

INN20x3-20x5 InnoSwitch-CH 제품군

오프라인 CV/CC 플라이백 스위처 IC
(MOSFET, 동기 정류 방식 및 피드백 내장)

제품의 주요 특징

고 집적 소형 풋프린트

- 플라이백 컨트roller, 650V MOSFET, 2차측 센싱 및 동기 정류 드라이버 통합
- FluxLink™, HIPOT 절연 피드백 링크 통합
- 트랜스포머 설계 또는 외부 부품과 상관 없는 뛰어난 CV/CC 정확성
- 즉각적인 과도 응답 $\pm 5\%$ CV(0%~100%~0% 부하 단계)

EcoSmart™- 에너지 효율

- 트랜스포머 바이어스 권선에서 제공하는 경우 <10mW 무부하(230 VAC)
- 전 세계의 모든 에너지 효율성 규정을 용이하게 준수
- 낮은 열 방출

고급 보호 및 안전 기능

- 1차측 센싱 출력 OVP
- 2차측 센싱 출력 오버슈트 클램프
- 제로 출력 전압에 대한 2차 센싱 출력 OCP
- 히스테리시스(Hysteresis) 씨멀 셋다운

완벽한 안전 및 규정 준수

- 6kV DC/1초와 동등한 100% 생산 HIPOT 준수 테스트
- 강화 절연
- 절연 전압 >3,500VAC
- UL1577 및 TUV(EN60950) 안전 승인
- EN61000-4-8(100A/m) 및 EN61000-4-9(1000A/m) 준수

친환경 패키지

- 할로겐 프리 및 RoHS 준수

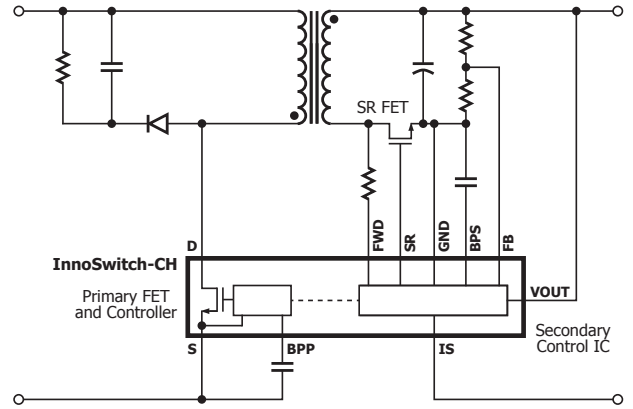
애플리케이션

- 스마트 모바일 디바이스용 충전기 및 어댑터
- 고효율, 저전압, 고전류 파워 서플라이

설명

InnoSwitch™-CH 제품군은 저전압 고전류 파워 서플라이 특히, 소형 인클로저 내에 들어 있거나 높은 효율이 필요한 파워 서플라이의 개발 및 제조를 크게 간소화합니다. InnoSwitch-CH 아키텍처는 단일 IC에 센싱 요소 및 안전 관련 피드백 메커니즘이 집적되어 있는 디바이스가 1차 및 2차 컨트roller를 둘 다 통합한다는 점에서 혁신적입니다.

가까운 부품 근접성과 통합 통신 링크의 혁신적인 사용으로 인해 2차측 동기 정류 MOSFET를 정확하게 제어하고 1차측 스위칭을 최적화하여 전체 부하 범위에서 높은 효율성을 유지할 수 있습니다. 또한, 통신 링크의 최소 DC 바이어스 요건으로 인해 시스템에서는 스마트 모바일 디바이스 충전기와 같은 까다로운 애플리케이션에서도 10mW보다 낮은 무부하를 얻을 수 있습니다.



PI-6986-103014

그림 1. 일반 애플리케이션/성능

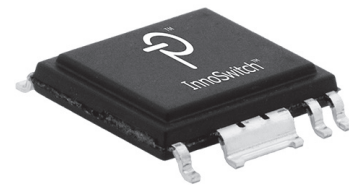


그림 2. 긴 연면거리, 안전 규정 준수 eSOP 패키지

출력 전력표

제품 ^{3,4}	85 - 265VAC	
	어댑터 ¹	피크 또는 오픈 프레임 ²
INN20x3K	12W	15W
INN20x4K	15W	20W
INN20x5K	20W	25W

표 1. 출력 전력표

참고:

1. 일반형 비환기 밀폐구조(non-ventilated enclosed) 어댑터에서의 최소 연속 전력 (주변 온도 40°C에서 측정). 최대 출력 전력은 설계에 따라 다름. 패키지 온도는 125°C보다 낮거나 같음
2. 최소 피크 전력 성능
3. 패키지: eSOP-R16B.
4. x = 0(케이블 보상 없음), x = 2(케이블 보상 6%).

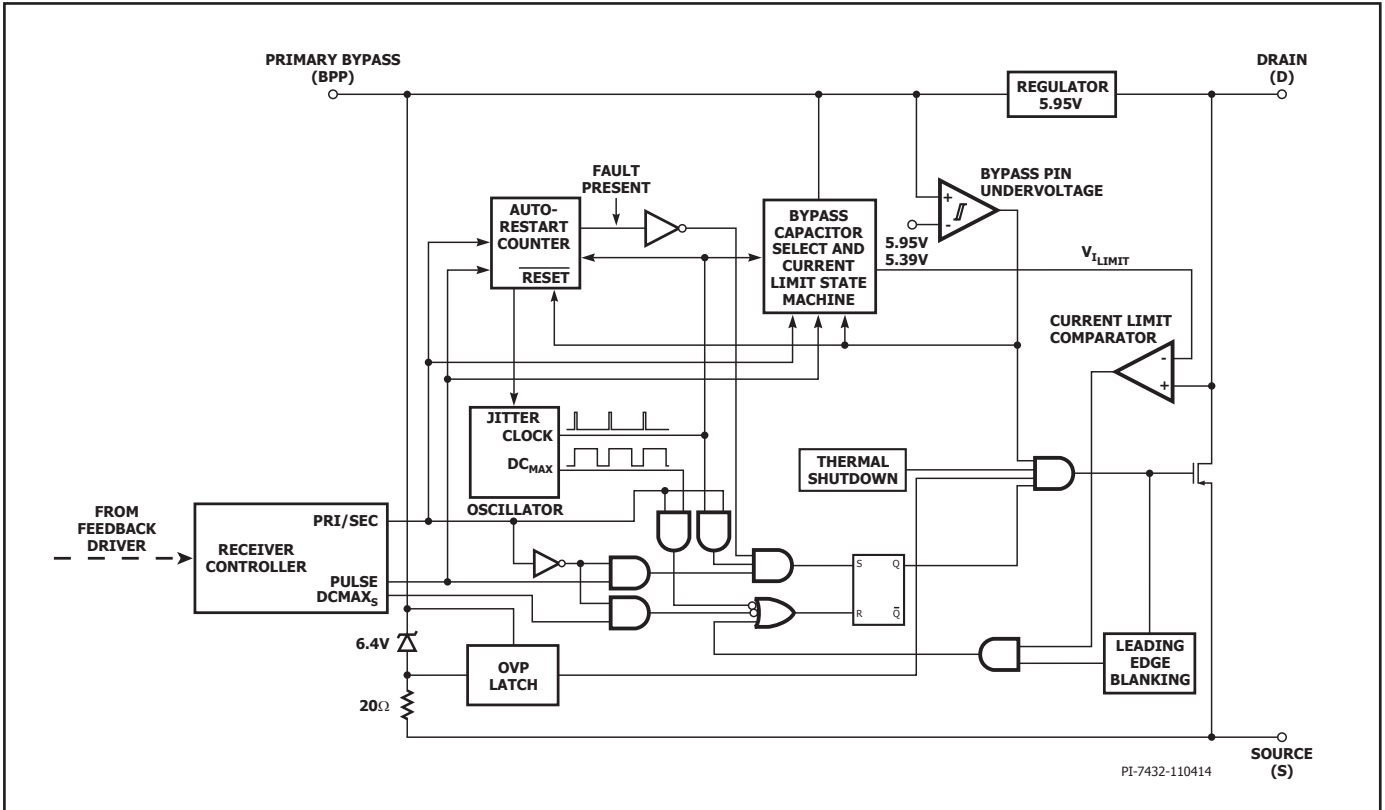


그림 3. 1차측 컨트롤러 블록 다이어그램

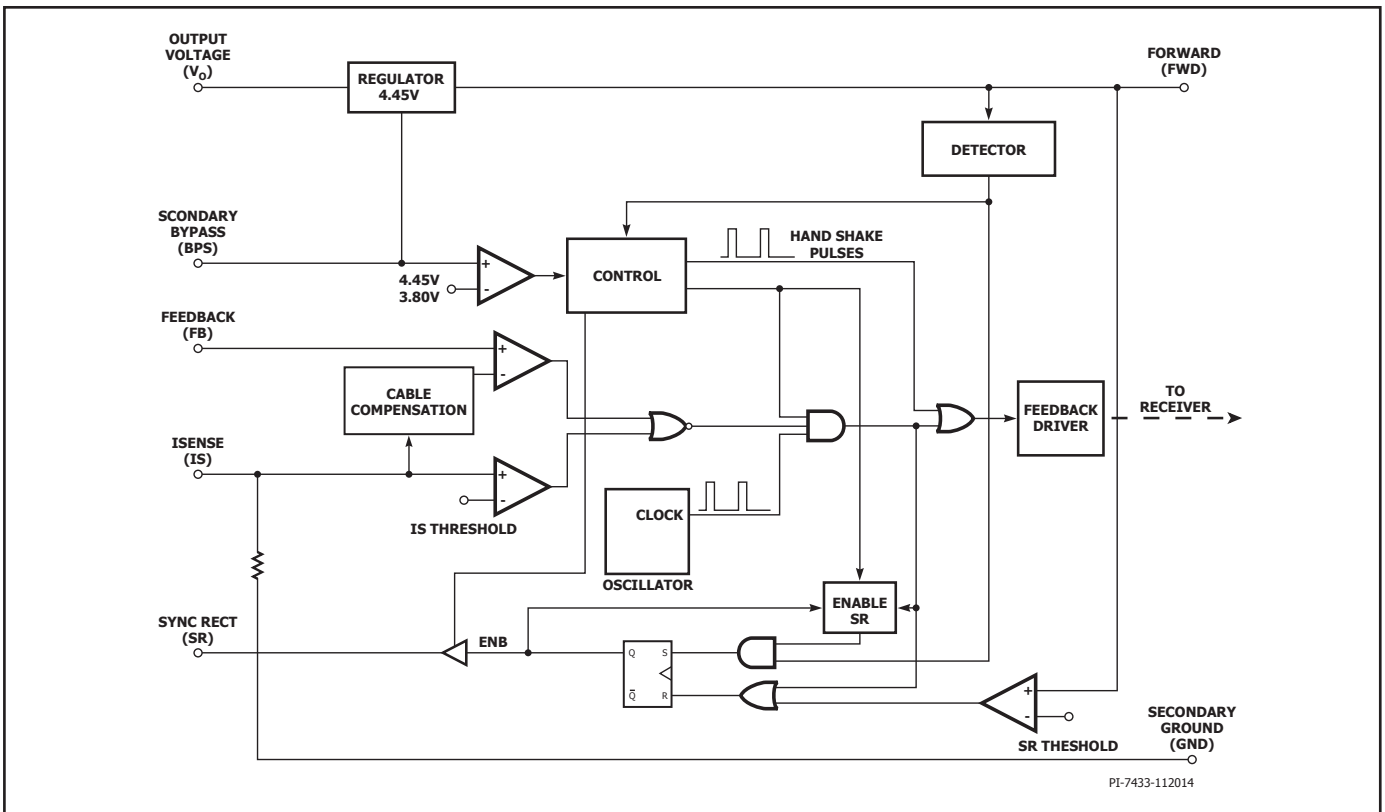


그림 4. 2차측 컨트롤러 블록 다이어그램

핀 기능 설명

DRAIN(D) 핀(Pin 1)

이 핀은 파워 MOSFET 드레인 연결 핀입니다.

SOURCE(S) 핀(Pin 3-6)

이 핀은 파워 MOSFET 소스 연결 핀입니다. 또한 BYPASS 및 FEEDBACK 핀의 그라운드 기준핀입니다.

1차측 BYPASS(BPP) 핀(Pin 7)

1차측 IC 서플라이를 위한 외부 바이패스 커패시터에 대한 연결 지점입니다.

FORWARD(FWD) 핀(Pin 10)

센싱 및 기타 기능을 위한 트랜스포머 출력 권선의 스위칭 노드에 대한 연결 지점입니다.

OUTPUT VOLTAGE(VOUT) 핀(Pin 11)

이 핀은 2차측 IC에 바이어스를 공급하기 위해 파워 서플라이의 출력 전압에 직접 연결됩니다.

SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE(SR) 핀(Pin 12)

외부 SR FET 게이트 단자에 대한 연결입니다.

SECONDARY BYPASS(BPS) 핀(Pin 13)

2차측 IC 서플라이를 위한 외부 바이패스 커패시터에 대한 연결 지점입니다.

FEEDBACK(FB) 핀(Pin 14)

이 핀은 외부 저항 분배기에 연결되어 파워 서플라이 CV 전압 레귤레이션 기준값을 설정합니다.

SECONDARY GROUND(GND)(핀 15)

2차측 IC에 대한 그라운드 연결입니다.

ISENSE(IS) 핀(Pin 16)

파워 서플라이 출력 단자에 대한 연결입니다. 내부 전류 센싱은 이 핀과 SECONDARY GROUND 핀 사이에서 연결됩니다.

전달하기 위해 2차측에서 출력 전압 및 출력 전류의 정확한 직접 센싱을 제공합니다. 종래의 PWM(펄스 폭 변조) 컨트롤러와 달리 간단한 ON/OFF 컨트롤을 사용하여 출력 전압 및 전류를 조정합니다. 1차측 컨트롤러는 오실레이터, 2차측 컨트롤러에 자기적으로 커플링된 수신기 회로, Current Limit state machine PRIMARY BYPASS 핀의 5.95V 레귤레이터, 과전압 회로, Current Limit 선택 회로, 과열 보호, 리딩 엣지 블랭킹 및 650V 파워 MOSFET으로 구성됩니다. InnoSwitch-CH 2차측 컨트롤러는 1차측 수신기에 자기적으로 커플링된 송신기 회로, 정전압(CV) 및 정전류(CC) 제어 회로, SECONDARY BYPASS 핀의 4.45V 레귤레이터, 동기 정류기 MOSFET 드라이버, 주파수 지터 오실레이터 및 각종 보호 기능으로 구성됩니다. 그림 3 및 4는 가장 중요한 기능을 갖춘 1차 및 2차측 컨트롤러의 기능 블록 다이어그램을 보여 줍니다.

PRIMARY BYPASS 핀 레귤레이터

PRIMARY BYPASS 핀에는 파워 MOSFET이 OFF 상태일 때마다 DRAIN 핀의 전압에서 전류를 끌어와 PRIMARY BYPASS 핀 커패시터를 V_{BPP} 로 충전하는 내부 레귤레이터가 있습니다. PRIMARY BYPASS 핀은 내부 공급 전압 노드입니다. 파워 MOSFET이 ON 상태일 때 디바이스는 PRIMARY BYPASS 핀 커패시터에 저장된 에너지로 작동합니다. 내부 회로의 전력 소비가 매우 적기 때문에 InnoSwitch-CH는 DRAIN 핀에서 끌어온 전류로 연속적으로 작동할 수 있습니다.

또한 외부 저항을 통해 PRIMARY BYPASS 핀에 전류가 공급되는 경우 PRIMARY BYPASS 핀 전압을 V_{SHUNT} 까지 클램핑하는 셉트 레귤레이터가 있습니다. 따라서 바이어스 권선을 통해 외부에서 InnoSwitch-CH에 전력을 쉽게 공급할 수 있어 무부하 전력 소비를 10mW(5V 출력 설계) 미만으로 낮출 수 있습니다.

