる短絡時に最も大きくなります。

消費電力による MOSFET の温度上昇を考慮する必要があります。詳細については熱に関する検討事項のセクションを参照してください。

## アプリケーション情報

### C<sub>IN</sub>とC<sub>OUT</sub>の選択

C<sub>IN</sub>の選択は、通常は最も厳しいRMS入力電流に基づきます。最大RMSコンデンサ電流の条件を求めるには、V<sub>OUT</sub>とI<sub>OUT</sub>の積の最大値を式(1)で使用する必要があります。

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<sub>OUT</sub>)/(V<sub>IN</sub>)の方形波になります。大きなトランジェント電圧の発生を防止するには、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。コンデンサの最大RMS電流は次式で与えられます。

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

この式はV<sub>IN</sub> = 2V<sub>OUT</sub>のときに最大値になります。ここで、I<sub>RMS</sub> = I<sub>OUT</sub>/2です。設計ではこの単純に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時間の寿命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、つまり要件よりも高い温度定格のコンデンサを選択するようにしてください。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。LTC7862は動作周波数が高いため、C<sub>IN</sub>にセラミック・コンデンサを使用することもできます。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。

小さな(0.1μF~1μF)バイパス・コンデンサをLTC7862の近くに配置し、V<sub>IN</sub>ピンとグラウンドの間に挿入することも推奨します。C<sub>IN</sub>(C1)とV<sub>IN</sub>ピンの間に小抵抗(10Ω以下)を配置すると、更に分離することができます。

C<sub>OUT</sub>は、等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。一般に、ESRの要件が満たされていれば、その容量はフィルタリング機能にも十分です。出力リップル(ΔV<sub>OUT</sub>)は次式で近似されます。

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_L \left( ESR + \frac{1}{8 \cdot f \cdot C_{OUT}} \right)$$

ここで、fは動作周波数、C<sub>OUT</sub>は出力容量、ΔI<sub>L</sub>はインダクタのリップル電流です。ΔI<sub>L</sub>は入力電圧に応じて増加するので、出力リップルは入力電圧が最大るとき最大になります。

### 出力クランプ電圧の設定

LTC7862の出力電圧は、図4に示されているように、出力に注意深く接続した外付け帰還抵抗分割器によって設定されます。安定化出力電圧は次式により求められます。

$$V_{OUT} = 0.8V \left( 1 + \frac{R_B}{R_A} \right)$$

周波数応答を改善するには、フィードフォワード・コンデンサ(C<sub>FF</sub>)を使うことができます。V<sub>FB</sub>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。

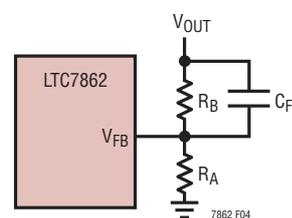


図4. 出力電圧の設定

### RUNピンと過電圧/低電圧ロックアウト

LTC7862はRUNピンを使用してイネーブルします。このピンの立ち上がり閾値は1.2Vで、80mVのヒステリシスがあります。RUNピンの電圧を1.12Vより低くすると、メイン制御ループがシャットダウンします。RUNピンの電圧を0.7Vより低くすると、コントローラと、DRV<sub>CC</sub>およびINTV<sub>CC</sub> LDOを含むほとんどの内部回路がデイスエーブルされます。この状態では、LTC7862に流れる自己消費電流はわずか10μAです。

RUNピンは3V未満では高インピーダンスなので、外部からプルアップ/プルダウンするか、ロジックで直接駆動する必要があります。RUNピンは最大150V(絶対最大定格)に耐えることができるので、コントローラが絶えずイネーブルされて決してシャットダウンしない常時オン・アプリケーションでは、V<sub>IN</sub>に接続すると便利です。RUNピンは、電圧が3Vより高い場合、3Vの内部クランプに対するインピーダンスが約15MΩになります。

## アプリケーション情報

この代わりに、 $V_{IN}$ とグラウンドの間に抵抗分割器を接続することによって、RUNピンとOVLOピンを $V_{IN}$ 電源の低電圧ロックアウト(UVLO)および過電圧ロックアウト(OVLO)として構成できます。図5に示すように単純な抵抗分割器を使用することにより、特定の $V_{IN}$ 電圧要件を満たすことができます。

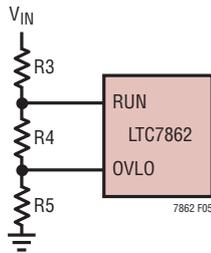


図5. 調整可能なUVおよびOVロックアウト

R3-R4-R5の分割器を流れる電流はLTC7862のシャットダウン時電流、スリープ時電流およびアクティブ時電流にそのまま追加されるので、この電流がアプリケーション回路全体の効率に与える影響を最小限に抑えるように注意してください。静止シャットダウン時電流とスリープ時電流に対する影響を低く抑えるために、 $M\Omega$ 単位の抵抗値が必要になることがあります。抵抗値を選択するには、まず、 $V_{IN}$ から供給できる許容DC電流に基づいて、 $R3 + R4 + R5$  ( $R_{TOTAL}$ )の合計値を選択します。

以下の式より、R3、R4、およびR5の個々の値を計算できます。

$$R5 = R_{TOTAL} \cdot \frac{1.20V}{\text{RISING } V_{IN} \text{ OVLO THRESHOLD}}$$

$$R4 = R_{TOTAL} \cdot \frac{1.20V}{\text{RISING } V_{IN} \text{ RUN THRESHOLD}} - R5$$

$$R3 = R_{TOTAL} - R5 - R4$$

高精度なOVLOが不要なアプリケーションの場合、OVLOピンを直接接地できます。このタイプのアプリケーションでは、R5を $0\Omega$ にして前述の式を使用し、RUNピンを外部UVLOとして使用できます。

同様に、高精度なUVLOが不要なアプリケーションの場合、RUNピンを $V_{IN}$ に接続できます。この構成では、電気的特性の表に示すように、UVLOの閾値は内部の $DRV_{CC}$  UVLO閾値に制限されます。OVLOの抵抗値は、R3を $0\Omega$ にして前述の式を使用することで計算できます。

## ソフトスタート(SS)ピン

$V_{OUT}$ 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 $0.8V$ の内部リファレンスより低いと、LTC7862は $V_{FB}$ ピンの電圧を内部リファレンスではなくSSピンの電圧に安定化します。SSピンを使用して外部ソフトスタート機能を設定することができます。

