

애플리케이션 노트 AN-70

LinkSwitch-TN2 제품군

디자인 가이드

소개

LinkSwitch™-TN2 IC는 고전압(725V) 파워 MOSFET 스위치와 ON/OFF 컨트롤러가 하나의 모놀리식 IC에 통합되어 있습니다. 낮은 EMI를 달성하기 위해 스위칭 주파수에 지터가 추가되고, IC는 고장으로부터 완전하게 보호됩니다. 오토-리스타트는 과부하 및 출력 단락 시 디바이스와 회로 손실을 제한하는 반면, 과열 보호는 썬들 문제 발생 시 내부 파워 MOSFET을 비활성화합니다. 주변 온도가 높은 애플리케이션의 경우 높은 썬들 섀다운 기준점(Threshold)이 이상적이며, 이 때 큰 히스테리시스(Hysteresis)가 PCB 및 주변 부품의 평균 온도가 높아지는 것을 방지합니다.

LinkSwitch-TN2 제품군은 가전 제품(예: 커피 머신, 전기 밥솥, 식기세척기, 전자레인지 등), 야간 조명, 비상 탈출구 표지판 및 LED 드라이버와 같이 비절연 서플라이가 필요한 애플리케이션용으로 설계되었습니다. LinkSwitch-TN2 IC는 모든 일반적인 토폴로지에서 구성되어 라인 또는 중립 레퍼런스 출력 및 반전 또는 비반전 출력 전압을 제공하기에, AC 부

하를 제어하기 위해 TRIAC을 사용하는 애플리케이션에 이상적입니다. 패시브 드로퍼(커패시티브/저항)가 아닌 스위칭 파워 서플라이의 활용은 다양한 이점을 제공하는데, 아래 목록은 그 중 일부입니다.

- 유니버설 입력 - 동일한 파워 서플라이/제품의 전 세계적인 사용
- 높은 전력 밀도 - 대부분의 설계에 X 클래스 커패시턴스가 일반적으로 필요하지 않은 더 작은 크기
- 고효율 - 일반적으로 12V 출력, 120mA에서 풀부하 효율 75% 초과
- 탁월한 라인 및 부하 레귤레이션
- 경부하에서 고효율 - ON/OFF 컨트롤이 경부하에서도 고효율 유지
- 매우 높은 에너지 효율 - 무부하에서 입력 전력 30mW 미만
- SMD 부품으로 전체 제작 가능
- 고장으로부터 완전한 보호(과부하, 회로 단락 및 썬들 문제)
- 확장성 - 50mA 미만에서 360mA까지 동일한 기본 설계 사용을 허용하는 LinkSwitch-TN2 제품군.

