

# デュアル・チャンネル3A 15Vモノリシック同期整流式 降圧レギュレータ

## 特長

- 入力電圧範囲: 3.6V~15V
- チャンネル当たりの出力電流: 3A
- 効率: 最大95%
- 低デューティサイクル動作: 2.25MHzで5%
- チャンネル間の位相差を選択可能: 0°/180°
- 調整可能なスイッチング周波数: 500kHz~4MHz
- 外部周波数に同期
- 電流モード動作により、優れた入力および負荷過渡応答を実現
- 0.6Vのリファレンスにより、低出力電圧が可能
- Burst Mode<sup>®</sup>動作または強制連続動作をユーザーが選択可能
- 出力電圧トラッキングとソフトスタートが可能
- 短絡保護
- 過電圧入力保護と過温度保護
- 低消費電力2.5Vリニア・レギュレータ出力
- パワーグッド状態出力
- (4mm×5mm) QFN-28および28ピンTSSOPパッケージ

## アプリケーション

- 配電システム
- バッテリ駆動機器
- ポイントオブロード電源

## 概要

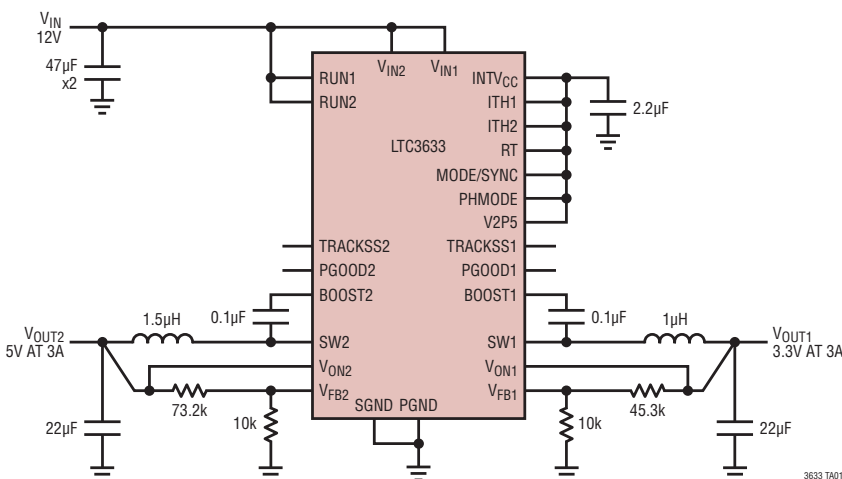
LTC<sup>®</sup>3633はデュアル・チャンネルの高効率モノリシック同期整流式降圧レギュレータで、フェーズロック可能なスイッチング周波数でオン時間が制御される電流モード・アーキテクチャを採用しています。2つのチャンネルは位相を180°ずらして動作可能なので、入力容量と出力容量の要件を緩和します。動作電源電圧範囲は3.6V~15Vなので、2セル・リチウムイオン・バッテリーや12Vまたは5V電源を使用するポイントオブロード電源アプリケーションに最適です。

動作周波数は外付け抵抗を使用して500kHz~4MHzの範囲でプログラム可能です。また、同じ周波数範囲で外部クロックに同期可能です。高周波数動作が可能なので、小型の表面実装インダクタやコンデンサを使用できます。独自の固定周波数/オン時間制御アーキテクチャは、高速過渡応答を必要とする高周波数動作の高降圧比アプリケーションに最適です。内部フェーズロック・ループにより、内部ワンショット・タイマのオン時間をサーボ制御して、内部クロックまたは印加された外部クロックの周波数に合わせます。

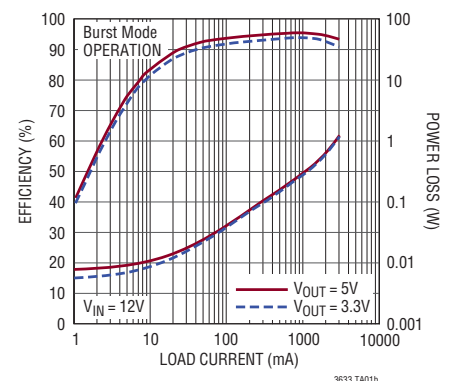
LTC3633は強制連続モードと高効率のBurst Mode動作のいずれかを選択可能です。

LT、LT、LTC、LTM、Burst Mode、Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリアテックノロジー社の登録商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。5481178、5847554、6580258、6304066、6476589、6774611を含む米国特許により保護されています。

## 標準的応用例



効率と負荷電流



# LTC3633

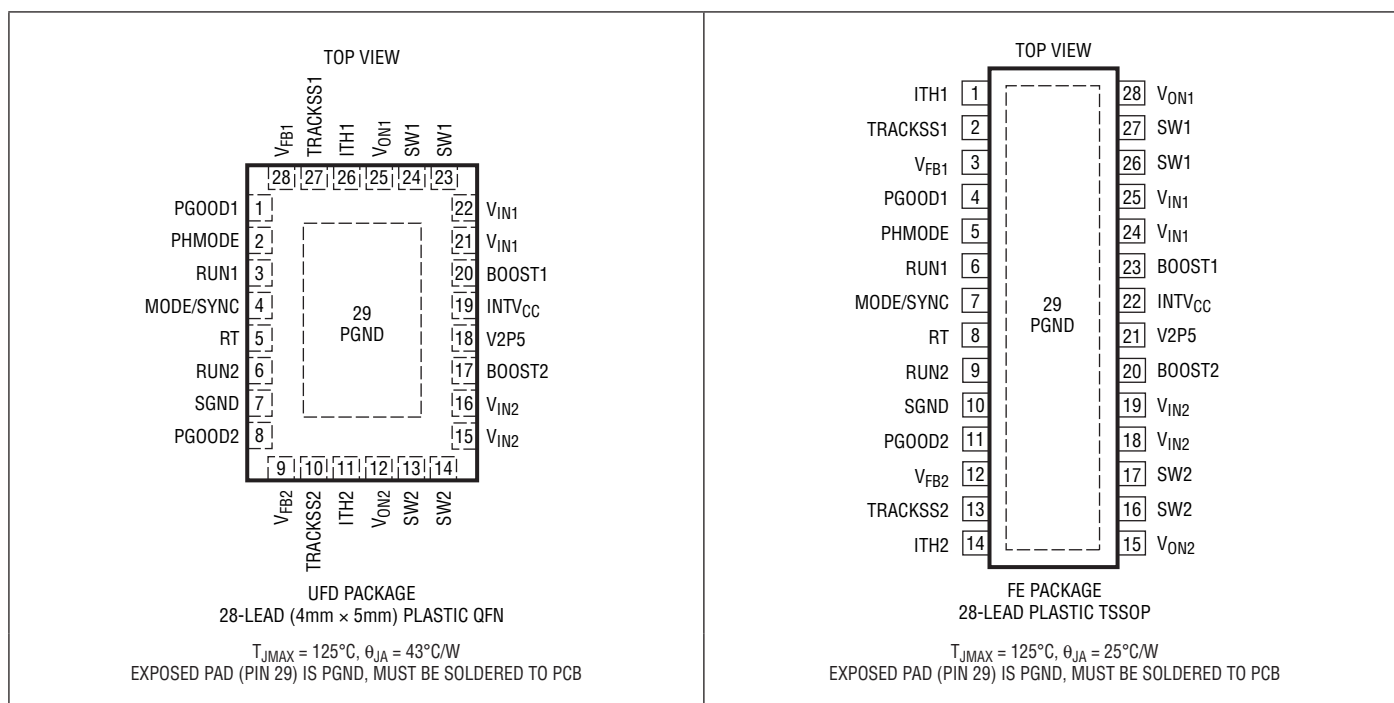
## 絶対最大定格

(Note 1)

|   |                                  |
|---|----------------------------------|
| $V_{IN1}$ 、 $V_{IN2}$ .....                     | -0.3V~16V                        |
| $V_{IN1}$ 、 $V_{IN2}$ の過渡.....                  | 18V                              |
| PGOOD1、PGOOD2、 $V_{ON1}$ 、 $V_{ON2}$ .....      | -0.3V~16V                        |
| BOOST1、BOOST2.....                              | -0.3V~19.6V                      |
| BOOST1-SW1、BOOST2-SW2.....                      | -0.3V~3.6V                       |
| V2P5、INTV <sub>CC</sub> 、TRACKSS1、TRACKSS2..... | -0.3V~3.6V                       |
| ITH1、ITH2、RT、MODE/SYNC.....                     | -0.3V~(INTV <sub>CC</sub> +0.3V) |

|                                    |                                  |
|------------------------------------|----------------------------------|
| $V_{FB1}$ 、 $V_{FB2}$ 、PHMODE..... | -0.3V~(INTV <sub>CC</sub> +0.3V) |
| RUN1、RUN2.....                     | -0.3V~( $V_{IN}$ +0.3V)          |
| SW1、SW2.....                       | -0.3V~( $V_{IN}$ +0.3V)          |
| 動作接合部温度範囲 (Note 2, 3).....         | -40°C~125°C                      |
| 保存温度範囲.....                        | -65°C~125°C                      |

## ピン配置



## 発注情報

| 鉛フリー仕様          | 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           |
|-----------------|-------------------|-----------|---------------------------------|----------------|
| LTC3633EUFD#PBF | LTC3633EUFD#TRPBF | 3633      | 28-Lead (4mm × 5mm) Plastic QFN | -40°C to 125°C |
| LTC3633IUFD#PBF | LTC3633IUFD#TRPBF | 3633      | 28-Lead (4mm × 5mm) Plastic QFN | -40°C to 125°C |
| LTC3633EFE#PBF  | LTC3633EFE#TRPBF  | LTC3633FE | 28-Lead Plastic TSSOP           | -40°C to 125°C |
| LTC3633IFE#PBF  | LTC3633IFE#TRPBF  | LTC3633FE | 28-Lead Plastic TSSOP           | -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。\*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。非標準の鉛ベース仕様の製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

鉛フリー仕様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/tapeandreeel/> をご覧ください。

## 電气的特性

●は全動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ での値(Notes 2)。注記がない限り、 $V_{IN1}=V_{IN2}=12\text{V}$ 。

| SYMBOL                 | PARAMETER   | CONDITIONS  | MIN               | TYP              | MAX               | UNITS             |
|------------------------|---|---|-------------------|------------------|-------------------|-------------------|
| $V_{IN}$               | Supply Range  |   | ● 3.6             |                  | 15                | V                 |
| $I_Q$                  | Input DC Supply Current ( $V_{IN1} + V_{IN2}$ )<br>Both Channels Active (Note 4)<br>Sleep Current<br>Shutdown | MODE = 0V<br>MODE = INTV <sub>CC</sub> , $V_{FB1}, V_{FB2} > 0.6$<br>RUN1 = RUN2 = 0V |                   | 1.3<br>500<br>13 |                   | mA<br>μA<br>μA    |
| $V_{FB}$               | Feedback Reference Voltage  |   | ● 0.594           | 0.6              | 0.606             | V                 |
| $\Delta V_{LINE\_REG}$ | Reference Voltage Line Regulation   | $V_{IN} = 3.6\text{V to }15\text{V}$  |                   | 0.02             |                   | %/V               |
| $\Delta V_{LOAD\_REG}$ | Output Voltage Load Regulation  | ITH = 0.8V to 1.6V  |                   | 0.05             |                   | %                 |
| $I_{FB}$               | Feedback Pin Input Current  |   |                   |                  | ±30               | nA                |
| $g_{m(EA)}$            | Error Amplifier Transconductance  | ITH = 1.2V  |                   | 1.8              |                   | mS                |
| $t_{ON}$               | Minimum On Time   | $V_{ON} = 1\text{V}, V_{IN} = 4\text{V}$  |                   | 20               |                   | ns                |
| $t_{OFF}$              | Minimum Off Time  | $V_{IN} = 6\text{V}$  |                   | 40               | 60                | ns                |
| $f_{OSC}$              | Oscillator Frequency  | $V_{RT} = \text{INTV}_{CC}$<br>RT = 160k<br>RT = 80k                                  | 1.4<br>1.7<br>3.4 | 2<br>2<br>4      | 2.6<br>2.3<br>4.6 | MHz<br>MHz<br>MHz |
| $I_{LIM}$              | Valley Switch Current Limit   |   | 2.6               | 3.5              | 4.5               | A                 |
| $R_{DS(ON)}$           | Top Switch On-Resistance<br>Bottom Switch On-Resistance   |   |                   | 130<br>65        |                   | mΩ<br>mΩ          |
| $I_{SW(LKG)}$          | Switch Leakage Current  | $V_{IN} = 15\text{V}, V_{RUN} = 0\text{V}$  |                   | 0.01             | ±1                | μA                |
| $V_{VIN-OV}$           | $V_{IN}$ Overvoltage Lockout Threshold  | $V_{IN}$ Rising<br>$V_{IN}$ Falling   | 16.8<br>15.8      | 17.5<br>16.5     | 18<br>17          | V<br>V            |
|                        | INTV <sub>CC</sub> Voltage  | $3.6\text{V} < V_{IN} < 15\text{V}, 0\text{mA Load}$                                  | 3.1               | 3.3              | 3.5               | V                 |
|                        | INTV <sub>CC</sub> Load Regulation  | 0mA to 50mA Load, $V_{IN} = 4\text{V to }15\text{V}$                                  |                   | 0.7              |                   | %                 |
|                        | RUN Threshold Rising<br>RUN Threshold Falling   |   | ● 1.18<br>● 0.98  | 1.22<br>1.01     | 1.26<br>1.04      | V<br>V            |
|                        | RUN Leakage Current   | $V_{IN} = 15\text{V}$   |                   | 0                | ±3                | μA                |
|                        | V2P5 Voltage  | $I_{LOAD} = 0\text{mA to }10\text{mA}$  | ● 2.46            | 2.5              | 2.54              | V                 |
|                        | PGOOD Good-to-Bad Threshold   | $V_{FB}$ Rising<br>$V_{FB}$ Falling   |                   | 8<br>-8          | 10<br>-10         | %<br>%            |
|                        | PGOOD Bad-to-Good Threshold   | $V_{FB}$ Rising<br>$V_{FB}$ Falling   | -3<br>3           | -5<br>5          |                   | %<br>%            |
| $R_{PGOOD}$            | PGOOD Pull-Down Resistance  | 10mA Load   |                   | 15               |                   | Ω                 |
| $t_{PGOOD}$            | Power Good Filter Time  |   | 20                | 40               |                   | μs                |
| $t_{SS}$               | Internal Soft-Start Time  | 10% to 90% Rise Time  |                   | 400              | 700               | μs                |
|                        | $V_{FB}$ During Tracking  | TRACKSS = 0.3V  | 0.28              | 0.3              | 0.315             | V                 |
| $I_{TRACKSS}$          | TRACKSS Pull-Up Current   |   |                   | 1.4              |                   | μA                |
| $V_{PHMODE}$           | PHMODE Threshold Voltage  | PHMODE $V_{IH}$<br>PHMODE $V_{IL}$  | 1                 |                  | 0.3               | V<br>V            |
| $V_{MODE/SYNC}$        | MODE/SYNC Threshold Voltage   | MODE $V_{IH}$<br>MODE $V_{IL}$  | 1                 |                  | 0.4               | V<br>V            |
|                        | SYNC Threshold Voltage  | SYNC $V_{IH}$   | 0.95              |                  |                   | V                 |
| $I_{MODE}$             | MODE/SYNC Input Current   | MODE = 0V<br>MODE = INTV <sub>CC</sub>  |                   | 1.5<br>-1.5      |                   | μA<br>μA          |

