

LNK403-410/413-420

LinkSwitch-™-PH LED 드라이버 IC 제품군



일체형 PFC, 1차측 정전류 컨트롤 및 TRIAC 디밍/비디밍 선택 옵션

제품의 주요 특징

단순화된 오프라인 LED 드라이버

- PFC와 정확한 정전류(CC) 출력을 일체형(Single-stage)으로 구현
 - 긴 수명의 설계 가능(전해 커패시터를 사용하지 않음)
 - 오프토크플러 및 모든 2차측 전류 컨트롤 회로를 사용하지 않음
 - 컨트롤 루프 보상 회로를 사용하지 않음
- 단순화한 1차측 PWM 디밍 인터페이스
- 유니버설 입력 전압 범위 사용
- 깜박임 없는(flicker-free) TRIAC 디밍에 최적화 : LNK403-410

EcoSmart™ - 에너지 효율성

- 출력 CC 컨트롤과 PFC의 집적화
 - 매우 향상된 효율성, >90% 달성 가능
 - 부품 수 절감
 - 전류 센싱 저항 없음
- 대기 전력이 낮은 원격 ON/OFF 기능 (230VAC에서 <50mW)

정확하고 일관된 성능

- 트랜스포머 인덕턴스 편차 보상
- 라인 입력 전압 편차 보상
- 주파수 지터링을 통하여 EMI 필터 크기 및 비용 크게 절감

고급 보호 및 안전 기능

- 회로 단락을 막기 위한 오토-리스타트
- 오픈 회로에서의 고장 감지 모드
- 히스테리시스(Hysteresis)를 갖는 자동 쉼 섯다운 리스타트
- PCB와 패키지에서 모두 DRAIN 및 다른 모든 신호 핀 간의 고전압 연면거리 요구 사항 충족

친환경 패키지

- 할로겐 프리 및 RoHS 준수 패키지

애플리케이션

- 오프라인 LED 드라이버

설명

LinkSwitch-PH를 사용하면 긴 수명, 고효율, PF >0.9, TRIAC 디머 기능(LNK403-410)이 요구되는 LED 드라이브의 구현이 매우 용이해집니다. 일체형으로 구현된 역률 및 정전류 컨트롤러로 인해 스위칭 스테이지 및 전해 벌크 커패시터가 필요 없습니다. LinkSwitch-PH 디바이스에 사용되는 한층 더 개선된 1차측 컨트롤 기술은 오프토크플러 및 전류 센싱 회로를 필요 없게 하고 정확한 정전류 컨트롤을 가능하게 합니다.

LinkSwitch-PH는 725V 파워 FET, 연속 모드 PWM 컨트롤러, 셸프 바이어스용 고전압 스위칭 전류 소스, 주파수 지터링, 사이클 별 전류 제한 및 히스테리시스(Hysteresis) 쉼 섯다운을 포함하는 보호 회로 등이 통합되어 있습니다.

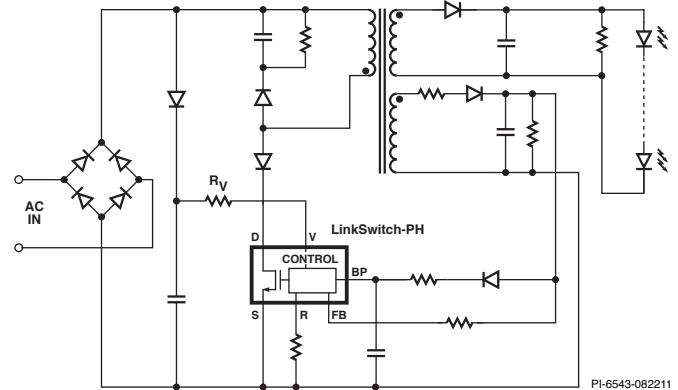


그림 1. 일반 애플리케이션 회로도

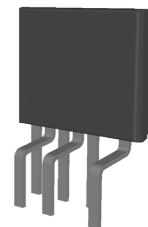
출력 전력표^{1,2}

제품 ⁵	$R_V = 2M\Omega$		$R_V = 4M\Omega$	
	85~132VAC		85~308VAC	
	최소 출력 전력 ³	최대 출력 전력 ⁴	최소 출력 전력 ³	최대 출력 전력 ⁴
LNK403/413E/L	2.5W	4.5W	6.5W	12W
LNK404/414E/L	2.5W	5.5W	6.5W	15W
LNK405/415E/L	3.8W	7.0W	8.5W	18W
LNK406/416E/L	4.5W	8.0W	10W	22W
LNK407/417E/L	5.5W	10W	12W	25W
LNK408/418E/L	6.8W	13.5W	16W	35W
LNK409/419E/L	8.0W	20W	18W	50W
LNK410/420E/L	18W	31W	40W	78W

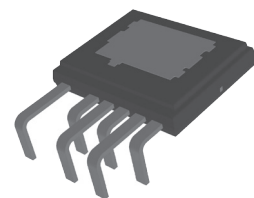
표 1. 출력 전력표

참고:

1. 적절한 히트싱크를 가진 오픈 프레임 설계에서의 연속 전력은 주변 온도 70°C에서 측정.
2. 효율성이 >80%인 일반 LED 스트링 전압에서 계산된 전력 레벨입니다.
3. $C_{BP} = 10\mu F$ 인 최소 출력 전력입니다.
4. $C_{BP} = 100\mu F$. LNK4x3EG $C_{BP} = 10\mu F$ 인 최대 출력 전력입니다.
5. 패키지: eSIP-7C, eSIP-7F.



eSIP-7C(E 패키지)



eSIP-7F(L 패키지)

그림 2. 패키지 옵션

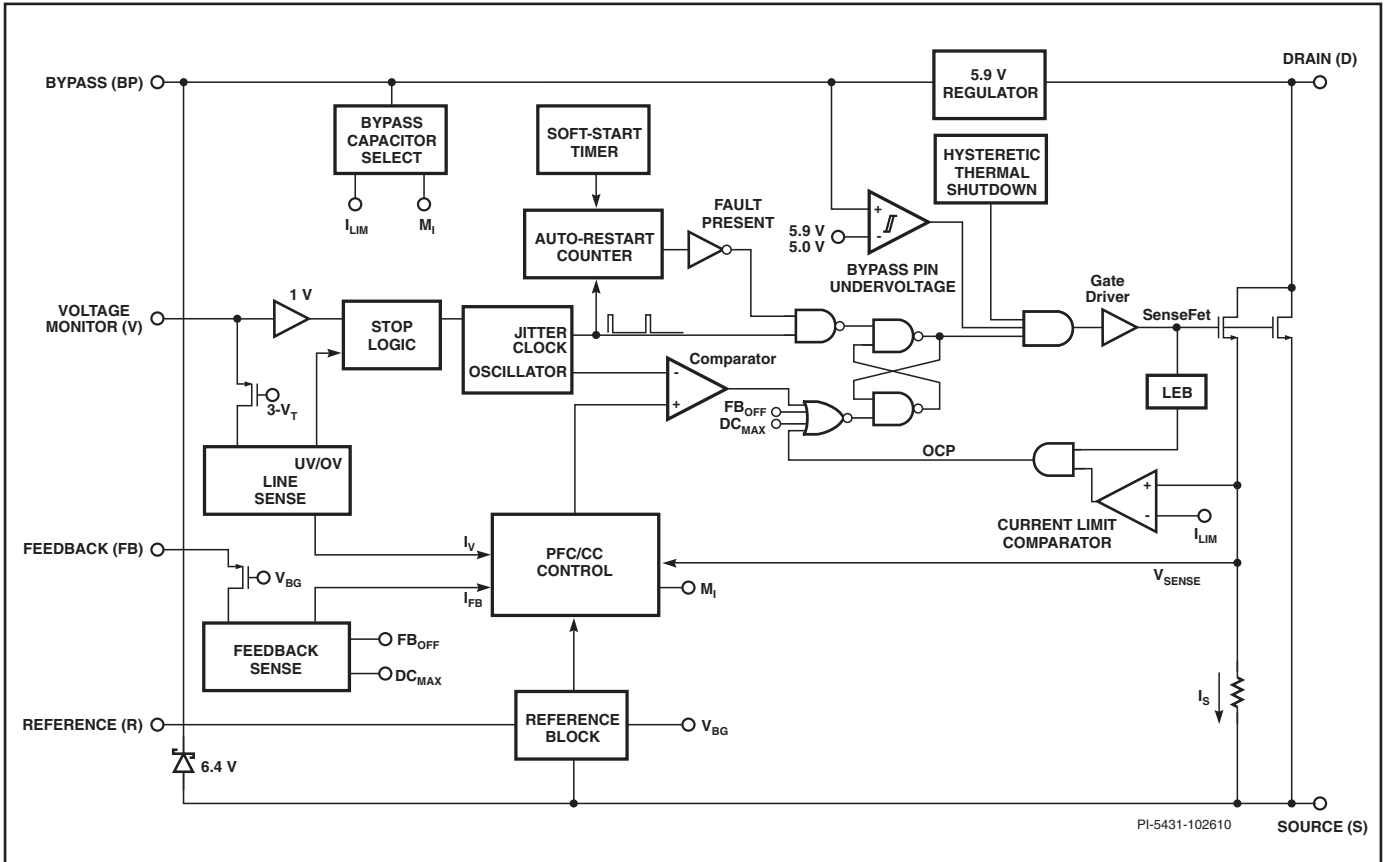


그림 3. 기능 블록 다이어그램

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 상태로 보호하기 위한 회로가 포함되어 있습니다.

REFERENCE(R) 핀:

이 핀은 외부 정밀 저항에 연결되고 디밍(LNK403-410) 및 비 TRIAC 디밍(LNK413-420) 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 입력 저전압(UV) 및 과전압(OV)에 대한 정지 로직(stop logic)을 제어하고 출력 전류 및 원격 ON/OFF 기능 제어를 위한 피드 포워드를 제공하는 데 사용됩니다.

