

InnoSwitch3-CE 제품군

1차측 스위치, 동기 정류 및 FluxLink 피드백
통합 오프라인 CV/CC QR 플라이백 스위처 IC
최대 65W의 애플리케이션용

제품의 주요 특징

높은 집적도, 작은 공간

- 전체 부하 범위에서 최대 94% 효율
- 멀티 모드 유사 공진(QR)/CCM 플라이백 컨트롤러, 650V 스위치, 2차측 센싱 및 동기 정류 드라이버 통합
- FluxLink™, HIPOT 절연, 피드백 링크 통합
- 외부 부품과 상관없는 뛰어난 CV/CC 정확성
- 외부 센싱 저항을 사용하여 조정 가능한 정확한 출력 전류 센싱

EcoSmart™ -에너지 효율성

- 30mW 미만의 무부하 전력(라인 센싱 포함)
- 전 세계의 모든 에너지 효율성 규정 준수
- 낮은 열 손실

고급 보호 및 안전 기능

- 2차측 스위치 또는 다이오드 단락 보호
- 오픈 SR FET-게이트 감지
- 빠른 입력 라인 UV/OV 보호

옵션 기능

- 다중 설정으로 케이블 드롭 보상
- 가변 출력 전압, 정전류 프로파일
- 출력 OVP/UV를 위한 오토-리스타트 또는 래칭 고장 응답
- 다중 출력 UV 고장 기준점(Threshold)
- 래칭 또는 히스테리시스 1차측 과열 보호

높은 안전성 및 규정 준수

- 절연 강화
- 절연 전압 > 4000VAC
- 100% 생산 HIPOT 테스트
- UL1577 및 TUV(EN60950) 안전성 승인
- EN61000-4-2, 4-3(30V/m), 4-4, 4-5, 4-6, 4-8(100A/m) 및 4-9(1000A/m)를 포함하는 EN61000-4 테스트 표준 세트의 "A" 성능 기준을 충족하는 우수한 노이즈 내성 설계 실현

친환경 패키지

- 할로겐 프리 및 RoHS 준수

애플리케이션

- 최대 65W의 고효율 플라이백
- 모바일 디바이스용 고전류 충전기 및 어댑터
- 가전제품 - 셋톱박스, 네트워킹, 게임, LED

설명

InnoSwitch™3-CE IC 제품군은 특히 고효율과 작은 크기가 요구되는 플라이백 파워 컨버터의 설계 및 제조를 크게 간소화합니다.

InnoSwitch3-CE 제품군은 1,2차측 컨트롤러와 안전성이 입증된 피드백을 단일 IC로 통합하였습니다.

InnoSwitch3-CE 제품군 디바이스에는 라인 과전압 및 저전압 보호, 출력 과전압 및 과전류 제한, 과열 차단과 같은 다중 보호 기능이 적용되어 있습니다. 충전기, 어댑터, 가전제품 전자제품 및 산업용 시스템과 같은 애플리케이션에서 필요한 래칭 및 오토-리스타트를 공통 지원하는 설계가 가능합니다. 필요에 따라 케이블 드롭 보상 기능도 포함하거나 제외할 수 있습니다.

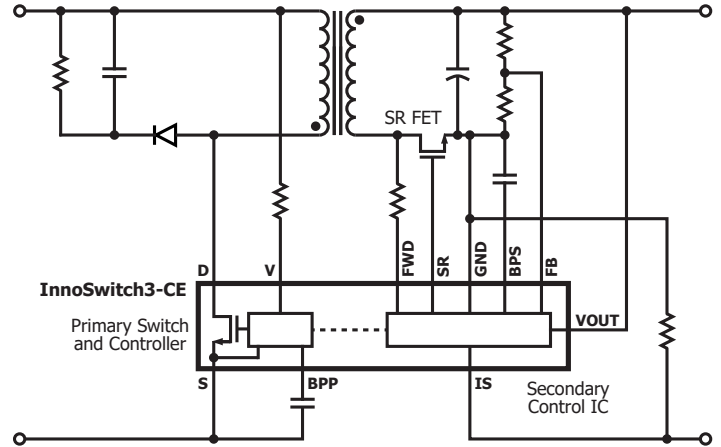


그림 1. 일반 애플리케이션 회로도

PI-8179-092019

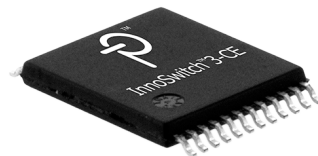


그림 2. 긴 연면거리, 안전 규정 준수 InSOP-24D 패키지

출력 전력표

제품 ³	230VAC ±15%		85-265VAC	
	어댑터 ¹	오픈 프레임 ²	어댑터 ¹	오픈 프레임 ²
INN3162C	10 W	12 W	10 W	10 W
INN3163C	12 W	15 W	12 W	12 W
INN3164C	20 W	25 W	15 W	20 W
INN3165C	25 W	30 W	22 W	25 W
INN3166C	35 W	40 W	27 W	36 W
INN3167C	45 W	50 W	40 W	45 W
INN3168C	55 W	65 W	50 W	55 W

표 1. 출력 전력표
참고:

- 일반적 밀폐구조(non-ventilated enclosed)에서 일반 크기 어댑터의 최소 연속 파워(주위 온도 40°C에서 측정). 최대 출력 전력은 설계에 따라 다름(패키지 온도 125°C).
- 최소 피크 전력 성능.
- 패키지: InSOP-24D.

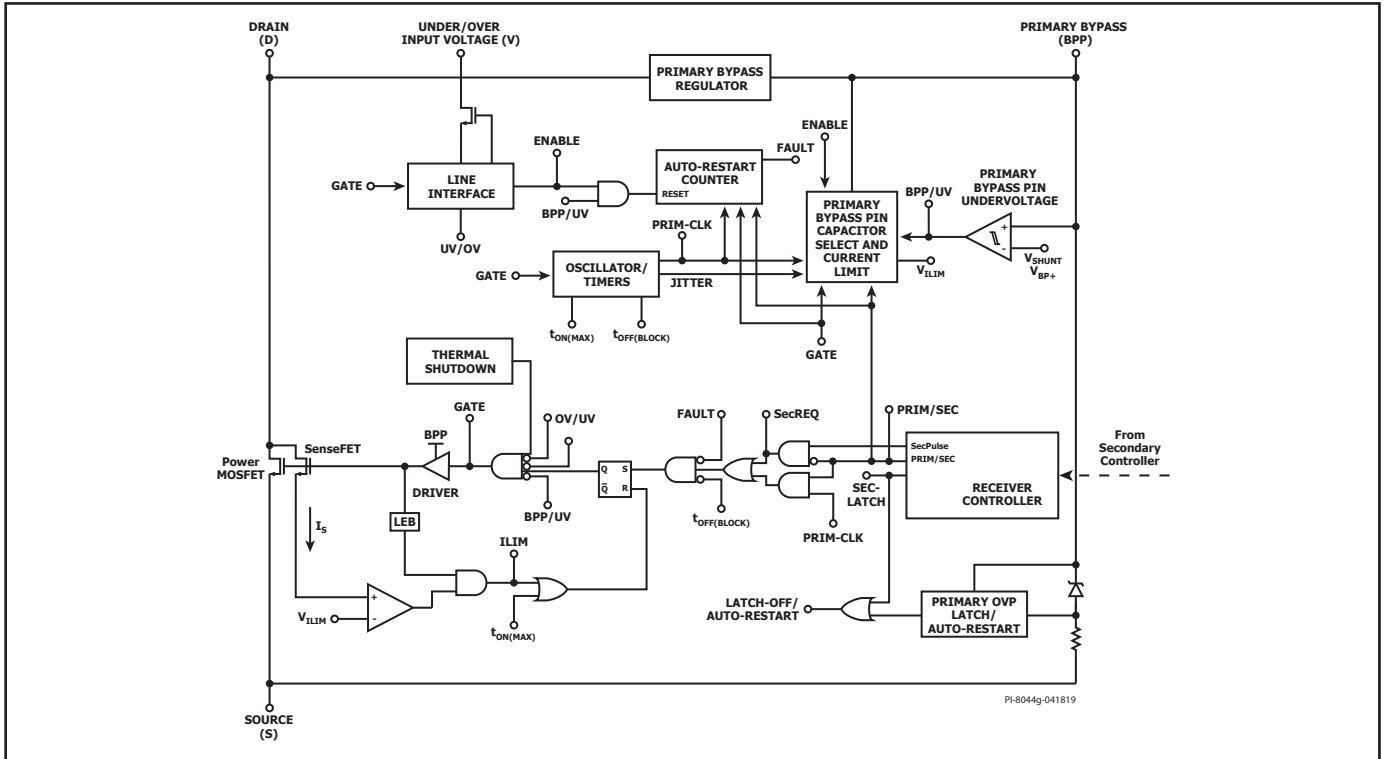


그림 3. 1차측 컨트롤러 블록 다이어그램

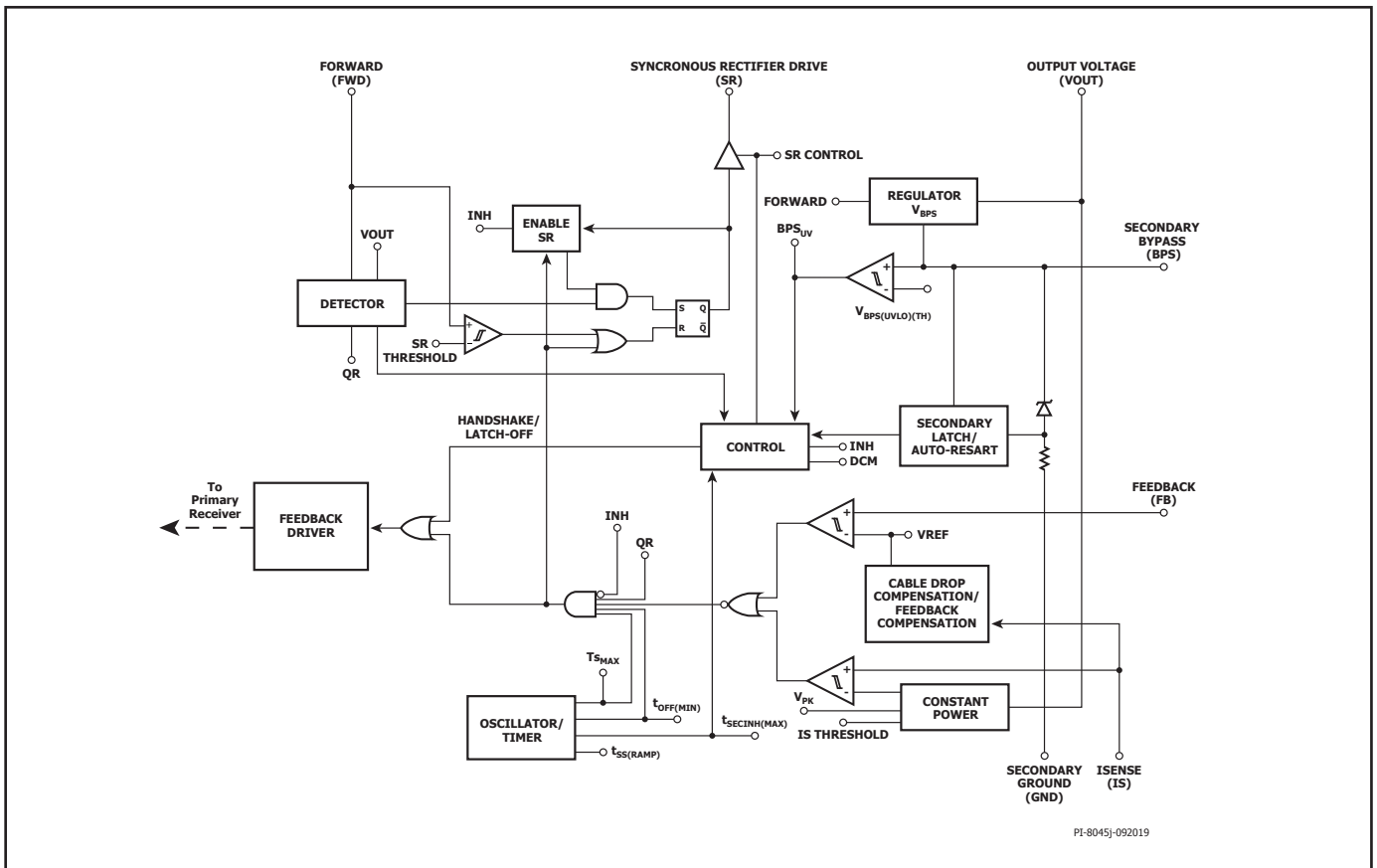


그림 4. 2차측 컨트롤러 블록 다이어그램

핀 기능 설명

ISENSE(IS) 핀(핀 1)

파워 서플라이 출력 단자에 대한 연결입니다. 외부 전류 센싱 저항은 이 핀과 GND 핀 사이에서 연결되어야 합니다. 전류 레귤레이션이 필요하지 않은 경우 이 핀을 GND 핀에 연결해야 합니다.

SECONDARY GROUND(GND)(핀 2)

2차측 IC용 GND입니다. 이 핀과 ISENSE 핀 사이에 센싱 저항이 있으므로 이는 파워 서플라이 출력 GND가 아닙니다.

FEEDBACK(FB) 핀(핀 3)

이 핀은 외부 저항 분배기에 연결되어 파워 서플라이 출력 전압을 설정합니다.

SECONDARY BYPASS(BPS) 핀(핀 4)

2차측 IC 공급을 위한 외부 바이패스 커패시터의 연결 지점입니다.

SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE(SR) 핀(핀 5)

외부 SR FET용 게이트 드라이버입니다. SR FET를 사용하지 않는 경우 이 핀을 GND에 연결하십시오.

OUTPUT VOLTAGE(VOUT) 핀(핀 6)

출력 전압에 직접 연결되어 2차측 컨트롤러에 전류를 공급하고 2차 보호 기능을 제공합니다.

FORWARD(FWD) 핀(핀 7)

1차 스위치 타이밍 정보를 제공하는 트랜스포머 출력 권선의 스위칭 노드와 연결됩니다. V_{OUT} 이 기준점(Threshold) 미만일 때 2차측 컨트롤러에 전원을 공급합니다.

NC 핀(핀 8-12)

오픈 상태로 두십시오. 다른 핀과 연결하면 안 됩니다.

UNDER/OVER INPUT VOLTAGE(V) 핀(핀 13)

파워 서플라이 입력에서 저전압 및 과전압 조건을 감지하기 위해 입력 브리지의 AC 또는 DC 측에 연결되는 고전압 핀입니다. UV/OV 보호 기능을 비활성화하기 위해서는 이 핀을 SOURCE 핀에 연결해야 합니다.

PRIMARY BYPASS(BPP) 핀(핀 14)

1차측 전원 공급용 외부 바이패스 커패시터의 연결 지점입니다. 표준 ILIM 또는 ILIM+1를 선택하기 위한 ILIM 선택 핀의 역할도 합니다.

NC 핀(핀 15)

오픈 상태로 두거나 SOURCE 핀 또는 BPP 핀에 연결하십시오.

SOURCE(S) 핀(핀 16-19)

이 핀들은 파워 스위치 소스 연결 핀입니다. 또한 1차측 BYPASS 핀의 그라운드 기준핀입니다.

DRAIN(D) 핀(핀 24)

파워 스위치 드레인 연결핀입니다.

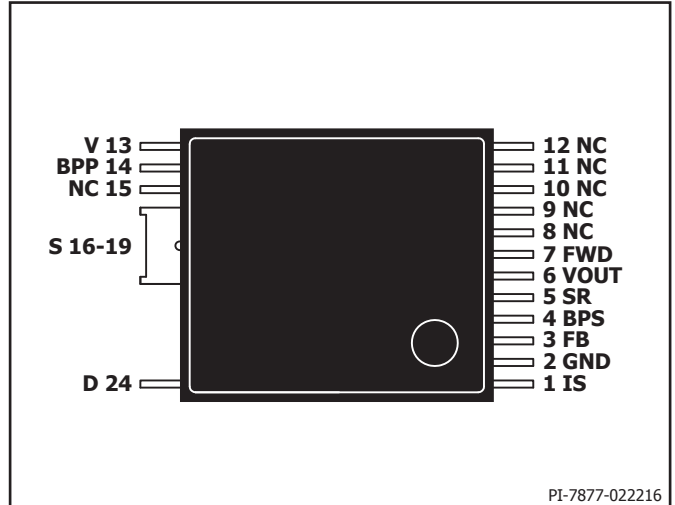


그림 5. 핀 구성

InnoSwitch3-CE 기능 설명

InnoSwitch3-CE는 고전압 파워 스위치를 1차측 및 2차측 컨트롤러와 함께 하나의 디바이스에서 통합합니다.

이 아키텍처에는 패키지 리드 프레임과 본드 와이어를 통해 2차측 컨트롤러에서 1차측 컨트롤러로 정확한 출력 전압과 전류 정보를 전송할 수 있는 안전하고 안정적이며 가격 경쟁력이 우수한 새로운 유도성 커플링 피드백 방식(FluxLink)이 적용되어 있습니다.

InnoSwitch3-CE의 1차측 컨트롤러는 연속 전도 모드(CCM), 한계 모드(CrM), 불연속 전도 모드(DCM)를 지원하는 유사 공진(QR) 플라이백 컨트롤러입니다. 이 컨트롤러는 가변 주파수와 가변 전류 제어 방식을 모두 사용합니다. 1차측 컨트롤러는 주파수 지터 오실레이터, 2차측 컨트롤러에 자기적으로 커플링된 리시버 회로, current limit 컨트롤러, PRIMARY BYPASS 핀에 연결된 5V 레귤레이터, 경부하 동작 시의 가청 노이즈 감소 엔진, 바이패스 과전압 감지 회로, 무손실 입력 라인 센싱 회로, current limit 선택 회로, 과열 보호, 리딩 엣지 블랭킹, 2차측 출력 다이오드/SR FET 단락 보호 회로, 650V 파워 스위치로 구성되어 있습니다.

또한 InnoSwitch3-CE 2차측 컨트롤러는 1차측 수신기에 자기적으로 커플링된 송신기 회로, 정전압(CV) 및 정전류(CC) 제어 회로, SECONDARY BYPASS 핀의 4.4V 레귤레이터, 동기 정류 FET 드라이버, QR 모드 회로, 오실레이터 및 타이밍 회로, 그리고 각종 통합 보호 기능으로 구성됩니다.

그림 3과 4는 1차측 및 2차측 컨트롤러의 기능 블록 다이어그램을 보여주며 가장 중요한 기능을 강조합니다.

1차측 컨트롤러

InnoSwitch3-CE는 가변 주파수 QR 컨트롤러에 CCM/CrM/DCM 모드를 지원하여 효율을 증대하고, 출력 파워 용량을 확장시킵니다.

