TOP264-271
TOPSwitch-JX 제품군

고효율 파워 서플라이용 EcoSmart™기술을 갖춘 통합 오프라인 스위처

제품의 주요 특징

EcoSmart – 에너지 효율적
- 10W~245W 애플리케이션에 이상적
- 전체 부하 범위에서 에너지 효율적
- 265VAC에서 100mW 미만의 무부하 소비 전력 달성
- 230VAC에서 1W 입력의 경우 최대 750mW의 대기 출력 전력

저가형 시스템용 설계에 높은 유연성 제공
- 멀티모드 PWM 컨트롤로 모든 부하에서 효율 극대화
- 132kHz에서 작동하여 트랜스포머 및 파워 서플라이의 크기 감소
  - 66kHz시 최대 효율
- 정확한 프로그래밍이 가능한 current limit
- 라인 리플 제거를 위해 최적화된 라인 피드 포워드
- 주파수 지터링으로 EMI 필터 비용 절감
- 스타트업 스트레스 최소화를 위한 소프트 스타트 기능 내장
- 725V 정격 MOSFET
  - 손쉽게 설계 디레이팅 규격 충족

광범위한 보호 기능
- 오토-리스타트는 과부하 고장 시 전력 공급을 3%보다 작게 제한
  - 출력 단락 보호(SCP)
  - 출력 과전류 보호(OCP)
  - 출력 과부하 보호(OPP)
- 출력 과전압 보호(OVP)
  - 사용자가 프로그래밍할 수 있는 히스테리시스(Hysterisis)/래칭 셧다운
  - 간단하고 빠른 AC 리셋
  - 1차측 또는 2차측 센싱
- 라인 저전압(UV) 감지 기능으로 턴오프 글리치 방지
- 라인 과전압(OV) 셧다운 기능으로 라인 서지 내성 확대
- 큰 히스테리시스(Hysterisis)(OTP)로 정확한 써멀 셧다운

고급 패키지 옵션
- eDIP™-12 패키지:
  - PCB/금속 히트싱크를 이용한 43W/117W 유니버셜 입력 전원 출력 기능
  - 초슬림 설계를 위한 수평 방향의 로우 프로파일
  - PCB와 히트싱크 모두에 열 전달
  - 선택형 외부 히트싱크의 사용으로 TO-220과 같은 수준의 써멀 임피던스 제공
- eSIP™-7C 패키지:
  - 유니버셜 입력에서 177W 출력 전력 용량
  - PCB 풋프린트를 최소화하기 위한 수직 방향 실장
  - 클립을 사용한 간단한 히트싱크 장착을 통해 TO-220과 같은 수준의 써멀 임피던스 제공
- eSOP™-12 패키지:
  - 유니버셜 입력에서 66W 출력 전력 용량
  - 초슬림 설계를 위한 로우 프로파일 표면 실장
  - 노출 패드와 SOURCE 핀을 통해 PCB로 열 전달
  - 웨이브 솔더링 또는 리플로우 솔더링 지원
- DRAIN 핀으로 연면거리 연장
- 낮은 EMI를 위해 히트싱크를 SOURCE로 연결

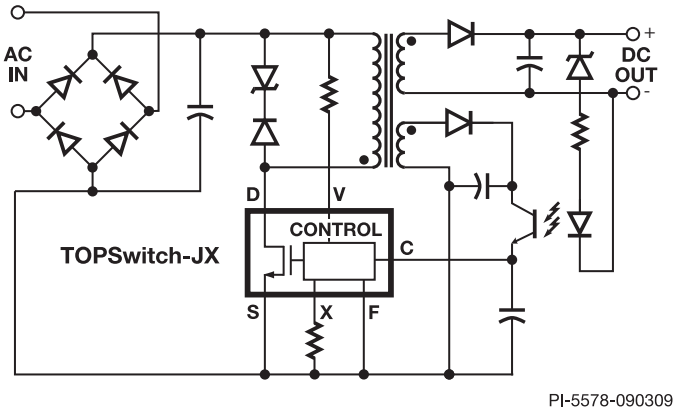
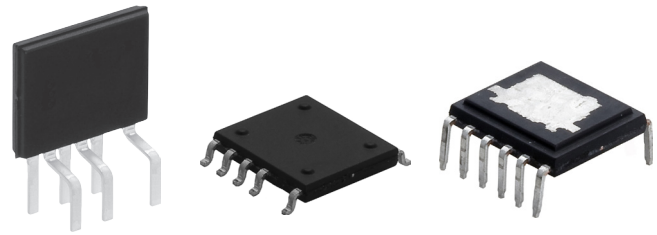


그림 1. 일반 플라이백 애플리케이션



eSIP-7C (E Package) eSOP-12B (K Package) eDIP-12B (V Package)

그림 2. 패키지 옵션

설명

TOPSwitch™-JX는 725V 파워 MOSFET, 고전압 스위칭 전류 소스, 멀티모드 PWM 컨트롤, 오실레이터, 써멀 셧다운 회로, 고장 보호 회로 및 기타 컨트롤 회로를 모놀리식 디바이스에 경제적으로 통합하였습니다.

일반 애플리케이션
- 노트북 또는 노트북 어댑터
- 일반 어댑터
- 프린터
- LCD 모니터
- 셋톱박스
- PC 또는 LCD TV 대기
- 오디오 앰프

정격 출력 전력
다음 페이지를 참조하십시오.

이 제품은 기존 등록 또는 출원 중인 특허의 보호를 받습니다.

출력 전력표

제품[5]	PCB 동판 영역[1]				제품[5]	금속 히트싱크[1]			
	230VAC ±15%[4]		85-265VAC			230VAC ±15% [4]		85-265VAC	
	어댑터[2]	오픈 프레임[3]	어댑터[2]	오픈 프레임[3]		어댑터[2]	오픈 프레임[3]	어댑터[2]	오픈 프레임[3]
TOP264VG	21W	34W	12W	22.5W	**TOP264EG/VG**	30W	62W	20W	43W
TOP264KG	30W	49W	16W	30W					
TOP265VG	22.5W	36W	15W	25W	**TOP265EG/VG**	40W	81W	26W	57W
TOP265KG	33W	53W	20W	34W					
TOP266VG	24W	39W	17W	28.5W	**TOP266EG/VG**	60W	119W	40W	86W
TOP266KG	36W	58W	23W	39W					
TOP267VG	27.5W	44W	19W	32W	**TOP267EG/VG**	85W	137W	55W	103W
TOP267KG	40W	65W	26W	45W					
TOP268VG	30W	48W	21.5W	36W	**TOP268EG/VG**	105W	148W	70W	112W
TOP268KG	46W	73W	30W	50W					
TOP269VG	32W	51W	22.5W	37.5W	**TOP269EG/VG**	128W	162W	80W	120W
TOP269KG	50W	81W	33W	55W					
TOP270VG	34W	55W	24.5W	41W	**TOP270EG/VG**	147W	190W	93W	140W
TOP270KG	56W	91W	36W	60W					
TOP271VG	36W	59W	26W	43W	**TOP271EG/VG**	177W	244W	118W	177W
TOP271KG	63W	102W	40W	66W					

표 1. 출력 전력표

참고:
1. 자세한 내용은 주요 애플리케이션 고려 사항 섹션을 참조하십시오.
2. 일반 비환기 밀폐 구조(non-ventilated enclosed) 어댑터의 최대 연속 전력은 주변 온도 +50°C에서 측정합니다.
3. 주변 온도 +50°C의 오픈 프레임 설계 시 최대 연속 전력.
4. 230VAC 또는 110/115VAC(배전압 포함).
5. 패키지: E: eSIP-7C, V: eDIP-12, K: eSOP-12. 부품 주문 정보 섹션을 참조하십시오.

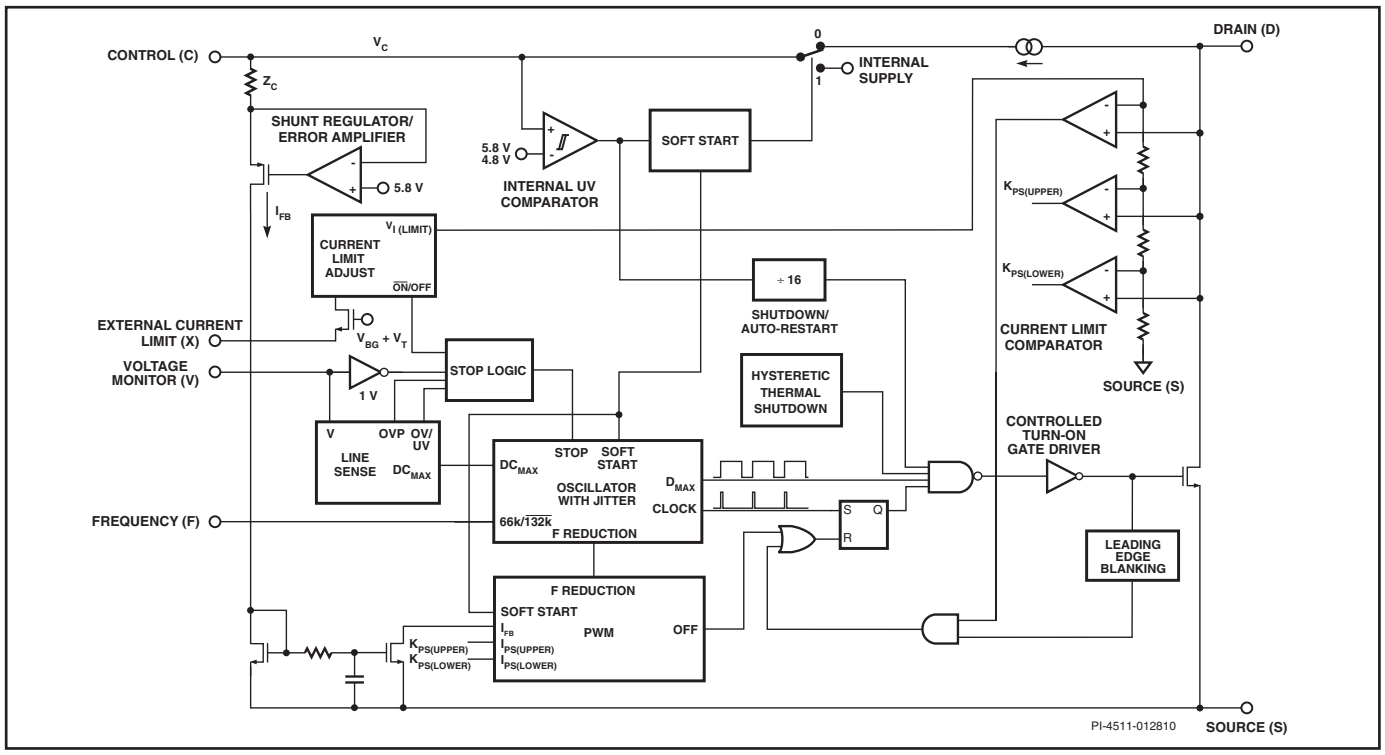


그림 3. 기능 블록 다이어그램

핀 기능 설명

DRAIN(D) 핀:
고전압 파워 MOSFET DRAIN 핀. 내부 스타트업 바이어스 전류는 스위칭 고전압 전류 소스를 통해 이 핀에서 끌어옵니다. 드레인 전류에 대한 내부 current limit 센싱 포인트입니다.

CONTROL(C) 핀:
듀티 사이클 컨트롤용 에러 엠플리파이어 및 피드백 전류 입력 핀. 정상 동작 중에 내부 바이어스 전류를 제공하는 내부 션트 레귤레이터 연결입니다. 또한, 서플라이 바이패스 및 오토-리스타트/보정 커패시터의 연결 지점으로도 사용됩니다.

EXTERNAL CURRENT LIMIT(X) 핀:
외부 current limit 조정 원격-ON/OFF 및 다바이스 리셋용 입력 핀. SOURCE 핀에 연결하면 이 핀의 모든 기능이 비활성화됩니다. 이 핀을 플로우팅 상태로 두면 안 됩니다.

VOLTAGE MONITOR(V) 핀:
DC_{MAX} 감소, 출력 과전압 보호(OVP), 원격-ON/OFF 기능을 갖춘 OV, UV, 라인 피드 포워드용 입력. SOURCE 핀에 연결하면 이 핀의 모든 기능이 비활성화됩니다. 이 핀을 플로우팅 상태로 두면 안 됩니다.

FREQUENCY(F) 핀:
SOURCE 핀에 연결되면 스위칭 주파수를 132kHz로 선택하고 CONTROL 핀에 연결되면 66kHz로 선택하기 위한 입력 핀. 이 핀을 플로우팅 상태로 두면 안 됩니다.

SOURCE(S) 핀:
고전압 전력 리턴용 출력 MOSFET 소스 연결. 1차측 컨트롤 회로 공통 및 기준점입니다.

NO CONNECTION(NC) 핀:
내부에서 연결되지 않은 플로우팅 상태의 전위 핀.

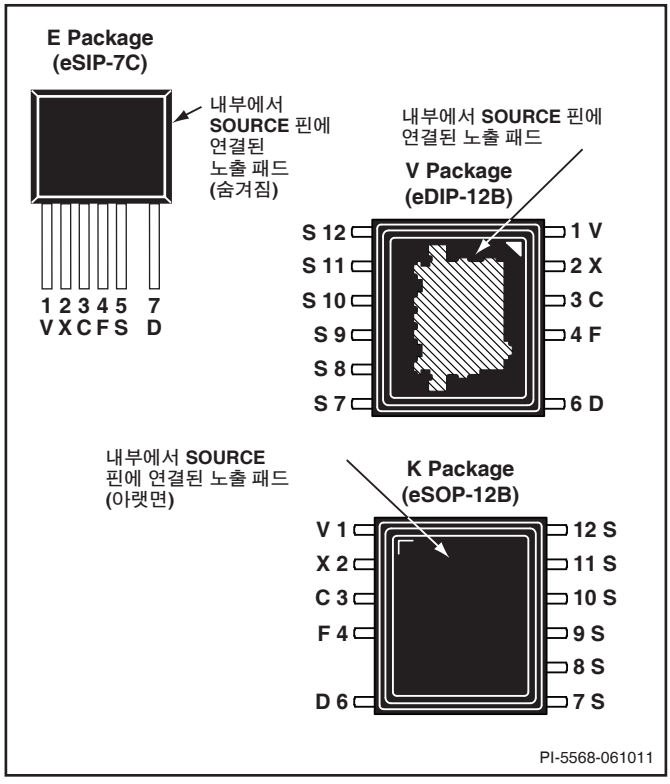


그림 4. 핀 구성(Top면)

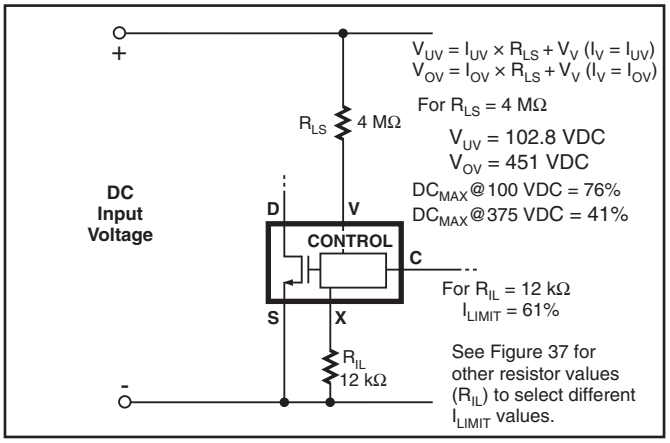


그림 5. 패키지 라인 센싱 및 외부에서 설정된 Current Limit

TOP264-271 기능 설명

TOPSwitch-HX와 마찬가지로 TOP264-271은 컨트롤 입력의 전류를 고전압 파워 MOSFET의 오픈 드레인 출력 지점에서 듀티 사이클로 변환하는 통합 스위칭 모드 파워 서플라이 칩입니다. 정상 동작 중에는 그림 6과 같이 CONTROL 핀 전류가 증가함에 따라 파워 MOSFET의 듀티 사이클이 선형적으로 감소합니다.

고전압 스타트업, 사이클별 current limit, 루프 보정 회로, 오토-리스타트 및 써멀 셧다운과 같은 3 단자 TOPSwitch 기능 이외에 TOP264-271은 여러 가지 추가 기능을 통합하여 시스템 비용을 낮추고, 파워 서플라이 성능 및 설계의 유연성을 높입니다. 특허 받은 고전압 CMOS 기술을 통해 고전압 파워 MOSFET과 모든 저전압 컨트롤 회로를 단일 모놀리식 칩에 경제적으로 통합할 수 있습니다.

FREQUENCY, VOLTAGE-MONITOR, EXTERNAL CURRENT LIMIT의 세 단자를 사용하여 몇 가지 새로운 기능을 구현하였습니다. 이러한 단자는 SOURCE 핀에 연결되어 TOPSwitch와 유사한 3 단자 모드에서 TOP264-271을 작동시킬 수 있습니다. 이 3 단자 모드에서도 TOP264-271은 외부 부품 필요 없이 여러 우수한 기능을 제공합니다.

1. 완벽하게 통합된 17ms 소프트 스타트는 스타트업 동안 피크 전류와 전압을 제한하기 위해 current limit과 주파수를 모두 낮은 상태에서 높은 상태로 변경하여 대부분의 애플리케이션에서 출력 오버슈트를 크게 줄이거나 없앱니다.
2. 최대 듀티 사이클 (DC_{MAX})이 78%로 설정되므로 입력 저장 커패시터의 크기와 입력 전압 요구 사항은 감소하고 출력 전력 성능은 향상됩니다.
3. 다중 모드 동작은 다중 출력 서플라이에서 우수한 크로스 레귤레이션을 유지하면서 전체 부하 범위에서 파워 서플라이의 효율을 최적화하고 향상시킵니다.
4. 132kHz의 스위칭 주파수는 EMI에 큰 영향을 미치지 않으면서 트랜스포머 크기를 줄입니다.
5. 주파수 지터링은 고부하 조건의 최대 주파수 모드에서 EMI를 줄입니다.
6. 히스테리시스(Hysterisis) 과열 셧다운은 써멀 문제에 대한 보호를 보장합니다.

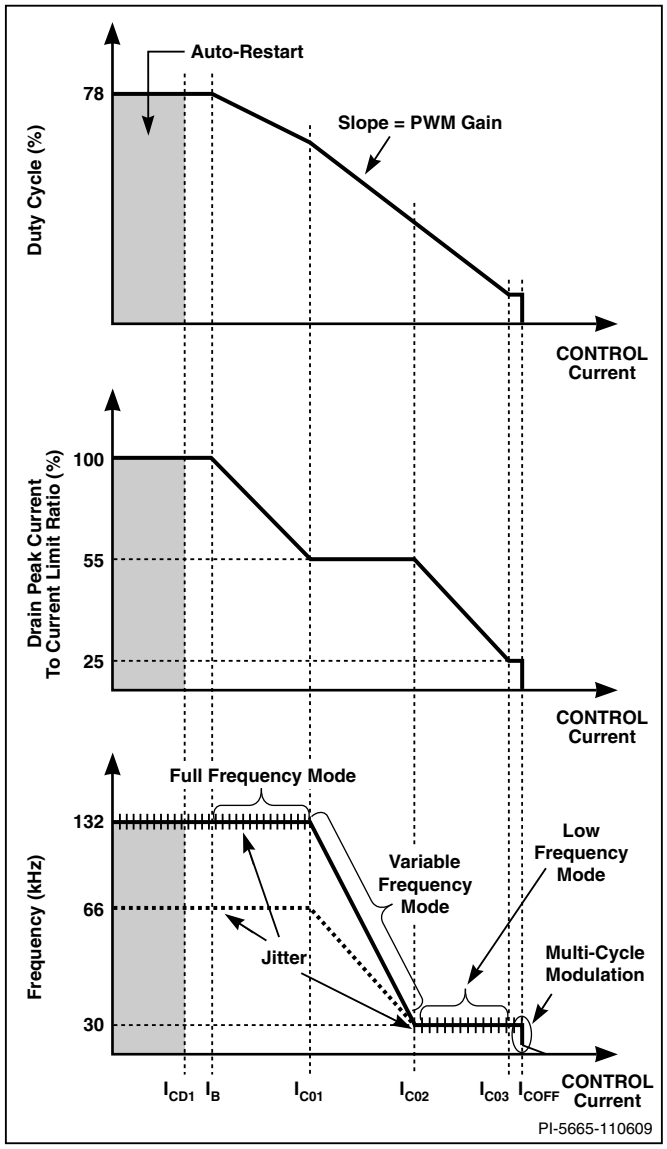


그림 6. 컨트롤 핀 특성(다중 모드 동작)

7. 핀과 리드 포밍이 생략된 패키지는 큰 드레인 연면거리를 제공합니다.
8. 오픈 루프 고장, 회로 단락 또는 레귤레이션이 되지 않은 경우에 파워 서플라이 및 부하 보호 기능 향상을 위한 오토-리스타트 듀티 사이클 및 주파수 감소.
9. I^2f 전력 계수, current limit 감소, PWM 게인 및 써멀 셧다운 기준점(threshold)에 대한 더 타이트한 허용 오차.

VOLTAGE-MONITOR(V) 핀은 일반적으로 정류 DC 고전압 버스로 4MΩ 저항을 연결하여 라인 센싱에 사용되고 라인 과전압(OV), 저전압(UV) 및 DC_{MAX} 감소 기능이 있는 듀얼 슬로프 라인 피드 포워드를 구현합니다. 이 모드에서 저항 값은 OV/UV 기준점(threshold)을 결정하고 DC_{MAX}는 듀얼 슬로프를 따라 선형적으로 감소하여 라인 리플 제거 기능을 향상시킵니다. 또한, 다른 기준점(threshold)을 제공하여 래치 및 히스테리시스(Hysteresis) 출력 과전압 보호(OVP)를 구현합니다. 이 핀은 I_{UV} 기준점(threshold)을 사용하여 원격-ON/OFF로 사용할 수도 있습니다.

EXTERNAL CURRENT LIMIT(X) 핀은 저항을 통해 SOURCE 핀에 연결하여 외부적으로 current limit을 작동 피크 전류에 가까운 값으로 줄이는 데 사용할 수 있습니다. 이 핀은 원격-ON/OFF 입력으로 사용할 수도 있습니다.

FREQUENCY(F) 핀을 SOURCE 핀에 연결한 경우 최대 주파수 PWM 모드의 스위칭 주파수를 기본값인 132kHz로 설정합니다. 이 핀을 CONTROL 핀에 대신 연결하면 1/2 주파수 옵션인 66kHz를 선택할 수 있습니다. 이 핀을 오픈 상태로 두는 것은 권장하지 않습니다.

CONTROL(C) 핀 동작

CONTROL 핀은 공급 전류와 피드백 전류가 결합되어 있는 전류를 수신할 수 있는 낮은 임피던스 노드입니다. 정상 동작 중에 션트 레귤레이터는 피드백 신호를 공급 전류와 분리하는 데 사용됩니다. CONTROL 핀 전압 V_C는 MOSFET 게이트 드라이버를 포함한 컨트롤 회로의 공급 전압입니다. 순간 게이트 드라이브 전류를 공급하려면 CONTROL 및 SOURCE 핀 사이에 가깝게 연결된 외부 파이패스 커패시터가 필요합니다. 이 핀에 연결된 커패시턴스의 총량은 컨트롤 루프 보정뿐만 아니라 오토-리스타트 타이밍도 설정합니다. 스타트업 중에 정류 DC 고전압이 DRAIN 핀에 가해지면 초기에 MOSFET이 꺼지고 CONTROL 핀 커패시터는 내부에서 DRAIN 및 CONTROL 핀과 연결된 스위칭 고전압 전류 소스를 통해 충전됩니다. CONTROL 핀 전압 V_C가 약 5.8V에 도달하면 컨트롤 회로가 활성화되고 소프트 스타트가 시작됩니다. 소프트 스타트 회로는 약 17ms 이상 최대 주파수에서 드레인 피크 전류와 스위칭 주파수를 낮은 시작 값부터 최대 드레인 피크 전류까지 점차 증가시킵니다. 소프트 스타트가 끝날 때까지 외부 피드백/공급 전류가 CONTROL 핀으로 공급되지 않으면 컨트롤 회로에 의해 끌려온 공급 전류에 대한 반응으로 고전압 전류 소스가 꺼지고 CONTROL 핀은 방전을 시작하게 됩니다. 파워 서플라이가 적절하게 설계되었고 오픈 루프나 단락된 출력과 같은 고장 상태가 없으면 CONTROL 핀 전압이 약 4.8V(내부 공급 저전압 록아웃 기준점(threshold))의 낮은 기준 전압(threshold)으로 방전될 상황이 발생하기 전에 피드백 루프가 닫히면서 외부 CONTROL 핀 전류를 공급합니다. 외부에서 공급된 전류가 CONTROL 핀을 5.8V의 션트 레귤레이터 전압으로 충전하면 그림 3과 같이 칩 소비량을 초과하는 전류는 NMOS 전류 미러를 통해 SOURCE 핀으로 션트됩니다. NMOS 전류 미러의 출력 전류는 파워 MOSFET의 듀티 사이클을 제어하여 폐쇄형 루프 레귤레이션을 제공합니다. 션트 레귤레이터는 한정된 낮은 출력 임피던스 Z_C를 갖게 되고 1차 피드백 구성에서 사용될 경우 에러 엠플리파이어의 게인을 설정합니다. CONTROL 핀의 다이나믹 임피던스 Z_C는 외부 CONTROL 핀 커패시턴스와 함께 컨트롤 루프의 주극점을 설정합니다.

