



# AN11123

GreenChip TEA1731(L)TS 固定周波数フライバックコントローラ

Rev. 1 – 2014 年 3 月 26 日

アプリケーションノート

## 文書情報

情報	内容
キーワード	GreenChip、TEA1731(L)TS、SMPS、フライバック、アダプタ、ノートブック、LCD モニタ
抜粋	TEA1731(L)TS は、超小型パッケージで提供される GreenChip ファミリの低コスト製品です。本製品は、ノートブック、プリンタ、LCD モニタなどのアプリケーション用電源（最大 75W）向けの固定周波数フライバックコントローラです。

日本語の資料はあくまでも参考資料です。英語版における訂正、変更、改版に追従していない場合があります。必ず最新の英語版でのご確認をお願いいたします。



## 改訂履歴

Rev	日付	記事
v.1	20120412	初版
v.1 (日本語訳)	20140326	このアプリケーションノートは英語版 (AN11123 V.1 dated 2012-04-12) を日本語訳したものです

## お問い合わせ先

詳細は弊社ウェブサイトをご覧ください: <http://www.jp.nxp.com>

お近くのオフィスの住所については電子メールでお問い合わせください: [nxp-j.support@nxp.com](mailto:nxp-j.support@nxp.com)

## 1. 概説

TEA1731(L)TS は、不連続導通モード (DCM: Discontinuous Conduction Mode) および連続導通モード (CCM: Continuous Conduction Mode) で使用できる、固定周波数フライバックコントローラです。超小型の TSOP6 パッケージで提供されますが、TEA1738 シリーズのすべての機能を備えています。

### 1.1 範囲

このアプリケーション ノートでは、TEA1731(L)TS シリーズの機能について説明します。固定周波数フライバックの原理、トランスの計算、および他の大信号部については、このアプリケーションノートでは取り上げていません。

### 1.2 特長

- ・ 低コストアプリケーションを実現する SMPS コントローラ IC
- ・ 小型、低コストの TSOP6 パッケージ
- ・ 広範囲の入力電圧に対応 (12V ~ 30 V、100ms での許容ピーク値は 35V)
- ・ 微小な供給電流で起動および再起動 (標準値は 10 $\mu$ A)
- ・ 小さい供給電流で通常動作 (標準値は無負荷時で 580 $\mu$ A)
- ・ 過電力補正 (入力電圧依存性補正)
- ・ 60ms の過電圧タイムアウト
- ・ 過負荷時の低い平均入力電力に対応するための過電力再起動タイマ
- ・ 固定周波数 (周波数ジッタによる EMI 抑制)
- ・ 低出力時に周波数低減、低ピーク電流固定化を行うことにより、高効率を維持
- ・ ピーク電力時の周波数増大により、同一コアでも出力電力を多く取ることが可能
- ・ CCM 動作のためのスロープ補償
- ・ 過電流保護 (OCP) トリップレベルが低く、かつ調整可能
- ・ 調整可能なソフトスタート
- ・ 1つのピン上で2つの独立した汎用保護入力を併用 (例: 過熱保護 (OTP) と出力過電圧保護 (OVP))
- ・ VCC ピンの電圧が 30V を上回るとラッチモードを作動させる内部過電圧保護
- ・ 内部過熱保護 (OTP)

### 1.3 アプリケーション

TEA1731(L)TS は、効率的でコスト効率にも優れた最大 75W の電源ソリューションを必要とする、次のようなアプリケーションに適しています。

- ・ ノートブック
- ・ LCD モニタ
- ・ プリンタ

### 1.4 TEA1738 シリーズに対する TEA1731 シリーズの相違点

- ・ より小型のパッケージ (TSOP6) :

- ・ VINSENSE ピンが除去されました。次のように機能の一部が統合されました：
  - 最大デューティサイクル保護が電圧低下保護として機能します。
  - ISENSE ピンの  $dV/dt$  の測定により過電力保護の入力電圧情報が取得されます (NXP の保有特許 81421271EP01)。
- ・ OPTIMER ピンが除去されました。次の機能が統合されました：
  - 内部 60ms 過電力タイムアウト — 追加のタイムアウト設定用部品が不要になりました。
  - 内部再起動タイマを追加 — 時間定数のための追加の外部部品が不要になりました。
- ・ VCC クランプのレーティング増大 (730 $\mu$ A から 1mA へ)。
- ・ ラッチ保護に対する追加フィルタリング：
  - ラッチ保護は、障害状態が 4 スイッチングサイクル以上連続して続いた場合のみ作動することができます。
  - ローパスフィルタリングにより、例えば携帯電話機からの高周波信号に対するイミュニティが得られます。
- ・ TEA1738 シリーズと同様、電力制御曲線 (CTRL 電圧に応じて変化するスイッチング周波数およびピーク電流) が改善され、軽負荷時の高効率を達成。それにもかかわらずゲインの変動が少なく、安定性が向上。
- ・ 最大デューティサイクル保護の改変：  
TEA1738 シリーズでは、最大オンタイム保護はピーク電力状態 ( $V_{ISENSE} > 400\text{mV}$ ) の間だけアクティブでした。しかしこの制約は、新しい周波数制御方式が実装されたことによりなくなりました。

## 1.5 TEA1733 シリーズに対する TEA1731 シリーズの相違点

- ・ より小型のパッケージ (TSOP6) :
- ・ VINSENSE ピンが除去されました。次のように機能の一部が統合されました：
  - 最大デューティサイクル保護が電圧低下保護として機能します。
  - ISENSE ピンの  $dV/dt$  の測定により過電力保護の入力電圧情報が取得されます。
  - TEA1731(L)TS には入力電圧 OVP 機能はありません。
- ・ OPTIMER ピンが除去されました。次の機能が統合されました：
  - 内部 60ms 過電力タイムアウト — 追加のタイムアウト設定用部品が不要になりました。
  - 内部再起動タイマを追加 — 時間定数のための追加の外部部品が不要になりました。
- ・ 内部過電圧保護 (OVP) を追加 — VCC ピンの電圧が 30V を上回るとラッチモードを作動させます。
- ・ VCC クランプのレーティング増大 (240 $\mu$ A から 1mA)。
- ・ ラッチ保護に対する追加フィルタリング：
  - ラッチ保護は、障害状態が 4 スイッチングサイクル以上連続して続いた場合のみ作動することができます。
  - ローパスフィルタリングにより、例えば携帯電話機からの高周波信号に対するイミュニティが得られます。

- ・ 最大デューティサイクル保護を追加 — 電源電圧低下時の確実な再起動を保証し、電圧低下保護として機能。
- ・ 電力制御曲線の改善。TEA1738 シリーズと同様、CTRL 電圧に応じて変化するスイッチング周波数およびピーク電流により、低負荷時の高効率を達成。それにもかかわらずゲインの変動が少なく、安定性が向上。
- ・ ピーク負荷時の周波数増大により、同一コアでも出力電力を多く取ることが可能
- ・ ラッチバージョン (TEA1731LTS) のみ  
低電圧ロックアウト (UVLO) をラッチ保護に切り替えました。これにより、 $V_{CC}$  が  $V_{th(UVLO)}$  よりも低くなると、過電力保護が反応する前に短絡出力が必ずラッチ保護を作動させます。

## 1.6 ラッチバージョンおよびセーフ再起動バージョン

TEA1731(L)TS は再起動バージョンおよびラッチバージョンがあります。この2つのバージョンは、次のように過電力保護 (OPP) 及び減電圧保護 (UVLO) を処理する方法だけが異なります。

- ・ TEA1731TS:OPP または UVLO イベントによってセーフ再起動が開始します。
- ・ TEA1731LTS:OPP または UVLO イベントによって IC がラッチオフ状態に設定されず。

これらの保護の特徴については、セクション 3.4 を参照してください。

1.7 アプリケーション図

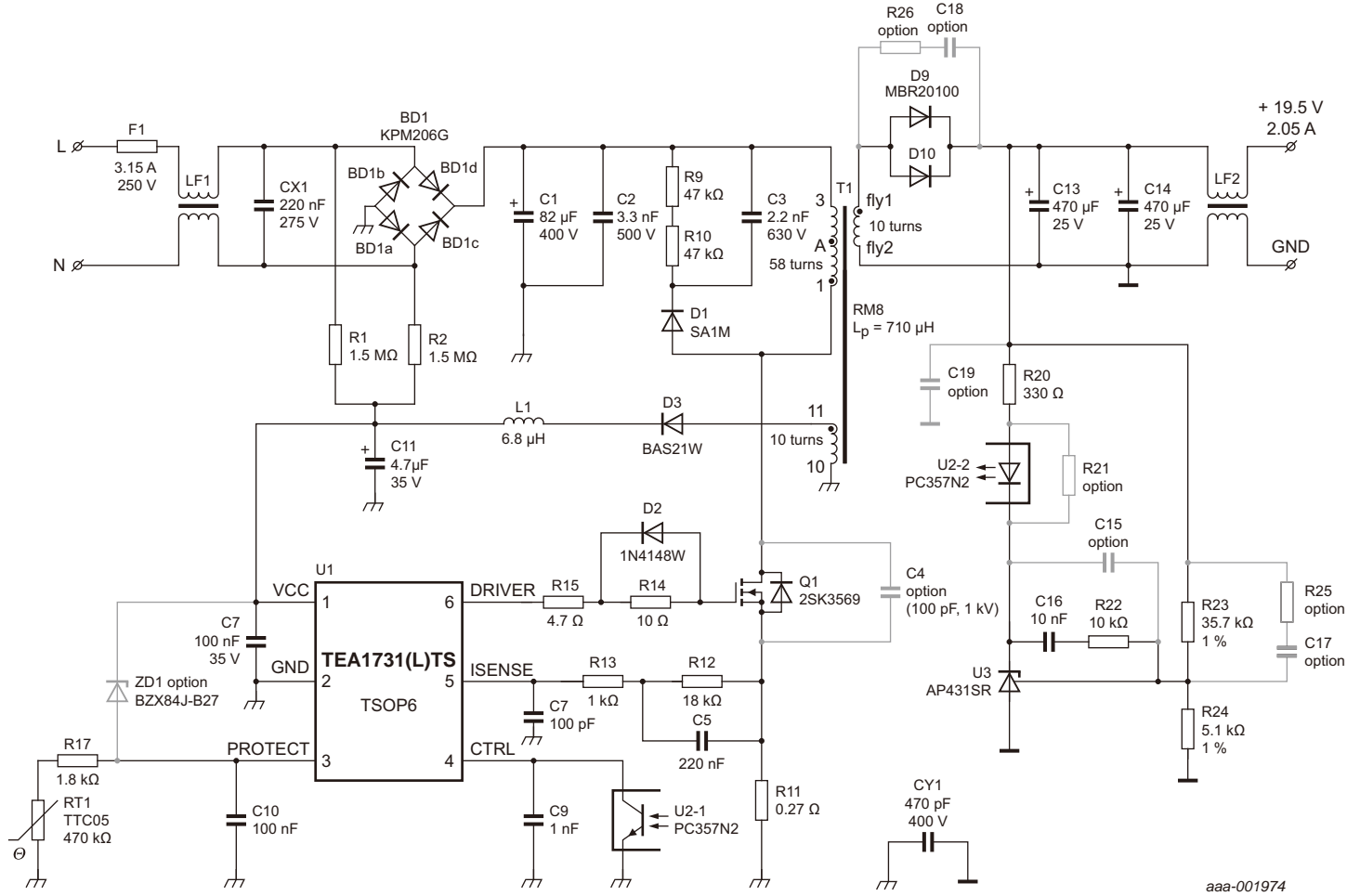


図 1. TEA1731(L)TS アプリケーション図

## 2. ピン配置

### 2.1 ピン配置図

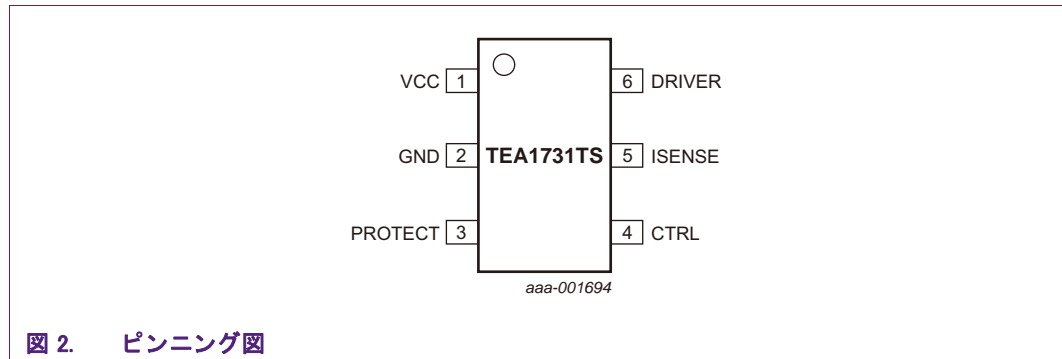


図 2. ピンニング図

### 2.2 ピンの説明

Table 1. ピンの説明

ピン番号	ピン名	説明
1	VCC	<p><b>電源電圧</b></p> <p><b>起動:</b></p> <p>入力のスイッチオンで、このピンに接続されているコンデンサが外部起動回路（通常は受動抵抗ネットワーク）によって充電されます。</p> <p><math>V_{CC}</math> が <math>V_{startup}</math> (= 21.3V typ) を上回ると、IC はパワーダウンモードからウェークアップし、スイッチングを開始するための他のすべての条件が満たされているかどうかをチェックします。</p> <p><b>低電圧ロックアウト:</b></p> <p>ピンの電圧が 12.5V（標準値。停止電圧 (<math>V_{th(UVLO)}</math>)) 未満に低下すると、スイッチングを停止して再起動するか（TEA1731TS）、またはラッチします（TEA1731LTS）。</p> <p><b>ラッチリセットおよびクランプ:</b></p> <p>ラッチ保護中、このピンは 4.5V のラッチリセット電圧 (<math>V_{rst(latch)}</math>) を若干上回る電圧に内部的にクランプされます。これより、電源のプラグを抜いた後に、ラッチを迅速にリセットできます。</p> <p><b>内部過電圧保護:</b></p> <p>VCC ピンが連続 4 回のスイッチングサイクルの間 30V（標準値）を超えると、内部 OVP により IC はラッチオフ状態にセットされます。</p> <p><b>絶対最大定格:</b></p> <p><math>V_{CC} = 30V</math> (100ms では 35V)</p>
2	GND	<b>グラウンド</b>
3	PROTECT	<p><b>汎用保護入力</b></p> <p>このピンには、2 つの独立した保護機能を接続できます。内部電流源は、このピンを 0.65V に保とうとします。この電流源では、107<math>\mu</math>A をシンクし、32<math>\mu</math>A を供給できます。電圧を 0.65V に保つためにさらに多くの電流が必要な場合は、電圧が 0.8V を上回るか、0.5V 未満に低下し、IC はラッチ保護モードになります。</p>

Table 1. ピンの説明

ピン番号	ピン名	説明
4	CTRL	<p><b>電力制御入力</b></p> <p><b>全般:</b> CTRL ピンの電圧は、スイッチング周波数とピーク電流の両方を制御します。</p> <p><b>入力構成:</b> 入力は 7kΩ の抵抗を介して内部的に 5.4V に接続されています。</p> <p><b>範囲:</b> CTRL ピンのアクティブ範囲は 1.2V (無負荷) ~ 3.9V (最大ピーク負荷) です。</p>
5	ISENSE	<p><b>電流センス入力</b></p> <p><b>全般:</b> このピンは外部抵抗を通過した一次側電流を感知し、その電流を CTRL ピンの電圧に比例する内部制御電圧と比較します。</p> <p><b>過電力保護:</b> 内部制御電圧が 400mV を超えると、過電力タイマが起動します。この状態が 60ms より長く続くと、IC はセーフ再起動を開始させるか (TEA1731TS)、またはラッチ保護モードに入ります (TEA1731LTS)。</p> <p><b>過電流保護:</b> 内部制御電圧は 500mV に制限されており、これにより一次側ピーク電流および入力電力を制限しています。</p> <p><b>リーディングエッジブランキング:</b> 寄生容量が原因で発生するスパイクによってピーク電流比較器が早く動作しすぎるのを防ぐために、各スイッチングサイクルにおける最初の 325ns の間、ISENSE 入力は内部的にブランキングされます。</p> <p><b>伝搬遅延:</b> レベルが検出されてからドライバがオフに切り換わるまでの遅延時間は、約 146ns です。</p> <p><b>過電力補正 (入力電圧依存性補正):</b> 内蔵の過電力補正機能は ISENSE ピンの <math>dV/dt</math> を検出します。OPP および OCP のレベルを補正して、高入力電圧時と低入力電圧時の最大出力電力を同等にします。</p> <p><b>ソフトスタート:</b> 調整可能ソフトスタート機能により、一次側ピーク電流のゆっくり増加させることが可能になります。</p> <p><b>スロープ補償:</b> スロープ補償量 (ISENSE ピン関連) は 20mV/μs です。スロープ補償は、45% を上回るデューティサイクルでのみ機能します。</p>
6	DRIVER	<p><b>MOSFET のゲートドライバ出力</b></p> <p><b>ドライバ能力:</b> ドライバは 2V で 0.3A のソースおよびシンクができ、また 10V で 0.75A のシンクができます。</p> <p><b>周波数変調:</b> スイッチング周波数は、EMI の振る舞いを改善するために、±4kHz の範囲にわたり 280Hz のレートで変調されます。</p>



## 3. 機能説明

### 3.1 概要

TEA1731(L)TS は、固定周波数フライバック電源向けに設計されています。

TEA1731(L)TS では、ピーク電流制御を使用します。出力電圧が測定され、フォトカプラによって CTRL ピンに伝達されます。

このセクションでは、コントローラの動作原理を説明します。特定のアプリケーション例については、セクション 4 を参照してください。

### 3.2 起動

#### 3.2.1 VCC コンデンサの充電

起動電力を供給するために、抵抗によって VCC ピンのコンデンサ (C11) (図 1 参照) が充電されます。V<sub>CC</sub> が V<sub>startup</sub> (標準値 21.3V) 未満であれば、IC の消費電力は少なくなります (標準値 10μA)。コンデンサが V<sub>startup</sub> (標準値 21.3V) 以上に充電され、他のすべての条件が満たされていると、コントローラはスイッチングを開始します。電源供給が開始されると、TEA1731(L)TS は補助巻線から電源供給されます。

