

TFS7701-7708 HiperTFS™-2 제품군

두 개의 스위치 포워드와 고전압 MOSFET이 장착된
플라이백 파워 서플라이 컨트롤러가 결합

제품의 향상된 기능

- 비용을 낮추고 트랜스포머의 크기를 줄이기 위해 132kHz의 메인 스위칭 주파수 선택 가능
- HiperTFS-1 대비 메인 피크 파워 향상
- 자체 바이어스 하이 사이드 드라이버로 하이 사이드 바이어스 권선 및 다이오드 제거
- 보다 쉬운 삽입 및 PCB 레이아웃을 위해 패키지 리드 양식 및 핀 아웃 수정
- 더욱 타이트해진 $V_{(ON)}$ 스탠바이 임계 오차
- 스탠바이 무부하 성능 향상

주요 이점

- 두 개의 스위치 포워드 메인(66kHz/132kHz) 전력 및 플라이백(132kHz) 스탠바이 전력용 단일 IC 솔루션
- 고집적 기술을 통해 부품 수를 줄인 한편 보다 작은 폼 팩터와 보다 높은 전력 밀도 설계 가능
- 컨트롤, 게이트 드라이버 및 세 개의 파워 MOSFET을 통합
- 레벨 시프트 기술로 펄스 트랜스포머가 필요 없음
- 보호 기능 내장: UV, OV, OTP, OVP, 스탠바이 OPC, SCP 및 I_{LIMIT}
- 트랜스포머 리셋 제어 기능으로 모든 조건에서의 포화 현상 방지
- RMS 전류를 줄이고 출력 다이오드 정격 전압을 낮추기 위해 50%를 넘는 메인 듀티 사이클 동작
- 입력 전압 범위에 걸쳐 스탠바이 과부하 전력의 편차 범위가 10% 미만임

- 초소형 패키지에서 최대 586W의 피크 출력 전력
- 풀 부하시 90%가 넘는 효율
- 절연 패드 없이 클립으로 히트싱크에 간단히 장착
- 할로겐 프리 및 RoHS 준수

일반 애플리케이션

- PC(80 PLUS® Bronze 및 80 PLUS Silver)
- 프린터
- LCD TV
- 비디오 게임 콘솔
- 고전력 어댑터
- 산업 기기 및 가전 제품

출력 전력표

제품 ³	2-스위치 포워드 380V		플라이백 100V~400V
	연속 ¹ (50°C)	피크 ²	연속 (50°C)
TFS7701H	148W	187W	20W
TFS7702H	190W	297W	20W
TFS7703H	229W	375W	20W
TFS7704H	251W	419W	20W
TFS7705H	269W	466W	20W
TFS7706H	298W	513W	20W
TFS7707H	322W	553W	20W
TFS7708H	343W	586W	20W

표 1. 출력 전력표

참고:

1. 지정된 주변 온도에서 측정된 히트싱크 온도 $\leq 95^\circ\text{C}$ (자세한 내용은 주요 애플리케이션 고려 사항 참조)를 유지하기 위해 적절한 히트싱크가 설치된 오픈 프레임 디자인에서의 실제 연속 전력입니다.
2. 10초보다 작은 피크 부하와 최대 연속 부하보다 작은 평균 전력입니다.
3. 패키지: eSIP-16F. (참고: 트싱크에 직접 부착, 절연 SIL 패드 필요 없음).

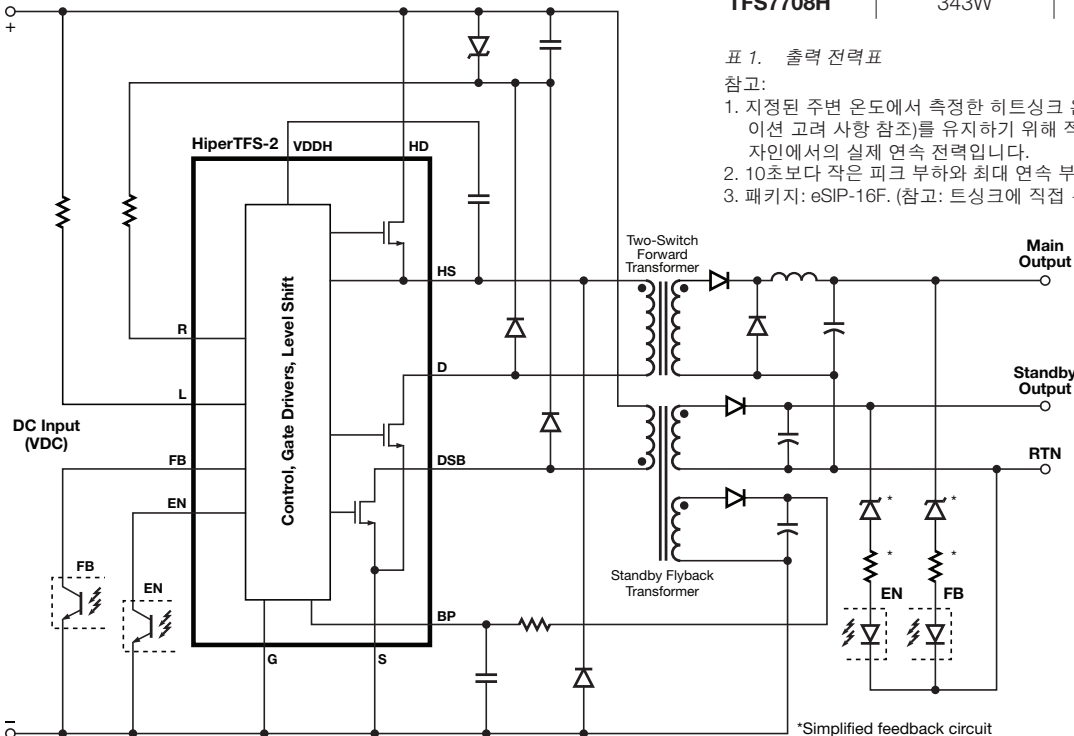
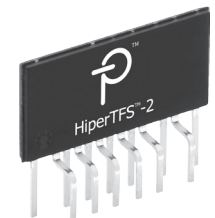


그림 1. 2-스위치 포워드 및 플라이백 컨버터의 회로도



eSIP-16F(H 패키지)
그림 2. 패키지 옵션

섹션 목록

설명	3
제품의 주요 특징	3
핀 기능 설명	5
핀 구성	5
기능 블록 다이어그램	6-7
기능 설명	8
디자인, 어셈블리 및 레이아웃 고려 사항	14
레이아웃 고려 사항	17
트랜스포머 2차측 다이오드 및 출력 다이오드	21
메인 컨버터 일반 과형	22
빠른 설계 확인 목록	23
설계 예제	25
최대 정격 절대값	27
파라미터 표	27
패키지 세부 내용	34
부품 주문 정보	40
부품 표시 정보	41

설명

HiperTFS-2 디바이스 제품군은 두 개의 고전력 스위치 포워드 컨버터와 중간 전력 플라이백(스탠바이) 컨버터를 단일 로우 프로파일 eSIP™ 전원 패키지로 통합합니다. 이 단일 칩 솔루션은 2 스위치 포워드 및 플라이백 컨버터용 컨트롤러, 하이 사이드/로우 사이드 드라이버, 세 개의 고전압 파워 MOSFET을 제공하며, 비싼 외장 펄스 트랜스포머용 컨버터를 사용할 필요가 없습니다. 최대 586W의 메인 파워 컨버터(2 스위치 포워드) 및 최대 20W의 스탠바이 파워 컨버터(플라이백)가 모두 필요한 고전압 애플리케이션에 이상적인 디바이스입니다. HiperTFS-2에는 소프트 스탠바이, 고장 및 과부하 보호, 히스테리시스 써멀 셋다운과 같은 파워 인테그레이션(Power Integrations)의 포괄적인 보호 기능이 내장되어 있습니다. HiperTFS-2는 단일 소형 패키지로써 고전력을 제공하면서도 두 개의 스위치 포워드 레이어아웃, 마운팅 및 써멀 관리의 복잡함을 단순화하는 고급 파워 패키지 기술을 활용합니다. 본 디바이스는 광범위한 입력 전압 범위에 걸쳐 작동하며, HiperPFS와 같은 역률 보정 블록에 사용될 수 있습니다.

2-스위치포워드 파워 컨버터는 효율성이 뛰어나고, 과도 응답이 빠르고, 입력 전압 변동에 대한 거부감이 큰, 저비용의 컨버터를 필요로 하는 애플리케이션에 주로 선택됩니다. HiperTFS-2 디바이스에 통합된 2-스위치포워드 컨트롤러는 작동 듀티 사이클을 50% 이상 크게 끌어올려 일반 토폴로지를 개선합니다. 따라서 RMS 전류 전도 손실을 줄이고, 벌크 커패시터의 크기 및 비용을 최소화하고, 출력 다이오드 정격 전압을 최소화합니다. 개선된 설계에는 트랜스포머 플렉스 리셋 컨트롤(포화 보호) 및 하이 사이드 MOSFET의 전하량 회복 스위칭이 포함되어 있어 스위칭 손실이 줄어듭니다. 이러한 혁신적인 기술의 결합으로 MOSFET은 더 작아지고, 패시브 및 디스크리트 부품의 수가 줄어들고, 보다 저렴한 소형 트랜스포머를 사용할 수 있을 뿐만 아니라 파워 서플라이의 효율이 엄청나게 높아졌습니다.

HiperTFS-2의 플라이백 스탠바이 컨트롤러 및 MOSFET 솔루션은 동작의 단순성, 저부하 효율성 및 견고하고 안정적인 성능 덕분에 수많은 파워 컨버터 ID에 사용되고 있는 매우 유명한 TinySwitch™ 기술을 기반으로 설계되었습니다. 이 플라이백 컨버터는 출력 전력을 최대 20W까지 제공할 수 있으며 내장된 과부하 전력 보정 기능은 부품 설계 마진을 줄입니다.

제품의 주요 특징

보호기능을 갖춘 2-스위치 포워드 및 플라이백 결합 솔루션

- 고전압 파워 MOSFET 3개, 메인 및 스탠바이 컨트롤러와 게이트 드라이버 통합
- 레벨 시프트 기술로 펄스 트랜스포머가 필요 없음
- 프로그래밍 가능한 입력 저전압(UV) 감지 기능으로 턴오프 릴리치 방지
- 프로그래밍 가능한 입력 과전압(OV) 감지, 래칭 및 비래칭

- 정확한 히스테리시스(Hysteresis) 써멀 셋다운(OTP)
- 정확하며 선택 가능한 사이클별 Current limit(메인 및 스탠바이)
 - 스탠바이 과부하 전력 보정(OPC)을 위해 입력에 따라 보정된 스탠바이 MOSFET Current limit
- 스탠바이 스트레스 최소화를 위한 소프트 스탠바이 기능 내장
- 간단하고 빠른 AC 리셋
- EMI 감소
 - 66/132kHz 포워드 및 132kHz 플라이백 컨버터 동기화
 - 주파수 지터
- 안정성 향상과 비용 절감을 위해 최대 30개 개별 부품 제거

비대칭 2-스위치 포워드로 손실 감소

- 50% 이상의 듀티 사이클 작동 가능
 - 1차측 RMS 전류 및 전도성 손실 감소
 - 벌크 커패시터의 크기 및 비용 절감
 - 커패시턴스를 줄이거나 출력 홀드업 시간 증가
 - 높은 효율을 위해 전압 출력 다이오드를 줄일 수 있음
- 트랜스포머 리셋 제어
 - 어떤 상태에서든 트랜스포머 포화 방지
 - AC 사이클 드롭아웃 흐름을 충족하기 위해 듀티 사이클 확장
- 듀티 사이클 소프트 스탠바이
 - 출력 시 큰 커패시턴스로 2ms~20ms 스탠바이 충족
- 자체 바이어스 하이 사이드 드라이버로 하이 사이드 바이어스 권선 제거(66kHz)
- 원격 ON/OFF 기능
- Current limit이 있는 전압 모드 컨트롤러

선택 가능한 전력 제한이 있는 20W 플라이백

- TinySwitch-III 기반 컨버터
- 선택 가능한 전력 제한(10W, 12.5W, 15W, 20W)
- 과부하 전력 보정(OPC) 기능 내장
 - 입력 전압에 따른 과부하 전력 균일화
 - 과부하 상태 중 부품 스트레스 감소
 - 트랜스포머 및 출력 다이오드에 필요한 설계 마진 감소
- 빠른 AC 리셋으로 출력 과전압 보호(OVP)
 - 래칭, 비래칭 또는 오토-리스타트
- 오토 리스타트 기능으로 출력 단락 회로 보호(SCP)

고전력 애플리케이션을 위한 최첨단 패키지

- 초소형 패키지에서 최대 586W의 피크 출력 전력 용량
- 단순한 클립을 사용하여 히트싱크에 장착
 - 절연 패드 없이 히트싱크에 직접 연결 가능
 - TO-220보다 낮은 열 저항 제공
 - EMI를 낮추기 위해 그라운드 퍼텐셜에 연결된 히트 슬러그
- PCB에 쉽게 실장하기 위한 2열 리드 양식
- 2개의 파워 컨버터용 단일 파워 패키지로 어셈블리 비용 절감 및 레이어아웃 크기 축소

기능	일반적인 2-스위치 포워드	HiperTFS-2	HiperTFS-2의 이점
정격 듀티 사이클	33%	45%	더욱 확장된 듀티 사이클로 RMS 스위치 전류 17% 감소 $R_{DS(ON)}$ 손실 31% 감소
최대 듀티 사이클	<50%	63%	
스위치 전류(RMS)	100%	83%	
출력 캐치 다이오드 정격 전압	100%	79%	손실 감소. 확장된 D_{MAX} 로 캐치 다이오드 정격 전압에서 캐치 다이오드 정격 $V_O + V_E/D_{MAX}$ 감소
클램프 전압	0에서 V_{IN} 으로 다이오드 리셋	0에서 ($V_{IN} + 130V$)로 리셋	고속/저속 다이오드의 결합을 통해 전하량 회복으로 하이 사이드 MOSFET C_{OSS} 손실 제한 가능
써멀 섯다운	---	118°C 섯다운/55°C 히스테리시스(Hysteresis)	HiperTFS-2는 통합된 OTP 디바이스 보호 기능 제공
전류 센싱 저항	0.5V 강하 (300W에서 0.33Ω)	센싱 저항 없음	효율성 향상. MOSFET $R_{DS(ON)}$ 센싱으로 센싱 저항이 필요 없어짐
하이 사이드 드라이브	게이트 드라이브 트랜스포머 필요(가격이 비쌈)	하이 사이드 드라이브 내장	부품을 줄여 비용 절감. 값비싼 게이트 드라이브 트랜스포머(EE10 또는 토로이드) 제거
부품 수	보다 많음	보다 적음	사양에 따라 최대 30개까지 부품 수 감소
TinySwitch 과부하 전력 보정 기능과 입력 전압	---	보정 기능 내장	보다 안전한 설계, 더욱 쉬워진 파워 서플라이 설계. 입력 전압에 비해 스탠바이 과부하 전력 균일화
패키지 PCB 연면거리	TO-220 = 1.17mm	eSIP16/12 = 2.3mm	HiperTFS-2는 패키지 핀 간의 기능적 안전 공간을 충족함
패키지 어셈블리	2 × TO-220 패키지, 2 × SIL(절연), 1 메인 컨트롤러, 1 스탠바이 컨트롤러	1 패키지	SIL(절연) 패드 필요 없음

표 2. HiperTFS-2와 기타 일반적인 고전력 서플라이 간의 차이점 요약

핀 기능 설명

MAIN DRAIN(D) 핀

로우 사이드 MOSFET 트랜지스터 포워드 컨버터의 드레인입니다.

STANDBY DRAIN(DSB) 핀

스탠바이 파워 서플라이 MOSFET의 드레인입니다.

GROUND(G) 핀

이 핀은 로우 사이드 컨트롤러의 웨이퍼에 신호 전류 경로를 제공합니다. 또한 이 핀은 로우 사이드 컨트롤러의 웨이퍼에 대한 별도의 Kelvin 연결이 SOURCE 핀에서 높은 스위칭 전류로 인해 발전할 수 있는 유도 전압을 없애도록 하기 위해 제공됩니다. GROUND 핀은 높은 전력을 전달하기 위한 용도가 아니라 전압-레퍼런스 연결로만 사용됩니다.

SOURCE(S) 핀

스탠바이 및 메인 서플라이 둘 다에 일반적으로 사용되는 SOURCE 핀입니다.

RESET(R) 핀

이 핀은 메인 트랜스포머에서 사이클별 포화를 방지하기 위해 LINE-SENSE 및 RESET 핀으로 공급되는 전류의 기능으로 최대 듀티 사이클을 제한하기 위한 정보를 제공합니다. 또한 메인 컨버터의 신호 원격 ON/OFF로 바이패스하기 위해 이 핀을 폴업할 수도 있습니다.

ENABLE(EN) 핀

스탠바이 컨트롤러의 ENABLE 및 CURRENT LIMIT SELECTION 핀입니다. 스타트업하기 전, ENABLE에서 BYPASS로 연결된 저항값은 여러 내부 스탠바이 Current limit 값 중 하나를 선택하기 위해 감지됩니다.

LINE-SENSE(L) 핀

이 핀은 입력 벌크 전압 라인 센싱 기능을 제공합니다. 이 정보는 메인 및 스탠바이 서플라이 둘 다에서 저전압 및 과전압 감지 회로에서 사용됩니다. 또한 이 핀은 스탠바이 서플라이와 메인 서플라이의 원격-ON/OFF를 동시에 구현하기 위해 BYPASS로 폴업되거나 SOURCE로 폴다운됩니다. LINE-SENSE 핀은 RESET 핀과 함께 작동하여 듀티 사이클 제한 기능을 구현합니다. LINE-SENSE 핀은 출력 과부하 전력 특성을 입력 전압의 기능으로 균일화하기 위해 스탠바이 Current limit 값을 보정합니다.

FEEDBACK(FB) 핀

이 핀은 메인 2-트랜지스터 포워드 컨버터에 피드백을 제공합니다. FEEDBACK 핀에서 그라운드로의 전류 싱크 증가는 작동 듀티 사이클을 감소시킵니다. 또한 이 핀은 ENABLE 핀과 유사한 방식으로 스타트업 시 메인 디바이스 Current limit을 선택합니다.

BYPASS(BP) 핀

이 핀은 로우 사이드 컨트롤러를 위한 디커플링된 작동 전압 핀입니다. 스타트업 시 이 핀에 연결된 커패시터는 내부 전류 소스에서 충전됩니다. 정상 작동 중 커패시터 전압은 스탠바이 파워 서플라이의 로우 사이드 바이어스 권선에서 전류를 끌어와 유지됩니다. 또한 이 핀은 메인 컨트롤러의 원격 ON/OFF를 구현하는 데 사용됩니다. 이는 메인 컨트롤러를 턴온하는 경우 BYPASS 핀으로 추가 전류를 구동하여 수행됩니다. 또한 BYPASS 핀은 BYPASS 핀 전류가 기준값을 초과한 경우 스탠바이 및 메인 서플라이를 비활성화하기 위해 래치 오프 기능을 구현합니다. 래치는 LINE-SENSE 핀이 UV(OFF) 스탠바이 기준값 아래로 떨어지는 경우 리셋됩니다. BYPASS 핀 커패시터 값은 66kHz(1 μ F) 또는 132kHz(10 μ F) 메인 스위칭 주파수에 따라 선택됩니다.

HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE(VDDH) 핀

이 핀은 약 11.5V의 하이 사이드 바이어스(VDD)입니다. 이 전압은 내부 고전압 전류 소스 및/또는 로우 사이드 스탠바이 바이어스 서플라이의 부트스트랩 다이오드의 전류로 유지됩니다.

HIGH-SIDE SOURCE(HS) 핀

하이 사이드 MOSFET의 SOURCE 핀입니다.

HIGH-SIDE DRAIN(HD) 핀

하이 사이드 MOSFET의 DRAIN 핀입니다. 이 MOSFET은 로우 사이드 소스 및 그라운드와 관련하여 플로우팅됩니다.

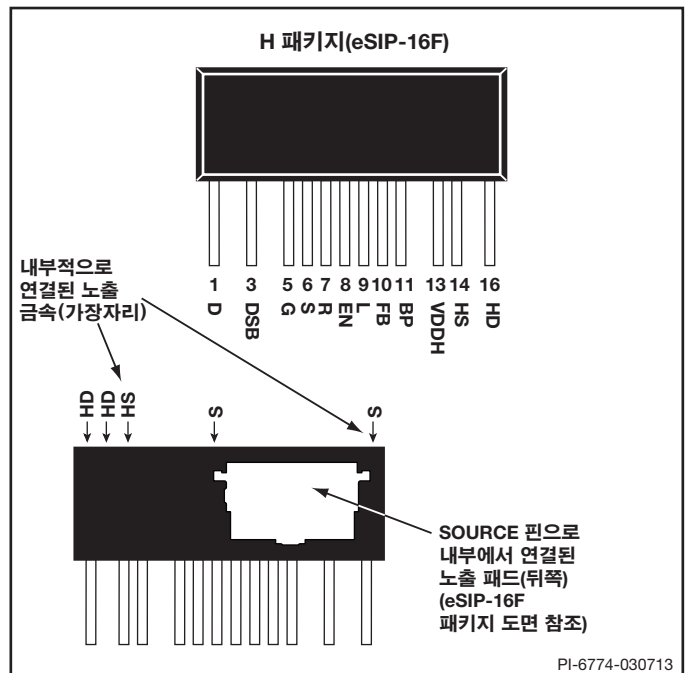


그림 2. 핀 구성

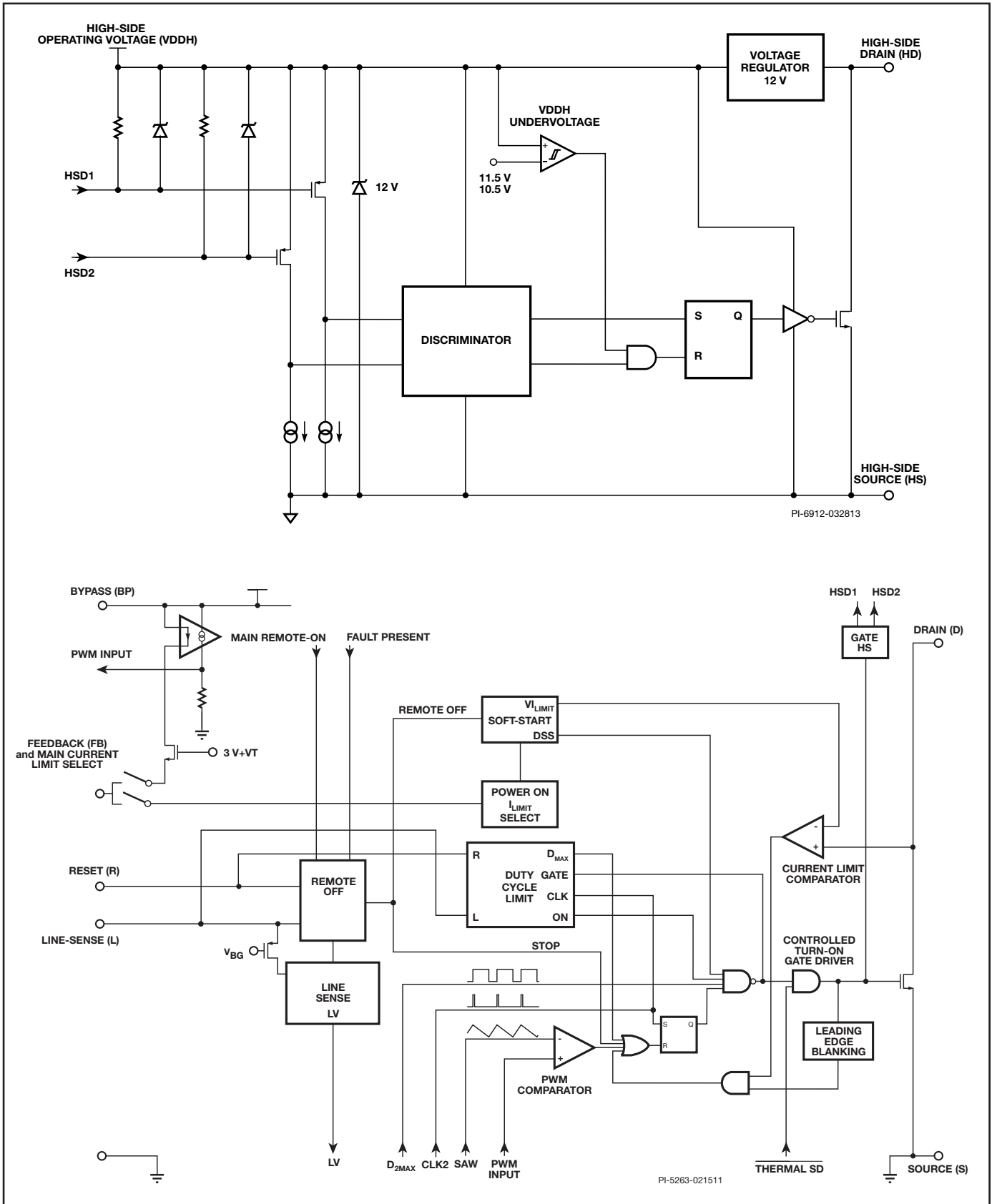


그림 3. 2-스위치 파워드 컨버터의 기능 블록 다이어그램



그림 4. 플라이백/스탠바이 컨버터의 기능 블록 다이어그램

기능 설명

HiperTFS-2에는 하이 사이드 드라이버 및 하이 사이드 MOSFET 과 함께 2-스위치 모드 파워 서플라이 컨트롤러 및 로우 사이드 MOSFET이 포함되어 있습니다.