PRIMARY BYPASS 핀 레귤레이터

PRIMARY BYPASS 핀에는 파워 스위치가 OFF 상태일 때마다 DRAIN 핀에서 전류를 끌어와 PRIMARY BYPASS 핀 커패시터를 V_{BPP} 로 충전하는 내부 레귤레이터가 있습니다. PRIMARY BYPASS 핀은 내부 공급 전압 노드입니다. 파워 스위치가 ON 상태일 때 디바이스는 PRIMARY BYPASS 핀 커패시터에 저장된 에너지로 동작합니다.

또한 외부 저항을 통해 PRIMARY BYPASS 핀에 전류가 공급되는 경우 셉트 레귤레이터는 PRIMARY BYPASS 핀 전압을 V_{SHUNT} 까지 클램핑합니다. 따라서 바이어스 권선을 통해 외부에서 InnoSwitch3-CE에 전력을 공급할 수 있어 무부하 소비 전력을 30 mW(5V 출력 설계) 미만으로 낮출 수 있습니다.

1차측 바이패스 ILIM 프로그래밍

InnoSwitch3-CE IC는 사용자가 PRIMARY BYPASS 핀 커패시터 값을 조절하여 current limit(ILIM) 설정을 직접 할 수 있습니다. 세라믹 커패시터도 사용 가능합니다.

커패시터 사이즈는 - 0.47 μ F 및 4.7 μ F를 지원하여 각각 표준 및 강화 ILIM 설정을 이용할 수 있습니다.

1차측 바이패스 저전압 기준점(Threshold)

PRIMARY BYPASS 핀 저전압 회로는 정상 상태 동작 중에 PRIMARY BYPASS 핀 전압이 $4.5V(V_{BPP} - V_{BP(H)})$ 미만으로 떨어지는 경우 파워 스위치를 비활성화합니다. PRIMARY BYPASS 핀 전압이 이 기준점(Threshold) 아래로 떨어지면, 파워 스위치를 재활성화(턴 온)하기 위해 다시 V_{SHUNT} 까지 상승시켜야 합니다.

1차측 바이패스 출력 과전압 기능

PRIMARY BYPASS 핀에는 H 코드에 따라 래칭/오토-리스타트 OV 보호 기능이 있습니다. PRIMARY BYPASS 핀 커패시터와 직렬로 연결된 저항에 병렬로 연결되어 있는 제너 다이오드는 일반적으로 1차측 바이어스 권선의 과전압을 감지하여 보호 메커니즘을 활성화하는 데 사용됩니다. PRIMARY BYPASS 핀에 공급되는 전류가 ISD를 초과하는 경우 디바이스는 $t_{AR(OFF)}$ 동안 래치 오프되거나 파워 스위치 스위칭을 비활성화하며 이후 컨트롤러는 재기동하여 레귤레이션 상태를 회복하려 시도합니다(기능 코드 부록의 2차측 고장 응답 참고).

VOUT OV 보호 기능 역시 2차측 컨트롤러에 적용되어 있습니다(출력 전압 보호 참고).

과열 보호

써멀 섯다운 회로는 1차측 스위치 칩 온도를 센싱합니다. 기준점(Threshold)은 H 코드에 따라 히스테리시스 또는 래치 오프 반응을 하도록 T_{SD} 로 설정되어 있습니다.

히스테리시스 응답: 칩 온도가 해당 기준점(Threshold) 이상으로 상승하면 파워 스위치는 비활성화되고, 칩 온도가 $T_{SD(H)}$ 로 떨어질 때까지 비활성화 상태를 유지하다가 이 지점에서 스위칭이 다시 활성화됩니다. 큰 히스테리시스는 고장 상태가 지속되어도 PCB의 과열을 방지합니다.

래치 오프 응답: 칩 온도가 기준점(Threshold) 이상으로 상승하면 파워 스위치가 비활성화됩니다. PRIMARY BYPASS 핀을 $V_{BPP(RESET)}$ 이하로 낮추거나 UNDER/OVER INPUT VOLTAGE 핀을 UV(I_{UV}) 기준점(Threshold) 이하로 낮추어 래칭 조건을 리셋할 수 있습니다.

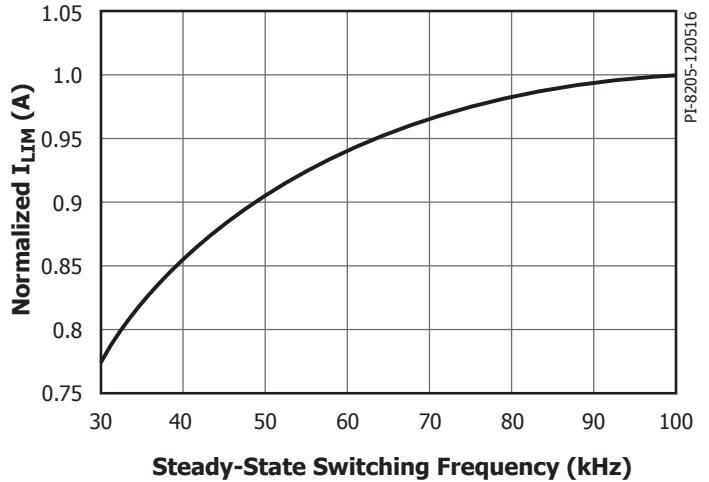


그림 6. 정규화된(Normalized) 1차측 전류의 주파수

Current Limit 동작

1차측 컨트롤러는 current limit 기준점(Threshold) 상승 기능을 갖추어 이전의 1차측 스위칭 사이클이 종료되는 시점(스위칭 사이클이 종료될 시 1차측 스위치가 턴오프되는 시간)부터 소요시간을 선형적으로 줄입니다.

이러한 특징으로 인해 스위칭 주파수(부하)가 증가함에 따라 1차측 current limit도 함께 증가하게 됩니다(그림 6).

이 알고리즘은 피드백 스위칭 사이클 요청을 수신했을 때 즉시 디지털 피드백에 응답하는 장점을 갖춘 1차측 스위치를 가장 효율적으로 사용할 수 있습니다.

과부하 시 스위칭 사이클은 최대 100% I_{LIM} 에 이르는 전류가 발생합니다. 그리고 부하가 감소함에 따라 전체 current limit의 30%까지 점차적으로 줄어듭니다. 30%의 current limit에 도달하면 가청 노이즈를 방지하기에 충분하므로 더 이상 감소하지 않습니다. 스위칭 사이클 간 시간은 부하가 감소하면서 계속 증가합니다.

지터

정규화된 current limit은 f_m 의 변조 주파수에서 100~95% 사이로 변조됩니다. 그 결과 평균 주파수 ~100 kHz에서 ~7 kHz의 주파수 지터가 발생합니다.

오토-리스타트

출력 과부하, 출력 단락, 또는 외부 부품/핀 고장 등의 문제가 발생하는 경우 InnoSwitch3-CE는 오토-리스타트(AR) 또는 래치오프로 진입합니다. 래칭 상태는 PRIMARY BYPASS 핀을 3V 미만으로 낮추거나 UNDER/OVER INPUT VOLTAGE 핀의 UV(I_{UV}) 기준점(Threshold)보다 낮추어 래칭 조건을 리셋할 수 있습니다.

오토-리스타트에서 전력 스위치 스위칭은 $t_{AR(OFF)}$ 동안 비활성화됩니다. 다음과 같은 두 가지 방법으로 오토-리스타트 동작으로 진입할 수 있습니다.

- 82ms(t_{RR}) 이상의 시간 동안 과부하 감지 주파수 f_{OVL} (~110kHz)로 연속적인 2차측 요청이 있는 경우.
- $t_{AR(SK)}$ 을 초과하는 기간 동안 2차측에서 스위칭 사이클 요청 없음.

두 번째 방법은 통신이 끊긴 경우 1차측에서 리스타트를 시도하는 것을 보장하기 위해 포함되었습니다. 이 상태는 정상적으로 동작하는 경우에 절대 있어서는 안되지만, 2차측 컨트롤러를 방해하는 노이즈로 인해 통신 단절과 같은 시스템 ESD 이벤트 발생 시 유용합니다. 이 문제는 한 번의 오토-리스타트 오프 타임 후 1차측 리스타트 시 해결됩니다.

오토-리스타트는 AC 리셋 발생 즉시 리셋됩니다.

SOA 보호

500ns(블랭킹 시간 + current limit 딜레이 시간) 내에 I_{LM} 에 도달하는 사이클이 2번 연속 발생하는 경우, 컨트롤러는 100kHz의 주파수를 기준으로 2.5 사이클 또는 $\sim 25\mu s$ 를 스킵합니다(리딩 엣지 전류 스파이크 포함). 이를 통해 스타트업 시간을 늘리지 않고, 큰 용량성 부하로 기동하는 동안 트랜스포머 리셋을 위한 충분한 시간을 확보할 수 있습니다.

2차측 정류기/SR 스위치 단락 보호(SRS)

1차 전도 사이클 전 또는 중에 출력 다이오드 또는 SR FET가 단락되는 경우 드레인 전류는 리딩 엣지 블랭킹 시간이 종료되기 전에 최대 current limit 기준점(Threshold)보다 크게 높아질 수 있습니다. 컨트롤러가 고전압 파워 스위치를 턴오프하는 경우 그로 인한 피크 드레인 전압은 디바이스의 정격 BV_{DSS} 를 초과할 수 있으며 최소 온 타임에도 돌발 고장이 발생할 수 있습니다.

이 문제를 해결하기 위해 컨트롤러는 드레인 전류가 리딩 엣지 블랭킹 시간이 종료되기 전에 최대 current limit 기준점(Threshold)을 넘어설 시 반응하는 회로를 갖추고 있습니다. 리딩 엣지 전류가 200 ns의 사이클 내에서 current limit을 넘어설 경우 1차 컨트롤러는 30 μs 의 오프 타임 이벤트를 트리거합니다. t_{ES} ($\sim 500ns$) 이내의 current limit을 초과하는 사이클이 2번 연속 발생할 시에는 SOA 모드가 트리거됩니다. 또한 current limit이 30ms 오프 타임 이후 200ns 이내에 도달하면 SRS 모드도 $t_{AR(OFF)SH}$ 의 오프 타임을 트리거합니다.

입력 라인 전압 모니터링

UNDER/OVER INPUT VOLTAGE 핀은 입력 저전압 및 과전압 센싱과 보호 기능에 사용됩니다.

이 기능을 활성화하기 위해 센싱 저항은 브릿지 뒤의 고전압 DC 벌크 커패시터와 UNDER/OVER INPUT VOLTAGE 핀 사이에(또는 고속 AC 리셋을 위한 브리지 정류기의 AC 측에) 연결됩니다. 이 기능은 UNDER/OVER INPUT VOLTAGE 핀을 SOURCE 핀으로 단락시켜 비활성화할 수 있습니다.

기동 시 1차측 바이패스 커패시터가 충전되고 ILIM이 래치 상태가 된 후, 스위칭 전에 UNDER/OVER INPUT VOLTAGE 핀의 상태가 브라운인을 초과하고 과전압 섀다운 기준점(Threshold) 미만인지 확인합니다.

정상 동작 중에 UNDER/OVER INPUT VOLTAGE 핀의 전류가 브라운 아웃 기준점(Threshold) 아래로 떨어지고 t_{UV} 시간 동안 브라운인보다 낮은 상태를 유지하면 컨트롤러는 오토-리스타트에 진입합니다. 스위칭은 UNDER/OVER INPUT VOLTAGE 핀 전류가 정상 동작 범위로 돌아간 경우에만 스위칭이 다시 시작됩니다.

UNDER/OVER INPUT VOLTAGE 핀의 전류가 과전압 기준점(Threshold)을 초과하는 경우에도 컨트롤러는 오토-리스타트에 진입합니다. 다시 설명하면, UNDER/OVER INPUT VOLTAGE 핀의 전류가 정상 동작 범위로 돌아간 경우에만 스위칭이 다시 시작됩니다.

입력 라인 UV/OV 기능은 UNDER/OVER INPUT VOLTAGE 핀에 연결된 내부 고전압 스위치를 사용하여 전력 소모량을 줄입니다. 사이클 오프 타임 t_{OFF} 이 50 μs 보다 긴 경우 내부 고전압 스위치는 내부 IC로부터 외부 4M Ω 저항을 분리시켜 센싱 저항을 통해 끌어들인 전류를 제거합니다. 라인 센싱 기능은 다음 스위칭 사이클의 시작 시 다시 활성화됩니다.

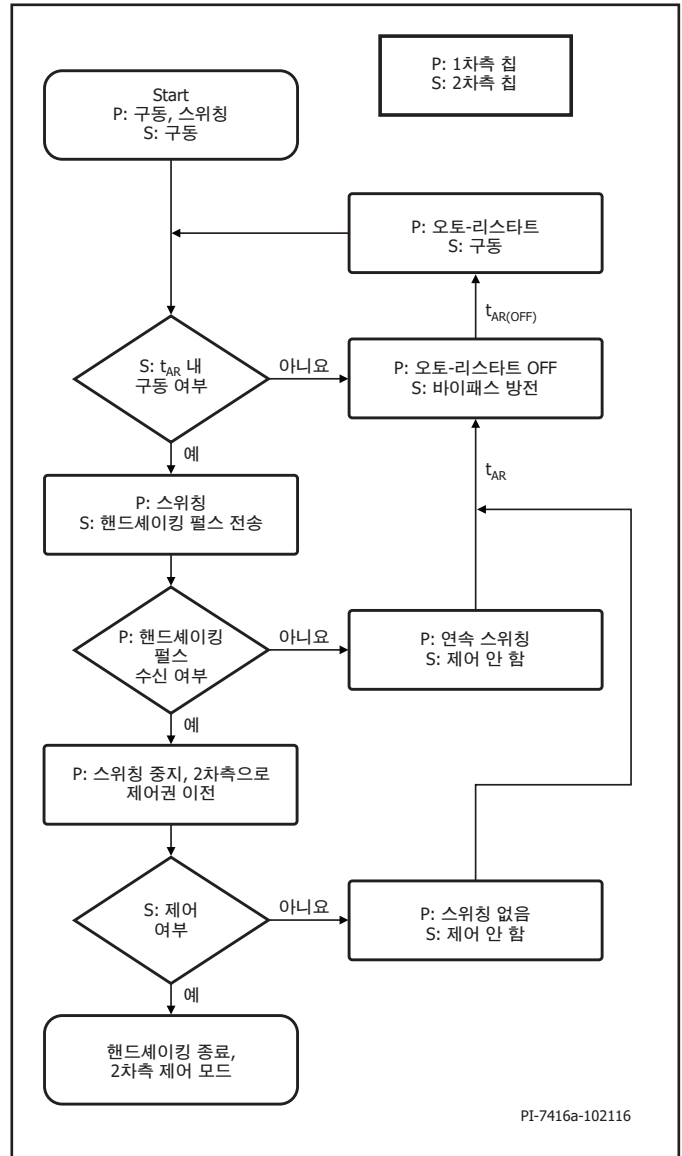


그림 7. 1-2차측 핸드셰이크 플로우 차트

1-2차측 핸드셰이크

스타트업 시, 1차측에서는 처음에 어떠한 피드백 정보도 없이 스위칭합니다(이는 표준 TOPSwitch™, TinySwitch™ 또는 LinkSwitch™ 컨트롤러 동작과 매우 유사합니다.)

오토-리스타트 온-타임 (t_{AR}) 중 수신되는 피드백 신호가 없는 경우 1차측은 오토-리스타트에 모드로 진입합니다. 정상적인 상태에서 2차측 컨트롤러는 FORWARD 핀 또는 OUTPUT VOLTAGE 핀을 통해 구동된 후 제어를 시작합니다. 이때부터 2차측 제어 스위칭이 이루어집니다.

만약 정상 동작(2차측에서 제어하는) 중에 1차측 컨트롤러에서 스위칭을 멈추거나 2차측의 사이클 요청에 응답하지 않는 경우 1차측이 다시 스위칭을 시작하면 2차측이 즉시 제어할 수 있도록 Handshake 프로토콜이 가동됩니다. 2차측에서 1차측이 요청한 것보다 더 많은 사이클을 제공하고 있음을 감지한 경우에도 추가적인 Handshake가 트리거됩니다.

추가 Handshake가 필요한 가장 큰 경우는 1차측에서 순간적인 라인 브라운 아웃으로 인해 스위칭을 멈추는 경우입니다. 1차측이 동작을 다시 시작하면 기본적으로 스타트업 상태가 되고 2차측에서의 Handshake 펄스 감지를 시도합니다.

2차측이 1차측에서 8회 연속 사이클 동안 스위칭 요청에 응답하는 것을 감지하지 못한 경우 또는 2차측에서 1차측이 4회 이상 연속 사이클 동안 사이클 요청 없이 스위칭하는 것을 감지한 경우 2차측 컨트롤러는 2차측 Handshake 시퀀스를 시작합니다. 이는 1차측이 스위칭하는 동안 SR FET의 암쇼트에 대한 추가 보호를 제공합니다. 또한 이 보호 모드에서는 2차측이 계속해서 제어 상태에 있는 경우 1차측 리셋 시 출력 과전압을 방지합니다.

대기 및 청취

입력 라인 전압 고장(UV 혹은 OV) 또는 오토-리스타트 이벤트로부터 회복하여 초기 기동 후 1차측이 스위칭을 다시 시작하게 되면 제어권을 잡고 2차측 컨트롤러에 이 제어권을 넘기기 위해 성공적인 Handshake가 이루어져야 합니다.

추가적인 안전 대책으로 스위칭 전 오토-리스타트 온 타임 기간인 t_{AR} (~82 ms) 동안 1차측이 정지합니다. 이 "대기" 시간 동안 1차측은 2차측의 요청을 "청취"합니다. 1차측이 최대 30 μ s의 간격으로 2번 연속 2차측 요청을 감지하는 경우 2차측 제어 모드로 들어가고, 1차측은 슬레이브 모드로 스위칭을 시작합니다. t_{AR} 의 "대기" 시간 동안 펄스가 발생하지 않을 시 1차측은 Handshake 펄스를 수신할 때까지 제어권을 유지하면서 스위칭을 시작합니다.

가청 노이즈 감소 엔진

InnoSwitch3-CE는 컨트롤러가 "주파수 스키핑" 동작 모드를 통해 각각 200 μ s 및 83 μ s 기간에서 5kHz와 12kHz 사이의 공명대역(파워 서플라이의 기계적 구조부가 공명하여 노이즈의 진폭을 높일 가능성이 가장 높은 곳)을 피하는 가청 노이즈 감소 모드가 특징입니다. 최종 전도 사이클에서 이 시간 범위 내에 2차측 컨트롤러 스위치 요청이 일어나면, 파워 스위치의 게이트 드라이브가 억제됩니다.

2차측 컨트롤러

그림 4의 블록 다이어그램에서 볼 수 있듯이 IC는 VOUT 또는 FWD를 통해 전력을 받는 4.4V (V_{BPS})의 레귤레이터로 구동됩니다. SECONDARY BYPASS 핀은 외부 디커플링 커패시터에 연결되어 레귤레이터 블록으로부터 내부적으로 전원을 공급 받습니다.

