

# LNK454/456-458/460 LinkSwitch-PL 제품군



비절연 애플리케이션을 위한 TRIAC 디밍 기능, 단일 PFC, 정전류 컨트롤 기능의 LED 드라이버 IC

## 제품의 주요 특징

### 단순화된 오프라인 LED 드라이버

- 깜빡임 없는 위상 제어 TRIAC 디밍 기능
- 단일 역률 개선 기능 및 정확한 정전류(CC) 출력
- 소형 교체용 램프 설계를 위하여 소형 비전해 벌크 커패시터와 함께 최소한의 부품 사용
- 소형 SO8, eSOP 및 eDIP 패키지
- 컨트롤 루프 보정을 완전히 제거함

### 고급 기능

- 비절연 플라이백 설계용으로 최적화
- 주파수 지터링을 통하여 EMI 필터 크기 및 비용을 크게 절감
- LED 전류 센싱 시의 전력 손실이 낮음

### 향상된 보호 및 안전 기능

- 비정상적인 저출력 시, 사이클 스키핑 레귤레이션이 피크 출력 전류를 제한
- 725V 파워 MOSFET을 사용하여 벌크 커패시터를 낮추고 전력 용량은 극대화함
- 회로 단락, 과부하, 오픈 피드백 및 출력 과전압 보호
- 히스테리시스(Hysteresis) 써멀 섯다운
- PCB와 패키지에서 DRAIN핀과 다른 모든 핀 간의 고전압 연면 거리 요구 사항 충족

### EcoSmart™ - 에너지 효율성

- 고역률로 입력 VA당 시스템 루멘을 최적화
- 제어 알고리즘으로 입력 전력과 부하를 통한 스위칭 손실 및 전도성 손실의 균형을 이루어 최적의 효율성 유지

## 설명

LinkSwitch-PL 제품군은 매우 적은 비용으로 LED 조명 기구를 위한 개선된 단일 PFC 정전류 드라이버를 구현할 수 있습니다. 직접 LED 전류 센싱용으로 최적화된 LinkSwitch-PL은 광범위한 입력 전압 범위에서 작동함으로써 최대 16W의 출력 전력을 구현합니다.

LinkSwitch-PL 제어 알고리즘은 외부 부품을 최소화하여 깜빡임 없는 TRIAC 디밍 기능을 제공합니다.

이 디바이스는 725V 정격 파워 MOSFET, 불연속 모드 가변 주파수 변환 온-타임 컨트롤러, 주파수 지터 기능, 사이클별 전류 제한, 히스테리시스 써멀 섯다운 기능 등이 모놀리식 4핀 IC에 통합되어 있으며 SO-8C, eSOP-12, eDIP-12 패키지로 공급됩니다.

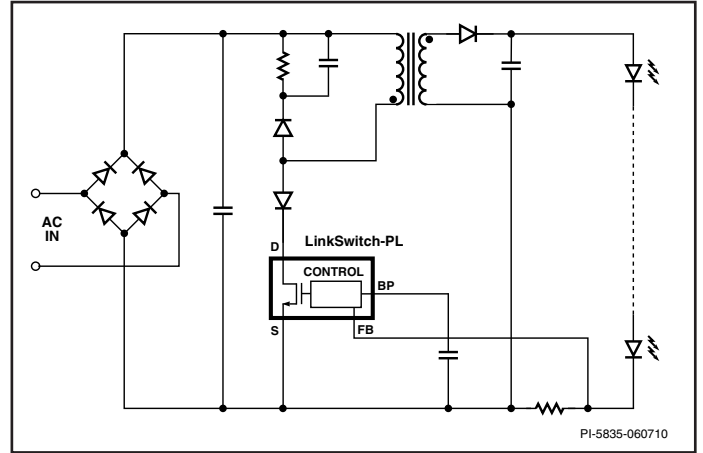


그림 1. 기본 애플리케이션 회로도.

## 출력 전력표

제품 <sup>2</sup>	85~265VAC	
	최소 출력 전력	최대 출력 전력 <sup>1</sup>
LNK454D	1.5W	3W
LNK456D	3W	6W
LNK457D/K/V	4W	8W
LNK458K/V	6W	11.5W
LNK460K/V	8W	16W

표 1. 출력 전력표.

참고:

1. 적절한 히트싱크를 가진 오픈 프레임 설계에서 실제로 지속되는 최대 전력은 주변 온도 50°C에서 측정(자세한 내용은 주요 애플리케이션 고려 사항 참고).

2. 패키지: D: SO-8C, K: eSOP-12, V: eDIP-12.

직렬 LED 개수	출력 전류			
	350mA	500mA	700mA	1000mA
1	LNK454	LNK454	LNK454	LNK456
2	LNK454	LNK456	LNK456	LNK457
3	LNK456	LNK456	LNK457	LNK458
4	LNK456	LNK457	LNK458	LNK460
5	LNK457	LNK458	LNK460	
6	LNK457	LNK458	LNK460	
7	LNK458	LNK460		
8	LNK458	LNK460		
9	LNK458	LNK460		
10	LNK460			
11	LNK460			
12	LNK460			

그림 2. 출력 LED 직렬 스트링 길이 및 전류를 기반으로 한 디바이스 선택. 일반적으로 LED당 3.5V의 전압이 떨어지는 것으로 추정.



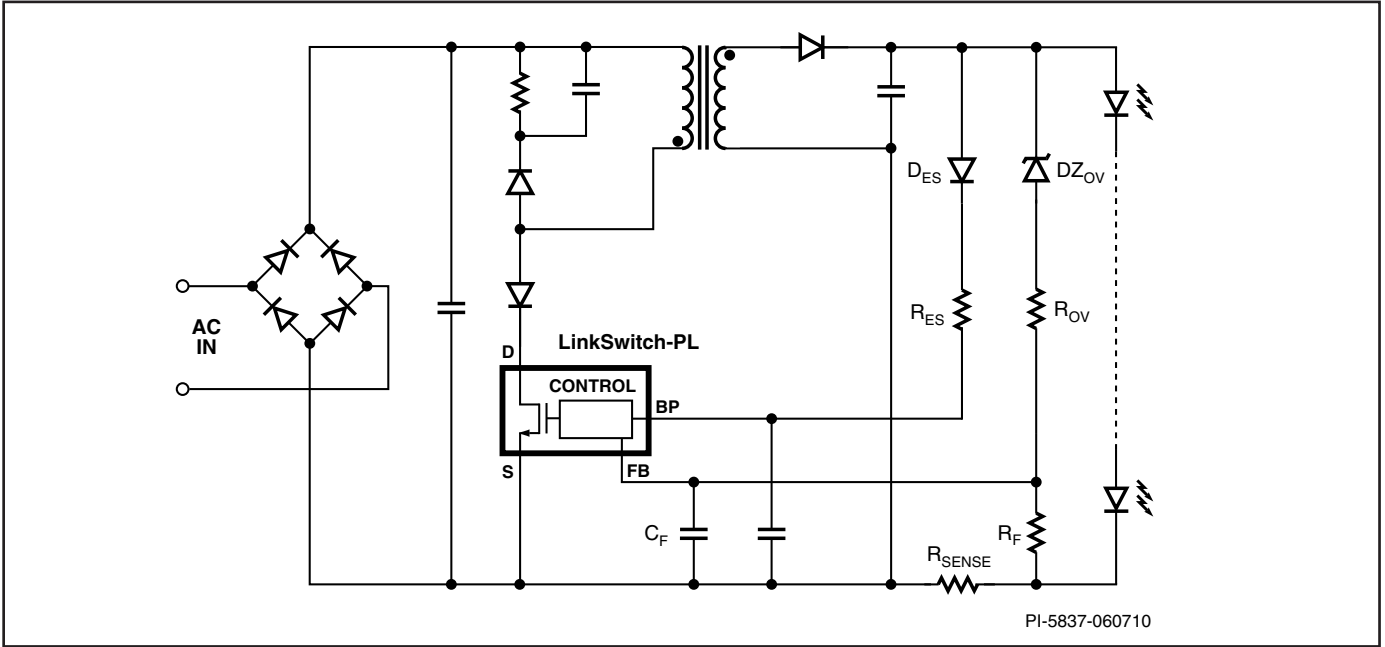


그림 4. 일반 애플리케이션 회로도.

### 기능 설명

LinkSwitch-PL은 하나의 디바이스에 고전압 파워 MOSFET 스위치와 파워 서플라이 컨트롤러를 결합시킨 제품이며 단일 PFC 및 LED 전류 제어 기능을 제공합니다. LinkSwitch-PL 컨트롤러는 오실레이터, 피드백(센싱 및 로직) 회로, 5.85V 레귤레이터, 히스테리시스(Hysteresis) 과열 보호, 주파수 지터링, 사이클별 전류 제한, 루프 보정 회로, 오토-리스타트, 스위칭 온-타임 확장, 역률, 정전류 컨트롤로 구성됩니다.

다이렉트 LED 전류 센싱 구성에서 평균 FEEDBACK 핀 전압은 그림 4와 같이 센싱 저항( $R_{SENSE}$ )으로 LED 전류량을 측정하여 변환됩니다. 소형 로우패스 필터(그림 4에서  $R_F$  및  $C_F$ )는 FEEDBACK 핀에서 고주파 노이즈를 감소시킵니다.

그림 5는 FEEDBACK 핀 전압의 작동 범위를 보여줍니다. LinkSwitch-PL은 평균 FEEDBACK 핀 전압이 정상 상태 작동시 290mV가 되도록 작동 지점을 설정합니다. 이 기준값은 센싱 저항의 전력 소모를 최소화하기 위하여 낮게 설정됩니다. 내장 MOSFET 스위칭 주파수와 온-타임은 매 AC 하프 사이클 입력 시마다 한 번씩 업데이트되어 출력 전류를 조정하고 고역률을 구현하도록 합니다.

FEEDBACK 핀 피크 전압이 520mV를 초과할 경우, 사이클 스킵 모드가 트리거되며 통합형 파워 MOSFET에 의해 처리되는 전력이 사이클별로 클램핑됩니다. 그리고 출력 LED에 발생하는 썬열 스트레스를 줄이기 위하여 입력 전압의 하프 사이클 동안 스위칭 주파수가 변화될 수 있습니다.

오토-리스타트 보호 기능은 FEEDBACK 핀 전압이 2V를 넘으면 트리거됩니다. 이 기능은 출력 과전압 보호 기능(그림 4에서  $DZ_{OV}$  및  $R_{OV}$ 를 포함)을 제공하는 데에 사용할 수 있으며, 출력 과전압 보호는 IC를 트리거하여 오토-리스타트를 시작합니다.

