

# LYT4211-4218/4311-4318

## LYTSwitch™-4 고전력 LED 드라이버 IC 제품군



로우 라인 애플리케이션용 PFC, TRIAC 디밍/비디밍 선택 옵션을 갖춘 일체형(single-stage)의 정확한 1차측 정전류(CC) 컨트롤러

### 제품의 주요 특징

- ±5%보다 우수한 CC
- 5% 미만 출력에 대한 TRIAC 디머블
- 빠른 스타트업 속도
  - < 250ms(최대 밝기일 때)
  - < 1s(10% 밝기일 때)
- 0.9 이상의 고역률
- EN61000-3-2 준수 용이
  - 10% 미만의 THD(설계가 최적화된 경우)
- 최대 효율 92%
- 소형 트랜스포머에 적합한 132kHz의 스위칭 주파수

### 드라이버, 컨트롤러, 스위치를 결합한 고성능 제품군

LYTSwitch-4 제품군은 THD 및 고조파에 관한 국제 기준을 손쉽게 충족하는 고역률의 오프라인 LED 드라이버를 구현합니다. 출력 전류는 CC 오차가 ±5%보다 작아 타이트하게 레귤레이션됩니다. 일반적인 애플리케이션에서 최대 92%의 효율을 용이하게 달성합니다.

### 다양한 TRIAC 디머 지원

The LYTSwitch-4 제품군은 리딩 엣지 및 트레일링 엣지 TRIAC 디밍 애플리케이션에 알맞은 탁월한 턴온 특성을 갖추고 있습니다. 이에 따라 낮은 도통각에서 턴온하더라도 드라이버의 디밍 범위가 넓고 스타트업 속도가 빠릅니다. 그리고 디밍 비율이 높고 "팝온" 전류는 낮습니다.

### 저렴한 솔루션 비용과 긴 수명

LYTSwitch-4 IC는 고집적 제품으로, 옵토아이솔레이터를 제거하고 부품 수를 줄인 1차측 컨트롤 기법을 이용합니다. 따라서 저렴한 단면 PCB를 사용할 수 있으며, PFC 및 CC 기능을 일체형(single-stage)으로 결합하여 비용은 줄이고 효율성은 높였습니다. 또한 스위칭 주파수가 132kHz여서 작고 저렴한 트랜스포머를 사용할 수 있습니다.

LYTSwitch-4 제품군을 사용하는 LED 드라이버는 1차측 알루미늄 전해 벌크 커패시터를 사용하지 않습니다. 이는 특히 전구와 기타 고온 애플리케이션에서 드라이버 수명이 대폭 연장되었다는 뜻입니다.

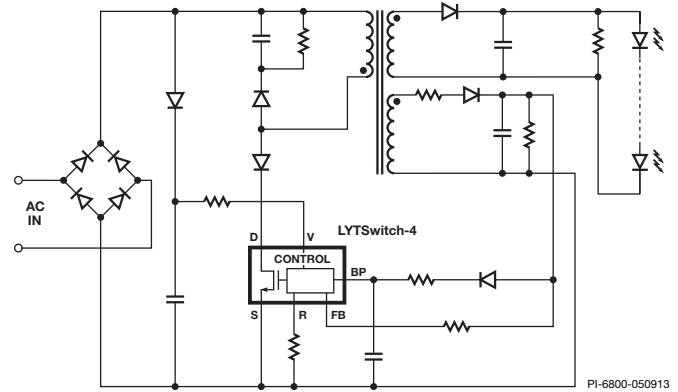


그림 1. 일반 회로도

### 다양한 애플리케이션과 전력 레벨에 최적화

부품 번호	입력 전압 범위	TRIAC 디머블
LYT4211-LYT4218	85 ~ 132VAC	아니요
LYT4311-LYT4318	85 ~ 132VAC	예

### 출력 전력표<sup>1,2</sup>

제품 <sup>6</sup>	최소 출력 전력 <sup>3</sup>	최대 출력 전력 <sup>4</sup>
LYT4x11E/L <sup>5</sup>	2.5W	12W
LYT4x12E/L	2.5W	15W
LYT4x13E/L	3.8W	18W
LYT4x14E/L	4.5W	22W
LYT4x15E/L	5.5W	25W
LYT4x16E/L	6.8W	35W
LYT4x17E/L	8.0W	50W
LYT4x18E/L	18W	78W

표 1. 출력 전력표

참고:

1. 일반적인 설계에서의 성능. 애플리케이션 노트 참조.
2. 적절한 히트싱크를 가진 오픈 프레임 설계에서의 연속 전력; 70°C의 디바이스 주위 온도. 효율이 80%보다 높은 일반 LED 스트링 소비 전압에서 계산된 전력 레벨.
3. 최소 출력 전력으로  $C_{BP} = 47 \mu F$ 가 필요.
4. 최대 출력 전력으로  $C_{BP} = 4.7 \mu F$ 가 필요.
5. LYT4311  $C_{BP} = 47 \mu F$ , LYT4211  $C_{BP} = 4.7 \mu F$ .
6. 패키지: eSIP-7C, eSIP-7F(그림 2 참조).

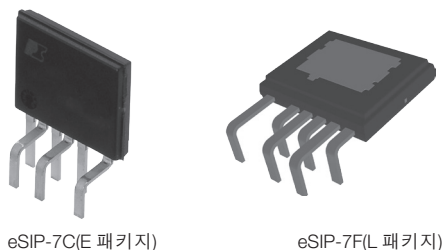


그림 2. 패키지 옵션

토폴로지	절연	효율	비용	THD	출력 전압
절연 플라이백	예	88%	높음	아주 좋음	제한 없음
벽	아니요	92%	낮음	좋음	제한됨
탭 벽	아니요	89%	중간	아주 좋음	제한 없음
벽-부스트	아니요	90%	낮음	아주 좋음	고전압

표 2. 일반 비디밍 10W 로우 라인 설계에서의 다양한 토폴로지의 성능

일반적인 회로도	주요 특징
<p><b>일반적인 회로도</b></p> <p>PI-6800-050913</p>	<p><b>플라이백</b></p> <p><b>이점</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>절연 출력 제공</li> <li>가장 폭넓은 출력 전압 범위 지원</li> <li>매우 높은 THD 성능</li> </ul> <p><b>제한 사항</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>플라이백 트랜스포머                     <ul style="list-style-type: none"> <li>트랜스포머 안의 기생 커패시턴스 및 인덕턴스로 인한 전체 효율 감소</li> <li>절연 요구 사항을 충족하기 위한 넓은 PCB 영역</li> </ul> </li> <li>1차측 클램프 및 바이어스 등 추가 부품 필요</li> <li>RMS 스위치 및 권선 전류 상승으로 손실이 증가하고 효율이 떨어짐</li> </ul>
<p>PI-6841-060313</p>	<p><b>벽</b></p> <p><b>이점</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>최상의 효율</li> <li>최소 부품 수로 크기 감소</li> <li>간단한 저비용 파워 인덕터</li> <li>낮은 드레인 소스 전압 스트레스</li> <li>필터에 대한 최상의 EMI/부품 수 최소화</li> </ul> <p><b>제한 사항</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>단일 입력 라인 전압 범위                     <ul style="list-style-type: none"> <li>출력 전압 <math>&lt; 0.6 \times V_{IN(AC)} \times 1.41</math></li> <li>낮은 THD 설계에 대한 출력 전압</li> </ul> </li> <li>비절연</li> </ul>
<p>PI-6842-060313</p>	<p><b>탭 벽</b></p> <p><b>이점</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>20V 미만의 저출력 전압 설계에 이상적</li> <li>높은 효율</li> <li>적은 부품 수</li> <li>단순한 저비용 탭 인덕터</li> </ul> <p><b>제한 사항</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>단일 입력 라인 전압에 최적화된 설계</li> <li>1차측 클램프 같은 추가 부품 필요</li> <li>비절연</li> </ul>
<p>PI-6859-060313</p>	<p><b>벽-부스트</b></p> <p><b>이점</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>비절연 고출력 전압 설계에 이상적</li> <li>높은 효율</li> <li>적은 부품 수</li> <li>간단한 일반적 저비용 파워 인덕터 사용 가능</li> <li>가장 낮은 THD</li> </ul> <p><b>제한 사항</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>MOSFET 항복 전압으로 인한 최대 <math>V_{OUT}</math> 제한</li> <li>단일 입력 라인 전압 범위</li> <li>비절연</li> </ul>

그림 3d. 일반 벽-부스트 회로도

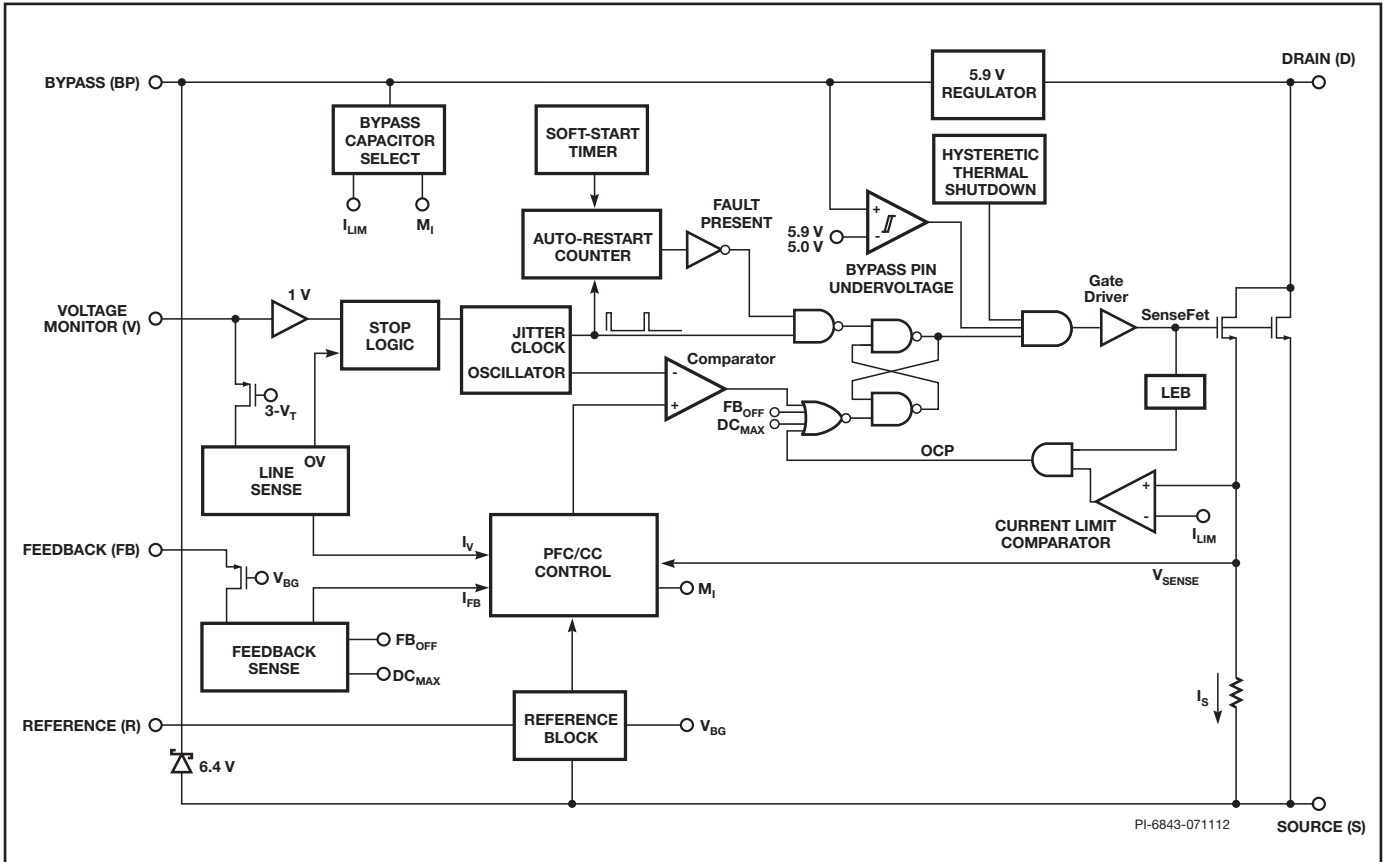


그림 4. 기능 블록 다이어그램.

**핀 기능 설명**

**DRAIN(D) 핀:**

이 핀은 파워 FET 드레인 연결 핀입니다. 또한 이 핀은 스타트업 및 정상 상태 작동을 위한 내부 작동 전류를 제공합니다.

**SOURCE(S) 핀:**

이 핀은 파워 FET 소스 연결 핀입니다. 또한 이 핀은 BYPASS, FEEDBACK, REFERENCE 및 VOLTAGE MONITOR 핀에 대한 그라운드 레퍼런스 핀입니다.

