

AN10868

GreenChip TEA1733 シリーズ 固定周波数フライバック コントローラ

Rev.02 — 2010 年 8 月 19 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、TEA1733、SMPS、フライバック、アダプタ、ノートブック、LCD モニタ
概要	TEA1733 は、低コストの GreenChip ファミリー製品です。TEA1733 は、アプリケーション(ノートブック、プリンタ、LCD モニタなど)の最大 75 W の電源向け固定周波数フライバック コントローラです。



改訂履歴

改訂	日付	説明
02	20100601	タイプ番号 TEA1733AT、TEA1733MT、TEA1733P、TEA1733LP を追加
01	20091209	初版

連絡先情報

詳細については、<http://www.nxp.com> を参照してください。

販売部門のアドレスについては、電子メールで salesaddresses@nxp.com にお問い合わせください。

1. 序論

TEA1733 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。

1.1 範囲

このアプリケーションノートでは、TEA1733 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。TEA1733 デモボードについては、別のユーザー マニュアル (UM10385) に記載されています。

1.2 機能

- 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
- 広範囲の入力電圧に対応 (12 V ~ 30 V、100 ms での許容ピーク値は 35 V)
- 非常に小さい供給電流で起動および再起動 (標準値は、10 μ A)
- 小さい供給電流で通常動作 (標準値は、無負荷時 500 μ A)
- 過電力補償 (高 / 低ライン補償)
- 調整可能な過電力タイムアウト
- 調整可能な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、ピーク電流固定化を行うことにより、高効率を維持
- CCM 動作のためのスロープ補償
- 調整可能かつ低い過電流保護 (OCP) トリップ レベル
- 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))
- 内部 OTP

1.3 応用例

TEA1733 は、効率的でコスト効率にも優れた最大 75 W の電源ソリューションを必要とする、次のような用途に適しています。

- ノートブック
- LCD モニタ
- プリンタ

1.4 TEA1733 シリーズ タイプの概要

表 1. TEA1733 シリーズ タイプの概要

次の表は、TEA1733 の各種バージョンの違いだけを示しています。他の特性はすべて同じです。

特性	TEA1733T	TEA1733LT	TEA1733P	TEA1733LP	TEA1733AT	TEA1733MT
パッケージ	SO8		DIP8		SO8	
スイッチング周波数	66.5 kHz				89 kHz	
過電力保護 [1]	再起動	ラッチ	再起動	ラッチ	再起動	ラッチ
周波数ジッタ範囲	± 4.0 kHz				± 4.7 kHz	
スロープ補償	25 mV/μs				34 mV/μs	

[1] ラッチバージョンと再起動バージョンは、過電力保護を処理する方法だけが異なります。PROTECT ピン (出力過電圧保護、過熱保護) または内部過熱保護によって作動する保護では、常にラッチオフ状態になります。VINSENSE ピン (電圧低下、入力過電圧保護) によって作動する保護では、常に再起動が実行されます。

1.5 ラッチバージョン — TEA1733LT、TEA1733LP、TEA1733MT

TEA1733 の全バージョンに、再起動バージョンとラッチバージョンが用意されています。この 2 つのバージョンでは、次のように過電力保護 (OPP: OverPower Protection) を処理する方法だけが異なります。

- TEA1733T、TEA1733P、TEA1733AT: OPP イベントによってセーフ再起動が開始します。
- TEA1733LT、TEA1733LP、TEA1733MT: OPP イベントによって IC がラッチオフ状態に設定されます。

1.6 高スイッチング周波数バージョン — TEA1733AT、TEA1733MT

スイッチング周波数を 89 kHz に増加することには、次の重要な利点があります。

- 同じ誘導鉄心サイズで出力電力を増加させることができます。

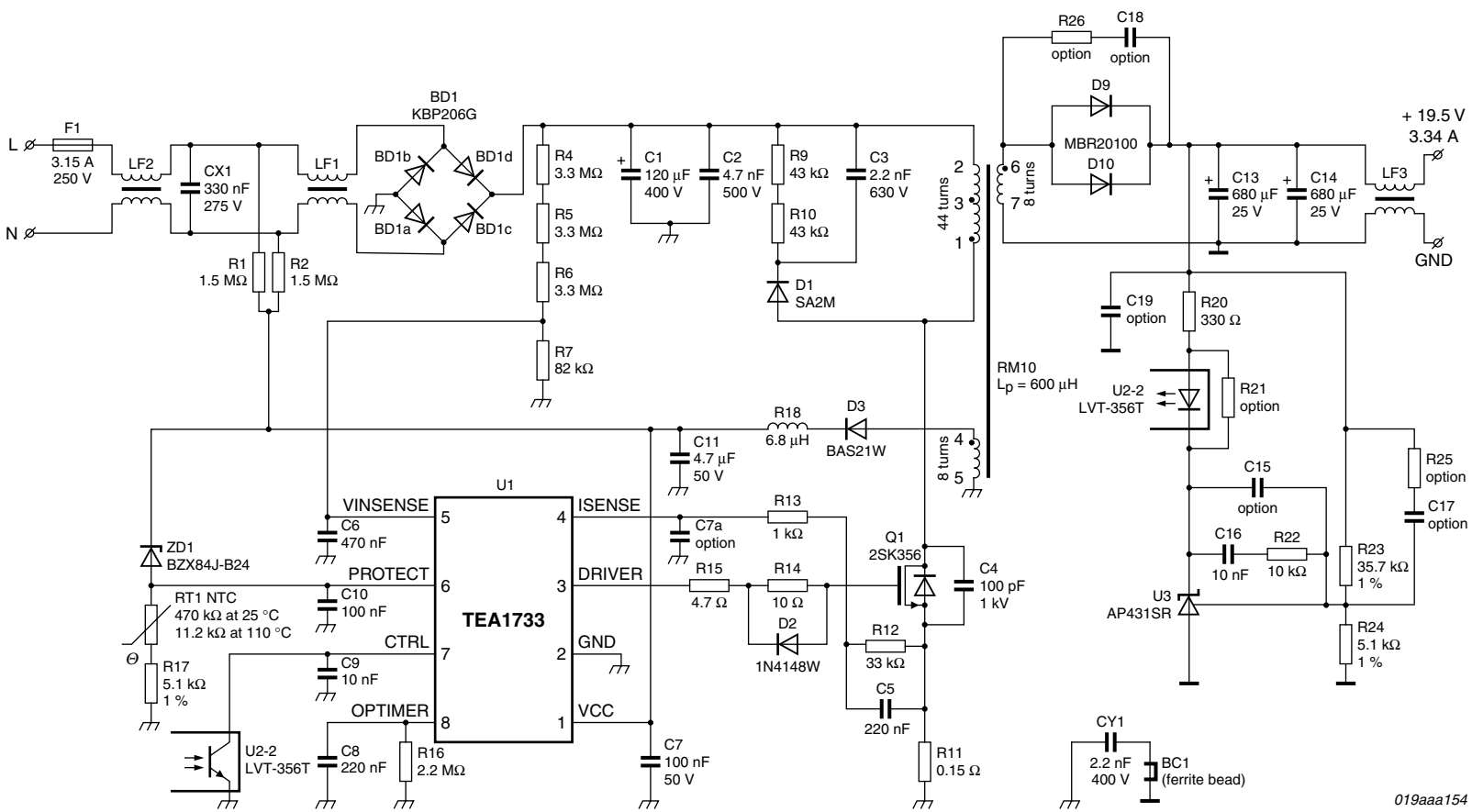
ただし、次の欠点もあります。

- スwitching損失が増加します。
- スwitching周波数の第 2 高調波が 150 kHz 境界を超えるので、伝導性放射のために EMI 標準に準拠する必要があります。これは、低周波域に余裕がない場合に問題となる可能性があります。

CCM では、入力から出力に伝達される電力は、スイッチング周波数と共に直線的に増加するわけではありません。鉄心サイズを最小限に抑えながら、できるだけ多くのエネルギーを変換することを目標としている場合は、CCM を使用しないことをお勧めします。

1.7 アプリケーション回路図

[図 1](#) に、TEA1733 の標準的なアプリケーション回路図を示します。



019aaa154

図 1. TEA1733 の標準的なアプリケーション回路図

2. ピン説明

表 2. ピン説明

ピン番号	ピン名	説明
1	VCC	<p>電源電圧</p> <p>電源のスイッチがオンになると、このピンに接続されているコンデンサが外部起動回路によって充電されます。</p> <p>ピンの電圧が V_{startup} を上回ると、IC が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>ピンの電圧が $V_{\text{th(UVLO)}}$ 未満に低下すると、TEA1733 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 (電圧が V_{startup} を上回ると、通常の起動手順を実行します)。</p> <p>セーフ再起動手順の実行中に、このピンは V_{startup} を若干上回る電圧に内部的にクランプされます。</p> <p>ラッチ保護時に、このピンは $V_{\text{rst(latch)}}$ 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> <ul style="list-style-type: none"> • $V_{\text{startup}} = 20.6 \text{ V}$ (標準値) • $V_{\text{th(UVLO)}} = 12.2 \text{ V}$ (標準値) • 再起動時の $V_{\text{clamp(VCC)}} = V_{\text{startup}} + 1 \text{ V}$ • ラッチ保護時の $V_{\text{clamp(VCC)}} = V_{\text{rst(latch)}} + 1 \text{ V}$ • $V_{\text{rst(latch)}} = 5 \text{ V}$ <p>絶対最大定格 : $V_{\text{CC}} = 30 \text{ V}$ (100 ms では 35 V)</p>
2	GND	接地
3	DRIVER	<p>MOSFET のゲート ドライバ出力</p> <ul style="list-style-type: none"> • $I_{\text{source(DRIVER)}} = 0.3 \text{ A}$ (標準値) ($V_{\text{DRIVER}} = 2 \text{ V}$ の場合) • $I_{\text{sink(DRIVER)}} = 0.3 \text{ A}$ (標準値) ($V_{\text{DRIVER}} = 2 \text{ V}$ の場合) • $I_{\text{sink(DRIVER)}} = 0.75 \text{ A}$ (標準値) ($V_{\text{DRIVER}} = 10 \text{ V}$ の場合) <p>周波数変調</p> <ul style="list-style-type: none"> • 変調範囲 = 4 kHz (89 kHz スイッチング周波数バージョン (TEA1733AT と TEA1733MT) では 4.7 kHz) • 変調周波数 = 280 Hz

表 2. ピン説明 続き

ピン番号	ピン名	説明
4	ISENSE	<p>電流センス入力</p> <p>全般</p> <p>このピンは外部抵抗を通過した一次側電流を感知し、内部制御電圧と比較します。この内部制御電圧 ($V_{ctrl(lpeak)}$) は、CTRL ピンの電圧に比例します。$V_{ctrl(lpeak)} = (V_{CTRL} - 1.1) / 5.6$</p> <p>過電力保護</p> <p>ISENSE ピンの電圧が過電力保護の制限を超えると、過電力タイマが起動します。 $V_{th(sense)opp} = 400 \text{ mV}$</p> <p>過電流保護</p> <p>内部制御電圧 ($V_{ctrl(lpeak)}$) は 500 mV に制限されています (ISENSE 入力の電圧も 500 mV に制限されています)。$V_{sense(max)} = 500 \text{ mV}$</p> <p>リーディング エッジ ブランキング</p> <p>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ぐために、各スイッチングサイクルの最初の 300 ns の期間、ISENSE 入力が内部的にブランキングされます。</p> <p>伝搬遅延</p> <p>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には時間差があります。その間に一次側電流は引き続き増加します。増加分は di/dt の傾きによって決まるため、電源電圧に依存します。したがって、結果として生じるピーク電流は、CTRL の電圧だけでなく、電源電圧にも依存します。</p> <p>過電力補償 (高 / 低ライン補償)</p> <p>対策がない場合、高入力電圧の (CCM での) 最大出力電力が増加します。この影響を補償するために、VINSENSE ピンで測定された入力電圧は、ISENSE 入力で小電流に内部的に変換されます。この電流によってシリーズ抵抗の両端で電圧降下が発生し、高入力電圧の最大ピーク電流が制限されます。シリーズ抵抗を調整することで、高電源と低電源の最大出力電力を同一にすることができます。</p> <p>ソフトスタート</p> <p>コンバータが起動する直前に、ソフトスタートコンデンサ (図 1 の C5) が内部電流源 (55 μA) によって充電されます。コンデンサが十分に充電されたら、電流源はオフに切り替えられ、コントローラがスイッチングを開始します。以後、ソフトスタートコンデンサはソフトスタート抵抗 (図 1 の R12) を介してゆっくりと放電し、これによって一次側ピーク電流が徐々に増加します。</p> <p>スロープ補償</p> <p>スロープ補償量 (ISENSE ピンに関連) は次のとおりです。</p> <ul style="list-style-type: none"> 66.5 kHz バージョン : 25 mV/μs 89 kHz バージョン : 34 mV/μs <p>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> <p>注 : R13 は、IC の近くに配置する必要があります。この目的は、負のスパイクがピンに到達するのを防ぐことです (負のスパイクは、C5 で DC オフセットを発生させる内部 ESD 保護ダイオードによって整流できます)。</p>

表 2. ピン説明 続き

ピン番号	ピン名	説明
5	VINSENSE	<p>入力電圧センス ピン</p> <p>このピンは、電源入力電圧を監視します。このピンでは、3つのレベルを検出できます。コンバータを起動 (または再起動) するには、VINSENSE ピンの電圧が $V_{\text{start(VINSENSE)}}$ を上回る必要があります。</p> <p>動作中、電圧は $V_{\text{det(L)(VINSENSE)}}$ (電圧低下保護) から $V_{\text{det(H)(VINSENSE)}}$ (MOSFET を保護する入力 OVP) の間で維持する必要があります。そうでない場合、デバイスはセーフ再起動手順を実行します。</p> <p>このピンは、抵抗分割器を介して整流電源電圧に接続することを目的としています。整流電源電圧のリプルを除去するために、接地するコンデンサが必要となります。</p> <ul style="list-style-type: none"> • $V_{\text{det(H)(VINSENSE)}} = 3.52 \text{ V}$ (入力 OVP) • $V_{\text{start(VINSENSE)}} = 0.94 \text{ V}$ • $V_{\text{det(L)(VINSENSE)}} = 0.72 \text{ V}$ (電圧低下保護) <p>これらのレベルを電源電圧に転換する方法については、セクション 3.3 を参照してください。</p> <p>過電力補償</p> <p>VINSENSE ピンの電圧は、内部的に過電力補償にも使用されます。セクション 3.5 を参照してください。</p> <p>オープン ピン検出</p> <p>オープン ピン検出用に、内部 20 nA 電流源が追加されています。VINSENSE ピンが開放されていると、電圧が $V_{\text{det(H)(VINSENSE)}}$ を上回るため、デバイスはセーフ再起動手順を実行します。</p>

