

# アプリケーション ノート AN-60

## LYTSwitch-0 ファミリー

### 設計ガイド

#### はじめに

LYTSwitch™-0 ファミリーには、1 つのデバイスに高耐圧パワー MOSFET と ON/OFF コントローラが組み込まれています。LYTSwitch-0 は DRAIN ピンから自己給電して、低 EMI に対応した周波数ジッターおよび様々な保護機能を内蔵しています。オートリスタート機能は、過負荷と出力短絡時のデバイスと回路の消費電力を制限します。LYT0002 IC は、ファミリー内でこの機能がありません。発熱時、サーマル保護によってスイッチングを停止します。周囲温度が高い場合の LED 代替電球などの用途にはサーマル保護ポイントが最適で、大きなヒステリシスによって PCB 及びその周辺部品を高温から保護します。

LYTSwitch-0 は、キャンドル型電球、GU10、A19、蛍光灯管、常夜灯、避難誘導灯などの LED 照明用途の非絶縁ドライバ用に設計されています。LYTSwitch-0 は一般的なすべての照明トポロジーで動作し、ラインまたはニュートラルを基準にして、反転または非反転出力に対応しています (表 1 を参照)。

入力電流は、パッシブ型で米国 (0.7) と EU (0.55) の力率 (PF) の要件を満たします。

#### スコープ

このアプリケーション ノートは、LYTSwitch-0 ファミリーのデバイスを使用して非絶縁型電源を設計するエンジニア向けに作成されています。このドキュメントでは、降圧型の設計手順について説明します。コンバータの主要部品選択のために必要な設計手順とガイドラインが記載されています。

パワー MOSFET とコントローラがひとつの IC に内蔵されているので、設計プロセスを大幅に簡略化出来ます。降圧型設計の部品数は少なく、トランスは必要ありません。このアプリケーション ノートに加えて、PI Expert™ スイート設計ソフトウェアに含まれる PIXIs ツール内に設計スプレッドシートもあります。設計者にとっては、電源を設計する際に評価キット (RDK) とデザイン例 (DER) が役立つこともあります。サポート ツールの詳細及びこのドキュメントの更新については、[www.power.com](http://www.power.com) を参照してください。

表 1 に示されているように、LYTSwitch-0 は、LED 直列電圧によって多くのトポロジーで使用できます。ただし、LED 直列電圧が適している場合は、全体的なシステム コストが最小になるので、降圧型コンバータをお勧めします。