**BYPASS(BP) 핀:**

이 핀은 내부적으로 생성된 5.9V 공급을 위한 외부 바이패스 커패시터의 연결 지점입니다. 또한 이 핀은 BYPASS 핀 커패시터 값 선택을 통한 출력 전력을 선택할 수 있도록 합니다.

**FEEDBACK(FB) 핀:**

FEEDBACK 핀은 출력 전압 피드백에 사용됩니다. FEEDBACK 핀으로 흐르는 전류는 출력 전압에 직접적으로 비례합니다. 또한 FEEDBACK 핀에는 오픈 부하 및 과부하 출력 상태에서부터 보호하기 위한 회로가 포함되어 있습니다.

**REFERENCE(R) 핀:**

이 핀은 외부 정밀 저항에 연결되고 디밍(LYT4311-4318) 및 비 TRIAC 디밍(LYT4211-4218) 모드를 구성하는 데 사용됩니다.

**VOLTAGE MONITOR(V) 핀:**

이 핀은 정류기, 필터 커패시터 및 저항으로 구성되는 외부 입력 라인 피크 감지와 상호 작용합니다. 적용된 전류는 과전압(OV)에 대한 정지 로직(stop logic)을 제어하고 출력 전류 및 원격 ON/OFF 기능 제어를 위한 피드 포워드를 제공하는 데 사용됩니다.

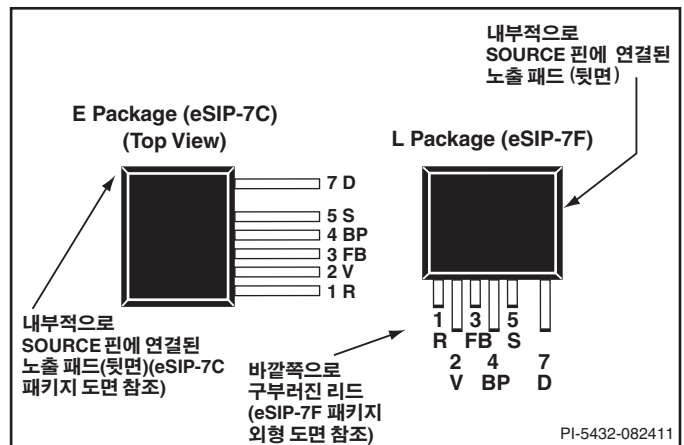


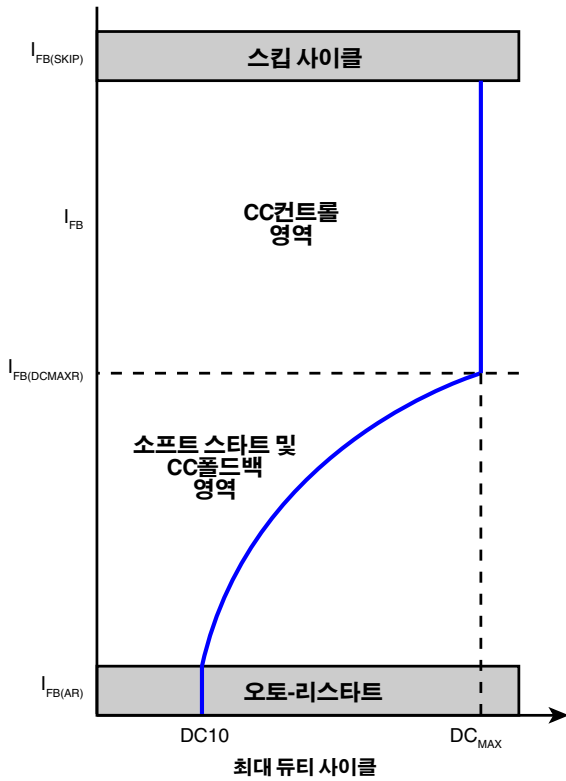
그림 5. 핀 구성.

기능 설명

LYTSwitch-4 디바이스는 컨트롤러 및 고전압 파워 FET를 하나의 패키지에 모놀리식으로 결합하고 있습니다. 컨트롤러는 고역률 및 정전류 출력 모듈을 싱글 스테이지로 구현합니다. LYTSwitch-4 컨트롤러는 오실레이터, 피드백(센싱 및 로직) 회로, 5.9V 레귤레이터, 히스테리시스(Hysteresis) 과열 보호, 주파수 지터링, 사이클별 전류 제한, 오토-리스타트, 인덕턴스 수정, 역률 및 정전류 컨트롤로 구성됩니다.

FEEDBACK 핀 전류 컨트롤 특성

아래 그림은 FEEDBACK 핀 전류의 작동 한도를 보여줍니다.  $I_{FB(SKIP)}$  위에서 스위칭이 비활성화되고  $I_{FB(AR)}$  아래에서 디바이스는 오토-리스타트 모드로 진입합니다.



PI-5433-060410

그림 6. FEEDBACK 핀 전류 특성.

또한 FEEDBACK 핀 전류는 과부하 및 오픈 루프 상태에서 사용 가능한 출력 전력을 제한하기 위해 최대 듀티 사이클을 클램핑하는 데 사용됩니다. 이 듀티 사이클 감소 특성은 또한 모노토크 출력 전류 스타트업 특성을 증진시키며 오버슈트를 방지합니다.

REFERENCE 핀

REFERENCE 핀은 외부 저항을 통해 그라운드(SOURCE)에 연결됩니다. 선택한 값에 따라 내부 기준이 설정되고 디밍 (LYT4311-4318) 및 비디밍(LYT4211-4218)의 작동 모드와 VOLTAGE MONITOR 핀의 입력 과전압 기준값이 결정됩니다. LYT4211-4218을 사용하는 비디밍 또는 PWM 디밍

애플리케이션의 경우 외부 저항은  $24.9k\Omega \pm 1\%$ 이어야 합니다. LYT4311-4318을 사용하는 위상각 AC 디밍의 경우 외부 저항이  $49.9k\Omega \pm 1\%$ 이어야 합니다. 저항 허용 오차가 출력 오차에 직접적인 영향을 주므로 1%가 권장됩니다. 다른 저항 값은 사용하면 안됩니다.

BYPASS 핀 커패시터 전력 게인 선택

LYTSwitch-4 디바이스에는 전체 또는 감소 출력 전력 설정에 맞게 내부 게인을 조정하는 기능이 있습니다. 따라서 써멀 및 효율성 원인을 위해 손실을 최소화하는 더 큰 디바이스를 선택할 수 있습니다. 전력 게인은 BYPASS 핀 커패시터 값으로 선택됩니다. 전체 전력 설정은  $4.7\mu F$  커패시터로 선택되고 감소 전력 설정(더 높은 효율성을 위한)은  $47\mu F$  커패시터로 선택됩니다. BYPASS 핀 커패시터는 내부 전력 게인뿐만 아니라 과전류 보호(OCP) 기준값을 설정합니다. 더 큰 디바이스들과 달리 LYT4x11 전력 게인은 프로그래밍할 수 없습니다. LYT4x11의 경우  $47\mu F$  커패시터를 사용하십시오.

스위칭 주파수

스위칭 주파수는 정상 작동 시 132kHz입니다. EMI 레벨을 더 줄이기 위해 스위칭 주파수는 약 2.6kHz만큼 지터됩니다(주파수 변조). 스타트업 동안에 주파수는 AC 입력이 위상각 디밍될 때 스타트업 시간을 줄이기 위해 66kHz가 됩니다. 지터는 딥 디밍으로 비활성화됩니다.

소프트 스타트

큰 출력 커패시터에서 스타트업 고장(단락)을 식별하기 위해 소프트 스타트 시간( $t_{SOFT}$ ) 동안 오토-리스타트 보호 기능을 억제하는 소프트 스타트 타이밍 기능이 컨트롤러에 포함되어 있습니다. 스타트업 시에 LYTSwitch-4는 출력 전력을 줄이기 위해 최대 듀티 사이클을 클램핑합니다. 총 소프트 스타트 시간은  $t_{SOFT}$ 입니다.

원격 ON/OFF 및 EcoSmart™

VOLTAGE MONITOR 핀에는 입력단과 연결된 1V 기준값 비교기가 있습니다. 이 전압 기준값은 원격 ON/OFF 컨트롤에 사용됩니다. 출력을 비활성화하기 위해 VOLTAGE MONITOR 핀에 신호가 수신된 경우에는(VOLTAGE MONITOR 핀은 옵토커플러 포토 트랜지스터를 통해 그라운드에 연결됨) 내부 파워 FET가 강제로 오프되기 전에 LYTSwitch-4는 전류 스위칭 사이클을 완료합니다.

또한 LYTSwitch-4를 OFF시키고 오랜 기간 동안 전력 소비를 매우 낮게 유지하기 위해 원격 ON/OFF 기능은 ECO-모드 또는 전력 스위치로 사용됩니다. 이 모드로 전환된 후에 LYTSwitch-4가 원격으로 켜지면 BYPASS 핀이 5.9V에 도달한 다음에 소프트 스타트를 하는 정상적인 스타트업 순서를 시작하게 됩니다. 최악의 경우에는 원격 ON에서 스타트업까지의 딜레이가 BYPASS 핀의 전체 방전/충전 사이클 시간과 같아질 수 있습니다. 이와 같이 전력 소비를 줄이고 원격 OFF 모드를 사용하여 값 비싸고 신뢰성 없는 기계 스위치를 제거할 수 있습니다.

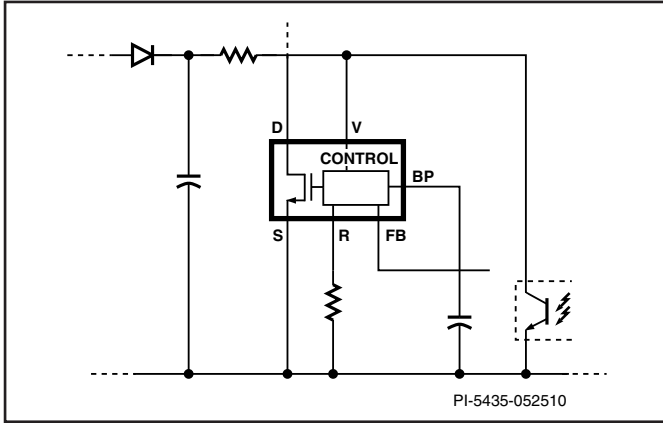


그림 7. 원격 ON/OFF VOLTAGE MONITOR 핀 컨트롤.

### 5.9V 레귤레이터/섀트 전압 클램프

내장 5.9V 레귤레이터는 파워 FET가 OFF 상태일 때 DRAIN 핀의 전압에서 전류를 끌어와 BYPASS 핀에 연결된 바이패스 커패시터를 5.9V로 충전합니다. BYPASS 핀은 내부 공급 전압 노드입니다. 파워 FET가 ON 상태일 때 디바이스는 바이패스 커패시터에 저장된 에너지를 사용합니다. 내부 회로의 전력 소비가 매우 적기 때문에 LYTSwitch-4는 DRAIN 핀에서 끌어온 전류로 연속적으로 작동이 가능하게 합니다. 바이패스 커패시터 값 47 또는  $4.7\mu\text{F}$ 는 고주파 디커플링과 에너지 저장 모두에 충분합니다. 뿐만 아니라, 전류가 BYPASS 핀에 외부적으로 제공될 때 6.4V에서 BYPASS 핀을 클램핑하는 6.4V 섀트 레귤레이터가 있습니다. 이는 특히 효율성 증가를 위해 바이어스 권선을 통해 LYTSwitch-4에 외부적으로 전원을 공급하는 데 용이하게 씁니다. 정상 작동의 경우 바이어스 권선에서 BYPASS 핀에 전류를 공급하는 것이 좋습니다.

### 오토-리스타트

오픈 루프 고장(오픈 FEEDBACK 핀 저항 또는 피드백 권선으로의 단절된 패턴), 출력 단락 또는 과부하 상태의 경우 컨트롤러는 오토-리스타트 모드가 됩니다. 소프트 스타트 기간 후에 FEEDBACK 핀 전류가  $I_{FB(AR)}$  기준값 아래로 내려가면 컨트롤러는 회로 단락 및 오픈 루프 상태를 알립니다. 이 고장 상태에서 전력 소모를 최소화하기 위해 섀트다운/오토-리스타트 회로는 고장 상태가 계속되는 동안 일반적으로  $DC_{AR}$ 의 오토-리스타트 듀티 사이클에서 파워 서플라이를 ON(소프트 스타트 기간과 동일) 및 OFF시킵니다. 오토-리스타트 오프-타임 동안에 고장이 해제될 경우 전체 오프-타임 카운트(off-time count)가 완료될 때까지 파워 서플라이는 오토-리스타트 상태로 남아 있습니다. 소프트 스타트 기간( $t_{SOFT}$ ) 후에 파워 서플라이 스타트업을 위해 FEEDBACK 핀 전류가  $I_{FB(AR)}$  기준값을 초과할 수 있도록 출력 커패시터의 크기를 적절하게 지정하는 데 특히 주의해야 합니다. 소프트 스타트 기간 후에 오토-리스타트는 FEEDBACK 핀 전류가  $I_{FB(AR)}$  아래로 내려간 경우에만 활성화됩니다.