## 電気的特性

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

**Note 2:** LTC3633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ている。LTC3633Eは $0^{\circ}\text{C}$ ~ $85^{\circ}\text{C}$ の接合部温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^{\circ}\text{C}$ ~ $125^{\circ}\text{C}$ の動作接合部温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC3633IIは $-40^{\circ}\text{C}$ ~ $125^{\circ}\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。これらの仕様と調和する最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱インピーダンスなど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。接合部温度 $T_J$ (単位: $^{\circ}\text{C}$ )は周囲温度 $T_A$ (単位: $^{\circ}\text{C}$ )および電力損失 $P_D$ (単位: $\text{W}$ )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、 $\theta_{JA}$ (単位: $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ )はパッケージの熱インピーダンス。

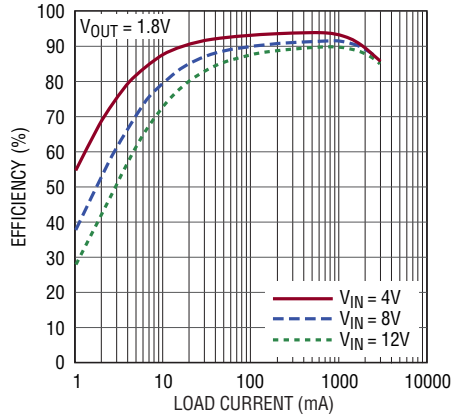
**Note 3:** このデバイスには短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過温度保護機能が備わっている。過温度保護機能がアクティブなとき接合部温度は $125^{\circ}\text{C}$ を超える。規定された最大動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうおそれがある。

**Note 4:** 動作時消費電流はスイッチング周波数で供給される内部ゲート電荷により増加する。

## 標準的性能特性

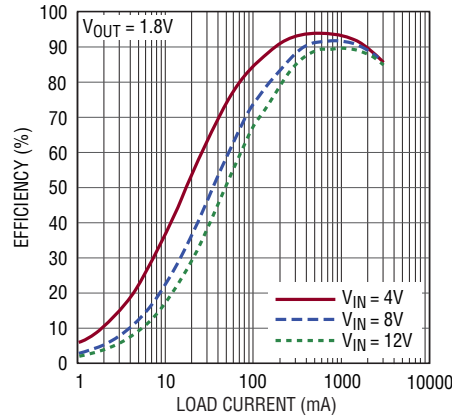
注記がない限り、 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $f_{SW} = 1\text{MHz}$ 、 $L = 1\mu\text{H}$ 。

効率と負荷電流  
(Burst Mode動作)



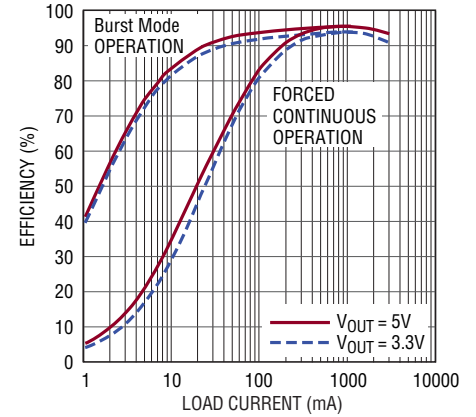
3633 G01

効率と負荷電流  
(強制連続モード動作)



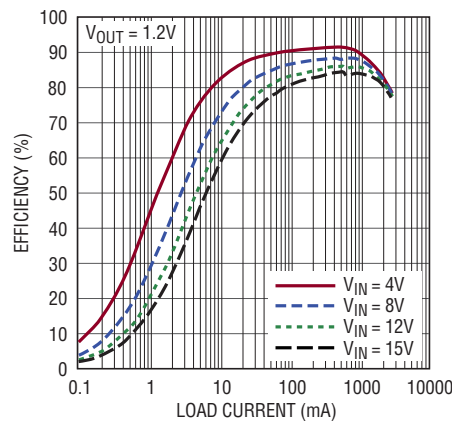
3633 G02

効率と負荷電流



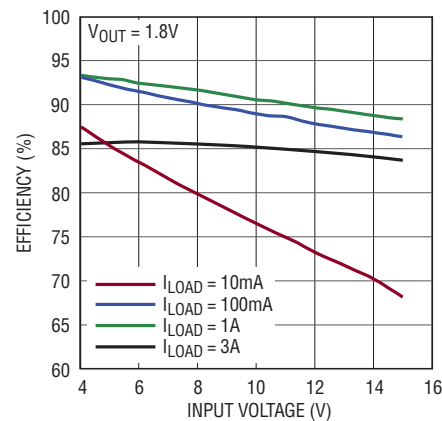
3633 G03

効率と負荷電流



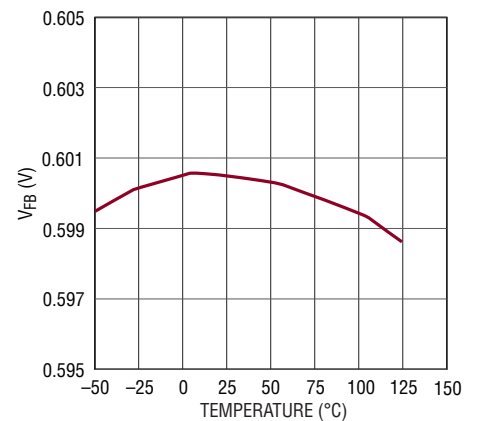
3633 G04

効率と入力電圧  
(Burst Mode動作)



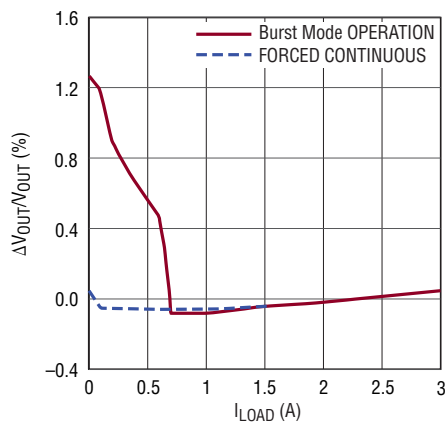
3633 G05

リファレンス電圧と温度



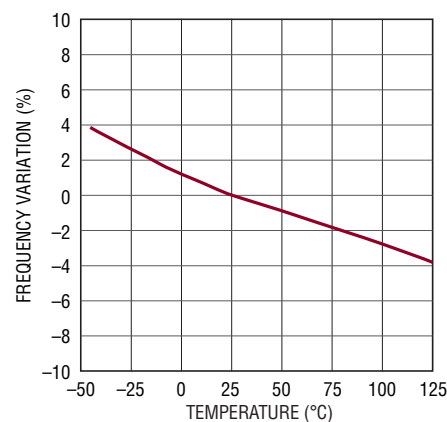
3633 G06

負荷レギュレーション



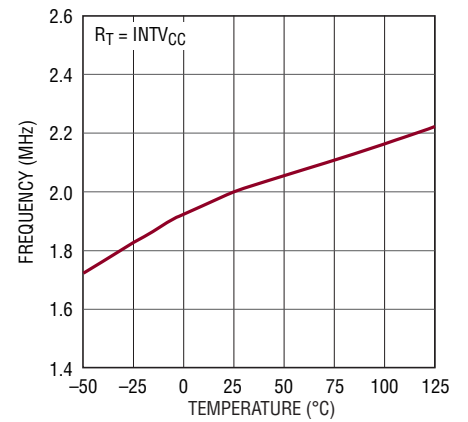
3633 G07

発振器周波数と温度



3633 G08

発振器の内部設定周波数と温度



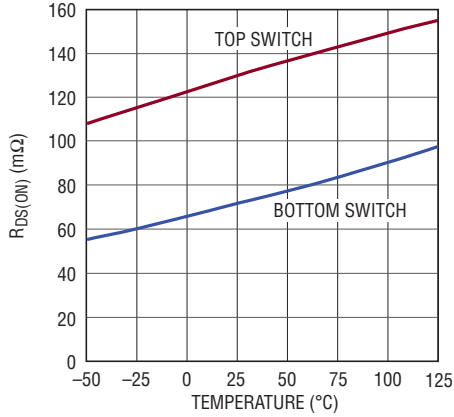
3633 G09

# LTC3633

## 標準的性能特性

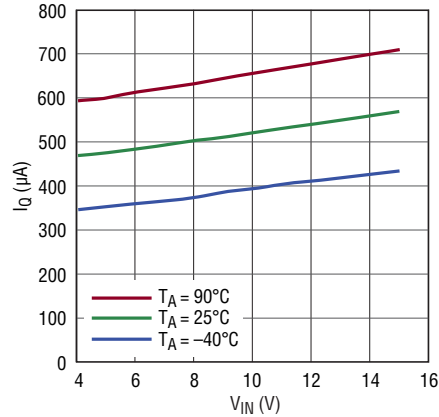
注記がない限り、 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $f_{SW} = 1\text{MHz}$ 、 $L = 1\mu\text{H}$ 。

内部MOSFETの $R_{DS(ON)}$ と温度



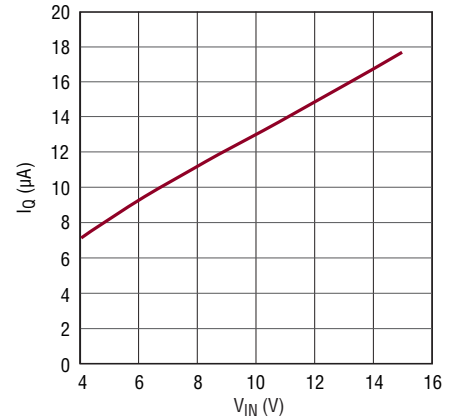
3633 G10

消費電流と $V_{IN}$  (Burst Mode動作)



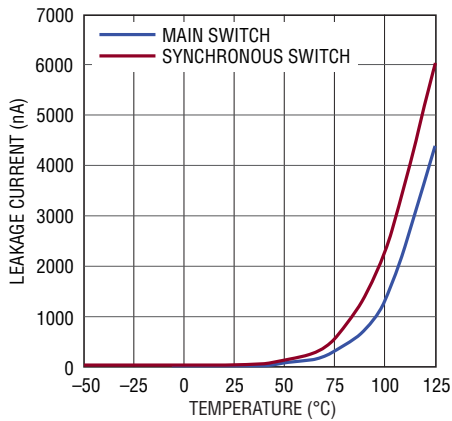
3633 G11

シャットダウン電流と $V_{IN}$



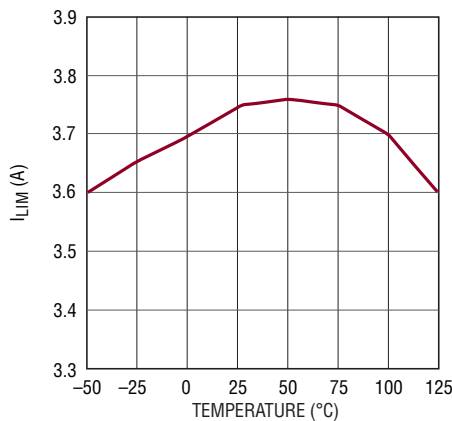
3633 G12

スイッチのリーク電流と温度



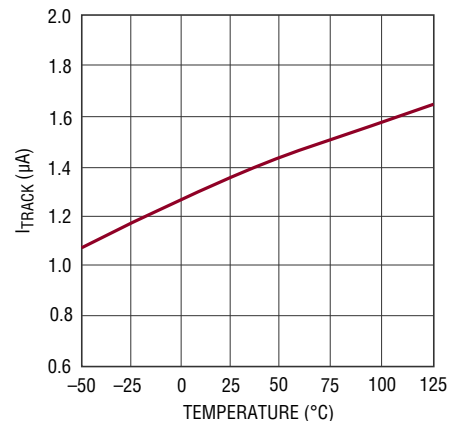
3633 G13

谷電流制限と温度



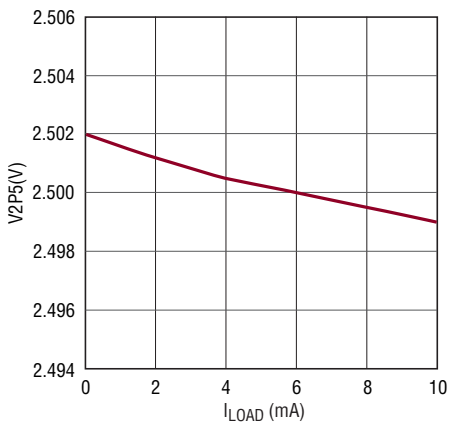
3633 G14

Trackのプルアップ電流と温度



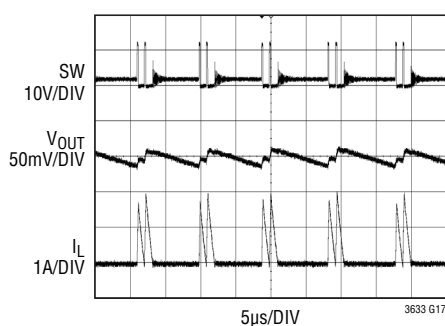
3633 G15

V2P5の負荷レギュレーション



3633 G16

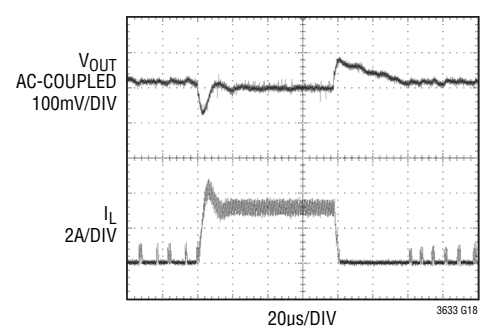
Burst Mode動作



$V_{OUT} = 1.8\text{V}$   
 $I_{LOAD} = 100\text{mA}$

3633 G17

負荷ステップ



$V_{OUT} = 1.8\text{V}$   
 $I_{LOAD} = 100\text{mA to } 3\text{A}$   
 $C_{ITH} = 220\text{pF}$   
 $R_{ITH} = 13\text{k}\Omega$