ラッチを迅速にリセットするために、ブリッジ整流器の前に抵抗を接続します。<sup>1</sup>

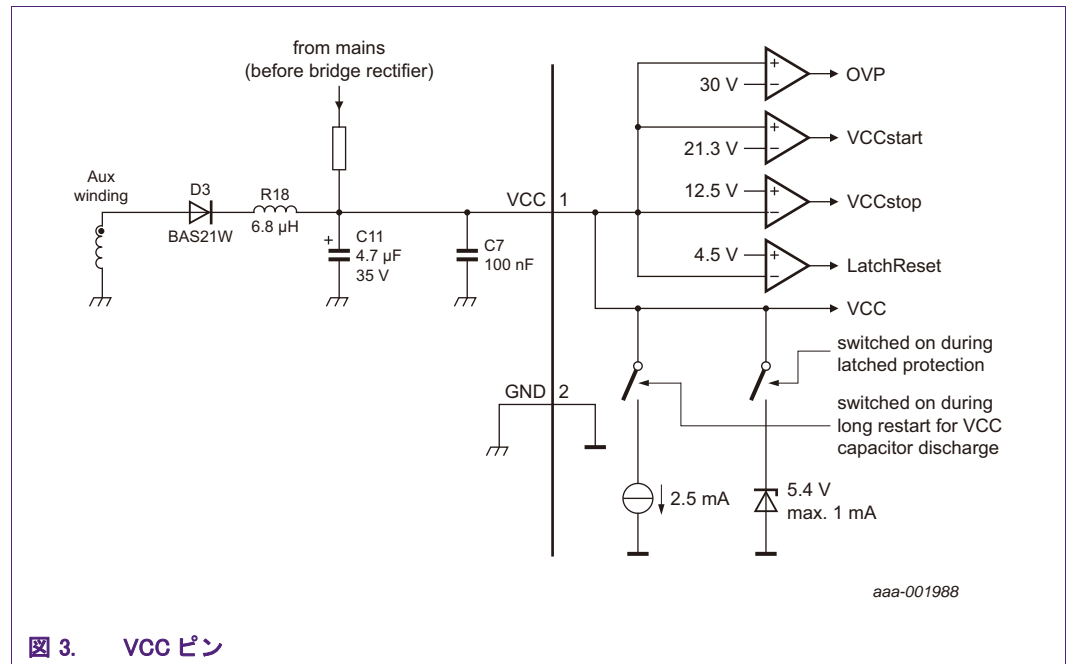


図 3. VCC ピン

起動回路を低コストで効率的に実装する 1 つの方法は、L と N に 2 つの抵抗を接続することです。これにより、電源プラグを抜くと X キャップ (CX1) が放電されます (図 1 参照)。起動回路の詳細については、セクション 5 を参照してください。

1. ラッチ保護をリセットするには、VCC ピンを 5V 未満にする以外に方法はありません。ラッチ保護が行われている間、供給電流は 10μA しかありません。そのため、ブリッジダイオードの後に起動抵抗を接続した場合、電源のプラグを抜いた後も、長期間バルクコンデンサが引き続き電流を供給します。

### 3.2.2 起動条件

VCC ピンが  $V_{startup}$  (標準値 21.3V) に達すると、コントローラがパワーダウンモードからウェークアップし、PROTECT の電圧が 0.5V を上まわっているかどうかをチェックします。もし上まわっていないならば、コントローラはスイッチングを行いません。IC がオンに切り替えられるときの消費電力の増加によって、VCC ピンの電圧が最終的に  $V_{th(UVLO)}$  未満に低下し、IC はパワーダウンモードになります。起動回路によって VCC コンデンサが充電され、サイクルが繰り返されます。

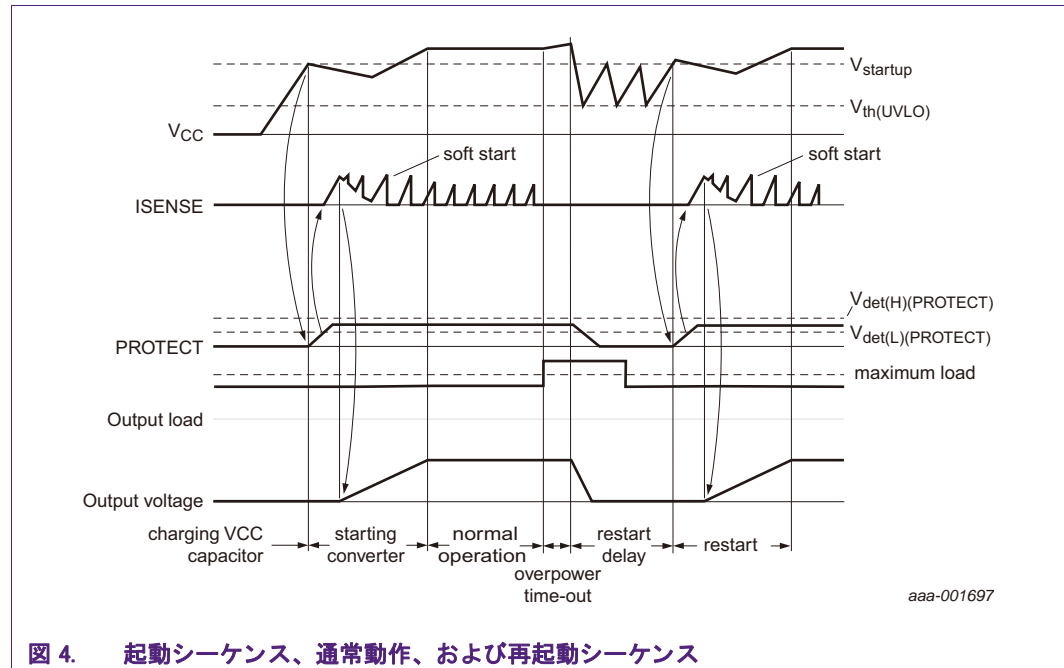


図 4. 起動シーケンス、通常動作、および再起動シーケンス

### 3.2.3 ソフトスタート

すべての起動条件が満たされている場合、IC は ISENSE ピンの 55 $\mu$ A 電流源をオンに切り替えることによって、ソフトスタートコンデンサを充電します。ISENSE ピンが内部制御電圧（出力がまだ低い場合は 0.5V）に達すると、電流源がオフに切り替えられ、コントローラはスイッチングを開始します。

起動時には、出力コンデンサは空の状態のままです。制御入力に最大ピーク電流を要求し、 $V_{ISENSE}$  が 0.5V に達するまで、一次側デューティサイクルを増加させます<sup>2</sup>。ただし、ソフトスタートコンデンサは充電されているため、 $V_{ISENSE}$  の電圧はすでに 0.5V になっています。ソフトスタート抵抗がソフトスタートコンデンサを放電すると、ピーク電流が徐々に増加します。

ソフトスタートの目的は、起動時の可聴ノイズを回避することです。ピーク電流が 0A から最大値まで瞬時に増加すると、可聴状態になります。ほとんどのアプリケーションに適したソフトスタート時間の値は、4ms です。

2. ソフトスタートコンデンサの充電電圧は 0.5V に固定されておらず、CTRL ピンの電圧に応じて変わります。 $V_{CTRL}$  と  $V_{ISENSE}$  の関係については、図 8 を参照してください。標準的なアプリケーションでは、起動時に CTRL の電圧が 5.4V にクリップされます。次に、ソフトスタートコンデンサは 0.5V に充電されます。非標準的なアプリケーションの場合は、起動時に CTRL の電圧が常に高いかどうかを確認してください。

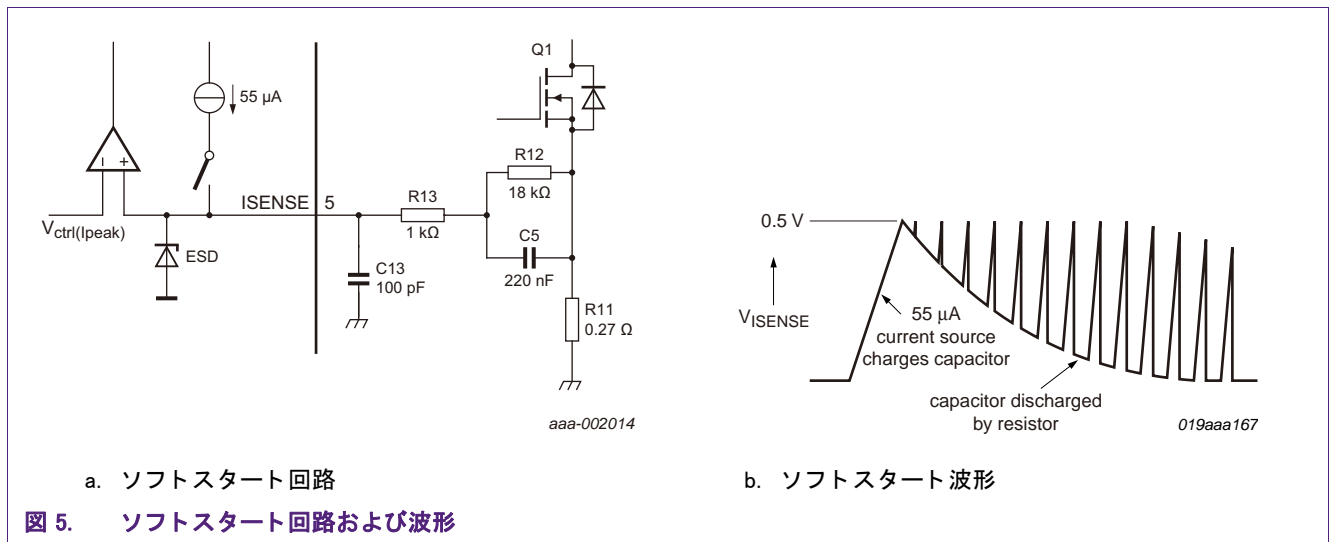


図 5. ソフトスタート回路および波形

追加の直列抵抗 R13 およびコンデンサ C13 は、負のスパイクを除去することを目的としています。このように実装しない場合は、内部 ESD 保護ダイオードを使用して、負のスパイクを整流する必要があります。負のスパイクはコンデンサ C5 を充電し、ISENSE ピンに対し正のオフセット電圧を発生させます。

高出力電圧の場合、起動時にピーク電流のピークが短くなることがあります。空の出力コンデンサは短絡回路と同様に動作します。この場合、電源は即座に連続導通モードになります。このピークの間、電力は最小オンタイムによって制限されます。

### 3.2.4 クランプ

VCC ピンの 5.4V クランプは、ラッチオフ状態の間だけ機能します。このクランプは、VCC ピンの電圧をラッチリセットレベルより若干上に保つことを目的としています。これは、電源のプラグを抜いた後に、ラッチを迅速にリセットできるようにするためです。

## 3.3 電力制御

### 3.3.1 全般

CTRL ピンは、出力電力量を制御します。この制御は、ピーク電流とスイッチング周波数の両方を変化させることによって行います (図 6 参照)。

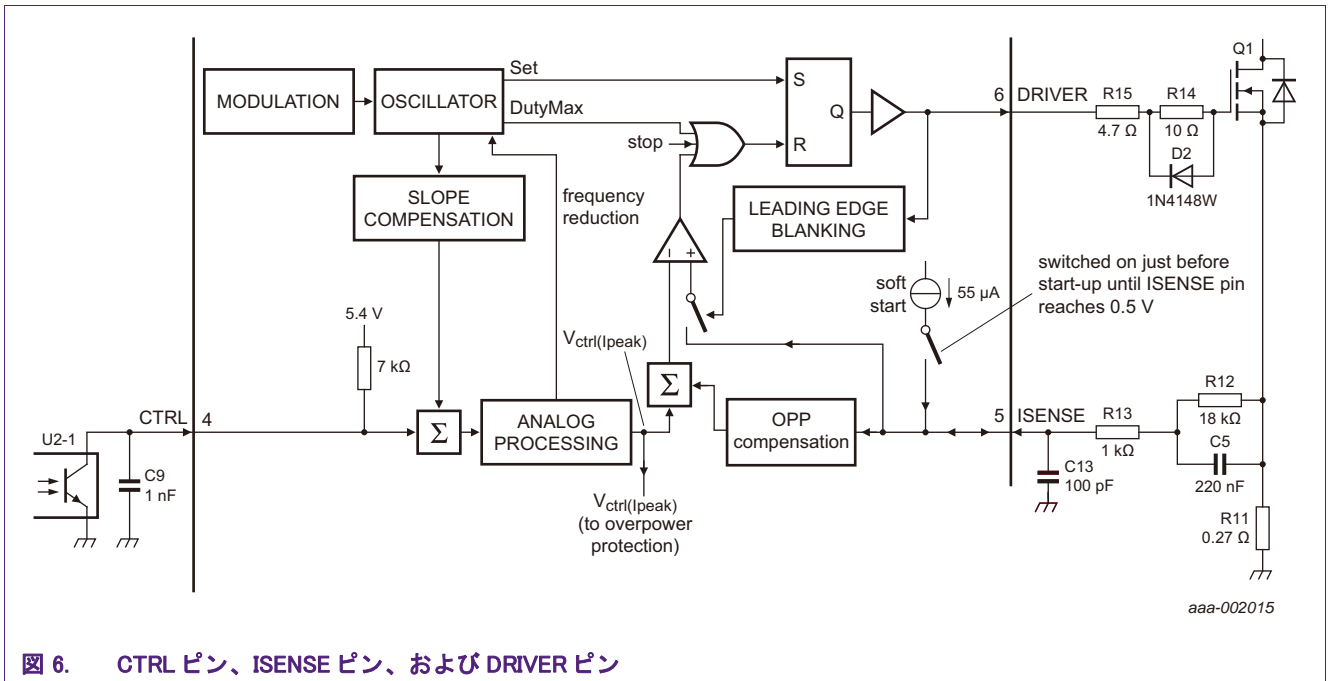


図 6. CTRL ピン、ISENSE ピン、および DRIVER ピン

### 3.3.2 入力バイアス

7kΩ の内部抵抗を 5.4V に接続すると、フォトカプラのトランジスタを直接接続できます。フォトカプラの出力電流を制御電圧に変換するための外部部品は必要ありません。CTRL ピンの電流と電圧の関係は、式 1 を使用して計算できます (図 7 参照)。

$$V_{CTRL} = 5.4 \text{ V} - 7 \times 10^3 \times I_{O(CTRL)} \quad (1)$$

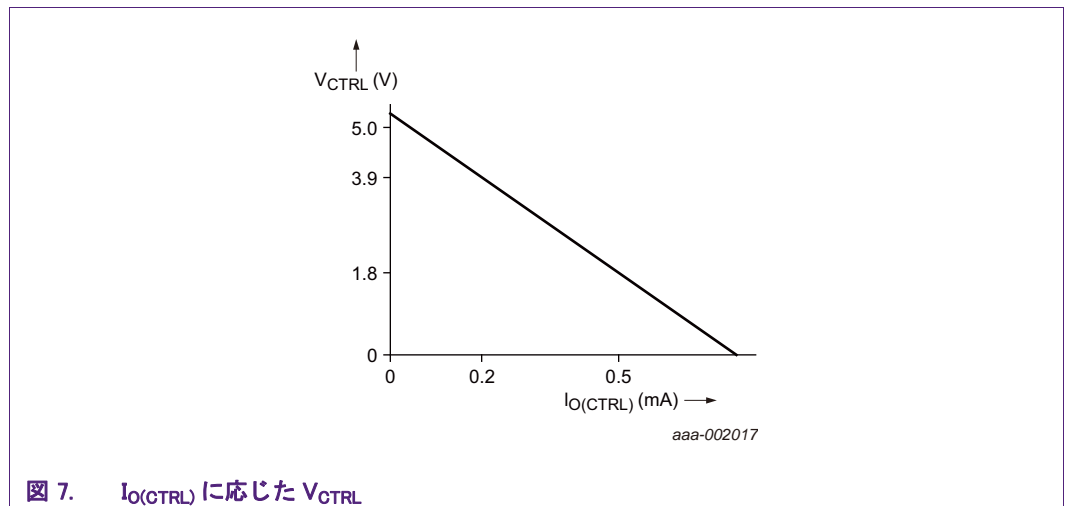


図 7.  $I_{O(CTRL)}$  に応じた  $V_{CTRL}$

### 3.3.3 ピーク電流制御

CTRL ピンの電圧によって、一次側ピーク電流が制御されます。図 8 は、CTRL ピンの電圧とピーク電流の関係を示します。

DRIVER 出力は各発振パルスによってオンに切り替えられます。CTRL ピンの電圧によって、発振周波数が制御されます。DRIVER 出力は、ISENSE ピンで測定された一次ピーク電流が CTRL ピンによって設定されたピーク電流を上まわると、またはデューティサイクルが 80% を超えると、オフに切り替えられます。

### 3.3.4 周波数制御

CTRL ピンの電圧によって、スイッチング周波数が制御されます。周波数曲線（図 8 参照）は、4 つの領域に分割できます。

- ・ **ピーク電力**

ピーク電力時は、スイッチング周波数が 80kHz に増大され、同一コアからより大きな出力電力が得られるようにします。これによりスイッチング損失も増加しますが、この現象は一時ピーク負荷時にはあまり影響しません。周波数増大の最大の効果を得るためには、電源は（主として）DCM で動作する必要があります（CCM では周波数増大の効果は限られます）。

ピーク電力は、60ms の過電力タイムアウトを超えない期間の供給が可能です。

- ・ **高電力**

高電力時は、スイッチング周波数は 65kHz に固定されます。制御されるのはピーク電流のみです。

- ・ **中電力**

中電力時、スイッチング周波数は最初はスイッチング損失を減らすために低減されます。可聴ノイズを防止するために 26.5kHz 未満に低減されることはありません。

- ・ **低電力**

低電力時の高効率動作を保証するために、ピーク電流がその最大値の 25% 未満に低減されることはありません。代わりに、出力電力を低減するためにスイッチング周波数が低減されます。次にスイッチング周波数は可聴帯域に入りますが、ピーク電流が低いため実際には聴こえません。周波数曲線のこの部分は、電圧制御発振（VCO）モードとも呼ばれます。

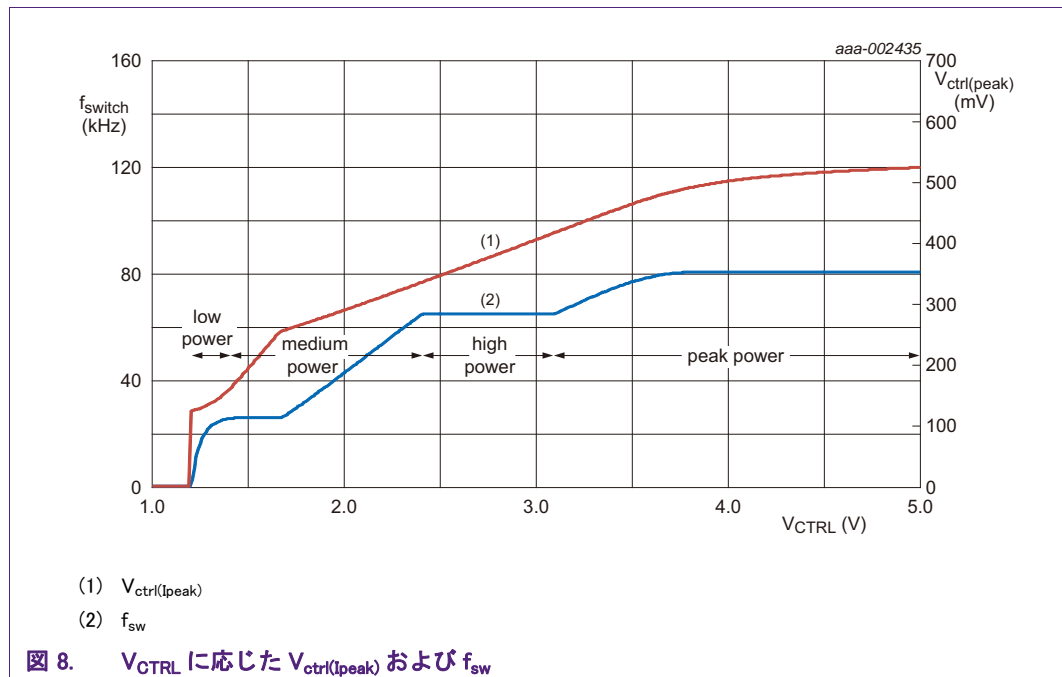


図 8.  $V_{CTRL}$  に応じた  $V_{ctrl(lppeak)}$  および  $f_{sw}$

CTRL ピンの入力範囲全体を使用することが重要です。選択した電流センス抵抗値が小さすぎる場合は、制御曲線の下部だけが使用されます。つまり、可聴ノイズを発生させる可能性のある比較的高いピーク電流で、周波数低減がすでに開始しているということです。