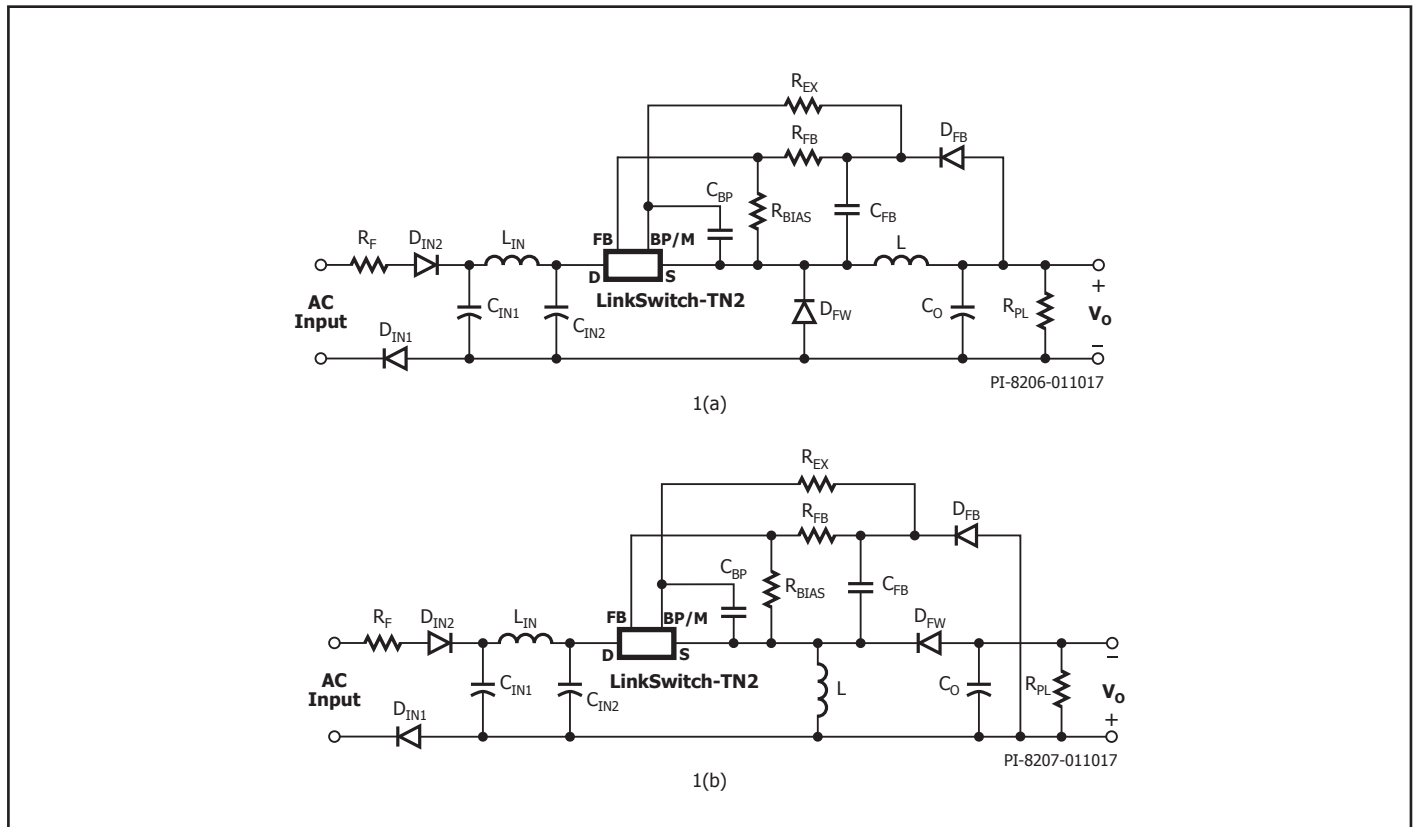


그림 1. 벡 컨버터(1(a)) 및 벡-부스트 컨버터(1(b))에서 LinkSwitch-TN2를 사용하는 기본 구성

범위

이 애플리케이션 노트는 디바이스의 LinkSwitch-TN2 제품군을 사용하는 비절연 파워 서플라이 설계용으로 작성되었습니다. 이 문서에서는 통합 오프라인 스위치의 LinkSwitch-TN2 제품군을 사용하는 벅 및 벅-부스트 컨버터의 설계 절차를 소개합니다. 이 문서의 목적은 파워 서플라이 엔지니어를 대상으로 저가의 기성품 인덕터를 사용해 효율적인 저비용 벅 또는 벅-부스트 컨버터 기반의 파워 서플라이를 신속하게 구축하는 지침을 제공하는 것입니다. 컨버터의 주요 부품을 선택할 수 있도록 전체 설계 공식이 제공됩니다. 파워 MOSFET과 컨트롤러가 단일 IC에 통합되어 설계 프로세스가 크게 간소화되었고, 회로 구성은 부품이 거의 없으며 트랜스포머가 필요하지 않습니다. 따라서 일반적인 출력 전압 및 전류에 기성품 부품 선택을 허용하는 퀵 스타트 섹션이 제공됩니다. 작업을 간소화하기 위해 이 애플리케이션 노트에서는 PI Expert™ 설계 소프트웨어 제품군의 일부인 PIXls 설계 스프레드 시트를 직접 참조하고 있습니다. LinkSwitch-TN2 파워 서플라이에 사용된 기본 구성은 그림 1에 나와 있습니다. 이는 본 애플리케이션 노트 전반의 설명에서 사용되는 부품 식별의 참조 회로 역할도 합니다.

이 애플리케이션 노트 외에 엔지니어링 프로토타입 보드, 엔지니어링 보고서 및 디바이스 샘플을 포함한 LinkSwitch-TN2 RDK(레퍼런스 디자

인 키트)도 작동 중인 파워 서플라이의 유용한 예로 활용할 수 있습니다. PI Expert 다운로드, RDK 획득 및 이 문서에 대한 업데이트는 www.power.com에서 확인할 수 있습니다.