PRIMARY BYPASS 핀 커패시터 선택

PRIMARY BYPASS 핀은 디바이스의 내부 파워 서플라이를 디커플링하기 위해 0.1 μ F만큼 작은 세라믹 커패시터를 사용할 수 있습니다. 보다 큰 커패시터를 사용하면 Current Limit을 조정할 수 있습니다. PRIMARY BYPASS 핀의 1 μ F 커패시터는 한 단계 더 큰 디바이스의 표준 전류와 동일한 확장 Current Limit을 선택합니다. PRIMARY BYPASS 핀의 10 μ F 커패시터는 한 단계 더 작은 디바이스의 표준 전류와 동일한 축소 Current Limit을 선택합니다.

PRIMARY BYPASS 핀 저전압 기준값

PRIMARY BYPASS 핀 저전압 회로는 정상 상태 작동 시 PRIMARY BYPASS 핀 전압이 $V_{BPP} - V_{BPP(H)}$ 아래로 떨어지는 경우 파워 MOSFET이 비활성화 됩니다. PRIMARY BYPASS 핀 전압이 이 기준값 아래로 떨어지면 파워 MOSFET을 활성화시키기 위해서는 다시 V_{BPP} 까지 상승시켜야 합니다.

PRIMARY BYPASS 핀 출력 저전압 래칭 기능

PRIMARY BYPASS 핀에는 OV 보호 래칭 기능이 있습니다. PRIMARY BYPASS 핀 커패시터와 직렬로 연결된 저항에 병렬로 연결되어 있는 제너 다이오드는 일반적으로 1차측 바이어스 권선에 대한 과전압을 감지하여 이러한 보호 메커니즘을 활성화하는 데 사용됩니다. PRIMARY BYPASS 핀으로 흘러 들어 가는 전류가 과도한 경우(I_{SD}) 디바이스에서는 파워 MOSFET 스위칭을 멈춥니다. 래칭 상태는 1차측 바이패스를 리셋 기준값 전압($V_{BPP(RESET)}$) 아래로 떨어뜨려 리셋됩니다.

과열 보호

써멀 쉷다운 회로는 1차측 칩 온도를 감지합니다. 기준값은 142°C로 설정되며 75°C 히스테리시스(Hysteresis)를 갖습니다. 웨이퍼 온도가 이 기준값 이상으로 상승하면 파워 MOSFET은 비활성화되고 웨이퍼 온도가 75°C로 떨어질 때까지 비활성화 상태를 유지하다가 이 지점에서 파워 MOSFET이 다시 활성화됩니다. 히스테리시스(Hysteresis)가 75°C로 크기 때문에 고장 상태가 지속되어도 PCB의 과열을 방지합니다.

Current Limit 작동

Current Limit 회로는 파워 MOSFET의 전류를 감지합니다. 이 전류가 내부 기준값(I_{LIMIT})을 초과하면 파워 MOSFET은 남은 스위치 사이클

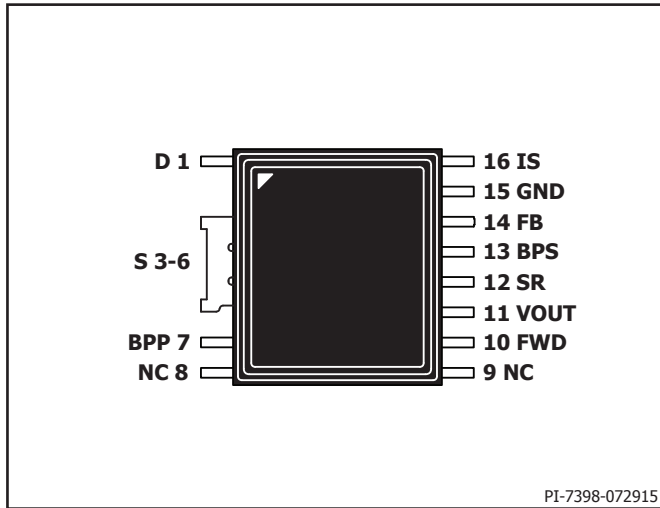


그림 5. 핀 구성

InnoSwitch-CH 기능 설명

InnoSwitch-CH는 고전압 파워 MOSFET 스위치와 1차측 및 2차측 컨트롤러를 한 디바이스에서 통합합니다. 안정성 및 낮은 비용을 제공하기 위해 패키지 리드 프레임 및 본드 와이어를 사용한 고유의 FluxLink 커플링 구성을 통한 피드백 구성은 1차측 IC에 정보를

동안 OFF 상태가 됩니다. Current Limit State machine은 중부하 및 경부하에서 불연속적이 되어 특정 부하량에 도달하면 Current limit을 낮춥니다.

리딩 엣지 블랭킹 회로는 MOSFET가 턴온된 후에 잠시 동안(t_{LEB}) Current Limit 비교기가 동작되지 않도록 합니다. 이 리딩 엣지 블랭킹 시간이 설정되어 있기 때문에 커패시턴스와 2차측 정류기의 역회복 시간으로 발생한 전류 스파이크로 인한 스위칭 펄스의 이른 종료가 발생되지 않습니다. 1차측 파워 MOSFET의 드레인 전류가 디바이스의 Current Limit에 도달하면 각 스위칭 사이클이 종료됩니다.

오토-리스타트

출력 과부하, 출력 회로 단락, 외부 부품/핀 고장 등의 문제가 발생하는 경우 InnoSwitch-CH는 오토-리스타트(AR) 동작으로 진입합니다. 오토-리스타트 작동 시 파워 MOSFET 스위칭은 $t_{AR(OFF)}$ 동안 작동을 멈춥니다. 2차측이 제어를 하게 된 후, 다음과 같은 두 가지 방법으로 오토-리스타트 동작으로 진입할 수 있습니다.

1. t_{AR} 을 초과하는 기간 동안 2차측에서 지속적으로 스위칭 요청
2. $t_{AR(SK)}$ 을 초과하는 기간 동안 2차측에서 스위칭 사이클 요청 없음

첫 번째 상태는 2차측 컨트롤러에서 t_{AR} 을 초과하는 기간 동안 스킵되는 사이클 없이 지속적으로 사이클 요청을 하는 경우에 해당합니다. 두 번째 방법은 통신이 끊긴 경우 1차측에서 다시 리스타트를 시도하도록 하기 위해 포함되었습니다. 이 상태는 정상적으로 작동하는 경우는 아니지만 2차측 컨트롤러를 방해하는 노이즈로 인해 통신이 끊긴 경우와 같이 시스템 ESD 상태에 유용합니다. 이 문제는 한 번의 오토-리스타트 OFF Time 후 1차측 리스타트 시 해결됩니다.

문제가 해결될 때까지 오토-리스타트를 통해 파워 MOSFET의 스위칭을 번갈아 가동하고 멈춥니다. 오토-리스타트 카운터는 오토-리스타트 OFF 타이머가 더 길게 나타날 수 있는 SOA 모드에서 스위치 오실레이터로 작동하게 됩니다.

오토-리스타트는 PRIMARY BYPASS 핀이 저전압 기준값인 $V_{BPP} - V_{BPP(HYS)}$ 아래로 떨어지면 리셋됩니다.

SOA(안전 작동 영역) 보호

1차측 파워 MOSFET 스위치 전류가 블랭킹(t_{LEB}) 및 Current Limit(t_{LD}) 지연 시간 내에 Current Limit(I_{LM})에 도달한 사이클이 연속해서 2번 이어지는 경우 컨트롤러에서는 대략 2.5사이클 즉, ~25 μ sec 동안 스킵합니다. 이는 큰 커패시티브 부하로 스타트업 시간을 늘리지 않고 트랜스포머를 리셋하기에 충분한 시간입니다. 디바이스가 SOA 모드에서 작동하면 오토-리스타트 시간이 길어집니다.

1차측-2차측 Handshake 프로토콜

스타트업 시 1차측에서는 처음에 피드백 정보 없이 스위칭합니다. 이는 표준 TOPSwitch™, TinySwitch™ 또는 LinkSwitch™ 컨트롤러 작동과 매우 유사합니다. 오토-리스타트 온-타임 중 수신되는 피드백 신호가 없는 경우 1차측은 오토-리스타트에 진입하고 반복합니다. 그러나 정상적인 상태에서 2차측 칩은 FORWARD 핀을 통해 또는 VOUT에서 직접 구동된 후 제어합니다. 그 이후부터는 2차측이 필요에 따라 스위칭 사이클 요구를 제어합니다.

그림 6은 Handshake 순서도를 보여 줍니다.

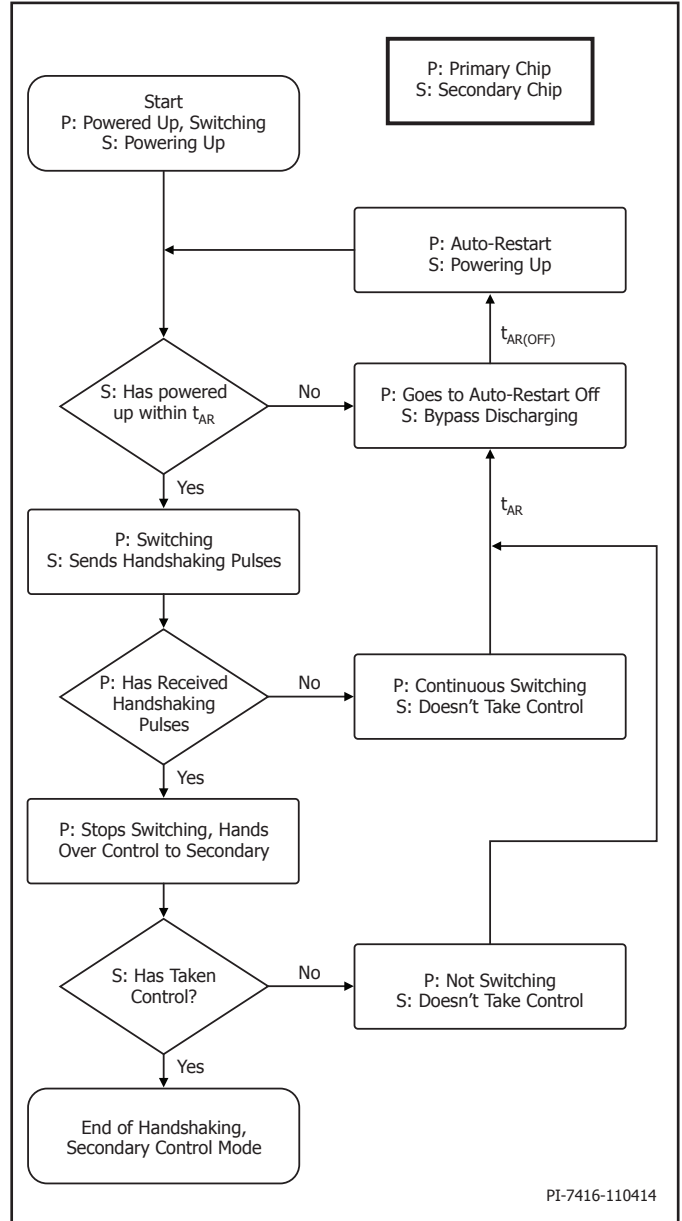


그림 6. 1차측 - 2차측 Handshake 순서도

2차측에서 제어하는 경우 1차측에서 스위칭을 멈추거나 정상 작동 중 2차측의 사이클 요청에 응답하지 않는 경우 1차측이 다시 스위칭을 시작하면 2차측이 즉시 제어를 할 수 있도록 Handshake 프로토콜이 재가동됩니다. 추가 Handshake를 위한 이 프로토콜은 2차측에서 1차측이 요청한 것보다 더 많은 사이클을 제공하고 있음을 감지한 경우에도 호출됩니다.

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

통신이 매우 안정적입니다. 디바이스가 서지, ESD 상태 또는 외부 부품 고장(단일 지정 고장)과 같은 극한의 상태를 잘 견디도록 통신 단절에 대해서도 대책이 있습니다.

2차측이 1차측에서 3회 연속 사이클 동안 요청에 응답하는 것을 감지하지 못한 경우 또는 2차측에서 1차측이 3회 이상 연속 사이클 동안 사이클 요청 없이 스위칭하는 것을 감지한 경우 2차측 컨트롤러는 2차측 Handshake 시퀀스를 시작합니다.

또한 이러한 보호 모드는 1차측이 1차측 컨트롤을 통해 스위칭하는 경우 SR MOSFET의 양쇼트에 대한 추가 보호를 제공합니다. 또한 이 보호 모드에서는 2차측이 계속해서 제어 상태에 있고 경부하/중부하 상태인 경우 1차측 리셋 시 출력 과전압을 방지합니다.

2차측 컨트롤러

피드백 드라이브 블록은 스위칭 펄스 요청을 1차측 IC에 전송하는 FluxLink 통신 루프에 대한 드라이브입니다.

그림 4의 블록 다이어그램에서 보여 주는 것처럼 2차측 컨트롤러는 VOUT 또는 FORWARD 핀을 SECONDARY BYPASS 핀에 연결하여 4.45V 레귤레이터 블록을 통해 전력을 공급 받습니다. SECONDARY BYPASS 핀은 외부 디커플링 커패시터에 연결되어 레귤레이터 블록으로부터 내부적으로 전원을 공급 받습니다.

또한 FORWARD 핀은 Handshaking 및 타이밍에 사용되는 네거티브 엷지 감지 블록에 연결되어 SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE 핀에 연결된 동기 정류기 MOSFET(SR FET)을 켭니다. 뿐만 아니라 FORWARD 핀은 FET ON 저항 전압이 $V_{SR(TH)}$ 아래로 떨어졌을 때 불연속 모드 동작 시 SR FET가 꺼진 경우를 감지하는 데에도 사용됩니다.

연속 모드 작동 시 다음 스위칭 사이클을 요청하기 위해 펄스 요청이 전송되는 경우 SR FET가 꺼져 연속 모드 작동 중 FET 턴오프가 겹치지 않도록 하면서 최적의 동기화를 제공합니다.

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

IS 핀과 SECONDARY GROUND 핀 간에 연결된 저항은 정전류 레귤레이터 모드에서 출력 전류를 레귤레이션하는 데 사용되는 본딩 와이어 센싱 저항입니다. ISENSE 핀은 내부 본드 와이어 센싱 저항에 연결되어 있고 33mV $IS_{V(TH)}$ 기준값 비교기는 파워 서플라이 출력 전류가 레귤레이션되는 값을 확인하는 데 사용됩니다.

출력 과전압 보호

FEEDBACK 핀의 센싱 전압이 레귤레이션 기준값보다 2% 높은 경우 ~10mA의 블리드 전류가 VOUT 핀에 적용됩니다. FEEDBACK 핀 전압이 내부 FEEDBACK 핀 레퍼런스 전압의 ~20%를 초과하여 증가하면 이러한 블리드 전류가 ~140mA까지 높아집니다. VOUT 핀의 전류 싱크는 순간적 오버슈트 상태에 대한 출력 전압을 방전하는 용도로 사용됩니다. 2차측에서는 이러한 작동 모드 중 1차측에 대한 제어를 포기하지 않습니다.

FEEDBACK 핀 단락 감지

스타트업 시 FEEDBACK 핀 전압이 $V_{FB(OFF)}$ 기준값보다 떨어지는 경우 2차측에서는 1차측/2차측 Handshake를 완료하고 펄스 요청을 중지하여 오토-리스타트를 시작합니다. 2차측에서는 $t_{AR(SK)}$ 동안 사이클을 중지하여 $t_{AR(OFF)}$ 의 1차측 오토-리스타트를 시작합니다. 이러한

상태에서 총 피상 AR 오프 타임은 $t_{AR(SK)} + t_{AR(OFF)}$ 입니다. 정상 작동 중 FEEDBACK 핀 전압이 $V_{FB(OFF)}$ 기준값 아래로 떨어지는 경우 2차측에서는 1차측에서의 펄스 요청을 중단하여 오토-리스타트 사이클을 시작합니다. $V_{FB(OFF)}$ 에 대한 디글리치 필터는 10μsec 미만입니다. FEEDBACK 핀이 그라운드로 단락된 것이 감지되면 2차측에서는 제어를 포기합니다.