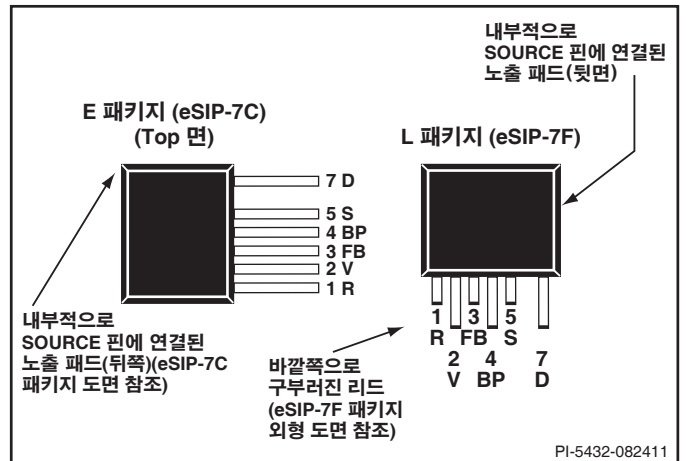


그림 4. 핀 구성

기능 설명

LinkSwitch-PH 디바이스는 컨트롤러 및 고전압 파워 FET를 하나의 패키지에 모놀리식으로 통합하고 있습니다. 컨트롤러는 고역률 및 정전류 출력 모듈을 싱글 스테이지로 구현합니다. LinkSwitch-PH 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.

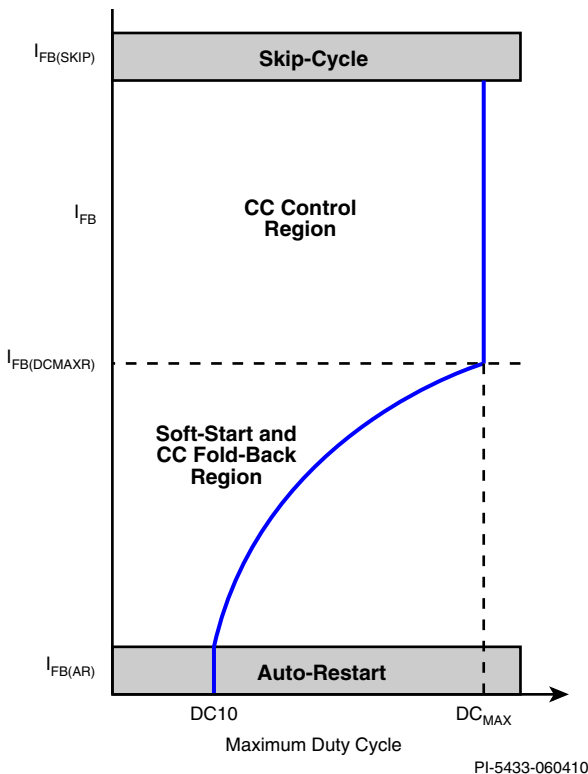


그림 5. FEEDBACK 핀 전류 특성

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 오버슈트를 방지하기 위해 모노토닉 출력 전류 스타트업 특성을 증진시킵니다.

REFERENCE 핀

REFERENCE 핀은 외부 저항을 통해 그라운드(SOURCE)에 연결됩니다. 선택한 값에 따라 내부 기준이 설정되고 디밍(LNK403-410) 및 비디밍(LNK413-420) 작업을 위한 작동 모드와 VOLTAGE MONITOR 핀의 입력 저전압 및 과전압 기준값이 결정됩니다. LNK413-420을 사용하는 비디밍 또는 PWM 디밍 애플리케이션의 경우 하이 라인 및 유니버설 입력 전압 설계에 대한 외부 저항은 $24.9k\Omega \pm 1\%$ 이어야 하고 로우 라인 입력 전압 설계에 대해 $49.9k\Omega \pm 1\%$ 이어야 합니다. LNK403-410을 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 사용하지 않아야 합니다.

BYPASS 핀 커패시터 전력 게인 선택

LinkSwitch-PH에는 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 $100\mu F$ 커패시터로 선택되고 감소 전력 설정(더 높은 효율성을 위한)은 $10\mu F$ 커패시터로 선택됩니다. BYPASS 핀 커패시터는 내부 전력 게인뿐만 아니라 과전류 보호(OCP) 기준값을 설정합니다. 더 큰 디바이스들과 달리 LNK4x3 전력 게인은 프로그래밍할 수 없습니다. LNK4x3에는 $10\mu F$ 커패시터를 사용합니다.

스위칭 주파수

스위칭 주파수는 66kHz입니다. EMI 레벨을 더 줄이기 위해 스위칭 주파수는 약 $\pm 1kHz$ 만큼 지터됩니다(주파수 변조).

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 LinkSwitch-PH는 출력 전력을 줄이기 위해 최대 듀티 사이클을 클램핑합니다. 총 소프트 스타트 시간은 t_{SOFT} 입니다.

원격 ON/OFF 및 EcoSmart

VOLTAGE MONITOR 핀에는 입력과 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 LinkSwitch-PH는 전류 스위칭 사이클을 완료합니다.

또한 LinkSwitch-PH를 OFF시키고 오랜 기간 동안 전력 소비를 매우 낮게 유지하기 위해 원격 ON/OFF 기능은 ECO-모드 또는 전력 스위치로 사용됩니다. 이 모드로 전환된 후에 LinkSwitch-PH가 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.

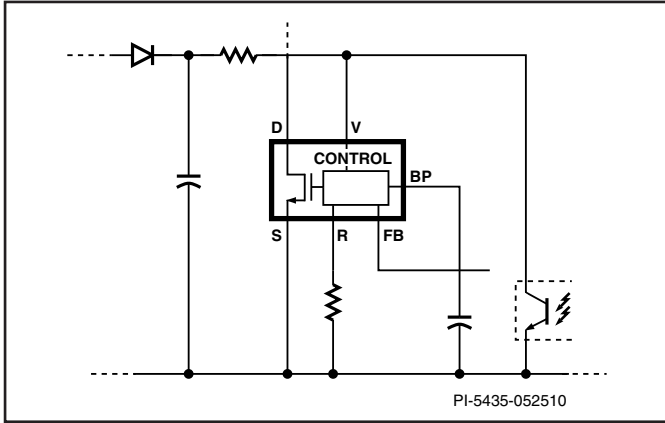


그림 6. 원격 ON/OFF VOLTAGE MONITOR 핀 컨트롤

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 LinkSwitch-PH는 바이패스 커패시터에 저장된 에너지를 사용합니다. 내부 회로의 매우 낮은 소비 전력은 LinkSwitch-PH가 DRAIN 핀에서 끌어온 전류로 지속적으로 작동이 가능하게 합니다. 바이패스 커패시터 값 10 또는 100 μ F는 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 LinkSwitch-PH에 외부적으로 전원을 공급하는 데 용이하게 쓰입니다. 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 손실을 최소화하기 위해 섀다운/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 저전압/과전압 보호

이 디바이스에는 VOLTAGE MONITOR 핀을 통해 감지된 최소 스타트업 및 최대 작동 전압을 제한하기 위한 입력 저전압 및 과전압 감지 기능이 둘 다 포함되어 있습니다. 저항을 통해 VOLTAGE MONITOR에 입력 라인 전압을 제공하려면 다이오드 및 커패시터로 구성된 외부 피크 감지기가 필요합니다. 파워 업될 때 I_{UV+} 는 입력 라인 전압이 저전압 기준값에 도달할 때까지 LinkSwitch-PH를 OFF 상태로 유지합니다. 파워 다운 시에는 출력이 레귤레이션을 벗어난 후에 I_{UV-} 기능이 오토-리스타트를 못하도록 합니다.

UV에 사용되는 저항과 동일한 저항이 입력 과전압(OV) 섀다운 기준값을 설정합니다. 이 기준값을 초과하면 전류 스위칭 사이클이 완료된 후 LinkSwitch-PH는 스위칭을 중단합니다. 입력 전압이 정상으로 돌아가고 나면 디바이스는 정상 작동을 다시 시작합니다. 노이즈로 인하여 트리거되는 것을 방지하기 위하여 OV 기준값에 약간의 히스테리시스가 제공됩니다. 파워 FET가 OFF 상태가 되면 드레인에 리플렉트 전압과 누설 스파이크 전압이 없어지기 때문에 정류된 DC 고전압 서지 내성이 파워 FET의 정격 전압(725V)까지 증가합니다.

히스테리시스(Hysteresis) 썬덜 섀다운

썬덜 섀다운 회로는 컨트롤러 칩 온도를 감지합니다. 기준값은 142°C로 설정되어 있습니다. 일반적으로는 75°C 히스테리시스를 갖습니다. 칩 온도가 이 기준값(142°C) 이상 상승하면 파워 FET는 비활성화되고 칩 온도가 75°C로 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

14W TRIAC 디밍 기능이 있는 고역률 LED 드라이버 설계 예제

그림 7의 회로도는 LinkSwitch-PH 제품군의 LNK406EG에 기초한 TRIAC 디밍 기능이 있는 고역률 LED 드라이버를 보여줍니다. 이 드라이버는 PAR 램프 장착 애플리케이션에 이상적인 0.5A(±5%)의 정전류를 가진 28V 전압에서 LED 스트링을 구동하도록 최적화되었습니다. 이 설계는 90VAC ~ 265VAC의 유니버설 입력 전압 범위에서 작동하는 반면 90VAC ~ 132VAC의 입력 전압 범위에서는 출력 전류 허용 오차를 제공합니다(간단한 부품 값 변경을 통해 하이 라인 전용 애플리케이션에만 구성할 수 있음).

이 설계의 주요 목표는 최첨단의 표준 TRIAC AC 디머와의 호환성, 매우 광범위한 디밍 범위(1000:1, 500mA:0.5mA), 고효율(>85%) 및 고역률(>0.9)을 제공하는 것입니다. 또한 무부하, 과부하, 출력 단락 상태 및 과열 등과 같은 고장으로부터 이 설계는 완전하게 보호됩니다.

회로 설명

LinkSwitch-PH(U1)는 파워 FET, 컨트롤러 및 스타트업 기능을 단일 패키지에 통합하여 기존 제품보다 부품 수를 줄여줍니다. 절연된 연속 동통 모드 플라이백 컨버터의 일부로 구성되는 U1은 설계에 포함된 소형 입력 커패시터스와 함께 내부 제어 알고리즘을 통해 고역률을 제공합니다. 연속 동통 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.