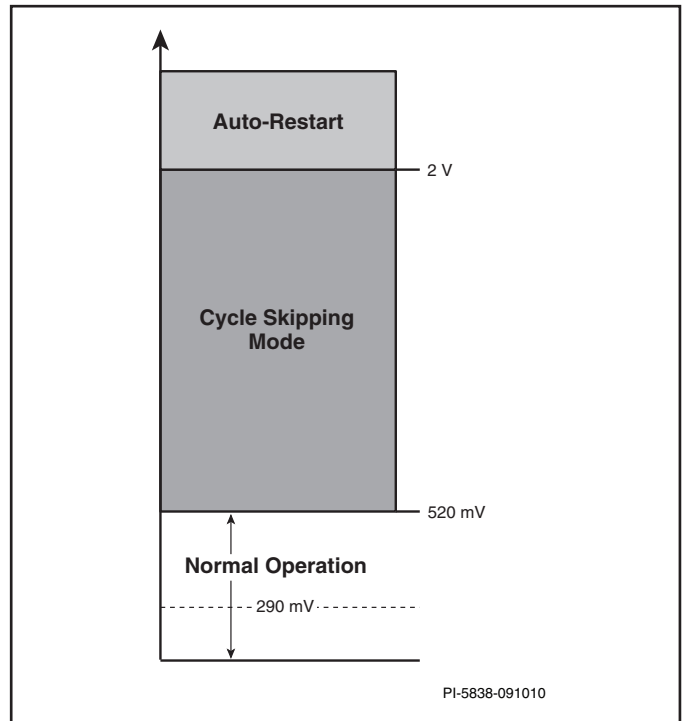


그림 5. FEEDBACK 핀 작동 전압 기준값.

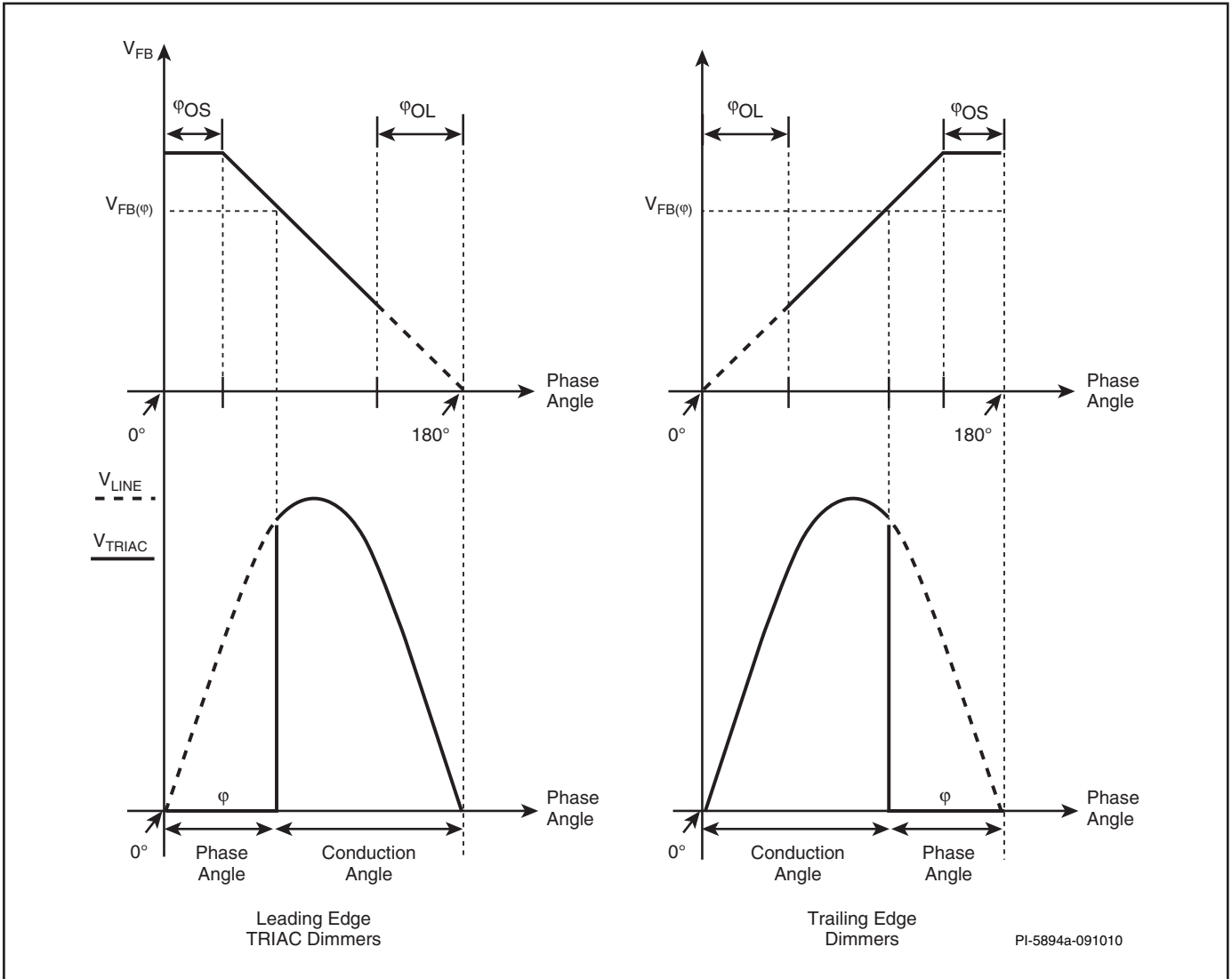


그림 6. 피드백 전압과 위상각 디밍 특성 비교.

### TRIAC(위상 제어) 디밍 기능

LinkSwitch-PL은 위상 제어 TRIAC 디머를 사용하여 디밍 범위를 개선하고 외부 회로의 복잡성을 줄일 수 있는 여러 가지 기능들을 통합하고 있습니다. 출력 LED 전류는 TRIAC 디머 도통각에 비례하여 변화하는 FEEDBACK 핀 전압을 통해 제어됩니다. 도통각이 줄어들 때 FEEDBACK 핀 전압이 감소하여 평균 LED 전류가 감소하게 됩니다.

AC 입력 하프 사이클 기간의 약 25% 지점에서 FEEDBACK 핀 레퍼런스 전압 조정이 시작됩니다. 이 ( $\phi_{OS}$ ) 기준값을 초과한 경우 두 번째 위상각 기준값에 도달할 때까지  $V_{FB}$  및 출력 LED 전류가

감소합니다. 이 지점에서는 TRIAC 도통각이 많이 제한되므로 IC는 정 주파수 및 듀티 사이클( $\phi_{OL}$  영역)에서 오픈 루프를 가동하며 통합형 파워 MOSFET은 딥 디밍(최대 디밍)으로 많이 잘려진 입력 전압이 낮은 출력을 발생시킬 수 있을 정도로 충분한 전력을 처리합니다.

LED 전류 리플 제어를 위해 디밍하는 동안 520mV 클램핑 피드백 기준값 역시 선형적으로 감소됩니다.

### IC 서플라이 및 바이패스 핀

내장된 5.85V 레귤레이터는 파워 MOSFET이 OFF 상태일 때마다 DRAIN 핀의 전압에서 전류를 끌어와 BYPASS 핀에 연결된 바이패스 커패시터를 5.85V로 충전합니다. BYPASS 핀은 내부 공급 전압 노드입니다. 파워 MOSFET이 ON 상태일 때 LinkSwitch-PL은 바이패스 커패시터에 저장된 에너지를 사용합니다. 내부 회로의 매우 낮은 소비 전력은 LinkSwitch-PL이 DRAIN 핀에서 끌어온 전류를 지속적으로 작동이 가능하게 합니다. 1 $\mu$ F의 바이패스 커패시터 값은 고주파 디커플링과 에너지 저장 모두에 충분합니다. 디밍 애플리케이션은 더 높은 바이패스 커패시터 값을 요구할 수 있습니다.

도통각이 작을 때, 위상각 디밍 동안 AC 입력 전압은 단시간 동안만 발생합니다. IC가 통합형 고전압 전류 소스에 의존하지 못하는 경우에는 대신 외부 바이어스 회로를 사용하여 출력(그림 4에서  $D_{ES}$  및  $R_{ES}$ )로부터 IC에 전류를 공급해야 합니다. 출력 전압이 7V 미만인 경우에는 외부 바이어스 회로를 사용해야 합니다. 이것은 트랜스포머에 보조 권선을 추가함으로써 가능하며 다이오드(초고속)와 커패시터를 통해 정류 및 필터링됩니다. 권선 전압(턴)은 가장 낮은 작동 출력 전류에서 최대 IC 소비 전력을 지원할 수 있는 전압을 선택해야 합니다.

### 스타트업, 스위칭 주파수 및 온-타임 범위

스타트업시 컨트롤러는 초기 스위칭 주파수  $f_{MIN}$  와 최소 온-타임  $t_{ON(MIN)}$  을 사용합니다. 출력 LED에 대한 에너지 전달과 함께 출력 커패시터의 충전이 파워 MOSFET 스위칭 주파수와 AC 입력 전압의 하프 사이클마다 업데이트되는 온-타임의 단계별 증가를 결정합니다.

정상 상태 스위칭 주파수 및 온-타임은 입력 전압, LED 양단의 전압 강하, 컨버터 효율에 의해 결정됩니다.

디바이스가 최소 주파수  $f_{MIN}$  및 온-타임  $t_{ON(MIN)}$  에 도달했을 때 경부하 상태에서 컨트롤러는 사이클 스킵을 통해 전압을 조정합니다. 이러한 작동 모드에서 입력 전류는 PFC가 적용되지 않으며, 평균 출력 전류가 정상 범위 내에 든다고 보장할 수 없습니다. FEEDBACK 핀 사이클 스킵 기준값은 정상 레귤레이션 레벨의 약 두 배에서부터 이러한 조건 하에서 출력 전류 전달을 제한하는 데 필요한 레벨보다 약간 높은 정도까지 감소됩니다. 제대로 설계된 서플라이라면 정상적인 부하 조건 하에 이 모드에서는 작동하지 않을 것입니다. 제대로 설계된 파워 서플라이는 스위칭 주파수 범위 [ $f_{MIN} \dots f_{MAX}$ ] 내에서 작동하며 정상적인 부하에 연결된 경우  $t_{ON(MIN)} \sim t_{ON(MAX)}$  사이에 온-타임이 발생합니다.

### 과부하 보호

과부하가 발생하는 경우, 시스템은 AC 하프 사이클마다 최대 주파수와 최대 온-타임에 도달할 때까지 동작 주파수와 온-타임을 증가시킬 것입니다. 이 상태에 도달했을 때 컨트롤러는 오토-리스타트 상태가 됨으로써 파워 MOSFET의 게이트를 메인 전압이 50Hz인 경우에는 약 1.28초간, 메인 전압이 60Hz인 경우에는 약 1.02초간 억제합니다. 이 오토-리스타트 오프-타임이 완료된 후 파워 MOSFET이 다시 작동하며 정상적인 스타트업이 개시됩니다. 즉,  $f_{MIN}$  및  $t_{ON(MIN)}$  에서 레귤레이션에 다시 도달할 때까지 승압하게 됩니다. 과부하 상태가 지속되는 경우 오토-리스타트 듀티 사이클  $DC_{AR}$  는 ~33%입니다.

TRIAC 도통 듀티 사이클이 60% 미만일 때 위상 디밍 동안에는 과부하 보호가 동작되지 않습니다.

### 출력 과전압 보호

서플라이의 출력단에 무부하 상태가 나타나는 경우, 기준값에 도달하면 출력 과전압 제너(그림 4에서  $DZ_{OV}$ )가 도통됩니다.  $V_{FB(AR)} = 2V$  초과시 전압  $V_{OV}$  가 FEEDBACK 핀에 발생하며 IC는 오토-리스타트를 시작합니다.