FEEDBACK 핀 오토-리스타트 기준값

또한 FEEDBACK 핀에는 $t_{FB(AR)}$ 를 초과하는 기간 동안 출력 전압이 $V_{FB(AR)}$ 기준값 아래로 떨어진 경우를 감지하는 커패시터가 포함되어 있습니다. $t_{FB(AR)}$ 를 지난 기간 동안 FEEDBACK 핀이 $V_{FB(AR)}$ 아래로 떨어진 것을 감지하면 2차측 컨트롤러가 제어를 포기합니다. 이러한 기준값은 정전류(CC) 작업 범위를 제한합니다.

CDC(케이블 전압 강하 보상)

케이블 전압 강하 보상 정도는 아래의 그림 7에 표시된 것처럼 정전류 레귤레이션 기준값을 기준으로 한 부하의 작용입니다.

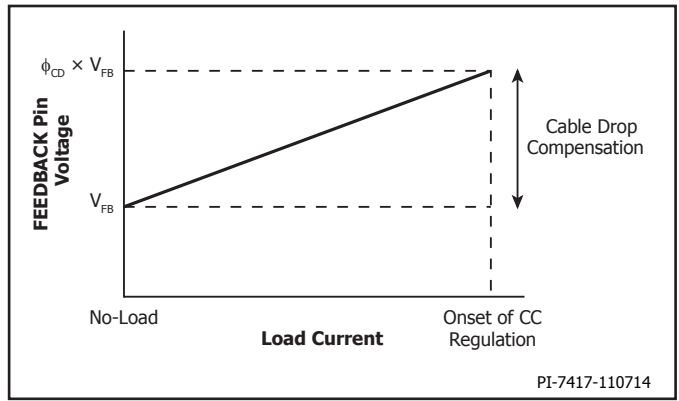


그림 7. 케이블 전압강하 보상 특징.

출력 케이블 전압 강하 보상을 활성화하려면 더 낮은 FEEDBACK 핀 저항을 SECONDARY GROUND 핀(ISENSE 핀이 아님)에 연결해야 합니다.

케이블 전압 강하 보상은 5V 설계에만 적용됩니다. 고출력 전압 설계에서는 케이블 전압 강하 보상 기능이 사용되지 않습니다.

출력 정전류 레귤레이션

InnoSwitch-CH는 ISENSE 핀과 SECONDARY GROUND 핀 간의 본드 와이어 양단에서 내부 센싱을 통해 출력 전류를 레귤레이션합니다. 고장 상태에서 본드 와이어 간 피크 전압을 제한하기 위해 ISENSE-SECONDARY GROUND 핀 간에 외부 다이오드가 필요할 수 있습니다. 더 높은 출력 전압에서 출력 커패시턴스가 더 커지며 단락된 출력으로의 출력 커패시터 방전은 본드 와이어 퓨징 전류를 초과할 수 있습니다.

SR 보호 비활성화

사이클을 기준으로 SR은 2차측 컨트롤러가 사이클을 요청하고 네거티브 엷지가 FORWARD 핀에서 감지된 경우에만 사용됩니다. ISENSE 핀의 전압이 $IS_{V(TH)}$ 기준값의 약 3배를 초과하면 서지 전류가 정상 수준으로 줄어든 때까지 SR MOSFET 드라이브가 비활성화됩니다.

InnoSwitch-CH 작업

InnoSwitch-CH 디바이스는 Current limit 모드에서 작동합니다. 디바이스를 활성화하면 각 사이클 초기에 오실레이터가 파워 MOSFET을 On시킵니다. 전류가 Current limit까지 상승하거나 DC_{MAX} 제한에 도달하면 MOSFET이 Off가 됩니다. InnoSwitch-CH는 최대 Current limit과 주파수가 일정하기 때문에 부하에 전달할 수 있는 최대 파워는 트랜스포머의 1차측 인덕턴스에 비례하고 1차측 피크 전류의 제곱에 비례합니다. 따라서 서플라이를 설계할 때에는 필요한 최대 출력을 뽑기 위해 트랜스포머의 1차측 인덕턴스를 계산해야 합니다. 전력

레벨에 맞게 적절한 InnoSwitch-CH를 선정하게 되면 DC_{MAX} 제한에 도달하기 전에 계산된 인덕턴스의 전류가 Current limit까지 상승합니다.

InnoSwitch-CH는 전압 저항 분배기를 사용해 FEEDBACK 핀의 출력 전압을 감지하여 다음 스위칭 사이클로 진행할 수 있는지 여부를 결정합니다. 사이클 시퀀스는 Current limit을 결정하는 데 사용됩니다. 사이클이 시작되면 항상 사이클을 완료합니다. 그 결과 출력 커패시터 및 스위치 사이클당 에너지 양에 따라 파워 서플라이 내의 출력 전압 리플이 결정됩니다.

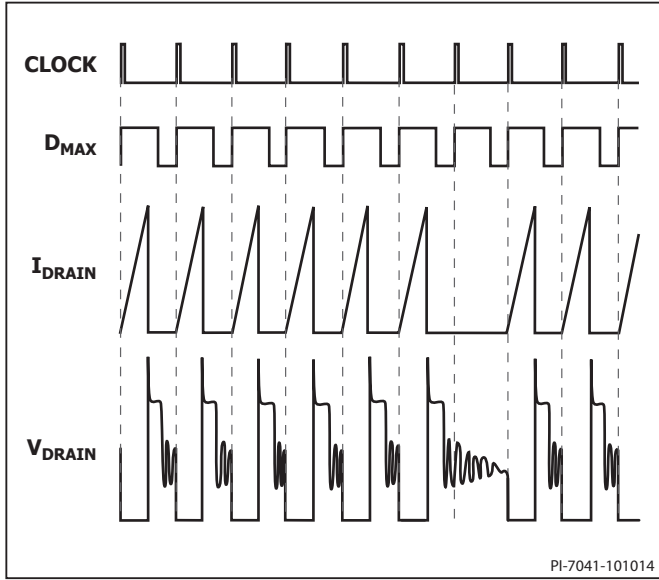


그림 8. 최대 부하에서의 동작

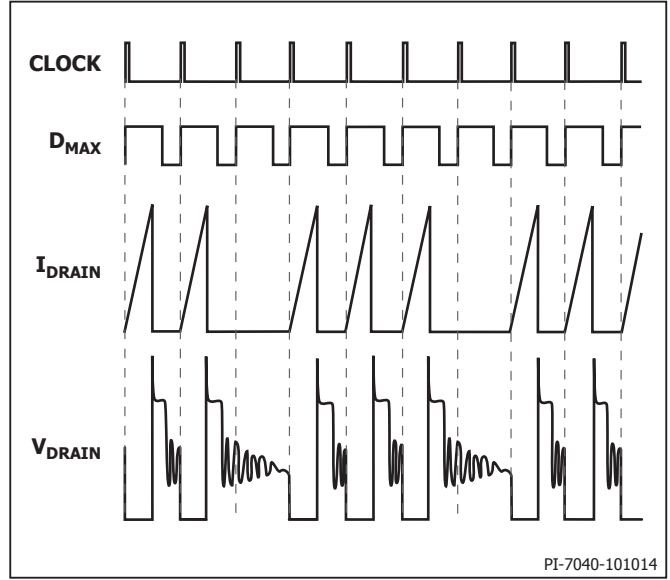


그림 9. 약간 높은 부하에서의 동작

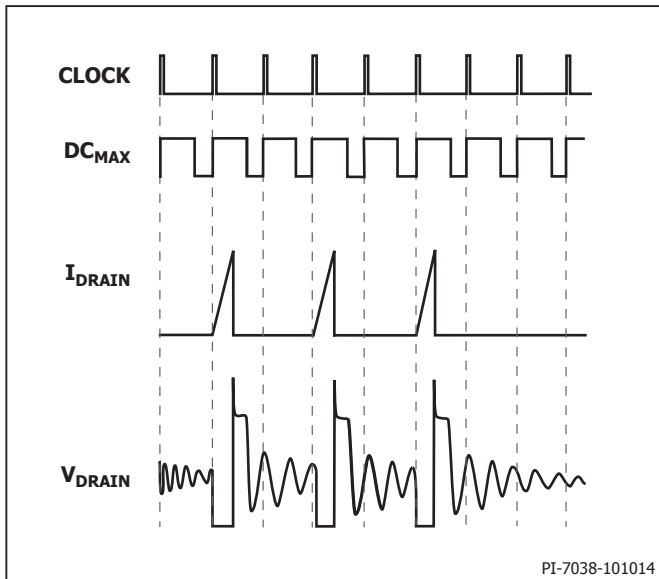


그림 10. 중 부하에서의 동작

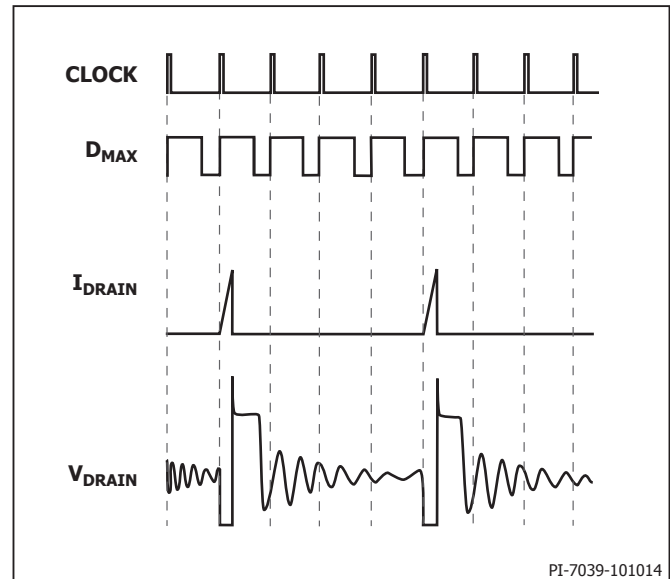


그림 11. 부하가 매우 작은 경우의 동작

Current limit state machine을 사용한 ON/OFF 동작

InnoSwitch-CH의 내부 클럭은 항상 이루어집니다. 각 클럭 사이클이 시작되면 FEEDBACK 핀의 전압 비교기가 스위칭 사이클을 실행할지 여부를 결정하고, 여러 사이클에 대한 샘플링결과를 기반으로 적절한 Current limit를 결정합니다. 부하가 큰 경우에는 State machine이 Current limit를 최대 값으로 설정하고 부하가 작아지면 낮은 값으로 설정합니다.

최대 부하에 근접한 상태에서는 거의 모든 클럭 사이클에서 InnoSwitch-CH가 작동합니다(그림 8). 부하가 조금 작아지게 되면 파워 서플라이

출력전압 레귤레이션을 유지하기 위해 추가적으로 사이클을 건너뛸니다(그림 9). 중부하에서는 사이클을 건너 뛰고 Current limit도 낮아집니다(그림 10). 매우 작은 부하에서는 Current limit이 훨씬 낮아집니다(그림 11). 파워 서플라이가 소비하는 전력만 충족할 수 있는 만큼의 극히 적은 양의 사이클만 발생시킵니다.

ON/OFF 컨트롤의 응답시간은 PWM 컨트롤에 비해 매우 빠릅니다. 따라서 정확한 레귤레이션과 뛰어난 과도 응답 성능을 제공합니다.

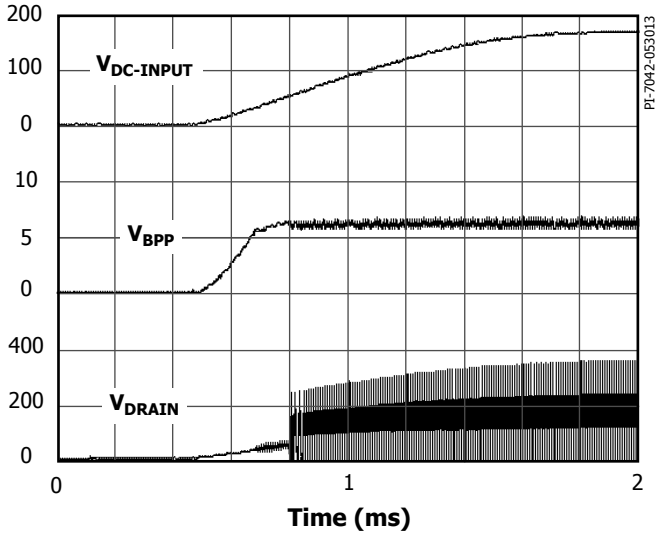


그림 12. 파워 업 타이밍

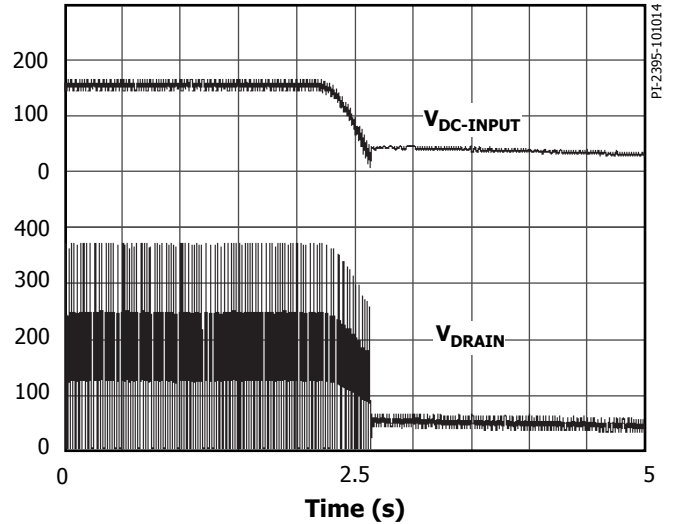


그림 13. 정상상태의 파워 다운 타이밍

애플리케이션 예제

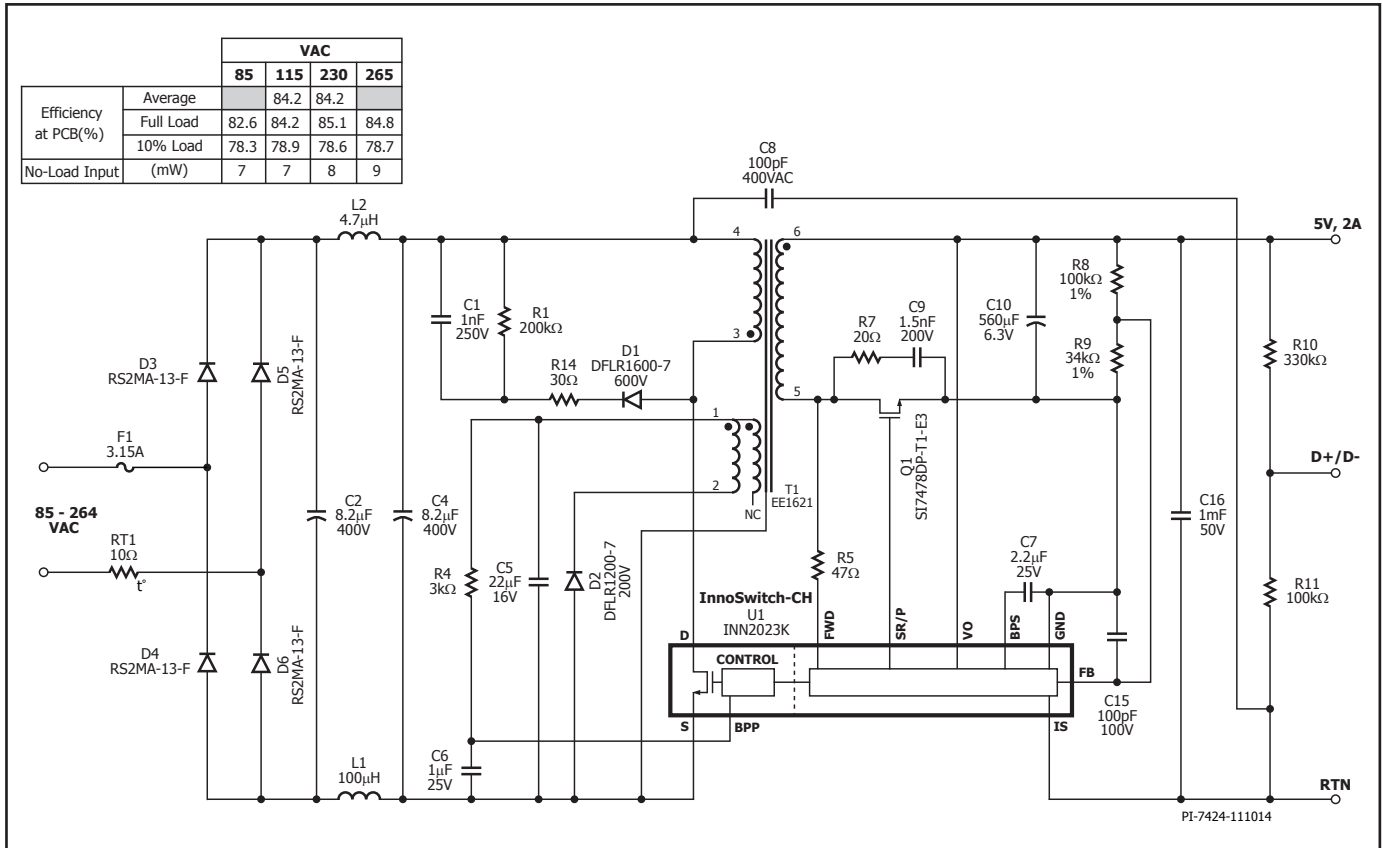


그림 14. 5V, 2A 유니버설 입력 충전기

그림 14의 회로는 파워 서플라이 컨트롤러가 통합된 INN2023K를 사용하여 5V, 2A CV/CC 충전을 제공하는 저렴하고 효율성이 매우 뛰어난 충전기입니다.