입력 스테이지

퓨즈 F1은 부품 오류 보호 기능을 제공하고 RV1은 디퍼렌셜 라인 서지 동안에 클램프를 하도록 하면서 내부 파워 FET의 725V 정격보다 작게 U1의 피크 드레인 전압을 유지합니다. 브릿지 정류기 BR1은 AC 라인 전압을 정류합니다. 1차측 및 2차측 간의 안전 절연 배리어를 브릿지하는 안전 정격 Y 클래스 커패시터(C7)와 함께 L1-L3, C1, R16 및 R17은 EMI 필터링을 제공합니다. R16 및 R17 저항은 L1, L2, C1 및 AC 입력 임피던스 간에 형성된 모든 공진을 댐핑하도록 작동합니다. 1차측 스위칭 전류를 위한 낮은 임피던스 소스를 제공하려면 소형 벌크 커패시터(C2)가 필요합니다. 역률을 0.9보다 크게 유지하기 위해 C1 및 C2의 최대값이 제한됩니다.

LinkSwitch-PH 1차측

피크 라인 전압 정보를 U1에 제공하기 위해 들어오는 정류된 AC 피크는 D2를 통해 C3을 충전합니다. 그런 다음 R2 및 R3을 통해 U1의 VOLTAGE MONITOR 핀에 전류로 공급됩니다. 또한 LinkSwitch-PH는 라인 입력 과전압 및 저전압 보호 기준값을 설정하기 위해 이 센싱 전류를 사용합니다. R1 저항은 입력 주파수 리플이 생성되는 것을 방지하기 위해 정류된 AC의 시정수보다 훨씬 긴 시정수를 가진 C3에 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(R4)이 REFERENCE 핀에서 사용되고 4MΩ 저항(R2+R3)이 VOLTAGE MONITOR 핀에서 사용됩니다. 또한 R4 저항은 내부 라인 입력 저전압 및 과전압 보호 기준값을 설정합니다.

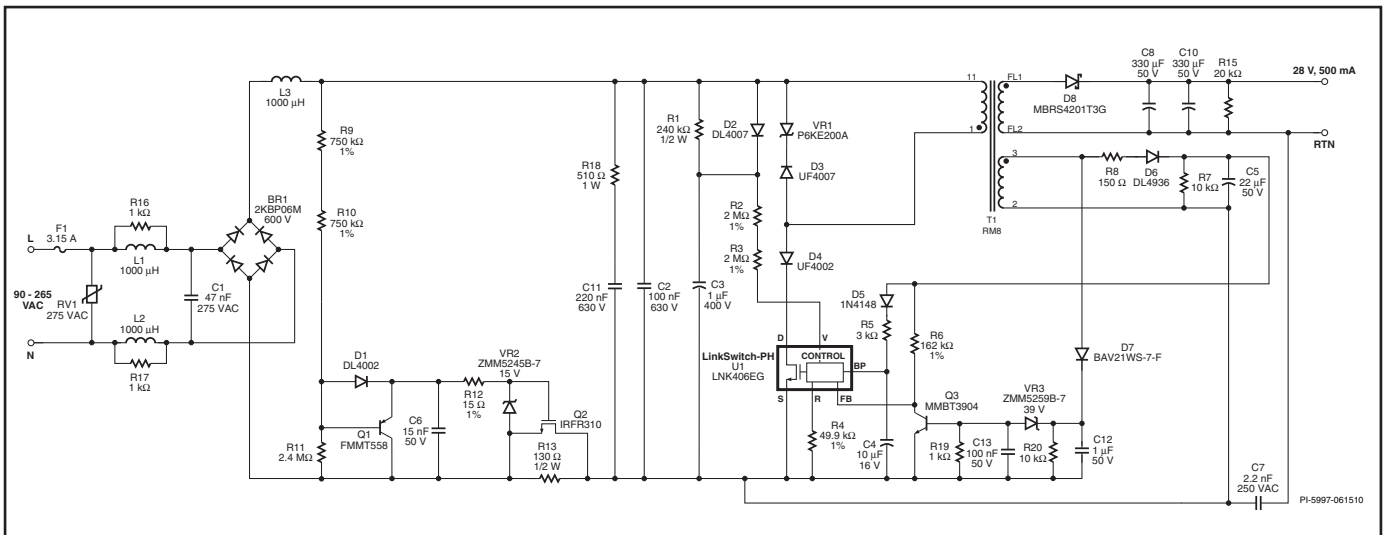


그림 7. 절연, TRIAC 디밍 가능, 고역률, 유니버설 입력, 14W LED 드라이버의 회로도

다이오드 D3 및 VR1은 누설 인덕턴스의 영향으로 인해 드레인 전압을 안전한 레벨로 클램핑합니다. C2 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.

다이오드 D6, C5, R7 및 R8은 트랜스포머의 보조 권선에서 1차측 바이어스 서플라이를 만듭니다. 커패시터 C4는 내부 컨트롤러용 서플라이 핀에 해당하는 U1의 BYPASS 핀을 위한 로컬 디커플링을 제공합니다. 스타트업 동안에 C4는 디바이스 DRAIN 핀에 연결된 내부 고전압 전류 소스에서 ~6V로 충전됩니다. 따라서 R5를 통해 바이어스 서플라이에서 작동 공급 전류가 제공되는 지점에서 부품을 스위칭을 시작할 수 있습니다. 또한 커패시터 C4는 출력 전력 모드를 선택합니다(감소된 전력의 경우, U1에서 전력 소모를 줄이고 효율성을 향상시키기 위해 10 μ 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. R6 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 D7, C12, R20, VR3, C13, Q3 및 R19에 의해 설정됩니다. 출력 부하가 연결 해제되는 경우 VR3이 도통될 때까지 바이어스 전압이 증가하며 Q3은 ON 상태가 되고 FEEDBACK 핀으로 흐르는 전류는 감소합니다. 이 전류가 20 μ A 아래로 내려갈 경우 부품은 오토-리스타트로 진입하고 출력 및 바이어스 전압이 해당 시간 동안 떨어질 수 있도록 1500ms 동안 스위칭이 비활성화됩니다.

출력 정류

트랜스포머 2차측 권선은 D8에 의해 정류되고 C8 및 C10에 의해 필터링됩니다. 효율성을 위해 쇼트키 배리어 다이오드가 선택되었고 피크 간 전류와 LED 리플 전류(평균값의 40%)를 제공하기 위해 C8 및 C10의 결합된 값이 선택되었습니다. 더 낮은 리플이 권장되는 설계의 경우 출력 커패시턴스 값을 늘릴 수 있습니다. 무부하 상태에서 출력 전압을 제한하는 R15에 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 TRIAC가 불규칙적으로 작동할 때 제한된 디밍 범위 및/또는 깜박임과 같은 바람직하지 않은 동작이 발생할 수 있습니다. LED 램프가 라인에 제공하는 상대적으로 큰 임피던스 덕분에 TRIAC가 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 댄퍼와 패시브 블리더가 통합되었습니다. 이러한 회로는 손실이 증가하여 서플라이의 효율성이 저하된다는 약점이 있습니다. 비디밍 애플리케이션의 경우 이러한 부품을 생략할 수 있습니다.

액티브 댄퍼는 R13과 함께 R9, R10, R11, R12, D1, Q1, C6, VR2, Q2 부품으로 구성됩니다. 이 회로는 TRIAC 도통의 처음 1ms 동안 R13을 직렬로 배치하여 TRIAC가 ON 상태가 되었을 때 C2를 충전하기 위해 돌입 전류를 제한합니다. 약 1ms 후에 Q2가 ON 상태가 되고 R13을 단락시킵니다. 이로 인해 R13에서 전력 손실이 낮게 유지되고 전류 제한 동안에 더 큰 값이 허용됩니다. R9, R10, R11 및 C6 저항은 TRIAC 도통 후에 1ms의 딜레이가 발생합니다. 트랜지스터 Q1은 TRIAC가 도통 중이 아니면서 VR2가 Q2의 게이트 전압을 15V로 클램핑할 경우 C6을 방전시킵니다.

패시브 블리더 회로는 C11 및 R18로 구성됩니다. 이 회로는 유효 드라이버 저항에 해당하는 입력 전류가 각 AC 하프 사이클에서 증가하는 동안에 입력 전류를 TRIAC 유지 전류보다 높게 유지하게 합니다.

7W 고역률 디밍 기능이 없으며 LED 드라이버의 라인 레귤레이션이 향상된 설계 예제

그림 8의 회로도는 LinkSwitch-PH 제품군의 LNK413EG에 기초한 고역률 LED 드라이버를 보여줍니다. 이 드라이버는 PAR20/PAR30 램프 장착 애플리케이션에 이상적인 0.33A의 정전류를 가지며 전압이 21V일 경우에 LED 스트링을 구동하도록 최적화되었습니다. 또한 이 설계는 90VAC ~ 265VAC의 유니버설 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.

회로 설명

입력 스테이지

퓨즈 F1은 부품 오류 보호 기능을 제공하고 RV1은 디퍼렌셜 라인 서지 동안에 클램프를 하도록 하면서 내부 파워 FET의 725V 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(C7)와 함께 L1-L3, C2은 EMI 필터링을 제공합니다. R2 및 R3 저항은 L1, L2, C2 및 AC 입력 임피던스 간에 형성된 모든 공진을 댐핑하도록 작동합니다. 1차측 스위칭 전류를 위한 낮은 임피던스 소스를 제공하려면 소형 벌크 커패시터(C3)가 필요합니다. 역률을 0.9보다 크게 유지하기 위해 C2 및 C3의 최대값이 제한됩니다.

LinkSwitch-PH 1차측

피크 입력 전압 정보를 U1에 제공하기 위해 들어오는 정류된 AC 피크는 D6을 통해 C8을 충전합니다. 그런 다음 R4, R7 및 R8을 통해 U1의 VOLTAGE MONITOR 핀에 전류로 공급됩니다. VOLTAGE MONITOR 핀 전류와 FEEDBACK 핀 전류는 평균 출력 LED 전류를 제어하기 위해 내부적으로 사용됩니다. VOLTAGE MONITOR 핀에 연결된 R4, R7 및 R8(3.909MΩ)과 R11 및 R12(1.402MΩ)의 결합된 값은 전체 90VAC ~ 265VAC 입력 범위에서 뛰어난 라인 레귤레이션을 제공합니다.

또한 디바이스는 라인 입력 과전압 및 저전압 보호 기준값을 설정하기 위해 VOLTAGE MONITOR 핀 전류를 사용합니다.

