

## 3mm×3mm DFNパッケージの 1.2A 降圧スイッチング・レギュレータ

### 特長

- 広い入力範囲: 3.6V ~ 36V 動作、最大 40V
- 出力電流: 最大 1.2A
- 抵抗でプログラム可能な固定周波数動作:  
200kHz ~ 3MHz
- 最小 780mW まで調整可能な出力
- 短絡に対する耐性あり
- 小型のコンデンサやインダクタを使用
- ソフトスタート
- 低いシャットダウン電流: <2μA
- 低  $V_{CESAT}$  スイッチ: 350mV/1A
- 熱特性が改善された高さの低い 3mm×3mm  
DFN-8 および MSOP-8 パッケージ

### アプリケーション

- 車載バッテリーの安定化
- 産業用制御電源
- AC アダプタの安定化
- 分配電源の安定化
- バッテリー駆動機器

### 概要

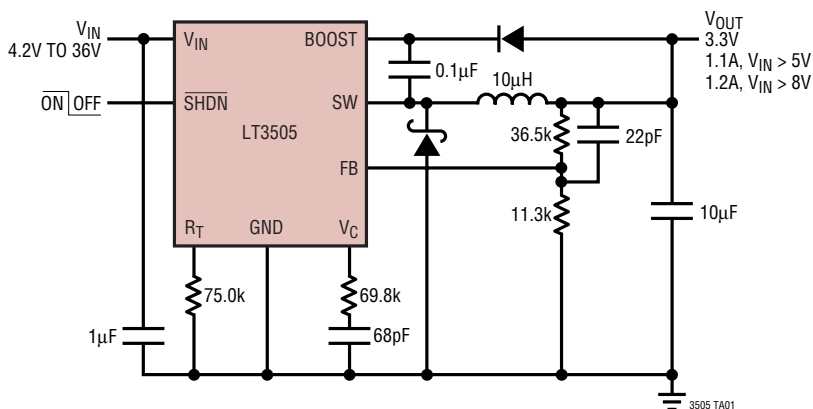
**LT<sup>®</sup>3505** は、1.4A パワー・スイッチを内蔵した電流モード PWM 降圧 DC/DC コンバータです。3.6V ~ 36V (最大 40V) という広範囲の入力電圧で動作するので、非安定化 AC トランス、24V 産業用電源、車載バッテリーなどの様々な電源から得られる電力を安定化するのに最適です。発振器は、小型で低コストの外付け部品を使用可能な高周波数動作にプログラムすることも、最大効率を達成するために比較的低い周波数で動作するようにプログラムすることもできます。

サイクルごとの電流制限によって短絡出力からデバイスを保護し、ソフトスタートによって起動時の入力電流サージをなくします。低電流 (<2μA) シャットダウンモードでは出力を切断するので、バッテリー駆動システムでのパワー・マネージメントを簡素化できます。

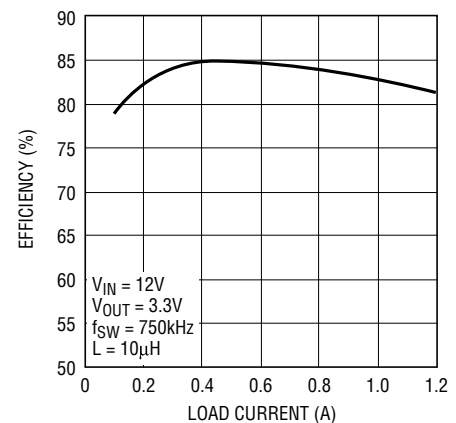
**LT**、**LT**、**LTC** および **LTM** はリニアテクノロジー社の登録商標です。他のすべての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。

### 標準的応用例

750kHz、3.3V 降圧コンバータ



効率



3505 TA01b

3505fc

# LT3505

## 絶対最大定格 (Note 1)

|                    |     |
|--------------------|-----|
| 入力電圧 ( $V_{IN}$ )  | 40V |
| BOOSTピン電圧          | 50V |
| SWピンを超える BOOSTピン電圧 | 25V |
| SHDNピン             | 40V |
| FBピン               | 6V  |
| $V_C$ ピン           | 3V  |
| $R_T$ ピン           | 3V  |

## 動作温度範囲 (Note 2)

|         |               |
|---------|---------------|
| LT3505E | -40°C ~ 85°C  |
| LT3505I | -40°C ~ 125°C |
| 最大接合部温度 | 125°C         |
| 保存温度範囲  | -65°C ~ 150°C |

## ピン配置

|   |  |
|---|--|
| <p>TOP VIEW</p> <p>DD PACKAGE<br/>8-LEAD (3mm x 3mm) PLASTIC DFN<br/><math>T_{JMAX} = 125^{\circ}\text{C}</math>, <math>\theta_{JA} = 43^{\circ}\text{C/W}</math>, <math>\theta_{JC} = 5^{\circ}\text{C/W}</math><br/>EXPOSED PAD (PIN 9) IS GND, MUST BE SOLDERED TO PCB</p> | <p>TOP VIEW</p> <p>MS8E PACKAGE<br/>8-LEAD PLASTIC MSOP<br/><math>T_{JMAX} = 125^{\circ}\text{C}</math>, <math>\theta_{JA} = 40^{\circ}\text{C/W}</math>, <math>\theta_{JC} = 5^{\circ}\text{C/W}</math><br/>EXPOSED PAD (PIN 9) IS GND, MUST BE SOLDERED TO PCB</p> |
|---|--|

## 発注情報

| 無鉛仕上げ           | テープアンドリール         | 製品マーキング | パッケージ                          | パッケージ          |
|-----------------|-------------------|---------|--------------------------------|----------------|
| LT3505EDD#PBF   | LT3505EDD#TRPBF   | LCHB    | 8-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN | -40°C to 85°C  |
| LT3505IDD#PBF   | LT3505IDD#TRPBF   | LCHC    | 8-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN | -40°C to 125°C |
| LT3505EMS8E#PBF | LT3505EMS8E#TRPBF | LTCNX   | 8-Lead Plastic MSOP            | -40°C to 85°C  |
| LT3505IMS8E#PBF | LT3505IMS8E#TRPBF | LTCNY   | 8-Lead Plastic MSOP            | -40°C to 125°C |
| 鉛仕上げ            | テープアンドリール         | 製品マーキング | パッケージ                          | 温度範囲           |
| LT3505EDD       | LT3505EDD#TR      | LCHB    | 8-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN | -40°C to 85°C  |
| LT3505IDD       | LT3505IDD#TR      | LCHC    | 8-Lead (3mm x 3mm) Plastic DFN | -40°C to 125°C |
| LT3505EMS8E     | LT3505EMS8E#TR    | LTCNX   | 8-Lead Plastic MSOP            | -40°C to 85°C  |
| LT3505IMS8E     | LT3505IMS8E#TR    | LTCNY   | 8-Lead Plastic MSOP            | -40°C to 125°C |

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

無鉛仕上げの製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。

テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandree/> をご覧ください。

## 電氣的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{BOOST} = 17\text{V}$ 。(Note 2)

| PARAMETER                                   | CONDITIONS                                    | MIN  | TYP   | MAX  | UNITS           |
|---|---|------|-------|------|-----------------|
| $V_{IN}$ Operating Range                    |   | 3.6  |       | 36   | V               |
| Undervoltage Lockout                        |   | 3.1  | 3.35  | 3.6  | V               |
| Feedback Voltage                            | ●   | 765  | 780   | 795  | mV              |
| FB Pin Bias Current                         | $V_{FB} = \text{Measured } V_{REF}$ (Note 4)  | ●    | 55    | 150  | nA              |
| Quiescent Current                           | Not Switching, $R_T = 75.0\text{k}$           |      | 2.0   | 2.7  | mA              |
| Quiescent Current in Shutdown               | $V_{SHDN} = 0\text{V}$                        |      | 0.01  | 2    | $\mu\text{A}$   |
| Reference Line Regulation                   | $V_{IN} = 5\text{V to } 36\text{V}$           |      | 0.007 |      | %/V             |
| Switching Frequency                         | $V_{FB} = 0.7\text{V}$ , $R_T = 13.7\text{k}$ | 2.70 | 3.01  | 3.30 | MHz             |
|   | $V_{FB} = 0.7\text{V}$ , $R_T = 75.0\text{k}$ | 675  | 750   | 825  | kHz             |
|   | $V_{FB} = 0.7\text{V}$ , $R_T = 357\text{k}$  | 180  | 200   | 220  | kHz             |
| Maximum Duty Cycle                          | $R_T = 75.0\text{k}$                          | ●    | 90    | 94   | %               |
| Error Amp Transconductance                  | $V_{FB} = 0.78\text{V}$                       |      | 200   |      | $\mu\text{A/V}$ |
| Error Amp Voltage Gain                      | $V_{FB} = 0.78\text{V}$                       |      | 400   |      | V/V             |
| $V_C$ Source Current                        | $V_{FB} = 0\text{V}$ , $V_C = 1.5\text{V}$    |      | 10    |      | $\mu\text{A}$   |
| $V_C$ Sink Current                          | $V_{FB} = 1\text{V}$ , $V_C = 1.5\text{V}$    |      | 14    |      | $\mu\text{A}$   |
| $V_C$ Switching Threshold Voltage           | $I_{OUT} = 0\text{mA}$                        |      | 0.9   |      | V               |
| $V_C$ Clamp Voltage                         | $V_{FB} = 0\text{V}$                          |      | 1.7   |      | V               |
| $R_T$ Bias Voltage                          | $V_{FB} = 0.6\text{V}$                        |      | 0.5   |      | V               |
|   | $V_{FB} = 0\text{V}$ , $R_T = 75.0\text{k}$   |      | 50    |      | mV              |
| Switch Current Limit                        | (Note 3)                                      | 1.4  | 1.75  | 2.2  | A               |
| Switch $V_{CESAT}$                          | $I_{SW} = 1\text{A}$                          |      | 350   |      | mV              |
| Switch Leakage Current                      |   |      | 0.1   | 2    | $\mu\text{A}$   |
| Minimum Boost Voltage Above Switch          | $I_{SW} = 1\text{A}$                          |      | 1.6   | 2.2  | V               |
| BOOST Pin Current                           | $I_{SW} = 1\text{A}$                          |      | 24    | 50   | mA              |
| $\overline{\text{SHDN}}$ Input Voltage High |   | 2.3  |       |      | V               |
| $\overline{\text{SHDN}}$ Input Voltage Low  |   |      |       | 0.3  | V               |
| $\overline{\text{SHDN}}$ Bias Current       | $V_{SHDN} = 2.3\text{V}$ (Note 5)             |      | 6     | 20   | $\mu\text{A}$   |
|   | $V_{SHDN} = 0\text{V}$                        |      | 0.01  | 0.1  | $\mu\text{A}$   |

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

**Note 2:** LT3505Eは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LT3505Iの仕様は $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の温度範囲で保証されている。

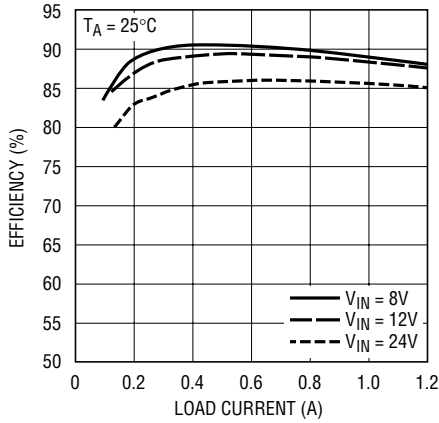
**Note 3:** 電流制限は設計および静的テストとの相関によって保証されている。高いデューティ・サイクルではスロープ補償により電流制限が低下する。

**Note 4:** 電流はピンから流れ出す。

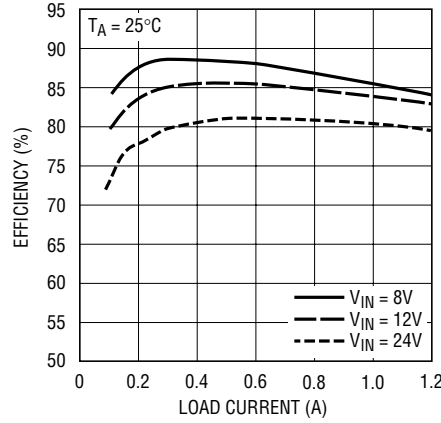
**Note 5:** 電流はピンに流れ込む。

## 標準的性能特性

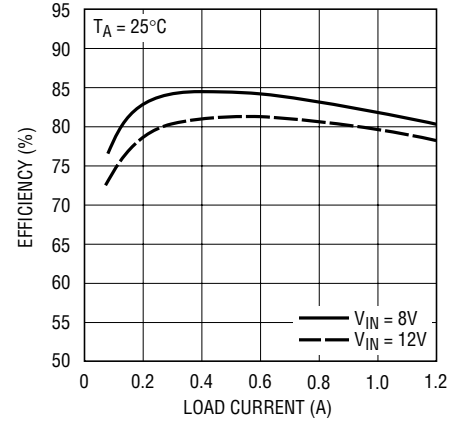
効率 ( $V_{OUT} = 5V$ ,  $L = 10\mu H$ ,  $f_{SW} = 750kHz$ )