- HiperTFS-2 2-스위치 포워드에는 로우 사이드 파워 MOSFET, 하이 사이드 드라이버 및 66/132kHz중에서 선택 가능한 메인 스위칭 주파수(스탠바이와 동기화)와 함께 컨트롤러가 포함되어 있습니다. 메인 컨버터는 고정된 주파수(66kHz 모드인 경우 스탠바이 컨트롤러 작동 주파수의 정확히 절반)에서 전압 모드(선형 듀티 사이클 컨트롤)로 작동합니다. 이 컨트롤은 오픈 드레인 MOSFET MAIN DRAIN 핀에서 전류 입력 (FEEDBACK 핀)을 듀티 사이클로 변환하여 FEEDBACK 핀에서 공급되는 전류의 증가로 듀티 사이클을 감소시킵니다.
- HiperTFS-2 고정 주파수(132kHz) 스탠바이 플라이백에는 컨트롤러와 TinySwitch-4를 기반으로 하는 파워 MOSFET이 포함되어 있습니다. 이 디바이스는 멀티 레벨 ON/OFF Current limit 컨트롤 모드에서 작동합니다. 오픈 드레인 MOSFET (STANDBY DRAIN 핀)은 ENABLE 핀에서 공급되는 전류가 기준값 미만인 경우 턴온되고 ENABLE 핀 전류가 기준값을 초과하는 경우 스위칭이 비활성화됩니다.

고전압 스탠바이, 사이클별 Current limit, 루프 보상 회로, 오토-리스타트 및 써멀 섯다운과 같은 기본 기능 이외에 HiperTFS-2 메인 컨트롤러는 여러 가지 추가 기능을 통합하여 시스템 비용을 낮추고, 파워 서플라이 성능 및 설계의 유연성을 높입니다.

메인 컨버터에 대한 일반적인 소개

HiperTFS-2를 다른 2-스위치 토폴로지와 함께 사용할 수 있지만, HiperTFS-2의 메인 컨버터는 2-스위치 포워드 컨버터입니다. 이 토폴로지는 로우 사이드 및 하이 사이드 파워 MOSFET과 관련이 있는데 둘 다 동일한 시점에 스위칭됩니다. HiperTFS-2에서 로우 사이드 MOSFET은 725V MOSFET입니다(SOURCE 핀은 웨이퍼로 연결). 하이 사이드 MOSFET은 530V MOSFET입니다(HIGH-SIDE DRAIN(HD) 핀은 웨이퍼로 연결). 로우 사이드 및 하이 사이드 MOSFET의 웨이퍼는 노이즈가 없는 회로 노드(각각 0V 및 V_{IN})에 연결됩니다. 즉, 두 MOSFET은 전기적으로 노이즈가 없기 때문에 EMI에 적합합니다.

로우 사이드 MOSFET은 C_{OSS} 커패시턴스가 매우 낮기 때문에 성능 저하 없이도 하드 스위칭이 가능합니다. 외부 클램프 구성 덕분에 부하가 높은 상태에서도 하이 사이드 MOSFET을 크게 소프트 스위칭할 수 있어 하이 사이드 커패시티브 스위칭 손실의 많은 부분을 없애고 효율성을 개선할 수 있습니다. 로우 사이드 MOSFET의 항복 전압이 더 높아져 트랜스포머 리셋 전압이 입력 전압을 초과할 수 있게 되어 듀티 사이클에서의 작동이 50% 이상 향상됩니다. 듀티 사이클 동작이 커지면 효율 증가에 영향을 미치는 RMS 스위칭 전류가 낮아지고 다이오드 정격 전압이 낮아집니다.

HiperTFS-2에는 하이 사이드 MOSFET을 제어하기 위한 하이 사이드 드라이버가 들어 있습니다. 이 외부 부트스트랩 다이오드 (또는 내부 자체 바이어스) 하이 사이드 드라이버 덕분에 대다수의 기타 2-스위치 포워드 회로에 필요한 값비싼 부품인 게이트 드라이버 트랜스포머가 없어도 됩니다.

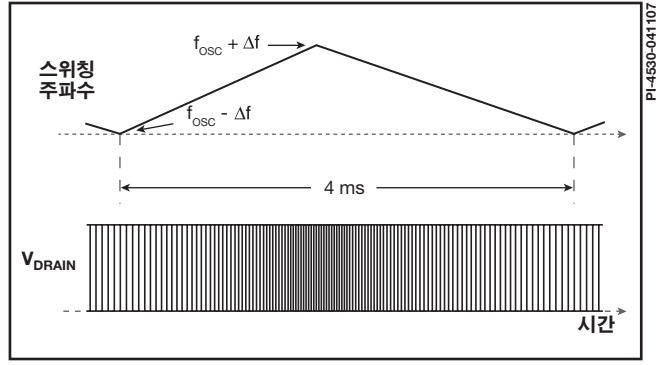


그림 5. 스위칭 주파수 저터(이상적인 V_{DRAIN} 파형)

메인 스탠바이 작동

플라이백(스탠바이) 컨버터가 가동되어 실행 중이면 두 가지 기능을 통해 메인 컨버터를 활성화할 수 있습니다. 첫 번째 조건은 BYPASS 핀 원격-ON 전류가 외부 원격-ON/OFF 회로에서 제공하는 원격-ON 기준값($I_{B(ON)}$)을 초과해야 합니다. 현재 기준값에는 노이즈 간섭을 방지하기 위해 히스테리시스 (Hysteresis)가 포함되어 있습니다. BYPASS 원격-ON이 되면 HiperTFS-2에서는 LINE-SENSE 핀 전류가 UV 메인-ON ($I_{L(MA-UVON)}$)을 초과해야 합니다. 이 값은 4MΩ LINE-SENSE 핀 저항을 사용하는 경우 약 336VDC 입력 전압입니다. 이 LINE-SENSE 핀 기준값에 도달하면 HiperTFS-2는 메인 이벌크 커패시터에 부하를 적용하기 전에 PFC-부스트 스테이지에서 레귤레이션에 도달하도록 60ms 프리차지 시간(tD(CH))으로 전환됩니다. 또한 이 프리차지 기간 중 하이 사이드 드라이버는 부트스트랩 다이오드(또는 자체 바이어스)를 통해 로우 사이드 보조 전압으로 충전되고 메인 로우 사이드 MOSFET이 켜져 있고 메인 하이 사이드 MOSFET은 꺼져 있는 경우 충전됩니다.

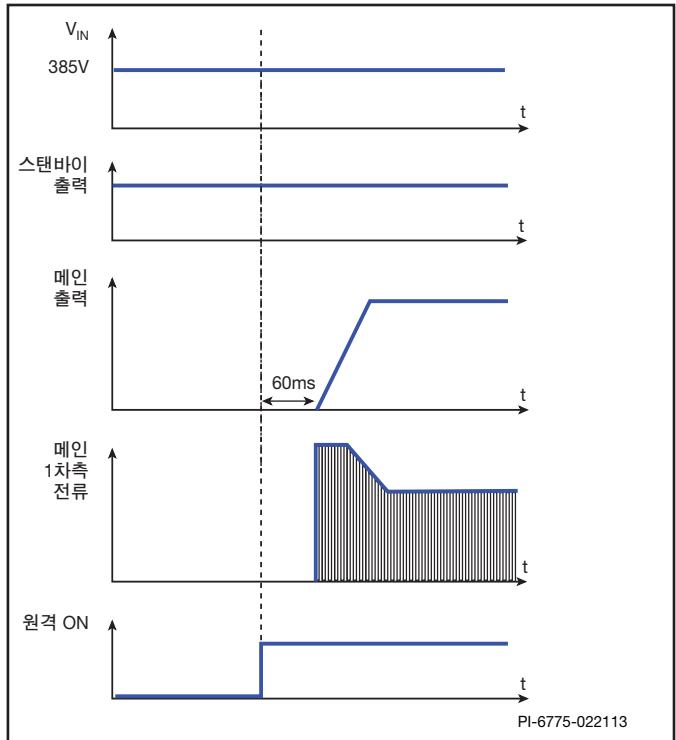


그림 6. 원격 ON에 의한 서플라이 스탠바이 시퀀스

프리차지 기간이 끝나면 PFC-부스트 전압이 공칭 부스트 전압 이상이어야 합니다. HiperTFS-2는 스위칭을 시작해 소프트 스타트 시간(t_{SS})을 거칩니다. 소프트 스타트 시간 중 최대 듀티 사이클은 30%에서 시작해 12ms 기간에서 최대값으로 급상승합니다. 급상승한 듀티 사이클은 스타트업 중 출력의 상승율을 제어하여 스타트업을 잘 제어하고 컨트롤 루프가 소프트 스타트 기간의 끝지점에서 레귤레이션 제어의 전환을 원활하게 합니다. 따라서 출력에 상당한 커패시티브 부하가 있는 경우 애플리케이션에 필요한 기간에 메인 스타트업할 수 있습니다(일반적으로 PC 메인 애플리케이션의 경우 <20ms).

메인 컨버터 컨트롤 FEEDBACK(FB) 핀 작동

FEEDBACK 핀은 메인 컨트롤 루프의 컨트롤 루프 피드백에 대한 입력입니다. 정상 작동 중 FEEDBACK 핀은 메인 컨버터에 듀티 사이클 제어를 제공하는 데 사용됩니다. 시스템 출력 전압이 감지되어 피드백 전류로 변환됩니다. FEEDBACK 핀에서 더 많은 전류가 공급되면 메인 컨버터 듀티 사이클이 줄어들어 약 2.1mA에서는 제로 듀티 사이클에 도달합니다. FEEDBACK 핀의 공칭 전압은 약 3.5V로 유지됩니다. 최적의 컨트롤 루프 응답을 얻기 위해 FEEDBACK 핀의 내부 극점은 약 12kHz로 설정되어 있습니다.

메인 컨트롤의 최대 듀티 사이클은 LINE-SENSE 핀과 RESET 핀 동작으로 정의되며 LINE-SENSE 핀 및 RESET 핀의 사이클별 상태에 따라 동적으로 계산되는 값입니다.

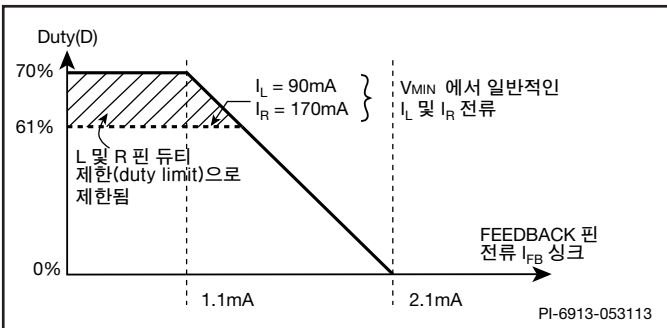


그림 7. PWM 듀티 사이클과 컨트롤 전류 비교

메인 하이 사이드 드라이버

하이 사이드 드라이버는 HIGH-SIDE MOSFET SOURCE(HS) 핀의 전위에서 전기적으로 플로우팅되는 디바이스입니다. 이 디바이스는 하이 사이드 메인 MOSFET용 게이트 드라이버를 제공합니다. 로우 사이드 메인과 하이 사이드 메인 MOSFET은 동시에 스위칭됩니다. 하이 사이드 드라이버에는 HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE 서플라이 핀이 있습니다. 외부 회로 또는 내부 소스에서 작동 전류를 제공하고 HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE 핀을 제공합니다. 하이 사이드 작동 전압에는 내부 12V 션트 레귤레이터가 있습니다. 하이 사이드 MOSFET을 구동하는 경우 이 디바이스는 약 2.3mA를 사용합니다.

HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE 핀에는 저전압 록아웃 기준값이 있어 공급 전압이 안전 기준값 아래로 떨어지는 경우 게이트 드라이브를 방지합니다. 파워업 시 하이 사이드 드라이버는 HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE 핀이 10.5V 이상 충전될 때까지(이 지점에서 하이 사이드 드라이버가 활성 상태가 됨) OFF 상태로 남아 있습니다. 초기에 하이 사이드 드라이버는 로우 사이드 스탠바이 보조 서플라이(약 12V) 또는 내부 고전압 전류 소스에서 전력이 공급되는 HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE 핀에 연결된 부스트스트랩 다이오드를 통해 충전됩니다. 스타트업 중 하이 사이드 MOSFET은 OFF 상태로 남아 있지만 로우 사이드 MOSFET은 60ms 기간 충전되어 하이 사이드 작동 전압의 프리차지를 12V까지 가능하게 합니다. 이 기간이 지나면 부스트스트랩 다이오드 또는 내부 전류 소스에서 하이 사이드 작동 전압을 공급합니다.

하이 사이드 드라이버가 작동 중이면 로우 사이드 디바이스에서 보낸 레벨 시프트 드라이브 명령을 수신합니다. 이러한 드라이브 명령은 로우 사이드 메인 MOSFET의 드라이브와 함께 하이 사이드 메인 MOSFET을 Turn-on/off합니다.

하이 사이드 드라이버는 써멀 섯다운 온칩을 포함하고 있지만 로우 사이드 디바이스의 써멀 섯다운 온도보다 높은 온도로 설정되어 있습니다. 따라서 로우 사이드가 항상 먼저 섯다운됩니다.

메인 컨버터의 최대 듀티 사이클

INE-SENSE 핀 저항은 입력 전압을 LINE-SENSE 핀 전류 신호로 변환합니다. RESET 핀 저항은 리셋 전압을 RESET 핀 전류 신호로 변환합니다. LINE-SENSE 핀 및 RESET 핀 전류는 HiperTFS-2가 사이클별로 최대 듀티 사이클 엔벨로프를 결정하도록 합니다. 이 기능은 입력 전압이 높을 때 최대 듀티 사이클을 제한하여 트랜스포머가 온-타임 기간에 안전하지 않은 플럭스 밀도에 도달하지 못하도록 방지함으로써 사이클별로 트랜스포머 리셋에 충분한 시간을 보장하고 단일 사이클 트랜스포머 포화가 발생하지 않도록 보호합니다. 이러한 두 기능 덕분에 메인 트랜스포머에서 최적의 성능을 얻을 수 있습니다. 듀티 사이클 제한은 생산 중에는 조정됩니다.

LINE-SENSE 핀과 RESET 핀은 다음 메인 사이클 턴-온 직전에 샘플링됩니다. 이는 시스템의 노이즈가 최소 상태인 시점을 샘플링하기 위해 수행됩니다. LINE-SENSE 핀과 RESET 핀의 전류 신호 입력이 낮기 때문에 이러한 핀에서 노이즈 유입을 방지하기 위해서는 주의가 필요합니다. 자세한 내용은 애플리케이션 섹션 레이아웃 지침을 참조하십시오.

외부에서 섯택 가능한 메인 온칩 Current limit

스타트업 중 FEEDBACK 핀과 ENABLE 핀은 둘 다 각각 메인 및 스탠바이 컨버터에 대한 내부 Current limit을 섯택하는 데 사용됩니다. 감지 기간이 디바이스의 초기 스타트업 시 그리고 메인 또는 스탠바이 MOSFET에서 스위칭을 시작하기 전에 발생합니다. 이는 노이즈 간섭을 최소화하기 위해서 싯행됩니다.

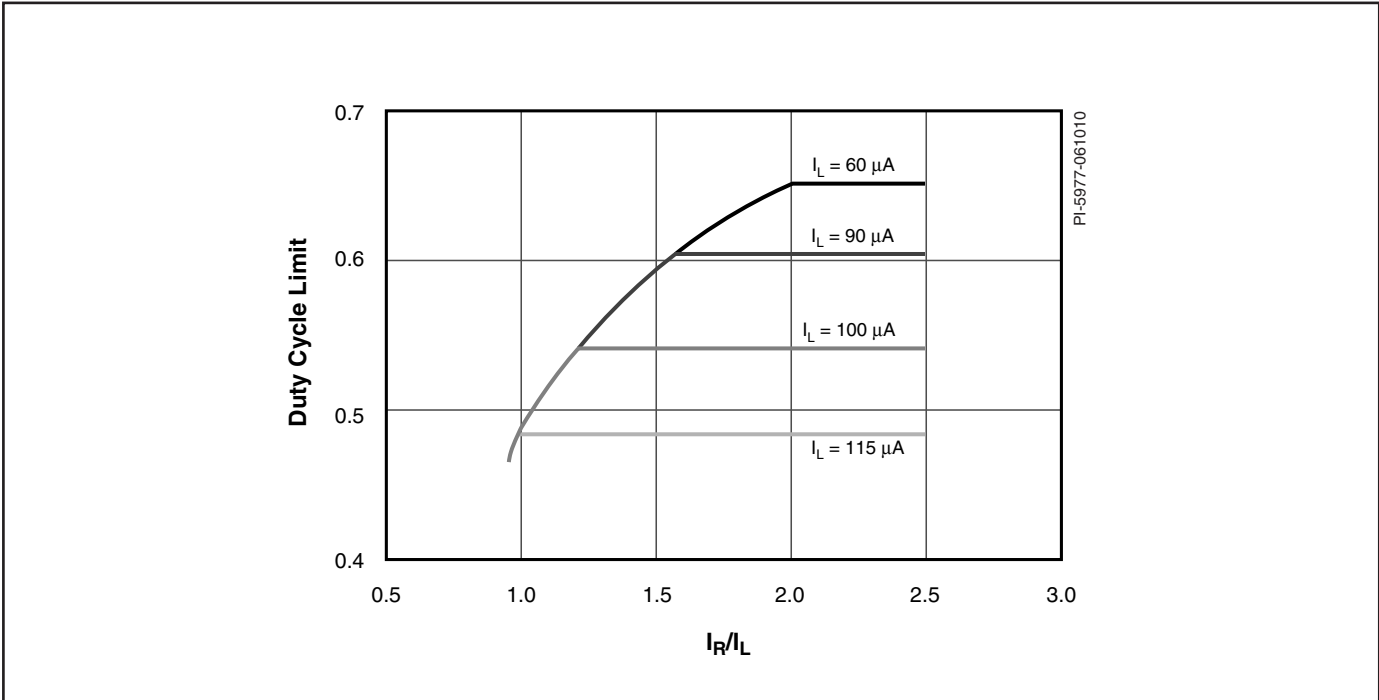


그림 8. 듀티 사이클 제한과 I_R/I_L 비율 비교

저항 R_{FB}은 BYPASS 핀에서 FEEDBACK 핀으로 연결되어 있습니다. 이 저항은 FEEDBACK 핀으로 전류를 공급하며, 감지 기간에는 핀 전압이 약 1V로 클램핑됩니다. FEEDBACK 핀에 공급되는 전류는 저항 값으로 결정되므로 입력 전류(및 간접적으로는 저항 값)가 다음 표에 따라 내부 Current limit을 선택합니다.

I _{FB} (기준값)	I _{LIMIT} (메인)			R _{FB(선택)} (1%)	
0.0 - 5.1μA	L1	70%	mA	오픈	kΩ
5.1 - 11.9μA	L2	90%	mA	511.0	kΩ
11.9 - 23.8μA	L3	100%	mA	232.0	kΩ

표 3. FEEDBACK 핀 메인 Current limit 선택

메인 입력 저전압 감지(UV)

LINE-SENSE 핀 저항은 V_{IN}에 연결되어 V_{IN}에 비례해 전류 신호를 생성합니다. 디바이스에서 LINE-SENSE 핀 전압은 1.2V로 유지됩니다. LINE-SENSE 핀 전류 신호는 스탠바이 및 메인 컨버터 둘 다에 대한 저전압/고전압 기준값을 트리거하는 데 사용됩니다. LINE-SENSE 핀 저항을 4MΩ로 가정하면 스탠바이 컨버터는 LINE-SENSE 핀 전류가 (I_{L(SB-UVON)}) 기준값(일반적으로 약 100V)을 초과할 때 작동을 시작합니다. 그러나 메인 컨버터는 LINE-SENSE 핀 전류가 (I_{L(MA-UVON)}) 기준값(일반적으로 4MΩ에서 336V)을 초과할 때까지 OFF 상태로 유지됩니다. 메인 및 스탠바이 저전압-OFF 기준값에는 히스테리시스(Hysteresis)가 있어 우발적인 트리거를 피하기 위한 충분한 마진을 허용하고 홀드업 시간 요건을 충족하기 위해 충분한 마진을 제공합니다. 메인 컨버터는 최종적으로 셧다운되기 전에 레귤레이션이 손실되기 시작합니다. 이는 동적 듀티 사이클 제한이 낮은 입력 전압에서 레귤레이션에 필요한 듀티 사이클을 억제하기 때문입니다. 입력 전압이 215V(I_{L(MA-UVOFF)}) 기준값 아래로 떨어지면 메인 컨버터가 셧다운되지만 스탠바이 컨버터는 계속해서 작동합니다. 스탠바이 컨버터는 입력 전압이 약 40V(I_{L(SB-UVON)}) 아래로 떨어지면 턴오프됩니다.

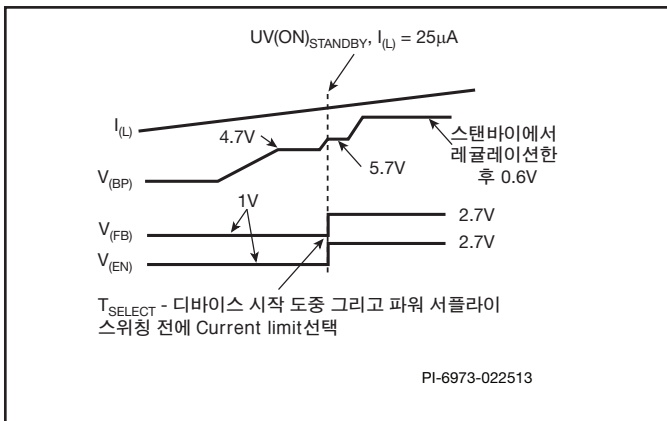


그림 9. Current limit 선택

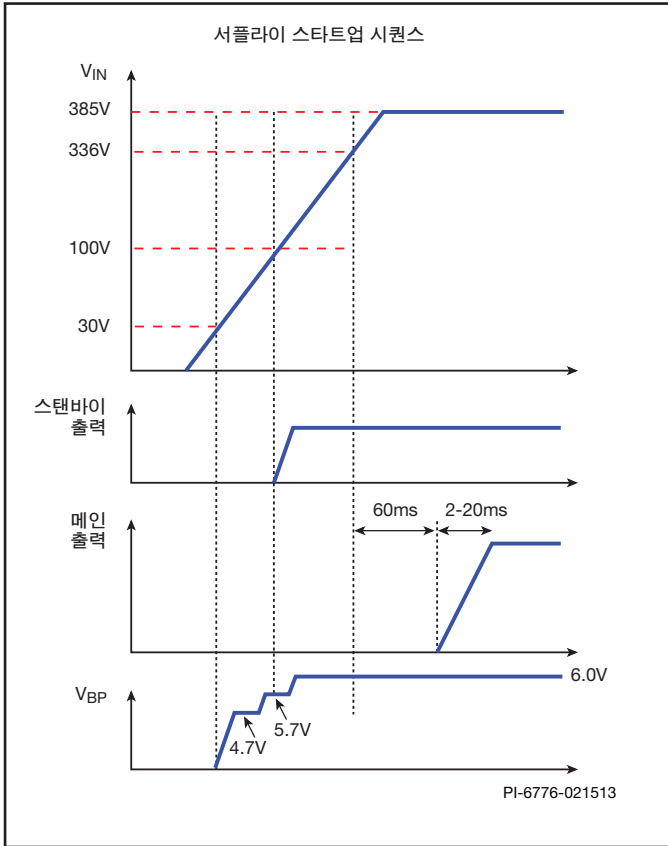


그림 10. 메인 및 스탠바이 스탠업

메인 리셋 과전압 감지

RESET 핀에 대한 과전압 기준값도 있습니다. 트리거되면 RESET 과전압이 메인 컨버터를 셧다운시키지만 스탠바이 컨버터는 그대로 계속 작동합니다.

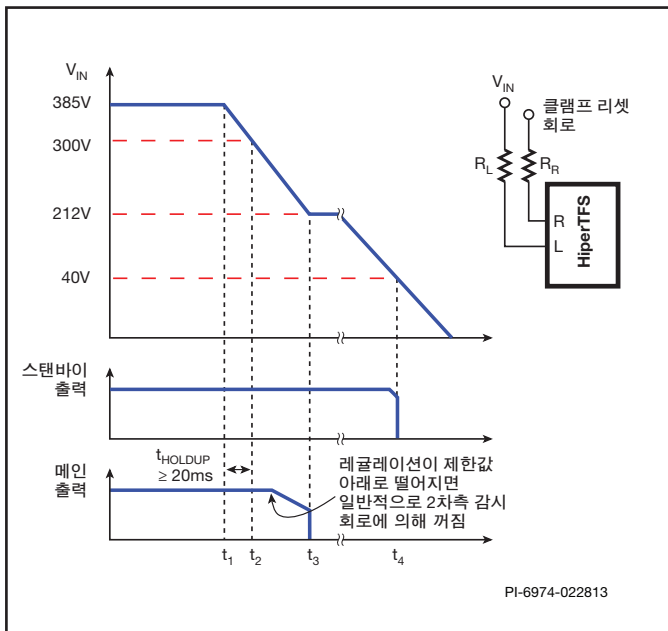


그림 11. 왼쪽 및 오른쪽 핀 듀티 제한 모드

스탠바이 전력에 대한 일반적인 내용

스탠바이는 광범위한 파워 서플라이로, 일반적으로 넓은 입력 범위(85~265VAC)에서 작동하고 최대 20W의 연속 출력 전력을 제공하는 플라이백 컨버터입니다. 스탠바이 파워 서플라이는 대부분의 고전력 애플리케이션에서 두 가지 기능을 제공합니다. 2차측 직접 출력을 제공하지만 다른 1차측 디바이스(특히, 일반적으로 PFC 부스트 컨버터)에 바이어스 전력을 제공하기도 합니다.