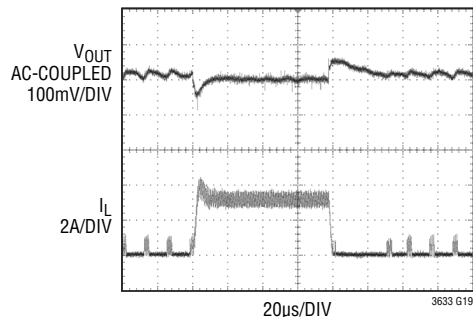
3633 G18

3633fb

## 標準的性能特性

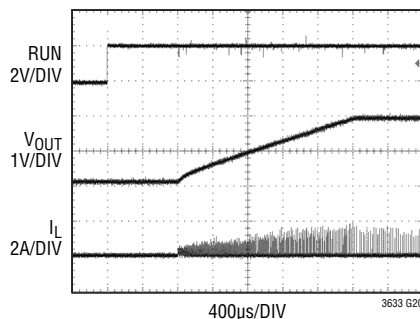
注記がない限り、 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $f_{SW} = 1\text{MHz}$ 、 $L = 1\mu\text{H}$ 。

負荷ステップ(内部補償)



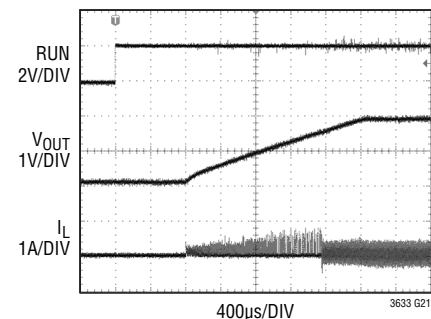
$V_{OUT} = 1.8\text{V}$   
 $I_{LOAD} = 100\text{mA}$  to  $3\text{A}$   
 $ITH = INTV_{CC}$

スタートアップ(Burst Mode動作)

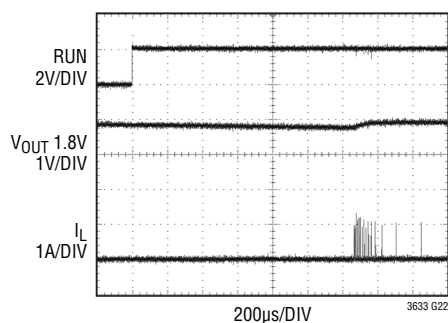


$C_{SS} = 4.7\text{nF}$   
 $I_{LOAD} = 150\text{mA}$

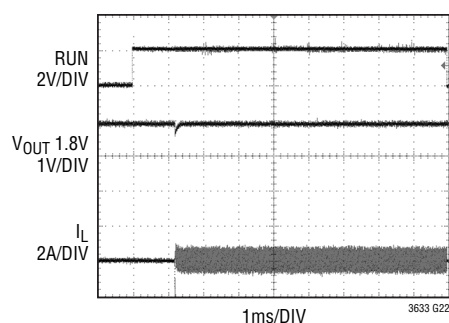
スタートアップ(強制連続モード)



$C_{SS} = 4.7\text{nF}$   
 $I_{LOAD} = 150\text{mA}$

出力がプリバイアスされた状態での  
スタートアップ(Burst Mode動作)

$I_{LOAD} = 0\text{mA}$

出力がプリバイアスされた状態での  
スタートアップ(強制連続モード)

$I_{LOAD} = 0\text{mA}$

## ピン機能 (QFN/TSSOP)

**PGOOD1 (ピン1/ピン4)**: チャネル1のオープン・ドレインのパワーグッド出力ピン。 $V_{FB1}$ ピンの電圧が内部0.6Vリファレンスの $\pm 8\%$  (標準) 以内でないと、PGOOD1はグラウンドに引き下げられます。 $V_{FB1}$ ピンが内部リファレンスの $\pm 5\%$  (標準) 以内に戻ると、PGOOD1は高インピーダンスになります。

**PHMODE (ピン2/ピン5)**: フェーズ選択入力。両方のチャネルが同位相でスイッチするように強制するには、このピンをグラウンドに接続します。両方のチャネルが $180^\circ$ 位相がずれてスイッチするように強制するには、このピンをINTV<sub>CC</sub>に接続します。このピンはフロート状態にしないでください。

**RUN1 (ピン3/ピン6)**: チャネル1のレギュレータのイネーブル・ピン。RUN1を1.22Vより上に接続するとチャネル1の動作がイネーブルされます。1Vより下に接続するとチャネル1はシャットダウンします。このピンはフロート状態にしないでください。

**MODE/SYNC (ピン4/ピン7)**: モードの選択と外部同期入力。全ての出力負荷で連続同期動作を強制するには、このピンをグラウンドに接続します。このピンをフロートさせるか、またはINTV<sub>CC</sub>に接続すると、軽負荷で高効率のBurst Mode動作がイネーブルされます。LTC3633のスイッチングを同期させるには、このピンをクロックでドライブします。内部フェーズロック・ループはボトム・パワーNMOSのターンオン信号を強制してCLKIN信号の立ち上がりエッジに同期させます。このピンがクロックでドライブされると、強制連続モードが自動的に選択されます。

**RT (ピン5/ピン8)**: 発振器周波数のプログラミング・ピン。外部抵抗(80k $\sim$ 640k)をこのピンからSGNDに接続して周波数を500kHz $\sim$ 4MHzにプログラムします。RTをINTV<sub>CC</sub>に接続すると、スイッチング周波数は既定で2MHzになります。

**RUN2 (ピン6/ピン9)**: チャネル2のレギュレータのイネーブル・ピン。RUN2を1.22Vより上に接続するとチャネル2の動作がイネーブルされます。1Vより下に接続するとチャネル2はシャットダウンします。このピンはフロート状態にしないでください。

**SGND (ピン7/ピン10)**: 信号グラウンド・ピン。このピンは低ノイズ接続で基準グラウンドへ接続します。帰還抵抗ネットワーク、外部補償ネットワークおよびRT抵抗をこのグラウンドに接続します。

**PGOOD2 (ピン8/ピン11)**: チャネル2のオープン・ドレインのパワーグッド出力ピン。 $V_{FB2}$ ピンの電圧が内部0.6Vリファレンスの $\pm 8\%$  (標準) 以内でないと、PGOOD2はグラウンドに引き下げ

られます。 $V_{FB2}$ ピンが内部リファレンスの $\pm 5\%$  (標準) 以内に戻ると、PGOOD2は高インピーダンスになります。

**V<sub>FB2</sub> (ピン9/ピン12)**: チャネル2の出力帰還電圧ピン。帰還電圧を内部の0.6Vリファレンス電圧と比較する誤差アンプへの入力。このピンを抵抗分割器ネットワークに接続して、望みの出力電圧をプログラムします。

**TRACKSS2 (ピン10/ピン13)**: チャネル2の出力トラッキングとソフトスタートの入力ピン。0.6Vより低い電圧をこのピンに強制すると、誤差アンプへの内部リファレンス入力を迂回します。この条件では、LTC3633はFBピンをTRACK電圧にサーボ制御します。0.6Vより上ではトラッキング機能は停止し、内部リファレンスが再度誤差アンプを制御します。INTV<sub>CC</sub>からの内部1.4 $\mu$ Aプルアップ電流が与えられているので、このピンとSGNDの間にコンデンサを接続することにより、ソフトスタート機能を実現することができます。

**ITH2 (ピン11/ピン14)**: チャネル2の誤差アンプの出力およびスイッチング・レギュレータの補償ピン。このピンを適切な外部部品に接続して、レギュレータのループ周波数応答を補償します。既定の内部補償を使うには、このピンをINTV<sub>CC</sub>に接続します。

**V<sub>ON2</sub> (ピン12/ピン15)**: チャネル2のオン時間電圧入力。このピンはオン時間コンパレータの電圧トリップ・ポイントを設定します。このピンを出力電圧に接続すると、 $V_{OUT2} < 6V$ のときオン時間が $V_{OUT2}$ に比例します。 $V_{OUT2} > 6V$ のとき、スイッチング周波数は設定された周波数より高くなる場合があります。このピンのインピーダンスは公称140k $\Omega$ です。

**SW2 (ピン13、14/ピン16、17)**: 外部インダクタへのチャネル2のスイッチ・ノードの接続ピン。SWの電圧振幅は、グラウンドよりダイオードの電圧降下分だけ下から $V_{IN}$ までです。

**V<sub>IN2</sub> (ピン15、16/ピン18、19)**: チャネル2の電源入力。チャネル2の内蔵パワーMOSFETへの入力電圧。この入力は $V_{IN1}$ とは異なる電源電圧から動作することができます。

**BOOST2 (ピン17/ピン20)**: チャネル2の昇圧されたフローティング・ドライブ電源。ブートストラップ・コンデンサの(+)端子をこのノードに接続し、(-)端子をSWピンに接続します。このピンの通常の動作電圧振幅は、INTV<sub>CC</sub>よりダイオードの電圧降下分だけ下から $V_{IN} + INTV_{CC}$ までの範囲です。



## ピン機能 (QFN/TSSOP)

**V2P5 (ピン18/ピン21)**: 2.5Vレギュレータの出力。10mAを供給できる安定化された2.5Vの電源電圧を出力します。最小1 $\mu$ Fの低ESRセラミック・コンデンサを使って、このピンをバイパスします。この出力がアプリケーションで使用されないときはこのピンをINTV<sub>CC</sub>に接続します。

**INTV<sub>CC</sub> (ピン19/ピン22)**: 内部3.3Vレギュレータの出力。内部パワー・ドライバおよび制御回路はこの電圧から電力供給を受けます。RUN1/RUN2入力によってチャンネル1とチャンネル2の両方がディスエーブルされると、内部レギュレータはディスエーブルされます。最小1 $\mu$ Fの低ESRセラミック・コンデンサを使って、このピンを電源グラウンドにデカップリングします。

**BOOST1 (ピン20/ピン23)**: チャンネル1の昇圧されたフローティング・ドライバ電源。ブートストラップ・コンデンサの(+)端子をこのノードに接続し、(-)端子をSWピンに接続します。このピンの通常の動作電圧振幅は、INTV<sub>CC</sub>よりダイオードの電圧降下分だけ下からV<sub>IN</sub>+INTV<sub>CC</sub>までの範囲です。

**V<sub>IN1</sub> (ピン21、22/ピン24、25)**: チャンネル1の電源入力。チャンネル1の内蔵パワーMOSFETへの入力電圧。INTV<sub>CC</sub>の内部LDOはこのピンから電力を供給されます。

**SW1 (ピン23、24/ピン26、27)**: 外部インダクタへのチャンネル1のスイッチ・ノードの接続ピン。SWの電圧振幅は、グラウンドよりダイオードの電圧降下分だけ下からV<sub>IN</sub>までです。

**V<sub>ON1</sub> (ピン25/ピン28)**: チャンネル1のオン時間電圧の入力。このピンはオン時間コンパレータの電圧トリップ・ポイントを設定します。このピンを安定化された出力電圧に接続すると、V<sub>OUT1</sub><6Vのときオン時間がV<sub>OUT1</sub>に比例します。V<sub>OUT1</sub>>6Vのとき、スイッチング周波数は設定された周波数より高くなる場合があります。このピンのインピーダンスは公称140k $\Omega$ です。

**ITH1 (ピン26/ピン1)**: チャンネル1の誤差アンプの出力およびスイッチング・レギュレータの補償ピン。このピンを適切な外部部品に接続して、レギュレータのループ周波数応答を補償します。既定の内部補償を使うには、このピンをINTV<sub>CC</sub>に接続します。