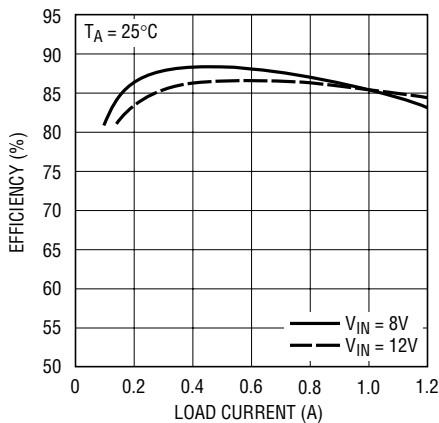
効率 ( $V_{OUT} = 3.3V$ ,  $L = 10\mu H$ ,  $f_{SW} = 750kHz$ )



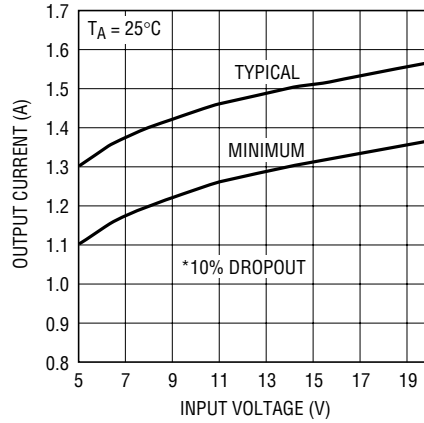
効率 ( $V_{OUT} = 3.3V$ ,  $L = 4.7\mu H$ ,  $f_{SW} = 2.2MHz$ )



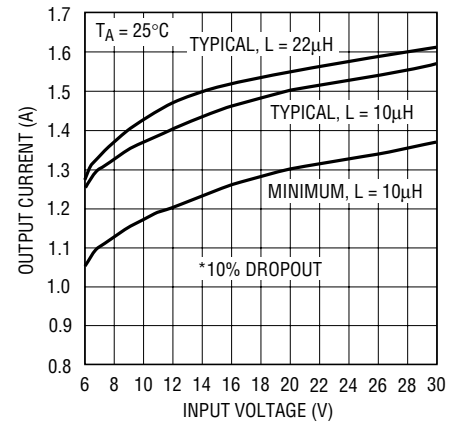
効率 ( $V_{OUT} = 5V$ ,  $L = 4.7\mu H$ ,  $f_{SW} = 2.2MHz$ )



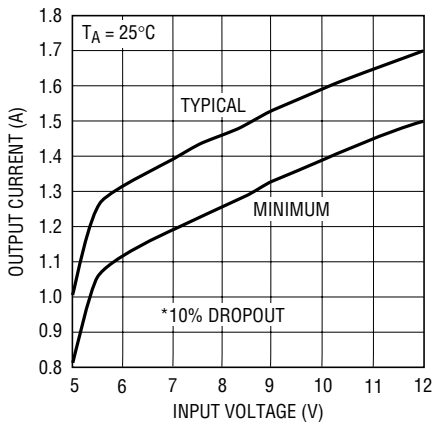
最大負荷電流 ( $V_{OUT} = 3.3V$ ,  $L = 6.8\mu H$ ,  $f_{SW} = 750kHz$ )



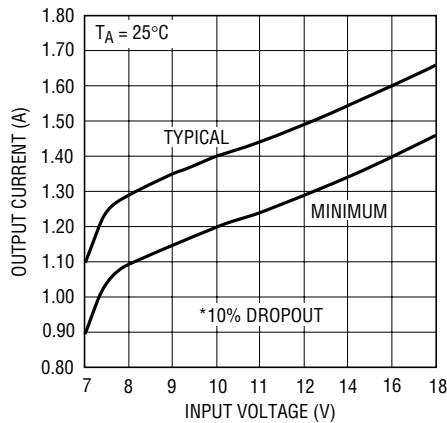
最大負荷電流 ( $V_{OUT} = 5V$ ,  $f_{SW} = 750kHz$ )



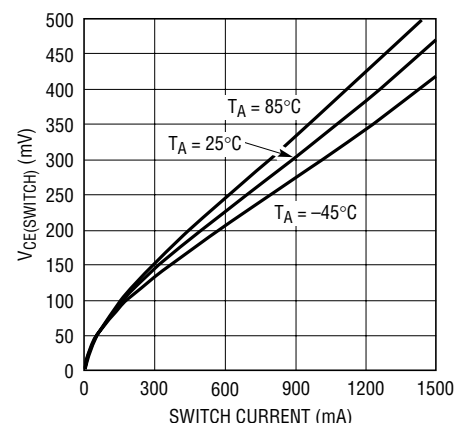
最大負荷電流 ( $V_{OUT} = 3.3V$ ,  $L = 2.2\mu H$ ,  $f_{SW} = 2.2MHz$ )



最大負荷電流 ( $V_{OUT} = 5V$ ,  $L = 3.3\mu H$ ,  $f_{SW} = 2.2MHz$ )

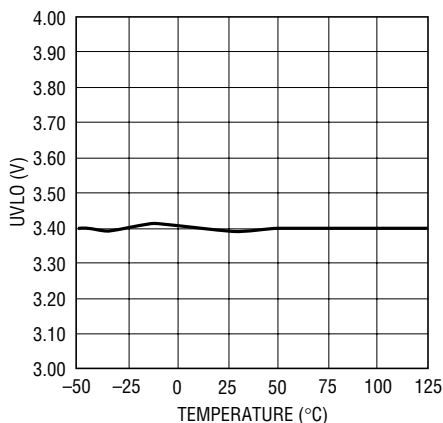


スイッチの電圧降下



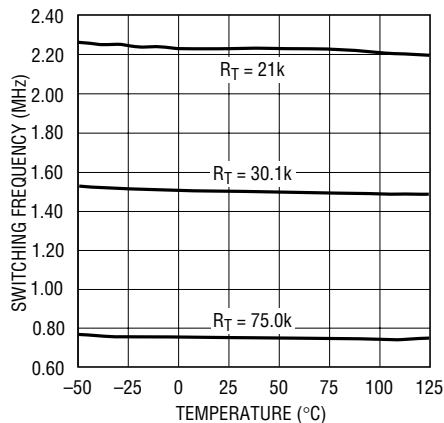
# 標準的性能特性

低電圧ロックアウト



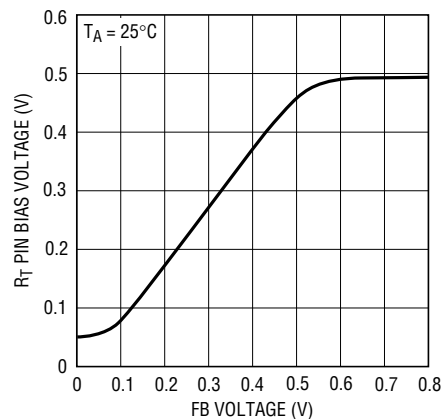
3505 G10

スイッチング周波数



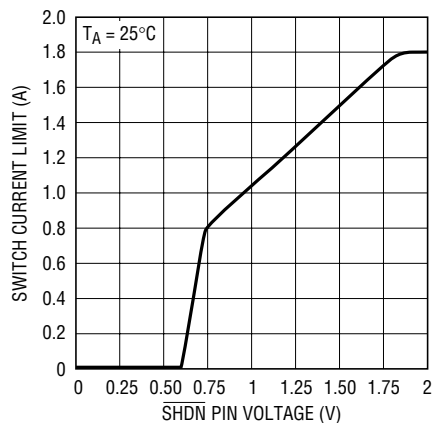
3505 G11

周波数ホールドバック、 $R_T = 75.0k$



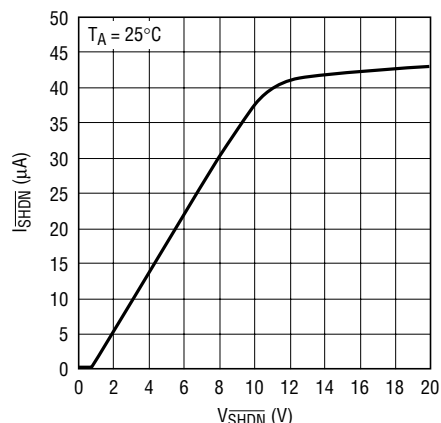
3505 G12

ソフトスタート



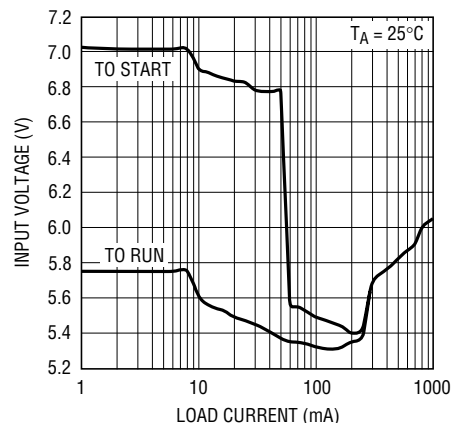
3505 G13

SHDN ピンの電流



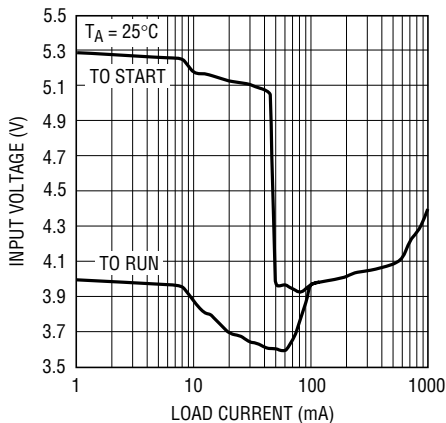
3505 G14

標準最小入力電圧、  
( $V_{OUT} = 5V$ ,  $f_{SW} = 750kHz$ )



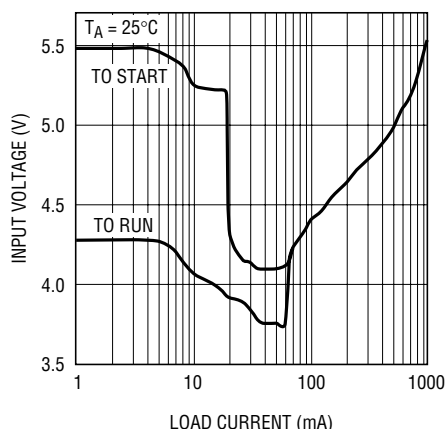
3505 G15

標準最小入力電圧、  
( $V_{OUT} = 3.3V$ ,  $f_{SW} = 750kHz$ )



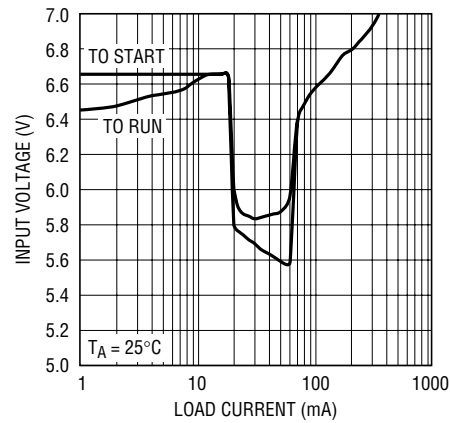
3505 G16

標準最小入力電圧、  
( $V_{OUT} = 3.3V$ ,  $f_{SW} = 2.2MHz$ )



3505 G17

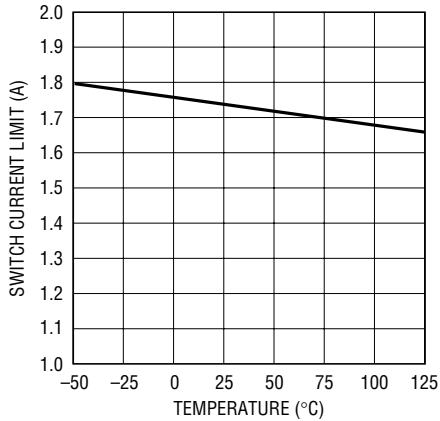
標準最小入力電圧、  
( $V_{OUT} = 5V$ ,  $f_{SW} = 2.2MHz$ )