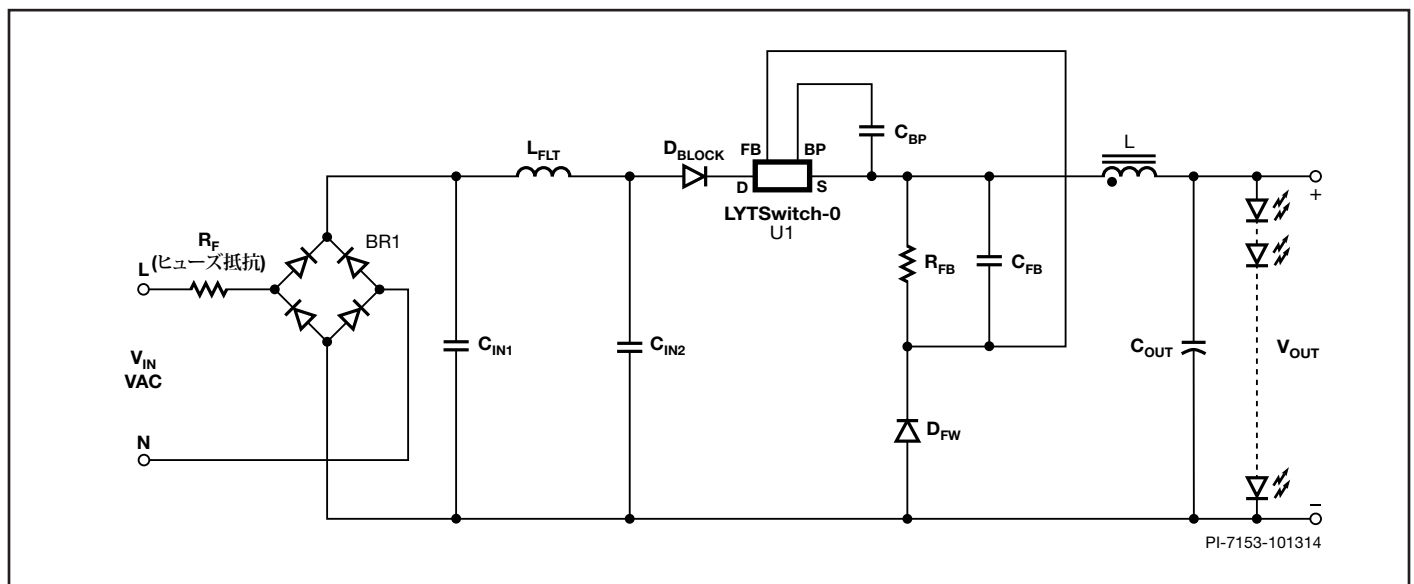


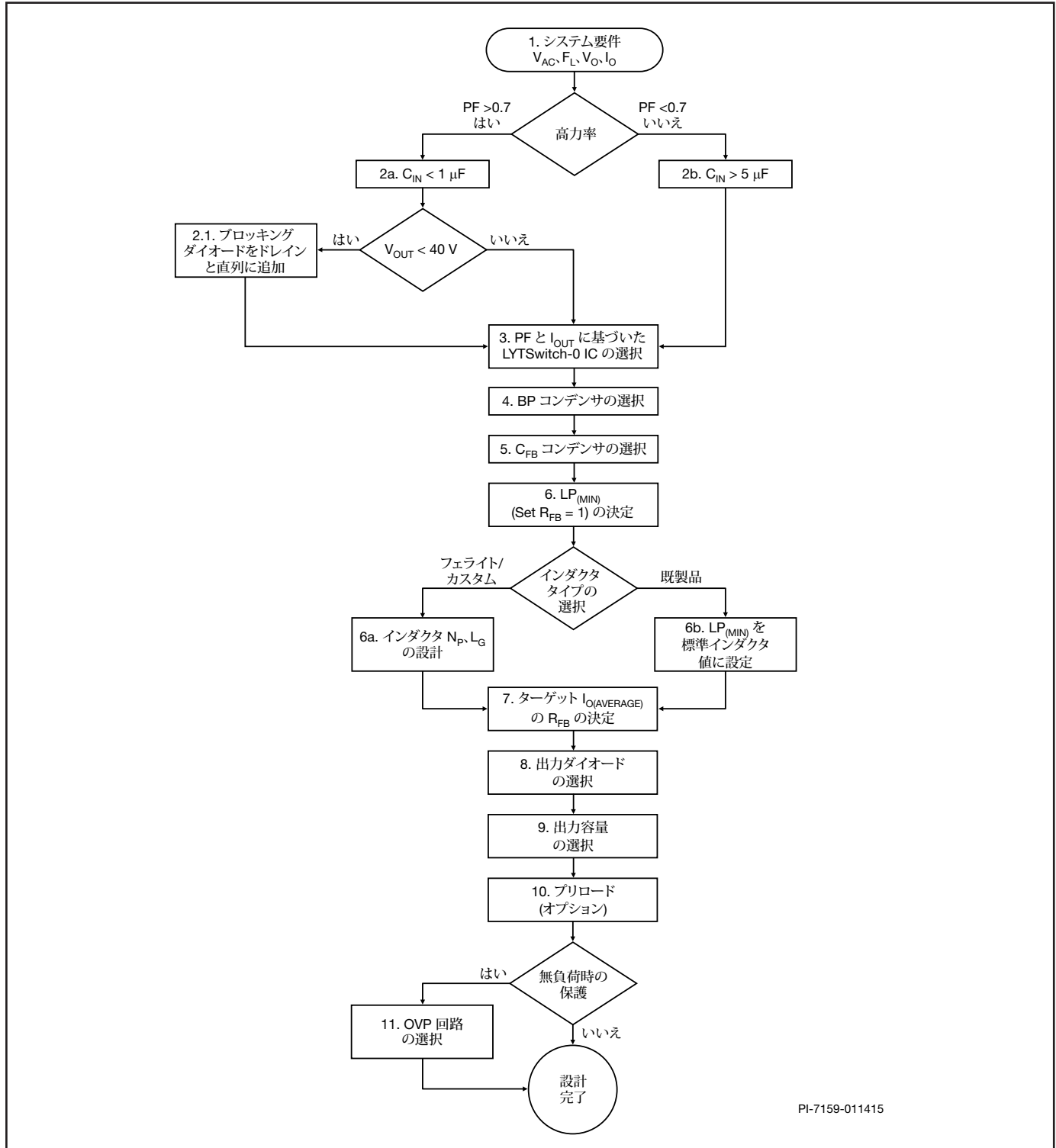
図 1. 標準降圧型 LYTSwitch-0 LED ドライバ

方式	基本回路図	主な特長
<p>ハイサイド降圧型 – ダイレクトフィード バック定電流 LED ド ライバ</p>		<ul style="list-style-type: none"> <li>• 入力を基準にした出力</li> <li>• <math>-V_{IN}</math> に対するプラス出力 (<math>V_O</math>)</li> <li>• ステップ ダウン – <math>V_O &lt; V_{IN}</math></li> <li>• 低コストのダイレクト フィードバック (CC 出力 <math>\pm 5\%</math> 標準)</li> </ul>
<p>ハイサイド 極性反転型 – 定電流 LED ドライバ</p>		<ul style="list-style-type: none"> <li>• 入力を基準にした出力</li> <li>• <math>+V_{IN}</math> に対するプラス出力 (<math>V_O</math>)</li> <li>• ステップ アップ/ダウン – <math>V_O &gt; V_{IN}</math> または <math>V_O &lt; V_{IN}</math></li> <li>• 低コストのダイレクト フィードバック (<math>\pm 5\%</math> 標準)</li> <li>• フェールセーフ – 内部電源の MOSFET に障害が発生した場合、出力は入力電圧の影響を受けない</li> <li>• LED 駆動に最適 – ハイサイド降圧型定電流 LED ドライバより精度が高く、温度の安定性に優れている</li> </ul>
<p>ローサイド 昇圧 – 定電流 LED ドライバ</p>		<ul style="list-style-type: none"> <li>• 入力を基準にした出力</li> <li>• <math>-V_{IN}</math> に対するプラス出力 (<math>V_O</math>)</li> <li>• ステップ アップ – <math>V_O &gt; V_{IN}</math></li> <li>• 低コストのダイレクト フィードバック (<math>\pm 5\%</math> 標準)</li> <li>• 高電圧直列 LED 駆動に最適 – 精度が高く、温度の安定性に優れている</li> </ul>

表 1. LYTSwitch-0 を用いた LED 駆動用トポロジー

## 降圧型コンバータの設計フロー

降圧型コンバータの設計は、最も簡単で低コストになります。図 2 に、全体の設計手順を示す設計フローチャートの例を示します。



PI-7159-011415

図 2. LYTSwitch-0 の設計フローチャート

LYTSwitch-0 の回路設計

LYTSwitch-0 の動作

図 1 に、LYTSwitch-0 を使用する降圧型コンバータの基本回路構成を示します。

出力を制御するには、表 2 に例示されている ON/OFF 制御方式を採用しています。スイッチングはサイクルごとに決定されるので、電源の過渡応答は非常に良好で、位相補償は不要です。フィードバック信号が50msの間でない場合、電源はオートリスタートに入ります (LYT0004、LYT0005、及び LYT0006)。

<p>参考回路図及びキー</p>		
<p>通常動作</p>		<p>各サイクル時、FEEDBACK (FB) ピンをサンプル リングします。</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• <math>I_{FB} &lt; 49 \mu A</math> の場合、次のスイッチング サイクルが発生する</li> <li>• <math>I_{FB} &gt; 49 \mu A</math> (<math>V_{FB} &gt; 1.65 V</math>) の場合、次のスイッチング サイクルはスキップされる</li> </ul> <p>低入力電圧 - いくつかのサイクルがスキップされる</p> <p>高入力電圧 - 多くのサイクルがスキップされる</p>
<p>オートリスタート (LYT0004 から LYT0006 のみ)</p>		<p>&gt;50 ms に対してフィードバック (<math>V_{FB} &lt; 1.65 V</math>) がない場合、出力のスイッチングは約 800 ms 停止します。</p>

表 2. LYTSwitch-0 の動作

## 降圧型コンバータの出力電圧範囲

降圧型コンバータの推奨出力電圧範囲は、入力電圧、バス電圧特性 (DC または半正弦波形)、及びインダクタンスによって制限されます。

入力電圧範囲 (VAC)	$V_{OUT}$ 範囲 (V) (PF > 0.5)	$V_{OUT}$ 範囲 (V) (PF < 0.5)
90-265 または 90-132	25-70	12-120
190-265	25-125	12-180

表 3. 降圧型出力電圧範囲 vs. 入力電圧と必要な PF

## 動作導通モードの選択 — MDCM と CCM の動作

設計の始めに、ほとんどの期間で不連続動作モード (MDCM) または連続動作モード (CCM) のどちらかを選択します。この選択は、LYTSwitch-0 デバイス、フリーホイーリング ダイオード、及びインダクタの選択に影響します。MDCM を推奨します。指定されたデバイス サイズからの最大出力電流を必要とする用途には CCM を選択できますが、デバイスの消費電力が高くなります。CCM でより小さいサイズまたは MDCM でより大きいサイズの

2つのデバイス サイズのいずれかを選択できる場合は、MDCM でより大きいサイズを選択すると、デバイスの温度を低く、効率を高く出来ます。表 4 に、2つの動作モード間のトレードオフをまとめます。

CCM と MDCM のその他の違いは、DCM のほうが過渡応答が良好で、CCM のほうがスイッチング時の出力リップルが低くなります (コンデンサの ESR が同じ場合)。ただし、高い PF (低い  $C_{IN}$ ) の LYTSwitch-0 の用途に対して、これらの違いは通常は重要ではありません。

