LinkSwitch-TN2 제품군

적은 부품 수의 파워 서플라이를 위한 시스템 레벨 보호 기능이 통합된
에너지 고효율 오프라인 스위처 IC

제품의 주요 특징

최고의 성능 및 설계 유연성

- 벅, 벅-부스트 및 플라이백 토폴로지 지원
- 뛰어난 부하 및 라인 레귤레이션
- 선택 가능한 디바이스 current limit
- 정확한 Current Limit으로 66kHz 작동
  - 저렴한 기성품 인덕터 사용 가능
  - 마그네틱 및 출력 커패시터의 크기 및 비용 감소
- 주파수 지터링을 통해 EMI 필터 복잡성 감소
- 핀 아웃을 통해 PCB 히트싱크 단순화

안전성 및 신뢰성 기능 강화

- 회로 단락 및 오픈 루프 고장 시 오토-리스타트
- 출력 과전압 보호(OVP)
- 라인 입력 과전압 보호(OVL)
- 히스테리시스 과열 보호(OTP)
- DRAIN 핀과 다른 모든 핀 간에 연면거리 확대로 필드 신뢰성 향상
- 뛰어난 서지 내성을 위한 725V MOSFET 정격
- 산업용 또는 추가적인 안전 마진을 위한 900V MOSFET 정격 시리즈

EcoSmart™- 매우 높은 에너지 효율

- 대기 모드 시 100µA 미만 전류 공급
- On/Off 컨트롤을 통해 광범위한 부하 범위에 일정한 효율성 제공
- 모든 글로벌 에너지 효율성 규정 준수
- 외부 바이어스로 무부하 소비 전력 30mW 미만

애플리케이션

- 가전 제품
- 미터링
- 스마트 LED 드라이버 및 산업용 컨트롤 기기
- IOT, 홈 & 빌딩 자동화

설명

비절연 오프라인 파워 서플라이용 LinkSwitch™-TN2 IC 제품군은 기존의 리니어 방식 또는 콘덴서 드로퍼 솔루션에 비해 크게 향상된 성능을 제공합니다. 고집적 LinkSwitch-TN2 IC를 사용한 설계는 보다 유연하고 효율적이며, 광범위한 시스템 레벨 보호 기능과 높은 신뢰성을 제공합니다. 디바이스 제품군은 벅, 벅-부스트 및 플라이백 컨버터 토폴로지를 지원합니다. 각 디바이스는 725V/900V 파워 MOSFET, 오실레이터, 경부하시 최고 효율을 위한 On/Off 컨트롤, 자기 바이어스용 고전압 스위칭 전류 소스, 주파수 지터링, (사이클 단위) 빠른 전류 제한, 히스테리시스(Hysteresis) 써멀 셧다운과 입/출력 과전압 보호(OVP) 회로를 하나의 모놀리식 IC에 통합합니다.

LinkSwitch-TN2 IC는 전 세계의 모든 무부하 및 대기 사양을 충족하는 파워 서플라이 디자인으로, 대기 모드 시 매우 적은 전류만 소비합니다. BYPASS 핀 콘덴서 값을 통해 MOSFET current limit 모드를 선택할 수 있습니다. 낮은 전류 제한은 매우 낮은 비용과 작은 표면 실장형 인덕터를 사용하지만, 높은 전류 제한은 최대 연속 출력 전류를 제공합니다. 전체 보호 기능을 사용하면 입/출력 과전압 오류, 디바이스 과열 오류, 레귤레이션 손실 및 파워 서플라이 출력 과부하 또는 회로 단락 오류로부터 디바이스와 시스템을 보호하여 안전하고 안정적인 전원을 공급할 수 있습니다.

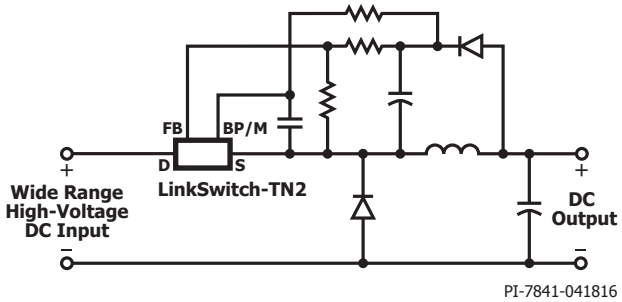


Figure 1. Typical Buck Converter Application (See Application Examples Section for Other Circuit Configurations).

Figure 2. Package Options. P: PDIP-8C, G: SMD-8C, D: SO-8C.

Output Current Table[1]

Product[4]	725 V MOSFET			
	230 VAC ±15%		85-265 VAC	
	MDCM[2]	CCM[3]	MDCM[2]	CCM[3]
LNK3202P/G/D	63 mA	80 mA	63 mA	80 mA
LNK3204P/G/D	120 mA	170 mA	120 mA	170 mA
LNK3205P/G/D	175 mA	270 mA	175 mA	270 mA
LNK3206P/G/D	225 mA	360 mA	225 mA	360 mA
LNK3207P/G/D	360 mA	575 mA	360 mA	575 mA
LNK3208P/G/D	485 mA	775 mA	485 mA	775 mA
LNK3209P/G/D	600 mA	1000 mA	600 mA	1000 mA
Product[4]	900 V MOSFET			
	230 VAC ±15%		85-265 VAC	
	MDCM[2]	CCM[3]	MDCM[2]	CCM[3]
LNK3294P/G	120 mA	170 mA	120 mA	170 mA
LNK3296P/G	225 mA	360 mA	225 mA	360 mA

Table 1. Output Current Table.

Notes:
1. Typical output current in a non-isolated buck converter with devices operating at default current limit and adequate heat sinking. Output power capability depends on respective output voltage and thermal requirements. See Key Applications Considerations Section for complete description of assumptions, including fully discontinuous conduction mode (DCM) operation.
2. Mostly discontinuous conduction mode.
3. Continuous conduction mode.
4. Packages: P: PDIP-8C, G: SMD-8C, D: SO-8C.

디바이스 제품군은 3개의 각기 다른 패키지로 제공됩니다. PDIP-8C, SO-8C 및 SMD-8C(725V PN에만 해당).

이 제품은 기존 등록 또는 출원 중인 특허의 보호를 받습니다.

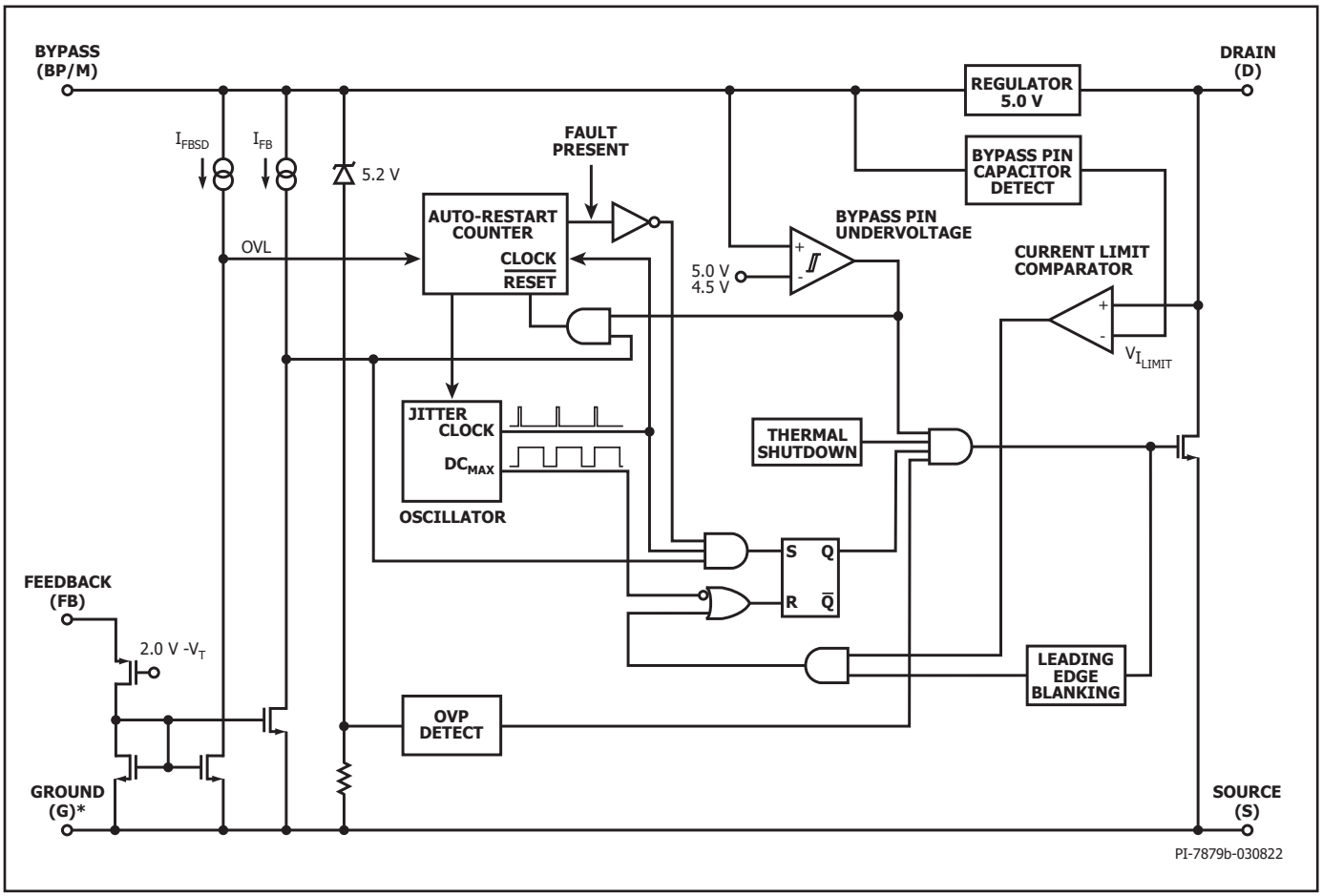


Figure 3. Functional Block Diagram. (*Only size 8 P/G Package)

핀 기능 설명

DRAIN(D) 핀:
파워 MOSFET 드레인 연결핀입니다. 이 핀은 스타트업 및 정상 작동 상태 시 내부 작동 전류를 제공합니다.

BYPASS(BP/M) 핀:
이 핀은 여러 기능을 갖추고 있습니다.

- 내부적으로 생성된 5.0V 서플라이용 외부 바이패스 커패시터의 연결 지점입니다.
- 추가된 커패시턴스 값에 따라 current limit 값을 선택할 수 있는 모드 선택기입니다. 0.1μF 커패시터를 사용하면 standard current limit 값을 얻을 수 있습니다. 1μF 커패시터를 사용하면 current limit이 감소하므로 최저 비용에 표면 실장 벅 초크를 포함하는 설계가 가능합니다.
- 셧다운 기능을 제공합니다. BYPASS 핀으로 흘러가는 전류가 내부 오실레이터(f_{OSC})의 2-3회 사이클에 해당하는 시간 동안 I_{BPSD}를 초과하면 디바이스가 오토-리스타트에 진입합니다. 이는 외부 회로를 통한 출력 과전압 보호 기능을 제공하는 데 사용될 수 있습니다.

FEEDBACK(FB) 핀:
정상 동작 시 파워 MOSFET의 스위칭은 FEEDBACK 핀에 의해 제어됩니다. I_{FB}(49μA)보다 큰 전류가 이 핀으로 전달되면 MOSFET 스위칭이 종료됩니다. 라인 과전압 보호는 I_{FBSD}(670μA)보다 큰 전류가 2회 연속 스위칭 사이클 동안 이 핀으로 전달되면 감지됩니다.

SOURCE(S) 핀:
이 핀은 파워 MOSFET 소스 연결 핀입니다. 또한 BYPASS 및 FEEDBACK 핀의 그라운드 기준핀입니다.

GROUND(G) 핀:
크기 LNK3208/9 P/G 패키지만 해당.
BYPASS 및 FEEDBACK 핀의 그라운드 기준입니다.

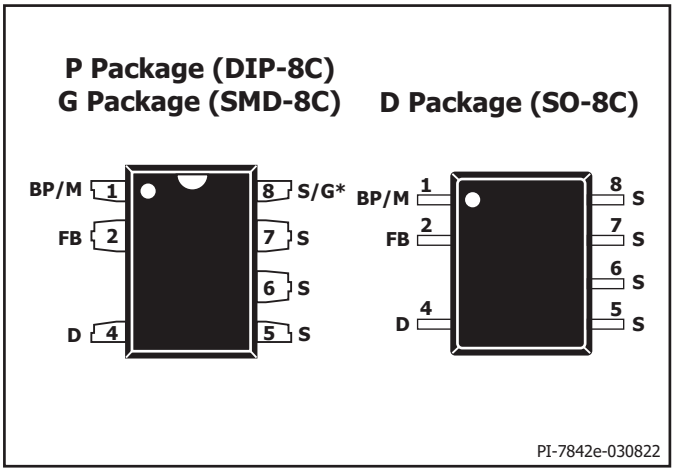


Figure 4. Pin Configuration. (*G for size LNK3208/9)

LinkSwitch-TN2 기능 설명

LinkSwitch-TN2는 고전압 파워 MOSFET 스위치와 파워 서플라이 컨트롤러를 하나의 디바이스에 결합시킨 제품입니다. 기존의 PWM(Pulse Width Modulator) 컨트롤러와 달리 LinkSwitch-TN2는 간단한 ON/OFF 컨트롤을 사용하여 출력 전압을 레귤레이션합니다. LinkSwitch-TN2 컨트롤러는 오실레이터, 피드백(센싱 및 로직) 회로, 5.0V 레귤레이터, BYPASS 핀 저전압 회로, 과열 보호, 입력 및 출력 과전압 보호, 주파수 지터링, current limit 회로, 리딩 엣지 블랭킹 및 725V 또는 900V 파워 MOSFET으로 구성됩니다. LinkSwitch-TN2는 오토-리스타트를 위한 추가 회로를 통합합니다.

오실레이터

일반적인 오실레이터 주파수는 내부에서 평균 f_{OSC} (66kHz)로 설정됩니다. 오실레이터에서 생성되는 두 개의 신호는 최대 듀티 사이클 신호($DC_{(MAX)}$)와 각 사이클의 시작을 나타내는 클락 신호입니다.

LinkSwitch-TN2 오실레이터는 EMI 방출을 최소화하기 위해 일반적으로 4kHz peak-to-peak의 소량의 주파수 지터를 발생하는 회로를 통합합니다. 주파수 지터의 변동율은 1kHz로 설정되어 있어 평균 방출과 quasi-peak 방출 모두에 대한 EMI 감소에 최적화되어 있습니다. 주파수 지터는 드레인 파형의 하강 엣지에서 트리거된 오실로스코프로 측정해야 합니다. 그림 5의 파형은 LinkSwitch-TN2의 주파수 지터를 보여줍니다.