이 단일 5V 출력 충전기 설계는 DoE 버전 6 및 EC CoC 5 호환(요건이 79%인데 반해 84%로 측정됨) 및 10mW 미만의 무부하 입력 전력이 특징입니다. InnoSwitch-CH 디바이스의 특징은 일반적으로 45개가 넘는 총 부품 수를 32개로 줄이는 점입니다. U1의 내장된 2차측 SR(동기 정류) 컨트롤러는 효율을 높이고 핫스팟을 제거하는 동시에 저렴한 MOSFET으로 비싼 고전류 쇼트키 배리어 다이오드를 교체할 수 있습니다. 2차측에 대한 제어를 통해 일반적으로 SR과 관련된 암쇼트 문제가 모든 상황에서 사라집니다.

동일 전류가 D3-D6의 사양을 초과하지 않고 퓨즈 F1이 오픈되지 않도록 하려면 입력단에는 작은 써미스터(RT1)가 필요합니다.

커패시터 C2와 C4의 총 입력 커패시턴스는 85VAC에서 최대 출력 전력을 유지하는 데 충분하고 다음 AC 사이클에서 입력을 새로 고치기 전까지 컨버터가 최소 DC 전압에서 작동할 수 있습니다. DC 전압은 T1의 1차측 권선에 인가됩니다. 1차측 권선의 다른 끝은 InnoSwitch-CH IC 내부의 MOSFET에서 구동합니다.

다이오드 D1, 저항 R1 및 R14와 커패시터 C1으로 구성된 저가형 RCD 클램프는 MOSFET이 꺼지면 바로 InnoSwitch-CH IC의 피크 드레인 전압을 제한합니다. 이 클램프는 트랜스포머 T1의 누설 리액턴스에

저장된 에너지 방사를 돕고 U1의 DRAIN 핀에서 턴 오프 전압을 안전한 값으로 효율적으로 제한합니다.

InnoSwitch-CH IC는 자체적으로 시작하고 AC가 처음 인가되는 경우 내부 고압 전류 소스를 사용해 PRIMARY BYPASS 핀 커패시터(C6)를 충전합니다. 정상 작동 중 1차측 컨트롤러는 트랜스포머 T1의 보조 권선에서 전력을 공급 받습니다. 보조(또는 바이어스) 권선의 출력은 다이오드 D2를 사용하여 정류되고 커패시터 C5를 사용하여 필터링됩니다. 저항 R4는 무부하 입력 전력을 최소화하기 위해 공급 전류에 가깝도록 IC InnoSwitch-CH IC(U1)의 PRIMARY BYPASS 핀에 제공되는 전류를 제한합니다.

출력 레귤레이션은 ON/OFF 컨트롤을 사용하여 제어하고 활성화된 스위칭 사이클의 수는 출력 부하를 기반으로 조정됩니다. 높은 부하에서는 대부분의 스위칭 사이클이 활성화되어 있으며 낮은 부하 또는 무부하에서는 대부분의 사이클이 비활성화되거나 스킵됩니다. 사이클이 활성화되면 MOSFET은 1차측 전류가 특정 작동 상태에 대한 디바이스 Current limit으로 상승합니다. 1차측 전류 스위칭 패턴의 주파수 컨텐츠가 트랜스포머 자속 밀도 즉, 가청 노이즈 수준이 매우 낮은 부하가 낮은 상태에 이를 때까지 가청 범위 밖에 남아 있도록 4 가지 작동 상태(Current limit)가 있습니다.

InnoSwitch-CH IC의 2차측에서는 동기 정류를 제공하는 MOSFET에 출력 전압, 출력 전류 센싱 및 드라이브를 제공합니다.

트랜스포머의 2차측은 MOSFET Q1에 의해 정류되고 커패시터 C10에 의해 필터링됩니다. 저항 R7 및 C9는 과도 스위칭 중 고주파수 링잉을 억제하고 그렇지 않은 경우 방사 EMI가 생성됩니다. Q1의 게이트는 저항 R5를 통해 센싱되는 권선 전압을 기준으로 InnoSwitch-CH IC 내부 2차측 컨트롤러에서 커그 IC의 FORWARD 핀으로 공급됩니다.

연속 작동 모드에서 Q1은 2차측에서 1차측에서의 새 스위칭 사이클을 지시하기 전에 꺼집니다. 불연속 작동 모드에서 Q1은 MOSFET의 전압 강하가 약 $-24\text{mV}[V_{SR(TH)}]$ 의 기준값 아래로 떨어지면 꺼집니다.

SR 및 1차측 MOSFET 컨트롤이 둘 다 2차측에 있으므로 두 MOSFET의 암쇼트 가능성이 사라집니다. 결국 Q1의 턴온 시간은 손실을 최소화하기 위해 최대화될 수 있고 병렬 쇼트키 다이오드를 제거하고 독립 실행형 SR 컨트롤러와 비교하여 동일한 효율을 제공하는 저가형 $R_{DS(ON)}$ 다이오드를 사용할 수 있도록 합니다.

InnoSwitch-CH IC의 2차측은 2차측 권선 순방향 전압 또는 출력 전압에서 자체적으로 전력이 공급됩니다. InnoSwitch-CH IC(U1)의 SECONDARY BYPASS 핀에 연결된 커패시터 C7은 내부 회로에 대한 디커플링을 제공합니다.

CC(정전류) 작동 중 출력 전압이 떨어지면 디바이스는 2차측 권선에서 직접 전원을 자체 공급합니다. 1차측 파워 MOSFET의 온 타임 중 2차측 권선에 나타나는 순방향 전압은 저항 R5 및 내부 레귤레이터를 통해 디커플링 커패시터 C7을 충전하는 데 사용됩니다. 따라서 출력 전류 레귤레이션을 2.5V 미만으로 유지할 수 있습니다. 이 레벨 아래에서는 출력 부하가 줄어들 때까지 장치가 오토-리스타트 상태로 전환됩니다.

출력 전류는 손실을 줄이기 위해 약 $33\text{mV}(IS_{V(TH)})$ 을 기준값으로 ISENSE 및 SECONDARY GROUND 핀 사이에서 내부적으로 센싱됩니다. 내부 전류 센싱 기준값을 초과하면 디바이스에서는 스위칭 펄스 수를 조정하여 고정 출력 전류를 유지합니다.

CC 기준값 아래에서 디바이스는 정전압 모드로 작동합니다. 출력 전압은 저항 분배기 R8 및 R9에 의해 센싱됩니다. 출력 전압은 FEEDBACK 핀에서 1.265V의 전압을 얻도록 레귤레이션됩니다. 커패시터 C15에서는 FEEDBACK 핀에 디커플링을 제공하여 안정적인 작동을 보장하고 커플링에서 IC로 스위칭 노이즈를 방지합니다.

주요 애플리케이션 고려 사항

출력 전력표

데이터 시트 출력 전력표(표 1)에서는 다음과 같이 가정된 조건에서 얻을 수 있는 최소 실제 연속 출력 전력 레벨을 보여 줍니다.

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 값을 조정해야 합니다.
2. 효율: >82%
3. 데이터 시트 최소 I2f 값
4. 트랜스포머 1차측 인덕턴스 오차: $\pm 10\%$
5. 권선비에 의해 발생된 전압(V_{OR}): 110 V
6. 12V 출력의 경우, 동기 정류 사용.
7. 피크 및 오픈 프레임 전력 열에서 Current limit을 선택하고, 어댑터 열에서 표준 Current limit을 선택합니다.
8. SOURCE 핀이 PCB의 충분한 면적의 구리에 납땜되어 있고 SOURCE 핀 온도를 110°C 이하로 유지하기 위해 히트싱크가 사용됩니다.
9. 주변 온도는 오픈 프레임 설계의 경우 50°C이고, 밀폐형 어댑터의 경우 40°C입니다.

*1보다 작은 K_p 값은 1차측 피크 전류와 리플 전류의 비율입니다. 스위칭 사이클의 조기 종료로 인한 전력 제공량 감소를 방지하기 위해 과도 상태 K_p 값을 0.25 이상으로 하는 것을 권장합니다. 이는 MOSFET 턴온 시 초기 Current limit(I_{LIMIT})이 초과되는 것을 방지합니다.

과전압 보호

InnoSwitch-CH IC에서 제공하는 출력 과전압 보호 기능은 PRIMARY BYPASS 핀으로 전달되는 약 7.6mA의 기준 전류에 의해 트리거되는 내부 레치를 사용합니다. 내부 필터 외에도 PRIMARY BYPASS 핀 커패시터는 외부 필터를 형성하여 의도치 않은 트리거에 대한 노이즈 영향을 받지 않도록 합니다. 바이패스 커패시터는 고주파 필터로 효과적이기 때문에 커패시터를 디바이스의 SOURCE 및 PRIMARY BYPASS 핀 가깝게 위치시켜야 합니다.

1차측 센싱 OVP 성능은 정류 및 필터링된 바이어스 권선 전압 서플라이에서 PRIMARY BYPASS 핀으로 제너 다이오드를 연결하여 (그림 14에서처럼 R4에 병렬로 연결) 실현할 수 있습니다. 대부분의 설계에서는 바이어스 권선 전압보다 6V 정도 높은 전압의 제너 다이오드 전압을 선택하면(22V 바이어스 권선의 경우 28V) OVP 성능이 향상되지만 누설 인덕턴스에 의한 변동을 보상하기 위해 적절히 조절할 수 있습니다. 바이어스 권선 다이오드 및/또는 OVP 제너 다이오드와 직렬로 연결된 값이 낮은($10\Omega \sim 47\Omega$) 저항을 삽입하여 필터링을 추가할 수 있습니다. OVP 제너 다이오드와 직렬로 연결된 저항 역시 BYPASS 핀으로 흐르는 최대 전류를 제한합니다.

무부하 소비 전력 감소

InnoSwitch-CH IC는 내부 전류 소스를 통해 충전되는 BYPASS 핀 커패시터에서 자체 전원 공급 모드로 시작할 수 있습니다. 그러나 InnoSwitch-CH IC가 작동하기 시작하면 PRIMARY BYPASS 핀에 전류를 공급하기 위해 바이어스 권선을 사용해야 합니다. 이를 위해 트랜스포머에 보조 또는 바이어스 권선을 제공해야 합니다. PRIMARY BYPASS 핀에 바이어스 전압을 제공하는 바이어스 권선을 추가하면 파워 서플라이 설계에서 무부하 전력 소비를 10mW 미만까지 낮출 수 있습니다. 가장 낮은 무부하 입력 전력을 위해서는 그림 14에 표시된 저항 R4를 조정해야 합니다.

가청 노이즈

InnoSwitch-CH IC에서 사용되는 사이클 스킵 모드 동작은 트랜스포머에서 가청 주파수 성분을 생성할 수 있습니다. 이러한 가청 노이즈 생성을 제한하려면 트랜스포머 코어의 피크 자속 밀도가 3000가우스(300mT)보다 낮도록 설계해야 합니다. 이 지침을 따르고 표준 일반 항칭 트랜스포머 생산 기술을 사용하면 가청 노이즈를 거의 없앨 수 있습니다. 트랜스포머를 진공 항칭하게 되면 1차측 커패시턴스가 높아지고 이로 인한 손실이 증가하므로 트랜스포머의 진공 항칭을 사용하지 마십시오. 더 높은 자속 밀도도 가능하지만, 이 때에는 설계를 승인하기 전에 먼저 양산 트랜스포머 샘플을 사용하여 가청 노이즈 성능을 주의 깊게 평가해야 합니다. Z5U와 같은 유전체를 사용하는 세라믹 커패시터도 클램프 회로에서 사용할 경우 특히 바이어스 전압(그림 14의 C1 및 C5)에서 가청 노이즈를 생성할 수 있습니다. 이러한 경우 다른 유전체 또는 구조(예: 클램프의 경우 필름형 또는 바이어스의 경우 전해질)의 커패시터로 교체하십시오.

부품 선택

InnoSwitch-CH 1차측 회로의 부품

BPP 커패시터

InnoSwitch-CH IC의 PRIMARY BYPASS 핀에서 연결된 커패시터는 1차측 컨트롤러에 대한 디커플링을 제공하고 Current limit을

선택합니다. 0.1μF, 10μF, 1μF 커패시터는 InnoSwitch-CH 데이터 시트에 표시된 대로 사용할 수 있습니다. 전해질 커패시터를 사용할 수도 있지만, IC에 가까이 커패시터를 배치할 수 있고 소형 스위칭 파워 서플라이 설계가 가능하므로 일반적으로 양면 보드에는 표면에 장착하는 적층형 세라믹 커패시터가 선호됩니다. 최소 커패시턴스 요건을 충족하기 위해서는 16V 또는 25V 정격 X5R 또는 X7R 전해질 커패시터를 사용하는 것이 좋습니다.

바이어스 권선 및 외부 바이어스 회로

MOSFET의 DRAIN 핀에서 InnoSwitch-CH 1차측 컨트롤러의 PRIMARY BYPASS 핀으로 연결된 내부 레귤레이터는 PRIMARY BYPASS에 연결된 커패시터를 충전하여 스타트업합니다. 1mA 이상의 전류를 PRIMARY BYPASS 핀에 공급하는 데 사용할 수 있는 바이어스 전압을 생성하기 위해 적절한 정류 및 필터 커패시터와 함께 바이어스 권선 이 트랜스포머에 제공되어야 합니다.

가장 낮은 부하 조건(또는 무부하)일 때 충전기의 가장 낮은 정격 출력 전압에서 바이어스 권선 전체에 9V가 흐르도록 바이어스 권선의 턴 비를 선택해야 합니다. 전압이 이보다 더 낮으면 무부하 입력 출력이 예상보다 증가합니다.