図6に示されているように、ソフトスタートは、コンデンサをSSピンから接地するだけでイネーブルされます。内部 $10\mu A$ 電流源がこのコンデンサを充電して、直線的に変化するランプ電圧をSSピンに発生させます。LTC7862はその帰還電圧(したがって $V_{OUT}$ )をSSピンの電圧に応じて制御するので、 $V_{OUT}$ は $0V$ から最終的な安定値まで滑らかに上昇することができます。全ソフトスタート時間はおよそ次のようになります。

$$t_{SS} = C_{SS} \cdot \frac{0.8V}{10\mu A}$$

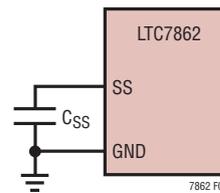


図6. SSピンを使ったソフトスタートの設定

## アプリケーション情報

### DRV<sub>CC</sub>レギュレータ

LTC7862は、DRV<sub>CC</sub>ピンで電力を供給することができる2つの異なる低ドロップアウト・リニア電圧レギュレータ(LDO)を内蔵しています。内部のV<sub>IN</sub> LDOは、V<sub>IN</sub>ピンとDRV<sub>CC</sub>ピンの間にある内部Pチャンネル・パス・デバイスを使用します。内部のEXTV<sub>IN</sub> LDOは、EXTV<sub>CC</sub>ピンとDRV<sub>CC</sub>ピンの間にある内部Pチャンネル・パス・デバイスを使用します。

DRV<sub>CC</sub>電源は、DRVUVピンの設定に応じて、6Vまたは9Vに安定化されます。内部のV<sub>IN</sub> LDOおよびEXTV<sub>CC</sub> LDOが供給することができるピーク電流は50mA以上です。DRV<sub>CC</sub>ピンは4.7μF以上のセラミック・コンデンサを使用してグラウンドにバイパスする必要があります。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大きな過渡電流を供給するには、十分なバイパスが必要です。

DRVUVピンの機能はDRV<sub>CC</sub>の電源電圧を設定することであり、また、様々なDRV<sub>CC</sub> UVLO電圧およびEXTV<sub>CC</sub>切り替えスレッシュホールド電圧を選択することです。表2aおよび表2bにはDRVUVピンの様々な構成に加えて、各構成に伴う電圧設定値をまとめています。DRVUVピンをINTV<sub>CC</sub>に接続すると、DRV<sub>CC</sub>は9Vに設定されます。DRVUVピンをGNDに接続すると、DRV<sub>CC</sub>は6Vに設定されます。

表 2a.

| DRVUVピン            | DRV <sub>CC</sub> の電圧 |
|--------------------|-----------------------|
| GND                | 6V                    |
| INTV <sub>CC</sub> | 9V                    |

表 2b.

| DRVUV              | DRV <sub>CC</sub> UVLOの<br>立ち上がり/<br>立ち下がり閾値 | EXTV <sub>CC</sub> の切り替え<br>立ち上がり/<br>立ち下がり閾値 |
|--------------------|--|---|
| GND                | 4.0V/3.8V                                    | 4.7V/4.45V                                    |
| INTV <sub>CC</sub> | 7.5V/6.7V                                    | 7.7V/7.45V                                    |

大きなMOSFETが高い周波数で駆動される高入力電圧のアプリケーションでは、LTC7862の最大ジャンクション温度定格を超える恐れがあります。DRV<sub>CC</sub>の電流は、ゲート充電電流が中心となるので、V<sub>IN</sub> LDOまたはEXTV<sub>CC</sub> LDOのどちらで供給してもかまいません。EXTV<sub>CC</sub>ピンの電圧がその切り替え閾値(前述したDRVUVピンで決まる4.7Vまたは7.7V)より低いと、V<sub>IN</sub> LDOがイネーブルされます。この場合には消費電力が最大になり、V<sub>IN</sub>・I<sub>DRVCC</sub>に等しくなります。また、この電力はIC内部で消費されます。ゲート充電電流は動作周波数に依存します。

EXTV<sub>CC</sub>ピンに印加される電圧が切り替え閾値を超えると、V<sub>IN</sub> LDOがオフしてEXTV<sub>CC</sub> LDOがイネーブルされます。EXTV<sub>CC</sub>に印加される電圧が、切り替え閾値からコンパレータのヒステリシスを減じた値より高い電圧に維持される限り、EXTV<sub>CC</sub> LDOはオンしたままです。EXTV<sub>CC</sub> LDOはDRV<sub>CC</sub>の電圧をDRVUVピンで設定した電圧に安定化しようとするので、EXTV<sub>CC</sub>がこの電圧より低い間、LDOはドロップアウト状態になり、DRV<sub>CC</sub>の電圧はEXTV<sub>CC</sub>にほぼ等しくなります。EXTV<sub>CC</sub>が設定電圧より高く、絶対最大定格の14V以下である場合、DRV<sub>CC</sub>は設定電圧に安定化されます。

EXTV<sub>CC</sub> LDOを使うと、MOSFETのドライバ電力と制御電力をLTC7862スイッチング・レギュレータ出力(4.7V/7.7V ≤ V<sub>OUT</sub> ≤ 14V)から供給できます。EXTV<sub>CC</sub> LDOから規定値以上の電流が必要な場合は、EXTV<sub>CC</sub>ピンとDRV<sub>CC</sub>ピンの間に外付けのショットキー・ダイオードを追加することができます。この場合、10Vを超える電圧をEXTV<sub>CC</sub>に印加しないでください。また、EXTV<sub>CC</sub> ≤ V<sub>IN</sub>であることを確認してください。

## アプリケーション情報

以下にEXTV<sub>CC</sub>の4つの可能な接続方法を示します。

1. EXTV<sub>CC</sub>を接地します。これにより、DRV<sub>CC</sub>は内部V<sub>IN</sub>LDOから電力を供給されます。
2. EXTV<sub>CC</sub>をレギュレータ出力(5V~14V)に直接接続します。
3. EXTV<sub>CC</sub>を外部電源に接続します。範囲が5~14Vの外部電源を利用できる場合、MOSFETゲート駆動要件に適合していれば、これを使用してEXTV<sub>CC</sub>に電力を供給することができます。必ずEXTV<sub>CC</sub> ≤ V<sub>IN</sub>となるようにします。
4. EXTV<sub>CC</sub>を、外付けのツェナー・ダイオードを介してレギュレータの出力に接続します。出力電圧が14Vより高い場合は、ツェナー・ダイオードを使用してV<sub>OUT</sub>とEXTV<sub>CC</sub>の間で必要な電圧を降下させ、EXTV<sub>CC</sub>を14V未満に維持することができます(図7)。この構成では、EXTV<sub>CC</sub>に0.1μF以上のバイパス・コンデンサを接続することを推奨します。EXTV<sub>CC</sub>とGNDの間にオプションの抵抗を挿入して、ツェナー・ダイオードに適正なバイアス電流が流れるようにすることができます。