소프트 스타트

파워 업이나 오토-리스타트 시 리스타트 중에 디바이스는 오실레이터 주파수를 일시적으로 줄여 소프트 스타트를 적용합니다. LNK3202-07과 LNK329x는 주파수를 $f_{OSC(SS)}$로 낮춥니다(일반적으로 33kHz). LNK3208과 LNK3209는 오실레이터 주파수를 처음에는 16.5kHz로 낮춘 다음 256회의 스위칭 사이클 동안 22kHz와 33kHz로 단계적으로 높입니다. 소프트 스타트가 종료되고 스위칭 사이클이 256회 진행되었거나 출력 전압이 레귤레이션에 도달하고 나면 디바이스는 공칭 오실레이터 주파수 f_{OSC}에서 작동을 지속합니다.

피드백 입력 회로

FEEDBACK 핀의 피드백 입력 회로는 V_{FB}(2.0V)로 설정된 낮은 임피던스 소스 팔로워 출력으로 구성됩니다. 이 핀으로 전달된 전류가 I_{FB}(49µA)를 초과하면 낮은 로직 레벨(비활성)이 피드백 회로의 출력에서 생성됩니다. 이 출력은 클락 신호가 상승하는 순간 각 사이클 초기에 샘플링됩니다. 이 샘플링 된 신호가 high이면 파워 MOSFET이 해당 사이클에서 ON 상태가 되고(활성화됨), 그렇지 않으면 OFF 상태를 유지합니다(비활성화됨). 샘플링은 각 사이클의 초기에만 수행됩니다. 남은 사이클 동안 FEEDBACK 핀 전압 또는 전류의 이후 변화는 MOSFET의 활성화/비활성화 상태에 영향을 주지 않습니다. MOSFET이 최소 두 번의 연속 사이클 동안 활성화된 상태에서 피드백 핀에 I_{FBSD}보다 큰 전류가 주입되면 부품이 스위칭을 중지하고 오토-리스타트 오프 타임 상태가 됩니다. 오토-리스타트 오프-타임이 지나면 정상 스위칭이 다시 시작됩니다. 이 셧다운 기능을 통해 플라이백 컨버터의 라인 과전압 보호를 구현할 수 있습니다(그림 6 참조). FEEDBACK 핀으로 흐르는 전류는 1.2mA보다 낮게 제한되어야 합니다.

5.0V 레귤레이터 및 5.2V 션트 전압 클램프

5.0V 레귤레이터는 MOSFET이 OFF 상태가 될 때마다 DRAIN의 전압에서 전류를 끌어와 BYPASS 핀에 연결된 바이패스 커패시터를 V_{BP}까지 충전합니다. BYPASS 핀은 LinkSwitch-TN2의 내부 공급 전압 노드입니다. LinkSwitch-TN2는 MOSFET이 ON 상태일 때 바이패스 커패시터에 저장된 에너지를 사용합니다. 내부 회로의 소비 전력이 매우 낮으므로 LinkSwitch-TN2가 DRAIN 핀에서 끌어온 전류로 계속해서 작동할 수 있습니다. 0.1µF의 바이패스 커패시터 값은 고주파 디커플링과 에너지 저장용으로 충분합니다.

뿐만 아니라, 전류가 외부 저항을 통해 BYPASS 핀에 제공될 때 $V_{BP(SHUNT)}$(5.2V)에서 BYPASS 핀을 클램핑하는 션트 레귤레이터가 있습니다. 이는 바이어스 권선을 통해 외부에서 LinkSwitch-TN2에 전력을 공급하여 무부하 소비 전력을 약 10mW(플라이백)로 줄입니다. 이 디바이스는 I_{BPSD} 이상의 전류가 BYPASS 핀으로 전달되면 즉시 스위칭을 중지하고 오토-리스타트 상태가 됩니다. 출력 전압에서 외부 제너 다이오드를 BYPASS 핀에 추가하면 플라이백 컨버터에서 히스테리시스(Hysteresis) OVP 기능을 구현할 수 있습니다(그림 6 참조). BYPASS 핀으로 흐르는 전류는 16mA보다 낮게 제한되어야 합니다.

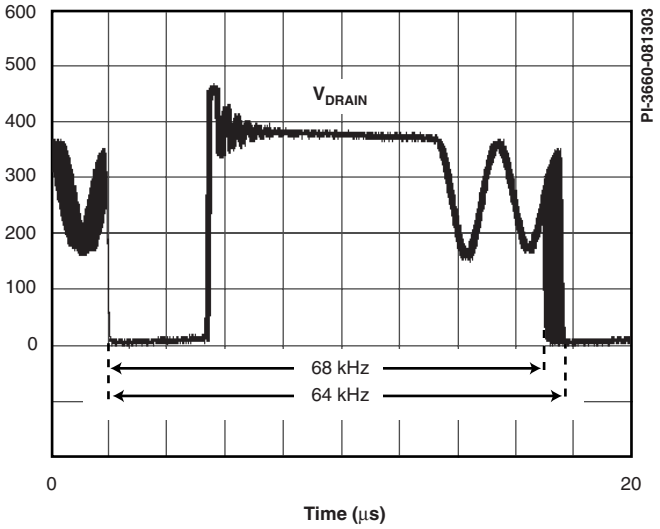


Figure 5. Frequency Jitter.

BYPASS 핀 저전압

BYPASS 핀 전압이 V_{BP}–V_{BPH}(약 4.5V) 아래로 떨어지면 BYPASS 핀 저전압 회로는 파워 MOSFET을 비활성화합니다. BYPASS 핀 전압이 이 기준점(Threshold)보다 낮게 떨어지면, 파워 MOSFET을 활성화시키기(턴온) 위해 다시 V_{BP}까지 상승해야 합니다.

과열 보호

써멀 셧다운 회로는 칩 온도를 감지합니다. 기준점(Threshold)은 75°C(T_{SDH}) 히스테리시스(Hysteresis)를 가진 T_{SD}(일반적으로 142°C)로 설정됩니다. 칩 온도가 T_{SD}보다 높아지면 파워 MOSFET은 비활성화되고 칩 온도가 T_{SD}–T_{SDH}로 떨어질 때까지 비활성화 상태를 유지하다가 이 지점에서 다시 활성화됩니다.

Current Limit

Current limit 회로는 파워 MOSFET의 전류를 감지합니다. 이 전류가 내부 기준점(Threshold)(I_{LIMIT})을 초과하면 파워 MOSFET은 남은 사이클 동안 OFF 상태가 됩니다. 리딩 엣지 블랭킹 회로는 파워 MOSFET이 턴온된 후에 잠시 동안(t_{LEB}) current limit 비교기가 동작되지 않도록 합니다. 커패시턴스와 정류기 역 리커버리 시간으로 인해 발생한 전류 스파이크가 스위칭 펄스를 조기에 중단시키지 않도록 이 리딩 엣지 블랭킹 시간이 설정되었습니다. Current limit은 BYPASS 핀 커패시터를 사용하여 선택할 수 있습니다(normal current limit = 0.1µF/reduced current limit = 1µF). LinkSwitch-TN2는 스위칭에 앞서 구동 시 normal current limit 또는 reduced current limit 중에서 선택합니다.

Auto-Restart

출력 과부하, 출력 쇼트, 오픈 루프 상태와 같은 고장 조건이 발생하는 경우 LinkSwitch-TN2는 오토-리스타트 동작으로 진입합니다. 오실레이터에 의해 클러킹되는 내부 카운터는 FEEDBACK 핀이 high일 때마다 리셋됩니다. FEEDBACK 핀이 $t_{AR(ON)}$(50ms) 동안 high가 되지 않으면 파워 MOSFET 스위칭은 오토-리스타트 OFF 시간과 동일한 시간 동안 비활성화됩니다. 고장이 처음으로 확인되면 OFF 시간은 150ms($t_{AR(OFF)}$ 첫 OFF 기간)입니다. 고장 상태가 계속되면 이후의 OFF 시간은 1500ms($t_{AR(OFF)}$ 이후 기간)가 됩니다. 오토-리스타트는 고장 상태가 사라질 때까지 파워 MOSFET 스위칭의 활성화/비활성화를 반복합니다. 오토-리스타트 카운터는 스위치 오실레이터로 작동됩니다.

히스테리시스(Hysteresis) 출력 과전압 보호

LinkSwitch-TN2 IC가 제공하는 출력 과전압 보호는 BYPASS 핀으로 흐르는 I_{BPSD}보다 큰 전류로 트리거되는 오토-리스타트를 사용합니다. 내부 필터 외에도 BYPASS 핀 커패시터는 의도치 않은 트리거로 인한 노이즈 영향을 받지 않도록 외부 필터를 형성합니다. 바이패스 커패시터는 고주파 필터로 효과적이기 때문에 커패시터를 디바이스의 SOURCE 핀 및 BYPASS 핀에 최대한 가깝게 위치시켜야 합니다.

OVP 기능은 제너 다이오드를 출력 공급에서 BYPASS 핀으로 연결함으로써 플라이백 컨버터에서 실현될 수 있습니다. 그림 6에 표시된 회로 예제는 출력 과전압 보호를 구현하기 위한 간단한 방법을 설명합니다. OVP 제너 다이오드와 직렬로 연결된 값이 낮은(10Ω~47Ω) 저항을 삽입하여 필터링을 추가할 수 있습니다. OVP 제너 다이오드와 직렬로 연결된 저항 역시 BYPASS 핀으로 흐르는 최대 전류를 제한합니다. 전류는 16mA 미만으로 제한되어야 합니다.

피드백 손실로 인한 고장 상태 동안에는 출력 전압이 정격 전압 이상으로 빠르게 상승합니다. 출력단 전압이 출력단에서 BYPASS 핀에 연결된 제너 다이오드의 정격 전압과 바이패스 전압의 합계를 초과할 경우 I_{BPSD}를 초과하는 전류가 BYPASS 핀으로 흐르게 되어 오토-리스타트를 트리거하고 과전압으로부터 파워 서플라이를 보호합니다.

라인 과전압 보호

플라이백 컨버터에서 LinkSwitch-TN2는 회로 구성에 따라 FEEDBACK 핀으로 흐르는 전류를 모니터링하여 파워 MOSFET 온-타임 동안 DC 버스 과전압 상태를 간접적으로 감지할 수 있습니다. 그림 7은 한 가지 가능한 회로 구현을 보여줍니다. MOSFET 온-타임 동안 2차측 권선 양단의 전압은 1차측 권선 양단의 전압에 비례합니다. 따라서 에미터와 트랜지스터 Q3 기반을 통과해 흐르는 전류는 V_{BUS}를 나타냅니다. 간접적인 라인 센싱은 전력 소모를 최소화하고, 라인 OV 보호에 사용될 수 있습니다. FEEDBACK 핀 전류가 최소 두 번 연속되는 스위칭 사이클에서 라인 과전압 기준 전류(Threshold) I_{FBSD}를 초과하는 경우 LinkSwitch-TN2가 오토-리스타트 모드로 진입합니다.

정확한 라인 OV 기준 전압(Threshold)은 물론 우수한 효율성, 레귤레이션 성능 및 안정성을 갖기 위해, 트랜스포머 누설 인덕턴스가 최소화되어야 합니다. 낮은 누설은 2차측 권선의 링잉을 최소화하고 정확한 라인 OVP 샘플링을 제공합니다. 일부 설계에서는 라인 전압이 샘플링 될 때 2차 권선에서 링잉을 댐핑하는 데 정류기 다이오드에 걸쳐 있는 RC 스너버가 필요할 수 있습니다.

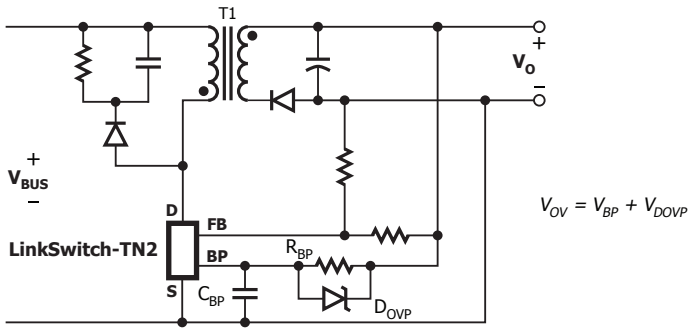


Figure 6. Non-Isolated Flyback Converter with Output Overvoltage Protection.

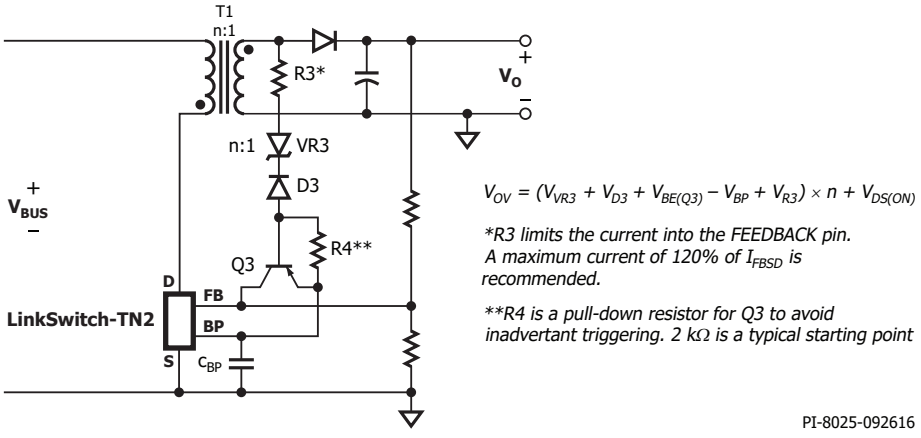


Figure 7. Line-Sensing for Overvoltage Protection by using FEEDBACK Pin.

Applications Example

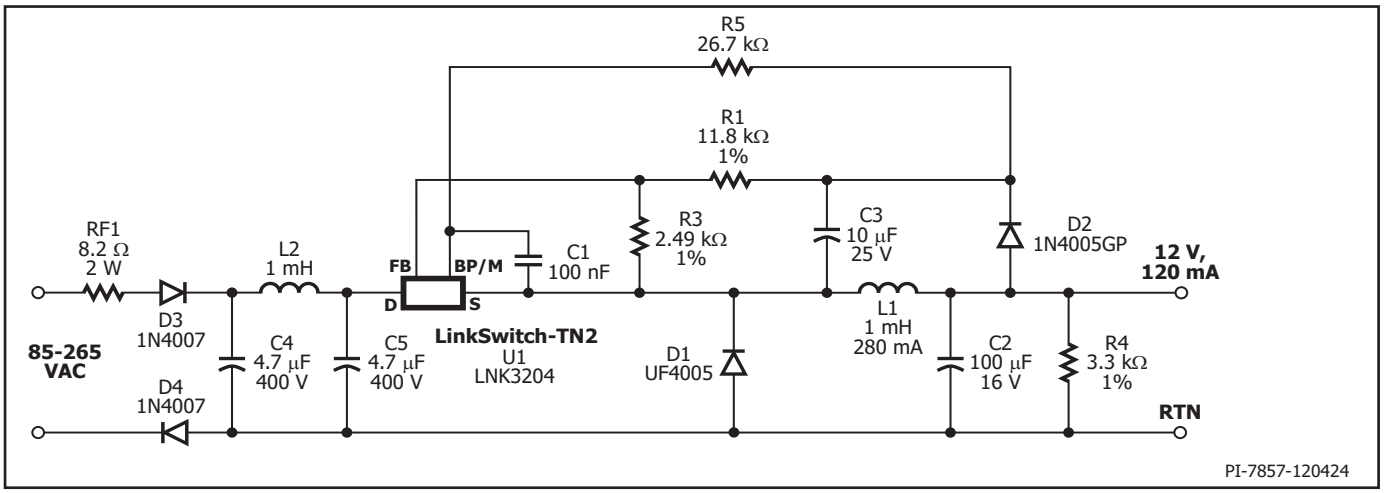


Figure 8. Universal Input, 12 V, 120 mA Constant Voltage Power Supply using LinkSwitch-TN2.