충전기를 무부하 및 230VAC 입력 전압에서 작동하는 경우 무부하 전력 소비를 10mW 미만으로 유지하려면 외부 회로의 바이어스 전류를 약 300μA로 설정해야 합니다.

일반적으로 더 높은 방사 EMI로 이어지는 패스트 또는 울트라 패스트 다이오드의 일반적인 스냅 회복을 방지하려면 낮은 정션 커패시턴스를 갖춘 유리 패시베이션 표준 회복 정류 다이오드를 사용하는 것이 좋습니다.

커패시터에 흐르는 가장 높은 전압보다 정격 전압이 1.2배 큰 22μF 이상의 필터 커패시터를 사용하는 것이 좋습니다. 서플라이가 AC 공급 전압이 가장 낮은 상태일 때 가장 높은 정격 출력 전압 및 정격 부하에서 작동하는 경우 일반적으로 가장 높은 전압이 커패시터에 충전됩니다.

1차측 센싱 OVP(과전압 보호)

바이어스 권선 출력에서 흐르는 전압은 파워 서플라이 출력 전압을 따릅니다. 정밀하지 않지만 바이어스 권선 전압을 사용하여 1차측 컨트롤러에서 출력 전압 조건을 적절히 정확하게 감지할 수 있습니다. 바이어스 권선 출력에서 PRIMARY BYPASS 핀으로 연결된 제너 다이오드는 설정된 제한값을 벗어나 출력 전압이 증가하도록 하고 1차측 컨트롤러 래칭 OFF를 일으키는 고장 조건을 안정적으로 감지하여 고장 조건으로 인한 부품 손상을 방지할 수 있습니다.

바이어스 권선 출력 시 가장 높은 전압은 최대 정격 부하 및 가장 낮은 정격 입력 전압일 때 정상 상태 조건에 대해 그리고 과도 부하 조건에 대해 측정해야 합니다. 측정된 전압보다 1.25배의 제너 다이오드를 사용하여 일반적으로 OVP 보호 기능이 정상적인 작동 조건에서는 작동하지 않고 고장 조건에서만 작동하도록 합니다.

1차측 센싱 OVP 보호를 사용하는 것이 매우 좋습니다.

1차측 스너버 클램프

예제 회로에서처럼 1차측 스너버 회로를 사용해야 합니다. 이를 통해 각 스위칭 사이클 중 MOSFET을 턴오프하는 즉시 MOSFET 드레인에서 과도한 전압 스파이크를 방지합니다. 기존의 RCD 클램프를 사용할 수도 있지만 RCDZ 클램프가 가장 높은 효율을 제공합니다. 그림 14의 회로 예제에서는 클램프 다이오드와 직렬로 연결된 RCD 클램프를 사용합니다. 이 저항은 드레인에서 링잉을 억제하고 역 회복 중 클램프 다이오드를 통해 역방향 전류도 제한합니다. 클램프에서 부분적 에너지 회복을 가능하게 하여 효율을 개선하므로 정션 커패시턴스가 낮은 표준 회복 유리 패시베이션 다이오드를 사용하는 것이 좋습니다.

InnoSwitch-CH 2차측 회로의 부품

SECONDARY BYPASS 핀 – 디커플링 커패시터

2.2μF, 25V 적층형 세라믹 커패시터를 InnoSwitch-CHIC의 SECONDARY BYPASS 핀을 디커플링하는 데 사용해야 합니다. 값이 너무 크면 스타트업 중 출력 전압 오버슈트로 이어지고 값이 작으면 예기치 못한 동작을 일으킬 수 있습니다. 본 커패시터는 IC 핀에 인접해 있어야 합니다. 세라믹 커패시터의 커패시턴스가 적용된 전압에 의해 저하되므로 실제 값으로 작동하도록 하려면 25V 정격이 필요합니다. 따라서 10V는 사용하지 않는 것이 좋습니다. 최적의 결과를 위해서는 X5R 또는 X7R 유전체가 장착된 커패시터를 사용해야 합니다.

FORWARD 핀 저항

충분한 IC 공급 전류를 위해 47Ω, 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.

SR MOSFET 작동 및 선택

2차측 권선에 간단한 다이오드 정류기 및 필터를 사용해도 되지만 SR MOSFET을 사용하면 European CoC 및 U.S. DoE 에너지 효율 요건을 충족하는 데 필요한 작동 효율을 충분히 개선할 수 있습니다.

플라이백 사이클이 시작되면 2차측 컨트롤러가 SR MOSFET을 턴온합니다. SR MOSFET 게이트는 InnoSwitch-CHIC의 SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE 핀에 직접 연결해야 하고 SR MOSFET의 게이트 회로에는 저항을 추가로 연결하면 안 됩니다.

SR MOSFET의 드레인 전압이 $-24mV[V_{SR(TH)}]$ 아래로 떨어지면 SR MOSFET이 턴오프됩니다. 따라서 $R_{DS(ON)}$ 이 매우 작은 MOSFET의 사용은 MOSFET 온 타임을 줄이므로 역효과가 발생해 전류의 방향이 MOSFET의 다이오드 바디 또는 외부 병렬 쇼트키 다이오드(사용되는 경우)로 바뀝니다.

18mΩ $R_{DS(ON)}$ 인 MOSFET이 5V, 2A 출력을 위한 정격 설계에 적합합니다. SR MOSFET 드라이브는 서플라이 레일에 2차측 SECONDARY BYPASS 핀을 사용하고 전압은 일반적으로 4.4V입니다. 따라서 기준 전압이 너무 높은 MOSFET은 적합하지 않으며 기준 전압(최대 절대값)이 4V인 MOSFET을 사용할 수 있긴 하지만 기준 전압이 1.5V~2.5V로 낮은 MOSFET을 사용하는 것이 가장 좋습니다.

플라이백 사이클 시작 후 SR MOSFET 이 턴온 될 때까지 약간의 지연 시간이 발생될 수 있습니다. 지연 시간 동안 SR FET의 바디 다이오드가 전도됩니다. 외부 병렬 쇼트키 다이오드가 사용되는 경우 전류는 대부분 쇼트키 다이오드를 통해 흐릅니다. InnoSwitch-CH IC에서 플라이백 사이클 종료로 감지하면 SR MOSFET $R_{DS(ON)}$ 의 전압이 24mV 아래로 떨어지고 플라이백 사이클의 나머지 부분이 완료되고, SR MOSFET의 바디 다이오드 또는 외부 병렬 쇼트키 다이오드로 전류 방향이 바뀝니다.

SR MOSFET에 병렬로 쇼트키 다이오드 사용을 추가하여 효율을 더욱 높일 수 있으며 일반적으로 1A 표면 장착 쇼트키 다이오드가 적합합니다. 게인은 5V, 2A 설계에서 낮으므로 외부 다이오드가 85VA에서는 풍부하 효율에 ~0.1%를 더하고 230VAC에서는 ~0.2%를 더합니다.

쇼트키 다이오드와 SR MOSFET의 정격 전압은 트랜스포머에 사용되는 턴 비를 기준으로 예측되는 PIV(피크 역 전압)보다 1.3~1.4배 이상이어야 합니다. 60V 정격 MOSFET 및 다이오드는 60V 미만의 V_{OR} 를 사용하는 대부분의 5V 설계에 적합합니다.

2차측 누설 리액턴스와 MOSFET 커패시턴스(COSS) 간 상호 작용은 1차측 MOSFET 턴 온으로 인한 권선에서의 역 전압 시 전압 파형에서 링잉으로 이어집니다. 이러한 링잉은 RC 스너버를 SR FET에 연결하여

억제할 수 있습니다. 10Ω~47Ω 범위의 스너버 저항은 높은 저항 값으로 인해 효율이 눈에 띄게 떨어지더라도 사용할 수 있습니다. 1nF~1.5nF의 커패시턴스는 대부분의 설계에 적합합니다.

출력 커패시터

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

일반적으로 200μF~300μF의 알루미늄 폴리머 커패시턴스는 모든 앰페어의 출력 전류에 적합합니다. 커패시턴스 선택에 영향을 미치는 다른 요인에는 출력 리플이 있습니다. 마진이 충분하고(20% 초과) 가장 높은 출력 전압보다 정격 전압이 큰 커패시터를 사용하려면 주의해야 합니다.

출력 전압 피드백 회로

정상적인 출력 전압 FEEDBACK 핀 전압은 1.265V[V_{FB}]입니다. 출력 전압이 설정된 정상 전압인 경우 FEEDBACK 핀의 전압이 1.265V가 되도록 출력 전압을 분배하기 위해 전압 분배 네트워크는 파워 서플라이 출력에 연결되어야 합니다. 낮은 피드백 저항 분배기는 SECONDARY GROUND 핀에 연결해야 합니다. 300pF 이하인 디커플링 커패시터는 FEEDBACK 핀에서 InnoSwitch-CH IC의 SECONDARY GROUND 핀으로 연결해야 합니다. 이 커패시터는 InnoSwitch-CH IC에 물리적으로 가깝게 배치해야 합니다. R-C 네트워크 또한 피드백 분배 네트워크 상단 저항 양단에 연결할 수 있습니다. 일반적으로 1nF 커패시턴스와 1kΩ 저항 RC 네트워크는 뛰어난 과도 응답을 보장하고, 스타트업 시 출력 전압 오버슈트를 방지하고 펄스 변질을 방지합니다.

2차측 전류 센트 방지 다이오드

InnoSwitch-CH IC에는 정밀한 CC 작동 모드를 가능하게 하는 2차측 전류 센싱 기능이 있습니다. 데이터 시트에 명시된 것처럼 출력 전류가 정전류 레귤레이션 기준값을 초과하면 파워 서플라이가 자동으로 CV에서 CC모드로 변경됩니다.

출력을 센싱하기 위해 부하 전류가 ISENSE 핀에서 내부 셉트를 통해 IC의 SECONDARY GROUND 핀으로 흐릅니다. 셉트 전압이 ~33mV를 초과하면 CC 동작이 되고, 센싱 전압이 매우 낮으면 전력 소모도 크게 줄어듭니다.

출력 회로 단락 시 출력 필터 커패시터(그림 1의 C10)는 내부 셉트를 통해 즉시 방전됩니다. 출력 전압에 따라 셉트에서 에너지가 방출하는 출력 커패시턴스의 값과 단락 임피던스가 매우 높을 수 있습니다.

출력 전압이 5V를 초과하는 설계의 경우 IC 손상을 방지하려면 ISENSE 핀과 SECONDARY GROUND 핀 사이에 1A 외부 쇼트키 다이오드를 사용하는 것이 좋습니다. 이 때, 출력단에서 파워 서플라이가 단락될 수 있습니다. 이 다이오드를 사용하는 경우 ISENSE 핀에는 애노드를 연결하고 SECONDARY GROUND 핀에는 캐소드를 연결해야 합니다.

회로 기판 레이아웃에 대한 권장 사항

InnoSwitch-CH IC에 대해 권장되는 회로 기판 레이아웃은 그림 15를 참조하십시오.

단일 지점 그라운드

입력 필터 커패시터에서 SOURCE 핀에 연결된 동판까지 동일한 그라운드를 사용합니다.

바이패스 커패시터

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

1차측 루프 면적

입력 필터 커패시터, 1차측 트랜스포머 및 InnoSwitch-CH 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 소자에서 트랜스포머와 InnoSwitch-CH IC까지의 루프를 최소화해야 합니다.

써멀 고려 사항

SOURCE 핀은 IC 리드 프레임과 내부적으로 연결되며 디바이스의 열을 방출하는 주 경로가 됩니다. 따라서 SOURCE 핀은 단일 그라운드 및 히트싱크 역할을 하도록 InnoSwitch-CH IC 아래의 동판 영역에 연결해야 합니다. 이 영역은 노이즈가 없는 그라운드와 연결되기 때문에 적절한 방열을 위해서는 이 부분의 면적을 최대화해야 합니다. 출력 SR MOSFET도 마찬가지로 SR MOSFET의 열이 손실되는 패키지의 핀에 연결되는 PCB 영역을 최대화합니다.

InnoSwitch-CH IC 온도를 최대 절대 제한값 아래로 안전하게 유지하려면 보드에 충분한 동판 영역을 제공해야 합니다. 정격 풀부하 및 가장 낮은 정격 입력 AC 공급 전압에서 충전기를 작동하는 경우 InnoSwitch-CH IC의 SOURCE 핀이 납땜된 동판에 제공되는 동판 영역은 IC 온도를 85°C 아래로 유지할 수 있을 정도로 넓어야 합니다. 특정한 추가 요건에 따라 더 많은 디레이팅을 적용할 수 있습니다.

Y 커패시터

Y 커패시터는 1차측 입력 필터 커패시터 양극 단자에서 트랜스포머 2차측 출력 플러스 또는 리턴 단자까지 직접 연결되어야 합니다. 이런 배치는 큰 커먼 모드 서지 전류를 InnoSwitch-CH IC로 부터 떨어져 흐르게 할 수 있습니다. 참고 - 입력 π(C, L, C) EMI 필터를 사용할 경우, 필터 내의 인덕터를 입력 필터 커패시터의 마이너스 단자 사이에 배치해야 합니다.

출력 SR MOSFET

최상의 성능을 위해 2차측 권선, 출력 SR MOSFET 및 출력 필터 커패시터의 루프 연결 면적을 최소화해야 합니다. 또한 히트싱크용으로 SR MOSFET의 단자에 충분한 구리 영역이 필요합니다.

ESD

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

스파크 갭은 출력 플러스 레일과 AC 중 하나 사이에 직접 배치하는 것이 가장 좋습니다. 이러한 구성에서 5mm 스파크 갭이면 적용 가능한 여러 가지 안전 표준의 연면거리 및 간격을 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 떨어져 배치하여 연결된 회로 및 이 회로의 패턴 길이를 최소화해야 합니다.

입력 정류기 필터 커패시터, 1차측 권선 및 InnoSwitch-CH IC 1차측 MOSFET으로 구성된 루프의 루프 영역은 가급적 작게 유지해야 합니다.

그림 15에서는 InnoSwitch-CH IC 기반 충전기 설계의 예를 보여 줍니다. 이 설계에서 제공하는 고려 사항은 그림에 표시되어 있으며 아래에 나열되어 있습니다.

EMI 감소를 위한 권장 사항

1. 부품을 적절하게 배치하고 1차측 및 2차측 전원 회로의 루프 영역을 작게 유지하면 방사 및 전도성 EMI를 최소화할 수 있습니다. 이러한 루프의 루프 영역을 작게 유지하도록 주의는 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 충전기 입력에 커먼 모드 초크가 필요합니다. 트랜스포머에서 철드 권선을 사용해도 동일한 효과를 얻을 수 있습니다. 또한 철드 권선은 입력 시 커먼 모드 필터 인덕터와 함께 사용하여 전도성 및 방사 EMI 마진을 개선하는 데 사용할 수 있습니다.
5. 출력 SR MOSFET양단에 연결된 RC 스너버의 부품 값은 고주파 방사 및 전도성 EMI를 줄일 수 있습니다.
6. 디퍼렌셜 인덕터 및 커패시터로 구성된 π 필터를 입력 정류기에 사용하여 저주파수 디퍼렌셜 EMI를 줄일 수 있습니다.
7. 파워 서플라이 출력 시 연결되는 경우 1μF 세라믹 커패시터는 방사 EMI를 줄일 수 있습니다.

가청 노이즈 억제를 위한 권장 사항

InnoSwitch-CH IC에 사용되는 state machine은 Current limit을 자동으로 조정하여 경부하 시 작동 주파수를 조정합니다. 그러면 일반적으로 부하가 매우 작을 때 파워 서플라이의 간헐적 스위칭으로 인해 발생하는 가청 노이즈를 없앨 수 있습니다.