오픈 루프나 단락된 출력과 같은 고장 상태가 CONTROL 핀으로의 외부 전류의 흐름이 방해되는 경우에는 CONTROL 핀의 커패시터는 4.8V로 방전됩니다. 4.8V에서 오토-리스타트가 활성화되면 출력 MOSFET을 턴오프하고 컨트롤 회로를 저전류 대기 모드로 전환합니다. 고전압 전류 소스가 턴온되어 외부 커패시턴스를 다시 충전합니다. 일반적으로 히스테리시스(Hysterisis) 내부 공급 저전압 비교기는 그림 8과 같이 고전압 전류 소스를 켜고 끄는 방식으로 V_C를 4.8V~5.8V 범위 내로 유지합니다. 오토-리스타트 회로에는 16개로 나누어진 카운터가 있어 16회의 방전/충전 사이클이 이루어지기 전에 출력 MOSFET이 다시 턴온되는 것을 방지합니다. 16개로 나누어진 카운터가 전체 카운트(S15)에 도달할 경우에만 출력 MOSFET이 활성화되어 완료됩니다. 이 카운터는 오토-리스타트 듀티 사이클을 일반적으로 2%까지 줄여 TOP264-271 전력 손실을 효과적으로 제한합니다. 오토-리스타트 모드는 피드백 루프가 폐쇄되어 출력 전압 레귤레이션이 다시 이루어질 때까지 계속됩니다.

오실레이터 및 스위칭 주파수

내부 오실레이터는 두 전압 레벨 사이의 내부 커패시턴스를 선형적으로 충전 및 방전시켜 PWM(Pulse Width Modulator)의 타이밍에 맞는 삼각파를 생성합니다. 이 오실레이터는 각 사이클이 시작할 때 PWM(Pulse Width Modulator)/current limit 래치를 설정합니다.

기본 EMI 주파수를 150kHz 미만으로 유지하면서 트랜스포머 크기를 최소화하기 위해 132kHz의 공칭 최대 스위칭 주파수를 선택했습니다. FREQUENCY 핀은 CONTROL 핀에 단락이 발생하면, 최대 스위칭 주파수를 66kHz(1/2 주파수)까지 낮추며 이는 노이즈에 민감한 비디오 애플리케이션이나 고효율 대기 모드와 같은 몇 가지 경우에 적합합니다. 그렇지 않으면 FREQUENCY 핀을 기본 132kHz에 맞게 SOURCE 핀에 연결해야 합니다.

그림 7에서 보듯이 스위칭 주파수는 250Hz(기본값)의 비율로 지터링(주파수 변조)되는데 66kHz의 경우에는 약 ±2.5kHz, 132kHz의 경우에는 ±5kHz로 지터링되어 EMI 노이즈를 크게 감소시킵니다. 지터는 시스템이 피크 드레인 전류가 고정된 상태로 가변 주파수 모드로 진입하면 점차적으로 턴오프됩니다.

PWM(Pulse Width Modulator)

PWM(Pulse Width Modulator)은 칩의 내부 공급 전류의 초과분이 출력 MOSFET을 구동함으로써 멀티 모드 컨트롤을 실행하는데, 이 MOSFET의 듀티 싸이클은 CONTROL핀에 흐르는 전류에 반비례 합니다. (그림 6 참조). 초과 전류 형태의 피드백 오류 신호는 일반 코너 주파수가 7kHz인 RC 네트워크에 의해 필터링되어 MOSFET 게이트 드라이버에 의해 생성된 칩 공급 전류에서 스위칭 노이즈의 영향을 줄입니다.

파워 서플라이의 효율을 최적화하기 위해 네 가지 컨트롤 모드가 구현됩니다. 최대 부하에서 변조기는 최대 주파수 PWM 모드로 작동합니다. 부하가 감소함에 따라 변조기는 자동으로 가변 주파수 PWM 모드로 전환한 후 저주파 PWM 모드로 전환합니다. 경부하에서는 컨트롤 동작이 PWM 컨트롤에서 다중 사이클 변조 컨트롤로 전환되며 변조기는 다중 사이클 변조 모드로 작동합니다. 모드 간 전환이 원활하게 이루어지도록 여러 모드가 서로 다르게 작동함에도 불구하고, 듀티 사이클과 CONTROL 핀 초과 전류 사이의 단순한 관계는 그림 6과 같이 세 가지 PWM 모드 전체를 통해 유지됩니다. 각 모드의 작동 및 모드 간의 전환에 대한 자세한 내용은 다음 섹션을 참조하십시오.

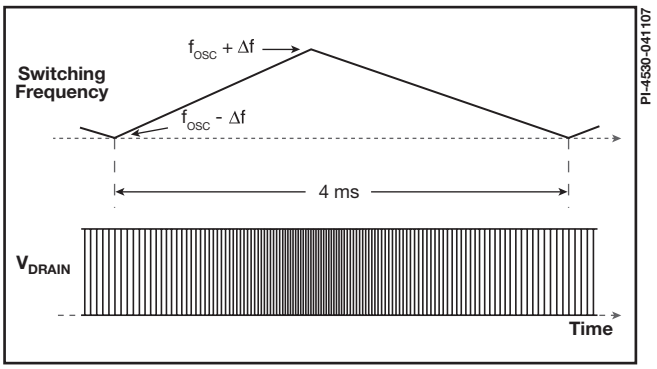


그림 7. 스위칭 주파수 지터(이상적인 V_{DRAIN} 파형)

최대 주파수 PWM 모드: PWM 변조기는 CONTROL 핀 전류(I_C)가 I_B에 도달할 때 최대 주파수 PWM 모드로 들어갑니다. 이 모드에서 평균 스위칭 주파수는 f_{OSC}(핀 선택 가능, 132kHz 또는 66kHz)에서 일정하게 유지됩니다. I_C가 I_B 이상으로 증가할 때 듀티 사이클은 온 타임이 감소하기 때문에 DC_{MAX}에서부터 감소합니다. 이 동작은 다른 모든 TOPSwitch 제품군의 PWM 컨트롤과 동일합니다. TOP264-271은 사이클별 피크 드레인 전류가 $k_{PS(UPPER)} \times I_{LIMIT}$(set)보다 높게 유지될 경우에만 이 모드에서 작동하며 여기에서 $k_{PS(UPPER)}$는 55%(일반)이고 I_{LIMIT}(set)은 EXTERNAL CURRENT LIMIT(X) 핀을 통해 외부적으로 설정된 current limit입니다.

가변 주파수 PWM 모드: 피크 드레인 전류가 파워 서플라이 부하 감소의 결과로 $k_{PS(UPPER)} \times I_{LIMIT}$(set)으로 낮아지면 PWM 변조기는 가변 주파수 PWM 모드로의 전환을 개시하며 주파수 지터를 점차적으로 턴오프합니다. 이 모드에서 피크 드레인 전류는 스위칭 주파수가 f_{OSC}(132kHz 또는 66kHz)의 초기 최대 주파수에서 $f_{MCM(MIN)}$(일반적으로 30kHz)의 최소 주파수로 감소하는 동안 $k_{PS(UPPER)} \times I_{LIMIT}$(set)에서 일정하게 유지됩니다. 듀티 사이클 감소는 오프 타임을 연장하여 이루어집니다.

저주파 PWM 모드: 스위칭 주파수가 $f_{MCM(MIN)}$(일반적으로 30kHz)에 도달하면 PWM 변조기가 저주파 모드로 전환하기 시작합니다. 이 모드에서 스위칭 주파수는 $f_{MCM(MIN)}$에서 일정하게 유지되고 듀티 사이클은 최대 주파수 PWM 모드와 유사하게 온 타임 감소를 통해 감소됩니다. 피크 드레인 전류는 $k_{PS(UPPER)} \times I_{LIMIT}$(set)의 초기 값에서 $k_{PS(LOWER)} \times I_{LIMIT}$(set)의 최소값으로 감소하며, 여기에서 $k_{PS(LOWER)}$는 25%(일반)이며 I_{LIMIT}(set)은 × 핀을 통해 외부에서 설정된 current limit입니다.

다중 사이클 변조 모드: 피크 드레인 전류가 $k_{PS(LOWER)} \times I_{LIMIT}$(set)으로 낮아지면 변조기는 다중 사이클 변조 모드로 전환됩니다. 이 모드에서 각 턴온 시 변조기는 $f_{MCM(MIN)}$의 스위칭 주파수(30kHz에서 4 또는 5 연속 펄스)에서 $k_{PS(LOWER)} \times I_{LIMIT}$(set)의 피크 드레인 전류로 $T_{MCM(MIN)}$ 기간 동안 출력 스위칭을 활성화하며 CONTROL 핀 전류가 $I_{C(OFF)}$보다 낮게 떨어질 때까지 오프 상태를 유지합니다. 이 작동 모드는 피크 드레인 전류를 낮게 유지할 뿐만 아니라 6kHz와 30kHz 사이의 고조파 주파수를 최소화합니다. 이러한 방식으로 트랜스포머의 공진 주파수를 피하여 잠재적인 모든 트랜스포머의 가청 노이즈를 크게 억제합니다.

최대 듀티 사이클

최대 듀티 사이클 DC_{MAX}는 기본 최대값 78%(일반)로 설정됩니다. 그러나 VOLTAGE-MONITOR를 적절한 값의 저항(일반적으로 4MΩ)을 통해 정류 DC 고전압 버스에 연결하면 입력 라인 전압이 듀얼 게인 슬로프에서 88V에서 380V로 증가하는 동안 최대 듀티 사이클은 78%에서 40%(일반)로 낮아질 수 있습니다.

에러 엠플리파이어

션트 레귤레이터는 또한 1차측 피드백 애플리케이션에서 에러 엠플리파이어의 기능을 수행할 수 있습니다. 션트 레귤레이터 전압은 온도 보정 밴드갭 레퍼런스로부터 정확하게 유도됩니다. CONTROL 핀의 다이나믹 임피던스 Z_C는 에러 엠플리파이어의 게인을 설정합니다. CONTROL 핀은 외부 회로 신호를 V_C 전압 레벨로 클램핑합니다. 공급 전류를 초과하는 CONTROL 핀 전류는 션트 레귤레이터에 의해 분리되고 PWM(Pulse Width Modulator)에 대한 피드백 전류 I_{FB}가 됩니다.

외부에서 프로그래밍 가능한 온칩 Current Limit

사이클별 피크 드레인 current limit 회로는 출력 MOSFET ON 저항을 센싱 저항으로 사용합니다. current limit 비교기는 출력 MOSFET ON 상태 드레인-소스 전압 $V_{DS(ON)}$을 기준 전압(threshold)과 비교합니다. 높은 드레인 전류는 $V_{DS(ON)}$이 기준 전압(threshold)을 초과하는 원인이 되며 다음 클럭 사이클이 시작될 때까지 출력 MOSFET을 턴오프합니다. current limit 비교기 기준 전압(threshold)은 온도 보정이 되어 있어 출력 MOSFET의 $R_{DS(ON)}$의 온도 관련 변화로 인한 current limit의 변화를 최소화합니다. TOP264-271의 기본 current limit은 내부에 미리 설정되어 있습니다. 그러나 current limit은 EXTERNAL CURRENT LIMIT(X) 핀과 SOURCE 핀 사이에 연결된 저항을 사용하여 기본 current limit의 30%~100% 사이의 낮은 레벨로 외부에서 프로그래밍할 수 있습니다. current limit을 낮게 설정하여 필요한 전력보다 큰 TOP264-271을 사용하면 더 높은 효율/더 작은 히트싱크 요구 사항에 맞도록 더 낮은 $R_{DS(ON)}$을 활용할 수 있습니다. EXTERNAL CURRENT LIMIT(X) 핀과 정류 DC 고전압 버스 사이에 연결된 두 번째 저항을 사용하면 라인 전압이 증가함에 따라 current limit이 감소되어 라인 전압에 변동이 있어도 출력 파워의 제한이 잘 실행될 수 있도록 합니다. RCD 클램프를 사용할 때 이 전력 제한 기술은 하이 라인에서 최대 클램프 전압을 감소시킵니다. 이를 통해 클램프 손실을 줄일 수 있으며 더 높은 반사 전압 설계가 가능합니다.

리딩 엣지 블랭킹 회로는 출력 MOSFET이 턴온된 후에 잠시 동안 current limit 비교기가 작동하지 않도록 합니다. 리딩 엣지 블랭킹 시간이 설정되어 있기 때문에 파워 서플라이가 적절히 설계된 경우, 1차측 커패시턴스와 2차측 정류기의 역 회복 시간으로 발생된 전류 스파이크는 스위칭 펄스를 조기에 종료시키지 않습니다. 리딩 엣지 블랭킹 시간 이후 짧은 시간 동안 current limit이 낮아집니다. 이는 MOSFET의 동적 특성 때문입니다. 스타트업 및 고장 상태 동안 컨트롤러는 스위칭 주파수를 감소시켜 과도한 드레인 전류를 방지합니다.

라인 저전압 감지(UV)

파워 업 시, UV는 입력 라인 전압이 저전압 기준점(threshold)에 도달할 때까지 TOP264-271을 OFF 상태로 유지합니다. 파워 다운 시, UV는 출력이 레귤레이션을 벗어난 이후 오토-리스타트

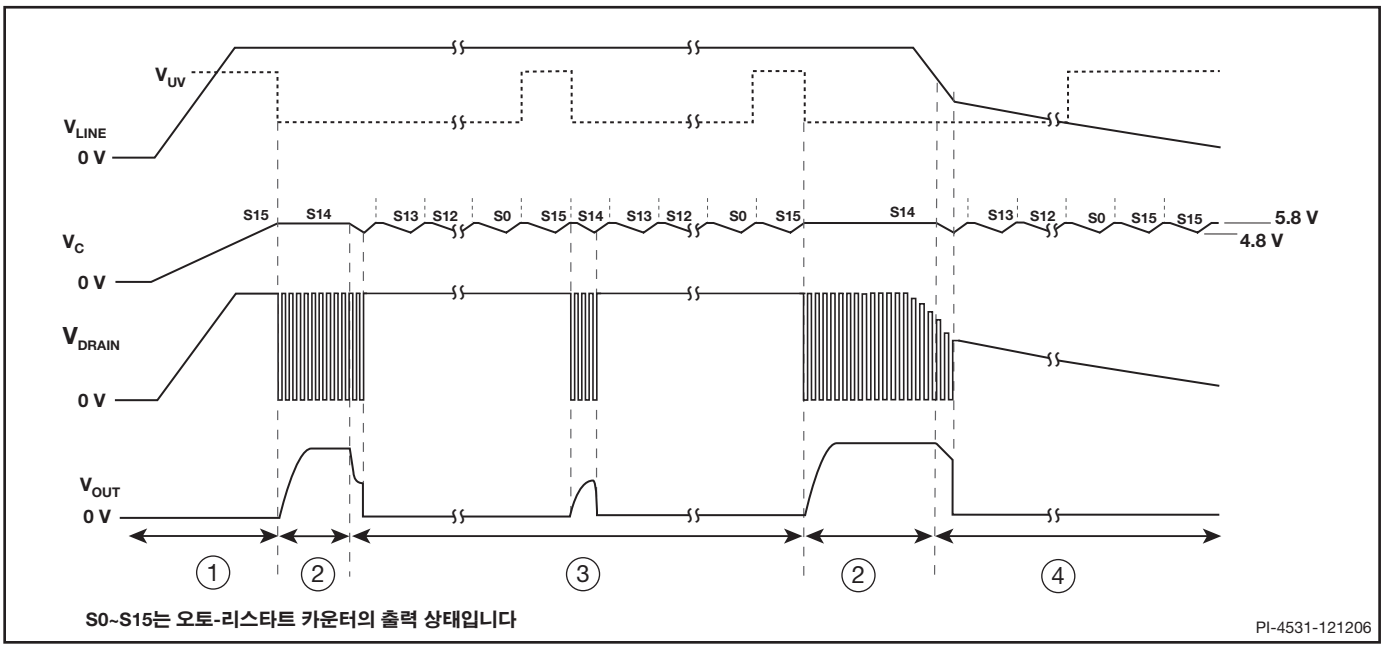


그림 8. (1) 파워 업 (2) 정상 동작 (3) 오토-리스타트 (4) 파워 다운의 일반적인 파형

시도를 방지합니다. 이를 통해 대기 전원과 같은 애플리케이션에서 대형 입력 스토리지 커패시터의 느린 방전으로 야기되는 파워 다운 글리치를 방지할 수 있습니다. VOLTAGE-MONITOR 핀과 정류 DC 고전압 사이에 저항을 연결하여 파워 업하는 동안 UV 기준점(threshold)을 설정합니다. 파워 서플라이가 성공적으로 턴온되면 UV 기준점(threshold)이 초기 UV 기준점(threshold)의 44%로 낮아져 입력 전압 작동 범위가 확장될 수 있습니다(UV 낮은 기준점(threshold)). 파워 서플라이가 레귤레이션을 유지하면서 작동 중에 UV 낮은 기준점(threshold)에 도달하면 디바이스는 턴오프되고 UV(높은 기준점(threshold))에 다시 도달할 때까지 오프 상태가 유지됩니다. 파워 서플라이가 UV 낮은 기준점(threshold)에 도달하기 전에 레귤레이션을 잃으면 디바이스는 오토-리스타트로 들어갑니다. 각 오토-리스타트 사이클(S15)의 끝에 UV 비교기가 활성화됩니다. UV 높은 기준점(threshold)을 초과하지 않으면 MOSFET은 다음 사이클 동안 비활성화됩니다 (그림 8 참조). OV 기능과 관계없이 UV 기능을 비활성화할 수 있습니다.

라인 과전압 셧다운(OV)

UV에 사용되는 저항과 동일한 저항이 과전압 기준점(threshold)을 설정합니다. 이 과전압 기준점(threshold)을 초과하면 현재 스위칭 사이클이 완료된 후 바로 TOP264-271이 스위칭을 중단합니다. 이 조건이 최소 100µs 동안 지속되면 TOP264-271 출력은 강제로 OFF 상태가 됩니다. 라인 전압이 OV 기준점(threshold)에 제공된 적은 양의 히스테리시스(Hysterisis)와 함께 정상으로 돌아오면 노이즈 발생을 막기 위해 다시 전환을 시도하기 전에 상태 머신은 S13으로 설정하고 TOP264-271은 전체 오토-리스타트 시퀀스를 통과하도록 합니다. OV 및 UV 기준점(threshold)의 비율은 그림 9와 같이 4.5로 미리 설정됩니다. MOSFET이 꺼지면 드레인에 반사 전압과 누설 스파이크가 없게 되므로 정류 DC 고전압 서지 내량이 MOSFET의 정격 전압(725V)까지 증가합니다. UV 기능과 관계없이 OV 기능을 비활성화할 수 있습니다.

TOP264-271 설계의 무부하 입력 전력을 줄이기 위해 V 핀은 매우 낮은 전류에서 작동합니다. 노이즈 커플링을 피하려면 PCB를 설계할 때 레이아웃을 신중하게 고려해야 합니다. V 핀에 연결된 패턴과 부품은 스위칭 전류를 전달하는 모든 패턴과 인접해서는 안 됩니다. 여기에는 드레인, 클램프 네트워크, 바이어스 권선 리턴 또는 다른 컨버터의 전원 트레이스가 포함됩니다. 라인 센싱 기능을 사용하는 경우, V 핀 노드 영역을 최소화하려면 센싱 저항을 V 핀에서 10mm 이내에 배치해야 합니다. 그런 다음 DC 버스는 라인 센싱 저항으로 라우팅되어야 합니다. V 핀 관련 기능의 오동작을 유발할 수 있으므로 외부 커패시턴스를 V 핀에 연결하면 안 됩니다.

히스테리시스(Hysterisis) 또는 래칭 출력 과전압 보호(OVP)

라인 과전압 기준점(Threshold)을 트리거하여 히스테리시스 (Hysterisis) 또는 래칭 출력 과전압 보호(OVP)를 감지합니다. V 핀 전압은 0.5V씩 떨어지며 전압이 떨어지고 난 후 컨트롤러는 즉시 외부에 부착된 임피던스를 측정합니다. I_V가 $I_{OV(LS)}$(일반적으로 336µA)를 100µs 넘게 초과하면 TOP264-271은 래칭 OVP를 위해 영구적인 오프 상태로 래치됩니다. I_X가 $I_{X(TH)}$ = -27µA(일반)를 초과하거나 V_C가 파워 업 리셋 기준점(threshold)($V_{C(RESET)}$) 아래로 떨어졌다가 정상으로 돌아올 때에만 리셋될 수 있습니다. I_V가 $I_{OV(LS)}$를 초과하지 않거나 100µs보다 짧으면 TOP264-271은 라인 과전압과 히스테리시스(Hysterisis) OVP를 시작합니다. 이러한 동작은 이전 섹션에서 자세히 설명한 라인 과전압 셧다운(OV)과 동일합니다. 피드백 손실로 인한 고장 상태 동안에는 출력 전압이 정격 전압 이상으로 빠르게 상승합니다. 출력 전압이 증가하면 바이어스 권선의 출력에서도 전압이 증가합니다. 바이어스 권선의 출력단 전압이 바이어스 권선 출력단에서 V 핀에 연결된 제너 다이오드의 정격 전압과 V 핀 전압의 합계를 초과할 경우 I_V를 초과하는 전류가 V 핀으로 흐르게 되어 OVP 기능을

트리거합니다.
오픈 루프가 발생할 때 파워 서플라이가 과부하 또는 낮은 입력 라인 상태에서 작동하는 경우 출력 전압이 크게 상승하지 않을 수 있습니다. 이러한 상태에서는 부하 또는 라인 조건이 변경될 때까지 래칭 셧다운이 발생하지 않습니다. 그럼에도 불구하고 이 동작은 라인 또는 부하 조건이 변경될 때 출력 전압이 크게 상승하는 것을 방지하여 원하는 보호 기능을 제공합니다. 일반 애플리케이션에서 TOP264-271을 사용한 1차측 OVP 보호 기능은 오픈 루프 조건에서 공칭 12V 출력이 약 20V 이상으로 상승하는 것을 방지합니다. 더 높은 정확도가 필요한 경우 2차측 센싱 OVP 회로를 권장합니다.

DC_{MAX} 감소에 따른 라인 피드 포워드

UV 및 OV에 사용되는 동일한 저항으로 라인 전압 피드 포워드를 구현하여 출력 라인 리플을 최소화하고 파워 서플라이의 라인 과도 상태에 대한 출력 민감도를 낮춥니다. 동일한 CONTROL 핀 전류의 경우 라인 전압이 높으면 작동 듀티 사이클이 작아진다는 점을 유의하십시오. 추가 기능으로 최대 듀티 사이클 DC_{MAX}는 UV 기준점(threshold)보다 약간 낮은 전압에서 78%(기준값), OV 기준점(threshold)에서는 36%(기준값)로 감소합니다. 정상 동작 상태에서 이 기능으로 인해 TOP264-271의 전력 용량이 제한되지 않도록 하이 라인에서 DC_{MAX} 는 36%가 선택되었습니다.
TOP264-271은 2가지 기울기로 이상적인 피드 포워드에 보다 부합되도록 합니다. 모든 버스 전압이 195V보다 작을 경우 µA 당 -1%(4MΩ 라인 임피던스의 경우 일반값), 모든 버스 전압이 195V 보다 클 경우 µA 당 -0.25%.

원격-ON/OFF

TOP264-271은 VOLTAGE-MONITOR 핀으로 흐르는 전류 또는 EXTERNAL CURRENT LIMIT 핀에서 나오는 전류를 제어하여 턴온하거나 턴오프할 수 있습니다. 또한, VOLTAGE MONITOR 핀에는 입력단과 연결된 1V 기준점(threshold) 비교기가 있습니다. 이 전압 기준점(threshold)은 원격-ON/OFF 제어를 수행하는데 사용합니다.