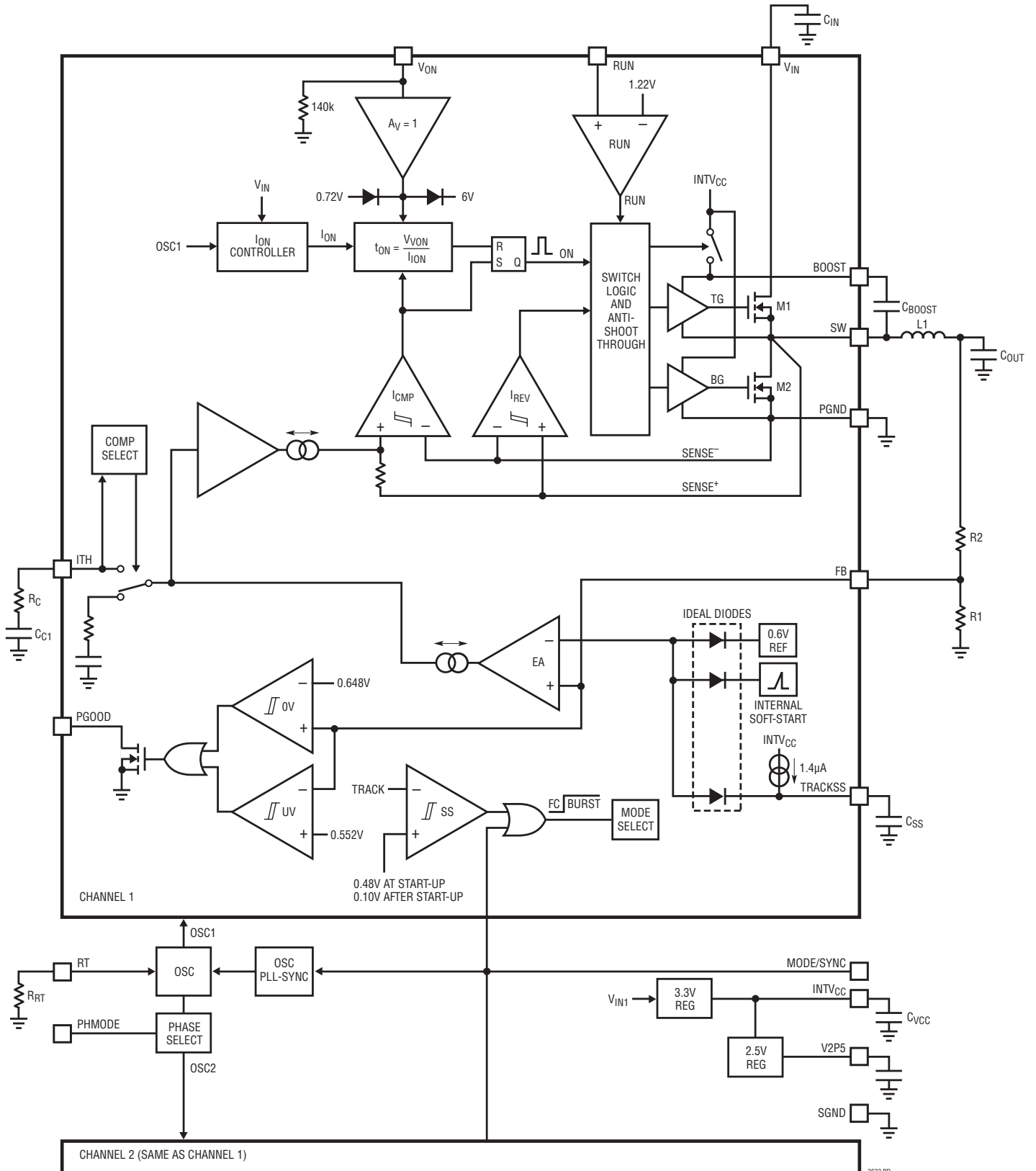
**TRACKSS1 (ピン27/ピン2)**: チャンネル1の出力トラッキングおよびソフトスタート入力ピン。0.6Vより低い電圧をこのピンに強制すると、誤差アンプへの内部リファレンス入力はバイパスされて無効になります。LTC3633はFBピンをTRACK電圧にサーボ制御します。0.6Vより上ではトラッキング機能は停止し、内部リファレンスが再度誤差アンプを制御します。INTV<sub>CC</sub>からの内部1.4 $\mu$ Aプルアップ電流がこのピンに与えられているので、このピンとSGNDの間にコンデンサを接続することにより、ソフトスタート機能を実現することができます。

**V<sub>FB1</sub> (ピン28/ピン3)**: チャンネル1の出力帰還電圧ピン。帰還電圧を内部の0.6Vリファレンス電圧と比較する誤差アンプへの入力。このピンを抵抗分割器ネットワークに接続して、望みの出力電圧をプログラムします。

**PGND (露出パッドのピン29/露出パッドのピン29)**: パワー・グラウンド・ピン。入力バイパス・コンデンサ(C<sub>IN</sub>)の(-)端子と出力コンデンサ(C<sub>OUT</sub>)の(-)端子を低インピーダンス接続でこのピンに接続します。電源グラウンドへの低インピーダンスの電気的接続とPCBへの十分な熱接触の両方を与えるため、このピンをPCBに半田付けする必要があります。

# LTC3633

## ブロック図



3633 BD

3633fb

## 動作

LTC3633は各チャネルから3Aの出力電流を供給可能なデュアル・チャネル電流モードのモノリシック降圧レギュレータです。その独自のオン時間制御アーキテクチャにより、固定スイッチング周波数を維持しながら非常に低い降圧比が可能です。各チャネルをイネーブルするにはRUNピンの電圧を公称1.22Vより上に引き上げます。

### メイン制御ループ

通常動作では、内部トップ・パワーMOSFETは固定ワンショット・タイマ(ブロック図の「オン」信号)によって定まる固定時間の間オンします。トップ・パワーMOSFETがオフすると、ボトム・パワーMOSFETがオンします。このオン状態は、電流コンパレータ $I_{CMP}$ がトリップしてワンショット・タイマが再始動し、次のサイクルが開始されるまで継続します。インダクタ電流は、ボトム・パワーMOSFETのSWノードとPGNDノードの間の電圧降下を検出することにより測定されます。ITHピンの電圧により、インダクタの谷電流に対応したコンパレータ・スレッシュホールドが設定されます。誤差アンプEAは、内部の0.6Vリファレンスを出力電圧から得られる帰還信号 $V_{FB}$ と比較することによってこのITHピンの電圧を調整します。負荷電流が増加すると、内部リファレンスに比べて帰還電圧が低下します。そのため、ITH電圧は平均インダクタ電流が再び負荷電流に釣り合うまで上昇します。

動作周波数は、外部発振器の電流をプログラムするRT抵抗の値によって決められます。内部フェーズロック・ループがスイッチング・レギュレータのオン時間をサーボ制御して内部発振器のエッジをトラッキングし、固定スイッチング周波数を強制します。クロック信号をMODE/SYNCピンに与えて、スイッチング周波数を外部ソースに同期させることができます。クロック信号が与えられると、レギュレータはデフォルトで強制連続動作になります。

軽負荷電流では、インダクタ電流はゼロに低下し、負になることがあります。Burst Mode動作では、電流反転コンパレータ( $I_{REV}$ )が負のインダクタ電流を検出し、ボトム・パワーMOSFETをオフするので、不連続動作になり、効率が向上します。ITH電圧がゼロ電流レベルを超えて上昇し、新しいサイクルが開始されるまで、両方のパワーMOSFETはオフのまま留まります。この間、出力コンデンサが負荷電流を供給し、デバイスは低電流のスリープ・モードに置かれます。MODE/SYNCピンをグラウンドに接続すると不連続モード動作がディセーブルされ、出力負荷電流に関係なく連続同期動作が強制されます。

### 「パワーグッド」状態出力

レギュレータの出力が安定化ポイントを中心にした $\pm 8\%$ のウィンドウから外れると、PGOODオープン・ドレイン出力が“L”に引き下げられます。この状態は、 $\pm 5\%$ のウィンドウ内のレギュレーションが回復すると解除されます。過渡時または $V_{OUT}$ の動的変更時、不要のPGOODグリッチを防ぐため、LTC3633のPGOODの立ち下がりエッジには約 $40\mu s$ のフィルタ時間が含まれています。

### $V_{IN}$ の過電圧保護

内部パワーMOSFETデバイスを過渡電圧スパイクに対して保護するため、LTC3633は各 $V_{IN}$ ピンの過電圧状態を連続してモニタします。 $V_{IN}$ が $17.5V$ を超えると、レギュレータは対応するチャネルの両方のパワーMOSFETをオフして動作を一時停止します。 $V_{IN}$ が $16.5V$ より下になると、レギュレータは直ちに通常動作を再開します。レギュレータは過電圧状態から抜け出るときソフトスタート機能を実行しません。

### 位相をずらした動作

PHMODEピンを“H”に接続すると、SW2の立ち下がりエッジがSW1の立ち下がりエッジから $180^\circ$ 位相がずれるように設定します。両チャネルが位相をずらして動作すると大きな利点が得られます。チャネルの位相を揃えて動作させると、両方のトップサイドMOSFETが同時にオンするので、大きな電流パルスが入力コンデンサと電源から同時に流れます。

LTC3633のチャネルの位相をずらして動作させると、大きな電流パルスはインターリーブされ、実効的にパルスが重なる時間が減少します。したがって、合計RMS入力電流が減少するので、 $V_{IN}$ バイパス・コンデンサの容量の要件が緩和されるとともに、電源ラインの電圧ノイズが減少します。

この構成設定の潜在的短所は、片方のチャネルが50%のデューティ・サイクルで動作しているとき現れます。この状況では、スイッチング・ノイズが片方のチャネルから他方のチャネルに結合して、片方または両方のチャネルに周波数ジッタを生じる可能性があります。この影響は適切にレイアウトされた基板によって緩和することができます。

## アプリケーション情報

LTC3633の一般的な応用回路がこのデータシートの最初のページに示されています。外部部品の選択は主として負荷要件とスイッチング周波数に支配されます。部品の選択は一般にインダクタLと抵抗R<sub>T</sub>の選択から始まります。インダクタが選択されると、入力コンデンサ(C<sub>IN</sub>)、および出力コンデンサ(C<sub>OUT</sub>)を選択することができます。次に帰還抵抗を選択して、望みの出力電圧を設定します。最後に、外部ループ補償、トラッキング/ソフトスタート、V<sub>IN</sub> UVLO、PGOODなどの機能のための残りのオプションの外付け部品を選択することができます。

### スイッチング周波数のプログラミング

スイッチング周波数の選択には効率と部品サイズ間のトレードオフが必要です。動作周波数を高くすると、小さい値のインダクタとコンデンサを使用することができます。低い周波数で動作させると内部ゲート電荷による損失が減り、効率が改善されますが、出力リップル電圧を低く抑えるには、インダクタンスや容量の値を大きくする必要があります。

抵抗をRTピンからSGNDに接続すると、次式に従ってスイッチング周波数が500kHz～4MHzにプログラムされます。

$$R_{RT} = \frac{3.2E^{11}}{f}$$

ここで、R<sub>RT</sub>の単位はΩ、fの単位はHzです。

RTをINTV<sub>CC</sub>に接続すると、スイッチング周波数は既定で(内部抵抗で設定された)約2MHzになります。この内部抵抗は、

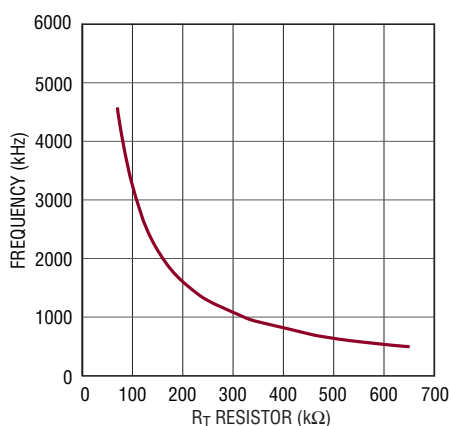


図1. スwitchング周波数とR<sub>T</sub>

外部抵抗に比べて、製造プロセスや温度変化の影響を受けやすいので(「標準的性能特性」を参照)、スイッチング周波数の精度が必須ではないアプリケーションで使うのに適しています。

### インダクタの選択

与えられた入力電圧と出力電圧に対して、インダクタの値と動作周波数によってインダクタのリップル電流が決まります。具体的には、インダクタのリップル電流は、次式に従って、インダクタの値が大きいほど、または動作周波数が高いほど減少します。

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

ここで、ΔI<sub>L</sub> = インダクタのリップル電流、f = 動作周波数、L = インダクタの値です。部品のサイズ、効率および動作周波数の間のトレードオフをこの式から見てとることができます。大きなΔI<sub>L</sub>の値を許容すれば小さな値のインダクタを使用できますが、インダクタのコア損失と出力コンデンサのESR損失が大きくなり、出力電圧リップルが大きくなります。一般に、周波数が低くリップル電流が小さいとき最高効率の動作が得られます。

妥当な出発点として、I<sub>OUT(MAX)</sub>の約40%のリップル電流を選択します。最大V<sub>IN</sub>で最大リップル電流が発生することに注意してください。I<sub>OUT(MAX)</sub>の60%を超えることは推奨しません。リップル電流が規定された最大値を超えないようにするには、次式に従ってインダクタンスを選択します。

$$L = \left( \frac{V_{OUT}}{f \cdot \Delta I_{L(MAX)}} \right) \left( 1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}} \right)$$

Lの値が求まったら、次にインダクタの種類を選択します。インダクタ値が同じ場合、実際のコア損失はコア・サイズには無関係ですが、選択したインダクタンスに大きく依存します。インダクタンスが大きいほどコア損失が減少します。残念ながら、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、DCRによる銅損失が増加します。

## アプリケーション情報

フェライトを使用したデザインは非常に低いコア損失を示し、高いスイッチング周波数に適しているため、設計目標を銅損失と飽和を防ぐことに集中することができます。フェライト・コアの材質は「ハードに」飽和します。すなわち、最大設計ピーク電流を超えると、インダクタンスが急激に消滅します。このためインダクタのリップル電流が突然増加するので、コアが飽和しないようにすることが重要です。

コアの材質と形状が異なると、インダクタのサイズ/電流の関係および価格/電流の関係が変化します。フェライトやパーマロイを素材とするトロイド・コアやシールドされた壺型コアは小型で、エネルギー放射は大きくありませんが、類似の特性を有する鉄粉コアのインダクタより一般に高価です。使用するインダクタの種類を選択は価格とサイズの条件や放射フィールド/EMIの条件に主に依存します。入手可能な表面実装インダクタの例を表1に示します。

表1. インダクタの選択表

| インダクタンス<br>( $\mu\text{H}$ )                | DCR<br>( $\text{m}\Omega$ ) | 最大電流<br>(A) | 寸法<br>(mm) | 高さ<br>(mm) |
|---|-----------------------------|-------------|------------|------------|
| <b>Würth Elektronik WE-HC 744312 Series</b> |                             |             |            |            |
| 0.25  | 2.5                         | 18          | 7 × 7.7    | 3.8        |
| 0.47  | 3.4                         | 16          |            |            |
| 0.72  | 7.5                         | 12          |            |            |
| 1.0   | 9.5                         | 11          |            |            |
| 1.5   | 10.5                        | 9           |            |            |
| <b>Vishay IHLP-2020BZ-01 Series</b>         |                             |             |            |            |
| 0.22  | 5.2                         | 15          | 5.2 × 5.5  | 2          |
| 0.33  | 8.2                         | 12          |            |            |
| 0.47  | 8.8                         | 11.5        |            |            |
| 0.68  | 12.4                        | 10          |            |            |
| 1   | 20                          | 7           |            |            |
| <b>Toko FDV0620 Series</b>                  |                             |             |            |            |
| 0.20  | 4.5                         | 12.4        | 7 × 7.7    | 2.0        |
| 0.47  | 8.3                         | 9.0         |            |            |
| 1.0   | 18.3                        | 5.7         |            |            |
| <b>Coilcraft D01813H Series</b>             |                             |             |            |            |
| 0.33  | 4                           | 10          | 6 × 8.9    | 5.0        |
| 0.56  | 10                          | 7.7         |            |            |
| 1.2   | 17                          | 5.3         |            |            |
| <b>TDK RLF7030 Series</b>                   |                             |             |            |            |
| 1.0   | 8.8                         | 6.4         | 6.9 × 7.3  | 3.2        |
| 1.5   | 9.6                         | 6.1         |            |            |