다이오드 D1 및 VR1은 누설 인덕턴스의 영향으로 인해 드레인 전압을 안전한 레벨로 클램핑합니다. 최소한의 부품 수와 최대한의 효율성을 위해 제너 클램프가 선택되었습니다. AC 입력 전압이 권선비에 의해 발생된 전압(V_{op})보다 낮은 기간 동안에 역방향 전류가 U1을 통과하는 것을 방지하기 위해 다이오드 D5가 필요합니다. 이 설계에는 공간 효율적 RM6 코어가 선택되었습니다. RM 코어 형상은 노이즈를 최소화하는 데 도움이 되지만 안전 공간 요구 사항을 충족하기 위해 플라잉 리드를 사용해야 합니다.

다이오드 D3, C6, R5, R9 및 R18은 트랜스포머의 보조 권선에서 1차측 바이어스 서플라이를 만듭니다. 바이어스와 출력 전압에 대한 추적 기능을 향상시키기 위해서 R5 저항은 누설 인덕턴스가 발생시키는 전압 스파이크를 필터링합니다. 또한 C6를 사용하여 ~100Hz에서 극점을 형성합니다. 서플라이를 보호하기 위해 U1이 오토-리스타트 작동에 진입했을 때 출력 단락 동안 바이어스 전압이 감소할 수 있도록 R9 및 R18 저항은 소형 부하로 동작합니다.

D8, C14, R24, VR3, C15, R23 및 Q2로써 출력 과전압 및 부하 연결 해제 보호 기능을 가능하게 합니다. 출력 LED 부하가 연결 해제된 경우 출력 전압이 상승하고 이로 인해 C14 양단의 바이어스 권선 전압이 상승합니다. 이 전압이 VR3의 정격 전압을 초과할 경우 Q2는 ON 상태가 되어 U1의 FEEDBACK 핀을 풀 다운하여 오토-리스타트 작동을 시작합니다. 오토-리스타트에 진입하면 출력의 소형 더미 부하와 함께 작동의 낮은 듀티 사이클 (~3%)로 인해 출력 전압이 높은 레벨로 상승하는 것이 방지됩니다. 출력 부하가 다시 연결되고 나면 정상 작동이 다시 시작됩니다.

커패시터 C12는 내부 컨트roller용 서플라이 핀에 해당하는 U1의 BYPASS 핀을 위한 로컬 디커플링을 제공합니다. 스타트업 동안에 C4는 디바이스 DRAIN 핀에 연결된 내부 고전압 전류 소스로부터 ~6V로 충전됩니다. 바이어스 전압이 상승하여 레귤레이션으로 들어가고 나면 작동 공급 전류가 R10을 통해 제공됩니다. 다이오드 D4는 스타트업 딜레이 시간이 증가하지 않도록 스타트업 동안에 U1이 C6을 충전하는 것을 방지합니다.

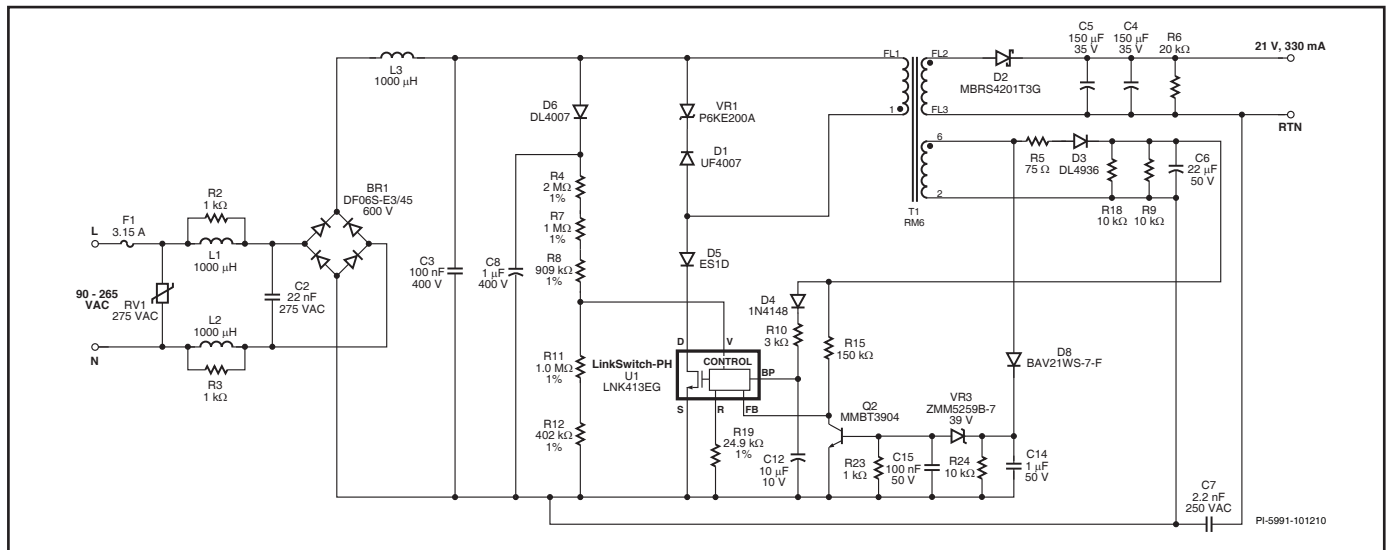


그림 8. 절연, 비디밍, 고역률, 유니버설 입력, 7W LED 드라이버의 회로도

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. R15 저항은 바이어스 전압을 U1의 FEEDBACK 핀에 공급되는 전류로 변환합니다. U1 내의 내부 엔진은 2:1 출력 전압 범위에서 정전류 출력 전류를 제공하기 위해 FEEDBACK 핀 전류, VOLTAGE MONITOR 핀 전류 및 드레인 전류 정보를 결합합니다.

출력 정류

트랜스포머 2차측 권선은 D2에 의해 정류되고 C4 및 C5에 의해 필터링됩니다. 효율성을 위해 쇼트키 배리어 다이오드가 선택되었고 허용 가능한 LED 리플 전류를 제공하기 위해 C4 및 C5의 결합된 값이 선택되었습니다. 더 낮은 리플이 권장되는 설계의 경우 출력 커패시턴스 값을 늘릴 수 있습니다. 무부하 상태에서 출력 전압을 제한하는 R6에 의해 소형 더미 부하가 제공됩니다.

주요 애플리케이션 고려 사항

전력표

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

1. 80%의 효율성
2. 70°C의 디바이스 주위 온도
3. 충분한 방열판으로 디바이스 온도를 100°C 이하로 유지.
4. 최소 출력 전력 열의 경우
 - 120V의 권선비에 의해 발생된 전압(V_{OR})
 - 135 μ A의 FEEDBACK 핀 전류
 - 10 μ F의 BYPASS 핀 커패시터 값
5. 최대 출력 전력 컬럼
 - 65V의 권선비에 의해 발생된 전압(V_{OR})
 - 165 μ A의 FEEDBACK 핀 전류
 - 100 μ F(LNK4x3EG = 10 μ F)의 BYPASS 핀 커패시터 값

85VAC를 초과하는 입력 라인 전압은 LinkSwitch-PH의 전력 공급 기능을 변경하지 않습니다.

디바이스 선택

필요한 출력 전력을 표 1의 값과 비교하여 디바이스 크기를 선택합니다. LinkSwitch-PH 디바이스의 주위 온도가 높거나 방열판을 사용하기 위한 공간이 아주 작은 온도의 이수가 있는 설계의 경우(e.g. 백열등 교체 설계), 최소 출력 전력 컬럼을 이용합니다. 이 때, 10 μ F 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 컬럼을 참조합니다. 이 경우에는 전력 설정이 하나만 있는 LNK4x3을 제외하고 모든 경우에 100 μ F 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.

REFERENCE 핀 저항 값 선택

LinkSwitch-PH 제품군에는 위상 디밍 디바이스인 LNK403-410 및 비디밍 디바이스인 LNK413-420이 포함되어 있습니다. 비디밍 디바이스는 하이 라인 및 유니버설 입력 전압 설계에서 24.9k Ω \pm 1% REFERENCE 핀 저항을 사용하고 로우 라인 입력 전압 설계에서 49.9k Ω \pm 1%를 사용하여 최상의 출력 전류 허용 오차를 구현합니다(AC 입력 전압 변경에 따라). 디밍 기능이 있는 디바이스는 49.9k Ω \pm 1%를 사용하여 가장 광범위한 디밍 범위를 구현합니다.

VOLTAGE MONITOR 핀 저항 네트워크 선택

LNK403-410을 사용한 가장 광범위한 AC 위상각 디밍 범위의 구현을 위해서 입력 전압 피크 감지기 회로에 4M Ω 저항을 연결합니다. 저항의 정격 전압이 피크 라인 전압에 충분한지 확인합니다. 필요한 경우, 여러 개의 저항을 직렬로 연결하여 사용합니다.

최상의 라인 레귤레이션을 위해 입력 전압 피크 감지기에 연결된 3.909M Ω 에 해당하는 직렬 저항 조합을 사용합니다. 또한 402k Ω 저항(총 1.402M Ω)으로 이루어진 직렬 상태의 1M Ω 를 VOLTAGE MONITOR 핀에서 SOURCE 핀으로 연결합니다. 정확성을 높이기 위해 1% 허용 오차 저항을 사용합니다. PIXIS 스프레드시트의 미세 조정 섹션을 사용하여 라인 레귤레이션을 더 향상시킬 수 있습니다. 자세한 내용은 LinkSwitch-PH 애플리케이션 노트를 참조하십시오.

1차측 클램프 및 출력 리플렉트 전압 V_{OR}

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_{OR} 보다 최소 1.5배 이상으로 선택해야 하고 이렇게 하면 누설 스파이크 도통 시간이 짧아집니다. 유니버설 입력 또는 하이 라인 전용 애플리케이션에서 제너 클램프를 사용할 경우 제너의 절대 허용 오차 및 온도 편차를 고려하여 135V 미만의 V_{OR} 을 사용하는 것이 좋습니다. 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 더 신중한 설계를 필요로 합니다. 이러한 V_{OR} 제한은 내부 FET의 정격 BV_{DSS} 에 기초합니다. 대부분의 설계에서는 최상의 PFC 및 레귤레이션 성능을 제공하는 60V ~ 100V의 V_{OR} 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_{OR} 을 초과해야 합니다. 정격 전류는 평균 1차측 전류의 2배를 초과해야 하고 선택한 LinkSwitch-PH 디바이스의 최대 드레인 전류와 같은 정격 피크를 가져야 합니다.

