

# 애플리케이션 노트 AN-60

## LYTSwitch-0 제품군

### 디자인 안내서

#### 소개

LYTSwitch™-0 제품군은 온/오프 컨트롤러와 고전압 파워 MOSFET을 단일 디바이스로 결합했습니다. LYTSwitch-0 부품은 DRAIN 핀에서 완벽하게 자체 구동되며, EMI를 낮추기 위한 주파수 지터를 갖추고 있으며, 고장 시 완벽하게 보호됩니다. 오토-리스타트는 과부하 및 출력 단락 시 디바이스 및 회로 손실을 제한합니다. LYT0002 IC는 제품군 내에서 이러한 기능이 없는 유일한 제품입니다. 하지만 과열 보호 기능이 있어 썬얼 과부하 시 스위칭을 섣다운합니다. 주변 온도가 높은 LED 교체 전구와 같은 애플리케이션의 경우 높은 썬얼 섣다운 기준값이 이상적이며 이때 큰 히스테리시스(Hysteresis)가 PCB 및 주변 부품의 온도가 높아지는 것을 방지합니다.

LYTSwitch-0은 LED 조명 애플리케이션(예: 캔들형 전등, GU10, A19, 튜브, 야간 조명 및 비상 탈출구 표지판)에서 비절연 드라이브를 사용하기 위해 설계되었습니다. LYTSwitch-0은 입력 또는 중립 레퍼런스 출력 또는 반전/비반전 출력을 고려하여 일반적인 모든 조명 토폴로지에서 작동하도록 구성할 수 있습니다(표 1 참조).

입력 전류는 US(0.7) 및 EU(0.55) PF(역률) 요구 사항을 충족하도록 수동적으로 구성되었습니다.

#### 범위

이 애플리케이션 노트는 디바이스의 LYTSwitch-0 제품군을 사용하여 비절연 파워 서플라이를 설계하는 엔지니어를 위해 작성되었습니다. 이 문서에서는 벽 토폴로지에 대한 설계 절차를 소개합니다. 컨버터의 주요 부품을 선택할 수 있도록 전체 설계 절차 및 지침이 제공됩니다.

파워 MOSFET과 컨트롤러가 단일 IC에 통합되어 있기 때문에 설계 프로세스가 매우 간소화되었습니다. 벽 구성에는 부품이 몇 개 밖에 필요하지 않으면 트랜스포머는 필요 없습니다. 이 애플리케이션 노트 이외에도 PI Expert™ 제품군 설계 소프트웨어인 PIXIs 를 내에서 설계 스프레드시트를 사용할 수 있습니다. 또한 구동하는 파워 서플라이의 훌륭한 예로 LYTSwitch-0 RDK(레퍼런스 디자인 키트)와 설계 예제(DER)가 유용할 것입니다. 지원 툴 및 이 문서의 업데이트에 대한 자세한 내용은 [www.power.com](http://www.power.com)에서 확인하실 수 있습니다.

표 1에 표시된 것처럼 LYTSwitch-0은 LED 스트링 전압에 따라 많은 토폴로지에서 사용할 수 있습니다. 그러나 전반적인 시스템 비용을 최소화하기 위해서는 LED 스트링 전압이 적절한 경우에는 항상 벽 컨버터를 사용하는 것이 좋습니다.

