

InnoSwitch3-PD 제품군

USB Type-C, USB-PD 컨트롤러, 고전압 스위치, 동기 정류, FluxLink 피드백이 통합된 오프라인 QR 플라이백 스위처 IC

제품의 주요 특징

USB Type C 및 PD 컨트롤러

- USB Power Delivery 3.0 + PPS 공급업체 및 QC4 지원
- USB Type-C Rev. 1.3 준수
- 소프트 스타트 및 과전류 보호 기능을 갖춘 통합 VCONN FET
- E-MARK 케이블 지원
- 구성 가능한 폴업 저항 Rp
- 온 칩 온도 센서
- 파워 서플라이 상태 및 고장 모니터링을 위한 텔레메트리
- PowiGaN™ 기술 - 히트싱크 없이 최대 100W
- 온도 센싱을 위한 전용 NTC 핀

높은 집적도, 작은 공간

- 멀티 모드 유사 공진(QR)/DCM/CCM 플라이백 컨트롤러, 고전압 스위치, 2차측 센싱 및 동기 정류 드라이버
- 전체 라인 및 부하 범위에서 최적화된 효율
- FluxLink™, HIPOT 절연, 피드백 링크 통합
- 즉각적인 과도 응답
- 저렴한 비용의 N-채널 FET 시리즈 부하 스위치 구동

EcoSmart™ - 에너지 효율

- 14mW 정도로 낮은 무부하 소비 전력
- 모든 글로벌 에너지 효율 규정을 쉽게 준수하는 파워 서플라이 설계 가능
- 낮은 열 손실

고급 보호 및 안전 기능

- 정확한 브라운인/브라운아웃 및 과전압 보호 기능을 갖춘 입력 전압 모니터링
- 독립적으로 구성된 응답을 통한 출력 OV/UV 고장 감지
- 오픈 SR FET 게이트 감지
- 히스테리시스 써멀 쉷다운
- 시스템 고장을 감지하는 프로그래밍 가능한 위치도그 타이머
- CC1, CC2의 VBUS 단락 보호용 통합된 고전압 FET

높은 안전성 및 규정 준수

- 절연 강화
- 절연 전압 > 4000VAC
- 100% 생산 HIPOT 준수 테스트
- UL1577 절연 전압 4000VAC(최대), TUV(EN62368), CQC(G4943.1) 안전 승인 획득

친환경 패키지

- 할로겐 프리 및 RoHS 준수

Applications

- 스마트폰, 태블릿, 노트북, 디지털 카메라, Bluetooth 액세서리용 고효율 USB PD 3.0 + PPS 어댑터
- Quick Charge 프로토콜 기반 전원 어댑터
- 직접 충전식 모바일 디바이스 충전기

설명

InnoSwitch™3-PD는 1차측 스위처와 컨트롤러, 절연 피드백, 2차측 제어 및 USB-PD 컨트롤러를 단일 패키지에 통합하여 USB-PD 파워 서플라이의 개발 및 제조를 크게 간소화합니다.

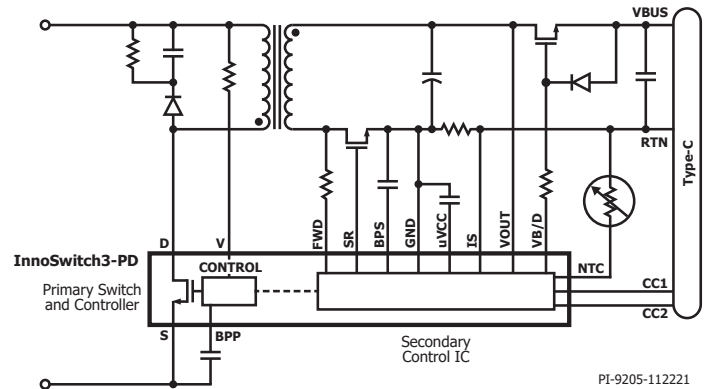


Figure 1. Typical Application Schematic.



Figure 2. High Creepage, Safety-Compliant InSOP-24D Package.

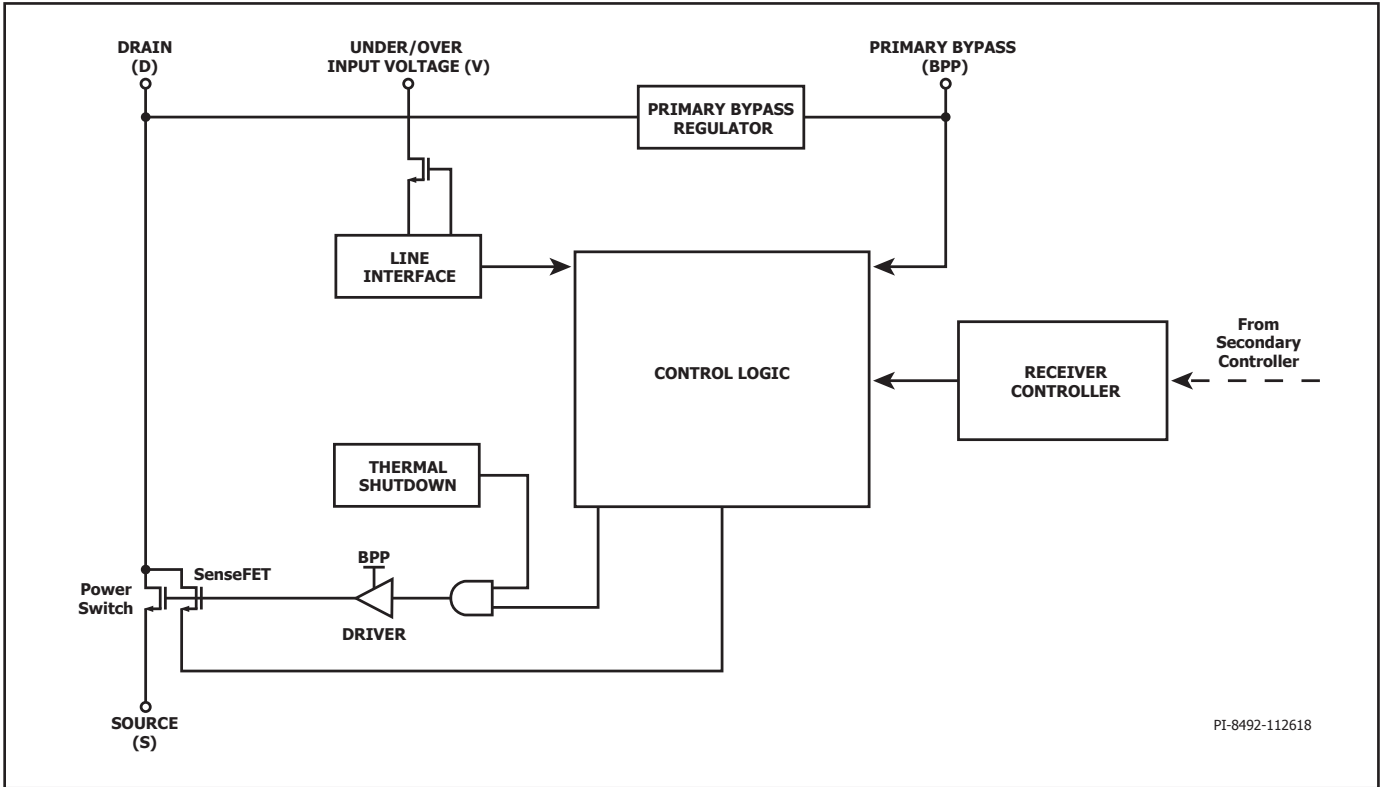
Output Power Table¹

Product ^{4,5}	230 VAC ± 15%		85-265 VAC	
	Adapter ²	Open Frame ³	Adapter ²	Open Frame ³
INN3865C/75C	25 W	30 W	22 W	25 W
INN3866C/76C	35 W	40 W	27 W	36 W
INN3877C	40 W	45 W	36 W	40 W
INN3867C	45 W	50 W	40 W	45 W
INN3868C	55 W	65 W	50 W	55 W
INN3878C	70 W	75 W	55 W	65 W
INN3879C	80 W	85 W	65 W	75 W
INN3870C	90 W	100 W	75 W	85 W
INN3896C	25 W	35 W	20 W	30 W

Table 1. Output Power Table.

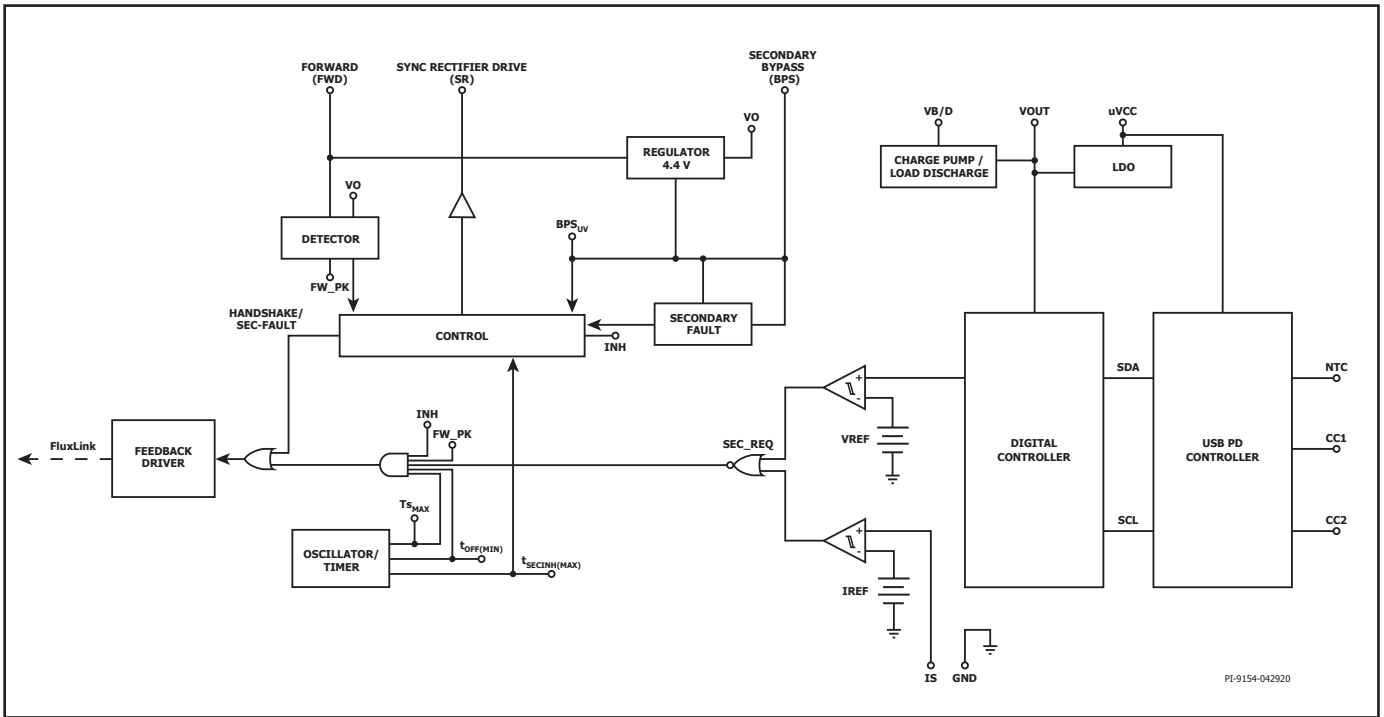
Notes:

1. Maximum output power is dependent on the design, with maximum IC package temperature kept <125 °C.
2. Minimum continuous power in a typical non-ventilated enclosed typical size adapter measured at 40 °C ambient.
3. Minimum peak power capability.
4. C Package: InSOP-24D.
5. INN386xC – 650 V MOSFET, INN387xC – 725 V MOSFET, INN389xC – 900 V MOSFET, INN3878C, INN3879C and INN3870C – 750 V PowiGaN switch.



PI-8492-112618

Figure 3. Primary Controller Block Diagram.



PI-9154-042920

Figure 4. Secondary Controller Block Diagram.

핀 기능 설명

ISENSE(IS) 핀(핀 1)

파워 서플라이 리턴 출력 단자에 대한 연결입니다. 외부 전류 센싱 저항은 이 핀과 SECONDARY GROUND 핀 사이에서 연결됩니다.

SECONDARY GROUND(GND)(핀 2)

2차측 IC의 그라운드 기준 핀입니다. 이 핀과 ISENSE 핀 사이에 센싱 저항이 있으므로 이는 파워 서플라이 출력 그라운드가 아닙니다.

CC2 핀(핀 3)

USB Type-C 구성 채널.

CC1 핀(핀 4)

USB Type-C 구성 채널.

SECONDARY BYPASS(BPS) 핀(핀 5)

2차측 IC 전원 공급용 외부 바이패스 커패시터의 연결 지점입니다.

TEMPERATURE SENSE(NTC) 핀(핀 6):

이 핀에는 내부 전류 소스가 있습니다. 이 핀에 NTC 저항을 연결하면 외부 온도를 모니터링하는 데 사용할 수 있습니다.

VCC SUPPLY(μ VCC) 핀(핀 7)

내부 컨트롤러용 서플라이 핀입니다. 이 핀과 GND 핀 사이에는 외부 2.2 μ F 커패시터가 필요합니다.

VBUS 직렬 스위치 드라이브 및 부하 방전(VB/D) 핀(핀 8)

VBUS 활성화 및 VOUT-VBUS 직렬 패스 FET를 위한 NMOS 게이트용 드라이버입니다. 이 핀은 출력 부하 전압(VBUS)을 방전하는 데 사용할 수 있습니다.

SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE(SR) 핀(핀 9)

게이트 드라이버 출력 및 외부 SR FET 게이트 단자에 대한 연결입니다.

OUTPUT VOLTAGE(VOUT) 핀(핀 10)

출력 전압에 직접 연결되어 2차측 IC에 전류를 공급하고 출력 전압 레귤레이션을 센싱합니다. 이 핀에는 액티브/프로그래밍 가능한 풀다운 전류 소스도 있습니다.

FORWARD(FWD) 핀(핀 11)

트랜스포머 출력 권선의 스위칭 노드에 대한 연결 지점이며, 1차측 스위칭 타이밍 정보를 제공하고 VOUT이 기준값(Threshold) 미만일 경우 2차측 IC에 전력을 공급합니다.

NC 핀(핀 12)

오픈 상태로 두십시오. 다른 핀과 연결하면 안 됩니다.

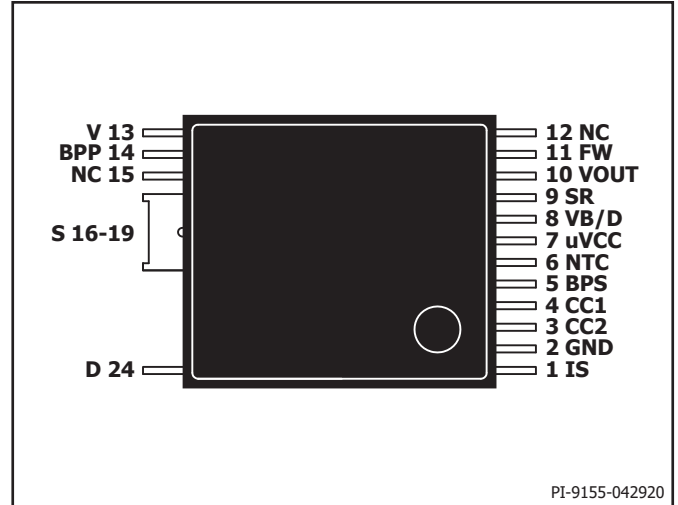


Figure 5. Pin Configuration.

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. 브리지의 AC 측에 연결되면 센싱하지 않을 때 고전압 스위치가 열려 전력 소비를 줄입니다. UV/OV 보호 기능을 비활성화하기 위해서는 이 핀을 GND 핀에 연결해야 합니다.

PRIMARY BYPASS(BPP) 핀(핀 14)

1차측 IC 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 핀은 파워 스위치 소스 연결 핀입니다. 또한 1차측 BYPASS 핀의 그라운드 기준핀입니다.

DRAIN(D) 핀(핀 24)

이 핀은 파워 스위치 드레인 연결 핀입니다.

InnoSwitch3-PD 기능 설명

InnoSwitch3-PD는 고전압 파워 스위치를 1차측 및 2차측 컨트롤러와 함께 하나의 디바이스에 통합합니다. 이 아키텍처에는 패키지 리드 프레임과 본드 와이어를 사용하는 새로운 유도 커플링 피드백 방식이 적용되어 있습니다. 직접 센싱한 출력 전압 및 전류 정보를 2차측 IC에서 1차측 IC로 정확하게 전송할 수 있는 안전하고 안정적이며 가격 경쟁력이 우수한 수단입니다.

InnoSwitch3-PD의 1차측 컨트롤러는 CCM(연속 전도 모드)에서 작동할 수 있는 유사 공진(QR) 플라이백 컨트롤러입니다. 이 컨트롤러는 가변 주파수와 가변 전류 제어 방식을 모두 사용합니다. 1차측 컨트롤러는 주파수 지터 오실레이터, 2차측 컨트롤러에 자기적으로 커플링된 수신기 회로, current limit 컨트롤러, PRIMARY BYPASS 핀에 대한 5V 레귤레이터, 경부하 동작용 가청 노이즈 감소 엔진, 바이패스 과전압 감지 회로, 무손실 입력 라인 센싱 회로, current limit 선택 회로, 과열 보호, 리딩 엣지 블랭킹으로 구성되어 있습니다.

또한 InnoSwitch3-PD의 2차측 컨트롤러는 1차측 수신기에 자기적으로 커플링된 송신기 회로, 파워 서플라이 파라미터 및 텔레메트리 기능 제어를 위한 I²C 인터페이스, SECONDARY BYPASS 핀의 4.4V 레귤레이터, 동기 정류 FET 드라이버, QR 모드 회로, 오실레이터, 타이밍 기능 및 각종 통합 보호 기능으로 구성됩니다.

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

1차측 컨트롤러

InnoSwitch3-PD는 가변 주파수 QR 컨트롤러에 CCM/CrM/DCM 동작을 지원하여 효율을 증대하고, 출력 전력 용량을 확장시킵니다.

PRIMARY BYPASS 핀 레귤레이터

PRIMARY BYPASS 핀에는 파워 스위치가 OFF 상태일 때마다 DRAIN 핀에서 전류를 끌어와 PRIMARY BYPASS 핀 커패시터를 VBPP로 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} 로 클램핑합니다. 따라서 InnoSwitch3-PD는 바이어스 권선을 통해 외부에서 전력을 공급받아 무부하 소비 전력을 30mW 미만으로 낮출 수 있습니다.

1차측 바이패스 ILIM 프로그래밍

InnoSwitch3-PD IC는 사용자가 PRIMARY BYPASS 핀 커패시터 값을 선택하여 전류 제한(ILIM) 설정을 조정할 수 있습니다.

선택 가능한 커패시터 크기는 0.47 μ F와 4.7 μ F로, 각각 표준 ILIM 설정과 강화 ILIM 설정에 사용됩니다.

1차측 바이패스 저전압 기준점(Threshold)

PRIMARY BYPASS 핀 저전압 회로는 정상 상태 동작 시 PRIMARY BYPASS 핀 전압이 $\sim 4.5V(V_{BPP}-V_{BP(H)})$ 아래로 떨어지면 파워 스위치를 비활성화합니다. PRIMARY BYPASS 핀 전압이 이 기준점(Threshold) 아래로 떨어지면, 파워 스위치를 재활성화(턴온)하기 위해 V_{BP} 까지 상승시켜야 합니다.

1차측 바이패스 출력 과전압 기능

PRIMARY BYPASS 핀에는 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 핀으로 흐르는 전류가 ISD를 초과하는 경우 디바이스는 H 코드에 따라 래치 오프되거나 오토-리스타트됩니다.

VOUT OV 보호 기능도 2차측 컨트롤러의 통합 기능으로 포함되어 있습니다.

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. 지속적인 고장 상태로 인한 PCB 과열을 방지하기 위해 큰 히스테리시스가 제공됩니다.

래치 오프 응답: 칩 온도가 기준점(Threshold)을 넘으면 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.

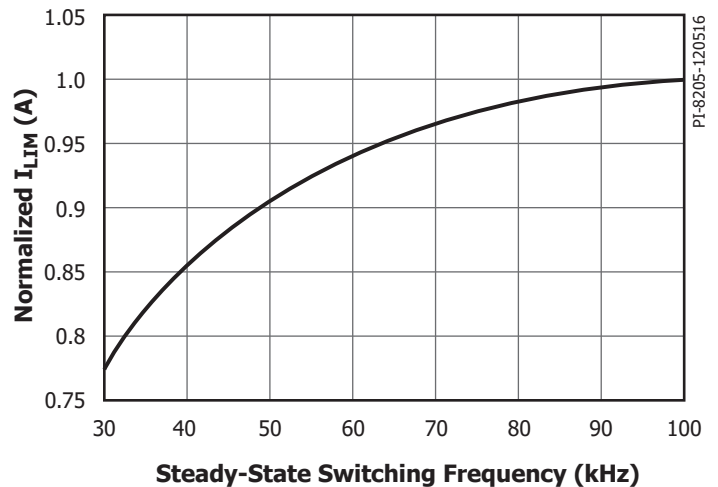


Figure 6. Normalized Primary Current vs. Frequency.

Current Limit 동작

1차측 컨트롤러는 이전의 1차측 스위칭 사이클이 종료된 시점부터(즉, 스위칭 사이클이 종료되고 1차측 스위치가 턴오프되는 시간부터) 반비례하는 전류 제한 기준점(threshold) 상승 기능을 갖추고 있습니다.

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

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

과부하 시 스위칭 사이클은 $100\% I_{LM}$ 에 도달하며 최대 전류를 가집니다. 그리고 부하가 감소함에 따라 전체 current limit의 30%까지 점차적으로 줄어듭니다. current limit의 30%에 도달하면 가장 노이즈를 방지하기에 충분하므로 더 이상 감소하지 않습니다. 스위칭 사이클 간 시간은 부하가 감소함에 따라 지속적으로 증가합니다.

지터

정규화된 current limit은 f_m 의 변조 주파수에서 100%~95% 사이에서 변조되며, 이로 인해 ~100kHz의 평균 주파수를 갖는 ~7kHz의 주파수 지터가 발생합니다.

오토-리스타트

출력 과부하, 출력 단락, 또는 외부 부품/핀 고장 등의 문제가 발생하는 경우 InnoSwitch3-PD는 오토-리스타트(AR) 또는 래치오프로 진입합니다. 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.

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

1. $82ms(t_{AR})$ 보다 긴 시간 동안 과부하 감지 주파수(~110kHz) 이상으로 연속적인 2차측 요청이 있는 경우.
2. $t_{AR(SK)}$ 보다 긴 시간 동안 2차측에서 스위칭 사이클 요청이 없는 경우.

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 리셋이 발생한 후 바로 리셋됩니다.

SOA 보호

드레인 전류가 500ns(블랭킹 시간 + 전류 제한 딜레이 시간) 내에(리딩 엣지 전류 스파이크 포함) I_{LM} 의 110%에 도달하는 사이클이 2번 연속 발생하는 경우, 컨트롤러는 2.5 사이클 또는 ~25ms를 건너웁니다(풀 주파수 100kHz 기준). 이를 통해 스타트업 시간을 늘리지 않고, 큰 용량성 부하로 기동하는 동안 트랜스포머 리셋을 위한 충분한 시간을 확보할 수 있습니다.