또한 FORWARD 핀은 핸드셰이킹 및 타이밍에 사용되는 네거티브 엣지 감지 블록에 연결되어 SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE 핀에 연결된 SR FET를 켭니다. FORWARD 핀의 전압을 이용하여 불연속 전도 모드의 SR FET를 비활성화할 시점을 결정합니다. 이 때 SR FET의 $R_{DS(ON)}$ 에 걸친 전압이 0 V 이하로 떨어지게 됩니다.

연속 전도 모드(CCM)에서 다음 스위칭 사이클을 요청하기 위해 피드백 펄스가 1차측으로 전송되는 경우 SR FET가 꺼져 연속 모드 동작 중 FET 턴오프가 겹치지 않도록 하면서 최적의 동기화를 제공합니다.

OUTPUT VOLTAGE 핀과 SECONDARY GROUND 핀 간 외부 저항 분배기 네트워크의 중간 지점은 FEEDBACK 핀에 연결되어 출력 전압을 레귤레이션합니다. 내부 전압 비교기의 레퍼런스 전압은 $V_{FB}(1.265 V)$ 입니다.

ISENSE 및 SECONDARY GROUND 핀 사이에 연결된 외부 전류 센싱 저항은 정전류 레귤레이션 모드에서 출력 전류를 레귤레이션하는 데 사용됩니다.

최소 오프 타임

2차측 컨트롤러는 1차측에 대한 유도 연결을 이용하여 사이클 요청을 개시합니다. 2차측 사이클 요청의 최대 주파수는 $t_{OFF(MIN)}$ 라는 최소 사이클 오프 타임의 제한을 받습니다. 이는 1차측 전도 후 부하에 에너지를 전달할 수 있는 충분한 리셋 시간을 확보하기 위함입니다.

최대 스위칭 주파수

2차측 컨트롤러의 최대 스위칭 요청 주파수는 f_{SREQ} 입니다.

주파수 소프트 스타트

기동 시 1차측 컨트롤러는 스위칭 요청 주파수인 100kHz에서 f_{SW} 의 최대 스위칭 주파수와 최대 프로그래밍 current limit의 75%로 제한됩니다.

2차측 컨트롤러는 소프트 스타트($t_{SS(RAMP)}$) 시간이 종료될 때까지 일시적으로 FEEDBACK 단락 보호 기준점($V_{FB(OFF)}$)을 억제합니다. Handshake가 완료된 후 2차측 컨트롤러는 $t_{SS(RAMP)}$ 의 시간 동안 스위칭 주파수를 f_{SW} 에서 f_{SREQ} 으로 선형적으로 높입니다.

기동 시 회로 단락 또는 과부하가 발생하는 경우 디바이스는 바로 CC (정전류) 모드로 진입합니다. Handshake 발생 후 소프트 스타트 타이머($t_{SS(RAMP)}$)가 종료되기 전 출력 전압이 $V_{FB(AR)}$ 기준점(Threshold) 이상으로 높아지지 않으면 디바이스는 오토-리스타트(AR) 모드로 진입합니다.

2차측 컨트롤러는 ($t_{SS(RAMP)}$) 시간이 종료될 시 FEEDBACK 핀 단락 보호 모드($V_{FB(OFF)}$)를 활성화합니다. 출력 단락이 FEEDBACK 핀을 회로 단락 기준점(Threshold) 이하로 유지할 시 2차측은 오토-리스타트 사이클을 트리거하는 펄스 요청을 중단합니다.

출력 전압이 $t_{SS(RAMP)}$ 시간 내에 레귤레이션에 도달할 시 주파수 상승은 즉시 중단되고 2차측 컨트롤러는 최대 주파수에서 작동할 수 있게 됩니다. 이를 통해 레귤레이션이 이루어진 후 갑작스러운 과도 부하가 발생하더라도 컨트롤러가 레귤레이션 상태를 유지할 수 있습니다. 주파수 상승은 유사 공진 감지 프로그래밍이 이미 발생한 경우에만 중단됩니다.

최대 2차측 억제 기간

1차측의 스위칭 개시에 대한 2차측 요청은 디바이스가 최대 주파수보다 낮게 작동하고 오프 타임을 최소로 유지하기 위해 억제됩니다. 이러한 제약 외에도 2차측 사이클 요청은 1차측 스위치의 "ON" 타임 사이클(FORWARD 핀 폴링 엣지의 감지와 사이클 요청 간의 시간) 중에도 2차측 사이클 요청이 억제됩니다. 사이클이 요청된 후 FORWARD 핀 폴링 엣지가 감지되지 않은 경우 최대 타임아웃은 30 μ s입니다.

출력 전압 보호

FEEDBACK 핀의 센싱 전압이 레귤레이션 기준점(Threshold)보다 2% 높은 경우, ~2.5mA까지(최대 3mA)의 블리드 전류가 OUTPUT VOLTAGE 핀(weak bleed)에 적용됩니다. FEEDBACK 핀 전압이 내부 FEEDBACK 핀 레퍼런스 전압의 최대 10%를 넘을 시 이러한 블리드 전류가 200mA(strong bleed)까지 높아집니다. OUTPUT VOLTAGE 핀의 전류 싱크는 순간적 오버슈트 상태에 대한 출력 전압을 방전하는 용도로 사용됩니다. 2차측은 이러한 동작 모드 중에 1차측에 대한 제어권을 내주지 않습니다.

FEEDBACK 핀의 전압이 레귤레이션 기준점(Threshold)보다 20% 높은 것으로 감지될 경우 1차측에 명령어가 전송되어 래치 오프하거나 오토-리스타트 시퀀스를 시작하게 됩니다(기능 코드 부록의 2차측 고장 대응 참고). 이렇게 통합된 V_{OUT} OVP는 1차측에 센싱된 OVP와 별개로 또는 함께 사용할 수 있습니다.

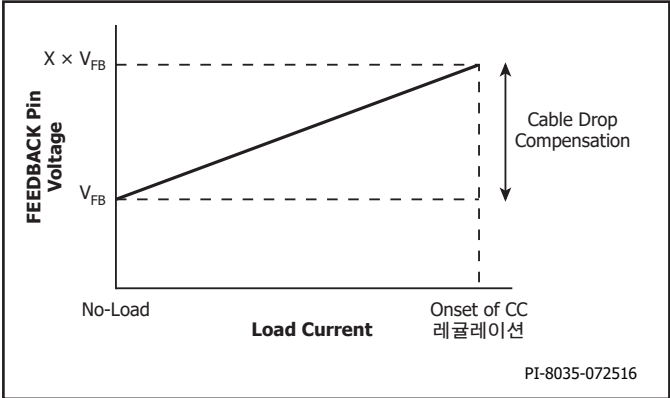


그림 8. 케이블 전압강하 보정 특징

FEEDBACK 핀 단락 감지

스타트업 시 센싱된 FEEDBACK 핀 전압이 $V_{FB(OFF)}$ 미만인 경우 2차측 컨트롤러는 1차측 전체 $t_{SS(RAMP)}$ 를 제어하기 위해 핸드셰이크를 완료하고 오토-리스타트를 개시하기 위한 사이클 요청을 중단합니다 ($t_{AR(SK)}$ 보다 긴 시간 동안 1차측에 사이클 요청을 하지 않으면 2차측이 오토-리스타트를 트리거합니다).

정상 동작 중 FEEDBACK 핀 전압이 $V_{FB(OFF)}$ 기준점(Threshold) 아래로 떨어지는 경우 2차측에서는 1차측으로부터의 펄스 요청을 중단하고 오토-리스타트 사이클을 시작합니다. 보호 모드의 디글리치 필터는

$\sim 10\mu s$ 보다 짧은 시간 동안 켜집니다. 이러한 메커니즘을 통해 FEEDBACK 핀이 그라운드로 단락된 것이 감지되면 2차측에서는 제어권을 내줍니다.

CDC(케이블 전압 강하 보정)

케이블 전압 강하 보정 정도는 그림 8에 표시된 것처럼 정전류 레귤레이션 기준점(Threshold)에 대한 부하의 상관관계로 이루어집니다.

오토-리스타트 기준점(Threshold)

FEEDBACK 핀 또는 OUTPUT VOLTAGE 핀에는 각각 $t_{FB(AR)}$ 또는 $t_{VO(AR)}$ 를 초과하는 기간 동안 피드백 전압 또는 출력 전압이 $V_{FB(AR)}$ 아래로 떨어졌을 때, 이를 감지하는 비교기가 포함되어 있습니다. 2차측 컨트롤러는 이 고장 상태가 센싱되면 제어를 포기합니다. 이 기준점(Threshold)은 정전류(CC) 작업 범위를 제한하는 것이 목적입니다.

SECONDARY BYPASS 핀 과전압 보호

InnoSwitch3-CE 2차측 컨트롤러는 PRIMARY BYPASS 핀 OV 기능과 유사한 SECONDARY BYPASS 핀 OV 기능을 가지고 있습니다. 2차측이 제어할 시 SECONDARY BYPASS 핀 전류가 $I_{BPS(SD)}$ ($\sim 7\text{ mA}$)를 초과하는 경우 2차측에서 1차측으로 명령어를 전송하여 오토-리스타트 오프 타임($t_{AR(OFF)}$)이나 래치오프 이벤트를 시작합니다(기능 코드 부록의 2차측 고장 대응 참조).

출력 정전류

InnoSwitch3-CE는 저항에서 발생한 전압이 $I_{SV(TH)}$ ($\sim 35\text{mV}$)의 내부 레퍼런스에 비교되는 ISENSE 핀과 SECONDARY GROUND 핀 사이의 외부 전류 센싱 저항을 통해 출력 전류를 제어합니다. 정전류

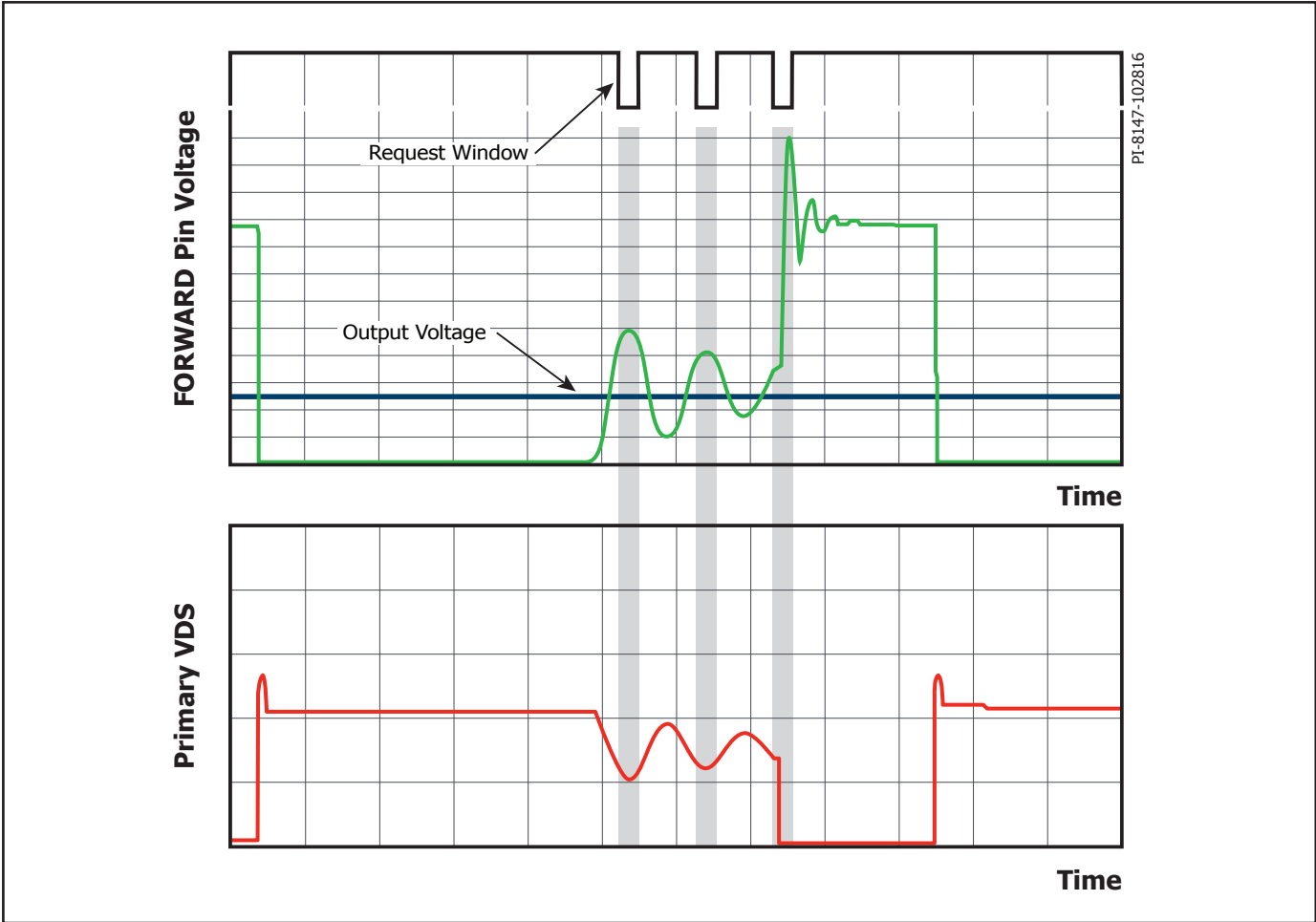


그림 9. 지능형 유사 공진 모드 스위칭

레귤레이션이 필요하지 않은 경우 ISENSE 핀을 SECONDARY GROUND 핀에 연결해야 합니다.

SR 보호 비활성화

각 사이클에서 SR은 2차측 컨트롤러가 사이클을 요청하고 네거티브 엡지가 FORWARD 핀에서 감지된 경우에만 사용됩니다. ISENSE 핀의 전압이 CC 기준점(Threshold)의 약 3배를 초과하면 서지 전류가 정상 수준으로 줄어 들 때까지 SR FET 드라이브가 비활성화됩니다.

SR Static 풀다운

2차측 컨트롤러가 제어하지 않을 시 SR 게이트를 낮게 유지하기 위해 SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE 핀에는 핀을 낮게 당기고 FORWARD 핀으로부터 정전 커플링으로 인한 SR 게이트의 전압을 줄이기 위해 공칭 "ON" 디바이스를 갖추고 있습니다.

오픈 SR 보호

2차측 컨트롤러는 SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE 핀이 외부 FET에 연결되어 SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE 핀이 오픈된 시스템 오류에 대해 보호할 수 있도록 보호 모드를 지원합니다. SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE 핀에 대한 외부 커패시턴스가 100pF 이하인 경우 디바이스는 SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE 핀이 "오픈" 상태이며 구동할 FET이 없는 것으로 간주합니다. 핀의 커패시턴스가 100pF를 넘는 것으로 감지되는 경우 컨트롤러는 SR FET 가 연결된 것으로 간주합니다.

SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE 핀이 오픈 상태로 감지되는 경우 2차측 컨트롤러는 오토-리스타트를 시작하기 위해 1차측으로부터의 펄스 요청을 중단합니다.

SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE 핀이 기동 시 그라운드에 연결된 경우 SR 구동 기능은 비활성화되며 오픈 SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE 핀 보호 모드 역시 비활성화됩니다.

지능형 유사 공진 모드 스위칭

변환 효율성을 높이고 스위칭 손실을 줄이기 위해 InnoSwitch3-CE에는 1차측 스위치 전체에 걸친 전압이 최소 전압에 근접할 시 및 컨버터가 불연속 전도 모드(DCM)로 동작하는 경우 강제로 스위칭을 할 수 있는 기능을 갖추었습니다. 이 동작 모드는 자동으로 DCM으로 이루어지며 컨버터가 연속 전도 모드(CCM)로 넘어갈 시에 비활성화됩니다.

1차측의 자기화 링 밸리를 감지하지 않고 FORWARD 핀 전압의 최대치는 출력 전압보다 높아지면서 1차측 컨트롤러 내 "ON" 사이클을 작동시키려는 2차측 요청을 전달하는 데 사용됩니다.

2차측 컨트롤러는 컨트롤러가 불연속 모드에 진입할 시 이를 감지하며 1차측 파워 스위치에 걸쳐 최소 스위칭 전압에 해당하는 2차측 사이클 요청 창을 오픈합니다.

DCM이 감지되거나 링 진폭이 (pk-pk) >2V인 경우 유사 공진(QR) 모드가 20µs 동안 활성화됩니다. 이후 QR 스위칭이 비활성화되며 이때 2차측 요청이 시작되면 언제든지 스위칭이 발생할 수 있습니다.

2차측 컨트롤러에는 ~1µs의 블랭킹이 포함되어 FORWARD 핀 링이 그라운드보다 낮아질 시 1차측 "ON" 사이클을 잘못 감지하는 경우를 방지합니다. 그림 9를 참조하십시오.

최대 전력 전달

출력 과부하 응답은 IS 핀이 그라운드로 단락되어 있는지 또는 설계에 과부하 기준점(Threshold)을 설정하는 전류 센싱 저항이 포함되어 있는지 여부에 따라 달라집니다.

IS 핀에 외부 전류 센싱 저항이 있는 경우 InnoSwitch에는 두 가지 방식으로 과부하 응답을 설정하는 옵션이 있습니다.

디바이스가 FEEDBACK 핀 오토-리스타트를 활성화하도록 구성된 경우 부하 전류가 IS 핀 저항에 의해 설정된 current limit 기준점(Threshold)에 도달하면 출력 전압이 폴드백되고, AR 타이머를 초과하는 기간 동안 출력 전압이 AR 기준점 아래로 떨어지면 오토-리스타트가 발생합니다.

디바이스가 과부하 응답을 위해 구성되어 있는 경우 부하 전류가 전류 센싱 기준점(Threshold)을 초과하면 출력 전압이 폴드백되지 않습니다. AR 타이머를 초과하는 기간 동안 부하 전류가 전류 센싱 기준점보다 높은 경우 오토-리스타트 타이머가 시작되고 오토-리스타트가 발생합니다.

아래의 그림 10은 전류 센싱 저항이 설계에 포함된 두 가지 사례를 보여줍니다.

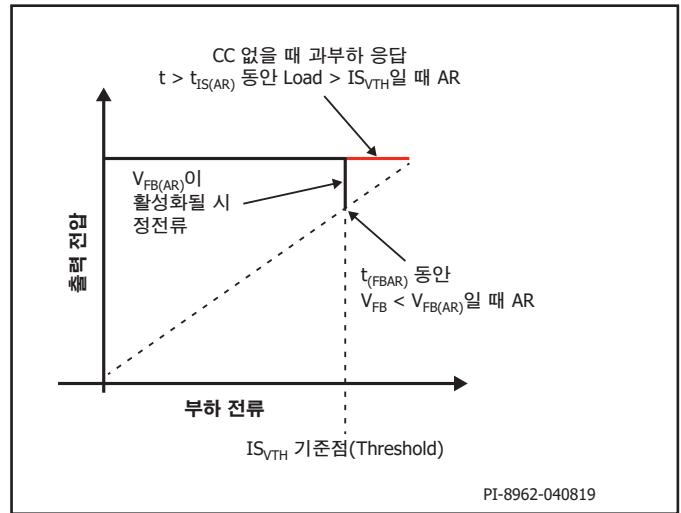


그림 10. 설계의 전류 센싱 저항

IS 핀이 GND 핀으로 단락되면 과부하 응답은 동작 조건에 따라 크게 달라집니다. 디바이스가 피드백 오토-리스타트가 활성화되도록 구성된 경우(V_FB(AR)), 출력 전압이 오토-리스타트 타이머(t_FB(AR))보다 긴 시간 동안 오토-리스타트 기준점(Threshold) 아래로 떨어지면 오토-리스타트가 발생합니다. 그렇지 않으면, 1차측 스위치가 오토-리스타트 온-타임(t_ON)보다 긴 시간 동안 과부하 주파수 제한값(f_OVL)을 초과하면 오토-리스타트가 발생합니다.