OV, UV 및 원격-ON/OFF와 같은 핀 기능 중 하나를 통해 출력을 비활성화하는 신호가 VOLTAGE-MONITOR 핀 또는 EXTERNAL CURRENT LIMIT 핀에서 수신되면 TOP264-271은 출력이 강제로 해제되기 전에 항상 현재 전류 스위칭 사이클을 완료합니다.

위와 같이 TOP264-271을 턴오프하고 오랜 기간 동안 소비 전력을 매우 낮게 유지하기 위해 원격-ON/OFF 기능이 대기 또는 전력 스위치로 사용됩니다. CONTROL 핀 전압이 내부 공급 저전압 기준점(threshold)인 4.8V까지 방전될 수 있는 충분한 시간(CONTROL 핀 커패시턴스가 47µF인 경우 약 32ms) 동안 TOP264-271이 원격-OFF 상태에 있으면 CONTROL 핀은 히스테리시스(Hysteresis)가 있는 레귤레이션 모드로 진입합니다. 이 모드에서 CONTROL 핀은 4.8V와 5.8V 사이에서 충전 및 방전 사이클을 반복하고(앞서 설명한 CONTROL 핀 동작 섹션 참조) 고전압 DC 입력은 완전히 OFF되어 소비 전력이 매우 낮아집니다 (X 핀을 오픈하고 230VAC에서 일반적으로 100mW 미만). 이 모드로 전환된 후에 TOP264-271이 원격으로 켜지면 다음번에

전압 모니터 및 외부 Current Limit 핀 테이블*

그림 번호	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
3 단자 작동	✓											
라인 저전압(UV)		✓	✓	✓						✓	✓	
라인 과전압(OV)		✓	✓		✓					✓	✓	
라인 피드 포워드(DC_{MAX})		✓	✓							✓	✓	
출력 과전압 보호(OVP)			✓									
출력 과부하 보호(OPP)							✓					
외부 Current Limit						✓	✓		✓	✓	✓	✓
원격-ON/OFF								✓	✓	✓		
디바이스 리셋								✓	✓	✓		
고속 AC 리셋												✓
AC 브라운아웃												✓

*이 표는 사용할 수 있는 많은 VOLTAGE MONITOR 및 EXTERNAL CURRENT LIMIT 핀 구성 중 일부만 나와 있습니다.

표 2. VOLTAGE MONITOR(V) 핀 및 EXTERNAL CURRENT LIMIT(X) 핀 구성 옵션

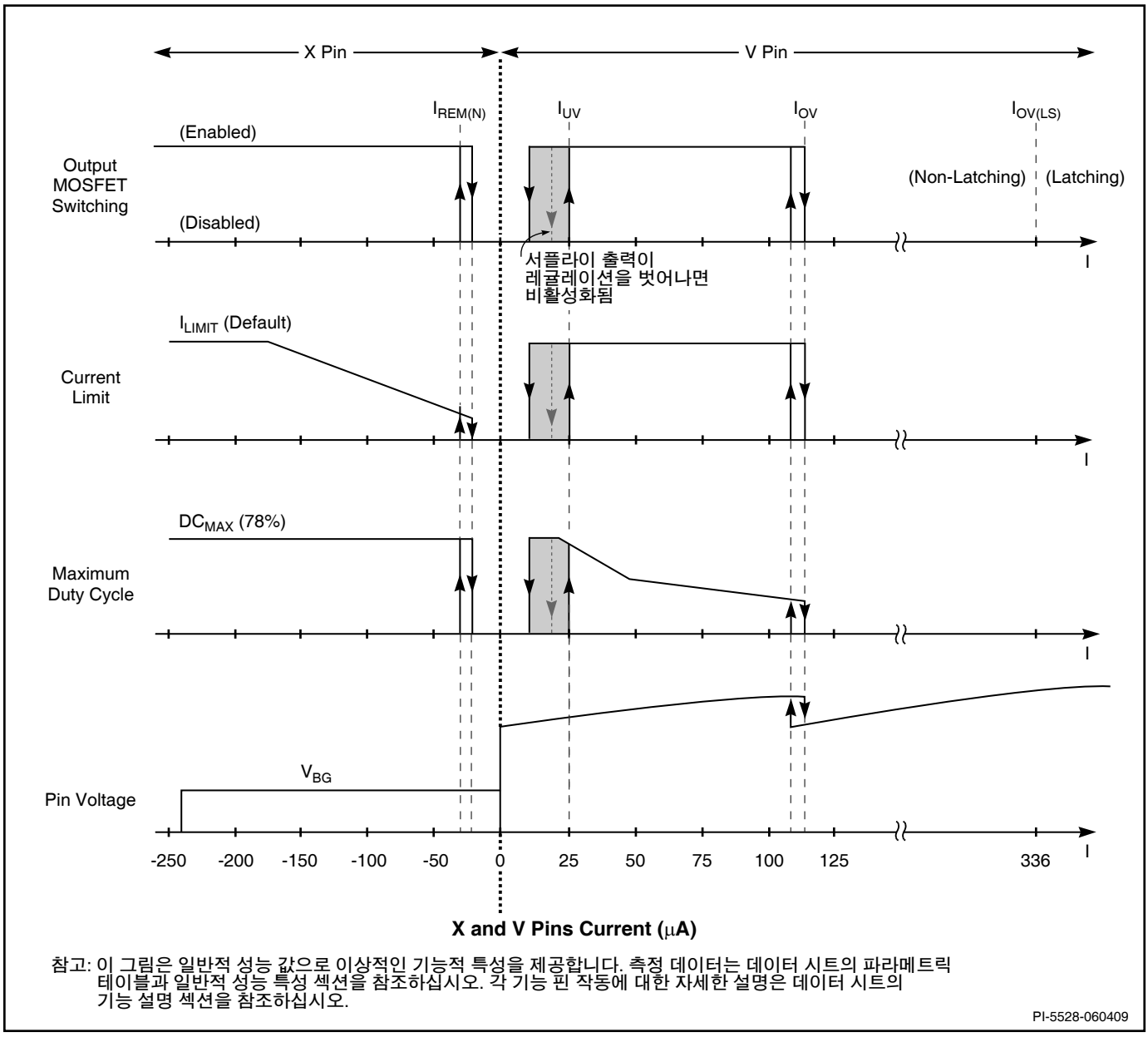


그림 *9.* *VOLTAGE MONITOR* 및 *EXTERNAL CURRENT LIMIT* 핀 특성

CONTROL 핀이 5.8V에 도달할 때 소프트 스타트 방식으로 정상적인 스타트업 시퀀스를 시작하게 됩니다. 최악의 경우 원격-ON에서 스타트업까지의 지연은 CONTROL 핀의 전체 방전/충전 사이클 시간과 같아질 수 있으며, CONTROL핀에 47μF의 커패시터를 사용한 경우 약 125ms가 됩니다. 이와 같이 전력 소비를 줄인 원격-OFF 모드를 사용하여 값 비싸고 신뢰성 없는 인라인 기계 스위치를 제거할 수 있습니다. 또한 잉크젯 프린터 및 레이저 프린터와 같은 특정 애플리케이션에서 필요한 마이크로프로세서로 제어되는 턴온 및 턴오프 시퀀스도 가능합니다.

소프트 스타트

17ms 소프트 스타트는 최대 주파수 모드로 들어가기 전에 저주파 PWM 모드와 가변 주파수 PWM 모드를 통해 작동하여 피크 드레인 전류와 스위칭 주파수를 최소값에서 최대값으로 선형적으로 증가시킵니다. 소프트 스타트 기능은 스타트 업 뿐만 아니라 오토-리스타트 동안 각 리스타트를 시도할 때마다 활성화되고, 원격-OFF 또는 써멀 셧다운 조건으로 인한 CONTROL 핀 전압(V_C) 히스테리시스(Hysterisis) 레귤레이션 후 리스타트 하는 경우에도 활성화됩니다. 이 기능은 스타트업 하는 동안 출력 MOSFET, 클램프 회로 및 출력 정류기의 전류 및 전압 스트레스를 효과적으로 최소화할 수 있습니다. 또한 이 기능은 스타트업 중의 출력 오버슈트를 최소화하는 데 도움을 주며 트랜스포머 포화를 방지합니다.

셧다운/오토-리스타트(OCP, SCP, OPP의 경우)
레귤레이션을 벗어나는 조건이 지속될 경우 셧다운/오토-리스타트 회로가 전체 듀티의 2%의 오토-리스타트 듀티 사이클로 파워 서플라이를 온, 오프 시켜, 과전류(OC), 단락회로(SC) 또는 과전력(OP)과 같은 고장 상태에서 TOP264-271의 전력 손실을 최소화시킵니다. 레귤레이션을 벗어나면 CONTROL 핀으로 흐르는 외부 전류가 방해를 받습니다. V_C 레귤레이션은 CONTROL 핀 동작 섹션에서 설명한 바와 같이 션트 모드에서 히스테리시스(Hysterisis) 오토-리스타트 모드로 변경됩니다. 고장 상태가 제거되면 파워 서플라이 출력이 레귤레이션되고 V_C 레귤레이션이 션트 모드로 돌아가면서 파워 서플라이의 정상적인 동작이 재개됩니다.

히스테리시스(Hysteresis) 과열 보호(OTP)
정션 온도가 써멀 셧다운 온도(일반적으로 142°C)를 초과하면 출력 MOSFET을 턴오프하는 정밀한 아날로그 회로에서 과열 보호 기능을 제공합니다. 정션 온도가 낮은 히스테리시스 (Hysterisis) 온도 지점 아래로 내려가면 정상 동작이 재개되어 자동 리커버리를 제공합니다. 75°C의 큰 히스테리시스 (Hysteresis) (기본값)는 고장 상태가 지속되어 발생되는 PCB의 과열을 방지합니다. V_C는 히스테리시스(Hysterisis) 모드에서 레귤레이션되며 써멀 셧다운 중에 CONTROL 핀에는 4.8V~5.8V (기본값) 사이의 톱니 파형이 나타납니다.

밴드갭 레퍼런스
모든 중요한 TOP264-271 내부 전압은 온도 보정 밴드갭 레퍼런스로부터 유도됩니다. 이 전압 레퍼런스를 사용하여 다른 모든 내부 전류 레퍼런스를 생성합니다. 이러한 내부 전류 레퍼런스는 스위칭 주파수, MOSFET 게이트 드라이브 전류, current limit 및 라인 OV/UV/OVP 기준점(Threshold)을 정확하게 설정하도록 조정합니다. TOP264-271은 위의 모든 중요한 파라미터를 매우 엄격한 절대적 허용 오차 및 온도 허용 오차 내에서 유지할 수 있도록 회로를 개선했습니다.

고전압 바이어스 전류 소스
이 고전압 전류 소스는 스타트업 또는 히스테리시스(Hysterisis) 동작 중에 DRAIN 핀에서 TOP264-271을 바이어스하고 CONTROL 핀 외부 커패시턴스를 충전합니다. 히스테리시스 (Hysterisis) 동작은 오토-리스타트, 원격-OFF 및 과열 셧다운 중에 발생합니다. 이 동작 모드에서 전류 소스는 약 35%의 유효 듀티 사이클로 스위치 ON/OFF합니다. 이 듀티 사이클은 CONTROL 핀 충전 전류(I_C) 및 방전 전류(I_{CD1} 및 I_{CD2})의 비율에 따라 결정됩니다. 이 전류 소스는 출력 MOSFET이 스위칭하는 정상 동작 중에는 턴오프됩니다. 전류 소스 스위칭의 영향은 DRAIN 전압 파형에서 작은 교란으로 보여지며 이는 정상입니다.

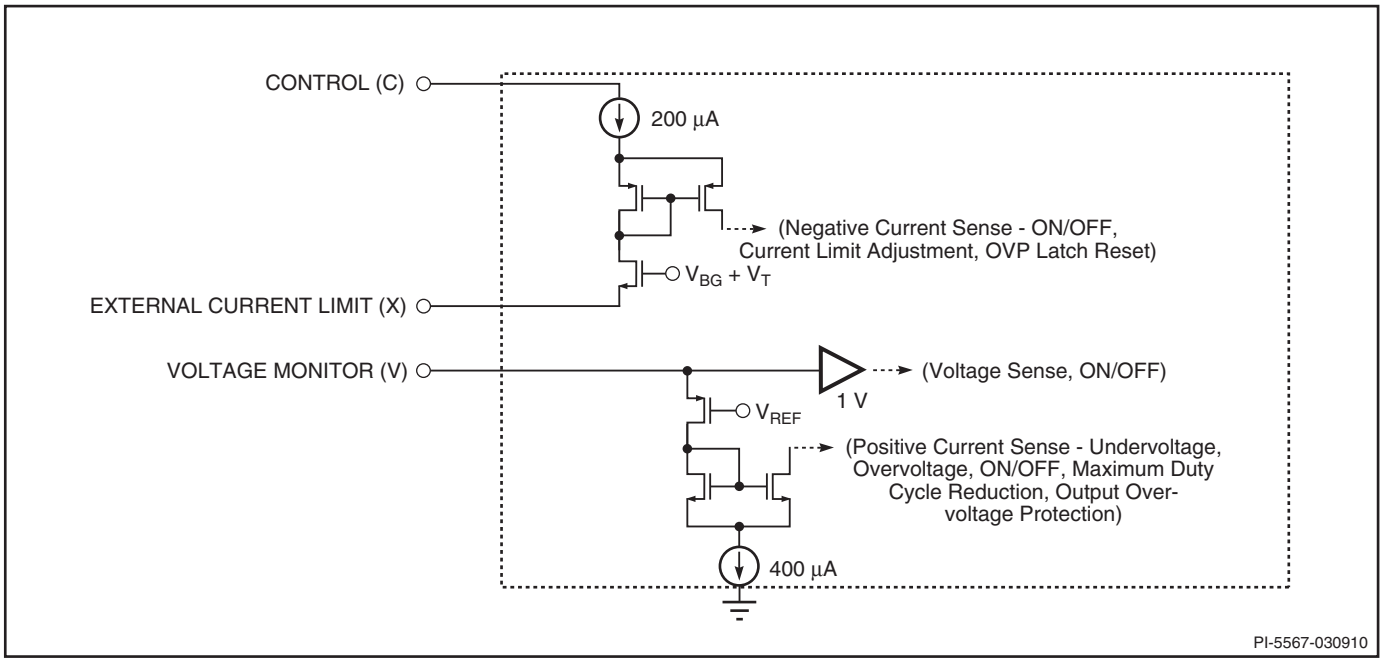


그림 10. VOLTAGE MONITOR(V) 및 EXTERNAL CURRENT LIMIT(X) 핀의 단순화된 입력 회로도

FREQUENCY(F) 핀의 일반적인 사용

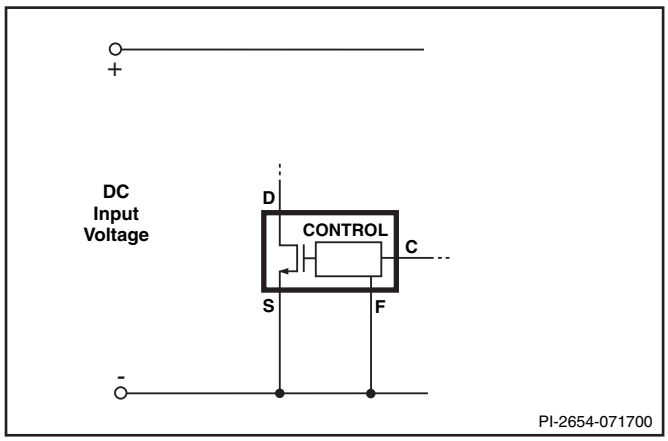


그림 11. 최대 주파수 작동(132kHz)

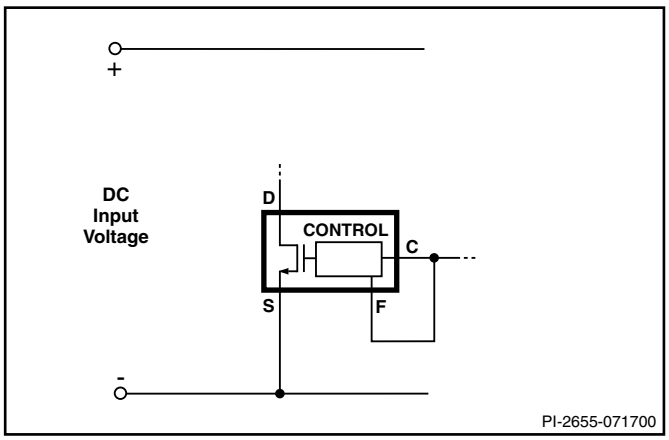


그림 12. 1/2 주파수 작동(66kHz)

VOLTAGE MONITOR(V) 및 EXTERNAL CURRENT LIMIT(X) 핀의 일반적인 사용

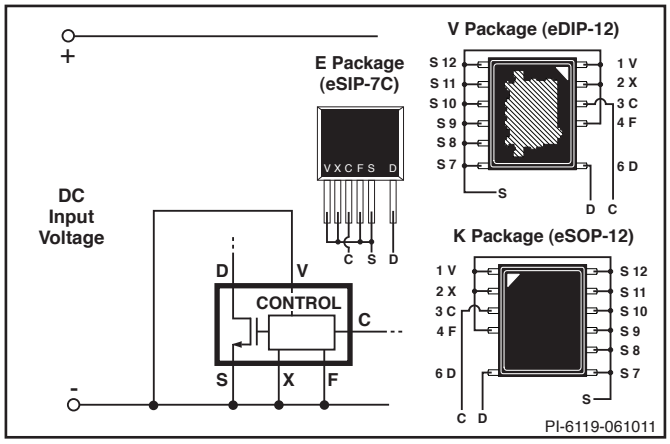


그림 13. 3 단자 작동(VOLTAGE MONITOR 및 EXTERNAL CURRENT LIMIT 기능 비활성화. FREQUENCY 핀은 SOURCE 또는 CONTROL 핀과 연결)

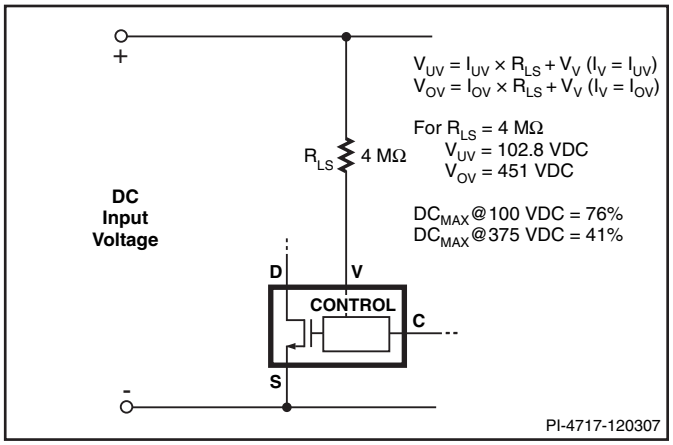


그림 14. 저전압, 과전압 및 라인 피드 포워드용 라인 센싱

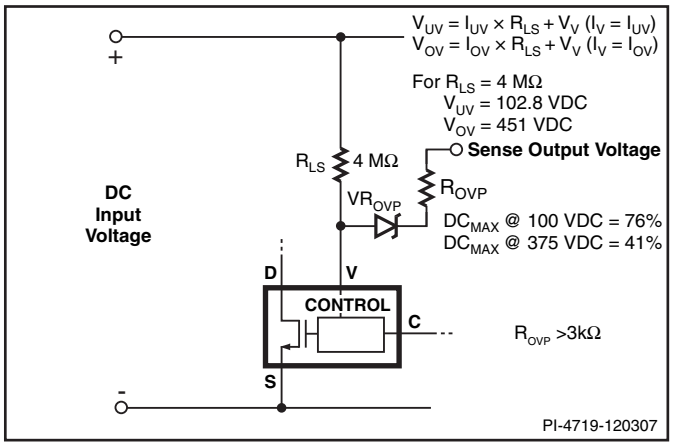


그림 15. 저전압, 과전압, 라인 피드 포워드 및 히스테리시스(Hysteresis) 출력 과전압 보호(OVP)용 라인 센싱

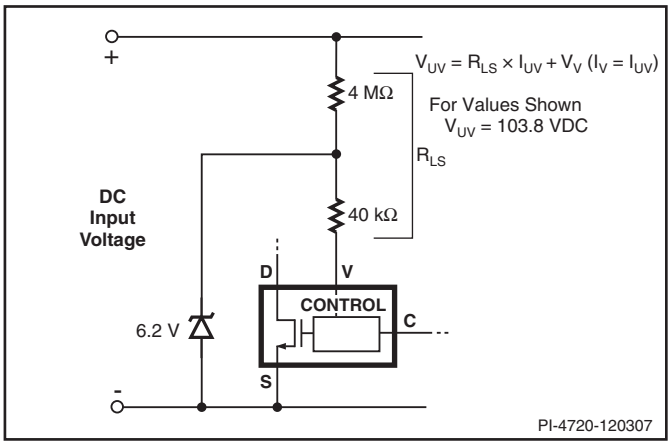


그림 16. 저전압 전용 라인 센싱(과전압 비활성화)

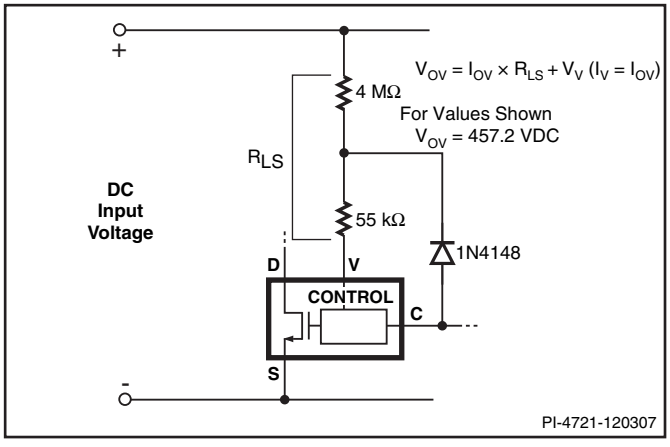


그림 17. 과전압 전용 라인 센싱(저전압 비활성화) 최대 듀티 사이클이 로우 라인에서 감소되고 라인 전압 증가로 인하여 추가 감소

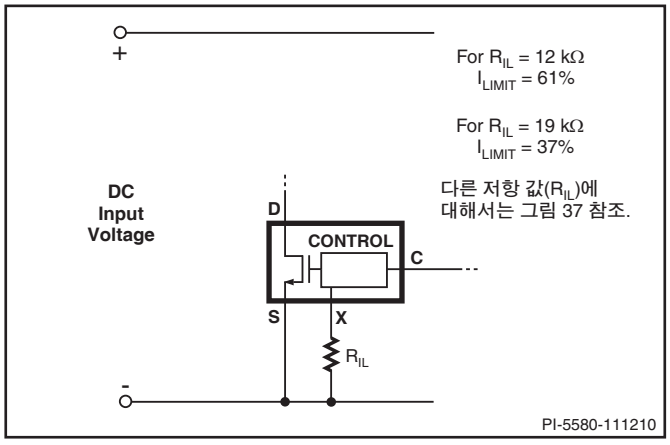


그림 18. 외부 설정 Current Limit

VOLTAGE MONITOR(V) 및 EXTERNAL CURRENT LIMIT(X) 핀의 일반적인 사용(계속)