表 2. ピン説明 続き

ピン番号	ピン名	説明
6	PROTECT	<p>汎用保護入力</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 0.65 V に保とうとします。この電流源では、107 μA をシンクし、32 μA を供給できます。電圧を 0.65 V に保つためにさらに多くの電流が必要な場合は、電圧が 0.8 V を上回るか、0.5 V 未満に低下し、TEA1733 はラッチ保護モードになります。</p>
7	CTRL	<p>ピーク電流制御入力</p> <p>CTRL ピンの電圧は、内部制御電圧 ($V_{ctrl(lpeak)}$) に変換されます。ISENSE ピンで測定された電圧がこの内部制御電圧を上回ると、ドライバがオフに切り替えられます。</p> <ul style="list-style-type: none"> • 最小フライバック ピーク電流の $V_{CTRL} = 1.8 \text{ V}$ (標準値) ($V_{ctrl(lpeak)} = 125 \text{ mV}$) • 最大フライバック ピーク電流の $V_{CTRL} = 3.9 \text{ V}$ (標準値) ($V_{ctrl(lpeak)} = 500 \text{ mV}$) • $R_{INT(CTRL)} = 7 \text{ k}\Omega$ (内部的に 5.4 V に接続) <p>CTRL ピンの電圧と内部制御電圧の関係は次のとおりです。</p> <ul style="list-style-type: none"> • V_{CTRL} と $V_{ctrl(lpeak)}$ の関係: $V_{ctrl(lpeak)} = (V_{CTRL} - 1.1) / 5.6$ (25 °C での標準値) <p>$I_{O(CTRL)}$ と V_{CTRL} の関係は次のとおりです。</p> <ul style="list-style-type: none"> • $V_{CTRL} = 5.4 \text{ V} - 7 * 10^3 * I_{O(CTRL)}$ (25 °C での標準値)
8	OPTIMER	<p>過電力タイマと再起動タイマ</p> <p>これらのタイマ機能は、いずれもほぼ単独で調整できます。計算については、セクション 3.7 を参照してください。これらの時間の比率によって、過負荷状態が続いている (出力の短絡など) 間の最大入力電力が決まります。</p> <p>過電力タイマ</p> <p>内部制御電圧 ($V_{ctrl(lpeak)}$) が過電力のしきい値 (400 mV) を超えると、過電力タイマがアクティブ化されます。内部 10.7 μA 電流源によって、外部 OPTIMER コンデンサが充電されます。過電力状態が OPTIMER ピンを 2.5 V に充電できるほど長く続くと、コントローラはセーフ再起動手順を実行します (ラッチバージョンでは、ラッチ保護モードになります)。OPTIMER ピンが 2.5 V に達する前に、内部制御電圧が 400 mV 未満に低下した場合は、OPTIMER コンデンサが即座に放電されます。OPTIMER 抵抗の推奨最小値は 470 kΩ です (これ以外の場合は、コンデンサを 2.5 V に充電するのに 10.7 μA では不十分である可能性があります)。180 kΩ より低い抵抗を選択することで、過電力機能を無効にできます。</p> <p>再起動タイマ</p> <p>保護機能のいずれか (VINSENSE ピンまたは OPTIMER ピン) によってセーフ再起動手順が作動すると、内部 107 μA 電流源によって、OPTIMER コンデンサが 4.5 V にすばやく充電されます。TEA1733 はパワーダウンモードになり、OPTIMER ピンの外部抵抗によってコンデンサが 1.2 V 未満まで放電しないと再起動しません。</p>

3. 機能説明

3.1 全般

TEA1733 は、固定周波数 CCM フライバック電源向けに設計されています。

TEA1733 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 TEA1733 の CTRL ピンに伝達されます。

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 (C11) のコンデンサが充電されます。V_{CC} が V_{startup} (20.6 V 標準値) 未満であれば、IC の消費電力は少なくなります (10 μA)。コンデンサが V_{startup} (20.6 V 標準値) 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、TEA1733 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 ダイオードの前に抵抗を接続する必要があります。¹

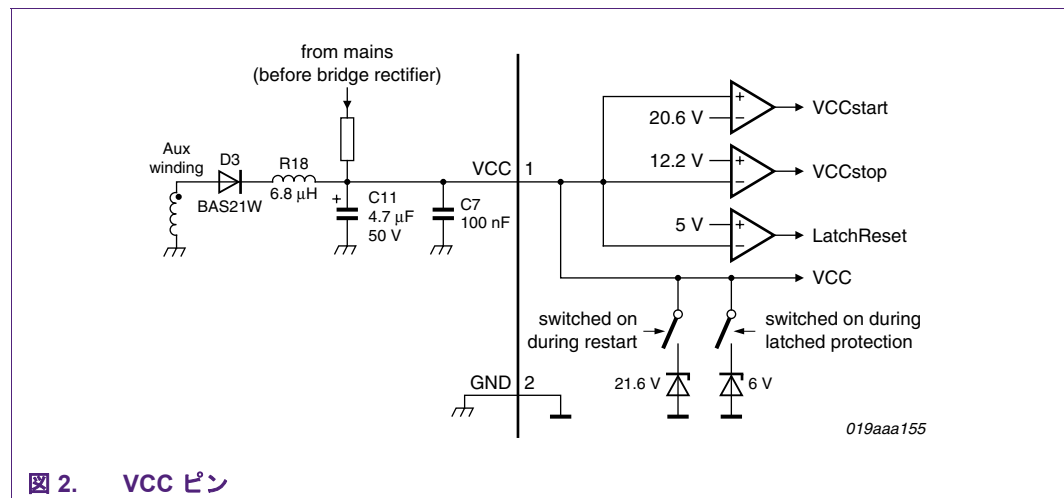


図 2. VCC ピン

起動回路を低コストで効率的に実装するには、X キャップ (CX1) 放電抵抗と組み合わせます。図 3 の a (2 つの抵抗を備えた起動回路) 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 5 V 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 10 μA 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、しばらくの間バルク コンデンサが引き続き電流を供給します。

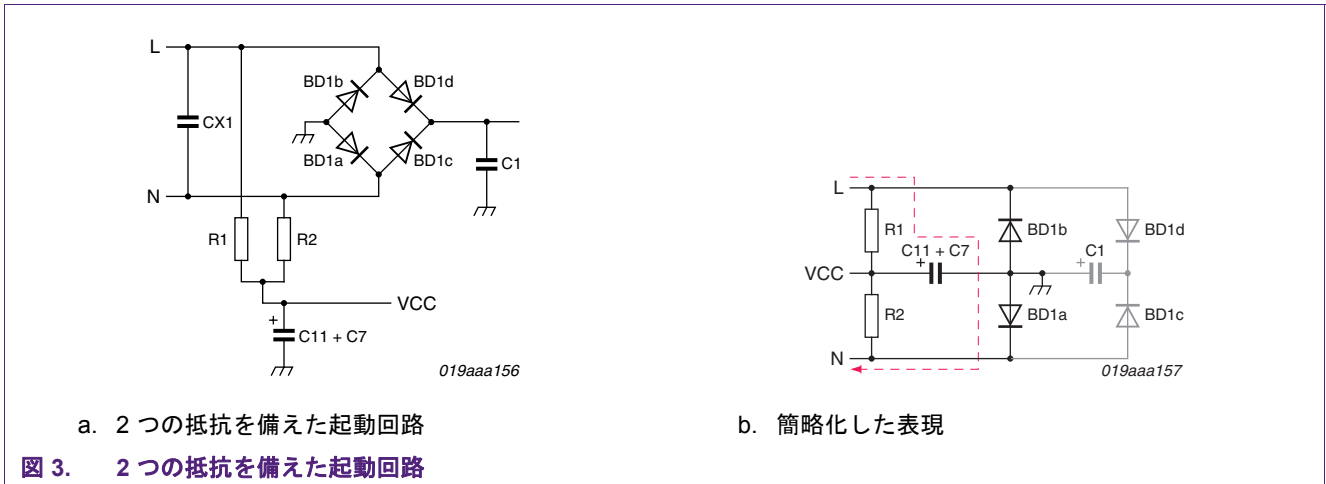


図 3 の b は、図 3 の a に示す回路ですが、VCC コンデンサが充電されるしくみをわかりやすく示しています。バルク コンデンサ C1 を完全に充電すると、ダイオード c とダイオード d は導電しなくなります。電源の正の半サイクル中に、ダイオード a が導電し、R1 を通過した電流によって VCC コンデンサ (C11 + C7) が充電されます。この正の半サイクル中、電荷電流の一部が R2 に漏出します。最悪の場合、VCC コンデンサがほぼ充電されたときに、R2 に電流が漏出することがあります。

$$I_{leak} = \frac{V_{startup}}{R2} = \frac{20.6 V}{1.2 M\Omega} = 17 \mu A \tag{1}$$

R1 と R2 の値は、X キャップに必要な放電時間 (RC < 1 s) を確保できると同時に、低電源電圧で許容起動時間を得られる小さな値にする必要があります。ただし、無負荷消費電力をできるだけ抑えるために、できるだけ大きな値を選択することも必要です。

表 3 に、さまざまな抵抗値とその起動時間の例を示します。

表 3. 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 μF + 100 nF = 4.8 μF

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

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

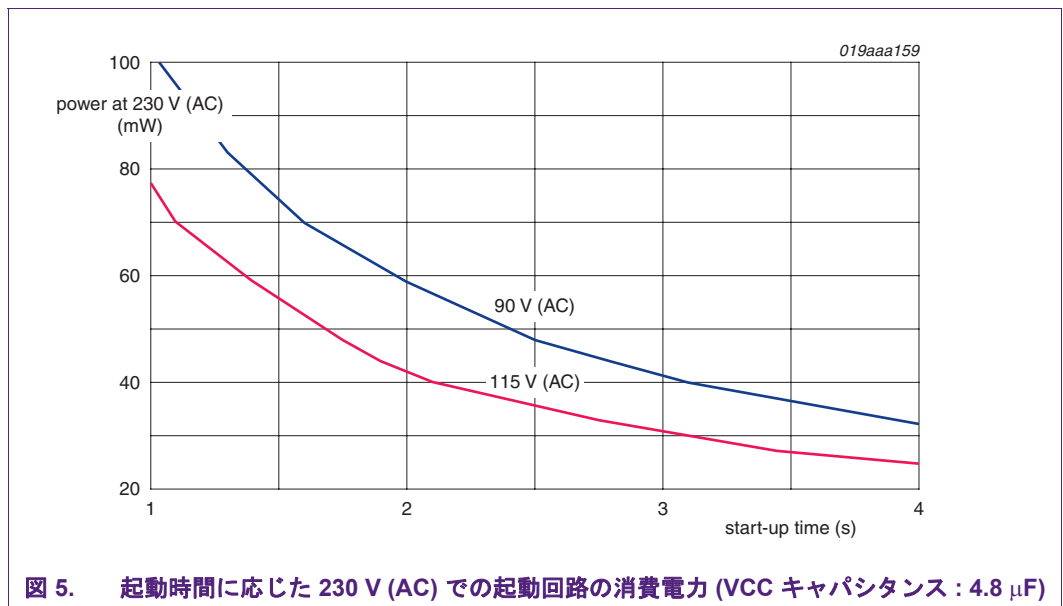
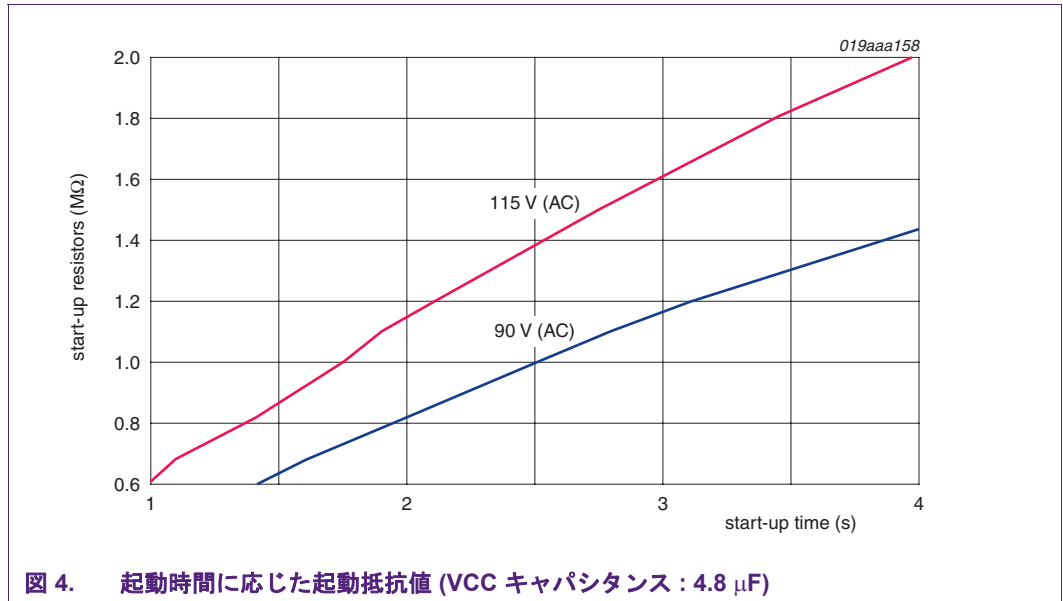


図 5 は、起動と X キャップ放電を組み合わせた回路で消費される電力を、起動時間に応じて示しています。このグラフは、次のように電力を節約する方法を示しています。

- (115 V (AC) での) 起動時間を 2 s から 3 s に増やすことによって、10 mW 以上の無負荷電力を節約できます。
- 90 V (AC) ではなく、115 V (AC) で起動時間を指定することによって、約 17 mW の無負荷電力を節約できます。

3.2.2 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、一次側接地を基準として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接地に接続すると、ブリッジ ダイオード全体にわたり数 nF 追加できます (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するには、回路基板に一次側接地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、90% の出力電圧に達するまでの時間はほんの数 ms であるため、起動時間全体に関してこの時間は無視できます (オシロスコープで出力電圧を測定することが実際に必要な場合は、一次側接地との容量性カップリングが発生しないように、Y キャップを除去する必要があります)。
- 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の重要事項は次のとおりです。

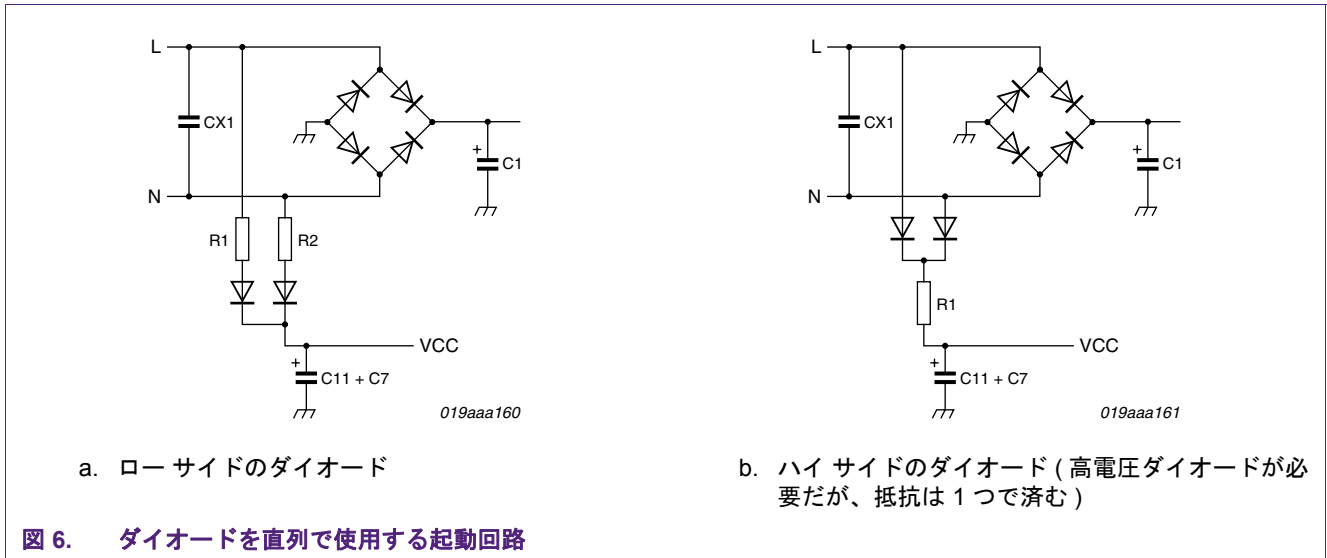
- 測定を開始する前に、VCC コンデンサが完全に放電されていることを確認します。
- プローブまたはマルチメータを VCC に接続しないでください。10 M Ω のインピーダンスでも、測定に影響を及ぼします。