### 출력 회로 단락

서플라이의 출력(예; LED 부하)이 단락된 경우 다량의 에너지가 센싱 저항으로 전달되어 FEEDBACK 핀에서 고전압이 발생합니다. FEEDBACK 핀의 전압이 2V 이상 되는 경우, IC는 이 이벤트를 출력 단락으로 해석하여 오토-리스타트를 시작합니다.

### SOA(안전 동작 영역) 보호

리딩 앳지 블랭킹 시간이 지난 후 파워 MOSFET 전류가 전류 한계를 초과하여 파워 MOSFET의 연속 3번 사이클이 조기 종료된 경우, SOA 보호 모드가 트리거되며 IC는 오토-리스타트 상태가 됩니다.

### 히스테리시스(Hysteresis) 썬들 셋다운

썬들 셋다운 회로는 칩 정선 온도를 감지합니다. 썬들 셋다운 기준값은 142°C (75°C 히스테리시스)로 설정되어 있습니다. 칩 온도가 이 기준값(142°C) 이상 상승하면 파워 MOSFET은 비활성화되고 칩 온도가 75°C로 떨어질 때까지 비활성화 상태를 유지하다가 75°C가 되는 지점에서 파워 MOSFET이 다시 활성화됩니다.

LinkSwitch-PL 애플리케이션 예제

그림 7에 표시된 회로는 15V의 LED 스트링 전압과 350mA의 단일 정전류 출력을 제공합니다. 출력 전류는 LED 부하의 불안전성 또는 깜박임 현상 없이 표준 AC 메인 TRIAC 디머를 사용하여 1%(3mA)까지 줄일 수 있습니다. 보드는 저가 리딩 엷지형 디머와 보다 정교한 트레일링 엷지형 디머와 모두 호환됩니다.

보드는 유니버설 AC 입력 전압 범위(85~265VAC, 47~63Hz)에서 작동하도록 최적화되었으나 0~300VAC의 입력 범위에 대해서도 아무런 손상도 받지 않습니다. 이것은 입력 전압이 낮거나 높은 경우에도 이로 인해 필드 신뢰성을 향상시키고 수명이 연장됩니다. LinkSwitch-PL 기반 설계는 고역률(115VAC / 230VAC에서 >0.9) 및 저 THD(230VAC에서 <15%, 115VAC에서 <10%)를 제공함으로써 모든 국제적 전류 요구사항을 준수하고 전 세계적으로 단일 설계를 사용할 수 있게 되었습니다.

표준 원추형(A19) LED 교체 램프에 대한 규제 사항에 부합하도록 보드 폼 팩터를 선택하였습니다. 출력이 비절연되어 있기 때문에 사용자와 파워 서플라이 및 LED 부하를 서로 절연시킬 인클로저 기구 디자인이 필요합니다.

PI 부품 선택

필요한 치수보다 더 큰 치수의 디바이스를 선택하여 효율을 높이고 디바이스의 과열을 줄였습니다. 일반적으로 이러한 방식이 가장 높은 효율을 제공합니다. 디바이스 크기를 더 키울 경우 대형 파워 MOSFET과 관련한 스위칭 손실이 커져 효율이 동일하거나 오히려 떨어지는 결과를 종종 가져옵니다.

AC 입력 TRIAC 디머 인터페이스 회로

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

백열등 조명과 비교할 때 LED 조명의 전력 소비가 훨씬 낮으므로 LED 램프가 꺼져온 전류는 TRIAC 디머의 유지 전류보다 작습니다. 이로 인해 디밍 범위가 제한되거나/또는 깜박임과 같은 원치 않는 동작이 발생할 수 있습니다. TRIAC이 ON 될 때 입력 커패시터를 충전하기 위해 흐르는 돌입 전류는 전류 링킹의 원인이 됩니다. 이 링킹 역시 원치 않는 동작을 일으킬 수 있는데, 이는 TRIAC 전류를 0으로 떨어뜨리고 잔여 AC 사이클 동안 TRIAC이 OFF 되게 하거나 빠른 ON/OFF를 야기시킬 수 있습니다.

이러한 문제점들을 극복하기 위해 설계에 패시브 댄퍼, 액티브 댄퍼 및 블리더의 세 가지 회로 블록이 포함됩니다. 이러한 블록은 전력 소모가 증가하여 서플라이의 효율성이 저하된다는 단점이 있습니다. 이러한 설계 방식에서, 선택한 값으로 입력 전압이 높을 때 단일 디머에 연결된 단일 램프의 깜박임 없는 동작(flicker-free operation)이 가능합니다. 낮은 입력 전압(100/115VAC) 혹은 병렬로 연결된 여러 개의 램프를 깜박임 없는 동작을 시키기 위해서는 전력 소모를 줄이고 효율을 증가시키도록 값을 최적화합니다.

이들 블록은 디밍 애플리케이션에만 필요하기 때문에 비-디밍 설계의 경우 이들 부품들을 생략하고 점퍼를 사용하여 R7, R8 및 R20을 대체할 수 있습니다.

액티브 댄퍼 및 패시브 댄퍼 회로

R20 저항은 패시브 댄퍼와 함께 매 하프 사이클마다 TRIAC 가동 시 피크 돌입 전류를 제한하는 액티브 댄퍼를 형성합니다. 패시브 댄퍼는 단일 지점에서 고장(예: 브리지 다이오드의 고장)이 발생한 동안 안전하게 멈출 수 있는 방범 구조여야 합니다.

액티브 댄퍼 회로는 각 AC 하프 사이클 동안에는 브리지 다이오드와 직렬 저항(R7 및 R8)으로 연결되어 있고, 잔여 AC 사이클 동안 병렬로 연결된 SCR(Q3)에 의해 바이패스됩니다. Q3 턴온 전에 저항 R3, R4, C3가 Q3이 지연 시간을 결정하고 그리고 나서 댄퍼 저항 R7과 R8이 쇼트됩니다.

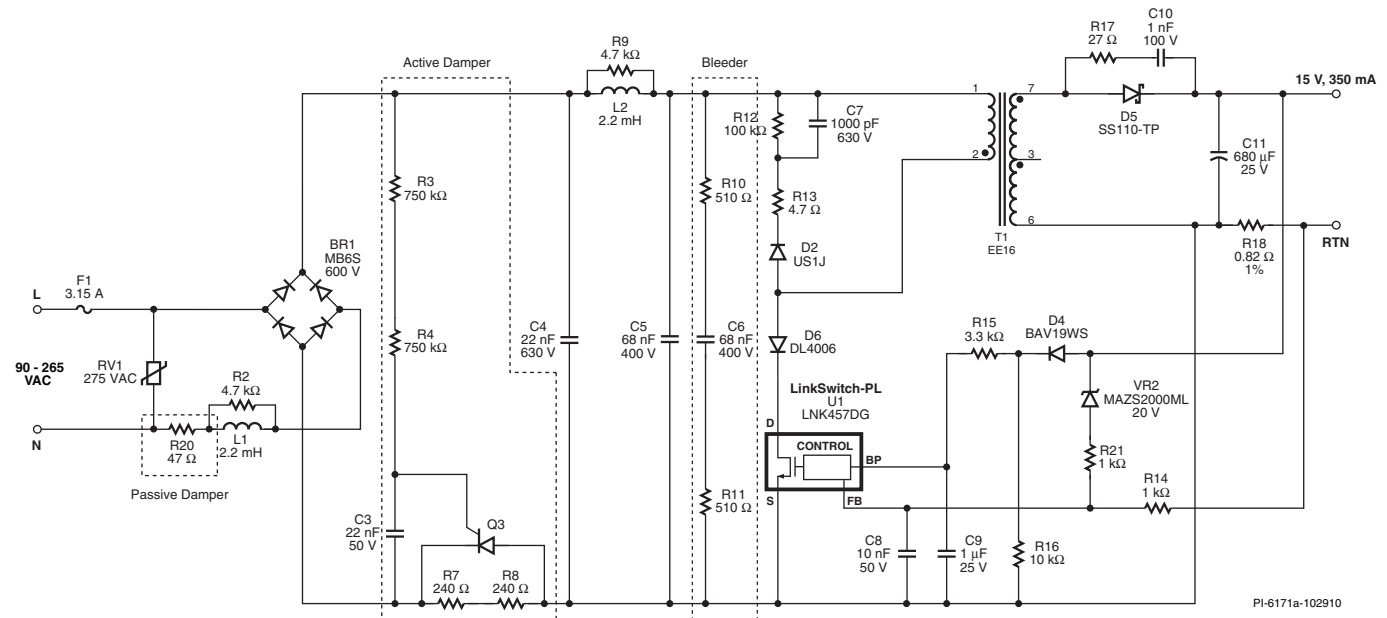


그림 7. A19 백열등 교체를 위한 5W, 15V LED 드라이버의 회로도.

## 블리더 회로

저항 R10, R11 및 C6은 블리더 네트워크를 형성하는데 블리더 네트워크는 특히 도통각이 작을 때 TRIAC 유지 전류 규정사항을 충족할 만큼 초기 입력 전류를 충분히 높게 유지하는 역할을 합니다. 비-디밍 애플리케이션의 경우 R10, R11, C6을 생략할 수 있습니다.

## 입력 정류기 및 EMI 필터

EMI 필터링은 L1과 C4, L2, C5로 구성된  $\pi$ 형 필터로 제공됩니다. 저항 R2와 R9는 필터 스테이지의 자체 공진을 억제하고 전도 EMI 스펙트럼의 합성 피크값을 줄입니다. 그림에서 보듯이 본 설계는 EN55015 전도 규격에 대비하여 >20dB의 마진을 충족시킵니다.

들어오는 AC 전류는 BR1으로 정류되고 C4 및 C5로 필터링됩니다. 올바른 디밍 작동에 필요한 LinkSwitch-PL에 의한 AC 입력의 정확한 제로 크로싱 탐지가 가능하도록 C4와 C5를 합산한 총 유효 입력 커패시턴스를 선택하였습니다.

## 1차측 부품

LNK457DG 디바이스(U1)는 전력 스위칭 디바이스, 오실레이터, CC 제어 엔진, 스타트업, 보호 기능을 통합하고 있습니다. 725V 파워 MOSFET은 설계 마진을 확장할 수 있기 때문에 입력 전압이 높은 애플리케이션에서 라인 서지가 발생하는 경우에도 안정성이 증가합니다. 디바이스는 디커플링 커패시터 C9를 거쳐 BYPASS 핀으로부터 전력을 공급받습니다. 스타트업 시 C9는 DRAIN 핀을 경유하여 내부 전류 소스로부터 U1에 의해 충전된 다음, 정상적인 작동시 R15와 D4를 경유한 출력을 통해 전력을 공급받습니다. 비-디밍 설계의 경우 D4 및 R15를 생략할 수 있습니다.

정류되고 필터링된 입력 전압은 T1의 1차측 권선 한쪽 끝으로 전가됩니다. 트랜스포머 1차측 권선의 다른 쪽은 U1내의 파워 MOSFET과 연결되어 있습니다. 누설 인덕턴스 드레인 전압 스파이크는 D2, R13, R12, C7로 구성되는 RCD-R 클램프로 제한됩니다.