### 3.3.5 スイッチオフ遅延

一次側ピーク電流は、しきい値を超えても、若干の内部遅延および外部遅延があるので直ちに停止することはありません。この遅延の間、一次側電流は増大し続けます。正確な増加量は、遅延時間、一次インダクタンス、およびバルク電圧に依存します。OPP 補正は、バルク電圧に対するこの依存性を大幅に補正します。

スイッチオフ遅延は、次のような 3 種類の遅延に分けることができます。

- 外部フィルタ遅延

The filter on pin ISENSE ピンのフィルタ（抵抗 R13 およびコンデンサ C7）も遅延を発生させます。この遅延は  $R \times C$  にほぼ等しいです。

- 伝搬遅延

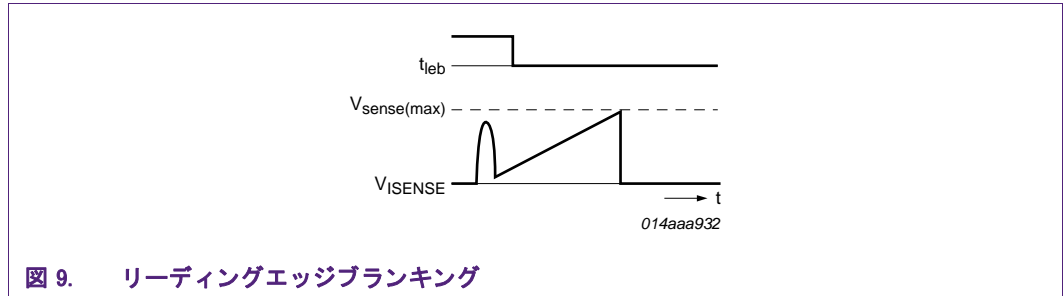
ISENSE ピンでのしきい値超えから DRIVER ピンが実際にオフに切り替わるまでの遅延は、約 146ns です。

- MOSFET のスイッチオフ遅延

MOSFET は、DRIVER ピンがオフに切り替わっても、直ちにオフに切り替わることはありません。MOSFET のスイッチオフ遅延は、DRIVER ピンの電圧が低下し始めたときから MOSFET のドレインがバルク電圧に達するまでの遅延として定義されます。この遅延をアプリケーションで測定する必要があります。

3.3.6 リーディングエッジブランキング (LEB)

ISENSE 入力は、各スイッチングサイクルの最初の 300ns の間、内部的にブランキングされます。これにより、寄生容量 (MOSFET のゲートソース容量とトランスの寄生容量) が原因で発生するスパイクによってピーク電流比較器が早く作動しすぎるのを防ぎます。



3.4 各種保護の概要

3.4.1 全般

保護が作動すると、作動した保護の種類と IC のバージョンに応じて、再起動が開始するか、またはコンバータをオフ状態にラッチします。表 2 は、保護機能の概要を示します。セーフ再起動およびラッチオフ状態については、セクション 3.4.2 およびセクション 3.4.3 を参照してください。

表 2. TEA1731(L)TS の保護処理

保護	TEA1731TS	TEA1731LTS	備考
OPP	ゆっくり再起動	ラッチ	60ms の過電圧タイムアウト
最大デューティサイクル	再起動	再起動	連続する 8 スwitching サイクル
OVP (PROTECT ピン = HIGH)	ラッチ	ラッチ	連続する 4 スwitching サイクル
OTP (PROTECT ピン = LOW)	ラッチ	ラッチ	連続する 4 スwitching サイクル
内部 OVP	ラッチ	ラッチ	連続する 4 スwitching サイクル
内部 OTP	ラッチ	ラッチ	連続する 4 スwitching サイクル
UVLO	再起動	ラッチ	
OCF	サイクル単位	サイクル単位	

3.4.2 再起動保護

3.4.2.1 正常再起動 (ショート再起動)

保護機能の 1 つによって再起動が開始すると、TEA1731(L)TS は直ちにスイッチングを停止し、IC は迅速に VCC コンデンサを放電します。V<sub>CC</sub> が低電圧ロックアウトレベル未満に低下すると、IC はパワーダウンモードに入ります。供給電流が約 10μA に低減すると、通常の起動シーケンスが始まります。

3.4.2.2 OPP 再起動 (restart (長い時間の再起動。TEA1731LTS にはない機能))

OPP によって再起動が開始した場合、正常再起動遅延は、平均入力電圧を連続過負荷の間受け入れ可能レベル (通常 5W) 未満に維持するには十分ではありません。TEA1731TS はまず、正常再起動シーケンスを実行しますが、V<sub>CC</sub> が 21.3V に達しても起動せず、パワーダウンモードからウェイクアップしません。その代わりに、VCC コンデンサを再び 12.5V に充電し、起動回路にコンデンサを充電させます。TEA1731TS は、起動の前に V<sub>startup</sub> と V<sub>th(UVLO)</sub> の間で 3 回繰り返してのこぎり波を形成 (sawing) します (図 4)。

こののこぎり波の立ち上がりスロープは、電源電圧、起動回路および VCC コンデンサによって異なります。低入力電圧では、起動時間が増えます。のこぎり波の立ち下がりスロープは、内部電流源 (2.5mA) によって決まります。

### 3.4.3 ラッチ保護

#### 3.4.3.1 ラッチオフ状態

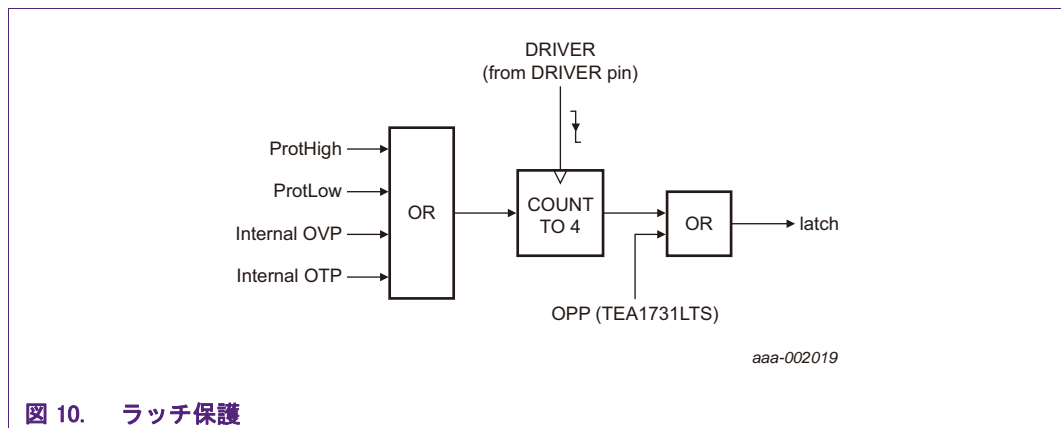
保護機能の 1 つによってラッチオフ状態が発生すると、IC は直ちにスイッチングを停止し、パワーダウンモードに入ります。IC は VCC ピンをリセットレベル (4.5V) よりわずかに上の 5.4V にクランプします。

#### 3.4.3.2 ラッチ保護のリセット

ラッチ保護をリセットするには、VCC ピンを 4.5V 未満にする必要があります。これは、電源の「パワーサイクル」が実行される必要があることを意味します。電源のプラグを抜き、少し待ってから再び電源プラグを差し込んでください。

ラッチ保護が作動すると、VCC ピンはリセットレベルを若干上回る電圧に自動的にクランプされます。電源のプラグを抜くと起動電流が停止し、VCC コンデンサは TEA1731(L)TS への 10 $\mu$ A の供給電流によって放電されます。5.4V から 4.5V に放電する必要があるだけなので、コンデンサはすぐにはリセットされます。

$C_{VCC} = 4.7\mu\text{F}$  の場合、放電時間は 0.47s です。実際には、X キャップが約 1 秒間充電されることもあるため、電源のプラグを抜いた後、起動電流による VCC コンデンサの充電がすぐに停止されるとは限りません。



### 3.4.4 最大デューティサイクルの制限 (サイクル単位)

ISENSE ピンによって測定されたピーク電流が 80% のデューティサイクルの間に CTRL ピンによって設定されたピーク電流に達しない場合、最大デューティサイクルの制限により駆動パルスは終了します。スイッチング周波数が 26kHz 未満に低減される低電力モード時は、デューティサイクル制限値 80% はオンタイム制限値 30 $\mu$ s に変わります。

### 3.4.5 最大デューティサイクルの保護 (電圧低下保護)

#### 3.4.5.1 目的

最大デューティサイクル保護の主な目的は、電源ディップに確実に対応することですが、電圧低下保護としても機能します。



### 3.4.5.2 実装

ISENSE ピンによって測定されたピーク電流が 80% のデューティサイクルの間に CTRL ピンによって設定されたピーク電流に達しない場合、最大デューティサイクルの制限により駆動パルスは終了します。これが連続する 8 サイクルを通じて起こると、最大デューティサイクル保護により再起動が開始します。スイッチング周波数が 26kHz 未満に低減される低電力モード時は、最大デューティサイクル保護は最大オンタイム保護に変わります。

最大オンタイムの長さは 30 $\mu$ s (標準値)。

### 3.4.5.3 電圧低下

全負荷時に電源入力電圧が低すぎると一次側電流が増加し、多くの一次側部品で損失が増加します。電圧低下保護の目的は、入力電圧が低すぎるときに過熱しないよう電源を保護することです。

TEA1731(L)TS には入力電圧センスピンはありませんが、最大デューティサイクル保護が一種の電圧低下保護として機能します。低入力電圧時 (かつ高負荷時) には、デューティサイクルは入力電圧インジケータになります。デューティサイクルが 80% に達すると、IC は再起動を起こさせます。入力電圧がきわめて低いときは、起動回路は、VCC コンデンサを再び  $V_{startup}$  に充電するのに十分な電流を供給できません。

### 3.4.6 内部過熱保護 (OTP)

チップ内の温度が 140°C を上回ると、内部 OTP によってコントローラがラッチオフ状態に設定されます (TEA1731 の全バージョン)。

### 3.4.7 過電力保護 (OPP)

調整可能な期間に定格出力電力を上回る状態が続くと、OPP がアクティブ化されます。コントローラはスイッチングを即座に停止し、セーフ再起動を実行するか (TEA1731TS)、またはラッチオフ状態になります (TEA1731LTS)。過電力保護の詳細については、セクション 3.5 を参照してください。

### 3.4.8 内部出力過電圧保護 (OVP)

VCC ピンの電圧が連続する 4 スwitching サイクルにわたり 30V を上まわると、IC は内部出力過電圧保護によりラッチオフ状態になります。内部 OVP は、DRIVER 信号の立ち下がリエッジの電圧を測定します。

しきい値の低い外部 OVP を実装することもできます。PROTECT ピンに特別な回路を追加することにより、例えば VCC ピンと PROTECT ピンの間にツェナーダイオードを追加することにより、しきい値の低い外部 OVP を実装することもできます。

### 3.4.9 外部出力過電圧保護 (OVP)

OVP は、出力に接続されているデバイスを保護することを目的としています。また、高すぎる出力電圧 (例えば電圧フィードバックループが妨げられたときの出力電圧) から電源自体を保護することも目的としています。

出力で過電圧が発生すると、アプリケーションは PROTECT ピンが 0.8V を上回るようにし、OVP がアクティブ化されます。コントローラはスイッチングを即座に停止し、ラッチオフ状態になります (TEA1731 の全バージョン)。PROTECT ピンを適用する方法については、セクション 4.5 を参照してください。

外部 OVP アプリケーションの接続が必要になるのは、しきい値電圧を 30V 未満にしななければならない場合、または追加のフィルタリングが必要な場合のみです。外部 OVP アプリケーションがない場合は、VCC ピンの電圧が 30V を上回ったとき、固定内部 OVP が IC をラッチします。

#### 3.4.10 外部過熱保護 (OTP)

電源の温度が定格レベルを上回ると、アプリケーションは PROTECT ピンを 0.5V 未満に引き下げ、OTP がアクティブ化されます。コントローラはスイッチングを即座に停止し、ラッチオフ状態になります (TEA1731 の全バージョン)。PROTECT ピンを適用する方法については、セクション 4.5 を参照してください。

#### 3.4.11 低電圧ロックアウト (UVLO)

##### 3.4.11.1 再起動バージョン (TEA1731TS)

通常動作時に VCC ピンの電圧が低電圧ロックアウトしきい値 (標準値は  $V_{th(UVLO)} = 12.5V$ ) 未満に低下すると、IC はスイッチングを停止し、パワーダウンモードになります。起動回路が VCC コンデンサを充電し、続いて通常起動シーケンスが開始されます。

##### 3.4.11.2 ラッチバージョン (TEA1731LTS)

通常動作時に VCC が低電圧ロックアウトしきい値未満に低下すると、IC はラッチ保護モードになります。これにより、VCC が  $V_{th(UVLO)}$  を下回った場合も含めて、過電力保護が反応する前に短絡出力がラッチ保護を作動させます。

#### 3.4.12 過電流保護 (OCP)

過電流保護の詳細については、セクション 3.5 を参照してください。OCP を構成する方法については、セクション 4.4 を参照してください。

### 3.5 過電力保護および過電流保護

#### 3.5.1 連続および一時出力電力の制限

TEA1731(L)TS は、過負荷に対する 2 つの保護メカニズムを組み込んでいます。

- ・ **過電力保護**

定格電力を上回る状態が続くと、過電力保護によってセーフ再起動が開始するか、またはラッチバージョンではラッチ保護モードになります。一時的な過負荷状態を許容するために、OPP は 60ms 遅延されます。

- ・ **サイクル単位の一次側インダクタ電流制限**

ピーク電流制限は、鉄心が飽和状態になるのを防ぎ、MOSFET の電流が高くなりすぎないようにします。

#### 3.5.2 OPP の動作

内部制御電圧が過電力のしきい値 (ISENSE ピンでは 400mV) を超えると、内部過電力タイマーが起動します (図 11 および図 12 を参照)。

- ・ 過電力状態が長時間継続して 60ms に及ぶと、コントローラは OPP 再起動を実行するか (TEA1731TS)、またはラッチ保護モードになります (TEA1731LTS)。
- ・ タイマーの作動時間が 60ms に達する前に内部制御電圧が 400mV 未満に低下した場合は、直ちにカウンタがリセットされます。

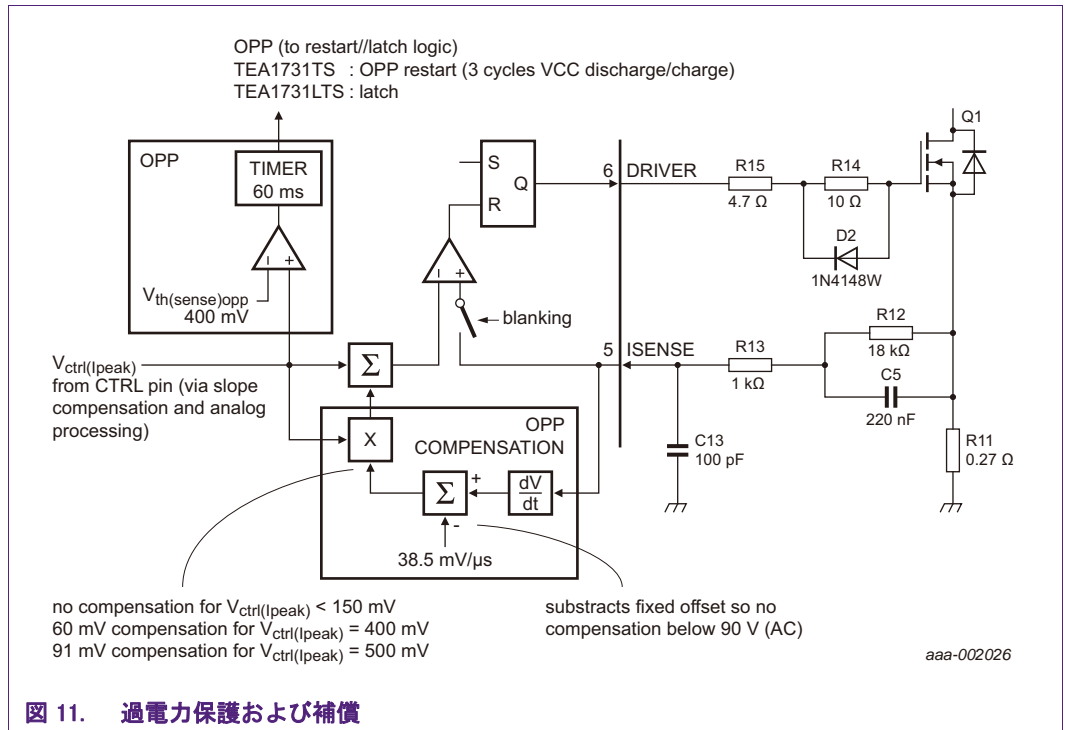


図 11. 過電力保護および補償

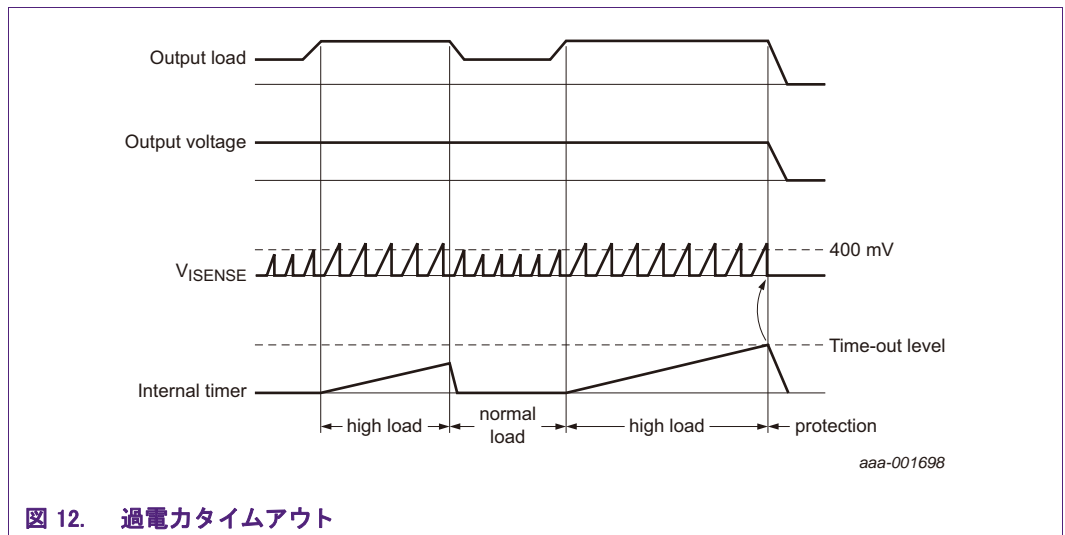


図 12. 過電カタイムアウト

### 3.5.3 ピーク電流制御 (OCP)

ISENSE ピンの電圧が 500 mV を上回ると、電流スイッチングサイクルが即座に終了します。OCP によってピーク電流が制限されると、以後は出力電力を維持できなくなります。V<sub>CC</sub> が V<sub>th(UVLO)</sub> 未満に低下するまで、コンバータはスイッチングを続行します。