HiperTFS-2 스탠바이는 오토-리스타트, 써멀 섯다운, 멀티 레벨 Current limit ON/OFF 컨트롤 등과 같은 TinySwitch-III의 기능을 대부분 가지고 있습니다. 그러나 HiperTFS-2 스탠바이 컨트롤러에는 다음과 같이 TinySwitch-III와는 몇 가지 차이점이 있습니다.

1. TinySwitch-III에서처럼 다른 BYPASS 핀 커패시터들을 사용하지 않고 ENABLE 핀을 통해 선택되는 Current limit이 4개 있습니다. 10, 12.5, 15, 20W의 2차측 스탠바이 출력 전력에 맞춰 4가지 Current limit 500, 550, 650, 750mA 설계에서 사용자가 선택 가능합니다.
2. 2차측 OVP 래칭 섯다운. 이 기능은 BYPASS 핀 래칭 섯다운 기준값($I_{BP(SD)} = 15mA$) 초과 시 전류를 통해 트리거됩니다.
3. 절대 UV 및 OV ON/OFF 기준값을 제공하는 입력 전압 감지를 위한 전용 LINE-SENSE 핀. (TinySwitch-4는 리스타트 중에만 입력 전압 감지). 또한 UV(ON) 기준값에 대한 정확도가 더 높습니다.
4. 입력 전압 대비 일정한 과부하 특성을 유지하기 위해 입력 전압 기능으로 Current limit이 보정됩니다.

고전력 시스템에서 스탠바이 파워 서플라이는 작동을 시작하는 첫 번째 파워 서플라이입니다. 메인 컨버터는 스탠바이 컨버터가 작동할 때까지는 작동을 시작할 수 없습니다. 마찬가지로, 메인 컨버터는 스탠바이 컨버터보다 높은 전압에서 섯다운되므로 스탠바이는 항상 섯다운되는 마지막 파워 서플라이입니다.

외부에서 선택 가능한 스탠바이 온칩 Current limit

스타트업 중 FEEDBACK 핀과 ENABLE 핀은 둘 다 각각 메인 및 스탠바이 컨버터에 대한 내부 Current limit을 선택하는 데 사용됩니다. 감지 기간이 디바이스의 초기 스탠업 시 (BYPASS 핀 전압이 4.7V에 도달한 직후) 그리고 메인 또는 스탠바이 MOSFET에서 스위칭을 시작하기 전에 발생합니다. 이는 노이즈 간섭을 최소화하기 위해서 실행됩니다.

I EN (기준값)	I _{LIMIT} (스탠바이)			R EN(선택) (1%)	
0 - 5μA	L1	500	mA	오픈	kΩ
5 - 12μA	L2	550	mA	511	kΩ
12 - 24μA	L3	650	mA	232	kΩ
24 - 48μA	L4	750	mA	107	kΩ

표 4. ENABLE 핀 스탠바이 Current limit 선택

ENABLE 핀은 FEEDBACK 핀 선택과 유사한 방식으로 작동합니다. ENABLE 핀은 선택 및 감지 기간 중 1V로 클램핑됩니다. 따라서 선택 저항 값은 ENABLE 핀과 FEEDBACK 핀 모두 동일합니다. ENABLE 핀 내부 전류 선택은 위 표에 따라 선택됩니다.

BYPASS 핀이 처음으로 4.7V에 도달하면 FEEDBACK 핀과 ENABLE 핀 둘 다에 대한 Current limit이 선택됩니다. 짧은 감지 시간이 끝나면 BYPASS 핀 전압이 최대 5.7V까지 급상승하고 FEEDBACK 핀은 공칭 전압인 3.5V로 플로우팅될 수 있습니다.

출력 과부하 전력을 균일화하기 위해 스탠바이 입력 라인으로 보정되는 Current limit

대다수 파워 서플라이에서 파워 서플라이의 전력 출력 용량은 입력 전압이 증가함에 따라 크게 향상됩니다. 즉, 낮은 입력 전압에서 작동할 때보다 더 높은 입력 전압에서 작동하는 경우 대부분의 파워 서플라이는 잘못된 과부하에 훨씬 더 많은 전력(최대 30~40% 증가)을 제공할 수 있습니다. 대다수 사양에서는 디바이스의 출력 과부하 전력 용량이 훨씬 엄격하게 관리되기 때문에 이로 인해 문제가 발생할 수 있습니다.

HiperTFS-2의 경우 스탠바이 Current Limit은 라인(입력 전압)의 기능으로써 조정되므로 항상 동일한 최대 과부하 전력 용량을 제공합니다. 입력 전압은 LINE-SENSE 핀 전류를 통해 감지되고 디바이스의 내부 스탠바이 전류 제한은 사이클별로 조정됩니다. 즉, HiperTFS-2 스탠바이는 낮은 입력에서처럼 높은 입력에서도 약 5%만 더 많은 과부하 전력을 제공합니다. 이 기능은 훨씬 더 안전한 설계를 가능하게 합니다.

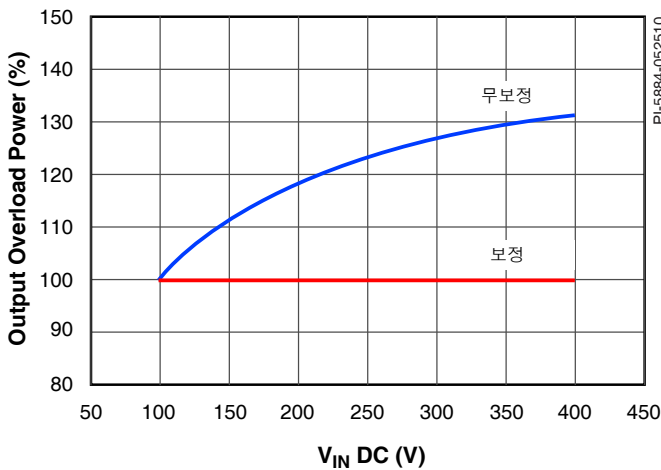


그림 12. 보정(TFS-2) 스탠바이와 일반 무보정 스탠바이의 출력 과부하 전력

스탠바이 입력 저전압 감지(UV)

LINE-SENSE 핀 저항은 V_{IN} 에 연결되어 V_{IN} 에 비해 전류 신호를 생성합니다. 디바이스에서 LINE-SENSE 핀 전압은 1.2V로 유지됩니다. LINE-SENSE 핀 전류 신호는 스탠바이 및 메인 컨버터 둘 다에 대한 저전압/고전압 기준값을 트리거하는 데 사용됩니다. LINE-SENSE 핀 저항이 4MΩ이라고 가정하면 스탠바이는 $I_{(LSB,UVON)}$ 로 정의된 것처럼 약 100V에서 작동하기 시작합니다. 입력 전압이 100V 미만일 때 레귤레이션이 손실되면 스탠바이가 셧다운됩니다. 그러나 이 입력 전압이 약 40V($I_{(LSB,UVOFF)}$ 로 정의됨) 아래로 떨어지면 스탠바이가 강제로 셧다운됩니다.

메인 및 스탠바이 오실레이터 및 스위칭 주파수

스탠바이 컨버터는 132kHz의 주파수에서 작동합니다. 메인 컨버터는 66kHz 모드 즉, 132kHz 주파수의 정확히 절반에서 작동합니다. 두 컨버터 모두 공통 주파수 지터 프로파일을 포함하고 있습니다. 이 프로파일의 경우 4ms 지터 기간 중 메인 컨버터는 스위칭 주파수 ± 4 kHz로, 스탠바이 컨버터는 두 배인 지터 주파수 범위 ± 8 kHz로 달라집니다. 주파수 지터는 쿼지 피크와 평균 EMI를 줄이는 데 도움이 됩니다.

HiperTFS-2 메인 스위치 주파수는 BYPASS 핀 커패시터의 값을 기준으로 스탠바이 시 66kHz 또는 132kHz에서 선택됩니다.

HiperTFS-2가 66kHz에서 실행 중인 경우 메인 컨버터가 마스터가 되고 스탠바이 컨버터가 슬레이브가 되는 충돌 회피 기능이 있습니다. 이 기능은 정확히 동시에 메인 컨버터와 스탠바이 컨버터가 스위칭되지 않도록 합니다. 가장 일반적인 상태는 50%의 듀티 사이클에 가까이 접근하는 것입니다. 이 경우 메인(마스터)가 스위칭(턴 오프)되려고 하면 스탠바이(슬레이브)는 사이클을 시작하기 전에 잠시(200ns) 대기합니다. HiperTFS-2 스탠바이의 ON/OFF 컨트롤은 메인 컨버터의 리니어 컨트롤 루프에 비해 스위칭 시 갑작스러운 지연으로 인해 쉽게 중단되지 않으므로 스탠바이 컨버터는 슬레이브로 사용됩니다. 스탠바이 및 메인 컨버터가 132kHz에서 작동하는 경우에는 이 충돌 회피 기능이 필요하지 않습니다.

스탠바이 및 메인 셧다운

HiperTFS-2는 HiperTFS-2를 보호하는 셧다운 기능(OTP)을 제공합니다. 이 히스테리시스(Hysteresis) 셧다운 기능을 통해 디바이스는 모든 열 문제 발생 시 자동으로 복구가 가능합니다. 셧다운은 약 118°C의 칩 온도에서 트리거되고 평균 디바이스 온도가 안전한 수준 내에서 유지되도록 하기 위해 히스테리시스(Hysteresis)가 높습니다. 잘 설계된 시스템에서 HiperTFS-2 셧다운은 정상 작동 중에는 트리거되지 않고 비정상 또는 고장 상태에서부터 보호하기 위한 안전 기능으로만 제공됩니다.

BYPASS(BP) 핀 작동

BYPASS(BP) 핀은 전체 HiperTFS-2 디바이스를 위한 서플라이 핀입니다. BYPASS 핀은 STANDBY DRAIN 파워 MOSFET을 통해 고전압 출력 소스에 내부적으로 연결되어 있습니다. 고전압 소스는 파워업 시 처음에 4.7V까지 BYPASS 핀을 충전합니다. 4.7V에 도달하면 BYPASS 핀은 메인 및 스탠바이 Current Limit 선택(각각 FEEDBACK 핀 및 ENABLE 핀)을 확인합니다. 이 선택에는 매우 짧은 시간이 걸립니다. 그 후 BYPASS 핀은 계속해서 5.7V에 도달할 때까지 충전됩니다. 이러한 변화 도중 BYPASS 핀 커패시터의 값이 결정됩니다. 이 값은 주파수 선택 완료 시 메인 스위칭 주파수($1\mu F = 66$ kHz 및 $10\mu F = 132$ kHz)에 대해 선택되고 스탠바이 파워 서플라이는 작동을 시작할 준비가 됩니다. TinySwitch-4와 마찬가지로 고전압 출력 소스에서는 BYPASS 핀의 전압이 5.7V 아래로 떨어지면 BYPASS 핀을 계속해서 충전합니다. 그러나 대부분의 애플리케이션에서 저항(일반적으로 7.5kΩ)은 1차측 바이어스(12V)에서 BYPASS 핀으로 연결되어 있습니다. 이 저항은 BYPASS 핀에 작동 전류를 제공하기 때문에 고전압 전류

소스에서 전력을 끌어올 필요가 없습니다. TinySwitch와 마찬가지로 BYPASS 핀에는 BYPASS 전압이 외부적으로 5.7V 이상 올라가면 활성화되는 션트 레귤레이터가 있습니다. BYPASS 핀 션트 전류는 다음과 같은 두 가지 기능에 사용됩니다.

1. 첫째, 메인 원격-ON을 위한 4mA 기준값($I_{BP(ON)}$)입니다. BYPASS 핀 전류가 이 기준값을 초과하면 메인 파워 서플라이가 활성화됩니다.
2. 둘째, 스탠바이 2차측 OVP 래치 오프를 위한 15mA 기준값($I_{BP(SD)}$)입니다. BYPASS 핀 전류가 이 기준값을 초과하면 스탠바이 및 메인 컨버터가 래치 오프됩니다. 이 래치는 LINE-SENSE 핀을 입력 저전압 기준값($I_{L(SB-UVOFF)}$) 아래로 풀다운하거나 BYPASS 핀을 4.7V 아래로 방전시켜 리셋할 수 있습니다.

메인 및 스탠바이 입력 과전압 감지(OV)

과전압 기준값은 디바이스에 포함되어 있으며 과전압 상태 중 추가 외부 시그널 제너와 함께 사용하여 디바이스를 비활성화하는 데 사용할 수 있습니다. 과전압 기준값은 부스트

PFC 오버슈트 상태에서의 우발적인 트리거를 방지할 수 있을 만큼 충분히 높게 설정됩니다. 과전압 상태가 트리거되면 메인과 스탠바이를 동시에 섀다운시킵니다. 이 과전압 기능은 외부 부품(회로)과 함께 사용하여 과전압 기준값을 저전압 기준값과 별도로 프로그래밍하는 용도입니다(자세한 내용은 애플리케이션 섹션 참조).

고전력 eSIP 패키지

HiperTFS-2 패키지는 디바이스의 물리적 크기를 최소화하는 동시에 낮은 열 저항과 핀에 대한 충분한 전기적 간격을 유지할 수 있도록 설계되었습니다. 패키지에는 핀 12개가 있으며, 고전압 핀들 사이의 간격을 넓히기 위해 4개는 제거되어 있습니다. 로우 사이드 2 스위치 포워드 및 플라이백 MOSFET은 패키지 뒷면의 노출 패드에 미치는 열 저항이 1°C/W 미만입니다. 이 패드는 SOURCE 핀(소스)에서 참조하기 때문에 전기적 그라운드 퍼텐셜에 위치하고, 따라서 전기 절연 없이도 히트싱크에 연결할 수 있습니다. 또한 하이사이드 MOSFET은 전기적 절연을 위해 오버 몰딩되어 있으므로 히트싱크에 직접 연결할 수 있습니다.

디자인, 어셈블리 및 레이아웃 고려사항

전력표

데이터 시트 전력표(표 1, 1페이지)는 다음 조건하에서 권장되는 최대 연속 전력(열적으로 제한)을 나타냅니다.

1. +12V 출력 PC 메인 및 +12V 스탠바이.
2. 공칭 전압 385VDC, 최소 300VDC인 메인용으로 레귤레이션 된 DC.
3. 메인과 스탠바이 효율: 87% (최대부하 시).
4. 쇼트키 고효율 출력 다이오드.
5. 스탠바이 115VDC ~ 385VDC용 DC 입력.
6. 히트싱크 온도를 95°C 이하로 유지하는 충분한 방열 및 팬 냉각.
7. 공칭 듀티 팩터 45%로 디자인된 트랜스포머.

HiperTFS-2 선택

최적의 HiperTFS-2 선택은 연속 출력 전력, 피크 전력, 써멀 관리, (히트싱크) 및 최고 주변 작동 온도에 따라 달라집니다. OEM 애플리케이션은 대개 최고 주변 온도가 50°C로 지정되고, 복제 PC 서플라이는 대개 25°C로 지정됩니다. 더 큰 디바이스를 사용하고, 더 낮은 디바이스 Current Limit을 선택하면 효율을 더 높일 수 있습니다. 최대 출력 전력은 어떤 디바이스에서든 메인 및 스탠바이에 대한 디바이스 Current Limit을 프로그래밍함으로써 조정할 수 있습니다.

메인 주파수 선택

단일 출력 애플리케이션의 경우 메인 트랜스포머 및 출력 초크의 크기와 비용을 줄이려면 메인 컨버터를 132kHz로 작동하는 것이 좋습니다. 최적화된 트랜스포머 설계를 통해

효율을 66kHz 설계 수준으로 맞출 수 있습니다. 다출력 설계의 경우 출력 전압의 보다 원활한 위치 조정을 위해 66kHz 작동이 권장됩니다.

홀드-업 시간

입력 커패시터는 지정된 최소 홀드-업 시간을 준수하는 데 핵심적인 부품입니다. 파워드 컨버터 공칭 듀티 사이클의 적절한 설계와 메인 트랜스포머의 충분한 자기 리셋을 위한 충분한 1차측 권선 클램핑 전압 또한 필수적입니다. PIXIs (PI Expert 설계 스프레드시트)에서 이 값을 계산하거나 AN-51의 공식을 참조할 수 있습니다.

하이 사이드 드라이버를 위한 바이어스 지원

HiperTFS-2의 하이 사이드 MOSFET 드라이버는 고전압 전류 소스에 의해 내부적으로 바이어스됩니다. 66kHz 작동에 외부 바이어스 회로는 필요 없습니다. 내부 바이어스를 사용하는 경우 C1에 4.7µF를 사용하십시오. 66kHz 작동을 위해 외부 바이어스 지원을 사용하면 메인 컨버터의 경부하 효율이 향상되는 경우도 있습니다.

외부 바이어스는 132kHz 작동에 필요합니다. (그림 13의 D1, R1 및 C2) 스탠바이 로우 사이드 1차측 바이어스(V_{AUX})의 초고속 부트스트랩 다이오드(D1)로부터 전류가 공급됩니다. 이 바이어스는 보통 스탠바이 컨버터에서 무부하 시 최소 15V를 공급하여 하이 사이드 드라이버에 필요한 12V 바이어스를 보장해야 합니다. 외부 바이어스를 사용할 때에는 0.1µF VDDH 바이패스 커패시터(C1)를 사용하십시오. R1의 값은 66kHz 작동과 132kHz 작동에서 서로 다릅니다.

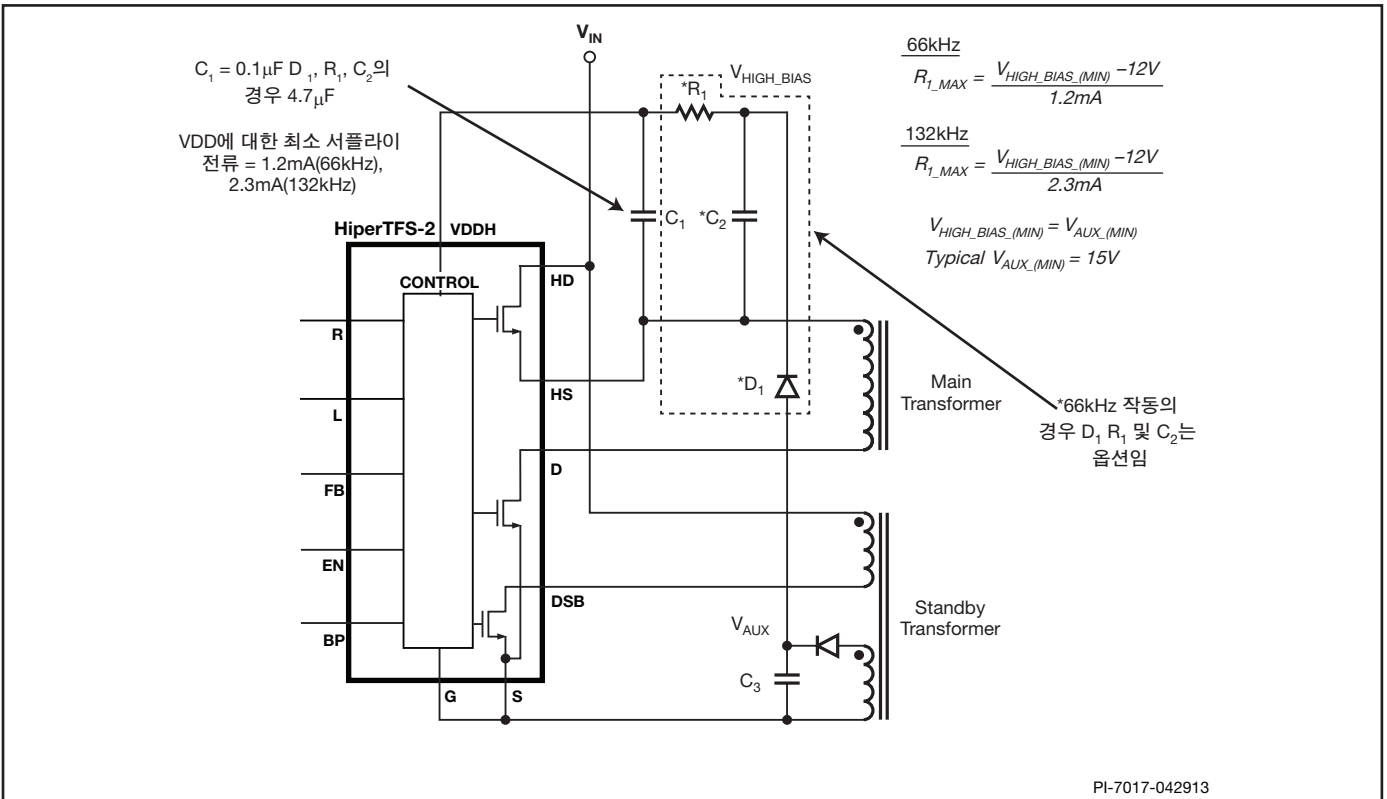


그림 13. VDDH용 부트스트랩 서플라이 및 부품 계산. 일반 V_{AUX(MIN)}은 17V입니다. 일반 값은 132kHz 작동에서 1kΩ, 그리고 바이어스 지원 회로를 66kHz 작동에 사용하는 경우 2kΩ입니다.

1차측 바이어스 지원

스탠바이 컨버터는 저항을 통해 HiperTFS-2의 BYPASS 핀을 바이어스하는 데 사용되는 최소 15V의 로우 사이드 바이어스 출력을 제공하여, 내부 고전압 바이어스 전류 소스가 활성화되지 않도록 방지합니다. 로우 사이드 바이어스 출력 (V_{AUX})도 원격 ON/OFF 컨트롤 회로 및 출력 OVP 래칭 트리거 회로의 소스입니다. 이 출력은 최소 20mA, 그리고 PFC 컨트롤러 같은 다른 1차측 회로로부터의 추가 부하를 전송할 수 있어야 합니다. 1차측 V_{AUX} 필터 커패시터는 최소 330 μ F가 되어야 스타트업 및 스탠바이 출력 부하 급감 시 V_{AUX} 를 유지할 수 있습니다.

소프트 스타트

포워드 컨버터는 대개 스타트업 시 출력 오버슈트를 방지할 수 있도록 메인 피드백 루프상에 소프트 스타트 회로가 필요합니다. 이 소프트 스타트 회로는 출력이 계속 상승 중일 때 피드백 루프를 닫아줍니다. 하지만 이 소프트 스타트 회로 자체가 출력 상승 시간 동안 작은 출력 글리치를 방지해주는 것은 아니며, 이로 인해 출력 단조성 사양을 위반할 수도 있습니다. 이 문제를 방지하려면 메인 피드백 루프 소프트 스타트가 HiperTFS-2 내부 소프트 스타트와 함께 작동해야 합니다. HiperTFS-2 메인 컨버터에는 Current Limit, 그리고 30%에서 시동되어 78%에서 12ms 동안 열려 있는 듀티 사이클 제한 등 두 개의 소프트 스타트 메커니즘이 내장되어 있습니다. 피드백 루프 소프트 스타트(그림 16의 R11 및 C5)는 피드백 루프를 닫고(오프는 도통을 시작해야 함), HiperTFS-2가 여전히 Current Limit 스타트업 위상에 있는 동안 출력 상승을 컨트롤해야 합니다.

EMI

주파수 지터 기능은 기본 스위칭 주파수의 고조파로 인하여 나타나는 전도성 EMI 평균과 쿼지 피크 측정치를 감소시키기

위해 작은 범위로 스위칭 주파수를 변조합니다. 이는 특히 샘플링 대역폭이 좁은 일반적 전도성 모드에 유용합니다. 변조율은 보통 250Hz로, EMI를 감소시킬 만큼 충분히 높으면서 출력 리플(컨트롤 루프에 의해 거부)에 최소한의 영향만 미치도록 충분히 낮습니다.

트랜스포머 설계

트랜스포머는 정격 입력 전압 및 최대 출력 전력에서의 연속 작동 시 AC p-p 자속 밀도가 ~2900가우스, 최대 피크-피크 과도 자속 밀도가 4000가우스보다 크지 않게 설계하는 것을 권장합니다. 권선비는 385VDC 입력에서 공칭 듀티 팩터가 45%가 되도록 선택해야 합니다. 이렇게 하면 스위칭 RMS 전류, 출력 다이오드 정격 전압, 홀드-업 시간 종료 시 최소 입력 전압이 모두 적절하게 정해집니다.

누설 인덕턴스 에너지가 부분적으로 리사이클된다고 해도 낮은 누설 인덕턴스 구조(예: 1차측은 분할하고, 2차측은 1차측 직렬 하프 사이에 끼워넣는 구조)가 권장됩니다.

최적의 메인 및 스탠바이 트랜스포머 설계는 AN-51을 참조하고, PIXIS 스프레드시트를 사용하십시오. 2차측 호일 권선은 10A 이상의 출력에 권장됩니다.

1차측 클램프 구성

그림 2는 두 가지 1차측 클램프 구성을 보여줍니다. 레일 클램프는 보다 높은 효율을 제공하는 반면, 그라운드 클램프는 보다 낮은 입력 전압으로 레귤레이션이 가능하고, 홀드-업 시간을 연장시키거나 보다 작은 입력 벌크 커패시터를 사용할 수 있게 해줍니다. HiperTFS-2 스프레드시트를 사용하면 원하는 구성을 선택할 수 있습니다.