3.2.3 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。一部の電流は VCC コンデンサに流れませんが、抵抗のいずれかで失われます。[図 6](#) の a と [図 6](#) の b に示すように、ダイオードを抵抗と直列に配置することによって、これを防ぐことができます。

[図 6](#) の 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 6](#) の 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となります。

90 V (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% 減少します (115 V では約 10%)。



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、接地への複数の経路があります (IC がパワーダウン モードのときにも、VCC ピンのクランプは機能しています)。接地側からは、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。

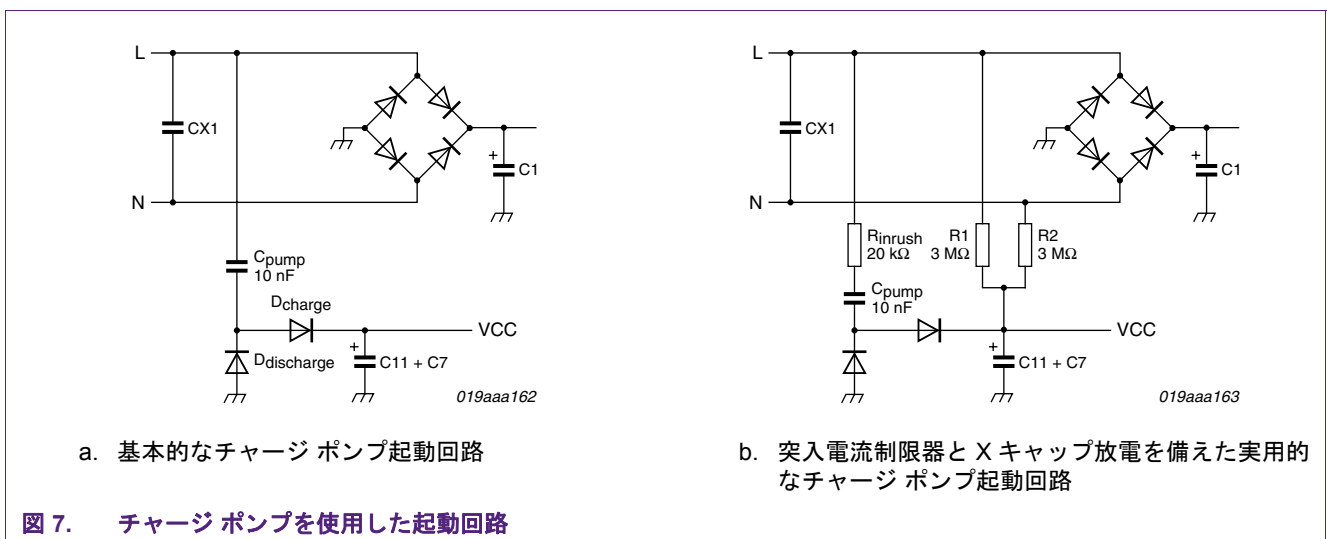
3.2.4 チャージポンプを使用した起動回路

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 7 の a に示すチャージポンプ回路を使用して起動時間を減らす効率性の高い方法があります。

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 C_{pump} 、 D_{charge} を経由して VCC コンデンサに流れます。 C_{pump} が完全に充電されると、このプロセスは停止します。

電源の負の半サイクルで、 C_{pump} が放電されます。 C_{pump} から C1 を経由して接地に放電し、接地から $D_{discharge}$ を経由して C_{pump} 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幅に失われることはありません。



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提供できます。図 7 の b を参照してください。

- R1 と R2 には、X キャップの放電要件 ($R \times C < 1 \text{ s}$) 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。
 - 330 nF の X キャップの場合 : $R < 3 \text{ M}\Omega$
 - 220 nF の X キャップの場合 : $R < 4.5 \text{ M}\Omega$
- C_{pump} には、起動時間の目標を達成できる値を選択する必要があります (10 nF から始め、適切な起動値が得られるように増減します)。また、高電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には、突入電流に対処するために、抵抗のパルス電力定格に適合できる範囲内でできるだけ小さい値にします。
- ダイオードの場合、どの低電圧タイプでも動作します (絶縁破壊電圧 $> 30 \text{ V}$)。
- 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を上回る場合は、 $D_{\text{discharge}}$ を 24 V のツェナー ダイオードで置き換えます。

注意

チャージポンプによって過度に充電された場合、高電圧バルク コンデンサの定格最大電圧を上回る可能性があります。

注: 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 ダイオードのもう一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、電荷ポンプが高電圧バルク コンデンサを定格電圧以上に充電していないことを確認する必要があります (最大入力電圧で確認します)。この問題を解決するには、次の 2 つの方法があります。

- 整流電源電圧の負荷を増やします (例 : VINSENSE ピンの分圧器のインピーダンスを下げる)。チャージポンプが高電圧バルク 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 に接続します (図 8 を参照)。この場合、 C_{pump} の値は 2 で割り切れます。

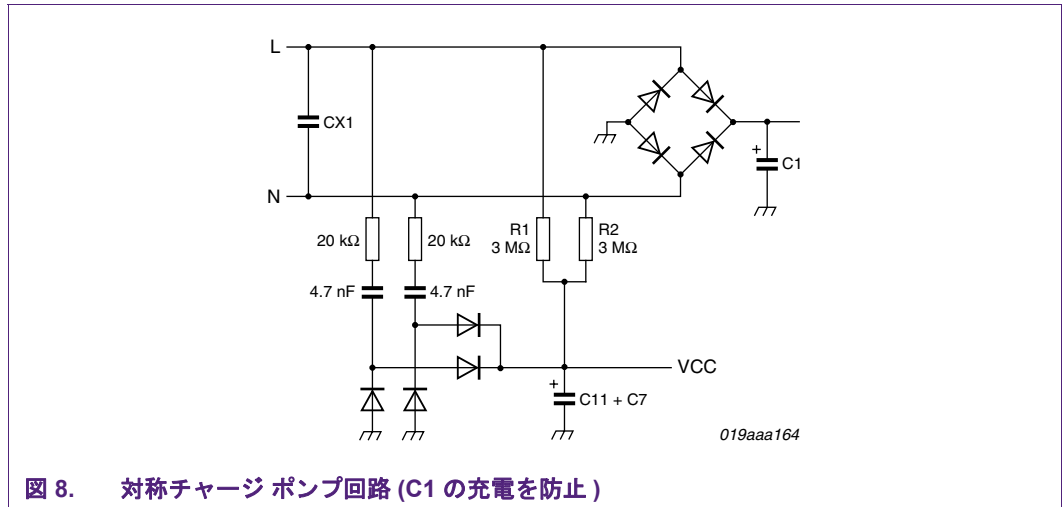


図 8. 対称チャージポンプ回路 (C1 の充電を防止)

3.2.4.1 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、対称電荷ポンプを使用することで解決できます。

3.2.5 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してください。

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 TEA1733 に十分に電源供給できる値を指定する必要があります。これは、構成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依存しています。

ただし、通常、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

電源が低周波数で稼働しているため、補助巻線からの 2 つの連続電荷パルスの間隔が長くなっています。VCC が次のサイクルの前に $V_{th(UVLO)}$ 近辺まで低下することはないようにしてください。

- 全負荷から無負荷への過渡電流

全負荷から無負荷への過渡電流によって、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、電源がスイッチングを再び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 コンデンサは補助巻線によって充電されません。このオーバーシュートは、次の修正ループによって制限できます。つまり、図 1 の R25 と C17 を、それぞれたとえば 3.9 kΩ と 1 nF で追加します。

VCC コンデンサは、低 ESR タイプである必要があります。

3.2.6 起動条件

VCC ピンが $V_{startup}$ (20.6 V 標準値) 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、次の条件が満たされているかどうかをチェックします。

- PROTECT ピンは、0.5 V ~ 0.8 V でなければならない。
- VINCENSE ピンは、0.94 V ~ 3.52 V でなければならない。
- OPTIMER ピンは、1.2 V 未満でなければならない。

これらの条件のうち満たされていないものが1つでもあると、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 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。

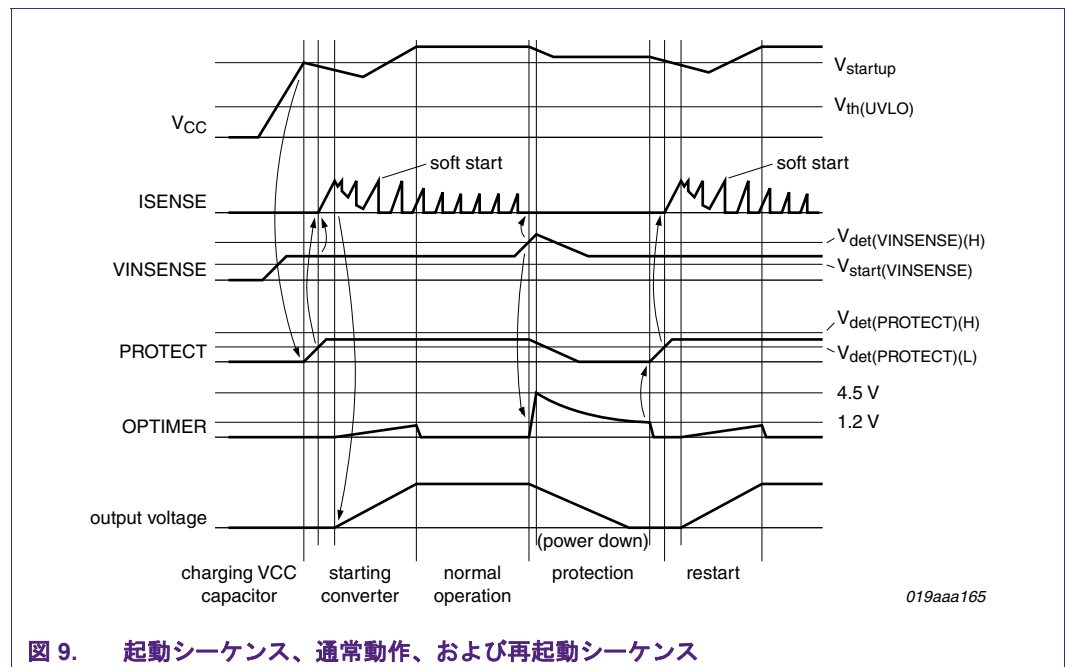


図 9. 起動シーケンス、通常動作、および再起動シーケンス

3.2.7 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 μ 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 0.5 V) 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。

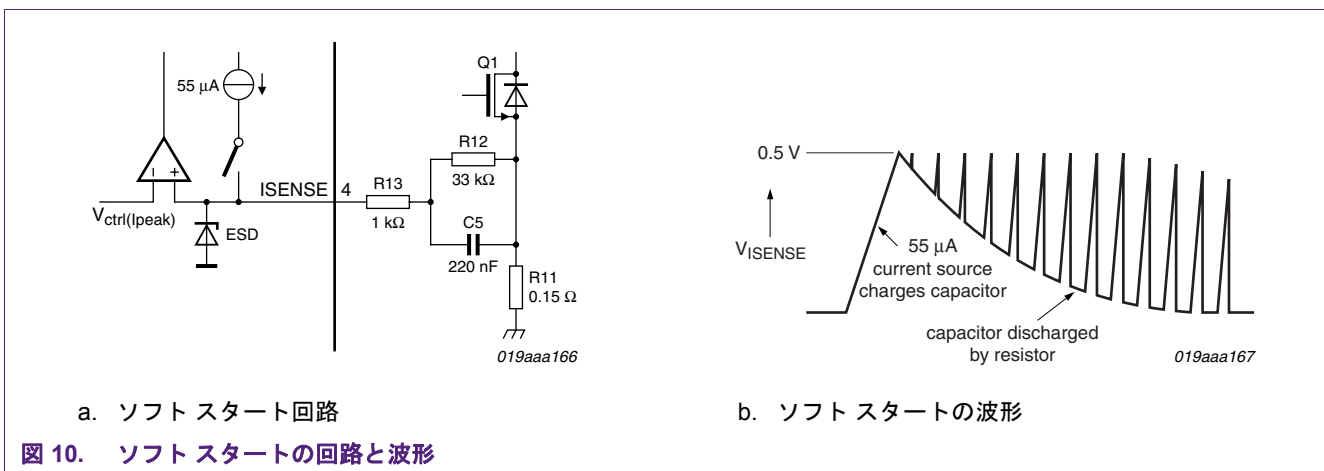
起動時には、出力コンデンサは空の状態のままです。制御入力に最大ピーク電流を要求し、 V_{ISENSE} が 0.5 V に達するまで、一次側デューティサイクルを増加させます。ただし、ソフトスタートコンデンサは充電されているため、 V_{ISENSE} の電圧は既に 0.5 V になっています。ソフトスタート抵抗がソフトスタートコンデンサを放電すると、ピーク電流が徐々に増加します。

ソフトスタートの目的は、起動時の可聴雑音を回避することです。ピーク電流が 0 A 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、4 ms です。

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 (このためにソフトスタート抵抗を使用しないでください。この抵抗では、過電力補償も構成されるためです。まず過電力補償を構成し、その後でソフトスタートコンデンサを変更して、必要なソフトスタート時間を取得することをお勧めします)。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。

$$T_{start(soft)} = R_{start(soft)} \times C_{start(soft)}$$

$R_{start(soft)}$ は、12 kΩ 以上である必要があります。それ以外の場合は、55 μA 電流源がコンデンサを 0.5 V に充電できないため、コントローラはスイッチングを開始しません。



追加の直列抵抗 R13 は、負のスパイクを除去し、C5 を充電して、ISENSE で正のオフセット電圧を発生させることを目的としています (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方法もあります)。

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場合があります。空の出力コンデンサは短絡と同様に動作し、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。

3.2.8 セーフ再起動

保護が作動すると、コントローラはスイッチングを停止します。作動した保護の種類と IC のバージョンに応じて、再起動が発生するか、またはコンバータのラッチがオフ状態になります。保護機能の概要については、[セクション 3.3](#) を参照してください。

保護によって再起動が発生すると、OPTIMER ピンが 4.5 V まで急速に充電されます。OPTIMER ピンの抵抗によって、OPTIMER ピンのコンデンサが 1.2 V に放電されるまで、TEA1733 はパワーダウンモードになります。パワーダウンモード時は、消費電力が非常に少なくなります (10 μA)。VCC ピンは、内部クランプ回路によって ($V_{startup}$ を若干上回る) 21.6 V にクランプされます。

OPTIMER ピンが 1.2 V 未満に低下し、VCC が VCC 起動電圧 (20.6 V) を上回ると、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、[セクション 3.2](#) で説明した通常の起動を実行します。

3.2.9 クランプ

VCC ピンの 21.6 V クランプは、再起動遅延時にだけ機能します。このクランプは、VCC ピンを、 $V_{startup}$ を若干上回る電圧に保つことを目的としています。そのため、再起動遅延後に、システムは通常の起動とまったく同様に動作します。

VCC ピンの 6 V 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。

クランプ電流を 0.2 mA 未満に保つことをお勧めします (したがって、起動回路は、最大電源電圧で 0.2 mA を超える電流を供給することはできません)。特定の電流を超えると、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。

起動時間を非常に短くする必要がある場合は、起動時またはラッチオフ状態の間に、最高電源入力電圧で、電流が 0.2 mA 未満に保たれていることを確認してください。

3.3 入力電圧の感知 (VINSENSE ピン)