입력 라인 전압 모니터링

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

이 기능을 활성화하기 위해 센싱 저항은 브리지 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 1차측 GND로 단락시켜 비활성화할 수 있습니다.

가동 시 1차측 바이패스 커패시터가 충전되고 ILIM이 래치 상태가 된 후, 스위칭 전에 UNDER/OVER INPUT VOLTAGE 핀의 상태가 브라운인을 초과하고 과전압 컷다운 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 유지할 시 컨트롤러는 오토-리스타트에 진입합니다. 스위칭은 UNDER/OVER INPUT VOLTAGE 핀 전류가 브라운인 기준점(Threshold)을 초과할 때 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 감소시킵니다. 스위칭 사이클 간 시간 간격이 50µs 이상일 때 컨트롤러는 경부하 조건에서 입력 라인을 샘플링합니다. 스위칭 사이클 사이의 시간이 50µs 미만일 때 고전압 스위치는 센싱 상태를 계속 유지합니다.

1-2차측 핸드셰이크

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

오토-리스타트 온-타임 (t_{AR}) 중 수신되는 피드백 신호가 없는 경우 1차측은 오토-리스타트에 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 핸드셰이크 프로토콜이 가동됩니다. 2차측에서 1차측이 요청한 것보다 더 많은 사이클을 제공하고 있음을 감지한 경우에도 추가적인 핸드셰이크가 트리거됩니다.

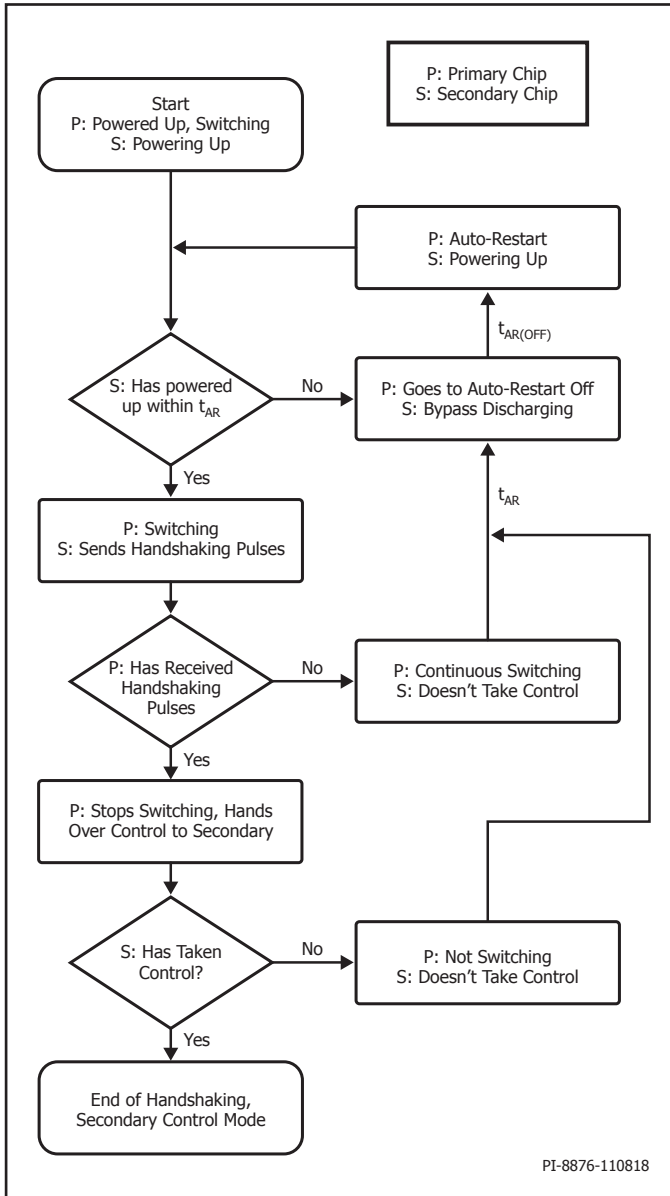


Figure 7. Primary-Secondary Handshake Flow Chart.

추가 핸드셰이크가 필요한 가장 큰 경우는 1차측에서 순간적인 라인 브라운 아웃이 일어날 때 스위칭을 멈추는 경우입니다. 1차측이 동작을 다시 시작하면 1차측은 기본적으로 스타트업 상태가 되고 2차측에서 발생하는 핸드셰이크 펄스를 감지하려고 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 두 번째 핸드셰이크 시퀀스를 시작합니다. 이는 1차측이 스위칭하는 동안 SR FET의 교차 전도에 대한 추가 보호를 제공합니다. 또한 이 보호 모드에서는 2차측이 계속해서 제어되는 동안 1차측이 리셋되는 경우 출력 과전압이 발생하지 않도록 합니다.

대기 및 청취

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

추가적인 안전 조치로, 1차측은 스위칭 전에 오토-리스타트 온 타임 기간인 t_{AR} (~82ms) 동안 정지합니다. 이러한 "대기" 중에 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 핸드셰이크 펄스를 수신할 때까지 제어권을 유지하면서 스위칭을 시작합니다.

가청 노이즈 감소 엔진

InnoSwitch3-PD는 컨트롤러가 ("주파수 스킵" 동작 모드를 통해) 5kHz와 12kHz - 200 μ s와 83 μ s 기간 사이의 공진대역(트랜스포머의 기계적 구조부가 공명하여 노이즈의 진폭을 높일 가능성이 가장 높은 곳)을 피하는 능동적 가청 노이즈 감소 모드가 특징입니다. 최종 전도 사이클에서 이 시간 범위 내에 2차측 컨트롤러 스위치 요청이 일어나면, 파워 스위치로의 게이트 드라이브가 억제됩니다. 이 기능은 INN3878C, INN3879C, INN3870C에서 비활성화됩니다.

2차측 컨트롤러

그림 4의 블록 다이어그램에서 보여 주는 것처럼 IC는 SECONDARY BYPASS 핀에 대한 VOUT 또는 FW 연결로 레귤레이터 4.4V 블록을 통해 전력을 공급 받습니다. SECONDARY BYPASS 핀은 외부 디커플링 커패시터에 연결되어 레귤레이터 블록으로부터 내부적으로 전원을 공급 받습니다. USB Type-C 및 PD 컨트롤러는 그림 4의 블록 다이어그램에 표시된 것처럼 VOUT에서 내부적으로 생성된 uVCC를 통해 전원을 공급받습니다.

또한 FORWARD 핀은 핸드셰이킹 및 타이밍에 사용되는 네거티브 엣지 감지 블록에 연결되어 SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE 핀에 연결된 SR FET을 켭니다. FORWARD 핀은 FET ON 저항에 걸린 전압이 $V_{SR(TH)}$ 기준점(threshold) 아래로 떨어졌을 때 불연속 모드 동작에서 SR FET가 꺼진 경우를 센싱하는 데 사용됩니다.

연속 전도 모드(CCM) 작동 시 다음 스위칭 사이클을 요청하기 위해 피드백 펄스가 전송되면 SR FET가 꺼져 연속 모드 동작 중에 FET 턴오프가 겹치지 않도록 하면서 최적의 동기화를 제공합니다.

출력 전압은 VOUT 핀에서 조정되며 스타트업 시 기본값은 5V입니다.

ISENSE 및 SECONDARY GROUND 핀 사이에 연결된 외부 전류 센싱 저항은 정전류 레귤레이터 모드에서 출력 전류를 조절합니다.

컨트롤러는 USB Type-C, USB PD 컨트롤러 및 특정 Quick Charge 4 프로토콜과 같은 주요 기능 구현에 필요한 하드웨어 및 펌웨어를 구현합니다.

USB Type-C

컨트롤러는 펌웨어와 상호 작용하는 USB-C 소스 CC FSM을 구현합니다. 펌웨어는 Rp 전류 정보를 구성하고 VBUS(활성화/비활성화), VCONN(활성화, 리스타트, 래치오프), USB PD 컨트롤(활성화/비활성화), QC 컨트롤(활성화/비활성화)을 제어하여 USB-C CC FSM을 활성화합니다.

USB Power Delivery

USB PD 스택에는 정책 엔진(PE), 프로토콜 계층(PRL), 물리 계층(PHY)이 포함됩니다. USB PD 블록은 펌웨어와 상호 작용합니다. 펌웨어 책임에는 케이블 검색, PDO 관리(소스 용량), 메시지 처리(제어 메시지, 데이터 메시지, 공급업체 정의 메시지 등), 하드 리셋, 전압 및 전류 전환을 위한 VBUS 관리가 포함됩니다.

프로그래밍 가능한 전압 및 전류

출력 전압은 소스 용량과 싱크의 요청에 따라 3.3V에서 21V까지 프로그래밍할 수 있습니다. IC의 빠른 응답 피드백 루프는 10mV(ΔV_{OUT}) 전압 변경 분해능을 제공하여 PPS 요구 사항을 충족하는 데 필요한 20mV 프로그래밍 스텝 크기를 쉽게 충족합니다. 프로그래밍 가능 전류 설정 포인트는 풀 스케일 전류의 0.8% 프로그래밍 스텝 크기로 20%~100% 동작 범위를 제공하여 PPS의 iPpsCLMin 및 iPpsCLStep 요구 사항을 충족합니다. 5V 미만 및 50mA 미만의 부하 전류에서 10mV의 전압 명령 스텝 크기는 작동 주파수가 매우 낮기 때문에 비단조성(non-monotonicity) 일 수 있습니다.

풀 스케일 정전류 기준점(threshold)은 IS 핀과 GND 핀 사이의 센싱 저항을 통해 설정됩니다. 풀 스케일 전류 전압 강하의 일반적인 값은 32mV(ISV(TH))입니다. 분해능 스텝 크기는 (0.78%/step)입니다. $32mV / 128 = 0.25mV / step / R_s$

5A CC 기준점(threshold)의 경우 전류 센싱 저항은 6.4m Ω 입니다. 이 예에서 전류 제한 스텝 크기는 39.1mA/step입니다.

버스 스위치 드라이버 및 방전

InnoSwitch3-PD에는 24V의 높은 소스 전압으로 N-채널 FET 직렬 버스 스위치의 턴온을 보장하는 내부 드라이버도 갖춰져 있습니다. 버스 스위치를 활성화하는 VB/D 핀은 부하의 방전 경로로도 구성할 수 있습니다. VB/D 핀의 기능은 펌웨어에서 제어됩니다.

보호

보호 기능에는 출력 저전압(UV)/과전압(OV) 보호 및 과열 보호가 포함됩니다.

출력 UV/OV 기준점(Threshold)은 펌웨어를 통해 프로그래밍할 수 있습니다. 이러한 오류에 대한 응답은 오토-리스타트, 래치오프, 무응답으로 펌웨어에서 구성할 수 있습니다. 기본값은 오토-리스타트로 설정되어 있습니다. 또한 2차측 컨트롤러는 하나 이상의 오류가 감지되면 USB PD 컨트롤러에 인터럽트 신호를 생성합니다.

텔레메트리 기능

파워 서플라이의 상태는 펌웨어에서 활성화된 경우 공급업체 정의 메시지 (VDM)를 사용하여 액세스할 수 있습니다. 텔레메트리에는 CV, CC 및 정전력 설정 포인트, OV/UV 기준점(threshold), 모든 보호 설정, 모든 오류 상태가 포함될 수 있습니다.

최소 오프 타임

2차 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 스위치 요청 주파수는 f_{SREQ} 입니다.

주파수 소프트 스타트

스타트업 시 1차측 컨트롤러는 f_{SW} 의 최대 스위칭 주파수와 최대 프로그래밍 current limit의 70%로 제한됩니다(f_{SREQ} 동작 시).

핸드셰이크가 완료된 후 2차측 컨트롤러는 $t_{SS(RAMP)}$ 의 시간 동안 스위칭 주파수를 f_{SW} 에서 f_{SREQ} 로 선형적으로 높입니다.

기동 시 회로 단락 또는 과부하가 발생하는 경우 디바이스는 바로 CC (정전류) 모드로 진입합니다. 핸드셰이크 발생 후 소프트 스타트 타이머 ($t_{SS(RAMP)}$)가 만료되기 전 출력 전압이 ~3.6V 이상으로 높아지지 않을 시 디바이스는 오토-리스타트(AR)로 진입합니다.

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 1차측 스위치의 "온" 타임 사이클(FORWARD 핀 폴링 엣지의 감지와 사이클 요청 간의 시간) 중에도 2차 사이클 요청이 억제됩니다. 사이클이 요청된 후 FORWARD 핀 폴링 엣지가 감지되지 않은 경우 최대 타임아웃은 ~30ms입니다.

출력 전압 약한 블리드

OUTPUT VOLTAGE 핀의 센싱 전압이 레귤레이션 기준점(threshold)보다 약간 높은 경우, ~2.5mA(최대 3mA)의 블리드 전류가 OUTPUT VOLTAGE 핀에 적용됩니다(약한 블리드). OUTPUT VOLTAGE 핀의 전류 싱크는 순간적 오버슈트 상태 이후에 출력 전압을 방전하는 용도로 사용됩니다. 2차측은 이러한 동작 모드 중에 1차측에 제어권을 내주지 않습니다.

SECONDARY BYPASS 핀 과전압 보호

InnoSwitch3-PD 2차측 컨트롤러는 PRIMARY BYPASS 핀 OV 기능과 유사한 SECONDARY BYPASS 핀 OV 기능을 가지고 있습니다. 2차측이 제어할 시 SECONDARY BYPASS 핀 전류가 $I_{BPS(SD)}$ 를 초과하는 경우 2차측은 sec-fault 응답을 통해 지시된 고장 응답을 개시합니다.

SR 비활성화 보호

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 줄어드는 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. 스타트업 시 이 컨트롤러는 SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE 핀으로 전류를 적용하며 내부 기준점(Threshold)은 100pF의 커패시턴스에 상관관계를 갖습니다. SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE 핀에 대한 외부 커패시턴스가 100pF 이하인 경우(결과 전압이 기준 전압보다 높음) 디바이스는 SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE 핀이 "오픈" 상태이며, 구동할 FET가 없는 것으로 간주합니다. 핀 커패시턴스가 100pF 이상인 경우(결과 전압이 기준 전압보다 낮음) 컨트롤러는 SR FET가 연결된 것으로 가정합니다.

SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE핀이 오픈 상태로 감지될 시 2차측 컨트롤러는 오토-리스타트를 개시하기 위해 1차측에 펄스를 요청하는 것을 중단합니다.

SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE 핀이 스타트업 시 그라운드에 연결된 경우, SR 드라이브 기능은 비활성화되며 오픈 상태에서 SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE 핀 보호 모드 역시 비활성화됩니다.

지능형 유사 공진 모드 스위칭

InnoSwitch3-PD는 변환 효율을 높이고 스위칭 손실을 줄이기 위해 컨버터가 DCM(불연속 전도 모드)로 동작하는 경우 1차측 스위치 전체에 걸친 전압이 최소 전압에 근접할 시 강제로 스위칭을 할 수 있는 기능을 갖추었습니다. 이 동작 모드는 자동으로 DCM으로 실행되며 컨버터가 CCM(연속 전도 모드)로 전환되면 비활성화됩니다. 그림 8을 참조하십시오.

FORWARD 핀의 피크 전압은 1차측의 자기화 링 밸리를 감지하는 대신 출력 전압 레벨보다 높아질 때 1차측 컨트롤러에서 스위치 "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 원도우를 엷힙니다.

DCM이 감지된 후 유사 공진(QR) 모드가 20 μ s 동안 활성화됩니다. QR 스위칭은 20 μ s 후에 비활성화되며, 이 시점에서 2차측 요청이 개시되면 언제든지 스위칭이 발생할 수 있습니다. 2차측 컨트롤러에는 FORWARD 핀 링이 그라운드보다 낮아질 시 1차측 "ON" 사이클을 잘못 감지하는 경우를 방지하기 위해 ~1 μ s의 블랭킹이 포함되어 있습니다.

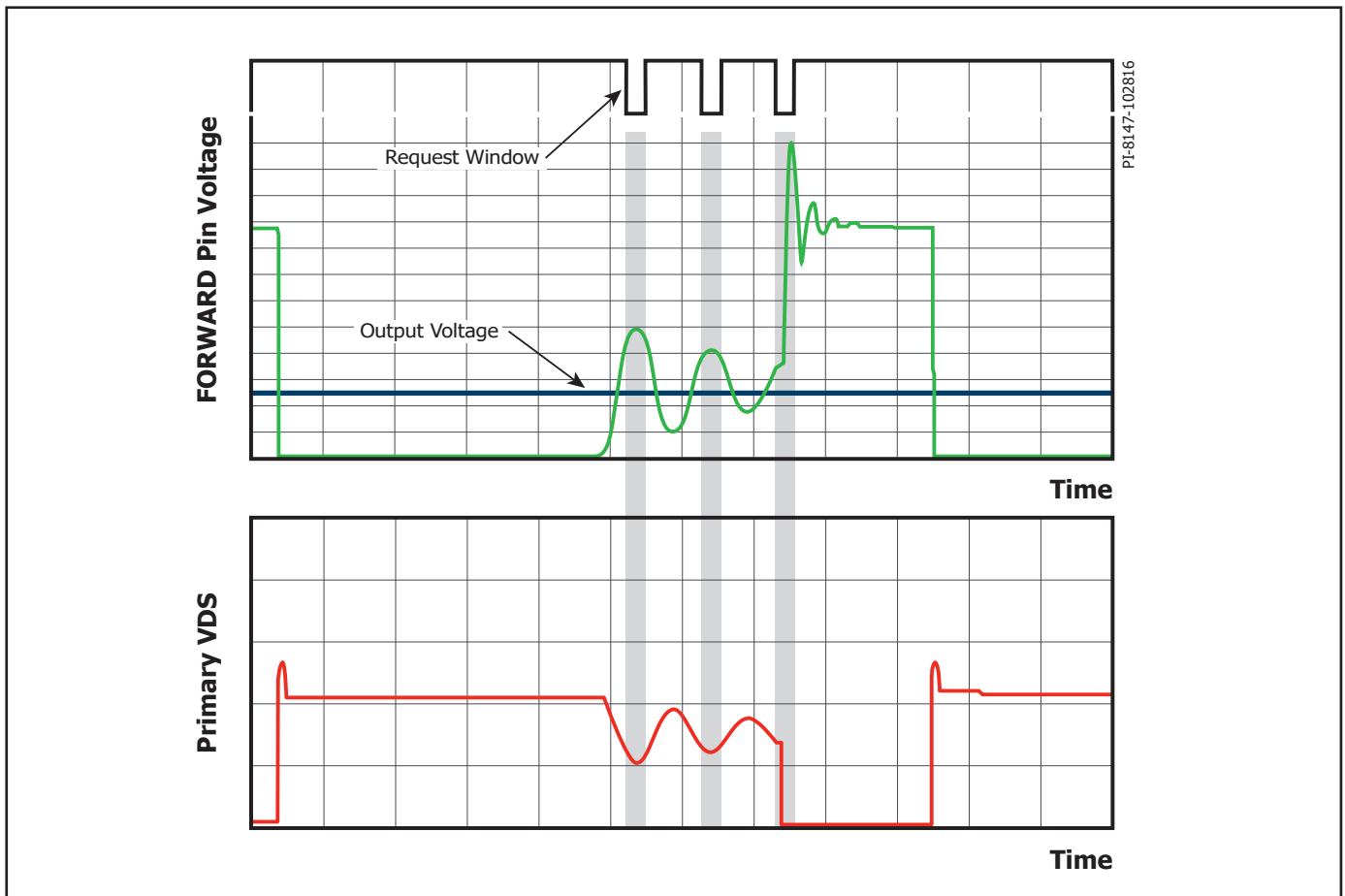


Figure 8. Intelligent Quasi-Resonant Mode Switching.

정전력 출력 전압 기준점(threshold) VKP

정전력 출력 특성은 100% 정전류 레귤레이션 기준점(threshold)(풀 스케일 전류 설정)과 '변곡점(knee) 전력 전압'을 사용하여 펌웨어에서 프로그래밍할 수 있습니다. 풀 스케일 CC가 2.5A이고 변곡점 전력 전압이 8V로 설정되면 정전력은 20W입니다. VKP가 12V로 설정되면 VKP 기준점(Threshold)을 초과하는 정전력 특성은 결과적으로 30W가 됩니다. 이 기능은 펌웨어를 통해 활성화할 수 있습니다.

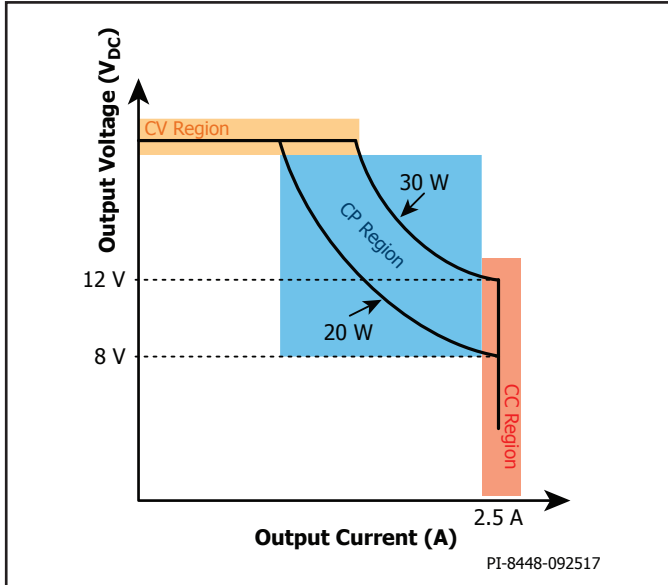


Figure 9. Constant Output Power Profile.

무부하에서 고부하 조건에 이르기까지 InnoSwitch3-PD는 CV에서 작동한 다음 CP로 전환되고 VKP 기준점(threshold) 미만에서 CC 영역으로 전환됩니다. VKP를 최대 출력 전압보다 큰 값으로 설정하면 정전력 출력 레귤레이션 영역이 없어집니다.

정전류 레귤레이션 기준점(threshold)을 낮추면 주어진 VKP 설정으로는 프로그래밍된 최대 출력 전력이 수정되지 않습니다.

예시에서 CC 레귤레이션을 2A(풀 스케일 CC는 그대로 2.5A)로 설정하면 (VKP = 8V), 그림 10에 표시된 것과 같은 출력 프로파일이 생성되며 동일한 20W 정전력 특성에 대해 CP 특성 10V 절편이 나타납니다.

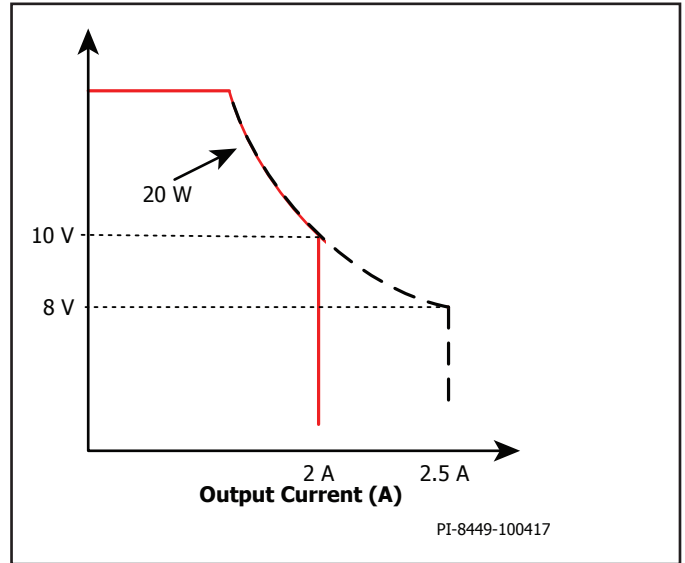


Figure 10. Constant Output Power Profile with Reduced CC Regulation Threshold.