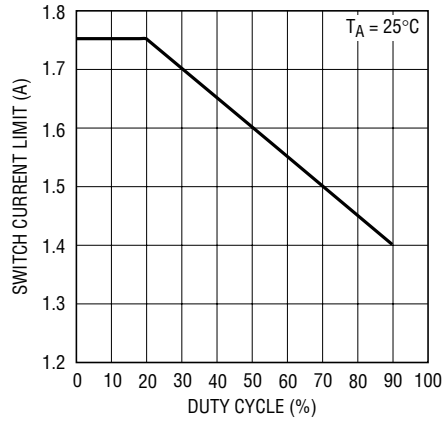
3505 G18

## 標準的性能特性

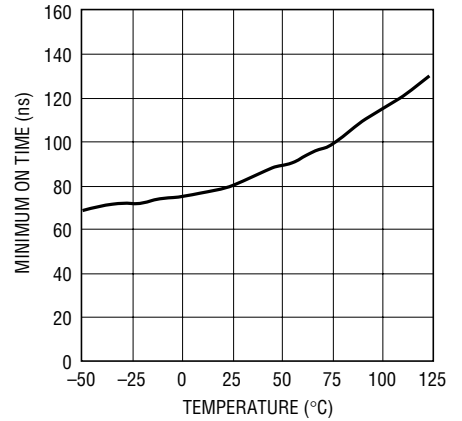
スイッチ電流制限



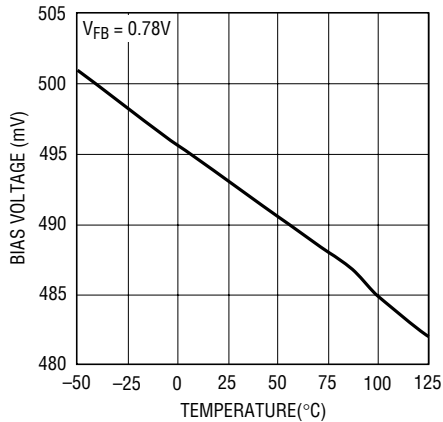
スイッチ電流制限、 $R_T = 75.0k$



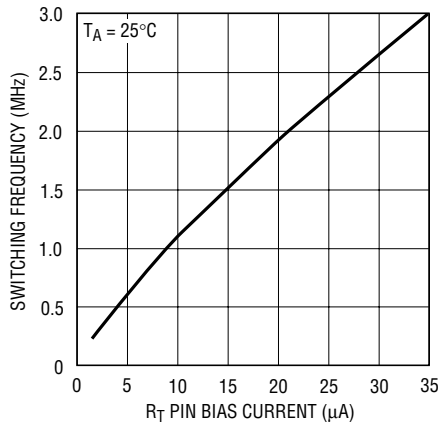
標準最小オン時間



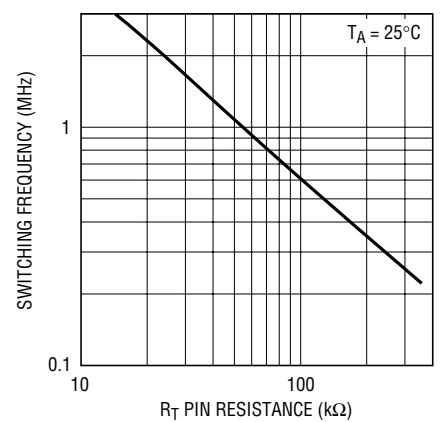
$R_T$  ピンのバイアス電圧



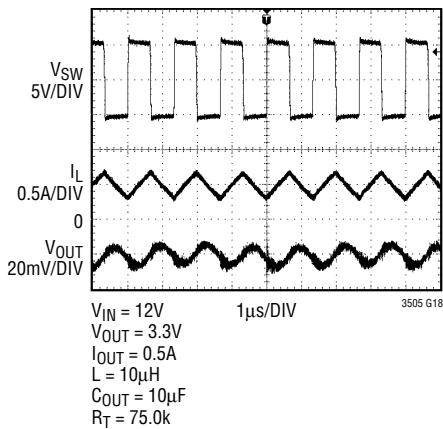
スイッチング周波数



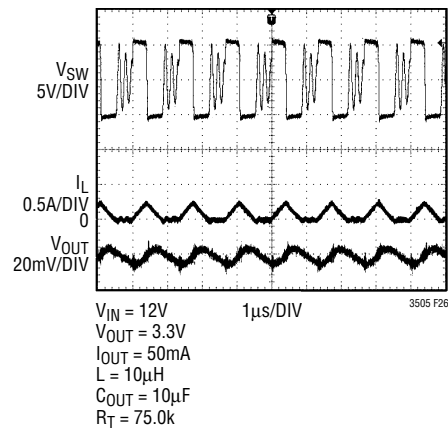
スイッチング周波数



動作波形



動作波形、不連続モード



## ピン機能

**BOOST (ピン1) :** BOOSTピンは入力電圧よりも高いドライブ電圧を内蔵バイポーラNPNパワー・スイッチに与えるのに使います。

**SW (ピン2) :** SWピンは内部パワー・スイッチの出力です。このピンは、インダクタ、キャッチ・ダイオードおよびブースト・コンデンサに接続します。

**V<sub>IN</sub> (ピン3) :** V<sub>IN</sub>ピンはLT3505の内部レギュレータおよび内部パワー・スイッチに電流を供給します。このピンはローカルにバイパスする必要があります。

**$\overline{\text{SHDN}}$  (ピン4) :** このピンを使ってLT3505をシャットダウン・モードにします。グランドに接続するとLT3505がシャットダウンします。通常動作時は2.3V以上の電圧に接続します。シャットダウン機能を使用しない場合はV<sub>IN</sub>に接続します。 $\overline{\text{SHDN}}$ によりソフトスタート機能も提供されます。「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。

**GND (ピン5) :** GNDピンはLT3505および回路部品の下のローカル・グランド・プレーンに接続します。帰還分割器からのリターンはこのピンに接続してください。

**R<sub>T</sub> (ピン6) :** R<sub>T</sub>ピンは、このピンからグランドに抵抗を接続してLT3505のスイッチング周波数をプログラムするのに使います。このデータシートの「アプリケーション情報」のセクションには、望みのスイッチング周波数に基づいて抵抗値を決めるための表が含まれています。このピンの容量は最小に抑えます。

**FB (ピン7) :** LT3505はその帰還ピンを780mVに安定化します。帰還抵抗分割器のタップをこのピンに接続します。次式に従ってR1を選択して出力電圧を設定します。

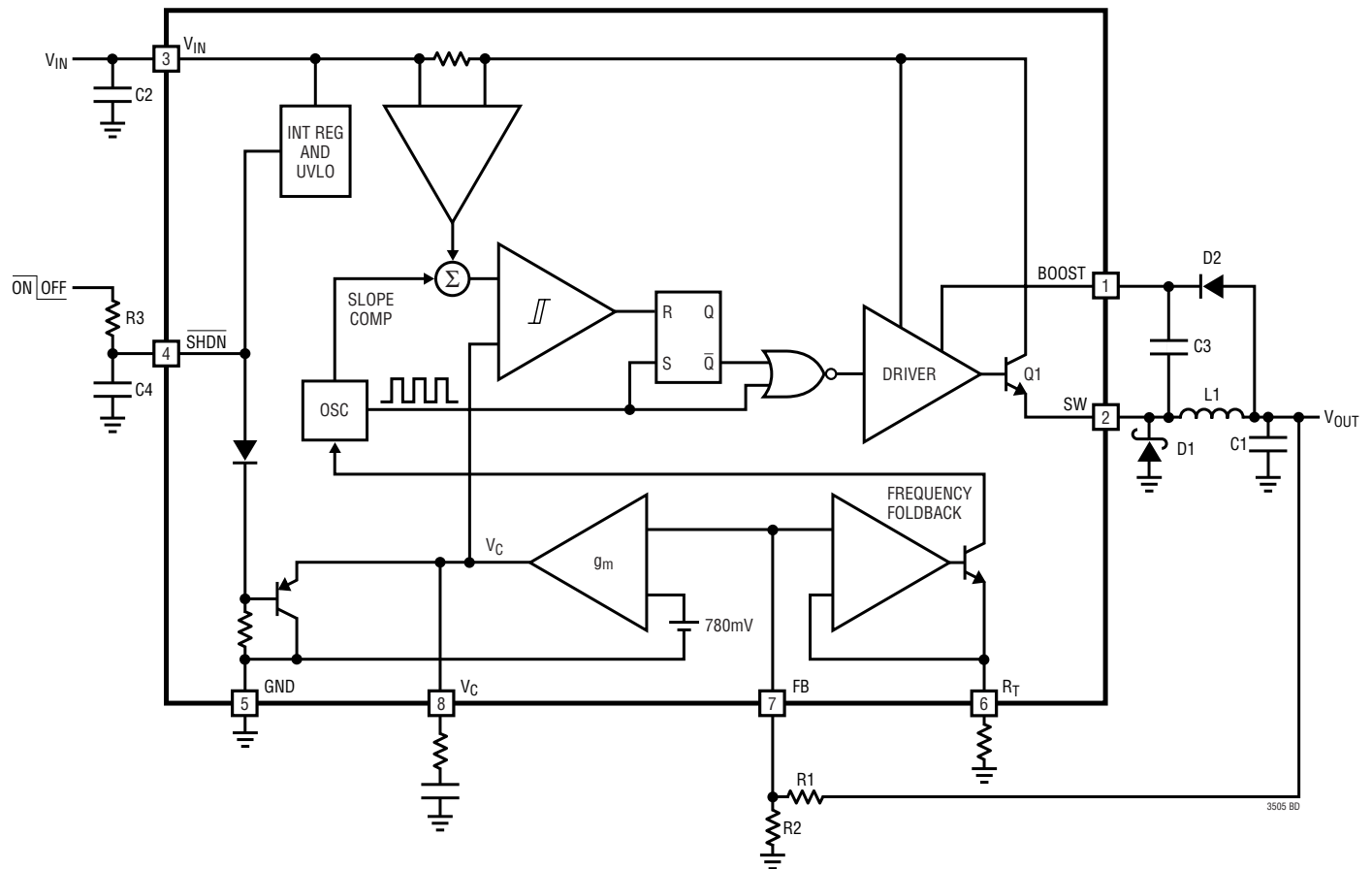
$$R1 = R2 \left( \frac{V_{\text{OUT}}}{0.78V} - 1 \right)$$

R2の適切な値は10kです。

**V<sub>C</sub> (ピン8) :** 外部RCネットワークをこのピンからグランドに接続してLT3505の制御ループを補償するのに使います。

**露出パッド (ピン9) :** 露出パッドはPCBのグランドに半田付けし、電氣的にグランドに接続する必要があります。大きなグランド・プレーンとサーマル・ビアを使って、熱性能を最適化します。

## ブロック図



## 動作 (ブロック図を参照)

LT3505は固定周波数の電流モード降圧レギュレータです。抵抗でプログラムされた発振器がRSフリップフロップをイネーブルし、内部の1.4Aパワー・スイッチQ1をオンします。アンプおよびコンパレータはVINピンとSWピンの間を流れる電流を検出し、この電流がVCピンの電圧によって決まるレベルに達するとスイッチをオフします。誤差アンプはFBピンに接続された外部抵抗分割器を通して出力電圧を測定し、VCノードをサーボ制御します。誤差アンプの出力が増加すると出力に供給される電流が増加します。誤差アンプの出力が減少すると供給される電流が減少します。VCノードのアクティブ・クランプ(示されてはいない)によって電流制限がおこなわれます。VCノードはSHDNピンの電圧にもクランプされます。ソフトスタートは外付けの抵抗とコンデンサを使ってSHDNピンに電圧ランプを発生させて実現します。

内部レギュレータが制御回路に電力を供給します。このレギュレータには、VINが約3.4Vより低くなるとスイッチングを禁止する低電圧ロックアウトが備わっています。SHDNピンはLT3505をシャットダウン状態にして出力を切り離し、入力電流を2μA未満に減らすのに使います。

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

FBピンの電圧が低いとRTピンの電圧が下がり、発振器の周波数を下げます。この周波数フォールドバックは、起動時および過負荷時の出力電流を制御するのに役立ちます。



## アプリケーション情報

### FB 抵抗ネットワーク

出力電圧は出力と FB ピンの間に接続した抵抗分割器を使ってプログラムします。次式に従って 1% 抵抗を選択します。

$$R1 = R2 \left( \frac{V_{OUT}}{0.78V} - 1 \right)$$

バイアス電流による誤差を避けるため、R2 は 20k 以下にします。参照名についてはブロック図を参照してください。

### 入力電圧範囲

LT3505 のアプリケーションの入力電圧範囲は、出力電圧、 $V_{IN}$  ピンと BOOST ピンの絶対最大定格、およびプログラムされたスイッチング周波数に依存します。

最小入力電圧は LT3505 の約 3.6V の最小動作電圧またはその最大デューティ・サイクルのどちらかによって決まります。デューティ・サイクルは内部スイッチがオンしている時間の割合であり、入力電圧と出力電圧によって決まります。

$$DC = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} - V_{SW} + V_D}$$

ここで、 $V_D$  はキャッチ・ダイオードの順方向電圧降下 (約 0.4V)、 $V_{SW}$  は内部スイッチの電圧降下 (最大負荷で約 0.4V) です。したがって、最小入力電圧は次のようになります。

$$V_{IN(MIN)} = \frac{V_{OUT} + V_D}{DC_{MAX}} - V_D + V_{SW}$$

ここで、 $DC_{MAX} = 1 - f_{SW}/8.33$ 、ただし、 $f_{SW}$  の単位は MHz。

最大入力電圧は  $V_{IN}$  ピンと BOOST ピンの絶対最大定格によって決まります。固定周波数動作では、最大入力電圧は必要な最小デューティ・サイクルによって次のように決まります。入力電圧が増加するにつれ、出力電圧を安定化するのに必要なデューティ・サイクルが減少します。最小デューティ・サイクルは次のとおりです。

$$DC_{MIN} = f_{SW} \cdot t_{ON(MIN)}$$

ただし、 $f_{SW}$  はヘルツで表わしたスイッチング周波数、 $t_{ON(MIN)}$  は秒で表わしたワーストケースの最小オン時間です。LT3505 の最小オン時間は温度の強い関数です。データシートの「標準的性能特性」のセクションには最小オン時間と温度のグラフが含まれており、目的のアプリケーションのワーストケース最小オン時間を決定するのに役立ちます。

入力電圧が十分高く、必要なデューティ・サイクルが  $DC_{MIN}$  より低いと、デバイスはパルス・スキップ・モードになります。具体的には、パルス・スキップは次のとき始まります。

$$V_{IN(PS)} = (V_{OUT} + V_D) / DC_{MIN} - V_D + V_{SW}$$

$V_{IN(PS)}$  より上では、デバイスは短時間オンしてインダクタ電流を制御し、出力電圧を安定化しますので、プログラムされたスイッチング周波数より下の周波数スペクトルが生じることがあります。固定周波数動作を維持するには、入力電圧を  $V_{IN(PS)}$  より下に保ちます。 $V_{IN(PS)}$  を超える動作の詳細については、データシートの「最小オン時間」のセクションを参照してください。