3.3.1 全般

正確な入力電圧を感知するには、ブリッジダイオードの後の入力電圧を感知するのが最適な方法です。起動、電圧低下保護、および入力 OVP の検出レベルは、1:122 の抵抗分割比 (たとえば、10 MΩ と 82 kΩ) で整流電源電圧に接続するよう設計されています。整流電源電圧のリプルを除去するには、コンデンサを接続する必要があります。

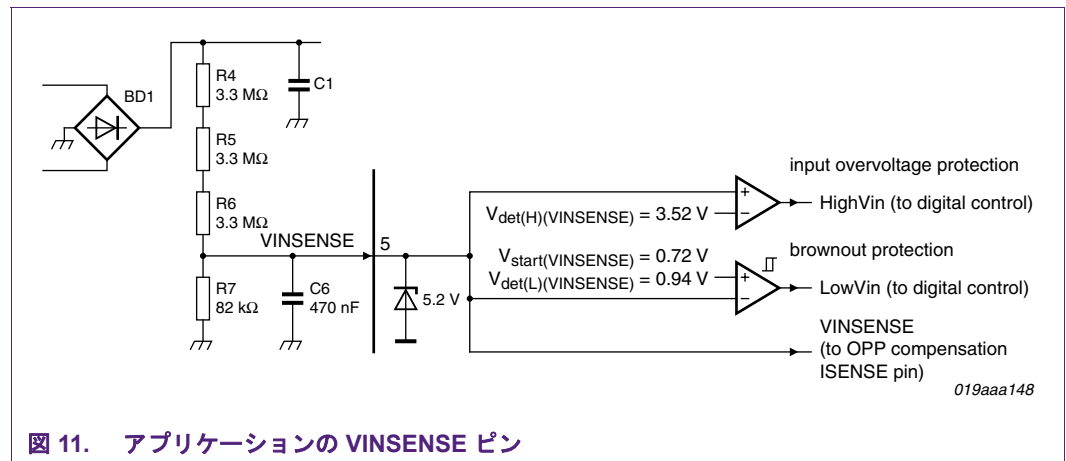


表 4. VINSENSE ピンの検出レベル

図 7 の分圧器 : $3 \times 3.3 \text{ M}\Omega$ および $82 \text{ k}\Omega$

VINSENSE ピンの検出電圧	V_{mains} (V (RMS))	条件	V_{bulk} (平均 V (DC))	VINSENSE ピン (V (DC))
$V_{det(H)}(\text{VINSENSE}) = \text{入力 OVP}$	301	無負荷 [1]	428	3.52
$V_{start}(\text{VINSENSE})$	80	無負荷 [2]	111	0.94

表 4. VINSENSE ピンの検出レベル

図 7 の分圧器 : $3 \times 3.3 \text{ M}\Omega$ および $82 \text{ k}\Omega$

VINSENSE ピンの検出電圧	V_{mains} (V (RMS))	条件	V_{bulk} (平均 V (DC))	VINSENSE ピン (V (DC))
$V_{\text{det(L)}}(\text{VINSENSE}) = \text{電圧低下}$	61	V_{bulk} [3] の 0 V リプル	88	0.72
	68	V_{bulk} の 20 V リプル	88	0.72
	71	V_{bulk} の 30 V リプル	88	0.72
	75	V_{bulk} の 40 V リプル	88	0.72

- [1] 全負荷状態で V_{bulk} にリプルが発生しますが、高入力電圧のため、このリプルは非常に低いものになります。全負荷状態での電源入力検出レベルは、約 5 V 高くなります。
- [2] $V_{\text{start}}(\text{VINSENSE})$ レベルは、電源が稼働していない場合にのみ関係します。その場合、 V_{bulk} に負荷はなく、リプルは発生しません。
- [3] 電圧低下検出レベルは負荷によって決まります。負荷が低い場合、低電源入力電圧が許容されます。負荷が低いと入力電流も低くなるため、これは問題ではありません。

検出レベルが少し異なる場合は、抵抗分割比を変更できます。分割係数を 133 に増やすと ($3 \times 3.3 \text{ M}\Omega$ および $75 \text{ k}\Omega$)、次のような結果になります。

- 入力 OVP レベル = 329 V (RMS)
- 起動レベル = 87 V (RMS)
- 電圧低下レベル = 77 V (RMS) (V_{bulk} の 30 V リプルの場合)

3.3.2 起動電圧

電源電圧が低すぎると、コントローラは起動しません。VINSENSE が $V_{\text{start}}(\text{VINSENSE})$ (0.94 V 標準値) 未満の場合は、電源が起動しなくなります。このレベルでは 220 mV のヒステリシスが存在するため、IC はオンに切り替えられた後、INSENSE が $V_{\text{det(L)}}(\text{VINSENSE})$ (0.72 V 標準値) 未満に低下するまで停止しません。

3.3.3 入力過電圧保護

高すぎる電源電圧でスイッチングを行うと、パワー MOSFET が損傷する場合があります。VINSENSE ピンの電圧が 3.52 V を上回ると、TEA1733 はスイッチングを停止し、セーフ再起動を開始します (TEA1733 の全バージョンに該当)。電源電圧は MOSFET 上に引き続き存在しますが、余分なコイル電圧に耐える必要はありません。

VINSENSE ピンの電圧が 3.52 V を上回ることができないようにするために、入力 OVP が望ましくない場合は、ツェナー ダイオードを接続することによって無効にできます。低電圧ツェナー ダイオードには、このピンの高インピーダンスに対するリークが多すぎるため、高電圧のものを使用することをお勧めします (たとえば、24 V のツェナー値のときは、抵抗分割器でさらに高いものを接続します)。図 12 を参照してください。

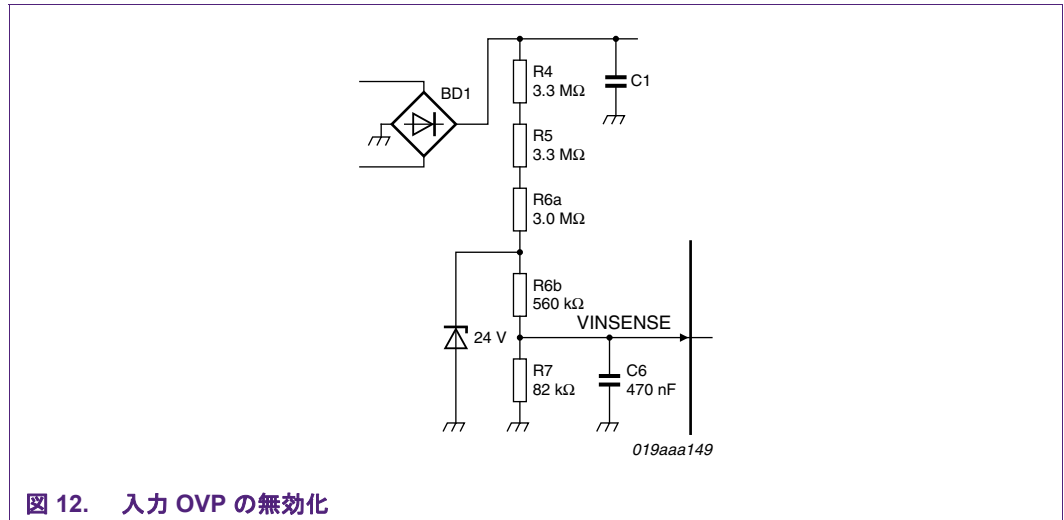


図 12. 入力 OVP の無効化

入力 OVP の値を増やすこともできます。その場合、[図 12](#) のように、抵抗をツェナーダイオードと直列に配置します。383 V (VINSENSE ピンでは 3 V) を上回ると、ツェナーダイオードは導電を開始します。電流の一部がツェナーダイオードと直列抵抗に流れます。その結果、直列抵抗の値に応じて、VINSENSE ピンで 3.52 V に達するために必要な入力電圧が増加します。

過電力補償の入力電圧補償も、VINSENSE ピンから導出されます。OVP レベルの変更が OPP 補償に及ぼす影響を最小限に抑えるために、影響を受けない VINSENSE ピンを 3 V 未満に保つことをお勧めします。

3.3.4 電圧低下保護

VINSENSE ピンの電圧が 0.72 V 未満に低下すると、電圧低下保護がアクティブになります。コントローラはスイッチングを即座に停止し、セーフ再起動を開始します (TEA1733 の全バージョンに該当)。

3.3.5 過電力補償

VINSENSE ピンは、過電力補償に必要な入力電圧情報を提供するときにも使用されます。電圧は小さな電流に転換され、ISENSE 出力に注入されます。ISENSE 出力で、電流は直列抵抗を通過して電圧に変換されます。高入力電圧で ISENSE ピンのオフセット電圧が生成され、最大ピーク電流が制限されます。OPP の詳細については、[セクション 3.5](#) を参照してください。

3.3.6 フィルタ コンデンサ

VINSENSE ピンに直接接続されているコンデンサ ([図 11](#) の C6) は、電源リップルを除去します。複数の 100 Hz サイクル (例: 40 ms) の時間定数の場合、コンデンサ値は次のようになります。

$$C6 > \frac{40 \text{ ms}}{R7}$$

わずかな時間 (5 ms または 10 ms) 電源が遮断されている間に、整流電源電圧が一時的に電圧低下レベルよりも低下した場合、コンデンサは電源がオフに切り替わるのを防ぎます。

3.3.7 クランプ

内部クランプは、高すぎる入力電圧からピンを保護します。クランプの電圧は、50 μ A で 5.2 V です。パワーダウン中には、クランプの電圧は変化しません (クランプの電圧が低下するのは、 V_{CC} が 5 V 未満に低下した場合だけです)。

3.4 保護機能

3.4.1 全般

[表 5](#) に、セーフ再起動を開始する保護機能と、ラッチオフ状態にする保護機能を示します。[セクション 3.2.8](#) を参照してください。

表 5. TEA1733 シリーズの保護処理

保護	セーフ再起動	ラッチオフ状態
OVP (VINSENSE ピン HIGH)	x	
電圧低下 (VINSENSE ピン LOW)	x	
OTP (内部)		x
OPP (OPTIMER ピン)	x (TEA1733T、TEA1733P、TEA1733AT)	x (TEA1733LT、TEA1733LP、TEA1733MT)
OVP (PROTECT ピン HIGH)		x
OTP (PROTECT ピン LOW)		x
減電圧ロックアウト (UVLO)	x ^[1]	

[1] スイッチをオフに切り替え、 V_{CC} が $V_{startup}$ を上回るまでパワーダウン モードで待機します。これは、セーフ再起動手順とは異なります。

3.4.2 入力過電圧保護 (入力 OVP)

OVP の目的は、高すぎる電圧から一次側 MOSFET を保護することです。電源電圧が高くなりすぎると (VINSENSE が 3.52 V を上回ると)、入力 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、セーフ再起動を実行します (TEA1733 の全バージョンに該当)。VINSENSE ピンの用途については、[セクション 3.3](#) を参照してください。

3.4.3 電圧低下保護

(全負荷状態で) 電源入力電圧が低すぎると一次側電流が増加し、多くの一次側素子で損失が増加します。電圧低下保護の目的は、低すぎる入力電圧での過熱状態から電源を保護することです。

電源電圧が低くなりすぎると (VINSENSE が 0.72 V 未満に低下すると)、電圧低下保護がアクティブになります。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します (TEA1733 の全バージョンに該当)。VINSENSE ピンの用途については、[セクション 3.3](#) を参照してください。

3.4.4 内部過熱保護 (内部 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 (TEA1733 の全バージョン)。

3.4.5 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、バージョンによってはラッチ オフ状態になります。OPP の詳細については、[セクション 3.5](#) を参照してください。

3.4.6 出力過電圧保護 (出力 OVP)

OVP は、出力に接続されているデバイスだけでなく、高すぎる出力電圧 (電圧フィードバック ループが妨げられた場合など) から電源自体も保護することを目的としています。

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 0.8 V 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 (TEA1733 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 3.8](#) を参照してください。

3.4.7 外部過熱保護 (外部 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 0.5 V 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 (TEA1733 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 3.8](#) を参照してください。

3.4.8 ラッチ保護

保護機能のいずれかによってラッチオフ状態になると、IC はスイッチングを即座に停止し、パワーダウン モードになります。VCC ピンは、リセット レベル (5 V) を若干上回る 6 V にクランプされます。

3.4.9 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 5 V 未満にします。

ラッチ保護が作動すると、VCC ピンはリセット レベルを若干超えた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すぐに起動電流が停止し、VCC コンデンサは TEA1733 への 10 μ A の供給電流によって放電されます。6 V から 5 V に放電する必要があるだけなので、コンデンサはすぐにリセットされます。

$C_{VCC} = 4.7 \mu\text{F}$ の場合、放電時間は 0.47 s 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)。

3.4.10 減電圧ロックアウト (UVLO)

通常動作中に、VCC の電圧が減電圧ロックアウトのしきい値 ($V_{th(UVLO)} = 12.2 \text{ V}$ 標準値) 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。VCC ピンは、内部クランプ回路によって 21.6 V (標準値) にクランプされます。起動回路によって VCC コンデンサが充電された後、通常の起動シーケンスが実行されます。

減電圧ロックアウトに起因する再起動は、その他の保護機能のいずれかによって開始される再起動とまったく同じというわけではありません。この再起動では、再起動遅延は発生しません (OPTIMER コンデンサを充電せず、コンデンサが再び放電されるまで待機します)。

3.5 過電力保護 (OPP)

3.5.1 連続的および一時的出力電力制限

TEA1733 は、過負荷から保護するために次の 2 つのメカニズムを備えています。

- 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実行されます (ラッチバージョンでは、ラッチ保護モードになります)。一時的な過負荷状態を許容するために、OPP が遅延されます。
- 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 400 mV) を超えると、過電力タイマが起動します ([図 17 \(30 ページ\)](#) および [図 21 \(33 ページ\)](#) を参照)。内部 10.7 μ A 電流源によって、OPTIMER ピンの外部コンデンサを充電します。過電力状態が長時間継続し、OPTIMER ピンが 2.5 V に達すると、コントローラはセーフ再起動手順を実行します (ラッチバージョンでは、ラッチ保護モードになります)。OPTIMER ピンが 2.5 V に達する前に、内部制御電圧が 400 mV 未満に低下した場合は、OPTIMER コンデンサが即座に放電されます。OPTIMER 抵抗の推奨最小値は 470 k Ω です (それ以外の場合は、コンデンサを 2.5 V に充電するのに 10.7 μ A では不十分である可能性があります)。

3.5.3 ピーク電流制限 (OCP)

ISENSE ピンの電圧が 500 mV を上回ると、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、出力電力を維持できなくなります。OPP が作動するか、 V_{CC} が $V_{th(UVLO)}$ 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

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す。しかし、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なくデューティサイクルにも依存しているため、入力電圧にも依存していることとなります。

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、TEA1733 には入力電圧補償機能が内蔵されています。入力電圧補償は、電流センス信号を VINSENSE ピンで測定された入力電圧に依存させることによって実現しています。

VINSENSE ピンで測定された入力電圧は、内部的に電流に変換され、ISENSE ピンに注入されます。電流は ISENSE ピンの外部直列抵抗 R12 ([図 1](#) を参照) に流れ、電圧に変換されます。最大電力が入力電圧に依存しなくなるように、直列抵抗の値を調整してください。

3.5.5 電流センス抵抗を構成する方法

電流センス抵抗の正確な値を計算するには、最大一次側ピーク電流を計算しておく必要があります。これは、[式 2](#) または [式 3](#) を使用して計算できます。

DCM モードの場合：

$$I_{peak, DCM} = \sqrt{\frac{2 \times P_o}{\eta \times L \times f_{sw}}} \quad (2)$$