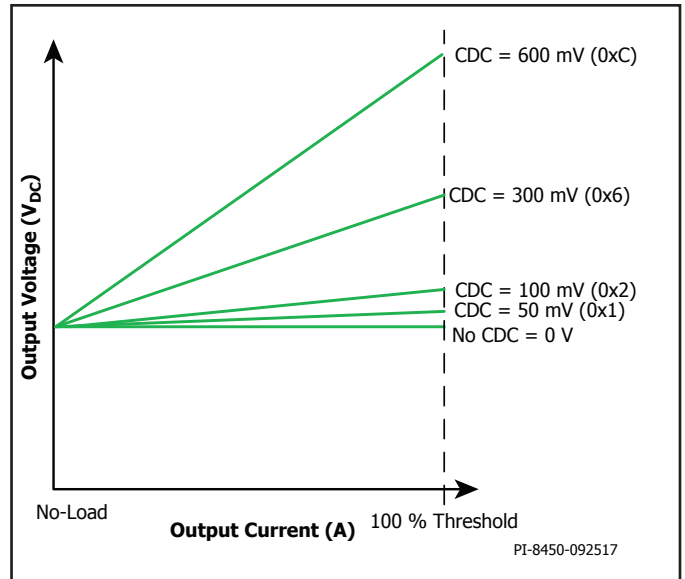


Figure 11. CDC as Function of Load Current.

CDC(케이블 전압 강하 보정)

케이블 전압 강하 보정의 양은 50mV/step에서 0V~600mV 범위로 제어할 수 있습니다. CDC는 정전류 레귤레이션 기준점(threshold)을 프로그래밍하는 데 사용되는 센싱 저항(IS와 GND 핀 사이의 저항)을 통해 전류의 기능으로 적용됩니다. 무부하에서는 CDC가 없고 보상은 부하가 증가함에 따라 선형적으로 증가하고 100% 정전류 레귤레이션 기준점(Threshold) 온셋에서(전류 센싱 저항의 풀 스케일 전압) 최대 프로그래밍 값에 도달합니다.

IS 핀과 GND 핀 사이의 전류 센싱 저항이 단락되면 케이블 전압 강하 보정이나 정전류 레귤레이션이 일어나지 않습니다.

정전압 전용 모드

InnoSwitch3-PD는 고정 PDO에 대해서만 정전압만으로 작동하고 정전류 레귤레이션 모드를 갖지 않도록 프로그래밍할 수 있습니다. 설정된 출력 전류는 CVO 모드가 활성화될 때 정전류를 레귤레이션하는 대신 과부하 기준점(threshold)을 설정합니다. 부하 전류가 프로그래밍된 전류를 초과하면 피크 부하 타이머(t_{pk})가 시작됩니다. 피크 부하 타이머의 옵션은 8, 16, 32, 64ms입니다. 피크 부하가 프로그래밍 가능 타이머를 초과하면 InnoSwitch3-PD는 펌웨어를 통해 이 오류에 오토-리스타트, 래치오프 또는 무응답으로 대응하도록 프로그래밍할 수 있습니다. CVOL(CVO 응답)의 기본 응답은 8ms 타이머와 무응답입니다.

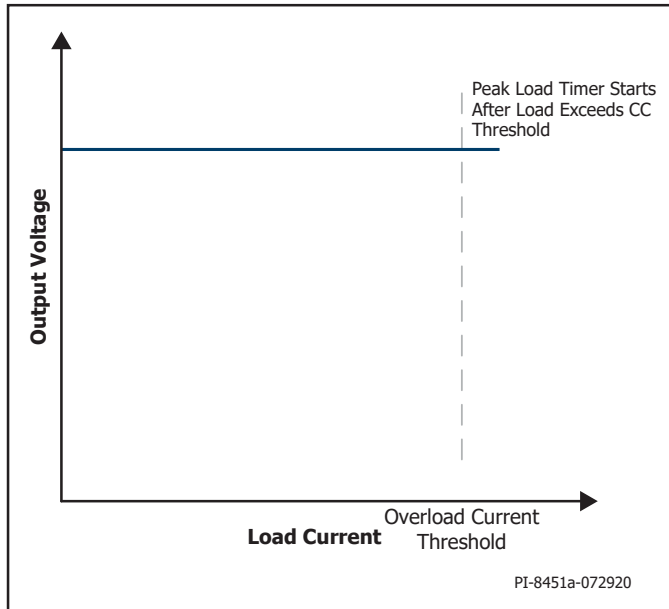


Figure 12. Constant Voltage Only (CVO) Mode.

출력 과전압 및 저전압 보호 기준점(threshold)/오류 동작 섹션에서 설명한 출력 저전압 보호 모드는 CVO 동작 모드에서 계속 활성화되어 있습니다.

Type-C 연결 감지

Type-C 블록은 CC 라인의 전압 레벨을 기준 전압과 비교하여 케이블 연결 및 분리 이벤트를 감지합니다. USB Type-C 전류 정보(기본 USB, 1.5A @ 5V 또는 3.0A @ 5V)에 따라 기준 전압이 설정됩니다. 비교기는 CC 라인 전압을 설정된 기준 전압과 비교하여 싱크 감지 신호를 활성화합니다.

e-마커 감지의 경우, USB Type-C 전류 정보(기본 USB, 1.5A @ 5V 또는 3.0A @ 5V)에 따라 기준 전압이 설정됩니다. 비교기는 CC 라인 전압을 설정된 기준 전압과 비교하여 e-마커 감지를 활성화합니다.

VCONN 서플라이

e-마커 케이블을 감지하면 통합 VCONN 스위치가 닫히고 적절한 CC 핀에 VCONN 전원을 공급합니다. VCONN 스위치에 적용된 게이트 전압은 소프트 스타트를 사용하여 돌입 전류를 제어합니다. 과전류 및 단락 회로 오류의 경우 VCONN 스위치가 꺼집니다.

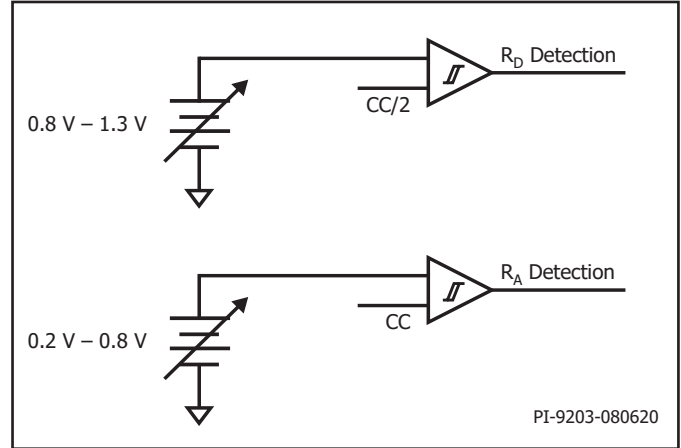


Figure 13. Type-C Detection.

내부 칩 온도 센싱

InnoSwitch3-PD에는 2차측에서 칩 온도를 센싱하는 기능이 있습니다. 이 기능은 IC 온도를 센싱하는 데 사용할 수 있습니다.

NTC 저항을 사용한 외부 커넥터 온도 센싱

InnoSwitch3-PD에는 NTC 핀에 내부 전류 소스가 포함되어 있습니다. 이 핀에 마이너스 온도 계수 온도 센싱 저항을 연결하면 외부 온도 센싱 기능이 활성화됩니다. 사용된 저항 값은 펌웨어에서 구현된 Type-C 커넥터 오류 보호 기능의 기준점(Threshold)을 결정합니다. ADC는 NTC 핀의 전압을 센싱하는 데 사용됩니다.

보호 메커니즘

출력 과전압 및 저전압 보호 기준점(threshold)/고장 동작

설정된 CV의 함수로 OV/UV 기준점(Threshold)을 측색에서 프로그래밍하는 기능도 있지만, 오류가 발생한 후 파워 서플라이의 동작이 (a. 무응답(NR), b. 오토-리스타트(AR) 또는 c. 래치오프(LO))가 될 수 있습니다. UV 오류 감지 타이밍은 8ms, 16ms, 32ms, 64ms 옵션으로 프로그래밍할 수 있습니다. 출력 과전압 지연은 ~80μs로 고정됩니다.

IS 핀 및 출력 회로 단락 고장 보호

InnoSwitch3-PD는 출력 전류 센싱 저항에서 회로 단락 고장이 발생하는지 또는 IS-GND 핀 양단에 회로 단락 고장이 발생하는지 모니터링하도록 구성할 수 있습니다. IS 핀 전압이 전체 정전류 기준점(threshold)($I_{SV(TH)}$)의 약 50%를 초과하지 않고 스위칭 주파수가 프로그래밍된 기준점(threshold)을 초과하는 경우 고장이 발생합니다. 스위칭 주파수 프로그래밍 옵션에는 펌웨어에서 설정된 30kHz, 40kHz, 50kHz, 60kHz가 포함됩니다.

IS 핀 단락(ISSC)은 a. 무응답(NR), b. 오토-리스타트(AR) 또는 c. 래치오프(LO)로 응답하도록 프로그래밍할 수 있습니다.

InnoSwitch3-PD는 IS 핀 저항의 전압이 $I_{S(VTH)}$ 의 약 3배를 초과하면 CCSC 고장을 발생시킵니다. CCSC 고장은 (a.) 무고장 또는 (b.) 오토-리스타트 응답으로 프로그래밍될 수 있습니다. 직렬 버스 스위치 이후의 출력 커패시턴스가 $100\mu F$ 를 초과하는 애플리케이션에서, CCSC에 대한 응답은 올바른 스타트업을 위해 무응답으로 설정해야 하며 직렬 버스 스위치가 닫힌 이후 정상 작동 중에 오토-리스타트로 다시 프로그래밍될 수 있습니다. 디바이스 고장 응답 설정은 펌웨어 구성 표를 참조하십시오.

참고: CCSC 고장을 무응답으로 설정하고 출력 시 회로 단락 조건을 생성하면 오토-리스타트가 됩니다.

직렬 VBUS 스위치 열기 및 닫기

VBUS 직렬 스위치를 닫으면 높은 제어 정확도를 달성하기 위해 ADC 샘플링 주파수가 빨라집니다. VBUS 스위치가 열려 있으면 시스템이 기본 출력 전압 5V로 리셋됩니다. 또한 직렬 VBUS 스위치를 비활성화하면 모든 프로그래밍된 고장 및 기준점(Threshold)이 기본값으로 리셋됩니다.

VBUS 직렬 스위치를 활성화하면 액티브 VOUT 핀 블리더가 자동으로 비활성화됩니다. 오토-리스타트 또는 래치오프가 발생하면 펌웨어가 버스 스위치 활성화/비활성화 상태를 제어합니다.

액티브 VOUT 핀 블리더 및 출력 부하 방전 기능

출력 전압을 고-저 레귤레이션 설정 포인트에서 방전하기 위해 VOUT 핀의 강한 블리더 기능을 활성화해야 하는 상황이 있을 수 있습니다. BLEEDER 기능은 펌웨어에서 제어되어 출력 전압을 높은 설정 포인트에서 낮은 설정 포인트로 블리딩합니다.

InnoSwitch3-PD는 출력 전압이 설정된 레귤레이션 기준점(Threshold) 내에 도달할 때까지 VOUT 핀에서 약한 전류 블리더(<5mA)를 자동으로 활성화합니다.

InnoSwitch3-PD는 VB/D 핀을 그라운드로 가져와 VBUS 출력 전압을 방전할 수도 있습니다. 방전 회로는 일반적인 애플리케이션 회로도에 표시된 VBUS 출력에서 VB/D 핀으로 연결된 직렬 다이오드 + 저항입니다. 부하 방전 기능은 펌웨어에서 제어되어 VBUS 스위치를 연 후 VBUS 출력을 방전합니다.

2차측 과열 보호 기능

2차측 컨트롤러 칩 온도가 $\sim 125^{\circ}C$ 를 넘어 상승하면 위에서 설명한 액티브 VOUT 핀 블리더 기능이 꺼집니다. 컨트롤러 온도가 프로그래밍 가능한 히스테리시스 값 아래로 떨어질 때까지 블리더를 다시 활성화할 수 없습니다.

과도 응답

애플리케이션에서 더 빠른 과도 응답이 필요한 경우에 대비해

InnoSwitch3-PD에는 펌웨어에서 구성 가능한 명령 레지스터가 포함되어 있어 저-고 출력 전압 전환 시간을 단축할 수 있습니다.

정전압 부하

최종 애플리케이션에 필요한 경우 InnoSwitch3-PD의 정전류 레귤레이션 모드를 정전압(CV) 유형 부하에 맞게 최적화할 수 있습니다. 펌웨어를 통해 이 명령 레지스터를 활성화하면 CV 부하에 대해서만 출력 전류 리플이 줄어듭니다.

VCONN 스위치 과전류 보호

VCONN 공급에 대한 소프트 스타트가 끝나면 VCONN 공급 전류를 미러링하는 전류 센싱 분기가 활성화됩니다. 이것은 펌웨어에 프로그래밍된 과전류 기준점(Threshold) 35mA, 40mA 또는 45mA와 비교됩니다. 부하 전류가 프로그래밍된 기준점(Threshold)을 넘으면 센싱 회로가 고장 신호를 생성하고 VCONN 스위치를 끕니다.

VCONN 스위치 단락 보호

VCONN 공급에 대한 소프트 스타트를 활성화하기 전에 디바이스는 CC 라인에서 단락 오류를 감지합니다. ~18Ω 미만의 모든 부하 저항은 CC 라인에서 단락 회로로 처리되고, 부하 저항이 위에 지정된 값보다 작으면 감지 회로가 고장 신호를 생성하고 VCONN 스위치를 끕니다. 펌웨어는 이 기능의 활성화/비활성을 제어합니다.

Type-C 커넥터 과열 고장 보호

InnoSwitch3-PD는 NTC 핀에 내부 전류 소스가 있습니다. 이 핀에 NTC 저항을 연결하고 Type-C 커넥터에 가깝게 장착하면 과열 보호 기능을 구현하는 데 사용할 수 있습니다. ADC는 온도가 펌웨어에서 설정된 기준점(Threshold)을 초과할 경우 NTC 핀의 전압을 감지하고 PSU OFF 명령을 보내는 데 사용됩니다. 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. 펌웨어는 이 기능의 논리 구현을 제어합니다.

출력 전압 측정

VOUT 핀의 전압은 전체 레귤레이션 범위에서 ±3%의 정확도를 갖습니다. 출력 전압에 따른 리포트백 분해능 스텝 크기는 다음과 같습니다.

Output Voltage Range (V)		Resolution Step Size
3	7.2	20 mV
7.2	10	50 mV
10	24	100 mV

Table 2. Output Voltage Measurement Resolution.

~50mA 미만의 부하에서 출력 전압이 5V 미만인 경우 컨버터의 스위칭 주파수가 매우 낮아서 지정된 허용 오차 내에서 전압이 변동될 수 있습니다. 이것은 정상적인 동작입니다.

출력 전류 측정

부하 전류는 InnoSwitch3-PD의 IS-GND 핀 사이에 연결된 센싱 저항에 의해 프로그래밍된 풀 스케일 정전류 레귤레이션 기준점(Threshold)에 따라 상대적으로 이용 가능합니다. ADC 전체 범위는 128이며, 이는 전류 센싱 저항에서의 100% 기준점(threshold)을 나타냅니다.

출력 전류 리드백 정확도는 풀 스케일에서 가장 높으며 전류 센싱 저항의 전압 기준점(threshold)이 그림 14와 같이 감소함에 따라 낮아집니다.

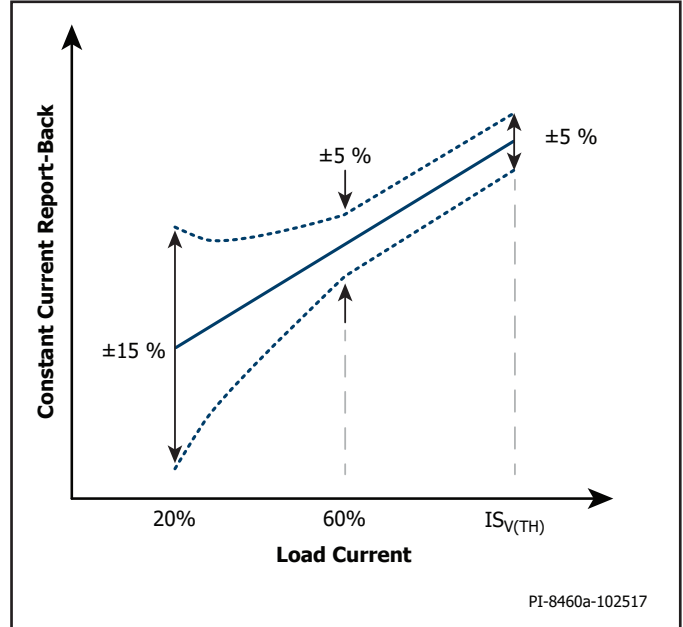


Figure 14. Constant-Current Report Back Tolerance.

이 디바이스는 레귤레이션을 위해 측정된 출력 전류와 출력 전압의 16개 샘플 롤링 평균을 사용합니다. 출력 전압 및 전류 측정값은 100ms마다 업데이트됩니다.

uVCC 파워 서플라이

uVCC 핀은 내부 PD 컨트롤러에 정확하게 레귤레이션된 3.6V 전원을 공급합니다. uVCC 핀은 2.2μF 이상의 세라믹 커패시터를 사용하여 GND 핀에 분리해야 합니다. 이 핀에는 외부 부하를 연결해서는 안 됩니다. VOUT 핀 전압이 3.9V 미만인 경우 내부 LDO가 떨어지며 VOUT 핀 전압을 따릅니다. 이러한 조건에서 uVCC 핀 전압은 내부 부하 전류 및 내부 직렬 임피던스에 따라 달라집니다. uVCC에서 VOUT 핀 전압이 3V이고 부하 전류가 6mA일 때, uVCC의 예상 출력은 ~2.85V(3V - 24Ω x 6mA)입니다. uVCC 핀 전압이 최소 작동 전압 아래로 떨어지면 PD 컨트롤러가 종료됩니다.

Applications Example

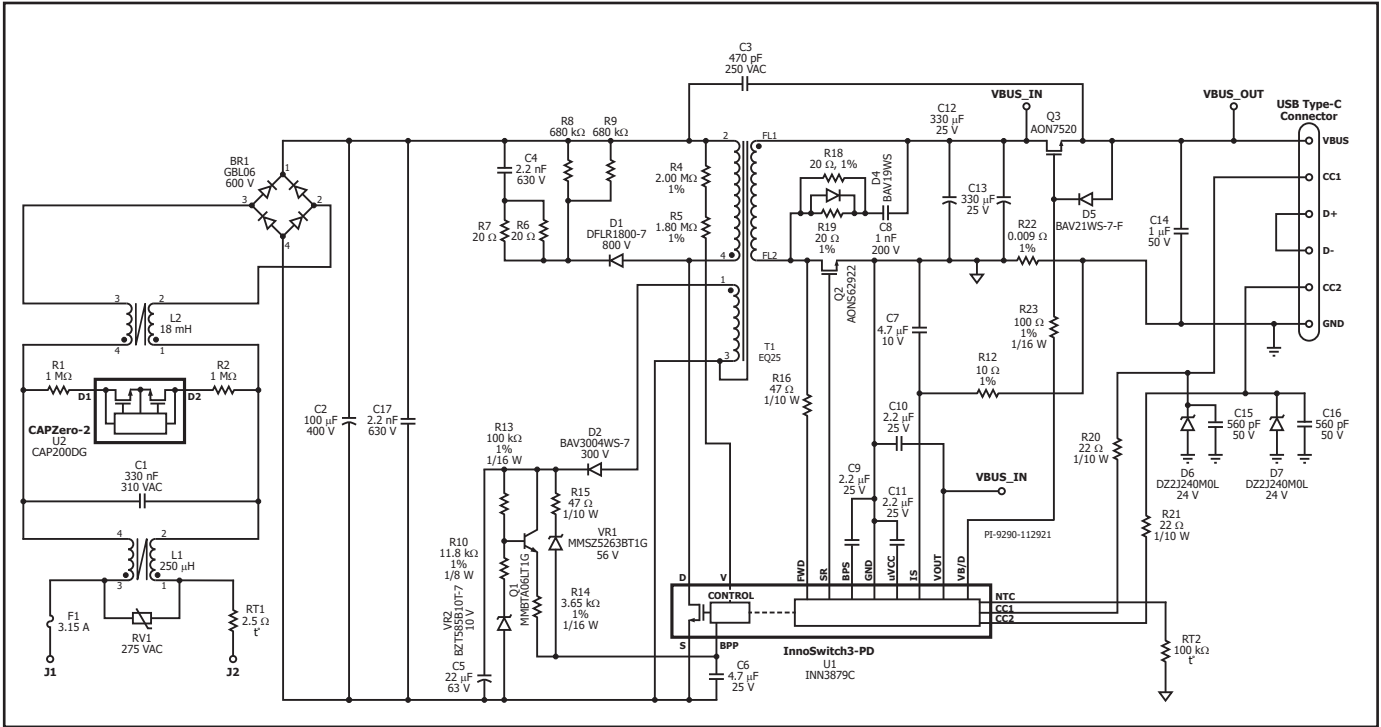


Figure 15. 60 W 5 V / 3 A; 9 V / 3 A; 15 V / 3 A; 20 V / 3 A; 3.3 V – 21 V PPS USB PD 3.0 Compliant Adapter.

그림 15에 표시된 회로는 파워 인테그레이션스(Power Integrations)의 InnoSwitch3-PD 통합 파워 서플라이 컨트롤러 IC를 사용하는 5V/3A, 9V/3A, 15V/3A, 20V/3A, 3.3V~21V PPS USB PD 3.0 호환 어댑터입니다. 파워단은 USB PD 컨트롤러에 의해 제어됩니다. 이 설계는 DOE 레벨 6 및 EC CoC 5를 충족합니다.

커먼 모드 초크 L1과 L2는 EMI에 대한 감쇠를 제공합니다. 브리지 정류기 BR1은 AC 라인 전압을 정류하며 전파 정류된 DC를 제공합니다. 써미스터 RT1은 파워 서플라이가 입력 AC 서플라이에 연결된 경우 돌입 전류를 제한합니다. 퓨즈 F1은 회로를 절연하며 부품 고장으로부터 보호합니다.

트랜스포머 1차측의 한쪽은 정류된 DC 버스에 연결되어 있고, 다른 쪽은 InnoSwitch3-PD IC(U1) 내에 있는 통합 FET의 드레인 단자에 연결되어 있습니다.

다이오드 D1, 저항 R6, R7, R8, R9와 커패시터 C4로 구성된 저가형 RCD 클램프는 U1 내에서 FET가 꺼지는 순간 U1의 피크 드레인 전압을 제한합니다. 이 클램프는 트랜스포머 T1의 누설 리액턴스에 저장된 에너지를 소멸시킵니다.