1.44W 유니버셜 입력 벅 컨버터

그림 8에 표시된 회로도는 전기 밥솥, 식기세척기 또는 기타 백색 가전과 같은 가전 제품 컨트롤에 사용되는 12V, 120mA 비절연 파워 서플라이의 일반적인 구현입니다. 이 회로는 비절연 서플라이를 사용할 수 있는 야간 조명, LED 드라이버, 전기 측정기, 주거용 난방 컨트롤러와 같은 기타 애플리케이션에도 적용할 수 있습니다.

입력단은 퓨저블 저항 RF1, 다이오드 D3 및 D4, 커패시터 C4 및 C5, 인덕터 L2로 구성됩니다. 저항 RF1은 방염, 가용성, 권선 저항입니다. 다음과 같은 여러 기능을 수행합니다.

A. 정류기 D3 및 D4로 흐르는 돌입 전류 제한
B. 디퍼렌셜 모드 노이즈 감쇠
C. 다른 부품이 단락 상태가 될 경우 입력 퓨즈로 작동(부품이 발연, 화재 또는 백열 물질의 배출 없이 안전하게 오픈 상태가 됨)

전력 처리단은 LinkSwitch-TN2, 프리휠링 다이오드 D1, 출력 초크 L1, 출력 커패시터 C2에 의해 구성됩니다. LNK3204는 파워 서플라이가 MDCM(대부분 불연속 전류 모드)에서 작동하도록 선택되었습니다. 다이오드 D1은 MDCM 작동에 사용할 수 있는 초고속 다이오드이며, 역 리커버리 시간(t_{RR})은 약 75ns입니다. CCM(연속 전도 모드) 설계의 경우 t_{RR}이 ≤35ns인 다이오드를 권장합니다. 인덕터 L1은 적절한 RMS 정격 전류(및 허용 온도 상승치)를 가진 표준 기성품 인덕터입니다. 커패시터 C2는 출력 필터 커패시터이고 1차측 기능은 출력 전압 리플을 제한하는 것입니다. 출력 전압 리플은 커패시터 자체의 값보다 출력 커패시터 ESR의 보다 강력한 기능입니다. 선택형 저항 R5는 크게 낮은 무부하 입력 전력과 모든 부하 상태에서 효율성 증가를 위해 외부적으로 BYPASS 핀을 공급합니다.

먼저 D1과 D2의 순방향 전압 강하는 동일합니다. 따라서 C3 전체 전압은 출력 전압을 추적합니다. C3에서 발생하는 전압은 U1의 FEEDBACK 핀에 연결된 저항 분배기 R1 및 R3를 통해 감지 및 레귤레이션됩니다. R1 및 R3의 값은 원하는 출력 전압에서 FEEDBACK 핀의 전압이 2.00V가 되도록 선택됩니다.

스위칭 사이클을 건너 뛰면 레귤레이션이 유지됩니다. 출력 전압이 증가하면 FEEDBACK 핀의 전류가 높아집니다. 이 값이 I_{FB}를 초과할 경우 전류가 I_{FB} 아래로 줄어들 때까지 다음 사이클이 생략됩니다. 따라서 출력 부하가 감소되면 더 많은 사이클이 생략되고, 부하가 증가하면 더 적은 사이클이 생략됩니다. 50ms 동안 사이클을 건너뛰지 않을 경우 과부하 보호를 제공하기 위해 LinkSwitch-TN2는 오토-리스타트로 진입하여 평균 출력 전력을 최대 과부하 전력의 약 3%로 제한합니다. 경부하 또는 무부하 시 출력 전압과 C3 전압 사이의 추적 오류로 인해 작은 사전 부하가 필요할 수도 있습니다(R4). 그림 8의 설계의 경우 무부하에 대한 레귤레이션이 필요하면 이 값은 2.4kΩ으로 감소되어야 합니다.

주요 애플리케이션 고려 사항

LinkSwitch-TN2 설계 고려 사항

출력 전류표

데이터 시트 최대 출력 전류표(표 1)는 다음과 같이 가정되는 조건에서 지정된 LinkSwitch-TN2 디바이스에서 전달될 수 있는 작동의 MDCM (대부분 불연속 전도 모드) 및 CCM(연속 전도 모드) 모두에 대한 일반적인 실제 연속 출력 전류를 나타냅니다.

1. 벅 컨버터 토폴로지.
2. 최소 DC 입력 전압은 70V 이상입니다. 이러한 기준을 충족하도록 입력 커패시턴스 값은 충분히 커야 합니다.
3. CCM 작동의 경우 KRP*가 0.4입니다.
4. 출력 전압: 12VDC.
5. 효율성: 75%.
6. t_{RR}이 ≤75ns인 캐치/프리휠링 다이오드는 MDCM 작동에 사용되며 CCM 작동의 경우에는 t_{RR}이 ≤35ns인 다이오드가 사용됩니다.
7. SOURCE 핀 온도를 100°C 이하로 유지하기 위해 SOURCE 핀은 충분한 면적의 동판에 납땜되어 있습니다.

*KRP는 피크 인덕터 전류에 대한 리플의 비율입니다.

LinkSwitch-TN2 선택과 MDCM 및 CCM 작동 사이의 선택

전반적인 비용을 최소화하는 LinkSwitch-TN2 디바이스, 프리휠링 다이오드 및 출력 인덕터를 선택합니다. 일반적으로 MDCM은 최저 비용 및 최고 효율 컨버터를 제공합니다. CCM 설계에는 모든 경우에 큰 인덕터와 초고속 (35ns 이하의 t_{RR}) 프리휠링 다이오드가 필요합니다. CCM 설계의 추가적인 외부 부품 비용으로 인해 CCM의 작은 LinkSwitch-TN2보다는 MDCM의 큰 LinkSwitch-TN2를 사용하는 것이 더 저렴합니다. 그러나 최고 출력 전류가 필요할 경우 아래 지침에 따라 CCM이 사용되어야 합니다.

토폴로지 옵션

LinkSwitch-TN2는 출력 전압 오차와 레귤레이션을 개선하기 위한 옵토커플러나 레퍼런스와 함께 모든 일반적인 토폴로지에 사용할 수 있습니다. 표 2은 이러한 구성의 요약을 제공합니다. 자세한 내용은 애플리케이션 노트 - LinkSwitch-TN2 설계 안내서를 참조하십시오.

부품 선택

그림 8을 참조하여 LinkSwitch-TN2 설계를 위한 부품을 선택할 경우 다음 고려 사항이 유용할 수 있습니다.

BYPASS 핀 커패시터 C1

BYAPSS 핀에서 연결된 커패시터는 컨트롤러의 디커플링을 제공하고 전류 제한도 선택합니다. 0.1µF 또는 1µF 커패시터는 데이터 시트에 표시된 대로 사용할 수 있습니다. 전해 커패시터를 사용할 수도 있지만, 일반적으로 표면 실장 적층형 세라믹 커패시터를 사용하는 것이 좋습니다. IC에 가까이 커패시터를 배치할 수 있고 소형 스위칭 파워 서플라이 설계가 가능하기 때문입니다. 16V, 25V 또는 더 높은 X7R 유전체 커패시터는 DC 바이어스 및 온도에서 최소 커패시턴스 변경을 보장하기 위해 권장됩니다.

프리휠링 다이오드 D1

다이오드 D1은 초고속 유형이어야 합니다. MDCM의 경우 70°C 이하의 온도에서는 역 리커버리 시간 t_{RR}이 ≤75ns여야 합니다. 느린 다이오드를 사용하면 스타트업 시 항상 연속 모드 작동이 발생하여 높은 리딩 엣지 전류 스파이크를 일으키고 스위칭 사이클이 조기 종료되며 출력이 레귤레이션에 도달하는 데 방해받을 수 있기 때문에 허용되지 않습니다. 주변 온도가 70°C 보다 크면 t_{RR}이 35ns 이하인 다이오드를 사용해야 합니다.

CCM의 경우 역 리커버리 시간 t_{RR}이 ≤35 ns인 초고속 다이오드를 사용해야 합니다. 느린 다이오드를 사용하면 과도한 리딩 엣지 전류 스파이크를 일으키고 스위칭 사이클이 조기 종료되며 최대 전력 공급이 방해받을 수 있습니다.

고속 리커버리 및 느린 리커버리 다이오드는 큰 역 리커버리 전류가 다이오드의 과도한 전력 손실을 일으키고 LinkSwitch-TN2의 최대 드레인 전류 사양을 초과할 수 있기 때문에 절대 사용하면 안 됩니다.

피드백 다이오드 D2

다이오드 D2는 1N400X 시리즈와 같이 저렴하고 느린 다이오드일 수 있지만 지정된 역 리커버리 시간을 보장하기 위해 glass passivation 유형으로 지정해야 합니다. 먼저 D1과 D2의 순방향 강하는 일치해야 합니다.

인덕터 L1

설계 조건을 충족하는 표준 기성품 인덕터를 선택합니다. "드럼" 또는 "도그 본" "I" 코어 인덕터는 저비용 및 매우 낮은 가청 노이즈 특성으로 인해 싱글 패라이트류로 권장됩니다. 그러나 이 인덕터는 낮은 가청 노이즈를 얻기 위해 함침된 유형으로 선택해야 합니다. 일반 인덕턴스 값과 RMS 정격 전류는 파워 인테그레이션스(Power Integrations)의 PI Expert 설계 제품군 내에서 사용할 수 있는 LinkSwitch-TN2 설계 스프레드시트에서 얻을 수 있습니다. 일반적으로 계산된 인덕턴스보다 크거나 같은 L1을 선택하십시오. L1은 계산된 RMS 인덕터 전류보다 크거나 같은 RMS 정격 전류를 갖습니다. 고전압 애플리케이션이므로 인덕터가 충분한 정격 전압을 갖도록 주의를 기울여야 합니다.

커패시터 C2

커패시터 C2의 1차 기능은 인덕터 전류를 원활하게 하는 것입니다. 실제 출력 리플 전압은 이 커패시터 ESR의 기능입니다. 먼저, 이 커패시터의 ESR은 정격 리플 전압을 선택된 LinkSwitch-TN2의 일반적인 Current Limit 값으로 나눈 값을 초과하면 안 됩니다.

피드백 저항 R1 및 R3

R1 및 R3으로 형성된 저항 분배기의 저항 값은 FEEDBACK 핀에서 2.00V를 유지하기 위해 선택됩니다. R3은 2.49kΩ의 표준 1% 저항으로 선택하는 것이 좋습니다. 이렇게 하면 약 0.8mA의 전류로 피드백 네트워크를 바이어싱하여 우수한 노이즈 내성이 보장됩니다.

외부 바이어스 저항 R5

파워 서플라이의 무부하 입력 전력을 줄이려면 피드백 커패시터 C3에서 BYPASS 핀으로 연결된 저항 R5를 권장합니다. 이는 출력 전압이 $V_{BP(SHUNT)}$ 보다 높은 파워 서플라이에 적용할 수 있습니다. 최저 무부하 전력 소비를 달성하기 위해 BYPASS 핀으로 공급되는 전류는 120µA보다 약간 높아야 합니다. 최고의 풀부하 효율과 열 성능을 위해 BYPASS 핀으로 공급되는 전류는 I_{S2} 최대값보다 약간 높아야 합니다.

피드백 커패시터 C3

커패시터 C3는 저비용 범용 커패시터일 수 있습니다. 이는 '샘플링 및 홀딩' 기능을 제공하여 LinkSwitch-TN2의 오프 타임 시 출력 전압으로 충전됩니다. 이 값은 10 µF에서 22µF 사이여야 합니다. 값이 더 작으면 경부하 상태에서 레귤레이션이 부족해질 수 있습니다.

더미 저항 R4

최소 부하가 3mA 미만인 하이 사이드, 다이렉트 피드백 디자인에서는 출력 레귤레이션을 유지하기 위해 더미 부하 저항이 필요합니다. 이로써 D2를 통해 피드백 커패시터 C3의 인덕터 측을 입력 리턴으로 끌어올리는 인덕터 에너지가 충분히 확보됩니다. R4의 값은 3mA의 최소 출력 부하를 제공하기 위해 선택되어야 합니다.

옵토커플러를 포함하는 설계에서 제너 다이오드 또는 레퍼런스 바이어스 전류는 1mA~2mA의 최소 부하를 제공하여 무부하에서 "펄스 번칭" 및 출력 리플 증가를 방지합니다.