D6는 파워 MOSFET이 OFF 상태이거나 입력 전압이 권선비에 의해 발생된 전압( $V_{OR}$ )보다 낮은 경우에 발생하는 네거티브 링킹(드레인 전압이 소스 전압보다 낮은 경우)으로부터 IC를 보호하기 위해 사용됩니다.

## 출력 정류

트랜스포머의 2차측은 보다 높은 효율을 위한 쇼트키 배리어 방식의 D5에 의해 정류되며 C11에 의해 필터링됩니다. 저항 R17과 C10은 고주파 링킹을 완충시킴서 전도성 EMI 및 방사 EMI를 개선합니다.

## 출력 피드백

CC 모드 설정 지점은 R18에 나타나는 전압 강하에 의해 결정되며 U1의 FEEDBACK 핀으로 공급됩니다. 출력 과전압 보호는 VR2 및 R21에 의해 제공됩니다.

## 애플리케이션 고려 사항

### 입력 커패시터 선택

디밍 동안 올바른 작동을 위하여 LinkSwitch-PL 디바이스는 반드시 입력 전압 제로 크로싱을 탐지해야 합니다. 입력 전압 제로 크로싱은 DC 버스 전압이 19V 아래로 내려가는 지점에서 드레인 노드를 통해 내부적으로 센싱합니다. DC 버스 전압이 매 하프 사이클마다 이 레벨에 도달해야 하기 때문에 입력 브리지 정류기의 DC 측에 추가할 수 있는 최대 커패시턴스는 제한됩니다. 일반적으로 높은 역률을 만족시키는데 필요한 최대 커패시턴스 값은 이 제한값인 19V를 충족시키지만 개발되는 동안에는 오실로스코프로 확인해야 합니다.

커패시턴스의 감소가 필요한 경우나 이로 인해 전도성 EMI가 증가될 경우, 커패시턴스를 입력 정류기 앞에 추가함으로써 버스 커패시턴스로부터 효과적으로 격리시킬 수 있습니다.

세라믹 커패시터는 대개 가청 노이즈를 발생시키기 때문에 리딩 엣지 TRIAC 디머와 함께 사용하는 애플리케이션의 경우 필름 커패시터를 권장합니다.

### 출력 커패시터 선택

출력 커패시턴스는 출력 부하(LED) 리플 전류에 직접적인 영향을 미칩니다. 커패시턴스가 커질수록 리플 전류는 낮아집니다. 과도한 커패시턴스는 오토-리스타트 타임 내에서 출력이 레귤레이션에 도달하는 것을 방지할 수 있고 스타트를 하지 못하거나 여러 번 스타트업을 시도해야 할 수 있습니다. 커패시턴스가 너무 작을 경우 FEEDBACK 핀 전압이 사이클 스킵 모드 기준값을 초과하여 PF를 저하시키고 디밍 동안 출력 감박임 현상을 일으킬 수 있습니다.

따라서 출력 전류 센싱 저항(그림 7에서 R18) 양단의 리플 전압과 FEEDBACK 핀으로 공급되는 전압이 목표값을 290mVp-p로 하여  $100 \text{ mVp-p} \leq V_{\text{FEEDBACK}} \leq 400 \text{ mVp-p}$  범위 내에 들도록 출력 커패시턴스 값을 선택해야 합니다.

출력 커패시터의 방식은 중요하지 않습니다. 비전해 커패시터는 수명의 측면에서 볼 때에는 관심의 대상이지만(세라믹 및 고체절연 유형은 시간의 경과에 따라 증발하는 전해질이 없음) 전해 방식은 비용에 비해 최상의 체적 효율을 제공합니다. 적층형 세라믹을 선택한 경우, 적용된 전압 및 온도 계수를 커패시턴스와 비교한 데이터 시트 곡선을 확인하십시오. 일반적인 커패시턴스 값은 온도 범위 전역에서 50% 낮거나 정격 전압에 가까울 수 있습니다. 모든 커패시터 방식에 대해 선택한 커패시터가 출력 리플 전류에 맞는 정격인지 확인하십시오. 전해 방식인 경우, 낮은 ESR 방식을 선택해야 합니다. 오랜 수명을 위해 정격 온도가 105°C 이상인 커패시터를 사용하는 것이 좋습니다. 일반적인 설계 방식의 경우 출력 커패시터의 자체 발열이 최소화되므로 수명은 내부의 주변 온도에 의해 결정되며 대체로 아레니우스 공식에 따라 작동 온도가 10°C 떨어질 때마다 수명은 두 배가 됩니다. 예를 들어 정격 수명이 105°C에서 5,000 시간인 커패시터를 선택한 경우, 75°C에서의 예상 수명은 40,000 시간이 될 것입니다. 전해 방식 커패시터의 경우 일반적으로 ESR(등가 직렬 저항)이 두 배가 되고 커패시턴스가 20% 줄어든 때 수명이 종료되는 것으로 정의합니다. 대개 이것은 최종 사용자가 알아차리지 못할 정도로 영향이 작으며 목적에 부합하는 수명은 연장합니다.

**FEEDBACK 핀 신호**

정상적인 비-디밍(최대 전력) 작동시, FEEDBACK 핀 기준 전압(전류 센싱 저항에서 발생한 전압)은 290mV입니다. 최상의 출력 전류 레귤레이션을 위하여, 100~400mVp-p 사이 전압 리플을 권장합니다. 적절한 출력 커패시턴스 값과 전류 센싱 저항 값을 선택함으로써 이 값에 도달할 수 있습니다. 리플 전압 최대값이 520mV를 초과할 경우, 디바이스는 사이클 스킵 모드로 들어갈 것이며 이 모드를 통해 PFC 성능을 감소시킬 것입니다(PF는 낮추고 THD는 증가).

트랜스포머를 리딩 엣지 TRIAC 디머와 함께 사용할 경우의 고려사항 TRIAC을 턴온 시켰을 때 갑작스런 자속 변동으로 인해 트랜스포머에 가청 노이즈가 발생할 수 있습니다. 더 높은 기계적 공진 주파수를 갖는 코어를 선택함으로써 이를 최소화할 수 있습니다. 길고 가느다란 레그를 가진 코어는 피해야 합니다(예: EEL 타입). RM 및 기타 포트 코어 타입을 선택하면 동일한 자속 밀도에서 EE 코어보다 가청 노이즈가 적습니다. 코어 자속 밀도(BM)를 줄이면 가청 노이즈 발생도 줄어듭니다. 자속밀도를 1,500 가우스 이하로 설계하면 보통 어떠한 잡음도 발생하지 않지만, 동일한 코어의 크기로 낼 수 있는 최대 출력은 감소합니다.

**TRIAC 디머 사용하기**

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

올바른 작동을 위해 백열등 위상각 디머에는 대개 최소 부하 (230VAC 정격 장치에 대해 보통 40W)가 지정되어 있습니다. 이것은 내부 TRIAC을 통과하는 전류가 지정된 유지 전류 기준값 이상이 되도록 보장하기 위한 것입니다.

LED 조명이 훨씬 낮은 전력을 소비하므로 램프가 끌어진 입력 전류는 디머 내에 있는 TRIAC의 유지 전류보다 작습니다. 드라이버의 입력 커패시턴스로 인해 TRIAC이 가동될 때 큰 돌입 전류가 흐릅니다. 그러면 입력 스테이지와 입력 인덕턴스에 대해 입력 전류 링킹을 발생시켜 전류가 TRIAC 유지 전류 이하로 떨어질 수 있습니다. 이 두 가지 메커니즘으로 인해 디밍 범위가 제한되거나/또는 깜박임과 같은 원치 않는 동작이 발생할 수 있습니다.

이러한 문제들을 극복하기 위해 댐퍼 및 블리더 두 가지 회로 블록을 디밍 애플리케이션에 통합되어 있습니다. 이러한 회로는 손실이 증가하여 서플라이의 효율성이 저하된다는 단점이 있습니다.

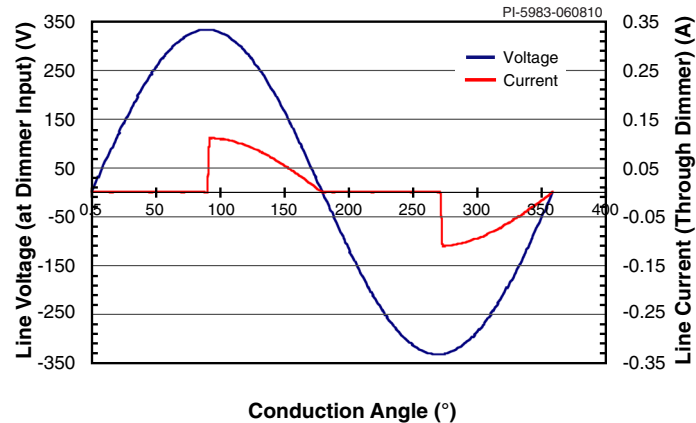


그림 8. 90° 도통각에서 리딩 엣지 TRIAC 디머에 대한 이상적인 입력 전압 및 전류 파형.

그림 8은 리딩 엣지 TRIAC 디머의 입력단의 입력 전압 및 전류를 보여줍니다. 이 예제의 경우 TRIAC은 90도에서 도통됩니다.

그림 9는 적절하게 정류된 버스 전압 및 전류를 보여 줍니다.

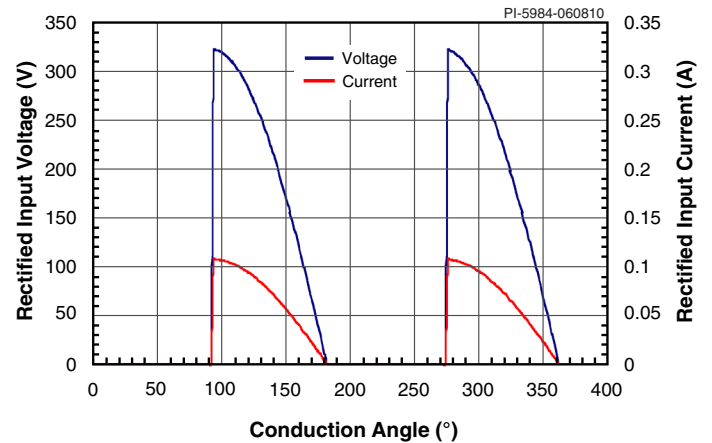


그림 9. 이상적인 TRIAC 디머의 출력 정류에 의한 결과 파형.

그림 10은 TRIAC을 조기에 OFF 상태로 만들고 리스타트할 경우의 바람직하지 않는 정류된 버스 전압과 전류를 보여줍니다. 첫 번째 하프 사이클에서는 입력 전류 링킹이 초기 돌입 전류에 의해 야기된 TRIAC의 유지 전류보다 낮기 때문입니다. 또한 두 번째 하프 사이클에서는 TRIAC의 유지 전류 이하로 전류가 떨어져서 TRIAC이 OFF가 된 상태로 도통각의 끝까지 유지되기 때문에 발생합니다. 이 두 개의 하프 사이클의 동작이 서로 다른 이유는 두 동작 사분면에서 TRIAC의 유지 전류가 각각 다르기 때문입니다.