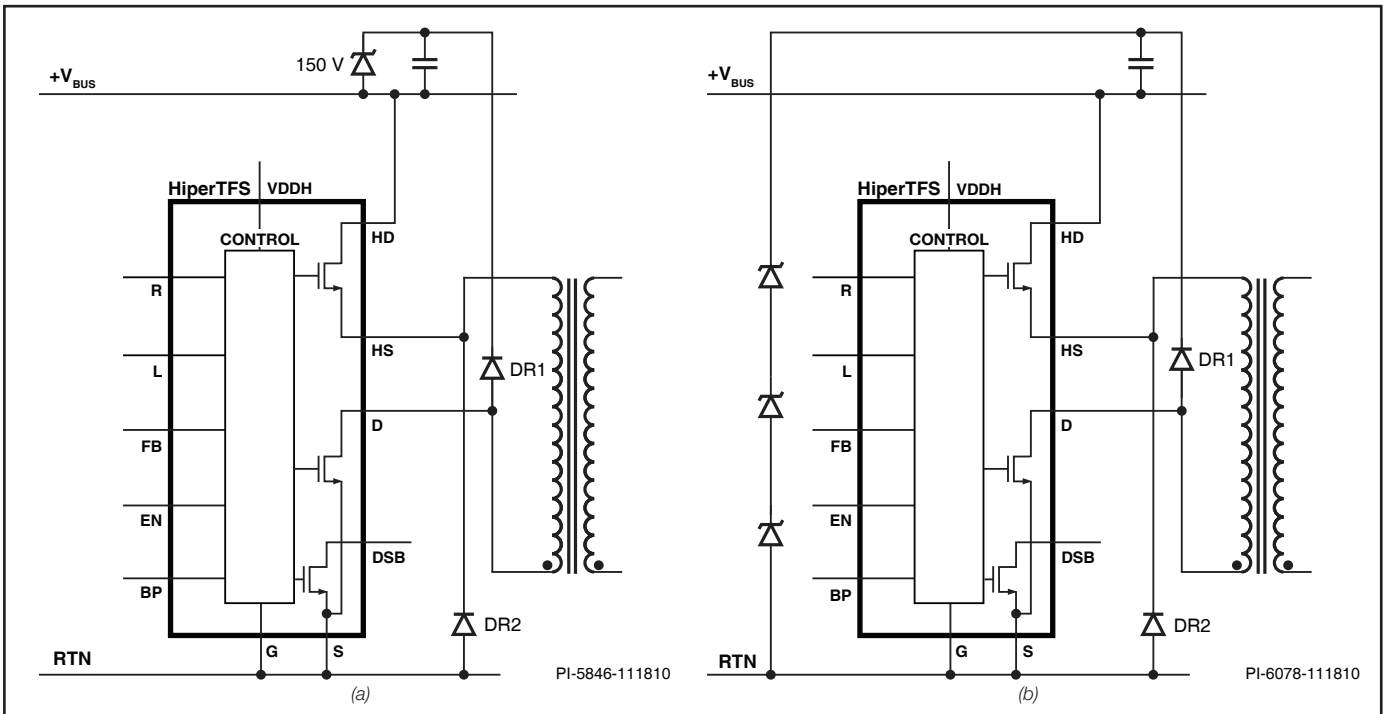


그림 14. 두 개의 1차측 클램프 구성, (a) 레일 클램프(더 높은 효율) 그리고 (b) 그라운드 클램프(출력이 보다 낮은 입력 전압으로 레귤레이션이 가능한 상태로 유지)

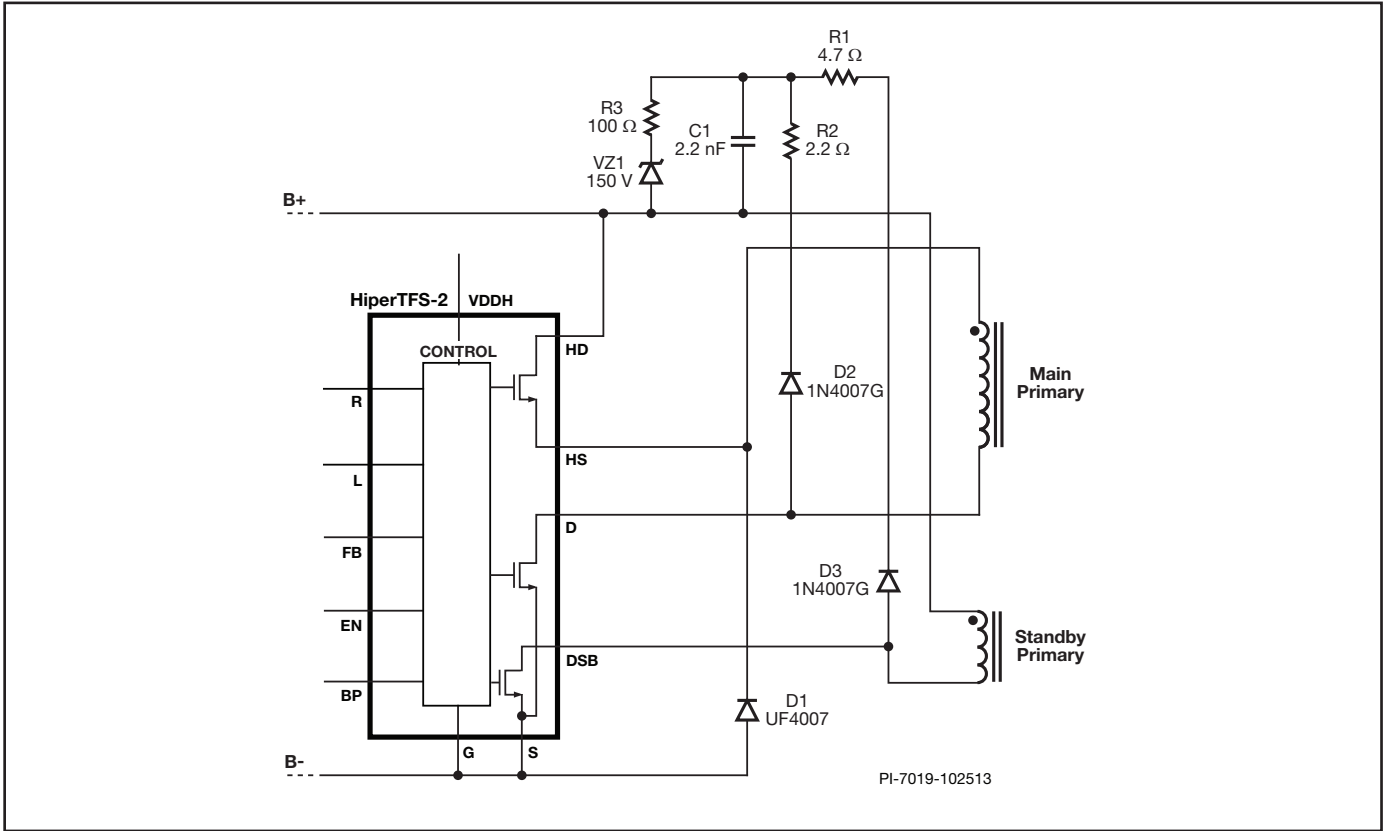


그림 15. 레일 클램프 구성의 표준 값. 이 값은 모든 전력 범위와 66 및 132kHz 모두에 잘 적용됩니다. CR2 및 CR3를 위한 표준 리커버리 다이오드를 사용하면 누설 인덕턴스의 부분 리사이클링이 가능해지고, 효율이 향상됩니다. R1 및 R2가 피크 역방향 전류를 제한하고, 어느 정도의 고주파 댄핑을 제공하며, R3가 VZ1이 하드 클램프 대신 “블리드”로 작동하여 효율을 향상시킬 수 있도록 해줍니다.

출력 초크

철 분말(저비용) 또는 샌더스트(“Kool-Mu”, 고효율) 코어 재료 사용이 권장됩니다. 철 분말 또는 샌더스트 코어의 인덕턴스는 부하에 따라 크게 달라집니다. 경부하 시의 인덕턴스는 최대 부하 시의 인덕턴스보다 훨씬 높기 때문에 포워드 컨버터가 연속 도통 모드(CCM)에 그대로 유지되어 매우 작은 부하로 감소하게 됩니다.

다출력의 경우 인덕터 권선비가 메인 트랜스포머 2차측과 동일해야 합니다. 토로이드 전체에 걸쳐 권선을 동일하게 펼치면 커플링 및 크로스 레귤레이션이 개선됩니다.

출력 커패시터

포워드 컨버터의 출력 커패시터는 높은 AC 리플 전류를 인식하지 않습니다. 매우 낮은 ESR 커패시터가 필요하지 않습니다. 하지만 커패시터의 ESR은 출력 리플 전압(포스트 필터를 사용하지 않는 경우)과 신속한 과도 부하 응답에 예 직접적인 영향을 미칩니다. 커패시턴스는 중간 속도의 과도 부하 응답에 영향을 미칩니다. 폴리머(고체 전해질) 커패시터는 필요하지 않지만 매우 작은 크기가 필요한 경우에는 출력 커패시터용으로 사용될 수 있습니다. 하지만 이 작은 커패시턴스를 얻으려면 추가적인 저비용(보통의 ESR) 전해질

커패시터를 병렬로 사용하여 루프 안정화 및 과도 응답을 위한 충분한 커패시턴스를 유지해야 할 수도 있습니다.

스탠바이 모드 시 소비 전력

스탠바이 컨버터의 경부하 시 효율을 개선하려면 7.5kΩ 바이어스 저항을 V_{AUX} 에서 BYPASS 핀으로 연결해야 합니다. 이렇게 하면 BYPASS 핀을 가동시키는 내부 고전압 전류 소스를 턴오프 합니다.

히트 싱크

HiperTFS-2 패키지는 eSIP-16F 패키지입니다. 로우 사이드 메인 MOSFET 및 스탠바이 전력 MOSFET용 히트 싱크로 낮은 열 저항 경로를 제공하는 금속 노출 패드가 있습니다. 패키지 뒷면에는 전기적으로 절연된 오버 몰딩 섹션도 있어서 히트 싱크와 내부 하이 사이드 메인 MOSFET 간에 절연이 이루어집니다. 디바이스 뒤쪽의 히트 싱크 온도는 과열 섯다운이 활성화되지 않을 만큼 충분한 썬열 마진이 제공되도록 95°C를 초과해선 안 됩니다. 디바이스에는 절연 패드(SIL 패드)가 필요하지 않습니다. Power Integrations 웹사이트의 “금속 및 플라스틱 클립을 사용한 장착”을 참조하십시오. 클립은 20N의 체결력을 제공합니다(최소 15N, 최대 50N). 최적의 썬열 성능을 위해서는 썬열 히트 싱크 컴파운드가 필요합니다.

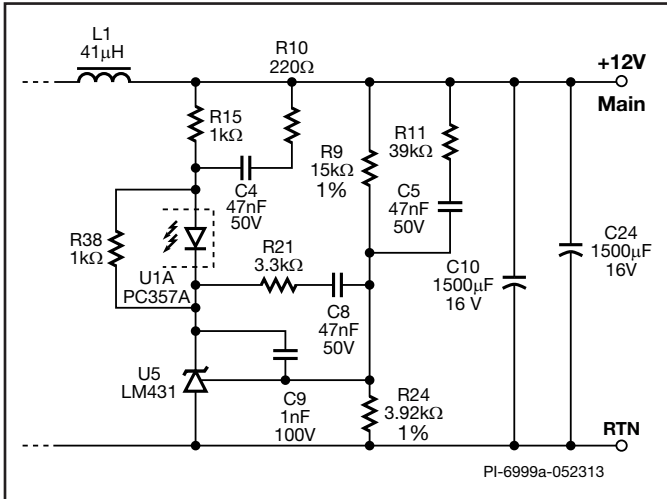


그림 16. LM431 피드백 루프 부품

피드백 루프 설계

HiperTFS-II는 전압 모드 컨트roller입니다. 메인 포워드 플랜트 피드백 루프의 극점(pole) 및 영점(zeros)은 다음과 같습니다.

- 출력 LC 필터 이중 극점(double pole) – 보통 800Hz 시, 약하게 미급 감쇠함.
- 출력 커패시터 ESR 영점 – 보통 3-5kHz 시.
- 옵토커플러 및 FEEDBACK 핀 시스템 극점 – 보통 8-12kHz 시. (HiperTFS-2에는 옵토커플러 대역폭 향상을 위해 낮은 피던스 FEEDBACK 핀 사용)

그림 16을 참조하십시오. 보정기에는 다음이 있어야 합니다.

- 원점에 존재하는 극점(정상 상태 오류를 최소화하기 위한 적분기). 이는 C9를 통해 구현됩니다.
- LC 이중 극점 위치에 존재하는 영점. 이는 C8과 조합된 R21을 통해 구현됩니다.
- 크로스오버 주파수 근처로 위치가 조정된 위상 부스트 회로. 이는 R10 및 C4를 통해 구현됩니다. 이를 통해 위상 마진이 향상되고, 크로스오버 주파수가 증대합니다.

위와 같은 보정을 거치고, 낮은 ESR 전해 커패시터를 사용하면 7-9kHz의 계인 크로스오버 주파수와 >55의 계인 마진에 도달할 수 있습니다.

저항 R11 및 C5는 소프트 스타트용입니다. 두 저항은 계인-위상 특성에 크게 기여하지 않습니다.

저항 R15는 TL431이 완전히 "ON"이거나 포화 상태(캐소드에서 2.5V)일 때 약 10mA를 전도하도록 크기를 조정해야 합니다. 이 저항은 전체 주파수 범위에 영향을 미치는 전체 계인 설정 저항이기도 합니다. 위상-부스트 네트워크(R10 + C4)와 함께 메인 고주파 계인 설정 부품입니다.

저항 R38은 LM431을 위해 최소 바이어스 전류를 공급해줍니다. 커패시터 C9은 매우 높은 주파수에서 LM431 계인을 풀오프합니다.

과전압 보호

과전압 보호 회로는 >15mA 전류를 BYPASS 핀으로 소싱하여 양쪽 컨버터에서 래칭 셋오프를 유발함으로써 구현할 수 있습니다. 리셋은 BYPASS 핀 전압이 4.8V 이하로 떨어져야 합니다.

레이아웃 고려 사항

SOURCE 및 GROUND 핀

PCB에서 SOURCE 핀과 GROUND 핀을 연결합니다. 모든 고전류 패턴(예: 벌크 커패시터로부터의 패턴)이 SOURCE 핀으로 라우팅되어야 합니다. 모든 소신호 패턴과 저전압 바이패스 커패시터를 GROUND 핀에 연결해야 합니다. 그림 17을 참조하십시오. 이 규칙을 위반하면 해당 연결이 SOURCE 또는 GROUND 핀에 너무 근접하게 됩니다.

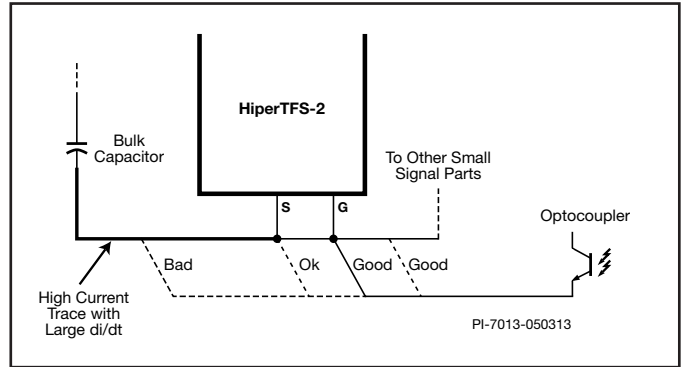


그림 17. 벌크 커패시터에서 SOURCE 핀으로의 PCB 패턴에는 큰 di/dt의 전류가 포함됩니다. 어떠한 소신호 그라운드 연결도 이 패턴, 즉 소신호 바이패스 커패시터 또는 옵토커플러로 리턴시키지 마십시오.

바이패스 커패시터

BYPASS 핀과 ENABLE 핀 바이패스 커패시터를 짧은 패턴을 사용하여 GROUND 핀에 연결해야 합니다. 마찬가지로 VDDH 바이패스 커패시터를 짧은 패턴을 사용하여 HIGH-SIDE SOURCE 핀에 연결해야 합니다.

HiperTFS-2 및 PFC MOSFET용 1차측 리턴(B-) 라우팅

HiperTFS-2가 HiperPFS 또는 기타 PFC MOSFET와 히트 싱크를 공유하는 경우, 노이즈 커플링으로 인해 오작동이 발생할 가능성이 있습니다. 이는 PFC 다이오드 역 회복과 관련한 매우 높은 di/dt 때문입니다. HiperTFS-2 뒷면의 금속이 SOURCE 핀에 내부적으로 연결되므로 히트 싱크가 SOURCE 핀 퍼텐셜에 위치합니다. 이 히트 싱크가 전류 전도에 사용되어서는 안 됩니다. HiperTFS-2에는 SOURCE 핀에서 벌크 커패시터 B- 핀으로의 전용 PCB 패턴이 필요합니다. HiperPFS(또는 PFC MOSFET 소스)에는 벌크 커패시터 B- 핀으로의 별도의 PCB 패턴이 필요합니다. 벌크 커패시터는 대개 HiperPFS와 HiperTFS-2 사이에 위치합니다. 히트 싱크에는 PFC SOURCE 핀으로의 단일 연결부가 있어야 하며, 이는 가능한 한 PFC MOSFET에 가까워야 합니다. PFC의 좀 더 높은 di/dt 때문에 벌크 커패시터가 HiperTFS-2보다 PFC에 더 가까워야 합니다. 그림 18을 참조하십시오.

스탠바이 1차측 바이어스(V_{AUX}) 커패시터 그라운드 라우팅

1차측 V_{AUX} 출력 필터 커패시터 마이너스 단자가 벌크 커패시터 B- 단자로 라우팅되어야 합니다. 이렇게 해야 커먼 모드 서지 및 ESD 중에 큰 노이즈 전류가 HiperTFS-2 소신호 PCB 그라운드 패턴에 흘러들어가 그라운드 바운스 문제를 유발하지 않습니다.

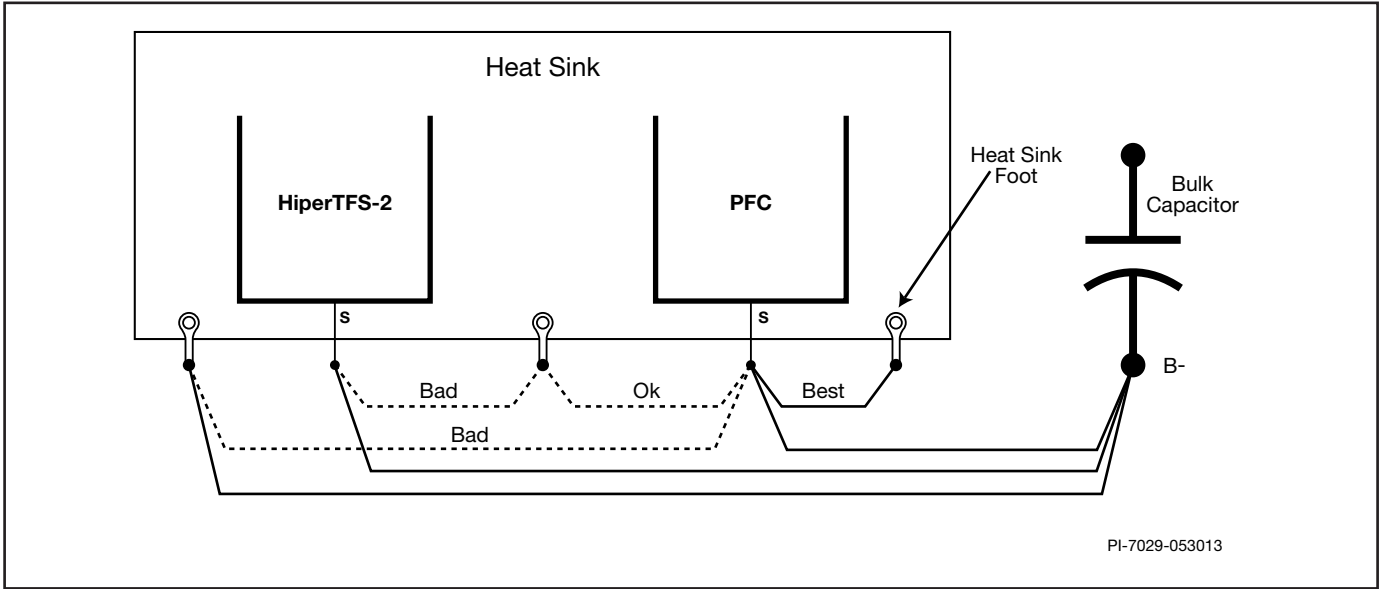


그림 18. 적절한 히트 싱크, TFS-2, 그리고 벌크 커패시터에 대한 PFC 연결이 간섭 방지를 위해 필요합니다. PFC와 HiperTFS-2 모두 벌크 커패시터 B-로의 전용 리턴 패턴이 필요합니다. 벌크 커패시터는 기본적으로 PFC와 HiperTFS-2 사이에 장착됩니다.

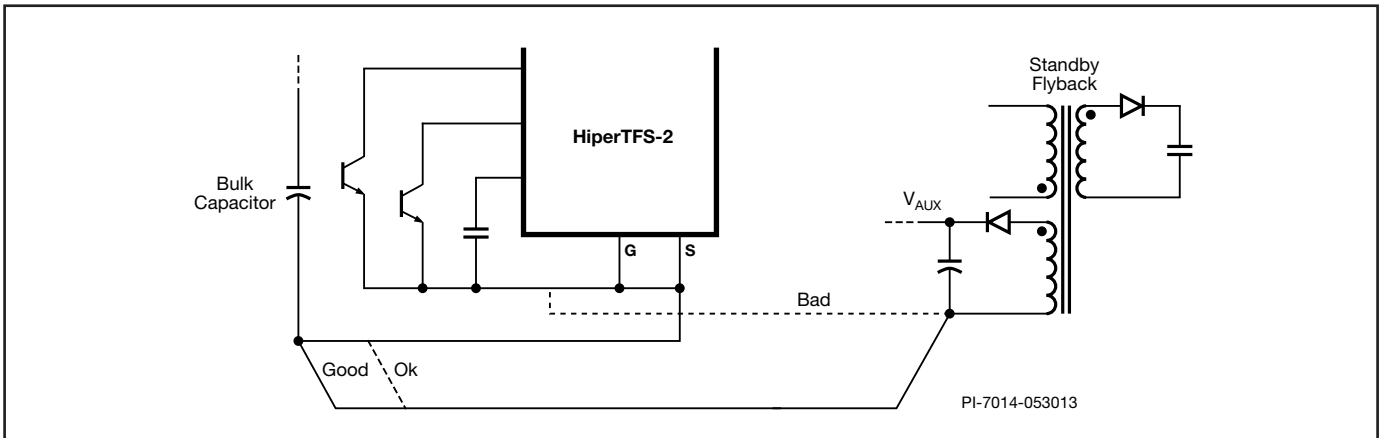


그림 19. V_{AUX} 커패시터의 (-) 단자는 그라운드 패턴이 아닌 벌크 커패시터의 B-에 연결되어야 합니다. 이렇게 해야 용량성 변위 전류가 플라이백 트랜스포머의 1차측-2차측 커패시터를 통해 흘러나가기 때문에 라이팅 서지 및 ESD 내성이 향상됩니다.

Y 커패시터 연결

절연 배리어를 통해 연결된 Y 클래스 안전 커패시터는 벌크 커패시터의 플러스 단자(기본적으로 B- 대신 B+)로 직접 라우팅되어 서지 및 ESD 전류를 HiperTFS-2 소신호 부품 및 PCB 패턴으로부터 우회시켜야 합니다. 그림 20을 참조하십시오.

이렇게 하면 서지 및 ESD 내성도 향상됩니다. Y 커패시터의 2차측은 메인 트랜스포머 2차측 리턴 핀에 연결되어야 합니다. 이렇게 하면 얇은 “스파이크”의 높이가 커먼 모드 스위칭 노이즈로부터 발생하는 출력 리플의 메인 컨버터 스위칭 엣지와 같은 높이로 감소합니다. 그림 21을 참조하십시오.