### 과전류 보호

전류 제한 회로는 파워 FET의 전류를 감지합니다. 이 전류가 내부 기준값( $I_{LIMIT}$ )을 초과하면 파워 FET는 남은 사이클 동안 OFF 상태가 됩니다. 리딩 엣지 블랭킹 회로는 파워 FET가 ON 상태가 된 후에 잠시 동안( $t_{LEB}$ ) 전류 제한 비교기를 동작시키지 않습니다. 커패시턴스와 정류기 역회복 시간으로 인해 초래된 전류 스파이크가 파워 FET 전도의 조기 종료를 방지하도록 이 리딩 엣지 블랭킹 시간이 설정되었습니다.

### 입력 과전압 보호

이 디바이스에는 VOLTAGE MONITOR 핀을 통해 감지된 최대 작동 전압을 제한하기 위한 과전압 감지 기능이 포함되어 있습니다. 저항을 통해 VOLTAGE MONITOR에 입력 라인 피트 전압을 제공하려면 다이오드 및 커패시터로 구성된 외부 피크 감지기가 필요합니다.

저항은 입력 과전압(OV) 섀다운 기준값을 설정합니다. 이 기준값을 초과하면 LYTSwitch-4는 스위칭을 중단합니다. 입력 전압이 정상으로 돌아가고 나면 디바이스는 정상 작동을 다시 시작합니다. 노이즈로 인한 전환을 방지하기 위하여 OV 기준값에 약간의 히스테리시스(Hysteresis)가 제공됩니다. 파워 FET가 OFF 상태가 되면 드레인에 리플렉트 전압과 누설 스파이크 전압이 없어지기 때문에 정류된 DC 고전압 서지 내성이 파워 FET의 정격 전압(670V)까지 증가합니다.

### 히스테리시스(Hysteresis) 섀말 섀다운

섀말 섀다운 회로는 컨트롤러 칩 온도를 감지합니다. 기준값은  $142^{\circ}\text{C}$ 로 설정되어 있습니다. 일반적으로는  $75^{\circ}\text{C}$  히스테리시스(Hysteresis)를 갖습니다. 칩 온도가 이 기준값( $142^{\circ}\text{C}$ ) 이상 상승하면 파워 FET는 비활성화되고 칩 온도가  $75^{\circ}\text{C}$ 로 떨어질 때까지 비활성화 상태를 유지하다가 이 지점에서 파워 FET가 다시 활성화됩니다.

### SOA(안전 작동 영역) 보호

또한 이 디바이스에는 SOA(안전 작동 영역) 보호 모드가 있어서 피크 스위치 전류가  $I_{LIMIT}$  기준값에 도달하고 스위치 온 타임이  $t_{ON(SOA)}$  보다 작을 경우 40회 사이클 동안 FET 스위칭을 비활성화합니다. 이 보호 모드는 오토-리스타트 보호가 사용되지 않는 경우, 소프트 스타트 동안 단락된 LED 상태 및 스타트업 상태에서 디바이스를 보호합니다. SOA 보호 모드는 정상 작동 시에 계속 활성화되어 있습니다.

애플리케이션 예제

20W TRIAC 디밍 기능이 있는 고역률 LED 드라이버 설계 예제 (DER-350)

그림 8의 회로도는 LYTSwitch-4 제품군의 LYT4317E에 기초한 TRIAC 디밍 기능이 있는 고역률 LED 드라이버를 보여 줍니다. 이 설계는 간단한 부품 값 변경을 통해 비디밍 전용 애플리케이션에 대해 구성할 수 있습니다. 이 드라이버는 루멘 PAR 램프 장착 애플리케이션에 이상적인 0.7A의 정전류를 가지며 36V의 LED 스트링을 구동하도록 최적화되었습니다. 이 설계는 90VAC~132VAC의 입력 전압 범위에서 작동합니다.

이 설계의 주요 목표는 최첨단의 표준 TRIAC AC 디머와의 호환성, 매우 광범위한 디밍 범위(1000:1, 550 mA:0.55 mA), 고효율 (>85%) 및 고역률(>0.9)을 제공하는 것입니다. 또한 무부하(오픈 부하), 과전압, 출력 단락/과부하 상태 및 과열 등과 같은 고장으로부터 이 설계는 완전하게 보호됩니다.

회로 설명

LYTSwitch-4 디바이스(U1- LYT4317E)는 파워 FET, 컨트롤러 및 스타트업 기능을 단일 패키지에 통합하여 기존 제품보다 부품 수를 줄여줍니다. 절연된 연속 도통 모드 플라이백 컨버터의 일부로 구성되는 U1은 설계에 포함된 소형 입력 커패시터스와 함께 내부 제어 알고리즘을 통해 고역률을 제공합니다. 연속 도통 모드 작동으로 인해 1차측 피크와 RMS 전류가 줄어들고 EMI 노이즈 또한 감소하여 더 작고 더 단순한 EMI 필터링 부품이 사용 가능하고 효율성이 향상됩니다. 출력 전류 레귤레이션은 2차측 센싱 없이 유지되므로 전류 센싱 저항이 필요 없게 되고 효율성이 개선됩니다.

입력단

퓨즈 F1은 부품 오류 보호 기능을 제공하고 RV1은 디퍼렌셜 라인 서지 동안에 클램프를 하도록 하면서 내부 파워 FET의 670V 정격보다 작게 U1의 피크 드레인 전압을 유지합니다. 브릿지 정류기 BR1은 AC 입력 전압을 정류합니다. 1차측 및 2차측 간의

안전 절연 배리어를 브릿지하는 안전 정격 Y 클래스 커패시터(CY1)와 함께 L1-L3, C1, C4, R2, R24 및 R25는 EMI 필터링을 제공합니다. R2, R24 및 R25 저항은 L1, L2, L3, C1 및 AC 입력 임피던스 간에 형성된 모든 공진을 댐핑하도록 작동합니다. 1차측 스위칭 전류를 위한 낮은 임피던스 소스를 제공하려면 소형 벌크 커패시터(C4)가 필요합니다. 역률을 0.9보다 크게 유지하기 위해 C2 및 C4의 최대값이 제한됩니다.

LYTSwitch-4 1차측

피크 입력 전압 정보를 U1에 제공하기 위해 들어오는 정류된 AC 피크는 D2를 통해 C6을 충전합니다. 그런 다음 R10을 통해 U1의 VOLTAGE MONITOR 핀에 전류로 공급됩니다. 또한 디바이스는 라인 입력 과전압 보호 기준값을 설정하기 위해 이 센싱 전류를 사용합니다. R9 저항은 입력 주파수 리플이 생성되는 것을 방지하기 위해 정류된 AC의 시정수보다 훨씬 긴 시정수를 가진 C6에 대한 방전 경로를 제공합니다.

VOLTAGE MONITOR 핀 전류와 FEEDBACK 핀 전류는 평균 출력 LED 전류를 제어하기 위해 내부적으로 사용됩니다. TRIAC 위상 디밍 애플리케이션의 경우 입력 전압 및 출력 전류 간의 선형 관계를 제공하고 디밍 범위를 극대화하기 위해 49.9kΩ 저항(R14)이 REFERENCE 핀에서 사용되고 2MΩ 저항(R10)이 VOLTAGE MONITOR 핀에서 사용됩니다.

다이오드 D3, R15 및 C7은 누설 인덕턴스의 영향으로 인해 드레인 전압을 안전한 레벨로 클램핑합니다. C4 양단 전압이 권선비에 의해 발생된 전압( $V_{OR}$ ) 아래로 내려가는 정류된 AC 입력 전압 기간 동안에 역방향 전류가 U1을 통과하는 것을 방지하기 위해 다이오드 D4가 필요합니다.

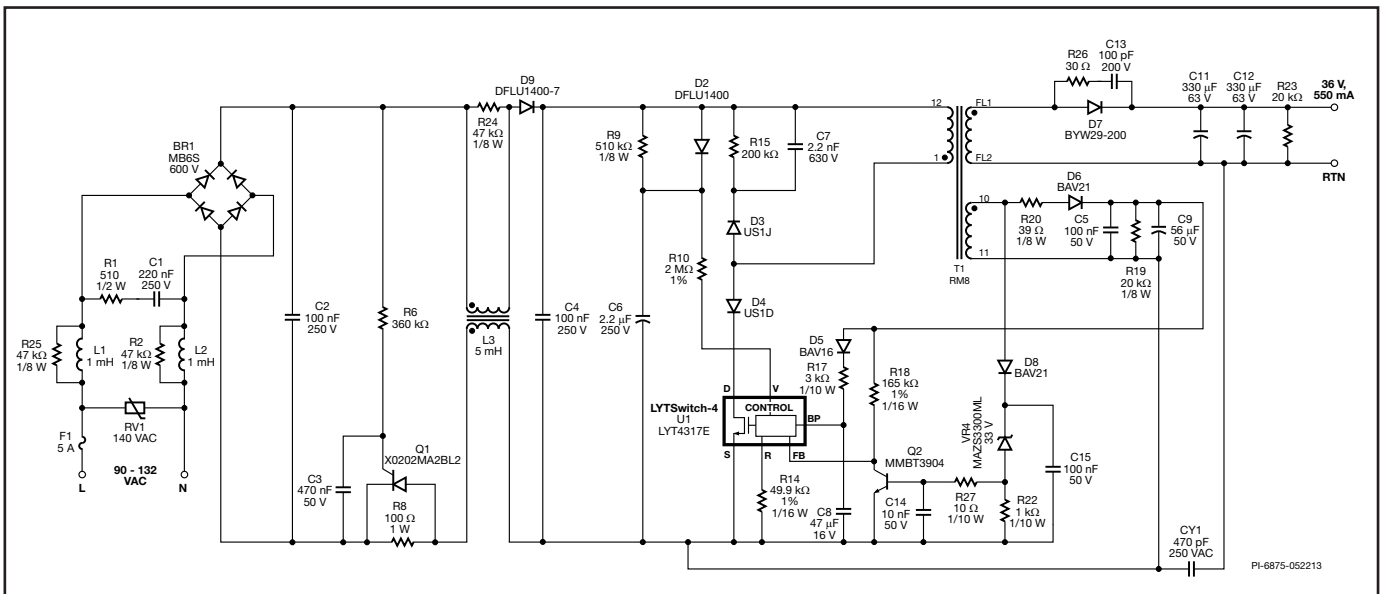


그림 8. 절연, TRIAC 디밍 가능, 고역률, 90-132VAC, 20W/36V/550mA LED 드라이버의 DER-350 회로도.

다이오드 D6, C5, C9, R19 및 R20은 트랜스포머의 보조 권선에서 1차측 바이어스 서플라이를 만듭니다. 커패시터 C8은 내부 컨트롤러용 서플라이 핀에 해당하는 U1의 BYPASS 핀을 위한 로컬 디커플링을 제공합니다. 스타트업 동안에 C8은 디바이스 DRAIN 핀에 연결된 내부 고전압 전류 소스로부터 ~6V로 충전됩니다. 따라서 R17을 통해 바이어스 서플라이에서 작동 공급 전류가 제공되는 지점에서 부품을 스위칭을 시작할 수 있습니다. 또한 커패시터 C8은 출력 전력 모드를 선택합니다(감소된 전력의 경우, 이 설계에 대해 U1에서 전력 소모를 줄이고 효율성을 향상시키기 위해 47 $\mu$ F가 선택됨).

#### 피드백

바이어스 권선 전압은 출력 전압에 비례합니다(바이어스 및 2차측 권선 간의 턴비에 의해 설정됨). 따라서 2차측 피드백 부품 없이 출력 전압을 모니터링할 수 있습니다. R18 저항은 바이어스 전압을 U1의 FEEDBACK 핀에 공급되는 전류로 변환합니다. U1의 내부 엔진은 고정된 라인 입력 전압에서 1.5:1 출력 전압 편차( $\pm 25\%$ 의 LED 스트링 전압 편차)를 초과하는 정전류 출력 전류를 제공하기 위해 FEEDBACK 핀 전류, VOLTAGE MONITOR 핀 전류 및 드레인 전류 정보를 결합합니다.

무부하에서 출력 전압을 제한하기 위해 출력 과전압 보호 회로가 D8, C15, R22, VR4, R27, C14 및 Q2에 의해 설정됩니다. 출력 부하가 연결 해제되는 경우 VR4가 도통될 때까지 바이어스 전압이 증가하며 Q2는 ON 상태가 되고 FEEDBACK 핀으로 흐르는 전류는 감소합니다. 이 전류가 10 $\mu$ A 아래로 내려갈 경우 부품은 오토-리스타트 모드가 되고 출력 및 바이어스 전압이 해당 시간 동안 떨어질 수 있도록 300ms 동안 스위칭이 비활성화됩니다.