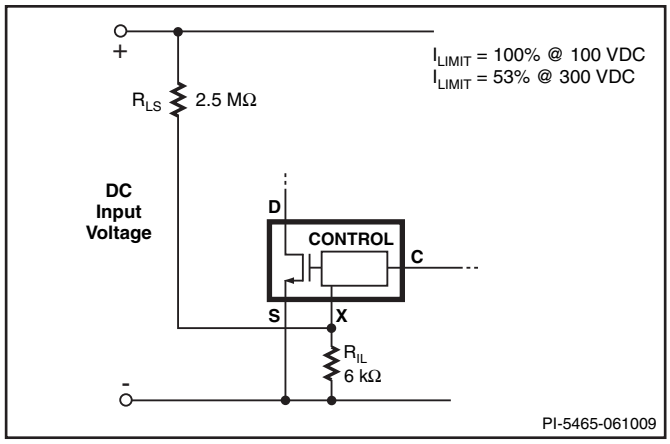


그림 19. 라인 전압으로 Current Limit 감소

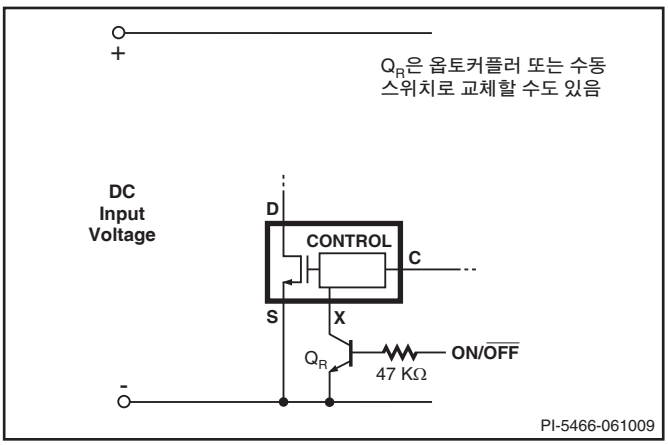


그림 20. 액티브 온(고장 안전 - 페일 세이프) 원격-ON/OFF 및 래치 리셋

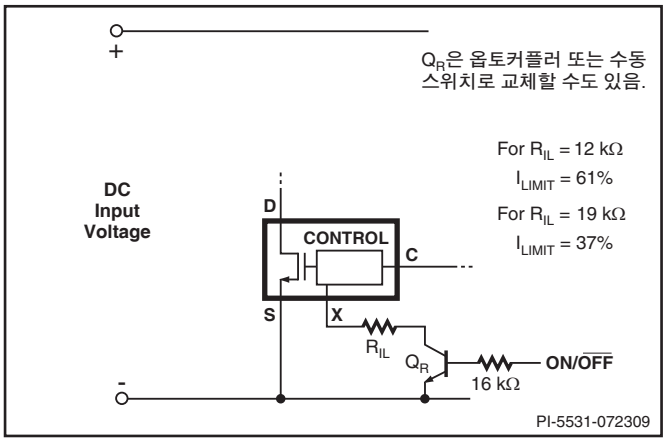


그림 21. 외부 설정 Current Limit에 따른 액티브 온 원격-ON/OFF 및 래치 리셋

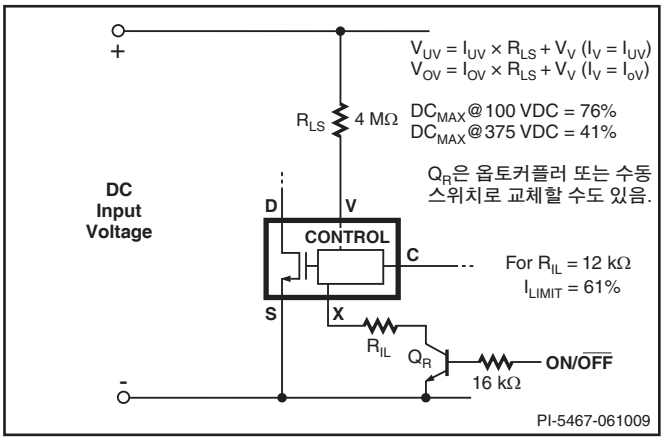


그림 22. 라인 센싱 및 외부 설정 Current Limit에 따른 액티브 온 원격-ON/OFF 및 래치 리셋

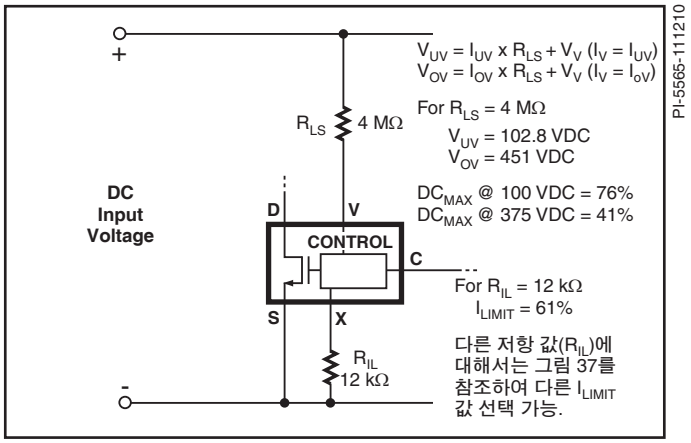


그림 23. 라인 센싱 및 외부 설정 Current Limit

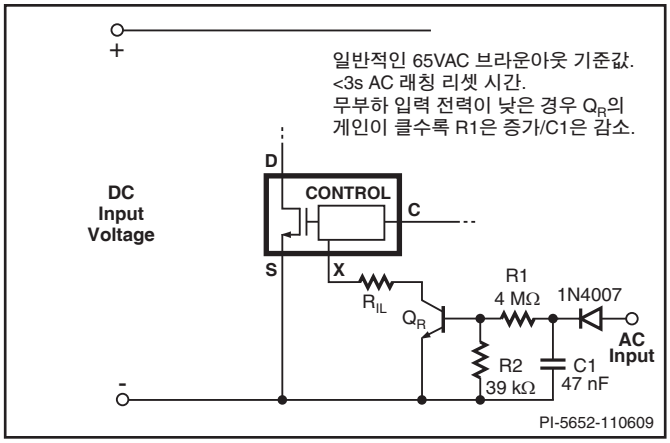


그림 24. 외부 설정 Current Limit, 고속 AC 래치 리셋 및 전압 저하

애플리케이션의 예

낮은 무부하 소비 전력, 고효율, 65W, 유니버셜 입력 어댑터용 파워 서플라이

그림 25의 회로는 밀폐형 어댑터 케이스 내부에서 작동하도록 설계된 90VAC~265VAC 입력, 19V, 3.42A 출력 파워 서플라이를 나타냅니다. 이 설계의 목표는 최고 풀부하 효율, 최고 평균 효율(25%, 50%, 75% 및 100% 부하점의 평균)과 매우 낮은 무부하 소비 전력입니다. 추가적으로 래칭 출력 과전압 셧다운 기능과 안전 기관 LPS(제한 전원) 제한값 준수도 포함됩니다. 측정된 효율 및 무부하 시 성능이 회로도에 표시된 표에 요약되어 있으며 현재의 에너지 효율 요구 사항을 손쉽게 충족합니다.

이러한 설계 목표를 달성하기 위해 다음과 같은 주요 설계 사항이 요구됩니다.

PI 부품 선택

- 전력 공급의 효율성을 위해 필요한 용량보다 한 사이즈 더 큰 디바이스 선택

TOPSwitch-JX의 current limit 프로그래밍 기능을 통해 전력 공급에 필요한 것보다 큰 디바이스를 선택할 수 있습니다. 이를 통해 과부하 전력과 트랜스포머 등의 부품은 기존에 사용하던 작은 사이즈를 유지하면서도, MOSFET 전도 손실($I_{RMS}^2 \times R_{DS(ON)}$)을 줄여 풀부하 및 저전압 시의 효율성을 더 높일 수 있습니다.

이 설계의 경우 전력 공급에 필요한 것보다 한 사이즈 더 큰 디바이스(전력표에서 권장)가 선택되었습니다. 이는 일반적으로 최고 효율을 제공합니다. 디바이스 크기가 더 커지면 대형 MOSFET과 관련된 스위칭 손실이 커지기 때문에 효율이 같거나 낮아지는 경우가 많습니다.

라인 센싱 저항 값

- 무부하 입력 전력 손실을 16mW 줄이기 위해 4MΩ에서 10.2MΩ으로 라인 센싱 저항 늘림.

라인 센싱은 저항 R3 및 R4에 의해 이루어지며 라인 저전압 및 과전압 기준점(threshold)을 설정합니다. 이들 저항을 합한 값은 표준 4MΩ에서 10.2MΩ으로 증가했습니다. 이로 인해 저항 손실이 줄어들면서 무부하 입력 전력에 대한 기여도가 ~26mW에서 ~10mW로 감소되었습니다. 그 결과로 인한 UV(턴온) 기준값의 변화를 보정하기 위해 CONTROL 핀과 VOLTAGE-MONITOR 핀 사이에 저항 R20이 추가되었습니다. 이로 인해 VOLTAGE MONITOR 핀으로 ~16μA의 DC 전류가 추가되고 VOLTAGE MONITOR 핀 UV(턴온) 기준 전류(threshold) 25μA에 도달하기 위해서는 R3 및 R4를 통해 단 9μA만이 필요하며 UV 기준점(Threshold)은 95VDC로 설정됩니다.

결과 OV 기준점(threshold)이 ~450VDC에서 ~980VDC까지 상승함에 따라 이 기술은 라인 OV 기능을 효과적으로 비활성화합니다. 그러나 입력 커패시턴스(C2) 값은 피크 드레인 전압이 U1의 BV_{DSS} 정격에 도달하지 않아도 2kV 이상의 디퍼렌셜 라인 서지를 견딜 수 있는 설계를 허용할 만큼 충분하므로 설계에는 아무런 영향이 없습니다.

R20의 값에 대한 구체적인 지침과 자세한 계산은 TOPSwitch-JX 애플리케이션 노트(AN-47)에서 확인할 수 있습니다.

클램프 구성 – RZCD와 RCD 비교

- 경부하 효율을 높이고 무부하 소비 전력을 줄이기 위해 RCD 클램프 대신 RZCD(제너 블리드)가 선택되었습니다.

해당 클램프 네트워크는 VR2, C4, R5, R6, R11, R28, R29 및 D2로 구성됩니다. 이는 누설 인덕턴스로 인한 피크 드레인 전압 스파이크를 TOPSwitch-JX 내장 MOSFET의 BV_{DSS} 정격

Input Voltage (VAC)	90	115	230
Full Power Efficiency (%)	86.6	88.4	89.1
Average Efficiency (%)		89.8	89.5
No-load Input Power (mW)	57.7	59.7	86.7

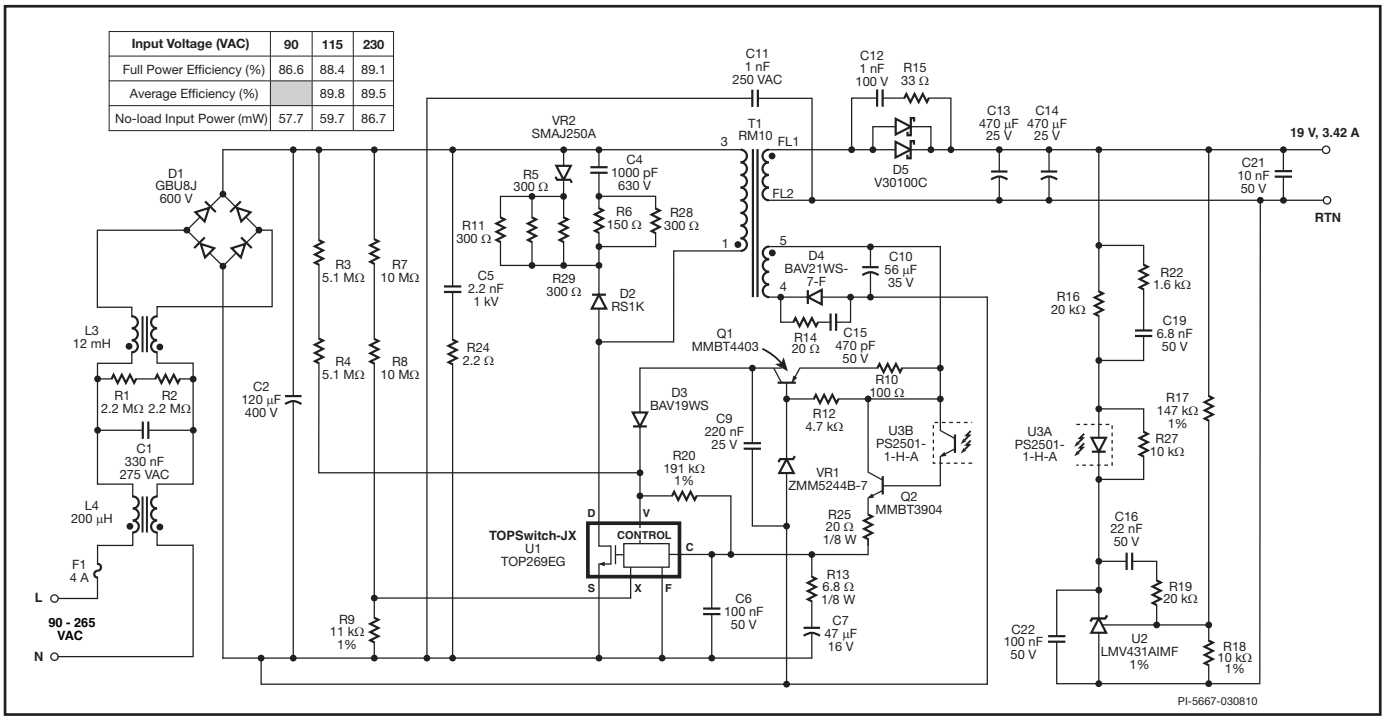


그림 25. 무부하시 전력 소비가 낮은 고효율 19V, 65W, 유니버셜 입력 플라이백 서플라이 회로도

미만으로 제한합니다. 이 배열은 경부하 효율과 무부하 입력 전력을 높이기 위해 표준 RCD 클램프 대신 선택되었습니다.

표준 RCD 클램프에서 C4는 하나의 저항과 직렬로 연결된 제너가 아니라 병렬로 연결된 저항에 의해 방전됩니다. RCD 클램프에서 저항 값은 풀부하 및 과부하 조건에서 피크 드레인 전압을 제한하도록 선택됩니다. 그러나 경부하나 무부하 조건에서 누설 인덕턴스 에너지와 스위칭 주파수가 모두 더 낮기 때문에 이 저항 값은 커패시터 전압이 크게 방전되는 원인이 되고 있습니다. 커패시터는 매 스위칭 사이클마다 반사 출력 전압 이상으로 재충전되어야 하기 때문에 낮은 커패시터 전압은 낭비되는 에너지를 나타냅니다. 이는 클램프 손실이 파워 서플라이의 출력단에 연결되어 있는 중요한 부하처럼 보이게 하는 효과가 있습니다.

RZCD 배열은 커패시터 양단의 전압이 최소값(VR2의 정격 전압에 의해 정의됨) 아래로 방전되지 않도록 방지하고 경부하 및 무부하 조건에서 클램프 손실을 최소화하여 이러한 문제를 해결합니다.

저항 R6과 R28은 EMI를 줄이기 위해 고주파 링잉 감쇠 기능을 제공합니다. VR2와 직렬로 연결된 저항을 이용하여 피크 전류를 제한하면 SMD 버전을 사용할 수 있도록 TVS 유형을 선택했더라도 TVS 유형보다 표준 전력 제너를 사용하여 비용을 절감할 수 있습니다. 역회복 시간이 500ns로 더 길기 때문에 일반적인 정격 600V가 아닌 800V를 사용하도록 다이오드 D2가 선택되었습니다. 이는 다이오드의 역 회복 시간 동안 클램프 에너지를 일부 회복시켜 효율을 향상시킵니다. SMD 부품이 사용되었으므로 손실을 분산시킬 수 있도록 다중 저항이 병렬로 사용되었습니다.

피드백 구성

- 2차측 피드백 전류를 줄여 무부하 입력 전력을 줄이기 위해 옵토커플러 트랜지스터와 함께 달링턴 연결이 형성
- 2차측 피드백 전류를 줄여 무부하 입력 전력을 줄이기 위해 저전압, 저전류 전압 레퍼런스 IC가 2차측에 사용
- 무부하 입력 전력을 줄이기 위해 무부하 하이 라인에서 바이어스 권선 전압을 ~9V로 조정

일반적으로 하이 라인에서 CONTROL 핀으로 흐르는 피드백 전류는 ~3mA입니다. 이 전류는 바이어스 권선(C10 양단의 전압)에서 공급되거나 출력에서 직접 공급됩니다. 이 두 가지 모두 파워 서플라이의 출력에 대한 부하를 나타냅니다.

무부하 조건에서 바이어스 권선의 손실을 최소화하기 위해 바이어스 권선의 턴 수와 C10의 값을 조정하여 C10 양단에 ~9V의 최소 전압을 제공합니다. 이는 옵토커플러 바이어스 상태를 유지하는 데 필요한 최소값입니다. 2차측 피드백 회로의 손실을 최소화하기 위해 Q2를 추가하여 U3B와의 달링턴 연결을 구성했습니다. 이로 인해 2차측의 피드백 전류가 ~1mA로 줄어들었습니다. (트랜지스터의 h_{FE}로 인해) 증가된 루프 게인은 R16의 값을 높이고 R25를 추가하여 보정하였습니다. 표준 2.5V TL431 전압 레퍼런스는 1.24V LMV431로 교체되어 공급 전류 요구 사항을 1mA에서 100µA로 줄였습니다.

출력 정류기 선택

- 출력 정류기용으로 정격 전류가 높으면서 V_F는 낮은 쇼트키 정류기 다이오드 선택

D5는 5A에서 V_F값이 0.455V인 듀얼 15A, 100V 쇼트키 정류기 다이오드가 선택되었습니다. 이는 저항 및 포워드 전압 손실을 줄여 풀부하 및 평균 효율을 높이는 데 필요한 것보다 더 높은 정격 전류입니다. TOPSwitch-JX 내부 MOSFET의 고전압 정격으로 인해 1차측 및 2차측 간의 높은 트랜스포머 권선비 (V_{OR} = 110V)가 가능했고 이로 인해 100V 쇼트키를 사용할 수 있었습니다.

증가된 출력 과전압 셧다운 감도

- 출력 과전압 셧다운 감도를 향상시키기 위해 트랜지스터 Q1과 VR1이 추가되었습니다.

오픈 루프 조건 동안 출력이 높아져 바이어스 권선 전압이 상승합니다. 이 전압이 VR1의 전압과 V_{BE} 전압 강하를 더한 값을 초과하면 Q1이 턴온되고 전류가 VOLTAGE MONITOR 핀으로 공급됩니다. Q1이 추가되면 파워 서플라이가 저전압에서 작동하는 경우 출력 전압 오버슈트가 상대적으로 작기 때문에 출력이 과부하 상태가 되더라도 래칭 셧다운 기준점(threshold)을 초과할 수 있는 충분한 전류를 VOLTAGE MONITOR핀으로 흐르게 합니다.

X 핀과 R7, R8 및 R9의 전류 제한 프로그래밍 기능을 통해 출력 과부하 전력 제한이 제공됩니다. 저항 R8 및 R9는 대체로 일정한 과부하 전력 특성을 제공하기 위해 입력 전압을 상승시키는 기능인 디바이스 전류 제한을 LPS(제한 전원) 요구 사항인 100VA 아래로 줄입니다. 단일 고장 조건(R8의 오픈 회로와 같은)에서도 이 요구 사항을 충족하기 위해 과부하 상태에서 발생하는 바이어스 전압의 상승도 래칭 셧다운을 트리거하는 데 사용됩니다.

매우 낮은 무부하, 고효율, 30W, 유니버셜 입력, 오픈 프레임, 파워 서플라이

아래의 그림 26에 표시된 회로는 85VAC~265VAC 입력, 12V, 2.5A 출력 파워 서플라이를 나타냅니다. 이 설계의 목표는 풀부하 효율, 평균 효율(25%, 50%, 75% 및 100% 부하점의 평균)을 극대화시키면서 무부하시 소비 전력을 크게 낮추는 것입니다. 추가적으로 래칭 출력 과전압 셧다운 기능과 안전 기관 LPS(제한 전원) 제한값 준수도 포함됩니다. 실제 효율 및 무부하시 성능은 회로도에 표시된 표에 요약되어 있으며 현재의 에너지 효율 요구 사항을 쉽게 충족합니다.

이러한 설계 목표를 달성하기 위해 다음과 같은 주요 설계 사항이 요구됩니다.

PI 부품 선택

- 주변 온도가 40°C이면 전력표에 표시된 것보다 한 사이즈 작은 디바이스 허용

이 디바이스는 전력표(표 1)의 85-265VAC, 오픈 프레임, PCB 히트싱크 열에서 선택되었습니다. 40°C의 주변 온도 사양(전력표의 50°C 가정과 비교)과 디바이스 히트싱크에 대한 최적의 PCB 영역 및 레이아웃에 맞도록 한 사이즈 작은 디바이스가 선택되었습니다(TOP266V와 TOP267V 비교). 써멀 및 효율 데이터로 성능을 확인할 수 있습니다. 풀부하, 40°C, 85VAC, 47Hz(최악의 조건)에서 디바이스 최대 온도는 107°C 였고 평균 효율은 ENERGY STAR 및 EuP Tier 2 에서 요구하는 83%를 만족시킵니다.

트랜스포머 코어 선택

- 132kHz 스위칭 주파수에서는 더 작은 코어를 선택하여 비용 절감을 할 수 있습니다.

마그네틱 코어의 크기는 스위칭 주파수의 함수입니다. 높은 스위칭 주파수 132kHz를 선택하면 작은 코어를 사용할 수 있습니다. TOPSwitch-JX의 설계에서는 스위칭 주파수가 높아지더라도 TOPSwitch-JX의 드레인 소스간 커패시턴스(C_{OSS})가 디스크리트 MOSFET의 C_{OSS}보다 작기 때문에 효율에 부정적인 영향을 끼치지 않습니다.

라인 센싱 저항 값

- 무부하 입력 전력 손실을 16mW로 줄이기 위해 4MΩ에서 10.2MΩ으로 라인 센싱 저항 늘림.

라인 센싱은 저항 R1 및 R2에 의해 이루어지며 라인 저전압 및 과전압 기준점(threshold)을 설정합니다. 이들 저항을 합한 값은 표준 4MΩ에서 10.2MΩ으로 증가했습니다. 이로 인해 VOLTAGE MONITOR 핀으로 흐르는 전류가 감소되어 무부하 입력 전력이 ~26mW에서 ~10mW로 줄어들었습니다. 그 결과로 인한 UV 기준값의 변화를 보정하기 위해 CONTROL 및 VOLTAGE-MONITOR 핀 사이에 저항 R12를 추가했습니다. 이로 인해 VOLTAGE MONITOR 핀으로 ~16μA의 DC 전류가 추가되고 VOLTAGE MONITOR 핀 UV 기준 전류(threshold) 25μA에 도달하기 위해서는 R1 및 R2를 통해 단 9μA만이 필요하며 UV 기준 전압값은 약 95VDC로 설정됩니다.

결과 OV 기준점(threshold)이 ~450VDC에서 ~980VDC까지 상승함에 따라 이 기술은 라인 OV 기능을 효과적으로 비활성화합니다. 그러나 입력 커패시턴스(C3) 값은 피크 드레인 전압이 U1의 BV_{DSS} 정격에 도달하지 않고 1kV 이상의 디퍼렌셜 라인 서지를 견딜 수 있을 만큼 충분하므로 설계에는 아무런 영향이 없습니다.

R12의 값에 대한 구체적인 지침과 자세한 계산은 TOPSwitch-JX 애플리케이션 노트에서 확인할 수 있습니다.