### $C_{IN}$ と $C_{OUT}$ の選択

入力コンデンサ $C_{IN}$ は、トップ・パワー・MOSFETのドレインのところで台形波電流をフィルタするのに必要です。大きな過渡電圧の発生を防止するには、最大RMS電流に対応できる大きさの低ESR入力コンデンサを推奨します。最大RMS電流は次式で与えられます。

$$I_{RMS} = I_{OUT(MAX)} \frac{\sqrt{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}}{V_{IN}}$$

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ のとき最大値をとり、 $I_{RMS} \cong I_{OUT}/2$ となります。大きく変化させてもそれほど状況が改善されないため、一般にはこの単純なワーストケース条件が設計に使用されます。コンデンサ・メーカーの規定するリップル電流定格は多くの場合2000時間だけの寿命試験に基づいているので、コンデンサをさらにデレーティングする、つまり必要とされるよりも高い温度定格のコンデンサを選択することを推奨します。

サイズまたは高さの設計条件を満たすため、複数のコンデンサを並列に接続することもできます。入力電圧が低いアプリケーションでは、出力負荷の変化時に過渡効果を小さく抑えるのに十分なバルク入力コンデンサが必要です。LTC3633には過電圧保護回路が備わっているとはいえ、入力電圧過渡がデバイスに過電圧の危険を与えないように常に注意が必要です。

$C_{OUT}$ の選択は、電圧リップルと負荷ステップ過渡を最小に抑えるのに必要な等価直列抵抗(ESR)、および制御ループの安定性を確保するのに必要なバルク容量の大きさによって決まります。ループの安定性は、負荷過渡応答を観察することによってチェックすることができます。出力リップル( $\Delta V_{OUT}$ )は次式で近似できます。

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

低ESRセラミック・コンデンサを使うとき、電荷保存の要件を満たすように出力コンデンサの値を選択する方が実際的です。

## アプリケーション情報

負荷ステップ発生時には、帰還ループがスイッチ電流を十分増加させて負荷を支えるまで、出力コンデンサが即座に電流を供給して負荷を支える必要があります。帰還ループが応答するのに要する時間は補償と出力コンデンサのサイズに依存します。負荷ステップに応答するには標準で3~4サイクルを要しますが、最初のサイクルだけ出力が直線的に低下します。出力の垂下 $V_{DROOP}$ は通常最初のサイクルの直線的な低下の約3倍です。したがって、およそ以下の出力コンデンサのサイズから開始するのが良いでしょう。

$$C_{OUT} \approx \frac{3 \cdot \Delta I_{OUT}}{f \cdot V_{DROOP}}$$

この式は良い近似を与えますが、デューティ・サイクルや負荷ステップの要件に依存して、さらに大きな容量が必要になることがあります。実際の $V_{DROOP}$ は負荷ステップを出力に与えて検証します。

**セラミックの入力コンデンサおよび出力コンデンサの使用**  
値の大きな低価格セラミック・コンデンサが小さなケース・サイズで入手できます。これらはリップル電流定格と電圧定格が大きく、ESRが小さいので、スイッチング・レギュレータのアプリケーションに最適です。ただし、セラミック・コンデンサの種類によっては自己共振と高いQ特性のため、これらのコンデンサを入力に使用するときには注意する必要があります。セラミック・コンデンサを入力に使い、長いコード付きACアダプタで電力を供給すると、出力の負荷ステップによって $V_{IN}$ 入力にリングングが誘起されることがあります。よくても、このリングングが出力に結合して、ループの不安定性と誤認されることがあります。最悪の場合、長いコードを通して急に電流が突入すると、 $V_{IN}$ に電圧スパイクが生じてデバイスを損傷するおそれがあります。詳細については、「アプリケーションノート88」を参照してください。

入力と出力にセラミック・コンデンサを選択する場合は、X5RやX7Rの誘電体のものを選択します。これらの誘電体はある特定の値とサイズに対して全てのセラミックの中で温度特性と電圧特性が最も優れています。

### INTV<sub>CC</sub>レギュレータのバイパス・コンデンサ

内部低損失(LDO)レギュレータは、内部バイパス回路に電力を供給し、内部MOSFETスイッチのゲートをドライブする3.3V電源を与えます。INTV<sub>CC</sub>ピンはこのレギュレータの出力に接続されており、グラウンドへの最小1 $\mu$ Fのセラミック・デカップリング・コンデンサを必要とします。デカップリング・コンデンサはINTV<sub>CC</sub>ピンとPGNDピンに低インピーダンスで電氣的に接続して、LTC3633が必要とする過渡電流を供給します。この電源は望みに応じて追加のDC負荷電流を供給することだけが意図されており、大きな過渡やAC動作を安定化することは意図されていません。大きな過渡やAC動作はLTC3633の動作に影響を与える可能性があるからです。

### 昇圧コンデンサ

LTC3633は「ブートストラップ」回路を使って、与えられた入力電圧 $V_{IN}$ より高い電圧レールを発生します。具体的には、ボトム・パワーMOSFETがオンするたびに、昇圧コンデンサ( $C_{BOOT}$ )はおおよそINTV<sub>CC</sub>に等しい電圧まで充電されます。スイッチング・サイクルの残りの時間、必要な過渡電流を供給するのにこのコンデンサの電荷が使われます。トップMOSFETがオンすると、BOOSTピンの電圧は約 $V_{IN} + 3.3V$ に等しくなります。ほとんどのアプリケーションでは、BOOSTピンとSWピンの間に近接して接続された0.1 $\mu$ Fのセラミック・コンデンサで適切な性能が得られます。

### 低消費電力の2.5Vリニア・レギュレータ

V2P5ピンは低消費電力の安定化された2.5Vレールとして利用することができます。このピンはINTV<sub>CC</sub>ピンから給電される10mAリニア・レギュレータの出力です。INTV<sub>CC</sub>の電力は $V_{IN1}$ から供給されるので、V2P5からの電力は結局は $V_{IN1}$ ピンから来ることに注意してください。この出力を利用するとき、このピンを1 $\mu$ F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。この出力を使用しない場合、この出力をINTV<sub>CC</sub>に短絡してレギュレータをディスエーブルすることを推奨します。

## アプリケーション情報

### 出力電圧のプログラミング

各レギュレータの出力電圧は外部抵抗分割器によって次式のように設定されます。

$$V_{OUT} = 0.6V \left( 1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

望みの出力電圧は、図2に示されているように、抵抗R1とR2を適切に選択して設定します。大きな値のR1とR2を選択すると効率が改善されますが、V<sub>FB</sub>ノードの浮遊容量によって、望ましくないノイズの結合や位相マージンの減少を引き起こすことがあります。V<sub>FB</sub>のトレースはSWのトレースなどのノイズ源から離して配線するよう注意してください。主制御ループの周波数応答を改善するには、図2に示されているように、フィードフォワード・コンデンサ(C<sub>F</sub>)を使用することができます。

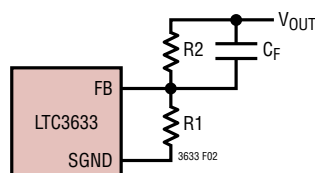


図2. 出力電圧の設定

### 最小オフ時間/オン時間に関する検討事項

最小オフ時間は、LTC3633がボトム・パワーMOSFETをオンし、電流コンパレータをトリップし、このパワーMOSFETを再度オフすることができる最小時間です。この時間は標準40nsです。オン時間制御アーキテクチャでは、最小オフ時間の制限により、次の最大デューティ・サイクルが課せられます。

$$DC_{(MAX)} = 1 - (f \cdot t_{OFF(MIN)})$$

ここで、fはスイッチング周波数、t<sub>OFF(MIN)</sub>は最小オフ時間です。たとえば、入力電圧が低下したために最大デューティ・サイクルに達すると、出力は安定化された状態から外れてしまいま

す。このドロップアウト状態を避けるための最小入力電圧は次のとおりです。

$$V_{IN(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{1 - (f \cdot t_{OFF(MIN)})}$$

逆に、最小オン時間はトップ・パワーMOSFETがその「オン」状態に留まれる最小持続時間です。この時間は標準20nsです。連続モード動作では、最小オン時間の制限により、次の最小デューティ・サイクルが課せられます。

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

ここで、t<sub>ON(MIN)</sub>は最小オン時間です。式が示しているように、動作周波数を下げると最小デューティ・サイクルの制約が緩和されます。

最小デューティ・サイクルを超える稀なケースでは、出力電圧は依然安定化された状態に留まりますが、スイッチング周波数がプログラムされた値から減少します。この制約はほとんどの場合決定的に重要だというわけではないので、厳しい結果を恐れる必要なしに高いスイッチング周波数を設計に使うことができます。「インダクタの選択」と「コンデンサの選択」のセクションで示されているように、スイッチング周波数が高いと小型の基板部品を使用することができるので、アプリケーション回路のフットプリントが小さくなります。

### 内部/外部ループの補償

LTC3633は、必要な外付け部品数を減らし、設計時間を短縮するために、固定内部ループ補償ネットワークを使うオプションを備えています。内部ループ補償ネットワークはITHピンをINTV<sub>CC</sub>ピンに接続することによって選択することができます。安定性を確保するため、内部補償はf<sub>sw</sub>>1MHzのアプリケーションでだけ使うことを推奨します。代わりに、ユーザーは特定の外部ループ補償部品を選択して、出力制御ループの過渡応答を望むように最適化することができます。外部ループ補償は、単に望みのネットワークをITHピンに接続することによって選択します。

## アプリケーション情報

補償部品の推奨値を図3に示します。2MHzのアプリケーションでは、220pFと13kΩのR-Cネットワークが出発点として良いでしょう。ループの帯域幅はCの減少に伴って増加します。Cを減少させるのと同じ比率だけR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を同じに保ちます。浮遊基板容量に起因する高周波数カップリングを除去するために、ITHピンに10pFのバイパス・コンデンサを推奨します。さらに、前の図2に示されているように、フィードフォワード・コンデンサC<sub>F</sub>を追加して、高周波数応答を改善することができます。コンデンサC<sub>F</sub>とR2は高い周波数のゼロを作って位相リードを与え、位相マージンを改善します。

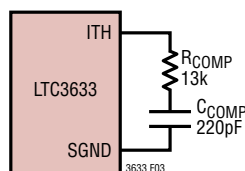


図3. 補償部品

### 過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は負荷ステップに対するシステムの応答を観察することによってチェックできます。外部補償に構成設定されていると、ITHピンが備わっ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フィルタを通した閉ループ応答のテスト・ポイントが与えられます。このテスト・ポイントでのDCステップ、立ち上がり時間、およびセトリングの様子は、閉ループ応答を反映します。2次特性が支配的なシステムを想定すれば、位相マージンや減衰係数はこのピンで見られるオーバーシュートのパーセンテージを使って推定することができます。

図3の回路に示されている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妥当な出発点となります。直列R-Cフィルタにより、支配的なポール-ゼロのループ補償が設定されます。これらの値は、プリント基板のレイアウトを完了し、特

定の出力コンデンサの種類と容量値を決定したら、過渡応答を最適化するために多少は(推奨値の0.5倍~2倍)変更することができます。出力コンデンサのさまざまな種類と値によってループの利得と位相が決まるので、まず出力コンデンサを選択する必要があります。約1μsの立ち上がり時間を持つ全負荷電流の20%~100%の出力電流パルスによって発生する出力電圧波形とITHピンの波形により、帰還ループを開くことなく全体的なループの安定性を判断することができます。

スイッチング・レギュレータは負荷電流ステップに対して応答するのに数サイクルを要します。負荷ステップが生じると、V<sub>OUT</sub>はΔI<sub>LOAD</sub>・ESRに等しい量だけ直ちにシフトします。ここで、ESRはC<sub>OUT</sub>の等価直列抵抗です。ΔI<sub>LOAD</sub>はさらにC<sub>OUT</sub>の充電または放電を開始し、レギュレータがV<sub>OUT</sub>をその定常値に戻すために使う帰還誤差信号を発生します。この回復時間の間、安定性に問題があることを示すオーバーシュートやリングングがないかV<sub>OUT</sub>をモニタすることができます。

負荷ステップに対するV<sub>OUT</sub>の応答を観察するとき、初期出力電圧ステップが帰還ループの帯域幅内がない場合があるため、位相マージンを決定するのに、標準的2次オーバーシュート/DC比率は使えません。出力電圧のセトリングの様子は閉ループ・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。制御ループ理論の要点を含む補償部品の最適化の詳細については、弊社の「アプリケーションノート76」を参照してください。

アプリケーションによっては、(10μFを超える)大きな入力コンデンサが接続されている負荷がスイッチを介して接続されると、さらに大きなトランジェントが生じる可能性があります。放電した入力コンデンサが実質的にC<sub>OUT</sub>と並列接続状態になるため、V<sub>OUT</sub>が急速に降下します。負荷を接続するスイッチの抵抗が低く、しかも瞬間的にドライブされると、どんなレギュレータでもこの問題を防止するだけ十分な電流を供給することはできません。解決策は負荷スイッチのドライバのターンオン速度を制限することです。ホットスワップ・コントローラは特にこの目的のために設計されており、電流制限、短絡保護、およびソフトスタート機能を通常備えています。



## アプリケーション情報

### MODE/SYNC動作

MODE/SYNCピンは多目的ピンで、モード選択と動作周波数同期の両方を可能にします。このピンをフロートさせるか、またはINTV<sub>CC</sub>に接続するとBurst Mode動作がイネーブルされ、出力電圧リップルがわずかに大きくなる代償を払いますが、軽負荷電流で並外れた効率が得られます。MODE/SYNCピンをグランドに接続すると、強制連続モード動作が選択され、軽負荷での効率を代償にして、最低の固定出力リップルになります。