3.5.4 入力電圧補償

3.5.4.1 目的

固定周波数 DCM では、最大出力電力が入力電圧と無関係であるため、ピーク電流制限は過電力保護としても機能できません。固定周波数 CCM では、出力に伝達できる電力の最大量は、一次側ピーク電流だけではなくデューティサイクルにも依存しています。したがって、入力電圧にも依存していることとなります。

3.5.4.2 実装

入力電圧に依存しない正確な過電力保護を実現するために、TEA1731(L)TS には入力電圧補正機能が内蔵されています。

TEA1731(L)TS には入力電圧を検出する専用のピンがなく、別の方法で入力電圧を検出します。一次巻線を通る電流の立ち上がりスロープは、入力電圧に比例しています。ISENSE ピンは、一次電流だけでなくそのスロープも測定します (図 11 参照)。

図 13 に、ISENSE ピンの  $dV/dt$  スロープと結果的に内部制御電圧 ( $V_{ctrl(Ipeak)}$ ) に対して生じる補償の関係を示します。内部制御電圧によって、補償のゲインが制御されます。

・ 軽負荷

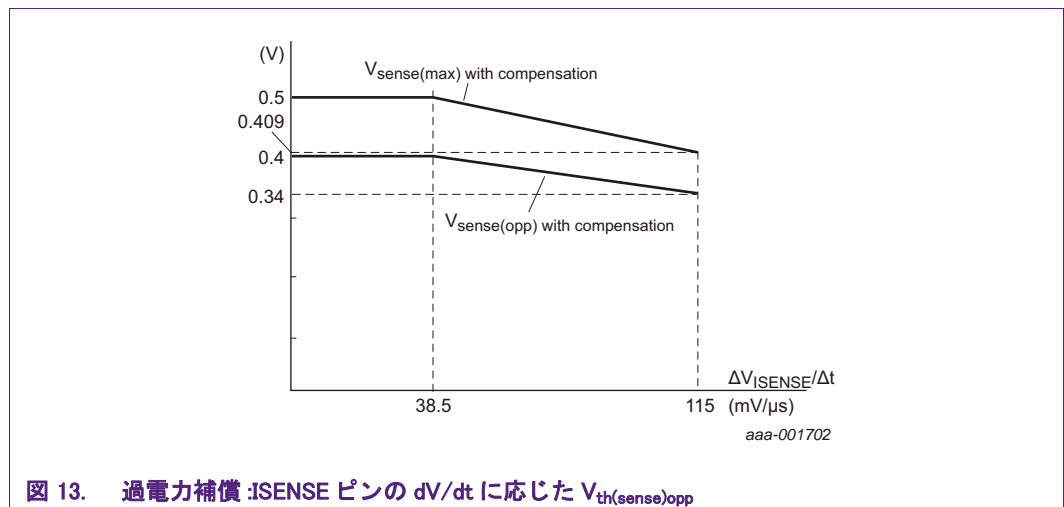
(150mV 未満) の低負荷 ( $V_{ctrl(Ipeak)}$ ) 時には、補正はまったく発生せず、最小  $V_{ctrl(Ipeak)}$  (125mV) を低減することによる軽負荷効率への影響はありません。図 13 で、150mV 未満の任意のレベルにおける第 3 の水平ラインを想像してみてください。

・ 最大連続負荷

過電圧保護のしきい値 ( $V_{ctrl(Ipeak)} = 400mV$ ) 周辺では、低入力電圧および高入力電圧での電力が等しくなるように補償が最適化されます。これを実現するために、 $V_{ctrl(Ipeak)}$  は低バルク電圧時の 400mV から高バルク電圧時の 340mV に低減されます。

・ 最大ピーク負荷

一時ピーク負荷の間は、ピーク電力が入力電圧に依存しないようにするため、補正を強める必要があります。最大期待バルク電圧時に、最大  $V_{ctrl(Ipeak)}$  は 500mV から 409mV に低減されます。



補正は固定されていますが、ISENSE ピンの静電容量を追加することにより、過補正を (一定限度内におさまるように) 補正することができます (セクション 4.4.3 参照)。

図 14 は、ISENSE に 650mH のインダクタンス、0.21W の電流センス抵抗および 220pF のコンデンサがあるアプリケーションで測定された電源電圧に応じて変化する、OPP が機能するときの電力を示します。

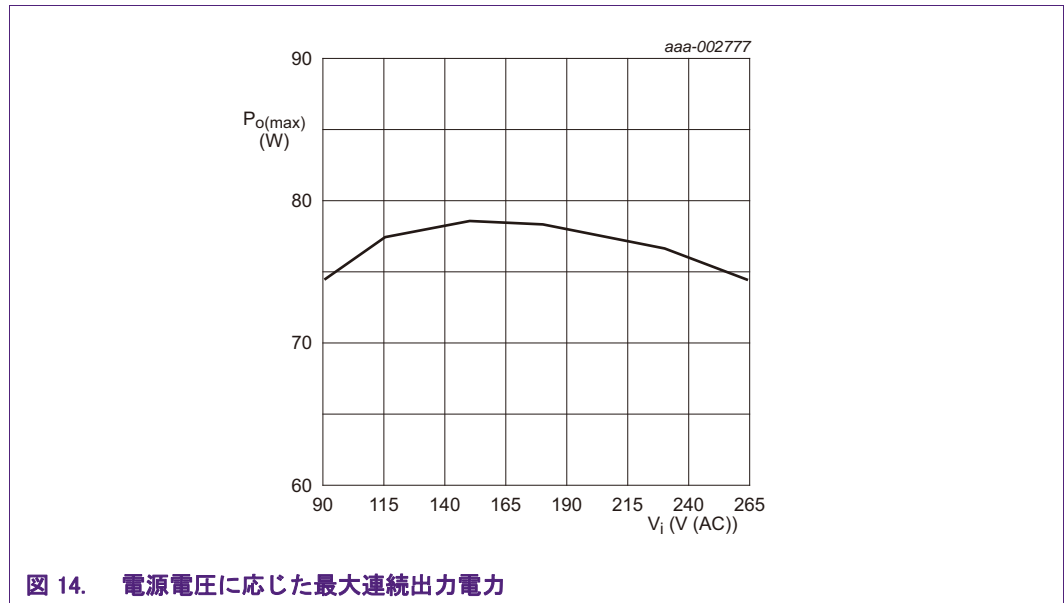


図 14. 電源電圧に応じた最大連続出力電力

図 15 は、電源電圧に応じて変化する、OCP がピーク出力電力を制限し始めるときの電力を示します。測定したアプリケーションは図 14 のアプリケーションと同じですが、連続負荷 1mA およびピーク 50ms という点が異なります。電源電圧の設定ごとに、出力電圧が低下し始めるまでピーク負荷を徐々に増大させます。

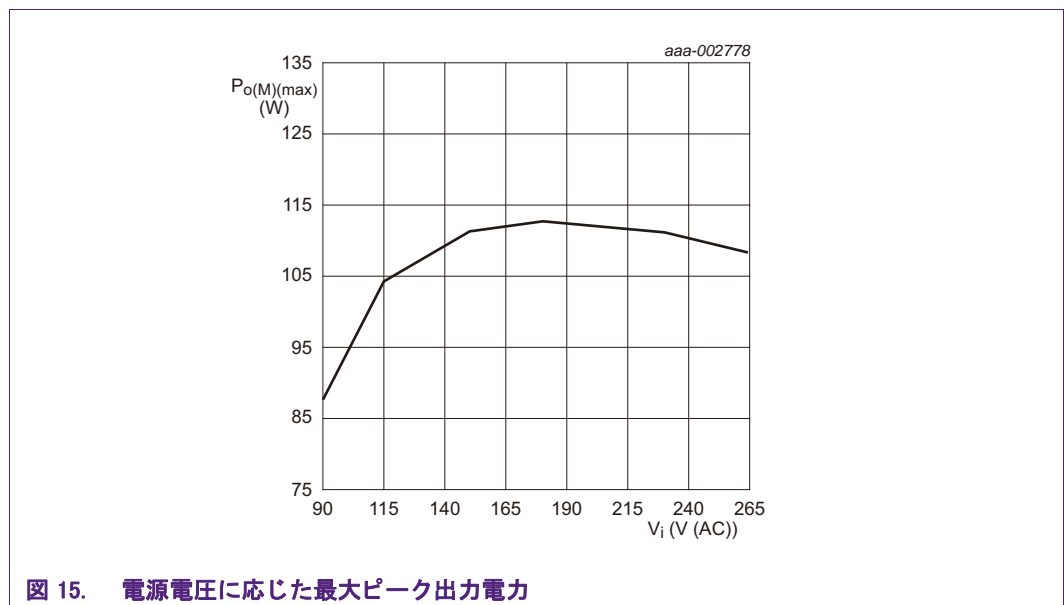


図 15. 電源電圧に応じた最大ピーク出力電力

### 3.5.5 過電力タイムアウト

内部制御電圧が過電力のしきい値である 400mV を超えると、過電力タイマが起動し（図 12 参照）、内部カウンタが始動します。

過電力状態が長時間継続して 60ms に及ぶと、コントローラはセーフ再起動シーケンスを実行します（ラッチバージョンではラッチ保護モードになります）。カウンタの値が 60ms に達する前に内部制御電圧が 400mV 未満に低下した場合は、直ちにカウンタがリセットされます。

### 3.5.6 再起動遅延（TEA1731TS のみ）

OPP によってセーフ再起動シーケンスが開始すると、TEA1731TS は直ちにスイッチングを停止し、 $V_{CC}$  を  $V_{th(UVLO)}$  未満に放電してパワーダウンモードになります。

起動回路は VCC コンデンサを  $V_{startup}$  に充電しますが、起動は実行されずに VCC は再び放電されます。より長い再起動時間を得るために、これが 3 サイクルにわたって繰り返されます。

1 つの再起動サイクルの再起動時間は、次の 2 つの期間からなります。

- ・ 内部電流源（2.5mA）によって VCC コンデンサを放電する期間。放電時間は電源電圧には依存していません。<sup>3</sup>
- ・ 標準的には 230V (AC) で 111 $\mu$ A の外部起動回路によって VCC コンデンサを  $V_{th(UVLO)}$  から  $V_{startup}$  に充電する期間

放電電流は充電電流よりもはるかに高いです。したがって、起動時間は主として電源電圧と起動回路によって決まります。

放電時間はおおよそ次のとおりです。

$$t_{dch} = \frac{C_{VCC} \times (V_{startup} - V_{th(UVLO)})}{I_{CC(restart)}} = \frac{4.8 \mu F \times (21.3 V - 12.5 V)}{2.5 mA} = 17 ms \quad (2)$$

ここで、

- ・  $C_{VCC}$  は VCC ピンの全静電容量
- ・  $I_{CC(restart)}$  は内部電流源によって放電される電流

充電時間はおおよそ次のとおりです。<sup>4</sup>

$$t_{ch} = \frac{C_{VCC} \times (V_{startup} - V_{th(UVLO)})}{I_{ch}} = \frac{4.8 \mu F \times (21.3 V - 12.5 V)}{111 \mu A} = 0.38 s \quad (3)$$

ここで、

- ・  $I_{ch}$  は VCC コンデンサへの充電電流（式 16 参照）

$t_{ch}$  の最悪（= 最短）ケースについては、高入力電圧および  $V_{CC} = V_{th(UVLO)}$  のときの  $I_{ch}$  を計算します。 $V_{mains} = 230V$  (AC) および  $R1 = 1.5M\Omega$  のときは  $I_{ch} = 111 \mu A$

- 最初の放電は後続の放電とはいくらか異なります。起動電圧は（負荷に応じて）通常より高いときも低いときもあり、このときはまだ放電電流源はオンになっていません。動作供給電流（= 0.58mA）によって VCC コンデンサが放電されます。
- 放電中は  $I_{ch}$  も流れます。ただし、通常は  $I_{ch} \ll I_{dch}$  なので無視してかまいません。

2つの抵抗を備えた起動回路の合計起動遅延は、およそ次のようになります。

$$t_{restart} = 3 \times (t_{dch} + t_{ch}) = 3 \times (0.017 \text{ s} + 0.38 \text{ s}) = 1.2 \text{ s} \quad (4)$$

### 3.5.7 再起動遅延に対する OPP タイムアウトの比率

連続過負荷状態の間、電源はオンとオフのスイッチングをし続けます（ただし非ラッチバージョンの場合のみ）。高電源電圧のときのオンタイムとオフタイムの比率は約 1:20 です。これは、ほとんどのアプリケーションにおいて、連続過負荷状態のときに平均入力電力を 5W 未満に維持するのに十分な比率です。

連続過負荷時の平均入力電力は次のとおりです。

$$P_{i(AV)} = \frac{t_{to(OV)}}{t_{restart} + t_{to(OV)}} \times \frac{P_{o(M)(max)}}{\eta} = \frac{60 \text{ ms}}{1.2 \text{ s} + 60 \text{ ms}} \times \frac{90 \text{ W}}{0.9} \quad (5)$$

ここで、

- ・  $P_{i(AV)}$  は過負荷時の平均入力電力
- ・  $t_{to(OV)}$  は、過電力保護タイムアウト時間、すなわち過電力しきい値を超えてから保護機能が実行されるまでの時間。この時間は本 IC では 60ms に固定されています。
- ・  $t_{restart}$  は、再起動遅延、すなわち保護機能が次の起動が試行されるまでの時間
- ・  $P_{o(M)(max)}$  は、最大ピーク出力電力、すなわち電源が過電力保護タイムアウト時間のあいだ供給できる最大電力

再起動遅延は、入力電圧、起動回路および VCC コンデンサによって決まります。起動回路または VCC コンデンサのさまざまな値を変えることによって変えられますが、その場合は起動時間が影響を受けます。

連続過負荷時の入力電力は、次のようにして低減することができます。

1. 起動抵抗または  $C_{VCC}$  を増加させることによって起動時間を増加させる。
2. (もし可能ならば) 電流センス抵抗を増加させることによって最大出力電力を低減する。

## 3.6 外部過電圧保護および過熱保護

### 3.6.1 全般

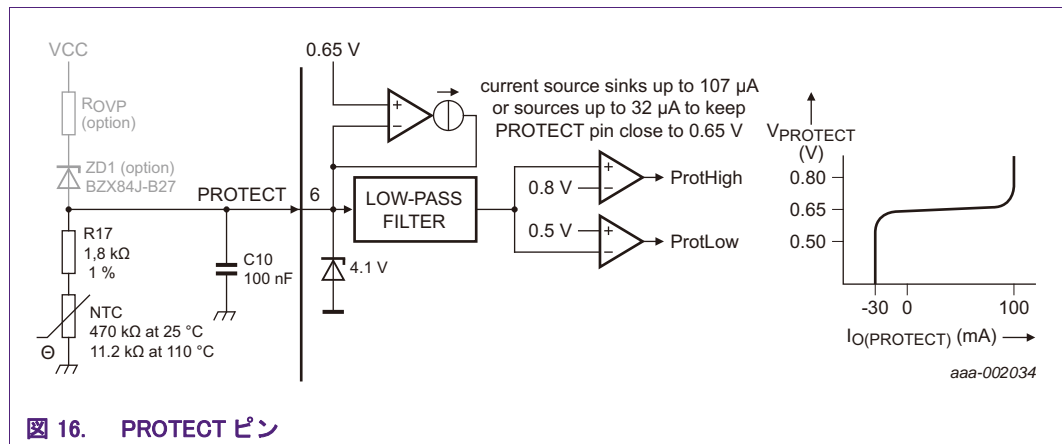
ごく少数の素子だけを使用して、同じ PROTECT ピンに次の 2 つの保護機能を実装できます。

- ・ 出力過電圧保護 (OVP)
- ・ 過熱保護 (OTP)

PROTECT ピンの保護機能は常にラッチされます（非ラッチバージョンでも同様）。

### 3.6.2 回路の説明

内部電流源が、PROTECT ピンの電圧を 0.65V に保とうとします。この内部電流源の電流範囲は  $-107\mu\text{A} \sim +32\mu\text{A}$  です（すなわち、 $107\mu\text{A}$  をシンクし、 $32\mu\text{A}$  を供給できます）。内部電流源が範囲外の場合、ピンを  $0.5\text{V} \sim 0.8\text{V}$  の範囲内に維持できなくなります。PROTECT ピンの電圧が、少なくとも 4 スwitching サイクル続けて  $0.5\text{V}$  未満に低下するかまたは  $0.8\text{V}$  を超えると、ラッチ保護機能が働きます。



### 3.6.3 フィルタリング

内部フィルタリングにより、PROTECT ピンは HF 信号には応答しません。

PROTECT ピンの内部フィルタリングには次の 2 種類があります。

- ・  $3\mu\text{s}$  より短いパルスは無視する
- ・ 不具合状態は少なくとも連続する 4 スwitching サイクルのあいだ続く必要がある

PROTECT ピンは、例えば GSM（汎ヨーロッパデジタル移動通信システム）からの妨害電波によるエラートリガーに反応しなくなります。

非常に強い電磁場にさらされるなどの極端なケースの場合、PROTECT ピンは振幅が数ボルトの妨害電波を拾ってしまうことがあります。内部 ESD 保護ダイオードがそのような高振幅妨害波を整流して、その結果 OVP が実行されてしまうことがあります。そのような場合、PROTECT ピンと外部コンデンサとの間に（かつできるだけピンの近くに） $10\Omega$  の抵抗があると、非常に効果的です。

### 3.6.4 外部出力過電圧保護

出力 OVP は、VCC 電圧がツェナー電圧を  $0.8\text{V}$  を上回ると実行されます。

外部 OVP 機能は必ずしも必要ありません。必要なのは、OVP レベルを内部 OVP 保護の固定  $30\text{V}$  レベルより低くしなければならないとき、または補助巻線電圧の追加フィルタリングが必要なときのみです。