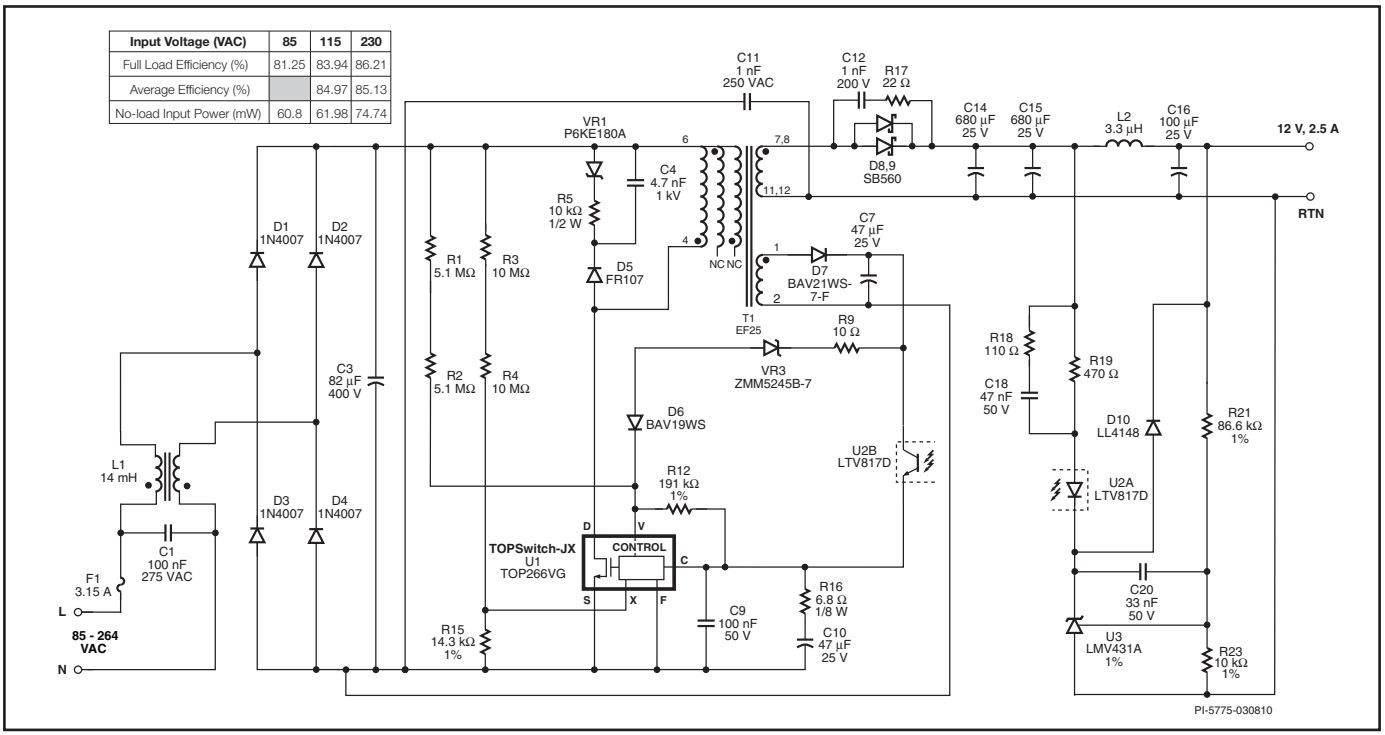


그림 26. 무부하시 전력 소비가 매우 낮은 고효율 12V, 30W, 유니버셜 입력 플라이백 파워 서플라이 회로도

클램프 구성 – RZCD와 RCD 비교

- 경부하 효율을 높이고 무부하시 소비 전력을 줄이기 위해 RCD 대신 RZCD(제너 블리드)를 선택했습니다.

해당 클램프 네트워크는 VR1, C4, R5 및 D5로 구성됩니다. 이는 누설 인덕턴스로 인한 피크 드레인 전압 스파이크를 TOPSwitch-JX 내장 MOSFET의 BV_{DSS} 정격 미만으로 제한합니다. 경부하 효율과 무부하 입력 전력을 높이기 위해 표준 RCD 클램프 대신 이 구성이 선택되었습니다.

표준 RCD 클램프에서 C4는 하나의 저항과 직렬 제너보다는 병렬 저항에 의해 방전됩니다. RCD 클램프에서는 R5의 저항 값이 선택되어 최대 부하 및 과부하 상태에서 피크 드레인 전압을 제한합니다. 그러나 경부하 또는 무부하 조건에서 누설 인덕턴스 에너지와 스위칭 주파수가 모두 더 낮기 때문에 이 저항 값은 커패시터 전압이 크게 방전되는 원인이 되고 있습니다. 커패시터는 매 스위칭 사이클마다 반사 출력 전압 이상으로 재충전되어야 하기 때문에 낮은 커패시터 전압은 낭비되는 에너지를 나타냅니다. 이는 클램프 손실이 파워 서플라이의 출력단에 연결되어 있는 중요한 부하처럼 보이게 하는 효과가 있습니다.

RZCD 배열은 커패시터 양단의 전압이 최소값(VR1의 정격 전압에 의해 정의됨) 아래로 방전되지 않도록 방지하고 경부하 및 무부하 조건에서 클램프 손실을 최소화하여 이러한 문제를 해결합니다. 제너 VR1은 피크 손실 용량이 높은 TVS이지만 부품이 받아들이는 피크 전류가 낮기 때문에 저렴한 표준 제너도 사용할 수 있습니다.

많은 설계에서 고주파 링잉을 감쇠시키고 EMI를 향상시키기 위해 C4와 직렬로 50Ω 미만의 저항 값을 연결하여 사용할 수 있지만 이 경우에는 그럴 필요가 없습니다.

피드백 구성

- 높은 CTR의 옵토커플러를 사용하여 2차측 바이어스 전류와 무부하 입력 전력 감소
- 저전압, 저전류 전압 레퍼런스 IC – 2차측에 사용되어 2차측 피드백 전류를 줄이므로 무부하 입력 전력 감소
- 바이어스 권선 전압 – 바이어스 권선 전압이 무부하, 하이 라인에서 ~9V가 되도록 조정하여 무부하 입력 전력 감소

일반적으로 하이 라인에서 CONTROL 핀으로 흐르는 피드백 전류는 ~3mA입니다. 이 전류는 바이어스 권선(C10 양단의 전압)에서 공급되거나 출력에서 직접 공급됩니다. 이 두 가지 모두 파워 서플라이의 출력에 대한 부하를 나타냅니다.

무부하 상태에서 바이어스 권선의 손실을 최소화하기 위해 바이어스 권선의 턴 수와 C7의 값을 조정하여 C7 양단에 ~9V의 최소 전압을 제공합니다. 이는 옵토커플러 바이어스 상태와 레귤레이션되는 출력 상태를 유지하는 데 필요한 최소값입니다.

2차측 피드백 회로의 손실을 최소화하기 위해 높은 CTR(300~600%의 CTR) 옵토커플러 유형을 사용했습니다. 이는 2차측 옵토-LED 전류를 ~3mA에서 ~1mA 미만으로 줄이므로 출력의 유효 부하가 감소하게 됩니다. 표준 2.5V TL431 전압 레퍼런스는 1.24V LMV431로 대체되어 이 부품의 공급 전류 요구 사항을 1mA에서 100µA로 줄였습니다.

출력 정류기 선택

- 높은 V_{OR}을 사용하면 고효율 및 저비용을 위한 60V 쇼트키 다이오드를 사용할 수 있습니다.

725V TOPSwitch-JX의 높은 BV_{DSS} 정격(일반적인 파워 MOSFET의 600V 또는 650V 정격과 비교할 때)을 통해 트랜스포머 1차~2차 권선비(반사 출력 전압 또는 V_{OR})를 높일 수 있습니다. 이로 인해 출력 다이오드 전압 스트레스가 감소되었으며 더 저렴하고 효율적인 60V(80V 또는 100V와 비교할 때) 쇼트키 다이오드를 사용할 수 있게 되었습니다. 낮은 전압 다이오드의 포워드 전압 강하로 인해 효율 향상이 일어납니다. 두 개의 병렬 연결된 축 5A, 60V 쇼트키 정류 다이오드가 낮은 비용과 높은 효율을 위해 선택되었습니다. 히트싱크에 장착된 단일 고전류 TO-220 패키지 다이오드와 비교할 때 효율은 유지하면서 비용은 저렴한 다이오드의 PCB 히트싱크가 가능해졌습니다. 이 구성에서 각 다이오드가 출력 전류의 두 배로 정격되도록 하고 다이오드가 히트싱크용 커먼 캐소드 PCB 영역을 공유하여 각 온도를 추적하도록 하는 것이 좋습니다. 실제적으로 다이오드는 개별 온도 모니터링으로 설명한 바와 같이 상당히 효과적으로 전류를 공유할 수 있습니다.

출력 인덕터 포스트 필터 소프트 피니쉬

- 인덕터 L2는 출력 소프트 피니쉬를 제공하고 커패시터를 제거하는 데 사용됩니다.

스타트업 동안 출력 오버슈트를 방지하기 위해 L2 양단에 나타나는 전압을 사용하여 소프트 피니쉬 기능을 제공합니다. L2 양단의 전압이 U2A의 포워드 강하를 초과하면 D10 전류가 옵토커플러 LED를 통해 흐르고 1차측에 피드백을 제공합니다. 이러한 배열은 출력 전압이 레귤레이션에 도달할 때까지 상승 속도를 제한하며 동일한 기능을 제공하기 위해 일반적으로 U3에 배치되는 커패시터를 제거합니다.

주요 애플리케이션 고려 사항

TOPSwitch-JX와 TOPSwitch-HX 비교

표 3은 TOPSwitch-JX와 TOPSwitch-HX의 특징 및 성능 차이를 비교한 것입니다. 여러 새로운 기능이 있어 추가적인 개별 부품이 필요하지 않습니다. 기타 기능들은 트랜스포머 및 기타 전력 부품의 비용 절감을 하면서 설계의 견고성을 높입니다.

TOP264-271 설계 고려 사항

전력표

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

1. 12V 출력.
2. 쇼트키 또는 고효율 출력 다이오드.
3. 135V 반사 전압(V_{OR}) 및 효율 예상치.
4. 85-265VAC용 100VDC 최소 DC 버스와 230VAC용 250VDC 최소 DC 버스.
5. 충분한 히트싱크로 디바이스 온도를 110°C 이하로 유지합니다.

TOPSwitch-HX와 TOPSwitch-JX 비교

기능	TOPSwitch-HX	TOPSwitch-JX	TOPSwitch-JX 이점
듀티 사이클이 0%일 때의 CONTROL 전류 $I_{C(OFF)}$	$I_{C(OFF)} = I_B + 3.4mA$ (TOP256-258) I_B = 외부 바이어스 전류	$I_{C(OFF)} = I_B + 1.6mA$ (TOP266-268)	• CONTROL 전류 감소 • 무부하 성능 향상(<0.1W) • 스탠바이 성능 향상
eDIP-12 / eSOP-12 패키지	사용 불가	사용 가능	• DIP 스타일의 히트싱크 없는 설계를 위한 66/132 kHz 주파수 옵션 • DIP-8/SMD-8 패키지에 비해 늘어난 전력 용량을 위한 뛰어난 써멀 성능
항복 전압 BV_{DSS}	T_J = 25°C에서 최소 700V	T_J = 25°C에서 최소 725V	• 손쉽게 고객 디레이팅 규격 충족(예: 80%) • 확장된 라인 서지 내성
고속 AC 리셋	V 핀을 사용하는 3개의 외부 트랜지스터 회로	X 핀을 사용하는 1개의 외부 트랜지스터 회로	• 5개 부품 절약

표 3. TOPSwitch-HX와 TOPSwitch-JX 사이의 비교

6. V 패키지 디바이스용으로 전력표에 표시된 전력 레벨은 동봉된 어댑터에서 610g/m² 구리 히트싱크 영역의 6.45cm² 또는 오픈 프레임에서 19.4cm²로 가정합니다.

제공된 피크 전력은 각 디바이스의 current limit에 따라 달라집니다.

TOP264-271 선택

필요한 최대 출력, 효율, 히트싱크 제약, 시스템 요구 사항 및 비용을 고려하여 최적의 TOP264-271을 선택합니다. 외부적으로 current limit을 줄일 수 있는 옵션을 함께 사용할 경우 필요한 것보다 높은 효율을 내거나 최소한의 히트싱크가 가능한 저전력 애플리케이션에 TOP264-271을 사용할 수 있습니다.

입력 커패시터

최소 입력 전압 및 최대 출력 전력에서 TOP264-271 컨버터가 레귤레이션을 유지할 수 있는 최소 DC 전압을 공급할 수 있게 입력 커패시터를 선택해야 합니다. TOP264-271은 DC_{MAX} 가 높고 리플 제거에 최적화된 듀얼 슬로프 라인 피드 포워드를 갖추고 있기 때문에 더 작은 입력 커패시터를 사용할 수 있습니다. TOP264-271의 경우, 적절하게 설계된 트랜스포머를 사용하면 유니버셜 입력에 와트당 2µF의 커패시턴스를 사용할 수 있습니다.

1차측 클램프 및 출력 반사 전압 V_{OR}

1차측 클램프는 TOP264-271 드레인-소스 피크 전압을 제한하는 데 필요합니다. 제너 클램프는 필요한 부품이 적고 PCB 공간을 적게 차지합니다. 효율을 높이기 위해 제너 클램프는 출력 반사 전압 V_{OR}을 최소 1.5배 이상으로 선택해야 하며 이를 통해 누설 스파이크 전도 시간을 짧게 유지할 수 있습니다. 유니버셜 입력 애플리케이션에서 제너 클램프를 사용할 때에는 제너의 절대 허용 오차 및 온도 변화를 감안하여 V_{OR}는 135V 이하로 하는 것을 권장합니다. 이렇게 하면 클램프 회로의 효율적 작동이 보장되고 또한 최대 드레인 전압이 TOP264-271 MOSFET의 정격 항복 전압보다 작게 유지됩니다. TOP264-271의 더 넓은 DC_{MAX}를 최대한 활용하려면 V_{OR}을 더 높여야 합니다. RCD(또는 RCDZ) 클램프는 제너 클램프보다 타이트한 클램프 전압 허용 오차를 제공하며 V_{OR}을 150V까지 높일 수 있습니다. 입력 라인 전압 역할을 하는 외부 current limit을 줄여 RCD 클램프 손실을 최소화할 수 있습니다(그림 19 참조). RCD 클램프는 제너 클램프보다 경제적이지만 설계시 더 많은 주의가 필요합니다. (빠른 설계 체크 리스트 참조).

출력 다이오드

출력 다이오드는 애플리케이션의 피크 역 전압, 출력 전류 및 써멀 상태(히트싱크, 공기 순환 등)를 고려하여 선택합니다. 적절한 트랜스포머 권선비에 따라 TOP264-271의 DC_{MAX}가 높아지면 15V 정도의 출력전압에서 80V 쇼트키 다이오드를 사용할 수 있어서 효율을 높일 수 있습니다.

바이어스 권선 커패시터

무부하 시 저주파수로 동작하므로 최소 10µF의 바이어스 권선 커패시턴스가 권장됩니다. 정확한 작동 및 출력 전압 레귤레이션을 위해 무부하에서 최소 9V보다 큰 바이어스 권선 전압을 확보하십시오.

소프트 스타트

일반적으로 파워 서플라이는 피드백 루프가 레귤레이션을 달성하기 전 스타트업에서 최대의 스트레스를 받게 됩니다. 17ms 동안 온칩 소프트 스타트는 드레인 피크 전류와 스위칭 주파수를 낮은 시작 값에서 최대값까지 선형적으로 증가시킵니다. 이는 출력 전압이 순차적으로 상승하게 되어 피드백 루프가 듀티 사이클을 제어하도록 합니다. 이는 스타트업 중에 TOP264-271 MOSFET, 클램프 회로 및 출력 다이오드에 가해지는 스트레스를 줄이고 트랜스포머 포화를 방지하는 데 도움이 됩니다. 또한 소프트 스타트는 출력 전압 오버슈트의 양을 제한하므로 많은 애플리케이션에서 소프트 피니쉬 커패시터를 사용하지 않아도 됩니다. 루프가 닫히면 소프트 스타트 시간 17ms가 끝나기 전이라도 소프트 스타트 기능이 종료된다는 점에 유의하십시오.

EMI

주파수 지터 기능은 기본 스위칭 주파수의 고조파로 인하여 나타나는 전도성 EMI 피크를 감소시키기 위해 좁은 대역폭으로 스위칭 주파수를 변조합니다. 이는 평균 감지 모드에 특히 유용합니다. 그림 27과 28에서 볼 수 있듯이 지터의 이점이 주파수 편차의 증가로 인해 스위칭 고조파의 진행에 따라

증가하게 됩니다. FREQUENCY 핀은 132kHz 또는 66kHz의 스위칭 주파수 옵션을 제공합니다. 고주파 방사 노이즈를 줄이기 위해 드레인 노드에 무거운 스너버가 필요한 애플리케이션의 경우(예를 들어, VCR, DVD, 모니터, TV 등 비디오 노이즈에 민감한 애플리케이션), 66kHz에서 작동하면 스너버 손실이 줄어들어 효율이 더 좋아집니다. 또한 트랜스포머 크기가 문제가 되지 않는 애플리케이션에서 66kHz 옵션을 사용하면 EMI가 낮아지고 효율이 높아집니다. 66kHz의 2차 고조파는 150kHz 미만이며, 그 이상의 경우 전도성 EMI 사양은 훨씬 타이트해집니다. 10W 이하의 경우, 비싼 AC 입력 커먼 모드 초크 대신 간단한 인덕터를 사용하여도 국제 전도성 EMI 제한 규정을 충족시킬 수 있습니다.

트랜스포머 설계

트랜스포머는 최대 current limit에서 3000가우스의 최대 동작 자속 밀도와 4200가우스의 피크 자속 밀도에 맞춰 설계하는 것이 좋습니다. 권선비에 의해 발생한 반사 전압(V_{OR})에 맞게 권선비를 선택하는데 제너 클램프를 사용하는 경우에는 135V 이하, 라인 전압에 따라 current limit이 감소하는 RCD 클램프를 사용하는 경우에는 150V(최대) 이하로 해야 합니다(과부하 보호). 동작 전류가 기본 current limit보다 현저히 낮은 설계의 경우 외부 설정 current limit을 작동 피크 전류에 가깝게 하여 피크 자속 밀도와 피크 전력을 줄이는 것이 좋습니다. (그림 18 참조).

대기 모드 시 소비 전력

주파수 감소는 경부하 또는 무부하에서 전력 손실을 크게 줄일 수 있으며, 특히 제너 클램프를 사용할 경우에는 더욱 그렇습니다. 2차측 소비 전력이 매우 낮은 경우 피드백 컨트롤을 위해 TL431 레귤레이터를 사용하십시오. 일반적인 TOP264-271 회로는 자동으로 무부하에서 MCM 모드로, 경부하에서 저주파 모드로 들어가므로 무부하 또는 대기 상태에서 손실이 극도로 적게 일어납니다.

고전력 설계

TOP264-271 제품군에는 최대 162W를 전달할 수 있는 부품이 포함되어 있습니다. 고용량 파워 설계에는 특별히 고려해야 할 사항이 있습니다. 고용량 파워 설계 지침은 TOP264-271(AN-47) 용 설계 안내서에서 확인할 수 있습니다.

TOP264-271 레이아웃 고려 사항

TOP264-271은 다중 핀을 가지고 있으며 고전력 레벨에서 작동할 수 있습니다. 다음 지침을 주의 깊게 따라야 합니다.

1차측 연결

SOURCE 핀 및 바이어스 권선 그라운드를 입력 필터 커패시터의 마이너스 단자와 연결하는 단일 그라운드 포인트(kelvin)를 사용하십시오. 이는 서지 전류를 바이어스 권선에서 입력 필터 커패시터로 직접 복귀시켜 서지 내성을 향상합니다. CONTROL 핀 바이패스 커패시터는 가능한 한 SOURCE 및 CONTROL 핀과 최대한 가깝게 위치해야 하며 SOURCE 연결 패턴은 메인 MOSFET 스위칭 전류와 공유되어서는 안 됩니다. VOLTAGE MONITOR(V) 핀 또는 EXTERNAL CURRENT LIMIT(X) 핀에 연결된 모든 SOURCE 핀 참조 부품은 해당 핀과 SOURCE 사이에 가깝게 위치해야 합니다. 다시 한번 강조하면 이러한 부품의 SOURCE 연결 패턴은 메인 MOSFET 스위칭 전류와 공유되어서는 안 됩니다. SOURCE 핀 스위칭 전류가 CONTROL, VOLTAGE MONITOR 또는 EXTERNAL CURRENT LIMIT 핀에 연결된 부품과 패턴을 공유하지 않고 각각 독립된 패턴을 통해 입력 커패시터 마이너스 단자로 되돌아오는 것은 매우 중요합니다. SOURCE 핀은 컨트롤러 그라운드 기준 핀이기 때문입니다. VOLTAGE MONITOR, EXTERNAL CURRENT LIMIT 또는 CONTROL 핀과 연결된 패턴은 노이즈 커플링을 방지하기 위해 가능한 한 짧게 유지하고 DRAIN 패턴에서 멀리 배치해야 합니다. VOLTAGE MONITOR 저항(그림 14, 15, 19, 22, 23, 26, 30의 R_{LS})과 1차측 OVP 회로 부품 (그림 29, 30의 V_{ZOV}/R_{OV})은 VOLTAGE MONITOR 핀 쪽 패턴 길이를 최소화하기 위해 VOLTAGE MONITOR 핀에 가깝게 배치해야 합니다. VOLTAGE MONITOR 또는 EXTERNAL CURRENT LIMIT 핀에 연결된 저항은 가능한 한 벌크 커패시터 플러스 단자에 가깝게 연결해야 하며 이러한 연결은 파워 스위칭 회로에서 멀리 배치해야 합니다. 고주파 바이패스 커패시터(C_{BP})와 병렬로 47µF CONTROL 핀 커패시터를 추가하여 노이즈에 대한 내성을 개선시킬 수 있습니다. 피드백 옵토커플러 출력도 TOP264-271의 CONTROL 및 SOURCE 핀에 가깝게 배치하고 드레인 및 클램프 부품 패턴에서 멀리 배치해야 합니다. 1차측 클램프 회로는 트랜스포머 끝(DRAIN과 공유됨)과 클램프 커패시터의 루프 공간이 최소화되도록 배치해야 합니다. 바이어스 권선 리턴 노드는 전용 패턴을 통해 SOURCE 핀이 아닌 벌크 커패시터에 직접 연결해야 합니다. 이렇게 하면 서지 전류가 TOPSwitch-JX의 SOURCE 핀에서 멀리 떨어져 라우팅됩니다.

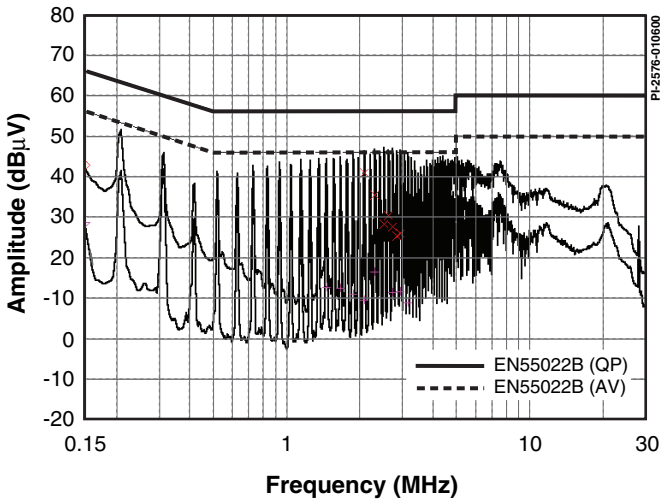


그림 27. 지터링이 발생하지 않은 고정 주파수 동작

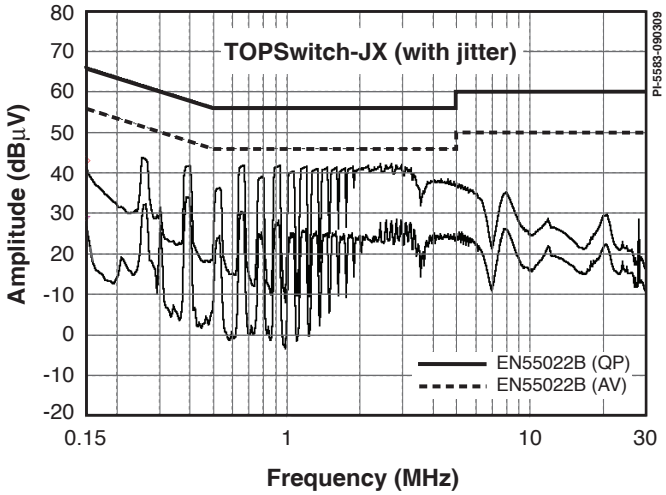


그림 28. 동일한 회로 및 조건에서 TOPSwitch-JX 전체 범위 EMI 스캔(132kHz, 지터링 발생)

Y 커패시터

Y 커패시터는 트랜스포머의 1차측 DC 입력 플러스 핀과 2차측 출력 그라운드 핀 사이에 가까이 연결해야 합니다. Y 커패시터가 입력 벌크 커패시터의 마이너스극 끝으로 되돌아가는 경우 (플러스극 끝 아님) 이러한 연결을 만들기 위해서는 전용 패턴을 사용해야 합니다. 이는 커먼 모드 서지가 발생하는 경우 누설 전류가 SOURCE 핀에서 멀리 떨어지도록 "유도"하기 위한 것입니다.

히트싱크

E 패키지(eSIP-7C), K 패키지(eSOP-12) 및 V 패키지(eDIP-12)의 노출 패드는 내부에서 SOURCE 핀에 전기적으로 연결되어 있습니다. 전류가 순환하는 것을 방지하기 위해 노출 패드에 연결된 히트싱크를 PCB 상의 1차측 그라운드/소스 노드에 전기적으로 연결하지 않아야 합니다. 양면 PCB일 경우에는 유효한 히트싱크 영역을 늘리기 위해 바이어스와 연결된 상단 및 하단 영역을 사용할 수 있습니다. K 패키지 노출 패드를 동판 부위에 직접 납땜하여 열 전달을 최적화할 수도 있습니다. 또한 히트싱크용으로 출력 다이오드의 애노드와 캐소드 단자의 리드에 충분한 동판 영역이 필요합니다. 그림 29에 출력 정류기와 출력 필터 커패시터 사이에 좁은 패턴이 표시되어 있습니다. 이 패턴은 정류기와 필터 커패시터 사이에서 열 완화 역할을 하며 커패시터의 과열을 방지합니다.