LTC3633はMODE/SYNCピンに外部クロック信号が与えられているとそれを検出して、与えられたクロックの位相と周波数に内部発振器を同期させます。外部クロック信号が与えられると、両方のレギュレータは強制連続モード動作に移行します。

### 出力電圧トラッキングとソフトスタート

ユーザーはLTC3633のTRACKSSピンによってその出力電圧のランプレートを制御することができます。0V~0.6Vでは、TRACKSS電圧が誤差アンプへの内部0.6Vリファレンス入力をオーバーライドするので、帰還電圧をTRACKSSピンの電圧に安定化します。TRACKSSが0.6Vを超えるとトラッキングはディスエーブルされ、帰還電圧は内部リファレンス電圧に安定化されます。

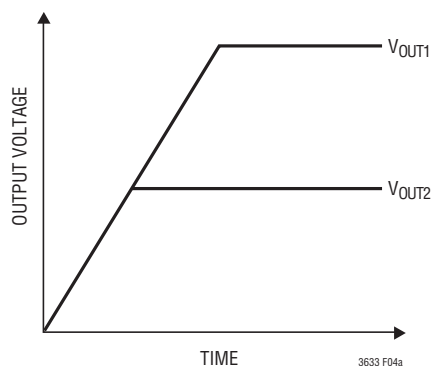
TRACKSSピンの電圧は外部ソースからドライブすることができます。または、代わりに、外部コンデンサ(C<sub>SS</sub>)をTRACKSSピンからグランドに接続することにより、TRACK/SSの内部1.4μAプルアップ電流源を使ってソフトスタート機能を実現することができます。出力の立ち上がり時間とTRACKSSの容量の関係は次式で与えられます。

$$t_{ss} = 430000\Omega \cdot C_{SS}$$

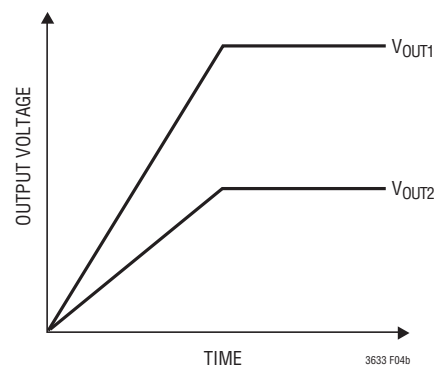
デフォルトの内部ソフトスタート・ランプは、タイマ時間の間TRACKSSピン入力をオーバーライドすることにより400μsの最小ソフトスタート時間を強制します。したがって、約1000pFより小さな容量値はソフトスタート動作に大きくは影響しません。

TRACKSSピンを別のソースからドライブするとき、図4に示されているように、別の電源の出力を同時に、またはレシオメトリックにトラッキングするように各チャネルの出力を設定することができます。以下の説明では、V<sub>OUT1</sub>はLTC3633のマスター・チャネルとしての出力1を指し、V<sub>OUT2</sub>はスレーブ・チャネルとしての出力2を指します。実際には、どちらのチャネルもマスターとして使うことができます。

図4aの同時トラッキングを実現するには、追加の抵抗分割器をV<sub>OUT1</sub>に接続し、そのミッドポイントをスレーブ・チャネルのTRACKSSピンに接続します。



(4a) 同時トラッキング



(4b) レシオメトリック・トラッキング

図4. 出力電圧トラッキングの2つの異なるモード

## アプリケーション情報

この分割器の比はスレーブ・チャンネルの図5aに示されている帰還分割器の比と同じにします。このトラッキング・モードでは、 $V_{OUT1}$ は $V_{OUT2}$ より高く設定する必要があります。レシオメトリック・トラッキングを実装するには、(図5bのように)マスタ・チャンネルの帰還ピンをスレーブ・チャンネルのTRACKSSピンに接続します。異なる抵抗を選択することにより、LTC3633は図4の2つのモードを含む異なったトラッキング・モードを実現することができます。

起動すると、出力がその最終値の80%を超えるまで ( $V_{FB} > 0.48V$ )、レギュレータはデフォルトでBurst Mode動作になります。出力がこの電圧に達すると、上述のように、レギュレータの動作モードがMODE/SYNCピンで選択されたモードに切り替わります。通常動作の間、(たとえば、トラッキングダウンするときのように)出力がその最終値の10%を下回ると、レギュレータは自動的にBurst Modeに切り替わり、インダクタの飽和を防いで、TRACKSSピンの精度を改善します。

### 出力パワーグッド

LTC3633のPGOOD出力は15Ω(標準)のオープン・ドレインのプルダウン・デバイスによってドライブされます。このデバイスは出力電圧が目標安定化ポイントの5%(標準)以内になるとオフするので、PGOODの電圧は外部プルアップ抵抗によって上昇することができます。出力電圧が目標安定化ポイントの上下8%(標準)の安定化ウィンドウから外れると、オープン・ドレインの出力は15Ωの出力抵抗値でグラウンドにプルダウンされ、

PGOODピンの電圧が引き下げられます。この様子を図6に示します。

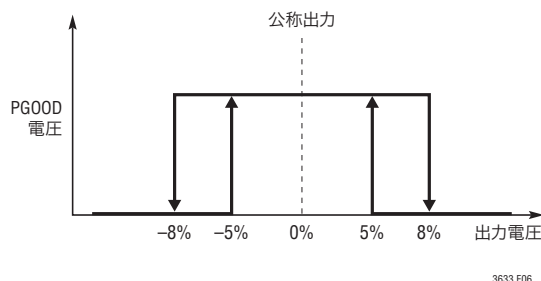


図6. PGOODピンの振る舞い

40μs(標準)のフィルタ時間が作動し、 $V_{OUT}$ の過渡事象の間不要のPGOOD出力の変化を防ぎます。したがって、PGOODピンが“H”に引き上げられる前に出力電圧は40μsのあいだ5%の目標安定化ウィンドウの中になければなりません。逆に、出力電圧はPGOODピンがグラウンドに引き下げられる前に40μsの間8%の安定化ウィンドウから外れる必要があります。

### 効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータのパーセント効率は、出力電力を入力電力で割って100%を掛けたものに等しくなります。

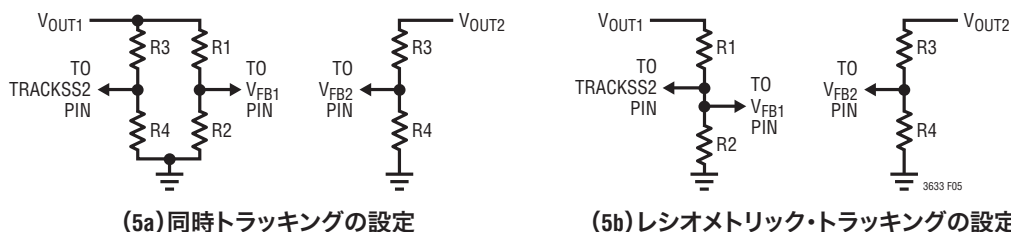


図5. 同時トラッキングとレシオメトリック・トラッキングの構成設定

## アプリケーション情報

個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断できる場合がよくあります。パーセント表示の効率は次式で表すことができます。

$$\% \text{効率} = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots)$$

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

回路内の電力を消費する全ての要素で損失が生じますが、LTC3633の回路の損失の大部分は3つの主な損失要因によって生じます。これらは1)  $I^2R$ 損失、2) スイッチング損失と静止時電力損失、3) 遷移損失およびその他の損失です。

1.  $I^2R$ 損失は内部スイッチのDC抵抗 ( $R_{SW}$ ) と外部インダクタの抵抗 ( $R_L$ ) から計算されます。連続モードでは、平均出力電流はインダクタLを流れますが、内部のトップとボトムのパワーMOSFETの間でコマ切りにされます。したがって、SWピンを見たときの直列抵抗は、次式のとおり、トップMOSFETとボトムMOSFETの両方の  $R_{DS(ON)}$  およびデューティ・サイクル (DC) の関数になります。

$$R_{SW} = (R_{DS(ON)TOP} (DC) + R_{DS(ON)BOT}) (1 - DC)$$

トップMOSFETとボトムMOSFETの両方の  $R_{DS(ON)}$  を「標準的性能特性」の曲線から求めることができます。したがって、 $I^2R$ 損失は次式で求められます。

$$I^2R \text{ losses} = I_{OUT}^2 (R_{SW} + R_L)$$

2. 内部LDOはINTV<sub>CC</sub>レールに電力を供給します。ここで、合計電力損失はスイッチング損失と制御回路の消費電流による損失の和です。

パワーMOSFETのゲートが“L”から“H”、そして再び“L”に切り替わる度に、 $V_{IN}$ からグラウンドに微小電荷dQが移動します。したがって、 $dQ/dt$ はINTV<sub>CC</sub>から流出する電流であり、一般にDC制御バイアス電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ です。ここで、 $Q_T$ と $Q_B$ は内部のトップとボトムのパワーMOSFETのゲート電荷、 $f$ はスイッチング周波数です。推算するには、LTC3633の各レギュレータ・チャンネルの( $Q_T + Q_B$ )は約2.3nCとします。

LDOの負荷による合計電力損失を計算するには、単にゲート電荷電流と消費電流の和をとり、 $V_{IN}$ を掛けます。

$$P_{LDO} = (I_{GATECHG} + I_Q) \cdot V_{IN}$$

3. 遷移損失、銅トレースの抵抗、内部負荷電流など他の「隠れた」損失が電源システム全体のさらなる効率低下の原因になる可能性があります。遷移損失は、スイッチ・ノードが遷移するとき、トップ・パワーMOSFETが短時間飽和領域に留まることから生じます。LTC3633の内部パワー・デバイスは十分速く切り替わるので、これらの損失は他の要因に比べると大きくはありません。

デッドタイム中のダイオードの導通損失やインダクタのコア損失などその他の損失は、一般に全追加損失の2%以下にしかありません。

### 熱に関する検討事項

LTC3633は、パッケージの露出バックプレーン・メタル (PGND) をPCボードに十分半田付けて熱的に十分接触させる必要があります。これにより、QFNとTSSOPパッケージに並外れた熱特性が与えられます。これは、通常動作時にデバイスの過度の自己加熱を防ぐのに必要です。

大半のアプリケーションで、LTC3633は効率が高く、その底面が露出したQFNパッケージの熱抵抗は低いので大きな発熱はありません。ただし、高い周囲温度、高い $V_{IN}$ 、高いスイッチング周波数、さらに最大出力電流負荷でLTC3633が動作するアプリケーションでは、発熱が大きく、デバイスの最大接合部温度を超えることがあります。接合部温度が約150°Cに達すると、温度が140°Cに戻るまで両方のパワースイッチがオフし、SWノードが高インピーダンスになります。

LTC3633が125°Cの最大接合部温度を超えないようにするには、熱解析を行う必要があります。

## アプリケーション情報

熱解析の目的は、電力損失によりデバイスが接合部温度を超えるかどうかを判断することです。温度上昇は次式で与えられます。

$$T_{RISE} = P_D \cdot \theta_{JA}$$

一例として、 $V_{IN} = 12V$ 、 $I_{OUT} = 2A$ 、周波数 = 2MHz、 $V_{OUT} = 1.8V$ のアプリケーションにレギュレータの1つが使われる場合を検討します。「標準的性能特性」のセクションの $R_{DS(ON)}$ のグラフから、トップ・スイッチのオン抵抗は70°Cの周囲温度で公称140mΩであり、ボトム・スイッチのオン抵抗は公称80mΩです。パワーMOSFETの等価抵抗 $R_{SW}$ は次のようになります。

$$R_{DS(ON)TOP} \cdot \frac{1.8V}{12V} + R_{DS(ON)BOT} \cdot \frac{10.2V}{12V} = 89m\Omega$$

前のセクションのゲート・ドライブの説明から、LDOから流れる合計ゲート・ドライブ電流は $2MHz \cdot 2.3nC = 4.6mA$ であると推定され、1つのチャンネルの $I_Q$ は0.65mAです（「電気的特性」を参照）。したがって、1個のレギュレータによって消費される全電力は次のとおりです。

$$P_D = I_{OUT}^2 \cdot R_{SW} + V_{IN} \cdot (I_{GATECHG} + I_Q)$$

$$P_D = (2A)^2 \cdot (0.089\Omega) + (12V) \cdot (4.6mA + 0.65mA) = 0.419W$$

同じ条件で2個のレギュレータを動作させると、0.838Wの電力損失になるでしょう。QFN 5mm×4mmパッケージの接合部周囲の熱抵抗 $\theta_{JA}$ は約43°C/Wです。したがって、70°Cの周囲温度で動作しているレギュレータの接合部温度はおおよ次のとおりです。

$$T_J = 0.838W \cdot 43^\circ C/W + 70^\circ C = 106^\circ C$$

これは125°Cの最大接合部温度より下です。もっと高い周囲温度では、接合部周囲の熱抵抗を下げるため、ヒートシンクや冷却ファンを検討します。代わりに、高電力アプリケーションではTSSOPパッケージを選択する方が良いことがあります。このパッケージの方がQFNパッケージより熱特性が良いからです。

上の接合部温度は70°Cでの $R_{DS(ON)}$ から得られたことに留意すると、 $R_{DS(ON)}$ は温度に依存して増加するので、もっと大きな $R_{DS(ON)}$ に基づいて接合部温度を再計算することもできます。例えば、 $R_{SW}$ が106°Cで12%増加すると仮定して計算をやり

直すと、新しい接合部温度は109°Cになります。アプリケーションがもっと高い周囲温度やもっと高い負荷電流を要求する場合、ヒートシンクやエアフローを使ってデバイスの温度上昇を減らすように注意します。

図7はDC1347デモ用ボードをベースにした温度ディレーティング曲線です（QFNパッケージ）。125°Cの最大動作接合部温度を超えないようにするため、それを使って与えられたDC負荷電流の最大許容周囲温度を推定することができます。