애플리케이션 예제

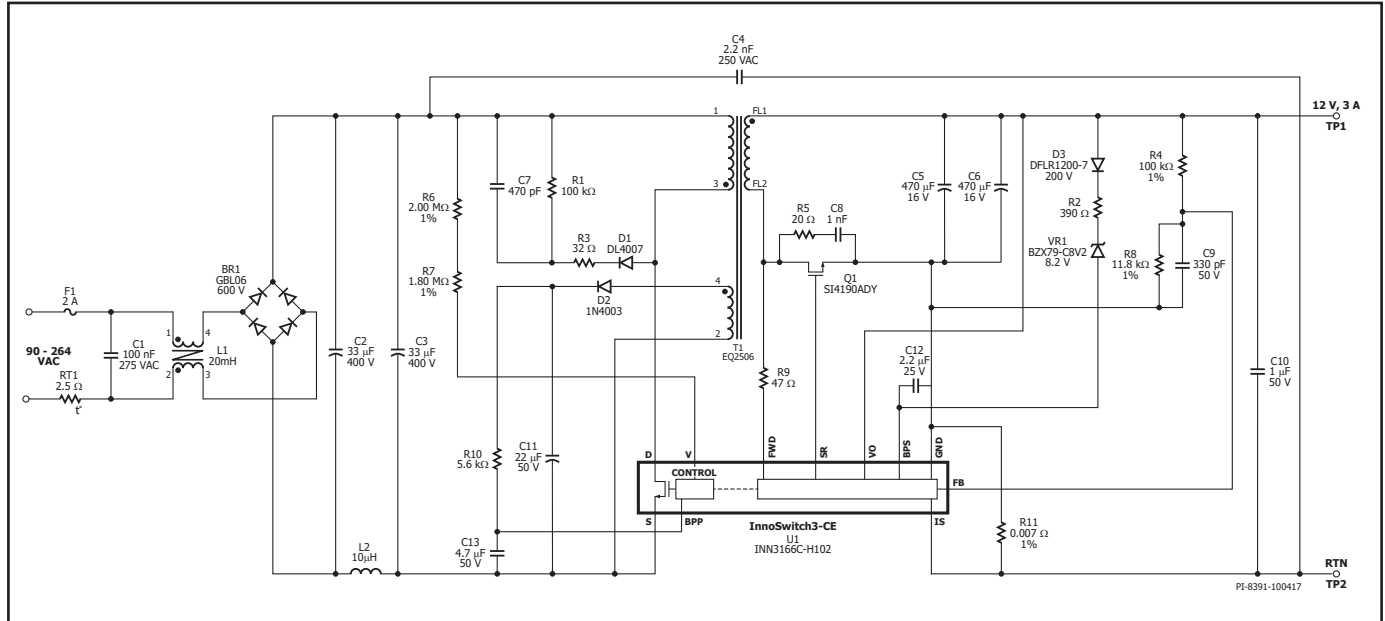


그림 11. 12 V, 3A 충전기/어댑터

그림 11에 표시된 회로는 INN3166C를 사용하는 저가형 12V/3A 파워 서플라이입니다. 이 단일 출력 설계는 DOE 레벨 6 및 EC CoC 5를 충족합니다.

브릿지 정류기 BR1은 AC 입력 전압 공급을 정류합니다. 커패시터 C2와 C3은 정류된 AC 입력의 필터링을 제공하고 인덕터 L2와 함께 pi-filter를 구성하여 디퍼렌셜 모드 EMI를 줄입니다. 입력 커먼 모드 초크와 함께 파워 서플라이 출력에 연결된 커패시터 C4는 커먼 모드 EMI를 줄입니다.

써미스터 RT1은 파워 서플라이가 입력 AC 서플라이에 연결된 경우 돌입 전류를 제한합니다.

입력 퓨즈 F1은 파워 서플라이의 임의 부품에서 발생한 돌발 고장으로 인한 입력 과전류로부터 보호 기능을 갖습니다. 트랜스포머 1차측의 한 쪽은 정류된 DC 버스에 연결되어 있고, 다른 쪽은 InnoSwitch3-CE IC(U1) 내에 있는 스위치의 드레인 단자에 연결되어 있습니다.

다이오드 D1, 저항 R3 및 R1과 커패시터 C7로 구성된 저가형 RCD 클램프는 U1 내에서 스위치가 꺼지는 순간 U1의 피크 드레인 전압을 제한합니다. 이 클램프는 트랜스포머 T1의 누설 리액턴스에 저장된 에너지를 소멸시킵니다.

InnoSwitch3-CE IC는 AC가 처음 인가될 때 내부 고전압 전류 소스를 사용하여 BPP 핀 커패시터(C13)를 충전함으로써 자체적으로 기동됩니다. 정상 동작 중 1차측 블록은 트랜스포머 T1의 보조 권선에서 전력을 공급 받습니다. 보조(또는 바이어스) 권선의 출력은 다이오드 D2를 사용하여 정류되고 커패시터 C11을 사용하여 필터링됩니다. 저항 R10은 InnoSwitch3-CE IC(U1)의 BPP 핀에 공급되는 전류를 제한합니다.

InnoSwitch3-CE IC의 2차측 컨트롤러는 출력 전압과 출력 전류 센싱 기능을 제공하고, 동기 정류를 제공하는 스위치를 구동합니다. 트랜스포머의 2차측은 SR FET Q1에 의해 정류되고 커패시터 C5와 C6에 의해 필터링됩니다. 또한 방사 EMI를 일으키는 스위칭 과도 상태의 고주파 링잉은 스너버(저항 R5 및 커패시터 C8)를 통해 줄어듭니다.

동기 정류(SR)는 스위치 Q1에서 제공됩니다. Q1의 게이트는 저항 R9를 통해 센싱되어 IC의 FWD 핀으로 공급되는 권선 전압을 기준으로 IC U1 내부 2차측 컨트롤러에서 턴온 시킵니다.

연속 전도 모드에서 스위치는 1차측에서의 새 스위칭 사이클을 위한 2차측 명령 직전에 꺼집니다. 비연속 전도 모드 동작 중에 파워 스위치는 스위치의 전압 강하가 0V 기준점(Threshold) 미만으로 떨어지면 꺼집니다. 1차측 파워 스위치에 대한 2차측 컨트롤은 두 스위치의 암쇼트 가능성을 완전히 없애고 매우 안정적인 동기 정류를 제공합니다.

IC의 2차측은 2차 권선 파워드 전압이나 출력 전압에서 자체 전원을 공급받습니다. InnoSwitch3-CE IC U1의 BPS 핀에 연결된 커패시터 C12는 내부 회로에 디커플링 기능을 제공합니다.

CC 동작 동안 출력 전압이 떨어지면 디바이스는 2차측 권선에서 자체 전원을 직접 공급받게 됩니다. 1차측 파워 스위치의 온 타임 중 2차측 권선에 나타나는 파워드 전압은 저항 R9 및 내부 레귤레이터를 통해 디커플링 커패시터 C12를 충전하는 데 사용됩니다. 따라서 출력 전류 레귤레이션을 3V까지 낮추어 유지할 수 있습니다. 이 레벨 아래에서는 출력 부하가 줄어 들 때까지 장치가 오토-리스타트 상태로 전환됩니다.

출력 전류는 손실을 줄이기 위해 약 35mV의 기준점(Threshold)으로 IS와 GND 핀 사이에서 센싱됩니다. 전류 센싱 기준점(Threshold)을 초과하면 디바이스에서는 스위치 펄스의 수를 조정하여 고정 출력 전류를 유지합니다.

출력 전압은 저항 분배 R4 및 R8에 의해 센싱됩니다. 출력 전압은 FEEDBACK 핀에서 1.265V의 전압을 달성하기 위해 레귤레이션됩니다. 커패시터 C9는 FEEDBACK 핀에서 신호의 노이즈 필터링을 제공합니다.

저항 R6과 R7은 라인 전압 센싱을 제공하고 커패시터 C3 양단의 DC 전압에 비례하는 U1에 전류를 공급합니다. 약 95VDC에서는 이 저항에 흐르는 전류가 라인 저전압 기준점(Threshold)을 초과하여 U1을 활성화합니다. 약 4435VDC에서 이 저항을 흐르는 전류가 라인 과전압 기준점(Threshold)을 초과하는 경우에는 U1이 비활성화됩니다.

주요 애플리케이션 고려 사항

출력 전력표

데이터 시트 출력 전력표(표 1)는 다음과 같이 가정된 조건에서 얻을 수 있는 최대 실제 연속 출력 파워 레벨을 나타냅니다.

1. 최소 DC 입력 전압은 85VAC 입력의 경우 90V 이상, 230VAC 입력 또는 115VAC(배전압)의 경우 220V 이상입니다. 이러한 AC 입력 설계 조건을 충족하도록 입력 커패시턴스 전압을 조정해야 합니다.
2. 효율성에 대한 가정은 파워 레벨에 따라 달라집니다. 최소 디바이스 파워는 84% 이상의 효율성이 최대 디바이스에서 89%로 증가하는 것으로 간주합니다.
3. 트랜스포머 1차측 인덕턴스 오차: $\pm 10\%$
4. 권선비에 의해 발생된 전압(VOR)은 유니버설 라인에 대해 최소 입력 전압에서 $K_p = 0.8$ 를, 고입력 라인 설계에 대해 $K_p = 1$ 을 유지하도록 설정됩니다.
5. 어댑터의 최대 전도 손실은 0.6W로, 오픈 프레임 설계에 대해 0.8W로 제한됩니다.
6. 피크 및 오픈 프레임 전력 열에서 increased current limit을 선택하고, 어댑터 열에서 standard current limit을 선택합니다.
7. SOURCE 핀이 PCB의 충분한 면적의 동판에 납땜되어 있고 SOURCE 핀 온도를 110°C 이하로 유지하기 위해 히트싱크가 사용됩니다.
8. 주변 온도는 오픈 프레임 설계의 경우 50°C이고, 밀폐형 어댑터의 경우 40°C입니다.
9. 1보다 작은 K_p 값은 1차측 피크 전류에 대한 리플 전류의 비율입니다. 스위칭 사이클의 조기 종료로 인한 전력 제공량 감소를 방지하기 위해 과도 상태 K_p 의 한계점을 0.25 이상으로 하는 것을 권장합니다. 이는 스위치 턴 온 시 초기 current limit(I_{INT})이 초과되지 않도록 방지합니다.

1차측 과전압 보호(래치 오프/오토-리스타트 모드)

InnoSwitch3-CE IC에서 제공하는 1차측 출력 과전압 보호 기능은 PRIMARY BYPASS 핀으로 전달되는 I_{SD} 의 기준 전류(Threshold)에 의해 트리거되는 H 코드에 따라 내부 보호 기능을 사용합니다. 내부 필터 외에도 PRIMARY BYPASS 핀 커패시터는 외부 필터를 형성하여 노이즈 영향을 받지 않도록 합니다. 바이패스 커패시터는 고주파 필터로 효과적이기 위해서는 커패시터를 디바이스의 SOURCE 및 PRIMARY BYPASS 핀 가깝게 위치시켜야 합니다.

1차 센싱 OVP 기능은 정류 및 필터링된 바이어스 권선 전압 서플라이로부터 PRIMARY BYPASS 핀까지 직렬로 제너 다이오드, 저항, 블로킹 다이오드를 연결함으로써 구현할 수 있습니다. 정류 및 필터링된 바이어스 권선 출력 전압은 바이어스 권선과 출력 권선 간의 커플링이 불량하면 그로 인해 바이어스 권선 전압 파형의 링잉이 발생하여 최대 기대 전압의 1.5배 및 2배 등 예상보다 높을 수 있습니다. 그러므로 정류된 바이어스 권선 전압을 측정하는 것이 좋습니다. 이 측정은 최저 입력 전압 및 출력부에 대한 최고 부하를 적용하여 실시하는 것이 좋습니다. 이 측정된 전압은 1차측 센싱 OVP를 얻는 데 필요한 부품 선택에 사용되어야 합니다. 클램핑 전압이 OVP가 트리거될 것으로 예상되는 바이어스 권선 정류 전압보다 약 6V 낮은 제너 다이오드를 사용하는 것이 좋습니다. 블로킹 다이오드에 대해서는 1V의 포워드 전압 강하를 예상할 수 있습니다. 소신호용 standard recovery diode가 권장됩니다. 블로킹 다이오드는 기동 중에 바이어스 커패시터의 역전류 방전을 방지합니다. 마지막으로 필요한

직렬 저항의 값은 출력 과전압 중에 I_{SD} 보다 높은 전류가 PRIMARY BYPASS 핀으로 흘러갈 수 있도록 계산할 수 있습니다.

무부하 소비 전력 감소

InnoSwitch3-CE IC는 내부 전류 소스를 통해 충전되는 BYPASS 핀 커패시터에서 전력을 받아 자체 전원 공급 모드로 시작할 수 있습니다. 그러나 InnoSwitch3-CE IC가 스위칭을 시작하면 PRIMARY BYPASS 핀에 전류를 공급하기 위해 바이어스 권선을 사용해야 합니다. 이를 위해 트랜스포머에 보조 또는 바이어스 권선이 제공됩니다. PRIMARY BYPASS 핀에 바이어스 전압을 제공하는 바이어스 권선 드라이버는 무부하 시 소비 전력이 15mW 미만인 파워 서플라이의 설계를 가능하게 합니다. 가장 낮은 무부하 입력 전력을 위해서는 그림 11에 표시된 저항 R10을 조정해야 합니다.

2차측 과전압 보호(오토-리스타트 모드)

InnoSwitch3-CE IC에서 제공하는 2차측 출력 과전압 보호는 SECONDARY BYPASS 핀에 전달되는 $I_{BPS(SD)}$ 의 기준점(Threshold)을 초과하는 입력 전류에 의해 트리거되는 내부 오토-리스타트 회로를 사용합니다. 직접 출력 센싱 OVP 기능은 제너 다이오드를 출력에서 SECONDARY BYPASS 핀으로 연결하여 구현할 수 있습니다. 제너 다이오드의 전압은 $1.25 \times V_{OUT}$ 와 SECONDARY BYPASS 핀 전압인 4.4V의 차이값이어야 합니다. OVP 제너 다이오드와 직렬로 연결된 낮은 값의 저항을 추가하여 SECONDARY BYPASS 핀으로 흐르는 최대 전류를 제한해야 합니다.

부품 선택

InnoSwitch3-CE

1차측 회로의 부품

BPP 커패시터

GND에 대한 InnoSwitch3-CE IC의 PRIMARY BYPASS 핀에서 연결된 커패시터는 1차측 컨트롤러에 디커플링을 제공하고, Current Limit을 선택합니다. 0.47 μ F 또는 4.7 μ F 커패시터를 사용할 수 있습니다. 전해 커패시터를 사용할 수도 있지만, 표면 실장 적층형 세라믹 커패시터가 IC에 가까이 커패시터를 배치할 수 있으므로 일반적으로 양면 보드에는 표면 실장 적층형 세라믹 커패시터가 선호됩니다. 작은 크기 덕분에 소형 파워 서플라이에도 이상적입니다. 최소 커패시턴스 요건을 충족하기 위해서는 10V, 0805 이상 크기의 정격 X5R 또는 X7R 유전체 커패시터를 사용하는 것이 좋습니다. 다른 제조업체 또는 다른 제품군의 X7R, X5R과 같은 세라믹 커패시터 유형을 지정하면 전압 계수가 달라집니다. 선택한 커패시터의 커패시턴스가 5V에서 20% 이상 떨어지지 않도록 커패시터 데이터시트를 검토하는 것이 좋습니다. 이 유형의 SMD 세라믹 커패시터는 전압 및 온도 계수 특성이 매우 불안정하므로 Y5U 또는 Z5U/0603 정격 MLCC는 사용하지 마십시오.

바이어스 권선 및 외부 바이어스 회로

스위치의 DRAIN 핀에서 InnoSwitch3-CE 1차측 컨트롤러의 PRIMARY BYPASS 핀으로 연결된 내부 레귤레이터는 PRIMARY BYPASS 핀에 연결된 커패시터를 충전하여 스타트업합니다. 최소 1mA의 전류를 PRIMARY BYPASS 핀에 공급하는 데 사용할 수 있는 바이어스 전압을 생성하기 위해 트랜스포머에서 적절한 정류기 및 필터 커패시터와 함께 바이어스 권선을 제공해야 합니다.

가장 낮은 부하일 때 파워 서플라이의 가장 낮은 정격 출력 전압에서 바이어스 권선 전체에 7V가 흐르도록 바이어스 권선의 턴 비를 선택해야 합니다. 전압이 이보다 더 낮으면 무부하 입력 전력이 증가합니다.

파워 서플라이를 230VAC 입력($V_{BPP} > 5V$)에서 작동하는 경우 무부하 전력 소비를 최소한으로 유지하려면 외부 회로의 바이어스 전류를 약 $I_{SI(MAX)}$ 로 설정해야 합니다. 더 높은 방사 EMI로 이어지는 패스트 또는

울트라 패스트 다이오드의 일반적인 스냅 리커버리를 방지하려면 정선 커패시턴스가 낮은 glass passivated standard recovery rectifier diode를 사용하는 것이 좋습니다.

커패시터 양단의 가장 높은 전압보다 정격 전압이 1.2배 큰 22 μ F 이상의 알루미늄 커패시터를 사용하는 것이 좋습니다. 서플라이가 AC 공급 전압이 가장 낮은 상태일 때 가장 높은 정격 출력 전압 및 부하에서 동작하는 경우 일반적으로 가장 높은 전압이 커패시터에 충전됩니다.

라인 UV 및 OV 보호

UNDER/OVER INPUT VOLTAGE 핀에서 DC 버스로 연결된 저항은 입력 전압 센싱을 활성화하여 라인 저전압 및 과전압 보호를 제공합니다. 일반적인 유니버설 입력 애플리케이션의 경우 저항 값 3.8M Ω 가 권장됩니다. 그림 16은 라인 UV 또는 라인 OV 기능만 활성화할 수 있는 회로 구성을 보여줍니다.