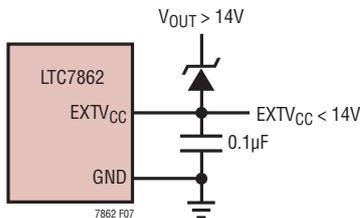


図7. V<sub>OUT</sub>とEXTV<sub>CC</sub>の間でのツェナー・ダイオードの使用

INTV<sub>CC</sub>レギュレータ

追加のPチャンネルLDO電源は、DRV<sub>CC</sub>ピンからINTV<sub>CC</sub>ピンに電力を供給します。DRV<sub>CC</sub>はゲート・ドライバに電力を供給するのに対して、INTV<sub>CC</sub>はLTC7862の内部回路のほとんどに電力を供給します。INTV<sub>CC</sub>電源は0.1μFのセラミック・コンデンサでバイパスする必要があります。また、INTV<sub>CC</sub>は、FREQ、WARNBなど、他のピンをバイアスするプルアップ回路としても使用されます。

上側MOSFETドライバの電源(C<sub>B</sub>、D<sub>B</sub>)

BOOSTピンに接続されている外付けのブートストラップ・コンデンサC<sub>B</sub>は、上側のMOSFETのゲート駆動電圧を供給します。SWピンが「L」のとき、機能図のコンデンサC<sub>B</sub>は、リーク電流の少ない外付けダイオードD<sub>B</sub>を介してDRV<sub>CC</sub>から充電されます。上側のMOSFETをオンするとき、ドライバはそのMOSFETのゲート・ソース間にC<sub>B</sub>電圧を印加します。これによってこの上側MOSFETスイッチが導通し、オンします。スイッチ・ノード電圧SWはV<sub>IN</sub>まで上昇し、BOOSTピンの電圧もこれに追従します。上側MOSFETがオンしているとき、BOOSTの電圧は入力電源より高くなります。つまり、V<sub>BOOST</sub> = V<sub>IN</sub> + V<sub>DRVCC</sub>です。昇圧コンデンサC<sub>B</sub>には、上側MOSFETの全入力容量の100倍の値が必要です。

外付けBOOSTダイオード(D<sub>B</sub>)の選択

DRV<sub>CC</sub>とBOOSTの間では、ショットキー・ダイオードを使用しないでください。高温時に、ショットキー・ダイオードの逆リーク電流が、チャージ・ポンプが供給できる電流よりも多くなるからです。

リーク電流の少ないシリコン・ダイオードの例には、次のようなものがあります。

CMHD3595、CMD33003: Central Semiconductor

ES1DR、PNE20010ER: Nexperia

## フォルト状態: 電流制限

デューティ・サイクルが非常に低いときの短絡状態では、LTC7862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。短絡時のリップル電流は、次式のように、LTC7862の最小オン時間t<sub>ON(MIN)</sub>(約80ns)、入力電圧、およびインダクタ値によって決まります。

$$\Delta I_{L(SC)} = t_{ON(MIN)} \left( \frac{V_{IN}}{L} \right)$$

この結果生じる平均短絡電流は次のとおりです。

$$I_{SC} = \frac{V_{SENSE(MAX)}}{R_{SENSE}} - \frac{1}{2} \Delta I_{L(SC)}$$

## アプリケーション情報

### フォルト状態:出力過電圧保護(クローバ)

過電圧クローバ回路は、レギュレータの出力電圧が公称レベルより大幅に高くなると、システムの入力ヒューズを溶断するように設計されています。コントローラの動作中に短絡が発生すると、クローバ回路によって大量の電流が流れ、ヒューズを溶断して短絡状態の上側MOSFETから保護します。

コンパレータは、過電圧状態の有無について出力をモニタします。コンパレータは、公称出力電圧より10%を超えて高いフォルトを検出します。この状態が検出されると、上側MOSFETはオフし、下側MOSFETはオンして、過電圧状態が解消されるまでこの状態が続きます。過電圧状態が解消されない限り、下側MOSFETは引き続きオンのままです。V<sub>OUT</sub>が安全なレベルに戻ると、自動的に通常動作に戻ります。

短絡状態の上側MOSFETは大電流状態になり、システムのヒューズを溶断します。スイッチングレギュレータは、デューティ・サイクルを変更してもれ電流を吸収することにより、もれ電流のある上側MOSFETを使用して正常に安定化します。

### フォルト状態:過熱保護

高温時、または内部消費電力によりチップが過度に自己発熱した場合は、過熱シャットダウン回路がLTC7862をシャットダウンします。ジャンクション温度が約175°Cを超えると、過熱保護回路がDRV<sub>CC</sub> LDOをディスエーブルするため、DRV<sub>CC</sub>電源が落ち、実質的にLTC7862全体がシャットダウンします。ジャンクション温度が約155°Cまで再度下がると、DRV<sub>CC</sub> LDOが再度オンします。オーバーストレス(T<sub>J</sub> > 150°C)が長期的に加わるとデバイスの性能が低下したり寿命が短くなる恐れがあるので、避けてください。

### 最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間t<sub>ON(MIN)</sub>は、LTC7862が上側MOSFETをオンすることができる最小時間です。これは内部タイミング遅延と上側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。

$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{OUT}}{V_{IN}(f)}$$

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。出力電圧は引き続き安定化されますが、リップル電圧とリップル電流は増加します。

LTC7862の最小オン時間は約80nsです。ピーク検出電圧が低下するに従って最小オン時間は約130nsまで次第に増加します。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ます。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。