降圧型コンバータの導通モード (CCM または MDCM) の選択は、主に入力電圧、出力電圧、出力電流インダクタンス、及びデバイスのカレントリミットに依存します。高い入力容量 (低い PF) の場合、入力電圧、出力電圧、及び出力電流は固定パラメータになります。LYTSwitch-0 のデバイスカレントリミットと電源インダクタ (L) は、導通モードを設定するために使用できる設計パラメータです。

低い入力容量 (高い PF) の CCM では、整流された入力電圧が低く、デバイスが大きなデューティサイクルで動作している場合、サイクルは半ラインサイクルごとに現れます。ON/OFF 制御では、いくつかのスイッチングサイクルが連続インダクタ電流を示すので「大半の条件下で不連続」という語句が使用されますが、ほとんどのスイッチングサイクルは不連続動作モードになります。

## CCM 動作モードと MDCM 動作モードの比較

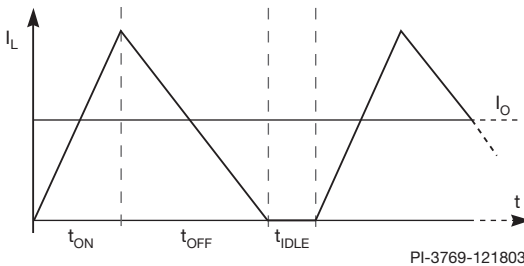
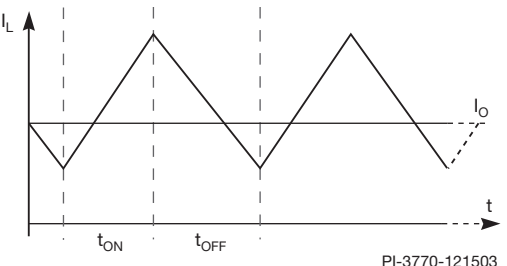
動作モード	MDCM	CCM
動作説明	 <p><math>t_{OFF}</math> において、インダクタ電流はゼロになり、<math>t_{IDLE} = 0</math> の場合、MDCM と CCM の境界になります。スキップされたサイクルの直後のスイッチングサイクルは CCM になる場合があります。</p>	 <p>電流は、スイッチング サイクル全体でインダクタ内を絶えず流れます。</p>
インダクタ	低コスト L 値が低く、サイズが小さい。	高コスト L 値が高く、サイズが大きい。
フリーホイーリング ダイオード	低コスト 75 ns の超高速リカバリー タイプ。 (周囲温度 >70 °C で ≤35 ns)。	高コスト 35 ns の超高速リカバリー タイプが必要。
LYTSwitch-0	高コストになる可能性 必要な出力電流を提供するために、より大きなデバイスが必要になることがあります。- 必要な出力電流によります。デバイス温度は低い。	低コストになる可能性 より小さなデバイスで必要な出力電流を提供できることがあります。- 必要な出力電流によります。デバイス温度は高い。
効率	高効率 スイッチング ロスが小さい。	低効率 スイッチング ロスが大きい。
全体	一般的に低コスト	一般的に高コスト

表 4. ほとんどの期間で不連続動作モード (MDCM) と連続動作モード (CCM) の比較

ステップバイステップ形式の設計手順

手順 1 – システム要件の決定:  $V_{AC\_MIN}$ ,  $V_{AC\_NOM}$ ,  $V_{AC\_MAX}$ ,  $V_{O}$ ,  $I_{O}$ ,  $f_L$

表 3 を使用して、指定された入力電圧と PF に対して必要な出力電圧を達成できるかどうかを確認します。表 5 の値を使用して、PIXIs スプレッドシートに  $V_{AC\_MIN}$ ,  $V_{AC\_NOM}$ , 及び  $V_{AC\_MAX}$  を入力します。

入力電圧範囲	$V_{AC\_MIN}$	$V_{AC\_NOM}$	$V_{AC\_MAX}$
低電圧入力のみ	90	120	132
高電圧入力のみ	190	230	265
広範囲 (最良の入力レギュレーションのために低い $C_{IN}$ 設計にのみ推奨)	90	180	265*

表 5. AC 入力電圧範囲

入力周波数,  $f_L$ : 50 または 60 Hz  
 出力電圧,  $V_O$ : ボルト (V)  
 出力電流,  $I_O$ : ミリアンペア (A)

\* どのような条件下でも DRAIN ピンの最大電圧範囲を超えない場合は、265 VAC を超えて動作するようにコンバータを設計できます。DRAIN ピンの絶対最大定格に到達しないようにするために最小インダクタンスを超えるように設計します。

$$LP_{MIN} > L_{MIN(SOA)} = \frac{V_{IN(PEAK)}}{0.9 \times I_{D(PEAK)}} \times t_{ON(MIN)}$$

ここで:

- $LP_{MIN}$ : 公差を含むパワーインダクタの最少値
- $L_{MIN(SOA)}$ : 絶対最大ドレイン電流定格に到達しないようにするためのパワーインダクタの最小インダクタンス
- $V_{IN(PEAK)}$ : 最大ピーク入力電圧
- $I_{D(PEAK)}$ : データシートからの絶対ピークドレイン電流定格
- $t_{ON(MIN)}$ : 最小 ON 時間

手順 2 – 入力段の設計

入力段は、ヒューズ抵抗、整流ダイオード、及びラインフィルタ回路で構成されます。ヒューズ抵抗は可融性で不燃性である必要があります (ディファレンシャルモード入力電圧サージの要件により)、巻線型が必要になることがあります。ヒューズ抵抗は、大きな破損から保護し、突入電流を制限し、ディファレンシャルモードノイズを軽減します。入力整流はフルブリッジで行い、目に見えるちらつきを防止する必要があります。4つの個別のダイオードを使用するか (スペースがある場合)、またはよりコンパクトな設計のためにパッケージされたフルブリッジを使用します。長寿命、最適な入力レギュレーション、及び高い PF の用途では (パッシブな手法: 低電圧時に >0.7、高電圧時に >0.5)、キャパシタンス <1  $\mu F$  の使用をお勧めします。表 6 では、 $C_{IN(TOTAL)}$  ( $C_{IN1} + C_{IN2}$ ) の値を示します。 $C_{IN1}$  の値を大きくすると、ドライバのディファレンシャルモードの EMI ノイズが軽減されます。RMS 入力電流が最小になるように、 $C_{IN1} \ll C_{IN2}$  にします。これらの値は実際の製品にて調整して下さい。