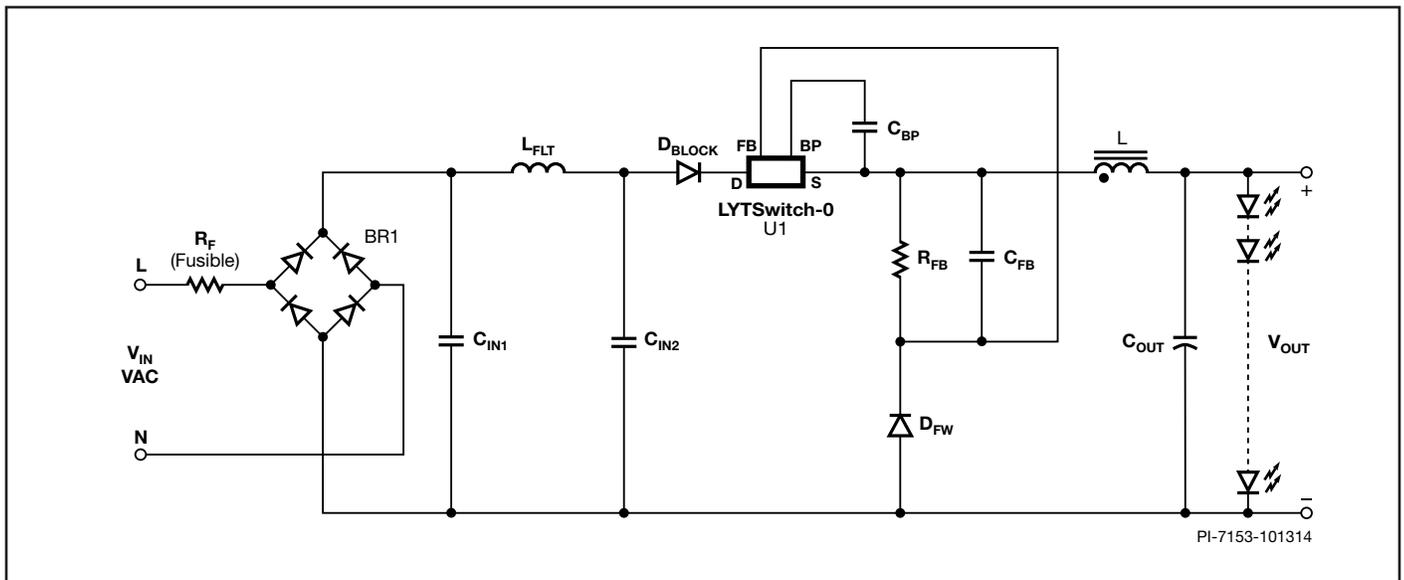


그림 1. 벽 토폴로지를 사용한 일반적인 LYTSwitch-0 LED 드라이버

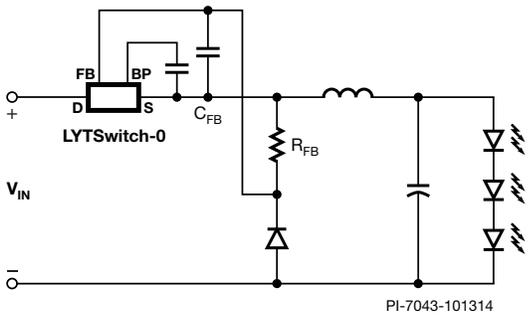
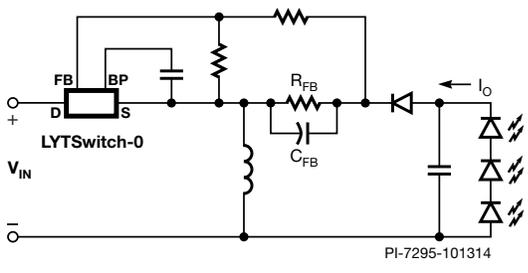
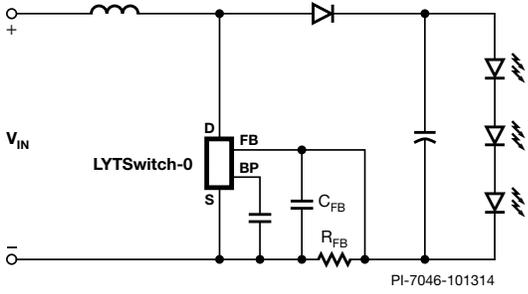
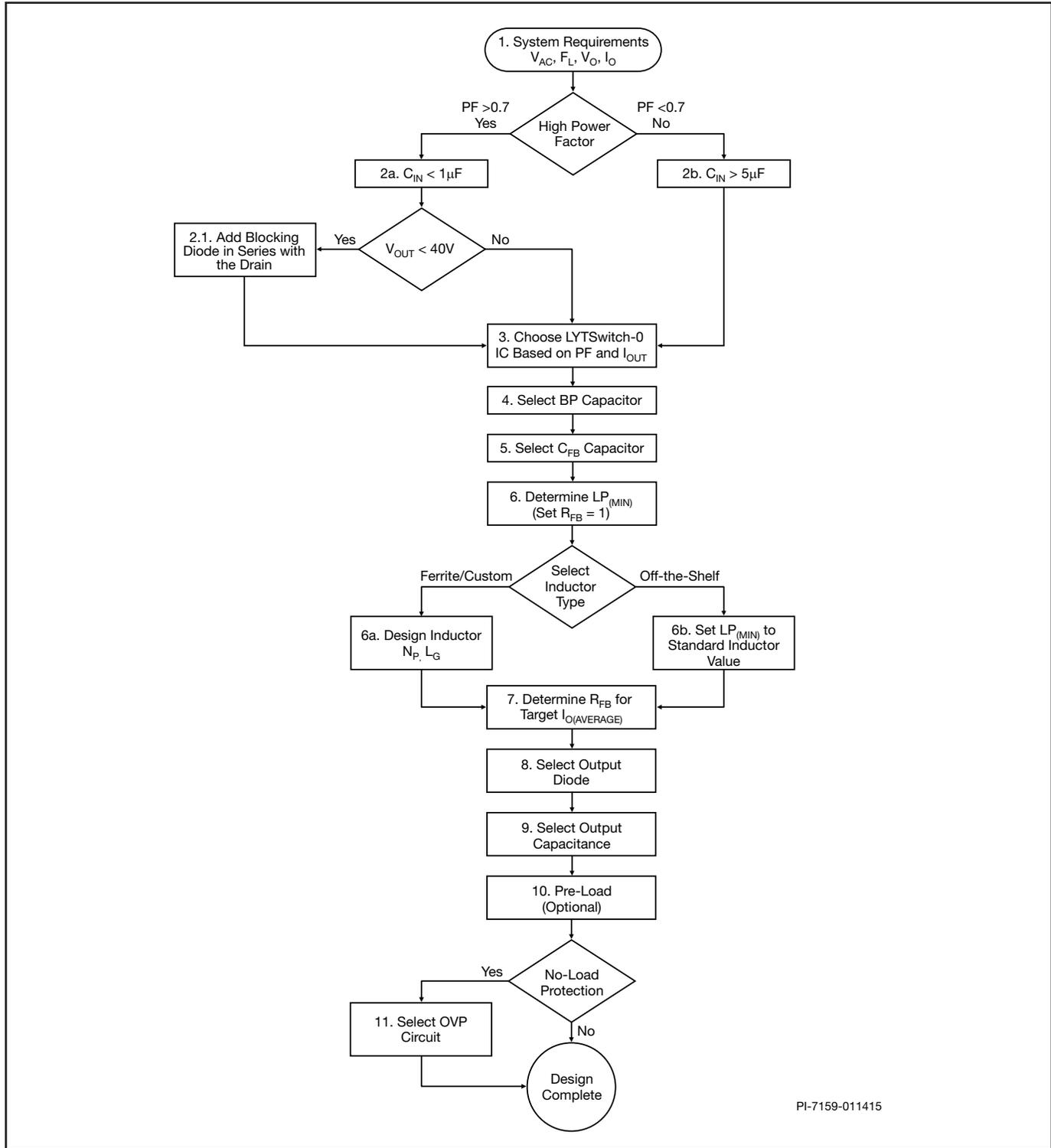
토폴로지	기본적인 회로도	주요 특징
<p>하이 사이드 벅 - 직접 피드백 정전류 LED 드라이버</p>	 <p style="text-align: right;">PI-7043-101314</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 입력에 대해 참조되는 출력</li> <li>• <math>-V_{IN}</math>와 관련된 플러스 출력(<math>V_O</math>)</li> <li>• 감압 - <math>V_O &lt; V_{IN}</math></li> <li>• 저렴한 직접 피드백(일반적으로 CC 출력 <math>\pm 5\%</math>)</li> </ul>
<p>하이 사이드 벅-부스트 - 정전류 LED 드라이버</p>	 <p style="text-align: right;">PI-7295-101314</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 입력에 대해 참조되는 출력</li> <li>• <math>+V_{IN}</math>와 관련된 마이너스 출력(<math>V_O</math>)</li> <li>• 승압/감압 - <math>V_O &gt; V_{IN}</math> 또는 <math>V_O &lt; V_{IN}</math></li> <li>• 저렴한 직접 피드백(일반적으로 <math>\pm 5\%</math>)</li> <li>• 자체 보호 기능 - 내부 파워 MOSFET에서 장애가 발생하는 경우 출력이 입력 전압의 영향을 받지 않음</li> <li>• LED에 이상적 - 하이 사이드 벅 정전류 LED 드라이버 보다 정확도 및 온도 안정성이 뛰어남</li> </ul>
<p>로우 사이드 부스트 - 정전류 LED 드라이버</p>	 <p style="text-align: right;">PI-7046-101314</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 입력에 대해 참조되는 출력</li> <li>• <math>-V_{IN}</math>와 관련된 플러스 출력(<math>V_O</math>)</li> <li>• 승압 - <math>V_O &gt; V_{IN}</math></li> <li>• 저렴한 직접 피드백(일반적으로 <math>\pm 5\%</math>)</li> <li>• 고전압 LED 스트링에 이상적 - 정확도 및 온도 안정성이 뛰어남</li> </ul>

표 1. LED에 LYTSwitch-0을 사용한 일반적인 회로 구성

벅 컨버터의 설계 절차

벅 컨버터 토폴로지를 사용하면 설계를 가장 간소화하고 비용을 최소화할 수 있습니다. 그림 2는 전체 설계 절차를 보여주는 설계 절차 차트입니다.



PI-7159-011415

그림 2. LYTSwitch-0 설계 순서도

**LYTSwitch-0 회로 설계**

**LYTSwitch-0 작동**

LYTSwitch-0을 사용하는 벽 컨버터의 기본 회로 구성은 그림 1에서 보여줍니다.

출력을 레귤레이션하려면 표 2에 표시된 것처럼 ON/OFF 컨트롤 구성을 사용합니다. 사이클별로 스위칭 여부가 결정되므로 그 결과로 인한 파워 서플라이는 과도 응답이 매우 적절하게 되고 컨트롤 루프 보상 부품이 필요 없게 됩니다. 50ms 동안 피드백이 수신되지 않으면 서플라이가 오토-리스타트 상태가 됩니다(LYT0004, LYT0005 및 LYT0006).

<p>레퍼런스 회로도 및 키 포인트</p>		<p>= MOSFET 활성화 = MOSFET 비활성화 - 사이클 건너뛴</p>
<p>정상 작동</p>		<p>각 사이클의 시작 시 FEEDBACK(FB) 핀이 샘플링됩니다.</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• <math>I_{FB}</math>가 <math>49\mu A</math> 미만이면 다음 스위칭 사이클이 발생합니다.</li> <li>• <math>I_{FB}</math>가 <math>49\mu A</math> (<math>V_{FB} &gt; 1.65V</math>)보다 크면 다음 스위칭 사이클을 건너뛴니다.</li> </ul> <p>낮은 입력 전압 - 몇 개 사이클을 건너뛴</p> <p>높은 입력 전압 - 많은 사이클을 건너뛴</p>
<p>오토-리스타트 (LYT0004~ LYT0006에만 해당)</p>	<p>Auto-Restart = 50ms ON / 800ms OFF</p>	<p>50ms 이상 피드백이 없으면 (<math>V_{FB} &lt; 1.65V</math>) 약 800ms 동안 출력 스위칭이 비활성화됩니다.</p>

표 2. LYTSwitch-0 작동

**벅 컨버터의 출력 전압 범위**

벅 컨버터의 권장 출력 전압 범위는 입력 전압, 버스 전압 특성 (DC 혹은 절반 사인파형) 및 인덕턴스로 제한됩니다.