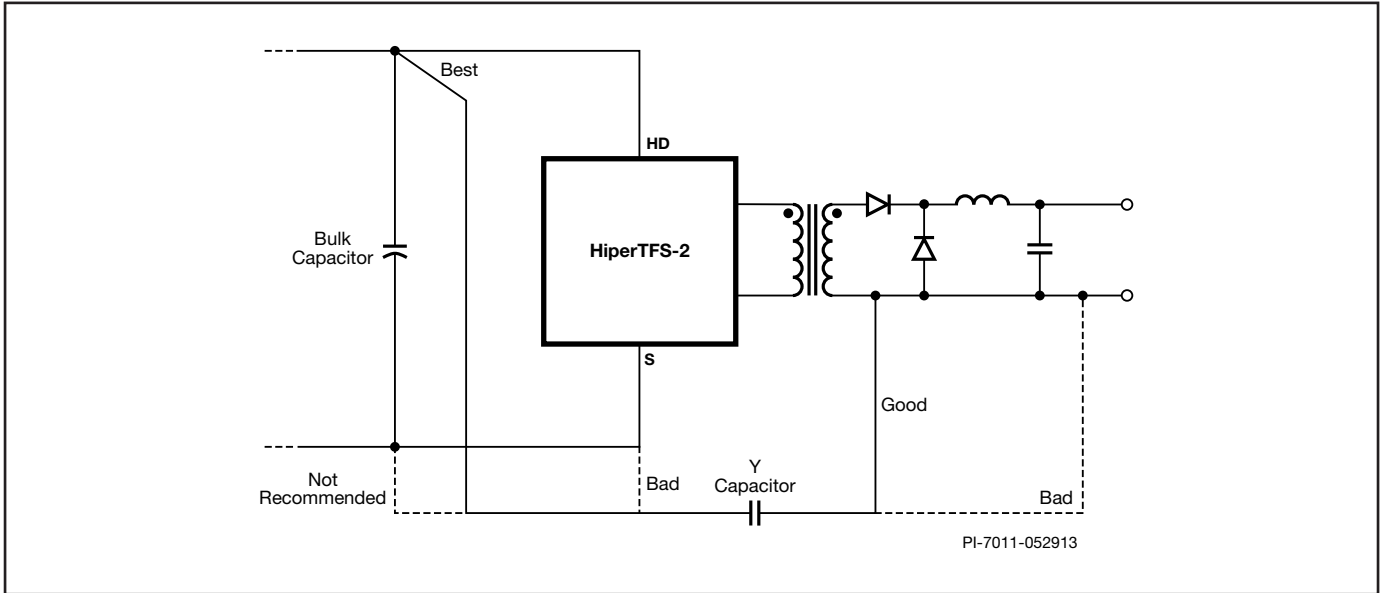


그림 20. 서지 및 ESD 내성, 그리고 출력 리플 고주파 노이즈 개선을 위해 권장되는 Y 커패시터 연결

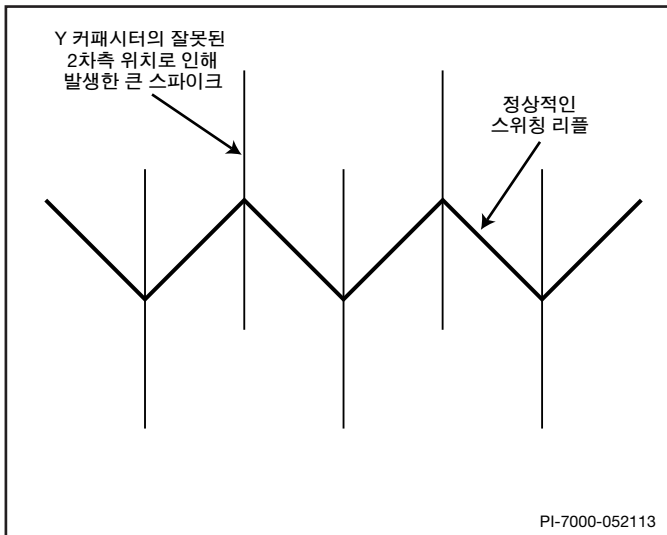


그림 21. 큰 스파이크를 나타내는 출력 리플 전압의 확대 모습. 이 스파이크는 대개 출력 시 나타나는 커먼 모드 스위칭 노이즈로 인해 발생합니다. 잘못된 2차측 레이아웃 또는 트랜스포머 2차측 GROUND 핀이 아닌 출력 커넥터에 연결된 Y 커패시터 때문에 스파이크가 발생할 수 있습니다.

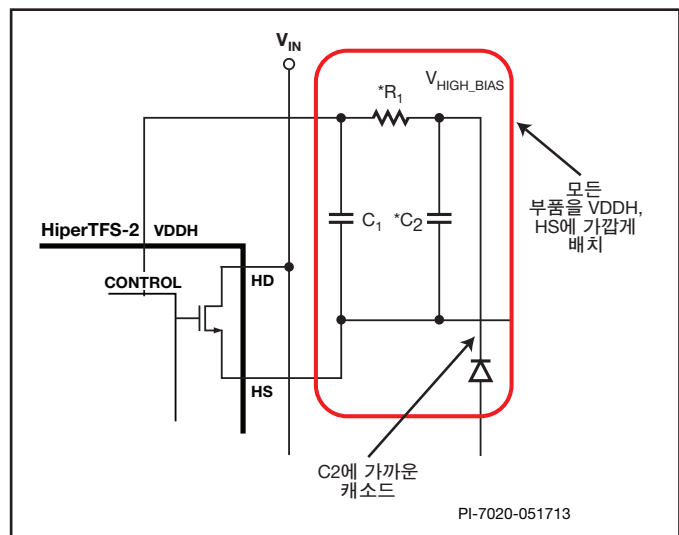


그림 22. 큰 dv/dt를 가진 VDDH 부품은 HIGH-SIDE SOURCE 및 VDDH 핀에 가깝게 장착해야 합니다. 다이오드를 VDDH 핀에 가깝게 장착하여 캐소드 패턴이 짧아질 수 있도록 해야 합니다. 애노드 패턴은 V_{ALU} 에 연결되고, 노이즈가 없습니다.

STANDBY DRAIN, MAIN DRAIN, HIGH-SIDE SOURCE 및 HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE 핀

STANDBY DRAIN, MAIN DRAIN, HIGH-SIDE SOURCE 및 HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE 핀은 높은 dv/dt의 고전압 스위칭 노드로 저전압 소신호 핀(즉, LINE-SENSE, RESET, FEEDBACK, ENABLE 핀)에 연결된 패턴과 떨어트려 놓아야 합니다. 이들 사이의 부유 커패시턴스가 커패시티브 노이즈 유입을 발생시킵니다. HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE 핀에 연결된 소형 부품도 다른 소신호 패턴에 비해 dv/dt가 높습니다. HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE 핀에 가깝게, 그리고 다른 소신호 패턴에서는 멀리 떨어트려 배치하십시오. 부트스트랩 다이오드(사용하는 경우, 132kHz에 필요) 역시 HIGH-SIDE OPERATING VOLTAGE 핀에 가깝게 배치하십시오.

LINE-SENSE 및 RESET

LINE-SENSE 및 RESET 핀으로 노이즈가 유입되지 않도록 주의하십시오. 이 핀들에는 저항당 전압 스트레스를 감소시키기 위한 여러 직렬 저항이 있습니다. 그림 23을 참조하십시오. 각 체인의 직렬 저항이 모두 같은 유형이거나 같은 값일 필요는 없습니다. 최대 정격 전압이 서로 다른 경우 정격 전압에 비례하여 값도 서로 달라야 합니다. 저항이 내성 정격 전압이 서로 다른 여러 유형이라면(예: R25 및 R36은 0805 SMD, 나머지는 스루홀) 그 값도 정격 전압에 비례해야 합니다 (총 직렬 값은 올바르게 유지).

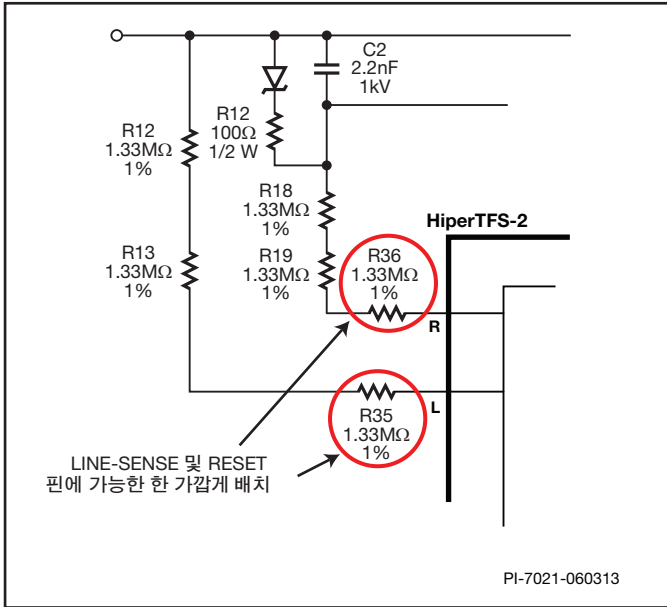


그림 23. LINE-SENSE 및 RESET 핀 저항 체인. 하이라이트 표시한 저항들은 SMD 타입이어야 하며, 가능한 한 해당 핀에 가깝게 장착해야 합니다.

직렬 체인의 마지막 저항은 LINE-SENSE 및 RESET 핀에 연결되어야 하며(그림 23의 R35 및 R36), SMD 유형이어야 하고, 관련 핀에 매우 가깝게 배치해야 합니다.

이 핀과 추가적인 직렬 저항에 전원을 공급하는 패턴은 높은 dv/dt 패턴과 고전압 스위칭 영역에 가깝게 배치해선 안 됩니다. 해당 핀의 노이즈가 LINE-SENSE 및 RESET 핀에서 결정하는 LINE-SENSE 핀 UVLO, LINSE-SENSE 및 RESET 핀 듀티 사이클 제한 같은 여러 기능에 왜곡을 유발할 수도 있습니다. 최적의 성능을 위해 LINSE-SENSE 및 RESET 핀은 DC 전압을 가지는 BYPASS 핀과 GROUND 핀 사이에 위치하며, 이를 통해 DC 전압에 연결된 패턴이 LINSE-SENSE 및 RESET 핀에 연결된 패턴을 위한 패러데이 쉴드 역할을 할 수 있습니다. 그림 24를 참조하십시오.

FEEDBACK 및 ENABLE 핀

FEEDBACK 및 ENABLE 핀은 마찬가지로 노이즈가 발생하는 고전압 스위칭 영역에서 멀리 떨어뜨려 배치해야 합니다. FEEDBACK 핀들로 연결되는 패턴을 길게 유지할 수밖에 없는 경우에는 이 패턴들을 평행하게 라우팅하고, 패러데이 쉴드 역할을 하는 V_{AUX} 또는 BP 등의 노이즈가 없고 임피던스가 낮은 패턴에 가깝게 라우팅하십시오.

트랜스포머 2차측 다이오드 및 출력 다이오드

플라이백 레이아웃

이 다이오드 및 출력 커패시터는 2차측 권선에 가깝게 장착하고, 짧은 패턴으로 라우팅해야 합니다. 스탠바이 1차측

바이어스(V_{AUX}) 커패시터 및 다이오드는 권선에 가깝게 장착해야 합니다.

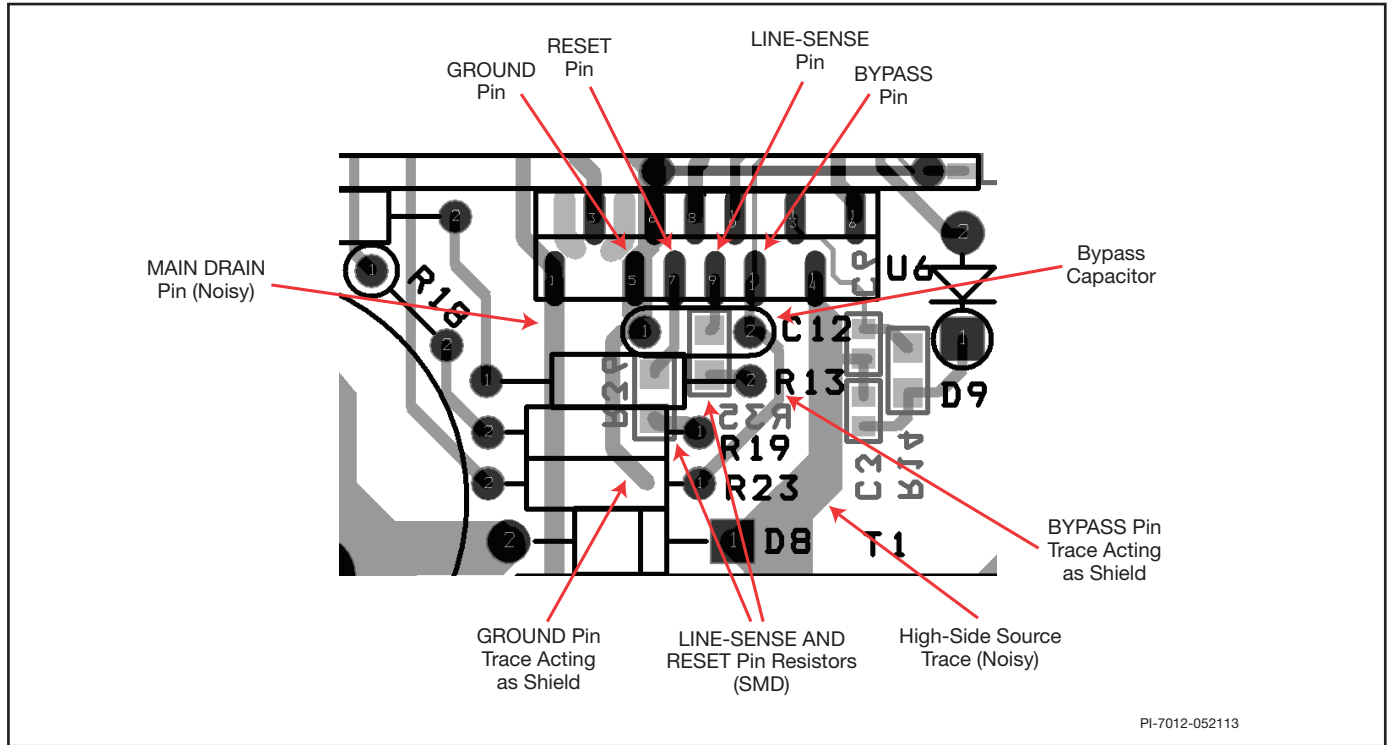


그림 24. LINE-SENSE 및 RESET 핀 저항 레이아웃. LINE-SENSE 및 RESET 핀에 연결된 2개의 저항은 SMD 타입이어야 하며, GROUND 및 BYPASS 핀 패턴이 HIGH-SIDE SOURCE 및 MAIN-DRAIN 핀 패턴에 대해 패러데이 쉴드를 제공합니다. 바이어스 커패시터가 스루홀 타입이므로 핀에 연결된 패턴이 매우 짧을 수 있습니다.

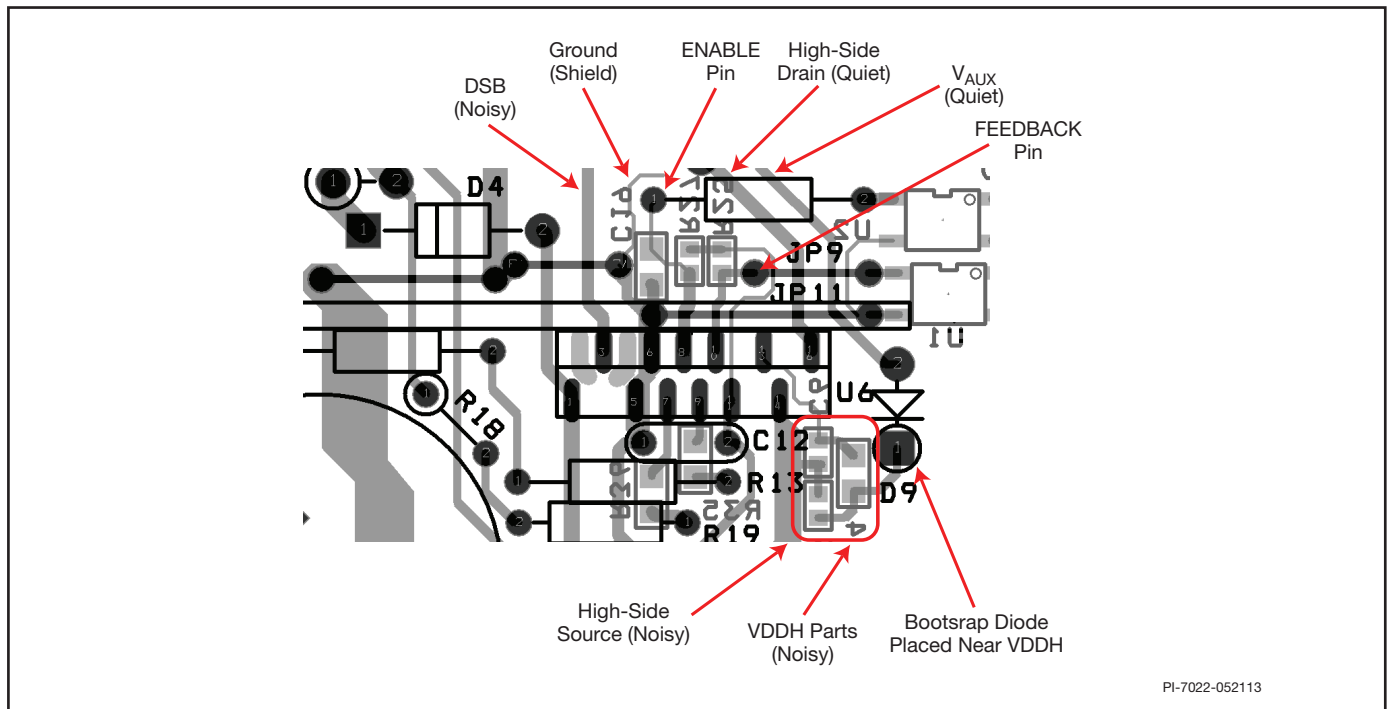


그림 25. ENABLE 및 FEEDBACK 핀 주위 레이아웃입니다. 특히, 오픈커플러에 대한 패턴이 긴 경우 노이즈가 없는 패턴을 노이즈 패턴의 패러데이 쉴드로 사용합니다.

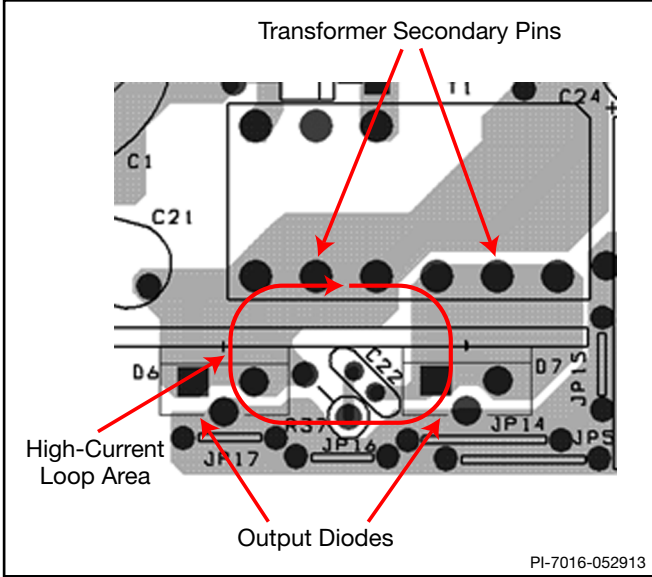


그림 26. 파워드 트랜스포머 2차측 및 출력 다이오드의 레이아웃 다이오드 및 2차측 핀은 자신들이 형성한 루프 영역을 최소화하기 위해 서로 가깝게 마운트되어야 합니다.

메인 컨버터 일반 파형

메인 트랜스포머 1차측 인덕턴스 및 공진 주파수
 무부하에서 드레인 전압에 표시되는 공진 주파수를 확인하십시오. 이 주파수는 1차측 (MOSFET, 트랜스포머 자체 커패시턴스, 출력 다이오드 커패시턴스)에 반영되는 1차측 인덕턴스와 총 커패시턴스 간의 공진 주파수입니다. 그림 27을 참조하십시오. 낮은 공진 주파수는 로우 라인 및 연속 모드 경부하에서 정확한 코어 리셋을 방해하여, 결국 코어 계단 포화로 이어질 수 있습니다. 그림 29를 참조하십시오. 과도한 1차측 인덕턴스는 드레인 상승 시간이 매우 느리게 만들어 코어 리셋 volt-sec에 악영향을 줍니다. 측정된 공진 주파수가 120kHz(132kHz 작동) 이하 또는 60kHz(66kHz 작동) 이하인 경우 코어 갭을 늘려 트랜스포머 1차측 인덕턴스를 감소시키십시오. 이 초기 테스트는 어렵짐작으로 진행하는 테스트입니다. 최종 테스트는 매우 낮은 입력 전압(메인 UVLO 기준값 바로 위에), 경계선 연속 작동 바로 위의 경부하에서 완전한 코어 리셋을 점검하는 것입니다. 완전한 코어 리셋에 필요한 값 아래로 1차측 인덕턴스를 낮추면 효율이 감소합니다.

풀 부하

그림 16은 전형적인 풀 부하 파형을 보여줍니다. 턴 온 시 하이 사이드 V_{COSS} 를 확인하십시오. 대개 입력 전압의 40% 이하입니다. 이보다 큰 경우, 로우 사이드 MOSFET 클램프 다이오드가 표준 리커버리(느림) 정류기(1N4007)인지, 하이 사이드 MOSFET 클램프 다이오드(접지)가 울트라패스트 유형(예: UF4005)인지 확인하십시오. 1차측 인덕턴스를 20-30% 감소시켜도 이 전압이 줄어들고, 일부의 경우 풀 부하 효율이 향상되기도 합니다.

플라이백 스탠바이 컨버터

데이터 시트 스탠바이 최대 정격 전력은 다음과 같이 가정된 조건에서 얻을 수 있는 최소 실제 연속 출력 전력 레벨을 보여줍니다.

- 1. 최소 DC 입력 전압: 115V

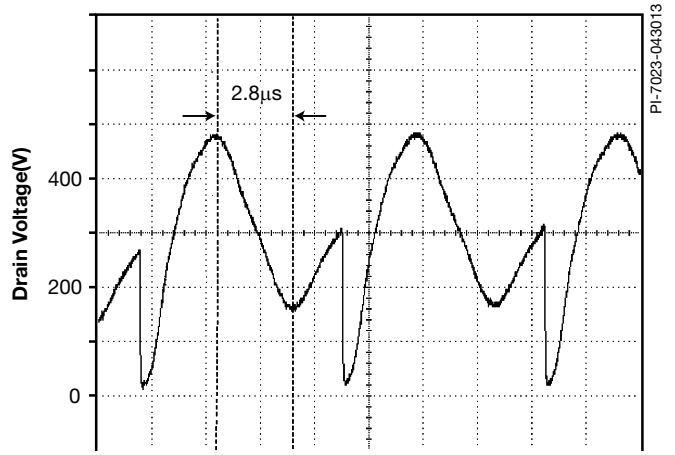


그림 27. 무부하시 드레인 전압, 자기 공진 주파수 측정. 위 예에서는 커서가 하프 사이클을 측정하도록 설정되어 있습니다. 공진 주파수는 $f_o = 1/(2.8\mu s \times 2) = 177kHz$ 로 계산됩니다.

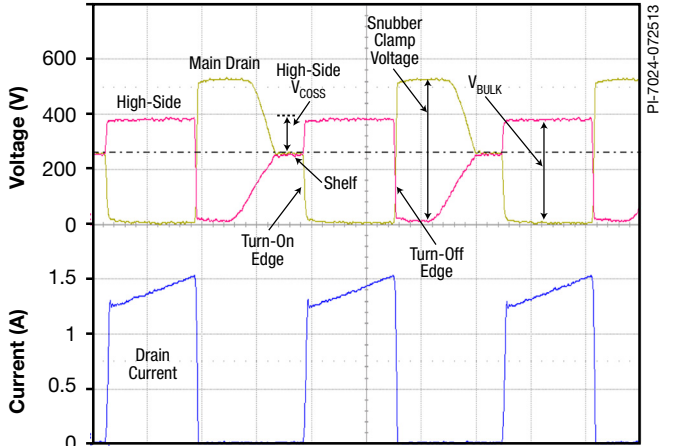


그림 28. 메인 드레인의 일반적인 풀 부하 파형. 하이 사이드 MOSFET 소스 및 드레인 전류

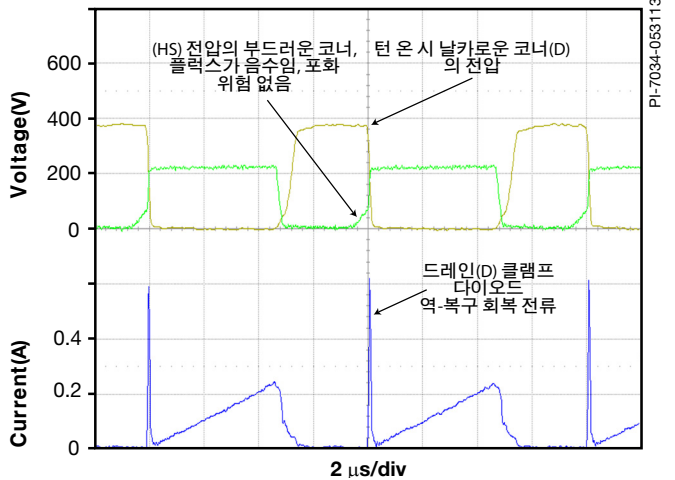


그림 29. 로우 라인 동작(메인 UV-OFF 기준값 바로 위), 연속모드 경계선에 부하가 있으면 출력 레귤레이션을 벗어나게 됩니다. 완벽한 코어 리셋을 테스트하는 조건입니다. 턴 온 시 (HS) 전압의 부드러운 코너는 자기 전류의 역을 나타내므로 완벽한 코어 리셋이 수행됩니다. Drain(D) 파형의 날카로운 코너는 드레인(표준 복구) 클램프 정류기의 하드 역 회복을 나타냅니다. 이는 과도 조건(예: 홀드업 시간)에서는 허용 가능합니다.

2. 풀 부하, 최소 정격 입력에서의 효율: 80%
3. 데이터 시트 최소 값: 1%
4. 트랜스포머 1차측 인덕턴스 오차: $\pm 10\%$
5. 권선비에 의해 발생된 전압(V_{OR}): 100V
6. 5V 출력의 경우, 쇼트키 다이오드 사용
7. 과도 상태 K_p^* 값이 0.25인 연속 전도성 모드 작동
8. 가장 높은 스탠바이 Current Limit 선택
9. 히트 싱크 최고 온도: 95°C

*1보다 작은 K_p 값은 1차측 피크 전류와 리플 전류의 비율입니다. 스위칭 사이클의 초기 종료로 인한 전력 용량 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 현상 때문입니다.

무부하 소비 전력 감소

BYPASS 핀은 HIGH-SIDE DRAIN 핀의 내부 고전압 전류 소스로부터 전력을 공급받을 수 있지만 그림 30의 R16(7.5k Ω)이 좀 더 낮은 전압으로 BYPASS 핀 전류를 공급하면서, 내부 고전압 전류 소스는 작동을 억제함으로써 무부하 시 전력 소모를 줄여줍니다.