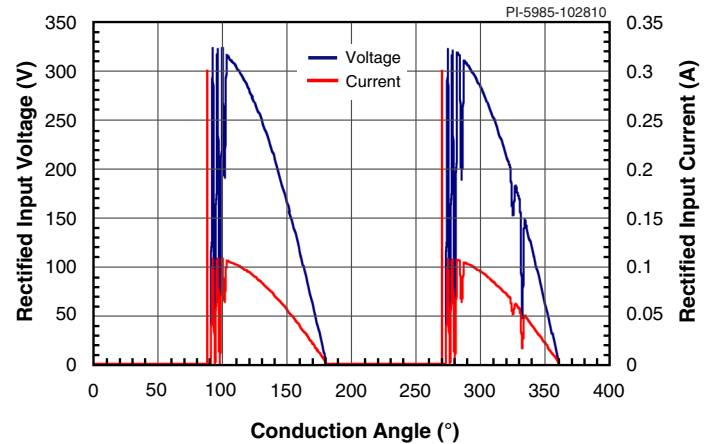


그림 10. 불규칙한 동작을 표시하는 위상각 디머 예제

하프 사이클이 끝나기 전 TRIAC이 턴오프가 되거나 빠른 속도로 OFF/ON 상태를 반복할 경우 블리더와 댐퍼 회로가 필요합니다.

대개 블리더 및 댐퍼 회로의 전력 소모가 증가함에 따라 디머의 호환성도 증가합니다.

정류된 파워 버스(그림 7에서 R10, R11 및 C6) 양단에 먼저 초기 값이 0.1μF, 총 저항이 1kΩ, 정격 전력이 2W가 되도록 블리더 네트워크를 설치합니다.



커패시턴스 값을 감소시켜 허용 가능한 최소값을 찾습니다. 커패시턴스 값을 감소시키면 전력 소모가 줄어들며 따라서 효율성은 증가합니다.

블리더 회로가 TRIAC에서 전도성을 유지하지 못할 경우, 댐퍼를 추가합니다. 댐퍼의 목적은 TRIAC이 ON 상태가 되었을 때 돌입 전류(입력 커패시턴스가 충전됨에 따라)와 관련 링킹을 제한하는 것입니다.

먼저, 한 개의 저항 즉 패시브 댐퍼를 AC 입력단과 직렬로 추가합니다(그림 7에서 R20). 허용 손실/온도 상승 및 효율 감소로 인해 상한을 제한할 경우, 값은 일반적으로 10Ω~100Ω 범위 내에 있게 됩니다. 10Ω 미만의 값도 사용할 수 있으나 특히 높은 AC 입력 전압 설계에서는 덜 효율적입니다.

패시브 댐퍼만으로 부정확한 TRIAC 작동을 방지하기 어려운 경우에는 액티브 댐퍼를 추가할 수 있습니다. 입력 전압이 높은 애플리케이션에서는 TRIAC이 턴온할 때 돌입 전류가 훨씬 크기 때문에 일반적으로 액티브 댐퍼를 사용합니다. 저가형 액티브 댐퍼 회로는 그림 7과 같이 R3, R4, C3, Q3, R7, R8로 형성됩니다. 저항 R7과 R8은 돌입 전류를 제한하고 입력 전압 사이클 중의 일부 구간에서만 사용되므로 액티브 댐퍼의 경우보다 더 높은 값을 사용할 수 있습니다. 실리콘 제어 정류기(SCR) Q3은 R3, R4 및 C3로 정의되는 지연 시간이 지난 후 R7과 R8을 단락시킵니다. 디머 성능을 잘 유지하면서 지연 시간을 가장 짧은 시간으로 조정하여 이 저항의 소비 전력을 최소화합니다. SCR은 게이트를 구동하는데 필요한 전류가 매우 낮고 TO-92 패키지가 가능한 저전류, 저가형 디바이스입니다. 선택한 SCR의 게이트 구동에 필요한 전류와 최소 입력 전압이 R7과 R8의 최대값을 결정합니다.

디머는 제조업체 및 정격 파워에 따라 다르게 작동하는 것이 일반적입니다. 예를 들어 300W 디머는 600W 또는 1000W 디머보다 댐핑이 덜 필요하고 블리더에서 전력 소모가 적습니다. 이는 전류 정격이 더 낮은 TRIAC를 사용할 경우 일반적으로 유지 전류가 더 낮기 때문입니다. 입력 임피던스 차이 또한 동작의 변화를 일으킬 수 있으므로 개발하는 동안 일관성을 유지하기 위해 AC 소스를 사용하는 것을 권장하지만 AC 메인 파워를 사용한 테스트도 수행해야 합니다.

### 전기적 트레일링 엷지 디머

그림 11은 전기적 트레일링 엷지 디머가 있는 파워 서플라이 입력단의 입력 전압 및 전류를 보여줍니다. 이 예제의 경우 디머는 90도에서 도통됩니다. 이와 같은 방식의 디머는 보통 파워 MOSFET 또는 IGBT를 사용하여 스위칭 기능을 제공하므로 유지 전류가 필요없습니다. 또한 전도가 제로 크로스에서 시작되므로 고전류 서지 및 입력 링킹이 문제되지 않습니다. 일반적으로 이러한 유형의 디머에는 댐퍼 및 블리더 회로가 필요하지 않습니다.

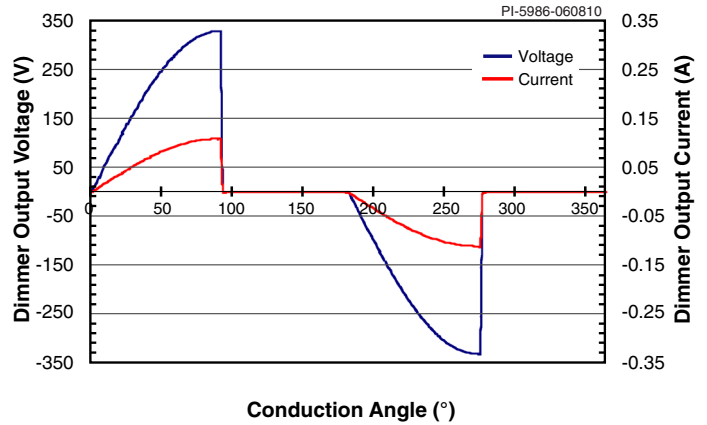


그림 11. 90° 도통각에서 트레일링 엷지 디머에 대한 이상적인 디머 출력 전압 및 전류 파형

### 써멀 고려 사항

조명 애플리케이션에서는 특수한 써멀 문제가 발생합니다. 대부분의 경우 LED 부하 및 관련 히트싱크가 파워 서플라이의 주변 온도를 결정합니다. 따라서 모든 디바이스를 제대로 방열시키고 작동 온도를 확인하는 것이 중요합니다. LinkSwitch-PL 디바이스의 경우, 장치간 편차 마진을 허용하기 위해 <115°C의 SOURCE 핀(D 패키지) 또는 노출 패드(K 또는 V 패키지) 온도를 권장합니다. 최악의 조건은 대개 최대 출력 전력, 최대 주위 온도 및 입력 전압이 최소 또는 최대인 경우입니다.

### 레이아웃 고려 사항

#### 1차측 연결

BYPASS 핀 커패시터는 BYPASS 핀과 최대한 가까이 있어야 하고 SOURCE 핀과 최대한 가까이 연결되어야 합니다. SOURCE 핀의 패턴은 메인 파워 MOSFET 스위칭 전류가 흐르는 패턴과 분리시켜야 합니다. SOURCE 핀에 연결되는 모든 FEEDBACK 핀 부품은 BYPASS 핀 커패시터와 동일한 지침을 따라야 합니다.

메인 파워 MOSFET 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 합니다. 트랜스포머의 출력 리턴 핀은 출력 필터 커패시터의 리턴측으로의 패턴이 짧아야 합니다. 이들 전류는 1차측 소스 핀 전류를 통해 흐르지 않아야 하며 1차측 소스 핀과 2차측 리턴을 짧은 패턴으로 연결해야 합니다.

**빠른 디자인 확인 목록**

**최대 드레인 전압**

스타트업 및 고장 상태를 비롯한 모든 작동 조건하에서 피크  $V_{DS}$ 가 700V를 초과하지 않는지 확인합니다.

**최대 드레인 전류**

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

**써멀 검사**

최대 출력 전력, 최소 및 최대 입력 전압, 주위 온도에서 LinkSwitch-PL, 트랜스포머, 출력 다이오드, 출력 커패시터 및 드레인 클램프 부품의 해당 온도 스펙이 초과되지 않는지 확인합니다.

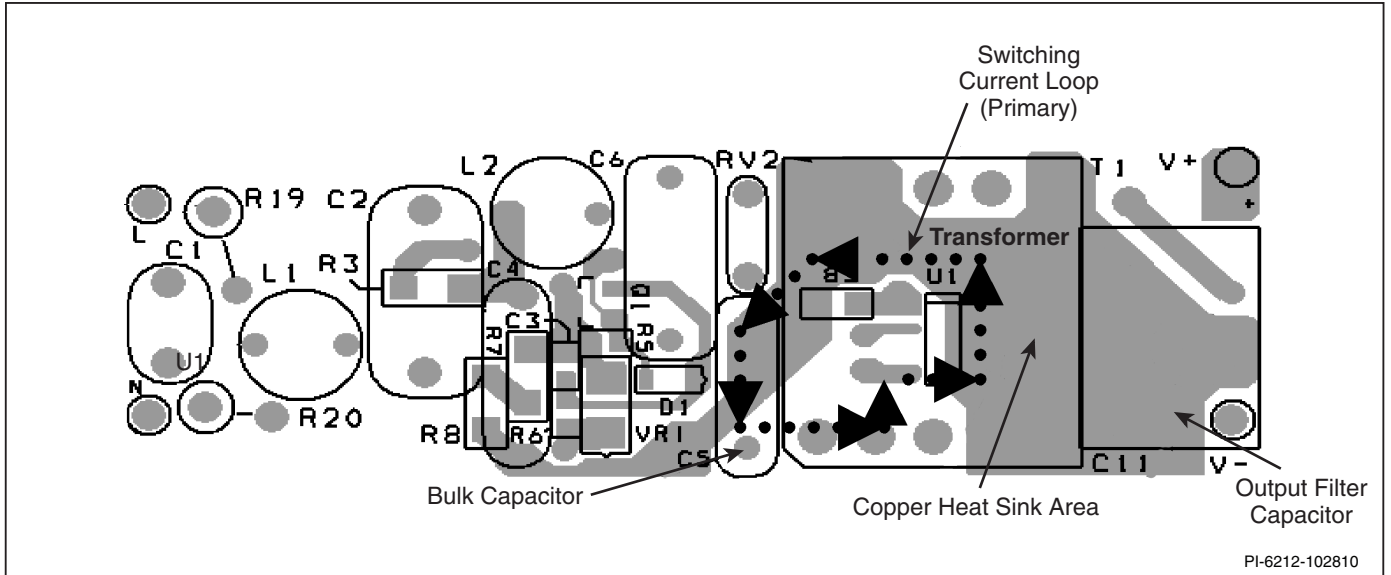


그림 12. RD-251 PCB Top면 보기.