#### 출력 정류

트랜스포머 2차측 권선은 D7에 의해 정류되고 C11 및 C12에 의해 필터링됩니다. 효율성을 위해 초고속 TO-220 다이오드가 선택되었고 피크 간 LED 리플 전류(평균값의 30%)를 제공하기 위해 C11 및 C12의 결합된 값이 선택되었습니다. 더 낮은 리플이 권장되는 설계의 경우 출력 커패시턴스 값을 늘릴 수 있습니다.

턴 오프된 출력 커패시터에서 잔류 충전을 방전시키는 R23에 의해 소형 더미 부하가 제공됩니다.

#### TRIAC 위상 디밍 컨트롤 호환성

TRIAC을 기반으로 하는 낮은 가격의 리딩 엣지 위상 디머를 사용하여 출력 디밍을 제공해야 하는 요구 사항에 따라 여러 측면의 설계를 적용하였습니다.

LED 기반 조명이 훨씬 낮은 전력을 소비하므로 전체 램프가 끌어진 전류는 디머 내에 있는 TRIAC의 유지 전류보다 작습니다. 이로 인해 TRIAC이 불규칙적으로 작동할 때 제한된 디밍 범위 및/또는 깜박임과 같은 바람직하지 않은 동작이 발생할 수 있습니다. LED 램프가 라인에 제공하는 상대적으로 큰 임피던스 덕분에 TRIAC이 ON 상태일 때 입력 커패시턴스를 충전하는 돌입 전류로 인해 링잉이 크게 발생할 수 있습니다. 또한 이 경우 링잉으로 인해 TRIAC 전류가 0으로 내려가거나 OFF 상태가 되는 등의 유사한 원치 않는 동작이 일어날 수 있습니다.

이러한 문제를 극복하기 위해 두 개의 간단한 회로인 SCR 액티브 댐퍼와 R-C 패시브 블리더가 통합되었습니다. 이러한 회로는 전력 소모가 증가하여 서플라이의 효율이 저하된다는 약점이 있습니다. 비디밍 애플리케이션의 경우 이러한 부품을 생략할 수 있습니다.

SCR 액티브 댐퍼는 R6, C3 및 Q1과 R8으로 구성됩니다. 이 회로는 TRIAC이 도통되는 최초 1ms 동안 직렬로 연결된 R8에 의하여 TRIAC이 ON 상태가 되었을 때 C4를 충전하는 돌입 전류를 제한합니다. 약 1ms 후에 Q1이 ON 상태가 되고 R8을 바이패스합니다. 이로 인해 R8에서 전력 소모가 낮게 유지되고 전류 제한 동안에 더 큰 값이 허용됩니다. 저항 R6 및 C3은 TRIAC 도통 후에 Q1 상태가 ON이면 지연 시간을 발생시킵니다. 다이오드 D9는 TRIAC이 ON 상태가 된 후 C4 커패시터에서 충전이 다시 흐르지 못하도록 차단하며 이는 특히 고전력 디머와의 디밍 호환성을 지원합니다.

패시브 블리더 회로는 R1 및 C1로 구성됩니다. 이 회로는 유효 드라이버 저항에 해당하는 입력 전류가 각 AC 하프 사이클에서 증가하는 동안에 입력 전류를 TRIAC 유지 전류보다 높게 유지하게 합니다.

**디밍 기능이 없으며 라인 레귤레이션이 향상된 20W 고역률 LED 드라이버 (DER-350)**

그림 9의 회로도는 LYTSwitch-4 디바이스 제품군의 LYT4317에 기초한 고역률 LED 드라이버를 보여 줍니다. 이 드라이버는 고수준 루멘 PAR 램프 장착 애플리케이션에 이상적인 0.55A의 정전류를 가지며 전압이 36V일 경우에 LED 스트링을 구동하도록 최적화되었습니다. 또한 이 설계는 90VAC~132VAC의 로우 라인 입력 전압 범위에서 작동하고 비디밍 애플리케이션에 맞게 구성되어 있습니다. 비디밍 애플리케이션의 경우 디밍 애플리케이션보다 입력 전압의 변경으로 인한 출력 전류 편차가 감소합니다. 중요한 사항은 최종 사용자가 위상 제어 디머를 사용한 설계를 작동할 경우 디밍에 지정되지 않았더라도 회로가 손상되지 않는다는 점입니다.

**비디밍 구성을 위한 조정**

간단히 SCR 액티브 댐퍼의 부품(R6, R8, C3, Q1)을 제거하고, 다이오드 D9 및 R-C 블리더(R1, C1) 변경을 차단하고, 레퍼런스 저항 R14를 24.9kΩ로 교체하여 설계를 비디밍 애플리케이션에 맞게 구성할 수 있습니다(그림 9 참조).

**주요 애플리케이션 고려 사항**

**전력표**

데이터 시트 전력표(표 1)는 다음 조건하에서 실제로 지속되는 최소 및 최대 출력 전력을 나타냅니다.

- 효율성: 80%
- 디바이스 주위 온도: 70°C
- 충분한 방열판으로 디바이스 온도를 100°C 이하로 유지
- 최소 출력 전력 열(column)의 경우
  - 권선비에 의해 발생된 전압( $V_{OR}$ ): 120 V
  - FEEDBACK 핀 전류: 135μA
  - BYPASS 핀 커패시터 값: 47μF

- 최대 출력 전력 열
  - 권선비에 의해 발생된 전압( $V_{OR}$ ): 65V
  - FEEDBACK 핀 전류: 165μA
  - BYPASS 핀 커패시터 값: 4.7μF(LYT4x11 = 4.7μF)

85VAC를 초과하는 입력 라인 전압은 LYTSwitch-4 디바이스의 전력 공급 기능을 변경하지 않습니다.

**디바이스 선택**

필요한 출력 전력을 표 1의 값과 비교하여 디바이스 크기를 선택합니다. LYTSwitch-4 디바이스의 주위 온도가 높거나 방열판을 사용하기 위한 공간이 아주 작은 온도의 이슈가 있는 설계의 경우(e.g. 백열등 교체용 설계), 최소 출력 전력 열을 이용합니다. 이 때, 47μF BYPASS 핀 커패시터를 사용하면 되고 디바이스 전류 제한이 낮아지기 때문에 도통 손실이 감소합니다. 오픈 프레임 설계 또는 방열판을 위한 공간이 충분한 설계의 경우 최대 출력 전력 열을 참조합니다. 이 경우에는 전력 설정이 하나만 있는 LYT4x11을 제외하고 모든 경우에 4.7μF BYPASS 핀 커패시터를 사용합니다. 모든 상황에서 출력 전류 허용 오차를 최소로 줄이기 위해서는 디바이스 온도를 100°C 미만으로 유지해야 합니다.

**최대 입력 커패시턴스**

고역률을 얻으려면 EMI 필터와 정류된 AC(벌크 커패시터)의 디커플링 모두에 사용되는 커패시턴스는 값이 제한되어야 합니다. 최대값은 설계에 사용되는 출력 전력의 함수이므로 출력 전력이 감소할 때 함께 감소합니다. 대부분의 설계에서는 100nF의 벌크 커패시터 값을 사용하여 총 커패시턴스를 200nF 미만으로 제한합니다. 필름 커패시터는 리딩 엣지 위상 디머를 사용하여 작동되는 경우에도 노이즈를 최소화시키므로 세라믹 유형보다 권장됩니다. EMI 필터의 커패시턴스에는 10nF 값을 사용하여 시작하고 충분한 EMI 마진이 있을 때까지 값을 늘립니다.

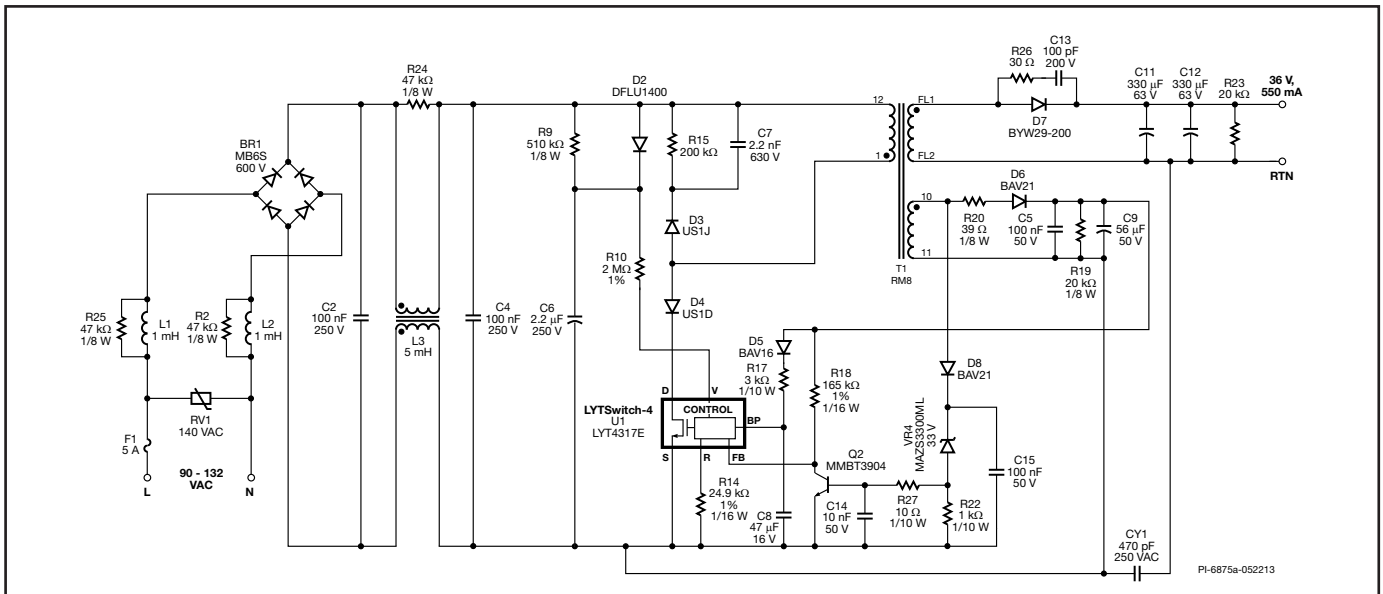


그림 9. 비디밍, 절연, 고역률, 90-132VAC, 20W/36V LED 드라이버의 변경된 RD-350 회로도.



**REFERENCE 핀 저항 값 선택**

LYTSwitch-4 제품군에는 위상 디밍 디바이스(LYT4311-4318)와 비디밍 디바이스(LYT4211-4218)가 포함되어 있습니다. 비디밍 디바이스는 24.9kΩ ±1% REFERENCE 핀 저항을 사용하여 최상의 출력 전류 허용 오차를 구현합니다(AC 입력 전압 변경에 따라). LYT4311-4318처럼 디밍 기능이 있는 디바이스는 49.9kΩ ±1%를 사용하여 가장 광범위한 디밍 범위를 구현합니다.

**VOLTAGE MONITOR 핀 저항 네트워크 선택**

LYT4311-4318를 사용한 가장 광범위한 AC 위상각 디밍 범위의 구현을 위해서 입력 전압 피크 감지기 회로에 2MΩ(100VAC의 경우 1.7MΩ(일본)) 저항을 연결합니다. 저항의 정격 전압이 피크 라인 전압에 충분한지 확인합니다. 필요한 경우, 여러 개의 저항을 직렬로 연결하여 사용합니다.

**1차측 클램프 및 출력 리플렉트 전압 V<sub>OR</sub>**

1차측 클램프는 드레인과 소스간의 피크 전압을 제한하는 데 필요합니다. 제너 클램프는 최소한의 부품 및 보드 공간이 필요하면서도 최고의 효율성을 제공합니다. RCD 클램프도 허용되지만 피크 드레인 전류에 따라 클램핑 전압이 크게 달라지므로 스타트업과 출력 단락 동안에 피크 드레인 전압을 신중하게 확인해야 합니다.

최고의 효율성을 위해 클램핑 전압은 출력 리플렉트 전압 V<sub>OR</sub> 보다 최소 1.5배 이상으로 선택해야 하고 이렇게 하면 누설 스파이크 도통 시간이 짧아집니다. 이렇게 하면 클램프 회로의 효율적 작동이 보장되고 또한 최대 드레인 전압이 FET의 정격 항복 전압보다 작게 유지됩니다. RCD(또는 RCDZ) 클램프는 제너 클램프보다 타이트한 클램프 전압 허용 오차를 제공합니다. RCD 클램프는 제너 클램프보다 비용 효율적이지만 최대 드레인 전압이 파워 FET 항복 전압을 초과하지 않도록 신중한 설계를 필요로 합니다. 이러한 V<sub>OR</sub> 제한은 내부 FET의 정격 BV<sub>DSS</sub>에 기초합니다. 대부분의 설계에서는 최상의 PFC 및 레귤레이션 성능을 제공하는 60V ~ 100V의 V<sub>OR</sub>이 일반적으로 사용됩니다.