입력 전압 범위(VAC)	V <sub>OUT</sub> 범위(V) (PF >0.5)	V <sub>OUT</sub> 범위(V) (PF <0.5)
90~265 또는 90~132	25~70	12~120
190~265	25~125	12~180

표 3. 벅 토폴로지 출력 전압 범위와 입력 전압 및 필요 PF 비교

**전도 작동 모드 선택 - MDCM 및 CCM 작동**

설계 시작 시 MDCM(대부분 불연속 전도성 모드) 또는 CCM(연속 전도성 모드) 중에서 선택합니다. 전도성 작동 모드 선택에 따라 LYTSwitch-0 디바이스, 프리휠링 다이오드 및 인덕터 선택이 달라집니다. MDCM이 권장됩니다. CCM은 지정된 디바이스 크기에서 최대 출력 전류가 필요한 애플리케이션에 선택할 수 있지만 디바이스 손실이 커집니다. 디바이스 크기를 두 개 중에서 선택할 수 있는 경우 즉, CCM에서는 크기가 더 작고 MDCM에서는 크기가 더 큰 경우 MDCM

인 더 큰 크기를 선택하면 디바이스 온도는 더 낮아지고 효율성은 더 높아집니다. 표 4는 두 작동 모드 간의 장/단점을 요약해서 보여줍니다.

CCM과 MDCM 간의 추가 차이점에는 DCM의 경우 과도 응답이 더 뛰어나고 CCM의 경우에는 동일한 커패시터 ESR에 대한 스위칭 출력 리플이 더 낮다는 점이 있습니다. 그러나 PF가 높은(C<sub>IN</sub>가 낮음) LYTSwitch-0 애플리케이션의 경우 일반적으로 이러한 차이는 크지 않습니다.

벅 컨버터의 전도성 모드(CCM 또는 MDCM) 선택은 주로 입력 전압, 출력 전압, 출력 전류 인덕턴스 및 디바이스 Current Limits에 따라 달라집니다. 입력 커패시턴스가 높은 경우(PF 낮음) 입력 전압, 출력 전압 및 출력 전류는 고정된 파라미터입니다. LYTSwitch-0 디바이스의 Current Limits과 파워 인덕터(L)는 전도성 모드 설정에 사용할 수 있는 설계 파라미터입니다.

입력 커패시턴스가 낮은(높은 PF) CCM의 경우 정류된 입력 전압이 낮고 디바이스가 듀티 사이클이 큰 상태에서 작동 중이면 사이클이 모든 하프 라인 사이클을 나타냅니다. 몇 개의 스위칭 사이클이 연속 인덕터 전류 흐름을 보일 수 있지만 스위칭 사이클의 대부분은 불연속 전도성 모드이기 때문에 "대부분 불연속"이라는 문구가 ON/OFF 컨트롤에 사용됩니다.

**CCM 및 MDCM 작동 모드 비교**

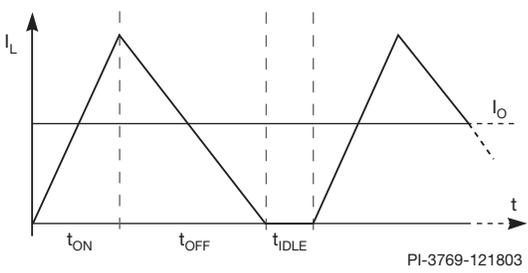
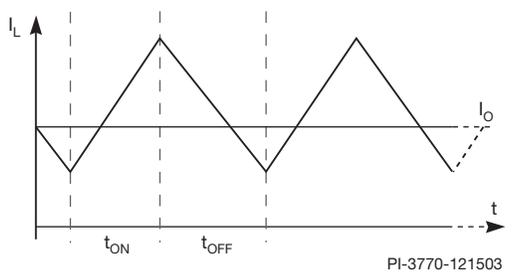
작동 모드	MDCM	CCM
작동 설명	 <p>PI-3769-121803</p> <p>t<sub>IDLE</sub> = 0일 때 MDCM과 CCM 사이의 경계선에서 t<sub>OFF</sub> 동안 인덕터 전류가 0이 됩니다. 건너 뛴 사이클 다음에 바로 활성화되는 스위칭 사이클은 CCM일 수 있습니다.</p>	 <p>PI-3770-121503</p> <p>스위칭 사이클의 전체 기간 동안 인덕터에서 전류가 연속으로 흐릅니다.</p>
인덕터	<b>저비용</b> 낮은 가격, 작은 사이즈	<b>고비용</b> 높은 가격, 큰 사이즈
프리휠링 다이오드	<b>저비용</b> 75ns 초고속 역 리커버리 유형 (주변 온도 >70°C인 경우 ≤35ns)	<b>고비용</b> 35ns 초고속 리커버리 유형이 필요함
LYTSwitch-0	<b>비용이 더 높아질 가능성 있음</b> 필요한 출력 전류를 전달하기 위해 더 큰 디바이스가 필요할 수 있음 - 필요한 출력 전류에 따라 다름. 디바이스 온도가 더 낮아짐.	<b>비용이 더 낮아질 가능성 있음</b> 필요한 출력 전류를 전달하기 위해 더 작은 디바이스가 필요할 수 있음 - 필요한 출력 전류에 따라 다름. 디바이스 온도가 더 높아짐.
효율	<b>고효율</b> 스위칭 손실이 낮아집니다.	<b>저효율</b> 스위칭 손실이 높아집니다.
전체	<b>일반적으로 저비용</b>	<b>일반적으로 고비용</b>

표 4. MDCM(대부분 불연속 전도성 모드) 및 CCM(연속 전도성 모드) 비교

단계별 설계 절차

1단계 – 시스템 요구 사항 결정  $VAC_{MIN}$ ,  $VAC_{NOM}$ ,  $VAC_{MAX}$ ,  $V_o$ ,  $I_o$ ,  $f_L$

표 3을 사용하여 지정된 입력 전압 및 PF에서 필요한 출력 전압에 도달할 수 있는지 확인합니다. 표 5의 값을 사용하여 PIXIs 스프레드시트에  $VAC_{MIN}$ ,  $VAC_{NOM}$  및  $VAC_{MAX}$ 를 입력합니다.

입력 전압 범위	$VAC_{MIN}$	$VAC_{NOM}$	$VAC_{MAX}$
로우 라인 전용	90	120	132
하이 라인 전용	190	230	265
유니버설 입력용(최고의 라인 레귤레이션을 위해 낮은 $C_{IN}$ 설계에만 권장됨)	90	180	265*

표 5. AC 입력 전압 범위

입력 주파수,  $f_L$ : 50 또는 60Hz  
 출력 전압,  $V_o$ : 단위 V  
 출력 전류,  $I_o$ : 단위 mA

\*어떤 조건에서든 DRAIN 핀의 최대 정격 전압을 초과하지 않는 경우 컨버터는 265VAC 이상에서 작동하도록 설계되었습니다. DRAIN 핀의 절대 최대 정격 절대값에 도달하지 않도록 하기 위해 최소 인덕턴스를 초과해 설계합니다.

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

각 항의 값은 다음과 같습니다.

- $LP_{MIN}$ : 최소 출력 인덕턴스 값(오차 포함)
- $L_{MIN(SOA)}$ : 최대 드레인 전류 정격 절대값에 도달하지 않기 위한 최소 전력 인덕턴스
- $V_{IN(PEAK)}$ : 최대 순간 피크 입력 전압
- $I_{D(PEAK)}$ : 데이터 시트의 최대 피크 드레인 전류 정격 절대값
- $t_{ON(MIN)}$ : 최소 온-타임

2단계 – 입력단 설계

입력단은 퓨저블 저항, 입력 정류 다이오드 및 라인 필터 네트워크로 구성됩니다. 퓨저블 저항은 퓨저블 방폭 특성을 가지고 있어야 하며 디퍼렌셜 라인 입력 서지 요구 사항에 따라 권선형이 필요할 수도 있습니다. 퓨저블 저항은 치명적인 결함, 돌입 전류 제한으로부터 보호하고 디퍼렌셜 모드 노이즈를 줄입니다. 쉬머(shimmer) 현상이 나타나지 않도록 하려면 풀 브리지를 사용해 입력 정류를 달성해야 합니다. 개별 다이오드 4개를 사용하거나(공간이 사용 가능한 경우) 설계 크기를 줄이려면 풀 브리지 패키지를 사용합니다. 수명을 늘리기 위해서는 최적의 라인 레귤레이션 및 높은 PF 적용(수동적 접근 방식, 로우 라인에서 >0.7 및 하이 라인에서 >0.5)과 1μF 미만의 커패시턴스를 사용하는 것이 좋습니다. 표 6에서는  $C_{IN(Total)}$ ( $C_{IN1} + C_{IN2}$ )의 값을 예측합니다.  $C_{IN1}$ 의 값이 더 크면 드라이버의 디퍼렌셜 모드 EMI 노이즈가 줄어듭니다. 그러나  $C_{IN1} \ll C_{IN2}$ 로 만들면 RMS 입력 전류를 최소화합니다. 이러한 값은 장치의 실제 성능에 따라 조정합니다.