가청 노이즈

스탠바이 트랜스포머의 표준 함침 기술이 스탠바이 컨버터의 가청 노이즈 가능성을 차단합니다. 또한, 피크 코어 자속 밀도가 3000가우스(300mT) 이하로 유지되어야 합니다. 트랜스포머의 진공 함침은 1차측 커패시턴스 증가로 인해 스탠바이 무부하 손실을 증가시키기 때문에 권장되지 않습니다. 더 높은 자속 밀도도 가능하지만, 이 때에는 설계를 승인하기 전에 먼저 양산 트랜스포머 샘플을 사용하여 가청 노이즈 성능을 주의 깊게 평가해야 합니다. Z5U와 같이 유전체를 사용하는 세라믹 커패시터도 리플 전압이 높은 클램프 회로에서 사용할 경우 가청 노이즈를 생성할 수 있습니다. 이러한 경우 다른 유전체 또는 구조(예: 필름형)의 커패시터로 교체하십시오.

권장되는 첫 파워 업 절차

벌크 커패시터와 HiperTFS-2 회로 사이에 소형 고속 차단 저용량 퓨즈를 장착합니다. PFC 또는 AC 메인 대신 Current Limit 벤치 파워 서플라이를 사용하여 HiperTFS-2 컨버터에 전력을 공급합니다. DC 모드에서 프로그래밍 가능한 벤치 AC 소스를 사용할 때에는 주의하십시오. 대용량 벌크 커패시터를 탑재하고, 출력을 턴오프한 경우 AC 소스의 출력이 마이너스 전압으로 언더슈트되면서 HiperTFS-2가 손상될 수 있기 때문입니다. 원격 ON 회로가 있는 경우에는 스탠바이만 작동하도록 이 회로를 OFF 상태로 유지하십시오. STANDBY DRAIN 핀에 전압 및 전류 프로브를 장착합니다. 스탠바이가 턴온될 때까지 벌크 커패시터 전압을 천천히 올립니다. 파형이 적절한지 확인하고(피크 전압, 코어 포화 확인), 출력 레귤레이션을 확인합니다. VAUX 전압을 확인합니다. 과열 부품이 없는지 확인합니다. 부하와 입력 전압을 천천히 높입니다. 과열 부품이 없는지 다시 확인합니다.

DRAIN 및 HIGH-SIDE SOURCE 핀에 전압 프로브를 장착합니다. DRAIN 핀에 전류 프로브를 장착합니다. 원격 ON 회로가 있다면 원격을 ON으로 돌립니다. 입력 전압을 UV 시작 기준값(보통 330V) 이하로 유지합니다. 메인 컨버터가 작동을 시작할 때까지 입력 전압을 천천히 높입니다. 파형이 적절한지 여부와 출력 레귤레이션을 확인합니다. 과열 부품이 없는지, 특히 드레인 클램프 다이오드와 관련 스너버 부품을 확인합니다. 입력 전압과 부하를 천천히 높입니다. 과열 부품이 없는지 다시 확인합니다.

빠른 설계 확인 목록

플라이백

1. 최대 스탠바이 드레인 전압 - DSB 전압이 최고 입력 전압 및 피크(과부하) 출력 전력에서 675V를 초과하지 않는지 확인합니다. 이렇게 725V BVDSS 사양에 50V의 마진을 두면 장치간 편차 마진이 확보됩니다.
2. 최대 DSB 전류 - 최대 주위 온도, 최대 입력 전압 및 피크 출력(과부하) 전력에서 스탠바이 시 트랜스포머 포화 및 과도한 리딩 엣지 전류 스파이크가 있는지 스탠바이 드레인 전류 파형을 확인합니다. 일정한 상태 조건에서 반복하고 리딩 엣지 전류 스파이크가 $t_{LEB(MIN)}$ 의 끝에서 $I_{LIMIT(N)(MIN)}$ 이하인지 확인합니다. 모든 조건에서 최대 스탠바이 드레인 전류는 지정된 최대 정격 절대값 이하가 되어야 합니다.
3. 써멀 검사 - 메인 컨버터를 OFF 상태(모든 시스템 팬 역시 OFF 상태)로, 지정된 최대 출력 전력, 최소 입력 전압 및 최대 주변 온도에서 HiperTFS-2, 트랜스포머, 출력 다이오드, 출력 커패시터의 온도 사양이 초과하는지 확인합니다.

메인(포워드) 컨버터

20% 부하와 정격 입력 전압에서 전압 및 전류를 검사합니다. 다음을 측정하고 확인합니다.

- 스위칭 주파수
- 듀티 사이클
- 피크 전압

풀 부하에서 측정을 반복합니다. 파워 서플라이의 과열에 주의하면서 강력한 팬을 사용하십시오. 각 정상 상태 스위칭 사이클로 턴온 시 하이 사이드 MOSFET의 소스 전압(HS)을 측정합니다(그림 28). 벌크 전압의 40% 미만이어야 합니다. 전류 파형으로부터 K_p 를 계산하여 확인하고, 스프레드시트와 비교 확인합니다. 피크 부하에서 피크 전류도 확인합니다. 과열되지 않도록 피크 부하에서 수 초 이상 유지하지 마십시오.

드레인 전류 엔벨로프에서 발진 현상이 보이는지 확인합니다.

스타트업

스타트업 전압 및 전류를 검사합니다. 피크 스탠바이 전류가 디바이스의 I_{LIMIT} 에 근접해야 합니다. 출력 전압 단조성을 검사합니다. 스탠바이 동안 하이 사이드 오작동을 검사합니다. 부트스트랩 다이오드가 생략된 경우(66kHz만 해당), VDDH 커패시터가 $\geq 4.7\mu F$ 상태여야 오작동이 방지됩니다. 스탠바이는 원격 ON/OFF 스위치를 통해, 또는 이미 원격 ON이 지정된 HVDC 서플라이를 사용하여 가능해야 합니다. 예상되는 최대 입력 전압에서 스탠바이를 검사합니다.

브라운 아웃

풀 부하에서 출력이 레귤레이션을 막 벗어날 때까지 입력 전압을 낮춥니다. HVDC 입력 전압을 기록하고, 듀티 사이클을 측정하고, 완전한 코어 리셋에 대한 파형을 검사합니다. 출력이 레귤레이션 이하로 떨어질 때까지 입력 전압을 더 낮춥니다 (이때는 "LR 모드"). 동시에 완전한 코어 리셋을 확인하면서 입력 전압을 더 낮추고 컨버터가 셧오프되는 전압을 식별합니다(메인 UVLO).

온도

열화상 카메라를 사용하여 디바이스 핫스팟 온도와 스너버 부품, 출력 다이오드, 마그네틱의 온도를 확인합니다.

경부하

매우 낮은 부하에서 하이 사이드 MOSFET 소스 파형을 검사합니다. 부하를 줄이면 듀티 사이클이 감소하기 시작하고, 충분한 경부하에서는 하이 사이드 소스 전압이 그라운드에도달하지 않습니다. 부하를 계속 낮추면서 하이 사이드 MOSFET의 오작동을 검사합니다. 132kHz 작동 시, 매우 낮은

부하에서 몇몇 오작동이 발생할 수 있지만 트랜스포머가 함침된 상태에서는 메인 트랜스포머에서 어떠한 가청 노이즈도 들리지 않을 만큼 낮은 듀티 사이클에서만 발생합니다.

루프 안정성

첫 번째 검사에서 50% 부하 단계를 100% 부하로 변경하고 발진 또는 과도한 링잉을 검사합니다. 100%에서 피크 부하로 변경한 상태에서도 검사합니다(피크 부하에서 작동 시 과열을 주의하십시오).

포워드 출력과 플라이백 출력 간 누화를 검사합니다. 한 출력에 과도 부하를 적용하면 다른 출력에서는 출력 리플 사양보다 훨씬 낮은 매우 미미한 교란 현상만 관찰되어야 합니다.

게인-위상 분석기를 사용하여 최대 부하에서의 게인-위상 마진을 검사합니다. 좀 더 낮은 주파수에서 최소 위상도 검사합니다. 더 낮은 부하(연속 모드 작동에는 충분한 정도)에서 최소 위상을 검사합니다.

설계 예제

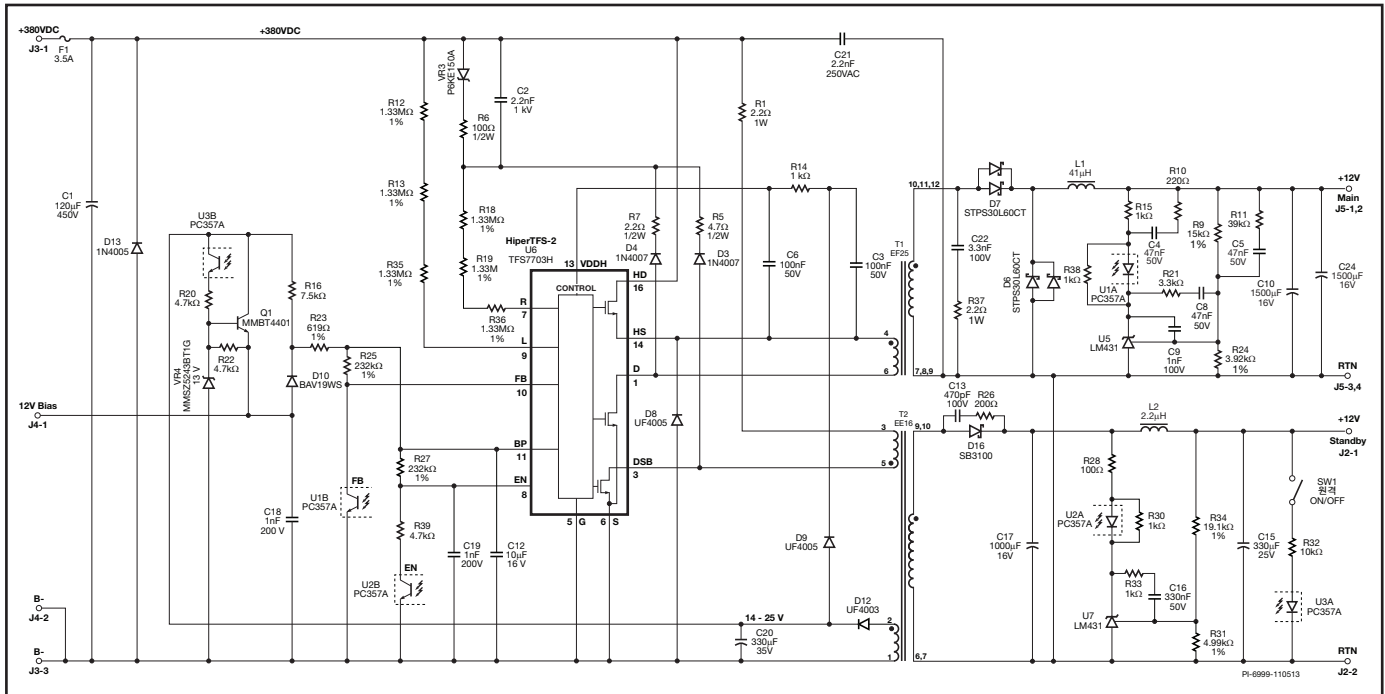


그림 30. 설계 예제: 12V/15A 메인 출력, 12V, 0.83A 스탠바이

고효율 +12V, 15A 메인 출력 및 12V, 0.83A

그림 30의 회로는 HiperTFS-2를 사용해서 180W +12V 파워드 메인 컨버터와 HiperTFS-2의 플라이백 컨트롤러로부터 10W, 12V 스탠바이 출력을 사용하는 설계의 예제입니다. 두 개의 풀 컨버터를 단일 패키지에 초고도로 집적함으로써 전체 설계에 포함된 외부 부품 수가 극도로 적어지는 효과를 바로 볼 수 있습니다. HiperTFS-2의 메인 컨버터와 플라이백 섹션 모두 매우 높은 효율을 제공하도록 설계되었습니다.

메인 컨버터는 50% 이상의 듀티 팩터에서 작동할 수 있는 성능을 갖추고 있어 RMS 스위칭 전류를 낮춰주고, 출력에서 보다 적은 전압에서 보다 높은 효율을 보여주는 쇼트키 다이오드를 사용할 수 있게 해줍니다. 플라이백 스탠바이 섹션은 Power Integrations의 TinySwitch 기술을 사용하는데, 이 기술은 주로 고효율의 무부하 시 입력 전력 소비가 낮은 설계에 사용됩니다. 그림 30의 설계는 일반적으로 385VDC 입력을 제공하는 PFC 부스트 프런트 엔드와 연동되도록 고안된 것입니다. 메인 컨버터는 300VDC와 385VDC 사이에서 최대 부하를 레귤레이션합니다. 이 전압 범위는 C1(120μF)에서 20ms 이상의 홀드-업 시간을 보장합니다. R27은 650mA 스탠바이 MOSFET Current Limit을 선택하고, R25는 3.24A 메인 컨버터 Current Limit을 선택합니다. 스탠바이 섹션은 부스트 PFC단이 ON 또는 OFF인지에 상관없이 작동하도록 설계됩니다. 그러므로 스탠바이는 100VDC ~ 385VDC 범위에서 작동하도록 설계되었으며, 이는 공칭 유니버설 입력 90VAC ~ 265VAC 범위에 해당합니다.

스타트업 순서는 HiperTFS-2가 내부 고전압 전류 소스를 통해 BYPASS 핀 커패시터를 충전하면서 시작됩니다. 그리고 FEEDBACK 핀 및 ENABLE 핀 저항을 통해 Current Limit 선택이 이어집니다. 그 다음으로 HiperTFS-2가 LINE-SENSE 핀 저항

직렬 체인 R12, R13, R35를 통해 입력 전압을 감지합니다. 입력 전압이 100V VDC에 도달하면 LINE-SENSE 핀 UV 스탠바이 기준값에 도달하고, 스탠바이 컨버터가 턴온됩니다. 몇 밀리초 이후 스탠바이 출력이 레귤레이션에 도달하고, 1차측 V_{ALUX} 14-25V 바이어스가 안정 상태에 도달합니다. R16(7.5kΩ)이 BYPASS 핀의 작동 전류가 되어줄 바이어스 전류를 공급하여 내부 고전압 전류 소스의 작동을 억제함으로써 무부하 전력 소비를 줄여줍니다.

입력 벌크 전압이 메인 컨버터의 UV 기준값인 336VDC에 도달하고 2차측으로부터 원격 ON 명령이 활성화되면 메인 컨버터가 턴온 순서를 시작합니다. 이 특정 설계의 2차측에 있는 원격 ON 스위치(SW1)를 통해 사용자는 원격 ON 옴토커플러를 턴온함으로써 메인 컨버터를 수동으로 작동시킬 수 있습니다. 실제 PC 설계에서는 원격 ON을 컴퓨터 스탠바이 명령으로 제어합니다.

이 옴토커플러가 6mA(R23에 의해 설정)의 전력을 HiperTFS-2의 BYPASS 핀에 공급하며, 이 전력은 메인 컨버터의 턴온 순서를 시작하는 기준값 전류보다 높습니다. 메인 컨버터는 먼저 하부 스위치를 턴온하여 하이 사이드 드라이버가 부스트랩 바이어스에 도달할 수 있도록 합니다. 60ms 후에는 메인 컨버터가 132kHz(10μF인 C12로 설정)에서 하이 사이드 메인 스위치와 로우 사이드 메인 스위치 모두를 스위칭하기 시작하고, 메인 출력 전압이 상승합니다. 레귤레이터 U5가 활성화되기 시작하면 전류가 옴토커플러 U1을 통해 흐릅니다. U1의 콜렉터가 FEEDBACK 핀으로부터의 전류를 약화시켜서 레귤레이션 유지를 위한 적절한 듀티 사이클로 조정합니다. 일반 작동 싱크 전류는 1mA에서 2mA 사이입니다. D9는 하이 사이드 드라이버 서플라이 핀 VDDH를 충전하는 부스트스트랩을 제공합니다. R14는 부스트스트랩으로부터의 전류를 제한합니다.

정상 및 브라운아웃 작동 중 RESET 핀이 저항 체인 R36, R18, R19를 통해 턴오프 클램프 전압을 감지하고, 내부 컨트롤러가 RESET 핀 전류와 LINE-SENSE 핀 전류를 비교하여 최대 안전 듀티 팩터를 결정합니다. 이 기능 덕분에 브라운아웃 및 과도 부하를 포함한 모든 상황에서 트랜스포머의 포화를 완벽히 피할 수 있습니다.

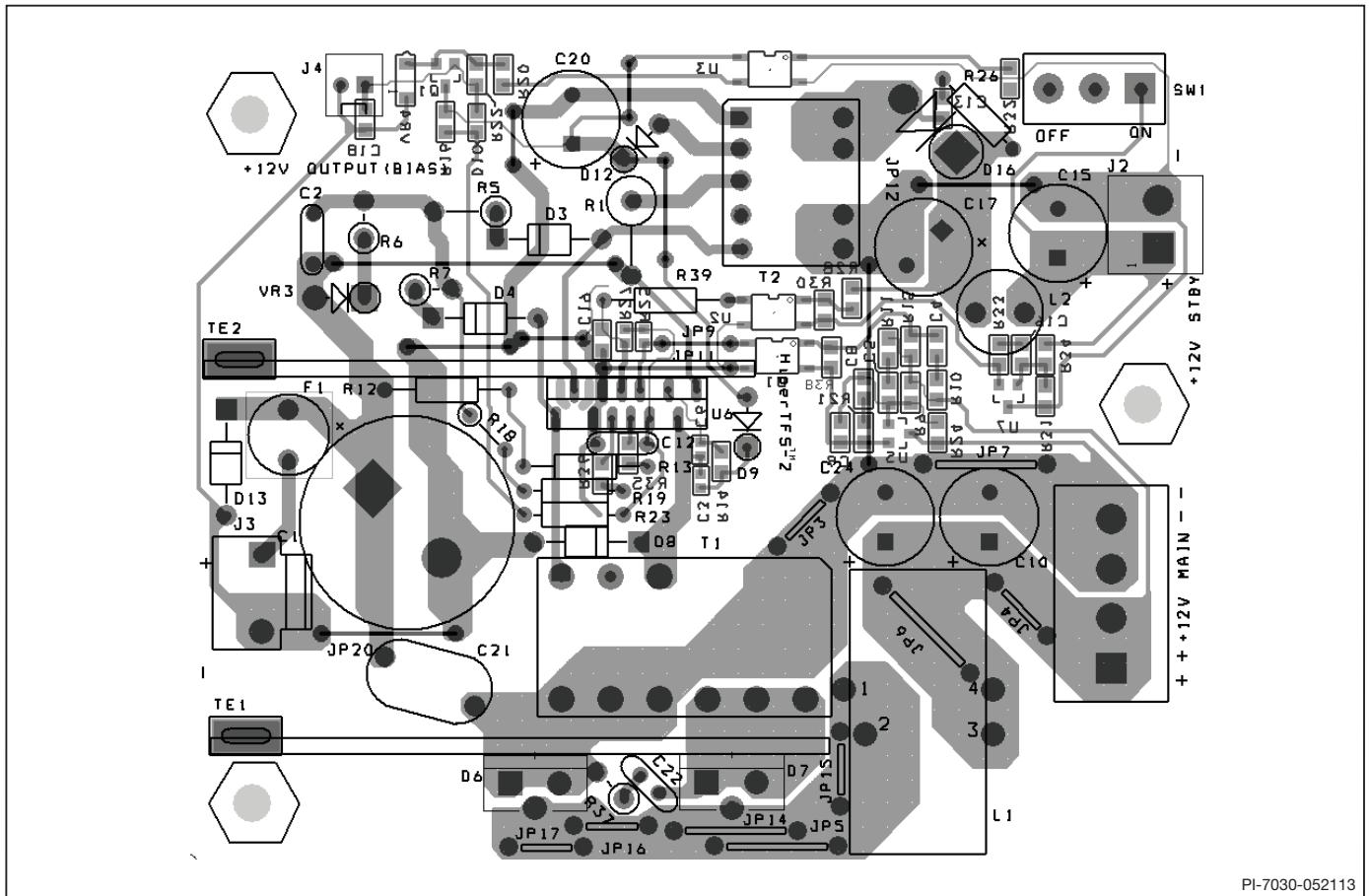
LINE-SENSE 핀은 UV 기준값도 낮아 입력 전압이 212V 이하일 때 메인 컨버터를 턴오프시킵니다. 이 설계는 특히 풀 부하에서 강제 공기 냉각을 작동하도록 되어 있기 때문에 최악의 주변 온도에 최대 부하일 때에도 히트 싱크 온도를 95°C 이하로 유지할 수 있습니다. 스탠바이는 오토-리스타트 기능을 사용하여 출력 과부하로부터 스탠바이 출력을 보호합니다. 메인 출력은 메인 스위치 경로의 정해진 내부 1차측 Current Limit에 의해 전류가 제한됩니다.

그림 31의 PCB 레이아웃을 참조하십시오. HiperTFS-2 소신호 핀 디커플링 커패시터는 HiperTFS-2에 가깝게 장착됩니다. HiperTFS-2에 연결된 소신호 부품 및 패턴은 스위칭 전압이 큰 패턴으로부터 멀리 장착되거나 차폐됩니다. 신호 패턴 간,

그리고 고전압 스위칭 패턴 간 용량성 커플링을 최소화하기 위한 오픈커플러가 장착됩니다. 소신호 그라운드 리턴, 그리고 큰 스위칭 전류를 전도하는 그라운드 패턴은 격리됩니다. 고전압 핀과 패턴, 그리고 저전압 패턴과 부품 사이에 적절한 PCB간격을 둡니다.

Y 커패시터(C21)가 장착되어 벌크 커패시터 B+ 핀(C1), 그리고 트랜스포머 2차측 핀(T1)으로의 짧은 직접 연결이 형성됩니다. 출력 정류기(D6 및 D7)는 2차측 핀에 가깝게 장착됩니다. 메인 출력 커패시터(C10)는 메인 출력 커넥터에 가깝게 장착됩니다. 점퍼는 고전류 2차측 패턴에서 PCB 패턴을 증가시키는 데 사용됩니다.

1차측 바이어스 다이오드(D12) 및 커패시터(C20), 스탠바이 출력 다이오드(D16) 및 커패시터(C17)는 스탠바이 트랜스포머(T2)에 가깝게 장착됩니다. C20 마이너스 단자는 HiperTFS-2 SOURCE 또는 GROUND 핀 대신 벌크 커패시터 B- 핀으로 라우팅됩니다. 두 번째 스탠바이 출력 필터 커패시터(C15)는 스탠바이 출력 커넥터(J2)에 가깝게 장착됩니다.



PI-7030-052113

그림 31. 그림 30의 설계 예제 회로도에 대한 PCB 레이아웃

최대 정격 절대값^(1.5)

DRAIN 전압 하이 사이드 MOSFET-0.3V~530V	RESET(R) 핀 전압-0.3V~9V
DRAIN 전압 로우 사이드 MOSFET-0.3V~725V	RESET(R) 핀 전류 100mA
DRAIN 피크 전류 로우 사이드		BYPASS Supply(BP) 핀 전압-0.3V~9V
및 하이 사이드:TFS7701 2.6 (5.0) ⁽⁴⁾ A	BYPASS Supply(BP) 핀 전류 100mA
TFS7702 4.2 (8.0) ⁽⁴⁾ A	HIGHT-SIDE(VDDH) 서플라이 핀 전압-0.3V~13.4V
TFS7703 5.0 (9.3) ⁽⁴⁾ A	HIGHT-SIDE(VDDH) 서플라이 핀 전류 50mA
TFS7704 5.7 (10.7) ⁽⁴⁾ A	보관 온도 -65°C~150°C
TFS7705 6.1 (11.4) ⁽⁴⁾ A	작동 정션 온도 ⁽²⁾ -40°C~150°C
TFS7706 6.4 (12.1) ⁽⁴⁾ A	리드 온도 ⁽³⁾260°C
TFS7707 7.2 (13.4) ⁽⁴⁾ A	참고:	
TFS7708 8.3 (15.5) ⁽⁴⁾ A	1. 모든 전압은 SOURCE, T _J = 25°C를 기준으로 합니다.	
DRAIN 전압 스태바이 MOSFET-0.3V~725V	2. 일반적으로 내부 회로에 의해 제한됩니다.	
DRAIN 피크 전류 스태바이 MOSFET 1.20(2.25) ⁽⁴⁾ A	3. 케이스에서 1.59mm(1/16인치) 거리를 두고 5초 동안 측정된 값입니다.	
ENABLE(EN) 핀 전압-0.3V~9V	4. DRAIN 전압이 동시에 400V 미만으로 떨어지면 더 높은 피크 DRAIN 전류가 허용됩니다.	
ENABLE(EN) 핀 전류 100mA	5. 지정된 최대 정격은 제품에 영구적인 손상을 초래하지 않는 한도 내에서 일회적으로 측정된 결과입니다.	
FEEDBACK(FB) 핀 전압-0.3V~9V	지정된 시간보다 오랫동안 정격 절대값 조건에 노출하면 제품 신뢰성에 영향을 미칠 수 있습니다.	
FEEDBACK(FB) 전류 100mA		
LINE-SENSE(L) 핀 전압-0.3V~9V		
LINE-SENS(L) 핀 전류 100mA		

써멀 저항

하이 사이드 MOSFET(θ_{JC})	TFS7701-77065°C/W	로우 사이드 MOSFET(θ_{JC})1°C/W
	TFS7707-77084°C/W	참고:	
			1. 모든 전압은 SOURCE, T _A = 25°C를 기준으로 합니다.	