**직렬 드레인 다이오드**

디바이스에 흐르는 역방향 전류를 방지하려면 DRAIN 핀과 직렬로 연결된 초고속 또는 쇼트키 다이오드가 필요합니다. 정격 전압은 출력 리플렉트 전압 V<sub>OR</sub>을 초과해야 합니다. 정격 전류는 평균 1차측 전류의 2배를 초과해야 하고 선택한 LYTSwitch-4 디바이스의 최대 드레인 전류와 같은 정격 피크를 가져야 합니다.

**입력 전압 피크 감지 회로**

LYTSwitch-4 디바이스는 피크 입력 전압을 사용하여 출력단에 공급되는 전력을 제어합니다. 입력 리플을 최소화하고 최고 역률 (>0.9)을 제공하기 위해 1μF ~ 4.7μF의 커패시터 값이 권장됩니다. 더 작은 값도 허용되지만 작은 값을 사용하면 PF가 감소하고 입력 전류의 왜곡이 증가합니다.

**위상 제어 디머를 사용한 작동**

디머 스위치는 AC 전압 사인파의 일부에 대한 도통(블랭킹)을 하지 않음으로써 백열등 밝기를 제어합니다. 이렇게 하면 램프에 적용되는 RMS 전압이 감소하여 밝기가 줄어듭니다. 이러한 특성을 자연 디밍이라고 합니다. 디밍에 맞게 구성된 경우 LYTSwitch-4 LYT4311-4318 디바이스는 RMS 입력 전압이 감소할 때 LED 전류를 줄여서 자연 디밍을 활용합니다. 이 특성에 따라 라인 레귤레이션 성능이 의도적으로 감소하며 결과적으로 디밍 범위가 증가하고 백열등의 동작과 더 비슷하게 됩니다. 49.9kΩ REFERENCE 핀 저항을 사용하면 자연 디밍 모드 작동이 선택됩니다.

**리딩 엷지 위상 제어 디머**

TRIAC을 기반으로 하는 낮은 가격의 리딩 엷지 위상 디머를 사용하여 깜박임 없는(flicker-free) 출력 디밍을 제공해야 하는 요구 사항에 따라 여러 상황의 설계를 적용하였습니다.

LED 기반 조명이 훨씬 낮은 전력을 소비하므로 전체 램프가 끌려온 전류는 디머 내에 있는 TRIAC의 유지 전류보다 작습니다. 이로 인해 제한된 디밍 범위 및/또는 깜박임과 같은 원치 않는 동작이 발생할 수 있습니다. LED 램프가 라인에 제공하는 상대적으로 큰 임피던스 덕분에 TRIAC이 ON 상태일 때 입력 커패시턴스를 충전하는 돌입 전류로 인해 링잉이 크게 발생할 수 있습니다. 또한 이 경우 링잉으로 인해 TRIAC 전류가 0으로 내려가거나 OFF 상태가 되는 등의 유사한 원치 않는 동작이 일어날 수 있습니다.

이러한 문제를 극복하기 위해 두 개의 회로인 액티브 댐퍼와 패시브 블리더를 통합합니다. 이러한 회로는 손실이 증가하여 서플라이의 효율성이 저하된다는 약점이 있습니다. 비디밍 애플리케이션의 경우 이러한 부품을 생략할 수 있습니다.

그림 10a는 리딩 엷지 TRIAC 디머의 입력단에 있는 입력 전압 및 전류를 보여주고 그림 10b는 결과로 얻어진 정류된 버스 전압을 보여줍니다. 이 예제의 경우 TRIAC는 90도에서 도통됩니다.

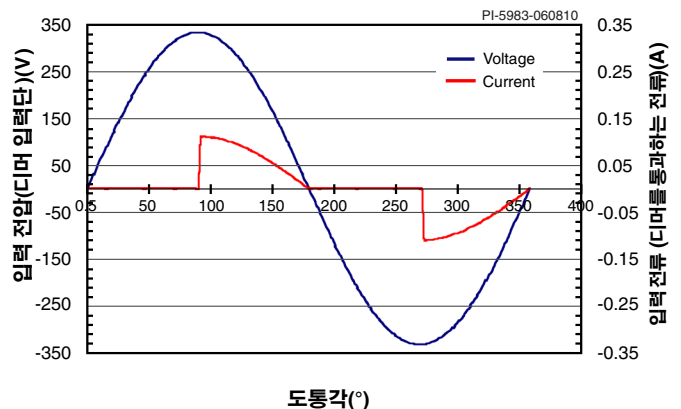


그림 10a. 90SDgr에서 리딩 엷지 TRIAC 디머에 대한 이상적인 입력 전압 및 전류 파형.

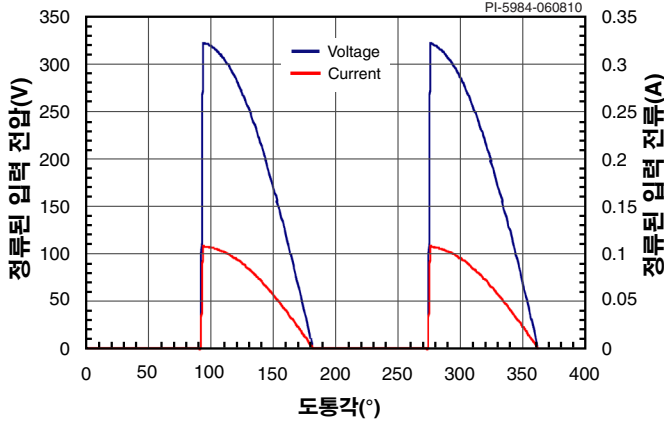


그림 10b. TRIAC 디머 출력 정류에 의한 결과 파형.

그림 11은 TRIAC를 조기에 OFF 상태로 만들고 리스타트할 경우의 바람직하지 않은 정류 버스 전압과 전류를 보여줍니다.

하프 사이클(half-cycle)이 끝나기 전에 TRIAC를 실수로 OFF 상태로 만들거나 연속되는 하프 AC 사이클의 도통각이 다른 경우, 출력 전류의 편차로 인해 LED 조명에서 깜박임이 관찰됩니다. 블리더 및 댐퍼 회로를 포함하여 이 문제를 해결할 수 있습니다.

디머는 제조업체 및 정격 파워에 따라 다르게 작동합니다. 예를 들어, 300W 디머는 600W 또는 1000W 디머보다 댐핑이 덜 필요하고 블리더에서 전력 손실이 적습니다. 이는 드라이브 회로 및 TRIAC 유지 전류 사양이 다르기 때문입니다. 동일한 디머에서 구동되는 병렬로 연결된 여러 램프는 병렬 장치의 증가한 커패시턴스로 인해 더 많은 링잉을 발생시킬 수 있습니다. 따라서 디머 작동을 테스트할 때 여러 모델과 각기 다른 입력 전압에서 단일 드라이버 및 여러 병렬 드라이버를 모두 사용하여 확인해야 합니다.

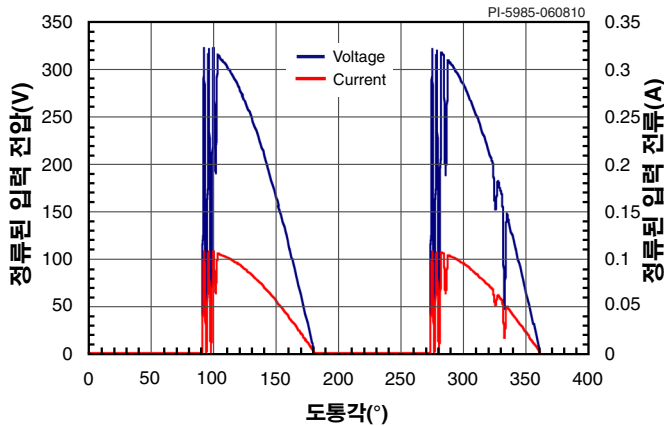


그림 11. 불규칙한 동작을 표시하는 위상각 디머 예제.

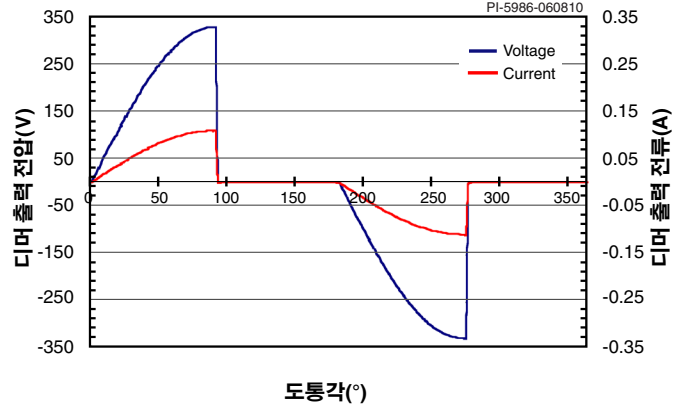


그림 12. 트레일링에 이상적인 디머 출력 전압 및 전류 파형 90Sdgr 도통각에서의 옻지 디머.

먼저 블리더 회로를 추가합니다. 그런 다음 그림 8의 C1 및 R1과 같이 정류된 버스에 걸쳐 0.44μF 커패시터 및 510Ω 1W 저항 (직렬로 연결)을 추가합니다. 결과적으로 만족스럽게 작동되는 경우 커패시터 값을 가장 작은 값으로 줄여 손실 감소 및 효율성 증가를 가져오는 허용 가능한 성능을 제공합니다.

블리더 회로가 TRIAC에서 도통을 유지하지 않을 경우 그림 8와 같이 액티브 댐퍼를 추가합니다. 이를 구성하는 부품은 R8, R6, C3 및 Q1입니다. 이 회로는 TRIAC이 도통되는 최초 1ms 동안 직렬로 연결된 R8에 의하여 TRIAC이 ON 상태가 되었을 때 C4를 충전하는 돌입 전류를 제한합니다. 약 1ms 후에 Q1이 ON 상태가 되고 R8을 단락시킵니다. 이로 인해 R8에서 전력 손실이 낮게 유지되고 전류 제한 동안에 더 큰 값을 사용할 수 있습니다. Q1이 ON 상태가 되기 전에 R6 저항의 값을 늘려 딜레이를 증가시키면 디머 호환성이 향상되지만 R8에 걸쳐 더 많은 전력이 손실됩니다. 이렇게 조정할 때에는 전력 공급의 입력단에서 AC 입력 전류와 전압을 모니터링합니다. TRIAC가 올바르게 작동할 때까지 딜레이를 늘립니다. 다만, 효율성을 위해 딜레이를 가능한 짧게 유지해야 합니다.

일반적으로 블리더 및 댐퍼 회로에서 전력이 더 많이 손실될수록 드라이버와 함께 작동하는 디머 유형이 늘어납니다.

**트레일링 엣지 위상 제어 디머**

그림 11은 트레일링 엣지 디머가 있는 파워 서플라이 입력단의 입력 전압 및 전류를 보여줍니다. 이 예제의 경우 디머는 90도에서 도통됩니다. 이러한 디머는 대부분 TRIAC이 아니라 후면 간에 연결된 파워 FET를 사용하여 부하를 제어합니다. 이렇게 하면 TRIAC의 유지 전류 문제가 해결되고 도통이 제로 크로스에서 시작하므로 고전류 서지 및 입력 링잉이 최소화됩니다. 일반적으로

이러한 유형의 디머에는 댐핑 및 블리더 회로가 필요하지 않습니다.

**리딩 엣지 디머와 함께 사용할 경우의 노이즈 고려 사항**

디밍 시에 발생하는 노이즈는 일반적으로 입력 커패시터, EMI 필터 인덕터 및 트랜스포머로 인해 발생합니다. TRIAC이 작동하고 돌입 전류가 흘러 입력 커패시터를 충전할 때 입력 커패시터 및 인덕터에서는 AC 절반 사이클마다 높은 di/dt 및 dv/dt를 경험하게 됩니다. 필립 및 세라믹 커패시터를 비교 후 선택하고 커패시터 값을 최소화한 다음 물리적으로 짧고 넓은 인덕터를 선택하여 노이즈를 최소화할 수 있습니다.

또한 트랜스포머에서 노이즈가 발생할 수 있는데 이 노이즈는 길고 가느다란 레그를 가진 코어를 사용하지 않으면 최소화할 수 있습니다(높은 기계적 공진 주파수). 예를 들어, 동일한 자속 밀도에서 RM 코어는 EE 코어보다 노이즈가 적습니다. 또한 코어 자속 밀도를 줄이면 노이즈가 감소합니다. 일반적으로 최대 자속 밀도(BM)를 1500가우스로 줄이면 노이즈가 제거되지만 인가된 출력 전압에 필요한 만큼 증가한 코어 크기에 맞게 균형을 이루어야 합니다.