애플리케이션에 높은 역률이 필요하지 않은 경우에는 높은 입력 커패시턴스를 사용하는 것이 적절합니다. 전해질 커패시터는 필름형 커패시터보다 가격이 저렴하고 2.5kV 디퍼센셜 링 웨이브와 500V 디퍼렌셜 라인 서지를 전달하기 위해 입력에 MOV가 더 이상 필요하지 않습니다. 그 외에도 동작 온도 범위(-20 °C~+125°C)에서 출력 전류 레귤레이션(정격 입력 전압에서 ±5%)이 더 뛰어나다는 이점이 있습니다. 권장되는 커패시턴스는 HLO(하이 라인 전용)의 경우 1μF/W 이고 LLO(로우 라인 전용)의 경우 2μF/W입니다.

출력 전력(W)	입력 전압	출력 전압(VDC)	L1 필터	≈ $C_{IN1}$	≈ $C_{IN2}$	≈ $C_{IN(TOTAL)}$
2~3	로우 라인(PF >0.7)	>38V	4.7mH	22nF	100nF	122nF
2~3	하이 라인(PF >0.5)	>25V	4.7mH	22nF	330nF	352nF
2~3	유니버설 입력용	>43V	4.7mH	22nF	100nF	122nF
3~5	로우 라인(PF >0.7)	>36V	2.2mH	22nF	220nF	242nF
3~5	하이 라인(PF >0.5)	>25V	4.7mH	47nF	680nF	727nF
3~5	유니버설 입력용	>36V	4.7mH	33nF	220nF	253nF
5~7	로우 라인(PF >0.7)	>31V	4.7mH	47nF	470nF	517nF
5~7	하이 라인(PF >0.5)	>25V	4.7mH	47nF	680nF	727nF
6~8	로우 라인(PF >0.7)	>44V	4.7mH	47nF	330nF	377nF
6~8	유니버설 입력용	>50V	4.7mH	47nF	330nF	377nF
>7	하이 라인(PF >0.5)	>50V	4.7mH	47nF	470nF	517nF

표 6. 설계 스프레드시트에서 사용할 입력 커패시턴스 예측을 위한 레퍼런스 표

파라미터	낮은 $C_{IN(TOTAL)} < 1\mu F$	높은 $C_{IN(TOTAL)} > 5\mu F$
역률	높음	낮음
라인 레귤레이션	최상	양호(단일 입력 전압 범위)
출력 전류 온도 변동	양호	최상
라인 서지	500V를 초과하는 경우 MOV가 필요함	MOV가 필요 없음
더 긴 수명을 위한 필름 커패시터	예	아니요
EMI	양호	최상
출력 전류 리플	높음	낮음
DRAIN 핀과 직렬로 연결된 블로킹 다이오드 필요	예( $V_{OUT}$ 가 40V 미만인 경우)	아니요
출력 전압 선택 범위	제한됨(표 6)	더 넓음(표 3)
비용	낮음	가장 낮음

표 7. 입력 커패시터 비교

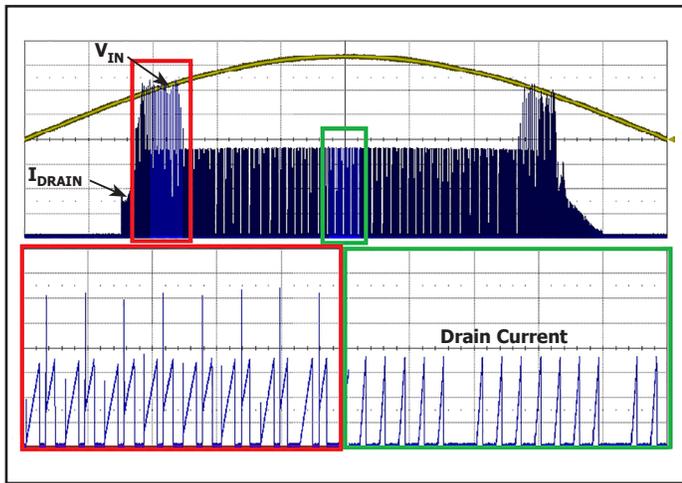


그림 3. 낮은  $C_{IN}$ 에 대한 드레인 전류 파형. 항상 약간의 연속 모드 작동이 있습니다

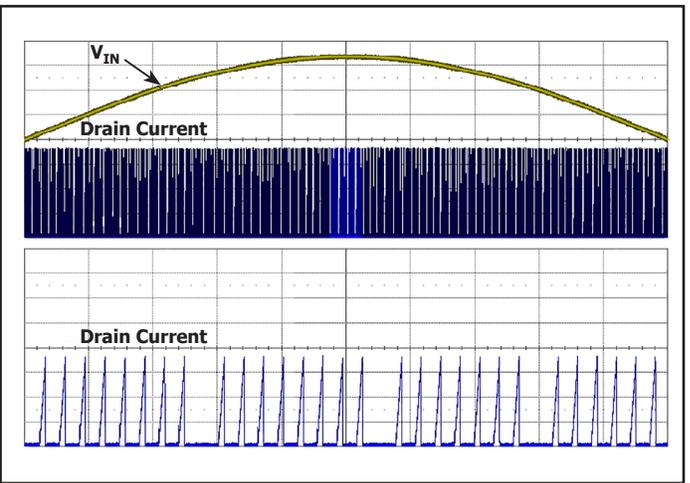


그림 4. 높은  $C_{IN}$ 에 대한 샘플 드레인 전류 파형

**2.1단계 - 다이오드  $D_{BLOCK}(V_{OUT} < 40V)$  차단**

입력 커패시턴스가 낮은 경우에는 스타트업 및 턴오프 시 전류가 역방향으로 흐르는 것을 방지하기 위해 블로킹 다이오드를 디바이스에 직렬로 추가합니다. 블로킹 다이오드는  $t_r$  150ns에서  $\geq 200V$  정격이어야 합니다.

디바이스	블로킹 다이오드
LYT0002-5	BAV21 또는 동급
LYT0006	RS1D 또는 동급

표 8.  $V_{OUT} < 40V$ 인 설계의 블로킹 다이오드 레퍼런스

**3단계 - 출력 전류 및 Current Limit에 따라 LYTSwitch-0 디바이스 선택**

작동 모드의 다이오드 - 표 4 참조

MDCM 작동의 경우 출력 전류( $I_o$ )는 데이터 시트에서 선택한 디바이스의 최소 Current Limit 값의 절반 이하이어야 합니다.

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

CCM 작동의 경우 출력 전류  $I_o$ 가 50%보다 크지만 최소 출력 제한  $I_{LIMIT\_MIN}$ 의 80%보다 작은 디바이스를 선택해야 합니다.

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

LYTSwitch-0 Current Limit 값은 제품 데이터 시트를 참조하십시오.

**4단계 - 바이패스 커패시터 선택( $C_{BP}$ )**

125°C의 경우 최소값 0.1 $\mu F$ , 16V<sub>MIN</sub> 세라믹형 커패시터를 사용합니다.