これは固定周波数動作に留まるための、動作入力電圧に対する制限であることに注意してください。出力が安定化された状態のとき、回路は  $V_{IN}$  ピンと BOOST ピンの絶対最大定格までの短時間の過渡入力に耐えます。過負荷状態 (短絡や起動) の間は、入力電圧を  $V_{IN(PS)}$  に制限してください。

### 最小オン時間

750kHz より低いスイッチング周波数では、デバイスは  $V_{IN(PS)}$  を超える入力電圧 (最大 40V) でも出力を安定化しますが、入力電圧の増加に伴い、出力電圧リップルが増加します。 $V_{IN(PS)} = 33V$  に近い 3V 出力のアプリケーションの連続モードのスイッチング波形を図 1 に示します。

入力電圧が増加するにつれ、デバイスは短時間だけスイッチングする必要があります。パワー・スイッチをオフするのに伴う遅延により、デバイスの最小オン時間が決まります。ワーストケースの最小オン時間は標準で 130ns です。入力電圧を  $V_{IN} = 35V$  に上げたときのスイッチング波形を図 2 に示します。

## アプリケーション情報

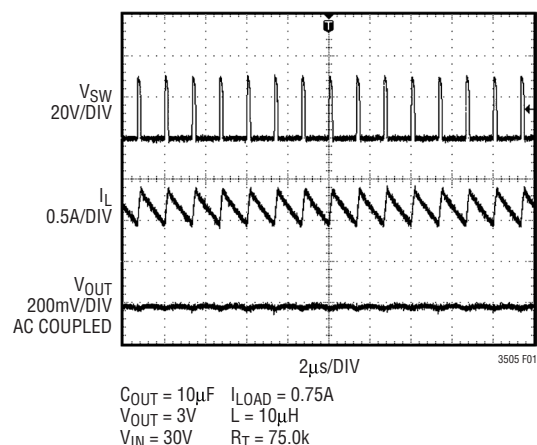


図 1

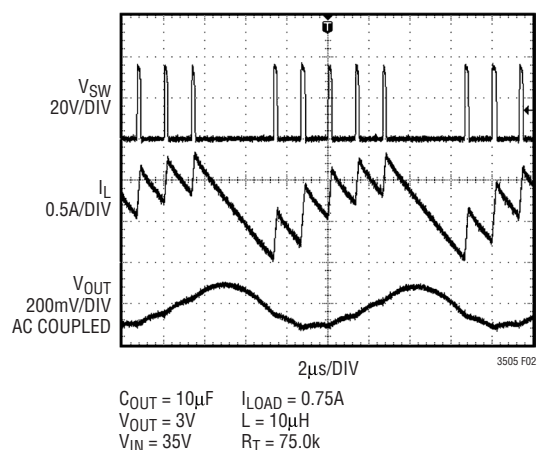


図 2

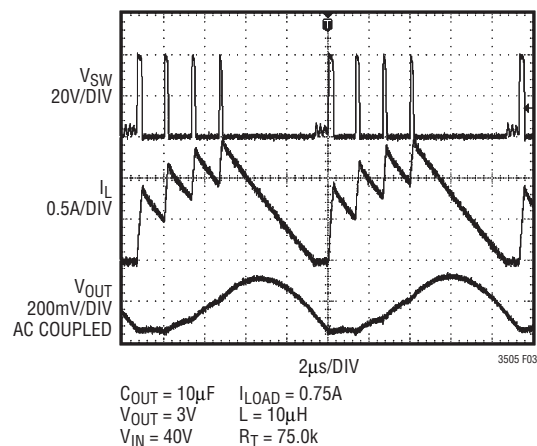


図 3

ここで、必要なオン時間は130nsの最小オン時間より短くなっています。もっと低いデューティ・サイクルの要求に合わせるためスイッチのパルス幅を狭める代わりに、スイッチのパルス幅は130nsに固定されたままです。図2で、インダクタ電流は負荷電流を超える値にまでランプアップし、出力リップルは約200mVに増加します。その後、スイッチングを再開する前に、デバイスは出力電圧がプログラムされた値の100%より下になるまでオフ状態に留まります。

750kHzを超えるスイッチング周波数では、入力電圧は $V_{IN}(PS)$ を超えてはいけません。750kHzを超えるスイッチング周波数で、 $V_{IN}(PS)$ より上で安全な動作を実現する回路ソリューションに関しては、「入力電圧と周波数フォールドバック」のセクションを参照してください。750kHzより下のスイッチング周波数では、出力電圧が安定化された状態を保ち、インダクタが飽和しない限り、 $V_{IN}(PS)$ より上の動作でも安全で、デバイスを損傷することはありません。入力電圧をその絶対最大定格の40Vに上げたときの750kHzアプリケーションのスイッチング波形を図3に示します。

入力電圧が増加するにつれ、インダクタ電流のランプ・レートが上がり、スキップされるパルスの個数が増え、出力電圧リップルが大きくなります。プログラムされたスイッチング周波数が750kHzより低く、ピーク・インダクタ電流が2.2Aを超えない限り、これらの条件での長時間動作に耐えるだけ十分デバイスは堅牢です。この動作方式では、インダクタ電流の飽和により性能がさらに制限されることがあります。

### 周波数の選択

LT3505がプログラムすることができる最大周波数は3MHzです。LT3505がプログラムすることができる最小周波数は200kHzです。RTピンからグラウンドに1%抵抗を接続してスイッチング周波数をプログラムします。RTの値を選択するのに表1を使うことができます。意図する動作周波数を選択するとき、最小オン時間とエッジ損失を考慮に入れる必要があります。スイッチング周波数が高くなると、電力損失が増加し、効率が低下します。

## アプリケーション情報

トランジスタの帯域幅は有限なので、パワー・スイッチがオン/オフできるスピードが制限され、実効的にLT3505の最小オン時間が設定されます。与えられた出力電圧に対して、最小オン時間により、連続モードの動作に留まる最大入力電圧( $V_{IN(PS)}$ )が決まります。 $V_{IN(PS)}$ の決定に関する詳細については、データシートの「入力電圧範囲」のセクションを参照してください。750kHzより低いスイッチング周波数の場合、 $V_{IN(PS)}$ を超える(最大40V)動作でも、システムがデータシートの「最小オン時間」のセクションで概説されているパルス・スキップ動作を許容できれば安全です。750kHzを超えるスイッチング周波数では、エッジ損失により、動作は $V_{IN(PS)}$ より低い入力電圧に制限されます。

有限の遷移時間により、パワー・スイッチがオン/オフする度に少量の電力消費が生じます(エッジ損失)。エッジ損失は、周波数、スイッチ電流および入力電圧とともに増加します。

### 入力電圧と周波数フォールドバック

連続モード動作では( $V_{IN(PS)}$ より下)、エッジ損失はアプリケーションの効率を下げるだけです。ただし、750kHzを超える高いスイッチング周波数および $V_{IN(PS)}$ を超える入力電圧では、デバイスはパルス・スキップ・モードで動作し、スイッチング電流がデバイスの電流リミット(1.75A)を超えることがあります。これにより、スイッチの遷移時の電力消費がさらに増加し、ダイ温度が上昇します。この状況を改善するため、図4に示されているように、1個の抵抗( $R_5$ )と1個のツェナー・ダイオード( $D_3$ )を標準的LT3505回路に追加することができます。

入力電圧が16Vより低いとき、ツェナー・ダイオードの経路には電流が流れず、 $R_T$ ピンから流れ出し( $R_4$ を通る)電流は公称 $0.5V/20k = 25\mu A$ であり、これによりスイッチング周波数は2.2MHzにプログラムされます。入力電圧が16Vを超えて上昇するにつれ、ツェナー・ダイオードが導通し始め、 $R_T$ ピンから流れ出す電流は徐々に減少します。このメカニズムにより、入力電圧が16Vを超えて(最大36V)上昇するにつれてスイッチング周波数が低下し、スキップ・パルスなしに、デバイスが常に連続モードで動作することが保証され、それによって、パルス・スキップ・モードで問題になるダイ温度の過度の上昇が防がれます。

回路は $V_{ZENER}$ より上で無期限に動作可能ですが、この周波数フォールドバックの手法は、一時的に輸入電圧が高くなったとき回路を保護することを意図しています。たとえば、多くの自動車システムでは、通常の動作入力範囲は9V～16Vであり、AMバンド(>1.8MHz)より上で動作するようにLT3505をプログラムすることができます。同時に、回路は負荷ダンプや、ダブルバッテリーによるジャンプ・スタートによる高い入力電圧に耐える必要があります。これらの短い時間、AMバンド内の周波数でスイッチングすることは通常許容されます。

入力電圧が $V_{ZENER}$ を超えているとき出力が短絡されると、スイッチング周波数は30kHzに低下し、入力電圧が $V_{ZENER}$ より下に下がるまで短絡状態から回復することができません(以下の説明を参照)。

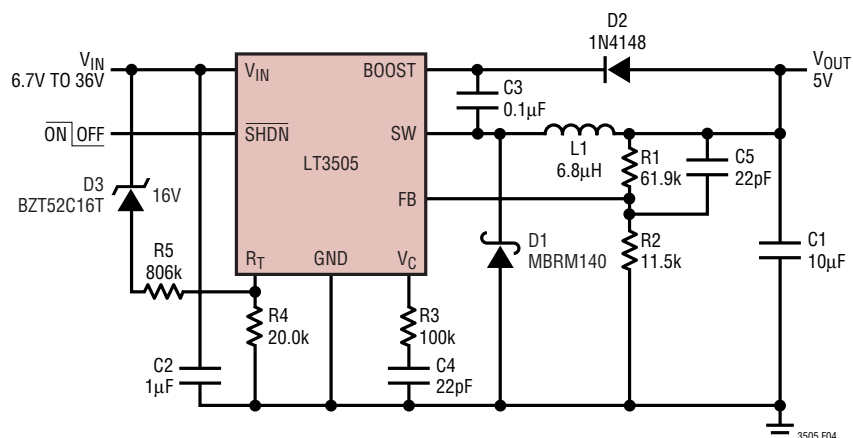
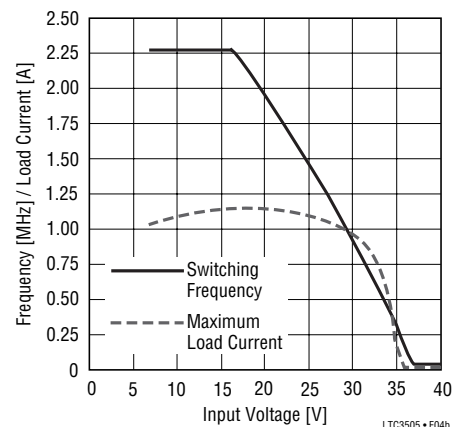


図4. 2.2MHz、5Vアプリケーション、入力電圧周波数フォールドバック回路付き



## アプリケーション情報

### 入力電圧周波数フォールドバック回路の部品の選択

特定のアプリケーションのR4、R5およびD3の値を決めるには、このセクションで概説されている手順に従ってください。最初に、表1からR4の値を選択します。

表1. R<sub>T</sub> ピンの抵抗

| R <sub>T</sub> PIN RESISTANCE (kΩ) | SWITCHING FREQUENCY (MHz) |
|------------------------------------|---------------------------|
| 357                                | 0.20                      |
| 237                                | 0.30                      |
| 165                                | 0.40                      |
| 124                                | 0.50                      |
| 100                                | 0.60                      |
| 84.5                               | 0.69                      |
| 71.5                               | 0.80                      |
| 61.9                               | 0.91                      |
| 54.9                               | 1.00                      |
| 48.7                               | 1.11                      |
| 44.2                               | 1.21                      |
| 40.2                               | 1.31                      |
| 37.4                               | 1.39                      |
| 34.0                               | 1.50                      |
| 31.6                               | 1.60                      |
| 29.4                               | 1.70                      |
| 27.4                               | 1.80                      |
| 25.5                               | 1.90                      |
| 23.7                               | 2.02                      |
| 22.6                               | 2.10                      |
| 21.0                               | 2.22                      |
| 20.0                               | 2.31                      |
| 19.1                               | 2.39                      |
| 18.2                               | 2.48                      |
| 16.9                               | 2.62                      |
| 16.2                               | 2.71                      |
| 15.4                               | 2.81                      |
| 14.7                               | 2.90                      |
| 13.7                               | 3.01                      |

次に、このデータシートの「入力電圧範囲」のセクションの式からV<sub>IN(PS)</sub>の値を決定します。ブレイクダウン電圧(V<sub>ZENER</sub>)がV<sub>IN(PS)</sub>より低いツェナー・ダイオード(D3)を選択します。次に、次式から望みのフォールドバック周波数を決めます。

$$f_{SW(MIN)} = (V_{OUT} + V_D) / [t_{ON(MIN)} \cdot (V_{IN(MAX)} + V_D - V_{SW})]$$

ここで、V<sub>D</sub>はキャッチ・ダイオードの順方向電圧降下(約0.4V)、V<sub>SW</sub>は内部パワー・スイッチの電圧降下(最大負荷で約0.4V)、V<sub>IN(MAX)</sub>はアプリケーションの最大入力電圧(36V以下でなければなりません)、t<sub>ON(MIN)</sub>は意図されたアプリケーションのワーストケース最小オン時間です。ワーストケース最小オン時間はデータシートの「標準的性能特性」のセクションのグラフから決定することができます。次に、f<sub>SW(MIN)</sub>に対応する抵抗を表1で探します。この抵抗はR<sub>T(MAX)</sub>、つまりV<sub>IN(MAX)</sub>でのR<sub>T</sub>ピンからグランドへの実効抵抗で、発振器をf<sub>SW(MIN)</sub>に等しいスイッチング周波数にプログラムします。