### 3.6.5 外部過熱保護

PROTECT ピンの電圧が  $0.5\text{V}$  未満に低下すると、OTP が作動します。これは、NTC と直列抵抗の抵抗値が  $0.5\text{V}/32\mu\text{A} = 15.6\text{k}\Omega$  未満に低下したときに発生します。PROTECT ピンは内部的にバイアスされるため、OTP は VCC の変動の影響を受けません。



### 3.6.6 クランプ

スパイクが発生した場合に PROTECT ピンの損傷を防ぐために、内部クランプが PROTECT ピンの電圧を 4.1V に保ちます。クランプの電圧は、200 $\mu$ A の入力電流で指定されます（正確な電圧は、この電流によって決まります）。パワーダウンモードでは、クランプの電圧は約 2.0V に低下します。

### 3.7 スロープ補償

50% を上回るデューティサイクルで CCM モードのサブハーモニック発振を防ぐために、TEA1731(L)TS にはスロープ補償機能が内蔵されています。スロープ補償は、CTRL 入力信号に内部的に追加されます（図 17 参照）。ISENSE 端子基準のスロープ補償量は 20mV/ms です。スロープ補償は、45% を上回るデューティサイクルでのみ機能します。

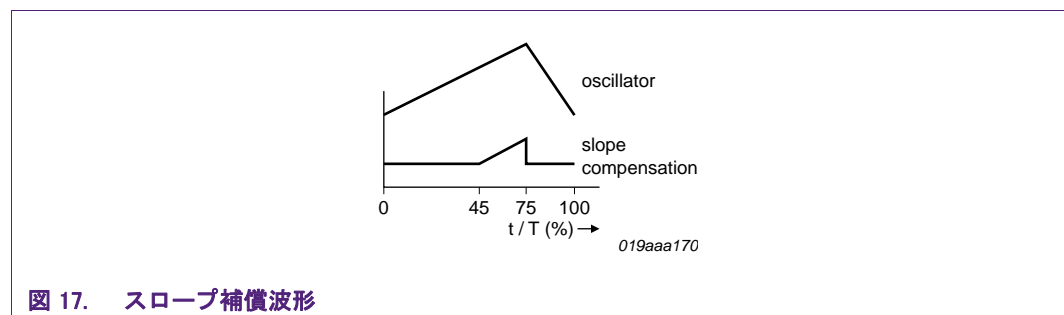


図 17. スロープ補償波形

### 3.8 ドライバ

ドライバ回路には、電流源機能（標準値は 250mA）と電流シンク機能（標準値は 750mA）があります。これにより、効率的に動作できるようにパワー MOSFET を迅速にターンオン / ターンオフできます。DRIVER ピンの制御については、図 6 を参照してください。

### 3.9 周波数変調

伝導 EMI の問題の大半は、スイッチング周波数と高調波が原因となっています。スイッチング周波数の変調は、広帯域のスイッチング周波数に関連するすべての周波数ピークに広まるため、いわゆる「平均的測定値」を大幅に減少させます。発振器 の場所と周波数変調については、図 6 を参照してください。

発振器は、280Hz の速度および  $\pm 6\%$ （65kHz で  $\pm 4$ kHz）の範囲で連続的に変調されます。例えば、65kHz の第 3 高調波は、 $3 \times 8 = 24$ kHz の周波数帯域にわたって伝搬されます。

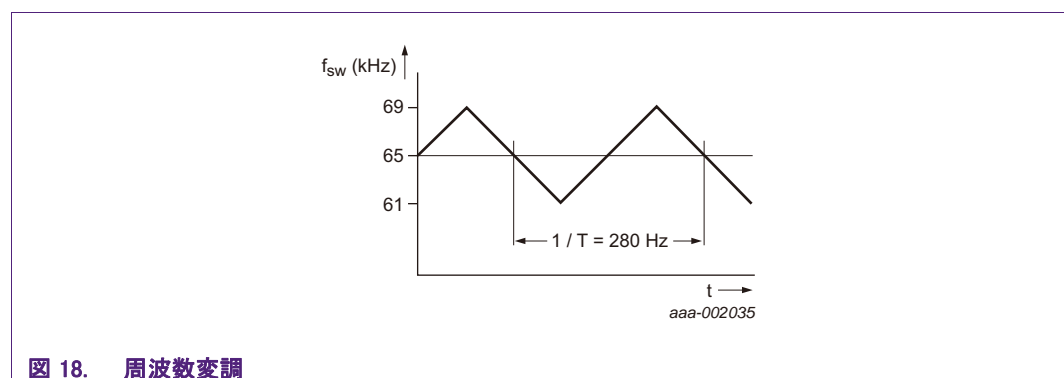


図 18. 周波数変調

## 4. アプリケーション (ピンごと)

### 4.1 VCC ピン

#### 4.1.1 起動回路

X キャップ放電も処理する低コストの起動回路は、2つの抵抗を備えた起動回路です。さまざまな起動回路の詳細については、セクション 5 を参照してください。

#### 4.1.2 VCC コンデンサ

起動時間 (およびラッチリセット時間) をできるだけ短くするために、VCC コンデンサはできるだけ小型のものを使用する必要があります。

最も重要なことは、補助巻線で引き継ぐことができるようになるまで、コンデンサには TEA1731(L)TS に十分に電源供給できる値を指定することです。この値は、設定済みのソフトスタート時間、出力の負荷、および二次側コンデンサの値によって決まります。

コンデンサの最小値は他の要因によって決まります。VCC コンデンサの最小値を決定するための最悪ケースのテストを以下に示します。

- ・ **無負荷動作**

電源は低周波数で動作するため、補助巻線からの連続する 2 つの電荷パルスの間隔が長くなっています。V<sub>CC</sub> が次のサイクルの前に V<sub>th(UVLO)</sub> (< 2 V) 近辺まで低下しないようにする必要があります。

- ・ **全負荷から無負荷への過渡応答**

全負荷から無負荷への過渡応答によって、出力電圧で小さなオーバーシュートが発生することがあります。外部負荷がないため、出力コンデンサが放電し、電源が再びスイッチングを開始するレベルになるまで時間がかかることがあります。

その間、VCC コンデンサが補助巻線によって充電されることはありません。このオーバーシュートは、ループの変更によって制限できます。すなわち、R25 と C17 を、例えば 3.9kΩ と 1nF でそれぞれ追加します (図 1 参照)。

- ・ **低 ESR タイプ**

VCC コンデンサは、低 ESR (等価直列抵抗) タイプである必要があります。低負荷または無負荷状態では、スイッチング周波数が、例えば 250Hz というように非常に低くなる可能性があります。わずか 0.1% のデューティサイクルになることもある補助電圧によって、VCC コンデンサを充電する必要があります。これは 1 サイクル当たり数 μs しか存在せず、2 サイクル間の時間が数 ms という場合もあります。したがって、無負荷時の VCC コンデンサの充電電流は、およそ IC の消費電流の 1000 倍になります。 $1000 \times 0.5 \text{ mA} = 0.5 \text{ A}$

低 ESR コンデンサの使用が必要な理由は、通常の電界コンデンサだと比較的高い ESR によって充電電流が制限され、VCC が V<sub>th(UVLO)</sub> 未満に低下することがあるからです。そのようなことが生じた場合、IC は無負荷状態で再起動し続けます。

#### 4.1.3 補助巻線またはテイクオーバー巻線

補助巻線の最適電圧は約 20V です。

- ・ 約 20V を大きく下回る電圧は避けてください。その理由は、無負荷動作時には  $V_{CC}$  を  $V_{th(UVLO)}$  より上に維持する必要があるからです。 $V_{th(UVLO)}$  の最大値より上に 2V のマージンを維持することにより、ノイズおよび素子バラツキに対する余裕を持たせてください。
- ・ 20V を大幅に上回る電圧は避けてください。その理由は、最大負荷時に  $V_{CC}$  によって OVP が作動しないようにする必要がありますからです。

直列インダクタ L1 の目的は、第 2 ストローク開始時のリングングが整流されるのを防ぐことです。そうなった場合、VCC コンデンサを OVP レベルより上に充電します。

L1 は必ず必要とは限りません。その必要性は巻線間の結合によって決まります。約 4.7Ω の抵抗で十分な場合もあります。

#### 4.1.4 最大起動電流

起動回路が供給できる最大電流は、1mA を上回らないようにする必要があります。これは、最大電源電圧のときに起動回路から 1mA を上回る電流が供給されるようなことがあってはならない、ということの意味です。ラッチ保護が機能している間、VCC は 5.4V にクランプされます。このクランプにより、動作温度範囲の全体にわたって少なくとも 1mA がシンクされます。1mA を上回ると、VCC をその最大定格未満に保持するクランプを保証することはできません。<sup>5</sup>

1mA より高い充電電流が必要な場合は、VCC ピンと GND ピンの間に 30V のツェナーダイオードを取り付け、IC を保護することができます。その場合、ツェナーが VCC を 30V 未満に維持するので、内部 OVP は機能できなくなります。したがって、少し低い電圧、例えば 27V の外部 OVP で内部 OVP を置き換える必要があります。

チャージポンプを使用する場合（セクション 5.4 参照）は、チャージポンプダイオード (Ddch) の 1 つを 30V ツェナーダイオードに置き換えることにより、VCC 電圧を制限することができます。ツェナーダイオードをこの位置に配置すれば、内部 OVP は影響を受けません。

また、無負荷動作時に、起動回路が供給できる最大電流が VCC ピンへの電流（供給電流 0.58mA + フォトカプラトランジスタ電流約 0.5mA ≈ 1.08mA）を上回らないようにする必要があります。

#### 4.1.5 PCB のレイアウト

MOSFET のゲートを充電する比較的高い電流は VCC ピンにも流れるので、VCC ピンを小信号ピンとして扱うことは避ける必要があります。VCC コンデンサの正端子から VCC ピン、DRIVER ピン、MOSFET のゲート、MOSFET のソースを経て VCC の負端子に至るループは、できるだけ小さいループにしてください。

### 4.2 CTRL ピン

CTRL ピン用コンデンサの容量は、1nF というのがほとんどのアプリケーションにとって適切なレベルです。

5. 電流の値が特定値を超えると、クランプは電流源と同様に動作します。つまり、電圧が増加し、電流は一定に保たれます。

このレベルを大きく上回ると、負荷トランジェントに対するコンデンサの応答が遅くなりすぎます。特に、全負荷から無負荷に移行する際に UVLO が発生する危険性があります。

逆にコンデンサの容量が 1nF を大きく下回ると、制御ループが不安定になり、ノイズに反応しやすくなります。

### 4.3 DRIVER ピン

DRIVER ピンではソース電流とシンク電流が高くなる場合があります。ソース電流は VCC ピンも通過し、一方、シンク電流は GND ピンも通過します。つまり、大きなループを避けるよう PCB のレイアウトには十分注意する必要があります。

### 4.4 ISENSE ピン

#### 4.4.1 電流センス抵抗の構成

電流センス抵抗の正確な値を計算するには、最大一次ピーク電流を計算しておく必要があります。この計算は、式 6 または式 7 を使用して行います。

DCM モードの場合：

$$I_{peak(max)} = \sqrt{\frac{2 \times P_{o(max)}}{\eta \times L \times f_{sw}}} \quad (6)$$

CCM モードの場合：

$$I_{peak(max)} = \frac{P_{o(max)}}{\eta} \times \frac{V_i + NV_o}{V_i \times NV_o} + \frac{I}{2 \times L \times f_{sw}} \times \frac{V_i \times NV_o}{V_i + NV_o} \quad (7)$$

ここで、

- ・  $I_{peak(max)}$  は最大連続一次ピーク電流、すなわち OPP を作動させるピーク電流
- ・  $P_{o(max)}$  は最大連続出力電力、すなわち OPP を作動させる出力電力
- ・  $\eta$  は最大出力電力時におけるフライバックの期待効率
- ・  $V_i$  は最小整流入力電圧 ( $= \sqrt{2} \times$  最小入力電圧)。電源はこの電圧で最大連続出力電力を供給できる必要があります。<sup>6</sup>
- ・  $N$  はトランスの巻数比
- ・  $V_o$  は出力電圧
- ・  $f_{sw}$  はスイッチング周波数で、この例では 65kHz (周波数曲線の「高電力」領域。図 8 参照)

6. ピーク電流は、電源リップルの谷の間はより高くなります。通常動作時、バルクコンデンサの電圧リップルの谷の間に早くも OPP のしきい値を上回ることがあります。ただし、これによって OPP が作動することはありません。バルクコンデンサのリップル電圧の山でしきい値を上回ることがないかぎり、OPP タイムアウトカウンタは 8.33ms または 10ms にリセットされます。60ms の OPP タイムアウトに達することは絶対にありません。OPP が作動するのは、電源サイクルの全体を通じて OPP しきい値を上回る場合のみです。

以上に基づき、式 8 を使用して（最大）電流センス抵抗の値を計算することができます。

$$R_{ISENSE} = \frac{V_{th(sense)opp}}{I_{peak(max)}} = \frac{400 \text{ mV}}{I_{peak(max)}} \quad (8)$$

ここで、

- $V_{th(sense)opp}$  は ISENSE ピンの過電力保護しきい値電圧
- $I_{peak(max)}$  は最大連続一次ピーク電流、すなわち OPP を作動させるピーク電流

次のように、試行錯誤しながら直列抵抗の正確な値を決定することもできます。

1. 出力に負荷を接続し、この負荷をアプリケーションの定格最大連続出力電力に設定する。
2. 電源が最大連続出力電力を供給できる最小電源電圧を適用する。
3. 電源が過電力保護を作動させるまで電流センス抵抗を増加する。次に、通常動作のための一定マージンを維持するため、電流センス抵抗を約 5% 低減する。

センス抵抗は正確（1%）で、かつ低インダクタンスである必要があります。センス抵抗を 2 つまたは 3 つの並列抵抗に分割すると、所要の抵抗および電力定格を実現するのが容易になるだけでなく、インダクタンスの低減にも役立ちます。

#### 4.4.2 最大一時ピーク出力電力の計算

式 9 を使用して、最大瞬間一次ピーク電流を計算することができます。

$$I_{peak(M)(max)} = \frac{V_{sense(max)}}{R_{ISENSE}} = \frac{500 \text{ mV}}{R_{ISENSE}} \quad (9)$$

ここで、

- $V_{sense(max)}$  は ISENSE ピンの最大センス電圧

これで、最大一時ピーク出力電力を計算することができます。<sup>7</sup>

DCM モードの場合：

$$P_{o(M)(max)} = \eta \times \frac{V_i \times NV_o}{V_i + NV_o} \times \frac{1}{2} \times L \times (I_{peak(M)(max)})^2 \times f_{sw} \quad (10)$$

CCM モードの場合：

$$P_{o(M)(max)} = \eta \times \frac{V_i \times NV_o}{V_i + NV_o} \times \left( I_{peak(M)(max)} - \frac{V_i \times NV_o}{2 \times L \times f_{sw} \times (V_i + NV_o)} \right) \quad (11)$$

ここで、

- $\eta$  は最大出力電力時におけるフライバックの期待効率
- $I_{peak(M)(max)}$  は OCP によって制限される最大瞬間一次ピーク電流

7. 最大一時出力電力の計算は、バルクコンデンサの電源リップルに依存していますが、電源リップル自体が出力電力によって決まるため、この計算は複雑になります。

- ・  $f_{sw}$  はスイッチング周波数で、この例では 80kHz（周波数曲線の「ピーク電力」領域。図 8 参照）
- ・  $V_i$  はリップルの谷における整流電源電圧の値

これは、出力電圧が影響を受けない最大一時ピーク出力電力です。

一時ピーク出力電力が十分に高くない場合、それを増大させる唯一の方法は電流センス抵抗の値を低減することです。このようにすると、最大連続出力電力も増大します。

#### 4.4.3 ローパスフィルタ（C7 および R13）

コンデンサ C7 と抵抗 R13 で構成されるローパスフィルタには、2つの目的があります。

- ・ コンデンサ C5 における DC オフセットの原因になる負のスパイクがピンに達するのを防ぎます。内部 ESD 保護ダイオードによって、これらを修正することができます。電流センス抵抗のインダクタンスおよび PCB のトラックは、負のスパイクの発生原因です。
- ・ 遅延の調整による OPP 補正のトリミングの詳細については、セクション 4.4.4 を参照してください。

#### 4.4.4 OPP 補正の調整（C7 および R13）

過電力補正の量は、IC 内では固定されています。これは、ISENSE ピンにおける一次側インダクタンス 650  $\mu$ H、電流センス抵抗 0.2  $\Omega$  および 00pF + 1k $\Omega$  のフィルタにより、標準的な 65W アプリケーションのために改良されています。

さらに、他のアプリケーションのために補償を一定限度内でトリミングすることも可能です。補償は電流センス抵抗によって決まるので、まず最初に電流センス抵抗の値を選択する必要があります。

過電力補正をトリミングする手順は次のとおりです。

1. まず、100pF のコンデンサを ISENSE ピンに接続します。
2. 電源が動作できる最小電源電圧を印加する。
3. OPP が作動するまで徐々に負荷を増やし、最大出力電力を測定する。
4. 電源が動作できる最大電源電圧を印加します。
5. OPP が作動するまで徐々に負荷を増やし、最大出力電力を測定します。
6. 高入力電圧時の最大出力電力が低入力電圧時の最大出力電力よりも低い場合は、ISENSE ピンのコンデンサの容量を（470pF を上限として）増やします（過補正）。高入力電圧時の最大出力電力が低入力電圧時の最大出力電力よりも高い場合は、ISENSE ピンのコンデンサの容量を（47pF を下限として）減らします（不足過補正）。
7. 高入力電圧時と低入力電圧時の最大出力電力が等しくなるまで、手順 2～6 を繰り返します。

#### 備考：

- ・ 入力電圧に応じて変化する出力電力は、一次関数ではありません（図 14 参照）。絶対最小入力電圧（90V (AC)）時と絶対最大入力電圧（264V (AC)）時の最大出力電力が等しくなるように調整している場合、実際の最大出力電力はこれらの制限値の間でわずかに高くなります。

補正を構成するもう 1 つの方法として、公称低メイン (115V (AC)) の最大出力電力が高メイン (230V (AC)) の最大出力電力と等しくなるように補償を調整します。この場合、最大出力電力は、最小 / 最大入力電圧ではやや低くなり、高 / 低公称入力電圧ではやや高くなります。

- ・ 静電容量を 47pF 未満に低減することは避けてください。電流センス抵抗からの負のスパイクが ISENSE ピンに達するのを防ぐためには、ある程度の容量が必要です。
- ・ 静電容量を 47pF よりも大きくすることは避けてください。最小ピーク電流が増大して、可聴ノイズを発生させる可能性があります。
- ・ 抵抗 R13 の値が高すぎると、ソフトスタート性能に影響するので、高くなりすぎないようにしてください。高すぎる場合は、ソフトスタートコンデンサの充電電圧が低減します。1kΩ が、ほとんどのアプリケーションに適切な値です。この抵抗は、できるかぎり ISENSE ピンに近い位置に取り付けてください。