입력 전압 피크 감지 회로

LinkSwitch-PH는 피크 입력 전압을 사용하여 출력에 공급되는 전력을 제어합니다. 입력 리플을 최소화하고 최고 역률(>0.9)을 제공하기 위해 $1\mu F \sim 4.7\mu F$ 의 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 LinkSwitch-PH LNK403-410 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. $49.9k\Omega$ REFERENCE 핀 저항을 사용하면 자연 디밍 모드 작동이 선택됩니다.

리딩 엣지 위상 제어 디머

TRIAC을 기반으로 하는 낮은 가격의 리딩 엣지 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 끌어진 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 TRIAC가 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 블리더가 통합합니다. 이러한 회로는 손실이 증가하여 서플라이의 효율성이 저하된다는 약점이 있습니다. 비디밍 애플리케이션의 경우 이러한 부품을 생략할 수 있습니다.

그림 9(a)는 리딩 엣지 TRIAC 디머의 입력단에 있는 입력 전압 및 전류를 보여주고 그림 9(b)는 결과로 얻어진 정류된 버스 전압을 보여줍니다. 이 예제의 경우 TRIAC는 90도에서 도통됩니다.

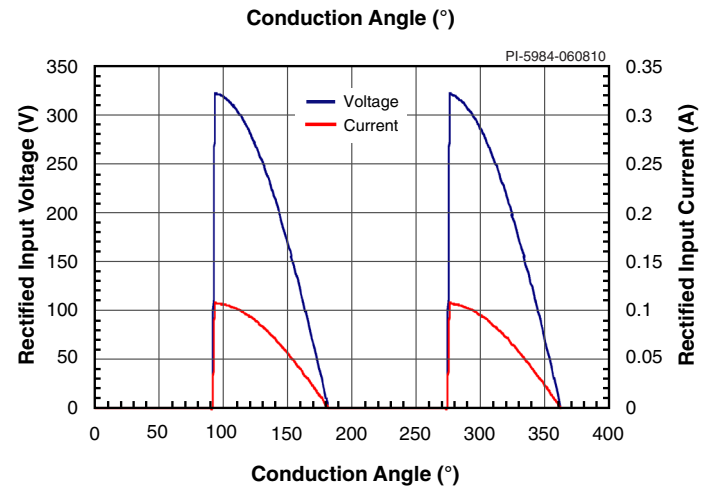
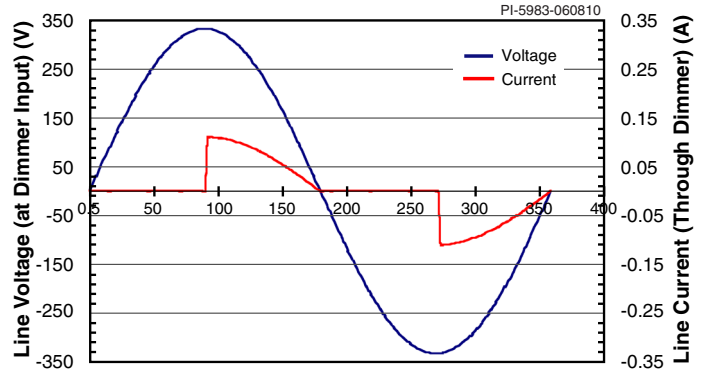


그림 9. (a) 90° 도통각에서 리딩 엣지 TRIAC 디머에 대한 이상적인 입력 전압 및 전류 파형 (b) TRIAC 디밍 출력 정류에 의한 결과 파형

그림 10은 TRIAC를 조기에 OFF 상태로 만들고 리-스타트할 경우의 원치 않는 정류된 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. 또한 하이 라인에서처럼 출력 전력에 대한 입력 전압의 영향이 큼니다. 그렇기 때문에 입력 전류와 TRIAC 전류는 더 낮지만 입력 커패시턴스 충전 시 피트 돌입 전류가 더 높고 더 많은 링잉을 생성합니다. 최종적으로 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.

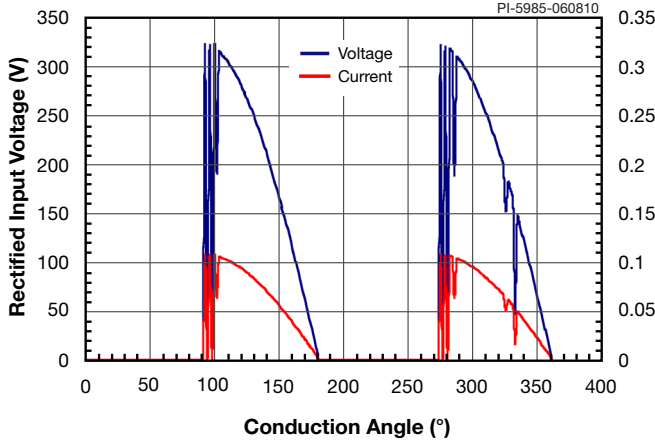


그림 10. 불규칙한 동작을 표시하는 위상각 디머 예제

먼저 블리더 회로를 추가합니다. 그런 다음 그림 7의 C11 및 R18과 같이 정류된 버스에 걸쳐 0.44 μ F 커패시터 및 510 Ω 1W 저항 (직렬로 연결된 부품들)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 7과 같이 액티브 댐퍼를 추가합니다. 이를 구성하는 부품은 R13과 함께 R9, R10, R11, R12, D1, Q1, C6, VR2, Q2입니다. 이 회로는 TRIAC이 도통되는 최초 1ms 동안 직렬로 연결된 R13에 의하여 TRIAC이 ON 상태가 되었을 때 C2를 충전하는 돌입 전류를 제한합니다. 약 1ms 후에 Q2가 ON 상태가 되고 R13을 단락시킵니다. 이로 인해 R13에서 전력 손실이 낮게 유지되고 전력 제한 동안에 더 큰 값을 사용할 수 있습니다. Q2가 ON 상태가 되기 전에 R9 및 R10 저항의 값을 늘려 딜레이를 증가시키면 디머 호환성이 향상되지만 R13에 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 TRIAC가 아니라 후면 간에 연결된 파워 FET를 사용하여 부하를 제어합니다. 이렇게 하면 TRIAC의 유지 전류 문제가 해결되고 전도가 제로 크로싱에서 시작하므로 고전류 서지 및 입력 링잉이 최소화됩니다. 일반적으로 이러한 유형의 디머에는 댐핑 및 블리더 회로가 필요하지 않습니다.

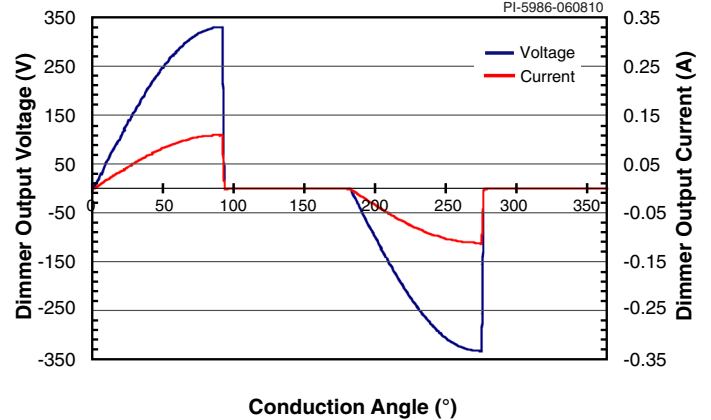


그림 11. 90° 도통각에서 트레일링 엣지 디머에 대한 이상적인 디머 출력 전압 및 전류 파형

리딩 엣지 디머와 함께 사용할 경우의 노이즈 고려 사항

디밍 시에 발생하는 노이즈는 일반적으로 입력 커패시터, EMI 필터 인덕터 및 트랜스포머로 인해 발생합니다. TRIAC가 작동하고 돌입 전류가 흘러 입력 커패시터를 충전할 때 입력 커패시터 및 인덕터에서는 AC 절반 사이클마다 높은 di/dt 및 dv/dt를 경험하게 됩니다. 필름 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 드라이버의 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 합니다. 트랜스포터의 출력 리턴 핀은 출력 필터 커패시터의 리턴측에 대한 패턴이 짧아야 합니다.