파워 서플라이에서 가청 노이즈가 발생하는 경우 가청 노이즈를 줄이기 위한 지침으로 다음과 같은 내용을 고려해야 합니다.

1. 플라이백 트랜스포머가 함침되었는지 확인합니다.
2. 일반적으로 가청 노이즈의 소스는 세라믹 커패시터입니다. 바이어스 권선 및 1차측 클램프 커패시터를 둘 다 확인합니다. 소스를 찾으려면 금속 필름형으로 클램프 커패시터를 바꾸고 전해질형으로 바이어스를 바꿉니다. 가장 일반적인 소스는 바이어스 커패시터입니다.
3. 바이어스 권선 필터 커패시터에서 노이즈가 발생하는 경우 정격 전압이 높은 커패시터를 사용하면 일반적으로 이 문제가 해결됩니다. 회로 기판 레이아웃 및 모든 물리적 인클로저 크기 제한이 허용되는 경우 대신 전해 커패시터를 사용해야 합니다.
4. 트랜스포머의 AC 자속 밀도(ΔB)를 줄여서 코어로부터의 가청 노이즈를 줄일 수 있습니다.
5. 2차측 권선이 플라잉 리드로 종료되면 와이어가 보빈에 대해 또는 서로에 대해 진동하는지 확인합니다.
6. 회로 기판에서 펄스 번칭 징후가 보이면(여러 번의 스위칭 사이클 후 스위칭 활동이 나타나지 않음) 이것이 가청 노이즈의 원인일 수 있습니다. 펄스 번칭은 피드백 노드가 스위칭 노이즈의 영향을 받는 잘못된 회로 기판 레이아웃이 원인일 수 있습니다. 본 문서에서 설명하는 FEEDBACK 핀 디커플링 및 위상 리드 RC 네트워크에 대한 지침을 참조하십시오. 피드백 분배 네트워크와 관련된 기판 레이아웃 권장 사항을 따랐는지 확인하십시오.

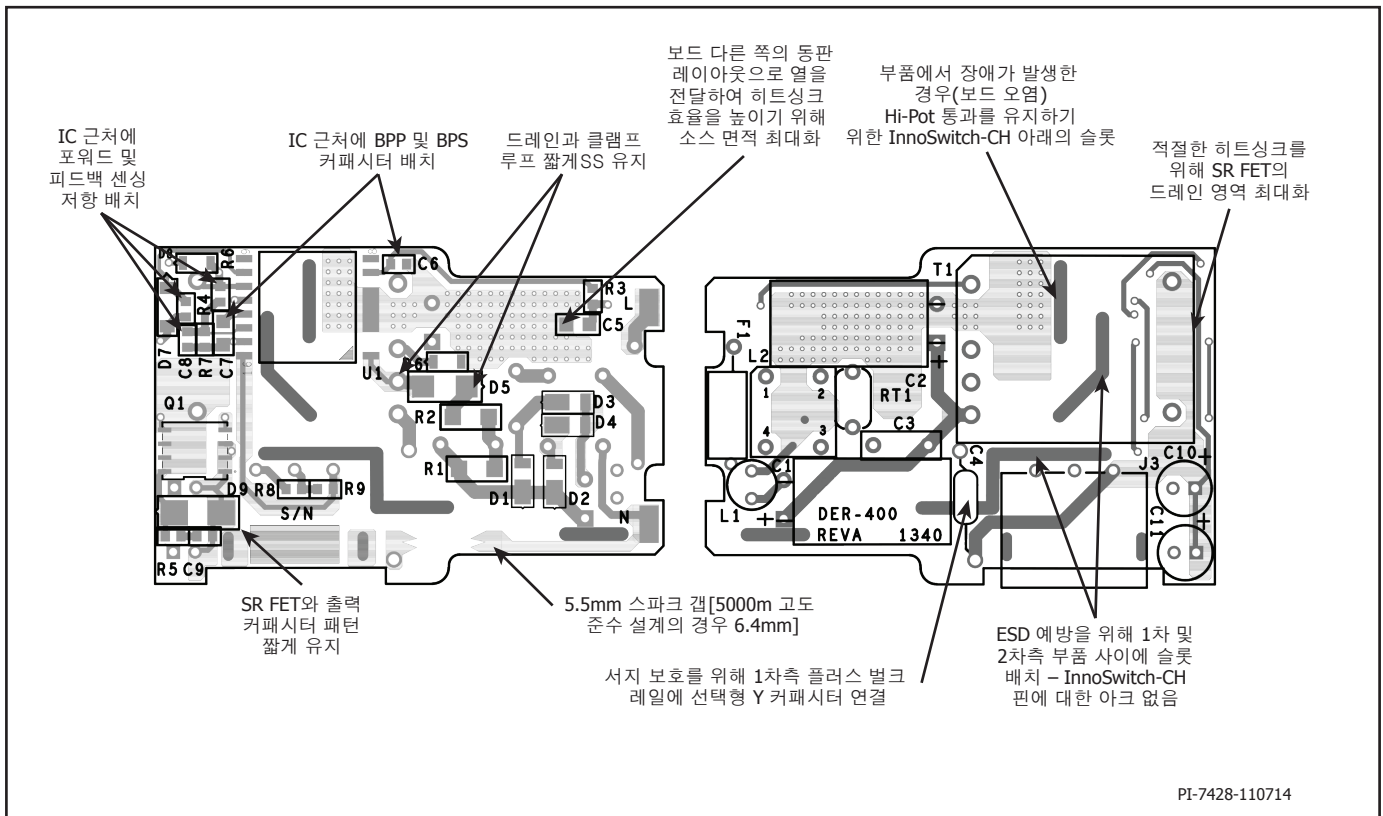


그림 15. PCB 레이아웃 지침 하단(왼쪽), 상단(오른쪽)

트랜스포머 설계에 대한 권장 사항

트랜스포머는 파워 서플라이가 가장 낮은 작동 전압에서 정격 전력을 제공할 수 있도록 설계되어야 합니다. 파워 서플라이의 정류 DC 버스의 가장 낮은 전압은 사용되는 필터 커패시터의 커패시턴스에 따라 달라집니다. 3μF/W가 충분한 마진을 제공함에도 불구하고 DC 버스 전압을 항상 70V 이상으로 유지하기 위해서는 2μF/W 이상을 사용하는 것이 좋습니다. DC 버스의 리플을 측정해야 하고 트랜스포머 1차측 권선 인덕턴스를 선택하기 위한 설계 계산을 확인하기 위해 이러한 전압을 주의 깊게 확인해야 합니다.

권선비에 의해 발생된 전압, $V_{OR}(V)$

이 파라미터는 다이오드/SR이 도통하는 기간 동안의 2차 권선 전압으로 이 전압은 트랜스포머의 권선비를 통해 1차 권선으로 다시 반사됩니다. 대부분의 5V 전용 설계에서 V_{OR} 은 60V가 가장 적합합니다. 설계를 최적화하기 위해서는 다음 내용을 고려해야 합니다.

1. 높은 V_{OR} 은 V_{MIN} 에서 전력 공급을 늘릴 수 있습니다. 즉, 입력 커패시터의 값을 최소화하고 InnoSwitch-CH 디바이스에서 제공되는 전원을 극대화합니다.
2. V_{OR} 이 높으면 출력 다이오드 및 SR MOSFET의 전압 스트레스가 줄어듭니다.
3. V_{OR} 이 높으면 파워 서플라이의 효율을 낮추는 누설 인덕턴스가 증가합니다.
4. V_{OR} 이 높으면 2차측 피크 전류 및 RMS 전류가 증가하여 2차측 구리 손실 및 다이오드 손실이 늘어날 수 있습니다.

피크 전류에 대한 리플 비, K_p

연속 전도 모드(CCM)를 나타내는 1보다 작은 K_p 값은 1차측 피크 전류와 리플 전류의 비율입니다(그림 16).

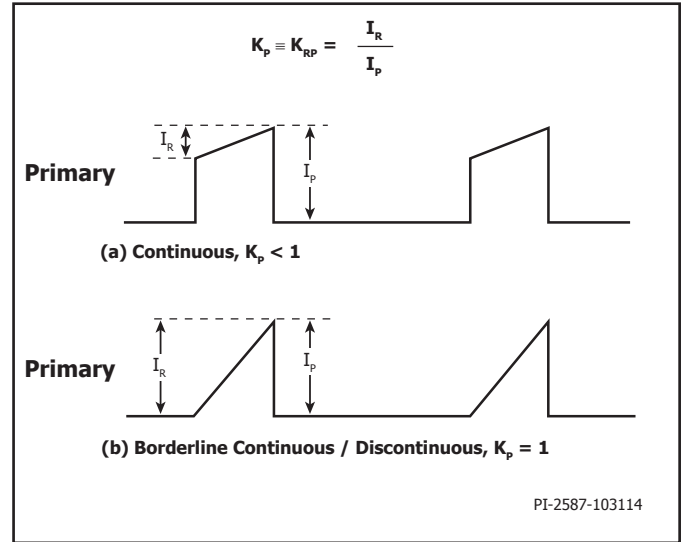


그림 16. 연속 모드 전류 파형, $K_p \leq 1$

$$K_p \equiv K_{RP} = \frac{I_R}{I_P}$$

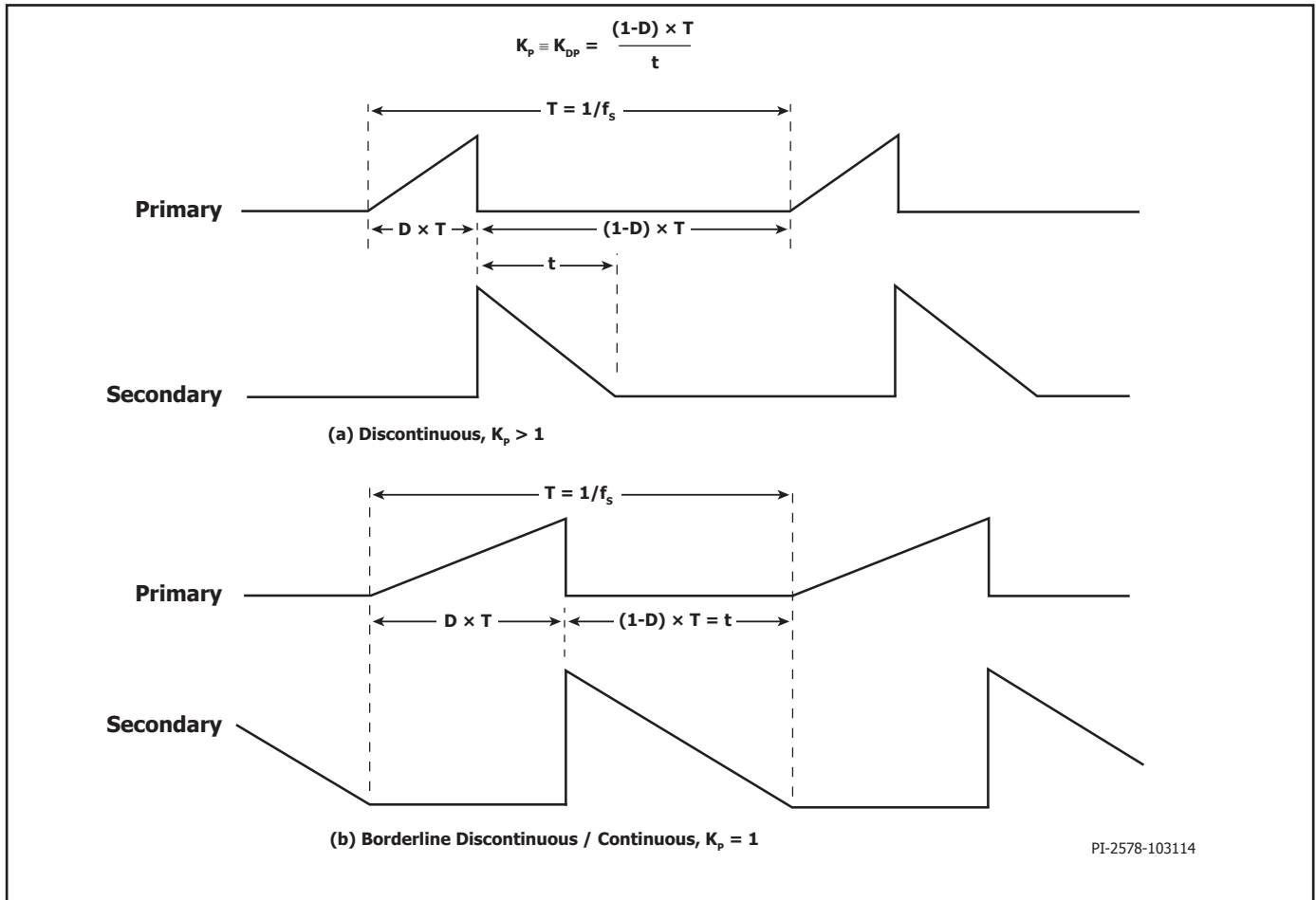


그림 17. 불연속 모드 전류 파형, $K_p \geq 1$

불연속 전도 모드(DCM)를 나타내는 1보다 큰 K_p 값은 2차측 다이오드 전도 시간과 1차측 MOSFET 오프 타임의 비율입니다.

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

대부분의 InnoSwitch-CH 설계에는 최소 DC 버스 전압이 70V일 때 K_p 값이 0.9에 가까운 것이 좋습니다.

K_p 값이 1보다 작으면 1차측 RMS 전류가 낮아져 트랜스포머 효율이 향상됩니다. 그러나 1차측 MOSFET에서의 스위칭 손실이 커져 InnoSwitch-CH 온도가 올라갑니다.

코어 유형

적절한 코어 선택은 충전기에 사용되는 인클로저의 물리적 설계 제약 조건에 따라 달라집니다. 일반적으로 충전기 설계는 작은 인클로저를 사용하여 열 문제가 발생하므로 손실이 낮은 코어를 사용해야 합니다.

안전 마진, M(mm)

1차와 2차 사이에 안전 절연거리가 필요한 설계에서 3중 절연선을 사용하지 않을 경우, 각 보빈 측면에 사용할 안전 마진 폭을 여기에 입력해야 합니다. 일반적으로 유니버설 입력 설계의 경우, 6.2mm의 총 마진이 필요하며 스프레드시트에 값을 3.1mm로 입력해야 합니다. 수직타임 보빈의 경우 마진은 대칭적이지 않습니다. 하지만 총 6.2mm의 마진이 필요한 경우, 마진이 보빈의 한쪽 면에만 사용되더라도 3.1mm를 입력해야 합니다.

3중 절연 와이어를 사용하는 설계의 경우, 필요한 안전 연면거리를 충족시키기 위해 작은 마진이 필요합니다. 일반적으로 각 코어 크기에 대해 여러 보빈이 존재하며 각각 구조적 공간이 서로 다릅니다. 보빈의 데이터 시트를 참조하거나 안전 규격 전문가 또는 트랜스포머 공급업체에게 문의하여 설계에 필요한 특정 마진을 확인하시기 바랍니다.

마진은 권선이 가능한 영역을 줄이므로 위에서 마진 구조는 코어가 작아질수록 트랜스포머에 적합하지 않을 수 있습니다. InnoSwitch-CH IC를 사용하는 소형 충전기 설계의 경우 2차측에는 3중 절연 와이어를 사용해야 합니다. 그러면 마진이 필요 없습니다.

1차측 레이어, L

1차측 레이어는 $1 < L < 3$ 범위에 속해야 하며 일반적으로 1차측 전류 밀도 제한(CMA)을 충족하는 최저 수치여야 합니다. 써멀 설계 제약에 따라 더 큰 값이 필요할 수 있지만 200Cmils/Amp 이상인 값은 대부분의 설계에서 시작 값으로 사용할 수 있습니다. 레이어가 3개 이상은 가능하지만 증가된 누설 인덕턴스와 권선의 실제 가능 여부에 대한 문제를 고려해야 합니다. 누설 인덕턴스 클램프 손실이 너무 높은 설계의 경우 1차측 구조를 샌드위치 권선 구조로 하는 것이

용이합니다. 1차측 분할 구조에서 1차측 권선의 절반이 2차측(및 바이어스) 권선에 샌드위치 배열 방식으로 배치됩니다. 일반적으로 비용 증가를 가져오는 추가 커먼 모드 필터링이 필요하므로 이러한 배열은 저전력 충전기에는 유용하지 않습니다.