InnoSwitch3-PD IC는 AC가 처음 적용될 때 내부 고전압 전류 소스를 사용하여 PRIMARY BYPASS BPP 핀 커패시터(C6)를 충전해 자동으로 시동됩니다. 정상 동작 중에 1차측 블록은 트랜스포머 T1의 보조 권선에서 전력을 공급 받습니다. 보조(또는 바이어스) 권선의 출력은

다이오드 D2를 사용하여 정류되고 커패시터 C5를 사용하여 필터링됩니다. 저항 R10, R13, R14는 Q1, VR2과 함께 선형 레귤레이터 회로를 구성하여 출력 전압과 무관하게 InnoSwitch3-PD IC(U1)의 PRIMARY BYPASS 핀에 공급되는 전류를 제한합니다. 제너 VR1과 저항 R15는 출력 과전압 조건이 발생하는 경우 래칭 OVP를 제공합니다.

플라이백 컨버터의 경우 보조 권선은 컨버터의 출력 전압을 추적합니다. 컨버터의 출력에서 과전압이 발생하는 경우 보조 권선 전압이 증가하고 VR1가 항복하도록 만듭니다. 이로 인해 InnoSwitch3-PD IC(U1)의 PRIMARY BYPASS 핀으로 전류가 흐릅니다. PRIMARY BYPASS 핀으로 흐르는 전류가 ISD 기준점(Threshold)을 초과해 증가하는 경우 InnoSwitch3-PD IC 컨트롤러가 래치 오프되어 출력 전압이 더 이상 증가하지 않도록 방지합니다.

InnoSwitch3-PD IC의 2차측에서는 출력 전압 및 출력 전류를 센싱하고 MOSFET을 구동하여 동기 정류를 제공합니다. 트랜스포머의 2차측 출력은 MOSFET Q2에서 정류되고 커패시터 C12 및 C13로 필터링됩니다. 그렇지 않으면 방사 EMI를 일으키는 스위칭 과도 상태 중의 고주파 링잉은 RC 스너버 R18, R19 및 C8를 통해 감소됩니다. Q2의 게이트는 저항 R16를 통해 센싱되어 IC의 FORWARD 핀으로 공급되는 권선 전압을 기준으로 U1 내부 2차측 컨트롤러에서 켜집니다.

연속 전도 동작 모드에서 MOSFET은 2차측에서 1차측의 새 스위칭 사이클 시작을 요청하기 직전에 꺼집니다. 불연속 또는 연속 동작 모드에서 MOSFET의 전압 강하가 $V_{SR(TH)}$ 의 기준점(Threshold) 아래로 떨어지면 파워 MOSFET은 꺼집니다. 1차측 파워 MOSFET에 대한 2차측 컨트롤은 두 MOSFET의 양쇼트 가능성을 완전히 없애고 매우 안정적인 동기 정류를 제공합니다.

IC의 2차측은 2차 권선 포워드 전압 또는 출력 전압에서 자체 전원을 공급받습니다. InnoSwitch3-PD IC U1의 SECONDARY BYPASS BPS 핀에 연결된 커패시터 C9는 내부 회로에 디커플링 기능을 제공합니다. ESD 보호 기능을 강화하려면 VOUT 핀과 SECONDARY GROUND 핀 사이에 커패시터 C10이 필요합니다.

CC 동작 중 출력 전압이 떨어지면 디바이스는 2차 권선에서 직접 자체 전원을 공급하게 됩니다. 1차측 파워 MOSFET의 온타임 중 2차측 권선에 나타나는 포워드 전압은 저항 R16 및 내부 레귤레이터를 통해 SECONDARY BYPASS 디커플링 커패시터 C9를 충전하는 데 사용됩니다. 이를 통해 출력 전류 레귤레이션을 I²C 인터페이스에서 설정된 최소 오토-리스타트 기준값(threshold) 이하로 유지할 수 있습니다. 이 레벨 아래에서는 출력 부하가 감소할 때까지 장치가 오토-리스타트에 진입합니다.

출력 전류는 IS 및 SECONDARY GROUND 핀 사이의 저항 R11에 걸친 전압 강하를 모니터링하여 센싱됩니다. 약 32mV의 기준점(Threshold)은 손실을 줄여줍니다. 내부 전류 센싱 기준점(threshold)을 초과하면 디바이스에서는 스위치 펄스의 수를 조정하여 고정 출력 전류를 유지합니다. CC 기준점(Threshold) 이하에서 디바이스는 정전압 모드로 동작합니다.

이 설계에서 USB PD 컨트롤러는 InnoSwitch3-PD IC U1에 포함되어 있습니다. 싱크는 PD 통신 프로토콜을 사용하여 출력 전압과 전류를 요청합니다. μ VCC 핀에는 디커플링 커패시터 C11이 필요합니다.

USB PD 통신은 Type-C 플러그가 연결된 방향에 따라 CC1 또는 CC2 라인을 통해 이루어집니다. 이 통신은 InnoSwitch3-PD IC의 정전압 출력, 정전류 출력, 정전력 출력 전압 기준점(Threshold), 출력 과전압 기준점(Threshold), 출력 저전압 기준점(Threshold) 레지스터에 해당하는 CV, CC, V_{KP} , OVA, UVA 파라미터를 설정합니다.

N-MOSFETS Q3은 버스 스위치를 형성하며 USB Type-C 규격에 따라 충전기에 디바이스가 연결되지 않을 시 USB Type-C 리셋터클이 콜드 소켓이 되도록 합니다. 버스 스위치가 열릴 때 전압 방전 경로를 제공하기 위해서는 저항 R23과 다이오드 D5가 필요합니다. ESD 보호 및 리플 감소를 위해서는 출력에 커패시터 C17가 필요합니다. 커패시터 C15, C16, 저항 R20, R21, 제너 다이오드 D6, D7은 ESD로부터 핀 CC1, CC2에 보호 기능을 제공합니다.

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 값을 조정해야 합니다.
2. 효율성에 대한 가정은 전력 레벨에 따라 달라집니다. 가장 작은 디바이스에서 효율성은 84%를 초과하는 것으로 가정하며 가장 큰 디바이스에서 효율성은 89%를 초과해 증가합니다.
3. 트랜스포머 1차측 인덕턴스 오차는 $\pm 10\%$ 입니다.
4. 권선비에 의해 발생된 전압(V_{OR})은 유니버설 라인에 대해 최소 입력 전압 조건에서 $K_p = 0.8$ 을, 높은 입력 라인 조건에서 $K_p = 1$ 을 유지하도록 설정됩니다.
5. 어댑터 정격의 최대 전도 손실은 0.6W로, 오픈 프레임의 경우 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 온도가 110°C 이하로 유지하기 위해 히트싱크가 사용됩니다.
8. 주변 온도는 오픈 프레임 설계의 경우 50°C이고, 밀폐형 어댑터의 경우 40°C입니다.

*1보다 작은 경우, KP는 1차측 피크 전류에 대한 리플 전류의 비율입니다. 스위칭 사이클의 초기 종료로 인한 전력 제공량 감소를 방지하기 위해 과도 KP 한계는 ≥ 0.25 를 권장합니다. 이는 스위치 턴온 시 초기 전류 제한(IIINT)이 초과되지 않도록 방지합니다.

1차측 과전압 보호

InnoSwitch3-PD IC에서 제공하는 1차측 출력 과전압 보호 기능은 PRIMARY BYPASS 핀으로 전달되는 기준점(Threshold) 전류 I_{SD} 에 의해 트리거됩니다. 내부 필터 외에도 PRIMARY BYPASS 핀 커패시터는 외부 필터를 형성하여 의도치 않은 트리거에 대한 노이즈 영향을 받지 않도록 합니다. 바이패스 커패시터가 고주파 필터로 효과적이기 위해서는 디바이스의 SOURCE 및 PRIMARY BYPASS 핀에 가능한 가깝게 위치시켜야 합니다.

1차측 센싱 OVP 기능은 정류 및 필터링된 바이어스 권선 전압 서플라이에서 PRIMARY BYPASS 핀까지 제너 다이오드와 저항의 직렬 조합을 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 출력부하에 대한 최고 부하를 적용하여 실시하는 것이 좋습니다. 측정된 전압을 이용하여 1차측 센싱 OVP를 얻는데 필요한 부품을 선택합니다. 클램핑 전압이 OVP가 트리거될 것으로 예상되는 바이어스 권선 정류 전압보다 약 6V 낮은 제너 다이오드를 사용하는 것이 좋습니다. 필요한 직렬 저항의 값은 출력 과전압 중에 I_{SD} 보다 높은 전류가 PRIMARY BYPASS 핀으로 흐르도록 계산할 수 있습니다.

무부하 소비 전력 감소

InnoSwitch3-PD IC는 내부 전류 소스를 통해 충전되는 PRIMARY BYPASS 핀 커패시터에서 자체 전원 공급 모드로 시작할 수 있습니다. 그러나 InnoSwitch3-PD 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 무부하 소비 전력이 30mW 미만인 파워 서플라이의 설계가 대부분의 설계에서 가능합니다. 그림 15에 나와있는 저항 R14는 I_{SI} 보다 약간 높은 BPP로 전류가 흐르도록 조정해야 하며 이는 무부하 전력이 가장 낮을 때의 조건이기도 합니다.

2차측 과전압 보호(오토-리스타트 모드)

InnoSwitch3-PD IC에서 제공하는 2차측 출력 과전압 보호 기능은 SECONDARY BYPASS 핀으로 전달되는 $I_{BPS(SD)}$ 의 기준점(Threshold) 전류에 의해 트리거되는 내부 오토-리스타트 회로를 사용합니다. 직접 출력 센싱 OVP 기능은 원하는 경우, 출력에서 SECONDARY BYPASS 핀으로 제너 다이오드를 연결하여 구현할 수 있습니다. 제너 다이오드 전압은 출력 전압의 1.25배와 4.4V SECONDARY BYPASS 핀 전압의 차이값이어야 합니다. OVP 제너 다이오드와 직렬로 연결된 낮은 값의 저항을 추가하여 SECONDARY BYPASS 핀으로 흐르는 최대 전류를 제한해야 합니다. 2차측 OVP 기능은 소프트 스타트 동안 비활성화됩니다.

일부 조건에서 2차측 OVP는 개시하는 데 여러 번의 스위칭 주기가 필요할 수 있습니다.

부품 선택

InnoSwitch3-IC 1차측 회로의 부품

BPP 커패시터

InnoSwitch3-PD IC의 PRIMARY BYPASS 핀에서 연결된 커패시터는 1차측 컨트롤러에 디커플링을 제공하고, 전류 제한을 선택합니다. 0.47 μ F 또는 4.7 μ F 커패시터는 InnoSwitch3-PD IC 데이터 시트에 표시된 대로 사용할 수 있습니다. 전해 커패시터를 사용할 수도 있지만, IC에 가까이 커패시터를 배치하도록 할 수 있기 때문에 양면 보드에는 일반적으로 표면 실장 적층형 세라믹 커패시터가 선호됩니다. 작은 크기 덕분에 소형 스위칭 파워 서플라이 설계에도 이상적입니다. 최소 커패시턴스 요건을 충족하기 위해서는 적어도 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 데이터 시트를 검토하는 것이 좋습니다. 이러한 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-PD IC 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.

바이어스 권선의 권선비는 가장 낮은 부하 조건(또는 무부하)일 때 파워 서플라이의 가장 낮은 정격 출력 전압에서 바이어스 권선 전체에 7V가 흐르도록 선택해야 합니다. 전압이 이보다 더 낮으면 무부하 입력 전력이 증가합니다.

일반적으로 USB PD 또는 고속 충전 애플리케이션의 경우 출력 전압 범위가 매우 넓습니다. 이를테면 45W 어댑터는 5V, 9V, 15V를 지원해야 하지만, 100W 어댑터는 5~20V에서 출력 전압을 선택할 수 있어야 합니다. 이렇게 넓은 출력 전압 범위 덕분에 바이어스 권선 출력 전압도 크게 변합니다. 그림 15와 같이 InnoSwitch3-PD IC의 PRIMARY BYPASS 핀에 주입되는 전류를 제한하기 위해서는 일반적으로 선형 레귤레이터 회로를 사용해야 합니다.

파워 서플라이를 230VAC 입력 전압($V_{BPP} > 5V$)에서 작동할 때 무부하 소비 전력이 최소가 되게 하려면 외부 회로의 바이어스 전류를 $I_{SI(MAX)}$ 로 설정해야 합니다.

더 높은 방사 EMI로 이어질 수 있는 패스트 또는 울트라 패스트 다이오드에서 흔히 볼 수 있는 급격한 리커버리를 방지하려면 정선 커패시턴스가 낮은 유리 패시베이션 처리된 표준 리커버리 정류기 다이오드를 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 정격 부하에서 작동하는 경우 일반적으로 가장 높은 전압이 커패시터에 충전됩니다. 바이어스 권선 커패시터를 SOURCE 핀보다는 입력 벌크 커패시터의 마이너스에 접지하는 것이 좋습니다.

입력 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 약 3.8M Ω 이 권장됩니다. 그림 16에서는 라인 UV 또는 라인 OV 기능 중 하나만 선택적으로 활성화하고 다른 하나는 비활성화하는 회로 구성을 보여줍니다.

InnoSwitch3-PD IC는 파워 서플라이를 래치 오프/AR할 수 있는 1차측 센싱 OV 보호 기능이 특징입니다. 파워 서플라이가 래치 오프/AR 상태가 되었을 때 UNDER/OVER INPUT VOLTAGE 핀 전류가 0으로 떨어지면 파워 서플라이를 리셋시킬 수 있습니다. 일단 파워 서플라이가 래치오프되면, 입력 전압이 턴오프된 후라도 InnoSwitch3-PD IC 컨트롤러를 리셋하는 데 상당한 시간이 걸릴 수 있습니다. 이는 DC 버스에 저장된 에너지가 계속해서 컨트롤러에 바이어스 전압을 제공하기 때문입니다. 래치 오프의 경우 그림 17과 같이 수정된 회로 구성을 사용하면 빠른 AC 리셋이 가능합니다. 입력 전원이 분리되면 커패시터 CS의 전압이 급속하게 감소하여 InnoSwitch3-PD IC의 INPUT VOLTAGE MONITOR 핀으로 흐르는 전류가 감소하고 InnoSwitch3-PD IC 컨트롤러가 리셋됩니다.

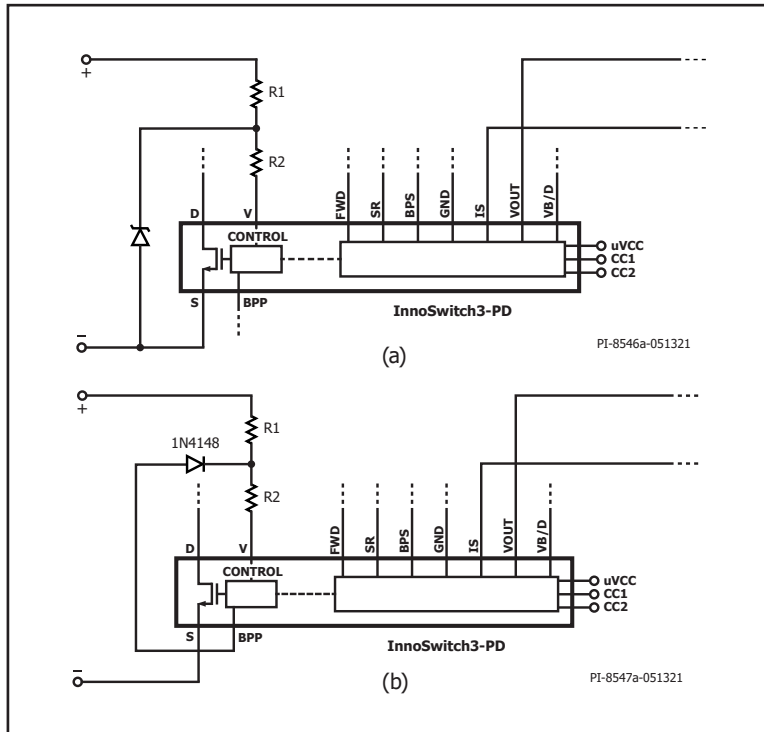


Figure 16. Figure 2. (a) Line UV Only; (b) Line OV Only.

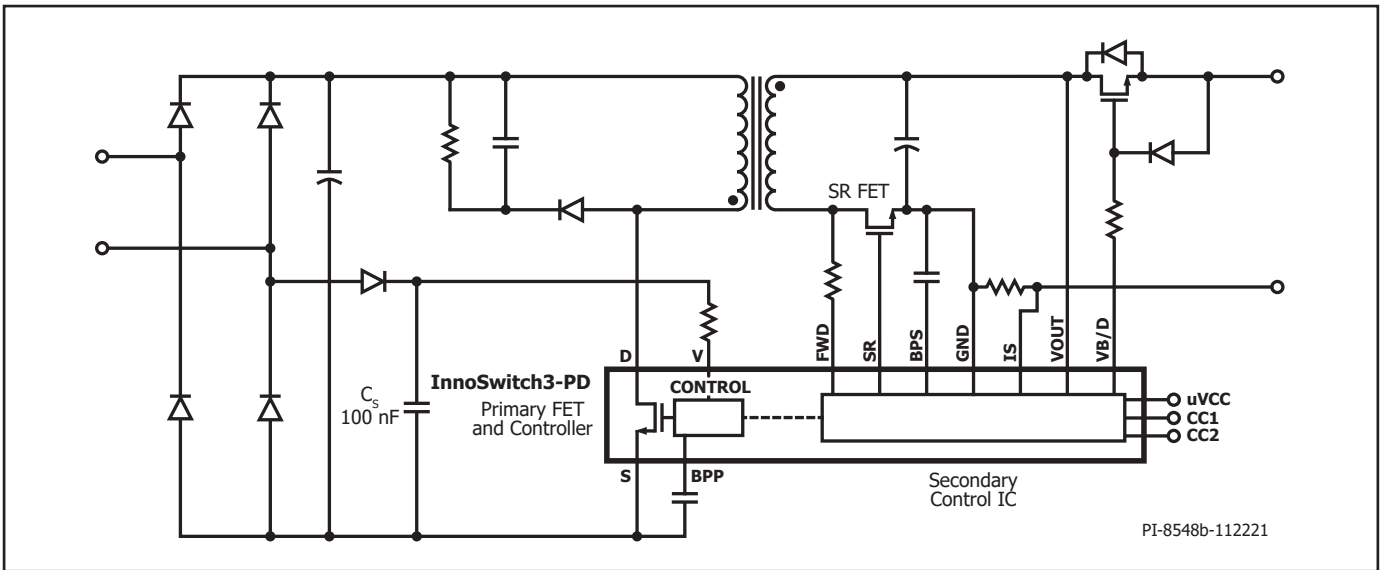


Figure 17. Fast AC Reset Configuration.

1차측 센싱 OVP(과전압 보호)

바이어스 권선 출력에서 흐르는 전압은 파워 서플라이 출력 전압을 따릅니다. 정밀하지는 않지만, 1차측 컨트롤러에서 바이어스 권선 전압을 사용하여 출력 전압 상태의 함리적인 근사치를 결정할 수 있습니다. 바이어스 권선 출력과 PRIMARY BYPASS 핀 사이에 연결된 제너 다이오드는 2차측 과전압 고장을 안정적으로 감지하고 1차측 컨트롤러를 래치 오프/AR시킬 수 있습니다. 바이어스 권선 출력에서 가장 높은 전압은 정상 조건 최대 정격 부하와 가장 낮은 정격 입력 전압에서 측정하고 과도 부하 조건에서도 측정하는 것이 좋습니다. 측정된 전압보다 1.25배의 정격을 갖고 있는 제너 다이오드를 사용하여 OVP 보호 기능이 정상적인 작동 조건에서는 트리거되지 않지만 고장 조건에서는 작동하도록 합니다.

1차측 스너버 클램프

그림 15의 예제 회로와 같이 1차측에 스너버 회로를 사용해야 합니다. 이를 통해 각 스위칭 사이클 중 스위치를 턴오프하는 즉시 스위치 드레인에서 과도한 전압 스파이크를 방지합니다. 기존의 RCD 클램프를 사용할 수 있지만 RCDZ 클램프가 효율성이 가장 뛰어납니다. 그림 15의 회로 예제에서는 클램프 다이오드와 직렬로 연결된 저항이 있는 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 정션 커패시턴스가 낮은 standard recovery glass passivated diode를 사용하는 것이 좋습니다.

InnoSwitch3-PD용 부품

2차측 회로

SECONDARY BYPASS 핀 – 디커플링 커패시터

InnoSwitch3-PD IC의 SECONDARY BYPASS 핀을 디커플링하는 데는 2.2 μ F, 10V/X7R 또는 X5R/0805 이상 크기의 적층형 세라믹 커패시터가 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 F보다 낮은 값은 커패시턴스를 충분하게 제공하지 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.

파워 서플라이의 출력 전압이 5V 이상인 경우 OUTPUT VOLTAGE(VOUT) 핀의 전압이 SECONDARY BYPASS 핀 전압보다 높으므로 2차측 컨트롤러에 대한 공급 전류는 IC의 OUTPUT VOLTAGE(VOUT) 핀이 공급합니다. 파워 서플라이의 출력 전압이 5V 미만인 스타트업 및 작동 조건에서 2차측 컨트롤러는 FORWARD 핀에 연결된 내부 전류 소스로부터 전류를 공급받습니다. 파워 서플라이의 출력 전압이 5V 미만이며 출력 부하가 매우 적은 경우 작동 주파수가 크게 낮아지고 FORWARD 핀에서 2차측 컨트롤러에 공급하는 전류가 SECONDARY BYPASS 핀의 전압을 4.4V로 유지하기에 충분하지 못할 수 있습니다. 이러한 애플리케이션을 위해 InnoSwitch3-PD IC에는 SECONDARY BYPASS 핀 전압을 4.4V로 레귤레이션하는 내부 전하 펌프가 있습니다.

FORWARD 핀 저항

충분한 IC 공급 전류를 위해 47 Ω 5% 저항을 사용하는 것이 좋습니다. 동기 정류기 드라이브 타이밍과 같은 디바이스 동작에 영향을 줄 수 있기 때문에 더 낮은 저항값을 사용하면 안 됩니다. 펄스 그룹화가 관찰되는 경우 더 높은 값을 사용해야 합니다. 그러나 이 값은 150 Ω 를 초과하지 않아야 합니다.

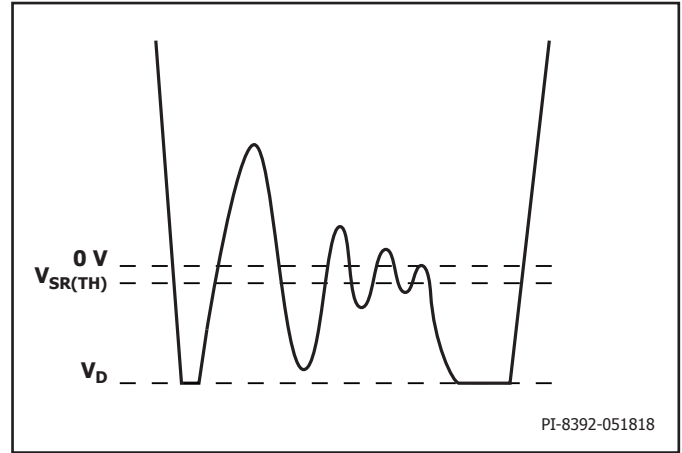


Figure 18. Unacceptable FORWARD Pin Waveform After Handshake With SR FET Conduction During Flyback Cycle.