## アプリケーション情報

## 熱に関する検討事項

通常パススルー動作での持続／静的電力損失は、通常動作時に部品が適切な最大温度を超えないように、制限する必要があります。スイッチング・サージ・ストップの温度上昇は実験で最もうまく計測できます。パススルー電力経路の電力損失は $I^2R_{SW-ON}$ であり、以下の式に従って計算できます。

$$I^2R_{SW-ON} = I^2 \cdot (R_{SENSE} + R_{DS(ON)}(TOPMOSFET) + R_{INDUCTOR})$$

スイッチング動作中の動的または過渡電力損失は部品の温度を上昇させる要因です。この電力損失は基本的に、このモードの最大時間を設定するタイマー機能で管理されます。タイマーがタイムアウトする時点での部品のピーク温度を決定する上で、熱質量と熱抵抗が主要な役割を果たします。

出力短絡の単一故障に対する最も厳しい動作では、通常、入力電圧は通常動作範囲の最大値、出力は短絡状態であると仮定します。この条件では、同期動作している下側 MOSFET が、ほとんど全てのピーク電流を高デューティ・サイクルで流すため、通常最も温度が高い部品になります。入力電圧サージの単一故障に対する最も厳しい動作では、入力電圧は想定入力電圧の最大値、出力電流は最大動作負荷電流であると仮定します。「入力電圧サージかつ出力短絡」は二重故障であり必須ではありません。個別の故障テストと設計余裕はシステム要件によって決定します。

熱評価とタイマー設定は、各種フォルト状態での主要部品の温度を動的に測定することで、実験的に最も簡単に行うことができます。赤外線カメラなどの、温度を追跡するための十分な帯域幅を備えた機器でピーク温度を測定します。動画機能を備えた赤外線カメラが理想的です。

部品の最大ジャンクション温度定格、最大想定周囲温度、およびジャンクションからケースまでの温度上昇の許容値に基づいて最大の温度上昇の目標値を設定します。最初は入力電圧を小さく、および／または TMR タイマーを長く設定し、実験的なシステム検証および測定の後、変更します。

## フォルト・タイマー (TMR)

LTC7862 はスイッチング・サージ・ストップです。LTC7862 は起動中、過電流フォルト中、および／または入力過電圧サージ中のみスイッチングします。スイッチング・サージ・ストップの主な機能は、入力電圧サージの期間中、設定した最大電圧に出力を制限することです。出力電圧を制限することで入力電圧サージを阻止し、それがシステムに伝搬して損傷させることを防止します。

スイッチング・サージ・ストップの外付け部品は、通常は、上側 MOSFET が連続的にオンする通常 (ドロップアウト) 動作中の総合的な抵抗値が最小になるように最適化します。LTC7862 のフォルト・タイマーはスイッチングに使う時間を制限するために使います。スイッチング中に発生する電力損失を増加させることで、スイッチング・サージ・ストップの部品の電力損失を減少させ、これらの部品が安全な温度範囲内で動作できるように、このフォルト・タイマーを設定します。LTC7862 のタイマーは、熱平衡に達する前にスイッチングを停止させることができるため、タイマーがない場合と比べ電力定格を大幅に高めることができます。同様に、タイマーを使うことで、与えられた出力電力定格に対して、より小さく、温度が低く、低コストのソリューションを実現できます。

TMR ピンとグラウンドの間にコンデンサを接続することで、LTC7862 がスイッチングできる時間が設定されます。LTC7862 がスイッチングを再開するまでの冷却期間も、同じコンデンサによって設定されます。通常動作中、1.1 $\mu$ A の電流源が TMR ピンをプルダウンします。LTC7862 がスイッチング中、40 $\mu$ A の電流源が TMR ピンをプルアップします。TMR ピンが 2.19V に充電された場合、LTC7862 は両方の外部 MOSFET をオフ (TG と BG を「L」に維持) にしてスイッチングを停止します。この場合、スイッチング時間は次のように制限されます。

$$T_{SWITCHING} = 2.19V \cdot C_{TMR} / 40\mu A$$

タイマーが 2.19V に達する前に LTC7862 が通常動作に戻った場合、1.1 $\mu$ A のプルダウン電流源は TMR を放電し、設定されている場合 LTC7862 は直ちにスイッチングを再開できます。

## アプリケーション情報

タイマーが2.19Vに達すると、1.1 $\mu$ Aの電流源でTMRが0.25V以下に放電されるまでLTC7862はスイッチングを再開できません。このようにして、スイッチング再開を試みる前の、スイッチング・サージ・ストップの部品の冷却期間を設定します。この冷却期間は次式で与えられます。

$$T_{\text{COOLDOWN}} = (2.19V - 0.25V) \cdot C_{\text{TMR}} / 1.1 \mu\text{A}$$

この冷却期間の後、LTC7862はスイッチングの再開を試みることができます。このリトライの際、スイッチングに使う時間は次のように制限されます。

$$T_{\text{RETRY}} = 1.94V \cdot C_{\text{TMR}} / 40 \mu\text{A}$$

フォルト状態が持続する間、この値によってリトライのデューティ・サイクルが決まります。このリトライ・デューティ・サイクルは1次まで $C_{\text{TMR}}$ と無関係であり、次式で定義されます。

$$D = 100 \cdot T_{\text{RETRY}} / (T_{\text{COOLDOWN}} + T_{\text{RETRY}}) = 100 \cdot 1 / 36.4 \approx 2.7\%$$

### 警告インジケータ (WARNB)

WARNB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。過電圧または過電流フォルト中、または起動中にLTC7862がスイッチングしている場合(ドロップアウト中以外)は常に、このMOSFETはオンし、WARNBピンを「L」(グラウンド(GND))にします。シャットダウン中およびフォルト・タイムアウト後の冷却期間中も、WARNBピンは「L」になります。LTC7862が上側の外付けMOSFET (TG)を連続的にオンにして通常動作(ドロップアウト)に入ってから60 $\mu$ s経過すると、WARNBピンのMOSFETはオフになり、WARNBピンは高インピーダンス状態になります。WARNBピンは通常、外付け抵抗により、6V以下の電圧源にプルアップします。

### 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、 $V_{\text{OUT}}$ は $\Delta I_{\text{LOAD}}$  (ESR)に等しい大きさだけシフトします。ここで、ESRは $C_{\text{OUT}}$ の等価直列抵抗です。更に、 $\Delta I_{\text{LOAD}}$ により $C_{\text{OUT}}$ の充放電が始まって帰還誤差信号が発生し、レギュレータを強制的に電流変化に適応させて $V_{\text{OUT}}$ を定常値に回復させます。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、 $V_{\text{OUT}}$ をモニタでき