**5단계 - 피드백 커패시터 선택( $C_{FB}$ )**

커패시터  $C_{FB}$ 는  $R_{FB}$  전체에서 전압을 필터링하고 리플 전류에 의해 변조됩니다.  $C_{FB}$ 은 특히, MDCM 설계에서 FEEDBACK 핀에 적용되는 리플 전압을 최소화하기에 충분히 커야 합니다.  $C_{FB}$ 의 값은  $R_{SENSE}$  및  $C_{FB}$ 의 시간 상수( $t$ )가 스위칭 기간(15 $\mu s$ )의 시간 상수보다 20배 더 큰 범위에서 선택됩니다.  $C_{FB}$ 로 표시된 피크 전압은  $\approx V_{FB}$  (1.65V)입니다. 병렬 전류 경로를 제공하여  $R_{FB}$ 에 대한 전류 센싱 손실을 줄입니다. 22 $\mu F$ , 10V 세라믹 커패시터를 시작점으로 사용합니다.

**6단계 – 출력 인덕터의 최소 인덕턴스 결정**

PI Expert 소프트웨어 설계 제품군의 PIXIs 스프레드시트 틀은 정확한 최소 인덕턴스 값과 RMS 정격 전류를 계산하는 데 사용됩니다. 오픈 루프 시 최소 입력 전압에서 출력 전류의 110%를 제공하기 위해 최소 인덕턴스가 계산됩니다(모든 스위칭 사이클이 활성화된 상태에서 레귤레이션 제한).  $R_{FB}=1$ 을 입력하여 스프레드시트에서 오픈 루프 전류 계산을 설정합니다. 그런 다음 목표값 검색을 사용하거나 다음 공식처럼 될 때까지  $LP_{MIN}$ 을 직접 입력합니다.

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

이 값을 인덕턴스의 최소 기준값으로 사용합니다. 다음 공식을 적용합니다.

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

여기서 각 항은 다음과 같습니다.

- $I_{O\_VAC\_MIN}$ : 최소 AC 입력 전압에서의 출력 전류
- $LP_{TYP}$ : 파워 인덕터의 공칭 인덕턴스
- $LP_{TOL}$ : 파워 인덕터의 오차

**7단계 – 출력 인덕터 유형 선택**

페라이트/커스텀 또는 표준 인덕터를 사용할지 결정합니다. 일반적으로 계산된 인덕턴스가 표준 인덕터의 인덕턴스에 매우 가까운 경우 표준 인덕터를 사용합니다. 최종 설계에서 잠재적 마그네틱 자속 단락이 생길 것이 우려되면 엔클로저가 완전히 밀폐된 금속 케이스인 경우 차폐된 코어 유형을 사용하는 것이 좋습니다. 표 9는 표준 인덕터 값을 제공합니다. 출력 사양에 맞춰 다음으로 가장 가까운(더 높은) 인덕턴스 및 전류를 선택합니다. 전류가 상승함에 따라 표준 드럼 코어/"도그본"(I 코어) 인덕터의 오차와 인덕턴스의 강하를 고려합니다. -20% 오차를 사용하여 최악의 조건을 허용합니다.

표준 기성품 인덕터 값

680µH	2.2mH
820µH	2.7mH
1mH	3.3mH
1.2mH	3.9mH
1.5mH	4.7mH
1.8mH	5.6mH

표 9. 표준 인덕터 값

DC 저항은 더 낮고 RMS 정격은 더 높기 때문에 선택한 인덕터의 값이  $1.5 \times LP_{MIN}$  보다는  $LP_{MIN}$ 에 더 가까운 것이 좋습니다. 680µH의 더 낮은 제한은 최대 di/dt를 제한하여 265VAC 입력에서 피크 전류 값이 너무 높아지지 않도록 방지합니다.

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

크기가 문제인 경우에는 커스텀 인덕터를 사용하는 것이 보다 적절합니다. 그러면 표준 인덕터보다 인덕턴스를 유지 및 실딩하는 데 도움이 됩니다.

인덕터 유형을 결정한 후에는 실제 최소 인덕턴스 ( $LP_{MIN}$ )를 계산합니다. 그런 다음 PIXIs에서 이 값을 사용합니다.

**8단계 – 피드백 센싱 저항 선택( $R_{FB}$ )**

FEEDBACK 핀의 전압이  $V_{FB}$  (1.65V)에 도달하면 출력 전류가 입력 상태에서 레귤레이션 및 최적화되는  $R_{FB}$ 의 값을 선택합니다. 이 전압은 FEEDBACK 핀 전압( $V_{FB}$ )과 49µA의 기준 싱킹 전류에 대해 지정됩니다.

6단계에서 인덕턴스를 사용하면 목표값 찾기를 사용하거나  $I_{O(AVERAGE)}$ 를 생성하는 가장 가까운 값을 수동으로 입력하여  $R_{FB}$ 을 계산할 수 있습니다.

출력 라인 레귤레이션은 PIXIs 스프레드시트의 하단에서 예측됩니다.

\*참고: 오픈 루프 작동 시( $R_{FB}=1$ ) 입력 전압에 따라 출력 전류가 상승합니다.  $R_{FB}$ 이 증가되면  $I_{O(AVERAGE)}$ 가 감소하기 시작하는 포인트가 생깁니다. 목표 출력 전류에 도달할 때까지  $R_{FB}$ 을 증가시킵니다. 그러면 정상 작동 중 원치 않는 오토-리스타트 실행을 방지할 수 있습니다.

$R_{FB}$ 의 정격 전력은 다음과 같습니다.

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

**9단계 – 프리휠링 다이오드 선택**

LED 조명 애플리케이션의 경우 일반적으로 드라이버의 내부 주변 온도가 80°C이므로 초고속 다이오드 유형을 사용하는 것이 좋습니다 ( $t_{RR} \leq 35ns$ ).

프리휠링 다이오드에 대해 마진이 25%인 PIV(피크 역 전압)을 선택합니다.

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

다이오드가 풀 부하 전류를 전도할 수 있어야 합니다. 따라서 다음과 같은 공식이 산출됩니다.

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

**10단계 – 출력 커패시터 선택**

이 드라이버에 대해서는 출력 커패시턴스 제한이 없습니다. 이 드라이버는 100nF에서부터 보드가 수용할 수 있는 최대 커패시턴스 양까지의 범위에서 작동합니다. 수명이 긴 LED 드라이버 애플리케이션을 구현하고자 하면 드라이버는 비전해 출력 커패시터를 사용할 수 있습니다. 출력 커패시턴스를 제한하기 위해 LED에 대한 최대 피크 전류를 IC의 Current Limit와 동일하게 합니다. 튜브 애플리케이션의 경우 LED 스트링 크기로 인한 전도성 및 방사 노이즈를 줄이기 위해 100nF 커패시터 또는 커먼 모드 초크가 필요할 수 있습니다.

최대 LED 전류가 제한되는 일부 애플리케이션에서는 전해 커패시터를 사용하는 것이 좋습니다. 이러한 경우 RMS 정격 전류가  $I_{OUT}$ 의 80%인 최소 커패시턴스를 선택합니다. 출력 전류 리플은 출력 커패시턴스와 LED 부하의 저항에 반비례합니다. 실제 LED 부하를 사용하여 설계를 마무리하는 것이 좋습니다.

입력 커패시턴스가 낮은 경우 출력 전류 리플보다 입력 라인 주파수가 우선합니다. 그림 5와 6에 표시된 것처럼 출력 전류 리플에는 입력 라인 주파수의 2배에 이르는 주파수가 있습니다.

비PF 애플리케이션(높은 입력 커패시턴스)의 경우 출력 전류 리플 요구 사항에 따라 출력 커패시터를 선택해야 하고 일반적으로 커패시터의 ESR이 출력 커패시터보다 우선합니다. 다음과 같이 예측할 수 있습니다.

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

여기서  $R_D$ 는 LED 부하의 총 저항이고,  $I_{OUT(RIPPLE)}$ 은 최대 출력 리플 사양이고,  $I_{LIMIT}$ 는 LYTSwitch-0 Current Limit입니다. 커패시터 ESR 값은 스위칭 주파수(66kHz)에서 지정되어야 합니다.