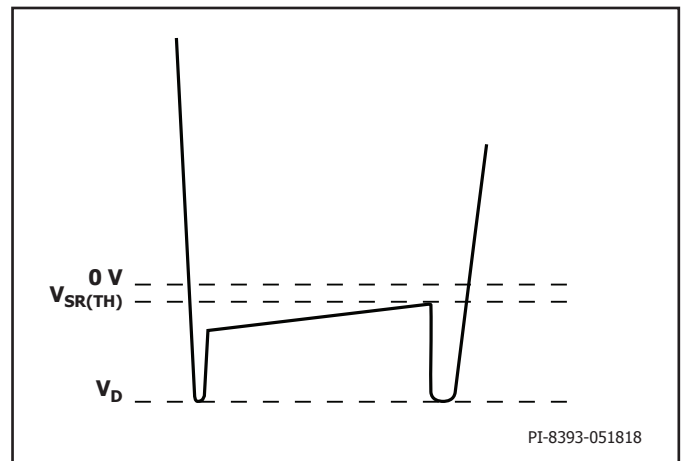


Figure 19. Acceptable FORWARD Pin Waveform After Handshake With SR FET Conduction During Flyback Cycle.

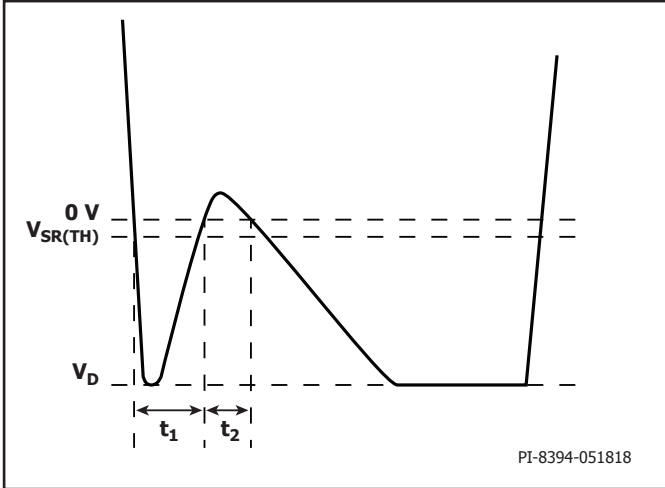


Figure 20. Unacceptable FORWARD Pin Waveform Before Handshake With Body Diode Conduction During Flyback Cycle.

Note:

If $t_1 + t_2 = 1.5 \mu s \pm 50 \text{ ns}$, the controller may fail to handshake correctly and trigger a primary bias winding OVP latch-off/AR.

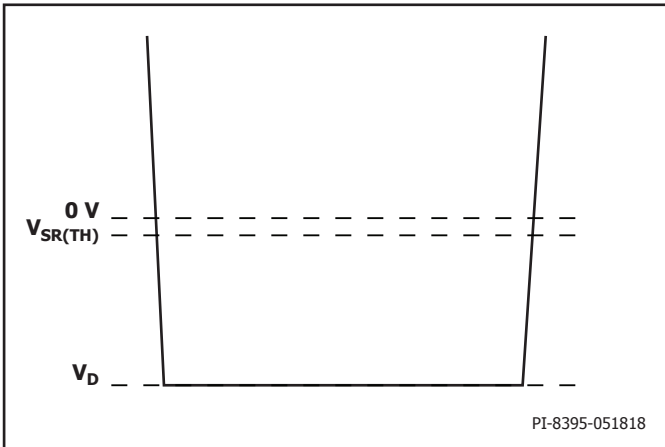


Figure 21. Acceptable FORWARD Pin Waveform Before Handshake With Body Diode Conduction During Flyback Cycle.

SR FET의 동작 및 선택

출력부에 간단한 다이오드 정류기 및 필터를 사용해도 되지만 SR FET를 사용하면 European CoC 및 U.S. DoE 에너지 효율 요건을 충족하는 데 필요한 동작 효율을 크게 개선할 수 있습니다. 플라이백 사이클이 시작되면 2차측 컨트roller가 SR FET를 턴온합니다. SR FET 게이트는 InnoSwitch3-PD IC의 SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE 핀에 직접 연결해야 합니다(단일 SR FET를 사용하는 경우 SR FET의 게이트 회로에는 저항을 추가로 연결하면 안 됨). SR FET의 드레인 전압이 0V 아래로 떨어지면 SR FET가 Off 상태가 됩니다.

18mΩ R_{DS(ON)} 인 FET는 5V, 2A 출력에 적합하며 8mΩ R_{DS(ON)} 인 FET는 12V, 3A 출력인 정격 설계에 적합합니다. SR FET 드라이버는 서플라이 레일에 SECONDARY BYPASS 핀을 사용하고 이 전압은 일반적으로 4.4V입니다. 데이터 시트에 게이트 전압 4.5V에 대한 R_{DS(ON)} 과열 범위가 명확하게 지정되어 있는 경우 기준 전압(Threshold)(최대 절대값)이 4V인 FET를 사용할 수 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 켜질 때까지 약간의 지연 시간이 발생할 수 있습니다. 지연 시간 동안 SR FET의 바디 다이오드가 전도됩니다. 외부 병렬 쇼트키 다이오드가 사용되는 경우 전류는 대부분 쇼트키 다이오드를 통해 흐릅니다. InnoSwitch3-PD IC에서 플라이백 사이클 종료로 감지하면 SR FET R_{DS(ON)}의 전압이 V_{SR(TH)}로 강화하고 플라이백 사이클의 나머지 부분이 완료되며 SR FET의 바디 다이오드 또는 외부 병렬 쇼트키 다이오드로 전류 방향이 바뀝니다. SR FET과 병렬인 쇼트키 다이오드를 추가하여 더 높은 효율을 제공할 수 있습니다. 그러나 5V, 2A 설계에서 이득은 크지 않으므로, 외부 다이오드가 85VAC에서는 풍부한 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 1.3~1.4배여야 합니다. 60V 정격 FET와 다이오드는 60V 미만의 V_{OR}을 사용하는 대부분의 5V 설계에 적합하고, 100V 정격 FET와 다이오드는 출력 전압이 9V를 넘는 대부분의 USB PD 설계에 적합합니다.

2차측 누설 리액턴스와 SR FET 커패시턴스(COSS) 간 상호 작용은 1차측 스위치 턴온으로 인해 권선에서 전압 역전이 발생할 때 SR FET 드레인 전압 파형의 링잉으로 이어집니다. 이 링잉은 SR FET에 걸쳐 연결된 RC 스너버를 이용하여 억제할 수 있습니다. 10Ω~47Ω 범위의 스너버 저항을 사용할 수 있습니다(저항 값이 높을수록 효율이 눈에 띄게 떨어짐). 1nF~2.2nF의 커패시턴스는 대부분의 설계에 적합합니다. 전압 전환 중 SR FET 드레인 파형이 그림 19처럼 보이지 않고 그림 18과 유사한 설계에서는 200mV의 작은 증분으로 전압 전환을 구성하는 것이 좋습니다.

출력 커패시터

알루미늄 폴리머 고체 커패시터를 사용하는 것이 작은 크기, 안정적인 온도 특성, 매우 낮은 ESR 및 동시에 높은 RMS 리플 정격 전류로 인해 상당히 선호되지만, 대부분의 고주파 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 200μF~300μF의 알루미늄 폴리머 커패시턴스가 적절합니다. 커패시턴스 선택에 영향을 미치는 다른 요인에는 출력 리플이 있습니다. 커패시터의 정격 전압이 20%가 넘는 충분한 마진에서의 최고 출력 전압보다 높은지 주의해서 확인해야 합니다.

출력 과전압 보호

파워 서플라이에서 제공할 수 있는 최대 전력은 프로그래밍된 V_{KP}와 폴 스케일 current limit의 곱으로 구합니다. 프로그래밍된 V_{KP} 기준점(threshold) 미만의 출력 전압의 경우, InnoSwitch3-PD IC는 프로그래밍된 전류 제한에 도달하거나(폴 스케일 전류 제한보다 낮은 경우) IS 및 GND 핀 양단의 전압이 I_{SV(TH)} 기준점(threshold)을 초과하면 출력 전류를 제한하고 제한된 전류 또는 정전류 작동을 제공합니다. 폴 스케일 전류 제한은 IS 핀과 GND 핀 사이의 저항을 통해 설정됩니다. I²C를 통해 더 낮은 전류 제한 값을 프로그래밍할 수 있습니다. 출력 전압이 V_{KP} 기준점(Threshold)을 넘어서는 경우 InnoSwitch3-PD IC는 정전력 특성을 제공합니다. 프로그래밍된 전류 제한 내에서 부하 전류가 증가하면 출력 전압이 떨어지며, 출력 전압과 전류의 곱은 V_{KP}와 설정된 전류 제한의 곱으로 설정된 최대 전력과 같아집니다.

μVCC 핀의 디커플링 커패시터

적어도 10V 이상의 정격을 갖는 2.2μF 세라믹 커패시터를 uVCC와 GND 핀 사이에 배치하는 것이 좋습니다.

V_O 핀의 디커플링 커패시터

1-2.2μF 세라믹 커패시터를 V_O 핀 가까이 두는 것이 좋습니다. 이 커패시터는 적당히 마진(>20%)을 두고 가장 높은 출력 전압보다 높은 정격 전압을 가져야 합니다.

NTC 핀의 디커플링 커패시터

NTC와 GND 핀 사이에 최소 560pF 세라믹 커패시터를 배치하는 것이 좋습니다. 정격 10V 이상의 커패시터를 사용해야 합니다. 비용에 민감한 고객이 NTC를 사용하지 않으려는 경우 NTC 핀을 GND 핀에 연결해야 합니다.

CC1 및 CC2 핀 저항, 커패시터, 제너 다이오드

이러한 핀은 통신을 위해 USB Type-C 커넥터에 연결됩니다. 이러한 핀과 USB Type-C 커넥터 사이에는 저항(R20과 R21, 22Ω 권장)이 있고 이러한 핀에서 출력 GND로 가는 커패시터(C15, C16, 560pF X5R 또는 X7R, 정격 10V 이상 권장)가 있으며, 이들이 함께 로우 패스 RC 필터를 형성하여 ESD 민감도를 개선합니다. CC1, CC2 핀에서 출력 GND로 가는 제너 다이오드(D6과 D7, 24V 권장)도 있어 ESD 민감도를 개선합니다.

IS-GND 핀 커패시터

정확한 정전류 레귤레이션을 위해 InnoSwitch3-PD IC의 IS 핀과 GND 핀 사이에 10V 이상의 정격을 갖는 2.2μF~4.7μF의 세라믹 커패시터를 사용하는 것이 좋습니다. 그림 15와 같이 전류 센싱을 위한 RC 필터를 제공하기 위해 10Ω 저항 R12도 권장됩니다.

IS-GND 핀 전류 센싱 저항

이 센싱 저항을 선택하면 필수 풀 스케일 전류가 IS-GND 핀 양단에 32mV 강하를 일으킵니다. 오차가 1% 이하인 저항을 사용하는 것이 좋습니다. 정확한 전류 측정 및 CC 레귤레이션을 위해서는 이 저항을 InnoSwitch3-PD IC 핀에 최대한 가깝게 배치해야 합니다. 이 저항은 일반적으로 3A 이상의 출력 전류에 대해 < 10mΩ입니다. 따라서 구리 패턴 저항은 추가적인 유효 저항에 기여할 수 있습니다. 구리 패턴 저항의 영향을 최소화하기 위해 InnoSwitch3-PD IC에서 이 저항으로의 연결에 세심한 주의를 기울여야 합니다.

출력 디커플링 커패시터

18kV ESD 공중 방전을 막으려면 최대 10μF의 세라믹 출력 디커플링 커패시터가 필요합니다. 이 커패시터는 충분한 마진(>20%)을 두고 가장 높은 출력 전압보다 높은 정격 전압을 가져야 합니다.

버스 스위치

높은 부하 전류에서 효율성이 미치는 영향을 줄이려면 낮은 $R_{DS(on)}$ N-채널 FET 버스 스위치를 사용하는 것이 좋습니다. FET가 로직 레벨 FET일 필요는 없습니다. 효율성은 4V의 게이트 기준점(threshold)에서 충분히 개선되어야 합니다.

버스 방전

버스 방전에 대한 저항값은 고전압에서 저전압으로의 전환에 필요한 방전 시간에 따라 선택됩니다. 저항 값은 전기적 파라미터 표에 명시된 VB/D 핀의 정격 전류를 초과하지 않도록 크기를 조정해야 합니다. 단방향 전류 흐름에는 범용 다이오드가 권장됩니다.

일부 레퍼런스 디자인 및 기타 문서에서는 두 가지 다른 버스 방전 회로가 사용되었습니다. 한 회로에서 버스 방전 저항은 BUS 스위치의 게이트와 VB/D 핀 사이에 연결됩니다. 다른 구현에서는 이 저항이 BUS 스위치 게이트와 소스를 가로지르는 다이오드와 직렬로 연결됩니다. 모든 새로운 설계에는 이 데이터 시트에 표시된 회로 구성과 그림 15의 설계 예가 권장됩니다.

회로 기판 레이아웃에 대한 권장 사항

InnoSwitch3-PD IC를 사용하는 스위칭 파워 서플라이에 권장되는 회로 기판 레이아웃은 그림 22를 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 면적은 가능한 한 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 루프 거리를 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 InnoSwitch3-EP IC 아래의 동판 영역에 연결해야 합니다. 이 영역은 노이즈가 없는 그라운드와 연결되기 때문에 적절한 방열을 위해서는 이 부분의 면적을 최대화해야 합니다. 출력 SR FET도 마찬가지로 SR FET의 열이 손실되는 패키지의 핀에 연결되는 PCB 면적을 최대화합니다.

IC 온도를 최대 절대 제한값 아래로 안전하게 유지하려면 기판에 충분한 동판 면적을 제공해야 합니다. 최고 정격 작동 온도에서 정격 풀부하 및 최저 정격 입력 AC 공급 전압으로 파워 서플라이를 동작하는 경우 IC의 SOURCE 핀이 납땜된 PCB의 동판 면적은 IC 온도를 110°C 아래로 유지할 수 있을 정도로 넓어야 합니다. 추가적인 특정 요건에 따라 더 많은 디레이팅을 적용할 수 있습니다.

Y 커패시터

Y 커패시터는 1차측 입력 필터 커패시터 플러스 단자와 트랜스포머 2차측 출력 플러스 또는 리턴 단자 사이에 직접 연결되어야 합니다. 이런 배치는 진폭이 큰 커먼 모드 서지 전류를 IC에서 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 FET

최상의 성능을 위해 2차측 권선, 출력 SR FET 및 출력 필터 커패시터의 루프 연결 면적을 최소화해야 합니다. SR FET의 소스 핀은 출력 커패시터 마이너스 단자와 연결해야 하고 InnoSwitch3-PD IC의 GND 핀에는 짧게 연결해 패턴 임피던스 강하를 줄여야 합니다. 불연속 동작 모드 동안 SR FET을 끄기 위해서는 FWD 핀 센싱이 IC GND 핀을 기준으로 제대로 이루어져야 하기 때문입니다. SR FET의 드레인과 FWD 핀 저항 간의 연결도 짧아야 하며, 별도의 패턴을 사용하여 SR FET 드레인 핀에 직접 연결하는 것이 좋습니다. 또한 히트싱크용으로 SR FET의 단자에 충분한 동판 면적이 필요합니다.

IS-GND 핀, 센싱 저항 패턴

정확한 CC 설정 포인트를 가지려면 전류 센싱 저항에서 IS-GND 핀 패턴을 전류 센싱 저항의 두 노드 각각에 스타 결선으로 연결하는 것이 좋습니다. IS-GND 센싱 패턴은 저항의 솔더 패드 또는 센싱 레지스터로 들어오고 나가는 부하 패턴에서 강하를 측정하지 않도록 전류 센싱 저항의 솔더 패드 가장 안쪽에 있어야 합니다.

uVCC, CC1, CC2 핀

uVCC, CC1, CC2 핀에 대한 패턴은 노이즈 노드 또는 패턴과 떨어져 있어야 합니다. 가능하면 uVCC, CC1, CC2 패턴에 대해 병렬로 실드 패턴을 만들어야 합니다.

V_o 핀, 출력 전압 센싱 패턴

전압 강하가 파워 패턴에 미치는 영향을 방지하기 위해 출력 전압 센싱 패턴을 V_o 핀에서 출력 커패시터 플러스 단자로 직접 연결하는 것이 좋습니다.

ESD

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

스파크 갭은 출력 플러스 레일과 하나의 AC 입력단 사이에 직접 배치하는 것이 가장 좋습니다. 이러한 구성에서 6.4mm 스파크 갭은 적용 가능한

여러 가지 안전 규격에 적용할 수 있는 연면거리 및 공간거리 요구 사항을 충족하는 데 충분합니다. 이는 InnoSwitch3-PD IC 1차측-2차측 간격보다 작습니다. ESD 성능을 더욱 향상시키기 위해 커먼 모드 초크에서 스파크 갭을 추가할 수 있습니다.

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 떨어지게 배치하고 관련 회로 패턴 길이를 최소화해야 합니다.

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

Layout Example

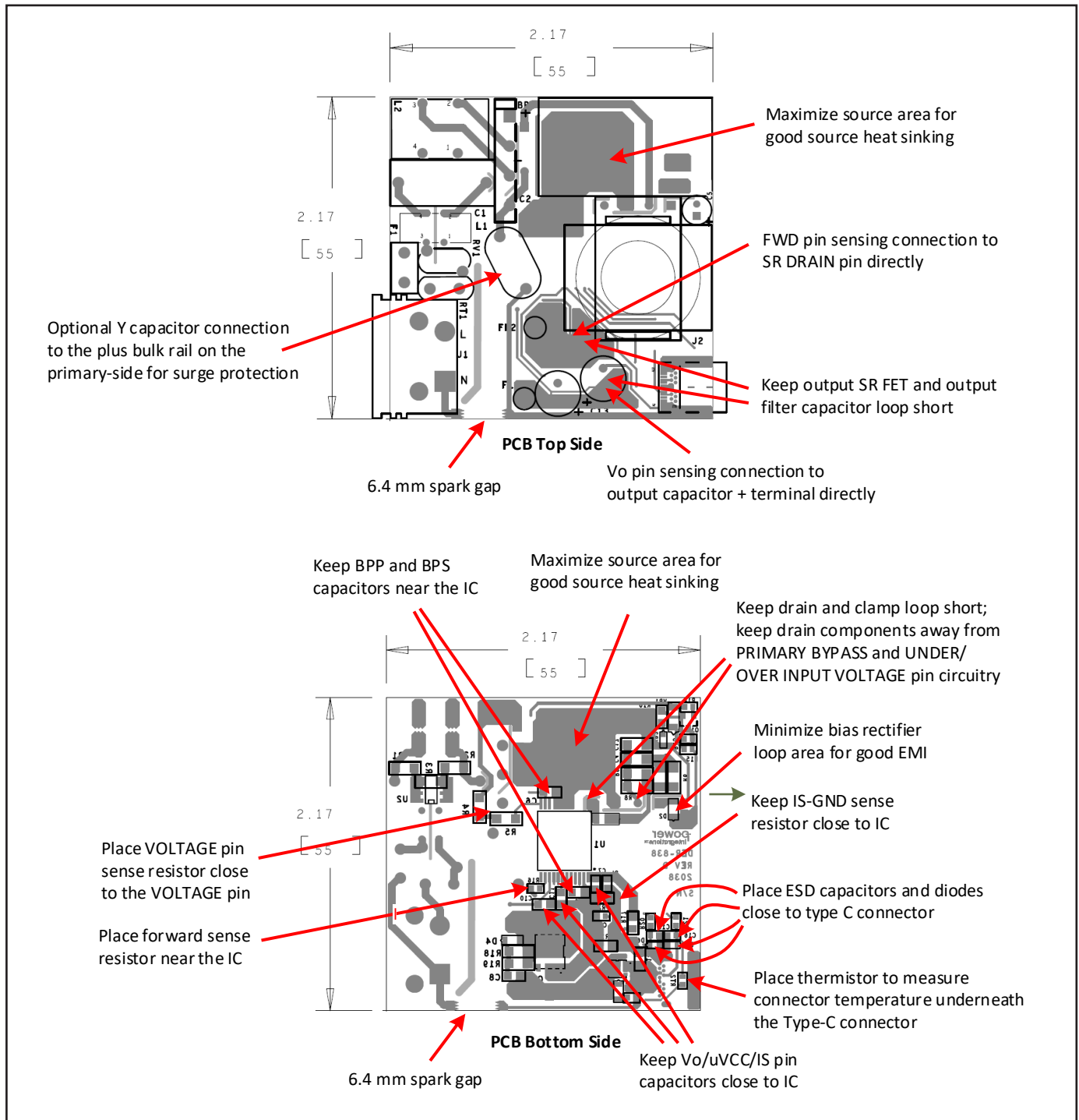


Figure 22. PCB Layout Recommendation.

EMI 감소를 위한 권장 사항

- 부품을 적절하게 배치하고 1차측 및 2차측 전원 회로의 루프 면적을 작게 유지하면 방사 및 전도 EMI를 최소화할 수 있습니다. 루프 면적을 작게 유지하고 스위칭 노드/패턴이 노이즈가 없는 노드/패턴에서 멀리 떨어져 있도록 주의 기울여야 합니다.
- 1차측의 클램프 다이오드에 병렬로 연결된 작은 커패시터는 방사 EMI를 줄일 수 있습니다.
- 바이어스 권선과 직렬로 연결된 저항은 방사 EMI를 줄일 수 있습니다.
- 커먼 모드 노이즈를 충분히 줄이려면 일반적으로 파워 서플라이 입력에 커먼 모드 초크가 필요합니다. 트랜스포머에서 쉴드 권선을 사용해도 동일한 효과를 얻을 수 있습니다. 또한 쉴드 권선은 입력 시 커먼 모드 필터 인덕터와 함께 사용하여 전도성 및 방사 EMI 마진을 개선하는 데 사용할 수 있습니다.
- 출력 SR FET 양단에 연결된 RC 스너버는 고주파 방사 및 전도성 EMI를 줄일 수 있습니다.
- 디퍼렌셜 인덕터 및 커패시터로 구성된 π 필터를 입력 정류 회로에 사용하여 저주파수 디퍼렌셜 EMI를 줄일 수 있습니다.
- 파워 서플라이 출력단에 연결되는 경우 1 μ F 이상의 세라믹 커패시터는 방사 EMI를 줄일 수 있습니다.

트랜스포머 설계에 대한 권장 사항

트랜스포머는 파워 서플라이가 가장 낮은 입력 전압에서 정격 전력을 제공할 수 있도록 설계되어야 합니다. 파워 서플라이의 정류 DC 버스의 가장 낮은 전압은 사용되는 필터 커패시터의 커패시턴스에 따라 달라집니다. 3 μ F/W가 충분한 마진을 제공하지만, DC 버스 전압을 항상 70V보다 높게 유지하기 위해서는 최소 2 μ F/W를 사용하는 것이 좋습니다. DC 버스의 리플을 측정해야 하고, 트랜스포머 1차측 권선 인덕턴스 선택을 위한 설계 계산을 확인하기 위해 이러한 전압을 주의 깊게 확인해야 합니다.