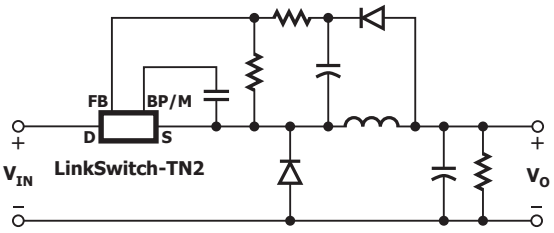
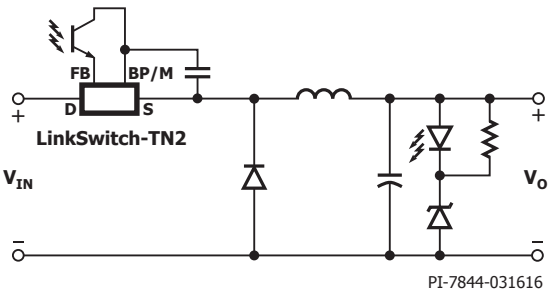
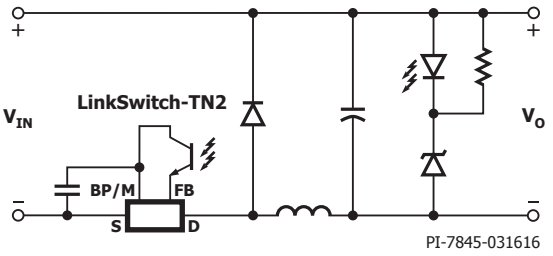
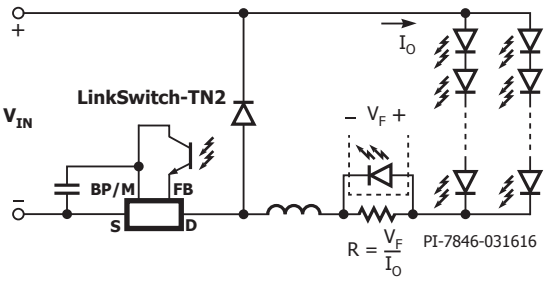
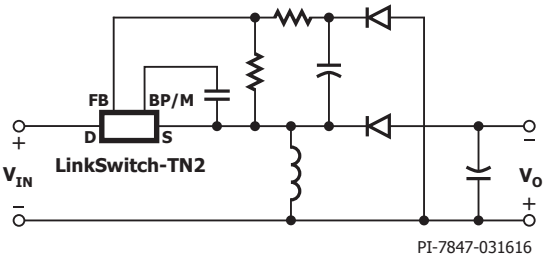
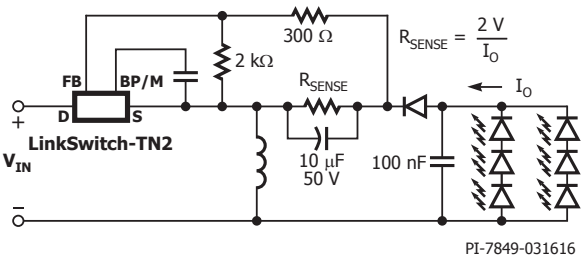
Topology	Basic Circuit Schematic	Key Features
High-Side Buck – Direct Feedback		1. Output referenced to input 2. Positive output (V_O) with respect to -V_{IN} 3. Step down – V_O < V_{IN} 4. Low cost direct feedback (±10% typ.) 5. Requires an output load to maintain regulation
High-Side Buck – Optocoupler Feedback		1. Output referenced to input 2. Positive output (V_O) with respect to -V_{IN} 3. Step down – V_O < V_{IN} 4. Optocoupler feedback - Accuracy only limited by reference choice - Low cost non-safety rated optocoupler - No pre-load required 5. Minimum no-load consumption
Low-Side Buck – Optocoupler Feedback		1. Output referenced to input 2. Negative output (V_O) with respect to +V_{IN} 3. Step down – V_O < V_{IN} 4. Optocoupler feedback - Accuracy only limited by reference choice - Low cost non-safety rated optocoupler - No pre-load required - Ideal for driving LEDs
Low-Side Buck – Constant Current LED Driver		
High-Side Buck-Boost – Direct Feedback		1. Output referenced to input 2. Negative output (V_O) with respect to +V_{IN} 3. Step up/down – V_O > V_{IN} or V_O < V_{IN} 4. Low cost direct feedback (±10% typ.) 5. Fail-safe – output is not subjected to input voltage if the internal power MOSFET fails 6. Ideal for driving LEDs – better accuracy and temperature stability than low-side buck constant current LED driver 7. Requires an output load to maintain regulation
High-Side Buck-Boost – Constant Current LED Driver		

Table 2. Common Circuit Configurations using LinkSwitch-TN2. (continued on next page)

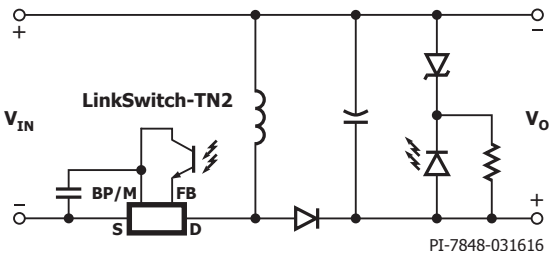
Topology	Basic Circuit Schematic	Key Features
Low-Side Buck-Boost – Optocoupler Feedback		1. Output referenced to input 2. Positive output (V_O) with respect to +V_{IN} 3. Step up/down – V_O > V_{IN} or V_O < V_{IN} 4. Optocoupler feedback - Accuracy only limited by reference choice - Low cost non-safety rated optocoupler - No pre-load required 5. Fail-safe – output is not subjected to input voltage if the internal power MOSFET fails 6. Minimum no-load consumption

Table 2 (cont). Common Circuit Configurations using LinkSwitch-TN2.

LinkSwitch-TN2 레이아웃 고려 사항

벅 또는 벅-부스트 컨버터 구성에서 LinkSwitch-TN2의 SOURCE 핀은 스위칭 노드이므로 SOURCE에 연결된 동판 면적은 설계의 써멀 제약 내에서 EMI를 최소화하기 위해 최소화되어야 합니다.

부스트 구성에서 SOURCE 핀은 DC 리턴에 연결되므로 SOURCE에 연결된 동판 영역은 히트싱크를 개선하기 위해 최대화될 수 있습니다.

그림 9a, 9b 및 9c는 그림 8에 표시된 회로도에 대한 인쇄 회로 기판 레이아웃 디자인입니다. LinkSwitch-TN2, 인덕터(L1), 프리휠링 다이오드 (D1), 및 출력 커패시터(C2) 사이에 구성된 루프는 가능한 한 작게 유지되어야 합니다. BYPASS 핀 커패시터 C1은 SOURCE(S) 및 BYPASS(BP) 핀에 물리적으로 가까이 위치해야 합니다. 스위칭 노드의 직접 커플링을 최소화하기 위해 LinkSwitch-TN2는 AC 입력 라인에서 멀리 배치되어야 합니다. LinkSwitch-TN2와 AC 입력 사이에 커패시터 C4와 C5를 배치하는 것이 좋습니다. 두 번째 정류기 다이오드 D4는 옵션이지만 더 나은 EMI 성능과 더 높은 라인 서지 내성 기능을 위해 포함될 수도 있습니다.

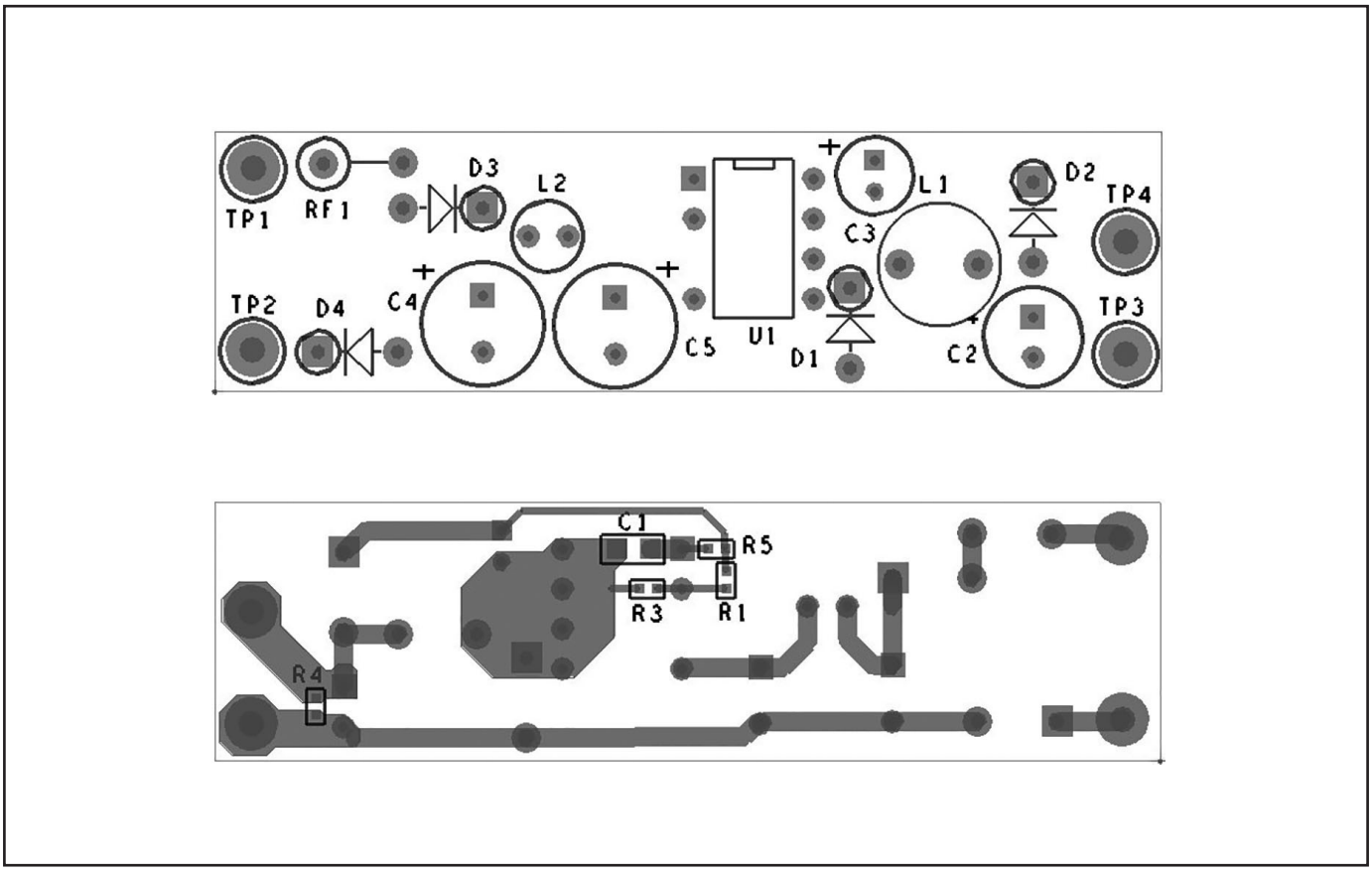


Figure 9a. Recommended Printed Circuit Layout for LinkSwitch-TN2 using P Package.

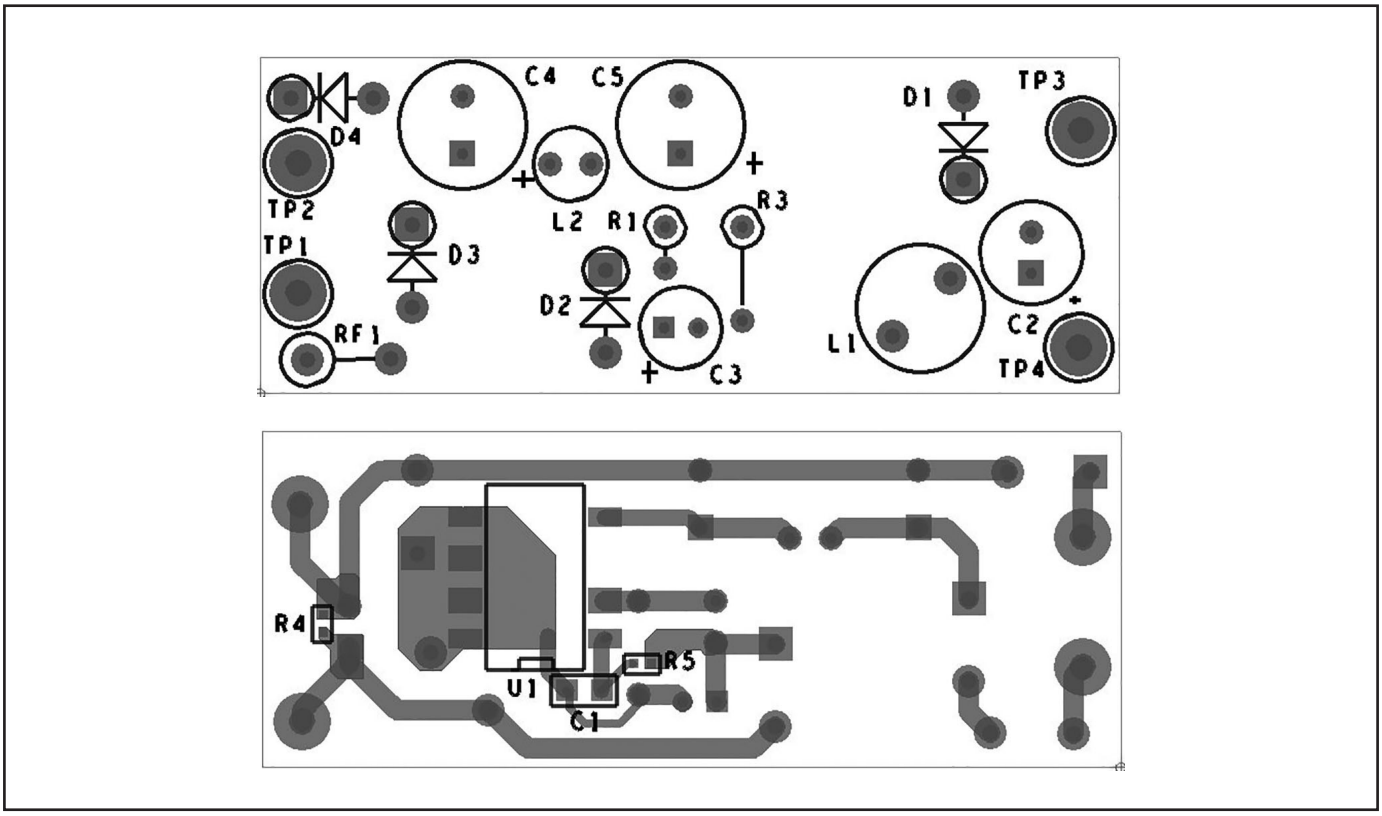


Figure 9b. Recommended Printed Circuit Layout for LinkSwitch-TN2 using G Package.