InnoSwitch3-CE는 파워 서플라이를 래치 오프할 수 있는 1차측 센싱 OV 보호 기능이 특징입니다. 일단 파워 서플라이가 래치 오프되었을 때, UNDER/OVER INPUT VOLTAGE 핀 전류가 0으로 떨어지면 파워 서플라이를 리셋시킬 수 있습니다. 일단 파워 서플라이가 래치 오프되면, 입력 전압이 턴 오프된 후라도 InnoSwitch3-CE 컨트롤러를 리셋하는 데 상당한 시간이 걸릴 수 있습니다. 이는 DC 버스에 저장된 에너지가 계속해서 컨트롤러에 전류를 공급하기 때문입니다. 그림 17에서 보여주는 수정된 회로 구성을 사용하면 빠른 AC 리셋이 가능합니다. 입력 전압의 연결이 끊기면 InnoSwitch3-CE IC의 INPUT VOLTAGE MONITOR 핀으로 흐르는 전류가 감소하고 InnoSwitch3-CE 컨트롤러가 리셋되면 커패시터 C_s의 전압이 급속하게 줄어듭니다.

1차측 센싱 OVP(과전압 보호)

바이어스 권선 출력에서 흐르는 전압은 파워 서플라이 출력 전압을 따릅니다. 정밀하지 않지만, 바이어스 권선 전압을 사용하여 1차측 컨트롤러에서 출력 전압의 증폭을 꽤 정확하게 감지할 수 있습니다. 바이어스 권선 출력에서 PRIMARY BYPASS 핀으로 연결된 제너 다이오드는 2차측 과전압 고장을 안정적으로 감지하여 1차측 컨트롤러가 H 코드에 따라 래치 오프하거나 오토-리스타트되도록 할 수 있습니다. 바이어스 권선 출력의 최대 전압은 풀부하 및 최저 입력 전압일 때 정상 상태 조건과 과도 부하 조건에서 측정해야 합니다. 측정된 전압보다 1.25배의 정격을 갖고 있는 제너 다이오드를 사용하여 일반적으로 OVP 보호 기능이 고장 상태에서에서만 동작하도록 합니다.

1차측 스너버 클램프

그림 11과 같이 1차측에 스너버 회로를 사용해야 합니다. 기본 RCD 클램프를 사용할 수도 있지만 이를 통해 각 스위칭 사이클 중 스위치를 턴오프하는 즉시 스위치 드레인에서 과도한 전압 스파이크를 방지합니다. RCDZ 클램프는 효율이 가장 우수합니다. 그림 11의 회로 예제에서는 클램프 다이오드와 직렬로 저항이 연결된 RCD 클램프를 사용합니다. 이 저항은 드레인에서 링잉을 억제하고 역 리커버리 중 클램프 다이오드를 통해 역방향 전류도 제한합니다. 클램프에서 부분적 에너지 리커버리를 가능하게 하여 효율을 개선하므로 정선 커패시턴스가 낮은 standard recovery glass passivated diode를 사용하는 것이 좋습니다.

InnoSwitch3-CE

2차측 회로 부품

SECONDARY BYPASS 핀 – 디커플링 커패시터

2.2 μ F, 10V/X7R 또는 X5R/0805 이상 크기의 적층형 세라믹 커패시터는 InnoSwitch3-CE IC의 SECONDARY BYPASS 핀을 디커플링하는 데 사용되어야 합니다. 출력 전압이 레귤레이션 전압 레벨에 도달하기

전에 SECONDARY BYPASS 핀 전압이 4.4V가 되어야 하므로 BPS 커패시터 값이 이보다 상당히 높을 시 출력 전압이 스타트업 중에 급상승하게 될 수 있습니다. 1.5 μ F 보다 낮은 값은 커패시턴스가 충분하지 못할 수 있으며 이는 예기치 못한 상황을 초래할 수 있습니다. 본 커패시터는 IC 핀에 인접해 있어야 합니다. BPS 전압으로부터 충분한 마진을 제공하기 위해 권장되는 전압은 최소 10V이며, 특히 0603과 같은 소형 패키지 SMD의 경우 적용된 DC 전압으로 인해 세라믹 커패시터의 커패시턴스가 크게 떨어지기 때문에 작동 시 실제 값을 보장하려면 0805 크기가 필요합니다. 6.3V/0603/X5U 또는 Z5U 유형의 MLCC는 이러한 이유로 권장되지 않습니다. 다른 제조업체 또는 다른 제품군의 X7R, X5R과 같은 세라믹 커패시터 유형을 지정하면 전압 계수가 달라집니다. 선택한 커패시터의 커패시턴스가 4.4V에서 20% 이상 떨어지지 않도록 커패시터 데이터 시트를 검토하는 것이 좋습니다. 최적의 결과를 위해서는 X5R 또는 X7R 유전체의 커패시터를 사용해야 합니다.

FORWARD 핀 저항

충분한 IC 공급 전류를 위해 47 Ω , 5% 저항을 사용하는 것이 좋습니다. 동기 정류 드라이브 타이밍과 같은 디바이스 동작에 영향을 줄 수 있기 때문에 더 높거나 낮은 저항 값을 사용하면 안 됩니다. 아래의 그림 12, 13, 14, 15은 양호하거나 그렇지 못한 FORWARD 핀 전압 파형의 예를 나타냅니다. V_o는 SR 양단의 포워드 전압 강하입니다.

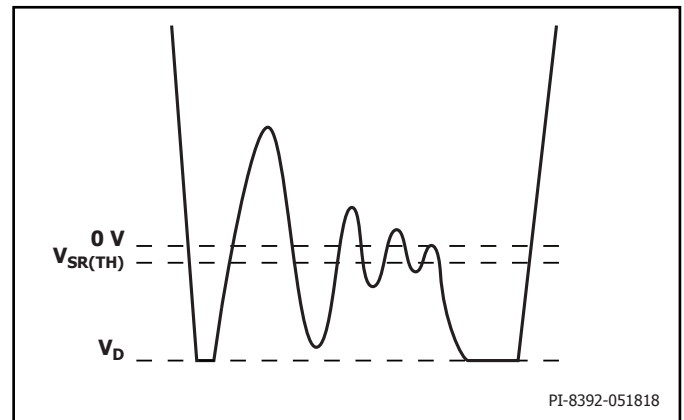


그림 12. 플라이백 사이클 중 SR 스위치 전도와 함께 핸드셰이크 이후 발생한 불량 FORWARD 핀 파형

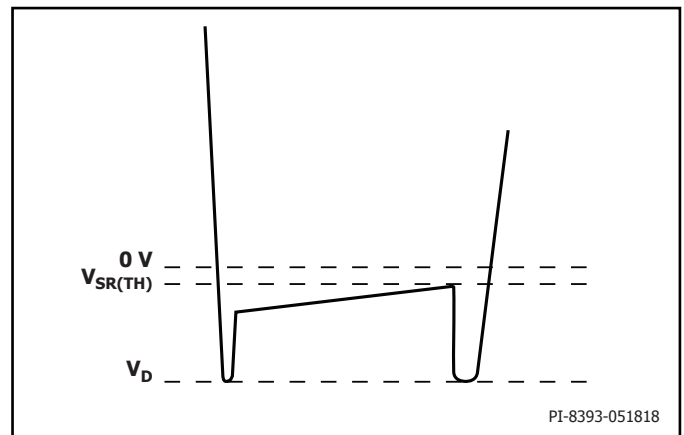


그림 13. 플라이백 사이클 중 SR 스위치 전도와 함께 핸드셰이크 이후 발생한 양호 FORWARD 핀 파형

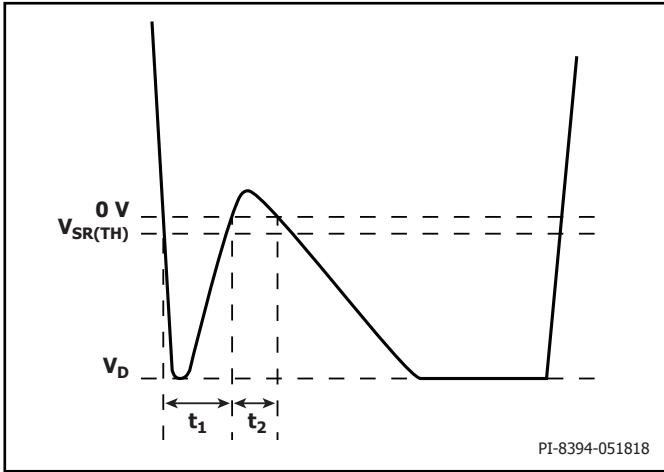


그림 14. 플라이백 사이클 중 바디 다이오드 전도와 함께 핸드셰이크 이전 발생한 불량 FORWARD 핀 파형

Note:

$t_1 + t_2 = 1.5\mu s \pm 50ns$ 인 경우, 컨트롤러가 Handshake에 실패하고 1차측 바이어스 권선 OVP 래치 오프/오토-리스타트를 트리거할 수 있습니다.

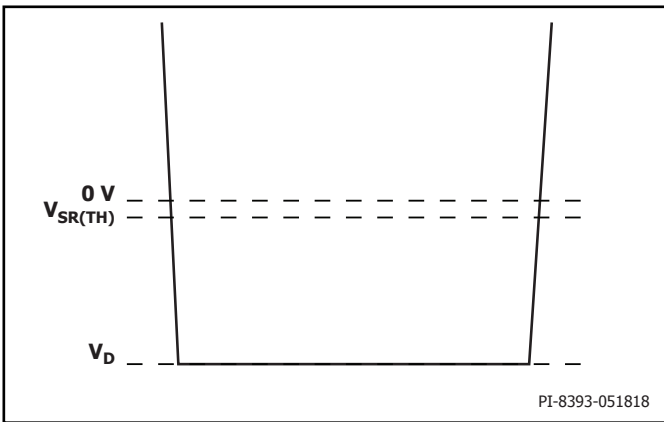


그림 15. 플라이백 사이클 중 바디 다이오드 전도와 함께 핸드셰이크 이전 발생한 양호 FORWARD 핀 파형

SR 스위치 동작 및 선택

출력부에 간단한 다이오드 정류기 및 필터를 사용해도 되지만 SR FET를 사용하면 European CoC 및 U.S. DoE 에너지 효율 요건을 충족하는데 필요한 동작 효율을 크게 개선할 수 있습니다. 플라이백 사이클이 시작되면 2차측 컨트롤러가 SR FET를 턴온합니다. SR FET 게이트는 InnoSwitch3-CE IC의 SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE 핀에 직접 연결해야 하고 SR FET의 게이트 회로에는 저항을 추가로 연결하면 안 됩니다. SR FET는 V_{DS} 가 0V에 도달하면 턴오프됩니다.

$18m\Omega$ $R_{DS(ON)}$ 인 FET는 5V, 2A 출력에 적합하며 $8m\Omega$ $R_{DS(ON)}$ 인 FET는 12V, 3A 출력의 정격 설계에 적합합니다. SR FET 드라이버는 서플라이 레일에 SECONDARY BYPASS 핀을 사용하고 이 전압은 일반적으로 4.4V입니다. 데이터 시트에 게이트 전압 4.5V의 전체 온도 범위에 대한

$R_{DS(ON)}$ 이 지정되어 있는 경우 기준 전압(최대 절대값)이 4V인 스위치를 사용할 수도 있지만 기준 전압(Threshold)이 너무 높은 FET는 적합하지 않으며, 기준 전압(Threshold)이 1.5V~2.5V인 FET가 이상적입니다.

플라이백 사이클 시작 후 SR FET가 턴온될 때까지 약간의 지연 시간이 발생할 수 있습니다. 지연 시간 동안 SR FET의 바디 다이오드가 도통됩니다. 외부 병렬 쇼트키 다이오드가 사용되는 경우 전류는 대부분 쇼트키 다이오드를 통해 흐릅니다. InnoSwitch3-CE IC에서 플라이백 사이클 종료를 감지하면 SR FET $R_{DS(ON)}$ 의 전압이 0V에 도달하고 플라이백 사이클의 나머지 부분이 완료되고, SR FET의 바디 다이오드 또는 외부 병렬 쇼트키 다이오드로 전류 방향이 바뀝니다. SR FET에 병렬로 쇼트키 다이오드를 사용하여 효율을 더욱 높일 수 있으며 일반적으로 1A 표면 장착 쇼트키 다이오드가 적합합니다. 그러나 이득은 크지 않습니다. 5V/2A 설계의 경우, 외부 다이오드가 85VAC에서는 풍부하 효율에서 ~0.1%, 230VAC에서는 ~0.2%가 향상됩니다.

쇼트키 다이오드와 SR FET의 정격 전압은 트랜스포머에 사용되는 권선비를 기준으로 예측되는 PIV(피크 역 전압)의 최소 1.4배여야 합니다. 정격 60V FET와 다이오드는 60V 미만의 V_{OR} 을 사용하는 대부분의 5V 설계에 적합하며 정격 100V FET 및 다이오드는 12V 설계에 적합합니다.

출력 권선 누설 리액턴스와 SR FET 커패시턴스(C_{OSS}) 간 상호 작용은 1차측 스위치 턴 온으로 인한 권선에서의 역 전압 시 전압 파형에서 링잉을 발생시킵니다. 이 링잉은 SR FET 양단에 연결된 RC 스너버를 사용하여 억제할 수 있습니다. $10\Omega \sim 47\Omega$ 범위의 스너버 저항이 사용됩니다 (높은 저항 값은 효율이 눈에 띄게 떨어지게 합니다). $1nF \sim 2.2nF$ 의 커패시턴스 값은 대부분의 설계에 적합합니다.

출력 커패시터

알루미늄 폴리머 고체 커패시터를 사용하는 것이 작은 사이즈, 안정적인 온도 특성, 매우 낮은 ESR 및 높은 RMS 리플 전류 정격으로 인해 상당히 선호됩니다. 그러나 가장 높은 주파수의 플라이백 스위칭 파워 서플라이에는 낮은 ESR 알루미늄 전해 커패시터가 적합합니다. 이러한 커패시터를 통해 초소형 충전기 및 어댑터를 설계할 수 있습니다.

일반적으로 출력 전류 1암페어 당 $200\mu F \sim 300\mu F$ 의 알루미늄 폴리머 커패시턴스가 적절합니다. 커패시턴스 선택에 영향을 미치는 다른 요인에는 출력 리플이 있습니다. 커패시터 사용 시, 가장 높은 출력 전압보다 더욱 충분한 마진을 갖고 있는지 확인해야 합니다.

출력 전압 피드백 회로

출력 전압 FEEDBACK 핀 전압은 $1.265V[V_{FB}]$ 입니다. 출력 전압이 원하는 정도인 경우 FEEDBACK 핀의 전압이 1.265V가 되도록 출력 전압을 분배하기 위해 전압 분배 네트워크는 파워 서플라이 출력에 연결되어야 합니다. 하단 피드백 저항 분배기는 SECONDARY GROUND 핀에 연결해야 합니다. 300pF 이하인 디커플링 커패시터는 InnoSwitch3-CE IC의 FEEDBACK 핀에서 SECONDARY GROUND 핀으로 연결해야 합니다. 이 커패시터는 InnoSwitch3-CE IC에 가깝게 배치해야 합니다.

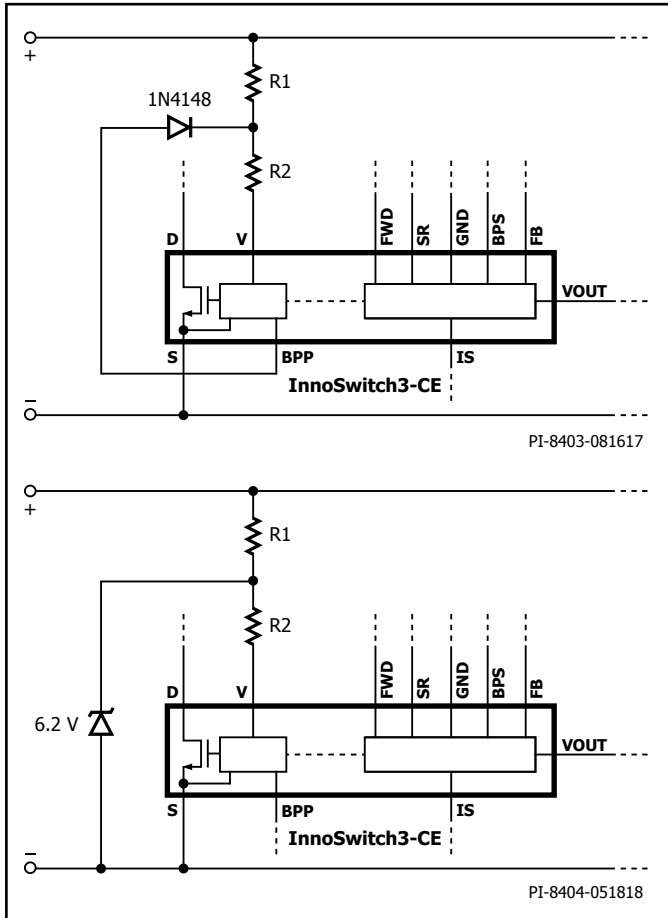


그림 16. (위) 입력 OV에만 해당, (아래) 입력 UV에만 해당

그림 17. 빠른 AC 리셋 구성

회로 기판 레이아웃에 대한 권장 사항

InnoSwitch3-CE 기반 파워 서플라이에 대해 권장되는 회로 기판 레이아웃은 그림 18을 참조하십시오.

단일 지점 그라운드

입력 필터 커패시터에서 SOURCE 핀에 연결된 동판까지 동일한 그라운드를 사용합니다.

바이패스 커패시터

PRIMARY BYPASS와 SECONDARY BYPASS 커패시터는 각각 PRIMARY BYPASS-SOURCE 및 SECONDARY BYPASS-SECONDARY GROUND 핀에 바로 인접해 있어야 하고 이러한 커패시터에 대한 연결 패턴은 짧아야 합니다.

1차측 루프 면적

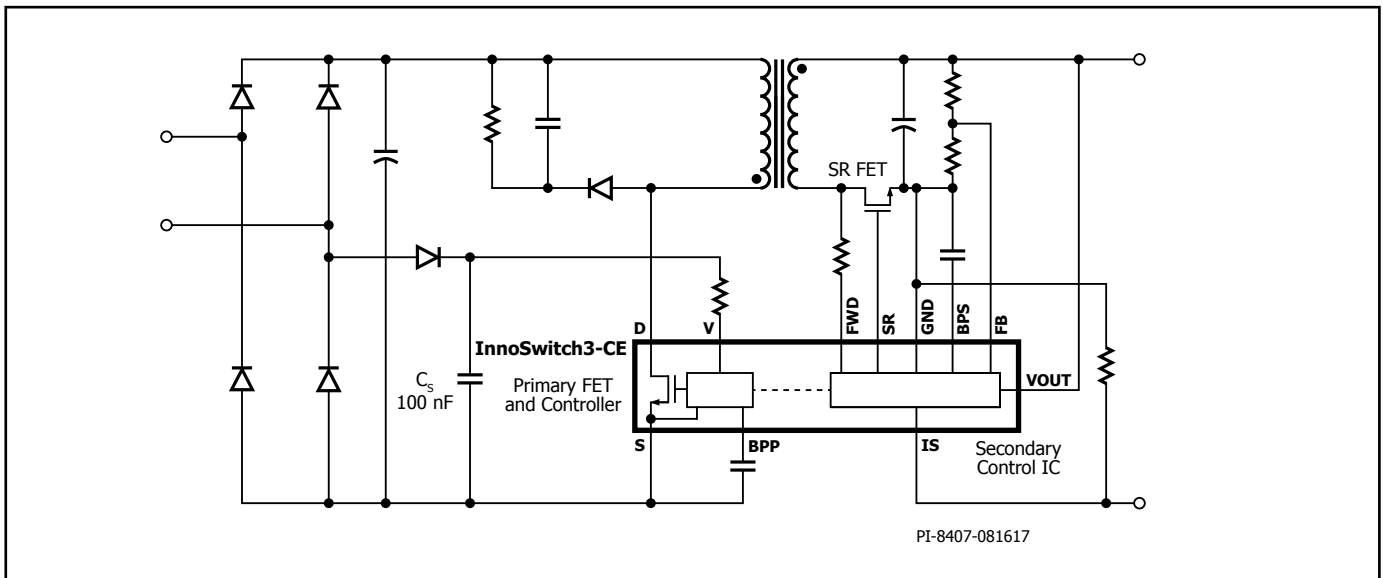
입력 필터 커패시터, 1차측 트랜스포머 및 IC를 연결하는 1차측 루프의 영역은 가능한 작게 유지해야 합니다.