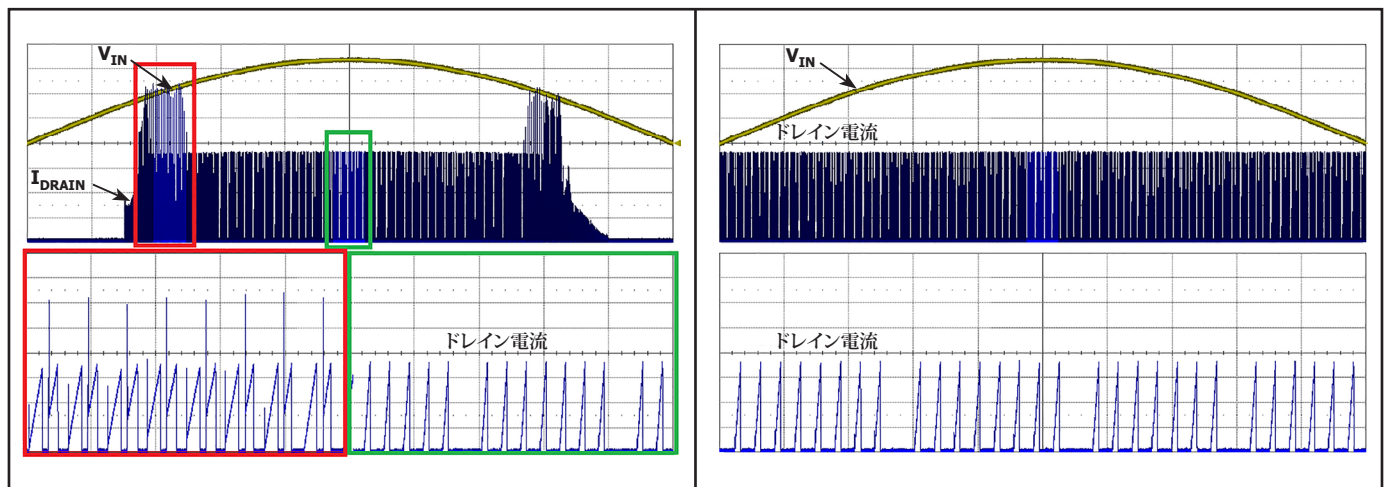
高力率を必要としない用途には、高い入力容量が適しています。電解コンデンサはフィルム型コンデンサより安価で、入力において 2.5 kV のディファレンシャルモードリングウェーブと 500 V ディファレンシャルモード入力サージに対して、MOVが不要になる場合があります。もう一つの利点は、動作温度範囲 (-20 °C から +125 °C) の全範囲における出力電流レギュレーション (定格入力電圧の  $\pm 5\%$ ) が良いことです。推奨キャパシタンスは、高電圧のみ (HLO) に対して 1  $\mu F/W$  で、低電圧のみ (LLO) または広範囲の用途に対して 2  $\mu F/W$  です。

出力電力 (W)	入力電圧	出力電圧 (VDC)	L1 フィルタ	$\approx C_{IN1}$	$\approx C_{IN2}$	$\approx C_{IN(TOTAL)}$
2-3	低電圧 (PF >0.7)	>38 V	4.7 mH	22 nF	100 nF	122 nF
2-3	高電圧 (PF >0.5)	>25 V	4.7 mH	22 nF	330 nF	352 nF
2-3	ワイド入力	>43 V	4.7 mH	22 nF	100 nF	122 nF
3-5	低電圧 (PF >0.7)	>36 V	2.2 mH	22 nF	220 nF	242 nF
3-5	高電圧 (PF >0.5)	>25 V	4.7 mH	47 nF	680 nF	727 nF
3-5	ワイド入力	>36 V	4.7 mH	33 nF	220 nF	253 nF
5-7	低電圧 (PF >0.7)	>31 V	4.7 mH	47 nF	470 nF	517 nF
5-7	高電圧 (PF >0.5)	>25 V	4.7 mH	47 nF	680 nF	727 nF
6-8	低電圧 (PF >0.7)	>44 V	4.7 mH	47 nF	330 nF	377 nF
6-8	ワイド入力	>50 V	4.7 mH	47 nF	330 nF	377 nF
>7	高電圧 (PF >0.5)	>50 V	4.7 mH	47 nF	470 nF	517 nF

表 6. 設計スプレッドシートで使用する入力容量参照表

パラメータ	低い $C_{IN(TOTAL)} < 1 \mu F$	高い $C_{IN(TOTAL)} > 5 \mu F$
力率	高い	低い
入力レギュレーション	最良	良 (単一の入力電圧範囲)
出力電流の温度変動	良	最良
入力サージ	> 500 V で MOV が必要	MOV は不要
長寿命対応のフィルム コンデンサ	対応	非対応
EMI	良	最良
出力電流リップル	高い	低い
DRAIN ピンがある直列ブロッキング ダイオードが必要	必要 ( $V_{OUT} < 40 V$ の場合)	不要
出力電圧選択範囲	限定的 (表 6)	広い (表 3)
コスト	低い	最も低い

表 7. 入力キャパシタンスの比較

図 3. 低  $C_{IN}$  のドレイン電流波形。サイクル中において連続モード動作があります。図 4. 高  $C_{IN}$  サンプルドレイン電流波形**手順 2.1 – ブロッキング ダイオード  $D_{BLOCK}$  ( $V_{OUT} < 40 V$ )**

低入力容量に対しては、スタートアップとターンオフ時の逆電流を回避するためにデバイスに対して直列にブロッキング ダイオードを追加します。ダイオードは、 $t_r$  150 ns で  $\geq 200 V$  にする必要があります。

デバイス	ブロッキング ダイオード
LYT0002-5	BAV21 またはそれと同等
LYT0006	RS1D またはそれと同等

表 8.  $V_{OUT} < 40 V$  の設計のブロッキング ダイオード基準**手順 3 – 出力電流とカレントリミットに基づいた LYTSwitch-0 デバイスの選択**

動作モードの決定 – 表 4 を参照。

MDCM 動作では、出力電流 ( $I_O$ ) はデータシートから選択されたデバイスの最小カレントリミット値の半分以下にする必要があります。

$$I_{LIMIT\_MIN} \geq 2 \times I_{OUT}$$

CCM 動作では、出力電流  $I_O$  は最小カレントリミット  $I_{LIMIT\_MIN}$  の 50% 以上で 80% 未満になるようにデバイスを選択する必要があります。

$$0.5 \times I_{LIMIT\_MIN} < I_{OUT} < 0.8 \times I_{LIMIT\_MIN}$$

LYTSwitch-0 のカレントリミット値については、製品データシートを参照してください。

**手順 4 – バイパス コンデンサの選択 ( $C_{BP}$ )**

定格 125 °C で最小 0.1  $\mu F$ 、16  $V_{MIN}$  のセラミックタイプのコンデンサを使用します。

**手順 5 – フィードバック コンデンサの選択 ( $C_{FB}$ )**

コンデンサ  $C_{FB}$  は、リップル電流によって変化する  $R_{FB}$  の電圧をフィルタします。 $C_{FB}$  の値は、特にMDCM 設計において、FEEDBACK ピンにかかるリップル電圧を最小限に抑えることができるように十分に大きくする必要があります。 $C_{FB}$  の値は、 $R_{SENSE}$  と  $C_{FB}$  の時定数 ( $t$ ) がスイッチング期間 (15  $\mu s$ ) の 20 倍以上になるように選択します。 $C_{FB}$  で検出されるピーク電圧は、 $\approx V_{FB}$  (1.65 V) になります。これは、並列接続により  $R_{FB}$  の電流センス損失を軽減することにもなります。スタートポイントとして、22  $\mu F$ 、10 V のセラミックコンデンサを使用します。