CCM モードの場合：

$$I_{peak, CCM} = \frac{P_o}{\eta} \times \frac{V_i + NV_o}{V_i \times NV_o} + \frac{I}{2 \times L \times f_{sw}} \times \frac{V_i \times NV_o}{V_i + NV_o} \quad (3)$$

ここで、

- I_{peak} はピーク電流です。
- P_o は最大連続出力電力です。
- η は最大出力電力で予期されるフライバック効率です。
- V_i は最小入力電圧 ($= \sqrt{2} \times$ 最小電源電圧) です。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。²
- N はコイルの巻線比です。
- V_o は出力電圧です。
- f_{sw} はスイッチング周波数です。

これで、[式 4](#) を使用して (最大) 電流センス抵抗値を計算できるようになりました。

$$R_{ISENSE} = \frac{V_{th(sense)opp}}{I_{peak}} = \frac{400 \text{ mV}}{I_{peak}} \quad (4)$$

ここで、

- I_{peak} はピーク電流です。

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最大定格連続出力電力に設定します。
2. 最小電源電圧を適用します。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。
3. 電源が稼働し続け、OPTIMER ピンが 2.5 V より若干低い電圧を維持するまで、電流センス抵抗値を増加させます。

2. 電源リップルのバレーの間、ピーク電流が大きくなります。そのため、大部分の時間、 $I_{peak} \times R_{ISENSE}$ が $V_{th(sense)opp}$ を上回ります。ただし、100 Hz サイクルまたは 120 Hz の各サイクルでは、リップルの頂点の間、 $I_{peak} \times R_{ISENSE}$ が $V_{th(sense)opp}$ を若干下回り、OPTIMER コンデンサを放電するため、OPP を作動させることはありません。

3.5.6 最大一時出力電力の計算

式 5 を使用して、最大一時ピーク電流を計算できます。

$$I_{peak(max)} = \frac{V_{sense(max)}}{R_{ISENSE}} = \frac{500 \text{ mV}}{R_{ISENSE}} \quad (5)$$

ここで、

- $I_{peak(max)}$ は最大ピーク電流です。

これで、最大一時出力電力を計算できるようになりました³。

DCM モードの場合：

$$P_{o(max),DCM} = \eta \times I/2 \times L \times (I_{peak(max)})^2 \times f_{sw} \quad (6)$$

ここで、

- $I_{peak(max)}$ は最大ピーク電流です。

CCM モードの場合：

$$P_{o(max)temp,CCM} = \eta \times \frac{V_i \times NV_o}{V_i + NV_o} \times \left(I_{peak(max)} - \frac{V_i \times NV_o}{2 \times L \times f_{sw} \times (V_i + NV_o)} \right) \quad (7)$$

ここで、

- $I_{peak(max)}$ は最大ピーク電流です。

これは、出力電圧が元のままである最大一時出力電力です。

V_i は、リップルのバレーの間の整流電源電圧の値です。

一時出力電力の大きさが不十分な場合、これを増加させるには、電流センス抵抗値を減らす以外に方法はありません。これにより、最大連続出力電力も増加します。

3.5.7 OPP 補償 ($R_{start(soft)}$) を構成する方法

電流センス抵抗値を決定したら、ソフトスタート抵抗を調整して、低メインと高メインで同じ最大出力電力を取得できます。

VINSENSE ピンの電圧と ISENSE ピンから取得した補償電流の関係は、チップに固定されます (図 13 を参照)。

$$I_{OPP} = 0.71 \times 10^{-6} \times V_{VINSENSE} - 0.43 \times 10^{-6} = 0.71 \times 10^{-6} \times K \times V_{bulk(av)} - 0.43 \times 10^{-6} \quad (8)$$

ここで、

- $V_{VINSENSE}$ は、VINSENSE ピンの電圧です。
- $V_{bulk(av)}$ は平均整流電源電圧です。
- K は VINSENSE ピンの抵抗分割比です (ユニバーサル電源では約 1 : 122)。

3. 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。

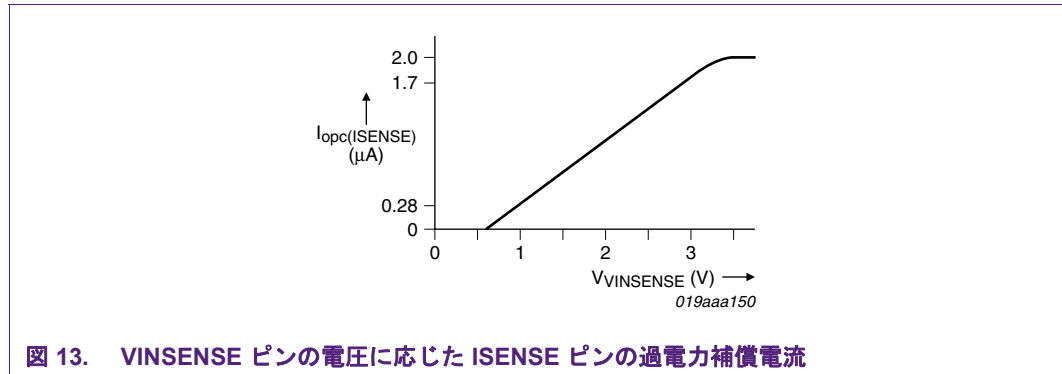


図 13. VVINSENSE ピンの電圧に応じた ISENSE ピンの過電力補償電流

式 9 を使用して、結果として生じたピーク電流減少量 (式の ΔI_{peak}) を計算できます。

$$\begin{aligned} \Delta I_{peak} &= \frac{I_{opc(ISENSE)} \times R_{start(soft)(tot)}}{R_{ISENSE}} \\ &= \frac{(0.71 \times 10^{-6} \times K \times V_{i(av)}) - 0.43 \times 10^{-6}}{R_{ISENSE}} \times R_{start(soft)(tot)} \end{aligned} \quad (9)$$

ここで、

- ΔI_{peak} はピーク電流減少量です。
- $R_{start(soft)(tot)}$ は、ISENSE ピンから電流センス抵抗 (図 1 の R12 と R13) までの合算抵抗値です。
- R_{ISENSE} は、電流センス抵抗 (図 1 の R11) の値です。
- K は VVINSENSE ピンの抵抗分割比です (1 : 122 など)。

セクション 3.5.5 では、入力電圧補償を使用せずに、ピーク電流と結果として生じる出力電力を計算する方法について説明しています。入力電圧補償を使用して出力電力を計算するには、最大出力電力を計算する前に、ピーク電流から ΔI_{peak} を差し引く必要があります。

ソフトスタート抵抗の最適値を計算する⁴ことは可能ですが、多くの場合はアプリケーションで最適値を調整する方が早いと考えられます。

1. 負荷を接続し、この負荷をフライバックコンバータの最大定格連続出力電力に設定します。
2. 最高定格入力電圧 (通常は 264 V (AC)) を印加します。
3. OPTIMER ピンの電圧が 2.5 V をほぼ上回るまで、ソフトスタート抵抗値を増加します (たとえば、15 kΩ から始めます)。

これで、最小入力電圧と最大入力電圧での最大出力電力がまったく同じになります。

4. VVINSENSE ピンは平均バルク電圧を測定しますが、最大連続出力電力はリプルの頂点によって決まるため、正確な計算は複雑になります。

注:

- ソフトスタート抵抗全体の値 (R12 と R13 の合計) が 12 kΩ 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 55 μA 電流源がソフトスタートコンデンサを 0.5 V に充電できないことがあります。
- ソフトスタート抵抗値を変更すると、絶対最小入力電圧での最大出力電力にも若干影響します。したがって、 $R_{start(soft)}$ を調整したら、電流センス抵抗を再調整する必要があるかどうかを確認してください。
- 入力電圧に応じた出力電力は、一次関数ではありません (図 14 を参照)。絶対最高入力電圧と絶対最低入力電圧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。

補償を構成するもう 1 つの方法として、公称低メイン (115 V) の最大出力電力が高メイン (230 V) の最大出力電力と完全に等しくなるように補償を調整します。この場合、最大出力電力は公称入力電圧では完全に一致し、絶対最小 / 最大入力電圧ではやや低くなります。また、公称高入力電圧と公称低入力電圧の間ではやや高くなります。

- 正確な過電力補償を実現するには、ブリッジダイオードの後に VINSENSE 入力電圧を接続するのが最適な方法です。
- 低入力電力では、最小ピーク電流が OPP 補償電流の影響を受けないように、OPP 補償機能はオフします。
- 最大一時出力電力も入力電圧に依存しています。OPP 補償が最大連続出力電力に最適化されている場合、最大一時出力電力は最適化されません。図 15 を参照してください。

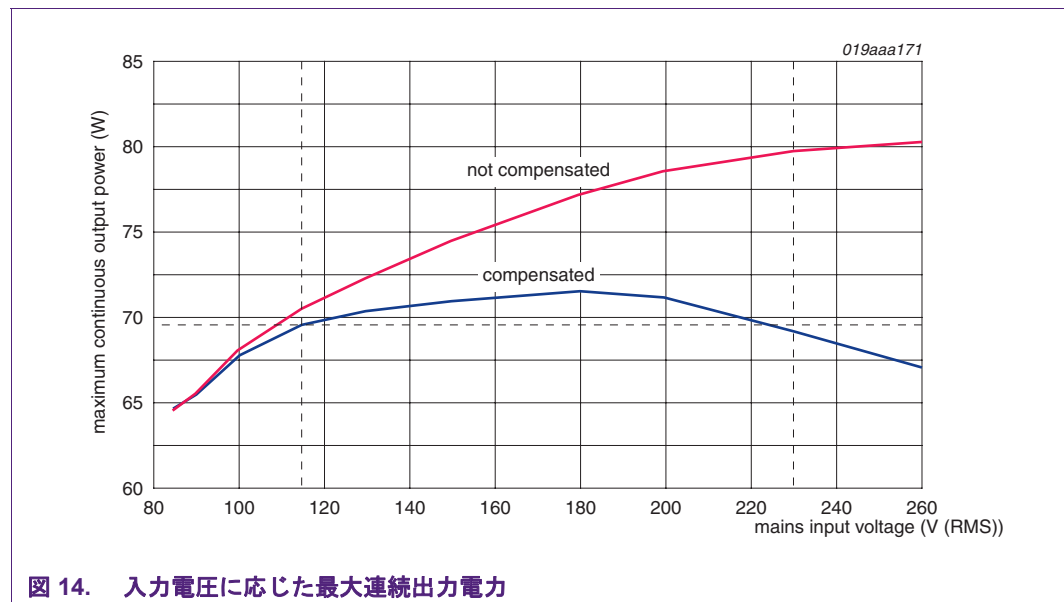


図 14. 入力電圧に応じた最大連続出力電力

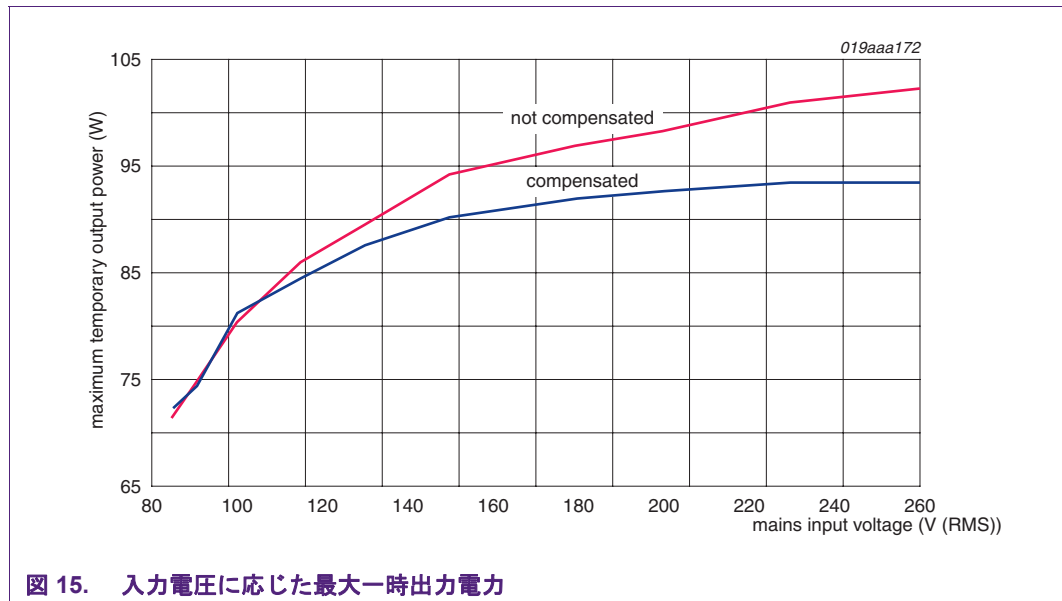


図 15. 入力電圧に応じた最大一時出力電力

3.5.8 OPP 補償を無効にする方法 (DCM の場合)

DCM では、最大出力電力は電源電圧に依存しないため、補償されるものではありません。

OPP 補償を無効にするわかりやすい方法は、ソフト スタート抵抗を $0\ \Omega$ に減らすことです。ただし、このことによって起動時に問題が発生します。ソフト スタート抵抗の合計値 (R12 と R13 の合計) が、 $12\ \text{k}\Omega$ 以上であることが必要です。それ以外の場合は、起動時に $55\ \mu\text{A}$ 電流源がソフト スタート抵抗を $0.5\ \text{V}$ に充電できないことがあります。

OPP 補償を無効にするには、[図 12](#) に示すように VINSENSE ピンをクランプする以外に方法ははありません。VINSENSE の起動および電圧低下検出レベルに影響を及ぼさずに、クランプによって OPP 補償の大部分を無効にする場合は、ピンを $3\ \text{V}$ にクランプするのではなく、たとえば $1.2\ \text{V}$ にクランプします。これにより、入力 OVP も無効になります (約 $1.2\ \text{V}$ でクランプする場合 : $R6a = 1.8\ \text{M}\Omega$, $R6b = 1.6\ \text{M}\Omega$)。

3.5.9 OPP 遅延と再起動遅延

出力が短絡した場合、電源はオンとオフのスイッチングを続けます (非ラッチバージョンにのみ該当)。オンタイムとオフタイムの比率を操作することで、最大平均出力電力を制御できます。これらのタイミングは、いずれも OPTIMER ピンで定義されます。OPTIMER ピンについては、[セクション 3.7 \(32 ページ\)](#) を参照してください。

3.5.10 過電力保護の無効化

OPP が望ましくない場合は、OPTIMER ピンの $180\ \text{k}\Omega$ の抵抗を接地に接続することによって無効にできます。 $180\ \text{k}\Omega$ の抵抗により、OPP の $10.7\ \mu\text{A}$ 電流源は、コンデンサを $2.5\ \text{V}$ に充電できなくなります ($10.7\ \mu\text{A} \times 180\ \text{k}\Omega = 1.9\ \text{V}$)。

$180\ \text{k}\Omega$ の抵抗は再起動遅延にも影響を及ぼしますが、より大きい OPTIMER コンデンサ値を選択することでこれを補償できます。

抵抗値を $100\ \text{k}\Omega$ 未満に低減することはお勧めしません。再起動イベントが発生した場合に、内部 $107\ \mu\text{A}$ 電流源が OPTIMER ピンを $4.5\ \text{V}$ に常に充電できるようにしておくためです。

3.5.11 リーディング エッジ ブランキング

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ぐために、各スイッチングサイクルの最初の 300 ns 間に ISENSE 入力が内部的にブランキングされます。