1차측 클램프 회로

클램프는 턴오프 시 DRAIN 핀의 피크 전압을 제한하는 데 사용됩니다. 이는 1차측 권선에 RCD 클램프 또는 제너 다이오드(~200V)와 다이오드 클램프를 사용하여 구성할 수 있습니다. EMI를 줄이려면 클램프 부품에서 트랜스포머와 IC까지의 루프를 최소화해야 합니다.

써멀 고려 사항

SOURCE 핀은 IC 리드 프레임과 내부적으로 연결되며 디바이스의 열을 방출하는 주 경로가 됩니다. 따라서 SOURCE 핀은 단일 지점 그라운드 및 히트싱크 역할을 하도록 IC 아래의 동판 영역에 연결해야 합니다. 이 영역은 노이즈가 없는 소스 노드에 연결되기 때문에 EMI 성능을 훼손하지 않고 IC의 좋은 방열을 위해 이 영역을 최대화해야 합니다. 출력 SR 스위치도 마찬가지로 해당 스위치의 열이 손실되는 패키지의 핀에 연결되는 PCB 영역을 최대화합니다.



IC 온도를 최대 절대 제한값 아래로 안전하게 유지하려면 보드에 충분한 동판 영역을 제공해야 합니다. 정격 풀부하 및 가장 낮은 정격 입력 AC 공급 전압에서 파워 서플라이를 동작하는 경우 IC의 SOURCE 핀이 납땜된 PCB의 동판 영역은 IC 온도를 110 °C 아래로 유지할 수 있을 정도로 넓어야 합니다.

Y 커패시터

Y 커패시터는 1차측 입력 필터 커패시터 플러스 단자와 트랜스포머 2차측 출력 플러스 또는 리턴 단자 사이에 직접 연결되어야 합니다. 이 경로는 높은 진폭의 커먼 모드 서지 전류를 IC로부터 떨어져 흐르게 할 수 있습니다. 참고 - 입력 pi-filter(C, L, C) EMI 필터를 사용할 경우, 필터 사이의 인덕터를 입력 필터 커패시터의 마이너스 단자 사이에 배치해야 합니다.

출력 SR 스위치

최상의 성능을 위해 2차측 권선, 출력 SR 스위치 및 출력 필터 커패시터의 루프 연결 면적을 최소화해야 합니다.

ESD

ESD/Hi-Pot 요건을 쉽게 충족하려면 1차측과 2차측 회로 사이에 충분한 거리(8mm 이상)를 유지해야 합니다.

스파크 갭은 출력 플러스단과 하나의 AC 입력단 사이에 직접 배치하는 것이 가장 좋습니다. 이러한 구성에서 6.4 mm 스파크 갭은 적용 가능한 여러 가지 안전 규격에 적용할 수 있는 연면거리 및 공간거리 요구 사항을 충족하는 데 충분합니다. 스파크 갭의 전압은 AC 피크 입력을 초과하지 않으므로 이러한 간격은 1차측에서 2차측까지의 간격보다 작습니다.

드레인 노드

드레인 스위칭 노드에서 주로 노이즈가 생성됩니다. 따라서 드레인 노드에 연결된 부품은 IC에 가까이 배치하지만 민감한 피드백 회로에서는 멀리 떨어져 배치해야 합니다. 클램프 회로 부품은 PRIMARY BYPASS 핀에서 물리적으로 멀리 배치하고 패턴 흔적 길이를 최소화해야 합니다.

입력 정류기 필터 커패시터, 1차측 권선 및 IC 1차측 스위치로 구성된 루프의 루프 영역은 가급적 작게 유지해야 합니다.

레이아웃 예시

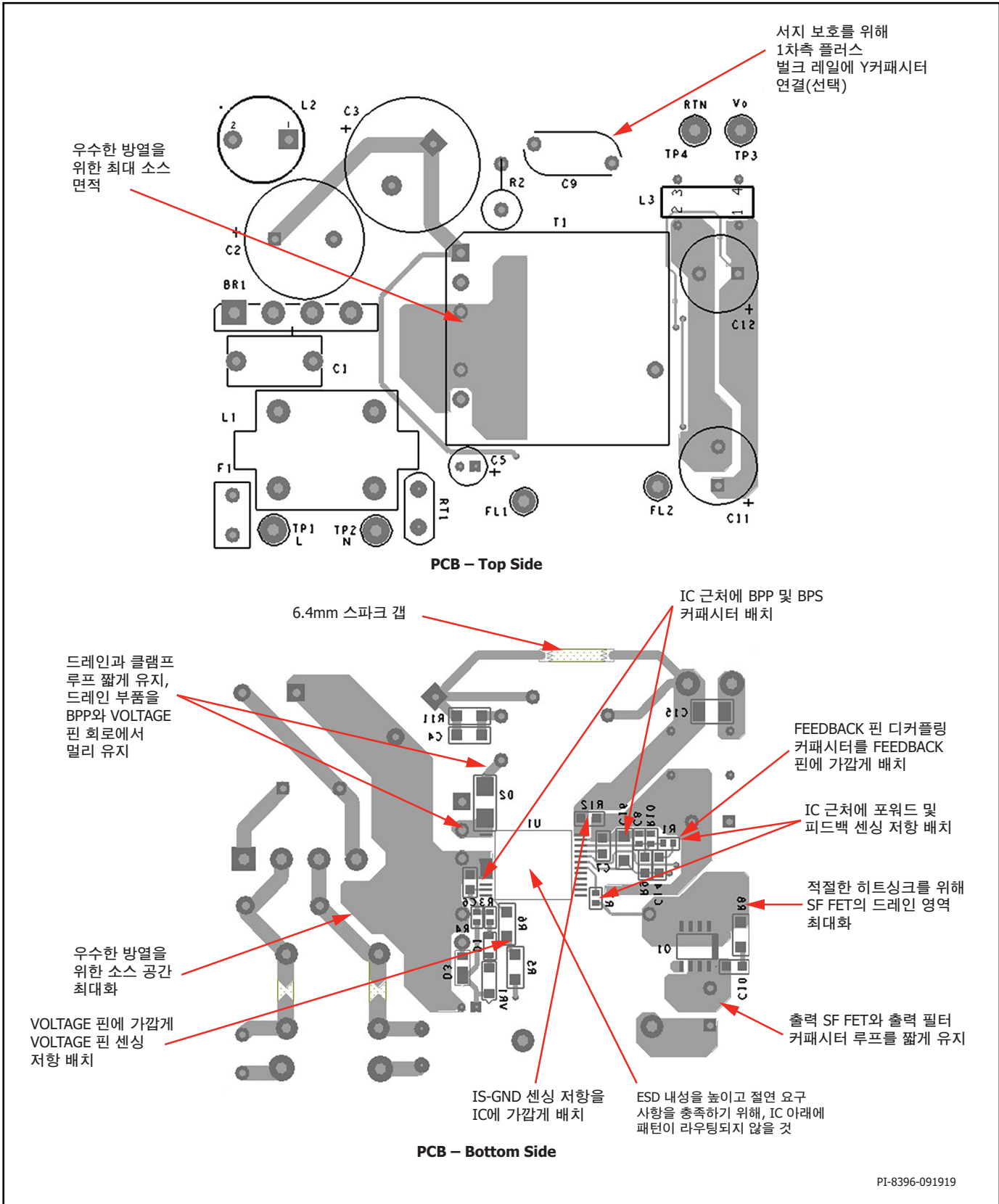


그림 18. PCB

EMI 감소를 위한 권장 사항

1. 적절한 부품 배치와 1차측 및 2차측 전원 회로의 루프 면적을 작게 유지하면 방사 및 전도 EMI를 최소화할 수 있습니다. 루프 면적을 작게 유지하도록 주의를 기울여야 합니다.
2. 1차측의 클램프 다이오드에 병렬로 연결된 작은 커패시터는 방사 EMI를 줄일 수 있습니다.
3. 바이어스 권선과 직렬로 연결된 저항은 방사 EMI를 줄일 수 있습니다.
4. 커먼 모드 노이즈를 충분히 줄이려면 일반적으로 파워 서플라이 입력에 커먼 모드 초크가 필요합니다. 단, 트랜스포머에서 실드 권선을 사용해도 동일한 성능을 얻을 수 있습니다. 또한 실드 권선은 입력단의 커먼 모드 필터 인덕터와 함께 사용하여 전도 및 방사 EMI 마진을 개선하는 데 사용할 수 있습니다.
5. SR 스위치 RC 스너버 부품값을 조정하면 고주파 방사 및 전도 EMI를 줄이는 데 도움이 됩니다.
6. 디퍼렌셜 인덕터 및 커패시터로 구성된 pi-filter를 입력 정류 회로에 사용하여 저주파수 디퍼렌셜 EMI를 줄일 수 있습니다.
7. 파워 서플라이 출력에 연결된 1μF 세라믹 커패시터는 방사 EMI를 줄일 수 있습니다.

트랜스포머 설계에 대한 권장 사항

트랜스포머는 파워 서플라이가 최저 입력 전압에서 정격 전력을 제공하도록 설계되어야 합니다. 정류 DC 버스의 가장 낮은 전압은 사용되는 필터 커패시터의 커패시턴스에 따라 달라집니다. 3μF/W가 충분한 마진을 제공하지만, DC 버스 전압을 항상 70V 이상으로 유지하기 위해서는 최소 2μF/W 을 사용하는 것을 권장합니다. DC 버스의 리플을 측정해야 하고 트랜스포머 1차측 권선 인덕턴스를 선택하기 위한 설계 계산을 확인해야 합니다.

스위칭 주파수(f_{sw})

InnoSwitch3-CE의 고유 특징으로, 풀부하의 경우 설계자는 스위칭 주파수를 25kHz~95kHz 사이로 설정할 수 있습니다. 최저 온도를 위해서는 스위칭 주파수는 60kHz 정도로 설정되어야 하며, 더 작은 트랜스포머의 경우 풀부하 스위칭 주파수는 95kHz로 설정되어야 합니다. 풀부하 스위칭 주파수를 설정할 때 1차측 인덕턴스 및 피크 전류 오차를 고려하여 평균 스위칭 주파수가 과부하 보호로 인한 오토-리스타트 기능을 트리거할 수 있는 110kHz를 넘지 않도록 해야 합니다. 다음 표는 디바이스 크기에 따른 주파수 선택 가이드입니다. 이는 통합된 고전압 스위치의 크기에 따른 전반적인 디바이스 손실(전도 손실 및 스위칭 손실) 사이의 최적의 절충안을 보여줍니다.

INN3162C 및 INN3163C	85-90kHz
INN3164C 및 INN3165C	80kHz
INN3166C	75 kHz
INN3167C	70 kHz
INN3168C	65 kHz

권선비에 의해 발생된 전압, $V_{or}(V)$

이 파라미터는 다이오드/SR 전도 중 2차측 권선 전압에 대한 1차측 스위치 드레인 전압의 영향을 나타내며, 이는 다시 트랜스포머의 턴비를 통해 1차측에 반영됩니다. QR 기능을 최대한으로 사용하고 라인/부하에 가장 균일한 효율을 얻기 위해 V_{or} 을 유니버설 입력의 최소 입력 전압에서 $K_p = 0.8$ 로 유지하고, 하이라인 전용 조건에 대해서는 $K_p = 1$ 로 유지할 수 있도록 설정하십시오.

설계 최적화를 위해 다음을 고려하십시오.

1. 높은 V_{or} 은 V_{min} 에서 전력 공급을 늘릴 수 있습니다. 즉, 입력 커패시터의 값을 최소화하고 InnoSwitch3-CE 디바이스에서 제공되는 파워 용량을 극대화합니다.

2. V_{or} 이 높으면 출력 다이오드 및 SR 스위치의 전압 스트레스가 줄어듭니다.
3. V_{or} 을 높이면 누설 인덕턴스를 증가시켜 파워 서플라이의 효율성을 감소시킵니다.
4. V_{or} 이 높으면 2차측 피크 전류와 RMS 전류가 증가하여 2차측 동판 및 다이오드 손실이 늘어날 수 있습니다.

여기에는 몇 가지 예외가 있습니다. 매우 높은 출력 전류의 경우 가장 뛰어난 효율성을 얻으려면 V_{or} 을 감소시켜야 합니다. 15V 이상 출력 전압의 경우 V_{or} 을 높여 출력 동기 정류기 양단의 적절한 PIV를 유지해야 합니다.

피크 전류에 대한 리플 전류의 비, K_p

K_p 가 1보다 낮은 경우 연속 전도 모드를 나타내며, 여기서 K_p 는 1차측 피크 전류에 대한 리플 전류 간의 비율입니다(그림 19).

$$K_p = K_{RP} = I_R / I_p$$

K_p 값이 1보다 큰 경우 불연속 전도 모드를 나타내며, 여기서 K_p 는 1차측 스위치 오프 타임과 2차측 다이오드 전도 시간 간의 비율입니다.

$$K_p = K_{DP} = (1 - D) \times T / t = V_{or} \times (1 - D_{MAX}) / ((V_{MIN} - V_{DS}) \times D_{MAX})$$

대부분의 InnoSwitch3-CE 설계에는 최소 예상 DC 버스 전압일 때 K_p 값이 0.9에 가까운 것이 좋습니다. K_p 값이 1보다 작으면 1차측 RMS 전류가 낮아져 트랜스포머 효율이 향상됩니다. 그러나 1차측 스위치에서의 스위칭 손실이 커져 InnoSwitch3-CE 온도가 올라갑니다. 유사 공진 스위칭의 장점은 K_p 를 더 낮출수록 줄어들기 시작합니다.

일반적인 USB PD 및 넓은 출력 전압 범위를 요하는 고속 충전 설계의 경우 출력 전압 변화에 따라 K_p 가 크게 변합니다. K_p 는 높은 출력 전압 조건에 대해 높으며 출력 전압이 낮아지면 함께 낮아집니다. PVI 스프레드시트를 이용하여 K_p , 1차측 권선 인덕턴스, 트랜스포머 턴 비, 동작 주파수를 효과적으로 최적화 및 선택할 수 있으며 적절한 설계 마진을 확보할 수 있습니다.

코어 유형

코어는 파워 서플라이 케이스의 물리적 한계에 따라 선택해야 합니다. 손실이 적은 코어를 선택하여 열로 인한 문제를 줄이는 것이 좋습니다.

안전 마진, M(mm)

1차측과 2차측 사이에 안전 절연거리가 필요하고 3중 절연 와이어를 사용하지 않는 설계의 경우, 각 보빈 측면에 사용할 안전 마진 폭이 중요합니다. 유니버설 입력 설계의 경우, 일반적으로 6.2mm의 총 마진이 필요하며 3.1mm의 값은 권선의 양쪽에서 사용됩니다. 수직타입 보빈의 경우 마진은 대칭적이지 않습니다. 그러나 6.2mm의 총 마진이 필요한 경우 물리적 마진을 보빈의 한 쪽에만 적용할 수 있습니다. 3중 절연 와이어를 사용하는 설계의 경우, 필요한 규격 연면거리를 충족시키기 위해 작은 마진 추가가 필요할 수 있습니다. 각 코어 크기에 대해 여러 보빈이 존재하며 각각 구조적 공간이 서로 다릅니다. 보빈의 데이터 시트를 참조하거나 문의하여 설계에 필요한 특정 마진을 확인하시기 바랍니다. 마진은 권선이 가능한 영역을 줄이므로 작은 코어에 대해 권선 영역이 불균형적으로 작아질 수 있습니다.

InnoSwitch3-CE IC를 사용하는 소형 파워 서플라이 설계의 경우 3중 절연 전선을 사용해야 합니다.

1차측 레이어, L

1차측 레이어는 $1 \leq L \leq 3$ 범위에 속해야 하며 일반적으로 1차측 전류 밀도 제한(CMA)을 충족하는 최저 수치여야 합니다. 200 이상의 Cmil/Amp 값은 대부분의 설계에서 시작 지점으로 사용될 수 있습니다. 씨벌 제한으로 인해 더욱 높은 값이 필요할 수 있습니다. 레이어가 3개 이상인 설계는 가능하지만 증가된 누설 인덕턴스와 권선의 실제 가능 여부에 대한 문제를 고려해야 합니다. 누설 인덕턴스로 인한 클램프 전류 소모가 너무 높은 설계의 경우 1차측 분할 구조로 하는 것이

용이합니다. 1차측 분할 구조에서 1차측 권선의 절반이 2차측(및 바이어스) 권선의 양쪽에 샌드위치 배열 방식으로 배치됩니다. 일반적으로 커먼 모드 노이즈를 증가시키고 입력 필터링에 대한 추가 비용이 필요하므로 이러한 배열은 저전력 설계에 유용하지 않습니다.

최대 작동 자속 밀도, B_m (가우스)

기동 시 그리고 출력 단락 조건 하에서 피크 자속 밀도를 제한하려면 피크 디바이스 current limit(132kHz)에서의 최대 값인 3800 가우스가 권장됩니다. 이러한 상태에서는 출력 전압이 낮으며 스위치가 오프 상태일 때 트랜스포머의 리셋이 거의 발생하지 않습니다. 따라서 정상 동작 레벨 이상에서 트랜스포머 자속 밀도가 계단식으로 상승할 수

있습니다. 선택한 디바이스의 피크 Current Limit에서의 3800가우스 값은 InnoSwitch3-CE IC에 내장된 보호 기능과 함께 충분한 마진을 제공하여 스타트업 시 또는 출력 단락 상태에서 코어 포화를 방지할 수 있습니다.

트랜스포머 1차측 인덕턴스, (LP)

최저 동작 입력 전압, 풀부하 시의 스위칭 주파수, 그리고 필요한 VOR 이 결정되면 트랜스포머 1차측 인덕턴스를 계산할 수 있습니다. 트랜스포머 설계 시에는 PIX 설계 스프레드시트를 참고할 수 있습니다.