## 手順 6 – 出力インダクタの最小インダクタンス値の決定

PI Expert ソフトウェア設計スイートの PIXIs スプレッドシート ツールは、正確な最小インダクタンス値と RMS 電流定格の計算に使用します。最小インダクタンスは、オープン ループにおける最小入力電圧で出力電流の 110% に対応するように計算されます (すべてのスイッチング サイクルを有効にした場合のレギュレーションの限界)。 $R_{FB}=1$  を入力し、スプレッドシートにオープン ループ電力計算を設定します。次の条件になるまで、ゴールシーク機能を使用するか、または  $LP_{MIN}$  をマニュアルで入力します。

$$LP_{TYP} = LP_{MIN} \times (1 + L_{TOL})$$

インダクタンス値の最小参照値としてこの値を使用します。次に:

$$I_{O\_VAC\_MIN} = 1.1 \times I_{OUT}$$

ここで:

$I_{O\_VAC\_MIN}$ : 最小 AC 入力電圧時の出力電流。  
 $LP_{TYP}$ : パワーインダクタの定格インダクタンス。  
 $LP_{TOL}$ : パワーインダクタの公差。

## 手順 7 – 出力インダクタのタイプの選択

フレイト/カスタムまたは標準インダクタを使用するかどうかを決定します。(インダクタンスの定格値計算が標準インダクタに非常に近い場合は、標準インダクタを使用します)。最終製品の筐体を考慮 – 磁束短絡が発生するかどうかを確認します。筐体が完全に密閉された金属ケースの場合、シールド コア タイプの使用をお勧めします。表 9 に、標準インダクタ値を示します。出力仕様には、次に最も近い (より高い) インダクタンスと電流を選択します。標準ドラム コア/「ドッグボーン (dog-bone: 犬用の骨に似ている波形)」(I コア) のインダクタの公差及び電流の増加に従ってインダクタンスが低下することを考慮します。-20% の公差を使用して最悪条件を考慮します。

標準既製品のインダクタ値	
680 $\mu$ H	2.2 mH
820 $\mu$ H	2.7 mH
1 mH	3.3 mH
1.2 mH	3.9 mH
1.5 mH	4.7 mH
1.8 mH	5.6 mH

表 9. 標準インダクタ値

より低い DC 抵抗及びより高い RMS 定格のために、選択するインダクタ値は  $1.5 \times LP_{MIN}$  より  $LP_{MIN}$  に近い値にすることをお勧めします。265 VAC 入力における非常に高いピーク電流値を防止するために、680  $\mu$ H を下限値にすることで最大 di/dt が制限されます。

$$680 \mu H < LP_{MIN} < L < 1.5 \times LP_{MIN}$$

サイズが問題になる場合は、カスタム インダクタの使用を推奨します。これは、標準インダクタよりシールド効果とインダクタンス値の維持に役立ちます。

インダクタのタイプを決定したら、実際の最小インダクタンス ( $LP_{MIN}$ ) を計算します。次に、この値を PIXIs で使用します。

## 手順 8 – フィードバック センス抵抗の選択 ( $R_{FB}$ )

$R_{FB}$  の値は、FEEDBACK ピンの電圧が  $V_{FB}$  (1.65 V) に到達したときに、出力電流がライン上で制限及び最適化されるように選択されます。この電圧は、FEEDBACK ピンの電圧 ( $V_{FB}$ ) とスレッシュホールド流入電流 (49  $\mu$ A) に対して指定されます。

手順 6 のインダクタンスを使用すると、 $R_{FB}$  は、ゴールシークを使用するか、または  $I_{O(AVERAGE)}$  を生成する最も近い値をマニュアルで入力して計算できます。

出力ライン レギュレーションは、PIXIs スプレッドシートの最下部でも推定されています。

\* 注: オープン ループ動作中に ( $R_{FB}=1$ )、出力電流は入力電圧とともに上昇します。 $R_{FB}$  が大きくなるにつれて、 $I_{O(AVERAGE)}$  が低下しはじめるポイントがあることを確認してください。目標の出力電流に到達するまで  $R_{FB}$  を大きくします。これにより、通常動作中の不要なオートリスタートがトリガされることを回避できます。

$R_{FB}$  の定格電力は、次のとおりです。

$$P_{RFB} = \frac{1.65^2}{R_{FB}}$$

## 手順 9 – フリーホイーリング ダイオードの選択

一般的な LED 照明の用途では、ドライバの内部周囲温度は 80 °C で、超高速ダイオード タイプをお勧めします ( $t_{RR} \leq 35$  ns)。

フリーホイーリング ダイオードに 25% のマージンを加算したピーク逆電圧 (PIV) を選択します。

$$V_{PIV} > 1.25 \times V_{MAX}$$

ダイオードは、最大負荷電流を導通させる必要があります。したがって、次のようになります。

$$I_F > 1.25 \times I_{OUT}$$

## 手順 10 – 出力コンデンサの選択

このドライバに出力キャパシタンスの制限はありません。このドライバは、100 nF から対応できキャパシタンスの最大値まで動作します。長寿命 LED ドライバの用途では、ドライバは非電解質出力コンデンサを採用できます。出力キャパシタンスを制限するには、LED への最大ピーク電流は IC のカレントリミットと同じにします。直管型の用途では、直列 LED のサイズによる放射ノイズと伝導ノイズを軽減するために、100 nF コンデンサまたはコモン モード チョークが必要になることがあります。

最大 LED 電流が制限される一部の用途では、電解コンデンサの使用をお勧めします。その場合、RMS の電流定格が  $I_{OUT}$  の 80% になる最小容量を選択します。出力電流リップルは、LED 負荷の出力キャパシタンスと抵抗に反比例します。設計は、実際の LED 負荷を使用して評価することをお勧めします。

低い入力キャパシタンスでは、出力電流リップルは入力周波数に支配されます。出力電流リップルの周波数は、図 5 と図 6 に示されているように入力周波数の 2 倍になります。



低力率の用途 (高い入力容量) では、出力電流リップルの要件に基づいて出力コンデンサを選択する必要があり、一般にコンデンサの ESR に支配されます。次のようにして推定できます。

$$ESR_{MAX} = \frac{R_D \times I_{OUT\_RIPPLE}}{I_{LIM}}$$

ここで、 $R_D$  は LED 負荷の全抵抗で、 $I_{OUT(RIPPLE)}$  は最大出力リップル仕様で、 $I_{LIMIT}$  は LYTSwitch-0 のカレントリミットです。コンデンサの ESR 値は、スイッチング周波数で指定する必要があります (66 kHz)。

### 手順 11 – プリロード抵抗の選択 (オプション)

出力の残留を排除するために高速出力減衰が必要にならないかぎり、LED ドライバの用途にプリロード抵抗は必要ありません。

### 手順 12 – 過電圧保護の選択 (オプション)

実際の動作では (LED レトロフィット ランプ)、負荷は常に接続されるので、OVP 回路を除外してコストを削減できます。テスト中の負荷がない状

態の出力オーバーシュートから保護するために (製造において)、入力に 40 VAC を印加します。出力電流が計測されない場合、負荷は接続されていません。このテストによって、過電圧保護回路なしに製品の非破壊初期電源投入を実行できます。

図 7 に、簡単で最も低コストの方法は、出力端末間にツェナー ダイオード (VR1) を追加することであることを示します。無負荷の場合、ツェナー ダイオードは故障時に短絡して出力コンデンサを保護します。ツェナー短絡電流は、IC U1 カレントリミットによって制限されます。過電圧が発生した後は、ツェナー ダイオードを交換する必要があります。