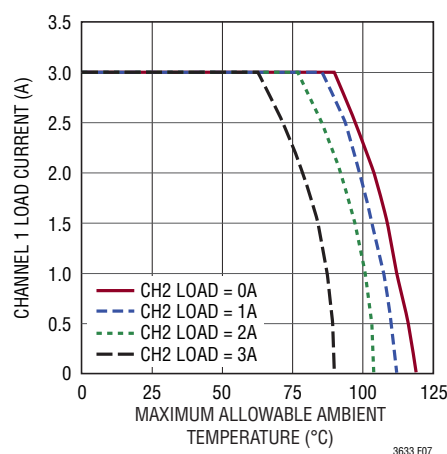


図7. DC1347デモ用回路の温度ディレーティング曲線

## 接合部温度の測定

接合部から周囲への熱抵抗は、デバイスが実装されるPCボード上のヒートシンク銅の大きさや量、さらにデバイスに対するエアフローの量に依存して変化します。この熱抵抗を適切に評価するには、接合部温度を測定する必要があります。接合部温度を直接測定する巧みな方法として、ピンの1つ（PGOOD）の内部ジャンクション・ダイオードを使って、周囲温度の変化によるダイオードの電圧変化を測定します。

まず、PGOODピンの外部受動部品を全て取り外してから、100μAをPGOODピンから引き出してその内部ジャンクション・ダイオードをオンし、PGOODピンを負電圧にバイアスします。出力電流負荷なしで、25°C、75°Cおよび125°Cの周囲温度でPGOODの電圧を測定して、PGOODの電圧差と周囲温度差の関係の勾配を確定します。この勾配を確定したら、接合部温度の上昇を対応する出力負荷電流でのパッケージ内の電力損失の関数として測定することができます。

## アプリケーション情報

この方法でこの測定を行うとPGOODピンの絶対最大電圧に違反しますが、与えられる電力が非常に低いので、デバイスを傷める大きな危険はありません。

### 基板レイアウトの検討事項

PCボードをレイアウトするときには、以下のチェックリストを使用してLTC3633が正しく動作するようにします。レイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

- 1) 入力コンデンサは $V_{IN}$ ピンとPGNDピンにできるだけ近づけて接続されていますか。このコンデンサは内部パワーMOSFETとそれらのドライバにAC電流を供給します。
- 2) 出力コンデンサ( $C_{OUT}$ )とインダクタLは近づけて接続し、損失を最小に抑えます。 $C_{OUT}$ の(-)プレートはPGNDおよび $C_{IN}$ の(-)プレートの両方に近づけて接続します。
- 3) 抵抗分割器(たとえば、図8のR1~R4)は、 $C_{OUT}$ の(+)  
プレートと、SGNDの近くで終端されたグランド・ラインの間に接続する必要があります。帰還信号 $V_{FB}$ はSWラインのようなノイズの多い部品やトレースから離して配線し、トレースをできるだけ短くします。さらに、 $R_T$ 抵抗とループ部品はSGNDに終端します。
- 4) 敏感な部品はSWピンから離します。 $R_T$ 抵抗、補償部品、帰還抵抗、およびINTV<sub>CC</sub>のバイパス・コンデンサは全てSWトレースおよびインダクタLから離して配線します。
- 5) グランド・プレーンが望ましいのですが、それが利用できなければ信号グランドと電源グランドを分離し、両方を共通の低ノイズ基準点に接続します。PGNDピンへの接続は基準点からの最小抵抗トレースを使って行います。

- 6) 電力部品の温度上昇を減らすため、全ての層の未使用領域を銅で覆います。これらの銅領域はパッケージの露出バックサイド(PGND)に接続します。

基板レイアウトの一例として図9と図10を参照してください。

### 設計例

設計例として、以下の仕様のアプリケーションにLTC3633を使う場合を考えます。 $V_{IN(MAX)} = 13.2V$ 、 $V_{OUT1} = 1.8V$ 、 $V_{OUT2} = 3.3V$ 、 $I_{OUT(MAX)} = 3A$ 、 $I_{OUT(MIN)} = 10mA$ 、 $f = 2MHz$ 、 $V_{DROOP} = \text{約}(5\% \cdot V_{OUT})$ 。以下の説明では前のセクションの式を使います。

高負荷電流と低負荷電流の両方で効率が重要なので、Burst Mode動作が利用されます。

最初に、2MHzのスイッチング周波数の正しい $R_T$ 抵抗値を選択する必要があります。前に説明した式に基づき、 $R_T$ は160kにします(最も近い標準値は162kです)。スイッチング周波数の精度が特に重要でなければ、 $R_T$ はINTV<sub>CC</sub>に接続することができます。

次に、最大 $V_{IN}$ で約40%のリプル電流になるようにチャンネル1のインダクタの値を決めます。

$$L1 = \left( \frac{1.8V}{2MHz \cdot 1.2A} \right) \left( 1 - \frac{1.8V}{13.2V} \right) = 0.64\mu H$$

ここでは0.68 $\mu H$ の標準値でうまくいきます。チャンネル2と同じ式を解くと、1 $\mu H$ のインダクタになります。

電荷保存の要件に基づいて $C_{OUT}$ を選択します。3Aの負荷ステップで90mVの $V_{DROOP}$ の場合、次のようになります。

$$C_{OUT1} \approx \frac{3 \cdot \Delta I_{OUT}}{f_0 V_{DROOP}} = \frac{3 \cdot (3A)}{(2MHz)(90mV)} = 50\mu F$$

## アプリケーション情報

チャンネル1には47μFのセラミック・コンデンサが十分です。  
 $V_{DROOP}$ には $V_{OUT}$ の5%を使ってチャンネル2と同じ式を解くと、  
 27μFの容量になります(22μFが最も近い標準値です)。

$C_{IN}$ は次の最大電流定格を満たすサイズのものにします。

$$I_{RMS} = 3A \sqrt{\frac{1.8V(13.2V - 1.8V)}{13.2V}} = 1A$$

チャンネル2についてこの式を解くと、1.3AのRMS入力電流になります。ほとんどのアプリケーションでは、各 $V_{IN}$ 入力を47μFのセラミック・コンデンサでデカップリングするのが適当です。

最後に、帰還抵抗を選択する必要があります。R1とR3には  
 12.1kを選択すると、R2とR4は次のように計算されます。

$$R2 = (12.1k) \cdot \left( \frac{1.8V}{0.6V} - 1 \right) = 24.2k$$

$$R4 = (12.1k) \cdot \left( \frac{3.3V}{0.6V} - 1 \right) = 54.5k$$

最終回路を図8に示します。

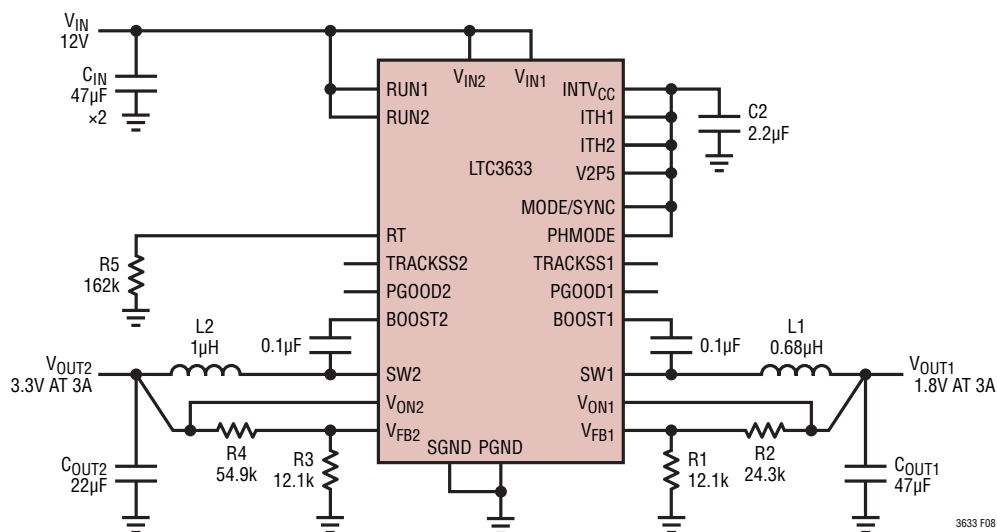


図8. 設計例の回路

## アプリケーション情報

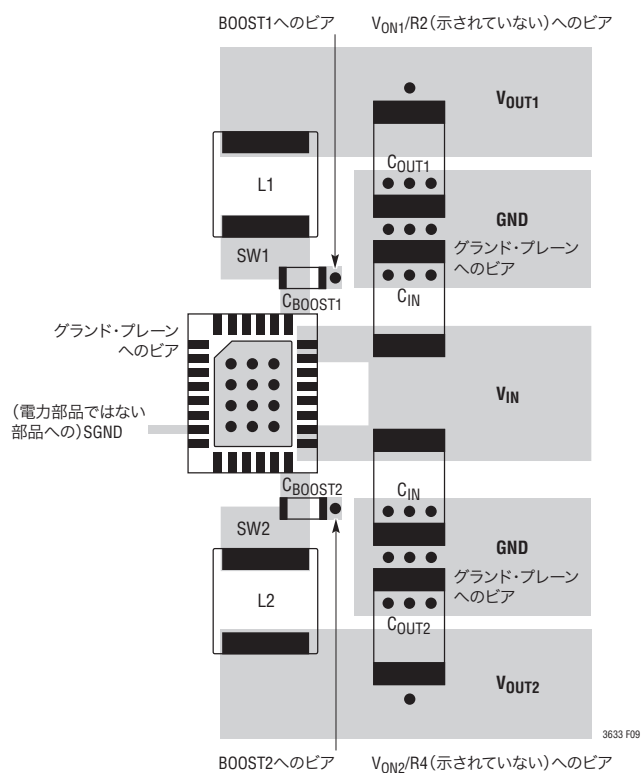


図9. QFNパッケージの電力部品のレイアウト例

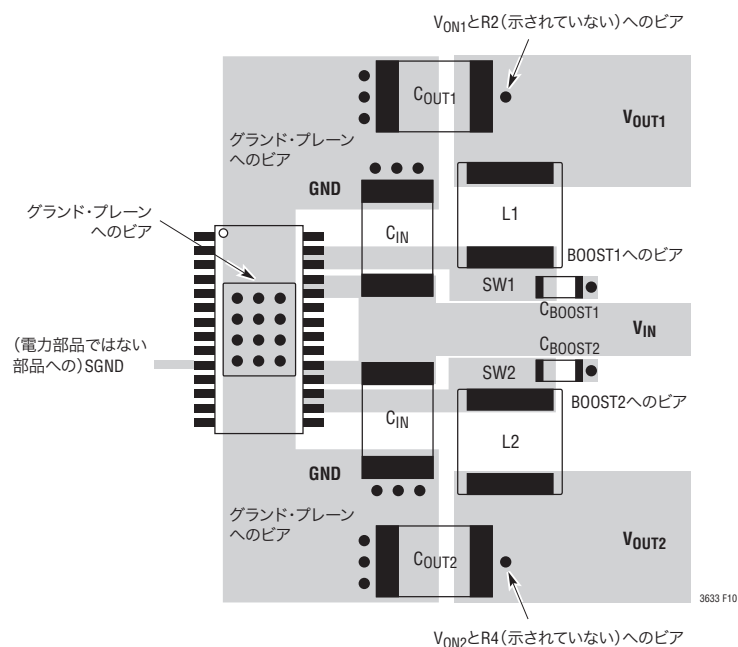
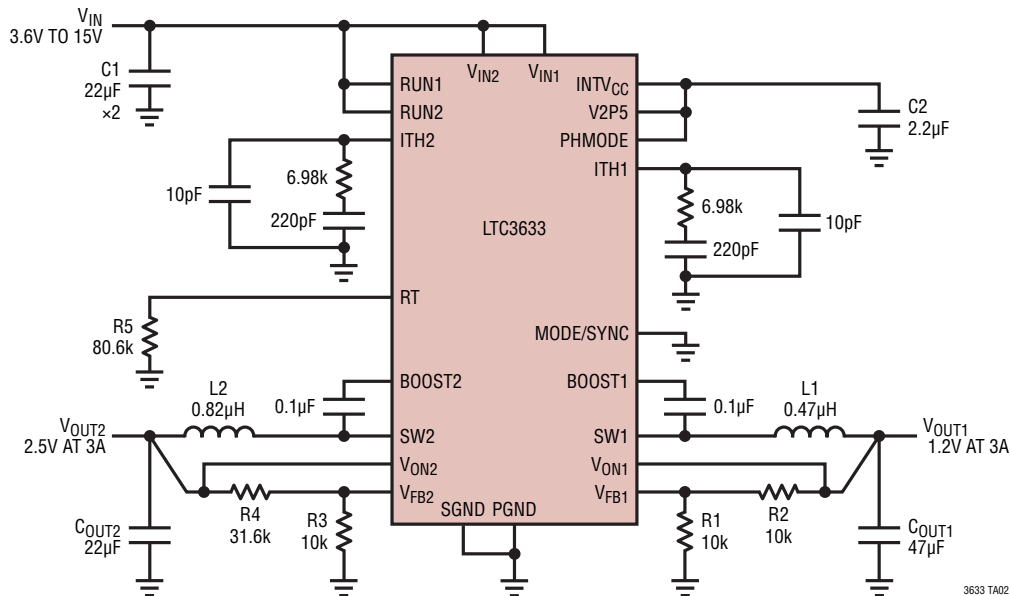