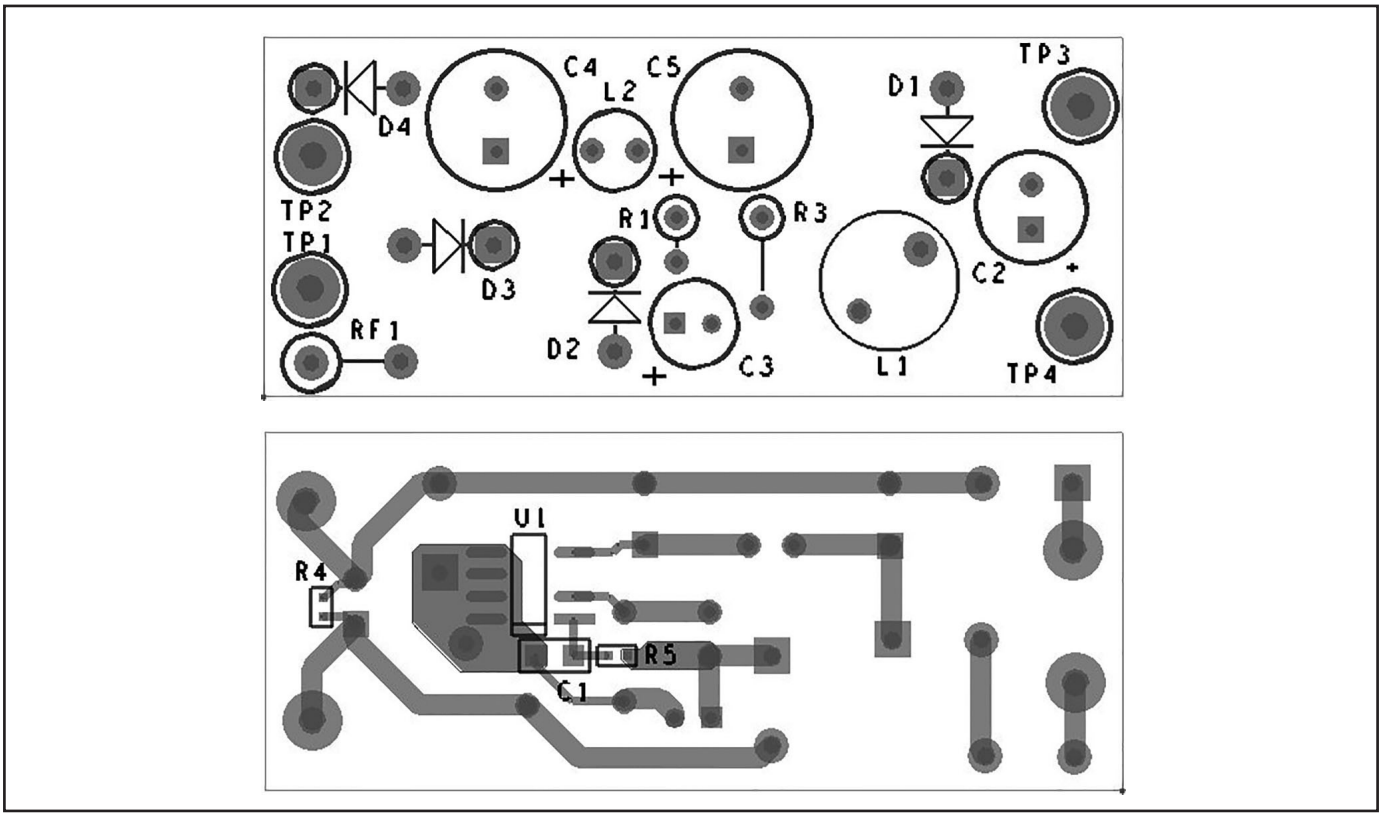


Figure 9c. Recommended Printed Circuit Layout for LinkSwitch-TN2 using D Package.

빠른 설계 확인 목록

모든 파워 서플라이 설계가 그렇듯이 모든 LinkSwitch-TN2 설계는 벤치의 적절한 기능을 위해 확인되어야 합니다. 다음과 같은 최소한의 테스트가 권장됩니다.

1. 적절한 DC 레일 전압 - 최소 DC 입력 전압이 최대 부하, 최소 입력 전압에서 70VDC 아래로 떨어지지 않음을 확인합니다.
2. 정확한 다이오드 선택 - 역 리커버리 시간이 75ns 이내인 UF400x 시리즈 다이오드는 주변 온도가 70°C 이하일 때 MDCM에서 작동하는 설계에서만 권장됩니다. CCM(연속 전도 모드) 및/또는 더 높은 주변 온도에서 작동하는 설계에서는 BYV26C와 같이 역 리커버리 시간이 35ns 이내인 다이오드가 권장됩니다.
3. 최대 드레인 전류 – 피크 드레인 전류가 최고 라인 전압, 최대 과부하 (오토-리스타트 직전), 최고 주변 온도라는 최악의 조건에서 데이터 시트 피크 드레인 사양 미만인지 확인합니다.
4. 써멀 검사 – 최대 출력 전력, 최소 입력 전압, 최대 주변 온도에서 LinkSwitch-TN2 SOURCE 핀 온도가 100°C 이하인지 확인합니다. 이렇게 하면 부품 간의 $R_{DS(ON)}$ 편차로 인한 적절한 마진을 보장할 수 있습니다. IC의 디바이스 온도가 25°C의 주변 온도에서 85°C를 넘으면 애플리케이션을 위해 제품군에서 다음으로 큰 디바이스를 선택하는 것이 좋습니다. SOURCE 핀이 스위칭 노드인 경우 배터리 구동식 열전대 측정기를 사용하여 측정할 것을 권장합니다. 또는, 써멀 셧다운에 대한 마진을 나타내도록 주변 온도를 높여야 합니다.

벅 또는 벅-부스트 컨버터 토폴로지를 사용하는 LinkSwitch-TN2 설계에서 SOURCE 핀은 스위칭 노드입니다. 오실로스코프 측정은 따라서 SOURCE 핀이 아닌 1차측 복귀 또는 DC 입력 레일과 같은 DC 전압에 접지된 프로브로 수행해야 합니다. 측정할 때 파워 서플라이 입력은 항상 절연된 소스에서 공급되어야 합니다(예: 절연 트랜스포머를 통해).

최대 정격 절대값(1,5)

DRAIN 핀 전압 LNK320x ..... -0.3~725V
LNK329x ..... -0.3~900V
DRAIN 핀 피크 전류: LNK3202 ..... 600mA[2]
LNK3204 ..... 1230mA[2]
LNK3205 ..... 2460mA[2]
LNK3206 ..... 3750mA[2]
LNK3207 ..... 3750mA[2]
LNK3208 ..... 6300mA[2]
LNK3209 ..... 10200mA[2]
LNK3294 ..... 968mA[2]
LNK3296 ..... 3194mA[2]
FEEDBACK 핀 전압 ..... -0.3V~7V
FEEDBACK 핀 전류 100mA
BYPASS 핀 전압 ..... 0.3V~7V

보관 온도 ..... -65°C~150°C
작동 정션 온도[3] ..... -40°C~150°C
리드 온도[4] ..... 260°C

참고:
1. 모든 전압은 SOURCE, T_A = 25°C를 기준으로 합니다.
2. V_{DS} > 400V인 경우 그림 15와 그림 23을 참조하십시오.
3. 일반적으로 내부 회로에 의해 제한됩니다.
4. 케이스에서 1.59mm(1/16인치) 거리를 두고 5초 동안 측정한 값입니다.
5. 지정된 최대 정격은 제품에 영구적인 손상을 초래하지 않는 한도 내에서 일회적으로 측정된 결과입니다. 지정된 시간보다 오랫동안 최대 정격 절대값 조건에 노출하면 제품 신뢰성에 영향을 미칠 수 있습니다.

열 저항

열 저항: P 또는 G 패키지:
(θ_{JA}) ..... 70°C/W[2]; 60°C/W[3]
(θ_{JC})[1] ..... 11°C/W
D 패키지:
(θ_{JA}) ..... 100°C/W[2]; 80°C/W[3]
(θ_{JC})[1] ..... 30°C/W

참고:
1. 플라스틱 인터페이스에서 가까운 핀 8(SOURCE)에서 측정되었습니다.
2. 0.36평방인치(232mm²), 2온스(610g/m²) 동판에 납땜.
3. 1평방인치(645mm²), 2온스(610g/m²) 동판에 납땜.

Parameter	Symbol	Conditions SOURCE = 0 V; T_J = -40 to 125 °C See Figure 10 (Unless Otherwise Specified)		Min	Typ	Max	Units
Control Functions							
Output Frequency	f_{OSC}	T_J = 25 °C	Average	62	66	70	kHz
			Peak-Peak Jitter		4		
Maximum Duty Cycle	DC_{MAX}	S2 Open	LNK320x	66	69	73	%
			LNK329x	65	68	72	
FEEDBACK Pin Turnoff Threshold Current	I_{FB}	V_{BP} = 5.0 V to 5.5 V T_J = 25 °C		44	49	54	µA
FEEDBACK Pin Voltage at Turnoff Threshold	V_{FB}	V_{BP} = 5.0 V to 5.5 V T_J = 25 °C		1.97	2.00	2.03	V
FEEDBACK Pin Instant Shutdown Current	$I_{FB(SD)}$	T_J = 25 °C		520	675	800	µA
FEEDBACK Pin Instant Shutdown Delay		T_J = 25 °C			2		Switch Cycles
FEEDBACK Pin Voltage at Shutdown Current	$V_{FB(SD)}$	V_{BP} = 5.0 V to 5.5 V T_J = 25 °C			3.3		V
DRAIN Pin Supply Current	I_{S1}	V_{FB} = 2.1 V (MOSFET Not Switching) See Note A	LNK32xx		75		µA
			LNK3208/9		95		
	I_{S2}	FEEDBACK Open (MOSFET Switching) See Notes A, B	LNK3202		98	160	µA
			LNK3204		113	180	
			LNK3205		141	220	
			LNK3206		165	250	
			LNK3207		190	290	
			LNK3208		275	405	
			LNK3209		300	460	
			LNK3294		120	170	
			LNK3296		225	320	

Parameter	Symbol	Conditions SOURCE = 0 V; T_J = -40 to 125 °C See Figure 10 (Unless Otherwise Specified)		Min	Typ	Max	Units
Control Functions (cont.)							
BYPASS Pin Charge Current	I_{CH1}	V_{BP} = 0 V T_J = 25 °C		-11	-7	-3	mA
	I_{CH2}	V_{BP} = 4 V T_J = 25 °C		-7.5	-5	-2.5	
BYPASS Pin Voltage	V_{BP}			4.7	5.0	5.2	V
BYPASS Pin Shutdown Threshold Current	$I_{BP(SD)}$	T_J = 25 °C			6	8	mA
BYPASS Pin Shunt Voltage	$V_{BP(SHUNT)}$	I_{BP} = 2 mA		4.9	5.2	5.5	V
BYPASS Pin Voltage Hysteresis	$V_{BP(H)}$		LNK32xx	0.37	0.47	0.57	V
			LNK3208/9	0.35	0.47	0.60	
BYPASS Pin Supply Current	$I_{BP(SC)}$	See Note C		55			µA
Circuit Protection							
Standard Current Limit (C_{BP} = 0.1 µF, See Note D, H)	I_{LIMIT}	di/dt = 55 mA/µs T_J = 25 °C	LNK3202	126	136	146	mA
		di/dt = 250 mA/µs T_J = 25 °C		149	170	191	
		di/dt = 65 mA/µs T_J = 25 °C	LNK3204	240	257	275	
		di/dt = 415 mA/µs T_J = 25 °C		278	317	356	
		di/dt = 75 mA/µs T_J = 25 °C	LNK3205	350	375	401	
		di/dt = 500 mA/µs T_J = 25 °C		394	448	502	
		di/dt = 95 mA/µs T_J = 25 °C	LNK3206	450	482	515	
		di/dt = 610 mA/µs T_J = 25 °C		510	580	650	
		di/dt = 95 mA/µs T_J = 25 °C	LNK3207	725	780	835	
		di/dt = 610 mA/µs T_J = 25 °C		893	1015	1137	
		di/dt = 165 mA/µs T_J = 25 °C	LNK3208	970	1040	1110	
		di/dt = 1000 mA/µs T_J = 25 °C		1131	1285	1440	
		di/dt = 165 mA/µs T_J = 25 °C	LNK3209	1200	1300	1400	
		di/dt = 1000 mA/µs T_J = 25 °C		1413	1600	1787	
		di/dt = 65 mA/µs T_J = 25 °C	LNK3294	240	257	275	
		di/dt = 415 mA/µs T_J = 25 °C		278	317	356	
		di/dt = 95 mA/µs T_J = 25 °C	LNK3296	450	482	515	
		di/dt = 610 mA/µs T_J = 25 °C		510	580	650	

Parameter	Symbol	Conditions SOURCE = 0 V; T_J = -40 to 125 °C See Figure 10 (Unless Otherwise Specified)		Min	Typ	Max	Units
Circuit Protection (cont.)							
Reduced Current Limit (C_{BP} = 1 µF, See Note D, H)	$I_{LIMIT(RED)}$	di/dt = 28 mA/µs T_J = 25 °C	LNK3202	70	80	90	mA
		di/dt = 170 mA/µs T_J = 25 °C		104	119	134	
		di/dt = 65 mA/µs T_J = 25 °C	LNK3204	180	205	230	
		di/dt = 415 mA/µs T_J = 25 °C		227	258	289	
		di/dt = 75 mA/µs T_J = 25 °C	LNK3205	227	259	291	
		di/dt = 500 mA/µs T_J = 25 °C		292	332	372	
		di/dt = 95 mA/µs T_J = 25 °C	LNK3206	325	370	415	
		di/dt = 610 mA/µs T_J = 25 °C		408	464	520	
		di/dt = 95 mA/µs T_J = 25 °C	LNK3207	545	620	695	
		di/dt = 610 mA/µs T_J = 25 °C		730	830	930	
		di/dt = 165 mA/µs T_J = 25 °C	LNK3208	739	840	941	
		di/dt = 1000 mA/µs T_J = 25 °C		941	1070	1199	
		di/dt = 165 mA/µs T_J = 25 °C	LNK3209	925	1050	1175	
		di/dt = 1000 mA/µs T_J = 25 °C		1194	1350	1506	
		di/dt = 65 mA/µs T_J = 25 °C	LNK3294	180	205	230	
		di/dt = 415 mA/µs T_J = 25 °C		227	258	289	
		di/dt = 95 mA/µs T_J = 25 °C	LNK3296	325	370	415	
		di/dt = 610 mA/µs T_J = 25 °C		408	464	520	
Minimum On-Time	$t_{ON(MIN)}$	LNK3202 See Note I		373	534	687	ns
		LNK3204 See Note I		356	475	594	
		LNK3205 See Note I		412	531	650	
		LNK3206 See Note I		442	591	734	
		LNK3207 See Note I		656	875	1094	
		LNK3208 See Note I		435	580	725	
		LNK3209 See Note I		442	591	734	

Parameter	Symbol	Conditions SOURCE = 0 V; T_J = -40 to 125 °C See Figure 10 (Unless Otherwise Specified)		Min	Typ	Max	Units
Circuit Protection (cont.)							
Minimum On-Time	$t_{ON(MIN)}$	LNK3294 See Note I		356	480	599	ns
		LNK3296 See Note I		350	550	760	
Leading Edge Blanking Time	t_{LEB}	T_J = 25 °C See Note E		300	450		ns
Thermal Shutdown Temperature	T_{SD}	See Note F		135	142	150	°C
Thermal Shutdown Hysteresis	T_{SDH}	See Note F			75		°C
Internal Soft-Start	$f_{OSC(SS)}$	LNK32xx	Soft-Start Period See Note E		256		Cycles
			Soft-Start Frequency		33		kHz
		LNK3208/9	Soft-Start Period 1		64		Cycles
			Soft-Start Frequency 1		16.5		kHz
			Soft-Start Period 2		64		Cycles
			Soft-Start Frequency 2		22		kHz
			Soft-Start Period 3		128		Cycles
			Soft-Start Frequency 3		33		kHz
Output							
ON-State Resistance	$R_{DS(ON)}$	LNK3202 I_D = 13 mA	T_J = 25 °C		48	55.2	Ω
			T_J = 100 °C		76	88.4	
		LNK3204 I_D = 25 mA	T_J = 25 °C		24	27.6	
			T_J = 100 °C		38	44.2	
		LNK3205 I_D = 35 mA	T_J = 25 °C		12	13.8	
			T_J = 100 °C		19	22.1	
		LNK3206 I_D = 45 mA	T_J = 25 °C		7	8.1	
			T_J = 100 °C		11	12.9	
		LNK3207 I_D = 45 mA	T_J = 25 °C		7	8.1	
			T_J = 100 °C		11	12.9	
		LNK3208 I_D = 45 mA	T_J = 25 °C		4.25	4.85	
			T_J = 100 °C		5.78	6.60	
		LNK3209 I_D = 45 mA	T_J = 25 °C		2.70	3.20	
			T_J = 100 °C		3.80	4.37	
		LNK3294 I_D = 83 mA	T_J = 25 °C		17	19.6	
			T_J = 100 °C		27	31	
		LNK3296 I_D = 163 mA	T_J = 25 °C		5.3	6.1	
			T_J = 100 °C		8.4	9.7	

Parameter	Symbol	Conditions SOURCE = 0 V; T_J = -40 to 125 °C See Figure 10 (Unless Otherwise Specified)		Min	Typ	Max	Units
Output (cont.)							
OFF-State Drain Leakage Current	I_{DSS1}	V_{BP} = 5.4 V V_{FB} ≥2.1 V V_{DS} = 80% BV_{DSS} T_J = 125 °C				200	µA
	I_{DSS2}	V_{BPP} = 5.4 V V_{DSS} = 325 V T_J = 25 °C			15		
Breakdown Voltage	BV_{DSS}	V_{BP} = 5.4 V V_{FB} ≥2.1 V T_J = 25 °C	LNK320X	725			V
			LNK329X	900			
DRAIN Pin Supply Voltage		T_J = 25 °C	LNK3202 to LNK3207	18			V
			LNK3208 to LNK3209 LNK3294, LNK3296	25			
Auto-Restart ON-Time	$t_{AR(ON)}$	T_J = 25 °C See Note G			50		ms
Auto-Restart OFF-Time	$t_{AR(OFF)}$	T_J = 25 °C See Note G	First Off Period		150		ms
			Subsequent Periods		1500		
Auto-Restart Duty Cycle	DC_{AR}	Subsequent Periods			3		%

NOTES:

A. Total current consumption is the sum of I_{S1} and I_{DSS} when FEEDBACK pin voltage is = 2.1 V (MOSFET not switching) and the sum of I_{S2} and I_{DSS} when FEEDBACK pin is shorted to SOURCE (MOSFET switching).