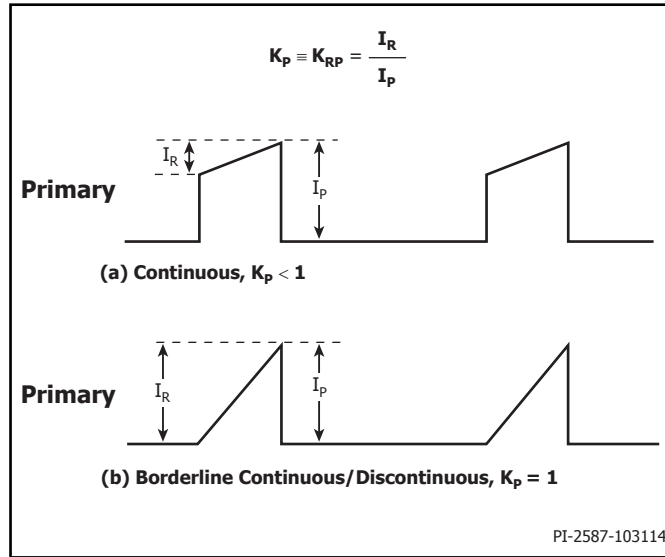


그림 19. 연속 전도 모드 전류 파형, $K_p \leq 1$

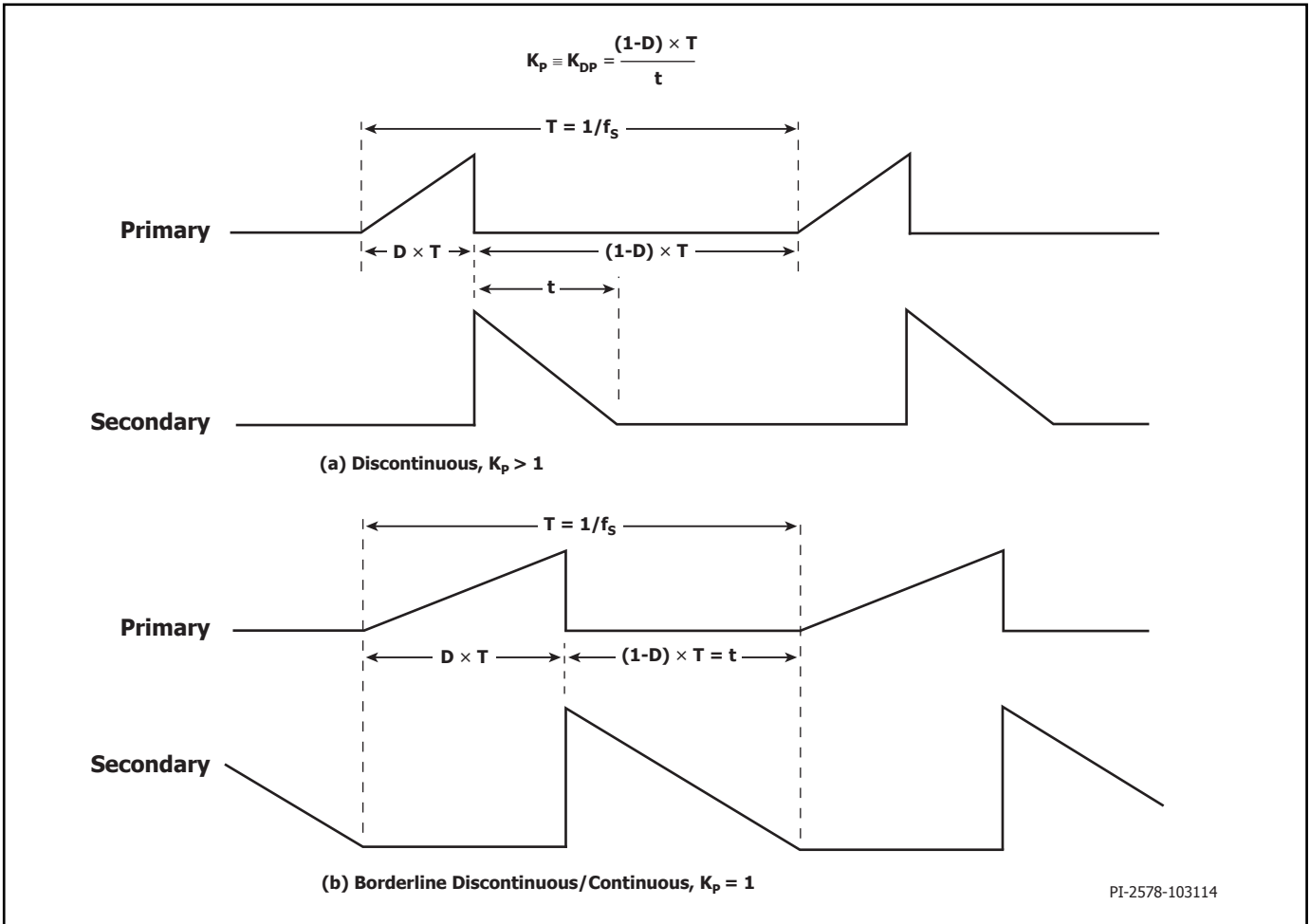


그림 20. 불연속 전도 모드 전류 파형, $K_p \geq 1$

빠른 설계 확인 목록

어떤 파워 서플라이를 설계하든지 worst-case에서도 부품 정격을 초과하지 않는다는 점을 보증하기 위해 모든 InnoSwitch3-CE 설계를 검증해야 합니다.

최소한 다음과 같은 시험을 실시할 것을 강력히 권장합니다:

1. 최대 드레인 전압 - InnoSwitch3-CE 및 SR FET의 V_{DS} 가 정상 동작 및 스타트업 시 최고 입력 전압 및 피크(과부하) 출력 전력에서 항복 전압의 90%를 넘지 않는지 검증해야 합니다.
2. 최대 드레인 전류 - 최고 주위 온도, 최대 입력 전압 및 피크(과부하) 출력 전력에서 측정합니다. 기동 시 나타나는 트랜스포머의 포화 또는 과도한 리딩 엣지 전류 스파이크의 신호가 드레인 전류

파형에서 나타나는지 확인하십시오. 정상 상태 조건에서 테스트를 반복하고 리딩 엣지 전류 스파이크가 $t_{LEB(MIN)}$ 의 끝에서 $I_{LIMIT(MIN)}$ 이하인지 확인합니다. 모든 조건에서 1차측 스위치의 최대 드레인 전류는 지정된 최대 정격 절대값 이하가 되어야 합니다.

3. 썬얼 검사 - 지정된 최대 출력 전력, 최소 입력 전압 및 최고 주위 온도에서 InnoSwitch3-CE IC, 트랜스포머, 출력 SR FET, 출력 커패시터의 온도 규격 제한을 초과하는지 확인합니다. InnoSwitch3-CE IC의 부품간 $R_{DS(ON)}$ 의 편차 때문에 충분한 썬얼 마진이 필요합니다. 로우 라인, 최대 전력에서 이러한 편차를 허용하기 위하여 최대 InnoSwitch3-CE SOURCE 핀 온도 110°C를 권장합니다.

최대 정격 절대값^{1,2}

DRAIN 핀 전압	-0.3V ~ 650V
DRAIN 핀 피크 전류: INN3162C	1.60A ³
INN3163C	2.24A ³
INN3164C	3.26A ³
INN3165C	3.87A ³
INN3166C	4.88A ³
INN3167C	5.57A ³
INN3168C	6.24A ³
BPP/BPS 핀 전압	-0.3~6V
BPP/BPS 핀 전류	100mA
FWD 핀 전압	-1.5V~150V
FB 핀 전압	-0.3V~6V
SR 핀 전압	-0.3V~6 V
VOUT 핀 전압	-0.3V~27V
V 핀 전압	-0.3V~650V
IS 핀 전압 ⁶	-0.3V~0.3V
보관 온도	-65~150°C
동작 정션 온도 ⁴	-40~150°C
주위 온도	-40~105°C
리드 온도 ⁵	260°C

참고:

- 모든 전압은 SOURCE와 2차측 GROUND를 기준으로 합니다.
 $T_A = 25^\circ\text{C}$.
- 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.
- 최대 허용 전압 및 전류 조합에 대해서는 그림 21을 참조하십시오.
- 일반적으로 내부 회로에 의해 제한됩니다.
- 케이스에서 1/16인치 거리를 두고 5초 동안 측정합니다.
- 500 μsec 미만의 절대 최대 전압은 3V입니다.

써멀 저항

써멀 저항:

(θ_{JA})	76 °C/W ¹ , 65 °C/W ²
(θ_{JC})	8°C/W ³

참고:

- 0.36평방인치(232mm²), 2온스(610g/m²) 동판에 납땜되었습니다.
- 1평방인치(645 mm²), 2온스(610g/m²) 동판에 납땜되었습니다.
- 케이스 온도는 패키지 상단에서 측정하였습니다.

파라미터	조건	정격	단위
UL1577 정격			
1차측 정격 전류	핀(16-19)에서 핀 24까지 흐르는 전류	1.5	A
1차측 정격 전력	$T_{AMB} = 25^\circ\text{C}$ (소켓에 장착된 디바이스의 결과: $T_{CASE} = 120^\circ\text{C}$)	1.35	W
2차측 정격 전력	$T_{AMB} = 25^\circ\text{C}$ (소켓에 장착된 디바이스)	0.125	W
패키지 특성			
공간거리		12.1	mm(typ)
연면거리		11.7	mm(typ)
Distance Through Insulation(DTI)		0.4	mm(min)
Transient Isolation Voltage		6	kV(min)
CTI(Comparative Tracking Index)		600	-

파라미터	기호	상태 SOURCE = 0V T _J = -40°C~125°C (특별히 지정되지 않은 경우)	최소	일반	최대	단위	
컨트롤 기능							
기동 스위칭 주파수	f _{SW}	T _J = 25 °C	23	25	27	kHz	
지터 변조 주파수	f _M	T _J = 25 °C f _{SW} = 100 kHz	0.80	1.25	1.70	kHz	
최대 온 타임	t _{ON(MAX)}	T _J = 25 °C	12.4	14.6	16.9	μs	
최소 1차 피드백 블록아웃 타이머	t _{BLOCK}				t _{OFF(MIN)}	μs	
BPP 공급 전류	I _{S1}	V _{BPP} = V _{BPP} + 0.1 V (스위치 스위칭하지 않음) T _J = 25 °C	145	200	300	μA	
	I _{S2}	V _{BPP} = V _{BPP} + 0.1 V (132kHz에서 스위치 스위칭) T _J = 25 °C	INN3162C	0.29	0.39	0.58	mA
			INN3163C	0.32	0.43	0.61	
			INN3164C	0.38	0.50	0.69	
			INN3165C	0.49	0.65	1.03	
			INN3166C	0.64	0.86	1.21	
			INN3167C	0.77	1.03	1.38	
BPP 핀 충전 전류	I _{CH1}	V _{BP} = 0 V, T _J = 25 °C	-1.75	-1.35	-0.88	mA	
	I _{CH2}	V _{BP} = 4 V, T _J = 25 °C	-5.98	-4.65	-3.32		
BPP 핀 전압	V _{BPP}		4.65	4.9	5.15	V	
BPP 핀 전압 히스테리시스 (Hysteresis)	V _{BPP(H)}	T _J = 25 °C		0.39		V	
BPP 션트 전압	V _{SHUNT}	I _{BPP} = 2mA	5.15	5.36	5.65	V	
BPP 파워 업 리셋 기준 전압 (Threshold)	V _{BPP(RESET)}	T _J = 25 °C	2.8	3.15	3.5	V	
UV/OV 핀 브라운인 기준점 (Threshold)	I _{UV+}	T _J = 25 °C	23.9	26.1	28.2	μA	
UV/OV 핀 브라운아웃 기준점(Threshold)	I _{UV-}	T _J = 25 °C	21.0	23.7	25.5	μA	
브라운아웃 지연 시간	t _{UV-}	T _J = 25 °C 기능 코드 부록 참조				ms	
UV/OV 핀 입력 과전압 기준점(Threshold)	I _{OV+}	T _J = 25 °C	106	115	118	μA	
UV/OV 핀 라인 과전압 히스테리시스	I _{OV(H)}	T _J = 25 °C		7		μA	
UV/OV 핀 라인 과전압 리커버리 기준점(Threshold)	I _{OV-}	T _J = 25 °C	100			μA	

파라미터	기호	상태		최소	일반	최대	단위
		SOURCE = 0V T _J = -40°C~125°C (특별히 지정되지 않은 경우)					
입력 고장 보호							
VOLTAGE 핀 라인 과전압 디글리치 필터	t _{OV+}	T _J = 25 °C '참고 B' 참조			3		μS
VOLTAGE 핀 전압 정격	V _V	T _J = 25°C '참고 B' 참조		650			V
회로 보호							
Standard Current Limit(BPP) 커패시터 = 0.47μF '참고 C' 참조	I _{LIMIT}	di/dt = 138 mA/μs T _J = 25 °C	INN3162C	418	450	482	mA
		di/dt = 163 mA/μs T _J = 25 °C	INN3163C	511	550	589	
		di/dt = 188 mA/μs T _J = 25 °C	INN3164C	697	750	803	
		di/dt = 213mA/μs T _J = 25 °C	INN3165C	883	950	1017	
		di/dt = 238 mA/μs T _J = 25 °C	INN3166C	1162	1250	1338	
		di/dt = 300 mA/μs T _J = 25 °C	INN3167C	1348	1450	1552	
		di/dt = 375 mA/μs T _J = 25 °C	INN3168C	1534	1650	1766	
Increased Current Limit(BPP) 커패시터 = 4.7μF '참고 C' 참조	I _{LIMIT+1}	di/dt = 138 mA/μs T _J = 25 °C	INN3162C	500	550	600	mA
		di/dt = 163 mA/μs T _J = 25 °C	INN3163C	591	650	709	
		di/dt = 188 mA/μs T _J = 25 °C	INN3164C	864	950	1036	
		di/dt = 213mA/μs T _J = 25 °C	INN3165C	1046	1150	1254	
		di/dt = 238 mA/μs T _J = 25 °C	INN3166C	1319	1450	1581	
		di/dt = 300 mA/μs T _J = 25 °C	INN3167C	1501	1650	1799	
		di/dt = 375 mA/μs T _J = 25 °C	INN3168C	1683	1850	2017	
과부하 감지 주파수	f _{OVL}	T _J = 25 °C		102	110	118	kHz

파라미터	기호	상태		최소	일반	최대	단위
		SOURCE = 0V T _J = -40°C~125°C (특별히 지정되지 않은 경우)					
회로 보호(계속)							
BYPASS 핀 래칭/오토-리스타트 기준 전류 (Threshold)	I _{SD}	T _J = 25 °C		6.0	7.5	11.3	mA
오토-리스타트 온 타임	t _{AR}	T _J = 25 °C		75	82	89	ms
오토-리스타트 트리거 스킵 타임	t _{AR(SK)}	T _J = 25 °C			1.3		sec
오토-리스타트 오프 타임	t _{AR(OFF)}	T _J = 25 °C		1.70		2.11	sec
쇼트 오토-리스타트 오프 타임	t _{AR(OFF)SH}	T _J = 25 °C		0.17	0.20	0.23	sec
출력							
ON 상태 레지스턴스	R _{DS(ON)}	INN3162C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		6.50	7.48	Ω
			T _J = 100 °C		10.08	11.60	
		INN3163C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		4.90	5.64	
			T _J = 100 °C		7.60	8.74	
		INN3164C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		3.20	3.68	
			T _J = 100 °C		4.96	5.70	
		INN3165C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		1.95	2.24	
			T _J = 100 °C		3.02	3.47	
		INN3166C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		1.30	1.50	
			T _J = 100 °C		2.02	2.53	
		INN3167C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		1.02	1.17	
			T _J = 100 °C		1.58	1.82	
		INN3168C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.86	0.99	
			T _J = 100 °C		1.34	1.54	
OFF 상태 드레인 누설 전류	I _{DSS1}	V _{BPP} = V _{BPP} + 0.1 V V _{DS} = 80% BV _{DSS} T _J = 125°C				200	μA
	I _{DSS2}	V _{BPP} = V _{BPP} + 0.1 V V _{DS} = 325 V T _J = 25 °C			15		μA
드레인 공급 전압				50			V
써멀 섯다운	T _{SD}	'참고 A' 참조		135	142	150	°C
써멀 섯다운 히스테리시스 (Hysteresis)	T _{SD(H)}	'참고 A' 참조			70		°C

파라미터	기호	상태	최소	일반	최대	단위
		SOURCE = 0V T _J = -40°C~125°C (특별히 지정되지 않은 경우)				
Secondary						
FEEDBACK 핀 전압	V _{FB}	T _J = 25 °C	1.250	1.265	1.280	V
최대 스위칭 주파수	f _{SREQ}	T _J = 25 °C	118	132	145	kHz
FEEDBACK 핀/OUTPUT VOLTAGE 핀 오토-리스트ार्ट 기준점(Threshold)	V _{FB(AR)} V _{VO(AR)}	기능 코드 부록 참조				
FEEDBACK 핀/OUTPUT VOLTAGE 핀 오토-리스트ार्ट 타이머	t _{FB(AR)} t _{VO(AR)} t _{IS(AR)}	T _J = 25 °C		49.5		ms
무부하 시 BPS 핀 전류	I _{SNL}	T _J = 25 °C		325	485	μA
BPS 핀 전압	V _{BPS}		4.20	4.40	4.60	V
BPS 핀 저전압 기준점 (Threshold)	V _{BPS(UVLO)(TH)}		3.60	3.80	4.00	V
BPS 핀 저전압 히스테리시스	V _{BPS(UVLO)(H)}			0.65		V
Current Limit 전압 기준점 (Threshold)	I _{SV(TH)}	외부 저항에 의해 설정 T _J = 25 °C	35.17	35.90	36.62	mV
FWD 핀 전압	V _{FWD}		150			V
최소 오프 타임	t _{OFF(MIN)}		2.48	3.38	4.37	μs
소프트 스타트 주파수 램프 타임	t _{SS(RAMP)}	T _J = 25 °C	7.5	11.75	19	ms
케이블 전압 강하 보정	φ _{CD}	기능 코드 부록 참조				mV
BPS 핀 래치/오토-리스트ार्ट 명령 섯다운 기준 전류 (Threshold)	I _{BPS(SD)}		5.2	8.9	12	mA
FEEDBACK 핀 회로 단락	V _{FB(OFF)}	T _J = 25 °C		112	135	mV

파라미터	기호	상태		최소	일반	최대	단위
		SOURCE = 0V T _J = -40°C~125°C (특별히 지정되지 않은 경우)					
동기 정류기 @ T _J = 25°C							
SR 핀 드라이브 전압	V _{SR}			4.2	4.4	4.6	V
SR 핀 전압 기준점 (Threshold)	V _{SR(TH)}				-2.5	0	mV
SR 핀 풀업 전류	I _{SR(PU)}	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 2nF, f _{SW} = 100kHz		125	165	195	mA
SR 핀 풀다운 전류	I _{SR(PD)}	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 2nF, f _{SW} = 100kHz		87	97	115	mA
상승 시간	t _R	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 2nF, '참고 B' 참조	10-90%		50		ns
강하 시간	t _F	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 2nF '참고 B' 참조	90-10%		80		ns
출력 풀업 저항	R _{PU}	T _J = 25 °C V _{BPS} = 4.4 V I _{SR} = 10 mA		7.2	8.3	12	Ω
출력 풀다운 저항	R _{PD}	T _J = 25 °C V _{BPS} = 4.4 V I _{SR} = 10 mA		10.0	12.1	13.4	Ω

참고:

- A. 이 파라미터는 각 설계의 특성에 따라 정해집니다.
- B. 이 파라미터는 설계에 의해 보장됩니다.
- C. 정확한 current limit을 얻기 위해 0.47μF/4.7μF 정격 커패시터를 사용하는 것을 권장합니다. 또한 BPP 커패시터 값 오차는 타겟 어플리케이션 이 아래 표시된 주변 온도와 같거나 더 좋아야 합니다. 최소 및 최대 커패시터 값은 특성에 의해 결정됩니다.