図 8 に、AC 入力 が 2 秒間リサイクルされ、負荷が接続されるとユニットが通常動作する自動復帰回路を示します。利点は、無負荷時の消費電力が最も低く、回路をリセットできることです。

図 9 に、定電圧動作の構成を示します。負荷は、AC リサイクルがない場合に接続できます。欠点は、出力にプリロード抵抗が必要になるので効率が低下することです。プリロード抵抗は、適切な定格ツェナーで置き換えて効率を高めることができます。

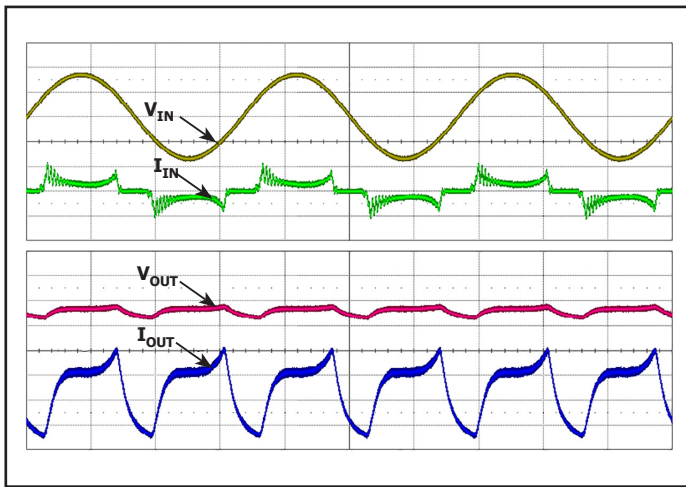


図 5. 低入力容量のサンプル波形

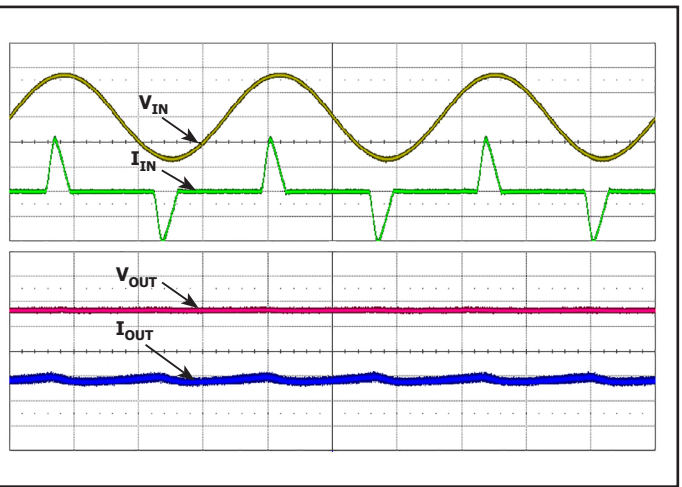


図 6. 高入力容量のサンプル波形

OVP 保護	長所	短所
ツェナー	<ol style="list-style-type: none"> <li>最も安価で簡単。</li> <li>無負荷で <math>V_{OUT} \approx 0</math> V、安全。</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>自動復帰なし。ドライバの動作にツェナーの交換が必要。</li> </ol>
SCR ラッチ	<ol style="list-style-type: none"> <li>自動復帰。</li> <li>無負荷時電力消費が最小。</li> <li>無負荷で <math>V_{OUT} \approx 0</math> V、安全。</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>コスト。</li> <li>復帰には AC リサイクルが必要。</li> </ol> 注: ツェナー ダイオードは、次の AC 電源サイクル後の故障時に断線することもあります。
定電圧モード	<ol style="list-style-type: none"> <li>ホットプラグ、負荷はいつでも接続できる。</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>余分な電力を消費する。</li> <li>無負荷で残留電圧がある。</li> <li>コスト。</li> </ol>