빠른 설계 체크 리스트

TOP264-271 설계 시 무부하 입력 전력을 줄이기 위해 VOLTAGE MONITOR 핀은 매우 낮은 전류에서 작동합니다. 노이즈 커플링을 피하려면 PCB를 설계할 때 레이아웃을 신중하게 고려해야 합니다. VOLTAGE MONITOR 핀에 연결된 패턴과 부품은 스위칭 전류를 전달하는 모든 패턴과 인접해서는 안 됩니다. 여기에는 드레인, 클램프 네트워크, 바이어스 권선 그라운드 또는 다른 컨버터의 전원 트레이스가 포함됩니다. 라인 센싱 기능을 사용하는 경우, 센싱 저항을 VOLTAGE MONITOR 핀에서 10mm 이내에 배치하여 VOLTAGE MONITOR 핀 노드 영역을 최소화해야 합니다. 그런 다음 DC 전압을 라인 센싱 저항으로 라우팅해야 합니다. 외부 커패시턴스를 VOLTAGE MONITOR 핀에 연결하면 VOLTAGE MONITOR 핀과 관련된 기능이 오작동할 수 있으므로 절대로 연결하지 않도록 합니다. 어떤 파워 서플라이를 설계하든지 최악의 조건에서 부품의 정격을 초과하지 않는지를 확인하기 위해 모든 TOP264-271 설계를 검증해야 합니다. 이를 위해 다음과 같은 최소한의 테스트는 반드시 수행되어야 합니다.

1. 최대 드레인 전압 – 최고 입력 전압 및 최대 과부하 출력 전력에서 피크 V_{DS}가 675V를 초과하지 않는지 확인합니다. 파워 서플라이가 오토-리스타트(레귤레이션 상실)로 들어가기 직전 수준으로 출력이 과부하되면 최대 과부하 출력 전력이 발생합니다.
2. 최대 드레인 전류 – 최대 동작 온도, 최대 입력 전압 및 최대 출력 부하 상태에서 스타트 업할 때의 드레인 전류 파형이 트랜스포머 포화 징후가 있는지, 과도한 리딩 엣지 전류 스파이크의 징후가 보이는지 확인합니다. TOP264-271은 220ns의 리딩 엣지 블랭킹 시간이 있기 때문에 온 사이클(On-cycle)의 조기 종료를 방지합니다. 220ns 블랭킹 기간 종료시 드레인 전류 파형에 대한 리딩 엣지 전류 스파이크가 허용 Current Limit 범위(그림 34 참조) 아래 있는지 확인합니다.
3. 온도 확인 – 최대 출력 전력, 최소 및 최대 전압과 주위 온도 상태에서 TOP264-271, 트랜스포머, 출력 다이오드 및 출력 커패시터의 온도가 지정된 온도 사양 이하인지 확인합니다. 데이터 시트에 규정되어 있듯이 TOP264-271의 $R_{DS(ON)}$이 제품마다 오차가 있기 때문에 써멀 마진이 충분히 확보되어야 합니다. 필요한 마진은 파라미터 표의 값에서 계산하거나 DRAIN 핀과 직렬로 연결되고 같은 히트싱크에 부착된 외부 저항을 연결하여 계산할 수 있으며 테스트 중에 측정된 디바이스의 $R_{DS(ON)}$과 worst-case에서 최대 사양과의 차이와 동일한 저항 값을 갖습니다.

설계 도구

설계 도구에 대한 최신 정보는 파워 인테그레이션스(Power Integrations) 웹 사이트(www.powerint.com)를 참조하십시오.

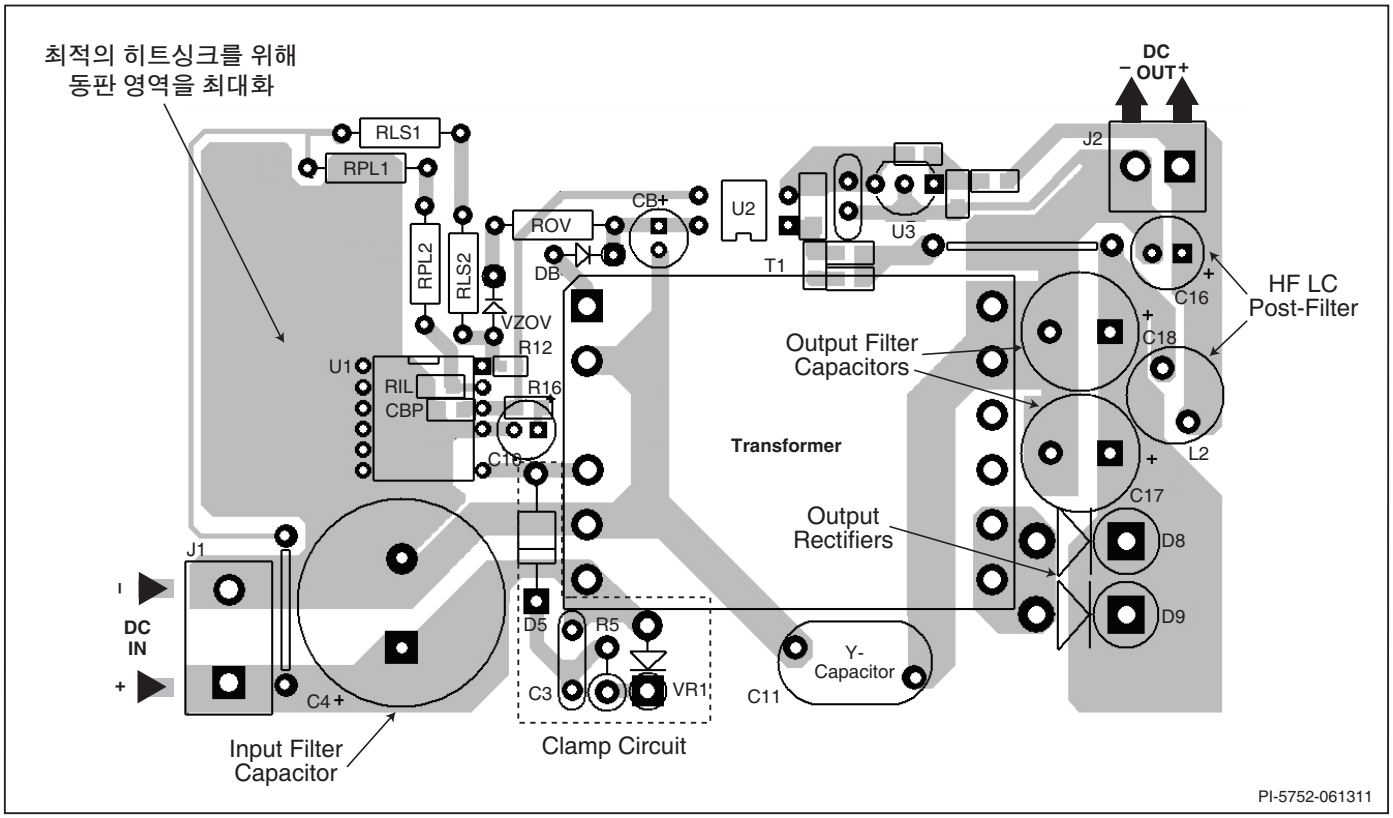


그림 29. V 패키지를 사용하여 132kHz에서 작동하는 TOPSwitch-JX에 대한 레이아웃 고려 사항

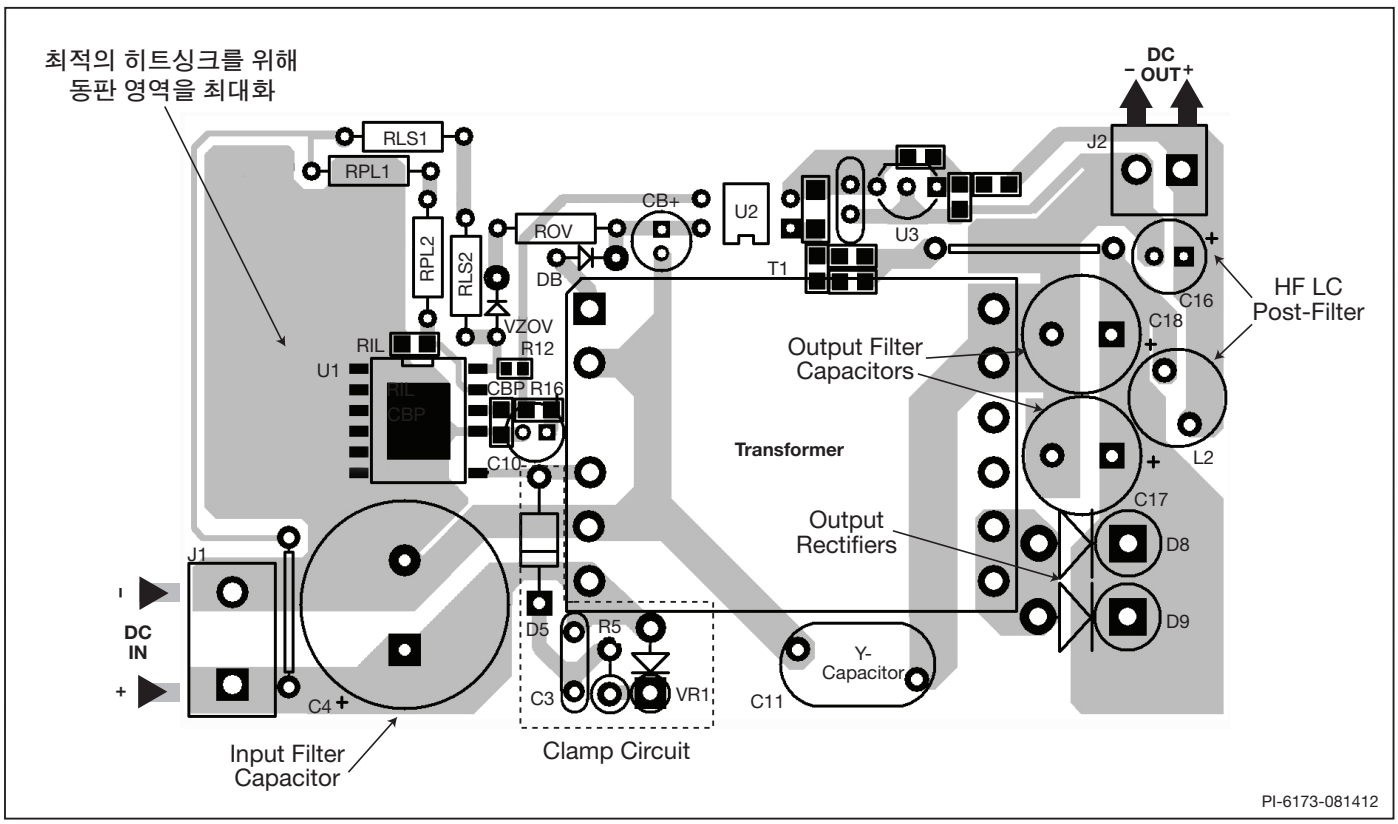


그림 30. K 패키지를 사용하여 132kHz에서 작동하는 TOPSwitch-JX에 대한 레이아웃 고려 사항

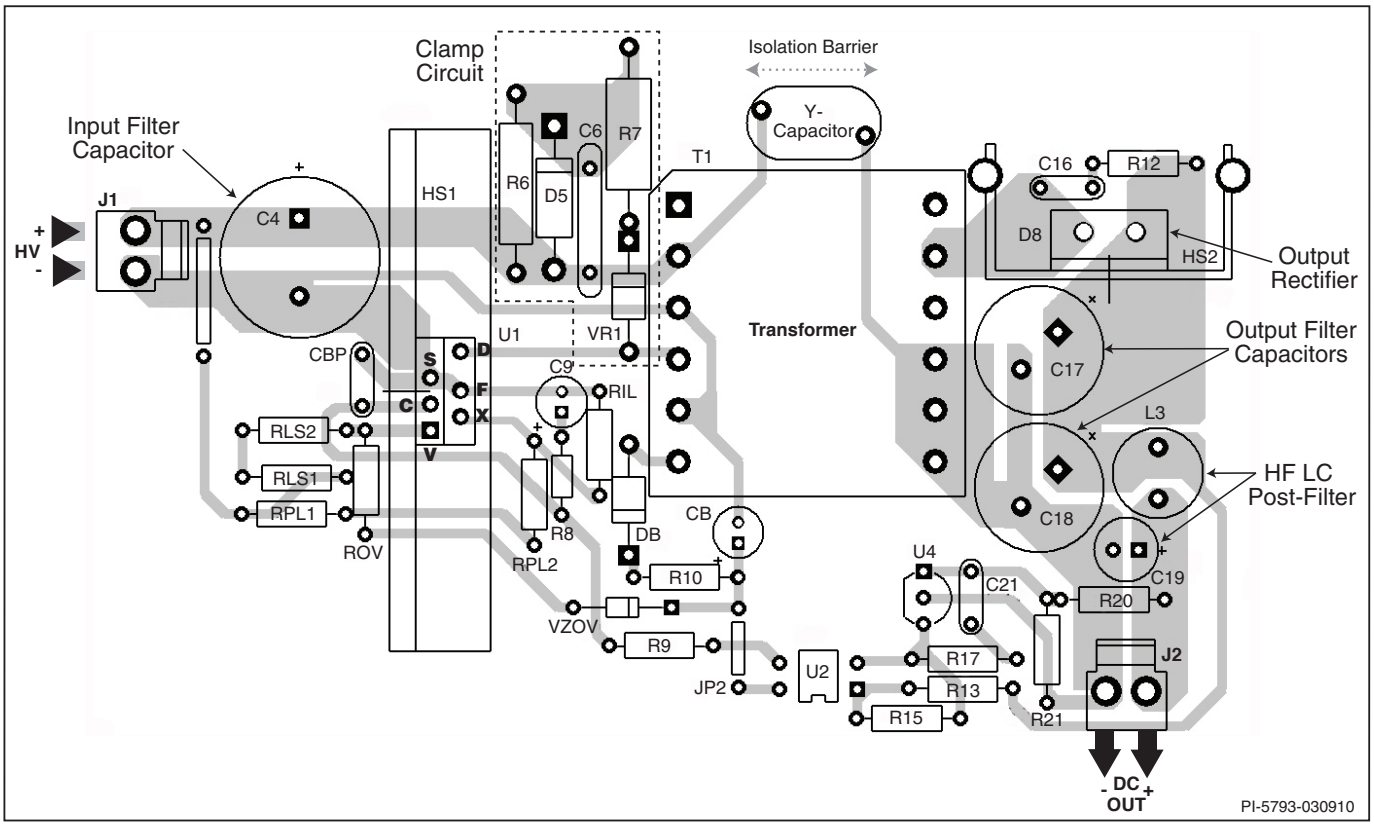


그림 31. E 패키지를 사용하여 132kHz에서 작동하는 TOPSwitch-JX에 대한 레이아웃 고려 사항

최대 정격 절대값(2)

DRAIN 핀 피크 전압 ..... -0.3V~725V
DRAIN 핀 피크 전류: TOP264 ..... 2.08A
DRAIN 핀 피크 전류: TOP265 ..... 2.72A
DRAIN 핀 피크 전류: TOP266 ..... 4.08A
DRAIN 핀 피크 전류: TOP267 ..... 5.44A
DRAIN 핀 피크 전류: TOP268 ..... 6.88A
DRAIN 핀 피크 전류: TOP269 ..... 7.73A
DRAIN 핀 피크 전류: TOP270 ..... 9.00A
DRAIN 핀 피크 전류: TOP271 ..... 11.10A
CONTROL 핀 전압 ..... -0.3V~9V
CONTROL 핀 전류 100mA
VOLTAGE MONITOR 핀 전압 ..... -0.3V~9V
CURRENT LIMIT 핀 전압 ..... -0.3V~4.5V
FREQUENCY 핀 전압 ..... -0.3V~9V
보관 온도 ..... -65°C~150°C
작동 정션 온도 ..... -40°C~150°C
리드 온도(1) ..... 260°C

참고:
1. 케이스에서 1.59mm(1/16인치) 거리를 두고 5초 동안 측정한 값입니다.
2. 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.

써멀 저항

써멀 저항: E 패키지
(θ_{JA}) ..... 105°C/W(1)
(θ_{JC}) ..... 2°C/W(2)
V 패키지
(θ_{JA}) ..... 68°C/W(3), 58°C/W(4)
(θ_{JC}) ..... 2°C/W(2)
K 패키지
(θ_{JA}) ..... 45°C/W(3), 38°C/W(4)
(θ_{JC}) ..... 2°C/W(2)

참고:
1. 히트싱크가 없는 형태입니다.
2. 탭의 뒷면에서 측정되었습니다.
3. 0.36평방인치(232mm²), 2온스(610g/m²) 동판의 히트싱크 영역이 있는(K 패키지 노출 패드 포함) 일반적인 애플리케이션 PCB에 납땜되었습니다.
4. 1평방인치(645mm²), 2온스(610g/m²) 동판의 히트싱크 영역이 있는(K 패키지 노출 패드 포함) 일반 애플리케이션 PCB에 납땜되었습니다.

파라미터	기호	조건 SOURCE = 0V; T_J = -40~125°C '그림 35' 참조 (특별히 지정되지 않은 경우)		최소	일반	최대	단위
컨트롤 기능							
최대 주파수 모드의 스위칭 주파수(평균)	f_{OSC}	T_J = 25 °C	FREQUENCY 핀 SOURCE에 연결됨	119	132	145	kHz
			FREQUENCY 핀 CONTROL에 연결됨	59.4	66	72.6	
주파수 지터 편차	Δf		132kHz 작동		±5		kHz
			66kHz 작동		±2.5		
주파수 지터 변조율	f_M				250		Hz
최대 듀티 사이클	DC_{MAX}	$I_C = I_{CD1}$	$I_V \le I_{V(DC)}$ V_V = 0V	75	78	83	%
			I_V = 95µA	30			
소프트 스타트 시간	t_{SOFT}	T_J = 25 °C			17		ms
PWM 게인	DC_{REG}	T_J = 25°C $I_B < I_C < I_{C01}$ '참고 C' 참조	TOP264-265	-62	-50	-40	%/mA
			TOP266-268	-54	-44	-34	
			TOP269-271	-50	-40	-30	
		T_J = 25°C $I_C \ge I_{C01}$ '참고 A' 참조	TOP264-265	-61	-51	-41	
			TOP266-268	-60	-50	-40	
			TOP269-271	-57	-48	-38	
PWM 게인 온도 편차		'참고 B' 참조			-0.01		%/mA/°C
외부 바이어스 전류	I_B	66kHz 작동	TOP264-265	0.8	1.4	2.0	mA
			TOP266-268	0.9	1.5	2.1	
			TOP269-271	1.0	1.6	2.2	

파라미터	기호	조건 SOURCE = 0V; T_J = -40~125°C (특별히 지정되지 않은 경우)		최소	일반	최대	단위
컨트롤 기능(계속)							
외부 바이어스 전류	I_B	132kHz 작동	TOP264-265	0.9	1.5	2.1	mA
			TOP266-268	1.2	1.8	2.4	
			TOP269-271	1.5	2.1	2.8	
듀티 사이클 0%에서의 CONTROL 전류	$I_{C(OFF)}$	66kHz 작동	TOP264-265		2.9	3.9	mA
			TOP266-268		3.1	4.1	
			TOP269-271		3.3	4.3	
		132kHz 작동	TOP264-265		3.1	4.1	
			TOP266-268		3.4	4.4	
			TOP269-271		3.8	4.8	
다이나믹 임피던스	Z_C	I_C = 2.5mA; T_J = 25°C, '그림 33' 참조		13	21	25	Ω
다이나믹 임피던스 온도 편차					0.18		%/°C
CONTROL 핀 내부 필터 극점(Pole)					7		kHz
Current Limit 비율을 설정할 상위 피크 전류	$k_{PS(UPPER)}$	T_J = 25°C '참고 C' 참조		50	55	60	%
Current Limit 비율을 설정할 하위 피크 전류	$k_{PS(LOWER)}$	T_J = 25 °C '참고 C' 참조			25		%
멀티 사이클-변조 스위칭 주파수	$f_{MCM(MIN)}$	T_J = 25 °C			30		kHz
최소 멀티 사이클 변조 모드 설정 기간	$T_{MCM(MIN)}$	T_J = 25 °C			135		µs
셧다운/오토-리스타트							
CONTROL 핀 충전 전류	$I_{C(CH)}$	T_J = 25 °C	V_C = 0V	-5.0	-3.5	-1.0	mA
			V_C = 5V	-3.0	-1.8	-0.6	
충전 전류 온도 편차		'참고 B' 참조			0.5		%/°C
오토-리스타트 상위 기준 전압(Threshold)	$V_{C(AR)U}$				5.8		V
오토-리스타트 하위 기준 전압(Threshold)	$V_{C(AR)L}$			4.5	4.8	5.1	V
전압 모니터(V) 및 외부 Current Limit(X) 입력							
오토-리스타트 히스테리시스(Hysterisis) 전압	$V_{C(AR)HYST}$			0.8	1.0		V
오토-리스타트 듀티 사이클	DC_{AR}				2	4	%
오토-리스타트 주파수	f_{AR}				0.5		Hz
라인 저전압 기준 전류(Threshold) 및 히스테리시스(Hysterisis)(V 핀)	I_{UV}	T_J = 25 °C	기준점(threshold)	22	25	27	µA
			히스테리시스 (Hysteresis)		14		µA
라인 과전압 기준 전류(Threshold) 및 히스테리시스(Hysterisis)(V 핀)	I_{OV}	T_J = 25 °C	기준점(threshold)	107	112	117	µA
			히스테리시스 (Hysteresis)		4		µA

파라미터	기호	조건 SOURCE = 0V; T_J = -40~125°C (특별히 지정되지 않은 경우)		최소	일반	최대	단위
전압 모니터(V) 및 외부 Current Limit(X) 입력(계속)							
출력 과전압 래칭 셧다운 기준 전류(Threshold)	$I_{OV(LS)}$	T_J = 25 °C		269	336	403	µA
V 핀 원격ON/OFF 전압	$V_{V(TH)}$	T_J = 25 °C		0.8	1.0	1.6	V
X 핀 원격-ON/OFF 및 래치 리셋 마이너스 기준 전류(Threshold) 및 히스테리시스(Hysterisis)	$I_{REM(N)}$	T_J = 25 °C	기준점(threshold)	-35	-27	-20	µA
			히스테리시스 (Hysteresis)		5		
V 핀 회로 단락 전류	$I_{V(SC)}$	T_J = 25 °C	$V_V = V_C$	300	400	500	µA
X 핀 회로 단락 전류	$I_{X(SC)}$	V_X = 0V	정상 모드	-260	-200	-140	µA
			오토-리스타트 모드	-95	-75	-55	
V 핀 전압 (플러스 전류)	V_V	$I_V = I_{OV}$	TOP264-TOP271	2.83	3.0	3.25	V
V 핀 전압 히스테리시스 (Hysterisis)(플러스 전류)	$V_{V(HYST)}$		$I_V = I_{OV}$	0.2	0.5		V
X 핀 전압(마이너스 전류)	V_X		I_X = -50µA	1.23	1.30	1.37	V
			I_X = -150µA	1.15	1.22	1.29	
최대 듀티 사이클 감소 개시 기준 전류 (Threshold)	$I_{V(DC)}$	$I_C \geq I_B$, T_J = 25°C		18.9	22.0	24.2	µA
최대 듀티 사이클 감소 슬로프		T_J = 25°C	$I_{V(DC)} < I_V$ <48µA		-1.0		%/µA
			$I_V \geq$48µA		-0.25		
원격 OFF DRAIN 공급 전류	$I_{D(RMT)}$	V_{DRAIN} = 150V	X 또는 V 핀 플로우팅		0.6	1.0	mA
			V 핀이 CONTROL에 단락됨		1.0	1.6	
원격 ON 지연	$t_{R(ON)}$	원격 ON에서 드레인으로 턴온'참고 C' 참조	66 kHz		3.0		µs
			132kHz		1.5		
원격 OFF 설정 시간	$t_{R(OFF)}$	주기 비활성화를 위한 드레인 턴온 전 최소 시간 '참고 C' 참조	66 kHz		3.0		µs
			132kHz		1.5		
주파수 입력							
FREQUENCY 핀 기준 전압(Threshold)	V_F	'참고 B' 참조			2.9		V
FREQUENCY 핀 입력 전류	I_F	T_J = 25 °C	$V_F = V_C$	10	55	90	µA