ます。OPTI-LOOP補償回路により、幅広い出力容量値およびESR値にわたって過渡応答を最適化することができます。ITHピンを備えているので、制御ループ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、立ち上がり時間、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、位相余裕や減衰係数は、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することができます。このピンの立ち上がり時間を調べることで、帯域幅も概算できます。最初のページの回路に示すITHピンの外付け部品は、ほとんどのアプリケーションにおいて検討着手時の妥当な初期値として使えます。

ITHの直列 $R_C$ - $C_C$ フィルタにより、支配的なポール-ゼロ・ループ補償が設定されます。PCの最終レイアウトが完了し、出力コンデンサの種類と容量値が具体的に決定したら、これらの値は過渡応答を最適化するために多少は変更できます。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。立ち上がり時間が1 $\mu$ s~10 $\mu$ sの、全負荷電流の20%~80%の出力電流パルスによって、帰還ループを開くことなく全体的なループの安定性を判断することができる出力電圧波形とITHピンの波形が発生します。

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は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 $R_C$ を大きくすると増加し、ループの帯域幅は $C_C$ を小さくすると広がります。 $C_C$ を減少させると同じ比率で $R_C$ を増加させるとゼロの周波数は変化しないので、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。

## アプリケーション情報

次に、大容量の (>1 $\mu$ F) 電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷で切り替えが行われると、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  $C_{OUT}$  と並列接続された状態になるため、 $V_{OUT}$  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。 $C_{LOAD}$  対  $C_{OUT}$  の比率が 1:50 より大きい場合は、スイッチの立ち上がり時間を制御して、負荷の立ち上がり時間を約  $25 \cdot C_{LOAD}$  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 の立ち上がり時間が必要とされ、充電電流は約 200mA に制限されるようになります。

### 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。

1. 信号グラウンドと電源グラウンドは分離されていますか。1つにまとめたこのデバイスの信号グラウンド・ピンと  $C_{DRVCC}$  のグラウンド帰還路は、1つにまとめた  $C_{OUT}$  の (-) 端子に戻す必要があります。上側の N チャンネル MOSFET、下側の N チャンネル MOSFET、および  $C_{IN}$  コンデンサで形成される経路のリードと PC トレース長を短くします。出力コンデンサの (-) 端子と入力コンデンサの (-) 端子は、コンデンサを互いに隣接させることによって可能な限り近づけて接続します。
2. LTC7862 の  $V_{FB}$  ピンの抵抗分割器は  $C_{OUT}$  の (+) 端子に接続されていますか。抵抗分割器は、 $C_{OUT}$  の (+) 端子と信号グラウンドの間に接続する必要があります。帰還抵抗は入力コンデンサからの高電流入力経路に沿って配置しないでください。
3.  $SENSE^-$  と  $SENSE^+$  のリードは、最小の基板トレース間隔で一緒に配線されていますか。 $SENSE^+$  と  $SENSE^-$  の間のフィルタ・コンデンサは、できるだけデバイスに近づけて配置します。 $SENSE$  抵抗にはケルビン接続を使って精密な電流検出を確実にを行います。

4.  $DRV_{CC}$  のデカップリング・コンデンサは、デバイスの近くで  $DRV_{CC}$  ピンとグラウンド・ピンの間に接続されていますか。このコンデンサは MOSFET ドライバのピーク電流を供給します。
5. SW、TG、および BOOST ノードは、影響を受けやすい小信号ノードから離します。これら全てのノードの信号は非常に大きく高速に変化するので、LTC7862 の出力側に置き、基板のトレース面積を最小限に抑えます。
6. 改良型のスター・グラウンド手法を使用します。これは、入力コンデンサおよび出力コンデンサと同じ基板の側にある低インピーダンスの広い銅領域の中央接地点で、ここに  $DRV_{CC}$  デカップリング・コンデンサの下側、帰還抵抗分圧器の下側、およびデバイスの GND ピンを接続します。

### PC 基板レイアウトのデバッグ

回路をテストするとき、DC~50MHz の電流プローブを使用してインダクタの電流をモニタすることは有用です。出力スイッチング・ノード (SW ピン) をモニタして、オシロスコープを内部発振器に同期させ、実際の出力電圧も調べてください。アプリケーションで予想される動作電圧および電流範囲で、適切な性能が達成されていることをチェックします。ドロップアウト状態になるまでの入力電圧範囲で、更に、出力負荷が低電流動作閾値を下回るまで、動作周波数が保たれるようにしてください。

適切に設計によって実装された低ノイズの PCB においては、デューティ・サイクルのパーセンテージがサイクル間で変動しません。低調波の周期でデューティ・サイクルが変動する場合、電流検出力または電圧検出力でノイズを拾っているか、またはループ補償が適当でない可能性があります。レギュレータの帯域幅を最適化する必要がない場合は、ループを過補償にして PCB レイアウトの不備を補うことができます。

$V_{IN}$  をその公称レベルから下げて、ドロップアウト状態のレギュレータ動作を確認します。出力をモニタしながら更に  $V_{IN}$  を下げて動作を確認し、低電圧ロックアウト回路の動作をチェックします。

## アプリケーション情報

問題があるのは出力電流が大きいときのみ、または入力電圧が高いときのみであるかどうかを調べます。入力電圧が高くかつ出力電流が小さいときに問題が発生する場合は、BOOST、SW、TG、場合によってはBGと、ノイズの影響を受けやすい電圧ピンおよび電流ピンとの間に容量性結合がないかを調べます。電流検出ピン間に接続するコンデンサは、デバイスのピンのすぐ近くに配置する必要があります。このコンデンサは、高周波容量性結合による差動ノイズの混入の影響を最小限に抑えるのに役立ちます。入力電圧が低く電流出力負荷が大きいときに問題が生じる場合は、 $C_{IN}$ 、上側MOSFET、および下側MOSFETと、影響を受けやすい電流および電圧検出トレースとの誘導性結合を調べます。更に、これらの部品とデバイスのGNDピンとの間の、共通グラウンド経路の電圧ピックアップも調べてください。

電流検出のリード線を逆方向に接続した場合、その他の点ではスイッチング・レギュレータが正しく動作するため、かえって見逃す恐れのある厄介な問題が生じます。このような不適切な接続状態でも出力電圧は維持されますが、電流モード制御の利点は得られません。電圧ループの補償は部品選択に対してはるかに敏感です。この現象は電流検出抵抗を一時的に短絡して調べることができます。検出抵抗を短絡してもレギュレータは引き続き出力電圧を制御するので、心配いりません。