表 10. OVP 回路のオプションの概要

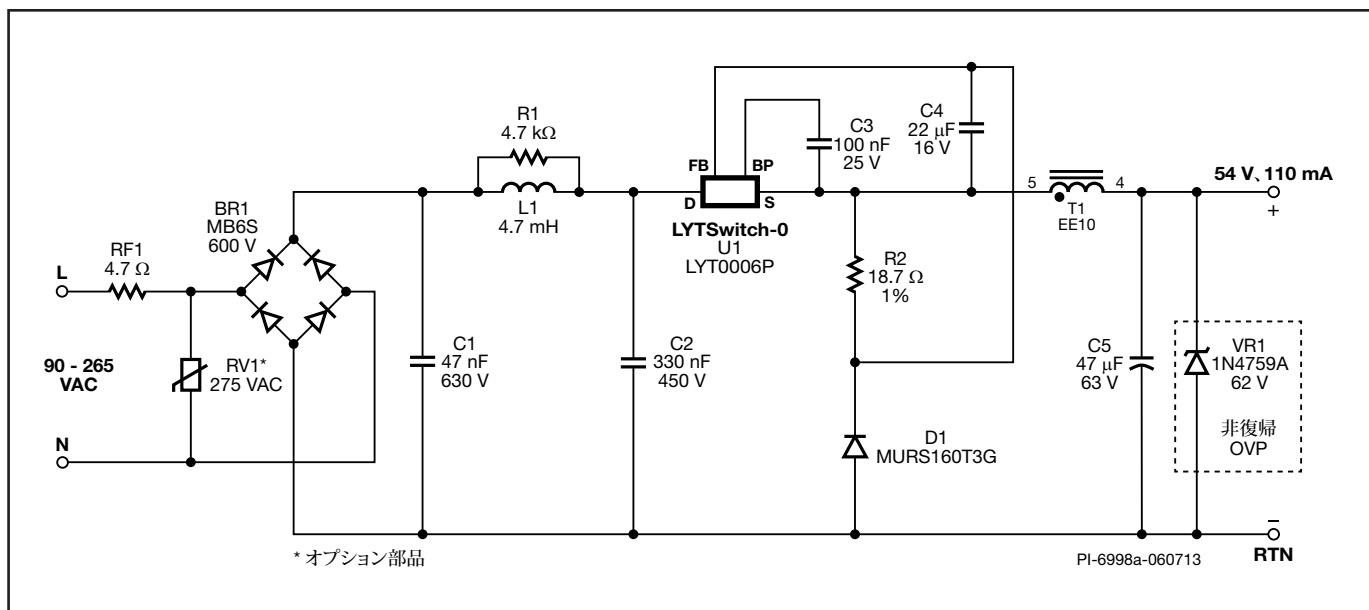


図 7. ツェナー ダイオードを使用した最も低コストのオープン負荷保護

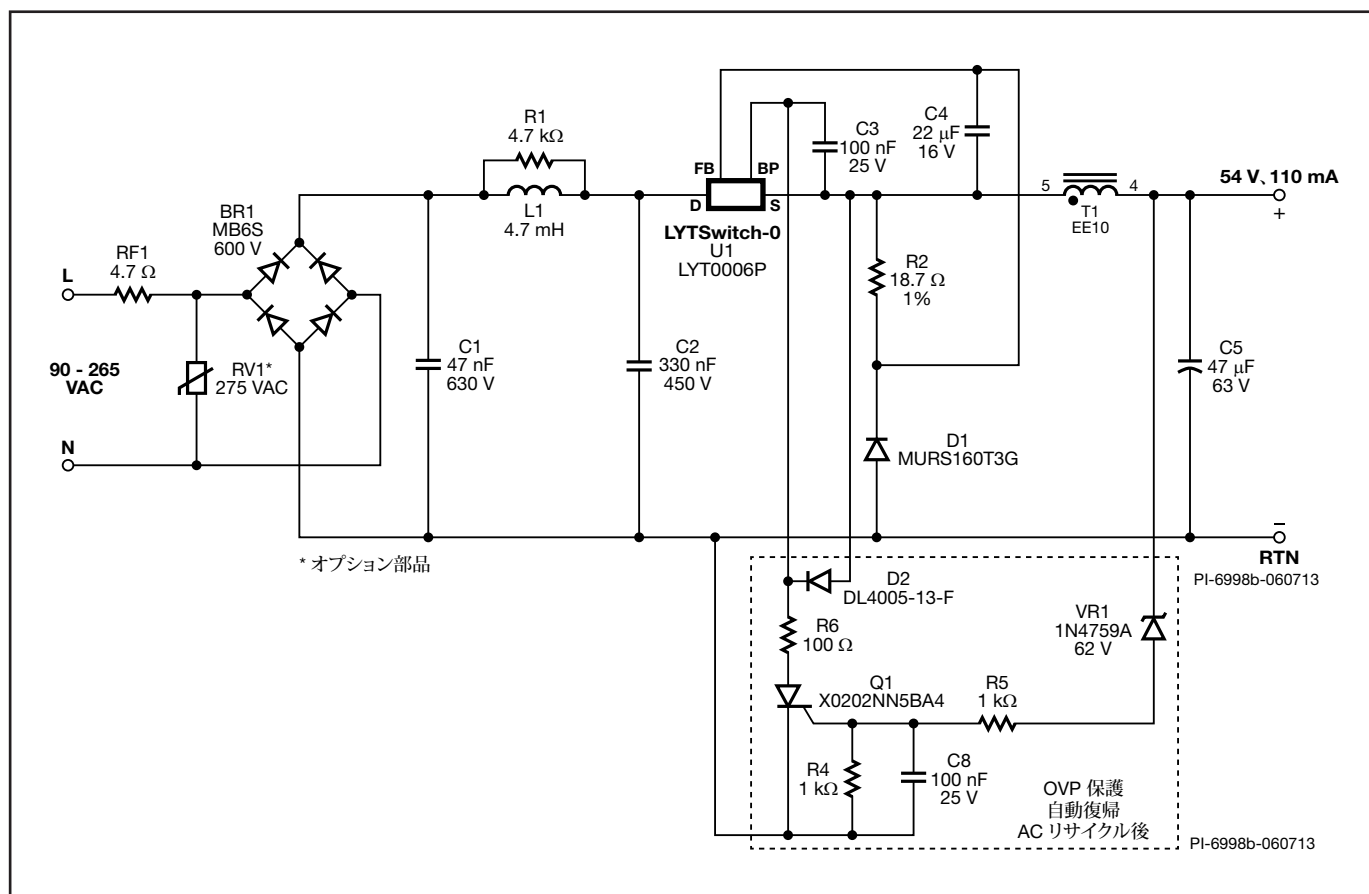


図 8. SCR を使用した自動復帰のオープン負荷保護

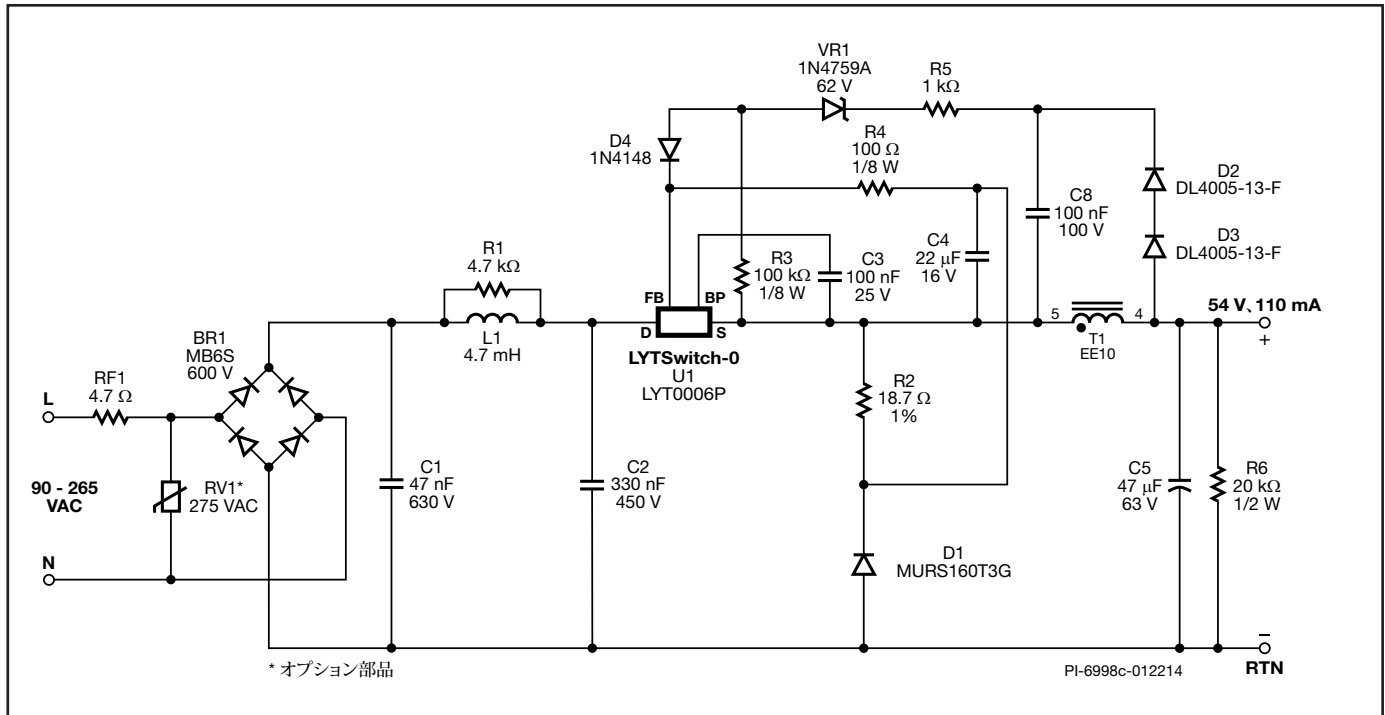


図9. 定電圧 (CV) モードのオープン負荷保護

## その他の情報

### 最適な出力電圧

最も費用対効果に優れた設計を実現するために、最適な範囲 (可能な場合) で出力電圧 (直列 LED) を設計してください。低入力電圧のみ (LLO) に対しては 50 V から 70 V の範囲で、高入力電圧のみ (HLO) に対しては 80 V から 120 V の範囲です。