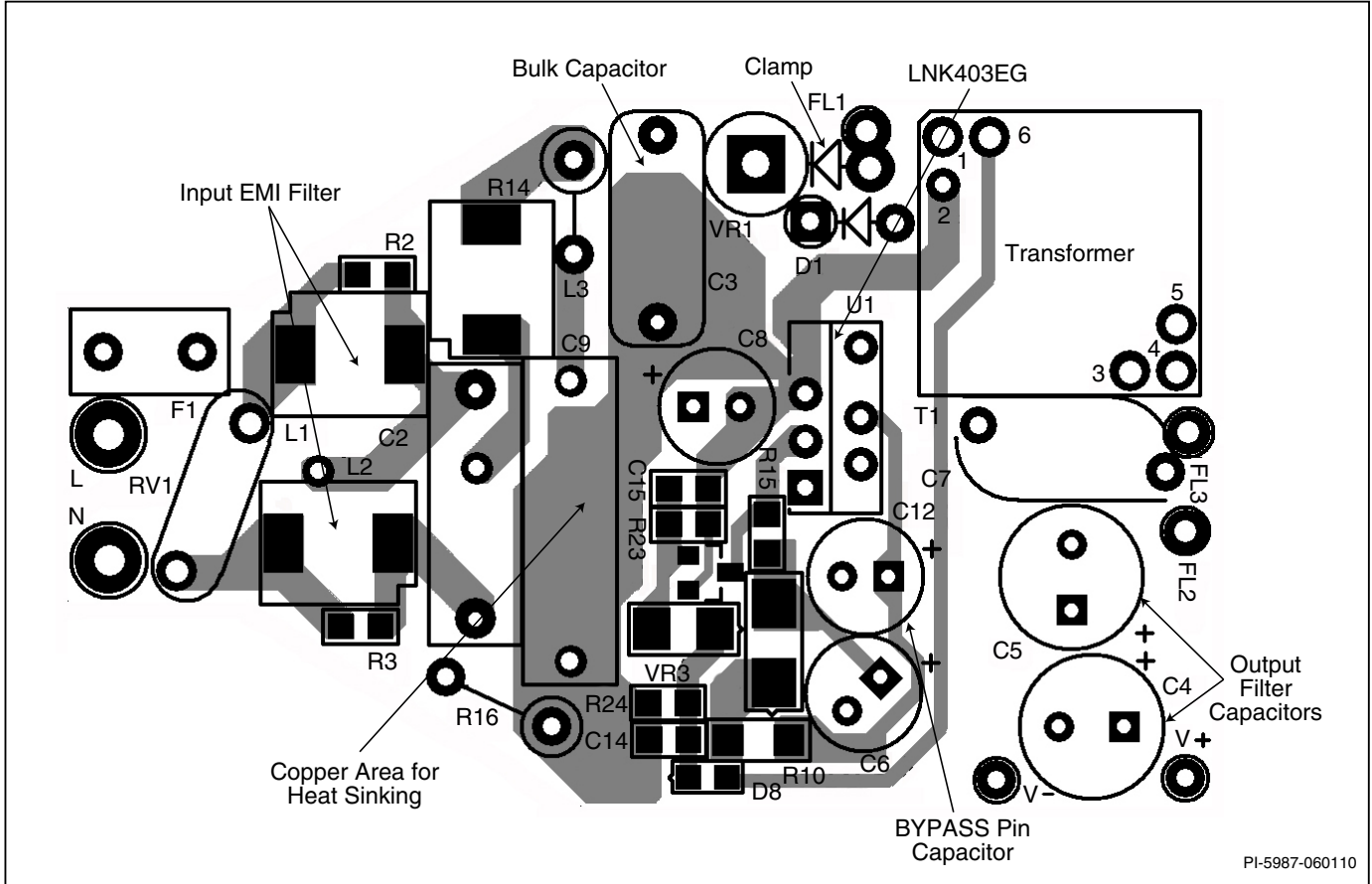
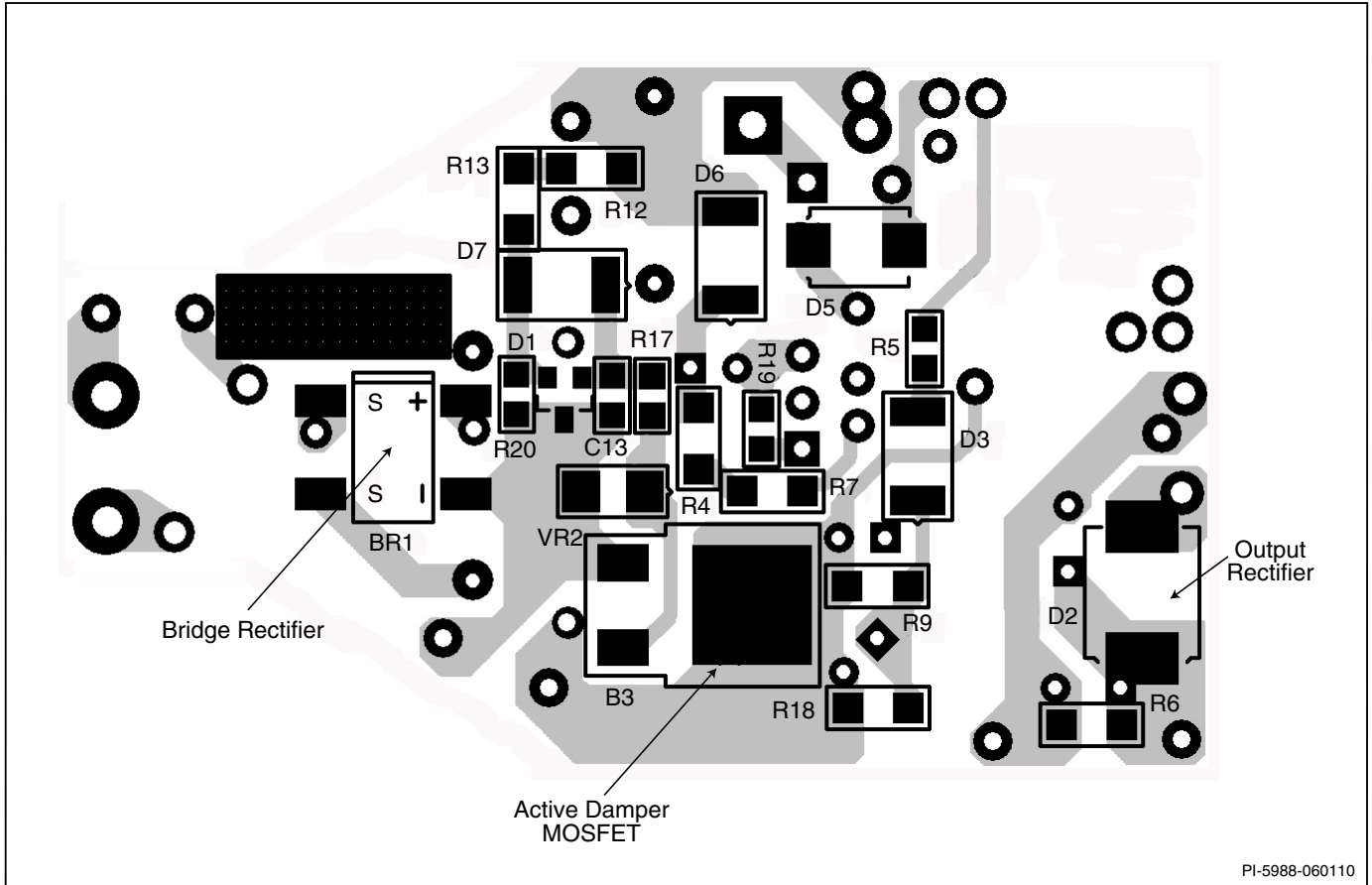


그림 12. RD-193 7W 레이아웃 예제, Top 레이어



PI-5988-060110

그림 13. RD-193 7W 레이아웃 예제, Bottom 레이어

빠른 설계 체크리스트

최대 드레인 전압

스타트업 및 고장 상태를 비롯한 모든 작동 조건하에서 피크 V_{DS} 가 725V를 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 데이터시트의 최대 정격 절대값으로 지정된 것 이하인지를 확인합니다.

써멀 검사

최대 출력 전력과 최소 및 최대 입력 전압 및 주위 온도에서 LinkSwitch-PH, 트랜스포머, 출력 다이오드, 출력 커패시터 및 드레인 클램프 부품에 대한 온도 스펙이 초과되지 않는지 확인합니다.

최대 정격 절대값^(1,4)

DRAIN 핀 피크 전류 ⁽⁵⁾ : LNK403, LNK413.....	1.37A
LNK404, LNK414.....	2.08A
LNK405, LNK415.....	2.72A
LNK406, LNK416.....	4.08A
LNK407, LNK417.....	5.44A
LNK408, LNK418.....	6.88A
LNK409, LNK419.....	7.73A
LNK410, LNK420.....	9.00A
DRAIN 핀 전압	-0.3 ~ 725V
BYPASS 핀 전압.....	-0.3 ~ 9V
BYPASS 핀 전류	100mA
VOLTAGE MONITOR 핀 전압	-0.3 ~ 9V ⁽⁶⁾
FEEDBACK 핀 전압	-0.3 ~ 9V
REFERENCE 핀 전압	-0.3 ~ 9V
리드 온도 ⁽³⁾	260°C
보관 온도	-65 ~ 150°C
작동 정션 온도 ⁽²⁾	-40 ~ 150°C

참조:

1. 모든 전압은 SOURCE, $T_A = 25^\circ\text{C}$ 를 기준으로 함.
2. 일반적으로 내부 회로에 의해 제한됨.
3. 케이스에서 1/16인치 떨어져 5초 동안 측정.
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.
5. 피크 DRAIN 전류는 DRAIN 전압이 400V보다 작을 때 허용됨. 그림 17 참조.
6. 스타트업 동안(BYPASS 핀이 IC에 전력을 공급하기 전 기간) VOLTAGE MONITOR 핀 전압은 손상 없이 15V로 안전하게 상승할 수 있음.

써멀 저항

써멀 저항: eSIP 패키지:

(θ_{JA})	105°C/W ⁽¹⁾
(θ_{JC})	2°C/W ⁽²⁾

참고:

1. 히트싱크가 없는 형태.
2. 뒤쪽 표면 탭에서 측정.

파라미터	기호	조건 SOURCE = 0V; $T_J = -20^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ (특별히 지정하지 않은 경우)	최소	일반	최대	단위
------	----	---	----	----	----	----