#### 4.4.5 OPP 補償の効果の計算

OPP しきい値における補償オフセットは、式 12 を使用して計算できます。この式は、 $dV/dt > 38.5\text{mV}/\mu\text{s}$  に対して有効です。標準的なアプリケーションの場合、これは入力電圧  $> 90\text{V}$  (AC) に相当します。

$$\Delta V_{ctrl(I_{peak})} = \left( \frac{V_{bulk}}{L} \times R_{ISENSE} - 38.5 \times 10^3 \right) \times 0.6 \times 10^{-6} \quad (12)$$

結果としてのピーク電流低減は、式 13 を使用して計算できます。

$$\Delta I_{peak} = \frac{\Delta V_{ctrl(I_{peak})}}{R_{ISENSE}} \quad (13)$$

ここで、

- ・  $\Delta I_{peak}$  はピーク電流低減
- ・  $\Delta V_{ctrl(I_{peak})}$  は OPP 補償によって発生する  $V_{ctrl(I_{peak})}$  でのオフセット (式 12 参照)
- ・  $R_{ISENSE}$  は電流センス抵抗 (図 1 の R11)

セクション 4.4.1 は、入力電圧補償がない場合のピーク電流および結果として生じる出力電力の計算方法を説明しています。最大出力電力を計算するときは、あらかじめピーク電流から  $\Delta I_{peak}$  を差し引く必要があります。これは、入力電圧補償がない場合の出力電力を計算するうえで必要です。

#### 4.4.6 過電力保護の無効化

TEA1733 シリーズや TEA1738 シリーズとは異なり、TEA1731(L)TS の過電力保護は IC に完全統合されているので、無効化することはできません。例えば第 2IC が過電力保護をするなどの理由でこれが望ましくない場合は、電流センサ抵抗を低減することによってより高い電力にすることができます。電力を低くしすぎることは推奨できません。

- ・ CTRL レンジの一部のみを使ってより高い電力を制御すると、結果的にゲインがかなり高くなり、不安定の原因になることがあります。
- ・ ピーク電流低減の一部をスキップすることは、VCO モードに入る前の低減が不十分であることを意味します。これにより可聴雑音が発生する可能性があります。通常は、周波数が可聴帯域に入る前に、ピーク電流をまず 1/3 に低減します。

#### 4.4.7 ソフトスタート抵抗およびコンデンサの構成

ソフトスタートの時間を構成するには、ソフトスタートコンデンサの値を変更します。ソフトスタートの時間は、次の式で求められる値とほぼ同じです。

$$t_{start(soft)} = R_{start(soft)} \times C_{start(soft)} \quad (14)$$

ソフトスタート時間としては 4ms を推奨します。例えば、R12 = 18kΩ および C5 = 220nF となります。

ソフトスタート抵抗全体の値 (R12 と R13 の合計) が 12kΩ 未満にならないようにしてください。そうしないと、起動時に 55μA 電流源がソフトスタートコンデンサを 0.5V に充電できないことがあります。

備考:

- ・ 長すぎるソフトスタート時間を選択することは避けてください。電源の起動速度が遅ければ遅いほど、補助巻線による VCC コンデンサの充電に時間がかかります。この時間が長すぎると、出力電圧の制御が始まる前に V<sub>CC</sub> は V<sub>th(UVLo)</sub> 未満に低下してしまいます。
- ・ ソフトスタート抵抗値をわずかに変えても、絶対最小入力電圧における最大出力電力に影響します。したがって、R<sub>start(soft)</sub> を設定した後、電流センス抵抗を再調整する必要があるかどうかをチェックしてください。

## 4.5 PROTECT ピン

### 4.5.1 仕様

表 3. PROTECT ピンの仕様

説明	最小	標準	最大
帯域幅	-	300kHz	-
ソース電流	30μA	32μA	34μA
シンク電流	87μA	107μA	127μA
低検出電圧	0.47V	0.5V	0.53V
高検出電圧	0.75V	0.8V	0.85V

### 4.5.2 過電圧保護 (OVP)

外部 OVP が必要なのは、内部 OVP (30V) が高すぎるか、または ±1V よりも正確でなければならぬ場合だけです。

最も低いコストで外部 OVP を実装する方法は、VCC ピンと PROTECT ピンの間にツェナーダイオードを接続することです。しかし、補助巻線と PROTECT ピンの間に独立したフィルタを実装することも可能です。

OVP は、ツェナーを通過する電流が 107μA (標準値) を超えると作動します。ツェナーダイオードの電圧としては、多くの場合、より高い電圧が指定されます。これは、OVP は公称ツェナー電圧よりやや低い電圧で作動することを意味します。

OVP 電圧は、ツェナーダイオードと直列に抵抗 (図 16 の R<sub>OVP</sub>) を接続することによって調整することができます。10kΩ の直列抵抗は、OVP 電圧を約 1V 高くします (ΔV = R<sub>OVP</sub> × 107μA)。



OVP の精度は、二次巻線と補助巻線のカップリングの仕方によって決まります。一方の巻線を他方の巻線の上に直接巻いた場合に、最良のカップリングが得られます。

#### 4.5.3 過熱保護 (OTP)

OTP は、PROTECT ピンと GND ピンの間の抵抗が  $0.53V / 30\mu A = 17.7k\Omega$  より低いと作動することができます。

OTP は、PROTECT ピンと GND ピンの間の抵抗が  $0.47V / 34\mu A = 13.8k\Omega$  より低い場合は必ず作動する必要があります。

最良の精度を得るために、できるだけ高い NTC 抵抗を選択してください (表 4 参照)。

**表 4. 推奨 NTC 値**

*Epcos B57164 シリーズに有効 (他のメーカーが比較可能な値を提供)*

目標温度 (°C)	推奨 NTC 値 (25°C での R) (kΩ)	直列抵抗 (kΩ)
66 ~ 75	100	0 ~ 4.7
76 ~ 82	150	0 ~ 3.0
83 ~ 90	220	0 ~ 3.5
91 ~ 100	330	0 ~ 4.3
≥101	470	≥0

OTP を望みの温度に調整するために  $5k\Omega$  より高い直列抵抗が必要な場合は、より高い NTC 値を選択することを検討してください。

多くの場合、NTC は PCB 上の最も高温の素子の近くに配置されますが、これは必ずしも IC に近い位置ではありません。NTC から PROTECT ピンに至る長い PCB トラックは、アンテナとして振る舞い、妨害波を拾うことがあります。そのような妨害波に対するフィルタを、追加素子なしで構成する方法があります。それは、(いずれにしても必要な) 直列抵抗を、NTC と PROTECT ピンの間に、しかもできるだけピンに近い位置に配置するというものです。

#### 4.5.4 PROTECT ピンを使用しない場合の代替策

外部妨害波によって PROTECT ピンが作動するのを防ぐため、 $10nF$  のコンデンサを PROTECT ピンと GND ピンの間に接続してください。

また、起動前に外部漏れ電流が PROTECT ピンを充電するのを防ぐために、 $470k\Omega$  の抵抗を PROTECT ピンと GND ピンの間に接続してください。

#### 4.6 GND ピン

GND ピンには DRIVER 放電電流も流れるので、GND ピンを小信号グラウンドとして扱うのは避けてください。

5. 起動回路

5.1 2つの抵抗を備えた回路

これは、起動するだけでなく X キャップ放電にも対応できる低コストのソリューションです。

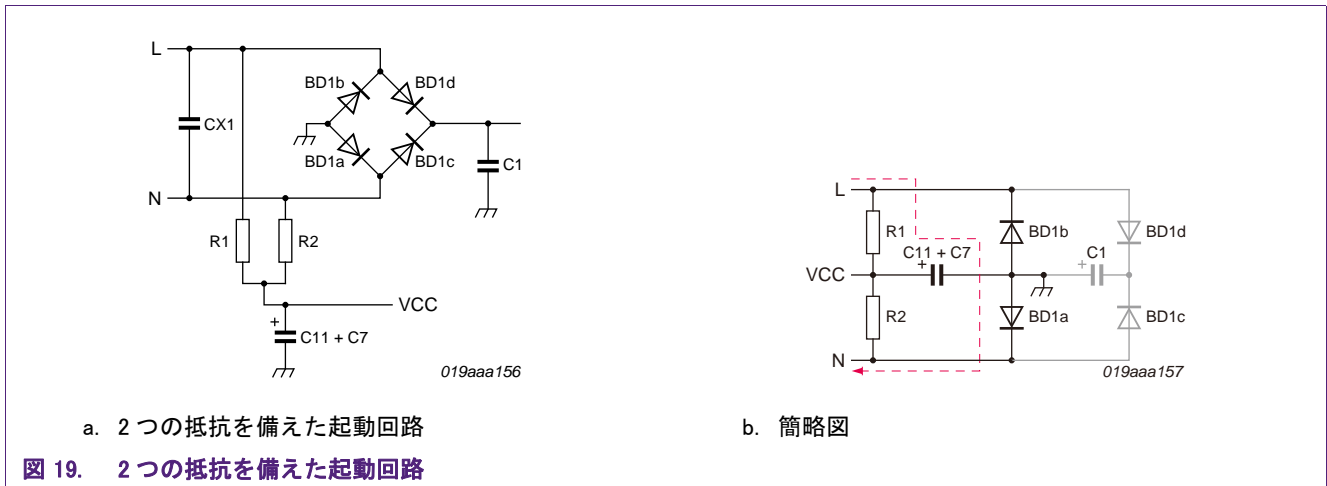


図 19 (b) は、図 19 (a) と同じ回路を示しますが、VCC コンデンサがどのように充電されるかをより明らかにするために作成されています。いったんパルクコンデンサ C1 が完全に充電されると、ダイオード BD1c および BD1d は導電をやめます。電源の負の半サイクルの間、ダイオード BD1a は導通状態を続け、抵抗 R1 を流れる電流によって VCC コンデンサ (C11 + C7) が充電されます。正の半サイクルの間、充電電流の一部が漏れて抵抗 R2 に流入します。抵抗 R2 への電流漏入の最悪ケースは、VCC コンデンサがほぼ完全に充電されたときに発生します。

$$I_{leak} = \frac{V_{startup}}{R2} = \frac{21.3 \text{ V}}{1.5 \text{ M}\Omega} = 14 \text{ }\mu\text{A} \tag{15}$$

(漏れ電流はすでに考慮したものとして) VCC コンデンサへの充電電流の近似値は、次の式によって計算できます。<sup>8</sup>

$$I_{ch} = \frac{\left(2 \times \frac{\sqrt{2}}{\pi} \times V_{mains} - 2 \times V_{CC}\right)}{R1} - I_{CC(startup)} \tag{16}$$

ここで、

- $V_{mains}$  は電源の実効入力電圧
- $I_{CC(startup)}$  はパワーダウンモードにおける IC の供給電流

抵抗 R1 および R2 の値は、X キャップに必要な放電時間 ( $RC < 1s$ ) を確保できると同時に、低電源電圧で許容できる起動時間を実現できるように小さな値にする必要があります。ただし、無負荷時の消費電力をできるだけ抑えるために、可能な限り大きな値を選択することも必要です。

8. 起動時間の計算には、 $V_{CC} = V_{startup} = 21.3V$  を使用します。ラッチ保護時におけるクランプへの最大電流の計算には、 $V_{CC} = V_{clamp(VCC)} = 5.4V$  を使用します。

表 5 に、さまざまな抵抗値とその起動時間の例を示します。

表 5. **さまざまな起動抵抗値と起動時間**  
 VCC キャパシタンス :  $4.7\mu\text{F} + 100\text{nF} = 4.8\mu\text{F}$

抵抗 R1 = R2	90V (AC) での起動時間	115V (AC) での起動時間	230V (AC) <sup>[1]</sup> での電力
680kΩ	1.6s	1.1s	70mW
820kΩ	2.0s	1.4s	59mW
1MΩ	2.5s	1.75s	48mW
1.2MΩ	3.1s	2.1s	40mW
1.5MΩ	4.15s	2.75s	33mW

[1] X キャップ放電と起動を組み合わせた回路の 230V (AC) での消費電力

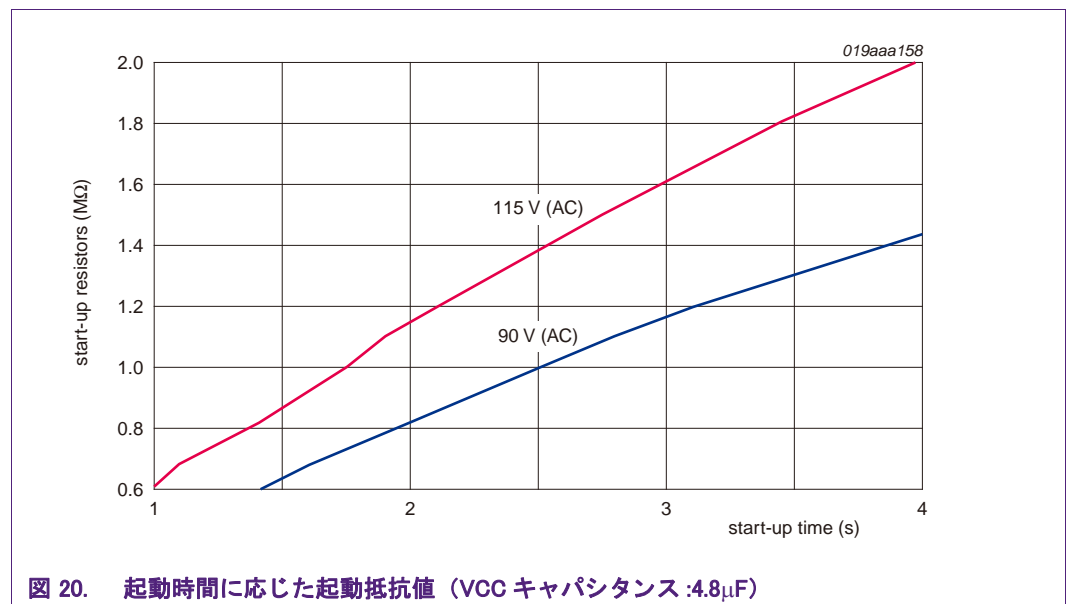


図 20. 起動時間に応じた起動抵抗値 (VCC キャパシタンス :  $4.8\mu\text{F}$ )

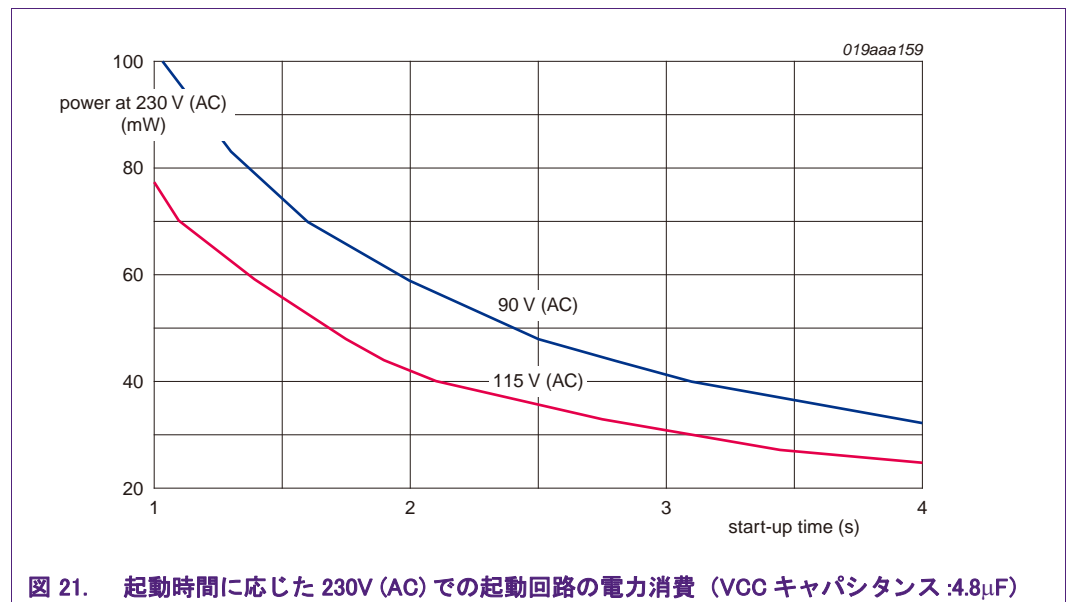


図 21. 起動時間に応じた 230V (AC) での起動回路の電力消費 (VCC キャパシタンス :  $4.8\mu\text{F}$ )

図 21 は、起動と X キャップ放電を組み合わせた回路で消費される電力を、起動時間に応じて示しています。このグラフは、次のように電力を節約する方法を示しています。

- ・ 115V (AC) での起動時間を 2s から 3s に増やすことによって、無負荷時の電力を 10mW 以上節約できます。
- ・ 90V (AC) ではなく 115V (AC) での起動時間を指定することによって、無負荷時の電力を約 17mW 節約できます。

1206 サイズの抵抗のほとんどの電圧定格は 200V にすぎません。230V (AC) のアプリケーションでは、起動抵抗にかかる電圧は 400V 近くになります。これは、SMD 抵抗を使用する場合は、R1 および R2 をそれぞれ 2 つの直列抵抗に分割する必要があることを意味します。

## 5.2 起動時間の測定

ブリッジダイオード全体にわたるキャパシタンスによって、一次側グラウンドを基準にしたブリッジ整流前の電圧の波形が変わります。これにより、起動時間を大幅に短縮できます。オシロスコープの接地クリップをフライバックコンバータの一次側グラウンドに接続すると、ブリッジダイオード全体にわたり数 nF 追加できます。追加できる値は、接地する電源のキャパシタンスによって異なります。

最悪ケースの正確な起動時間を測定できるように、回路基板に一次側グラウンドとの容量性カップリングがないことを確認します。

- ・ 電源入力ケーブルで電流プローブを使用して、電源のスイッチオンを検出します。
- ・ 電源入力ケーブルで同じ電流プローブを使用して、電源がスイッチングを開始したことを検出することもできます。電源がスイッチングを開始した瞬間から、出力電圧の 90% に達するまでの時間はわずか数 ms にすぎません。起動時間全体から見れば、この時間は無視してかまいません。オシロスコープで出力電圧を測定する必要がある場合は、Y キャップを除去することにより、一次側グラウンドとの容量性カップリングの発生を防ぎます。
- ・ 電子負荷ではなく抵抗負荷を使用します。電子負荷を使用する必要がある場合は、Y キャップを除去します。