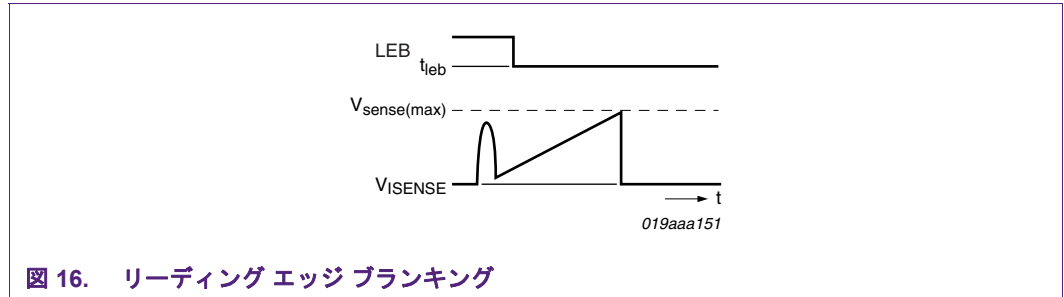


図 16. リーディング エッジ ブランキング

3.6 CTRL ピン

3.6.1 全般

CTRL ピンは、出力電力量を制御します。

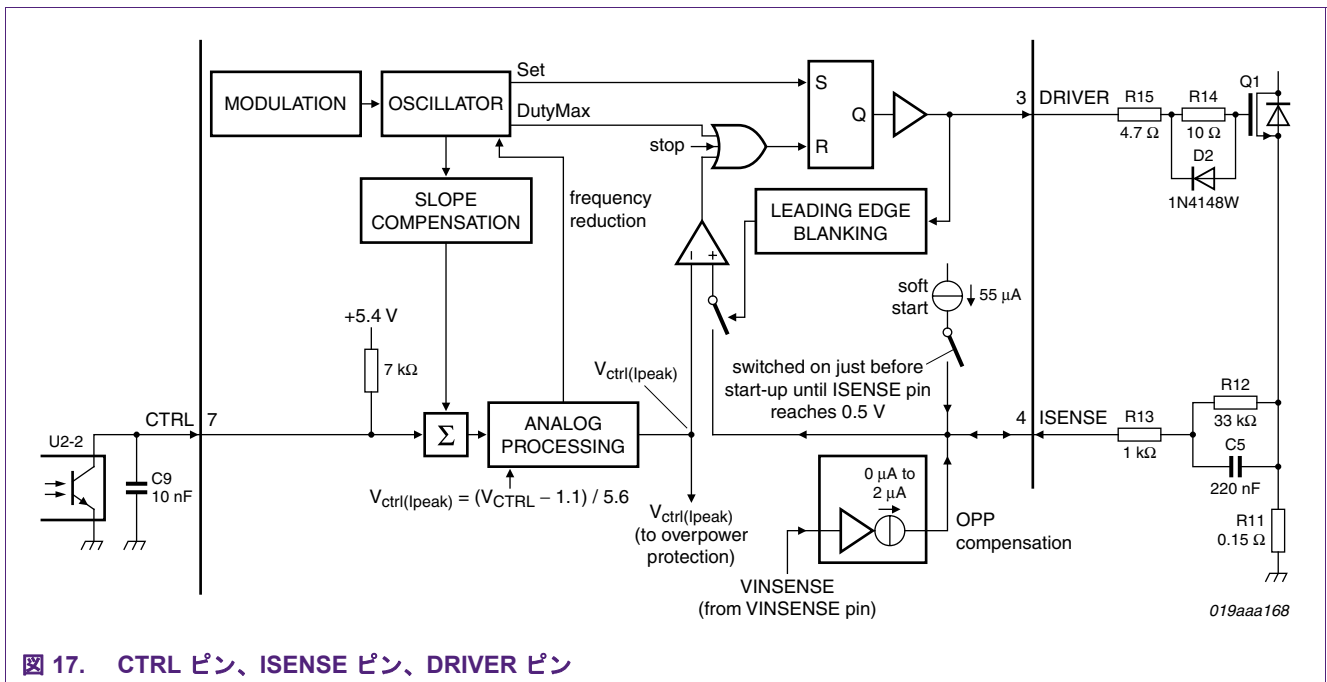


図 17. CTRL ピン、ISENSE ピン、DRIVER ピン

3.6.2 入力バイアス

7 kΩ の内部抵抗を 5.4 V に接続すると、外部素子を使用せずにフォトカプラのトランジスタを直接接続して、フォトカプラの出力電流を制御電圧に変換できるようになります。CTRL ピンの電流と電圧の関係は、[式 10](#) を使用して計算できます ([図 18](#) を参照)。

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

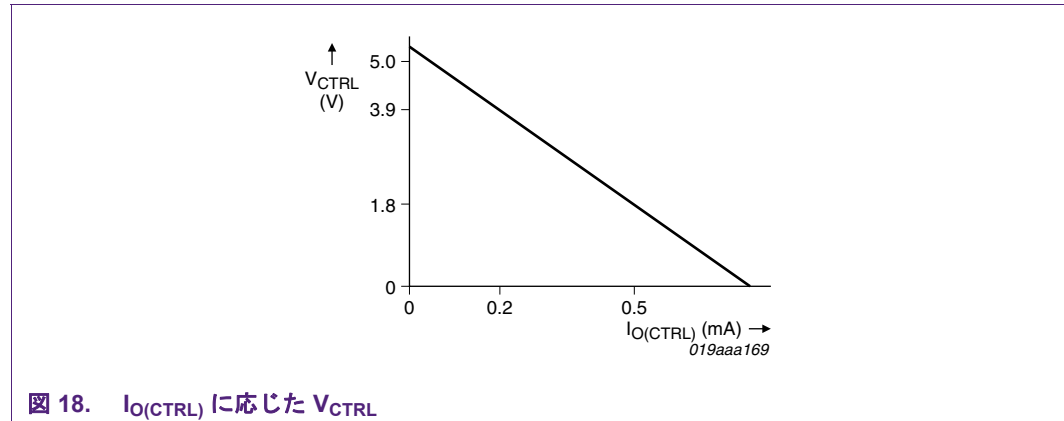


図 18. $I_{O(CTRL)}$ に応じた V_{CTRL}

3.6.3 ピーク電流制御

CTRL の電圧によって、一次側ピーク電流が設定されます。一次側電流は ISENSE ピンによって測定され、CTRL ピンによって設定されたピーク電流値と比較されます。ISENSE ピンによって測定された一次側ピーク電流が CTRL ピンによって設定された制限を超えると、すぐに DRIVER 出力が LOW に切り替えられます。CTRL 入力と ISENSE 出力の関係は、[式 11](#) を使用して計算します。

$$V_{ctrl(I_{peak})} = \frac{V_{CTRL} - 1.1}{5.6} \quad (11)$$

[図 19](#) を参照してください。

3.6.4 低出力電力での周波数低減

低出力電力での効率的な動作を確保するために、ピーク電流を最大値の 25% 未満に減らすことはできません。代わりに、出力電力を抑えるにはスイッチング周波数を低減します。[図 19](#) を参照してください。

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

過電力保護が望ましくない場合は (二次側 IC によって処理する場合など)、無効にできます ([セクション 3.5.10](#) を参照)。そのため、過電力保護を使用しない場合でも、CTRL 入力の全入力範囲を使用できます。

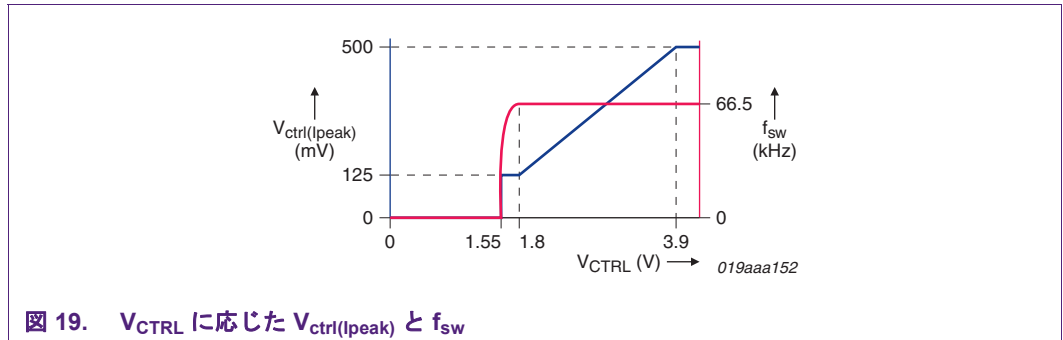


図 19. V_{CTRL} に応じた $V_{ctrl(lpeak)}$ と f_{sw}

図 19 は、66.5 kHz スイッチング周波数バージョンで有効です。89 kHz スイッチング周波数バージョンの場合、曲線の形状は同じであり、66.5 kHz を 89 kHz に置き換えるだけです。

3.6.5 スロープ補償

50% を上回るデューティ サイクルで CCM モードの低調波発振を防ぐために、TEA1733 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 20 を参照)。ISENSE ピンで触れたように、スロープ補償量は $25 \text{ mV}/\mu\text{s}$ (89 kHz スイッチング周波数バージョンでは、 $34 \text{ mV}/\mu\text{s}$) 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。

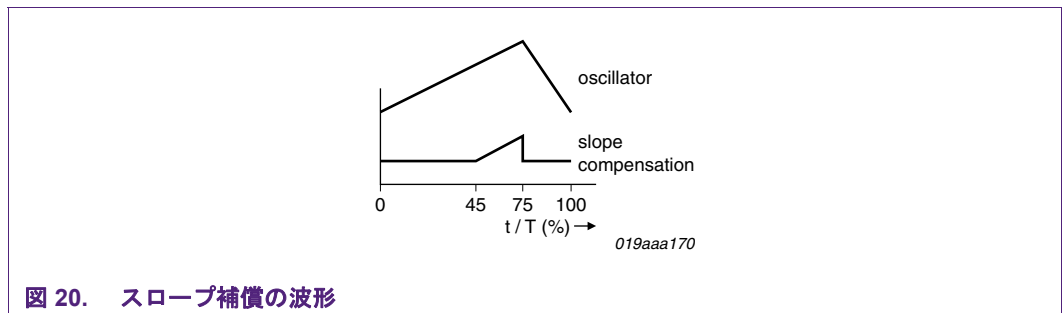


図 20. スロープ補償の波形

3.7 OPTIMER ピン

3.7.1 過電力遅延と再起動遅延

OPTIMER ピンでは、2 種類の時間定数を使用できます。

- OPP 遅延 (電力制限を超えてから保護が作動するまでの時間)
- 再起動遅延 (保護が作動してから次の再起動が試行されるまでの時間)

これらのタイマ機能は、いずれもほぼ単独で調整できます。これらの時間の比率によって、電源が再起動を繰り返しているときに (出力が短絡した場合など) 供給できる最大電力が決まります。

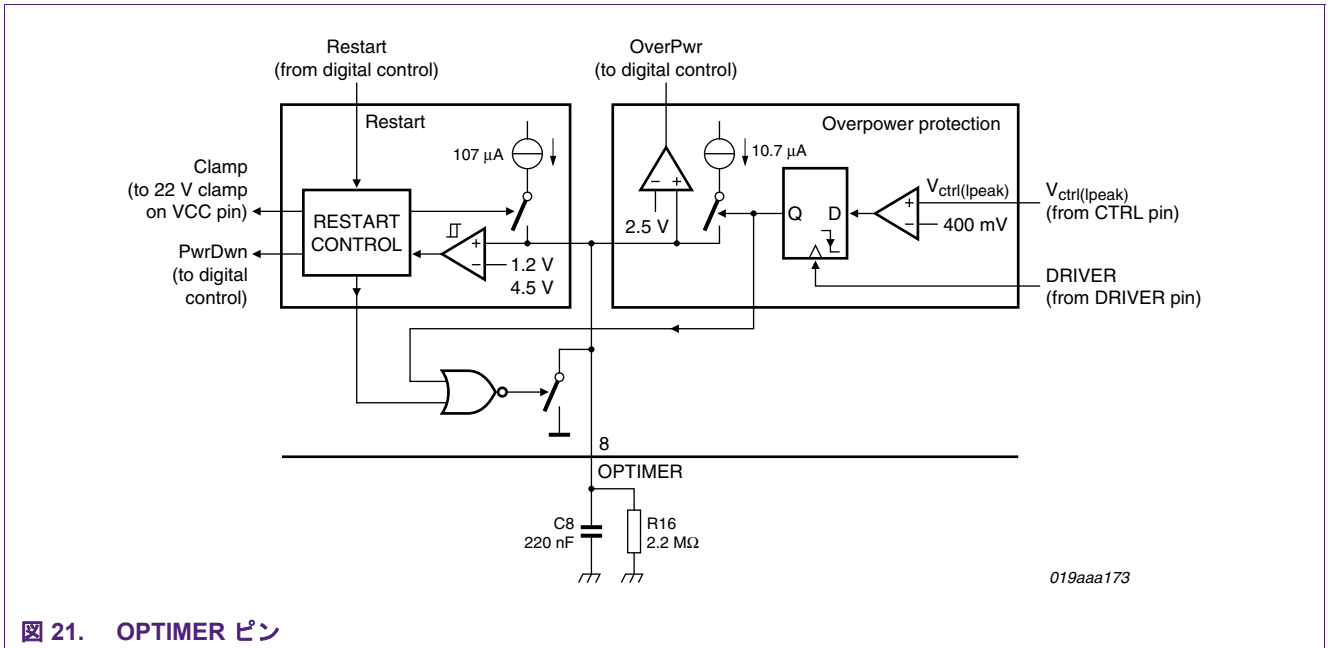


図 21. OPTIMER ピン

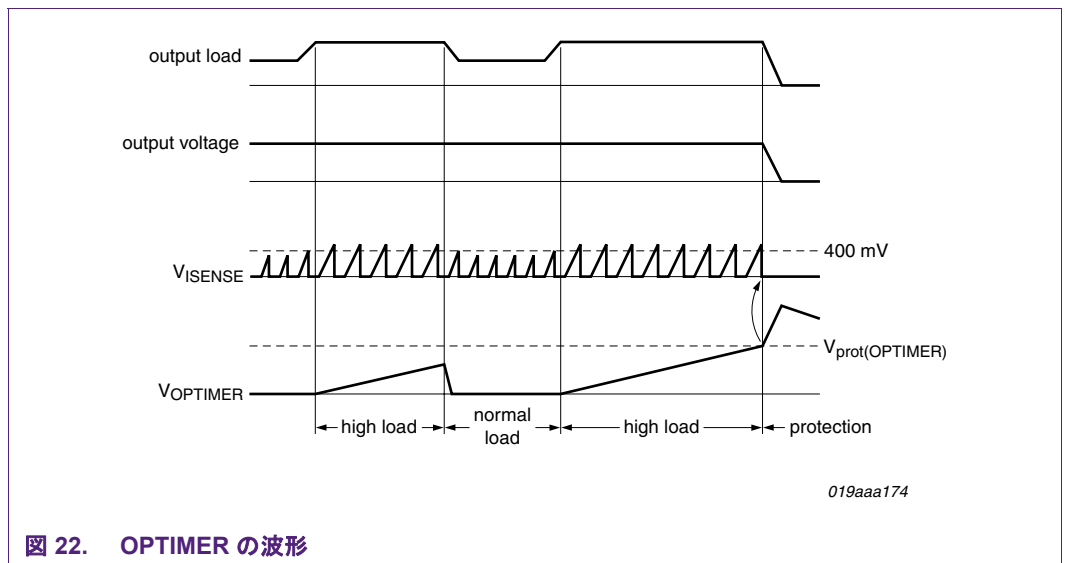


図 22. OPTIMER の波形

3.7.2 過電力遅延

内部制御電圧が過電力のしきい値 (400 mV) を超えると、過電力タイマがアクティブ化されます (図 21 を参照)。内部 10.7 μA 電流源によって、外部 OPTIMER コンデンサ (C8) が充電されます。過電力状態が OPTIMER ピンを 2.5 V に充電できるほど長く続くと、コントローラはセーフ再起動手順を実行します (ラッチバージョンでは、ラッチ保護モードになります)。OPTIMER ピンが 2.5 V に達する前に、内部制御電圧が 400 mV 未満に低下した場合は、OPTIMER コンデンサが即座に放電されます。OPTIMER 抵抗 (R16) の推奨最小値は 470 k Ω です (これ以外の場合は、コンデンサを最大 2.5 V に充電するのに 10.7 μA では不十分である可能性があります)。OPP のアタック タイムは、式 12 を使用して計算できます。

$$T_{OPP} = -R \times C \times \ln\left(1 - \frac{V_{prot(OPTIMER)}}{R \times I_{prot(OPTIMER)}}\right) = -R \times C \times \ln\frac{2.5 V}{R \times 10.7 \mu A} \quad (12)$$