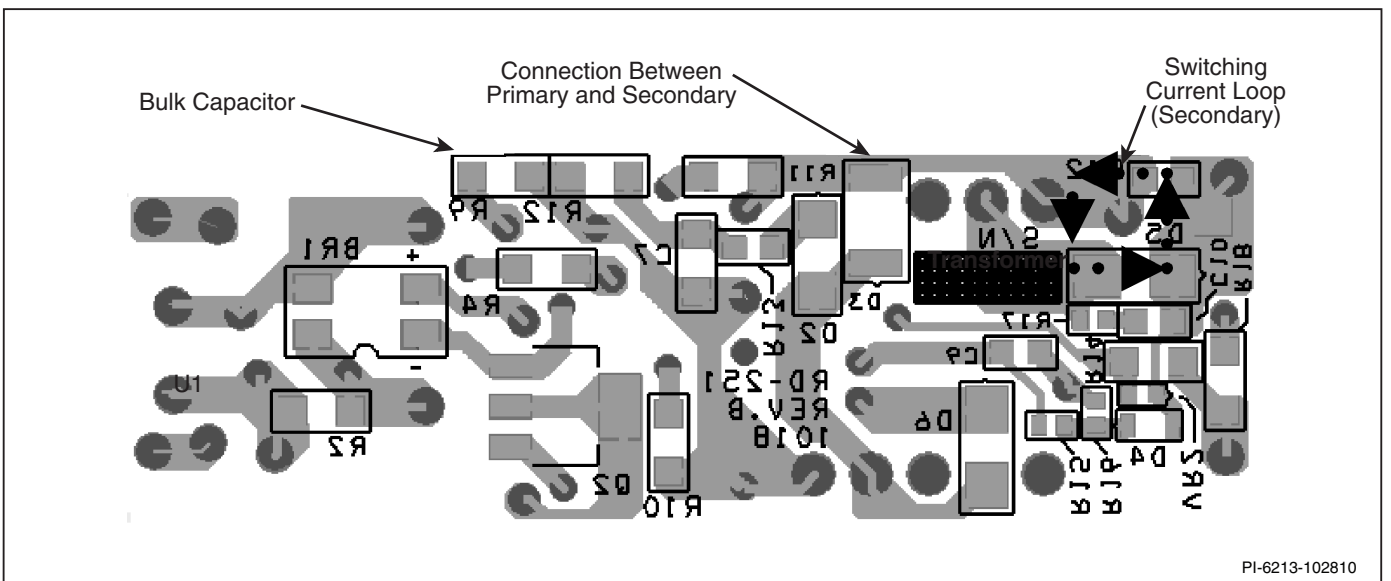


그림 13. RD-251 PCB Bottom면 보기.

**최대 정격 절대값<sup>(1,4)</sup>**

DRAIN 핀 피크 전류 <sup>(5)</sup> : LNK454.....	400mA (750mA)
LNK456.....	850mA (1450mA)
LNK457.....	1350mA (2000mA)
LNK458.....	1750mA (2650mA)
LNK460.....	2700mA (5100mA)
DRAIN 핀 전압 .....	-0.3~725V
FEEDBACK 핀 전압 .....	-0.3~9V
BYPASS 핀 전압 .....	-0.3~9V
리드 온도 <sup>(3)</sup> .....	260°C
보관 온도 .....	-65~150°C
작동 정션 온도 <sup>(2)</sup> .....	-40~150°C

참고:

- 모든 전압은 SOURCE,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 를 기준으로 함.
- 일반적으로 내부 회로에 의해 제한됨.
- 케이스에서 1/16인치 떨어져 5초 동안 측정.
- 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.
- 드레인 전압이 동시에 400V 미만으로 떨어지면 더 높은 피크 드레인 전류(괄호 안)가 허용됨.

**써멀 저항**

써멀 저항: D(SO-8C) 패키지:

$(\theta_{JA})$ .....	100°C/W <sup>(1)</sup> , 80°C/W <sup>(2)</sup>
$(\theta_{JC})$ .....	30°C/W <sup>(3)</sup>
K(eSOP) 패키지:	
$(\theta_{JA})$ .....	69°C/W <sup>(1)</sup> , 49°C/W <sup>(2)</sup>
$(\theta_{JC})$ .....	2°C/W <sup>(4)</sup>
V (eDIP) 패키지:	
$(\theta_{JA})$ .....	76°C/W <sup>(1)</sup> , 64°C/W <sup>(2)</sup>
$(\theta_{JC})$ .....	2°C/W <sup>(4)</sup>

참고:

- 0.36sq. 인치. (232mm<sup>2</sup>), 2oz. (610g/m<sup>2</sup>) 동판에 납땀, 부착한 외부 히트싱크 없음.
- 1sq. 인치. (645mm<sup>2</sup>), 2oz.(610g/m<sup>2</sup>) 동판에 납땀, 부착한 외부 히트싱크 없음.
- 플라스틱 인터페이스에 가까운 SOURCE 핀에서 측정.
- 노출 패드의 표면에서 측정.

파라미터	기호	조건		최소	일반	최대	단위
		SOURCE = 0V; $T_J = -40 \sim +125^\circ\text{C}$ (특별히 지정되지 않은 경우)					
<b>컨트롤 기능</b>							
최대 출력 주파수	$f_{MAX}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	평균	110	122	134	kHz
			피크-피크 지터		6		%
최소 출력 주파수	$f_{MIN}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	평균	25.8	28.7	31.6	kHz
			피크-피크 지터		6		%
최대 스위치 ON 시간	$t_{ON(MAX)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$			5.74		$\mu\text{s}$
최소 스위치 ON 시간	$t_{ON(MIN)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$			1.2		$\mu\text{s}$
최대 듀티 사이클	$DC_{MAX}$				70		%
FEEDBACK 핀 전압	$V_{FB}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$ 비-디밍(최대 전력) 작동		280	290	300	mV
FEEDBACK 핀 전압 트리거 사이클 스킵 모드	$V_{FB(SK)}$	비-디밍(최대 전력) 작동			520		mV
IC 오토-리스타트 용 FEEDBACK 핀 전압	$V_{FB(AR)}$				2		V
FEEDBACK 풀업 전류	$I_{FB}$			-1.3	-1.0	-0.7	$\mu\text{A}$

파라미터	기호	조건 SOURCE = 0V; $T_J = -40 \sim +125^\circ\text{C}$ (특별히 지정되지 않은 경우)	최소	일반	최대	단위	
<b>컨트롤 기능(계속)</b>							
<b>DRAIN 공급 전류</b>	$I_{S1}$	$V_{FB} > V_{FB(SK)}$ (MOSFET 스위칭 없음)		450		$\mu\text{A}$	
	$I_{S2}$	$V_{FB} = 0\text{V}$ ( $f_{MAX}$ 에서의 MOSFET 스위칭)	LNK454		530	$\mu\text{A}$	
			LNK456		585		
			LNK457		650		
			LNK458		730		
		LNK460		1050			
<b>BYPASS 핀 충전 전류</b>	$I_{CH1}$	$V_{BP} = 0\text{V},$ $T_J = 25^\circ\text{C}$	LNK454	-5.9	-4.2	-2.5	mA
			LNK456/457/458	-8.3	-5.9	-3.5	
			LNK460	-11.9	-8.5	-5.1	
	$I_{CH2}$	$V_{BP} = 4\text{V},$ $T_J = 25^\circ\text{C}$	LNK454	-3.4	-2.4	-1.4	mA
			LNK456/457/458	-5.2	-3.7	-2.2	
	LNK460	-8.0	-5.7	-3.4			
<b>BYPASS 핀 전압</b>	$V_{BP}$		5.60	5.85	6.15	V	
<b>BYPASS 핀 셉트 전압</b>	$V_{SHUNT}$	$I_{BP} = 2\text{mA}$	5.9	6.2	6.6	V	
<b>회로 보호</b>							
<b>전류 제한</b>	$I_{LIMIT}$	$di/dt = 160\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$	LNK454	255	290	325	mA
		$di/dt = 325\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$	LNK456	510	580	650	
		$di/dt = 490\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$	LNK457	800	910	1020	
		$di/dt = 650\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$	LNK458	1012	1150	1288	
		$di/dt = 980\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$	LNK460	1637	1860	2083	
<b>리딩 엣지 블랭킹 시간</b>	$t_{LEB}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	160	200		ns	
<b>전류 제한 딜레이</b>	$t_{LD}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		150		ns	
<b>써멀 섯다운 온도</b>	$T_{SD}$		135	142	150	$^\circ\text{C}$	
<b>써멀 섯다운 히스테리시스</b>	$T_{SD(H)}$			75		$^\circ\text{C}$	
<b>BYPASS 핀 구동 리셋 기준 전압</b>	$V_{BP(RESET)}$			4.9		V	

파라미터	기호	조건		최소	일반	최대	단위			
		SOURCE = 0V; T <sub>J</sub> = -40~+125°C (특별히 지정되지 않은 경우)								
<b>출력</b>										
ON 상태 레지스턴스	R <sub>DS(ON)</sub>	LNK454 I <sub>D</sub> = 26mA	T <sub>J</sub> = 25°C		23.1	26.6	Ω			
			T <sub>J</sub> = 100°C		34.4	39.8				
		LNK456 I <sub>D</sub> = 53mA	T <sub>J</sub> = 25°C		11.7	13.5				
			T <sub>J</sub> = 100°C		17.5	20.2				
		LNK457 I <sub>D</sub> = 85mA	T <sub>J</sub> = 25°C		6.9	7.9				
			T <sub>J</sub> = 100°C		10.4	11.9				
		LNK458 I <sub>D</sub> = 110mA	T <sub>J</sub> = 25°C		4.4	5.1				
			T <sub>J</sub> = 100°C		6.7	7.6				
		LNK460 I <sub>D</sub> = 170mA	T <sub>J</sub> = 25°C		2.2	2.6				
			T <sub>J</sub> = 100°C		3.3	3.9				
		OFF 상태 누설 전류	I <sub>DSS1</sub>	V <sub>BP</sub> = 6.2V, V <sub>FB</sub> > V <sub>FB(SK)</sub> , V <sub>DS</sub> = 580V, T <sub>J</sub> = 125°C					50	μA
		항복 전압	BV <sub>DSS</sub>	V <sub>BP</sub> = 6.2V, V <sub>FB</sub> > V <sub>FB(SK)</sub> , T <sub>J</sub> = 25°C		725				V
DRAIN 공급 전압				50			V			
오토-리스타트 OFF 시간	t <sub>AR(OFF)</sub>	f <sub>MAIN</sub> = 50Hz			1.28		s			
		f <sub>MAIN</sub> = 60Hz			1.02					
오토-리스타트 듀티 사이클	DC <sub>AR</sub>				33		%			

일반적 성능 특성

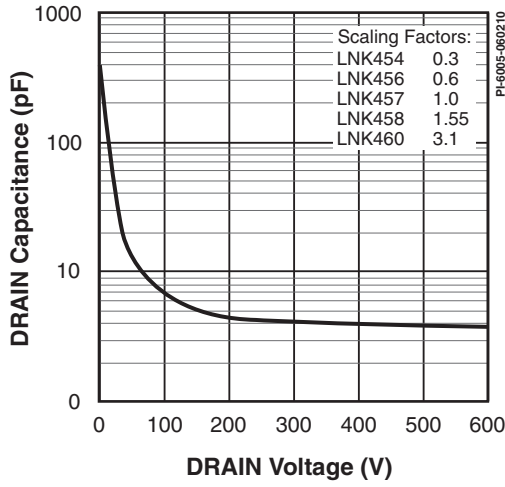


그림 7. 드레인 커패시턴스와 드레인 전압 비교.