파라미터	기호	조건 SOURCE = 0V; T_J = -40~125°C (특별히 지정되지 않은 경우)		최소	일반	최대	단위
회로 보호							
자체 보호 Current Limit ('참고 D' 참조)	I_{LIMIT}	TOP264 T_J = 25°C	di/dt = 270mA/µs	1.209	1.30	1.391	A
		TOP265 T_J = 25°C	di/dt = 350mA/µs	1.581	1.70	1.819	
		TOP266 T_J = 25°C	di/dt = 530mA/µs	2.371	2.55	2.728	
		TOP267 T_J = 25°C	di/dt = 625mA/µs	2.800	3.01	3.222	
		TOP268 T_J = 25°C	di/dt = 675mA/µs	3.023	3.25	3.478	
		TOP269 T_J = 25°C	di/dt = 720mA/µs	3.236	3.48	3.723	
		TOP270 T_J = 25°C	di/dt = 870mA/µs	3.906	4.20	4.494	
		TOP271 T_J = 25°C	di/dt = 1065mA/µs	4.808	5.17	5.532	
초기 Current Limit	I_{INIT}	'참고 C' 참조		0.70 × $I_{LIMIT(MIN)}$			A
전력 계수	P_{COEFF}	T_J = 25°C, '참고 E' 참조	$I_X \leq$ - 165µA	0.9 × I^2f	I^2f	1.2 × I^2f	A^2kHz
			$I_X \leq$ - 117µA	0.9 × I^2f	I^2f	1.2 × I^2f	
리딩 엣지블랭킹 시간	t_{LEB}	T_J = 25°C, '그림 34' 참조			220		ns
Current Limit 지연 시간	$t_{IL(D)}$				100		ns
써멀 셧다운 온도				135	142	150	°C
써멀 셧다운히스테리시스(Hysteresis)					75		°C
파워 업 리셋 기준 전압 (Threshold)	$V_{C(RESET)}$	그림 35(S1 오픈 상태)		1.75	3.0	4.25	V

파라미터	기호	조건 SOURCE = 0V; T_J = -40~125°C (특별히 지정되지 않은 경우)		최소	일반	최대	단위
출력							
ON 상태 레지스턴스	$R_{DS(ON)}$	TOP264 I_D = 150 mA	T_J = 25 °C		5.4	6.25	Ω
			T_J = 100 °C		8.35	9.70	
		TOP265 I_D = 200 mA	T_J = 25 °C		4.1	4.70	
			T_J = 100 °C		6.3	7.30	
		TOP266 I_D = 300 mA	T_J = 25 °C		2.8	3.20	
			T_J = 100 °C		4.1	4.75	
		TOP267 I_D = 400 mA	T_J = 25 °C		2.0	2.30	
			T_J = 100 °C		3.1	3.60	
		TOP268 I_D = 500 mA	T_J = 25 °C		1.7	1.95	
			T_J = 100 °C		2.5	2.90	
		TOP269 I_D = 600 mA	T_J = 25 °C		1.45	1.70	
			T_J = 100 °C		2.25	2.60	
		TOP270 I_D = 700 mA	T_J = 25 °C		1.20	1.40	
			T_J = 100 °C		1.80	2.10	
		TOP271 I_D = 800 mA	T_J = 25 °C		1.05	1.20	
			T_J = 100 °C		1.55	1.80	
DRAIN 공급 전압		T_J ≤ 85°C, '참고 F' 참조		18			V
				36			
OFF 상태 드레인 누설 전류	I_{DSS}	V_V = 플로우팅, 디바이스 스위칭 없음, V_{DS} = 580V, T_J = 125°C				470	μA
항복전압	BV_{DSS}	V_V = 플로우팅, 디바이스 스위칭 없음, T_J = 25°C, '참고 G' 참조		725			V
상승 시간	t_R	일반 플라이백에서 측정됨 컨버터 애플리케이션			100		ns
하강 시간	t_F				50		ns
공급 전압 특성							
공급/방전 전류 컨트롤	I_{CD1}	출력 MOSFET 활성화 V_X, V_V = 0V	66kHz 작동	TOP264-265	0.6	1.2	2.0	mA
				TOP266-268	0.9	1.4	2.3	
				TOP269-271	1.1	1.6	2.5	
			132kHz 작동	TOP264-265	0.8	1.4	2.1	
				TOP266-268	1.2	1.7	2.4	
				TOP269-271	1.5	2.1	2.9	
	I_{CD2}	출력 MOSFET 비활성화 V_X, V_V = 0V			0.3	0.5	1.2	

참고:

A. 132kHz에서 파라미터 DC_{MAX}, I_B 및 $I_{C(OFF)}$로 테스트하는 동안 유도됩니다.

B. 마이너스 값으로 지정된 스펙의 경우, 마이너스 온도 계수는 온도가 증가할수록 크기가 증가한 것에 해당하고 플러스 온도 계수는 온도가 증가할수록 크기가 감소한 것에 해당됩니다.

C. 특성화를 통해 보증됩니다. 생산 과정에서 테스트되지 않았습니다.

D. 외부에서 Current limit 값을 조정하는 경우 일반적 성능 특성 섹션의 그림 36과 37(Current Limit과 외부 Current Limit 저항 비교)을 참조하십시오. 지정된 허용 오차는 최대 Current Limit에서만 유효합니다.

E. I^2f 계산은 $I_{LIMIT(TYP)}{}^2 \times f_{OSC}$와 같이 I_{LIMIT}과 f_{OSC}값을 기반으로 하며 여기에서 f_{OSC}는 FREQUENCY 핀 연결에 따라 66kHz 또는 132kHz입니다. 자세한 내용은 f_{OSC} 사양을 참조하십시오.

F. 디바이스는 $18V_{DC}$ 드레인 전압에서 스타트업됩니다. 전해 커패시터의 커패시턴스는 0°C 미만의 온도에서 크게 떨어집니다. 설계자는 영하의 온도에서도 18V에서 안정적으로 스타트업할 수 있도록 회로 커패시터가 권장 커패시턴스 값을 충족하는지 확인해야 합니다.

G. 항복 전압은 최소 BV_{DSS} 사양을 기준으로, DRAIN 핀 전압을 BV_{DSS} 최소값을 초과하지 않는 범위까지 최대한 증가시켜서 확인할 수도 있습니다.

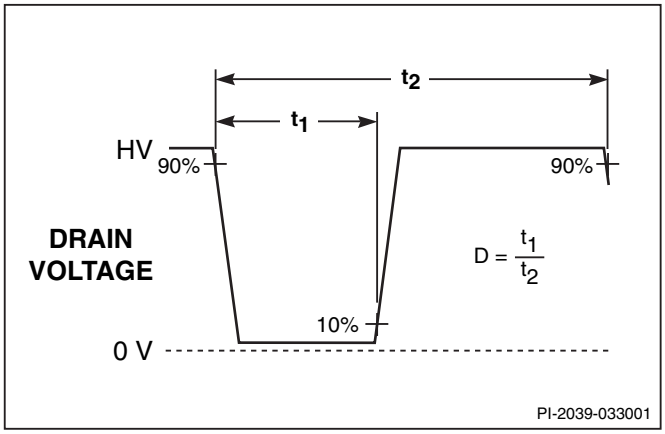


그림 32. 듀티 사이클 측정

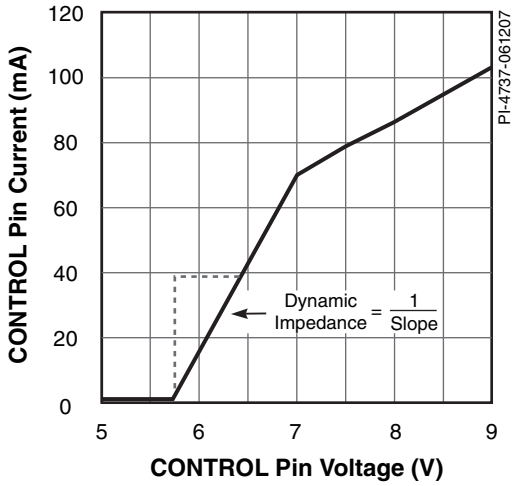


그림 33. CONTROL 핀 I-V 특성

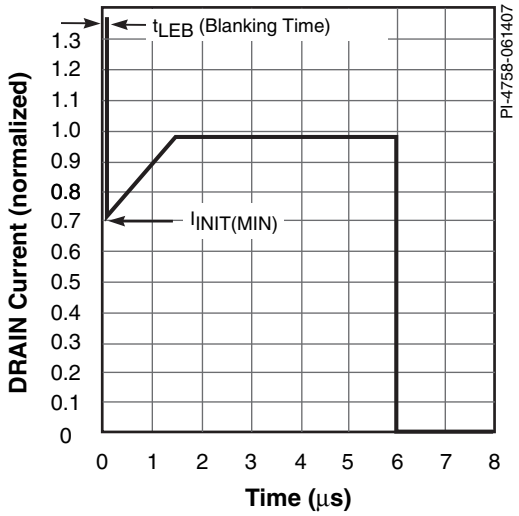
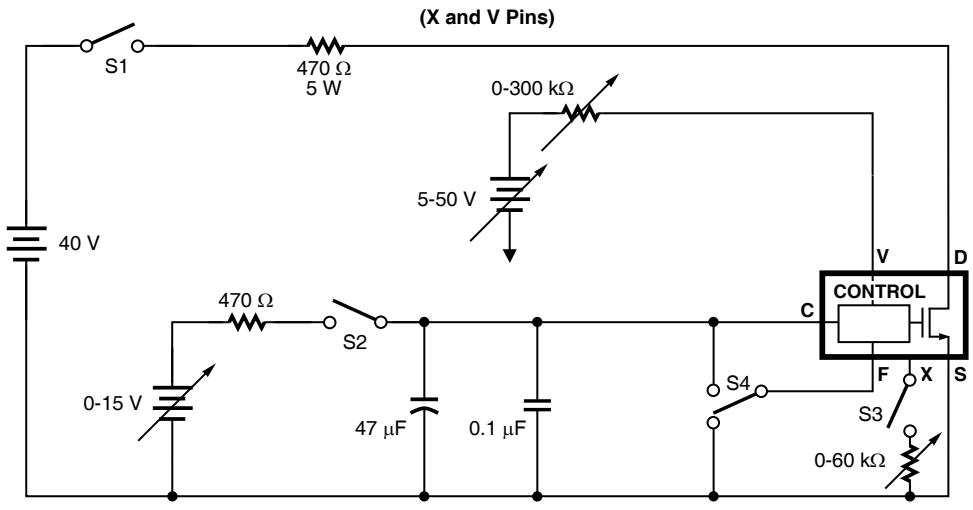


그림 34. 드레인 전류 작동 엔벨로프



참고: 1. 이 테스트 회로는 **Current Limit** 또는 출력 특성 측정에는 적용할 수 없습니다.

그림 35. TOPSwitch-JX 일반 테스트 회로

일반적 성능 특성

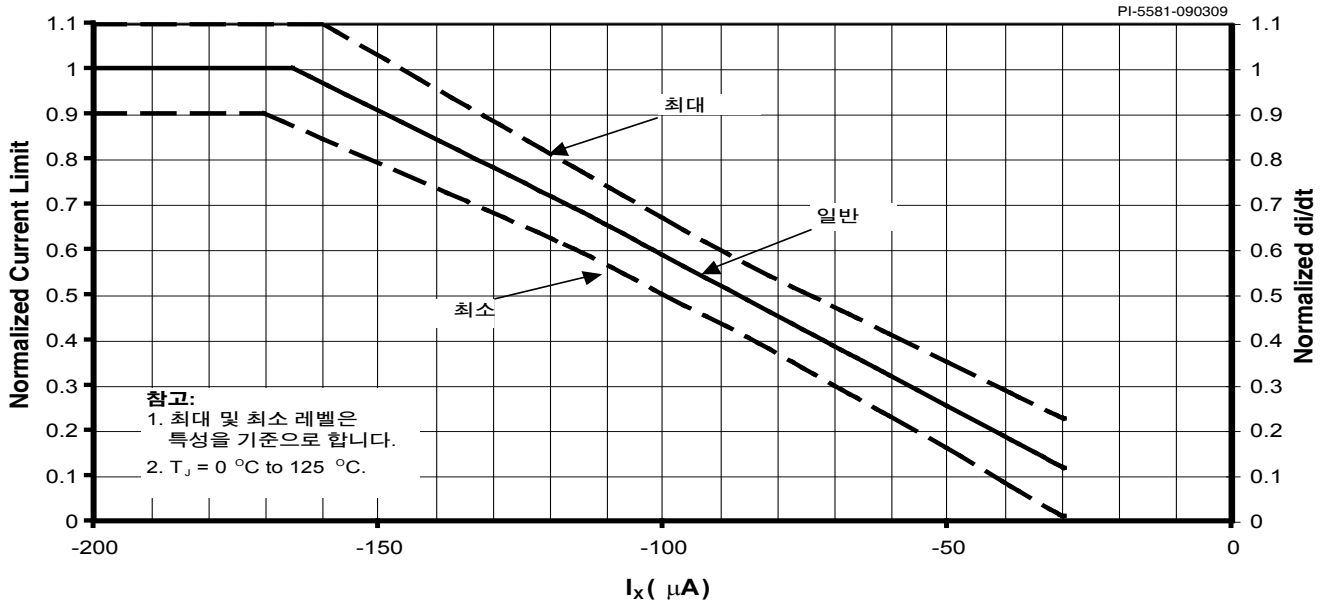


그림 36. 정규화된 Current Limit과 X 핀 전류 비교

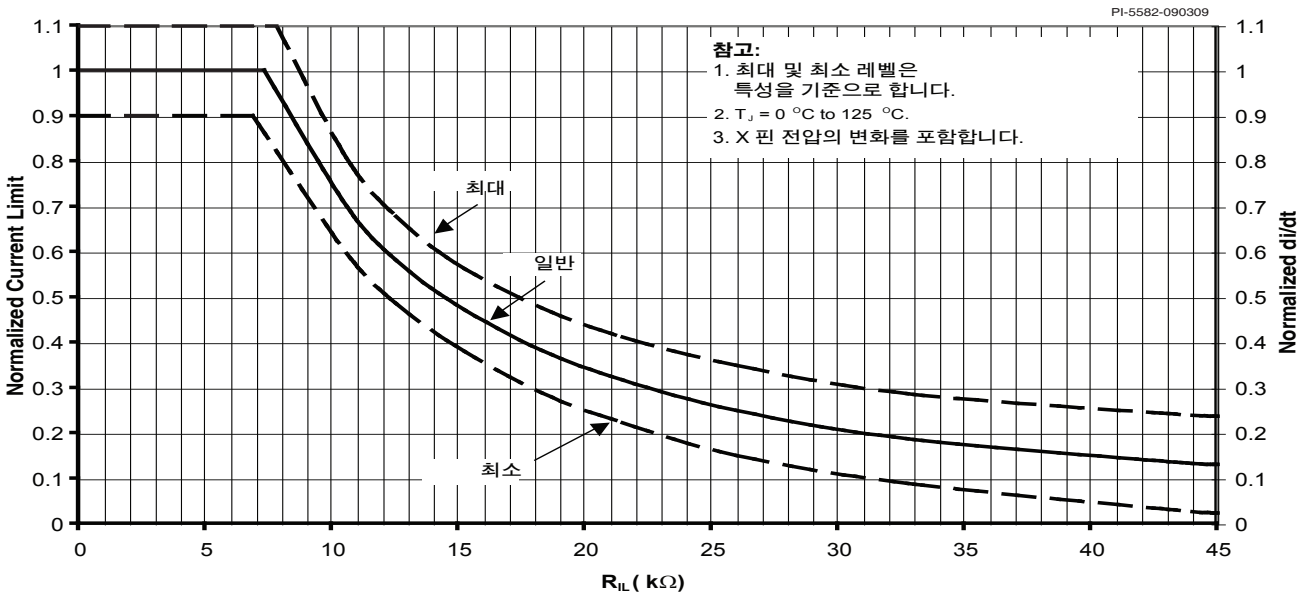


그림 37. 정규화된 Current Limit과 외부 Current Limit 저항 비교

일반적 성능 특성(계속)

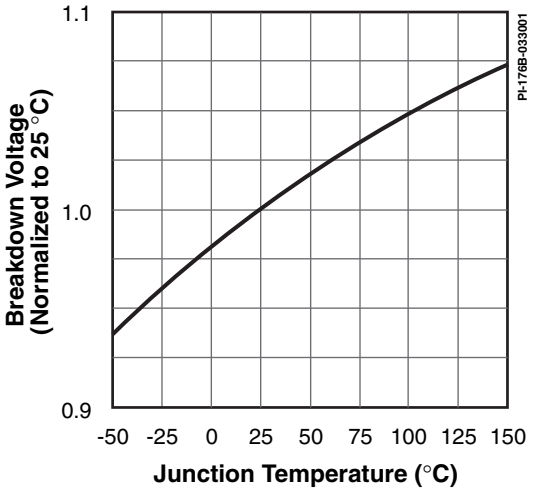


그림 38. 항복 전압과 온도 비교

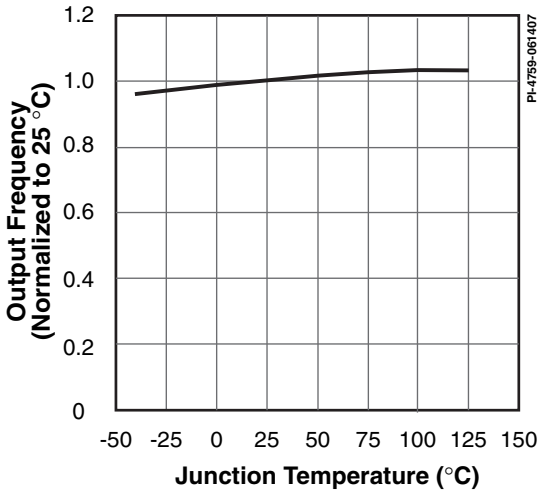


그림 39. 주파수와 온도 비교

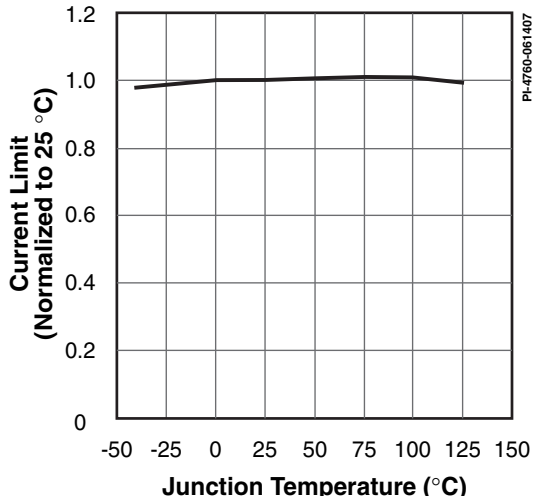


그림 40. 내부 Current Limit과 온도 비교

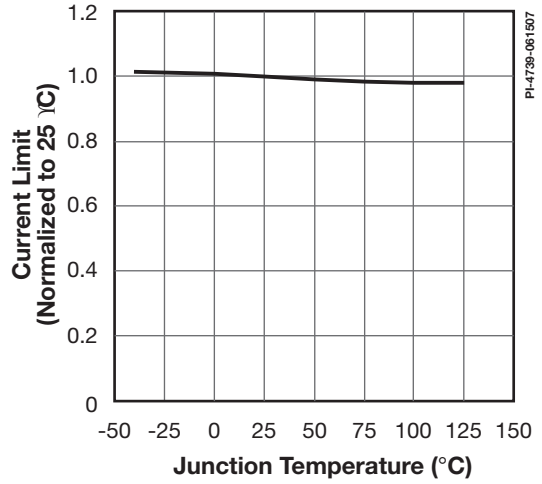


그림 41. R_{IL} = 10.5kΩ에서 외부 Current Limit과 온도 비교

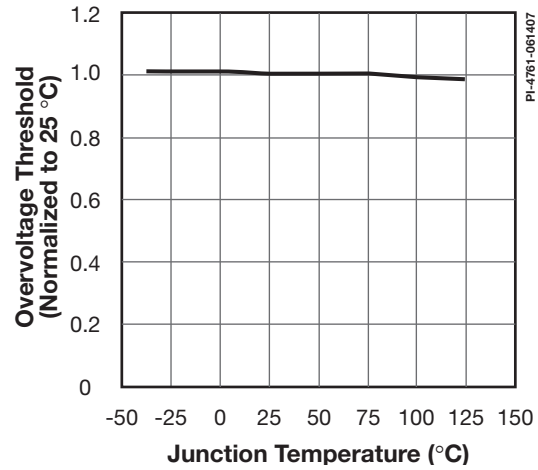


그림 42. 과전압 기준점(Threshold)과 온도 비교

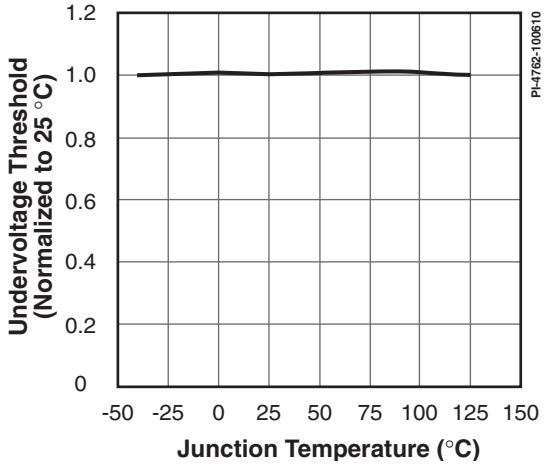


그림 43. 저전압 기준점(Threshold)과 온도 비교

일반적 성능 특성(계속)

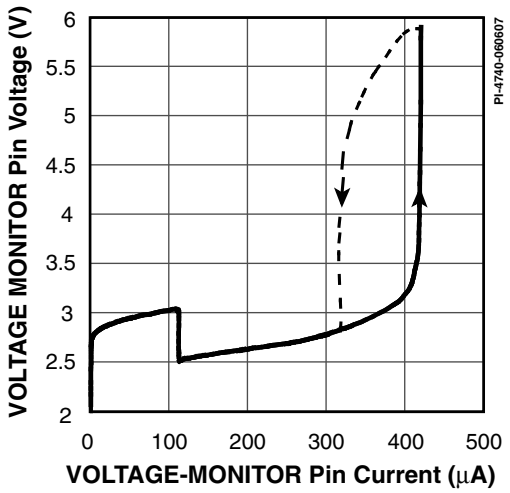


그림 44. VOLTAGE-MONITOR 핀과 전류 비교

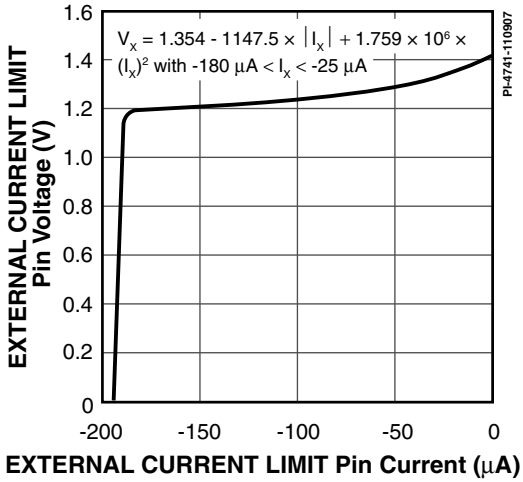


그림 45. EXTERNAL CURRENT LIMIT 핀 전압과 전류 비교

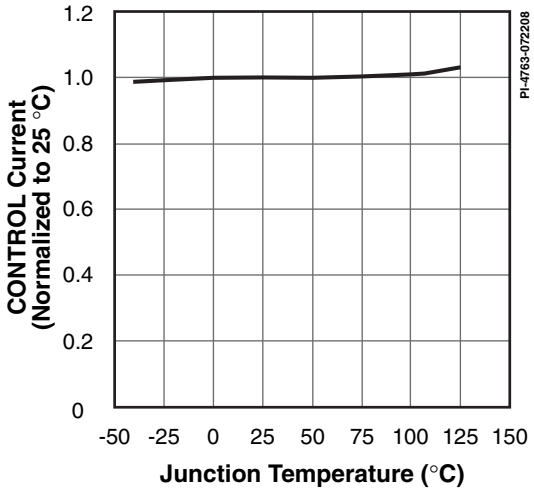


그림 46. 0% 듀티 사이클에서 전류 출력 제어와 온도 비교.