## 標準的応用例

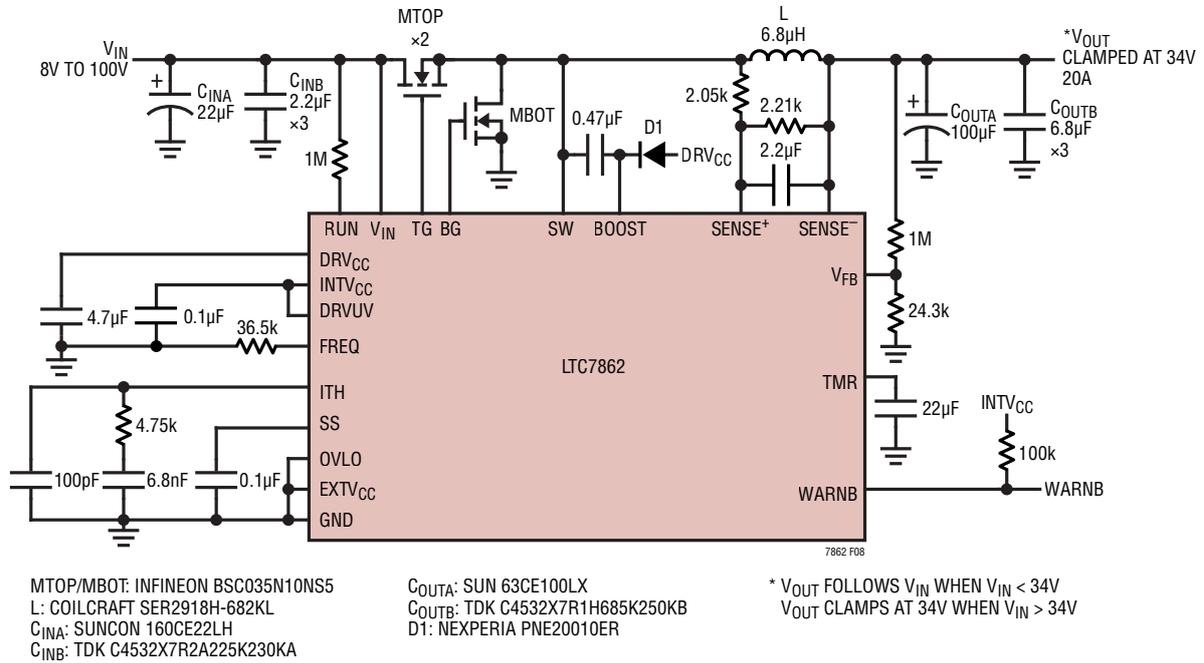


図8. 200kHz、8V~100V入力、34V最大20A出力

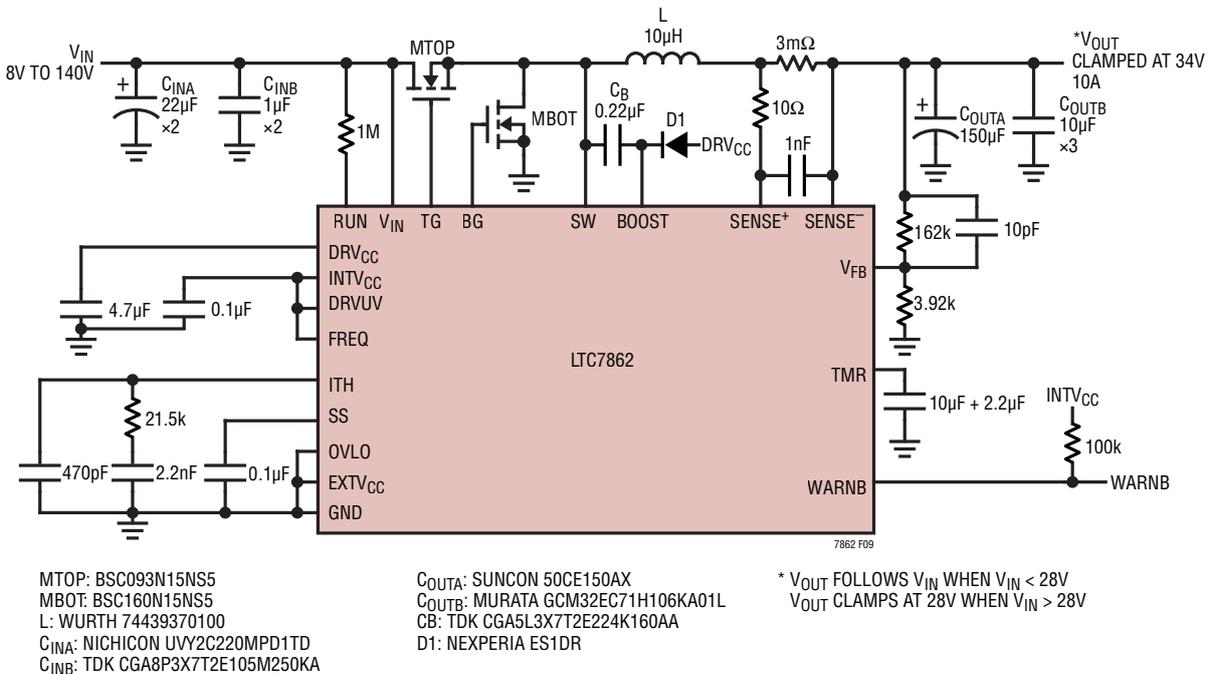


図9. 535kHz、8V~140V入力、34V最大10A出力

標準の応用例

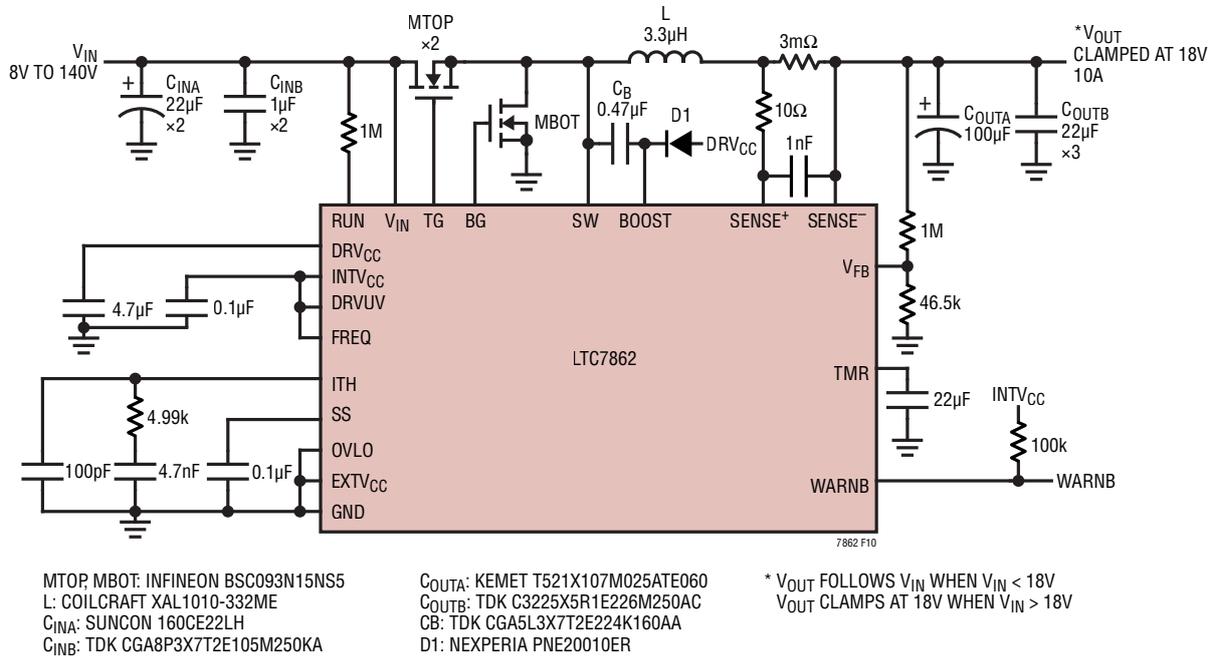