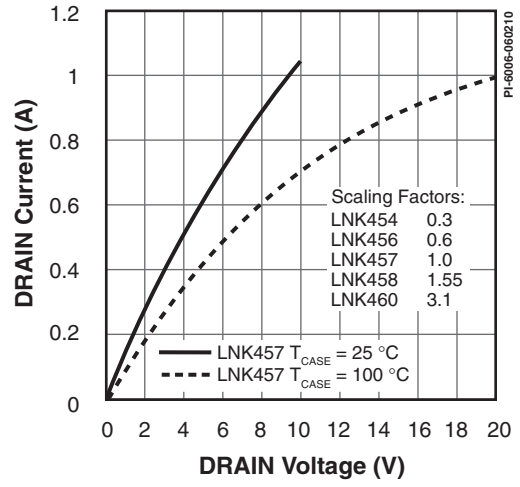


그림 8. 드레인 전류와 드레인 전압 비교.

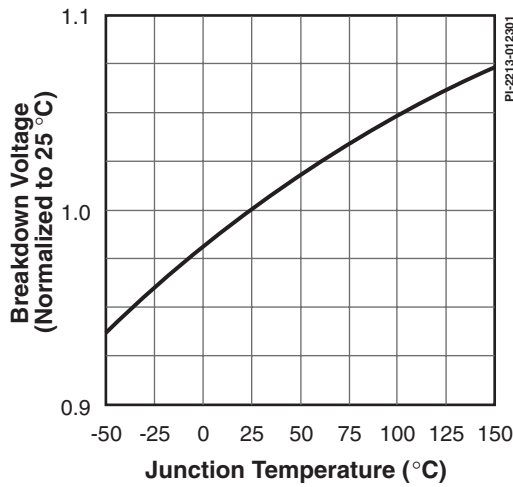


그림 9. 항복 전압(breakdown)과 온도 비교.

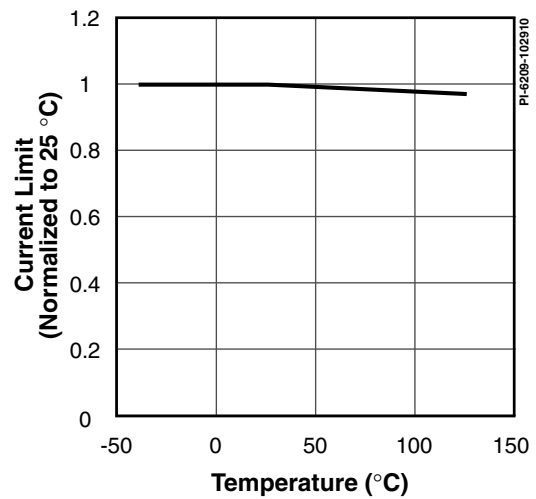
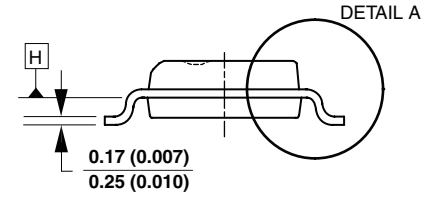
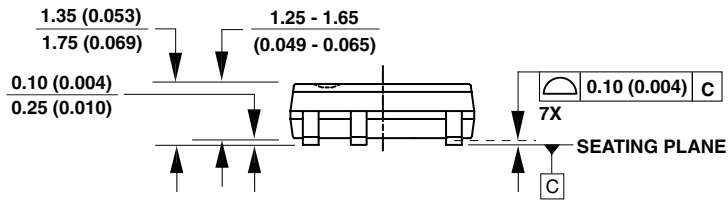
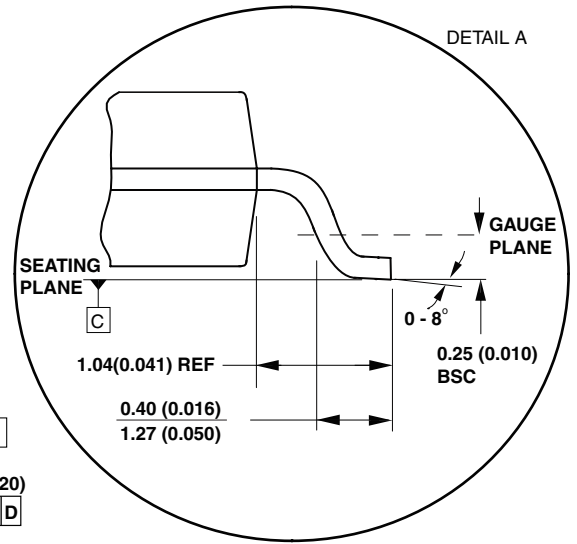
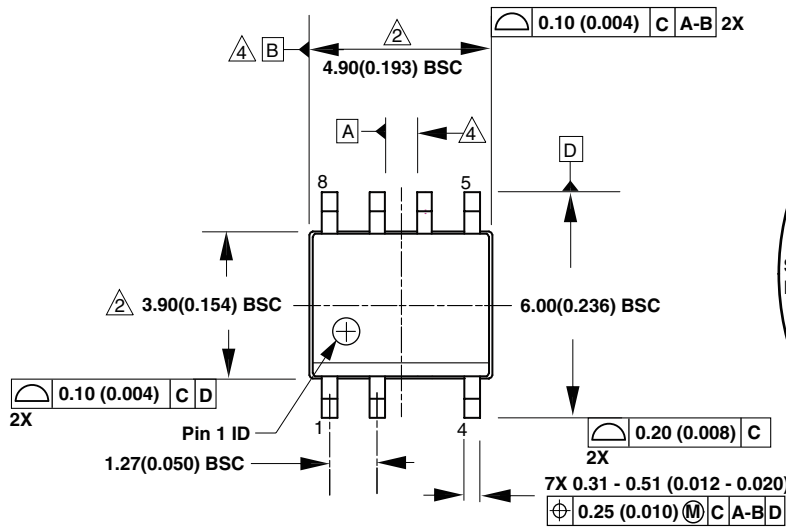
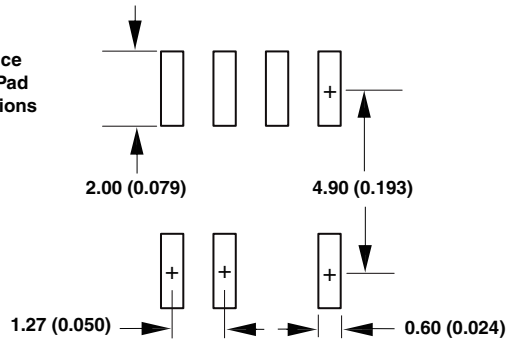


그림 10. 표준 전류 제한과 온도 비교.

### SO-8C (D 패키지)



Reference Solder Pad Dimensions



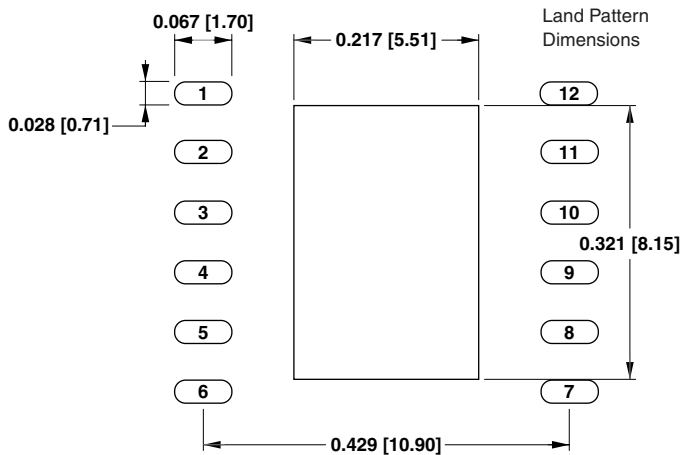
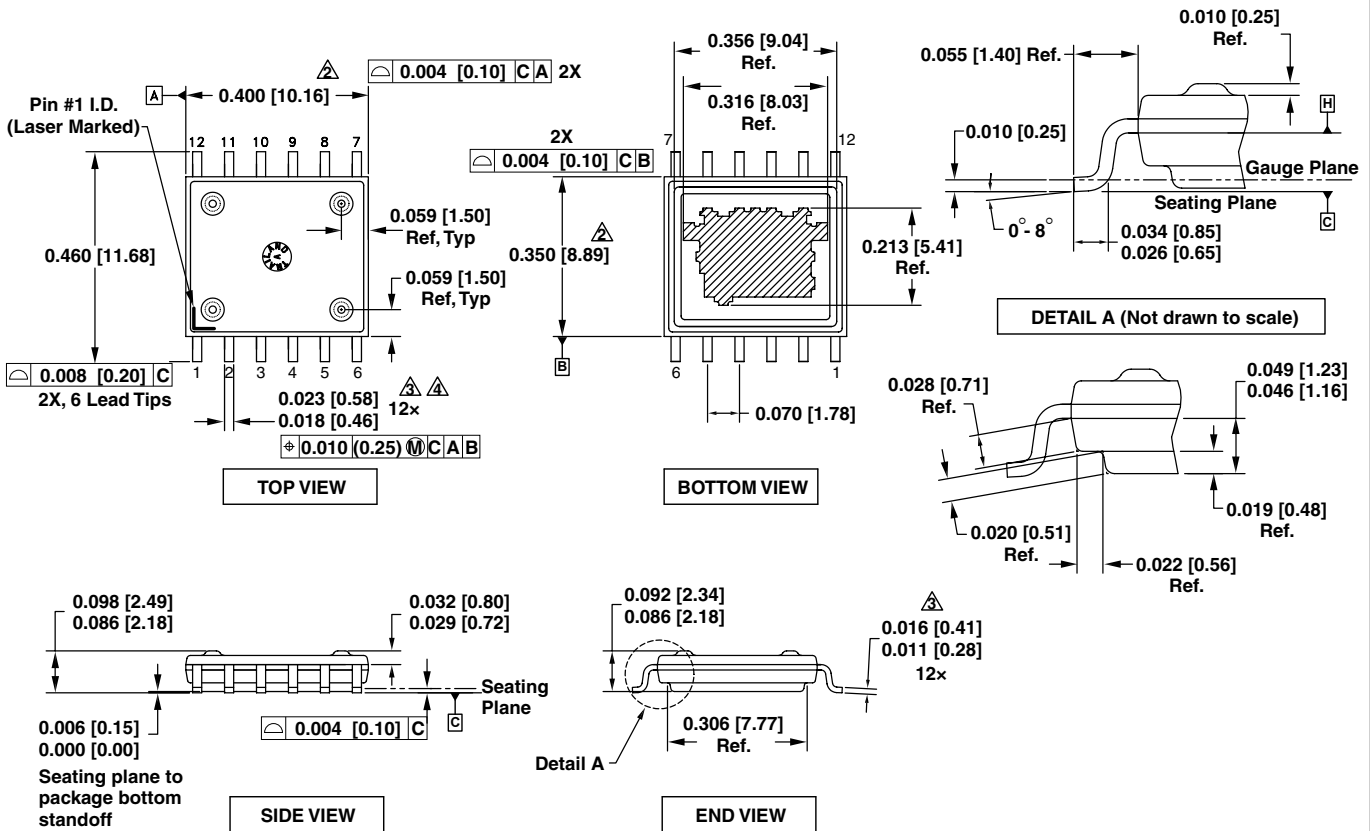
참고:

1. JEDEC 참조: MS-012.
2. 몰드 플래시(Mold Flash) 및 메탈 버(Metal Burr)를 포함하지 않는 패키지 외형입니다.
3. 도금 두께를 포함한 패키지 외형입니다.
4. 기준점 A 및 기준점 B는 기준면 H에서 결정됩니다.
5. 제어 치수 단위는 밀리미터로써 인치 치수는 괄호 안에 표시되어 있으며 각도는 도 단위로 표시되어 있습니다.