**11단계 - 더미 부하 저항 선택(옵션)**

출력 지속을 없애기 위해 고속 출력 감소가 필요하지 않은 경우 더미 부하 저항은 LED 드라이버 애플리케이션에 필요하지 않습니다.

**12단계 - 과전압 보호 선택(옵션)**

실제 작동(LED 레트로핏 램프) 중에는 부하가 항상 연결되므로 OVP 회로를 제거해 비용을 절감할 수 있습니다. 테스트 시(제조 과정에서) 출력 오버슈트로부터 보호를 위해 40VAC를 입력에 가할 수 있습니다.

출력 전류가 측정되지 않으면 부하가 연결되지 않습니다. 이 테스트를 통해 과전압 보호 회로를 사용하지 않으면서도 보드의 안전하고 비파괴적인 초기 파워 업을 가능하게 합니다.

그림 7은 간단하고 가장 저렴한 접근 방식으로 출력 단자 전체에서 제너 다이오드 VR1를 추가하는 것을 보여줍니다. 무부하 상태에서는 제너 다이오드가 단락 상태가 되어 출력 커패시터를 보호합니다. 제너 회로 단락 전류는 IC U1 Current Limit으로 제한됩니다. 과전압 발생 후 제너 다이오드를 교체해야 합니다.

그림 8은 AC 입력이 2초 동안 리사이클된 후 오토-리스타트 회로를 보여 줍니다. 부하가 연결되면 디바이스가 정상적으로 작동합니다. 무부하 전력 소비가 최소화되고 회로를 조절할 수 있다는 이점이 있습니다.

그림 9는 일정한 전압 작동을 위한 구성을 보여줍니다. AC 리사이클 없이 부하를 연결할 수 있습니다. 하지만 출력에 효율성을 저하시키는 일부 더미 부하 저항이 필요하다는 단점도 있습니다. 효율성을 개선하기 위해 더미 부하는 저항과 직렬 상태인 적절한 등급의 제너로 교체할 수 있습니다.

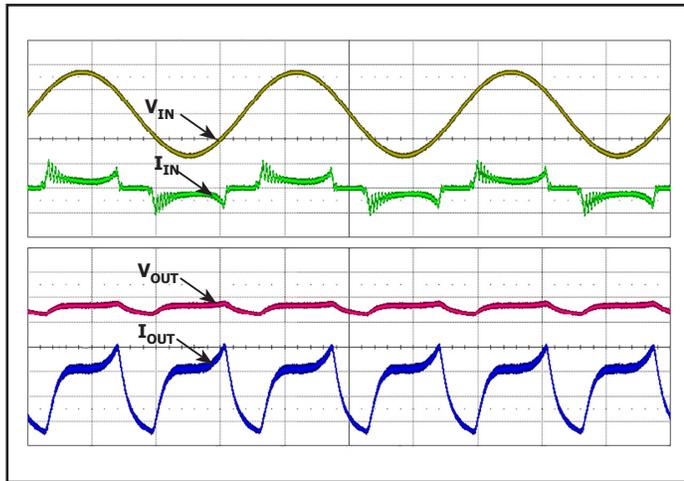


그림 5. 낮은 입력 커패시턴스의 샘플 파형

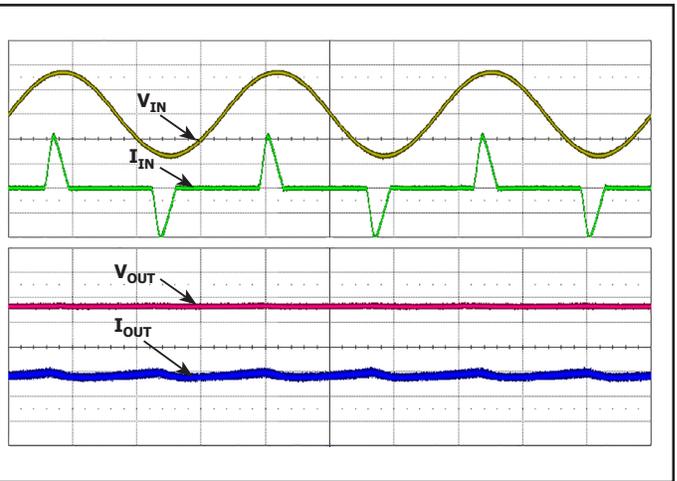


그림 6. 높은 입력 커패시턴스의 샘플 파형

OVP 보호	장점	단점
제너	<ol style="list-style-type: none"> <li>가장 저렴하고 단순함</li> <li>무부하 상태에서 <math>V_{OUT} \approx 0V</math>, 안전함</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>수동 리커버리. 드라이버를 작동시키려면 제너 교체가 필요함</li> </ol>
SCR 래치	<ol style="list-style-type: none"> <li>자동 리커버리</li> <li>가장 낮은 무부하 전력 소비</li> <li>무부하 상태에서 <math>V_{OUT} \approx 0V</math>, 안전함</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>비용</li> <li>리커버리에 AC 리사이클 필요</li> </ol> <p>참고: 다음 AC 전원 사이클 후 제너 다이오드 오픈 상태가 될 수 있음</p>
정전압 모드	<ol style="list-style-type: none"> <li> 핫-플러그, 언제든지 부하를 연결할 수 있음</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>추가 전력 소비</li> <li>무부하 시 잔류 전압</li> <li>비용</li> </ol>