B. Since the output MOSFET is switching, it is difficult to isolate the switching current from the supply current at the DRAIN. An alternative is to measure the BYPASS pin current at 5.1 V.

C. This current is only intended to supply an optional optocoupler connected between the BYPASS and FEEDBACK pins and not any other external circuitry.

D. For current limit at other di/dt values, refer to Figures 21 and 22.

E. This parameter is guaranteed by design.

F. This parameter is derived from characterization.

G. Auto-restart on time has the same temperature characteristics as the oscillator (inversely proportional to frequency).

H. The BP/M capacitor value tolerance should be equal or better than indicated below across the ambient temperature range of the target application.

I. Measured using circuit in Figure 12 with 50 Ω drain pull-up. The width of the drain pulse is measured as the time from V_{FALL} = 42 V to V_{RISE} = 40 V (VDR = 50 V), for LNK32x6/x5/x4 and as the time from V_{FALL} = 32 V to V_{RISE} = 30 V on rising edge (VDR = 35 V), for LNK3202.

Nominal BP/M Pin Capacitor Value	Tolerance Relative to Minimal Capacitor Value	
	Min	Max
0.1 µF	-60%	+100%
1 µF	-50%	+100%

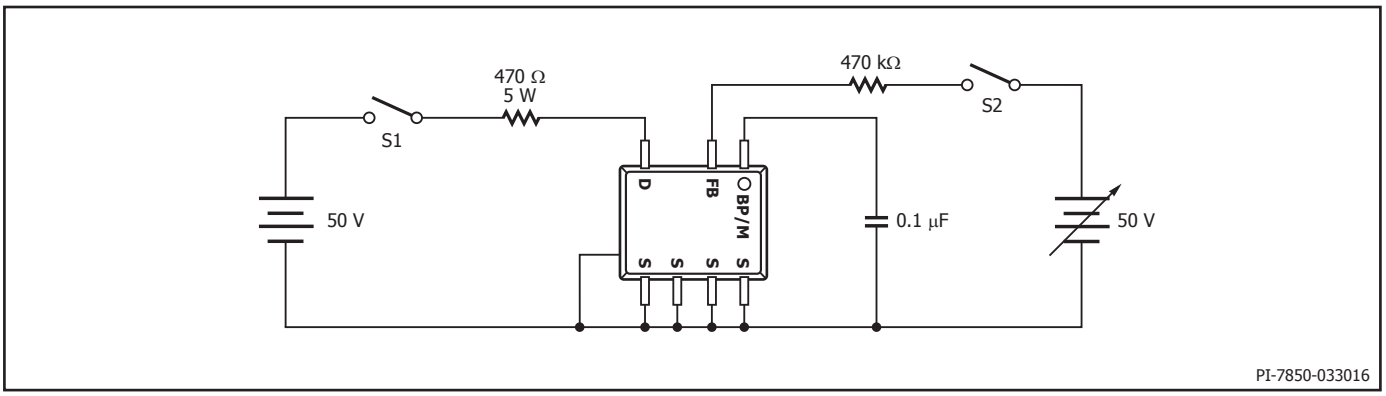


Figure 10. LinkSwitch-TN2 General Test Circuit.

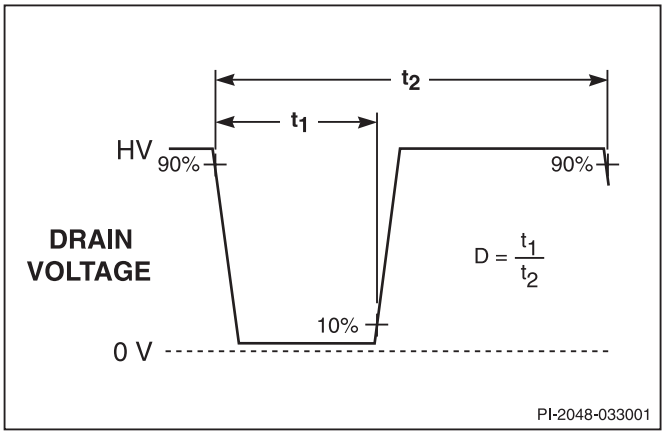


Figure 11. LinkSwitch-TN2 Duty Cycle Measurement.

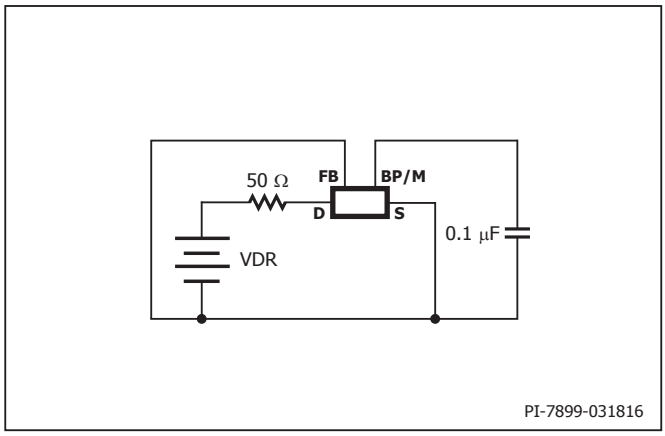


Figure 12. LinkSwitch-TN2 Minimum On-Time Test Circuit.

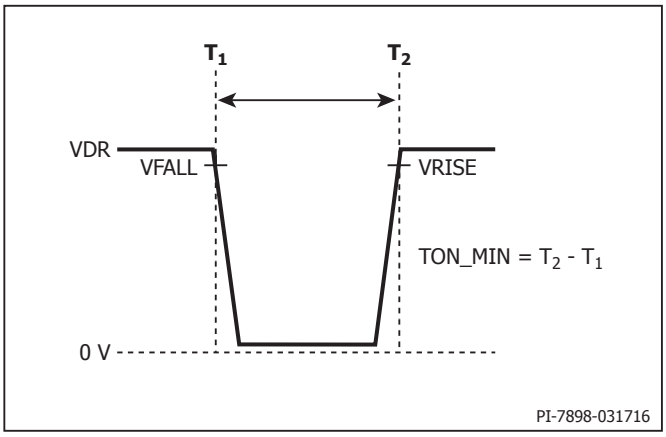


Figure 13. LinkSwitch-TN2 Minimum On-Time Measurement.

Typical Performance Characteristics

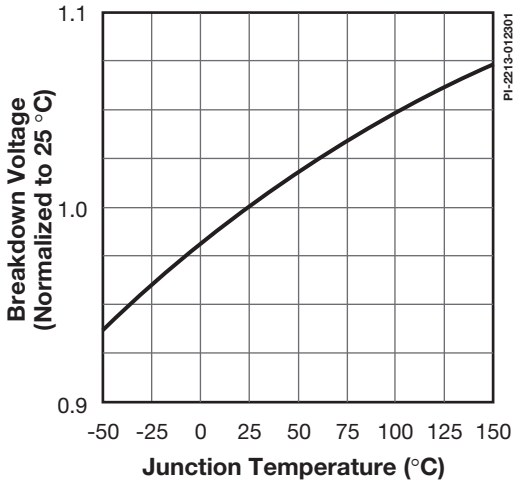


Figure 14. Breakdown vs. Temperature.

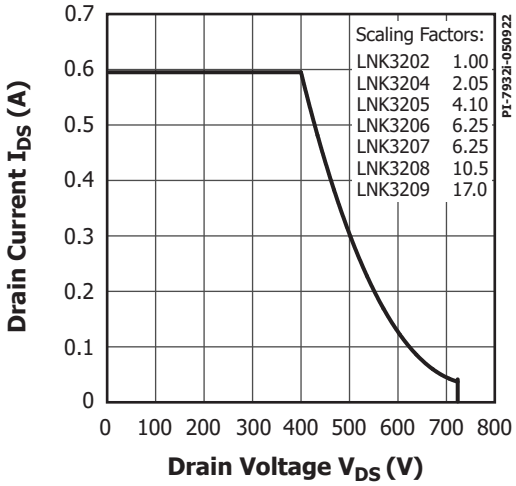


Figure 15. Maximum Allowable Drain Current vs. Drain Voltage.

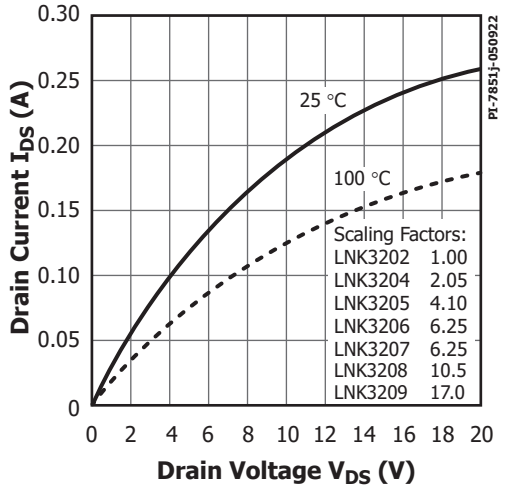


Figure 16. Output Characteristics.

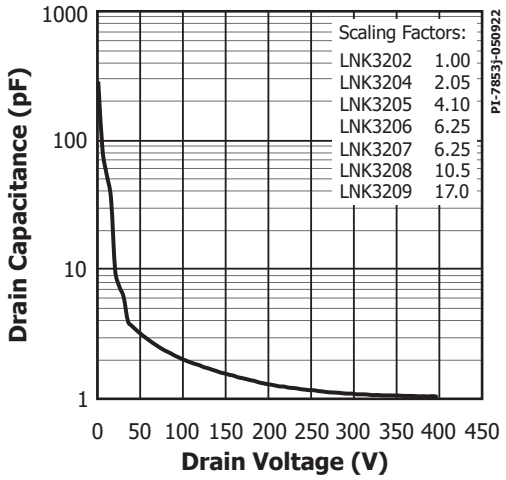


Figure 17. C_{OSS} vs. Drain Voltage.

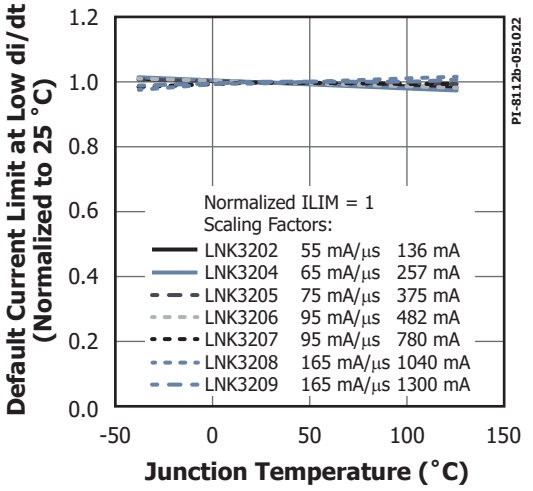


Figure 18. Current Limit vs. Temperature.

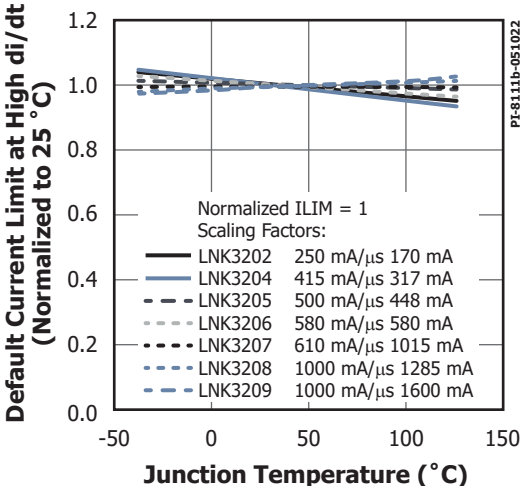


Figure 19. Current Limit vs. Temperature.

Typical Performance Characteristics

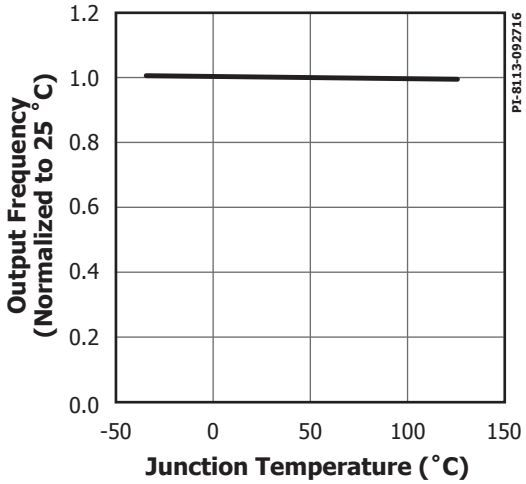


Figure 20. Output Frequency vs. Junction Temperature.