最後に、次式からR5を決定します。

$$R5 = 2 \cdot (V_{IN(MAX)} - V_{ZENER}) / (1/R4 - 1/R_{T(MAX)})$$

ここで、V<sub>ZENER</sub>はツェナー・ダイオードのブレイクダウン電圧、V<sub>IN(MAX)</sub>はV<sub>IN</sub>ピンに印加される最大入力電圧です。V<sub>IN(MAX)</sub>はLT3505の最大動作入力電圧である36Vを超えてはいけません。R5を決定する式は、R4を流れる電流の比率がR4/R<sub>T(MAX)</sub>に等しくなるように、R5が補償すると仮定しています。上式で決定される値よりはるかに小さなR5の値を選択しないように注意してください。なぜなら、R5がR4を流れる電流を100%補償して周波数が30kHzに低下する可能性があるからです。この状態では、デバイスは大きな出力電流負荷に対して起動することができません。

FBピンの電圧が600mVより低いときは、LT3505はR<sub>T</sub>ピンのバイアス電圧を下げるにより、スイッチング周波数をフォールドバックします。入力電圧がツェナー電圧より高いと、R<sub>T</sub>ピンの電圧が減少してR5両端の電圧降下が増加し、R4両端の電圧降下が減少します。R5によって担われる電流は、R4を通して流れる電流を完全に補償して、周波数を30kHzまで下げるのに十分なだけ大きいことがあります。この状況では、入力電圧がツェナー電圧より低くなるまで入力電圧を下げる必要があります。

V<sub>IN</sub>がV<sub>ZENER</sub>を超えて周波数が減少すると、インダクタのリップル電流が高くなり、LT3505が安定化できる最大負荷が低下することに注意してください。詳細については、このデータシートの「インダクタの選択と最大出力電流」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

### インダクタの選択と最大出力電流

最初に選択するインダクタの値としては次の値が良いでしょう。

$$L = 1.2 (V_{OUT} + V_D) / f_{SW}$$

ここで、 $V_D$ はキャッチ・ダイオードの電圧降下で(約0.4V)、 $L$ の単位は $\mu H$ 、 $f_{SW}$ の単位はMHzです。この値では、デューティ・サイクルが50%以上のアプリケーションでは低調波発振は生じません。インダクタのRMS電流定格は最大負荷電流より大きくなければならず、その飽和電流は約30%大きくなければなりません。フォールト状態で堅牢な動作を保つには、飽和電流を約2.2Aより大きくします。高い効率を保つには、直列抵抗(DCR)が $0.1\Omega$ より小さいものにします。適しているタイプと製造元のリストを表2に示します。

もちろん、このように簡単なデザイン・ガイドでは、個々のアプリケーションに最適のインダクタを常に与えるとはかぎりません。値を大きくすると最大負荷電流が増加し、出力電圧リップルが減少しますが、代償として過渡応答が遅くなります。負荷が1.2Aより小さい場合、インダクタの値を小さくして高いリップル電流で動作させることができます。この場合、物理的に小さなインダクタを使うことができます。あるいはDCRの小さなものを使って効率を上げることができます。このデータシートの「標準的性能特性」のセクションのいくつかのグラフには、いくつかのよく使われる出力電圧に対して、入力電圧とインダクタ値の関数としての最大負荷電流が示されています。インダクタンスが低いと不連続モード動作になることがあります。問題はありませんが最大負荷電流がさらに減少します。最大出力電流と不連続モード動作の詳細については、「アプリケーションノート44」を参照してください。

### キャッチ・ダイオード

負荷電流に依存して、キャッチ・ダイオードD1には1A～2Aのショットキー・ダイオードを推奨します。ダイオードの逆電圧定格は最大入力電圧以上なければなりません。ON SemiconductorのMBRM140は最適です。このダイオードの定格は連続順方向電流が1A、最大逆電圧が40Vです。

### 入力コンデンサ

LT3505回路の入力はX7RまたはX5Rのタイプのセラミック・コンデンサを使ってバイパスする必要があります。Y5Vタイプは温度や印加される電圧が変化すると性能が低下するので使用しないでください。750kHzより高いスイッチング周波数では、 $1\mu F$ 以上のセラミック・コンデンサで入力をバイパスします。750kHzより低いスイッチング周波数では、 $2.2\mu F$ 以上のセラミック・コンデンサで入力をバイパスします。入力電源のインピーダンスが高かったり、長い配線やケーブルによる大きなインダクタンスが存在する場合、追加のバルク容量が必要になることがあります。これには性能の低い電解コンデンサを使うことができます。

降圧レギュレータには入力電源から高速の立上りと立下りを伴うパルス電流が流れます。その結果LT3505に生じる電圧リップルを減らし、非常に高い周波数のこのスイッチング電流を狭いローカル・ループに閉じ込めてEMIを抑えるために入力コンデンサが必要です。これを実現するには、入力バイパス・コンデンサをLT3505とキャッチ・ダイオードの近くに配置する必要があります。「PCBレイアウト」のセクションを参照してください。2番目の注意は、入力セラミック・コンデンサとLT3505

表2. インダクタの製造元

| VENDOR           | URL               | PART SERIES | INDUCTANCE RANGE ( $\mu H$ ) | Size (mm) |
|------------------|-------------------|-------------|------------------------------|-----------|
| Sumida           | www.sumida.com    | CDRH4D28    | 1.2 to 4.7                   | 4.5 × 4.5 |
|                  |                   | CDRH5D28    | 2.5 to 10                    | 5.5 × 5.5 |
|                  |                   | CDRH5D28    | 2.5 to 33                    | 8.3 × 8.3 |
| Toko             | www.toko.com      | A916CY      | 2 to 12                      | 6.3 × 6.2 |
|                  |                   | D585LC      | 1.1 to 39                    | 8.1 × 8.0 |
| Würth Elektronik | www.we-online.com | WE-TPC(M)   | 1 to 10                      | 4.8 × 4.8 |
|                  |                   | WE-PD2(M)   | 2.2 to 22                    | 5.2 × 5.8 |
|                  |                   | WE-PD(S)    | 1 to 27                      | 7.3 × 7.3 |

## アプリケーション情報

の最大入力電圧定格の関係に関するものです。入力セラミック・コンデンサはトレースやケーブルのインダクタンスと結合して質の良い(減衰しにくい)共振タンク回路を形成します。LT3505の回路を給電中の電源に差し込むと、入力電圧に正常値の2倍のリングングが生じて、LT3505の電圧定格を超えるおそれがあります。この状況は容易に避けられます。「安全な活線挿入」のセクションを参照してください。

### 出力コンデンサ

出力コンデンサには2つの基本的な機能があります。インダクタとともに、出力コンデンサはLT3505が生成する方形波をフィルタ処理してDC出力を生成します。この機能では出力コンデンサは出力リップルを決定するので、スイッチング周波数でのインピーダンスが低いことが重要です。2番目の機能は、過渡負荷に電流を供給してLT3505の制御ループを安定させるためにエネルギーを蓄積することです。

セラミック・コンデンサの等価直列抵抗(ESR)は非常に小さいので、最良のリップル性能を与えます。次の値が適当です。

$$C_{OUT} = 49 / (V_{OUT} \cdot f_{sw})$$

ここで、 $C_{OUT}$ の単位は $\mu F$ 、 $f_{sw}$ の単位はMHzです。X5RまたはX7Rのタイプを使いますが、 $V_{OUT}$ でバイアスされているセラミック・コンデンサの容量は公称値よりも小さくなることを忘れないでください。この選択により、出力リップルが小さくなり、過渡応答が良くなります。補償ネットワークもループ帯域幅を保つように調整されていると、大きな値のコンデンサを使って過渡性能を改善することができます。

もっと小さな値の出力コンデンサを使うこともできますが、補償ネットワークを調整してループ利得を下げない限り、過渡性能が低下します。また、出力コンデンサの値が小さいとノイ

ズの影響を受けやすくなりますが、これは22pFの位相リード・コンデンサをFBから $V_{OUT}$ に追加することにより、緩和することができます。

高性能電解コンデンサを出力コンデンサに使うことができます。ESRが小さいことが重要ですから、スイッチング・レギュレータ用のものを選択します。製造元によってESRが規定されている必要があり、 $0.1\Omega$ 以下のものにします。このタイプのコンデンサはセラミック・コンデンサより大きく、容量も大きくなります。これはESRを小さくするためコンデンサを大きくする必要がありますからです。コンデンサの製造元のリストを表3に示します。

選択されたいくつかのコンデンサについて、LT3505の過渡応答を図5に示します。出力は3.3Vです。負荷電流は500mAから1.2Aにステップさせ、500mAに戻しています。オシロスコープのトレースは出力電圧を示しています。上の写真は推奨値を示しています。2番目の写真は、出力コンデンサと位相リード・コンデンサを大きくした結果改善された応答(電圧低下が小さい)を示しています。最後の写真は高性能電解コンデンサの場合の応答を示しています。大きなコンデンサにより、過渡性能が改善されます。

### BOOSTピンに関する検討事項

入力電圧より高い電圧を発生させるため、コンデンサC3とダイオードD2が使われています。ほとんどの場合、 $0.1\mu F$ のコンデンサと高速スイッチング・ダイオード(1N4148や1N914など)でうまくいきます。昇圧回路の構成方法を2通り図6に示します。最高の効率を得るには、BOOSTピンはSWピンより少なくとも2.3V高くなければなりません。3.3V以上の出力の場合、標準回路(図6a)が最適です。3V~3.3Vの出力には、 $0.22\mu F$ のコンデンサを使います。2.5V~3Vの出力の場合、 $0.47\mu F$ の

表3. コンデンサの製造元

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

3505fc

アプリケーション情報

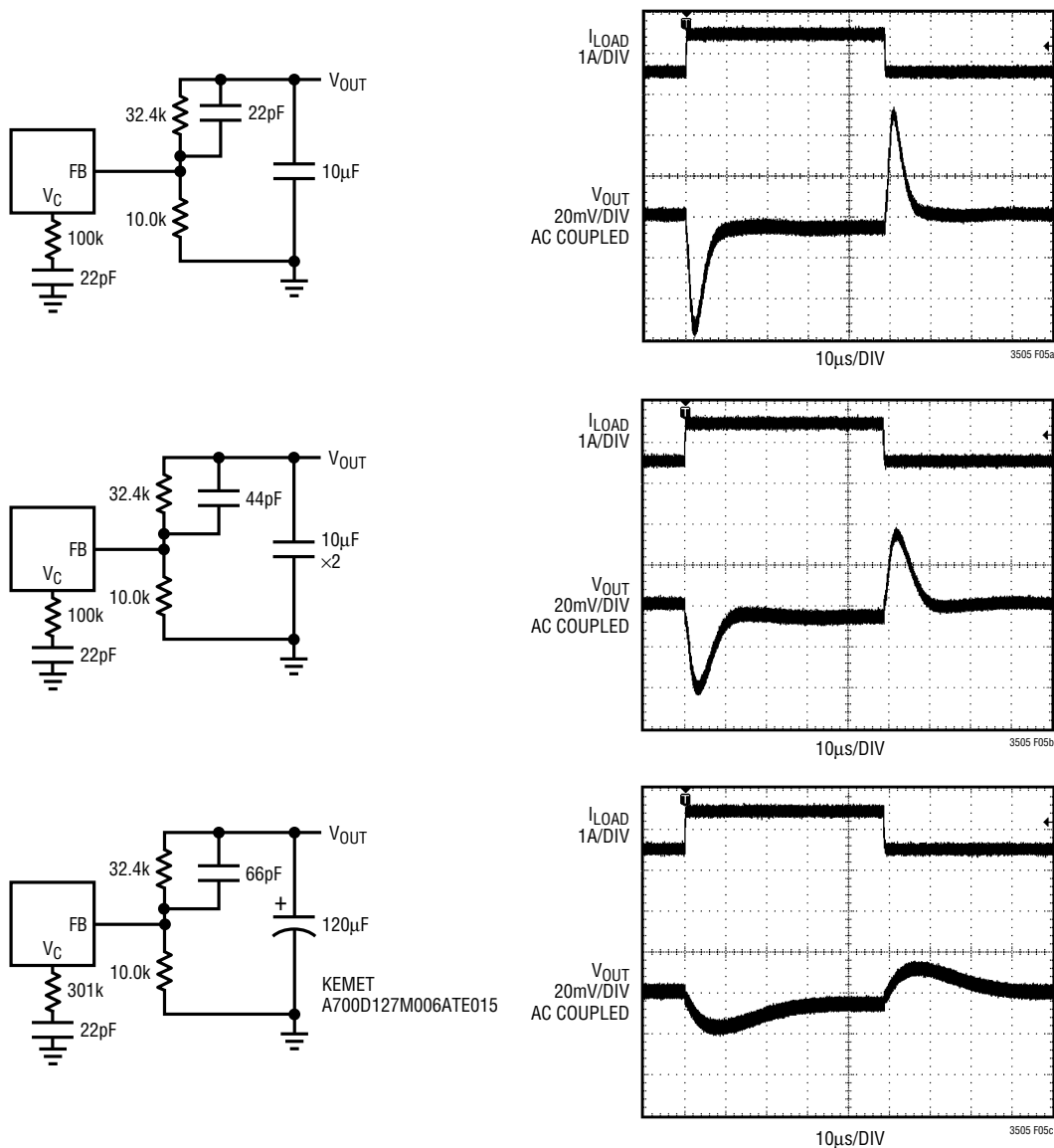


図5. 負荷電流を500mAから1.2Aにステップさせたときの異なる出力コンデンサを使ったLT3505の過渡負荷応答。V<sub>IN</sub> = 12V、V<sub>OUT</sub> = 3.3V、L = 2μH、R<sub>T</sub> = 20.0k