ここで、R は R_{OPTIMER} (R16)、C は C_{OPTIMER} (C8) です。

3.7.3 再起動遅延

保護機能のいずれか (VINSENSE ピンまたは OPTIMER ピン) によってセーフ再起動手順が作動すると、内部 107 μA 電流源によって、OPTIMER コンデンサが 4.5 V にすばやく充電されます。TEA1733 はパワーダウン モードになり、OPTIMER ピンの外部抵抗によってコンデンサが 1.2 V 未満まで放電しないと再起動しません。

再起動時間は、次の 2 つの時間で構成されます。

1. 107 μA 電流源によって、コンデンサを 2.5 V から 4.5 V に充電する時間
2. 外部抵抗によって、コンデンサを 4.5 V から 1.2 V に放電する時間

再起動時間を主に決定するのは、R_{OPTIMER} によって 4.5 V から 1.2 V に放電するコンデンサです (式 13)。

$$T_{restart, discharge} = -R \times C \times \ln\left(\frac{V_{restart(OPTIMER)low}}{V_{restart(OPTIMER)high}}\right) = -R \times C \times \ln\frac{1.2 V}{4.5 V} \quad (13)$$

ここで、R は R_{OPTIMER} (R16)、C は C_{OPTIMER} (C8) です。

計算をより正確に行う場合は、コンデンサを 2.5 V から 4.5 V に充電するために必要な時間を計算し、放電時間に加算します (式 14)。

$$\begin{aligned} T_{restart, charge} &= R \times C \times \left(\ln\left(1 - \frac{V_{prot(OPTIMER)}}{R \times I_{restart(OPTIMER)}}\right) - \ln\left(1 - \frac{V_{restart(OPTIMER)high}}{R \times I_{restart(OPTIMER)}}\right) \right) \\ &= R \times C \times \left(\ln\left(1 - \frac{2.5 V}{R \times 107 \mu A}\right) - \ln\left(1 - \frac{4.5 V}{R \times 107 \mu A}\right) \right) \end{aligned} \quad (14)$$

ここで、R は R_{OPTIMER} (R16)、C は C_{OPTIMER} (C8) です。

3.7.4 R と C を構成する方法

コンデンサ値は、両方の遅延に同じ影響を及ぼします。抵抗値は、十分に大きい値 (> 2 MΩ) であれば、再起動遅延にのみ影響します。そのため、これらの素子を調整するときは、次の順番で行うのが最も便利です。

1. コンデンサ値を調整または計算して、必要な OPP 時間を取得する。
2. 抵抗値を調整または計算して、必要な再起動時間を取得する。

表 6 に、RC のさまざまな組み合わせの OPP 遅延と再起動遅延の例を示します。

表 6. OPP アタック タイムと再起動時間の例

R _{OPTIMER} (MΩ)	C _{OPTIMER} (nF)	T _{OPP} (ms)	T _{restart} (ms)	Ratio T _{OPP} / T _{restart}
2.2	100	25	293	1:12
2.2	220	54	644	1:12
2.2	470	116	1376	1:12
1	220	59	295	1:5
4.7	220	53	1371	1:26

3.8 PROTECT ピン

3.8.1 全般

最も少ない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。

- 過電圧保護 (出力 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)。

3.8.2 回路の説明

内部電流源は、PROTECT ピンの電圧を 0.65 V に保とうとします。この内部電流源の電流範囲は、-107 μA ~ +32 μA です (つまり、107 μA をシンクし、32 μA を供給できます)。内部電流源が範囲外の場合、ピンを 0.5 V ~ 0.8 V の範囲内に維持できなくなり、保護が働きます。

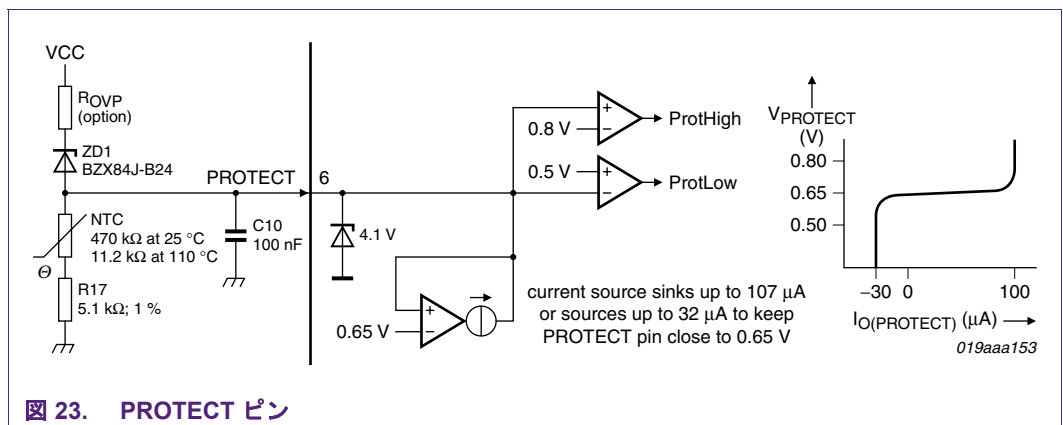


図 23. PROTECT ピン

3.8.3 出力過電圧保護

VCC の電圧がツェナー ダイオードの電圧 (107 μ A) に 0.8 V を加えた値を上回ると、出力 OVP が働きます。抵抗 (図 23 の R_{OVP}) をツェナー ダイオードと直列に配置することによって、OVP を調整できます。10 k Ω の直列抵抗は、OVP の電圧を約 1 V ずつ増加させます ($\Delta V = R_{OVP} \times 107 \text{ mA}$)。

3.8.4 過熱保護

PROTECT ピンの電圧が 0.5 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。NTC の値をできるだけ大きな値にすると、OTP が最も正確になります。

3.8.5 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、内部クランプは PROTECT ピンの電圧を 4.1 V に保ちます。クランプの電圧は、200 μ 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 V に低下します。

3.9 DRIVER ピン

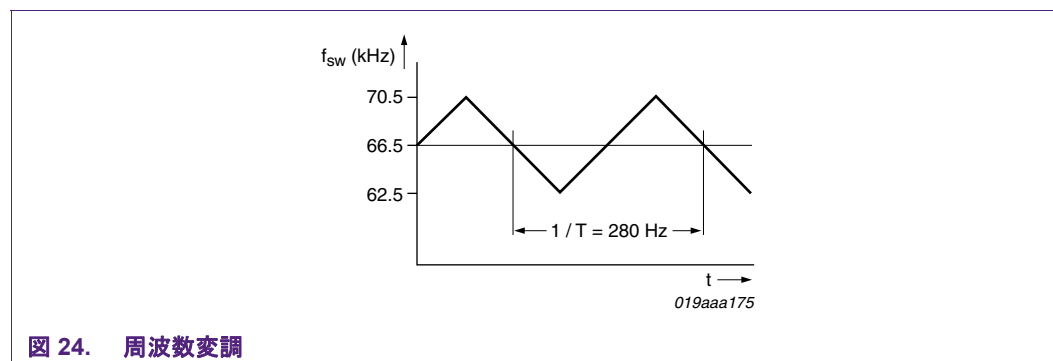
3.9.1 ゲート ドライバ

ドライバ回路には、電流源機能 (標準値は 250 mA) と電流シンク機能 (標準値は 750 mA) 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 17 \(30 ページ\)](#) を参照してください。

3.9.2 周波数変調

通常、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、8 kHz の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」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 17 \(30 ページ\)](#) を参照してください。

発振器は、280 Hz の速度および 4 kHz (89 kHz スwitching 周波数バージョン (TEA1733AT と TEA1733MT) では 4.7 kHz) の範囲で連続的に変調されます。



4. 無負荷電力を低減する方法

このセクションでは、TEA1733 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。

4.1 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。20 V の出力電圧から供給される 2.5 mA の LED 電流により、無負荷電力には常に 50 mW 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。ただし、LED の輝度は負荷によっ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 に電源を供給することも考えられます。

4.2 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、無負荷電力を低減しますが、コストと EMI が増加します。

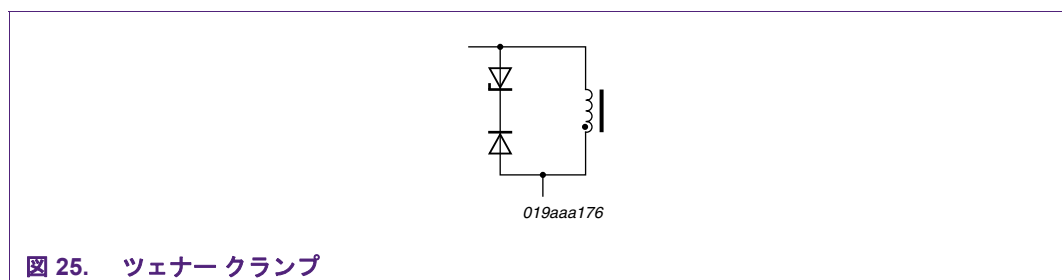


図 25. ツェナー クランプ

4.3 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 R 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、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)。R9 (図 1) を 100 V ツェナーに置き換えると、230 V (AC) で 5 mW 節約されます。

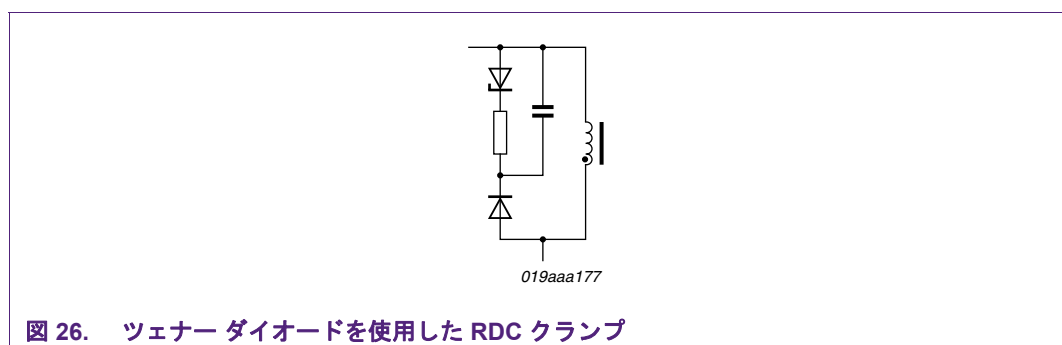


図 26. ツェナー ダイオードを使用した RDC クランプ

4.4 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 (115 V (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 (90 V (AC)) で指定することもあります。その場合、次の要件を再検討することをお勧めします。すなわち、90 V (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が、90 V (AC) で 2 s の起動時間を実現するには、230 V (AC)⁵ で 17 mW の余分な起動電力が必要となります。

2 s ではなく、3 s の最大起動時間を許容することで、さらに 11 mW 節約できます。[図 5 \(12 ページ\)](#) を参照してください。

4.5 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。115 V (AC) での最大起動時間が 2 s の場合、VCC キャパシタンスを 4.8 μF から 2.3 μF に減らし、起動抵抗値を倍にすることで約 20 mW 節約されます。

4.6 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 (330 nF) を使用すると、60 Hz、230 V (AC) で 25 mW 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 2 mW 足らずです。

4.7 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、発生源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 キャップ充電回路の損失も減少します。

4.8 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 (高電圧トランジスタが必要)。

4.9 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)。

4.10 VINSENSE での分圧器のインピーダンスの増加

$R4 = R5 = R6 = 10 \text{ M}\Omega$ で $R7 = 240 \text{ k}\Omega$ の場合、約 7 mW 節約できます。

この場合、C6 を 470 nF から 180 nF に減らすことで、同じ時間定数を維持できます。

5. 2つの抵抗起動回路を使用し、VCC キャパシタンスが 4.8 μF (4.7 μF + 100 nF) の場合。

4.11 出力分圧器のインピーダンスの増加

出力で分圧器 (図 1 の R23 と R24) のインピーダンスを倍にすると、約 5 mW 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、C16 と R22 も適応させる必要があります。インピーダンスの可能な増加量は、PCB のレイアウトと分路レギュレータの入力電流によって大きく異なります。

4.12 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 1 mA を必要としますが、メーカーによっては 0.5 mA または 0.6 mA が指定されています。低い (温度が安定した) 分路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 を参照してください。

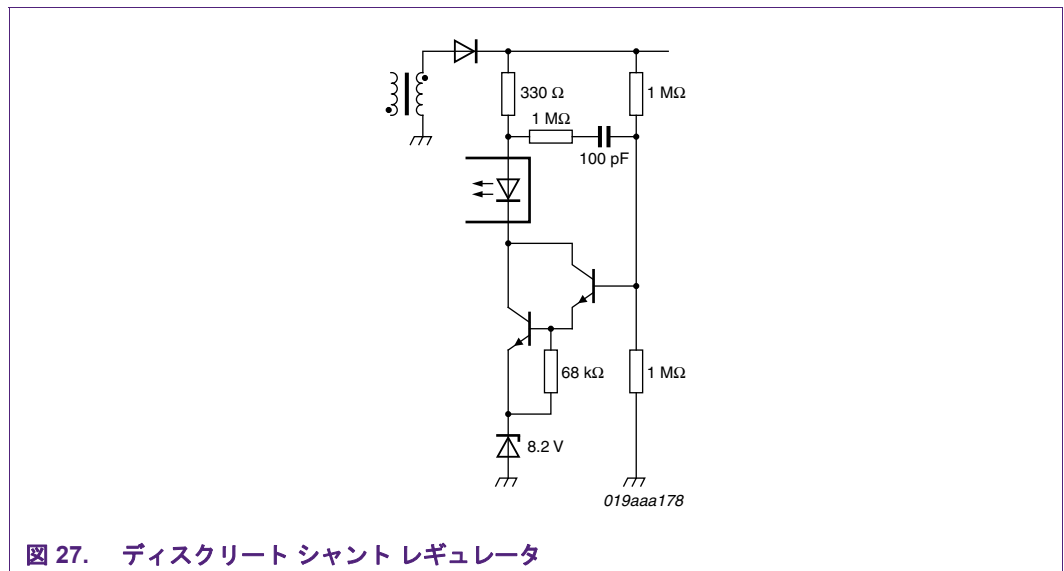


図 27. ディスクリートシャントレギュレータ

5. 「ゼロワット」待機電力設計案

5.1 30 mW 未満の待機電力

アプリケーションのスイッチを完全にオフにすることによって、待機電力を 30 mW 未満に低減できます (したがって、出力電圧は出ません)。以下のセクションで説明するソリューションでは、電源をオンまたはオフに切り替えるために外部信号を必要とします。そのため、電源に接続されているデバイスは、必要とされなくなると電源のスイッチをオフにします。バッテリー駆動の装置の場合、これは問題にはなりません。