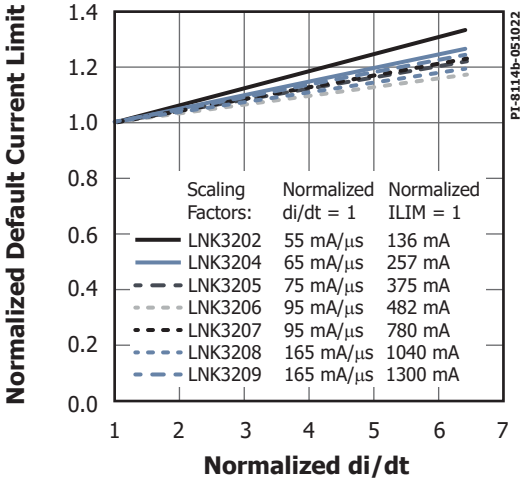


Figure 21. Default Current Limit vs. di/dt.

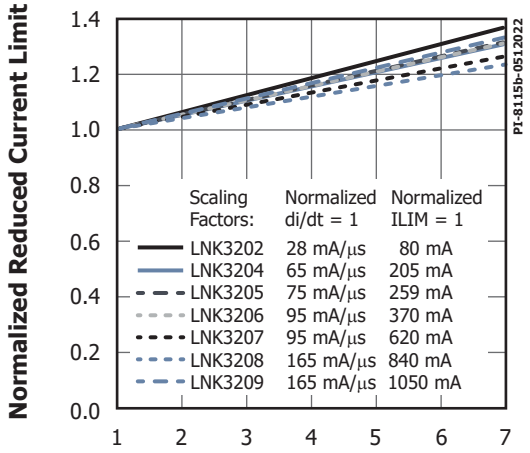


Figure 22. Reduced Current Limit vs. di/dt.

Typical Performance Characteristics 900 V

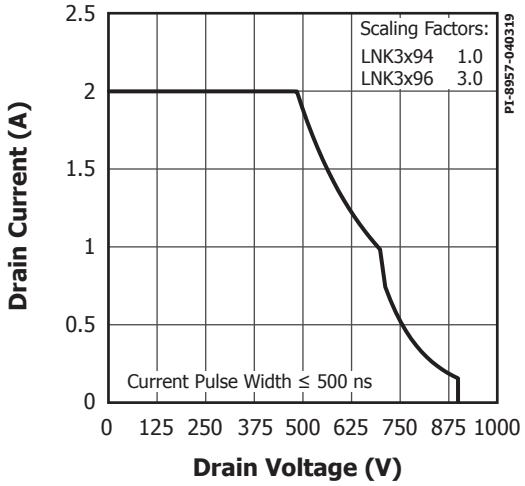


Figure 23. Maximum Allowable Drain Current vs. Drain Voltage.

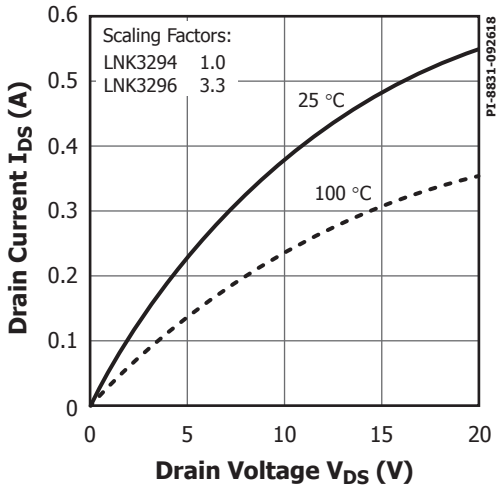


Figure 24. Output Characteristics.

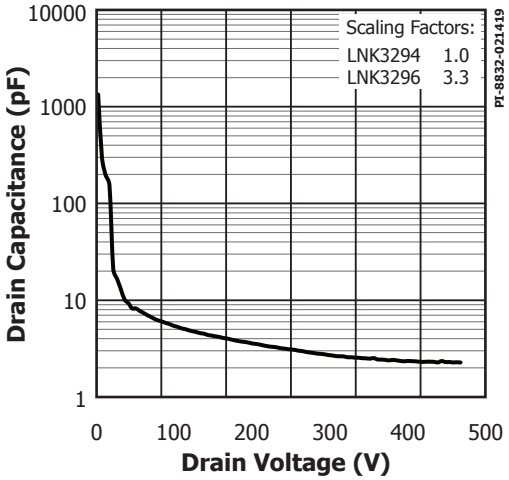


Figure 25. C_{OSS} vs. Drain Voltage.

Typical Performance Characteristics 900 V

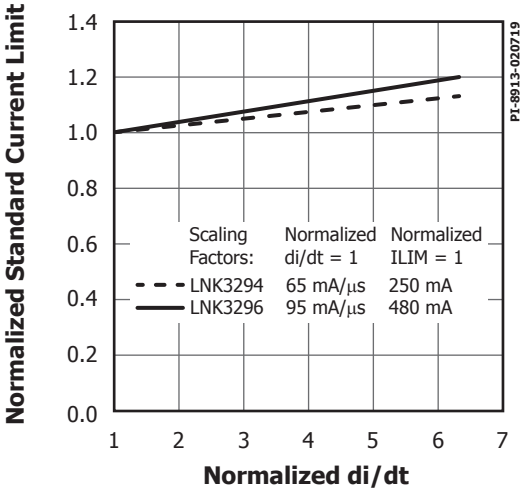


Figure 26. Normalized Current Limit vs. di/dt.

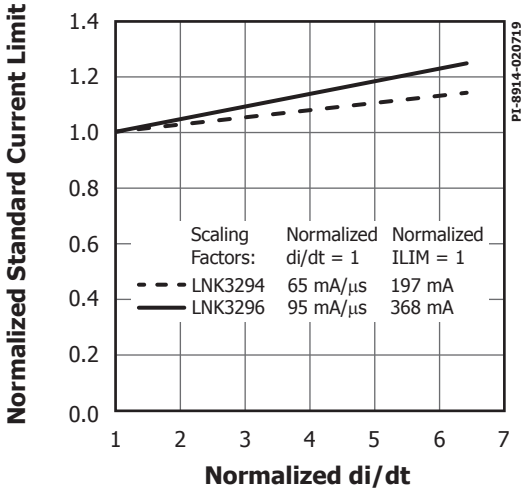


Figure 27. Normalized Current Limit vs. di/dt.

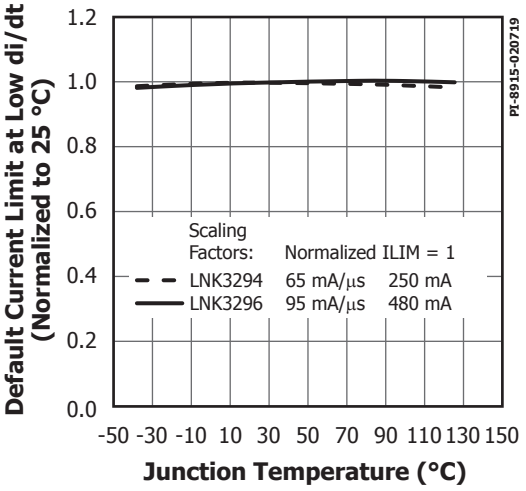


Figure 28. Standard Current Limit at Low Ramp Rate.

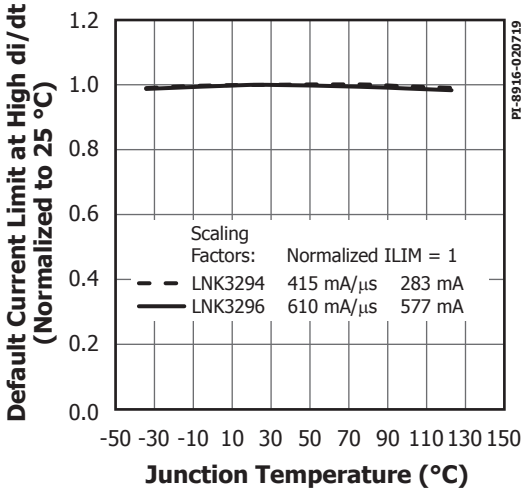


Figure 29. Standard Current Limit at High Ramp Rate.

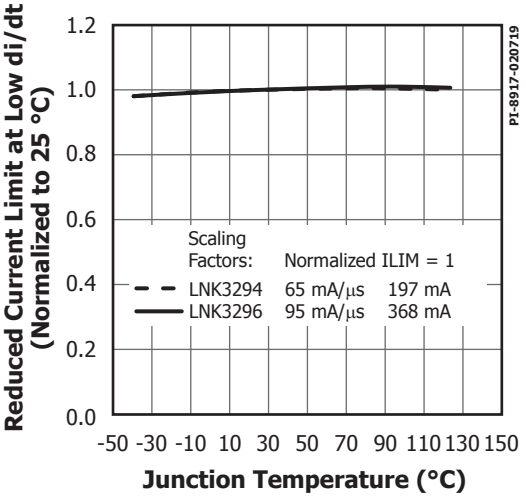


Figure 30. Reduced Current Limit at Low Ramp Rate.

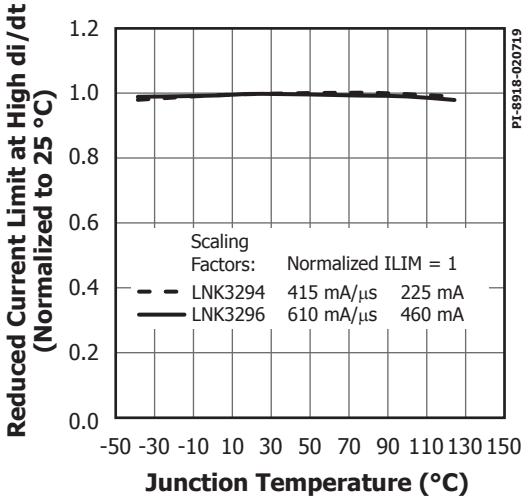
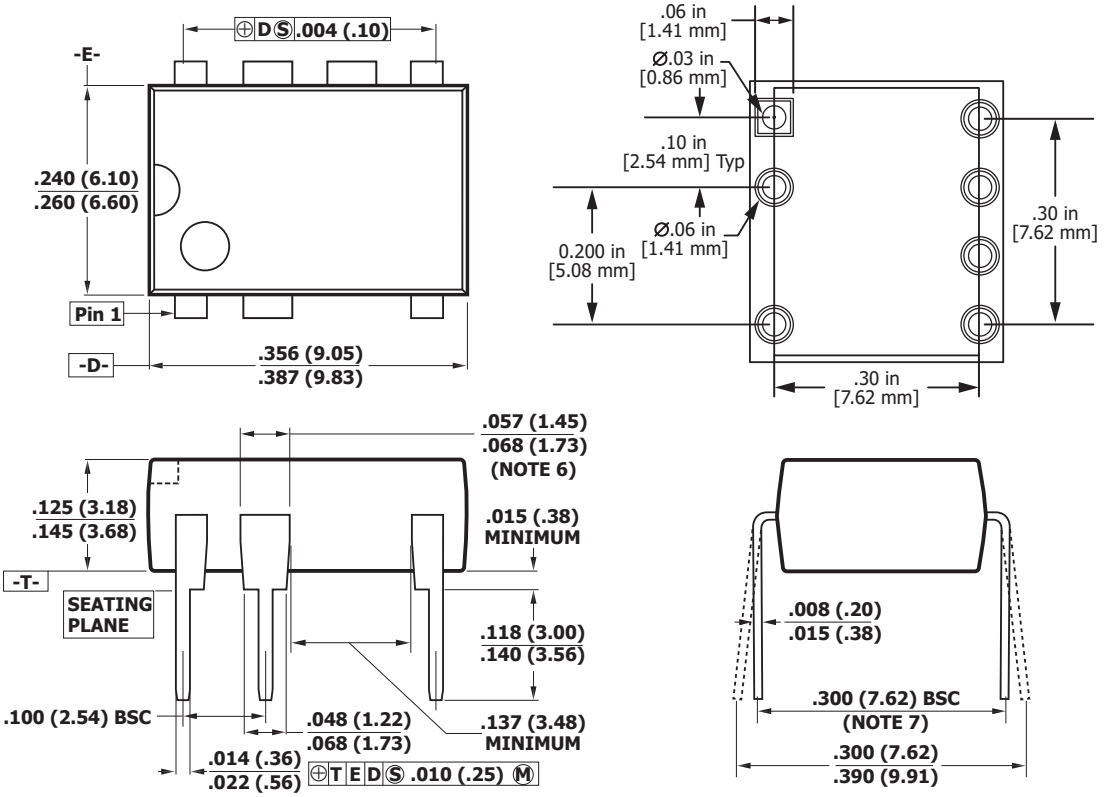


Figure 31. Reduced Current Limit at High Ramp Rate.

PDIP-8C (P Package)



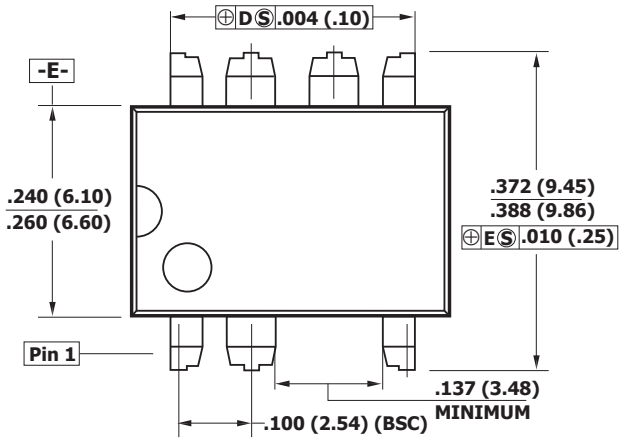
참고:

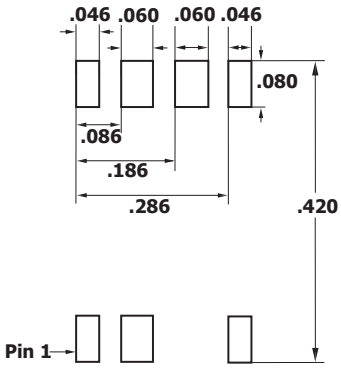
1. 패키지 치수는 행 간격이 0.300인치인 표준 DIP(Dual-In-Line) 패키지에 대한 JEDEC 사양 MS-001-AB(Issue B 7/85)를 준수합니다.
2. 제어 치수는 인치 단위입니다. 밀리미터 크기는 괄호 안에 표시됩니다.
3. 표시된 치수에는 몰드 플래시(mold flash) 또는 다른 돌출이 포함되지 않습니다. 몰드 플래시(mold flash) 또는 돌출은 어느 면에서도 0.006(0.15)을 초과하지 않아야 합니다.
4. 핀 위치는 핀 1에서 시작해 윗면에서 봤을 때 시계 반대 방향으로 핀 8까지 이어집니다. 핀 1 위치를 알려주는 노치 및/또는 딤플이 있고, Pin 3은 생략되었습니다.
5. 패키지 본체에서 리드가 없는 위치의 금속 간 최소 간격은 3.48mm(0.137인치)입니다.
6. 리드 너비는 패키지 본체에서 측정된 것입니다.
7. 리드가 평면 T에 수직이 되도록 제한된 상태에서 측정한 리드 간격입니다.