起動時間を測定するときは、次の点も重要です。

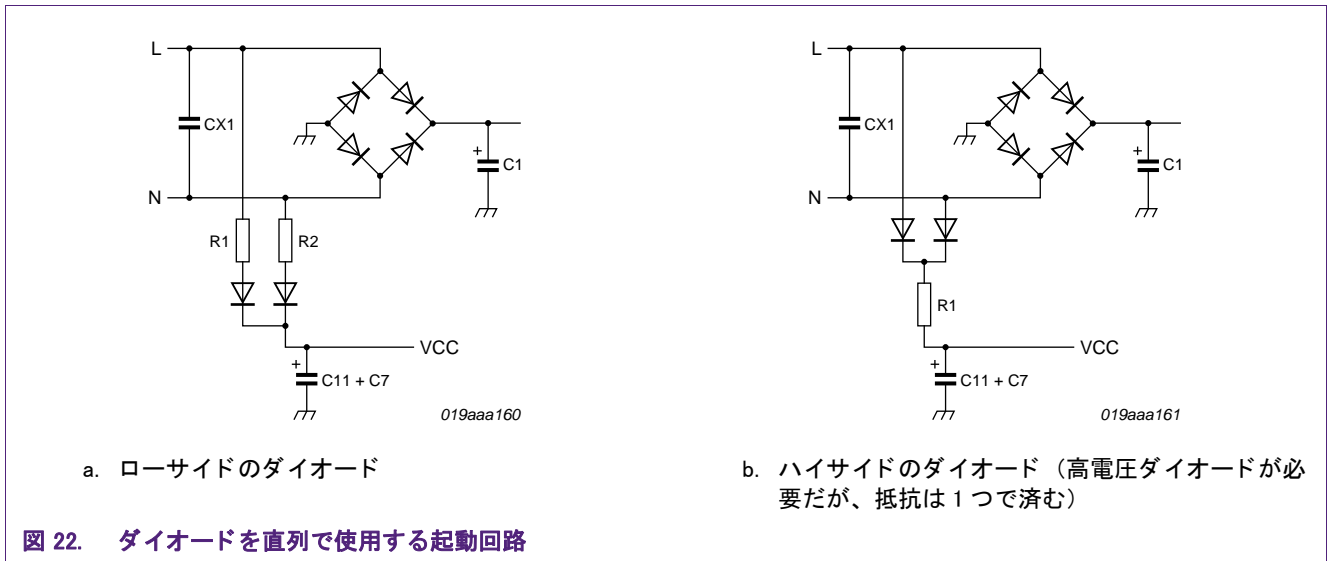
- ・ 測定を開始する前に、VCC コンデンサが完全に放電されていることを確認します。
- ・ プローブまたはマルチメータを VCC に接続しないでください。10M $\Omega$  のインピーダンスでも、測定に影響を及ぼします。

## 5.3 ダイオードを備えた起動回路

セクション 3.2.1 で説明したように、2 つの抵抗を備えた起動回路には欠点もあります。電流の一部は VCC コンデンサに流入せず、抵抗のいずれかで失われます。これは、抵抗と直列にダイオードを配置することによって防ぐことができます (図 22 参照)。

図 22 (a) では、2 つの抵抗と 2 つの低電圧ダイオードが必要です。図 22 (b) では、抵抗は 1 つで済みますが、2 つの高電圧ダイオードが必要になります。

90V (AC) でダイオードを追加すると、無負荷消費電力を増やさずに、起動時間が約 20% 短縮します。115V (AC) での起動時間短縮率は約 10% です。



ダイオードが X キャップの放電路を遮断することはありません。X キャップは、R1 または R2 を経由して直列ダイオードから VCC に放電します。VCC 側からは、グラウンドへの複数の経路があります。IC がパワーダウンモードのときでも、VCC ピンのクランプは機能しています。グラウンドからは、ブリッジダイオードの 1 つから X キャップへの帰還路を見つけることができます。

VCC コンデンサへの充電電流の近似値は次のとおりです。<sup>9</sup>

$$I_{ch} = \frac{\left(2 \times \frac{\sqrt{2}}{\pi} \times V_{mains} - V_{CC}\right)}{R1} - I_{CC(startup)} \tag{17}$$

#### 5.4 チャージポンプを使用した起動回路

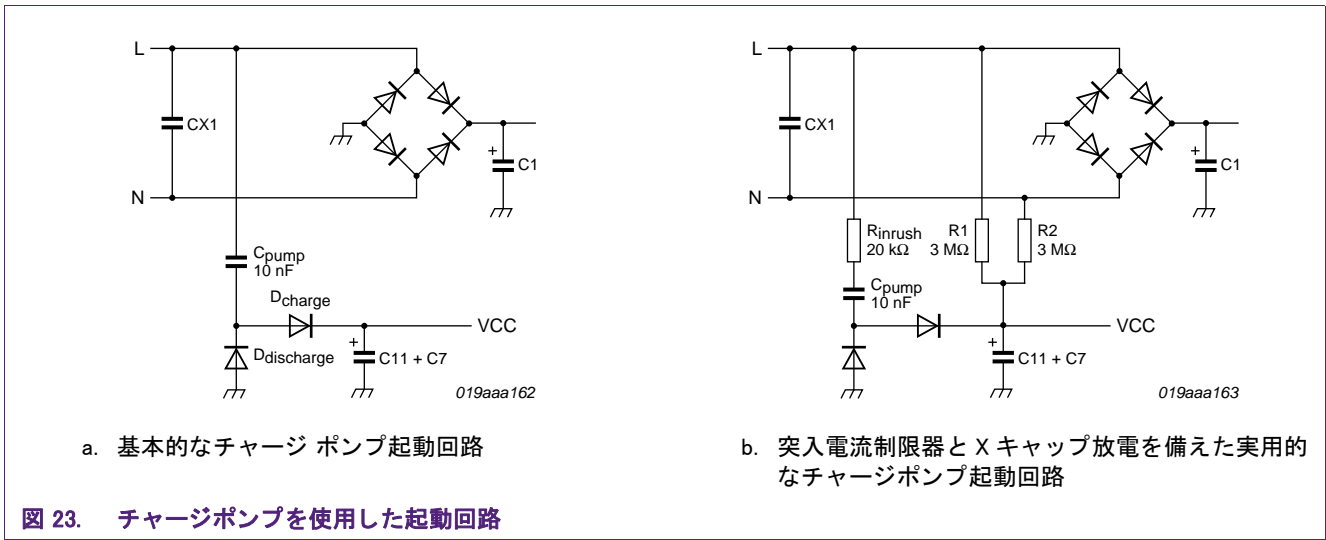
無負荷電力要件を起動時間要件と併用できない場合は、図 23 (a). に示すチャージポンプ回路を使用して、起動時間を効率よく短縮することができます。

電源の各サイクルにおける正の半サイクルの間、電流は L からコンデンサ C<sub>pump</sub> とダイオード D<sub>ch</sub> を経由して、VCC コンデンサに流れます。このプロセスは、コンデンサ C<sub>pump</sub> が完全に充電されると停止します。

電源の負の半サイクルで、コンデンサ C<sub>pump</sub> が放電されます。コンデンサ C<sub>pump</sub> からコンデンサ C1 を経由してグラウンドに放電し、グラウンドからダイオード D<sub>dch</sub> を経由してコンデンサ C<sub>pump</sub> に戻ります。

抵抗起動回路の場合とは異なり、回路自体で電力が大きく失われることはありません。

9. 起動時間の計算には、V<sub>CC</sub> = V<sub>startup</sub> = 21.3V を使用します。ラッチ保護時におけるクランプへの最大電流の計算には、V<sub>CC</sub> = V<sub>clamp(VCC)</sub> = 5.4V を使用します。



チャージポンプ回路には、Xキャップの放電回路は用意されていません。抵抗起動回路は、Xキャップを放電するだけでなく、VCC コンデンサを充電する際にも役立つため、抵抗起動回路を使用することでXキャップの放電回路を効率的に用意できます（図 23 (b) 参照）。

- ・ R1 と R2 には、Xキャップの放電要件 ( $R \times C < 1s$ ) を満たすことができる範囲で、できるだけ大きな値を選択してください。  $R \times C < 1s$  :
  - 330nF の Xキャップの場合 :  $R < 3M\Omega$
  - 220nF の Xキャップの場合 :  $R < 4.5M\Omega$
- ・  $C_{pump}$  には、起動時間の目標を達成できる高い値を選択する必要があります。10nF から始め、適切な起動値が得られるように増減します。このコンデンサは、高耐圧コンデンサである必要があります。
- ・ 抵抗  $R_{inrush}$  の目的は、正弦波の頂点で電源のプラグを差し込んだときの突入電流を制限することです。損失を最小限に抑えるために値をできるだけ小さくする反面、抵抗のパルス電力定格に適合できる範囲内で、突入電流に耐えるのに十分な大きさの値にする必要があります。
- ・ 絶縁破壊電圧が 30V より高ければ、どのような低電圧型ダイオードも使用できます（絶縁破壊電圧  $> 30V$ ）。
- ・ 最大入力電圧での平均起動電流が VCC ピンのクランプの最大電流（1mA）を上回る場合は、ダイオード  $D_{dch}$  を 27V のツェナーダイオードで置き換える必要があります。チャージポンプが内部 OVP を作動させる可能性があるため、これより電圧の高いツェナーダイオードは使用しないでください。また、通常動作時に電力がむだにしようひされないようにするため、これより低い電圧のツェナーダイオードの使用も避けてください。

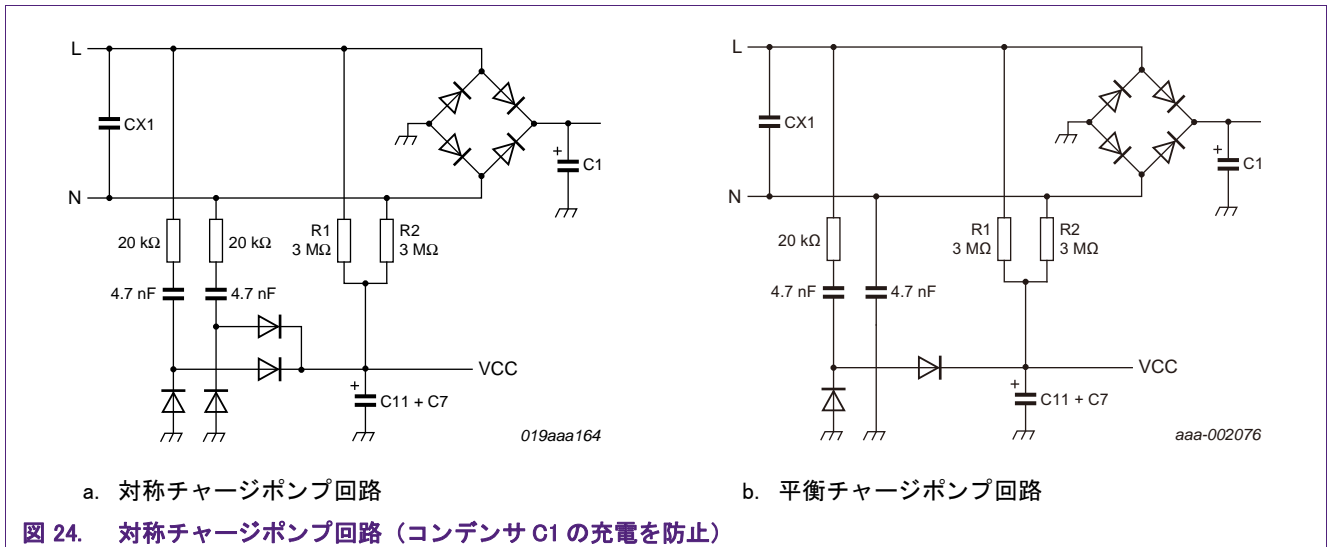
CAUTION



The rated maximum voltage of the high-voltage bulk capacitor can be exceeded if it is overcharged by the charge pump.

**備考:** これは、消費電力が非常に少ないときにラッチオフ状態で発生する可能性があります。その場合、チャージポンプは VCC コンデンサを充電するだけでなく、ブリッジダイオードの他方の側にある高電圧バルクコンデンサ (C1) も低速で充電します。ラッチ保護モードでは、チャージポンプが高耐圧バルクコンデンサを定格電圧以上に充電しないことを、最大入力電圧で確認する必要があります。この問題を解決するには、次の 3 つの方法があります。

- ・ 整流電源電圧の負荷を増やします。チャージポンプが高耐圧バルクコンデンサを損傷するのを防ぐために、整流電源電圧に何らかの負荷を加える必要がある場合でも、チャージポンプは抵抗回路より効率的なソリューションです。
- ・ もう 1 つの解決策は、同じ仕様のチャージポンプを追加し、その入力を L ではなく N に接続することです (図 23 (a) および図 24 を参照)。この場合、 $C_{\text{pump}}$  の値は 2 で割ることができます。
- ・ さらに別の解決策は、基本的には上と同じですが、コンデンサを N に追加します。この場合、コンデンサ  $C_{\text{pump}}$  を 2 で割ることはできません (図 23 および図 24 (b) を参照)。



### 5.4.1 チャージポンプと PFC の併用

PFC (力率補正器) を使用すると、バルクコンデンサの電圧を整流電源電圧よりも (かなり) 高くすることができます。このような環境下では、チャージポンプから提供される起動電流を減らすことも、完全に停止することもできます。この状況で再起動が発生した場合、起動時間が非常に長くなる可能性があります。これは、対称チャージポンプを使用することで解決できます。

## 6. 無負荷電力を低減させる方法

このセクションでは、TEA1731 ベースのフライバックコンバータで、無負荷電力を最小限に抑える方法について説明します。

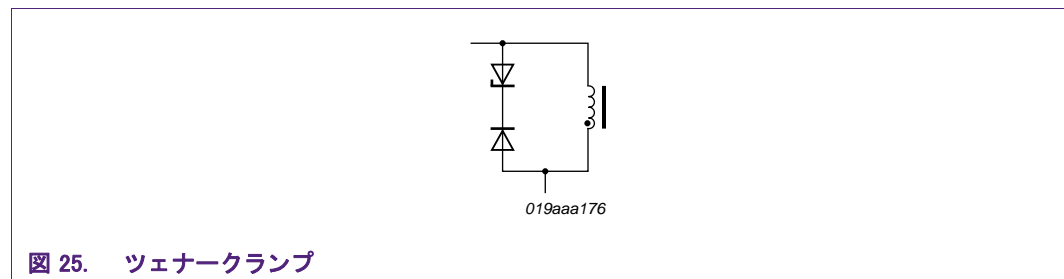
### 6.1 パワー LED の除去

一部のアダプタでは、電力が存在することを示すために LED が出力に接続されています。20V の出力電圧から供給される 2.5mA の LED 電流により、無負荷電力には 50mW の電力が追加されます。

高効率 LED をフォトカプラの LED と直列に配置しても、消費電力が増加することはありませんが、LED の輝度は負荷に応じてわずかに変化します。その他の方法として、別の低圧巻線から LED に給電することも考えられます。

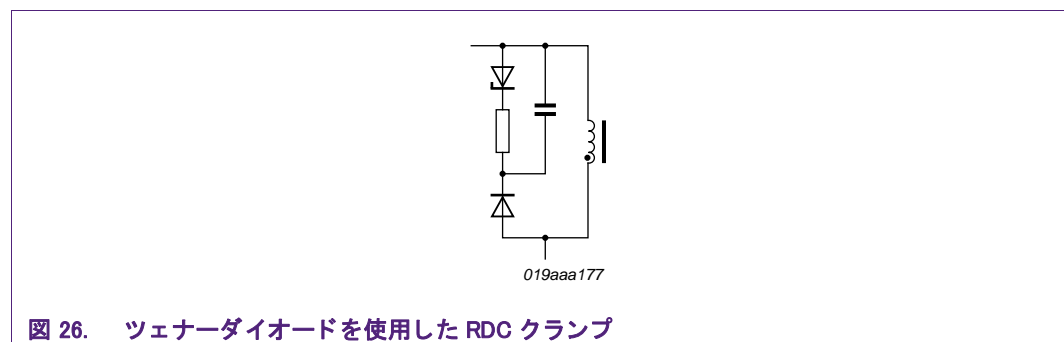
### 6.2 一次側 RDC クランプからツェナークランプへの変更

ツェナークランプの利点は、実際に必要とされる場合にのみ導電し、スイッチング周波数とは無関係であることです。RDC (Resistor Diode Capacitor) クランプと比べると、無負荷電力は低減しますが、コストと EMI が増えます。



### 6.3 ツェナーダイオードを使用した RDC クランプの変更

ツェナーダイオードを RDC クランプの抵抗と直列に配置すると、無負荷時に低周波数で稼働しているときに、各スイッチングサイクルでコンデンサがほぼ完全に放電するのを防ぐことができます。ツェナーダイオードを追加するとコストが増加し、また EMI も増加する場合があります（ただし、ツェナークランプほどではありません）。抵抗 R9（図 1）を 100V ツェナーに置き換えると、230V (AC) で 5mW 節約されます。





## 6.4 起動時間の仕様の再検討

通常、電源の最大起動時間は低公称電源電圧（115V (AC)）で指定します。ただし、最大起動時間を絶対最小電源電圧（90V (AC)）で指定することもあります。その場合、起動時間の仕様を再検討することをお勧めします。90V (AC) の電圧は実動作時間全体の 1% 未満程度発生すると考えられます。しかし、90V (AC) で 2s の起動時間を実現するには、230V (AC) で 17mW の余分な起動電力が必要となります。<sup>10</sup>

2s ではなく、3s の最大起動時間を許容することで、さらに 11 mW の節約ができます（図 21 参照）。

## 6.5 VCC コンデンサ値の低減

小型の VCC コンデンサを使用すると、起動回路の効率を大幅に向上できます。VCC コンデンサを同じ時間で半分だけ充電すると、必要な電力が半分で済みます。115V (AC) での最大起動時間が 2s の場合、VCC キャパシタンスを 4.8 $\mu$ F から 2.3 $\mu$ F に減らし、起動抵抗値を倍にすることで約 20mW を節約できます。

## 6.6 X キャップの品質

良質の X キャップを使用してください。低品質の X キャップ（330nF）を使用すると、60Hz、230V (AC) で 25mW も浪費する可能性があります。良質の X キャップであれば、浪費される電力は 2mW 足らずです。

## 6.7 X キャップ値

X キャップの値を減らすと、X キャップの損失も減少します。EMI の問題は、非常に大きい X キャップを使用することで解決するのではなく、発生元で解決することをお勧めします。X キャップ値を減らすと、X キャップ自体の損失だけでなく、必要な X キャップ放電回路の損失も減少します。