D07C

PI-4526-040110

### eSOP-12 (K Package)

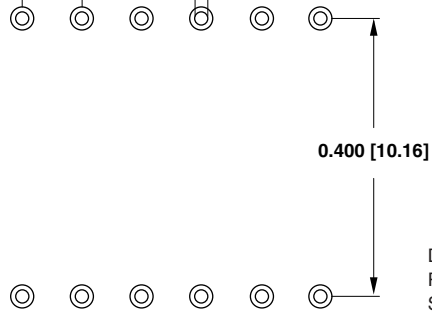
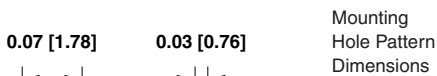
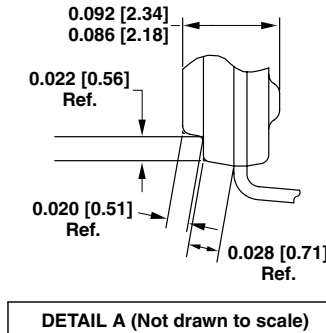
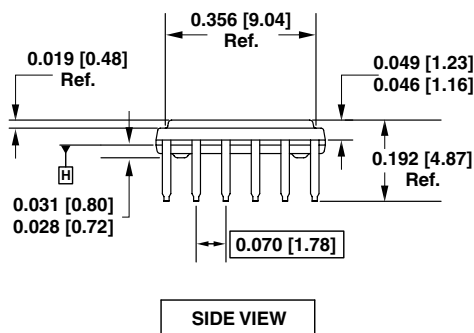
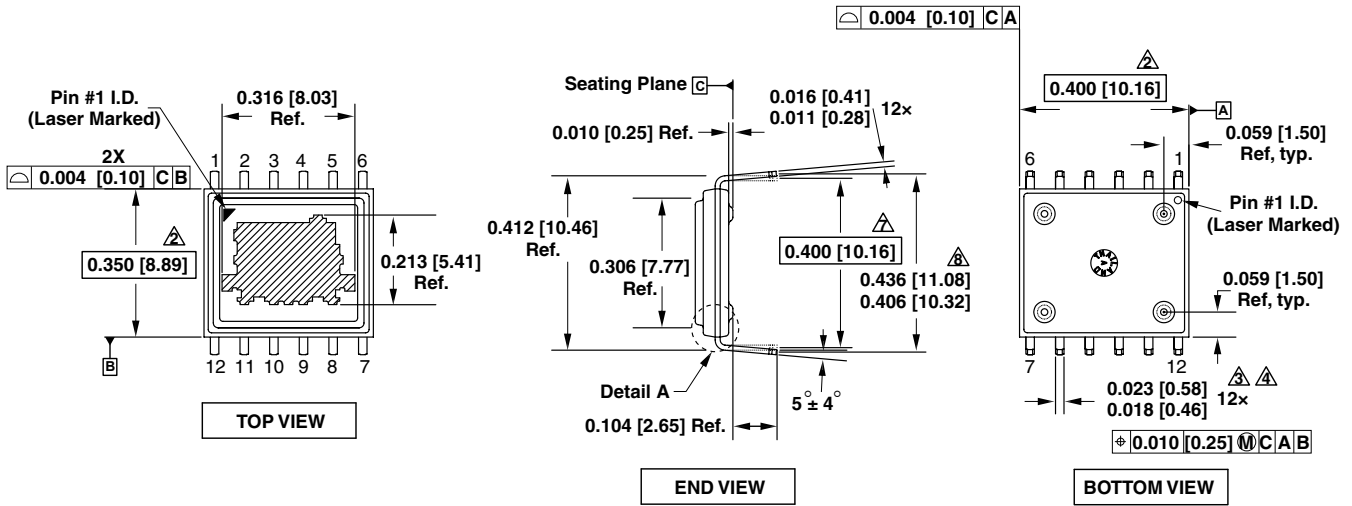


- 참고:**
- ASME Y14.5M-1994당 치수 및 공차입니다.
  - 표시된 치수는 몰드 플래시(Mold Flash), 타이 바 버(Tie Bar Burr), 게이트 버(Gate Burr), 인터리드 플래시(Interlead Flash)를 포함하지 않는 플라스틱 본체의 치수이지만 플라스틱 본체의 윗면과 아랫면의 불일치한 요소가 포함됩니다. 최대 몰드 돌출은 측면당 0.007 [0.18]입니다.
  - 표시된 치수에는 도금 두께가 포함됩니다.
  - 인터리드 플래시(Interlead Flash) 또는 돌출이 포함되지 않습니다.
  - 제어 치수 단위는 인치(Inch)이며 밀리미터(mm)치수는 괄호 안에 표시하였습니다.
  - 기준점 A와 B는 기준점 H에서 결정됩니다.

PI-5748-082510



eDIP-12 (V Package)

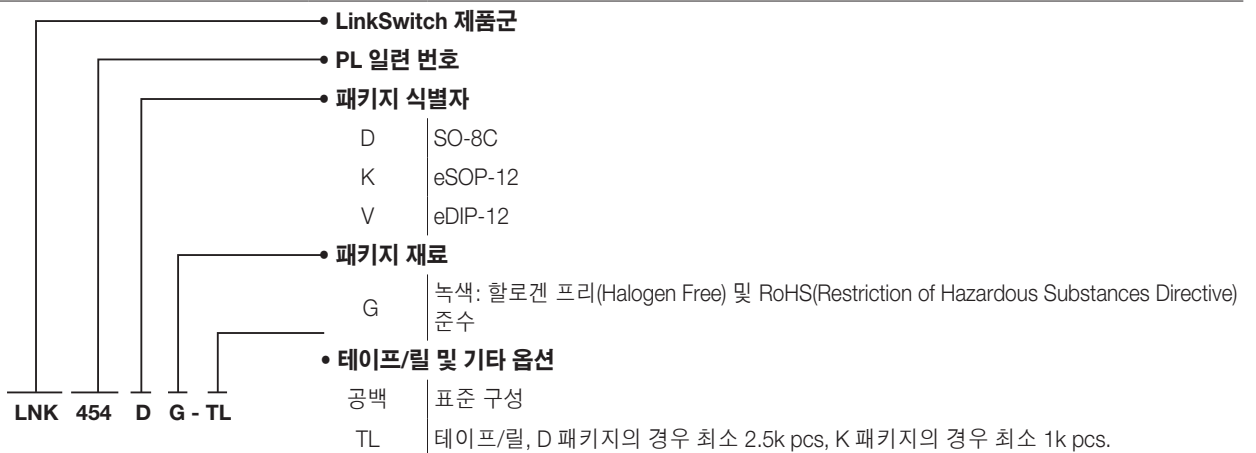


참고:

- ASME Y14.5M-1994당 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 뒷면과 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.
- 제어 치수 단위는 인치(Inch)이며 밀리미터(mm) 치수는 괄호 안에 표시하였습니다.
- 기준점 A와 B는 기준점 H에서 결정됩니다.
- 기준점 C에 수직이 되는 지점에서 리드간의 거리를 측정하였습니다.
- 수직이 아닌 상태에서 측정한 결과입니다.
- JEDEC SPP-012에 대한 리드 번호입니다.

PI-5556-110210

부품 주문 정보





개정	참고	일자
A	최초 출시	11/01/10

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

Power Integrations는 안정성 또는 생산성 향상을 위하여 언제든지 당사 제품을 변경할 수 있는 권한이 있습니다. Power Integrations는 여기서 설명하는 장치나 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 Power Integrations에서 출원 중인 미국 및 해외 특허를 포함할 수 있습니다. Power Integrations의 전체 특허 목록은 [www.powerint.com](http://www.powerint.com)에서 확인할 수 있습니다. Power Integrations는 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. 다음과 같이 사용되는 경우:

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, DPA-Switch, PeakSwitch, CAPZero, SENZero, EcoSmart, Clampless, E-Shield, Filterfuse, StakFET, PI Expert 및 PI FACTS는 Power Integrations, Inc의 상표입니다. 다른 상표는 각 회사 고유의 자산입니다.

© 2010, Power Integrations, Inc.

## Power Integrations 전 세계 판매 지원 지역

### 세계 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@powerint.com](mailto:usasales@powerint.com)

### 중국(상하이)

Room 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:  
[chinasales@powerint.com](mailto:chinasales@powerint.com)

### 중국(셴젠)

Rm A, B & C 4th Floor, Block C,  
Electronics Science and  
Technology Bldg., 2070  
Shennan Zhong Rd,  
Shenzhen, Guangdong,  
China, 518031  
전화: +86-755-8379-3243  
팩스: +86-755-8379-5828  
전자 메일:  
[chinasales@powerint.com](mailto:chinasales@powerint.com)

### 독일

Rüeckertstrasse 3  
D-80336, Munich  
Germany  
전화: +49-89-5527-3910  
팩스: +49-89-5527-3920  
전자 메일:  
[eurosales@powerint.com](mailto:eurosales@powerint.com)

### 인도

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

### 이탈리아

Via De Amicis 2  
20091 Bresso MI  
Italy  
전화: +39-028-928-6000  
팩스: +39-028-928-6009  
전자 메일:  
[eurosales@powerint.com](mailto:eurosales@powerint.com)

### 일본

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

### 한국

대한민국 서울특별시  
강남구 삼성동  
도심 공향 터미널 빌딩 159-6  
6층 RM 602, 우편번호: 135-728  
전화: +82-2-2016-6610  
팩스: +82-2-2016-6630  
전자 메일:  
[koreasales@powerint.com](mailto:koreasales@powerint.com)

### 싱가포르

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

### 대만

5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec. 1  
Nei Hu Dist.  
Taipei, Taiwan 114, R.O.C.  
전화: +886-2-2659-4570  
팩스: +886-2-2659-4550  
전자 메일:  
[taiwansales@powerint.com](mailto:taiwansales@powerint.com)

### 유럽 본사

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:  
[eurosales@powerint.com](mailto:eurosales@powerint.com)

### 애플리케이션 문의 전화

전 세계 통합 번호 +1-408-414-9660

### 애플리케이션 문의 팩스

전 세계 통합 번호 +1-408-414-9760