컨트롤 기능

스위칭 주파수	f_{OSC}	$T_J = 25^\circ\text{C}$	평균	62	66	70	kHz
			피크-피크 지터		9		
주파수 지터 변조 비율	f_M	$T_J = 25^\circ\text{C}$ 참고 B 참조		1		kHz	
BYPASS 핀 충전 전류	I_{CH1}	$V_{BP} = 0V,$ $T_J = 25^\circ\text{C}$	LNK403, LNK413	-5.0	-4.2	-3.4	mA
			LNK404, LNK414	-9.6	-8.0	-6.4	
			LNK405-410, LNK415-420	-17	-12	-8.8	
	I_{CH2}	$V_{BP} = 5V,$ $T_J = 25^\circ\text{C}$	LNK403, LNK413	-1.6	-1.2	-0.6	
			LNK404, LNK414	-4.2	-3.5	-2.8	
			LNK405-410, LNK415-420	-9	-6.8	-4.6	
충전 전류 온도 드리프트		참고 A 참조		0.5		%/°C	
BYPASS 핀 전압	V_{BP}	$0^\circ\text{C} < T_J < 100^\circ\text{C}$	5.7	5.9	6.1	V	
BYPASS 핀 전압 히스테리시스 (Hysteresis)	$V_{BP(H)}$	$0^\circ\text{C} < T_J < 100^\circ\text{C}$		0.85		V	
BYPASS 핀 션트 전압	$V_{BP(SHUNT)}$	$I_{BP} = 2mA$ $0^\circ\text{C} < T_J < 100^\circ\text{C}$	6.0	6.4	6.7	V	
소프트 스타트 시간	t_{SOFT}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{BP} = 5.9V$	40			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	
컨트롤 기능(계속)							
드레인 공급 전류	I_{CD2}	$0^{\circ}\text{C} < T_J < 100^{\circ}\text{C}$ FET 스위칭 없음	0.5	0.85	1.2	mA	
	I_{CD1}	$0^{\circ}\text{C} < T_J < 100^{\circ}\text{C}$ f_{OSC} 에서의 FET 스위칭	0.9	1.5	2.25		
VOLTAGE MONITOR 핀							
입력 브라운인 기준 전류	I_{UV+}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	$R_R = 24.9\text{k}\Omega$	21.0	22.5	24.0	μA
			$R_R = 49.9\text{k}\Omega$	22.8	24.5	26.2	
입력 브라운아웃 기준 전류	I_{UV-}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	$R_R = 24.9\text{k}\Omega$		18.5		μA
			$R_R = 49.9\text{k}\Omega$		15.0		
입력 브라운인/아웃 히스테리시스	$I_{UV(H)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	$R_R = 24.9\text{k}\Omega$	1	4		μA
			$R_R = 49.9\text{k}\Omega$	5	9.4		
입력 과전압 기준값	I_{OV}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $R_R = 24.9\text{k}\Omega$ $R_R = 49.9\text{k}\Omega$	기준값	107	112	117	μA
			히스테리시스 (Hysteresis)		4		
VOLTAGE MONITOR 핀 전압	V_V	$0^{\circ}\text{C} < T_J < 100^{\circ}\text{C}$ $I_{UV-} < I_V < I_{OV}$	2.75	3.0	3.25	V	
VOLTAGE MONITOR 핀 단락 전류	$I_{V(SC)}$	$V_V = 5\text{V}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	170	190	210	μA	
원격 ON/OFF 기준값	$V_{V(REM)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	0.5			V	
FEEDBACK 핀							
최대 듀티 사이클 개시에서의 FEEDBACK 핀 전류	$I_{FB(DC\text{MAXR})}$	$0^{\circ}\text{C} < T_J < 100^{\circ}\text{C}$			85	μA	
FEEDBACK 핀 전류 스킵 사이클 기준값	$I_{FB(SKIP)}$	$0^{\circ}\text{C} < T_J < 100^{\circ}\text{C}$	220			μA	
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}	$I_{FB} = 150\mu\text{A}$ $0^{\circ}\text{C} < T_J < 100^{\circ}\text{C}$	2.08	2.40	2.62	V	
FEEDBACK 핀 단락 전류	$I_{FB(SC)}$	$V_{FB} = 5\text{V}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	320	400	480	μA	
듀티 사이클 감소	DC10	$I_{FB} = I_{FB(AR)}$, $T_J = 25^{\circ}\text{C}$, 참고 B 참조	10			%	
	DC40	$I_{FB} = 40\mu\text{A}$, $T_J = 25^{\circ}\text{C}$		20			
	DC60	$I_{FB} = 60\mu\text{A}$, $T_J = 25^{\circ}\text{C}$		36			
오토-리스타트							
오토-리스타트 온-타임	t_{AR}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $V_{BP} = 5.9\text{V}$	40			ms	
오토-리스타트 듀티 사이클	DC_{AR}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		3		%	

파라미터	기호	조건 SOURCE = 0V; $T_J = -20^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$ (특별히 지정하지 않은 경우)	최소	일반	최대	단위	
오토-리스타트(계속)							
SOA 최소 스위치 온-타임	$t_{\text{ON(SOA)}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 참고 B 참조			1.75	μs	
오토-리스타트 동안의 FEEDBACK 핀 전류	$I_{\text{FB(AR)}}$	$0^{\circ}\text{C} < T_J < 100^{\circ}\text{C}$			17.5	μA	
REFERENCE 핀							
REFERENCE 핀 전압	V_R	$R_R = 24.9\text{k}\Omega$ $0^{\circ}\text{C} < T_J < 100^{\circ}\text{C}$	1.215	1.245	1.275	V	
REFERENCE 핀 전류	I_R		48.45	49.70	50.95	μA	
전류 제한/회로 보호							
최대 전력 전류 제한 ($C_{\text{BP}} = 100\mu\text{F}$)	$I_{\text{LIMIT(F)}}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	di/dt = 174mA/ μs	LNK404, LNK414	1.02		1.18	A
		di/dt = 174mA/ μs	LNK405, LNK415	1.24		1.44	
		di/dt = 225mA/ μs	LNK406, LNK416	1.50		1.74	
		di/dt = 320mA/ μs	LNK407, LNK417	1.77		2.06	
		di/dt = 350mA/ μs	LNK408, LNK418	2.39		2.77	
		di/dt = 426mA/ μs	LNK409, LNK419	3.26		3.79	
		di/dt = 1060mA/ μs	LNK410, LNK420	4.90		5.70	
감소 전력 전류 제한 ($C_{\text{BP}} = 10\mu\text{F}$)	$I_{\text{LIMIT(R)}}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	di/dt = 133mA/ μs	LNK403, LNK413	0.75		0.85	A
		di/dt = 195mA/ μs	LNK404, LNK414	0.81		0.94	
		di/dt = 192mA/ μs	LNK405, LNK415	1.00		1.16	
		di/dt = 240mA/ μs	LNK406, LNK416	1.19		1.38	
		di/dt = 335mA/ μs	LNK407, LNK417	1.42		1.66	
		di/dt = 380mA/ μs	LNK408, LNK418	1.73		2.01	
		di/dt = 466mA/ μs	LNK409, LNK419	2.35		2.73	
		di/dt = 1060mA/ μs	LNK410, LNK420	4.90		5.70	
최소 온-타임 펄스	$t_{\text{LEB}} + t_{\text{L(D)}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	300	500	700	ns	
리딩 엣지 블랭킹 시간	t_{LEB}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 참고 B 참조	150		500	ns	
전류 제한 딜레이	$t_{\text{L(D)}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 참고 B 참조		150		ns	
써멀 섯다운 온도			135	142	150	$^{\circ}\text{C}$	
써멀 섯다운 히스테리시스				75		$^{\circ}\text{C}$	
BYPASS 핀 파워 업 리셋 기준값	$V_{\text{BP(RESET)}}$	$0^{\circ}\text{C} < T_J < 100^{\circ}\text{C}$	2.25	3.5	4.25	V	

파라미터	기호	조건		최소	일반	최대	단위
		SOURCE = 0V; $T_J = -20^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$ (특별히 지정하지 않은 경우)					
출력							
ON-상태 레지스턴스	$R_{DS(ON)}$	LNK403, LNK413 $I_D = 100\text{mA}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		9.00	10.35	Ω
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		13.50	15.5	
		LNK404, LNK414 $I_D = 100\text{mA}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		5.40	6.25	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		8.35	9.7	
		LNK405, LNK415 $I_D = 150\text{mA}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		4.10	4.7	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		6.30	7.3	
		LNK406, LNK416 $I_D = 150\text{mA}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		2.80	3.2	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		4.10	4.75	
		LNK407, LNK417 $I_D = 200\text{mA}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		2.00	2.3	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		3.10	3.6	
		LNK408, LNK418 $I_D = 250\text{mA}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		1.60	1.85	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		2.40	2.8	
		LNK409, LNK419 $I_D = 350\text{mA}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		1.40	1.6	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		2.10	2.45	
		LNK410, LNK420 $I_D = 550\text{mA}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		1.05	1.2	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		1.6	1.85	
OFF 상태 드레인 누설 전류	I_{DSS}	$V_{BP} = 6.4\text{V}$ $V_{DS} = 560\text{V}$ $T_J = 100^{\circ}\text{C}$				50	μA
항복 전압	BV_{DSS}	$V_{BP} = 6.4\text{V}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$		725			V
최소 드레인 공급 전압		$T_J < 100^{\circ}\text{C}$		36			V
상승 시간	t_R	일반 플라이백에서 측정			100		ns
하강 시간	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