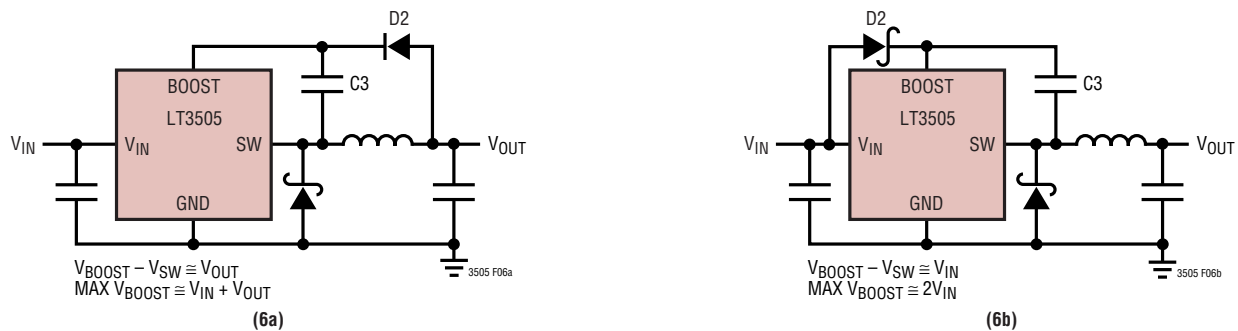


図6. ブースト電圧を発生させる2つの回路

## アプリケーション情報

コンデンサと小型のショットキー・ダイオード (BAT-54 など) を使います。さらに低い出力電圧の場合、ショットキー・ダイオードは入力に接続します (図 6b)。電圧の低い方の電圧源から BOOST ピンの電流が供給されるので、図 6a の回路の方が効率が高くなります。BOOST ピンの最大電圧定格を決して超えないようにすることも必要です。

先に説明したとおり、LT3505 アプリケーションの最小動作電圧は低電圧ロックアウト (3.6V) および最大デューティ・サイクルによって制限されます。正しく起動するには、最小入力電圧はブースト回路によっても制限されます。入力電圧がゆっくりランプアップするか、出力が既に安定化している状態で  $\overline{\text{SHDN}}$  ピンを使って LT3505 をオンすると、ブースト・コンデンサが十分充電されないことがあります。ブースト・コンデンサはインダクタに蓄えられたエネルギーによって充電されるので、ブースト回路を適切に動作させるには、回路は何らかの最小負荷電流を必要とします。この最小負荷は、入力電圧、出力電圧、およびブースト回路の構成に依存します。回路が起動した後は最小負荷電流は通常ゼロになります。起動および動作に必要な最小負荷電流を入力電圧の関数としてプロットしたものを図 7 に示します。多くの場合、放電した出力コンデンサがスイッチャの負荷となるので、スイッチャは起動できます。プロットは  $V_{\text{IN}}$  が非常にゆっくりランプアップするワーストケースの状態を示しています。もっと低い起動電圧の場合、ブースト・ダイオードを  $V_{\text{IN}}$  に接続することができます。ただし、その場合、入力範囲が BOOST ピンの絶対最大定格の半分に制限されます。

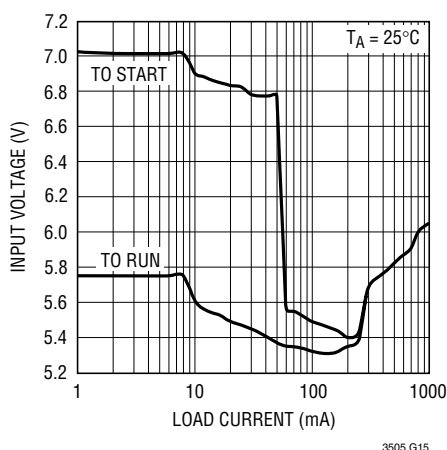
軽負荷ではインダクタ電流は不連続になり、実効デューティ・サイクルが非常に高くなることがあります。このため最小入力電圧が  $V_{\text{OUT}}$  より約 400mV 高い電圧にまで減少します。もっと大きな負荷電流ではインダクタ電流は連続しており、デューティ・サイクルは LT3505 の最大デューティ・サイクルによって制限されるので、安定化を維持するにはもっと高い入力電圧が必要です。

### ソフトスタート

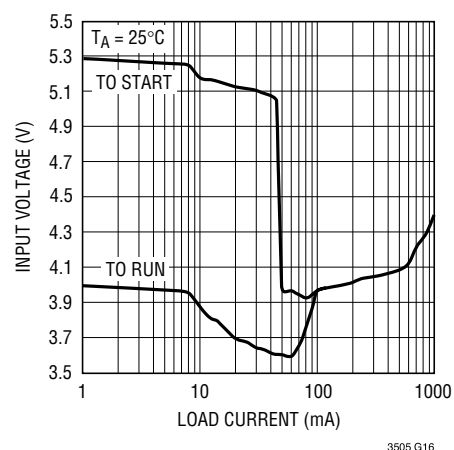
$\overline{\text{SHDN}}$  ピンを使って LT3505 をソフトスタートさせることができますので、起動時の最大入力電流が減少します。 $\overline{\text{SHDN}}$  ピンの電圧をランプアップさせるため、このピンは外付けの RC フィルタを通してドライブされます。ソフトスタート回路を使った場合と使わない場合の起動波形を図 8 に示します。大きな RC 時定数を使うと、オーバーシュートなしに、ピーク起動電流を出力を安定化するのに必要な電流まで減らすことができます。 $\overline{\text{SHDN}}$  ピンが 2.3V に達したとき 20 $\mu\text{A}$  を供給できるように抵抗の値を選択します。

### 短絡入力と逆入力に対する保護

過度に飽和しないようにインダクタを選択すると、LT3505 降圧レギュレータは出力の短絡に耐えます。LT3505 に入力がかわっていないときに出力が高く保持されるシステムでは、考慮すべき状況がもう 1 つあります。それはバッテリー充電アプリケーションまたはバッテリーや他の電源が LT3505 の出力とダイオード OR 結合されているバッテリー・バックアップ・システムで発生



(7a) 標準的最小入力電圧 ( $V_{\text{OUT}} = 5\text{V}$ ,  $f_{\text{sw}} = 750\text{kHz}$ )



(7b) 標準的最小入力電圧 ( $V_{\text{OUT}} = 3.3\text{V}$ ,  $f_{\text{sw}} = 750\text{kHz}$ )

図 7



## アプリケーション情報

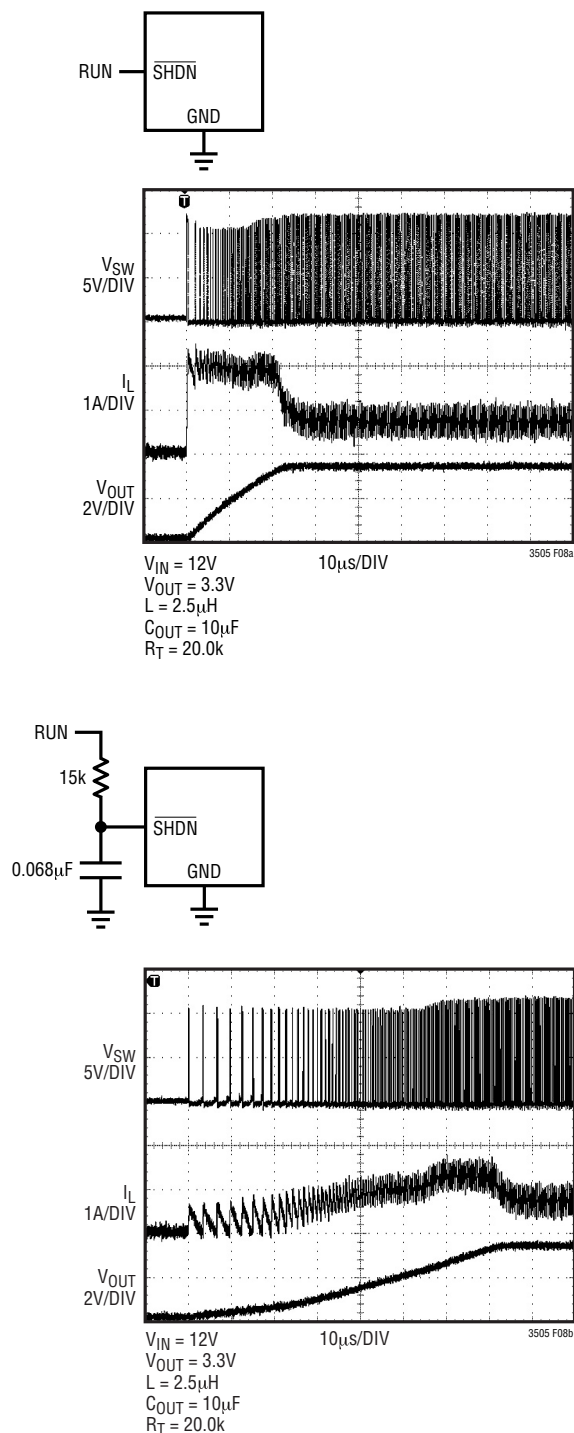


図8. LT3505をソフトスタートさせるには抵抗とコンデンサをSHDNピンに追加する。VIN = 12V、VOUT = 3.3V、COUT = 10μF、RLoad = 5Ω、RT = 20.0k、L = 2.5μH

することがあります。VINピンがフロート状態で、SHDNピンが（ロジック信号によって、あるいはVINに接続されていて）“H”に保持されていると、SWピンを通してLT3505の内部回路に静止電流が流れます。この状態で数mAの電流を許容できるシステムであればこれは問題ありません。SHDNピンを接地すればSWピンの電流は実質的にゼロに低下します。ただし、出力を高く保持した状態でVINを接地すると、出力からSWピンおよびVINピンを通してLT3505内部の寄生ダイオードに大きな電流が流れる可能性があります。入力電圧が与えられているときだけ動作し、短絡入力や逆入力に対して保護する回路を図9に示します。

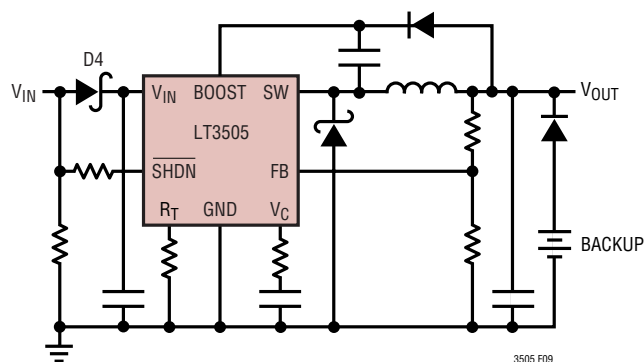


図9. ダイオードD4は出力に接続されたバックアップ用バッテリーが短絡した入力によって放電するのを防ぐ。逆入力に対しても回路を保護する。LT3505は入力を与えられているときだけ動作する

### 安全な活線挿入

セラミック・コンデンサはサイズが小さく、堅牢でインピーダンスが低いので、LT3505の回路の入力バイパス・コンデンサに最適です。ただし、LT3505が給電中の電源に挿入されると、これらのコンデンサが問題を生じることがあります（詳細については弊社の「アプリケーションノート88」を参照）。低損失のセラミック・コンデンサは電源に直列の浮遊インダクタンスと結合して減衰の小さなタンク回路を形成し、LT3505のVINピンの電圧に公称入力電圧の2倍に達するリングングを生じる可能性があり、このリングングがLT3505の定格を超えてデバイスに損傷を与えるおそれがあります。入力電源の制御が十分でなかったり、ユーザーがLT3505を給電中の電源に差し

## アプリケーション情報

込んだりする場合、このようなオーバーシュートを防ぐように入力ネットワークを設計する必要があります。

LT3505の回路が24Vの電源に6フィートの24番ゲージのより対線で接続される場合に生じる波形を図10に示します。最初のプロットは入力に2.2μFのセラミック・コンデンサを使った場合の応答です。入力電圧は35Vに達するリングングを生じ、入力電圧のピークは20Aに達します。タンク回路を減衰させるひとつの方法として、直列抵抗とともにコンデンサをもう1個回路に追加します。図9bではアルミ電解コンデンサが追加されています。このコンデンサは等価直列抵抗が大きいので回路の過渡応答が減衰し、電圧オーバーシュートが抑えられます。追加コンデンサにより低周波リップルのフィルタ機能が改善され、回路の効率がわずかに改善されますが、このコンデンサはおそらく回路内で最大の部品となるでしょう。代替ソリューションを図9cに示します。電圧オーバーシュートを抑え

るため1Ω抵抗が入力に直列に追加されています(ピーク入力電流も下がります)。0.1μFのコンデンサにより高周波フィルタ機能が改善されています。このソリューションは電解コンデンサの場合よりもサイズが小さく安価です。高い入力電圧の場合、効率に与える影響は小さく、24V電源で動作しているとき最大負荷の5V出力の効率は1%だけ下がります。