스위칭 주파수(F_{sw})

설계자가 설계 사양에 따라 25kHz~95kHz 사이의 풀부하에서 스위칭 주파수를 설정할 수 있는 것은 InnoSwitch3-PD IC의 고유한 기능입니다. 디바이스 온도를 낮추려면 스위칭 주파수를 60kHz 정도로 설정해야 합니다. 더 작은 크기의 트랜스포머를 사용하려면 스위칭 주파수를 최대 95kHz에 가까운 값으로 설정해야 합니다. 풀부하 스위칭 주파수 설정 시에는 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. 내부 고전압 스위치와 트랜스포머 크기에 따른 전반적인 디바이스 손실(전도 손실 및 스위칭 손실) 사이의 최적의 절충안을 보여줍니다.

INN3865C/INN3875C	80kHz
INN3866C/INN3876C	75 kHz
INN3877C	70 kHz
INN3896C	70 kHz
INN3867C/INN3868C	65 kHz
PowiGaN device INN3878C	70 kHz
PowiGaN device INN3879C	65 kHz
PowiGaN device INN3870C	60 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 권선비를 통해 1차측에 반영됩니다. QR 기능을 최대한으로 사용하고 라인/부하에 가장 균일한 효율을 얻기 위해서는 권선비에 의해 발생된 전압(V_{OR})을 유니버설 라인 입력의 최소 입력 전압 조건에서는 $K_p = 0.8$ 로 유지하고, 하이라인 입력 전용 조건에서는 $K_p = 1$ 로 유지할 수 있도록 설정하는 것이 좋습니다.

설계 최적화를 위해 다음 사항을 염두에 두어야 합니다.

- 높은 V_{OR} 은 V_{MIN} 에서 전력 공급을 늘릴 수 있습니다. 즉, 입력 커패시터의 값을 최소화하고 InnoSwitch3-PD 디바이스에서 제공되는 파워 용량을 극대화합니다.
- V_{OR} 이 높으면 출력 다이오드 및 SR FET의 전압 스트레스가 줄어듭니다.
- V_{OR} 이 높으면 파워 서플라이의 효율을 낮추는 누설 인덕턴스가 증가합니다.
- V_{OR} 이 높으면 2차측 피크 전류와 RMS 전류가 증가하여 2차측 동판 손실 및 다이오드 손실이 늘어날 수 있습니다.

여기에는 몇 가지 예외가 있습니다. 매우 높은 출력 전류에서 V_{OR} 은 최고 효율을 얻기 위해 줄여야 하고, 15V 이상의 높은 출력 전압에서 V_{OR} 은 출력 동기 정류기 전체에서 합리적인 PIV를 유지하기 위해 높여야 합니다.

피크 전류에 대한 리플 전류의 비, K_p

K_p 가 1보다 낮은 경우 연속 전도 모드를 나타내며, 여기서 K_p 는 리플 전류와 1차측 피크 전류 간의 비율입니다(그림 23).

$$K_p \equiv K_{Rp} = I_r / I_p$$

1보다 큰 K_p 값은 불연속 전도 모드를 나타냅니다. 이 경우 K_p 는 2차측 다이오드 전도 시간에 대한 1차측 스위치 오프-타임 비율입니다.

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

대부분의 InnoSwitch3-PD 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-PD IC 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 도 크게 변합니다. K_p 는 높은 출력 전압 조건에 대해 높으며 출력 전압이 낮아지면 함께 낮아집니다. 파워 인테그레이션스(Power Integrations)의 PIXI 스프레드시트를 이용하여 K_p , 1차측 권선 인덕턴스, 트랜스포머 권선비, 동작 주파수를 효과적으로 최적화하고 선택할 수 있으며 적절한 설계 마진을 확보할 수 있습니다.

코어 유형

코어는 파워 서플라이 케이스의 물리적 설계 제약 조건에 따라 선택해야 합니다. 소형 케이스 요구 사항으로 인해 파워 서플라이 설계에서는 열 문제가 종종 발생하므로 저손실 코어만 사용하는 것이 좋습니다.

안전 마진, M(mm)

1차측과 2차측 사이에 안전 절연거리가 필요하지만 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 깊이 권선의 양쪽에서 사용됩니다. 수직 보빈의 경우 마진은 대칭적이지 않습니다. 6.2mm의 총 마진이 필요한 경우 물리적 마진을 보빈의 한 쪽에만 적용할 수 있습니다. 3중 절연 와이어를 사용하는 설계의 경우, 필요한 안전 규격 연면거리를 충족시키기 위해 작은 마진이 필요할 수 있습니다.

각 코어 크기에 대해 여러 보빈이 존재하며 구조적 공간이 각각 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. InnoSwitch3-PD IC를 사용하는 소형 파워 서플라이 설계의 경우 2차측에는 큰 마진이 필요하지 않은 3중 절연 와이어를 사용해야 합니다.

1차측 레이아웃, L

1차측 레이아웃은 $1 < L < 3$ 범위에 속해야 하며 일반적으로 1차측 전류 밀도 제한(CMA)을 충족하는 최저 수치여야 합니다. 써멀 설계 제약에 따라 더 큰 값이 필요할 수 있긴 하지만 200Cmils/Amp 이상인 값은 대부분의 설계에서 시작점으로 사용할 수 있습니다. 레이아웃이 3개 이상인 설계는 가능하지만 증가된 누설 인덕턴스와 권선의 실제 가능 여부에 대한 문제를 고려해야 합니다. 누설 인덕턴스로 인한 클램프 전력 소모가 너무 높은 설계의 경우 1차측 구조를 분할하는 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 동작 자속 밀도, B_m (가우스)

스타트업 시 그리고 출력 회로 단락 조건 하에서 피크 자속 밀도를 제한하려면 피크 디바이스 current limit(132kHz)에서의 최대값인 3800 가우스가 권장됩니다. 이러한 상태에서는 출력 전압이 낮으며 스위치 오프타임일 때 트랜스포머의 리셋이 거의 발생하지 않습니다. 따라서 정상 동작 레벨 이상에서 트랜스포머 자속 밀도가 계단식으로 상승할 수 있습니다. 선택한 디바이스의 피크 전류 제한에서의 3800 가우스 값은 InnoSwitch3-PD 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 V_{OR} 이 결정되면 트랜스포머 1차측 인덕턴스를 계산할 수 있습니다. 무료 PI Expert™ Suite의 일부인 PIXIs 설계 스프레드시트를 사용하여 트랜스포머 설계를 지원할 수 있습니다.

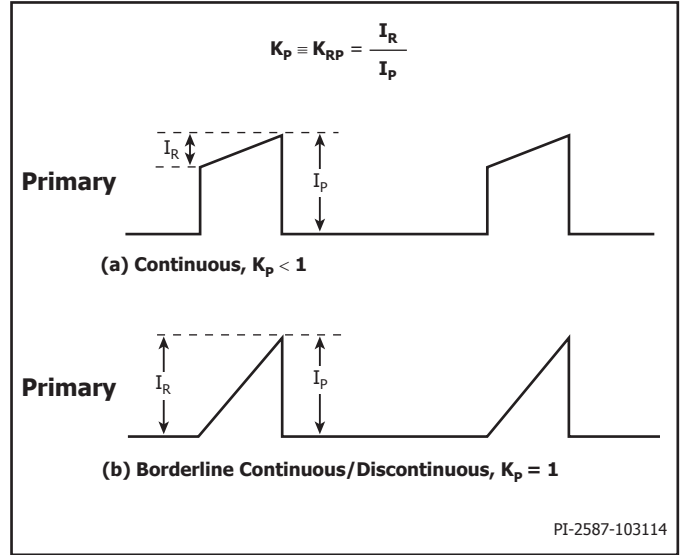


Figure 23. Continuous Mode Current Waveform, $K_p \leq 1$.

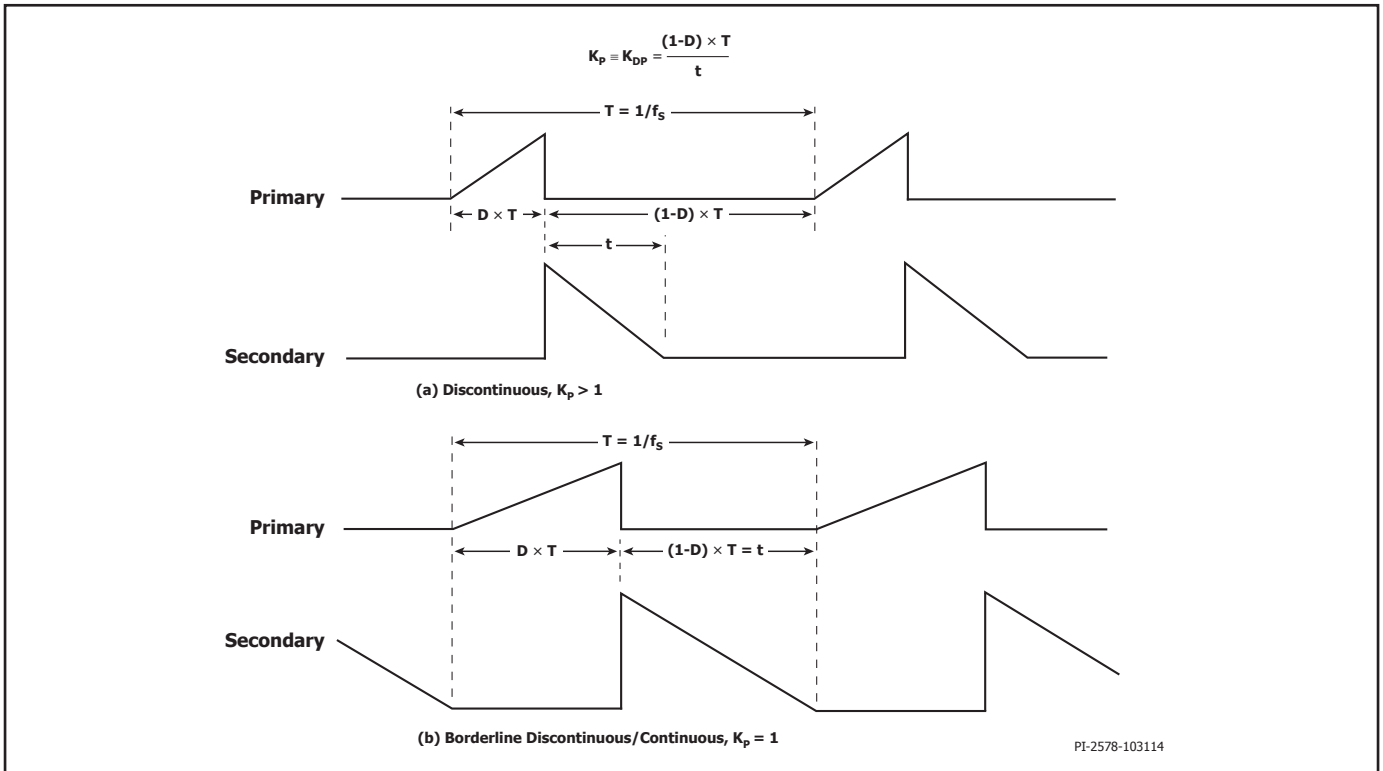


Figure 24. Discontinuous Mode Current Waveform, $K_p \geq 1$.

가청 노이즈 완화를 위한 트랜스포머 구성

InnoSwitch3-PD에는 가청 노이즈 감소 엔진이 있어 심한 가청 범위에서의 동작을 방지하지만 트랜스포머 에어 갭에 요변성 예측시 접착제를 도포하는 것이 좋습니다. 이는 파워 서플라이가 경부하에서 작동할 때 가청 노이즈를 완화시켜 낮은 주파수로 작동하게 합니다.

PowiGaN 디바이스 사용 시 설계 고려 사항(INN3878C, INN3879C, INN3870C)

플라이백 컨버터 구성의 경우 IC의 드레인 핀에서 일반적인 전압 파형은 그림 25에 나와 있습니다.

V_{OR} 은 2차측 권선이 전도될 때 1차측 권선에 걸친 권선비에 의해 발생된 전압입니다. V_{BUS} 는 트랜스포머 1차측 권선의 한쪽 끝에 연결된 DC 전압입니다.

또한 $V_{BUS} + V_{OR}$ 외에도 드레인에서는 1차측 권선의 누설 인덕턴스에 저장된 에너지로 인해 턴오프 시 큰 전압 스파이크가 발생합니다. 드레인 전압이 정격 최대 연속 드레인 전압을 초과하지 않도록 하려면 1차측 권선에 클램프 회로가 필요합니다. 클램프 다이오드의 순방향 리커버리는 1차측 스위치의 전원을 끄는 순간 스파이크를 더합니다. 그림 25의 V_{CLM} 은 결합된 클램프 전압으로 스파이크가 포함되어 있습니다. 기본 스위치의 피크 드레인 전압은 V_{BUS}, V_{OR}, V_{CLM} 의 합과 같습니다.

모든 정상 작동 조건에서 피크 드레인 전압이 650V보다 낮도록 V_{OR} 및 클램프 전압 V_{CLM} 을 선택해야 합니다. 이는 라인 서지와 같은 라인 과도 상태 동안 가끔씩 전압을 증가시켜 비정상적인 과도 작동 조건에서 피크 드레인 전압이 750V 미만으로 유지될 수 있도록 충분한 마진을 제공합니다. 이는 탁월한 장기적 신뢰성과 설계 마진을 보장합니다.

V_{OR} 선택은 작동 효율에 영향을 미치므로 신중하게 선택해야 합니다. 아래 표는 최적의 성능을 위한 일반적인 V_{OR} 범위를 보여줍니다.

Output Voltage	Optimal Range for VOR
5 V	45 - 70
12 V	80 - 120
15 V	100 - 135
20 V	120 - 150
24 V	135 - 180

Table 3. Optimal Range of V_{OR} for different Output Voltage.

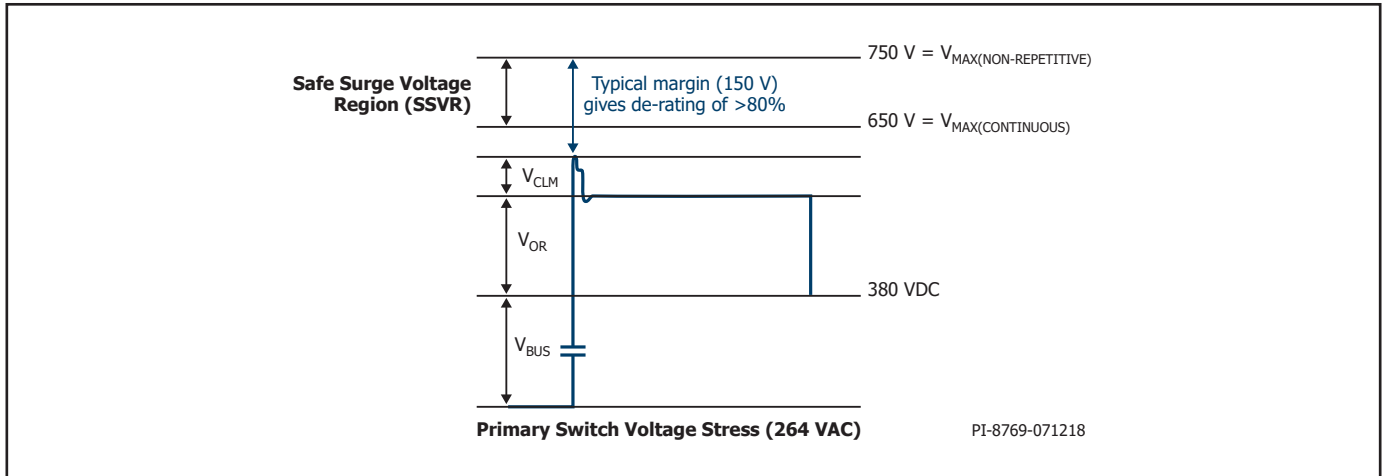


Figure 25. Peak Drain Voltage for 264 VAC Input Voltage.

빠른 설계 확인 목록

어떤 파워 서플라이를 설계하든지 최악의 조건에서 부품 사양을 초과하지 않는지 확인하기 위해 모든 InnoSwitch3-PD 설계를 테스트를 통해 검증해야 합니다.

- 이를 위해 다음과 같은 최소한의 테스트는 반드시 수행되어야 합니다.
- 1. 최대 드레인 전압 - InnoSwitch3-PD와 SR FET의 V_{DS} 가 정상 동작 및 스타트업 조건에서 최고 입력 전압 및 피크(과부하) 출력 전력에서 항복 전압의 90%를 넘지 않는지 검증해야 합니다.
- 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. 정상적인 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.

씨얼 검사 - 지정된 최대 출력 전력, 최소 입력 전압 및 최대 주변 온도에서 InnoSwitch3-PD IC, 트랜스포머, 출력 SR FET, 출력 커패시터의 온도 사양 제한을 초과하는지 확인합니다. 데이터 시트에 지정되어 있듯이 InnoSwitch3-PD IC의 부품간 $R_{DS(ON)}$ 의 편차 때문에 충분한 씨얼 마진이 필요합니다.

로우 라인, 최대 전력에서 이러한 편차를 허용하기 위하여 InnoSwitch3-PD IC SOURCE 핀 최대 온도는 110°C를 권장합니다.

PowiGaN 디바이스에 대한 열 저항 테스트 조건 (INN3878C, INN3879C, INN3870C)

열 저항 값은 1차측 파워 디바이스의 정션과 주변 환경 사이에 해당하는 값입니다.

그림 26는 사용자 지정 써멀 테스트 PCB에 대해 수행한 테스트를 보여줍니다. 테스트 보드는 2온스 동판 2층 구조로 되어 있으며, InSOP 패키지가 상면에 장착되고 550mm² 하층 구리 히트싱크 영역에 연결되어 있습니다.

두 레이어는 패키지 장착 영역 외부의 5 x 17 매트릭스에서 82개의 바이어스로 연결되어 있습니다. 바이어스는 12mil 직경, 40mil 간격으로 배치되며 도금된 스톱홀은 채워져 있지 않습니다.

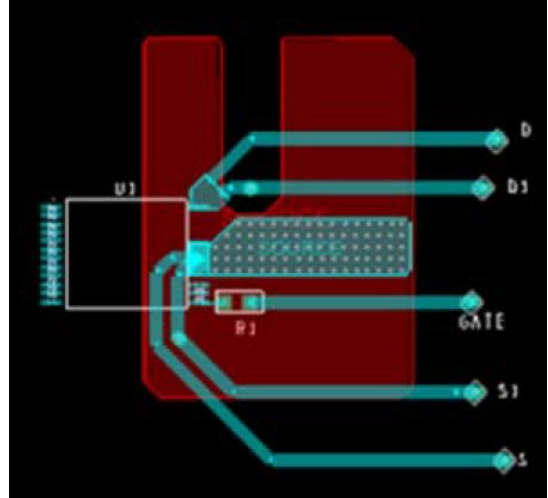


Figure 26. Thermal Resistance Test Conditions for PowiGaN Devices (INN3878C, INN3879C and INN3870C).

Firmware Configuration

Name	Function	PDO	APDO	Bus Switch Disabled State (Default)
OVA	Overvoltage Threshold	$1.1 \times V_{OUTMAX}^1$	$1.1 \times V_{OUTMAX}^1$	6.2 V
UVA	Undervoltage Threshold	3.1 V	3.1 V	3.6 V
CVO	Constant Voltage Only	Enabled	Disabled	Disabled
OVL	Overvoltage Fault Response	AR	AR	AR
UVL	Undervoltage Fault Response	AR	AR	AR
CVOL	Constant Voltage Mode Fault Response	AR	Not Applicable	NR
UVL Timer	UVL Fault Timer	8 ms	8 ms	64 ms
CVOL Timer	CVOL Fault Timer	8 ms	Not Applicable	8 ms
CDC	Cable Drop Compensation	300 mV	0 mV	0 mV
VKP	Constant Output Power Knee Voltage	24 V	24 V	24 V
CCSC	Output Short-Circuit Fault Detection	AR	AR	AR
ISSC	IS Pin Short Fault Response and Detection Frequency	NR 50 kHz	NR 50 kHz	NR 50 kHz
OTP	Secondary Over-Temperature Fault Hysteresis	40 °C	40 °C	40 °C
VCONN OCP	VCONN Over-Current Protection	Enabled	Enabled	Disabled
VCONN OCP Threshold	VCONN Over-Current Protection Threshold	40 mA	40 mA	40 mA
Type-C OTP	Connector Over-Temperature Fault Protection	Disabled	Disabled	Disabled

NOTES:

$$1. V_{OUT(MAX)} = \text{MAX} \{V_{OUT(MAX)APDO}, V_{OUT(MAX)PDO}\}$$

Table 4. Firmware Configuration Table (Subject to change based on Firmware).

최대 정격 절대값^{1,2}

DRAIN 핀 전압:	INN3865C–INN3868C ..	-0.3 V~650 V	동작 정션 온도 ³	-40~150°C
	INN3875C–INN3877C	-0.3 V~725 V	주변 온도	-40~105°C
	INN3896C	-0.3 V~900 V	리드 온도 ⁴	260°C
DRAIN 핀 전압 ⁵ :	INN3878C–INN3870C	-0.3V~750V	참고:	
DRAIN 핀 피크 전류:	INN3865C	3.87 A ⁷	1. 모든 전압은 SOURCE와 2차측 GROUND를 기준으로 합니다. T _A = 25°C.	
	INN3875C	4.11 A ⁷	2. 지정된 최대 정격은 제품에 영구적인 손상을 초래하지 않는 한도	
	INN3866C	4.88 A ⁷	내에서 일회적으로 측정된 결과입니다. 지정된 시간보다 오랫동안 최대	
	INN3876C	5.19 A ⁷	정격 절대값 조건에 노출하면 제품 신뢰성에 영향을 미칠 수 있습니다.	
	INN3867C	5.57 A ⁷	3. 일반적으로 내부 회로에 의해 제한됩니다.	
	INN3896C	5.72 A ⁷	4. 케이스에서 1/16인치 거리를 두고 5초 동안 측정합니다.	
	INN3877C	5.92 A ⁷	5. PowiGaN 디바이스:	
	INN3868C	6.24 A ⁷	최대 드레인 전압(비반복 펄스), 디레이팅 계산용	-0.3V~750V.
	PowiGaN 디바이스 INN3878C	6.5A ⁷	최대 연속 드레인 전압	-0.3V~650V.
	PowiGaN 디바이스 INN3879C	10 A ⁷	6. 500 μs 미만에 대한 최대 전압 절대값은 3V입니다.	
	PowiGaN 디바이스 INN3870C	14 A ⁷	7. 최대 허용 전압 및 전류 조합에 대해서는 그림 27, 33, 41, 42를	
BPP/BPS 핀 전압		-0.3~6V	참조하십시오.	
BPP/BPS 핀 전류		100mA		
CC1, CC2 핀 전압		-0.3~28V		
NTC 핀 전압		-0.3~6V		
uVCC 핀 전압		-0.3V~5.5V		
FWD 핀 전압		-1.5V~150V		
SR 핀 전압		-0.3V~6 V		
V 핀 전압		-0.3V~650V		
VOUT 핀 전압		-0.3V~27V		
VB/D 핀 전압		-0.3V~35V		
IS 핀 전압		-0.3V~0.3V ⁶		
보관 온도		-55~150°C		

열 저항

열 저항:

INN38x5C to INN38x7C	
(θ _{JA})	76°C/W ¹ , 65°C/W ²
(θ _{JC})	8°C/W ³
PowiGaN 디바이스 INN3878C / 3879C / 3870C	
(θ _{JA})	50°C/W ⁴

참고:

- 0.36평방인치(232mm²), 2온스(610g/m²) 동판에 납땜.
- 1평방인치(645mm²), 2온스(610g/m²) 동판에 납땜.
- 케이스 온도는 패키지 상단에서 측정합니다.
- 그림 26을 참조하십시오.