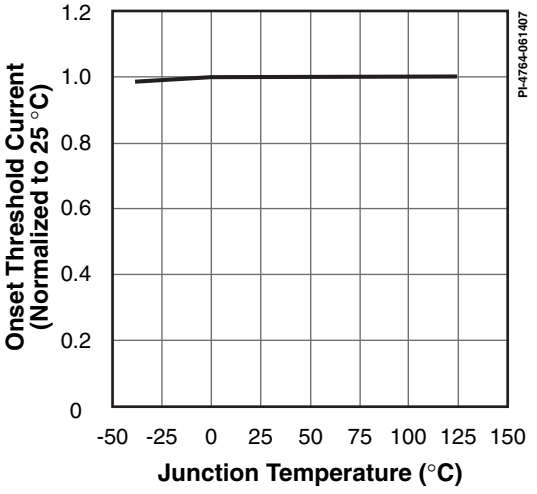


그림 47. 최대 듀티 사이클 감소 개시 기준 전류(Threshold)와 온도 비교.

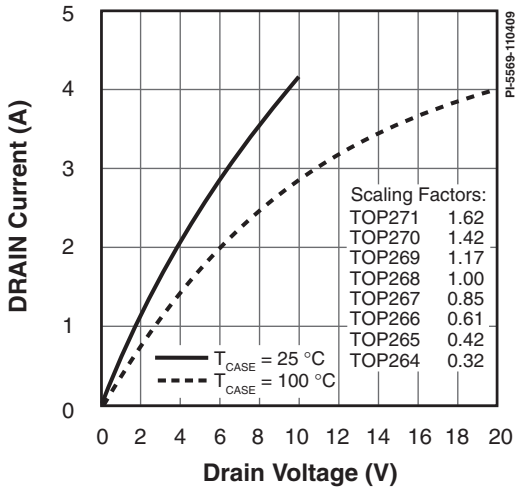


그림 48. 출력 특성

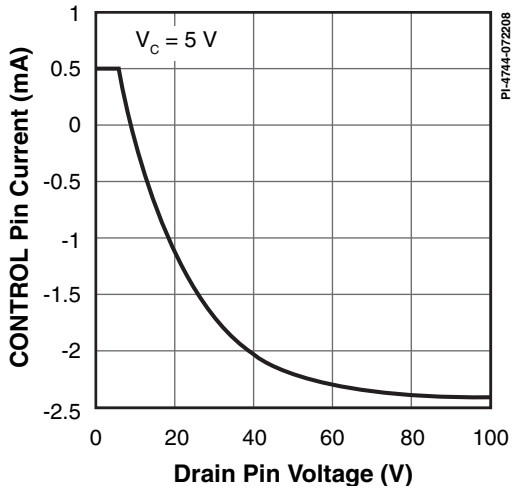


그림 49. I_C와 DRAIN 전압 비교

일반적 성능 특성(계속)

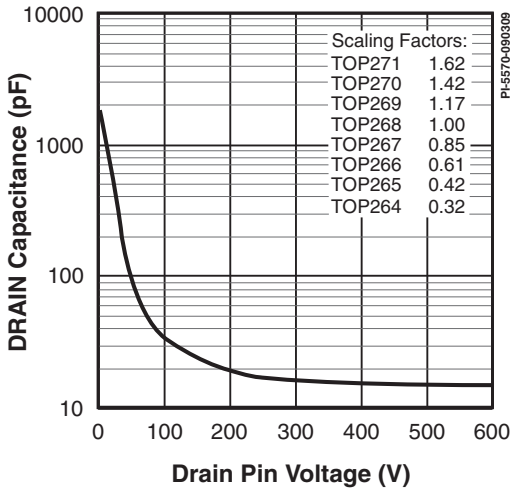


그림 50. C_{OSS}와 DRAIN 전압 비교

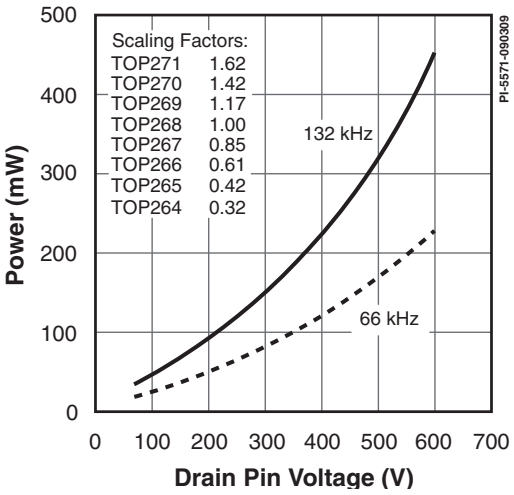


그림 51. DRAIN 커패시턴스 전력

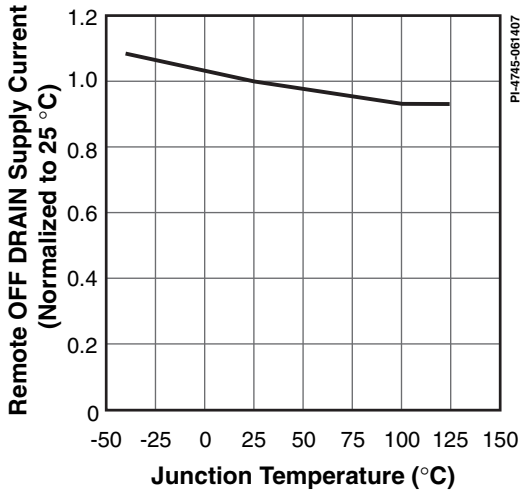
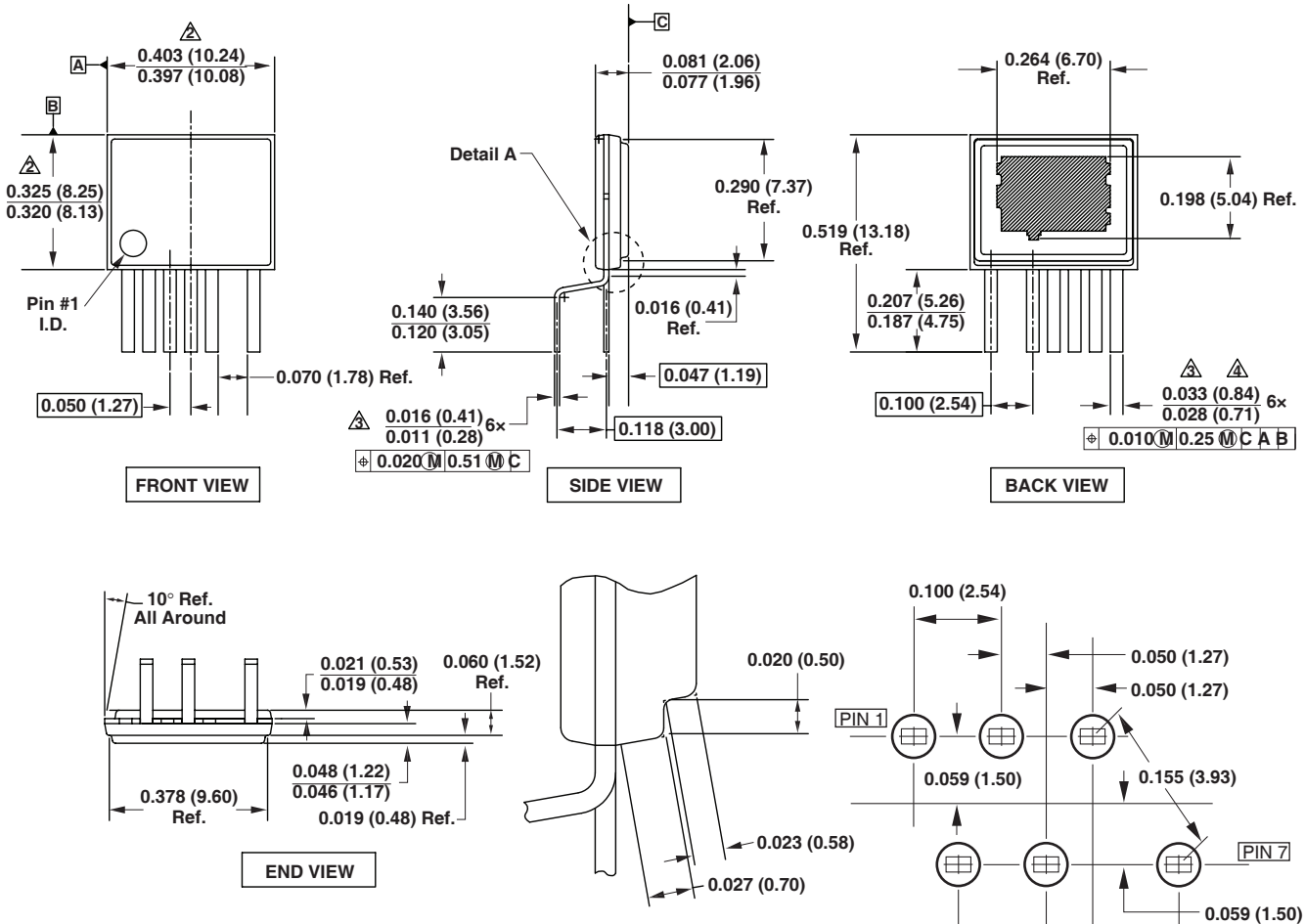


그림 52. 원격 OFF DRAIN 공급 전류와 온도 비교

eSIP-7C (E Package)

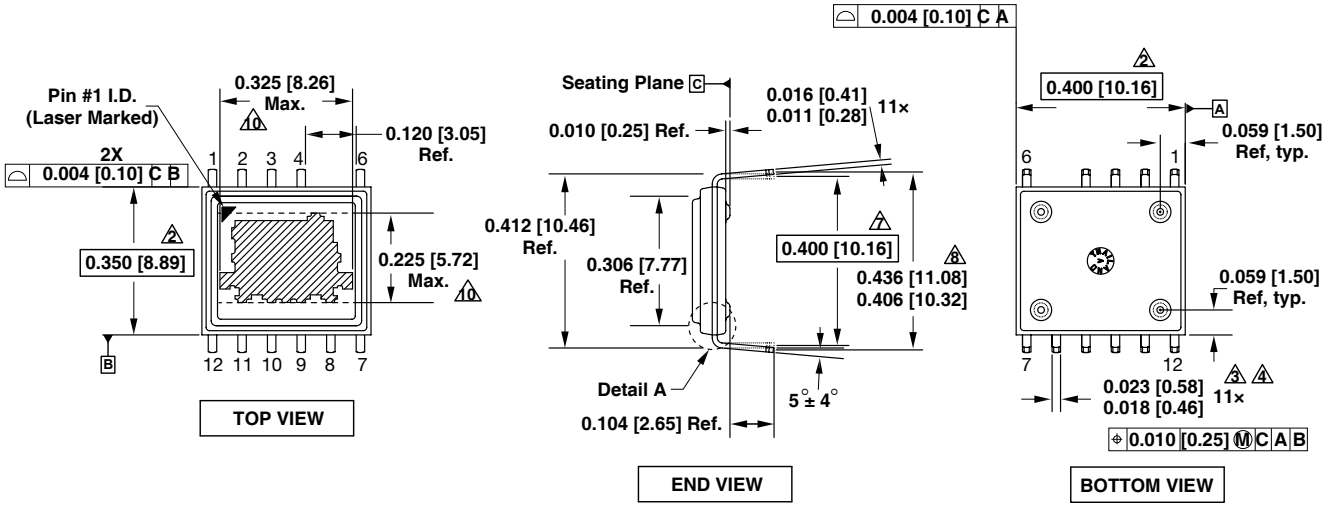


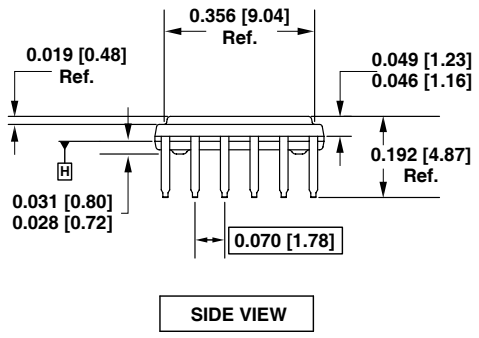
참고:

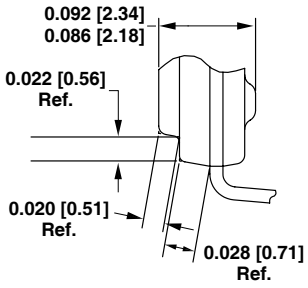
1. ASME Y14.5M-1994에 따른 치수 및 공차입니다.
2. 표시된 치수는 몰드 플래시(Mold Flash), 타이 바 버(Tie Bar Burr), 게이트 버(Gate Burr), 인터리드 플래시(Interlead Flash)를 포함하지 않는 플라스틱 본체의 치수이지만 플라스틱 본체의 윗면과 아랫면의 불일치한 요소가 포함됩니다. 최대 몰드 돌출은 측면당 0.007 [0.18]입니다.
3. 표시된 치수에는 도금 두께가 포함됩니다.
4. 인터리드 플래시(Interlead Flash) 또는 돌출은 포함되지 않습니다.
5. 제어 치수는 인치(mm) 단위입니다.

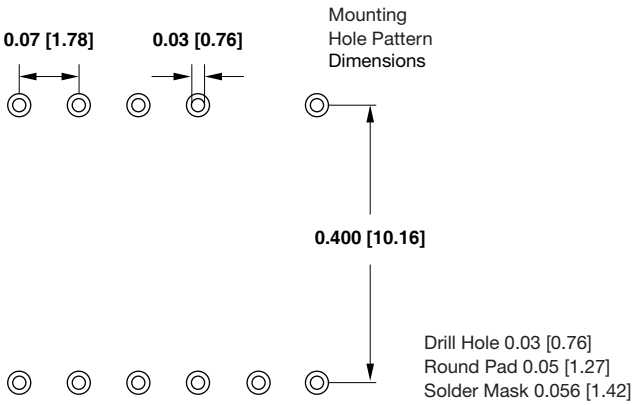
PI-4917-061510

eDIP-12B (V Package)







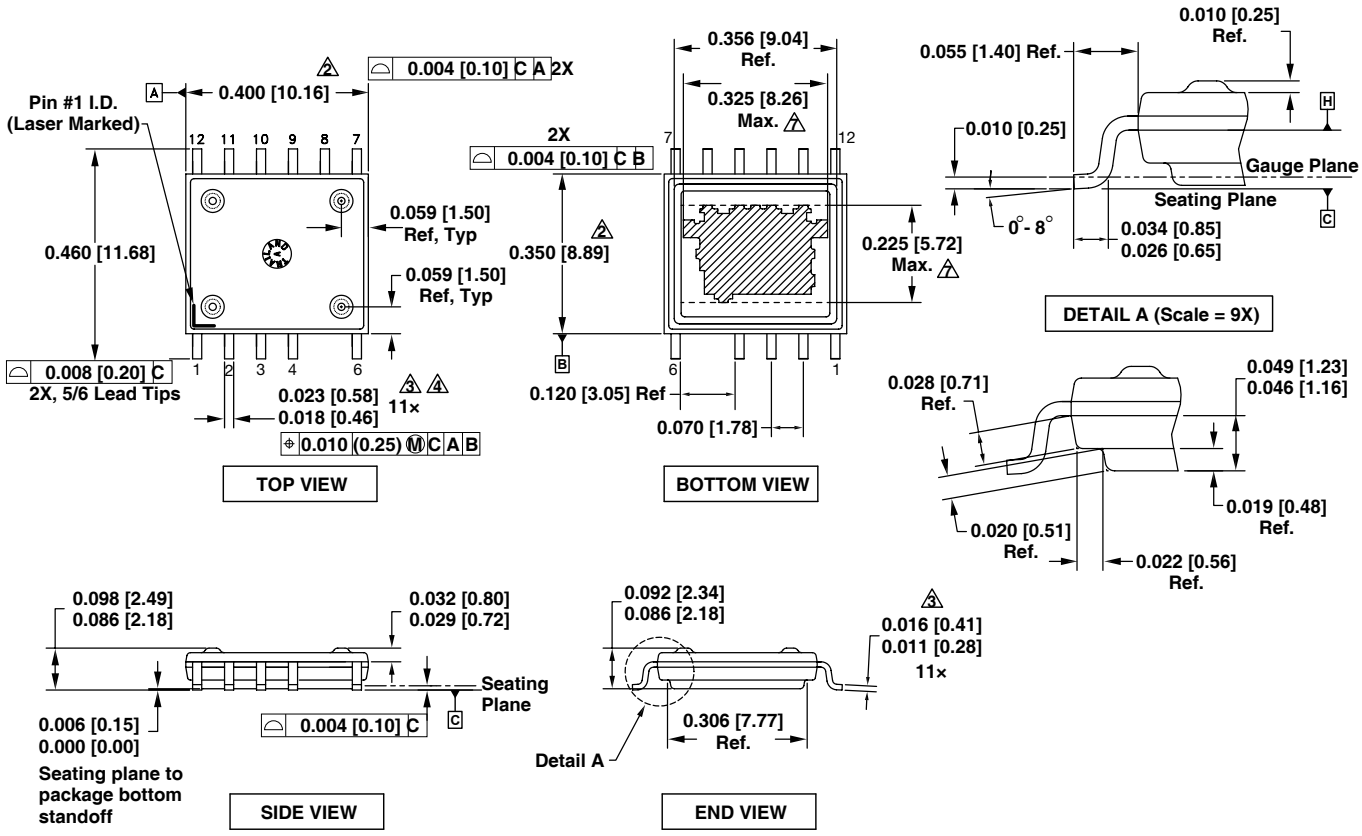


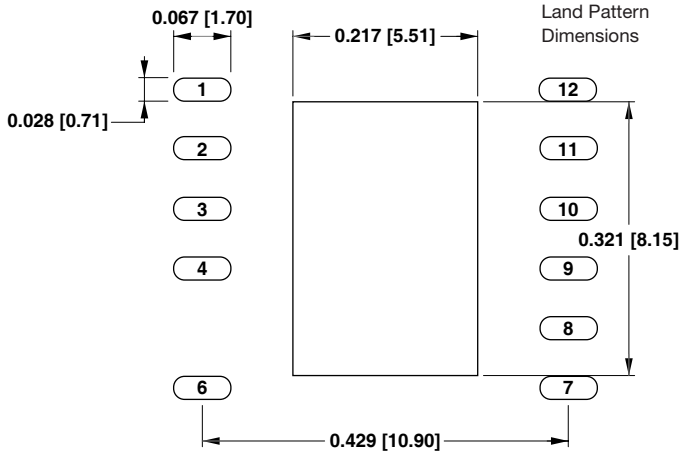
참고:

1. ASME Y14.5M-1994에 따른 치수 및 공차입니다.
2. 표시된 치수는 몰드 플래시(Mold Flash), 타이 바 버(Tie Bar Burr), 게이트 버(Gate Burr), 인터리드 플래시(Inter-lead Flash)를 포함하지 않는 플라스틱 본체의 치수이지만 플라스틱 본체의 윗면과 아랫면의 불일치한 요소가 포함됩니다. 최대 몰드 돌출은 측면당 0.007[0.18]입니다.
3. 표시된 치수에는 도금 두께가 포함됩니다.
4. 인터리드 플래시(Interlead Flash) 또는 돌출은 포함되지 않습니다.
5. 제어 치수는 인치[mm] 단위입니다.
6. 기준점 A와 B는 기준점 H에서 결정됩니다.
7. 기준점 C에 수직이 되도록 고정된 리드로 측정한 결과입니다.
8. 고정되지 않은 리드 간의 거리를 측정하였습니다.
9. JEDEC SPP-012에 따른 리드 넘버링입니다.
10. 노출 패드는 공칭 기준점 A 및 B의 중심선에 위치합니다. 표시된 "최대" 치수에는 크기 및 위치 공차가 모두 포함됩니다.

PI-5556a-100311

eSOP-12B (K Package)



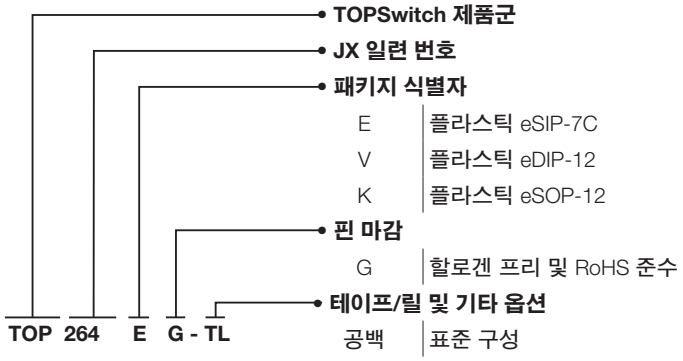


참고:

1. ASME Y14.5M-1994에 따른 치수 및 공차입니다.
2. 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.
3. 표시된 치수에는 도금 두께가 포함됩니다.
4. 인터리드 플래시(Interlead Flash) 또는 돌출은 포함되지 않습니다.
5. 제어 치수는 인치[mm] 단위입니다.
6. 기준점 A와 B는 기준점 H에서 결정됩니다.
7. 노출 패드는 공칭 기준점 A 및 B의 중심선에 위치합니다. 표시된 "최대" 치수에는 크기 및 위치 공차가 모두 포함됩니다.

PI-5748a-100311

부품 주문 정보


TOPSwitch 제품군
JX 일련 번호
패키지 식별자
E 플라스틱 eSIP-7C
V 플라스틱 eDIP-12
K 플라스틱 eSOP-12
핀 마감
G 할로겐 프리 및 RoHS 준수
테이프/릴 및 기타 옵션
공백 표준 구성
TOP 264 E G - TL

개정	참고	날짜
A	데이터 시트 릴리즈	01/10
B	eDIP 부품 추가	01/10
B	4페이지의 "래칭"이 "히스테리시스(Hysterisis)"로 변경, 표 3 업데이트	03/10
B	'라인 센싱 저항 값' 섹션의 문장 업데이트	07/10
C	K 패키지 부품 추가	11/10
D	K 및 V 패키지 도면 업데이트	06/11
E	eDIP-12B 및 eSOP-12B 패키지 추가, eDIP-12 및 eSOP-12 패키지 삭제	10/11
E	그림 2와 K 패키지 레이아웃 업데이트	08/12
F	새로운 브랜드 스타일로 업데이트	05/15

최신 업데이트는 당사 웹사이트 www.power.com을 참고하십시오.
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. 파워 인테그레이션스(Power Integrations)는 어떠한 보증도 제공하지 않으며 모든 보증(상품성에 대한 묵시적 보증, 특정 목적에의 적합성 및 타사 권리의 비침해를 포함하며 이에 국한되지 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 http://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 장치 또는 시스템이란 (i)신체에 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 장치 또는 시스템입니다.
2. 핵심 부품이란 부품의 동작 실패가 수명 유지 장치 또는 시스템의 동작 실패를 초래하거나, 해당 장치 또는 시스템의 안전성 및 효율성에 영향을 줄 수 있는 수명 유지 장치 또는 시스템에 사용되는 모든 부품입니다.

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

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:
전화: +1-408-414-9665
팩스: +1-408-414-9765
전자 메일: usasales@power.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
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
팩스: +86-755-8672-8690
이메일: chinasales@power.com

Germany
Lindwurmstrasse 114
80337 Munich
Germany
전화: +49-895-527-39110
팩스: +49-895-527-39200
이메일: eurosales@power.com

인도
#1, 14th Main Road
Vasanthanagar
Bangalore-560052 India
전화: +91-80-4113-8020
팩스: +91-80-4113-8023
이메일: indiasales@power.com

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

일본
Kosei Dai-3 Bldg.
2-12-11, Shin-Yokohama,
Kohoku-ku
Yokohama-shi Kanagwan
222-0033 Japan
전화: +81-45-471-1021
팩스: +81-45-471-3717
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
팩스: +82-2-2016-6630
이메일: koreasales@power.com

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

대만
5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec. 1
Nei Hu Dist.
Taipei 11493, Taiwan R.O.C.
전화: +886-2-2659-4570
팩스: +886-2-2659-4550
이메일: taiwansales@power.com

영국
First Floor, Unit 15, Meadway
Court, Rutherford Close,
Stevenage, Herts. SG1 2EF
United Kingdom
전화: +44 (0) 1252-730-141
팩스: +44 (0) 1252-727-689
이메일: eurosales@power.com