퀵 스타트

즉시 시작을 원하는 사용자는 다음 정보를 사용하여 그림 1, 표 1 및 표 2를 참조로 새 설계용 부품을 신속하게 선택할 수 있습니다.

1. AC 입력 설계를 위해 입력단을 선택합니다(표 10).
2. 토폴로지를 선택합니다(표 1 및 표 2). ±5%보다 우수한 출력 레귤레이션이 필요하면 TL431과 같은 적절한 레퍼런스와 함께 옵토커플러 피드백을 사용합니다. 그렇지 않으면 정확한 제너가 필요합니다.
3. LinkSwitch-TN2 디바이스, L , R_{FB} 또는 V_Z , R_{BIAS} , C_{FB} , R_Z 및 D_{FW} 의 역회복 시간을 선택합니다(표 4: 벅, 표 5: 벅-부스트).
4. 3단계에서 결정된 t_{RR} 을 충족하는 프리휠링 다이오드를 선택합니다(표 3).
5. 다이렉트 피드백 설계의 경우, 최소 부하가 3mA 미만이면 $R_{PL} = V_O/3mA$ 를 계산합니다.
6. 100µF, $1.25 \times V_O$, 낮은 ESR 유형으로 C_O 를 선택합니다.
7. 프로토타입을 구성하고 설계를 확인합니다.

토폴로지	기본 회로도	주요 특징
하이 사이드 벅 - 다이렉트 피드백		<ol style="list-style-type: none"> 1. 입력을 참조하는 출력. 2. $-V_{IN}$에 대한 플러스 출력(V_O). 3. 감압: $V_O < V_{IN}$. 4. 저렴한 다이렉트 피드백(일반적으로 ±5%). 5. 레귤레이션을 유지하기 위해 출력 부하 필요(참고 2).
하이 사이드 벅-부스트 다이렉트 피드백		<ol style="list-style-type: none"> 1. 입력을 참조하는 출력. 2. $-V_{IN}$에 대한 플러스 출력(V_O). 3. 감압: $V_O < V_{IN}$ 또는 $V_O > V_{IN}$. 4. 저렴한 다이렉트 피드백(일반적으로 ±5%). 5. 고장 보호 기능 - 내부 MOSFET에서 장애가 발생하는 경우 출력이 입력 전압의 영향을 받지 않음. LED 구동에 이상적 - 로우 사이드 벅 정전류 LED 드라이버보다 정확도 및 온도 안정성이 뛰어나. 6. 레귤레이션을 유지하기 위해 출력 부하 필요(참고 2).

표 1. 직접 감지 피드백을 사용하는 LinkSwitch-TN2 회로 구성
참고:

1. 저렴한 직접 감지 피드백은 일반적으로 12V 설계의 3mA 더미 부하에서 ±5%의 전체 레귤레이션 오차를 달성합니다.
2. 출력 레귤레이션을 확인하려면 3mA의 최소 부하 전류의 유지를 위해 더미 부하가 필요할 수 있습니다(벅 및 벅-부스트만 해당).
3. 부스트 토폴로지(승압)도 가능하지만 표시되지 않았습니다.

토폴로지	기본 회로도	주요 특징
하이 사이드 벅 - 옴토커플러 피드백	<p>PI-7844a-011017</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. 입력을 참조하는 출력 2. $-V_{IN}$에 대한 플러스 출력(V_o) 3. 감압: $V_o < V_{IN}$ 4. 옴토커플러 피드백 <ul style="list-style-type: none"> - 레퍼런스 선택에 의해서만 정확성 제한 - 안전 인증을 받지 않은 저비용 옴토커플러 사용 가능 - 더미 부하 불필요 5. 최소 무부하 소비 전력
로우 사이드 벅 - 옴토커플러 피드백	<p>PI-7845a-011017</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. 입력을 참조하는 출력 2. $+V_{IN}$에 대한 마이너스 출력(V_o) 3. 감압: $V_o < V_{IN}$ 4. 옴토커플러 피드백 <ul style="list-style-type: none"> - 레퍼런스 선택에 의해서만 정확성 제한 - 안전 인증을 받지 않은 저비용 옴토커플러 사용 가능 - 더미 부하 불필요
로우 사이드 벅-부스트 - 옴토커플러 피드백	<p>PI-7848a-011017</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. 입력을 참조하는 출력 2. $+V_{IN}$에 대한 플러스 출력(V_o) 3. 승압/감압: $V_o > V_{IN}$ 또는 $V_o < V_{IN}$ 4. 옴토커플러 피드백 <ul style="list-style-type: none"> - 레퍼런스 선택에 의해서만 정확성 제한 - 안전 인증을 받지 않은 저비용 옴토커플러 사용 가능 - 더미 부하 불필요 5. 고장 보호 기능 - 내부 파워 MOSFET에서 고장이 발생하는 경우 출력이 입력 전압의 영향을 받지 않음 6. 최소 무부하 소비 전력