파라미터	기호	조건		최소	일반	최대	단위
		SOURCE = 0V, T _J = 0°C~100°C (특별히 지정하지 않은 경우)					
컨트롤 기능							
스위칭 주파수 - PC 메인	f _{S1(MA)}	T _J = 25°C	평균	62	66	70	kHz
			피크-피크 지터		4		
	f _{S2(MA)}	T _J = 25°C	평균	124	132	140	
			피크-피크 지터		8		
주파수 지터 변조율	f _{M1(MA)}				250	Hz	
	f _{M2(MA)}				250		
원격-ON 메인							
BYPASS 핀 원격-ON 전류	I _{BP(ON)}	V _{EN} = 오픈		4.3	5.3	6.3	mA
BYPASS 핀 원격-OFF 전류 히스테리시스 (Hysteresis)	I _{BP(HYST)}	66kHz	TFS7701		3.8		mA
			TFS7702		3.7		
			TFS7703		3.6		
			TFS7704		3.6		
			TFS7705		3.5		
			TFS7706		3.4		
			TFS7707		3.4		
			TFS7708		3.4		
	I _{BP(HYST)}	132kHz	TFS7701		3.6		
			TFS7702		3.5		
			TFS7703		3.3		
			TFS7704		3.2		
			TFS7705		3.1		
			TFS7706		2.9		
			TFS7707		2.8		
			TFS7708		2.7		

파라미터	기호	조건 SOURCE = 0V; T _J = 0°C~100°C (특별히 지정하지 않은 경우)	최소	일반	최대	단위	
원격-ON 메인(계속)							
BYPASS 핀 래칭 섀다운 기준값	I _{BP(SD)}			17		mA	
메인/스탠바이 원격-ON 지연	t _{R(ON)}			2.5		μs	
메인/스탠바이 원격-OFF 지연	t _{R(OFF)}			2.5		μs	
소프트 스타트							
하이 사이드 스타트업 충전 시간	t _{D(CH)}			60		ms	
소프트 스타트 기간	t _{SS}	참고 D 참조		12		ms	
FEEDBACK 핀							
PWM 게인	DC _{REG(MA)}	-1800μA < I _{FB} < -1500μA, I _L = 60μA, I _R = 160μA		-70		%/mA	
PWM 게인 온도 드리프트	TC _{DCREG}			0.05		%/°C	
FEEDBACK 핀 피드백 온셋 전류	I _{FB(ON)}	I _L = 100μA, I _R = 170μA T _J = 25°C		-1.2		mA	
제로 듀티 사이클에서의 FEEDBACK 핀 전류	I _{FB(OFF)}			-2.1		mA	
FEEDBACK 핀 내부 필터 극점(Pole)	f _{P(FB)}			12		kHz	
FEEDBACK 핀 전압	V _{FB}	I _{FB} = I _{FB(ON)}		2.9		V	
LINE-SENSE 핀(입력 전압)							
입력 저전압 기준값 - 스탠바이	I _{L(SB-UVON)}	T _J = 25°C	기준값	23.75	25	26.25	μA
	I _{L(SB-UVOFF)}		기준값	9.0	10.5	12	
입력 저전압 기준값 - 메인	I _{L(MA-UVON)}	T _J = 25°C	기준값	80	84	88	μA
	I _{L(MA-UVOFF)}		기준값	47	54	58	
입력 저전압 기준값 - 메인 및 스탠바이	I _{L(MA-OVON)}	T _J = 25°C	기준값	119	130	146	μA
	I _{L(MA-OVOFF)}		기준값	135	144	164	
LINE-SENSE 핀 전압	V _L	T _J = 25°C	I _L = 79μA	0.75	1.27	1.55	V
			I _L = 149μA	1.0	1.45	1.85	
LINE-SENSE 핀 회로 단락	I _{L(SC)}	V _L = V _{BP}		3900		μA	
RESET 핀(듀티 제한/메인 전용 원격-OFF)							
리셋 과전압 기준값	I _{R(MA-OVON)}	T _J = 25°C	기준값	165	205	245	μA
	I _{R(MA-OVOFF)}		기준값	175	215	255	
RESET 핀 전압	V _R	I _R = 155μA		1.55		V	
RESET 핀 회로 단락 전류	I _{R(SC)}	V _R = V _{BP}		3750		μA	
듀티 사이클 - 프로그래밍이 가능한 제한	DC _{LIMIT(MA)}	I _L = 100μA, I _R = 110μA		50.5		%	
		I _L = 115μA, I _R = 170μA		48.2			
	DC _{MAX(MA)}	I _L = 90μA, I _R = 170μA		61			

파라미터	기호	조건 SOURCE = 0V; T _J = 0°C~100°C (특별히 지정하지 않은 경우)	최소	일반	최대	단위
전류 제한 프로그래밍						
FEEDBACK 핀 Current Limit 감지 범위 #1	I _{LIM(1)(MA)}	스타트업 참고 B 참조		0~5		μA
FEEDBACK 핀 Current Limit 감지 범위 #2	I _{LIM(2)(MA)}	스타트업 참고 B 참조		5~12		μA
FEEDBACK 핀 Current Limit 감지 범위 #3	I _{LIM(3)(MA)}	스타트업 참고 B 참조		12~24		μA
최대 Current Limit						
Current Limit	I _{LIM(1)(MA)}	TFS7701 T _J = 25°C F _S = 66kHz	di/dt = 175 mA/μs		1.19	
	I _{LIM(2)(MA)}		di/dt = 224 mA/μs		1.53	
	I _{LIM(3)(MA)}		di/dt = 249 mA/μs	1.58	1.70	1.82
	I _{LIM(1)(MA)}	TFS7702 T _J = 25°C F _S = 66kHz	di/dt = 267 mA/μs		1.82	
	I _{LIM(2)(MA)}		di/dt = 343 mA/μs		2.34	
	I _{LIM(3)(MA)}		di/dt = 381 mA/μs	2.40	2.60	2.78
	I _{LIM(1)(MA)}	TFS7703 T _J = 25°C F _S = 66kHz	di/dt = 333 mA/μs		2.26	
	I _{LIM(2)(MA)}		di/dt = 428 mA/μs		2.91	
	I _{LIM(3)(MA)}		di/dt = 475 mA/μs	2.99	3.24	3.46
	I _{LIM(1)(MA)}	TFS7704 T _J = 25°C F _S = 66kHz	di/dt = 370 mA/μs		2.52	
	I _{LIM(2)(MA)}		di/dt = 475 mA/μs		3.24	
	I _{LIM(3)(MA)}		di/dt = 528 mA/μs	3.33	3.60	3.85
	I _{LIM(1)(MA)}	TFS7705 T _J = 25°C F _S = 66kHz	di/dt = 409 mA/μs		2.78	
	I _{LIM(2)(MA)}		di/dt = 525 mA/μs		3.58	
	I _{LIM(3)(MA)}		di/dt = 584 mA/μs	3.68	3.98	4.26
	I _{LIM(1)(MA)}	TFS7706 T _J = 25°C F _S = 66kHz	di/dt = 448 mA/μs		3.05	
	I _{LIM(2)(MA)}		di/dt = 576 mA/μs		3.92	
	I _{LIM(3)(MA)}		di/dt = 639 mA/μs	4.03	4.36	4.66
	I _{LIM(1)(MA)}	TFS7707 T _J = 25°C F _S = 66kHz	di/dt = 482 mA/μs		3.28	
	I _{LIM(2)(MA)}		di/dt = 619 mA/μs		4.22	
	I _{LIM(3)(MA)}		di/dt = 688 mA/μs	4.33	4.69	5.01
	I _{LIM(1)(MA)}	TFS7708 T _J = 25°C F _S = 66kHz	di/dt = 509 mA/μs		3.47	
	I _{LIM(2)(MA)}		di/dt = 655 mA/μs		4.46	
	I _{LIM(3)(MA)}		di/dt = 727 mA/μs	4.58	4.96	5.30
로우 사이드 메인 MOSFET						
ON 상태 저항	R _{DS(ON)}	TFS7701 I _D = 10% I _{LIM(3)(MA)}	T _J = 25°C		4.3	4.95
			T _J = 100°C		6.5	7.48
		TFS7702 I _D = 10% I _{LIM(3)(MA)}	T _J = 25°C		2.7	3.10
			T _J = 100°C		4.1	4.70
		TFS7703 I _D = 10% I _{LIM(3)(MA)}	T _J = 25°C		2.0	2.30
			T _J = 100°C		3.0	3.45
		TFS7704 I _D = 10% I _{LIM(3)(MA)}	T _J = 25°C		1.55	1.78
			T _J = 100°C		2.35	2.70

파라미터	기호	조건 SOURCE = 0V; $T_J = 0^{\circ}\text{C} \sim 100^{\circ}\text{C}$ (특별히 지정하지 않은 경우)	최소	일반	최대	단위	
로우 사이드 메인 MOSFET(계속)							
ON 상태 저항	$R_{DS(ON)}$	TFS7705 $I_D = 10\% I_{LIM(3)(MA)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		1.3	1.49	Ω
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		1.95	2.24	
		TFS7706 $I_D = 10\% I_{LIM(3)(MA)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		1.1	1.26	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		1.65	1.90	
		TFS7707 $I_D = 10\% I_{LIM(3)(MA)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		1.0	1.15	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		1.45	1.67	
		TFS7708 $I_D = 10\% I_{LIM(3)(MA)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.9	1.03	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		1.3	1.50	
OFF 상태 드레인 누설 전류	$I_{DSS(D)}$	TFS7701	$V_L, V_R = 0V,$ $I_{BP} = 6mA,$ $V_{DS} = 560V,$ $T_J = 100^{\circ}\text{C}$			150	μA
		TFS7702				150	
		TFS7703				150	
		TFS7704				150	
		TFS7705				170	
		TFS7706				170	
		TFS7707				470	
		TFS7708				470	
항복 전압	$BV_{DSS(D)}$	$V_L, V_R = 0V, I_{BP} = 6mA, T_J = 25^{\circ}\text{C}$	725			V	
상승 시간	$t_{R(D)}$			100		ns	
하강 시간	$t_{F(D)}$			50		ns	
하이 사이드 메인 MOSFET							
ON 상태 레지스턴스	$R_{DS(ON)(HD)}$	TFS7701 $(V_{HD} - V_{HS}) = 1V$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$			1.90	Ω
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		2.40		
		TFS7702 $(V_{HD} - V_{HS}) = 1V$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$			1.90	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		2.40		
		TFS7703 $(V_{HD} - V_{HS}) = 1V$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$			1.20	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		1.50		
		TFS7704 $(V_{HD} - V_{HS}) = 1V$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$			1.20	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		1.50		
		TFS7705 $(V_{HD} - V_{HS}) = 1V$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$			0.90	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		1.10		
		TFS7706 $(V_{HD} - V_{HS}) = 1V$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$			0.90	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		1.10		
		TFS7707 $(V_{HD} - V_{HS}) = 1V$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$			0.71	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.90		
		TFS7708 $(V_{HD} - V_{HS}) = 1V$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$			0.71	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$		0.90		
유효 출력 커패시턴스	$C_{OSS(EFF)(HD)}$	TFS7701	$T_J = 25^{\circ}\text{C}, V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = 0V \sim 80\% V_{DSS(HD)}$			55	pF
		TFS7702				55	
		TFS7703				82	
		TFS7704				82	
		TFS7705				110	
		TFS7706				110	
		TFS7707				165	
		TFS7708				165	

파라미터	기호	조건 SOURCE = 0V; T _J = 0°C~100°C (특별히 지정하지 않은 경우)	최소	일반	최대	단위	
하이 사이드 메인 MOSFET(계속)							
항복 전압	BV _{DSS(HD)}	T _J = 25°C	530			530	
OFF 상태 드레인 누설 전류	I _{DSS(HD)}	TFS7701	V _D = 424V, T _J = 100°C			60	μA
		TFS7702				60	
		TFS7703				60	
		TFS7704				60	
		TFS7705				80	
		TFS7706				80	
		TFS7707				110	
TFS7708			110				
전압 상승 시간 턴 온	t _{R(HD)}			30		ns	
전압 하강 시간 턴 오프	t _{F(HD)}			25		ns	
하이 사이드 바이어스 셉트 전압	V _{DDH(SHUNT)}	I _{DDH} = 5mA 참고 A 참조		12.2		V	
하이 사이드 과전압 ON 기준값	V _{DDH(UVON)}	참고 A 참조		11.5		V	
하이 사이드 과전압 OFF 기준값	V _{DDH(UVOFF)}	참고 A 참조		10.3		V	
하이 사이드 셉트 히스테리시스(Hysteresis) 전압	V _{DDH(HYST)}	참고 A 참조		1.1		V	
스탠바이 MOSFET							
ON 상태 레지스턴스	R _{DS(ON)(DS)}	I _{DSB} = 10% I _{LIM(4)(DSB)}	T _J = 25°C		8.5	9.7	Ω
			T _J = 100°C		12.8	14.6	
OFF 상태 드레인 누설 전류	I _{DSS1(DS)}	V _{BP} = 6.2V V _{EN} = 0V V _{DS} = 560V T _J = 100°C			200	μA	
	I _{DSS2(DS)}	V _{BP} = 6.2V V _{EN} = 0V V _{DS} = 375V, T _J = 50°C		15			
항복 전압	BV _{DSS(DS)}	V _{BP} = 6.2V, V _{EN} = 0V, T _J = 25°C	725			V	
드레인 공급 전압	V _{DSB(START)}		50			V	
스탠바이 컨트롤러							
출력 주파수 표준 모드	f _{S(SB)}	T _J = 25°C	평균	124	132	140	kHz
			피크-피크 지터		8		
최대 듀티 사이클	DC _{MAX(DSB)}	I _L = 40μA	66	69	72	%	
턴오프 기준 전류 초과하는 ENABLE 핀	I _{DIS}		-150	-105	-80	μA	
ENABLE 핀 전압	V _{EN}	I _{EN} = -25μA	2.7	3.6	4.5	V	

파라미터	기호	조건 SOURCE = 0V; $T_J = 0^{\circ}\text{C} \sim 100^{\circ}\text{C}$ (특별히 지정하지 않은 경우)	최소	일반	최대	단위
스탠바이 컨트롤러(계속)						
BYPASS 핀 충전 전류	I_{CH1}	$V_{BP} = 0\text{ V},$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	-5	-4.0	-2	mA
	I_{CH2}	$V_{BP} = 4\text{ V},$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	-4	-2.1	0	
BYPASS 핀 전압	V_{BP}	$V_{DS} = 50\text{ V}$	5.60	5.80	6.00	V
BYPASS 핀 전압 히스테리시스(Hysteresis)	$V_{BP(HYST)}$		0.80	1.1	1.3	V
BYPASS 핀 션트 전압	$V_{BP(SHUNT)}$	$I_{BP} = 2\text{ mA}$	5.8	6.15	6.4	V
스탠바이 회로 보호						
ENABLE 핀 Current Limit 선택 범위 #1	$I_{LIM(1)(DSB)}$	스타트업		0~5		μA
ENABLE 핀 Current Limit 선택 범위 #2	$I_{LIM(2)(DSB)}$	스타트업		5~12		μA
ENABLE 핀 Current Limit 선택 범위 #3	$I_{LIM(3)(DSB)}$	스타트업		12~24		μA
ENABLE 핀 Current Limit 선택 범위 #4	$I_{LIM(4)(DSB)}$	스타트업		24~48		μA
스탠바이 Current Limit	$I_{LIM(1)(DSB)}$	$I_L = 20\mu\text{A}, di/dt = 95\text{mA}/\mu\text{s}, T_J = 25^{\circ}\text{C}$	450	500	540	mA
	$I_{LIM(2)(DSB)}$	$I_L = 20\mu\text{A}, di/dt = 105\text{mA}/\mu\text{s}, T_J = 25^{\circ}\text{C}$	500	550	600	
	$I_{LIM(3)(DSB)}$	$I_L = 20\mu\text{A}, di/dt = 123\text{mA}/\mu\text{s}, T_J = 25^{\circ}\text{C}$	610	650	690	
	$I_{LIM(4)(DSB)}$	$I_L = 20\mu\text{A}, di/dt = 143\text{mA}/\mu\text{s}, T_J = 25^{\circ}\text{C}$	690	750	810	
	ΔI_{LIM}	$I_{LIM}(I_L = 100\mu\text{A})/I_{LIM}(I_L = 20\mu\text{A})$ $di/dt = 125\text{mA}/\mu\text{s}$		84		%
일반 회로 보호						
전력 계수	I^2f	$I^2f = I_{LIM(3)(DSB)(TYP)} \times f_{S(SB)(OSC)(TYP)}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	$0.9 \times I^2f$	I^2f	$1.12 \times I^2f$	A^2Hz
초기 Current Limit	I_{INIT}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 참고 D 참조	$0.75 \times$ $I_{LIM(MIN)}$			
리딩 엣지 블랭킹 시간 (메인)	$t_{LEB(D)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		150		ns
리딩 엣지 블랭킹 시간 (스탠바이)	$t_{LEB(DSB)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 참고 D 참조	170	215		ns
Current Limit 지연(메인)	$t_{LD(D)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		150		ns

파라미터	기호	조건 SOURCE = 0V; $T_J = 0^{\circ}\text{C} \sim 100^{\circ}\text{C}$ (특별히 지정하지 않은 경우)	최소	일반	최대	단위
일반 회로 보호(계속)						
Current Limit 지연(스탠바이)	$t_{ILD(DSB)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		150		ns
써멀 섯다운 온도	T_{SD}	참고 D 참조		118		$^{\circ}\text{C}$
써멀 섯다운 히스테리시스 (Hysteresis)	$T_{SD(HYST)}$			55		$^{\circ}\text{C}$
f_{OSC} 스탠바이에서의 오토-리스타트 온-타임	t_{AR}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		64		ms
오토-리스타트 듀티 사이클 스탠바이	DC_{AR}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		2.2		%
공급 전류						
DRAIN 서플라이 전류	I_{S1}	EN 전류 $> I_{DIS}$ (MOSFET 스위칭 없음)	200	550	800	μA
	I_{S2}	EN 오픈 (f_{OSC} 에서의 스탠바이 MOSFET 스위칭)	360	710	960	

참고:

- A. $V_{DDH(SHUNT)}$ 에서 $V_{DDH(UV_ON)}$ 을 뺀 값은 최소 250mV와 같습니다.
 B. 레벨 1 $R_{FB} =$ 오픈, 레벨 2 $R_{FB} = 511\text{k}\Omega$, 레벨 3 $R_{FB} = 232\text{k}\Omega$
 C. 레벨 1 $R_{EN} =$ 오픈, 레벨 2 $R_{EN} = 511\text{k}\Omega$, 레벨 3 $R_{EN} = 232\text{k}\Omega$, 레벨 4 $R_{EN} = 107\text{k}\Omega$.
 D. 특성화를 통해 보증함. 생산 과정에서 테스트되지 않았음.

일반적 성능 특성

참고: $f_{S1(MA)} = 66\text{kHz}$, $f_{S(SB)} = 132\text{kHz}$ 인 경우 표시되는 곡선입니다.

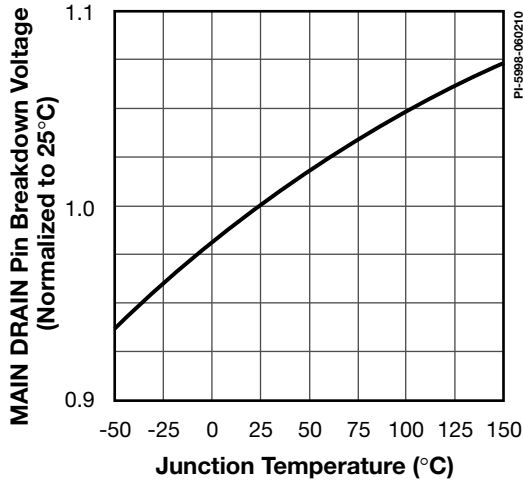


그림 32. 메인 서플라이. 항복 전압과 온도 비교

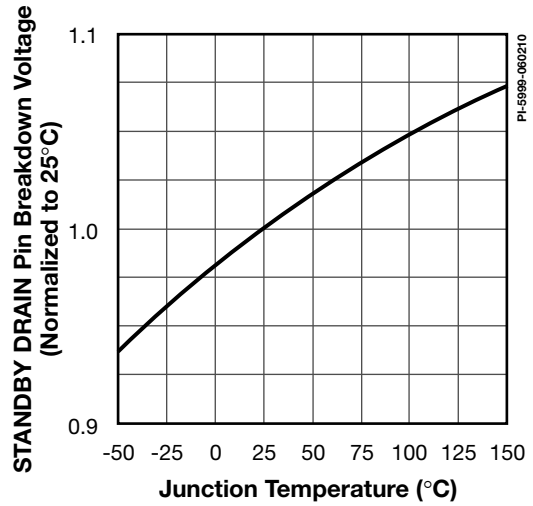


그림 33. 스탠바이 서플라이. 항복 전압과 온도 비교

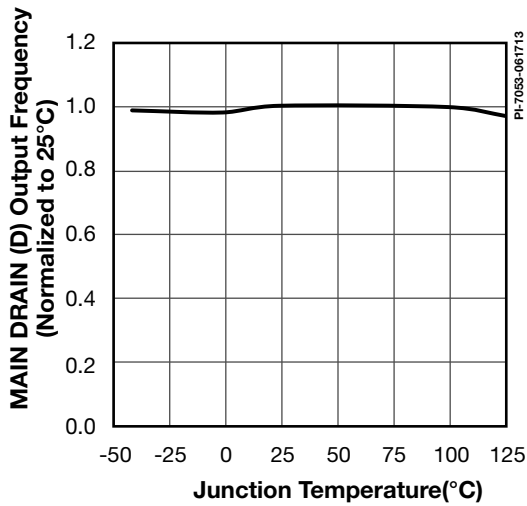


그림 34. 메인 스위칭 주파수와 온도 비교

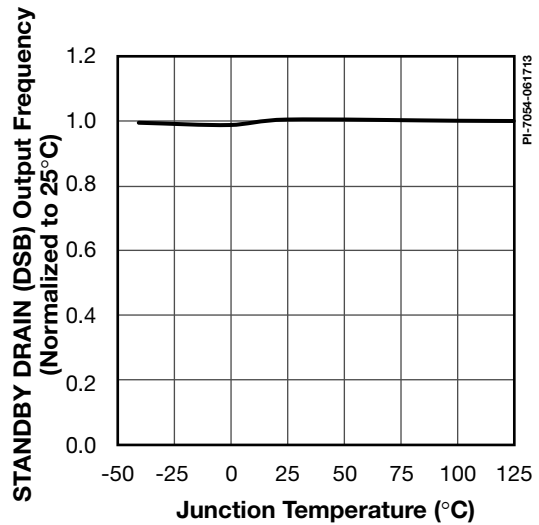


그림 35. 스탠바이 스위칭 주파수와 온도 비교

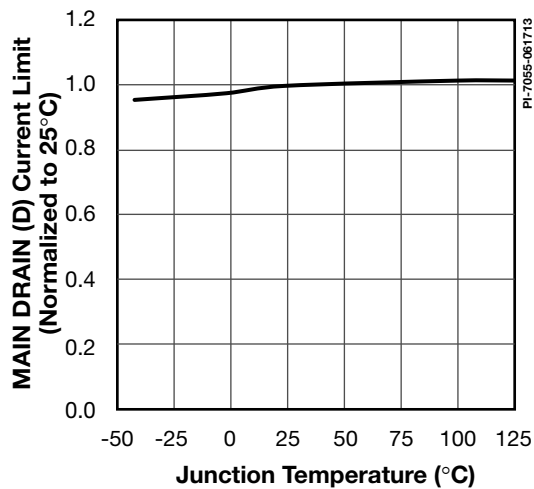


그림 36. MAIN DRAIN(D) Current Limit과 온도 비교

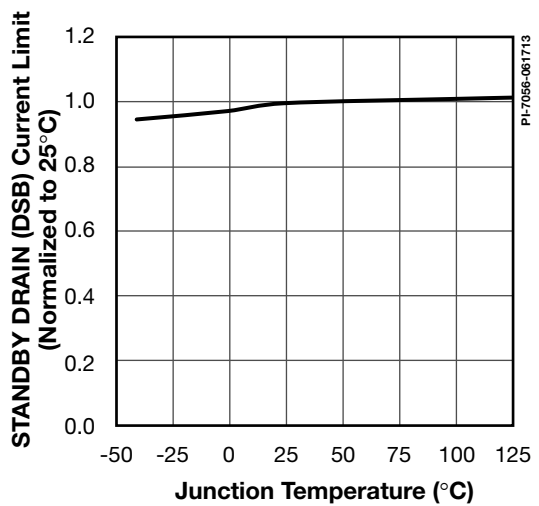


그림 37. STANDBY DRAIN(DSB) Current Limit과 온도 비교

일반적 성능 특성(계속)