표 10. OVP 회로 옵션 요약

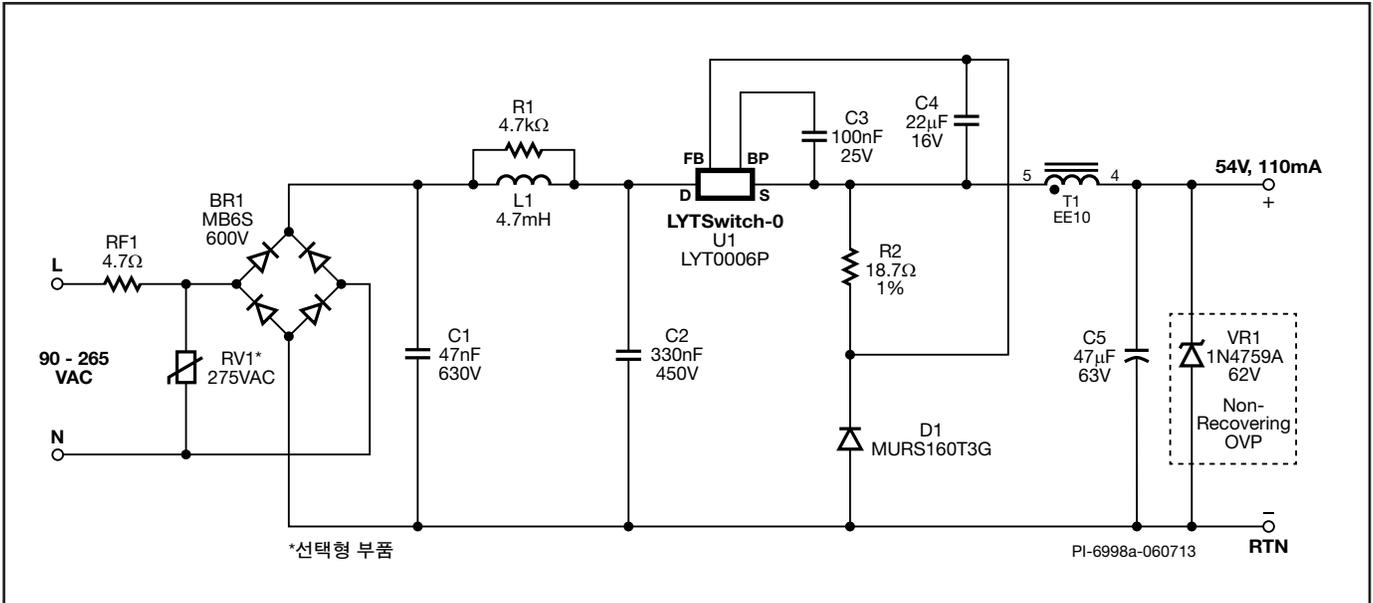


그림 7. 제너 다이오드를 사용한 가장 저렴한 부하 차단 보호 기능

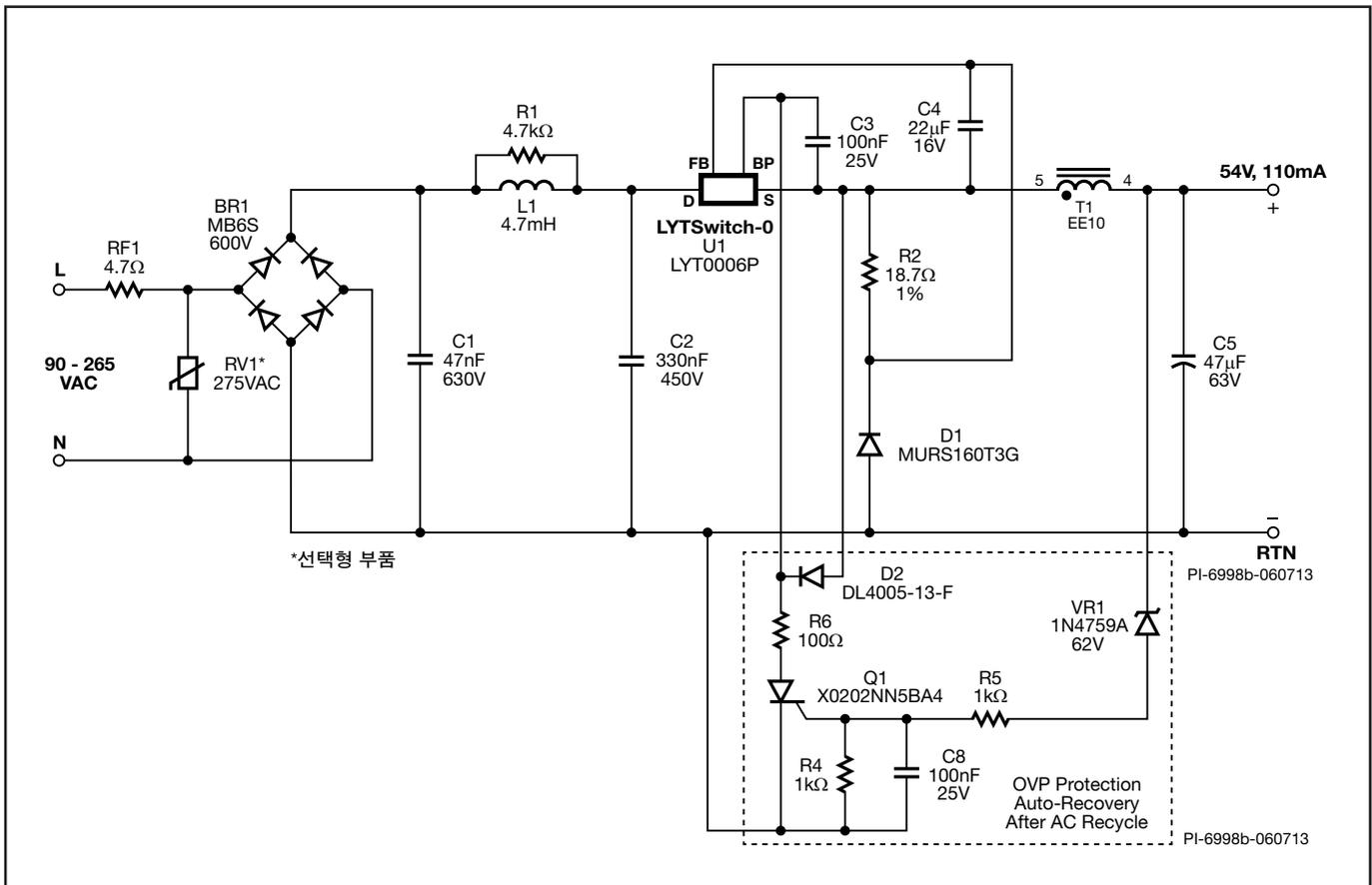


그림 8. SCR을 사용한 부하 차단 보호 기능 자동 리커버리

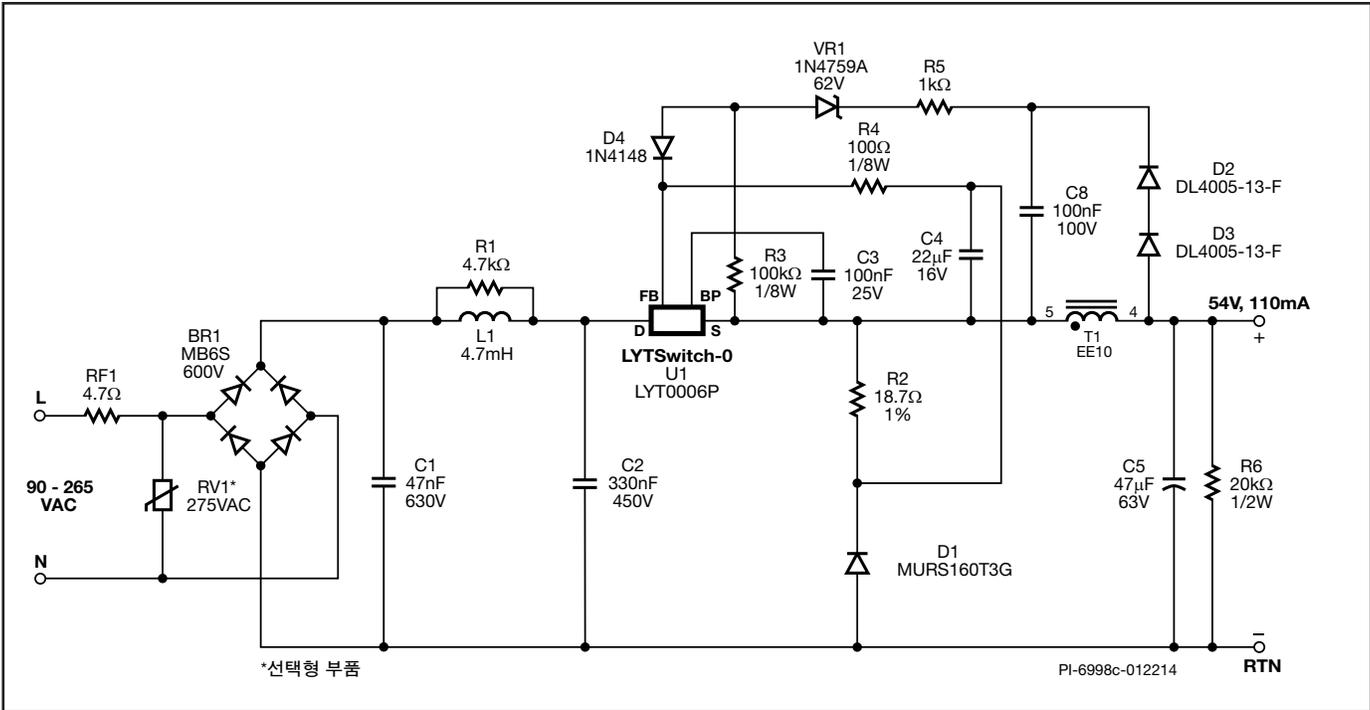


그림 9. CV(정전압) 모드 부하 차단 보호 기능

**기타 정보**

**최적의 출력 전압**

비용 대비 가장 효율적인 설계를 위해 최적의 범위(가능한 경우) 내에서 출력 전압(LED 스트링)을 설계합니다. LLO(로우 라인 전용)의 경우 이 범위는 50V~70V이고 HLO(하이 라인 전용)의 경우 80V~120V입니다.

**최적의 인덕턴스**

가능한 가장 낮은 인덕턴스(MDCM)를 사용해 설계하여 출력 다이오드의 리딩 엣지 스파이크로 인해 발생하는 스위칭 손실을 최소화합니다.

코어와 권선 간에 아크가 발생하지 않도록 항상 인덕터의 정격 전압을 확인합니다. 일부 표준 인덕터의 정격은 200V 미만입니다. 절연 손상 및 아크는 고장의 잠재적인 원인일 수 있습니다.