Parameter	Symbol	Conditions		Min	Typ	Max	Units	
		SOURCE = 0 V T _J = -40 °C to 125 °C (Unless Otherwise Specified)						
Control Functions								
Start-Up Switching Frequency	f _{SW}	T _J = 25 °C		23	25		kHz	
Jitter Modulation Frequency	f _M	T _J = 25 °C f _{SW} = 100 kHz		0.7	1.15		kHz	
Maximum On-Time	t _{ON(MAX)}	T _J = 25 °C			14.6	16.9	μs	
Minimum Primary Feedback Block-Out Timer	t _{BLOCK}					t _{OFF(MIN)}	μs	
BPP Supply Current	I _{S1}	V _{BPP} = V _{BPP} + 0.1 V (Switch not Switching) T _J = 25 °C		INN38x5C – INN38x7C	145	200	425	μA
				INN3878C – INN3870C	145	266	425	
	I _{S2}	V _{BPP} = V _{BPP} + 0.1 V (Switch Switching at 132 kHz) T _J = 25 °C		INN3865C		0.65	1.03	mA
				INN3866C		0.86	1.21	
				INN3867C		1.03	1.38	
				INN3868C		1.20	1.75	
				INN3875C		0.79	1.10	
				INN3876C		1.02	1.38	
				INN3877C		1.20	1.73	
				INN3896C INN3878C INN3879C INN3870C		0.90 1.24 1.95	1.35 1.79 2.81	
BPP Pin Charge Current	I _{CH1}	V _{BP} = 0 V, T _J = 25 °C		-1.75	-1.35		mA	
	I _{CH2}	V _{BP} = 4 V, T _J = 25 °C		-5.98	-4.65			
BPP Pin Voltage	V _{BPP}	T _J = 25 °C		4.65	4.90	5.15	V	
BPP Pin Voltage Hysteresis	V _{BPP(H)}	T _J = 25 °C			0.39		V	
BPP Shunt Voltage	V _{SHUNT}	I _{BPP} = 2 mA		5.15	5.36	5.65	V	
BPP Power-Up Reset Threshold Voltage	V _{BPP(RESET)}	T _J = 25 °C		2.8	3.15	3.50	V	
UV/OV Pin Brown-In Threshold	I _{UV+}	T _J = 25 °C		INN38x5C – INN38x7C	23.6	25.8	28.0	μA
				INN3878C – INN3870C	22.9	24.9	27.2	
UV/OV Pin Brown-Out Threshold	I _{UV-}	T _J = 25 °C		INN38x5C – INN38x7C	20.0	22.0	24.5	μA
				INN3878C – INN3870C	19.0	21.7	23.6	
Brown-Out Delay Time	t _{UV-}				35		ms	

Parameter	Symbol	Conditions		Min	Typ	Max	Units
		SOURCE = 0 V T _J = -40 °C to 125 °C (Unless Otherwise Specified)					
Control Functions (cont.)							
UV/OV Pin Line Overvoltage Threshold	I _{OV+}	T _J = 25 °C	INN38x5C – INN38x7C	106	115	118	μA
			INN3878C – INN3870C	106	112	118	
UV/OV Pin Line Overvoltage Hysteresis	I _{OV(H)}	T _J = 25 °C			8		μA
UV/OV Pin Line Overvoltage Recovery Threshold	I _{OV-}	T _J = 25 °C	INN38x5C – INN38x7C	100	106		μA
			INN3878C – INN3870C	98	104		
Line Fault Protection							
VOLTAGE Pin Line Overvoltage Deglitch Filter	t _{OV+}	T _J = 25 °C			3		μs
VOLTAGE Pin Voltage Rating	V _V	T _J = 25 °C		650			V
Circuit Protection							
Standard Current Limit (BPP) Capacitor = 0.47 μF See Note D	I _{LIMIT}	di/dt = 213 mA/μs T _J = 25 °C	INN38x5C	883	950	1017	mA
		di/dt = 238 mA/μs T _J = 25 °C	INN38x6C	1162	1250	1338	
		di/dt = 300 mA/μs T _J = 25 °C	INN3877C	1255	1350	1445	
			INN3867C	1348	1450	1552	
		di/dt = 375 mA/μs T _J = 25 °C	INN3868C	1534	1650	1766	
		di/dt = 425 mA/μs T _J = 25 °C	INN3879C	1767	1900	2033	
		di/dt = 525 mA/μs T _J = 25 °C	INN3870C	2139	2300	2461	
Increased Current Limit (BPP) Capacitor = 4.7 μF See Note D	I _{LIMIT+1}	di/dt = 213 mA/μs T _J = 25 °C	INN38x5C	1040	1143	1246	mA
		di/dt = 238 mA/μs T _J = 25 °C	INN38x6C	1297	1425	1553	
		di/dt = 300 mA/μs T _J = 25 °C	INN3877C	1410	1550	1689	
			INN3867C	1494	1642	1790	
		di/dt = 375 mA/μs T _J = 25 °C	INN3868C	1683	1850	2017	
			INN3878C	1714	1884	2054	
		di/dt = 425 mA/μs T _J = 25 °C	INN3879C	1919	2109	2299	
di/dt = 525 mA/μs T _J = 25 °C	INN3870C	2325	2555	2785			
Overload Detection Frequency	f _{OVL}	T _J = 25 °C		102	110		kHz

Parameter	Symbol	Conditions			Min	Typ	Max	Units
		SOURCE = 0 V T _J = -40 °C to 125 °C (Unless Otherwise Specified)						
Circuit Protection								
BYPASS Pin Fault Shutdown Threshold Current	I _{SD}	T _J = 25 °C			5.8	7.4		mA
Auto-Restart On-Time	t _{AR}	T _J = 25 °C			75	82	89	ms
Auto-Restart Trigger Skip Time	t _{AR(SK)}	T _J = 25 °C See Note A				1.3		sec
Auto-Restart Off-Time	t _{AR(OFF)}	T _J = 25 °C				2	2.11	sec
Short Auto-Restart Off-Time	t _{AR(OFF)SH}	T _J = 25 °C See Note A				0.20		sec
Output								
ON-State Resistance	R _{DS(ON)}	INN3865C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		1.95	2.24	Ω	
			T _J = 100 °C		3.02	3.47		
		INN3875C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		1.95	2.24		
			T _J = 100 °C		3.02	3.47		
		INN3866C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		1.30	1.50		
			T _J = 100 °C		2.02	2.32		
		INN3876C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		1.34	1.54		
			T _J = 100 °C		2.08	2.39		
		INN3867C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		1.02	1.17		
			T _J = 100 °C		1.58	1.82		
		INN3877C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		1.20	1.38		
			T _J = 100 °C		1.86	2.14		
		INN3868C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.91	1.05		
			T _J = 100 °C		1.33	1.53		
		INN3896C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		2.35	2.80		
			T _J = 100 °C		3.40	4.20		
		INN3878C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.52	0.68		
			T _J = 100 °C		0.78	1.02		
INN3879C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.35	0.44				
	T _J = 100 °C		0.49	0.62				
INN3870C I _D = I _{LIMIT+1}	T _J = 25 °C		0.29	0.39				
	T _J = 100 °C		0.41	0.54				
OFF-State Drain Leakage Current	I _{DSS1}	V _{BPP} = V _{BPP} + 0.1 V V _{DS} = 80% Peak Drain Voltage 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
Drain Supply Voltage				50			V	
Thermal Shutdown	T _{SD}	See Note A			135	142	150	°C
Thermal Shutdown Hysteresis	T _{SD(H)}	See Note A				70		°C

Parameter	Symbol	Conditions			Min	Typ	Max	Units
		SOURCE = 0 V T _J = -40 °C to 125 °C (Unless Otherwise Specified)						
Secondary								
Maximum Secondary Frequency	f _{SREQ}	T _J = 25 °C	118	132				kHz
Minimum Off-Time	t _{OFF(MIN)}	T _J = 25 °C	2.7	3.6	4.6			μs
BPS Pin Latch Command Shutdown Threshold Current	I _{BPS(SD)}		5.2	8.9				mA
Start-Up VOUT Pin Regulation Voltage	VOUT _{REG}	T _J = 25 °C	4.85	5	5.15			V
Output Voltage Programming Range	V _{OUT(R)}	Default = 5 V	3.00		24.00			V
	TOL _{VOUT}	Tolerance T _J = 25 °C	-3		+3			%
Output Voltage Step Size	ΔV _{OUT}	T _J = 25 °C		10				mV
Report-Back Output Voltage Tolerance	V _{OUT(T)}	T _J = 25 °C	-3		3			%
Normalized Output Current Tolerance	I _{OUT}	0.6 - 1.0 T _J = 25 °C, See Note C	-5		5			%
		0.2 T _J = 25 °C, See Note C	-15		15			
Normalized Output Current Step Size	ΔI _{OUT}	T _J = 25 °C		0.78				%
Internal Current Limit Voltage Threshold	I _{SV(TH)}	T _J = 25 °C Across External IS to GND Pin Resistor See Note E		32				mV
CDC Tolerance	TOL _{φ_{CD}}	100 mV ≤ CDC ≤ 400 mV T _J = 25 °C	-35		+35			mV
Output Overvoltage Programming Range	V _{OVA}	Default = 6.2 V	6.2		25			V
Output Overvoltage Tolerance	TOL _{OVA}	T _J = 25 °C	-3		3			%
Output Undervoltage Programming Range	V _{UVA}	Default = 3.6 V	3		24			V
Output Undervoltage Tolerance	TOL _{UVA}	T _J = 25 °C	-3		3			%
VB/D Drive Voltage	V _{VB/D}	With Respect to VOUT Pin	4		10			V
VB/D Turn-On Time	t _{R(VB/D)}	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 10 nF		4	10			ms
VB/D Turn-Off Time	t _{F(VB/D)}	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 10 nF		4	10			ms
VB/D Pin Load Discharge Internal On-State Resistance	R _{B/D(ON)}	See Note H			32			Ω

Parameter	Symbol	Conditions		Min	Typ	Max	Units
		SOURCE = 0 V T _J = -40 °C to 125 °C (Unless Otherwise Specified)					
Secondary (cont.)							
VB/D Pin Load Discharge Internal Off-State Resistance	R _{B/D(OFF)}			80			kΩ
VOUT Pin Bleeder Current	I _{VO_BLD}	V _{OUT} = 5 V T _J = 0 - 125 °C			270		mA
uVCC Supply Voltage	uVCC	V _{OUT} = 5 V		3.42	3.60	3.78	V
uVCC Reset Voltage Threshold	uVCC _{RST}	See Note B			2.8	3.0	V
BPS Pin Voltage	V _{BPS}			4.2	4.4		V
BPS Pin Current	I _{SNL}	T _J = 25 °C VBUS Switch Open			0.7	0.9	mA
		T _J = 25 °C VBUS Switch Closed			1.03	1.3	
BPS Pin Undervoltage Threshold	V _{BPS(UVLO)TH}			3.6	3.8	4.0	V
BPS Pin Undervoltage Hysteresis	V _{BPS(UVLO)TH}				0.65		V
Soft Start Frequency Ramp Time	t _{SS(RAMP)}	T _J = 25 °C			11.8		ms
FORWARD Pin Breakdown Voltage	BV _{FWD}			150			V
Synchronous Rectifier @ T_J = 25 °C							
SR Pin Drive Voltage	V _{SR}			4.2	4.4		V
SR Pin Voltage Threshold	V _{SR(TH)}				-5.0	0	mV
Rise Time	t _{R(SR)}	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 2nF See Note B	10-90%		50		ns
Fall Time	t _{F(SR)}	T _J = 25 °C C _{LOAD} = 2nF See Note B	90-10%		30		ns
Output Pull-Up Resistance	R _{PU}	T _J = 25 °C V _{BPS} + 0.1 V I _{SR} = 30 mA			10	13	Ω
Output Pull-Down Resistance	R _{PD}	T _J = 25 °C V _{BPS} + 0.2 V I _{SR} = 30 mA			5.0	5.8	Ω

Parameter	Symbol	Conditions			Min	Typ	Max	Units
		SOURCE = 0 V T _j = -40 °C to 125 °C (Unless Otherwise Specified)						
PD Controller - Type C Configuration Channels CC1 and CC2								
Source 0.5 A Current Advertisement	I _{RP(0P5A)}		64	80	96		μA	
Source 1.5 A Current Advertisement	I _{RP(1P5A)}		166	180	194		μA	
Source 3.0 A Current Advertisement	I _{RP(3P0A)}		304	330	356		μA	
BMC Receiver								
RX Input Detection Threshold	V _{RXTH}	See Note F	550				mV	
Receiver Input Impedance	R _{BMCRX}			1.3			MΩ	
VCONN Switch								
Over Current Detection Threshold	I _{VCONN_OCP_CURRENT}	See Note G		40			mA	
Total Resistance (V _{CONN} Switch + Protection Switch)	R _{VCONN(CC)}	V _{CONN} = V _{CCr} Current = 10 mA		6.5			Ω	
NTC and Internal Temperature Sense								
NTC Pin Current Source	I _{SOURCE(NTC)}			45			μA	
ADC Accuracy On NTC	TOL _{ADC}	T _j = 25 °C			2		%	
Input Voltage Range	V _{ADC_IN}		0.25		2.20		V	

NOTES:

- A. This parameter is derived from characterization.
- B. This parameter is guaranteed by design.
- C. Use 1% tolerance resistor.
- D. To ensure correct current limit it is recommended that nominal 0.47 μF / 4.7 μF capacitors are used. In addition, the BPP capacitor value tolerance should be equal or better than indicated below across the ambient temperature range of the target application. The minimum and maximum capacitor values are guaranteed by characterization.

Nominal BPP Pin Capacitor Value	BPP Capacitor Value Tolerance	
	Minimum	Maximum
0.47 μF	-60%	+100%
4.7 μF	-50%	N/A

Recommended to use at least 10 V / 0805 / X7R SMD MLCC.

- E. This parameter should be used only for calculation of typical value of current sense resistor. Firmware programs the register to regulate output current. The tolerance is specified in the Normalized Output Current parameter (I_{OUT}).
- F. This parameter is indirectly tested.
- G. Only at 5 V output, VCONN can supply up to 40 mA current for 0.5 seconds.
- H. The current into VB/D pin during the discharge should be limited to <50 mA.

Typical Performance Curves

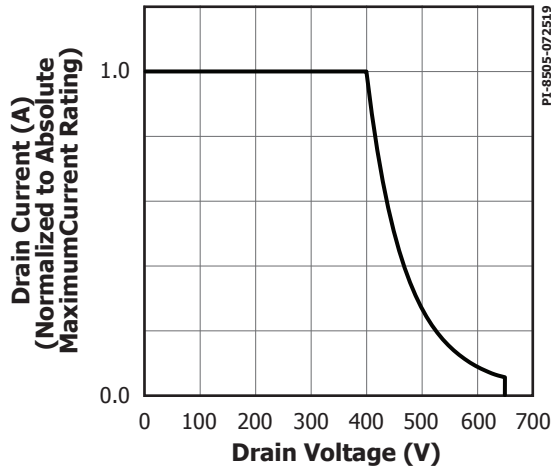


Figure 27. Maximum Allowable Drain Current vs. Drain Voltage (INN386x).

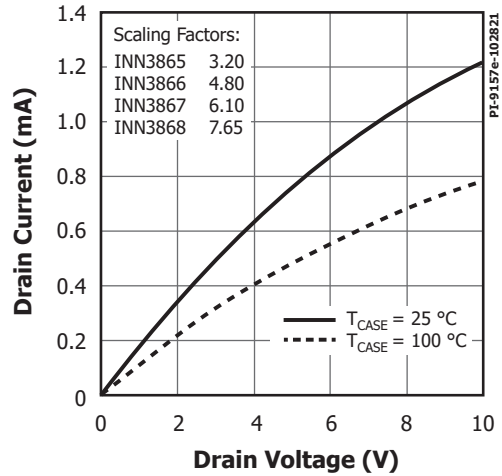


Figure 28. Output Characteristics.

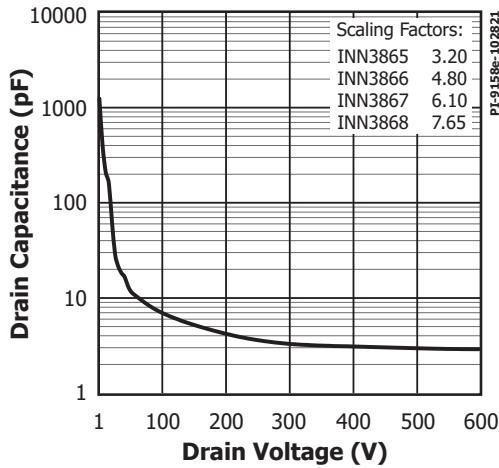


Figure 29. C_{oss} vs. Drain Voltage.

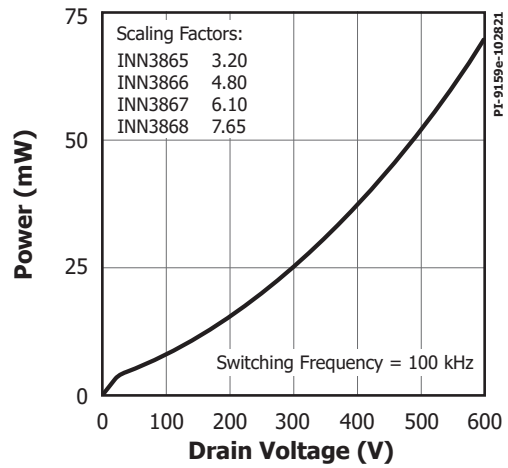


Figure 30. Drain Capacitance Power.

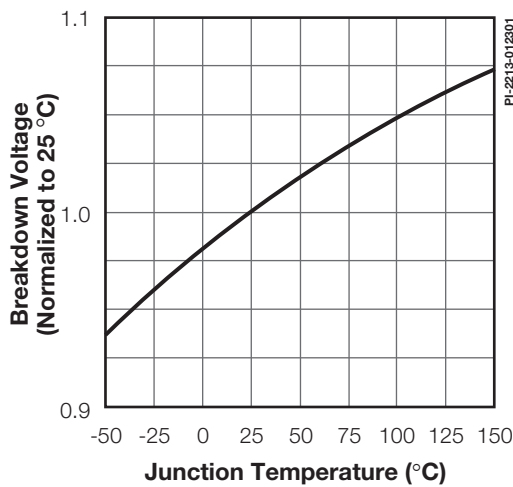


Figure 31. Breakdown vs. Temperature (Exclude INN3878C / INN3879C / INN3870C).

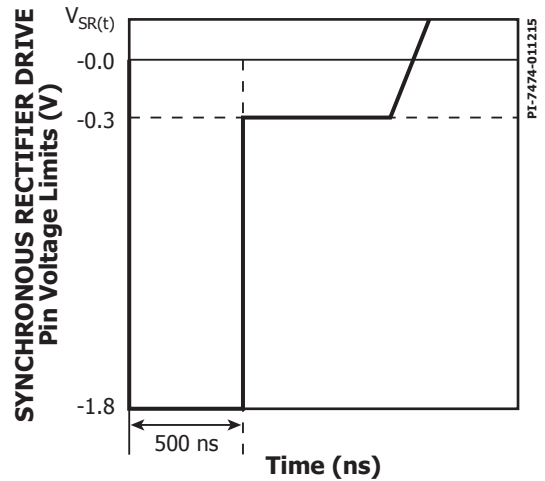


Figure 32. SYNCHRONOUS RECTIFIER DRIVE Pin Negative Voltage.

Typical Performance Curves (cont.)

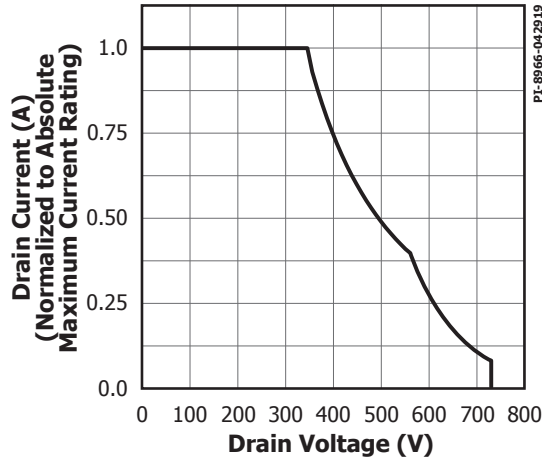


Figure 33. Maximum Allowable Drain Current vs. Drain Voltage (INN3875C / INN3876C / INN3877C).

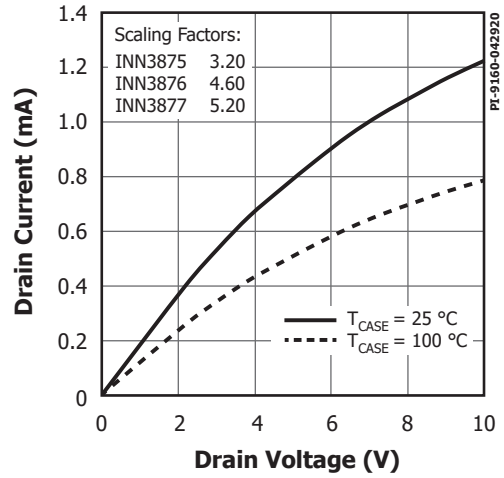


Figure 34. Output Characteristics.

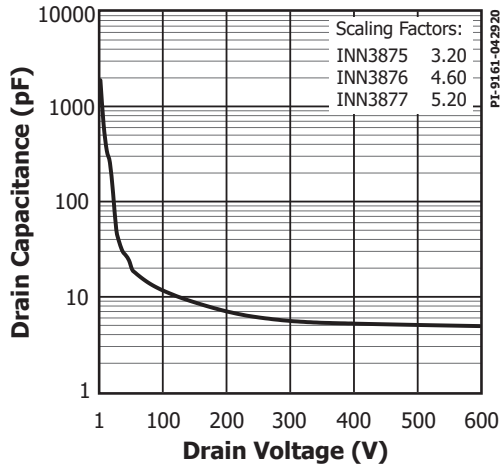


Figure 35. C_{OSS} vs. Drain Voltage.

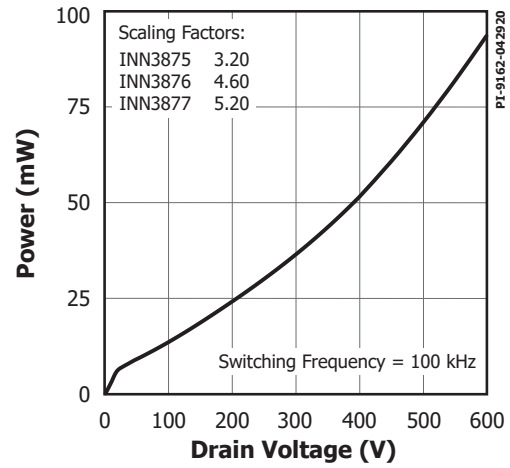


Figure 36. Drain Capacitance Power.