5.2 アクティブオン

図 28 は、外部アクティブオン制御信号によって、電源をオンに切り替えるしくみを示しています。既存のアプリケーションについては、赤で示す素子を追加する必要があります。

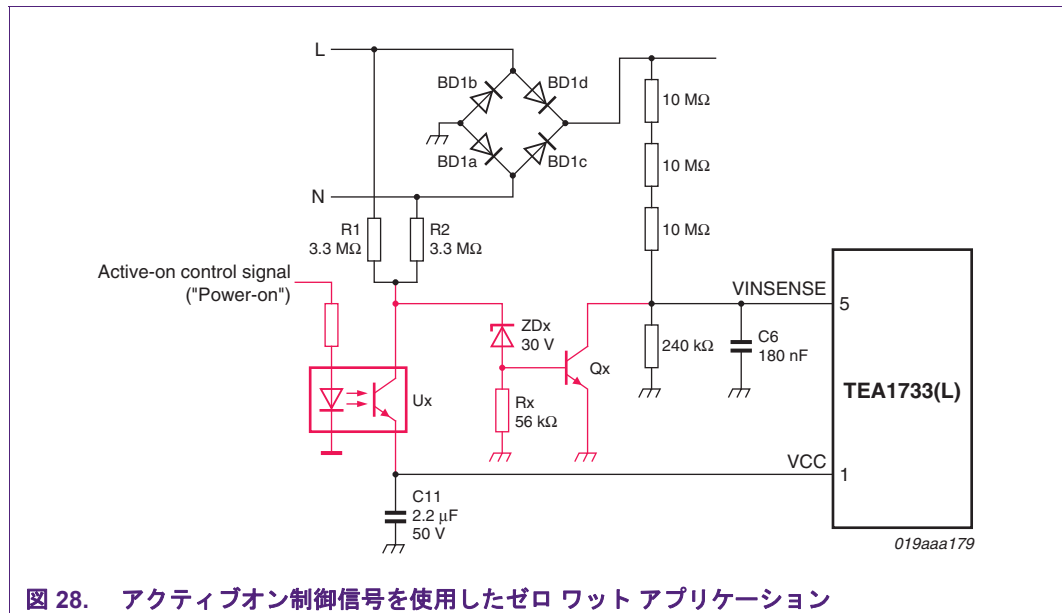


図 28. アクティブオン制御信号を使用したゼロワットアプリケーション

5.2.1 シャットダウン

電源の稼働中に、外部パワーオン信号の電圧が突然低下したとします。フォトカプラのトランジスタが遮断し、R1 と R2 を通過した電流はツェナー ダイオード ZDx に流れます。トランジスタ Qx は、VINSENSE ピンを LOW にします。TEA1733 は、スイッチングを即座に停止します。補助巻線は IC に電源を供給しなくなり、VCC ピンの電圧が V_{UVLO} 未満に低下します。IC はパワーダウン モードになります。

5.2.2 ウェークアップ

パワーオン信号が HIGH になると、フォトカプラが導電します。ツェナー ダイオードの電圧が 0 V になり、導電が停止されます。Qx が遮断し、VINSENSE ピンが解放されます。R1 と R2 を通過する電流によって、VCC コンデンサが充電されます。起動時間は、通常の起動時間と同じになります。

5.3 アクティブオフ

図 29 は、外部アクティブオフ制御信号によって、電源をオンに切り換えるしくみを示しています。既存のアプリケーションについては、赤で示す素子を追加する必要があります。

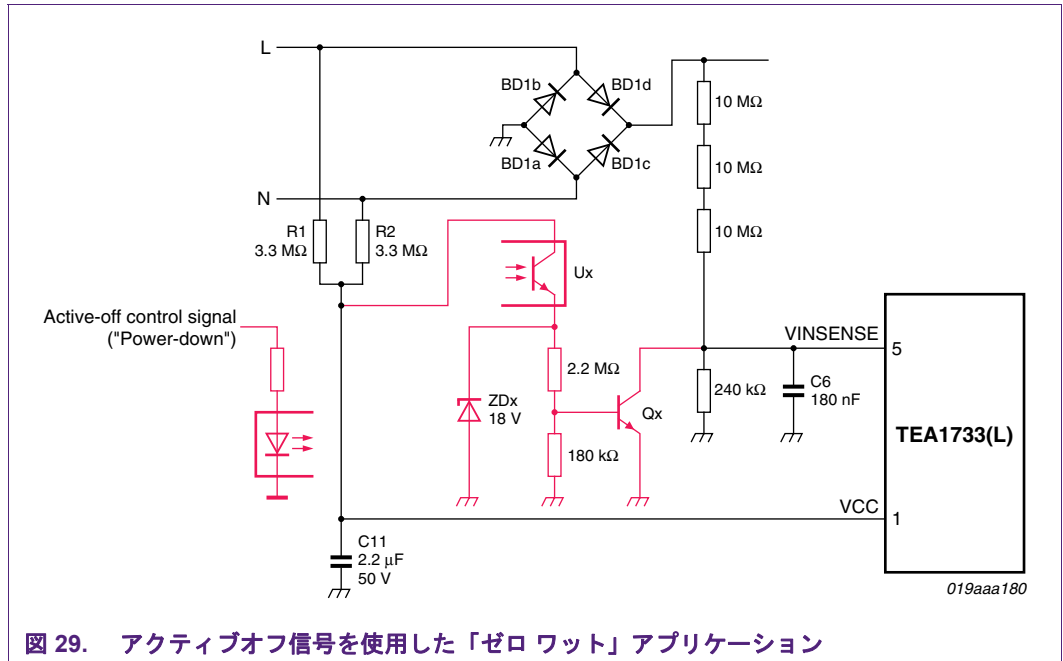


図 29. アクティブオフ信号を使用した「ゼロワット」アプリケーション

5.3.1 シャットダウン

電源の稼働中に、アクティブオフ制御信号が突然 HIGH になったとします。フォトカプラのトランジスタが導電し、次の 2 つのことが発生します。

- トランジスタ Qx が導電し、VINSENSE ピンを LOW にします。TEA1733 はスイッチングを即座に停止し、IC がパワーダウンモードになります。
- VCC は、 $V_{startup}$ を若干下回る 18 V にクランプされます。このため、TEA1733 は起動を試行できません。

5.3.2 ウェークアップ

パワーダウン信号が LOW になると、フォトカプラが遮断し、VINSENSE ピンが即座に解放されます。VCC コンデンサは、 $V_{startup}$ より若干小さい値にクランプされています。これにより、起動時間が確実に短縮されます。

6. レイアウトに関する推奨事項

6.1 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 C1 への線路を低オームに保ち、相互に近づけます。

6.2 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、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、C1 を介して行う必要があります。
- C1 からトランス、MOSFET Q1、および電流センス抵抗を経由して 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。
- C2 を C1 の近くに配置します。
- ピーク クランプ回路の R9、R10、C3、および D1 は、トランスに近く TEA1733 から離れた場所に配置します。
- MOSFET Q1 に金属タブが付いている場合は、ヒート シンクと絶縁する必要があります。ヒート シンクは、一次側電力接地に接続する必要があります。

6.3 補助巻線

- ダイオード D3、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。
- 補助巻線の接地から中央の信号接地点への接続は、C11 を介して行う必要があります (別の線路を使用して、VINSENSE ピンや PROTECT ピンなどでノイズの原因となるこの接地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接地を中央の電力接地 (C1) に接続します。
- (D3 と R18 を通る) 補助巻線から VCC コンデンサ C11 を通り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。

6.4 フライバック コントローラ

- TEA1733 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 TEA1733 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接地への接続は、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。
- R13 を ISENSE ピンの近くに配置します。
- C10 を PROTECT ピンの近くに配置します。
- C9 を CTRL ピンの近くに配置します。
- C6 を VINSENSE ピンの近くに配置します。
- C8 を OPTIMER ピンの近くに配置します。

6.5 電源の分離

- 一次側と二次側の銅線線路間の間隔を 6 mm 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。

6.6 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。
- R24 とシャントレギュレータ U3 に別の信号接地を使用します。R24 と U3 の信号接地を C19 を介して C13 と C14 の電力接地に接続します。
- C19 を R20 と R23 の近くに配置します。
- R20 および R23 から正出力電圧への接続は、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。

7. 法律情報

7.1 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。その結果、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、ここ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。

7.2 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、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また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。

いかなる理由においても、お客様に生じる損害に関わらず、ここで説明する製品のお客様に対する NXP セミコンダクターズの集約的および累積的な責任は、NXP セミコンダクターズの『市販規定』に従って制限されます。

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（仕様および製品説明を含みますが、これらに限定されません）にいつでも予告なしに変更を加える権利を留保します。この文書は、この公開の前に提供されたすべての情報に優先し、それらを置き換えるものです。

用途に対する適合性 — NXP セミコンダクターズの製品は、生命維持、生命または安全にとって重要なシステムまたは装置、あるいは NXP セミコンダクターズの製品の故障によって人的な傷害、死亡、または財産または環境の重大な損害が予測される用途での使用に適するように設計、認定、または保証されていません。NXP セミコンダクターズは、かかる装置または用途に NXP セミコンダクターズの製品を内包または使用する場合に関して一切の責任を負いません。かかる場合においての内包または使用は、お客様の責任において行ってください。

応用例 — これらの製品のいずれかに関してここで説明する応用例は、例示のみを目的としています。NXP セミコンダクターズは、これらの応用例にテストまたは変更を加えることなく特定の用途に適合するという表示または保証を行いません。

お客様は、NXP セミコンダクターズの製品を使用するご自身の応用および製品の設計および操作に関して責任を負い、NXP セミコンダクターズは応用またはお客様の製品設計を支援する責任を負いません。NXP セミコンダクターズの製品が計画済みのお客様の応用および製品に適しているかどうか、またお客様の第三者のお客様の計画済みの応用および使用に適しているかどうかを判断することはお客様のみに関する責任です。お客様は、お客様の応用および製品に関連する危険を最小限にするために、設計および操作上の適切な保護手段を提供してください。

NXP セミコンダクターズは、お客様の応用または製品の弱点または不具合、またはお客様の第三者のお客様による応用または使用に起因する不具合、損害、費用、または問題に関連する責任を負いません。お客様には、お客様の応用および製品、およびお客様の第三者のお客様による応用または使用の不具合を避けるために、NXP セミコンダクターズの製品を使用するお客様の応用および製品に必要なすべてのテストを行う責任があります。NXP はこの点に関して責任を負いません。

輸出規制 — この文書およびこれ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。輸出には国家当局からの事前の許可が必要になることがあります。

「翻訳」。この日本語版は参考用です。日本語版と英語版との間に矛盾する記述がある場合は、英語版の記述が優先されます。

7.3 商標

注意：記載されているすべてのブランド、製品名、サービス名、および商標は各社の所有物です。

GreenChip — は、NXP B.V. の商標です。

8. 目次

1	序論	3	3.5.11	リーディング エッジ ブランキング	30
1.1	範囲	3	3.6	CTRL ピン	30
1.2	機能	3	3.6.1	全般	30
1.3	応用例	3	3.6.2	入力バイアス	31
1.4	TEA1733 シリーズ タイプの概要	4	3.6.3	ピーク電流制御	31
1.5	ラッチバージョンー TEA1733LT、 TEA1733LP、TEA1733MT	4	3.6.4	低出力電力での周波数低減	31
1.6	高スイッチング周波数バージョンー TEA1733AT、TEA1733MT	4	3.6.5	スロープ補償	32
1.7	アプリケーション回路図	4	3.7	OPTIMER ピン	32
2	ピン説明	6	3.7.1	過電力遅延と再起動遅延	32
3	機能説明	10	3.7.2	過電力遅延	34
3.1	全般	10	3.7.3	再起動遅延	34
3.2	起動	10	3.7.4	R と C を構成する方法	35
3.2.1	VCC コンデンサの充電	10	3.8	PROTECT ピン	35
3.2.2	起動時間の測定	13	3.8.1	全般	35
3.2.3	ダイオードを備えた起動回路	13	3.8.2	回路の説明	35
3.2.4	チャージ ポンプを使用した起動回路	14	3.8.3	出力過電圧保護	36
3.2.4.1	チャージ ポンプと PFC の併用	16	3.8.4	過熱保護	36
3.2.5	VCC コンデンサ	16	3.8.5	クランプ	36
3.2.6	起動条件	17	3.9	DRIVER ピン	36
3.2.7	ソフト スタート	17	3.9.1	ゲート ドライバ	36
3.2.8	セーフ再起動	18	3.9.2	周波数変調	36
3.2.9	クランプ	19	4	無負荷電力を低減する方法	37
3.3	入力電圧の感知 (VINSENSE ピン)	19	4.1	パワー LED の除去	37
3.3.1	全般	19	4.2	一次側 RDC クランプからツェナー クランプへの変更	37
3.3.2	起動電圧	20	4.3	ツェナー ダイオードを使用した RDC クランプの変更	37
3.3.3	入力過電圧保護	20	4.4	起動時間の仕様の再検討	38
3.3.4	電圧低下保護	21	4.5	VCC コンデンサ値の低減	38
3.3.5	過電力補償	21	4.6	X キャップの品質	38
3.3.6	フィルタ コンデンサ	21	4.7	X キャップ値	38
3.3.7	クランプ	22	4.8	アクティブ X キャップ放電	38
3.4	保護機能	22	4.9	アクティブ起動回路	38
3.4.1	全般	22	4.10	VINSENSE での分圧器のインピーダンスの 増加	38
3.4.2	入力過電圧保護 (入力 OVP)	22	4.11	出力分圧器のインピーダンスの増加	39
3.4.3	電圧低下保護	22	4.12	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	39
3.4.4	内部過熱保護 (内部 OTP)	22	5	「ゼロワット」待機電力設計案	39
3.4.5	過電力保護 (OPP)	23	5.1	30 mW 未満の待機電力	39
3.4.6	出力過電圧保護 (出力 OVP)	23	5.2	アクティブオン	40
3.4.7	外部過熱保護 (外部 OTP)	23	5.2.1	シャットダウン	40
3.4.8	ラッチ保護	23	5.2.2	ウェークアップ	40
3.4.9	ラッチ保護のリセット	23	5.3	アクティブオフ	41
3.4.10	減電圧ロックアウト (UVLO)	23	5.3.1	シャットダウン	41
3.5	過電力保護 (OPP)	24	5.3.2	ウェークアップ	41
3.5.1	連続的および一時的出力電力制限	24	6	レイアウトに関する推奨事項	42
3.5.2	OPP の動作	24	6.1	入力部	42
3.5.3	ピーク電流制限 (OCP)	24	6.2	電力部	42
3.5.4	入力電圧補償	24	6.3	補助巻線	42
3.5.5	電流センス抵抗を構成する方法	25	6.4	フライバック コントローラ	43
3.5.6	最大一時出力電力の計算	26	6.5	電源の分離	43
3.5.7	OPP 補償 ($R_{start(soft)}$) を構成する方法	26	6.6	二次側	43
3.5.8	OPP 補償を無効にする方法 (DCM の場合)	29			
3.5.9	OPP 遅延と再起動遅延	29			
3.5.10	過電力保護の無効化	29			

7	法律情報	44
7.1	定義	44
7.2	免責条項	44
7.3	商標	44
8	目次	45

この文書とここに記載されている製品に関する重要な注意事項は、「法律情報」セクションに含まれていたものです。

© NXP B.V. 2010.

All rights reserved.

詳細については、<http://www.nxp.com> を参照してください。

販売部門のアドレスについては、電子メールで salesaddresses@nxp.com にお問い合わせください。

公開日 : 2010 年 8 月 19 日

文書識別番号 : AN10868_JA