P08C

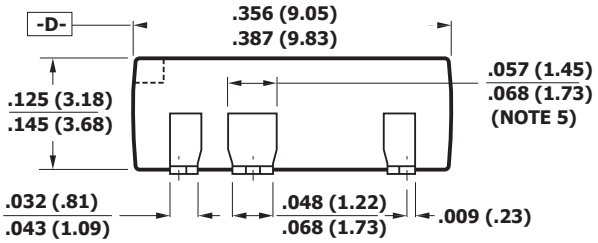
PI-3933b-092920

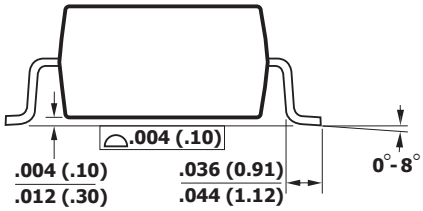
SMD-8C (G Package)





Solder Pad Dimensions



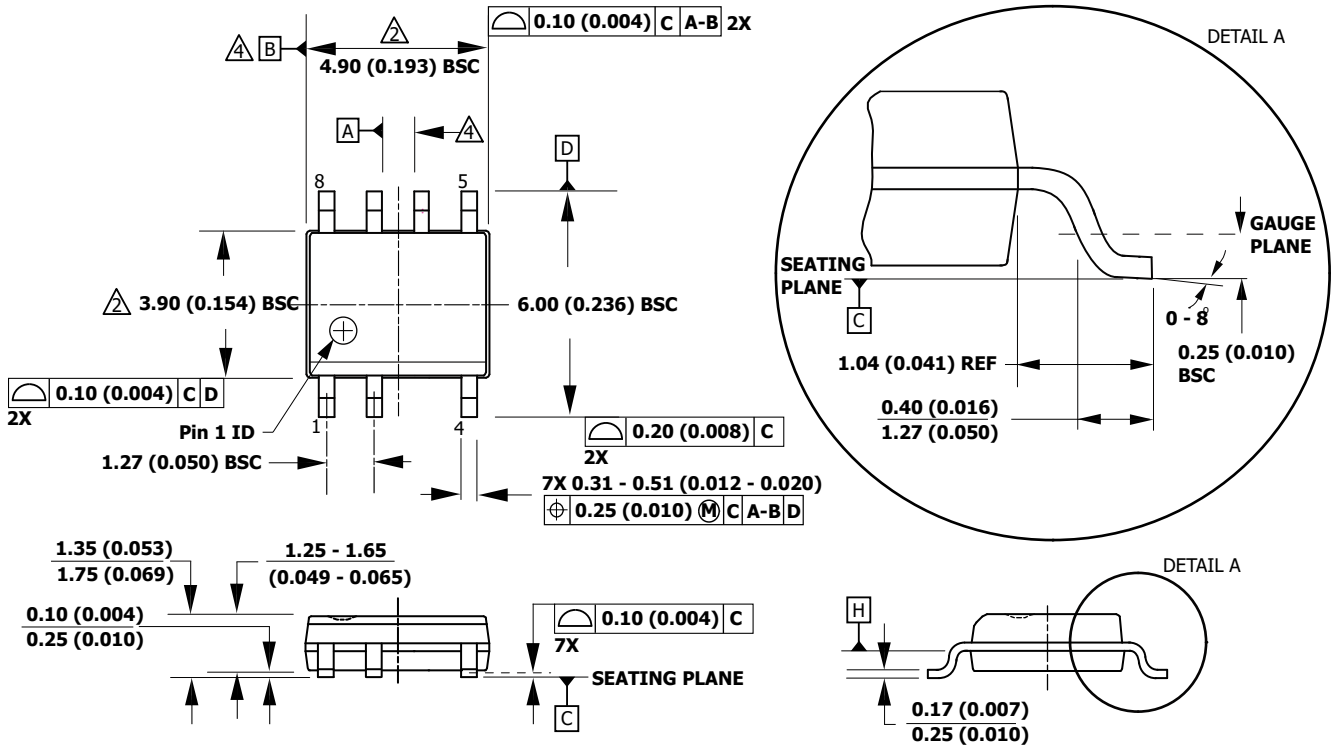


참고:
1. 제어 치수는 인치 단위입니다. 밀리미터 크기는 괄호 안에 표시됩니다.
2. 표시된 치수에는 몰드 플래시(**mold flash**) 또는 다른 돌출이 포함되지 않습니다. 몰드 플래시(**mold flash**) 또는 돌출은 어느 면에서도 **0.006(0.15)**을 초과하지 않아야 합니다.
3. 핀 위치는 핀 **1**에서 시작해 윗면에서 봤을 때 시계 반대 방향으로 핀 **8**까지 이어집니다. **Pin 3**은 생략되었습니다.
4. 패키지 본체에서 리드가 없는 위치의 금속 간 최소 간격은 **3.48mm(0.137**인치**)**입니다.
5. 리드 너비는 패키지 본체에서 측정된 것입니다.
6. **D**와 **E**는 패키지 본체에서의 참조 기준점입니다.

G08C

PI-4015b-072320

SO-8C (D Package)



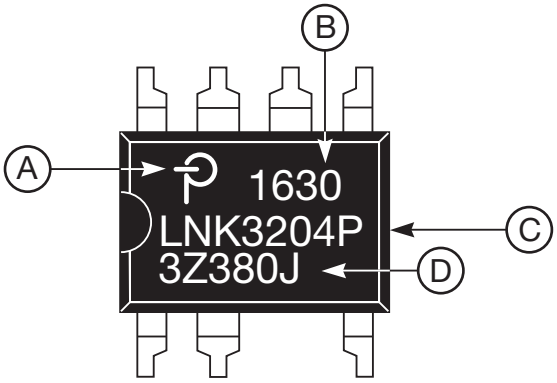
D07C

참고:

1. **JEDEC 참조: MS-012.**
2. **패키지 외형은 몰드 플래시(Mold Flash) 및 메탈 버(Metal Burr)를 포함하지 않습니다.**
3. **패키지 외형은 도금 두께를 포함합니다.**
4. **기준점 A와 B는 기준면 H에서 결정됩니다.**
5. **제어 치수 단위는 밀리미터이며 인치 치수는 괄호 안에 표시됩니다. 각도는 도 단위로 표시됩니다.**

PI-4526-012315

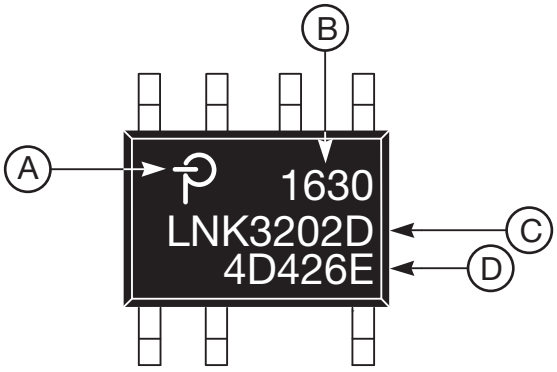
PDIP-8C (P) and SMD-8C (G) PACKAGE MARKING



A. 파워 인테그레이션스(Power Integrations) 등록 상표
B. 조립 날짜 코드(앞 두 자리: 연도, 뒤 두 자리: 작업 주)
C. 제품 ID(부품 번호/패키지 유형)
D. Lot ID 코드

PI-8117-093016

SO-8C (D) PACKAGE MARKING



A. 파워 인테그레이션스(Power Integrations) 등록 상표
B. 조립 날짜 코드(앞 두 자리: 연도, 뒤 두 자리: 작업 주)
C. 제품 ID(부품 번호/패키지 유형)
D. Lot ID 코드

PI-8116-092816

MSL Table

Part Number	MSL Rating
LNK3202P LNK3204P LNK3294P LNK3205P LNK3206P LNK3207P LNK3208P LNK3209P LNK3294P LNK3296P	N/A
LNK3202G LNK3204G LNK3294G LNK3205G LNK3206G LNK3207G LNK3208G LNK3209G LNK3294G LNK3296G	3
LNK3202D LNK3204D LNK3205D LNK3206D LNK3207D LNK3208D LNK3209D	1

ESD and Latch-Up

Test	Conditions	Results
Latch-up at 125 °C	EIA/JESD78	> ±100 mA or > 1.5 × V_{MAX} on all pins
Human Body Model ESD	EIA/JESD22-A114-A	> ±2 kV on all pins, except DRAIN Pin for LNK3202 ±1.5 kV
Machine Model ESD	EIA/JESD22-A115-A	> ±200 V on all pins

Part Ordering Information

LNK 3204 G - TL

- **LinkSwitch Product Family**
- **TN2 Series Number**
- **MOSFET Rating**
  - **0** 725 V
  - **9** 900 V
- **Package Identifier (All RoHS Compliant and Halogen Free)**
  - **G** Plastic Surface Mount SMD-8C
  - **P** Plastic PDIP-8C
  - **D** Plastic SO-8C (725 V Family only)
- **Tape & Reel and Other Options**
  - **TL** Tape and Reel, 1 k pcs minimum for G Package. 2.5 k pcs for D Package. Not available for P Package.

개정	참고	날짜
A	725V 부품 예비 출시.	04/16
B	725V 부품 최초 출시.	07/16
C	725V 부품 생산 출시.	10/16
D	1페이지에 IC 이미지 추가.	10/14/16
E	참고 D, 그림 16, V_{FB} 파라미터 업데이트.	11/8/16
F	그림 12 및 13의 캡션을 업데이트. 그림 15와 일치하도록 DRAIN 핀 피크 전류 수정 및 최대 정격 절대값 섹션의 참고 2 수정.	01/06/17
G	LNK3294와 LNK3296 부품 생산 출시.	02/19
H	그림 23 업데이트.	04/19
I	T_J - 125°C에서 I_{S2} 최대값 추가 및 I_{DSS2} 추가.	08/19
J	ESD 및 래치업 표 업데이트.	01/20
K	PCN-20321에 따라 업데이트.	08/20
L	PCN-20331에 따라 업데이트, 크기 7 추가.	10/20
M	$V_{BP(SHUNT)}$ 최소값과 최대값 업데이트.	2020-10-21
N	LNK3208 부품 최초 출시.	04/22
O	LNK3209 부품 최초 출시.	05/22
P	LNK3208와 LNK3209 부품 생산 출시.	06/22
Q	최소 DRAIN 핀 공급 전압 업데이트.	06/23

참고

최신 업데이트에 대한 자세한 내용은 당사 웹사이트를 참고하십시오. www.power.com
파워 인테그레이션스(Power Integrations)는 안정성 또는 생산성 향상을 위하여 언제든지 당사 제품을 변경할 수 있는 권한이 있습니다. 파워 인테그레이션스(Power Integrations)는 본 문서에서 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
본 문서에서 설명하는 제품 및 애플리케이션(제품의 외부 트랜스포머 구성 및 회로 포함)은 하나 이상의 미국 및 해외 특허 또는 파워 인테그레이션스(Power Integrations)에서 출원 중인 미국 및 해외 특허에 포함될 수 있습니다. 파워 인테그레이션스(Power Integrations)의 전체 특허 목록은 www.power.com에서 확인할 수 있습니다. 파워 인테그레이션스(Power Integrations)는 고객에게 www.power.com/ip.htm에 명시된 특정 특허권에 따른 라이센스를 부여합니다.

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

1. 수명 유지 디바이스 또는 시스템이란 (i)신체에 대한 외과적 이식을 목적으로 하거나, (ii)수명 지원 또는 유지를 목적으로 사용되며, (iii)사용 지침에 따라 올바로 사용하는 경우에도 동작의 실패가 사용자의 상당한 부상 또는 사망을 초래할 수 있는 디바이스 또는 시스템입니다.
2. 핵심 부품이란 부품의 작동이 실패하여 수명 유지 디바이스 또는 시스템의 작동이 실패하거나, 해당 디바이스 또는 시스템의 안전성 및 효율성에 영향을 줄 수 있는 수명 유지 디바이스 또는 시스템에 사용되는 모든 부품입니다.

파워 인테그레이션스(Power Integrations), 파워 인테그레이션스(Power Integrations) 로고, CAPZero, ChiPhy, CHY, DPA-Switch, EcoSmart, E-Shield, eSIP, eSOP, HiperLCS, HiperPLC, HiperPFS, HiperTFS, InnoSwitch, Innovation in Power Conversion, InSOP, LinkSwitch, LinkZero, LYTSwitch, SENZero, TinySwitch, TOPSwitch, PI, PI Expert, PowiGaN, SCALE, SCALE-1, SCALE-2, SCALE-3, SCALE-iDriver는 Power Integrations, Inc.의 상표이며, 기타 상표는 각 회사의 재산입니다. ©2023, Power Integrations, Inc.

파워 인테그레이션스(Power Integrations) 전 세계 판매 지원 지역

본사
5245 Hellyer Avenue
San Jose, CA 95138, USA
본사 전화: +1-408-414-9200
고객 서비스:
전 세계: +1-65-635-64480
북미: +1-408-414-9621
이메일: usasales@power.com

중국(상하이)
Rm 2410, Charity Plaza, No. 88
North Caoxi Road
Shanghai, PRC 200030
전화: +86-21-6354-6323
이메일: chinasales@power.com

중국(센젠)
17/F, Hivac Building, No. 2, Keji Nan 8th Road, Nanshan District,
Shenzhen, China, 518057
전화: +86-755-8672-8689
이메일: chinasales@power.com

독일
(AC-DC/LED/모터 컨트롤 판매)
Einsteinring 24
85609 Dornach/Aschheim
Germany
전화: +49-89-5527-39100
이메일: eurosales@power.com

독일(게이트 드라이버 판매)
HellwegForum 3
59469 Ense
Germany
전화: +49-2938-64-39990
이메일:
igbt-driver.sales@power.com

인도
#1, 14th Main Road
Vasanthanagar
Bangalore-560052 India
전화: +91-80-4113-8020
이메일: indiasales@power.com

이탈리아
Via Milanese 20, 3rd. Fl.
20099 Sesto San Giovanni (MI) Italy
전화: +39-024-550-8701
이메일: eurosales@power.com

일본
Yusen Shin-Yokohama 1-chome Bldg.
1-7-9, Shin-Yokohama, Kohoku-ku
Yokohama-shi,
Kanagawa 222-0033 Japan
전화: +81-45-471-1021
이메일: japansales@power.com

대한민국
RM 602, 6FL
Korea City Air Terminal B/D, 159-6
Samsung-Dong, Kangnam-Gu,
Seoul, 135-728, Korea
전화: +82-2-2016-6610
이메일: koreasales@power.com

싱가포르
51 Newton Road
#19-01/05 Goldhill Plaza
Singapore, 308900
전화: +65-6358-2160
이메일:
singaporesales@power.com

대만
5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec. 1
Nei Hu Dist.
Taipei 11493, Taiwan R.O.C.
전화: +886-2-2659-4570
이메일: taiwansales@power.com

영국
Building 5, Suite 21
The Westbrook Centre
Milton Road
Cambridge
CB4 1YG
전화: +44 (0) 7823-557484
이메일: eurosales@power.com