**가청 노이즈**

가청 노이즈가 발생하면 마그네틱 부품을 제거합니다. 가청 노이즈를 추가로 제한하기 위해 인덕턴스를 줄입니다. 권선 영역이 제어되고 권선 영역의 범위가 보다 균일하기 때문에 일반적으로 드럼 초크에서는 노이즈가 발생하지 않습니다.

**써멀 환경**

적절한 써멀 성능을 보장하기 위해 SOURCE 핀은 100°C 미만으로 유지해야 합니다. 최대 작동 주변 온도에서 파워 서플라이를 구축 및 테스트하여 적절한 써멀 마진이 있는지 확인합니다.

램프 설계에서 사용하는 경우 모든 부품의 온도 등급은 100°C를 초과해야 합니다.

최대 작동 온도에 따라 모든 저항의 정격을 줄입니다. 일반적으로 저항의 정격 전력은 70°C 이상에서 시작합니다.

**권장되는 레이아웃 고려 사항**

높은 전류를 전달하는 트레이스는 가능한 짧고 넓어야 합니다. 이러한 트레이스는 입력 커패시터, LYTSwitch-0과 프리휠링 다이오드를 연결합니다.

대부분의 기성품 인덕터는 "드럼 코어" 또는 "도그본" 유형입니다. 이러한 유형의 인덕터는 실딩되지 않고 디퍼렌셜 노이즈 커플링의 소스가 될 수 있습니다. 인덕터를 AC 입력과 EMI 필터에서 가급적 멀리 배치할 것을 고려하십시오.

인덕터 자속의 단락을 피하려면 비차폐 EMI 필터 인덕터를 베이어닛/나사 베이스(램프 애플리케이션)에서 멀리 떨어져 배치합니다.

개정	참고	날짜
A	최초 출시	01/15
B	새로운 브랜드 스타일로 업데이트됨	03/15

### 최신 업데이트에 대한 자세한 내용은 당사 웹사이트를 참고하십시오. [www.power.com](http://www.power.com)

파워 인테그레이션스(Power Integrations)는 안정성 또는 생산성 향상을 위하여 언제든지 당사 제품을 변경할 수 있는 권한이 있습니다. 파워 인테그레이션스(Power Integrations)는 여기서 설명하는 디바이스나 회로 사용으로 인해 발생하는 어떠한 책임도 지지 않습니다. 파워 인테그레이션스(Power Integrations)는 어떠한 보증도 제공하지 않으며 모든 보증(상품성에 대한 묵시적 보증, 특정 목적에의 적합성 및 타사 권리의 비침해를 포함하되 이에 제한되지 않음)을 명백하게 부인합니다.

### 특허 정보

여기에 설명한 제품 및 애플리케이션(제품 외부 트랜스포머 구성 및 회로 포함)은 하나 이상의 미국 및 해외 특허를 포함하거나 또는 파워 인테그레이션스(Power Integrations)에서 출원 중인 미국 및 해외 특허를 포함할 수 있습니다. 파워 인테그레이션스(Power Integrations)의 전체 특허 목록은 [www.power.com](http://www.power.com)에서 확인할 수 있습니다. 파워 인테그레이션스(Power Integrations)는 고객에게 <http://www.power.com/ip.htm>에 명시된 특정 특허권에 따른 라이선스를 부여합니다.

### 수명 유지 장치 사용 정책

파워 인테그레이션스(Power Integrations)의 제품은 파워 인테그레이션스(Power Integrations) 사장의 명백한 문서상의 허가가 없는 한 수명 유지 장치 또는 시스템의 핵심 부품으로 사용할 수 없습니다. 자세한 정의는 다음과 같습니다.

1. 수명 유지 장치 또는 시스템이란 (i)신체에 외과적 이식을 목적으로 하거나, (ii)수명 지원 또는 유지 및 (iii)사용 지침에 따라 올바르게 사용하는 경우에도 동작의 실패가 사용자의 상당한 부상 또는 사망을 초래할 수 있는 장치 또는 시스템입니다.
2. 핵심 부품이란 부품의 동작 실패가 수명 유지 장치 또는 시스템의 동작 실패를 초래하거나, 해당 장치 또는 시스템의 안전성 및 효율성에 영향을 줄 수 있는 수명 유지 장치 또는 시스템에 사용되는 모든 부품입니다.

PI 로고, TOPSwitch, TinySwitch, LinkSwitch, LYTSwitch, InnoSwitch, DPA-Switch, PeakSwitch, CAPZero, SENZero, LinkZero, HiperPFS, HiperTFS, HiperLCS, Qspeed, EcoSmart, Clampless, E-Shield, Filterfuse, FluxLink, StakFET, PI Expert 및 PI FACTS는 Power Integrations, Inc의 상표입니다. 다른 상표는 각 회사 고유의 자산입니다. ©2015, Power Integrations, Inc.

## Power Integrations 전 세계 판매 지원 지역

### 본사

5245 Hellyer Avenue  
San Jose, CA 95138, USA.  
본사 전화: +1-408-414-9200  
고객 서비스:  
전화: +1-408-414-9665  
팩스: +1-408-414-9765  
전자 메일: [usasales@power.com](mailto:usasales@power.com)

### 중국(상하이)

Rm 2410, Charity Plaza, No. 88  
North Caoxi Road  
Shanghai, PRC 200030  
전화: +86-21-6354-6323  
팩스: +86-21-6354-6325  
전자 메일: [chinasales@power.com](mailto:chinasales@power.com)

### 중국(선젠)

17/F, Hivac Building, No. 2, Keji Nan  
8th Road, Nanshan District,  
Shenzhen, China, 518057  
전화: +86-755-8672-8689  
팩스: +86-755-8672-8690  
전자 메일: [chinasales@power.com](mailto:chinasales@power.com)

### 독일

Lindwurmstrasse 114  
80337 Munich  
Germany  
전화: +49-895-527-39110  
팩스: +49-895-527-39200  
전자 메일: [eurosales@power.com](mailto:eurosales@power.com)

### 인도

#1, 14th Main Road  
Vasanthanagar  
Bangalore-560052 India  
전화: +91-80-4113-8020  
팩스: +91-80-4113-8023  
전자 메일: [indiasales@power.com](mailto:indiasales@power.com)

### 이탈리아

Via Milanese 20, 3rd. Fl.  
20099 Sesto San Giovanni (MI)  
Italy  
전화: +39-024-550-8701  
팩스: +39-028-928-6009  
전자 메일: [eurosales@power.com](mailto:eurosales@power.com)

### 일본

Kosei Dai-3 Bldg.  
2-12-11, Shin-Yokohama,  
Kohoku-ku  
Yokohama-shi Kanagwan  
222-0033 Japan  
전화: +81-45-471-1021  
팩스: +81-45-471-3717  
전자 메일: [japansales@power.com](mailto:japansales@power.com)

### 대한민국

RM 602, 6FL  
Korea City Air Terminal B/D, 159-6  
Samsung-Dong, Kangnam-Gu,  
Seoul, 135-728, Korea  
전화: +82-2-2016-6610  
팩스: +82-2-2016-6630  
전자 메일: [koreasales@power.com](mailto:koreasales@power.com)

### 싱가포르

51 Newton Road  
#19-01/05 Goldhill Plaza  
Singapore, 308900  
전화: +65-6358-2160  
팩스: +65-6358-2015  
전자 메일: [singaporesales@power.com](mailto:singaporesales@power.com)

### 대만

5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec. 1  
Nei Hu Dist.  
Taipei 11493, Taiwan R.O.C.  
전화: +886-2-2659-4570  
팩스: +886-2-2659-4550  
전자 메일: [taiwansales@power.com](mailto:taiwansales@power.com)

### 영국

Cambridge Semiconductor,  
a Power Integrations company  
Westbrook Centre, Block 5, 2nd Floor  
Milton Road  
Cambridge CB4 1YG  
전화: +44 (0) 1223-446483  
전자 메일: [eurosales@power.com](mailto:eurosales@power.com)