図10. 535kHz、8V~140V入力、18V最大10A出力

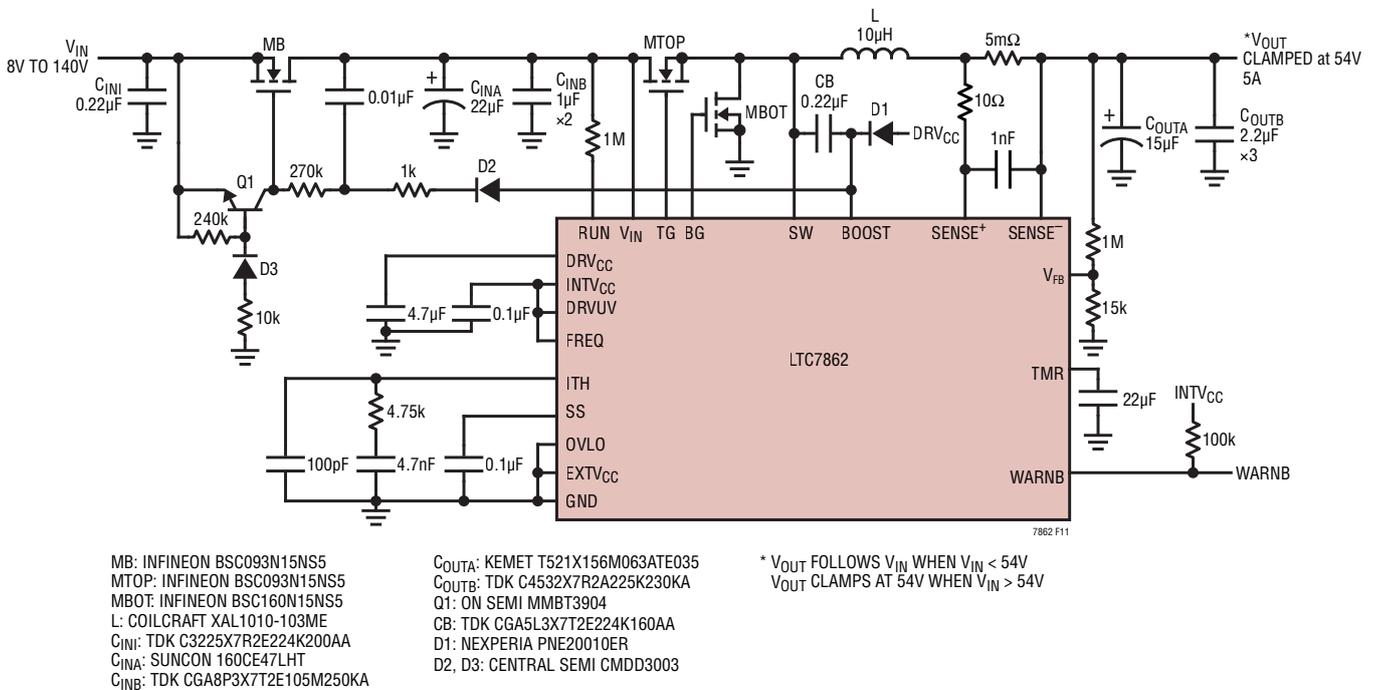
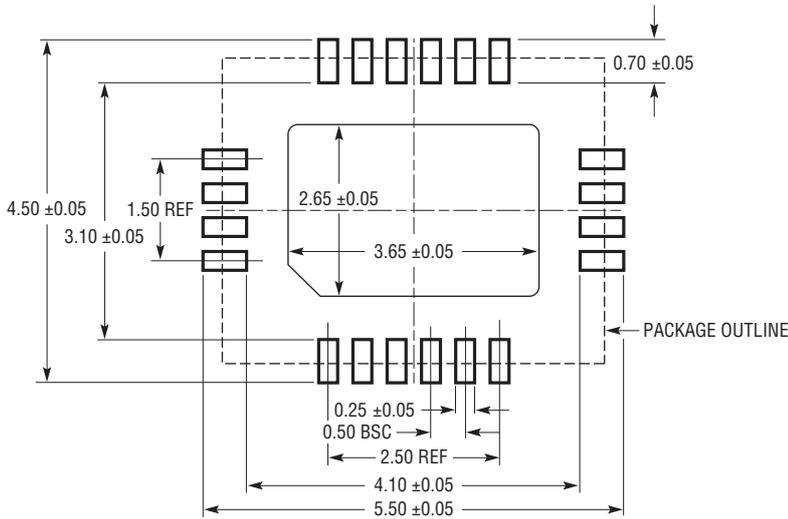
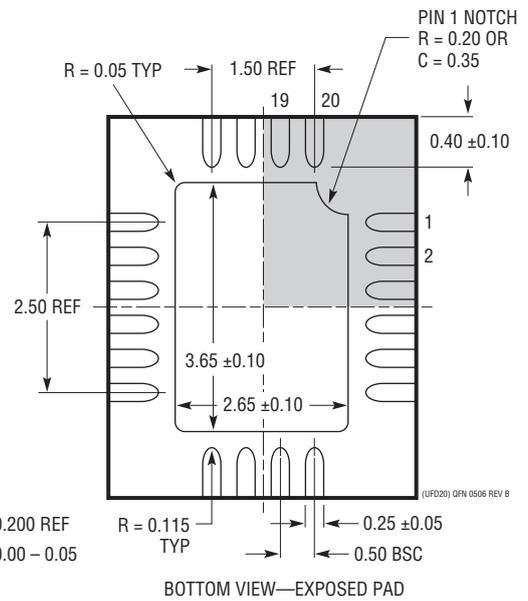
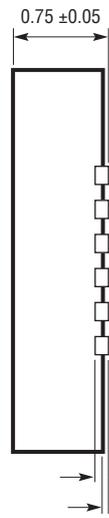
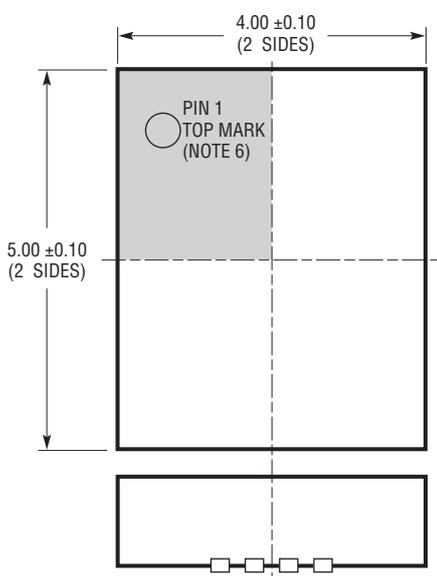