## 6.8 アクティブ X キャップ放電

パッシブ X キャップ放電（抵抗）をアクティブ放電回路で置き換えます（高耐圧トランジスタが必要）。

## 6.9 アクティブ起動回路

パッシブ起動回路（抵抗）を、起動時にのみアクティブになるアクティブ充電回路で置き換えます（高電圧トランジスタが必要）。

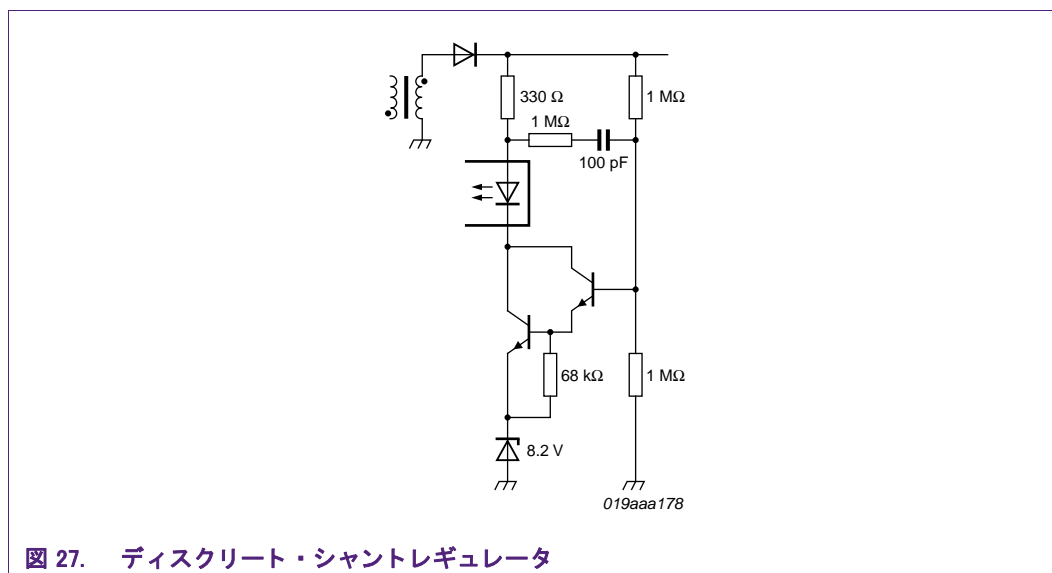
## 6.10 出力分圧器のインピーダンスの増加

出力分圧器（図 1 の抵抗 R23 と R24）のインピーダンスを倍にすると、約 5mW 節約されます。この場合、同じループ応答を維持するために、コンデンサ C16 と抵抗 R22 も適応させる必要があります。インピーダンスをどれだけ増やせるかは、PCB のレイアウトとシャントレギュレータの入力電流によって決まります。

10. 2つの抵抗起動回路を使用し、VCC キャパシタンスが 4.8 $\mu$ F (4.7 $\mu$ F + 100nF) の場合。

### 6.11 集積化されたシャントレギュレータ (TL431) からディスクリート・シャントレギュレータへの置き換え

入手しやすい統合 TL431 シャントレギュレータの多くは、適切なレギュレーションを行うために 1mA を必要とします。ただしメーカーによっては、0.5mA または 0.6mA が指定されています。低い（温度が安定した）シャントレギュレータをディスクリートで作成することは難しくありません（図 27 参照）。



**備考:** 二次側の消費電力が低すぎると、コントローラのスイッチングが不十分になり、 $V_{CC}$  を  $V_{th(UVLO)}$  より上に維持できないことがあります。

## 7. レイアウトに関する推奨事項

### 7.1 入力部

- ・電源線路 (L と N) を低オームに保ち、ループを回避するために相互に近づけます。
- ・各コモンモードチョークは、電力部 (MOSFET およびトランス) から離し、また相互に離して配置して、他の素子との磁気結合を防ぎます。
- ・ブリッジダイオードからコンデンサ C1 への線路を低オームに保ち、相互に近づけます。

### 7.2 電力部

- ・ブリッジダイオードの負端子から電流センス抵抗 R11 への接続は、コンデンサ C1 を介して行う必要があります。
- ・ブリッジダイオードの正端子からトランスへの接続は、コンデンサ C1 を介して行う必要があります。
- ・コンデンサ C1 からトランス、MOSFET Q1、および電流センス抵抗を經由してコンデンサ C1 に戻るループの交差部は、できるだけ小さくしておきます。
- ・コンデンサ C2 をコンデンサ C1 の近くに配置します。
- ・ピーククランプ回路の抵抗 R9 と R10、コンデンサ C3、およびダイオード D1 は、トランスに近く TEA1731(L)TS から離れた位置に配置します。
- ・MOSFET Q1 に金属タブが付いている場合は、ヒートシンクと絶縁します。ヒートシンクは、一次側電力接グラウンドに接続します。

### 7.3 補助巻線

- ・ダイオード D3、抵抗 R18、および VCC コンデンサ C11 を補助巻線の近くに配置します。
- ・補助巻線のグラウンドから中央の信号グラウンドへの接続は、コンデンサ C11 を介して行う必要があります。別の線路を使用して、PROTECT ピンや VINSENSE ピンなどでノイズの原因となるこのグラウンドのノイズを回避します。
- ・低オームの線路を使用する中央の信号グラウンドを中央の電力グラウンド (C1) に接続します。
- ・(ダイオード D3 と抵抗 R18 を通る) 補助巻線から VCC コンデンサ C11 を経て補助巻線に戻るループの交差部は、できるだけ小さくしておきます。

### 7.4 フライバックコントローラ

- ・TEA1731(L)TS をトランスと MOSFET Q1 から離して配置します。
- ・電流センス抵抗 R11 から TEA1731(L)TS への接続を接地線路の近くに維持します。
- ・VCC デカップリングコンデンサ C7 を VCC ピンの近くに配置します。
- ・VCC ピンから VCC コンデンサ C11 への接続は、VCC デカップリングコンデンサ C7 を介して行う必要があります。
- ・GND ピンから中央の信号グラウンドへの接続は、VCC デカップリングコンデンサ C7 を介して行う必要があります。
- ・抵抗 R13 を ISENSE ピンの近くに配置します。

- ・ コンデンサ C10 および抵抗 R17 を PROTECT ピンの近くに配置します。コンデンサ C10 の他方の端子は、GND ピンにショートさせる必要があります。
- ・ コンデンサ C9 を CTRL ピンの近くに配置します。

## 7.5 電源の分離

- ・ 一次側と二次側の銅線線路間の間隔を 6mm 以上に保ちます。
- ・ Y キャップ CY1 をトランスの近くに配置します。

## 7.6 二次側

- ・ 二次側ダイオード D9 と D10 のヒートシンク接続：  
(通常はカソードに内部接続される) 金属タブをヒートシンクに直接接続します。  
ヒートシンクを正出力線路に接続します。
- ・ トランスからダイオード D9 と D10、コンデンサ C13 と C14 を経由してトランスに戻るループの交差部は、できるだけ小さくしておきます。出力経路は相互に近づけておきます。
- ・ 抵抗 R24 とシャントレギュレータ U3 には別の信号グラウンドを使用します。抵抗 R24 とシャントレギュレータ U3 からの信号グラウンドを、コンデンサ C19 を介してコンデンサ C13 と C14 の電力グラウンドに接続します。
- ・ コンデンサ C19 を抵抗 R20 と R23 の近くに配置します。
- ・ 抵抗 R20 および R23 から正出力電圧への接続は、コンデンサ C19 から C13 および C14 を経由して行う必要があります。
- ・ シャントレギュレータ U3 と周辺素子をトランスから離して配置します。

## 8. 略語

表 6. 略語

頭字語	記事
CCM	Continuous Conduction Mode (連続導通モード)
DCM	Discontinuous Conduction Mode (不連続導通モード)
EMI	ElectroMagnetic Interference (電磁干渉)
LEB	Leading-Edge Blanking (リーディングエッジブランキング)
NTC	Negative Temperature Coefficient (負の温度係数)
OCP	OverCurrent Protection (過電流保護)
OPP	OverPower Protection (過電力保護)
OTP	OverTemperature Protection (過温度保護)
OVP	OverVoltage Protection (過電圧保護)
PFC	Power Factor Corrector (力率改善回路)
SMPS	Switched Mode Power Supply (スイッチモード電源)
UVLO	UnderVoltage LockOut (低電圧ロックアウト)
VCO	Voltage Controlled Oscillator (電圧制御発振器)

## 9. 法務関連情報

### 9.1 定義

#### 暫定版

この文書は暫定版です。内容はまだ内部査読の段階にあり、正式な承認を受ける必要があります。場合によっては変更または追加が行われる可能性があります。NXP セミコンダクターズは、この文書に含まれる情報の正確性または完全性についていかなる表示も保証も行わず、かかる情報を使用した結果に対して一切責任を負いません。

なお、日本語の資料はあくまでも参考資料です。英語版における訂正、変更、改版に追従していない場合があります。必ず最新の英語版でのご確認をお願いいたします。

### 9.2 免責条項

#### 有限保証および有限責任

この文書に含まれる情報の正確性および信頼性については万全を期しております。ただし、NXP セミコンダクターズは、明示であると黙示であるとを問わず、かかる情報の正確性または完全性についていかなる表示も保証も行わず、かかる情報を使用した結果に対して一切責任を負いません。NXP セミコンダクターズは、NXP セミコンダクターズ以外の情報源から提供されたこの文書の内容について一切責任を負いません。

NXP セミコンダクターズは、損害が不法行為（不注意を含む）、保証書、契約違反、その他の法律理論に基づくものかどうかを問わず、間接損害、偶発的損害、派生的損害、懲罰的損害、特別損害、または結果損害（逸失収益、逸失貯蓄、事業の中断、製品または再生代価の除去もしくは置換に関連する費用を含みますが、これらに限定されません）について一切責任を負いません。

何らかの理由によりお客様が損害を被った場合、この文書で説明されている製品について NXP セミコンダクターズがお客様に対して負う集合的および累積的な責任の上限は、NXP セミコンダクターズの「売買条件」の規定に準拠するものとします。

#### 変更を加える権利

NXP セミコンダクターズは、この文書で公開された情報（仕様および製品の説明を含みますが、これらに限定されません）を通知なくいつでも変更する権利を留保します。この文書は、この文書の発行前に提供されたすべての情報に優先し、それらに代わるものとなります。

#### 用途適合性

NXP セミコンダクターズの製品は、生命維持のためのシステムまたは機器、または人命や安全にとって重要なシステムまたは機器での使用、または NXP セミコンダクターズ製品の故障または不具合が人の負傷、死亡、または財産もしくは環境の深刻な損害につながるものが合理的に予測されるアプリケーションに適した製品としては設計、承認、保証されていません。NXP セミコンダクターズおよびそのサプライヤは、このような機器またはアプリケーションにおける NXP セミコンダクターズ製品の組み込みまたは使用に対して一切責任を負わず、したがってかかる組み込みまたは使用はお客様の責任において行われるものとします。

#### アプリケーション

これらの製品のいずれかに関してこの文書に記載されているアプリケーションは、説明のみを目的としています。NXP セミコンダクターズは、さらなる試験または変更を行わなくてもこれらのアプリケーションが特定の用途に適しているとは説明も保証もしません。

お客様は、NXP セミコンダクターズの製品を使用するお客様独自のアプリケーションおよび製品の設計および操作に関して責任があり、NXP セミコンダクターズはアプリケーションまたはお客様の製品設計を支援する責任を負いません。お客様が計画しているアプリケーションおよび製品、およびお客様の第三者の顧客が計画しているアプリケーションおよび用途に対し NXP セミコンダクターズの製品が適しているかどうかの判断は、お客様のみの責任に置いて行われるものとします。お客様独自のアプリケーションおよび製品に関連するリスクを最小限に抑えるため、お客様は設計および作業について適切な安全対策を講じる必要があります。

NXP セミコンダクターズは、お客様のアプリケーションまたは製品、またはお客様の第三者の顧客のアプリケーションまたは使用における弱点または不注意に起因するいかなる不具合、損害、コスト、ま

たは問題に対しても一切責任を負いません。お客様には、NXP セミコンダクターズの製品を使用したお客様のアプリケーションおよび製品について必要なあらゆる試験を行うことにより、お客様のアプリケーションおよび製品の不具合またはお客様の第三者の顧客のアプリケーションおよび使用における不具合を避ける責任があります。NXP はこの点に関して一切責任を負いません。

#### 輸出規制

この文書およびこの文書に記述された項目は、輸出規制の対象となる場合があります。輸出には国家当局の事前の許可が必要になることがあります。

#### 高電圧評価製品の安全性

本製品を動作させるときに存在する被絶縁高電圧は、感電、人の負傷、死亡または火災の危険を伴います。本製品は評価のためにのみ使用されることを目的としています。本製品は、専用の試験エリアにおいて、

現地の条例および労働法に基づき被絶縁電源電圧および高電圧回路を取り扱う資格を認められた技術者によってのみ使用されるものとします。

本製品は、国家または地方の安全基準に基づく IEC 60950 には適合していません。NXP セミコンダクターズは、本製品の不適切な使用によりまたは被絶縁高電圧に関連して発生した損害に関するいかなる責任も引き受けません。本製品のいかなる使用も、お客様自身の危険および責任においてなされるものとします。お客様は、NXP セミコンダクターズが、本製品の使用の結果生じるいかなる義務、損害および損害賠償について一切の責任から免除されるようにするものとします。

#### 商標

注記：この文書に記載されているすべてのブランド、製品名、サービス名および商標はそれぞれの所有者の知的財産です。

GreenChip – NXP N.V. の商標です。

10. 目次

<b>1</b>	<b>概説</b> .....	<b>3</b>	3.4.9	外部出力過電圧保護 (OVP).....	18
1.1	範囲 .....	3	3.4.10	外部過熱保護 (OTP).....	18
1.2	特長 .....	3	3.4.11	低電圧ロックアウト (UVLO).....	18
1.3	アプリケーション.....	3	3.4.11.1	再起動バージョン (TEA1731TS).....	18
1.4	TEA1738 シリーズに対する TEA1731 シリーズの 相違点 .....	4	3.4.11.2	ラッチバージョン (TEA1731LTS).....	18
1.5	TEA1733 シリーズに対する TEA1731 シリーズの 相違点 .....	4	3.4.12	過電流保護 (OCP) .....	18
1.6	ラッチバージョンおよびセーフ再起動バージョン .....	5	3.5	過電力保護および過電流保護 .....	19
1.7	アプリケーション図.....	6	3.5.1	連続および一時出力電力の制限 .....	19
<b>2</b>	<b>ピンニング</b> .....	<b>7</b>	3.5.2	OPP の動作 .....	19
2.1	ピンニング図.....	7	3.5.3	ピーク電流制御 (OCP) .....	20
2.2	ピンの説明 .....	7	3.5.4	入力電圧補償 .....	20
<b>3</b>	<b>機能説明</b> .....	<b>9</b>	3.5.4.1	目的 .....	20
3.1	全般 .....	9	3.5.4.2	実装 .....	20
3.2	起動 .....	9	3.5.5	過電力タイムアウト .....	23
3.2.1	VCC コンデンサの充電 .....	9	3.5.6	再起動遅延 (TEA1731TS のみ).....	23
3.2.2	起動条件 .....	10	3.5.7	再起動遅延に対する OPP タイムアウトの比率	24
3.2.3	ソフトスタート.....	10	3.6	外部過電圧保護および過熱保護.....	24
3.2.4	クランプ .....	11	3.6.1	全般 .....	24
3.3	電力制御 .....	11	3.6.2	回路の説明 .....	25
3.3.1	全般 .....	11	3.6.3	フィルタリング .....	25
3.3.2	入力バイアス.....	12	3.6.4	外部出力過電圧保護 .....	25
3.3.3	ピーク電流制御.....	13	3.6.5	外部過熱保護 .....	25
3.3.4	周波数制御 .....	13	3.6.6	クランプ .....	26
3.3.5	スイッチオフ遅延.....	14	3.7	スロープ補償 .....	26
3.3.6	リーディングエッジブランキング (LEB) .....	15	3.8	ドライバ .....	26
3.4	各種保護の概要.....	15	3.9	周波数変調 .....	26
3.4.1	全般 .....	15	<b>4</b>	<b>アプリケーション (ピンごと).....</b>	<b>27</b>
3.4.2	再起動保護 .....	15	4.1	VCC ピン.....	27
3.4.2.1	正常再起動 (ショート再起動).....	15	4.1.1	起動回路 .....	27
3.4.2.2	OPP 再起動 (restart (ロング再起動。 TEA1731LTS にはない機能).....	15	4.1.2	VCC コンデンサ .....	27
3.4.3	ラッチ保護 .....	16	4.1.3	補助巻線またはテイクオーバー巻線.....	27
3.4.3.1	ラッチオフ状態.....	16	4.1.4	最大起動電流 .....	28
3.4.3.2	ラッチ保護のリセット.....	16	4.1.5	PCB のレイアウト .....	28
3.4.4	最大デューティサイクルの制限 (サイクル単位) 16		4.2	CTRL ピン .....	28
3.4.5	最大デューティサイクルの保護 (電圧低下保護) 17		4.3	DRIVER ピン .....	28
3.4.5.1	目的 .....	17	4.4	ISENSE ピン .....	29
3.4.5.2	実装 .....	17	4.4.1	電流センス抵抗の構成 .....	29
3.4.5.3	電圧低下 .....	17	4.4.2	最大一時ピーク出力電力の計算 r .....	30
3.4.6	内部過熱保護 (OTP).....	17	4.4.3	ローパスフィルタ (C7 および R13) .....	31
3.4.7	過電力保護 (OPP).....	17	4.4.4	OPP 補償の調整 (C7 および R13).....	31
3.4.8	内部出力過電圧保護 (OVP).....	17	4.4.5	OPP 補償の効果の計算 .....	32
			4.4.6	過電力保護の無効化 .....	32
			4.4.7	ソフトスタート抵抗およびコンデンサの構成 .....	32

continued >>



4.5	PROTECT ピン	33
4.5.1	仕様	33
4.5.2	過電圧保護 (OVP)	33
4.5.3	過熱保護 (OTP)	33
4.5.4	PROTECT ピンを使用しない場合の代替策	34
4.6	GND ピン	34
<b>5</b>	<b>起動回路</b>	<b>35</b>
5.1	2つの抵抗を備えた回路	35
5.2	起動時間の測定	37
5.3	ダイオードを備えた起動回路	37
5.4	チャージポンプを使用した起動回路	38
5.4.1	チャージポンプとPFCの併用	40
<b>6</b>	<b>無負荷電力を低減させる方法</b>	<b>41</b>
6.1	パワーLEDの除去	41
6.2	一次側RDCクランプからツェナークランプへの変更	41
6.3	ツェナーダイオードを使用したRDCクランプの変更	41
6.4	起動時間の仕様の再検討	42
6.5	VCCコンデンサ値の低減	42
6.6	Xキャップの品質	42
6.7	Xキャップ値	42
6.8	アクティブXキャップ放電	42
6.9	アクティブ起動回路	42
6.10	出力分圧器のインピーダンスの増加	42
6.11	集積化されたシャントレギュレータ (TL431) からディスクリート・シャントレギュレータへの置き換え	43
<b>7</b>	<b>レイアウトに関する推奨事項</b>	<b>44</b>
7.1	入力部	44
7.2	電力部	44
7.3	補助巻線	44
7.4	フライバックコントローラ	45
7.5	電源の分離	45
7.6	二次側	45
<b>8</b>	<b>略語</b>	<b>46</b>
<b>9</b>	<b>法務関連情報</b>	<b>47</b>
9.1	定義	47
9.2	免責条項	47
9.3	商標	47
<b>10</b>	<b>目次</b>	<b>48</b>

Please be aware that important notices concerning this document and the product(s) described herein, have been included in section 'Legal information'.

© NXP B.V. 2014.

All rights reserved.

詳細は弊社ウェブサイトをご覧ください: <http://www.jp.nxp.com>  
お近くのオフィスの住所については電子メールでお問い合わせください:  
[nxp-j.support@nxp.com](mailto:nxp-j.support@nxp.com)

発行日: 2014年3月26日