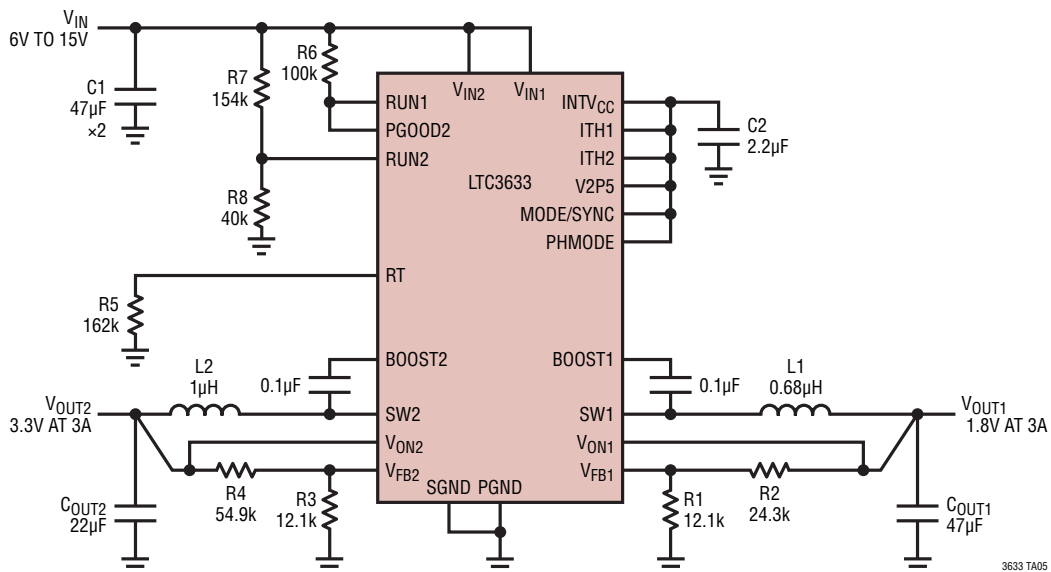
図10. TSSOPパッケージの電力部品のレイアウト例

## 標準的応用例

1.2V/2.5V、4MHzの降圧レギュレータ



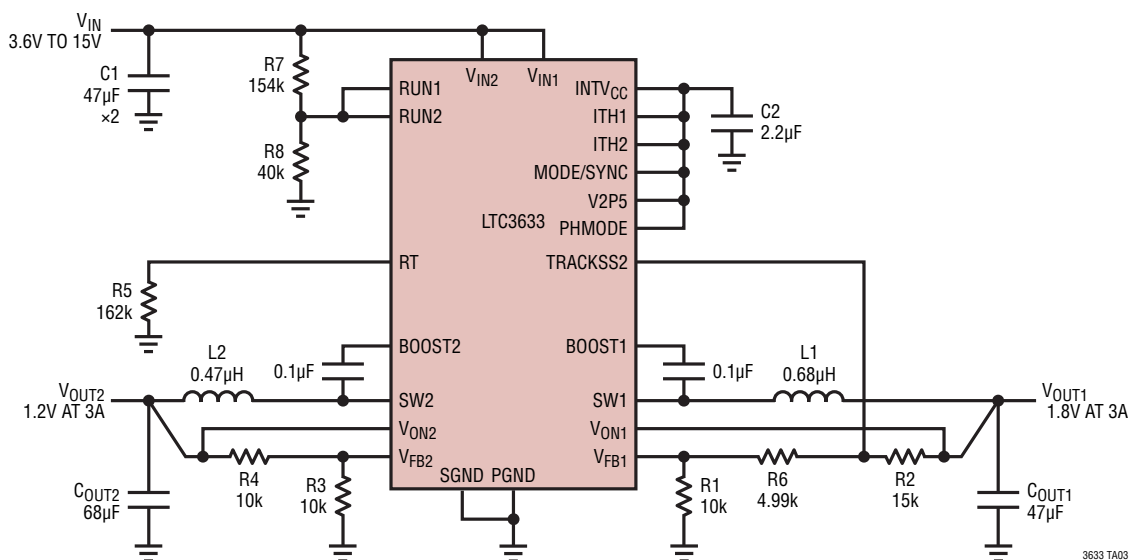
6Vの入力UVLO付き3.3V/1.8Vのシーケンス制御されたレギュレータ (VOUT2の後にVOUT1をイネーブル)





標準的応用例

同時トラッキングと6Vの入力UVLO付き1.2V/1.8V降圧レギュレータ

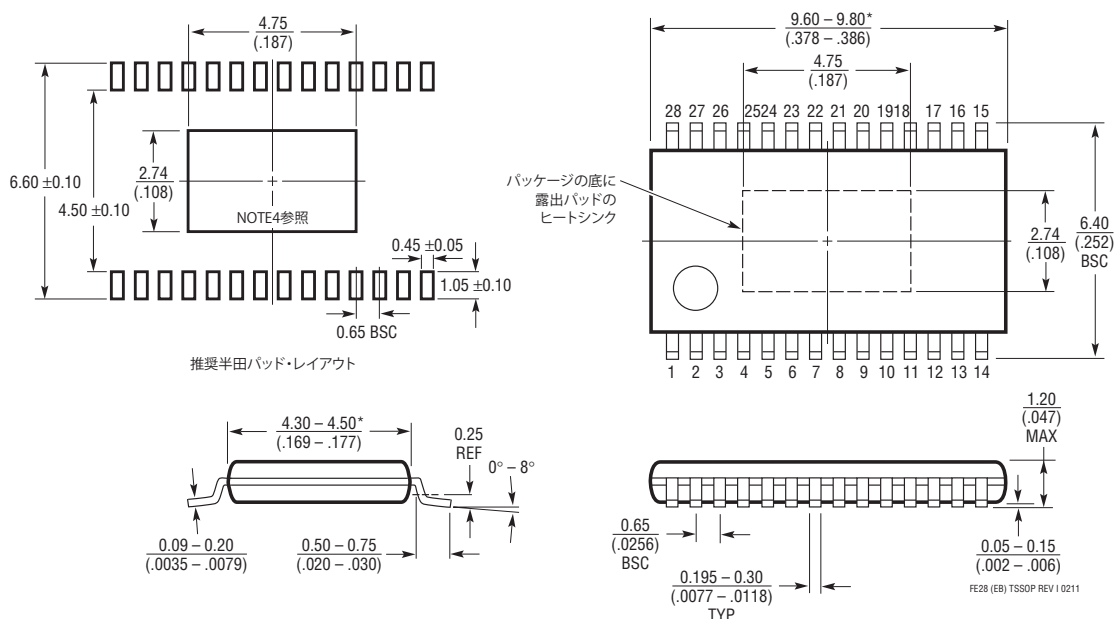


3633 TA03

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/>をご覧ください。

FEパッケージ  
28ピン・プラスチックTSSOP (4.4mm)  
(Reference LTC DWG # 05-08-1663 Rev I)  
露出パッドのバリエーションEB



- NOTE:
- 標準寸法: ミリメートル
  - 寸法は  $\frac{\text{ミリメートル}}{\text{インチ}}$
  - 図は実寸とは異なる
  - 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") を超えないこと

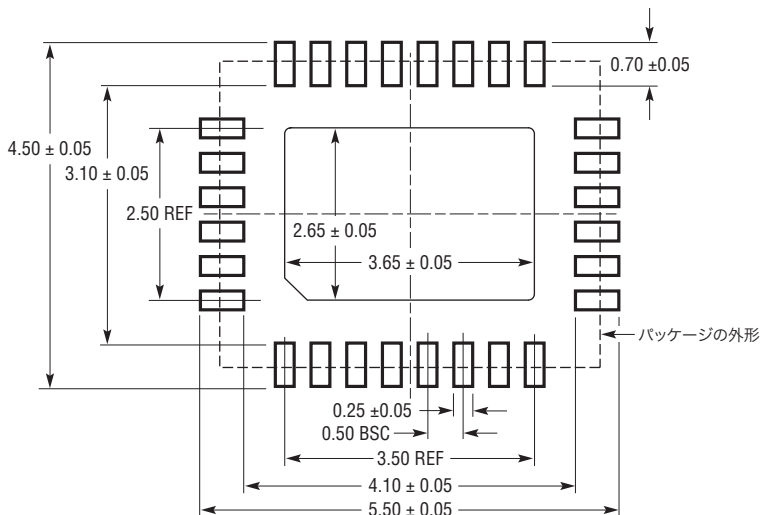
3633fb

# LTC3633

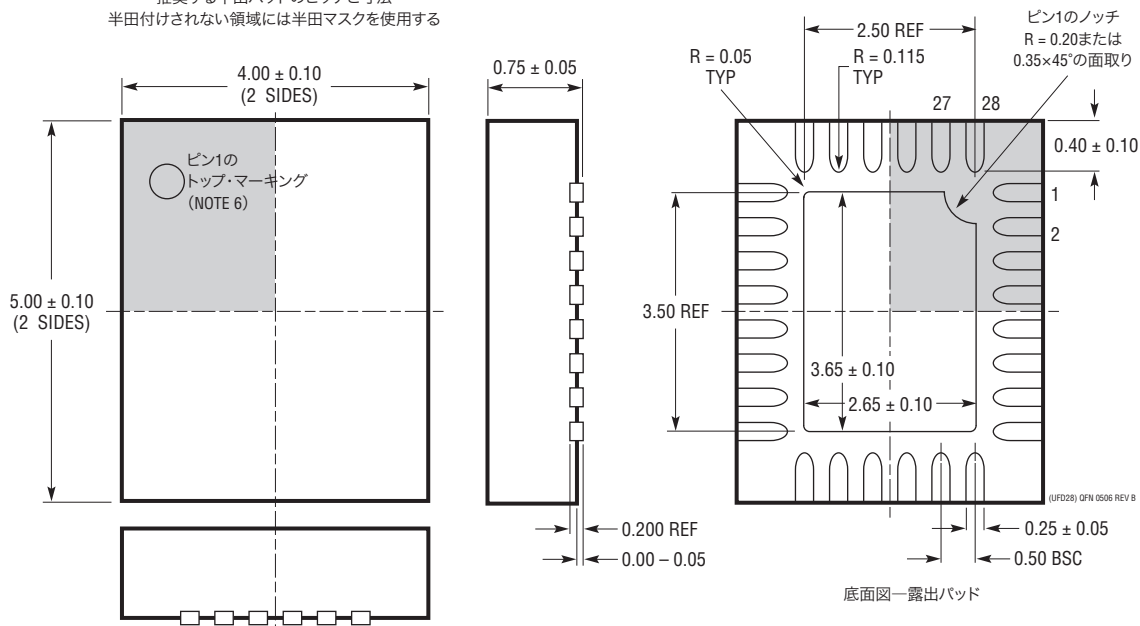
## パッケージ

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

UFDパッケージ  
28ピン・プラスチックQFN (4mm×5mm)  
(Reference LTC DWG # 05-08-1712 Rev B)



推奨する半田パッドのピッチと寸法  
半田付けされない領域には半田マスクを使用する



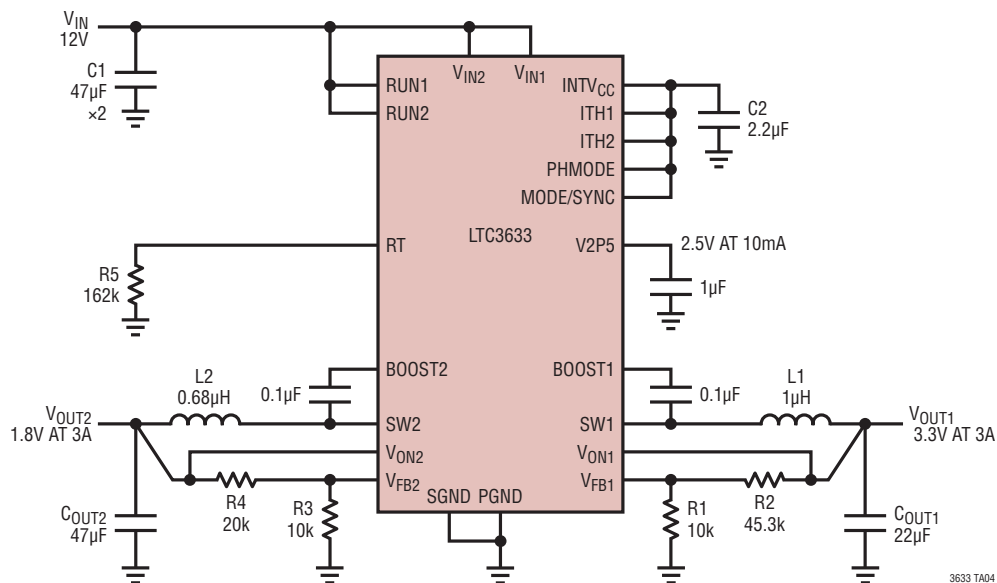
- NOTE:
- 図はJEDECパッケージ外形MO-220のバリエーション(WXXX-X)にするよう提案されている
  - 図は実寸とは異なる
  - 全ての寸法はミリメートル
  - パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない  
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.15mmを超えないこと
  - 露出パッドは半田メッキとする
  - 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン1の位置の参考に過ぎない

## 改訂履歴

| REV | 日付    | 概要                               | ページ番号 |
|-----|-------|----------------------------------|-------|
| A   | 11/11 | 標準的応用例とグラフを更新                    | 1     |
|     |       | 「絶対最大定格」セクションを更新                 | 2     |
|     |       | 「電気的特性」セクションの●の説明とNote3を更新       | 3、4   |
|     |       | 「標準的性能特性」セクションのグラフG04、G05、G10を更新 | 5、6   |
|     |       | ブロック図を更新                         | 10    |
|     |       | 標準的応用例を更新                        | 28    |
| B   | 6/12  | 絶対最大定格を明確化                       | 2     |
|     |       | パラメータの表を明確化                      | 3、4   |
|     |       | ピン機能を明確化                         | 8、9   |
|     |       | ブロック図を明確化                        | 10    |

## 標準的応用例

2.5V LDO出力付き3.3V/1.8V降圧レギュレータ



## 関連製品

| 製品番号    | 説明   | 注釈   |
|---------|--|--|
| LTC3605 | 15V、5A (I <sub>OUT</sub> )、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ   | 効率:95%、V <sub>IN</sub> :4V~15V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.6V、I <sub>Q</sub> = 2mA、I <sub>SD</sub> <15µA、4mm×4mm QFN-24パッケージ             |
| LTC3603 | 15V、2.5A (I <sub>OUT</sub> )、3MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ | 効率:95%、V <sub>IN</sub> :4.5V~15V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.6V、I <sub>Q</sub> = 75µA、I <sub>SD</sub> <1µA、4mm×4mm QFN-20、MSOP-16Eパッケージ  |
| LTC3602 | 10V、2.5A (I <sub>OUT</sub> )、3MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ | 効率:95%、V <sub>IN</sub> :4.5V~10V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.6V、I <sub>Q</sub> = 75µA、I <sub>SD</sub> <1µA、3mm×3mm QFN-16、MSOP-16Eパッケージ  |
| LTC3601 | 15V、1.5A (I <sub>OUT</sub> )、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ | 効率:95%、V <sub>IN</sub> :4.5V~15V、V <sub>OUT(MIN)</sub> = 0.6V、I <sub>Q</sub> = 300µA、I <sub>SD</sub> <1µA、4mm×4mm QFN-20、MSOP-16Eパッケージ |