図11. 535kHz、8V~140V入力、54V最大5A出力、逆方向入力保護付き

**UFD Package**  
**20-Lead Plastic QFN (4mm × 5mm)**  
 (Reference LTC DWG # 05-08-1711 Rev B)



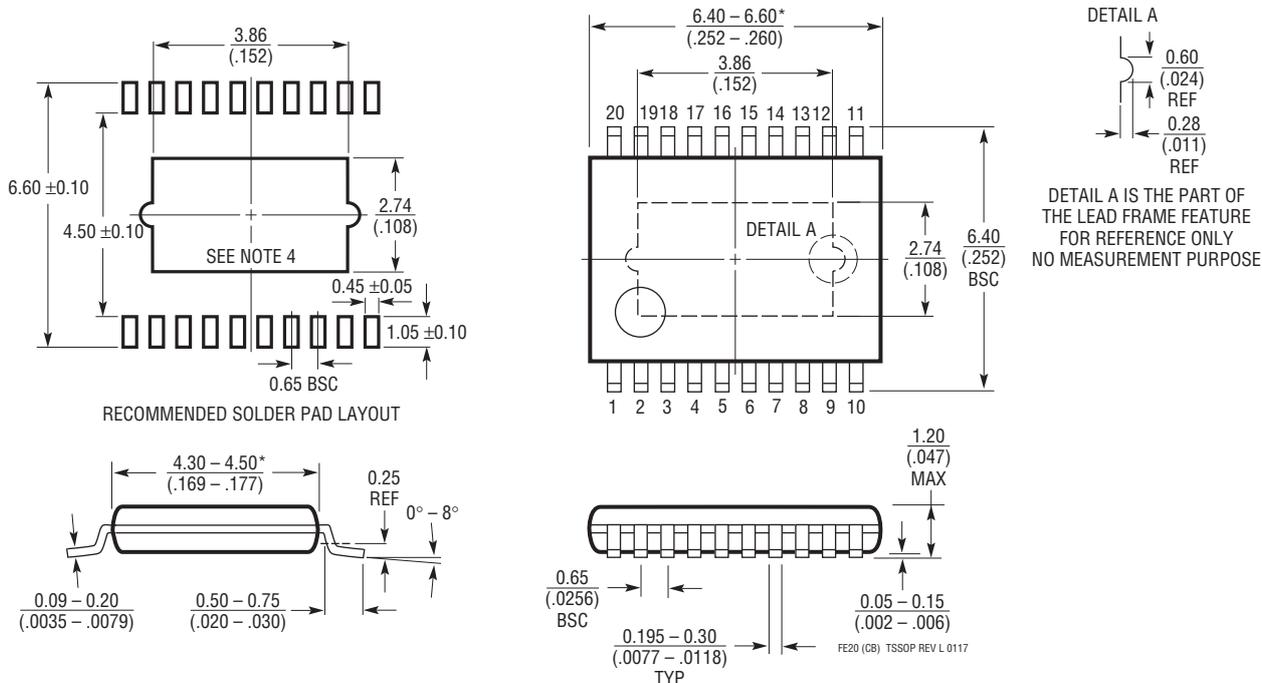
RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS  
 APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED



- 注記:
1. 図はJEDECパッケージ外形M0-220のバリエーション(WXXX-X)にするよう提案されている
  2. 図は実寸とは異なる
  3. 全ての寸法はミリメートル
  4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。  
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.15mmを超えないこと
  5. 露出パッドはハンダ・メッキとする
  6. 灰色の部分はパッケージの上面と底面のピン1の位置の参考に過ぎない

パッケージ

**FE Package**  
**20-Lead Plastic TSSOP (4.4mm)**  
 (Reference LTC DWG # 05-08-1663 Rev L)  
**Exposed Pad Variation CB**



注記:

1. 標準寸法: ミリメートル
2. 寸法は  $\frac{\text{ミリメートル}}{\text{(インチ)}}$
3. 図は実寸とは異なる

4. 露出パッド接着のための推奨最小 PCB メタルサイズ  
 \* 寸法にはモールドのバリを含まない。  
 モールドのバリは各サイドで 0.150mm (0.006 インチ) を超えないこと