최대 작동 자속 밀도, B_m (가우스)

스타트 업 시 그리고 출력 회로 단락 시 최대 자속 밀도를 제한하기 위해 정상 작동 중에는 최대 값인 3000가우스가 권장됩니다. 이러한 상태에서는 출력 전압이 낮으며 MOSFET가 오프 상태일 때 트랜스포머의 리셋이 거의 발생하지 않습니다. 따라서 정상 작동 단계에서 트랜스포머 자속 밀도가 계산될 수 있습니다. 선택한 디바이스의 피크 Current Limit에서의 3,000가우스 값은 InnoSwitch-CH IC에 내장된 보호 기능과 함께 충분한 마진을 제공하여 스타트 업 시 또는 출력 단락회로 상태에서 코어 포화를 방지할 수 있습니다.

트랜스포머 1차측 인덕턴스, (L_p)

가장 낮은 작동 전압 및 필요한 V_{OR} 이 결정되면 트랜스포머 1차측 인덕턴스를 계산할 수 있습니다. 선택한 인덕턴스 값이 InnoSwitch-CH IC 데이터 시트의 최대 듀티 사이클 사양을 위반하지 않도록 주의해야 합니다. PI Expert Suite의 일부인 PIXIs 설계 스프레드시트를 사용하여 트랜스포머 설계를 지원할 수 있습니다.

빠른 설계 확인 목록

어떤 파워 서플라이를 설계하든지 가장 나쁜 조건시 부품의 정격을 초과하지 않는지를 확인하기 위해 모든 InnoSwitch-CH 설계를 검증해야 합니다.

이를 위해 다음과 같은 최소한의 테스트는 반드시 수행되어야 합니다.

1. 최대 드레인 전압 VDS가 최고 입력 전압과 피크(과부하) 출력 전력에서 600V를 초과하지 않는지 확인합니다. 650 V BV_{DS} 에 대한 50V 마진 사양은 설계 편차에 대한 마진을 제공합니다.
2. 최대 드레인 전류 - 최대 주위 온도, 최대 입력 전압 및 피크 출력(과부하) 전력에서 스타트업 시 트랜스포머 포화 및 과도한 리딩 엷지 전류 스파이크가 있는지 드레인 전류 파형을 확인합니다. 일정한 상태 조건에서 반복하고 리딩 엷지 전류 스파이크가 $t_{LEB(MIN)}$ 의 끝에서 $I_{LIMIT(MIN)}$ 이하인지 확인합니다. 모든 조건에서 최대 드레인 전류는 지정된 최대 정격 절대값 이하가 되어야 합니다.
3. 써멀 검사 - 지정된 최대 출력 전력, 최소 입력 전압 및 최고 주변 온도에서 InnoSwitch-CH IC, 트랜스포머, 출력 SR MOSFET, 출력 커패시터의 온도 사양이 초과하는지 확인합니다. 데이터 시트에 지정되어 있듯이 InnoSwitch-CH IC의 부품간 $R_{DS(ON)}$ 의 편차 때문에 충분한 써멀 마진이 필요합니다.

낮은 입력 전압과 최대 전력 하에서 이러한 편차를 허용하기 위하여 최대 InnoSwitch-CH SOURCE 핀 온도 110°C를 권장합니다.

최대 정격 절대값^{1,2}

DRAIN 핀 전압	-0.3V~650V	참고:	1. 모든 전압의 기준은 소스와 2차 그라운드, $T_A = 25^\circ\text{C}$.
DRAIN 핀 피크 전류 ³ INN20x3	1200(2250)mA		2. 지정된 최대 정격은 제품에 영구적인 손상을 초래하지 않는 한도 내에서 일회적으로 측정된 결과임. 지정된 시간보다 오랫동안 최대 정격 절대값 조건에 노출하면 제품 신뢰성에 영향을 미칠 수 있음
INN20x4	1360(2550)mA		3. 드레인 전압이 동시에 400V 미만으로 떨어지면 더 높은 피크 드레인 전류가 허용됨
INN20x5	1680(3150)mA		4. 일반적으로 내부 회로에 의해 제한됨
PRIMARY BYPASS/SECONDARY BYPASS 핀 전압	-0.3V~9V		5. 케이스에서 1/16인치 거리를 두고 5초 동안 측정
PRIMARY BYPASS/SECONDARY BYPASS 핀 전류	100mA		6. $\leq 500\text{n sec}$ 동안 -1.8V. 그림 23을 참조
FORWARD 핀 전압	-1.5V~150 ⁷ V		7. FORWARD 핀이 그라운드 아래에 있을 때 FORWARD 핀에서 나오는 최대 전류는 -40mA임
FEEDBACK 핀 전압	-0.3~9V		8. 15V 시 VOUT 핀으로 흐르는 최대 전류는 10mA를 초과할 수 없음
SR/P 핀 전압	-0.3~9V ⁶		
OUTPUT VOLTAGE 핀 전압	-0.3~15 ⁸ V		
보관 온도	-65~150 ⁹ °C		
작동 정션 온도 ^{4,7}	-40~150 ⁹ °C		
주변 온도	-40~105 ⁹ °C		
리드 온도 ⁵	260 ⁹ °C		

써멀 저항

써멀 저항: eSOP-R16B 패키지:	참고:
(θ_{JA})	1. 0.36평방인치(232mm ²), 2온스(610g/m ²) 동판에 납땜.
(θ_{JC})	2. 1평방인치(645 mm ²), 2온스(610g/m ²) 동판에 납땜.
	3. 케이스 온도는 패키지 상단의 플라스틱 표면에서 측정.

파라미터	조건	등급	단위
------	----	----	----

UL1577에 대한 정격(어댑터 정격 전력은 정격이 감소된 전력 용량임)

1차측 정격 전류	핀(3-6)에서 핀 1까지 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 전류	핀 16에서 핀 15로 흐르는 전류	2.5	A
2차측 정격 전력	$T_{AMB} = 25^\circ\text{C}$ (소켓에 장착된 디바이스)	0.125	W

파라미터	기호	조건 SOURCE = 0V $T_{JJ} = -40^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$ (C 참고) (특별히 지정되지 않은 경우)	최소	일반	최대	단위

컨트롤 기능

출력 주파수 1차측 및 2차측 컨트롤러에 적용됨	f_{OSC}	$T_J = 25^\circ\text{C}$	평균	93	100	107	kHz
			피크-피크 지터		6		
최대 듀티 사이클	DC_{MAX}	$T_J = 0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$	60				%

파라미터	기호	조건		최소	일반	최대	단위
		SOURCE = 0V T _J = -40°C~+125°C (특별히 지정되지 않은 경우)					
컨트롤 기능(계속)							
PRIMARY BYPASS 핀 공급 전류	I _{S1}	T _J = 25°C, V _{BPP} + 0.1V (MOSFET 스위칭 하지 않음) 참고 B 참조			250		μA
	I _{S2}	T _J = 25°C, V _{BPP} + 0.1V (f _{OSC} 에서의 MOSFET 스위칭) 참고 A, C 참조		INN20x3	635	750	
				INN20x4	790	900	
PRIMARY BYPASS 핀 충전 전류	I _{CH1}	T _J = 25°C, V _{BP} = 0V 참고 D, E 참조		-5.4	-4.5	-3.6	mA
	I _{CH2}	T _J = 25°C, V _{BP} = 4V 참고 D, E 참조		-3.8	-2.9	-2.0	
PRIMARY BYPASS 핀 전압	V _{BPP}	참고 D 참조		5.73	5.95	6.15	V
PRIMARY BYPASS 핀 전압 히스테리시스(Hysteresis)	V _{BPP(H)}			0.48	0.56	0.65	V
PRIMARY BYPASS 셧트 전압	V _{SHUNT}	I _{BPP} = 2mA		6.15	6.45	6.75	V
회로 보호							
표준 Current Limit (BPP) 커패시터 = 0.1μF	I _{LIMIT} 참고 E 참조	di/dt = 138 mA/μs T _J = 25°C	INN20x3	611	650	689	mA
		di/dt = 168 mA/μs T _J = 25°C	INN20x4	705	750	795	
		di/dt = 213 mA/μs T _J = 25°C	INN20x5	893	950	1007	
감소 Current Limit (BPP) 커패시터 = 10μF	I _{LIMIT-1} 참고 E 참조	di/dt = 138 mA/μs T _J = 25°C	INN20x3	500	550	600	mA
		di/dt = 168 mA/μs T _J = 25°C	INN20x4	591	650	709	
		di/dt = 213 mA/μs T _J = 25°C	INN20x5	773	850	927	
증가 Current Limit (BPP) 커패시터 = 1μF	I _{LIMIT+1} 참고 E 참조	di/dt = 138 mA/μs T _J = 25°C	INN20x3	682	750	818	mA
		di/dt = 168 mA/μs T _J = 25°C	INN20x4	773	850	927	
		di/dt = 213 mA/μs T _J = 25°C	INN20x5	955	1050	1145	

파라미터	기호	조건 SOURCE = 0V T _J = -40°C~+125°C (특별히 지정되지 않은 경우)	최소	일반	최대	단위	
회로 보호(계속)							
전력 계수	I ² f	표준 Current Limit, I ² f = I _{LIMIT(TYP)} ² × f _{OSC(TYP)} 참고 A 참조	INN20x3-20x5	0.87 × I ² f	I ² f	1.15 × I ² f	A ² Hz
		감소 Current Limit, I ² f = I _{LIMITred(TYP)} ² × f _{OSC(TYP)} 참고 A 참조	INN20x3-20x5	0.84 × I ² f	I ² f	1.18 × I ² f	
		증가 Current Limit, I ² f = I _{LIMITinc(TYP)} ² × f _{OSC(TYP)} 참고 A 참조	INN20x3-20x5	0.84 × I ² f	I ² f	1.18 × I ² f	
초기 Current Limit	I _{INIT}	T _J = 25°C 참고 A 참조		0.75 × I _{LIMIT(TYP)}		mA	
리딩 엣지 블랭킹 시간	t _{LEB}	T _J = 25°C 참고 A 참조	170	250		ns	
Current Limit 딜레이	t _{ILD}	T _J = 25°C 참고 A, F 참조		170		ns	
써멀 섯다운	T _{SD}	참고 A 참조	135	142	150	°C	
써멀 섯다운 히스테리시스 (Hysteresis)	T _{SD(H)}	참고 A 참조		75		°C	
PRIMARY BYPASS 핀 섯다운 기준값	I _{SD}		5.6	7.6	9.6	mA	
1차측 바이패스 파워 업 리셋 기준값	V _{BPP(RESET)}	T _J = 25°C	2.8	3.0	3.3	V	
f _{osc} 시 오토-리스타트 온-타임	t _{AR}	T _J = 25°C 참고 G 참조	64	77	90	ms	
오토-리스타트 트리거 스킵 타임	t _{AR(SK)}	T _J = 25°C 참고 G 참조		1		s	
f _{osc} 시 오토-리스타트 오프-타임	t _{AR(OFF)}	T _J = 25°C 참고 G 참조			2	s	
f _{osc} 시 짧은 오토-리스타트 오프-타임	t _{AR(OFF)SH}	T _J = 25°C 참고 A, G 참조		0.5		s	
출력							
ON 상태 레지스텐스	R _{DS(ON)}	INN20x3 I _D = 750 mA	T _J = 25°C		3.50	4.10	Ω
			T _J = 100°C 참고 A 참조		5.50	6.30	
		INN20x4 I _D = 850 mA	T _J = 25°C		2.30	2.70	
			T _J = 100°C 참고 A 참조		3.60	4.20	
		INN20x5 I _D = 1,050 mA	T _J = 25°C		1.70	2.00	
			T _J = 100°C 참고 A 참조		2.70	3.10	
OFF 상태 드레인 누설 전류	I _{DSS1}	V _{BPP} = 6.2V, V _{DS} = 520V, T _J = 125°C 참고 H 참조			200	μA	

파라미터	기호	조건		최소	일반	최대	단위
		SOURCE = 0V T _J = -40°C~+125°C (특별히 지정되지 않은 경우)					
출력(계속)							
OFF 상태 드레인 누설 전류	I _{DSS2}	V _{BPP} = 6.2V, V _{DS} = 325V, T _J = 25°C 참고 A, H 참조			15		μA
항복 전압	BV _{DSS}	V _{BPP} = 6.2V T _J = 25°C 참고 I 참조		650			V
드레인 공급 전압				50			V
2차측							
FEEDBACK 핀 전압	V _{FB}	T _J = 25°C		1.250	1.265	1.280	V
OUTPUT VOLTAGE 핀 오토-리스타트 기준값	V _{OUT(AR)}	참고 K 참조		3.00	3.45	3.65	V
케이블 전압 강하 보상 계수	φ _{CD}	T _J = 25°C	INN202x	1.05	1.06	1.07	
			INN200x	-	1.00	-	
무부하 시 SECONDARY BYPASS 핀 전류	I _{SNL}	T _J = 25°C			265	315	μA
SECONDARY BYPASS 핀 전압	V _{BPS}			4.25	4.45	4.65	V
SECONDARY BYPASS 핀 저전압 기준값	V _{BPS(UVLO)}			3.45	3.8	4.15	V
SECONDARY BYPASS 핀 저전압 히스테리시스 (Hysteresis)	V _{BPS(HYS)}			0.10	0.65	1.2	V
출력(IS 핀) Current Limit 전압 기본값	IS _{V(TH)}	T _J = 25°C			33		mV
정전류 레귤레이션 기준값	I _{CC}	T _J = 0°C~100°C		2.0	2.2	2.4	A
일반적 출력 전류	I _O	T _J = 25°C		1.00	1.04	1.08	
FEEDBACK 핀 AR 타이머	t _{FB(AR)}			8			ms
FEEDBACK 핀 단락	V _{FB(OFF)}				0.1	0.14	V
동기 정류							
SYNCHRONOUS RECTIFIER 핀 기준값	V _{SR(TH)}	T _J = 25°C		-19	-24	-29	mV
SYNCHRONOUS RECTIFIER 핀 풀업 전류	I _{SR(PU)}	T _J = 25°C C _{LOAD} = 2nF, f _s = 100kHz		125	162	200	mA

파라미터	기호	조건		최소	일반	최대	단위
		SOURCE = 0V T _J = -40°C~+125°C (특별히 지정되지 않은 경우)					
동기 정류¹(계속)							
SYNCHRONOUS RECTIFIER 핀 풀다운 전류	I _{SR(PD)}	T _J = 25°C C _{LOAD} = 2nF, f _s = 100kHz		230	280	315	mA
SYNCHRONOUS RECTIFIER 핀 드라이브 전압	V _{SR}	참고 A 참조		4.2	4.4	4.6	V
상승 시간	t _R	T _J = 25°C C _{LOAD} = 2nF (참고 A 참조)	0-100%		71		ns
			10-90%		40		
하강 시간	t _F	T _J = 25°C C _{LOAD} = 2nF (참고 A 참조)	0-100%		32		ns
			10-90%		15		
출력 풀업 저항	R _{PU}	T _J = 25°C V _{SPS} = 4.4V I _{SR} = 10mA (참고 A 참조)			11.5		Ω
출력 풀다운 저항	R _{PD}	T _J = 25°C V _{SPS} = 4.4V I _{SR} = 10mA 참고 A 참조			3.5		Ω

참고:

- A. 이 파라미터는 각 설계의 전원 특성에 따라 정해집니다.
- B. I_{S1}은 무부하 시 디바이스 전류 소모에 대한 예상값입니다(이러한 조건에서는 작동 주파수가 낮기 때문). 무부하시 총 디바이스 소비량은 I_{S1} 및 I_{DSS2}의 합입니다(여기에는 2차측 손실이 포함되지 않음).
- C. 출력 MOSFET이 스위칭되므로 드레인에서 공급 전류와 스위칭 전류를 분리하는 것은 어렵습니다. 이 경우 6.2V에서 PRIMARY BYPASS 핀 전류를 측정하는 방법을 사용할 수 있습니다.
- D. PRIMARY BYPASS 핀은 외부 회로에 전류를 공급하는 용도로 사용되지 않습니다.
- E. 정확한 Current limit을 얻기 위해 공칭 0.1μF/1μF/10μF 커패시터를 사용하는 것을 권장합니다. 또한 BPP 커패시터 값 오차는 목표 애플리케이션의 주변 온도에서 아래 표시된 값 이상이어야 합니다. 최소 및 최대 커패시터 값은 특성에 의해 결정됩니다.