**써멀 및 수명 고려 사항**

조명 애플리케이션에서는 드라이버에 써멀 문제가 발생합니다. 대부분의 경우, LED 부하 손실에 따라 드라이브의 작업 온도가

결정되므로 최종 엔클로저 안에서 드라이버를 사용하여 써멀 평가를 수행해야 합니다. 온도는 드라이버와 LED 수명에 직접적인 영향을 줍니다. 온도가 10°C 상승할 때마다 부품 수명은 2배씩 감소합니다. 따라서 모든 디바이스의 작동 온도를 적절히 방열하고 확인하는 것이 중요합니다.

**레이아웃 고려 사항**

**1차측 연결**

SOURCE 핀 및 바이어스 리턴을 위한 입력 필터 커패시터의 마이너스 단자에서 단일 포인트(Kelvin)를 사용합니다. 이는 서지 전류를 바이어스 권선에서 입력 필터 커패시터로 직접 리턴시켜서 서지 내성을 향상시킵니다. BYPASS 핀 커패시터는 BYPASS 핀과 최대한 가까이 있어야 하고 SOURCE 핀과 최대한 가까이 연결되어야 합니다. SOURCE 핀의 패턴은 메인 파워 FET 스위칭 전류가 흐르는 패턴과 분리시켜야 합니다. SOURCE 핀에 연결되는 모든 FEEDBACK 핀 부품은 BYPASS 핀 커패시터와 동일한 규칙을 따라야 합니다. 메인 파워 FET 스위칭 전류가 가능한 짧은 경로를 사용하여 벌크 커패시터로 리턴하는 것이 중요합니다. 고전류 경로가 길면 과도한 도통 및 방사 노이즈가 만들어집니다.

**2차측 연결**

출력 정류기 및 출력 필터 커패시터는 최대한 가까이 있어야

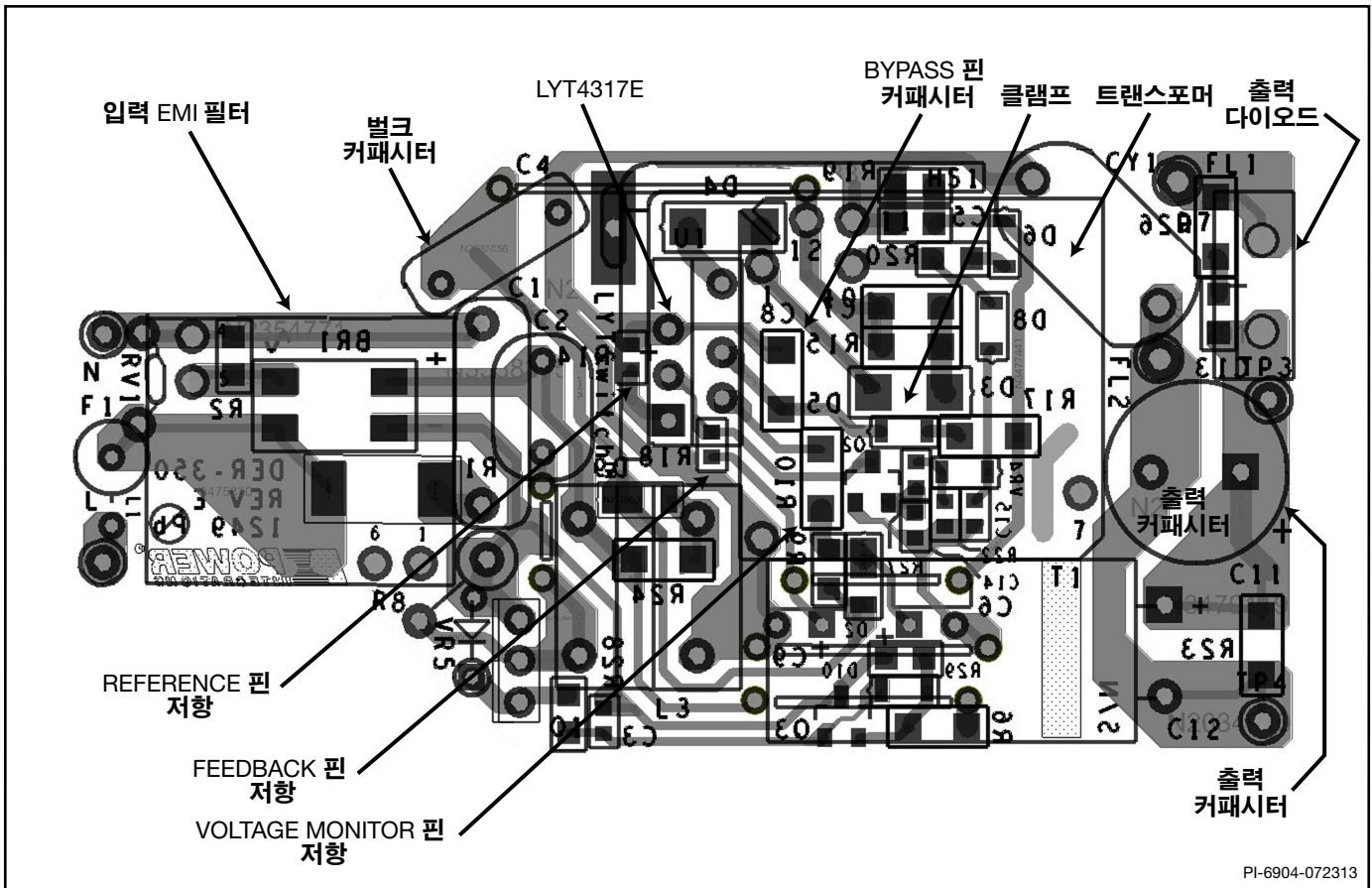


그림 13. DER-350 20W 레이아웃 예제, Top 실크/Bottom 레이어

합니다. 트랜스포터의 출력 리턴 핀은 출력 필터 커패시터의 리턴측에 대한 패턴이 짧아야 합니다.

### **빠른 설계 확인 목록**

#### **최대 드레인 전압**

스타트업 및 고장 상태를 비롯한 모든 작동 조건하에서 피크  $V_{DS}$ 가 670V를 초과하지 않는지 확인합니다.

#### **최대 드레인 전류**

스타트업 및 고장 상태를 비롯한 모든 작동 조건하에서 피크 드레인 전류를 측정합니다. 트랜스포머 포화의 징후가 있는지 확인합니다(일반적으로 최고 작동 주위 온도에서 발생). 피크 전류가 데이터시트에 지정된 최대 정격 절대값 이하인지를 확인합니다.

#### **써멀 검사**

최대 출력 전력과 최소 및 최대 입력 전압 및 주위 온도에서 LYTSwitch-4, 트랜스포머, 출력 다이오드, 출력 커패시터 및 드레인 클램프 부품에 대한 온도 사양이 초과되지 않는지 확인합니다.

**최대 정격 절대값<sup>(1,4)</sup>**

DRAIN 핀 피크 전류 <sup>(6)</sup> : LYT4x11.....	1.37 A	작동 정션 온도 <sup>(2)</sup> .....	-40 ~ 150°C
LYT4x12.....	2.08 A	참조:	
LYT4x13.....	2.72 A	1. 모든 전압은 SOURCE, T <sub>A</sub> = 65°C를 기준으로 함.	
LYT4x14.....	4.08 A	2. 일반적으로 내부 회로에 의해 제한됨.	
LYT4x15.....	5.44 A	3. 케이스에서 1/16인치 떨어져 5초 동안 측정.	
LYT4x16.....	6.88 A	4. 지정된 최대 정격은 제품에 영구적인 손상을 초래하지 않는 한도내에서 한 번에 하나씩 적용할 수 있음. 지정된 시간보다 오랫동안 절대 최대 정격에 노출하면 제품 신뢰성에 영향을 미칠 수 있음.	
LYT4x17.....	7.73 A	5. 피크 DRAIN 전류는 DRAIN 전압이 400V보다 작을 때 허용됨. 그림 13 참조.	
LYT4x18.....	9.00 A	6. 스타트업 동안(BYPASS 핀이 IC에 전력을 공급하기 전 기간) VOLTAGE MONITOR 핀 전압은 손상 없이 15V로 안전하게 상승할 수 있음.	
DRAIN 핀 전압.....	-0.3 ~ 670 V		
BYPASS 핀 전압.....	-0.3 ~ 9 V		
BYPASS 핀 전류.....	100 mA		
VOLTAGE MONITOR 핀 전압.....	-0.3~9V <sup>(6)</sup>		
FEEDBACK 핀 전압.....	-0.3 ~ 9 V		
REFERENCE 핀 전압.....	-0.3 ~ 9 V		
리드 온도 <sup>(3)</sup> .....	260°C		
보관 온도.....	-65 ~ 150°C		

**써멀 저항**

써멀 저항: E 또는 L 패키지		참고:
(θ <sub>JA</sub> ).....	105 °C/W <sup>(1)</sup>	1. 히트싱크가 없는 형태.
(θ <sub>JC</sub> ).....	2 °C/W <sup>(2)</sup>	2. 뒤쪽 표면 탭에서 측정.

파라미터	기호	조건		최소	일반	최대	단위
		SOURCE = 0V, T <sub>J</sub> = -20°C~125°C (특별히 지정하지 않은 경우)					
<b>컨트롤 기능</b>							
스위칭 주파수	f <sub>OSC</sub>	T <sub>J</sub> = 65 °C	평균	124	132	140	kHz
			피크-피크 지터		5.4		
주파수 지터 변조 비율	f <sub>M</sub>	T <sub>J</sub> = 65 °C 참고 B 참조			2.6		kHz
BYPASS 핀 충전 전류	I <sub>CH1</sub>	V <sub>BP</sub> = 0 V, T <sub>J</sub> = 65 °C	LYT4x11	-4.1	-3.4	-2.7	mA
			LYT4x12	-7.3	-6.1	-4.9	
			LYT4x13-4x17	-12	-9.5	-7.0	
			LYT4x18	-13.3	-10.8	-8.3	
	I <sub>CH2</sub>	V <sub>BP</sub> = 5V, T <sub>J</sub> = 65 °C	LYT4x11	-0.81	-0.62	-0.43	
			LYT4x12	-3.1	-2.4	-1.7	
			LYT4x13-4x17	-5.6	-4.35	-3.1	
			LYT4x18	-6.75	-5.5	-4.25	
충전 전류 온도 드리프트		참고 A, B 참조			0.7		%/°C
BYPASS 핀 전압	V <sub>BP</sub>	0°C < T <sub>J</sub> < 100°C		5.75	5.95	6.15	V
BYPASS 핀 전압 히스테리시스 (Hysteresis)	V <sub>BP(H)</sub>	0°C < T <sub>J</sub> < 100°C			0.85		V
BYPASS 핀 섀트 전압	V <sub>BP(SHUNT)</sub>	I <sub>BP</sub> = 4 mA 0°C < T <sub>J</sub> < 100°C		6.1	6.4	6.6	V
소프트 스타트 시간	t <sub>SOFT</sub>	T <sub>J</sub> = 65 °C V <sub>BP</sub> = 5.9V		55	76		ms