### 周波数補償

LT3505は電流モード制御を使って出力を制御します。これにより、ループ補償が簡素化されます。特に、LT3505は安定動作のために出力コンデンサのESRを必要としないので、セラミック・コンデンサを使用して出力リップルを下げ、回路のサイズを小さくすることができます。

図10に示されているように、周波数補償はV<sub>C</sub>ピンに接続された部品によって与えられます。一般に、コンデンサ(C<sub>C</sub>)と抵

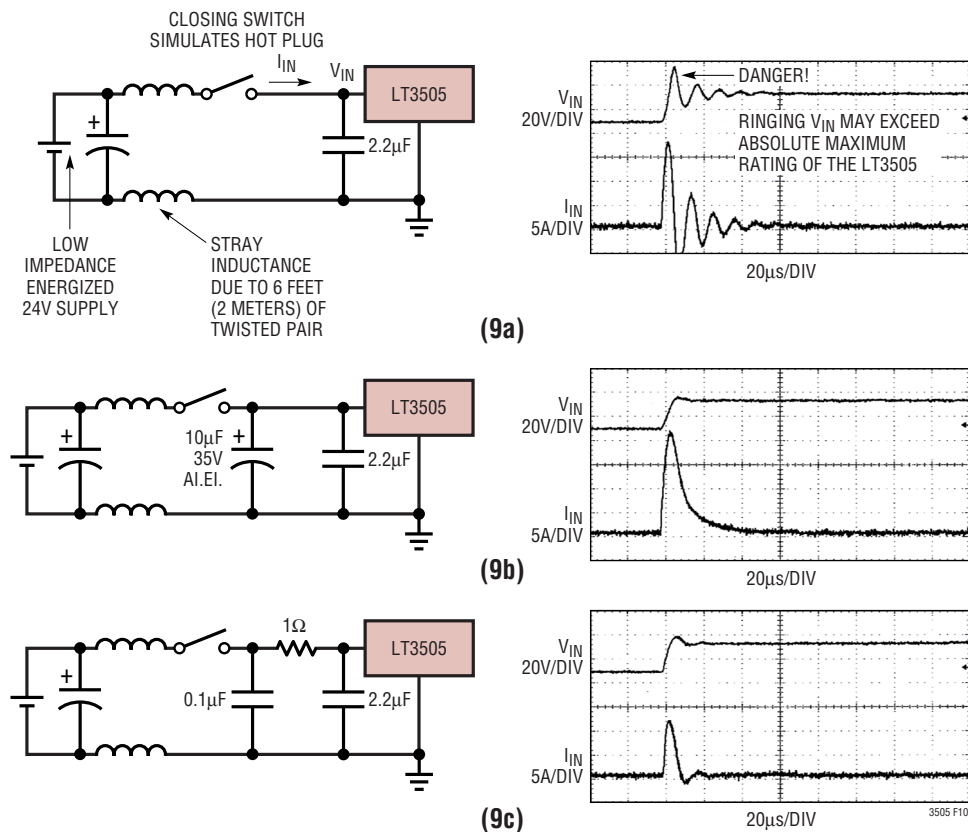


図10. 入力ネットワークを正しく選択すると、給電中の電源にLT3505を接続したとき入力電圧のオーバーシュートを防ぎ、信頼性の高い動作を保証する

## アプリケーション情報

抗( $R_C$ )を直列にグラウンドに接続して使います。さらに、小さな値のフィルタ・コンデンサ( $C_F$ )を並列に追加することができます。このフィルタ・コンデンサはループ補償の一部ではなく、スイッチング周波数のノイズを除去するのに使われ、位相リード・コンデンサが使われているか、または出力コンデンサのESRが大きい場合にだけ必要です。

ループ補償により安定性と過渡性能が決まります。補償ネットワークの設計はいくらか複雑で、最適値はアプリケーションに、特に出力コンデンサの種類に依存します。実際的な手法としては、このデータシートの回路の中の、目的のアプリケーションに似た回路から出発し、補償ネットワークを調整して性能を最適化します。次に、負荷電流、入力電圧、温度などすべての動作条件にわたって安定性をチェックします。LT1375のデータシートにはループ補償のさらに詳細な説明が含まれており、過渡負荷を使った安定性のテスト方法が説明されています。

LT3505の制御ループの等価回路を図11に示します。誤差アンプは出力インピーダンスが有限のトランスコンダクタンス・アンプです。モジュレータ、パワー・スイッチおよびインダクタで構成される電源部分は $V_C$ ノードの電圧に比例した出力電流を発生するトランスコンダクタンス・アンプとしてモデル化されます。出力コンデンサはこの電流を積分し、 $V_C$ ノードのコンデンサ( $C_C$ )は誤差アンプの出力電流を積分するのでループに2つのポールが生じることに注意してください。 $R_C$ はゼロを1つ生じます。推奨出力コンデンサを使うとループのクロスオーバーは $R_C C_C$ のゼロより上に生じます。この簡単なモデルは、インダクタの値が大きすぎず、ループのクロスオーバー周波数がスイッチング周波数よりはるかに低い限り有効です。大きなセラミック・コンデンサ(非常に低いESR)を使うとクロスオーバーを下げることができ、帰還分割器の両端に位相リード・コンデンサ( $C_{PL}$ )を使うと位相マージンと過渡応答を改善することができます。大きな電解コンデンサのESRは追加のゼロを生じるのに十分なほど大きいことがあり、位相リード・コンデンサは不要かもしれません。

出力コンデンサが推奨コンデンサと異なる場合、負荷電流、入力電圧、温度などすべての動作条件にわたって安定性をチェックします。

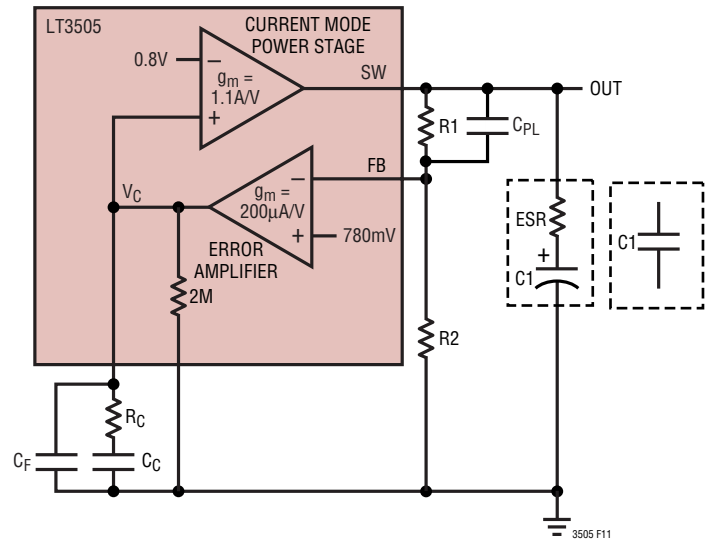


図11. ループ応答モデル

## PCBのレイアウト

動作を最適化し、EMIを最小にするには、プリント回路基板のレイアウト時に注意が必要です。推奨部品配置とトレース、グラウンド・プレーンおよびビアの位置を図12に示します。大きなスイッチング電流がLT3505の $V_{IN}$ ピンとSWピン、キャッチ・ダイオード(D1)および入力コンデンサ(C2)を流れることに注意してください。これらの部品が形成するループはできるだけ小さくし、1箇所ですべてシステム・グラウンドに接続します。これら

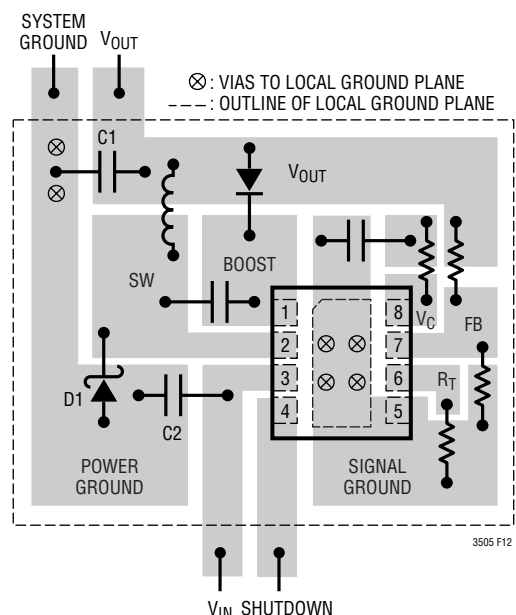


図12. すぐれたPCBレイアウトによる適切な低EMI動作の保証

## アプリケーション情報

の部品とインダクタおよび出力コンデンサは回路基板の同じ側に配置し、それらをその層で接続します。これらの部品の下には切れ目のないローカル・グランド・プレーンを配置し、このグランド・プレーンをシステム・グランドに1箇所(理想的には出力コンデンサC1のグランド端子のところで)接続します。SWノードとBOOSTノードはできるだけ小さくします。最後に、FBノードを小さくして、グランド・ピンとグランド・トレースがFBノードをSWノードとBOOSTノードからシールドするようにします。LT3505のGNDパッドの近くにビアを置き、LT3505からの熱がグランド・プレーンに放散しやすくします。

### 高温に関する検討事項

LT3505のダイ温度は125°Cの最大定格より低くなければなりません。これは、周囲温度が85°Cを超えないかぎり一般に心配ありません。もっと高い温度では、回路のレイアウトに注意してLT3505に十分なヒートシンクを与えます。最大負荷電流は周囲温度が125°Cに近づくにつれデレーティングします。ダイ温度はLT3505の消費電力に接合部から周囲への熱抵抗を掛けて計算します。LT3505内部の電力消費は効率測定から計算される総電力損失からキャッチ・ダイオードの損失を差し引いて推測することができます。熱抵抗は回路基板のレイアウトに依存しますが、(3mm×3mm)DFN(DD)パッケージの場合、43°C/Wが標準的な値です。

### 6Vを超す出力

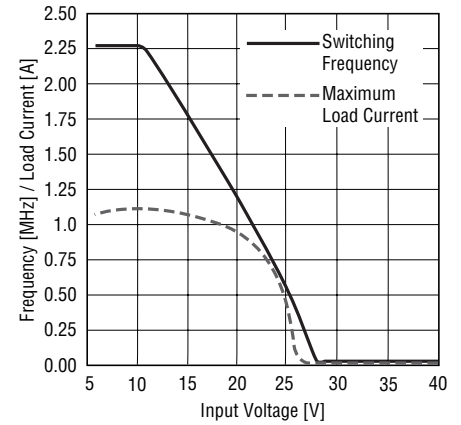
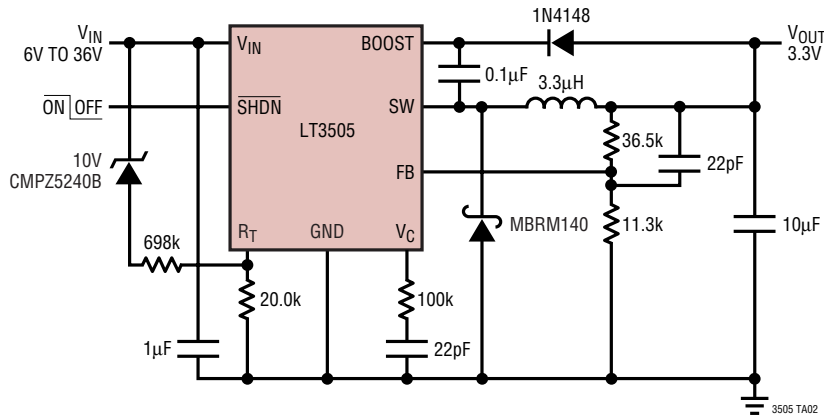
6Vを超す出力の場合、1k~2.5kの抵抗をインダクタの両端に追加し、SWノードの不連続リングングを減衰させて、意図せぬSW電流を防ぎます。「標準的アプリケーション」のセクションの12V降圧コンバータ回路にはこの抵抗の場所が示されています。10Vを超す出力の場合、入力電圧範囲がBOOSTピンの最大定格によって制限されることにも注意してください。追加のツェナー・ダイオードを使ってこの制限を克服する方法が12V出力の回路に示されています。

### リニアテクノロジー社の他の出版物

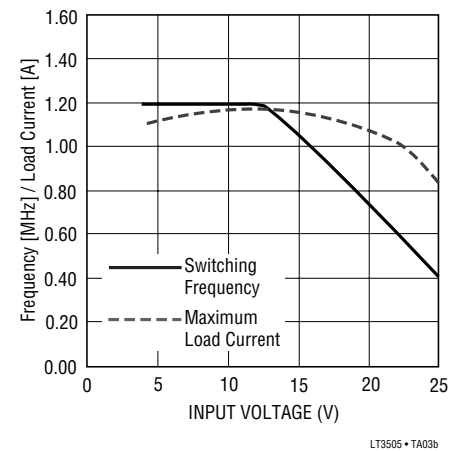
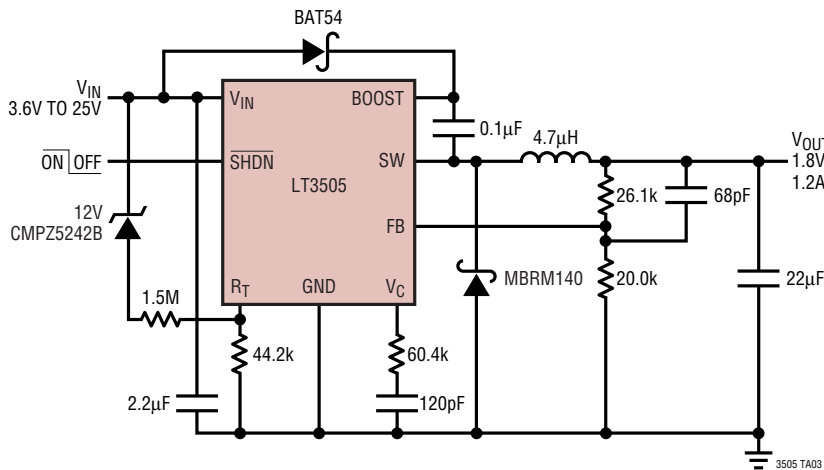
アプリケーションノートAN19、AN35およびAN44には降圧レギュレータと他のスイッチング・レギュレータの詳細な説明と設計情報が含まれています。LT1376のデータシートには出力リップル、ループ補償および安定性のテストに関するさらに広範な説明が与えられています。デザインノートDN100には降圧レギュレータを使った両極出力電圧を発生させる方法が示されています。