공칭 BPP 핀 커패시터 값	BPP 커패시터 값 허용 오차	
	최소	최대
0.47μF	-60%	+100%
4.7μF	-50%	N/A

최소 10V/0805/X7R SMD MLCC를 사용하는 것이 좋습니다.

일반적인 성능 곡선

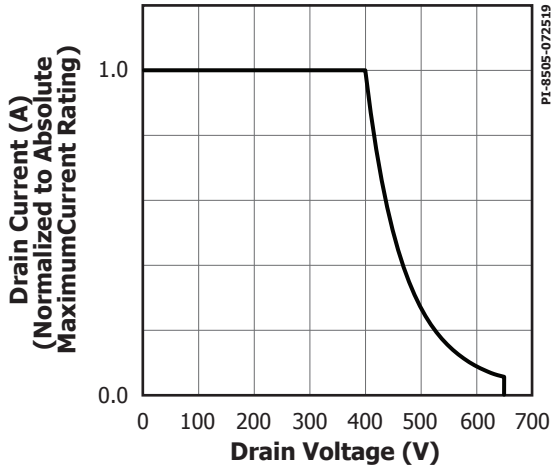


그림 21. 최대 허용 드레인 전류와 드레인 전압 비교

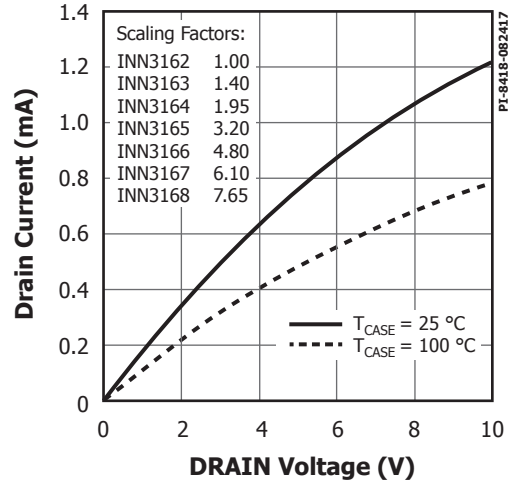


그림 22. 출력 특성

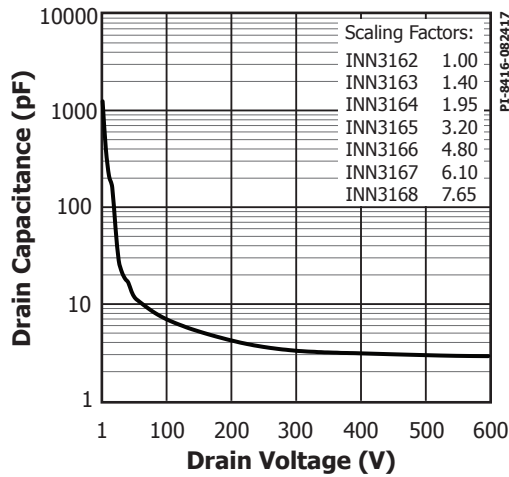


그림 23. C_{oss} 와 드레인 전압 비교

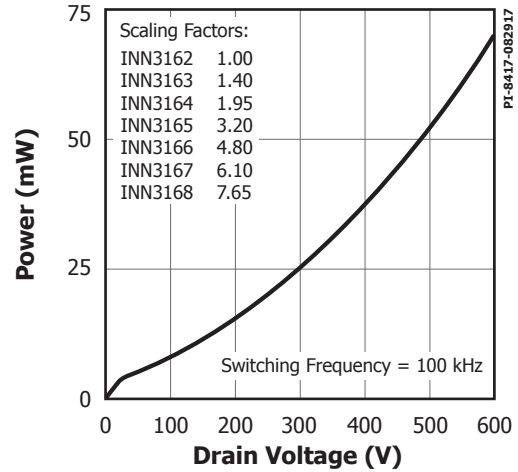


그림 24. 드레인 커패시턴스 파워

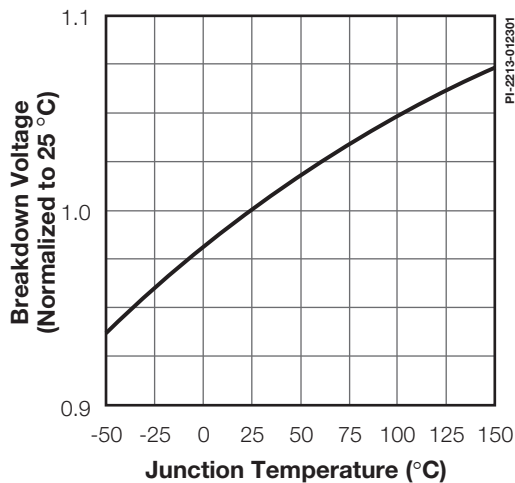


그림 25. 항복 전압과 온도 비교

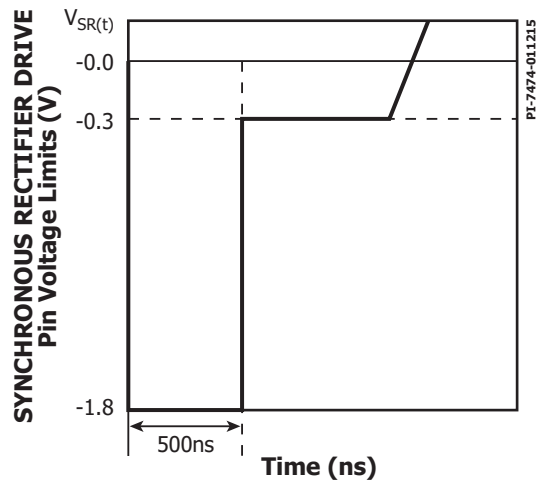


그림 26. SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE Pin Negative Voltage

일반 성능 곡선(계속)

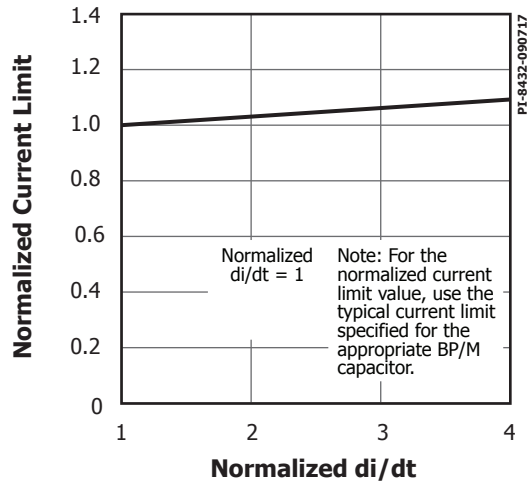
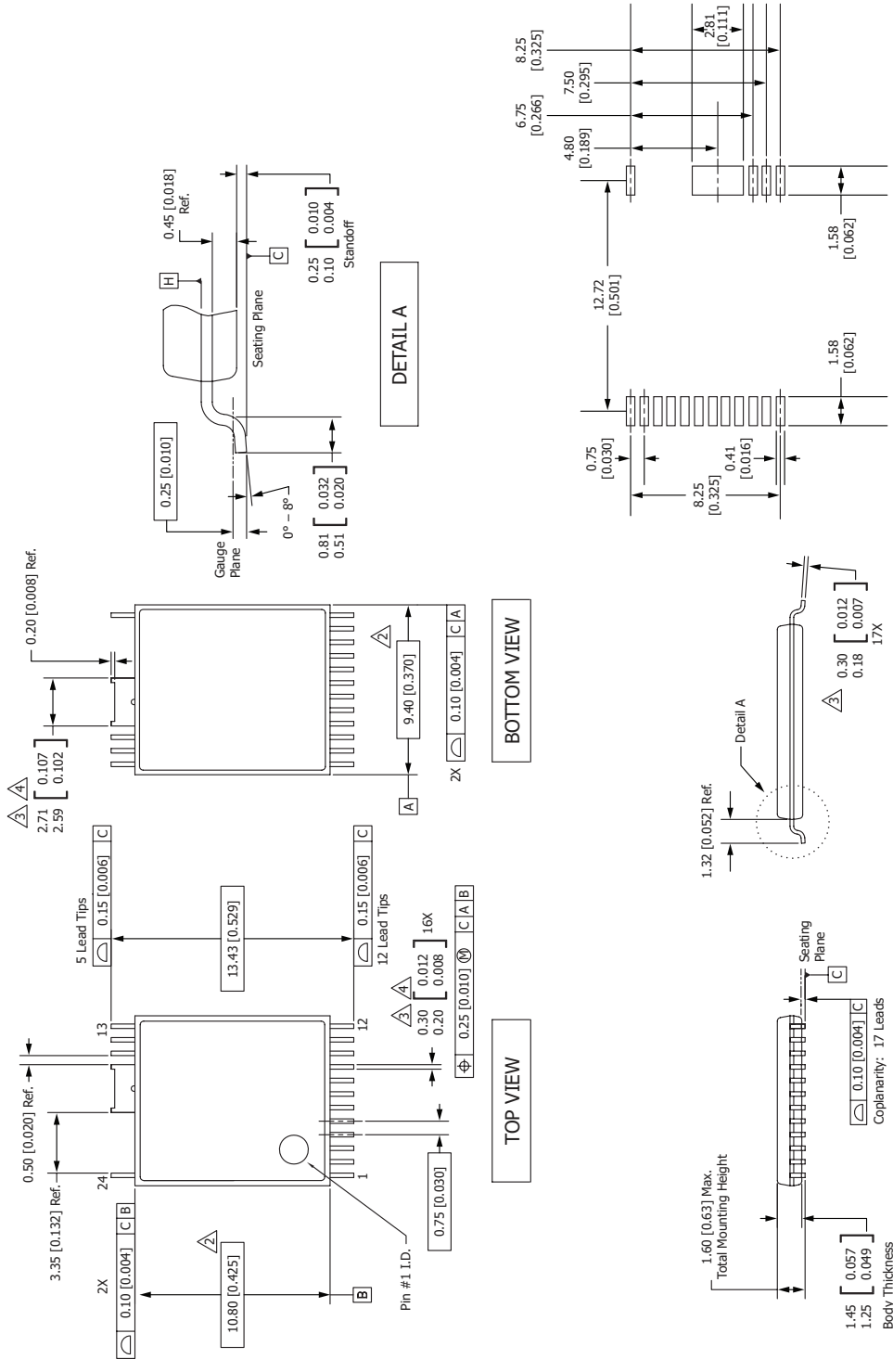


그림 27. Standard Current Limit과 di/dt 비교

InSOP-24D

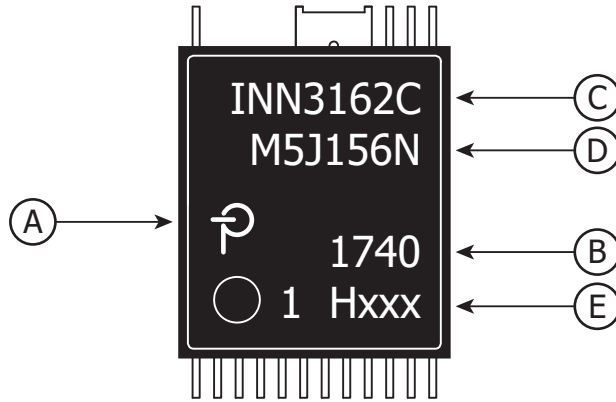


- 참고:
1. ASME Y14.5M - 1994에 따른 치수 및 공차입니다.
 2. 표시된 치수는 몰드 플래시(Mold Flash), 타이 바 버(Tie Bar Burr), 게이트 버(Gate Burr), 인터리드 플래시(Interlead Flash)를 포함하지 않는 플라스틱 본체의 치수이지만 플라스틱 본체의 뒷면과 아랫면 사이의 거리가 포함됩니다. 최대 몰드 돌출은 측면당 0.18[0.007]입니다.
 3. 표시된 치수에는 도금 두께가 포함됩니다.
 4. 인터리드 플래시(Interlead Flash) 또는 돌출은 포함되지 않습니다.
 5. 제어 치수 단위는 인치[mm]입니다.
 6. 기준점 A와 B는 기준점 H에서 결정됩니다.

PI-8106-051718
POD-InSOP-24D Rev B

패키지 마킹

InSOP-24D



- 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
- E. 테스트 Sublot 및 기능 코드

PI-8725-050418

기능 코드 표^{1,2}

기능 코드	CDC	AR 기준점 (Threshold)	OTP 응답	AR and OVL Response	출력 프로파일	V _{OUT} OVP	2차측 고장 응답
H101	0 mV	63%	Hysteretic	AR	고정 CC	120%	AR
H102	300 mV	63%	Hysteretic	AR	고정 CC	120%	AR
H103	250 mV	63%	Hysteretic	AR	고정 CC	120%	AR
H104	270 mV	63%	Hysteretic	AR	고정 CC	120%	AR
H105	240 mV	63%	Hysteretic	AR	고정 CC	120%	AR
H107	380 mV	OL	Latch Off	Latch Off	고정 CC	120%	Latch Off
H109	0 mV	3.45 V	Hysteretic	AR	고정 CC	120%	AR
H110	380 mV	OL	Latch Off	AR	고정 CC	120%	Latch Off

부품	커먼 기능 코드							
	H101	H102	H103	H104	H105	H107	H109	H110
INN3162C-H1XX	✓	✓						
INN3163C-H1XX	✓	✓						
INN3164C-H1XX	✓	✓				✓		
INN3165C-H1XX	✓	✓	✓	✓	✓		✓	
INN3166C-H1XX	✓	✓			✓		✓	✓
INN3167C-H1XX	✓				✓	✓	✓	
INN3168C-H1XX	✓				✓	✓	✓	✓

¹최신 업데이트를 확인하려면 www.power.com InnoSwitch 제품군 페이지를 방문해 자신만의 InnoSwitch를 설계하십시오.

²기능 코드 데이터 시트 부록을 다운로드하려면 www.power.com 을 방문하십시오.

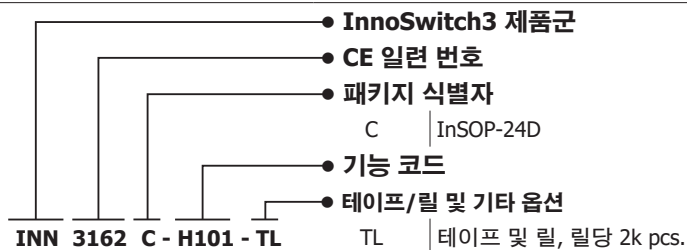
MSL 표

부품 번호	MSL 등급
INN3162C - INN3168C	3

ESD 및 래치업 표

테스트	조건	결과
125°C에서의 래치업	JESD78D	모든 핀에서 > ±100mA 또는 > 1.5 × V _{MAX}
HBM(Human Body Model) ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-001-2014	모든 핀에서 > ±2000 V
충전 디바이스 모델 ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-002-2014	모든 핀에서 > ±500 V

부품 주문 정보



개정	참고	날짜
A	예비용.	02/17
B	코드 B 및 코드 S 통합 릴리즈.	05/17
C	코드 A 릴리즈.	09/17
D	그림 10 업데이트. InSOP-24D 패키지 마킹 추가 및 일부 텍스트 수정.	06/18
D	1페이지의 높은 안전성 및 규정 준수 섹션 업데이트 및 파라미터 표에 CTI 추가	08/18
E	PCN-19281 - 그림 17 업데이트. 파라미터 업데이트: $V_{BPP(H)}$, I_{UV+} , I_{UV-} , $I_{OV(H)}$, I_{OV-} , V_w , $t_{SS(RAMP)}$, $I_{SR(PU)}$, $I_{SR(PD)}$, t_{R} , t_{F} , R_{PU} , V_{SR} , $I_{BP(SD)}$.	11/19

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. 파워 인테그레이션스(Power Integrations)는 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 라이선스를 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 올바르게 사용하는 경우에도 동작의 실패가 사용자의 상당한 부상 또는 사망을 초래할 수 있는 디바이스 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.

파워 인테그레이션스(Power Integrations), 파워 인테그레이션스(Power Integrations) 로고, CAPZero, ChiPhy, CHY, DPA-Switch, EcoSmart, E-Shield, eSIP, eSOP, 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 및 SCALE-iDriver는 Power Integrations, Inc.의 상표이며, 기타 상표는 각 회사의 재산입니다. ©2019, Power Integrations, Inc.

파워 인테그레이션스(Power Integrations) 전 세계 판매 지원 지역

<p>본사 5245 Hellyer Avenue San Jose, CA 95138, USA 본사 전화: +1-408-414-9200 고객 서비스: 전 세계: +1-65-635-64480 복미: +1-408-414-9621 이메일: usasales@power.com</p>	<p>독일(AC-DC/LED 판매) Einsteinring 24 85609 Dornach/Aschheim Germany 전화: +49-89-5527-39100 이메일: eurossales@power.com</p>	<p>이탈리아 Via Milanese 20, 3rd. Fl. 20099 Sesto San Giovanni (MI) Italy 전화: +39-024-550-8701 이메일: eurossales@power.com</p>	<p>싱가포르 51 Newton Road #19-01/05 Goldhill Plaza Singapore, 308900 전화: +65-6358-2160 이메일: singapore@power.com</p>
<p>중국(상하이) Rm 2410, Charity Plaza, No. 88 North Caoxi Road Shanghai, PRC 200030 전화: +86-21-6354-6323 이메일: chinasales@power.com</p>	<p>독일(게이트 드라이버 판매) HellwegForum 1 59469 Ense Germany 전화: +49-2938-64-39990 이메일: igbt-driver.sales@power.com</p>	<p>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</p>	<p>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</p>
<p>중국(셴젠) 17/F, Hivac Building, No. 2, Keji Nan 8th Road, Nanshan District, Shenzhen, China, 518057 전화: +86-755-8672-8689 이메일: chinasales@power.com</p>	<p>인도 #1, 14th Main Road Vasanthanagar Bangalore-560052 India 전화: +91-80-4113-8020 이메일: indiasales@power.com</p>	<p>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</p>	<p>영국 Building 5, Suite 21 The Westbrook Centre Milton Road Cambridge CB4 1YG 전화: +44 (0) 7823-557484 이메일: eurossales@power.com</p>