파라미터	기호	조건 SOURCE = 0V; $T_J = -20^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$ (특별히 지정하지 않은 경우)	최소	일반	최대	단위	
<b>컨트롤 기능(계속)</b>							
드레인 공급 전류	$I_{CD2}$	$0^{\circ}\text{C} < T_J < 100^{\circ}\text{C}$ FET 스위칭 없음	0.5	0.8	1.2	mA	
	$I_{CD1}$	$0^{\circ}\text{C} < T_J < 100^{\circ}\text{C}$ $f_{osc}$ 에서의 FET 스위칭	1	2.5	4		
<b>VOLTAGE MONITOR 핀</b>							
입력 과전압 기준값	$I_{OV}$	$T_J = 65^{\circ}\text{C}$ $R_R = 24.9\text{k}\Omega$ $R_R = 49.9\text{k}\Omega$	기준값	115	123	131	$\mu\text{A}$
			히스테리시스 (Hysteresis)		6		
VOLTAGE MONITOR 핀 전압	$V_V$	$0^{\circ}\text{C} < T_J < 100^{\circ}\text{C}$ $I_V < I_{OV}$	2.75	3.0	3.25	V	
VOLTAGE MONITOR 핀 단락 전류	$I_{V(SC)}$	$V_V = 5\text{V}$ $T_J = 65^{\circ}\text{C}$	165	185	205	$\mu\text{A}$	
원격 ON/OFF 기준값	$V_{V(REM)}$	$T_J = 65^{\circ}\text{C}$	0.5			V	
<b>FEEDBACK 핀</b>							
최대 듀티 사이클 온셋에서 의 FEEDBACK 핀 전류	$I_{FB(DC\text{MAXR})}$	$0^{\circ}\text{C} < T_J < 100^{\circ}\text{C}$			90	$\mu\text{A}$	
FEEDBACK 핀 전류 스킵 사이클 기준값	$I_{FB(SKIP)}$	$0^{\circ}\text{C} < T_J < 100^{\circ}\text{C}$	210			$\mu\text{A}$	
최대 듀티 사이클	$DC_{MAX}$	$I_{FB(DC\text{MAXR})} < I_{FB} < I_{FB(SKIP)}$ $0^{\circ}\text{C} < T_J < 100^{\circ}\text{C}$	90		99.9	%	
FEEDBACK 핀 전압	$V_{FB}$	$I_{FB} = 150\mu\text{A}$ $0^{\circ}\text{C} < T_J < 100^{\circ}\text{C}$	2.1	2.3	2.56	V	
FEEDBACK 핀 회로 단락 전류	$I_{FB(SC)}$	$V_{FB} = 5\text{V}$ $T_J = 65^{\circ}\text{C}$	320	400	480	$\mu\text{A}$	
듀티 사이클 감소	DC10	$I_{FB} = I_{FB(AR)}$ , $T_J = 65^{\circ}\text{C}$ , 참고 B 참조	17			%	
	DC40	$I_{FB} = 40\mu\text{A}$ , $T_J = 65^{\circ}\text{C}$		34			
	DC60	$I_{FB} = 60\mu\text{A}$ , $T_J = 65^{\circ}\text{C}$		55			
<b>오토-리스타트</b>							
오토-리스타트 온-타임	$t_{AR}$	$T_J = 65^{\circ}\text{C}$ $V_{BP} = 5.9\text{V}$	55	76		ms	
오토-리스타트 듀티 사이클	$DC_{AR}$	$T_J = 65^{\circ}\text{C}$ 참고 B 참조		25		%	
SOA 최소 스위치 온-타임	$t_{ON(SOA)}$	$T_J = 65^{\circ}\text{C}$ 참고 B 참조			0.875	$\mu\text{s}$	
오토-리스타트 동안의 FEEDBACK 핀 전류	$I_{FB(AR)}$	$0^{\circ}\text{C} < T_J < 100^{\circ}\text{C}$		6.5	10	$\mu\text{A}$	

파라미터	기호	조건 SOURCE = 0V, $T_J = -20^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$ (특별히 지정하지 않은 경우)		최소	일반	최대	단위
<b>REFERENCE 핀</b>							
REFERENCE 핀 전압	$V_R$	$R_R = 24.9\text{k}\Omega$ $0^{\circ}\text{C} < T_J < 100^{\circ}\text{C}$		1.223	1.245	1.273	V
REFERENCE 핀 전류	$I_R$			48.69	49.94	51.19	$\mu\text{A}$
<b>전류 제한/회로 보호</b>							
최대 전력 전류 제한 ( $C_{BP} = 4.7\mu\text{F}$ )	$I_{LIMIT(F)}$ $T_J = 65^{\circ}\text{C}$	di/dt = 174 mA/ $\mu\text{s}$	LYT4x12	1.00		1.17	A
		di/dt = 174 mA/ $\mu\text{s}$	LYT4x13	1.24		1.44	
		di/dt = 225 mA/ $\mu\text{s}$	LYT4x14	1.46		1.70	
		di/dt = 320 mA/ $\mu\text{s}$	LYT4x15	1.76		2.04	
		di/dt = 350 mA/ $\mu\text{s}$	LYT4x16	2.43		2.83	
		di/dt = 426 mA/ $\mu\text{s}$	LYT4x17	3.26		3.79	
감소 전력 전류 제한 ( $C_{BP} = 47\mu\text{F}$ )	$I_{LIMIT(R)}$ $T_J = 65^{\circ}\text{C}$	di/dt = 133 mA/ $\mu\text{s}$	LYT4x11	0.74		0.86	A
		di/dt = 195 mA/ $\mu\text{s}$	LYT4x12	0.81		0.95	
		di/dt = 192 mA/ $\mu\text{s}$	LYT4x13	1.00		1.16	
		di/dt = 240 mA/ $\mu\text{s}$	LYT4x14	1.19		1.38	
		di/dt = 335 mA/ $\mu\text{s}$	LYT4x15	1.43		1.66	
		di/dt = 380 mA/ $\mu\text{s}$	LYT4x16	1.76		2.05	
		di/dt = 483 mA/ $\mu\text{s}$	LYT4x17	2.35		2.73	
		di/dt = 930 mA/ $\mu\text{s}$	LYT4x18	4.90		5.70	
최소 온-타임 펄스	$t_{LEB} + t_{IL(D)}$	$T_J = 65^{\circ}\text{C}$		300	500	700	ns
리딩 엣지 블랭킹 시간	$t_{LEB}$	$T_J = 65^{\circ}\text{C}$ 참고 B 참조		150		500	ns
전류 제한 딜레이	$t_{IL(D)}$	$T_J = 65^{\circ}\text{C}$ 참고 B 참조			150		ns
써멀 섯다운 온도		참고 B 참조		135	142	150	$^{\circ}\text{C}$
써멀 섯다운 히스테리시스		참고 B 참조			75		$^{\circ}\text{C}$
BYPASS 핀 파워 업 리셋 기준값	$V_{BP(RESET)}$	$0^{\circ}\text{C} < T_J < 100^{\circ}\text{C}$		2.25	3.30	4.25	V

파라미터	기호	조건 SOURCE = 0V, $T_J = -20^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$ (특별히 지정하지 않은 경우)		최소	일반	최대	단위		
<b>출력</b>									
<b>ON 상태 레지스턴스</b>	$R_{DS(ON)}$	LYT4x11 $I_D = 100 \text{ mA}$	$T_J = 65^{\circ}\text{C}$		11.5	13.2	$\Omega$		
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		13.5	15.5			
		LYT4x12 $I_D = 100\text{mA}$	$T_J = 65^{\circ}\text{C}$		6.9	8.0			
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		8.4	9.7			
		LYT4x13 $I_D = 150 \text{ mA}$	$T_J = 65^{\circ}\text{C}$		5.3	6.0			
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		6.3	7.3			
		LYT4x14 $I_D = 150 \text{ mA}$	$T_J = 65^{\circ}\text{C}$		3.4	3.9			
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		3.9	4.5			
		LYT4x15 $I_D = 200 \text{ mA}$	$T_J = 65^{\circ}\text{C}$		2.5	2.9			
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		3.0	3.4			
		LYT4x16 $I_D = 250 \text{ mA}$	$T_J = 65^{\circ}\text{C}$		1.9	2.2			
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		2.3	2.7			
		LYT4x17 $I_D = 350 \text{ mA}$	$T_J = 65^{\circ}\text{C}$		1.7	2.0			
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		2.0	2.4			
		LYT4x18 $I_D = 600 \text{ mA}$	$T_J = 65^{\circ}\text{C}$		1.3	1.5			
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		1.6	1.8			
		<b>OFF 상태 드레인 누설 전류</b>	$I_{DSS}$	$V_{BP} = 6.4 \text{ V}$ $V_{DS} = 560 \text{ V}$ $T_J = 100^{\circ}\text{C}$				50	$\mu\text{A}$
		<b>항복 전압</b>	$BV_{DSS}$	$V_{BP} = 6.4 \text{ V}$ $T_J = 65^{\circ}\text{C}$	670				V
<b>최소 드레인 공급 전압</b>		$T_J < 100^{\circ}\text{C}$	36			V			
<b>상승 시간</b>	$t_R$	일반 플라이백에서 측정 참고 B 참조		100		ns			
<b>하강 시간</b>	$t_F$			50		ns			

참고:

- A. 마이너스 값으로 지정된 스펙의 경우, 부 온도 계수는 온도가 증가할수록 크기가 증가한 것에 해당하고 정 온도 계수는 온도가 증가할수록 크기가 감소한 것에 해당됨.
- B. 특성화를 통해 보증함. 생산 과정에서 테스트되지 않았음.



일반적 성능 특성

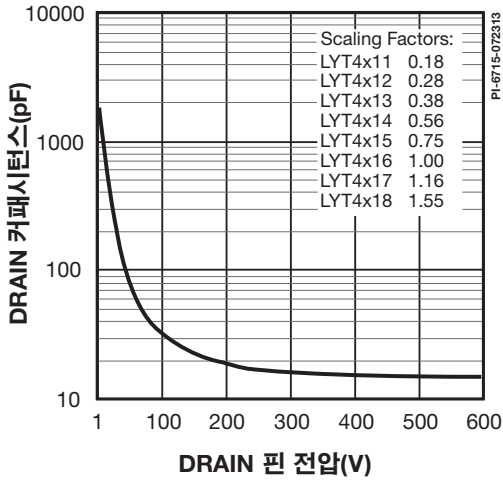


그림 14. 드레인 커패시턴스와 드레인 핀 전압 비교.

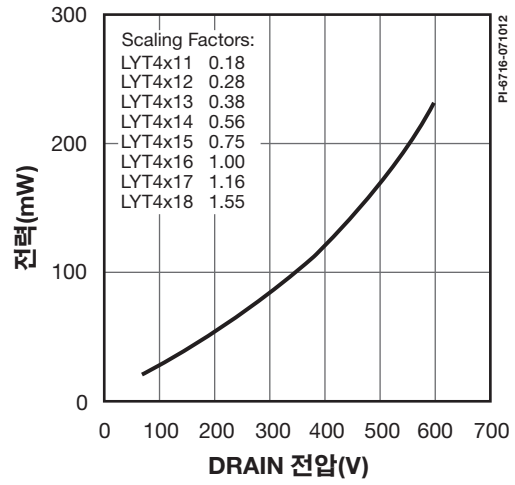


그림 15. 파워와 드레인 전압 비교.

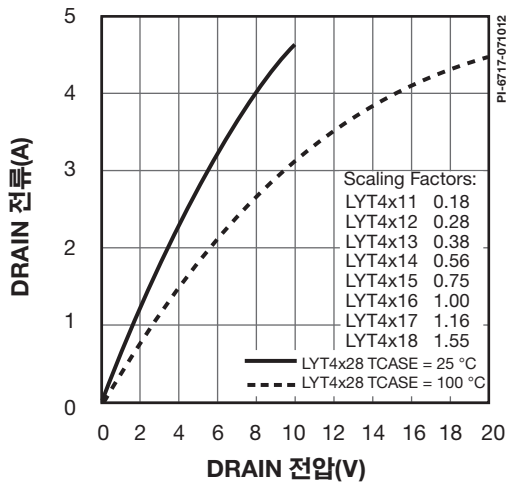


그림 16. 드레인 전류와 드레인 전압 비교.