Typical Performance Curves (cont.)

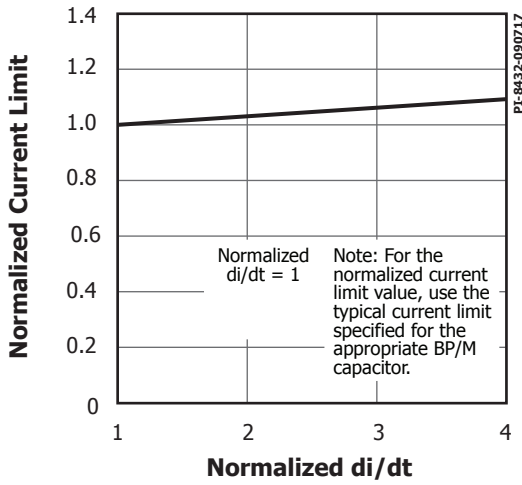


Figure 37. Standard Current Limit vs. di/dt .

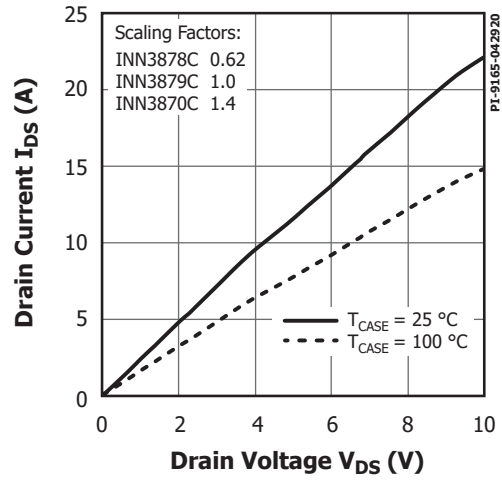


Figure 38. Output Characteristics.

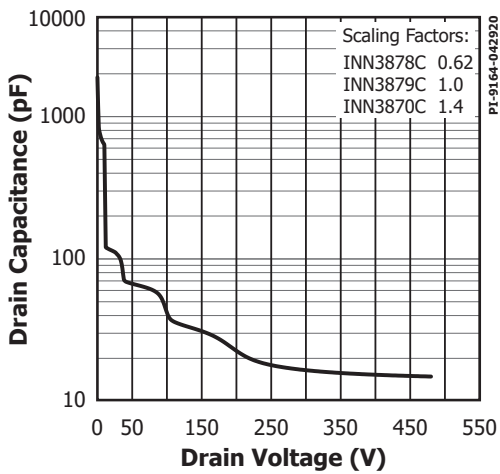


Figure 39. C_{oss} vs. Drain Voltage.

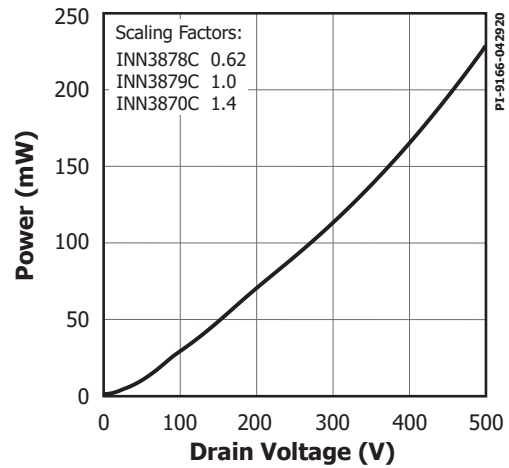


Figure 40. Drain Capacitance Power.

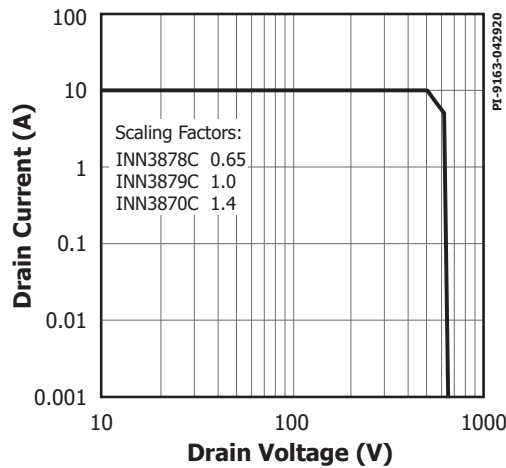


Figure 41. Maximum Allowable Drain Current vs. Drain Voltage (PowiGaN Devices INN3878-INN3870).

Typical Performance Curves (cont.)

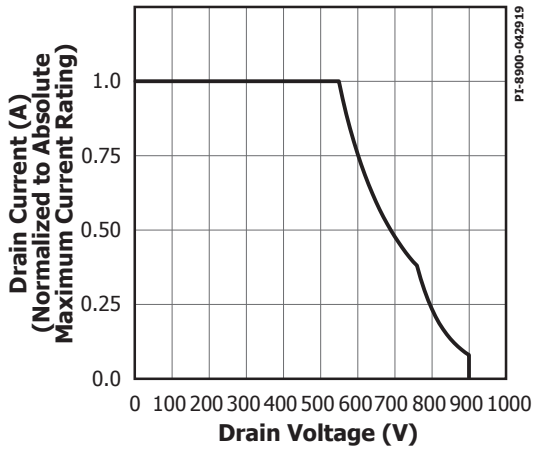


Figure 42. Maximum Allowable Drain Current vs. Drain Voltage (INN389x).

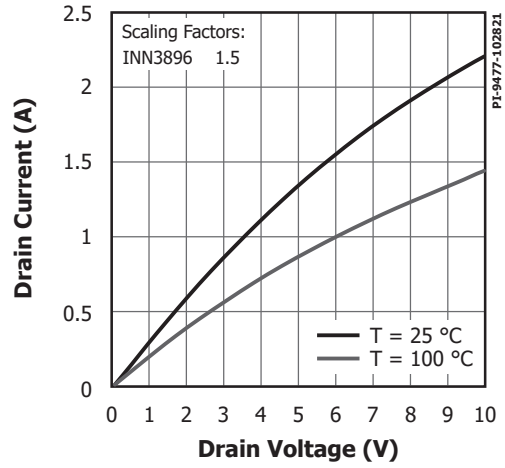


Figure 43. Output Characteristics.

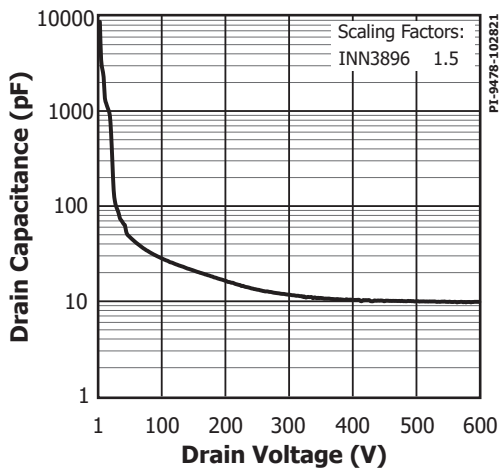


Figure 44. C_{oss} vs. Drain Voltage.

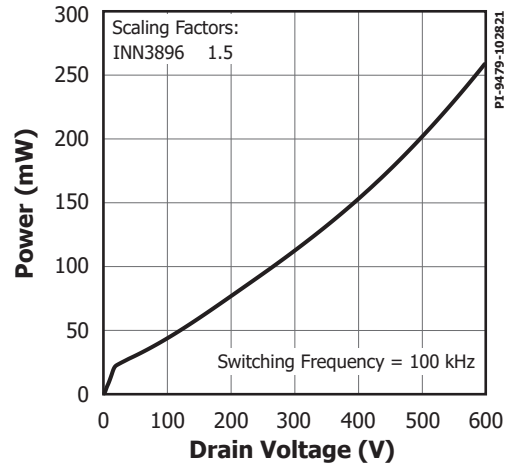
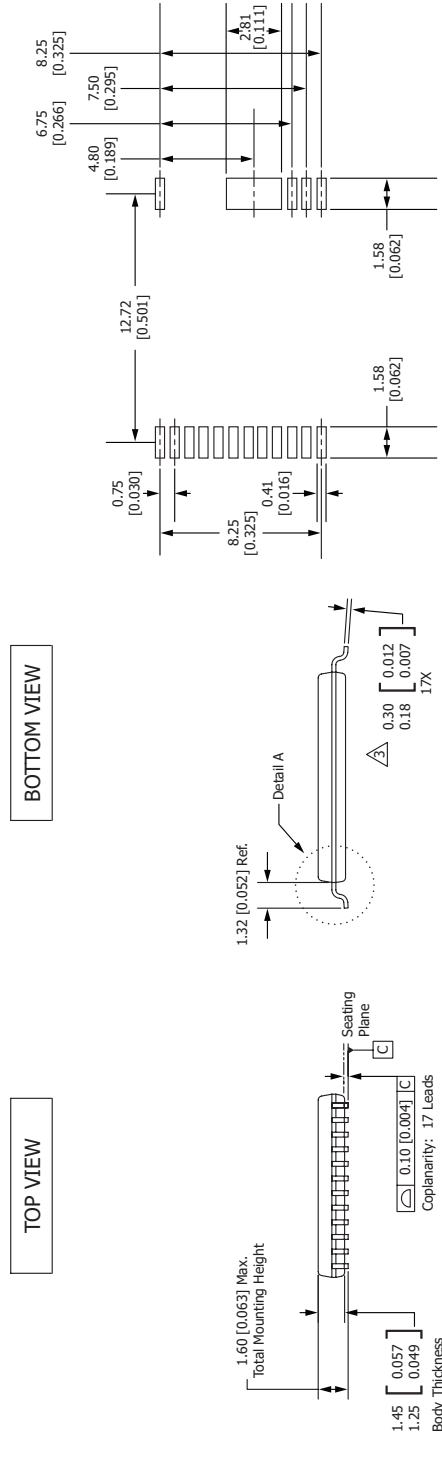
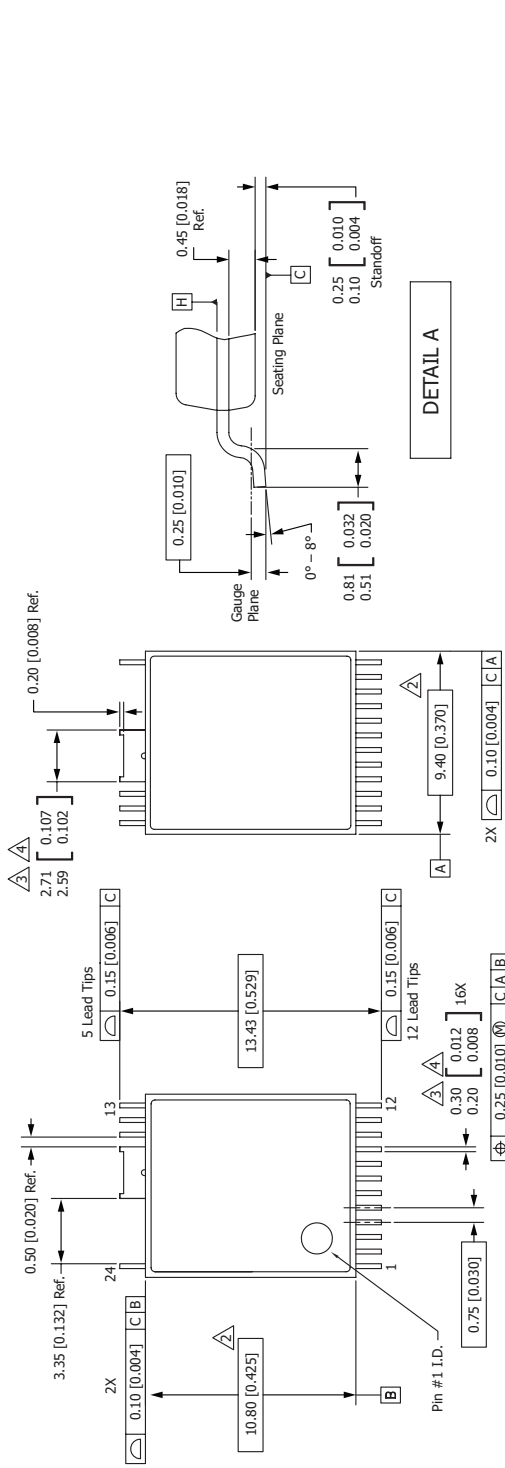


Figure 45. Drain Capacitance Power.

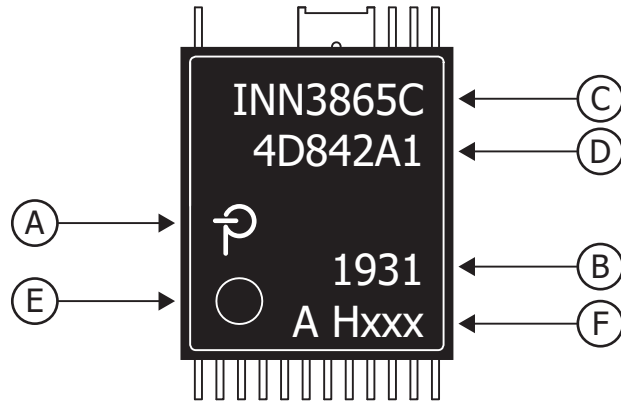
InSOP-24D



- 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 컷면과 아랫면 사이의 거리가 포함됩니다. 최대 몰드 돌출은 축면당 0.18[0.007]입니다.
 3. 표시된 치수에는 도금 두께가 포함됩니다.
 4. 인터리드 플래시(Interlead Flash) 또는 돌출은 포함되지 않습니다.
 5. 제어 치수 단위는 mm[인치]입니다.
 6. 기준점 A와 B는 기준점 H에서 결정됩니다.

패키지 마킹

InSOP-24D



- A. 파워 인테그레이션스(Power Integrations) 등록 상표
- B. 조립 날짜 코드(앞 두 자리: 연도(YY), 뒤 두 자리: 작업 주(WW))
- C. 제품 ID(부품 번호/패키지 유형)
- D. Lot ID 코드
- E. 핀 1 Indicator
- F. 테스트 Lot 정보 및 기능 코드

PI-9156-051721

Safety Certification Specifications

Parameter	Conditions	Rating	Units
Ratings for UL1577			
Primary-Side Current Rating	Current from pin (16-19) to pin 24	1.5*	A
Primary-Side Power Rating	$T_{AMB} = 25\text{ °C}$ (Device mounted in socket resulting in $T_{CASE} = 120\text{ °C}$)	1.35	W
Secondary-Side Power Rating	$T_{AMB} = 25\text{ °C}$ (Device mounted in socket)	0.125	W
Package Characteristics			
Clearance		11.4	mm (min)
Creepage		11.4	mm (min)
Distance Through Insulation (DTI)		0.4	mm (min)
Transient Isolation Voltage		6	kV (min)
Comparative Tracking Index (CTI)		>600	V

*For INN3878C rating is 1.0 A.

Parameter	Symbol	Conditions	Rating	Units	
Package Characteristics					
Clearance	CLR		11.4	mm (min)	
Creepage	CPG		11.4	mm (min)	
Distance Through Insulation	DTI		0.4	mm	
Comparative Tracking Index	CTI		>600	V	
Isolation Resistance, Input to Output	R_{IO}	$V_{IO} = 500 \text{ V}, T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ (See Note 1)	10^{12}	Ω (min)	
		$V_{IO} = 500 \text{ V}, 100 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125 \text{ }^\circ\text{C}$ (See Note 1)	10^{11}		
Isolation Capacitance, Input to Output	C_{IO}	(See Note 1)	1	pF	
Package Insulation Characteristics (See Note 2)					
Maximum RMS Working Isolation Voltage	$V_{IORM(RMS)}$	INN386xC	512	V_{RMS} (max)	
		INN387xC	530		
		INN389xC	636		
Maximum Repetitive Peak Isolation Voltage	$V_{IORM(PK)}$	INN386xC	650	V_{PK} (max)	
		INN387xC	725		
		INN389xC	900		
Maximum Transient Peak Isolation Voltage	V_{IOTM}	Test Voltage = V_{IOTM} , $t = 60 \text{ s}$ (Qualification)	6.6	kV_{PK} (max)	
		$t = 1 \text{ s}$ (100% Production)	8		
Maximum Surge Isolation Voltage	V_{IOSM}	Surge Test 1.2/50 μs Table 2 IEC 60747-17	10.4	kV_{PK} (max)	
Input to Output Test Peak Voltage	V_{PD}	Method A, After Environmental Tests Subgroup 1, $V_{PD} = 1.6 \times V_{IORM}$, $t = 10 \text{ s}$ (qualification) Partial Discharge < 5 pC	INN386xC	1040	V_{PEAK} (min)
			INN387xC	1160	
			INN389xC	1440	
		Method A, After Input / Output Safety Test Subgroup 2/3, $V_{PD} = 1.2 \times V_{IORM}$, $t = 10 \text{ s}$, (qualification) Partial Discharge < 5 pC	INN386xC	780	
			INN387xC	870	
			INN389xC	1080	
		Method B1, 100% Production Test, $V_{PD} = 1.875 \times V_{IORM}$, $t = 1 \text{ s}$ Partial Discharge < 5 pC	INN386xC	1220	
			INN387xC	1360	
			INN389xC	1688	
Insulation Resistance	R_S	$V_{IO} = 500 \text{ V}$ at T_S	$>10^9$	Ω	
Climatic Category			40/125/21		

Parameter	Conditions	Specifications
IEC 60664-1 Rating Table		
Basic Isolation Group	Material Group	I
Insulation Classification	Rated Mains RMS voltage \leq 150 V	I - IV
	Rated Mains RMS voltage \leq 300 V	I - IV
	Rated Mains RMS voltage \leq 600V	I - IV
	Rated Mains RMS voltage \leq 1000 V	I - III

Note 1: All pins on each side of the barrier tied together creating a two-terminal device

Note 2: VDE 0884-17 only applies to devices with following H-codes: -H608, -H609, -H610, -H611 and -H612

Feature Code Table

Summary Features	H801
I_{LIM} Selectable	Yes
Over-Temperature Protection	Hysteretic
Line OV/UV	Enabled
Line UV Timer (35 ms or 400 ms)	35 ms
Primary Bypass Output Overvoltage Protection	Latch-Off

Part Ordering Table – Standard Offering

Part Number	Feature Code	P _{OUT} (W)	PDOs & APDOs						
			5V / 3A	9V / 2.22A	12V / 1.67A	3.3-5.9V / 3A	3.3-11V / 2.2A	3.3-11V / 3A	3.3-16V / 2.05 A
INN3865C/ INN3875C	H801	20	5V / 3A	9V / 2.22A	12V / 1.67A	3.3-5.9V / 3A	3.3-11V / 2.2A		
INN3866C/ INN3876C	H801	30	5V / 3A	9V / 3A	12V / 2.5A	15V / 2A	20V / 1.5A	3.3-11V / 3A	3.3-16V / 2 A
INN3867C/ INN3877C	H801	33	5V / 3A	9V / 3A	12V / 2.75A	15V / 2.2A	20V / 1.65A	3.3-11V / 3A	3.3-16V / 2.05 A
INN3878C/ INN3868C	H801	45	5V / 3A	9V / 3A	12V / 3A	15V / 3A	20V / 2.25A	3.3-16V / 3A	3.3-21V / 2.25 A
INN3879C	H801	60	5V / 3A	9V / 3A	15V / 3A	20V / 3A	3.3-21V / 3A		
INN3870C	H801	65	5V / 3A	9V / 3A	12V / 3A	15V / 3A	20V / 3.25A	3.3-21V / 3A	

Parts listed above meet standard USB Type-C and PD3.0 requirements.

Please contact Power Integrations Factory or local Sales Office for availability of additional part numbers.

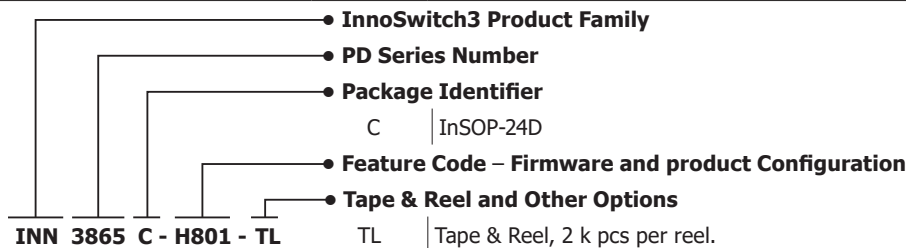
MSL Table

Part Number	MSL Rating
INN38xxC	3

ESD and Latch-Up Table

Test	Conditions	Results
Latch-up at 125 °C	JESD78D	> ±100 mA or > 1.5 × V _{MAX} on all pins
Charge Device Model ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-002-2014	> ±1 kV on all pins
Human Body Model ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-002-2014	> ±2 kV on all pins, except on VB/D pin > ±1 kV on VB/D pin

Part Ordering Information



참고

개정	참고	날짜
C	코드 A 릴리즈.	09/21
D	부품 번호 추가: INN3875/3876/3877/3868/3896.	12/21
E	1페이지 UL1577 절연 전압 업데이트. 패키지 및 절연 특성 파라미터 표, IEC 60664-1 정격 표 참고 2, 3 업데이트.	11/22
F	최대 정격 절대값 표에 참고 5 업데이트.	07/23

최신 업데이트에 대한 자세한 내용은 당사 웹사이트를 참고하십시오. www.power.com

파워 인테그레이션스(Power Integrations)는 안정성 또는 생산성 향상을 위하여 언제든지 당사 제품을 변경할 수 있는 권한이 있습니다. 파워 인테그레이션스(Power Integrations)는 본 문서에서 설명하는 디바이스나 회로 사용으로 인해 발생하는 어떠한 책임도 지지 않습니다. Power Integrations는 어떠한 보증도 제공하지 않으며 모든 보증(상품성에 대한 묵시적 보증, 특정 목적에의 적합성 및 타사 권리의 비침해를 포함하되 이에 제한되지 않음)을 명백하게 부인합니다.

특허 정보

본 문서에서 설명하는 제품 및 애플리케이션(제품의 외부 트랜스포머 구성 및 회로 포함)은 하나 이상의 미국 및 해외 특허 또는 파워 인테그레이션스(Power Integrations)에서 출원 중인 미국 및 해외 특허에 포함될 수 있습니다. 파워 인테그레이션스(Power Integrations)의 전체 특허 목록은 www.power.com에서 확인할 수 있습니다. 파워 인테그레이션스(Power Integrations)는 고객에게 www.power.com/ip.htm에 명시된 특정 특허권에 따른 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 작동이 실패하여 수명 유지 디바이스 또는 시스템의 작동이 실패하거나, 해당 디바이스 또는 시스템의 안전성 및 효율성에 영향을 줄 수 있는 수명 유지 디바이스 또는 시스템에 사용되는 모든 부품입니다.

파워 인테그레이션스(Power Integrations), 파워 인테그레이션스(Power Integrations) 로고, CAPZero, ChiPhy, CHY, DPA-Switch, EcoSmart, E-Shield, eSIP, eSOP, 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. ©2021, 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 북미: +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: eurosales@power.com</p>	<p>이탈리아 Via Milanese 20, 3rd. Fl. 20099 Sesto San Giovanni (MI) Italy 전화: +39-024-550-8701 이메일: eurosales@power.com</p>	<p>싱가포르 51 Newton Road #19-01/05 Goldhill Plaza Singapore, 308900 전화: +65-6358-2160 이메일: singaporeales@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 3 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: eurosales@power.com</p>