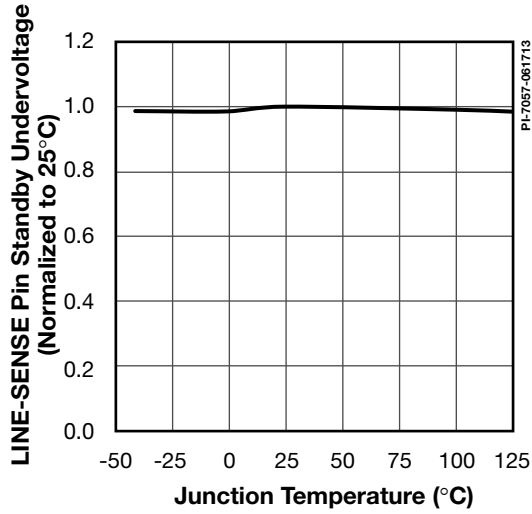


그림 38. 스탠바이 서플라이. 저전압 기준값과 정선 온도 비교

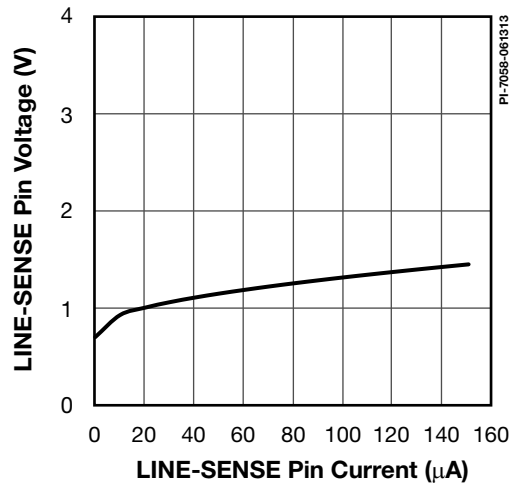


그림 39. LINE-SENSE(L) 핀 전압과 전류 비교

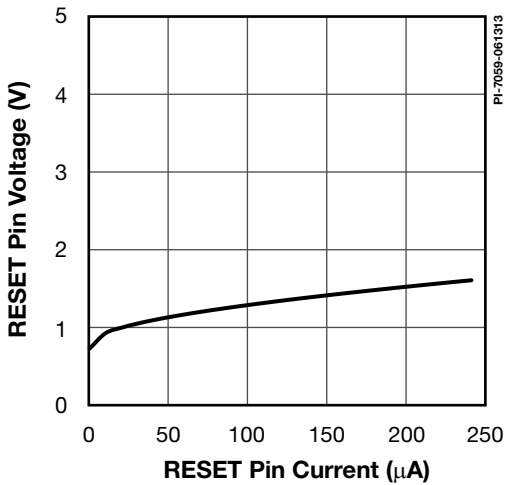


그림 40. RESET(R) 핀 전압과 전류 비교



그림 41. FEEDBACK(FB) 핀 전류와 전압 비교

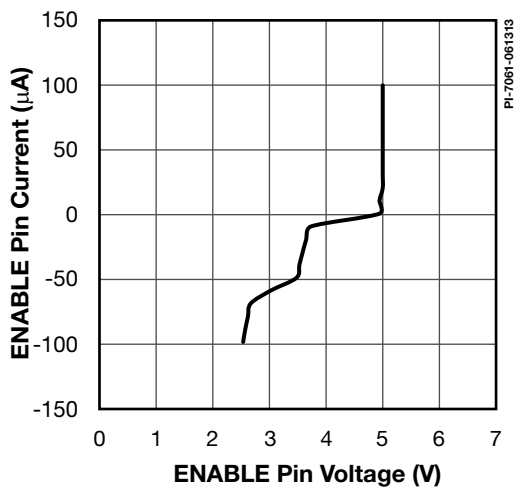


그림 42. ENABLE(EN) 핀 전류와 전압 비교

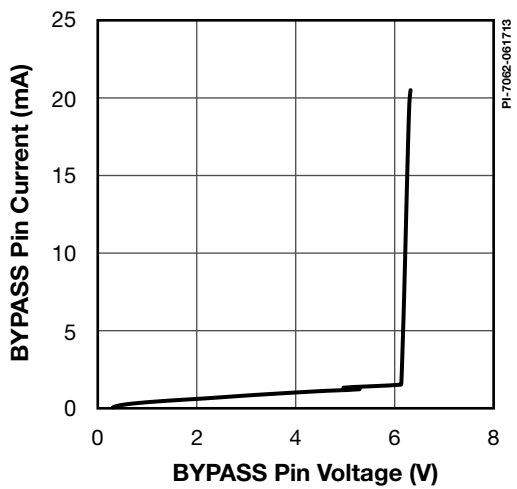


그림 43. BYPASS(BP) 핀 전류와 전압 비교

일반적 성능 특성(계속)

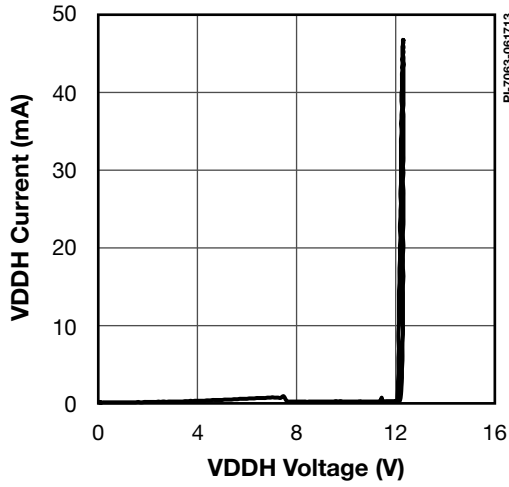


그림 44. VDDH 핀 전류와 전압 비교

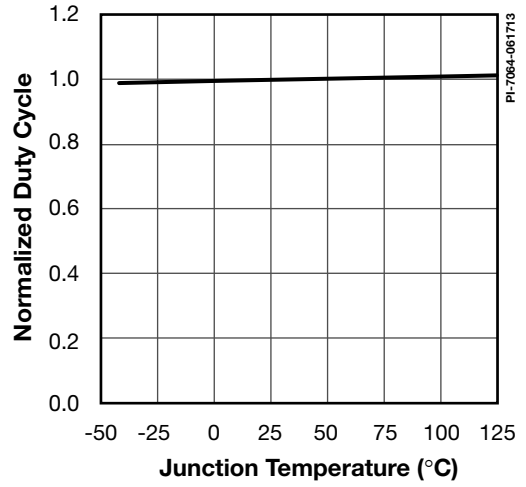


그림 45. 듀티 사이클과 온도 비교($I_L = 100\mu A$, $I_R = 110\mu A$)

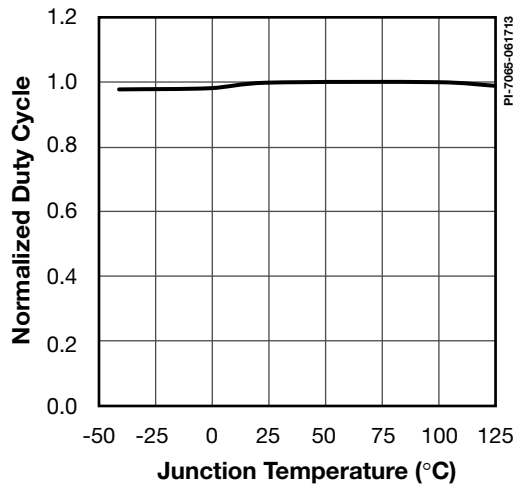


그림 46. 듀티 사이클과 온도 비교($I_L = 115\mu A$, $I_R = 170\mu A$)

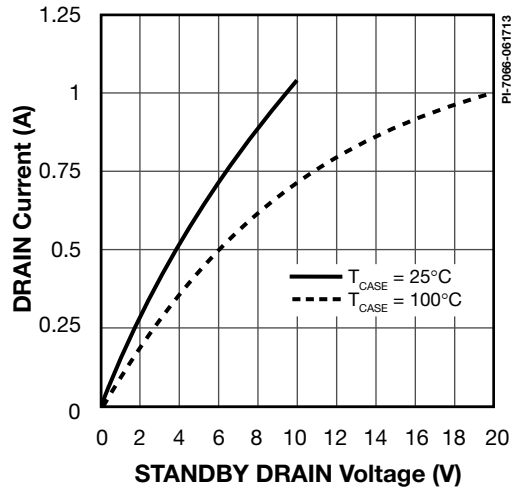


그림 47. 스탠바이 서플라이, 출력 특성

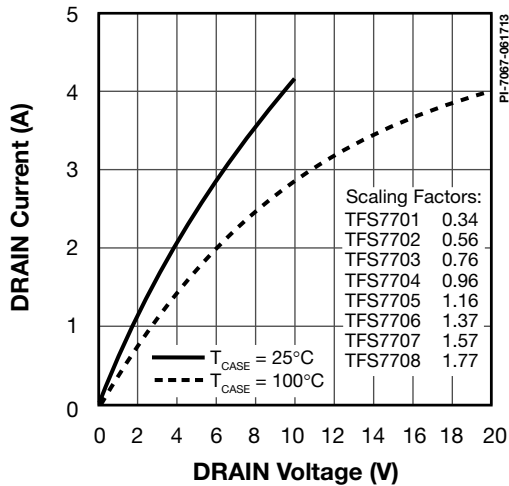


그림 48. 드레인 서플라이, 출력 특성

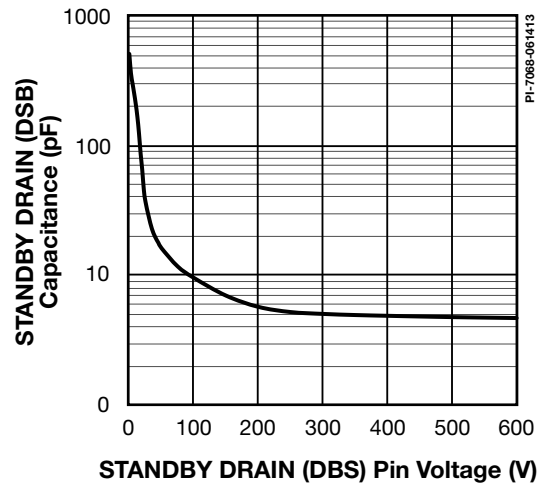


그림 49. 스탠바이 드레인 커패시턴스와 드레인 전압 비교

일반적 성능 특성(계속)

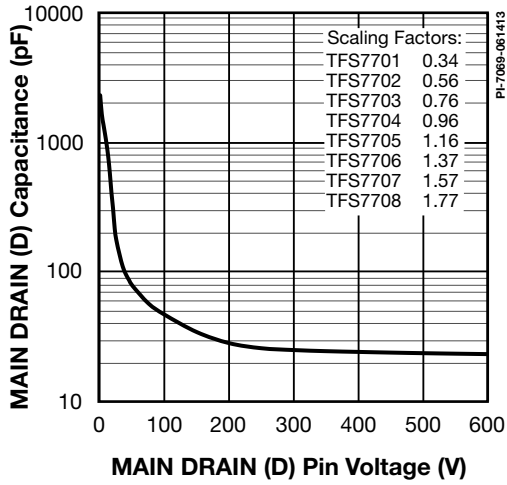


그림 50. 메인 드레인 커패시턴스와 드레인 전압 비교

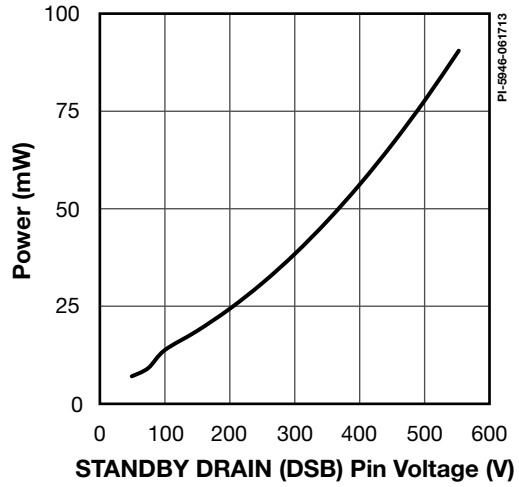


그림 51. 스탠바이 드레인 스위칭 전력과 드레인 전압 비교



그림 52. 메인 드레인 스위칭 전력과 드레인 전압 비교

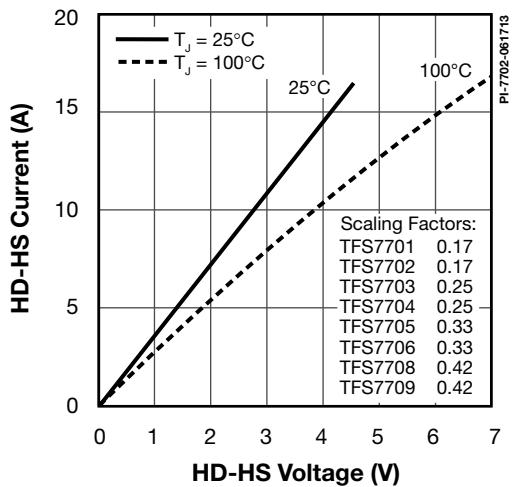


그림 53. 하이 사이드 MOSFET(HD-HS) 드레인 전류와 드레인 전압 비교



그림 54. 하이 사이드 MOSFET(HD-HS) 드레인 전류와 드레인 전압 비교

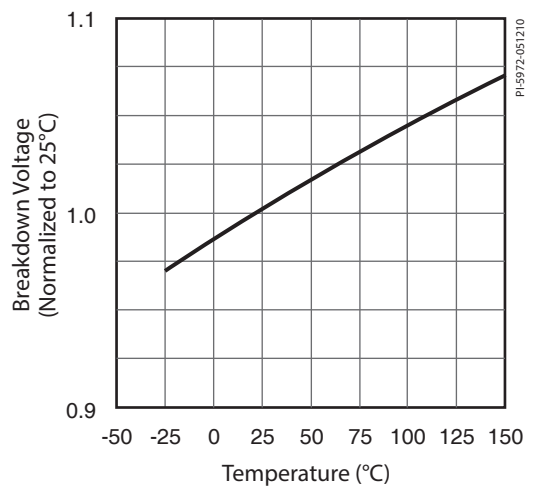


그림 55. 하이 사이드 MOSFET 항복 전압과 온도 비교

일반적 성능 특성(계속)

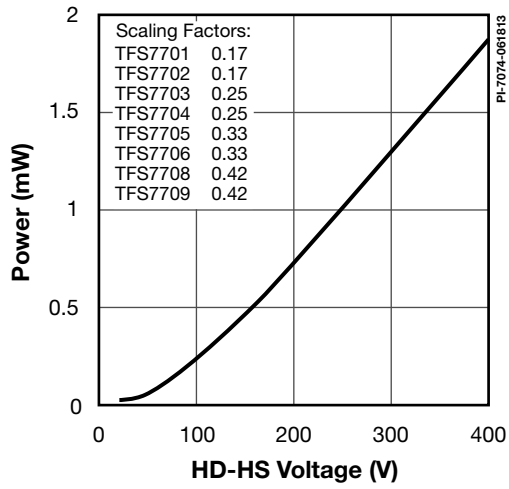


그림 56. 하이 사이드 MOSFET(HD-HS) 전력과 드레인 전압 비교

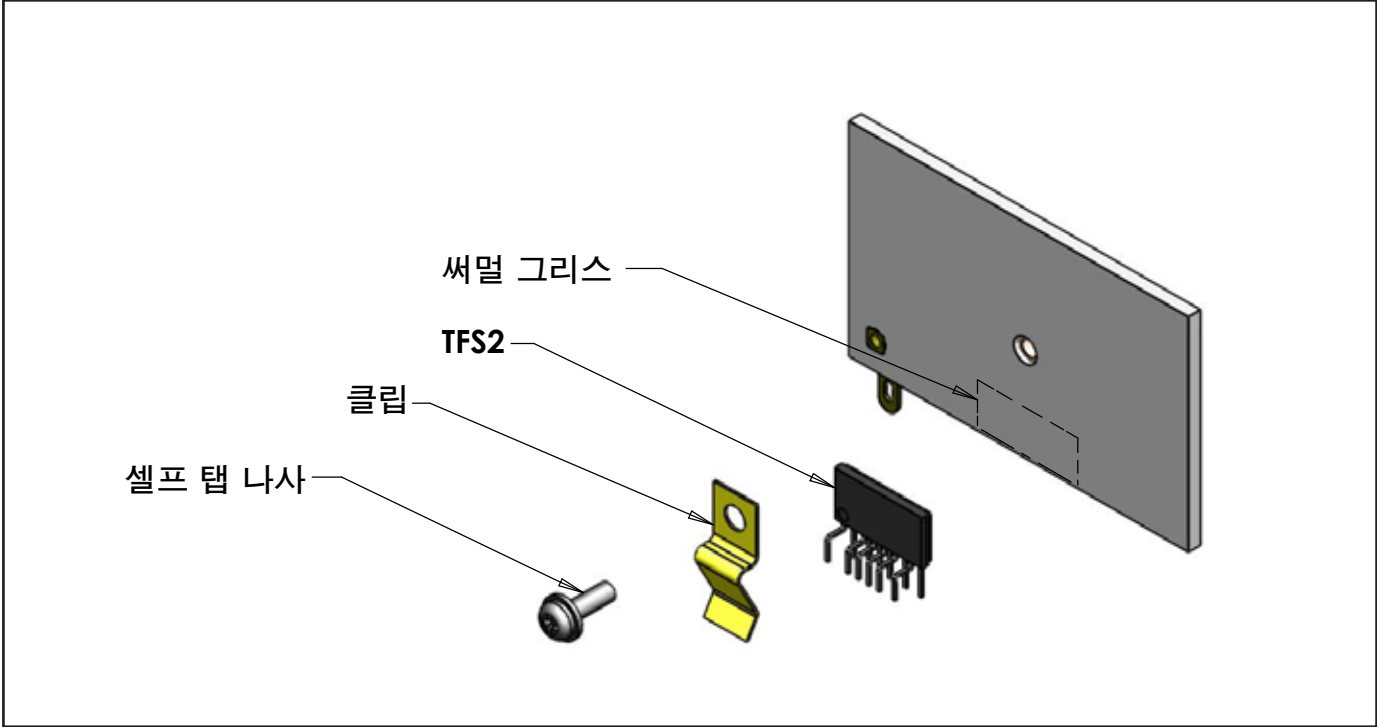
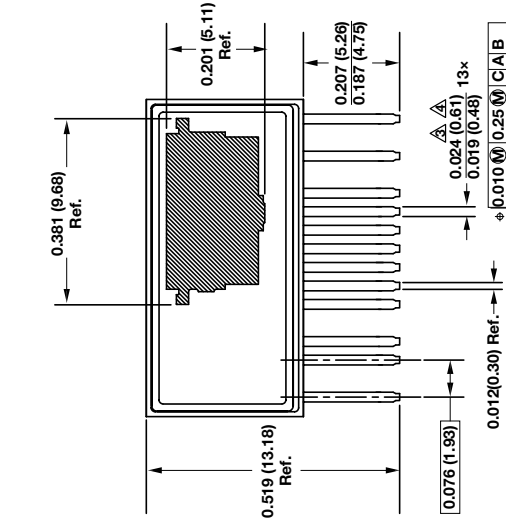
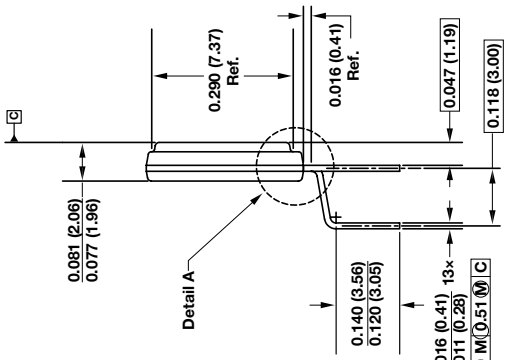


그림 57. 히트싱크 어셈블리 - 열전도성 실리콘 그리스 사용

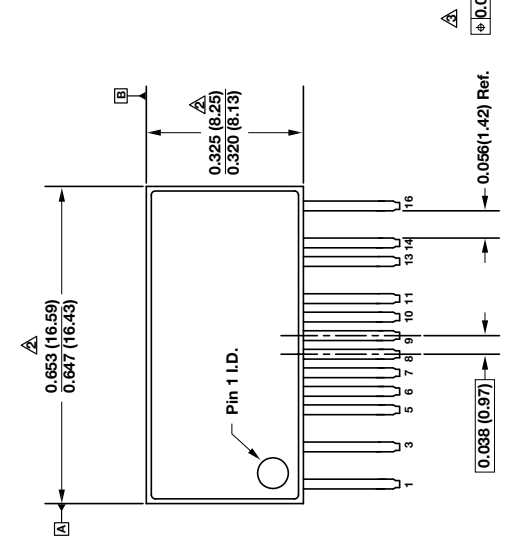
eSIP-16F(H 패키지)



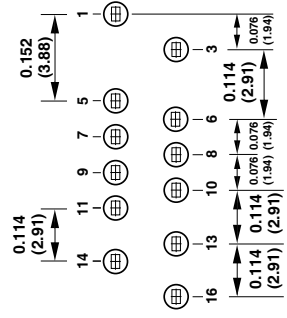
배면도



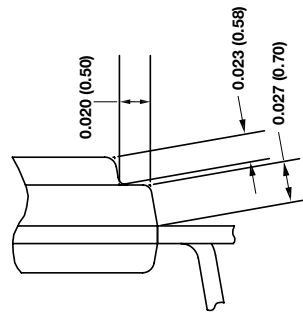
측면도



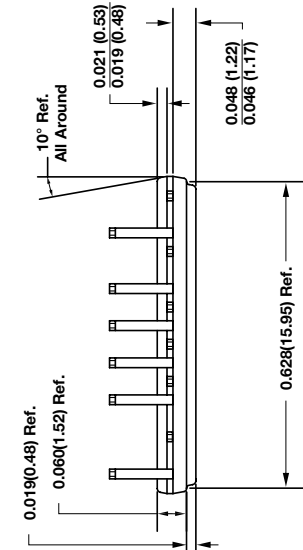
정면도



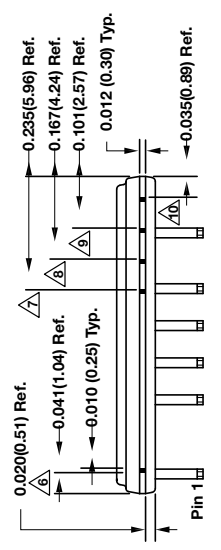
마운팅 홀 패턴(N.T.S) 모든 치수 단위는 인치 (inch)이며 밀리미터(mm)는 괄호 안에 표시함



Detail A(Scale = 9x)



단면도



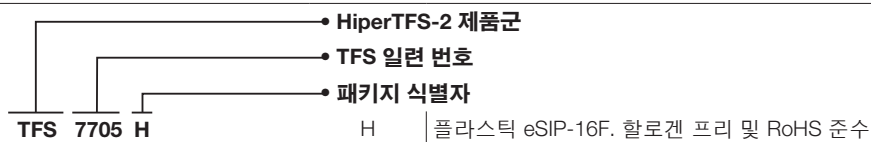
정단면도 B-B
노출된 금속 터미네이션(Tie Bar)의 위치

- 참고:
1. ASME Y14.5M-1994당 치수 및 공차입니다.
 2. 표시된 치수는 몰드 플래시(Mold Flash), 터미네이션 바(Bar Burr), 게이트 버(Gate Burr), 인터리드 플래시(Interlead Flash)를 포함하지 않는 플라스틱 본체의 치수이지만, 플라스틱 본체의 핀 위치와 핀 아래의 불일치한 요소가 포함됩니다. 최대 몰드 플래시 허용량은 0.007(0.18)입니다.
 3. 표시된 치수에는 도금 두께가 포함됩니다.
 4. 인터리드 플래시(Interlead Flash) 또는 돌출이 포함되지 않습니다.
 5. 제어 치수 단위는 인치 (inch)이며 밀리미터(mm)는 괄호 안에 표시하였습니다.
 6. SOURCE(핀 6)에 연결되어 있습니다.
 7. HS(핀 14)에 연결되어 있습니다.
 8. HD(핀 16)에 연결되어 있습니다.

부품 주문 정보

부품 번호	옵션	수량
TFS7701H	튜브	30
TFS7702H	튜브	30
TFS7703H	튜브	30
TFS7704H	튜브	30
TFS7705H	튜브	30
TFS7706H	튜브	30
TFS7707H	튜브	30
TFS7708H	튜브	30

부품 표시 정보



개정	참고	날짜
A	코드 A	11/13
B	3페이지에서 “출력 단락 보호(SCP)” 글머리 기호의 위치가 이동되었습니다.	04/15

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

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

1. 수명 유지 장치 또는 시스템이란 (i)신체에 외과적 이식을 목적으로 하거나, (ii)수명 지원 또는 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.

PI 로고, TOPSwitch, TinySwitch, LinkSwitch, LYTSwitch, InnoSwitch, DPA-Switch, PeakSwitch, CAPZero, SENZero, LinkZero, HiperPFS, HiperTFS, HiperLCS, Qspeed, EcoSmart, Clampless, E-Shield, Filterfuse, FluxLink, StakFET, PI Expert 및 PI FACTS는 Power Integrations, Inc의 상표입니다. 다른 상표는 각 회사 고유의 자산입니다. ©2014, Power Integrations, Inc.

Power Integrations전 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	독일 Lindwurmstrasse 114 80337 Munich Germany 전화: +49-895-527-39110 팩스: +49-895-527-39200 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	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
중국(상하이) Rm 1601/1610, Tower 1, Kerry Everbright City No. 218 Tianmu Road West, Shanghai, P.R.C. 200070 전화: +86-21-6354-6323 팩스: +86-21-6354-6325 전자 메일: chinasales@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	대한민국 RM 602, 6FL Korea City Air Terminal B/D, 159-6 Samsung-Dong, Kangnam-Gu, Seoul, 135-728, Korea 전화: +82-2-2016-6610 팩스: +82-2-2016-6630 전자 메일: koreasales@power.com	영국 First Floor, Unit 15, Meadway Court, Rutherford Close, Stevenage, Herts. SG1 2EF United Kingdom 전화: +44 (0) 1252-730-141 팩스: +44 (0) 1252-727-689 전자 메일: eurosales@power.com
중국(셴젠) 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	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	싱가포르 51 Newton Road #19-01/05 Goldhill Plaza Singapore, 308900 전화: +65-6358-2160 팩스: +65-6358-2015 전자 메일: singaporesales@power.com	