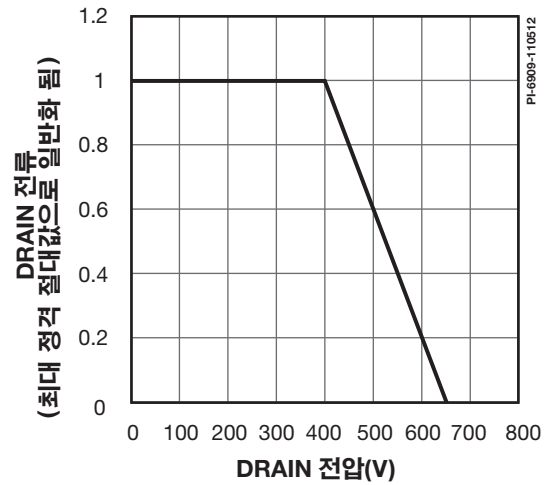
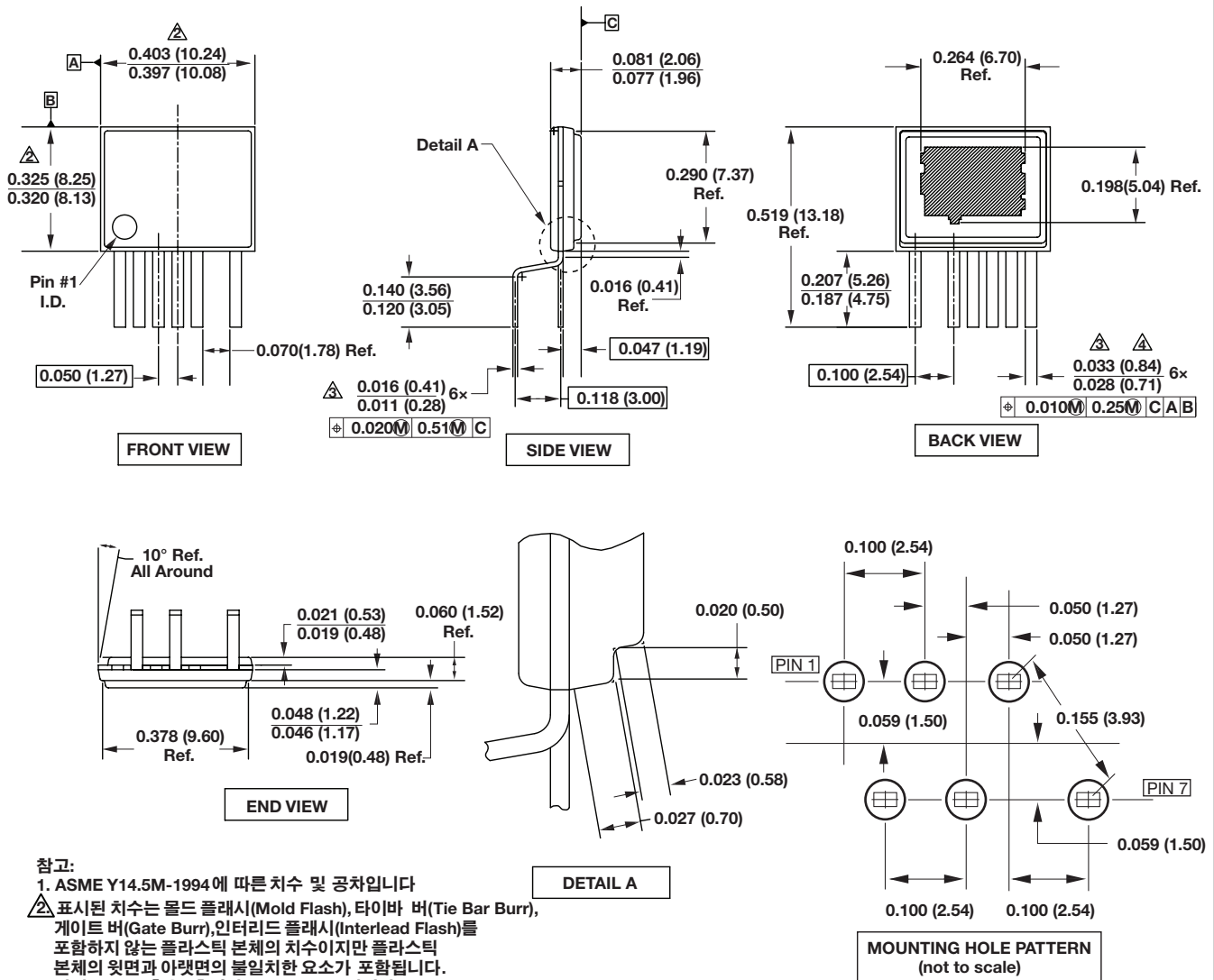


그림 17. 최대 허용 가능 드레인 전류와 드레인 전압 비교.

eSIP-7C(EPackage)

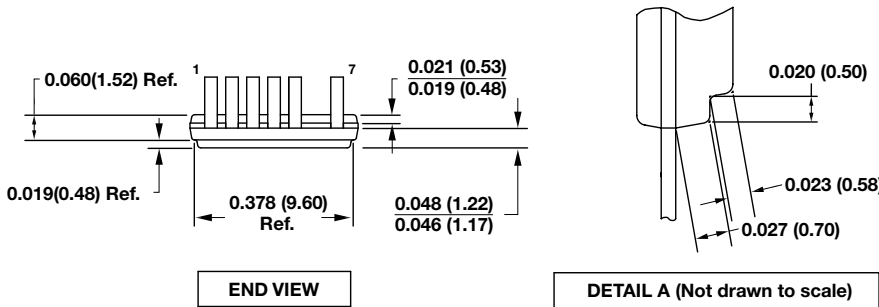
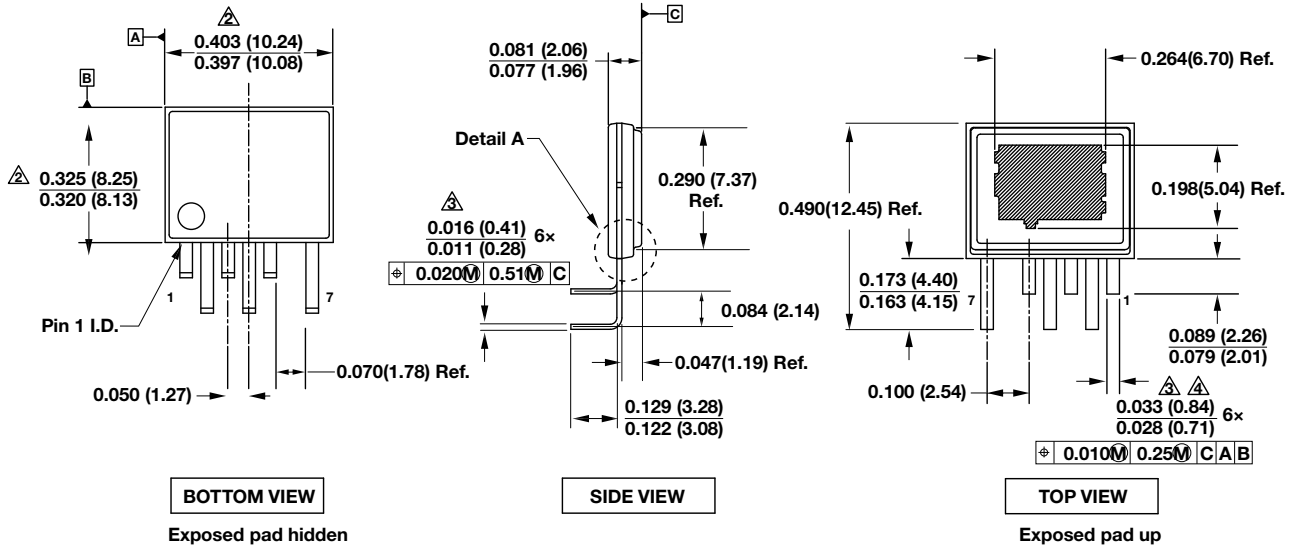


참고:

1. ASME Y14.5M-1994에 따른 치수 및 공차입니다
- △ 표시된 치수는 몰드 플래시(Mold Flash), 타이바 버(Tie Bar Burr), 게이트 버(Gate Burr), 인터리드 플래시(Interlead Flash)를 포함하지 않는 플라스틱 본체의 치수이지만 플라스틱 본체의 윗면과 아랫면의 불일치한 요소가 포함됩니다. 최대 몰드 돌출은 측면당 0.007 [0.18] 입니다.
- △ 표시된 치수에는 도금 두께가 포함됩니다.
- △ 인터리드 플래시(Interlead Flash) 또는 돌출이 포함되지 않습니다.
5. 제어 치수 단위는 인치(inch)이며 밀리미터(mm)는 괄호 안에 표시하였습니다.

PI-4917-061510

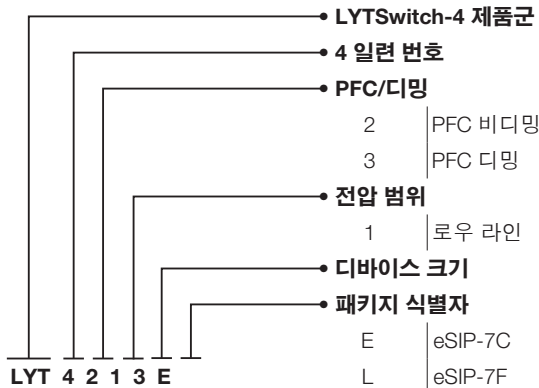
eSIP-7F (L Package)



- 참고:
- ASME Y14.5M-1994 에 따른 치수 및 공차입니다.
  - 표시된 치수는 몰드 플래시(Mold Flash), 타이 바 버(Tie Bar Burr), 게이트 버 (Gate Burr), 인터리드 플래시(Interlead Flash) 를 포함하지 않는 플라스틱 본체의 치수이지만 플라스틱 본체의 윗면과 아랫면의 불일치한 요소가 포함됩니다. 최대 몰드 돌출은 측면당 0.007 [0.18] 입니다.
  - 표시된 치수에는 도금 두께가 포함됩니다.
  - 인터리드 플래시(Interlead Flash) 또는 돌출을 포함하지 않습니다.
  - 제어 치수 단위는 인치 (inch)이며 밀리미터 (mm)는 괄호안에 표시하였습니다.

PI-5204-061510

부품 주문 정보



개정	참고	날짜
A	최초 출시	11/12
B	최소 및 일반 매개 변수 표 값 수정(13, 14페이지)	02/13
B	매개 변수 I <sub>CH1</sub> , I <sub>CH2</sub> , I <sub>CD1</sub> , DC <sub>AR</sub> , I <sub>LIMIT(F)</sub> , I <sub>LIMIT(R)</sub> 업데이트(13, 14, 15페이지)	02/20/13
C	그림 1, 3a, 3b, 3c, 3d, 8, 9, 13 업데이트	06/13
D	최대 정격 절대값 섹션에 참고6 추가.	10/13

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

파워 인테그레이션스(Power Integrations)는 안정성 또는 생산성 향상을 위하여 언제든지 당사 제품을 변경할 수 있는 권한이 있습니다. Power Integrations는 여기서 설명하는 디바이스나 회로 사용으로 인해 발생하는 어떠한 책임도 지지 않습니다. Power Integrations는 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.powerint.com](http://www.powerint.com)에서 확인할 수 있습니다. 파워 인테그레이션스(Power Integrations)는 고객에게 <http://www.powerint.com/ip.htm>에 명시된 특정 특허권에 따른 라이선스를 부여합니다.

**수명 유지 장치 사용 정책**

POWER INTEGRATIONS의 제품은 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, DPA-Switch, PeakSwitch, CAPZero, SENZero, LinkZero, HiperPFS, HiperTFS, HiperLCS, Qspeed, EcoSmart, Clampless, E-Shield, Filterfuse, StakFET, PI Expert 및 PI FACTS는 Power Integrations, Inc의 상표입니다. 다른 상표는 각 회사 고유의 자산입니다. ©2013, Power Integrations, Inc.

**Power Integrations 전 세계 판매 지원 지역**

<p><b>본사</b> 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: <a href="mailto:usasales@powerint.com">usasales@powerint.com</a></p>	<p><b>독일</b> Lindwurmstrasse 114 80337 Munich Germany 전화: +49-895-527-39110 팩스: +49-895-527-39200 전자 메일: <a href="mailto:eurossales@powerint.com">eurossales@powerint.com</a></p>	<p><b>일본</b> 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: <a href="mailto:japansales@powerint.com">japansales@powerint.com</a></p>	<p><b>대만</b> 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: <a href="mailto:taiwansales@powerint.com">taiwansales@powerint.com</a></p>
<p><b>중국(상하이)</b> Rm 1601/1610, Tower 1, Kerry Everbright City No. 218 Tianmu Road West, Shanghai, P.R.C. 200070 전화: +86-21-6354-6323 팩스: +86-21-6354-6325 전자 메일: <a href="mailto:chinasales@powerint.com">chinasales@powerint.com</a></p>	<p><b>인도</b> #1, 14th Main Road Vasanthanagar Bangalore-560052 India 전화: +91-80-4113-8020 팩스: +91-80-4113-8023 전자 메일: <a href="mailto:indiasales@powerint.com">indiasales@powerint.com</a></p>	<p><b>한국</b> RM 602, 6FL Korea City Air Terminal B/D, 159-6 Samsung-Dong, Kangnam-Gu, 우편번호: 135-728 전화: +82-2-2016-6610 팩스: +82-2-2016-6630 전자 메일: <a href="mailto:koreasales@powerint.com">koreasales@powerint.com</a></p>	<p><b>유럽 본사</b> 1st Floor, St. James's House East Street, Farnham Surrey GU9 7TJ 영국 전화: +44 (0) 1252-730-141 팩스: +44 (0) 1252-727-689 전자 메일: <a href="mailto:eurossales@powerint.com">eurossales@powerint.com</a></p>
<p><b>중국(셴젠)</b> 3rd Floor, Block A, Zhongtuo International Business Center, No. 1061, Xiang Mei Rd, FuTian District, ShenZhen, China, 518040 전화: +86-755-8379-3243 팩스: +86-755-8379-5828 전자 메일: <a href="mailto:chinasales@powerint.com">chinasales@powerint.com</a></p>	<p><b>이탈리아</b> Via Milanese 20, 3rd. Fl. 20099 Sesto San Giovanni (MI) Italy 전화: +39-024-550-8701 팩스: +39-028-928-6009 전자 메일: <a href="mailto:eurossales@powerint.com">eurossales@powerint.com</a></p>	<p><b>싱가포르</b> 51 Newton Road #19-01/05 Goldhill Plaza Singapore, 308900 전화: +65-6358-2160 팩스: +65-6358-2015 전자 메일: <a href="mailto:singaporesales@powerint.com">singaporesales@powerint.com</a></p>	<p><b>애플리케이션 문의 전화</b> 전 세계 통합번호 +1-408-414-9660</p> <p><b>애플리케이션 문의 팩스</b> 전 세계 통합번호 +1-408-414-9760</p>