### 最適なインダクタンス

最小可能インダクタンス (MDCM) を使用して設計し、出力ダイオードからのリーディング エッジ スパイクによるスイッチング ロスを最小化します。

常にインダクタの定格電圧をチェックし、コアと巻線の間のアーキングを防止します。一部の標準インダクタは定格 200 V 未満です。絶縁の損傷とアーキングが障害の原因になる可能性があります。

### 可聴ノイズ

可聴ノイズが発生する場合は、磁気部品にワニスを塗ります。または可聴ノイズを制限するためにインダクタンスを低減します。通常の場合、ドラムチョークは巻線面積及び巻線面積をより均一に被覆することによって安定します。

### 温度環境

良好な伝熱能力を確保するために、SOURCE ピンは 100 °C 未満にする必要があります。最高動作周囲温度で電源を構築してテストし、適切な温度マージンがあることを確認します。

ランプ設計に使用する場合は、すべての部品を定格温度 100 °C 以上にする必要があります。

最高動作温度に基づいて、すべての抵抗をデレーティングします。一般に抵抗の電力定格は、70 °C 以上から始めます。

### 推奨レイアウトの考慮事項

高電流が流れる配線は、できるだけ短く広くする必要があります。これらは、入力コンデンサ、LYTSwitch-0、及びフリーホイーリング ダイオードを接続するパターンです。

市販のほとんどのインダクタは「ドラム コア」タイプまたは「ドッグボーン」タイプです。このタイプのインダクタはシールドされないため、ディファレンシャル・ノイズのカップリングの原因になることがあります。インダクタは、AC 入力と EMI フィルタからできるだけ離して配置することを考慮してください。

シールドされていない EMI フィルタのインダクタをバヨネット/ネジ式 (ランプ用) から離して、インダクタの磁束の短絡を防止します。

改訂	注	日付
A	初回リリース。	2015年1月
B	新しいブランドとスタイルで更新されました。	2015年3月

## 最新の情報については、弊社ウェブサイトを参照してください。 [www.power.com](http://www.power.com)

Power Integrations は、信頼性または製造性の向上のために、いつでも製品を変更する権利を留保します。Power Integrations は、ここに記載した機器または回路を使用したことから生じる事柄について責任を一切負いません。Power Integrations は、ここでは何らの保証もせず、商品性、特定目的に対する適合性、及び第三者の権利の非侵害の黙示保証なども含めて、すべての保証を明確に否認します。

### 特許情報

ここで例示した製品及びアプリケーション（製品の外付けトランス構造と回路も含む）は、米国及び他国の特許の対象である場合があります。また、潜在的に、Power Integrations に譲渡された米国及び他国の出願中特許の対象である場合があります。Power Integrations の持つ特許の全リストは、[www.power.com](http://www.power.com) に掲載されます。Power Integrations は、<http://www.power.com/ip.htm> に定めるところに従って、特定の特許権に基づくライセンスを顧客に許諾します。

### 生命維持に関する方針

Power Integrations の社長の書面による明示的な承認なく、Power Integrations の製品を生命維持装置またはシステムの重要な構成要素として使用することは認められていません。ここで使用した用語は次の意味を持つものとします。

- 「生命維持装置またはシステム」とは、(i) 外科手術による肉体への植え込みを目的としているか、または (ii) 生命活動を支援または維持するものであり、かつ (iii) 指示に従って適切に使用したときに動作しないと、利用者に深刻な障害または死をもたらすと合理的に予想されるものです。
- 「重要な構成要素」とは、生命維持装置またはシステムの構成要素のうち、動作しないと生命維持装置またはシステムの故障を引き起こすか、あるいは安全性または効果に影響を及ぼすと合理的に予想される構成要素です。

PI ロゴ、TOPSwitch、TinySwitch、LinkSwitch、LYTSwitch、InnoSwitch、DPA-Switch、PeakSwitch、CAPZero、SENZero、LinkZero、HiperPFS、HiperTFS、HiperLCS、Qspeed、EcoSmart、Clampless、E-Shield、Filterfuse、FluxLink、StakFET、PI Expert、及び PI FACTS は Power Integrations, Inc. の商標です。その他の商標は、各社の所有物です。©2015, Power Integrations, Inc.

## Power Integrations の世界各国の販売サポート担当

<b>世界本社</b> 5245 Hellyer Avenue San Jose, CA 95138, USA. 代表: +1-408-414-9200 カスタマー サービス: 電話: +1-408-414-9665 ファックス: +1-408-414-9765 電子メール: <a href="mailto:usasales@power.com">usasales@power.com</a>	<b>ドイツ</b> Lindwurmstrasse 114 80337 Munich Germany 電話: +49-895-527-39110 ファックス: +49-895-527-39200 電子メール: <a href="mailto:eurosales@power.com">eurosales@power.com</a>	<b>日本</b> 神奈川県横浜市港北区 新横浜 2-12-11 222-0033 電話: +81-45-471-1021 ファックス: +81-45-471-3717 電子メール: <a href="mailto:japansales@power.com">japansales@power.com</a>	<b>台湾</b> 5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec.1 Nei Hu Dist. Taipei 11493, Taiwan R.O.C. 電話: +886-2-2659-4570 ファックス: +886-2-2659-4550 電子メール: <a href="mailto:taiwansales@power.com">taiwansales@power.com</a>
<b>中国 (上海)</b> Rm 2410, Charity Plaza, No. 88 North Caoxi Road Shanghai, PRC 200030 電話: +86-21-6354-6323 ファックス: +86-21-6354-6325 電子メール: <a href="mailto:chinasales@power.com">chinasales@power.com</a>	<b>インド</b> #1, 14th Main Road Vasanthanagar Bangalore-560052 India 電話: +91-80-4113-8020 ファックス: +91-80-4113-8023 電子メール: <a href="mailto:indiasales@power.com">indiasales@power.com</a>	<b>韓国</b> RM 602, 6FL Korea City Air Terminal B/D, 159-6 Samsung-Dong, Kangnam-Gu, Seoul, 135-728, Korea 電話: +82-2-2016-6610 ファックス: +82-2-2016-6630 電子メール: <a href="mailto:koreasales@power.com">koreasales@power.com</a>	<b>イギリス</b> Cambridge Semiconductor, Power Integrations の子会社 Westbrook Centre, Block 5, 2nd Floor Milton Road Cambridge CB4 1YG 電話: +44 (0) 1223-446483 電子メール: <a href="mailto:eurosales@power.com">eurosales@power.com</a>
<b>中国 (深圳)</b> 17/F, Hivac Building, No. 2, Keji Nan 8th Road, Nanshan District, Shenzhen, China, 518057 電話: +86-755-8672-8689 ファックス: +86-755-8672-8690 電子メール: <a href="mailto:chinasales@power.com">chinasales@power.com</a>	<b>イタリア</b> Via Milanese 20, 3rd.Fl. 20099 Sesto San Giovanni (MI) Italy 電話: +39-024-550-8701 ファックス: +39-028-928-6009 電子メール: <a href="mailto:eurosales@power.com">eurosales@power.com</a>	<b>シンガポール</b> 51 Newton Road #19-01/05 Goldhill Plaza Singapore, 308900 電話: +65-6358-2160 ファックス: +65-6358-2015 電子メール: <a href="mailto:singaporesales@power.com">singaporesales@power.com</a>	