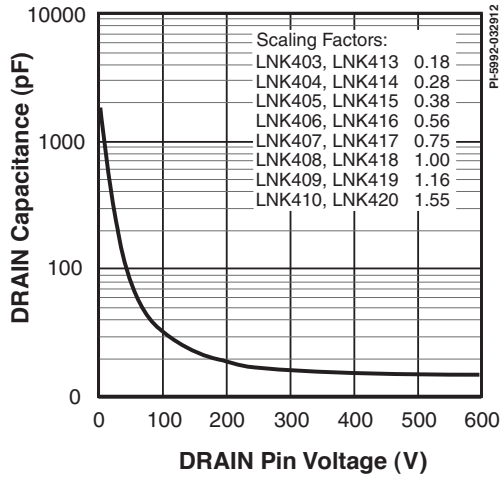


그림 14. 드레인 커패시턴스와 드레인 핀 전압 비교

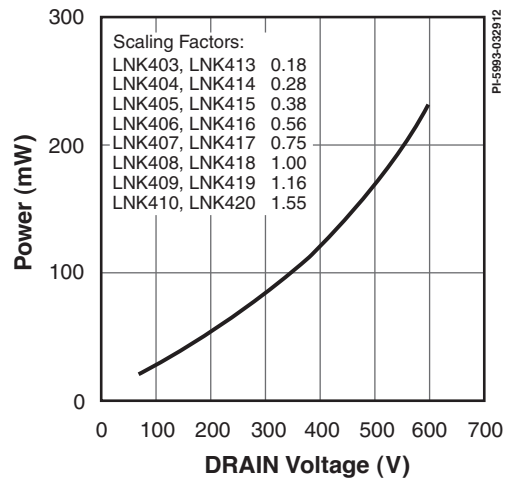


그림 15. 파워와 드레인 전압 비교

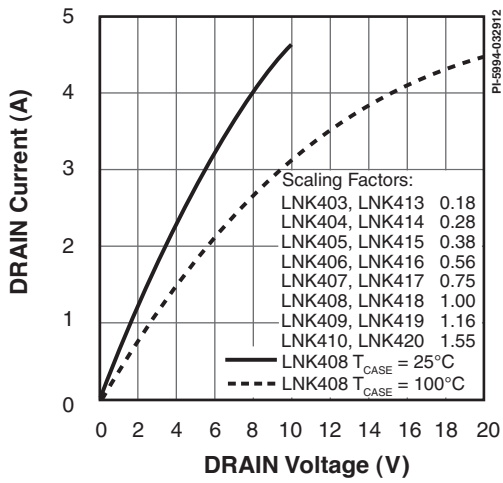


그림 16. 드레인 전류와 드레인 전압 비교

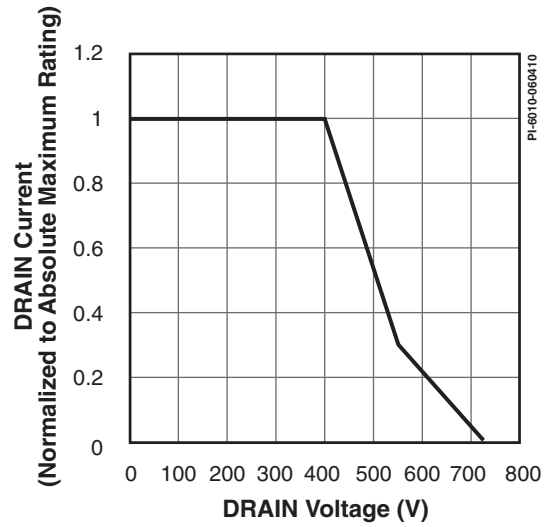
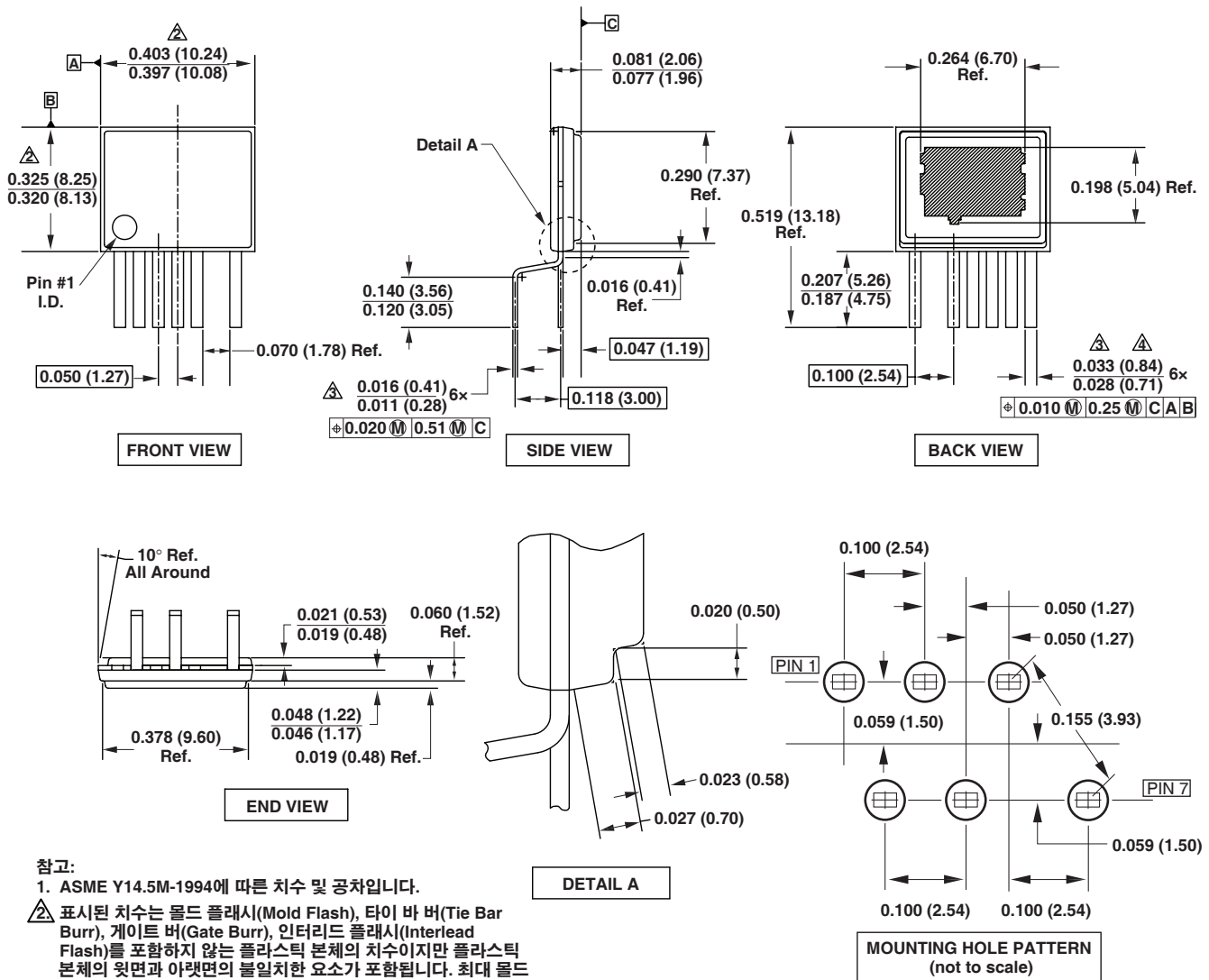


그림 17. 최대 허용 가능 드레인 전류와 드레인 전압 비교

eSIP-7C (E Package)

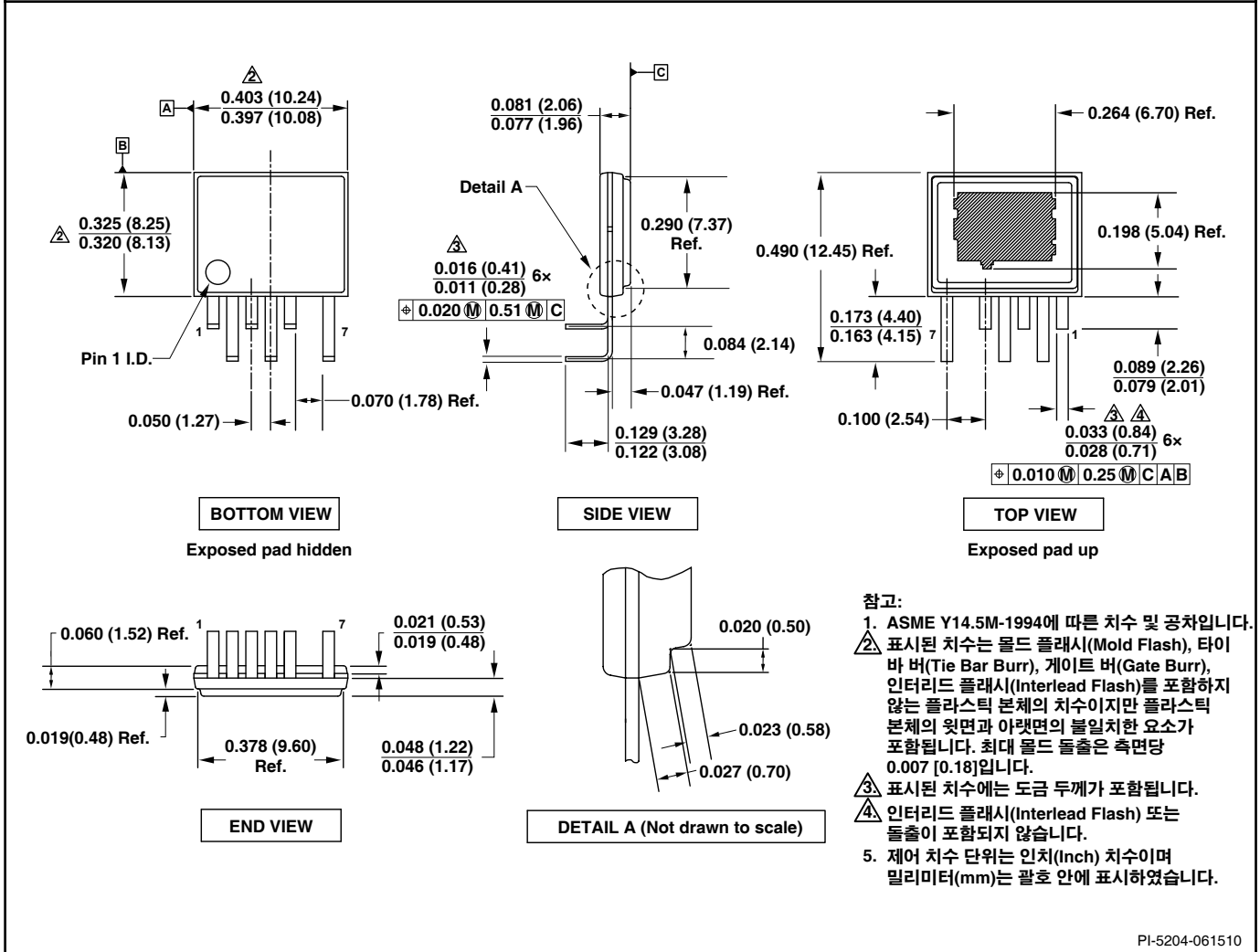


참고:

- ASME Y14.5M-1994에 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 돌출이 포함되지 않습니다.
- 제어 치수 단위는 인치(Inch) 치수이며 밀리미터(mm)는 괄호 안에 표시하였습니다.

PI-4917-061510

eSIP-7F (L Package)



부품 주문 정보



개정	참고	날짜
A	최초 출시	06/09/10
B	전력표 업데이트	08/06/10
C	비디밍 부품 및 관련 텍스트 추가	11/10
D	L 패키지 추가	08/11
E	신규 LNK410 및 LNK420 부품 추가	12/11
E	LNK410/420의 출력 전력표 값 업데이트, LNK410/420의 파라미터 표 값 업데이트	03/12
F	최대 정격 절대값 섹션에 참고6 추가	06/21/13

최신 업데이트에 대한 자세한 내용은 당사 웹사이트를 참조하십시오. 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.com에서 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, 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. ©2012, 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

중국(상하이)

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:
chinasales@powerint.com

중국(선젠)

3rd Floor, Block A,
Zhongtong 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:
chinasales@powerint.com

독일

Lindwurmstrasse 114
80337 Munich
Germany
전화: +49-89-527-39110
팩스: +49-89-527-39200
전자 메일:
eurossales@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

이탈리아

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

일본

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

한국

대한민국 서울특별시
강남구 삼성동
도심 공항 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

싱가포르

51 Newton Road
#15-08/10 Goldhill Plaza
Singapore, 308900
전화: +65-6358-2160
팩스: +65-6358-2015
전자 메일:
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

유럽 본사

1st Floor, St. James's House
East Street, Farnham
Surrey GU9 7TJ
United Kingdom
전화: +44 (0) 1252-730-141
팩스: +44 (0) 1252-727-689
전자 메일:
eurossales@powerint.com

애플리케이션 문의 전화

전 세계 통합 번호
+1-408-414-9660

애플리케이션 문의 팩스

전 세계 통합 번호
+1-408-414-9760