# 標準的応用例

## 2.2MHz、3.3V降圧コンバータ

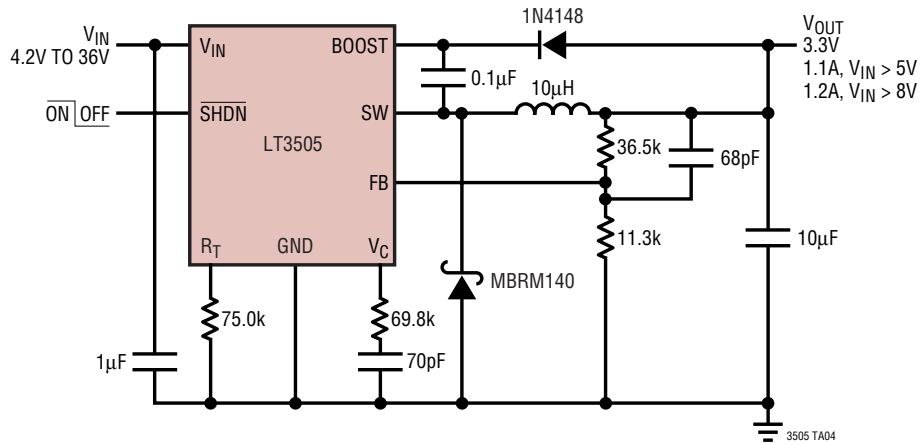


## 1.2MHz、1.8V降圧コンバータ

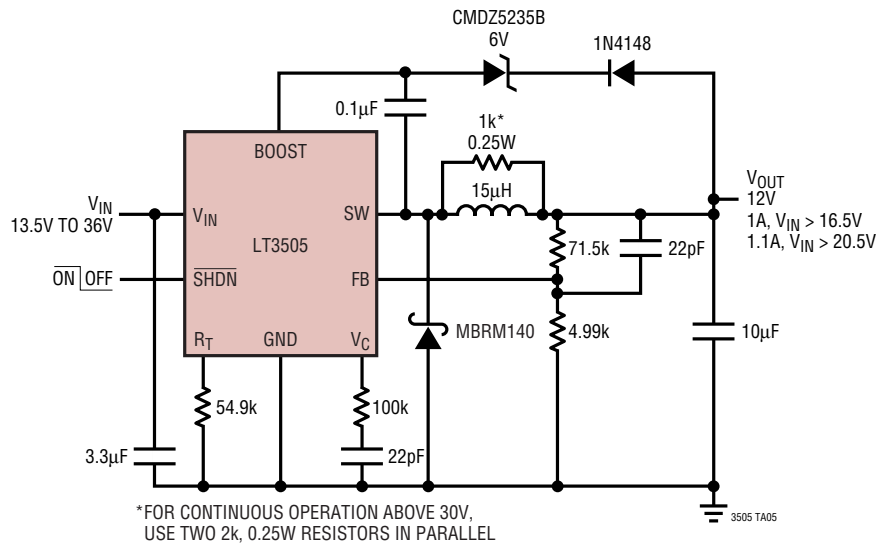


## 標準的応用例

750kHz、3.3V 降圧コンバータ



1MHz、12V 降圧コンバータ

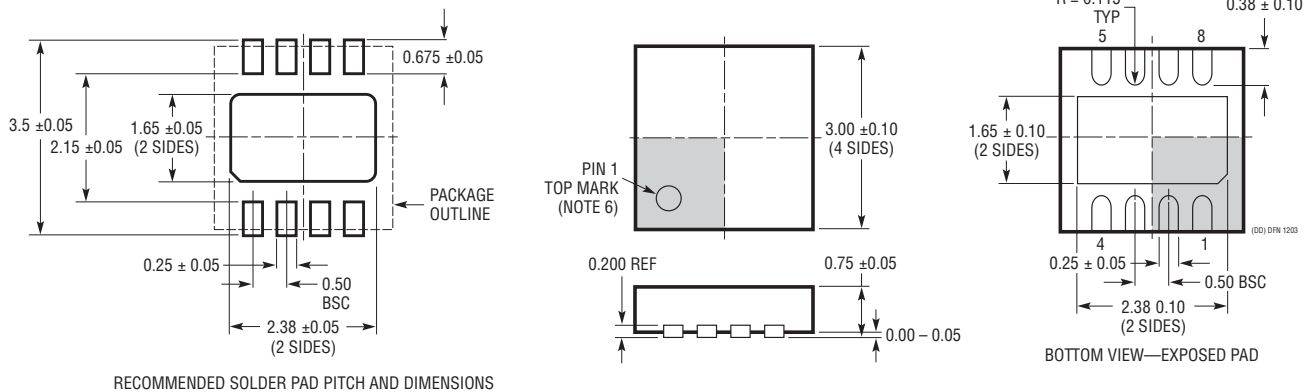




## パッケージ

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

### DD Package 8-Lead Plastic DFN (3mm × 3mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1698)

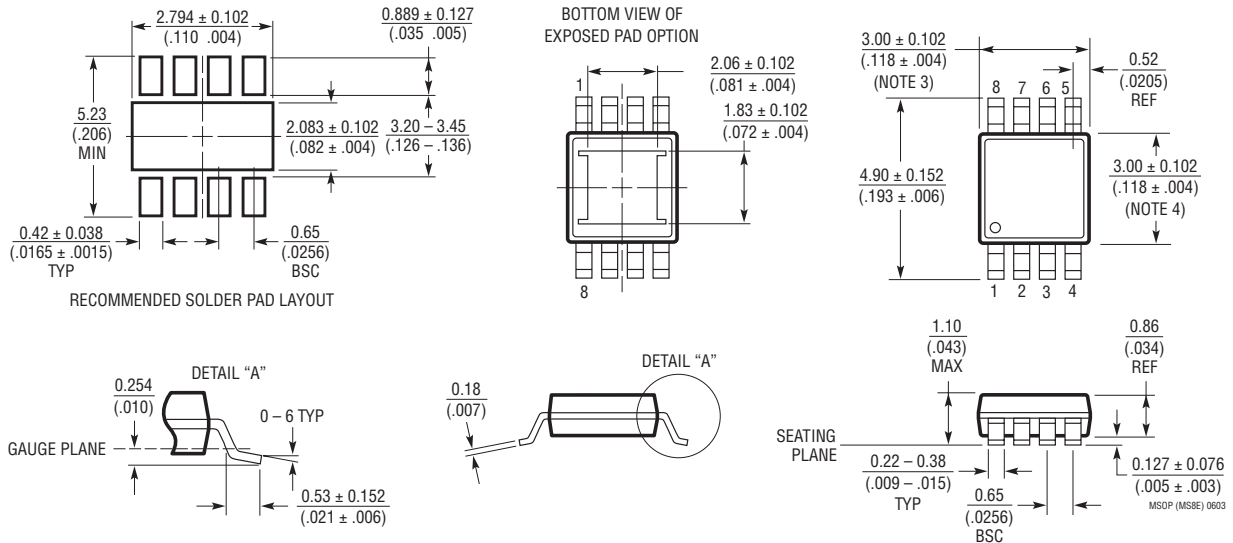


注記:

- 図は JEDEC のパッケージ外形 MO-229 のバリエーション (WEED-1) になる予定
- 図は実寸とは異なる
- すべての寸法はミリメートル

- 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
- 露出パッドは半田メッキとする
- 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン 1 の位置の参考に過ぎない

### MS8E Package 8-Lead Plastic MSOP (Reference LTC DWG # 05-08-1662)

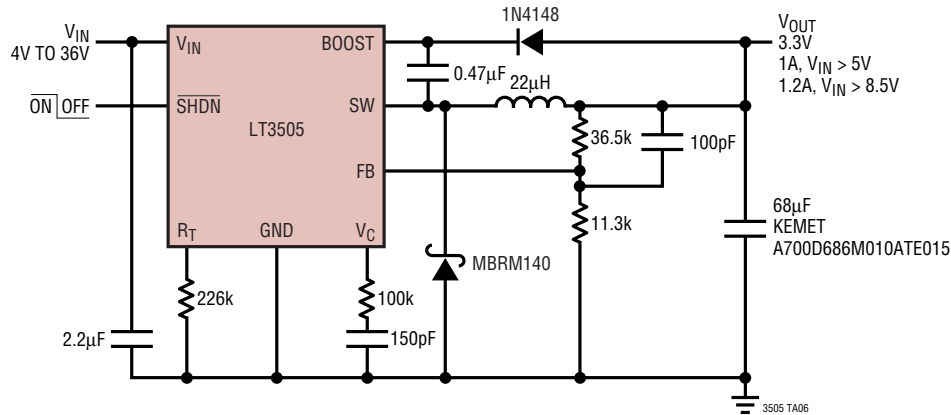


注記:

- 寸法はミリメートル (1/1000 インチ)
- 図は実寸とは異なる
- 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない。モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは、各サイドで 0.152mm (0.006") を超えないこと
- 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない。リード間のバリまたは突出部は、各サイドで 0.152mm (0.006") を超えないこと
- リードの平坦度 (成形後のリードの底面) は最大 0.102mm (.004") であること

## 標準的応用例

300kHz、3.3V 降圧コンバータ



## 関連製品

| 製品番号          | 説明  | 注釈   |
|---------------|---|--|
| LT1766        | 60V、1.2A (I <sub>OUT</sub> )、200kHz 高効率降圧 DC/DC コンバータ                         | V <sub>IN</sub> : 5.5V ~ 60V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 1.2V、I <sub>Q</sub> = 2.5mA、I <sub>SD</sub> < 25µA、TSSOP16/TSSOP16E パッケージ |
| LT1767        | 25V、1.2A (I <sub>OUT</sub> )、1.25MHz 高効率降圧 DC/DC コンバータ                        | V <sub>IN</sub> : 3V ~ 25V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 1.20V、I <sub>Q</sub> = 1mA、I <sub>SD</sub> < 6µA、MS8/E パッケージ                |
| LT1933        | 500mA (I <sub>OUT</sub> )、500kHz 降圧スイッチング・レギュレータ、SOT-23                       | V <sub>IN</sub> : 3.6V ~ 36V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 1.25V、I <sub>Q</sub> = 1.6mA、I <sub>SD</sub> < 1µA、TSSOP16/TSSOP16E パッケージ |
| LT1936        | 36V、1.4A (I <sub>OUT</sub> )、500kHz 高効率降圧 DC/DC コンバータ                         | V <sub>IN</sub> : 3.6V ~ 36V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 1.20V、I <sub>Q</sub> = 1.9mA、I <sub>SD</sub> < 1µA、MS8E パッケージ             |
| LT1940        | デュアル 25V、1.4A (I <sub>OUT</sub> )、1.1MHz 高効率降圧 DC/DC コンバータ                    | V <sub>IN</sub> : 3.6V ~ 25V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 1.25V、I <sub>Q</sub> = 3.8mA、I <sub>SD</sub> < 30µA、TSSOP16E パッケージ        |
| LT1976/LT1977 | 60V、1.2A (I <sub>OUT</sub> )、200kHz/500kHz 高効率降圧 DC/DC コンバータ、Burst Mode® 動作付き | V <sub>IN</sub> : 3.3V ~ 60V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 1.25V、I <sub>Q</sub> = 100µA、I <sub>SD</sub> < 1µA、TSSOP16E パッケージ         |
| LT3434/LT3435 | 60V、2.4A (I <sub>OUT</sub> )、200kHz/500kHz 高効率降圧 DC/DC コンバータ、Burst Mode 動作付き  | V <sub>IN</sub> : 3.3V ~ 60V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 1.25V、I <sub>Q</sub> = 100µA、I <sub>SD</sub> < 1µA、TSSOP16E パッケージ         |
| LT3437        | 60V、400mA (I <sub>OUT</sub> )、マイクロパワー降圧 DC/DC コンバータ、Burst Mode 動作付き           | V <sub>IN</sub> : 3.3V ~ 60V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 1.25V、I <sub>Q</sub> = 100µA、I <sub>SD</sub> < 1µA、DFN パッケージ              |
| LT3493        | 36V、1.2A (I <sub>OUT</sub> )、750kHz 高効率降圧 DC/DC コンバータ                         | V <sub>IN</sub> : 3.6V ~ 36V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.78V、I <sub>Q</sub> = 1.9mA、I <sub>SD</sub> < 2µA、DFN パッケージ              |

Burst Mode はリニアテクノロジー社の登録商標です。