Nominal PROMARY BYPASS Pin Capacitor Value	Tolerance Relative to Nominal Capacitor Value	
	Minimum	Maximum
0.1μF	-60%	+100%
1μF	-50%	+100%
10μF	-50%	N/A

- F. 이 파라미터는 I_{LIMIT} 사양에서, di/dt의 1X와 4X에서 측정된 Current limit의 변화값에서 유도되었습니다.
- G. 오토-리스타트 온 타임의 온도 특성은 오실레이터와 동일합니다(주파수에 반비례).
- H. I_{DSS1}은 BV_{DSS}의 80%이고 최대 작동 정션 온도의 가장 악조건 OFF 상태 누설 사양입니다. 무부하 소비 전력을 계산하기 위하여 I_{DSS2}는 최악 조건(정류 230VAC)하에서의 일반적인 사양입니다.
- I. DRAIN 핀 전압을 BV_{DSS} 최소값을 초과하지 않는 범위 내까지 최대한 증가시켜 최소 BV_{DSS}를 기준으로 항복 전압(Breakdown Voltage)을 확인할 수도 있습니다.
- J. 참조 전용입니다. 이는 전류 센싱 본드 와이어 변화에 맞는 Current limit 기준값의 총 범위입니다. 둘 다 정규화된 출력 정전류를 설정하도록 조정됩니다.
- K. 디바이스의 VOUT 핀에서 측정된 값입니다. 부하가 있는 케이블 끝에서는 오토-리스타트 기준값이 낮게 보일 수 있습니다.

일반적 성능 특성

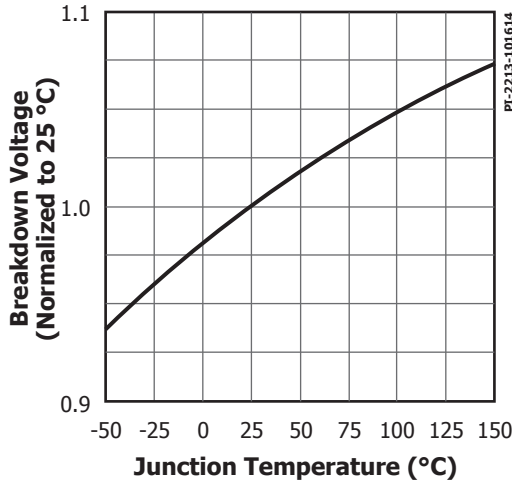


그림 18. 항복 전압과 온도 비교

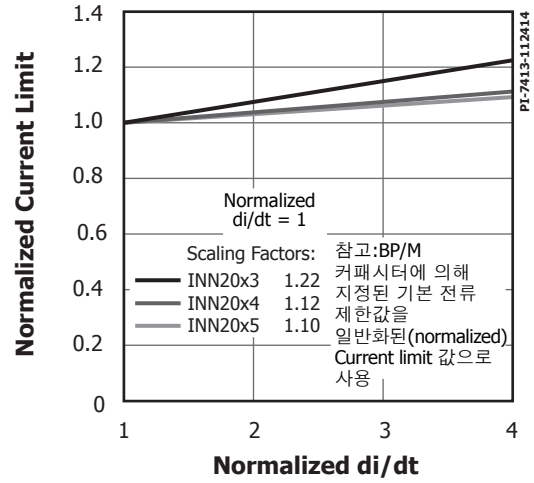


그림 19. 표준 Current limit과 di/dt 비교

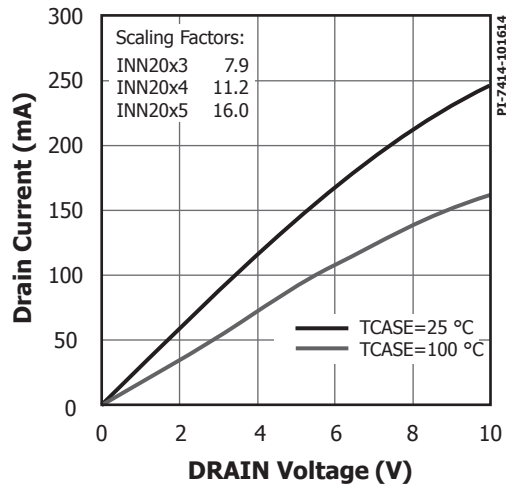


그림 20. 출력 특성

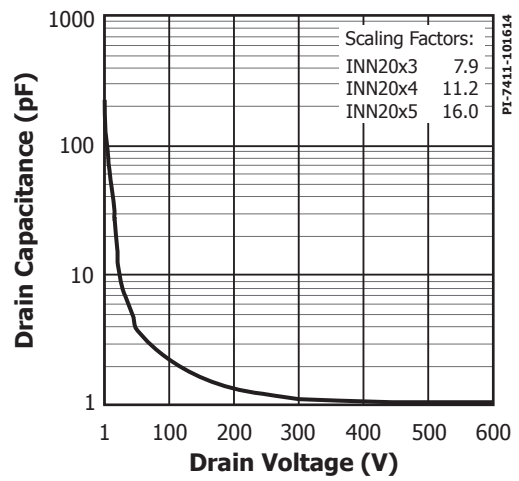


그림 21. C_{oss} 와 드레인 전압 비교

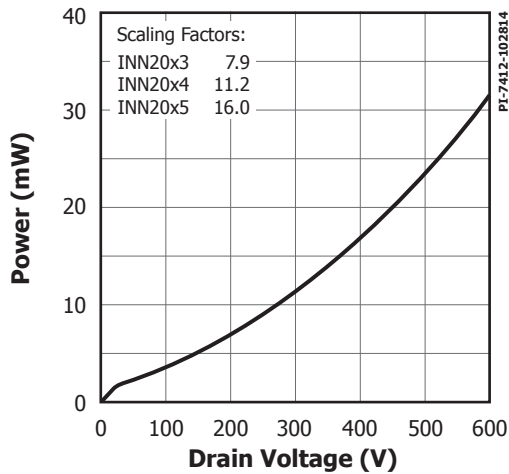


그림 22. 드레인 커패시턴스 전력

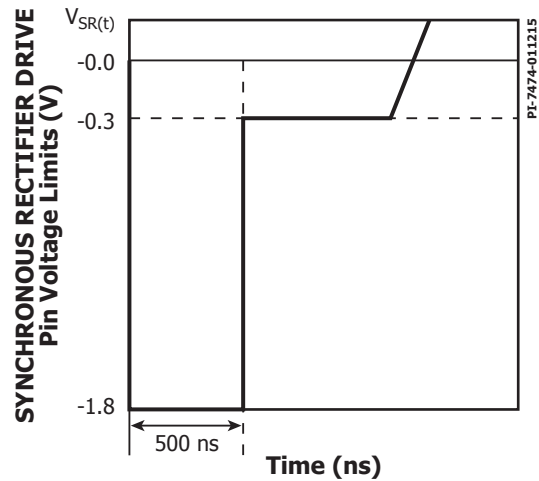
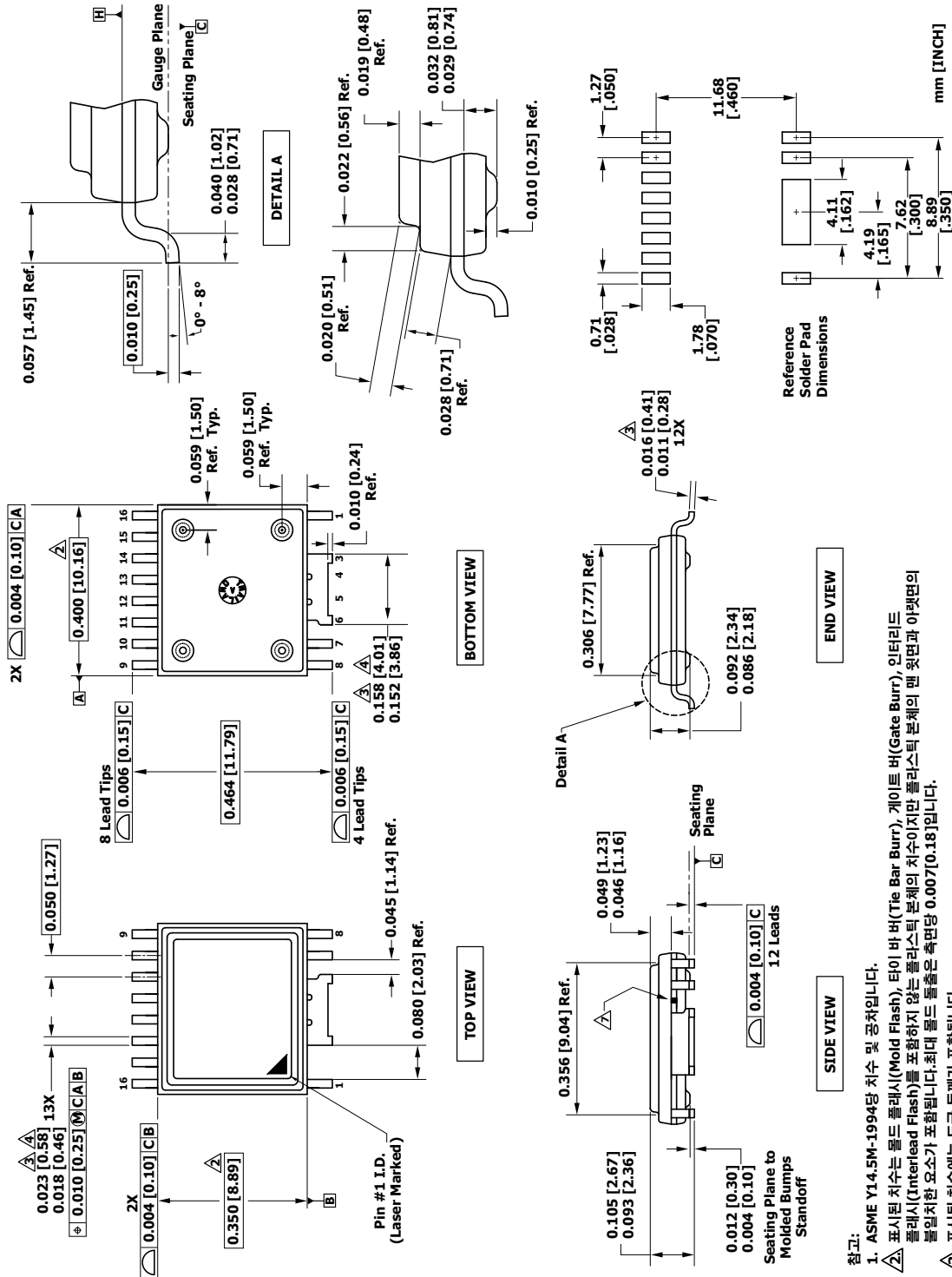


그림 23. SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE 핀 마이너스 전압

eSOP-R16B



- 참고:
1. ASME Y14.5M-1994당 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 맨 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 치수 단위는 인치(Inch)이며 밀리미터(mm)는 괄호 [] 안에 표시됩니다.
 6. 기준점 A와 B는 기준점 H에서 결정됩니다.
 7. 와이드 리드 3/4/5/6에 내부적으로 연결된 리드 6 및 7 사이 플라스틱 패키지가 바디 외형/표면에서 노출된 금속입니다.

부품 주문 표

제품	케이블 보상
INN2003 INN2023	0% 6%
INN2004 INN2024	0% 6%
INN2005 INN2025	0% 6%

MSL 표

부품 번호	MSL 등급
INN2003 INN2023	3
INN2004 INN2024	3
INN2005 INN2025	3

부품 주문 정보



개정	참고	날짜
A	최초 출시	11/14
B	표 1에 참고 4 추가, 오토-리스타트 섹션 업데이트, 파라미터 표에 $V_{FB(OFF)}$ 추가, 그림 23 새로 추가, 부품 주문 표 추가, 최대 정격 절대값 표에 참고 6과 7 추가	01/15
C	이전 개정판에서 잘못 작성되었던 2차측 오토-리스타트를 FEEDBACK 핀의 상대값 사양에서 VOUT 핀의 절대값 기준으로 수정. 대량 생산 데이터를 기준으로 $I_{SR(PD)}$, $I_{SR(PU)}$ 및 V_{BPP} 한계 업데이트.	05/15
D	5페이지에 케이블 전압 강하 보상(CDC) 기능과 관련된 정보가 추가.	07/15
E	UL 보고서 E358471 행 업데이트. 보관, 작동 정션, 주변 온도 및 2차측 정격 전류 파라미터가 증가. 정격 ABS MAX 표의 참고 7이 더 이상 필요하지 않아 삭제. 3페이지의 그림 5 및 $R_{DS(ON)}$ 조건 파라미터가 업데이트.	08/15

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 여기서 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

여기에 설명한 제품 및 애플리케이션(제품 외부 트랜스포머 구성 및 회로 포함)은 하나 이상의 미국 및 해외 특허를 포함하거나 또는 파워 인테그레이션스(Power Integrations)에서 출원 중인 미국 및 해외 특허를 포함할 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.htm>에 명시된 특정 특허권에 따른 라이선스를 부여합니다.

수명 유지 장치 사용 정책

POWER INTEGRATIONS의 제품은 POWER INTEGRATIONS 사장의 명백한 문서상의 허가가 없는 한 수명 유지 장치 또는 시스템의 핵심 부품으로 사용할 수 없습니다. 자세한 정의는 다음과 같습니다.

1. 수명 유지 장치 또는 시스템이란 (i)신체에 외과적 이식을 목적으로 하거나, (ii)수명 지원 또는 유지 및 (iii)사용 지침에 따라 올바르게 사용하는 경우에도 동작의 실패가 사용자의 상당한 부상 또는 사망을 초래할 수 있는 장치 또는 시스템입니다.
2. 핵심 부품이란 부품의 동작 실패가 수명 유지 장치 또는 시스템의 동작 실패를 초래하거나, 해당 장치 또는 시스템의 안전성 및 효율성에 영향을 줄 수 있는 수명 유지 장치 또는 시스템에 사용되는 모든 부품입니다.

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

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 2410, Charity Plaza, No. 88
North Caoxi Road
Shanghai, PRC 200030
전화: +86-21-6354-6323
팩스: +86-21-6354-6325
전자 메일:
chinasales@power.com

중국(선젠)

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
전자 메일:
chinasales@power.com

독일

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

인도

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

한국

RM 602, 6FL
Korea City Air Terminal B/D, 159-6
Samsung-Dong, Kangnam-Gu,
우편번호: 135-728
전화: +82-2-2016-6610
팩스: +82-2-2016-6630
전자 메일:
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
전자 메일:
taiwansales@power.com

영국

Cambridge Semiconductor,
a Power Integrations company
Westbrook Centre, Block 5,
2nd Floor Milton Road
Cambridge CB4 1YG
전화: +44 (0) 1223-446483
이메일: eurosales@power.com