표 2. 옴토커플러 피드백을 사용하는 LinkSwitch-TN2 회로 구성 참고:

1. 옴토커플러 피드백의 레귤레이션은 레퍼런스의 정확성에 의해서만 제한됩니다(제너 또는 IC).
2. 옴토커플러는 안전 승인이 필요하지 않습니다.
3. 레퍼런스 바이어스 전류는 최소 부하를 제공합니다. R_Z 의 값은 제너 테스트 전류 또는 레퍼런스 IC 바이어스 전류에 의해 결정됩니다. 일반적으로 $470\Omega \sim 2k\Omega$, 1/8W, 5%.
4. 부스트 토폴로지(승압)도 가능하지만 표시되지 않았습니다.
5. 옴토커플러 피드백은 최저 무부하 소비 전력을 제공합니다.

부품 번호	V_{RRM}	I_F	t_{RR}	패키지	제조업체
	(V)	(A)	(ns)		
MUR160	600	1	50	Leaded	Vishay
UF4005	600	1	75	Leaded	Vishay
BYV26C	600	1	30	Leaded	Vishay/Philips
FE1A	600	1	35	Leaded	Vishay
STTA10 6	600	1	20	Leaded	ST Microelectronics
STTA10 6U	600	1	20	SMD	ST Microelectronics
US1J	600	1	75	SMD	Vishay

표 3. 프리휠링 다이오드로 사용하기에 적합한 울트라패스트 다이오드 목록

V _{OUT}	I _{OUT(MAX)}	인덕터			LNK320X	모드	다이오드 t _{RR}	R × FB	V _Z
		μH I _{RMS(MA)}	Token	Coilcraft					
5	≤63 80	2000 122 2000 84	-	-	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns	3.48k	3.9V
	120 160	870 210 870 167	-	-	LNK3204	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	175 225	680 327 680 236	SBC4-681-211 SBC4-681-211	RFB0810-681 RFB0810-681	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	225 360	680 485 680 364	SBC6-681-211 SBC6-681-211	RFB1010-681 RFB1010-681	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
12	≤63 80	2000 88 2400 84	-	-	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns	11.8k	11V
	85 120 160	870 152 870 151 1500 167	SBC4-152-251	RFB0810-152	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 75ns ≤ 35ns		
	175 225	870 265 870 236	-	-	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	175 225	680 336 1200 364	SBC6-681-431	RFB0810-681 RFB1010-122	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
15	≤63 80	2000 80 3000 84	-	-	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns	15.4k	13V
	70 120 160	870 142 1200 160 1500 167	SBC4-152-251	RFB0810-122 RFB0810-152	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 75ns ≤ 35ns		
	175 225	750 223 1000 230	-	RFB1010-102	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	175 225	680 323 1500 364	SBC6-681-211 SBC6-152-451	RFB1010-681 RFB1010-152	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
24	≤63 80	2400 80 3600 84	-	-	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns	25.5k	22V
	50 120 160	870 118 1500 158 2200 167	SBC4-152-221 SBC4-222-211	RFB0810-152 RFB0810-222	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 75ns ≤ 35ns		
	175 225	1000 227 1000 236	SBC6-102-561 SBC6-102-561	RFB1010-102 RFB1010-102	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	225 360	750 282 2000 364	-	-	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		

기타 표준 부품

R_{BIAS}: 2.49kΩ, 1%, 1/8W
 C_{BP}: 0.1μF, 50V 세라믹
 C_{FB}: 10μF, 1.25 × V_o
 D_{FB}: 1N4005GP
 R_Z: 470Ω~2kΩ, 1/8W, 5%

표 4. 벽 컨버터 부품의 빠른 선택. *가장 근접한 표준 또는 표준 값 조합을 선택하십시오

V _{OUT}	I _{OUT(MAX)}	인덕터			LNK320X	모드	다이오드 t _{RR}	R × FB	V _Z
		μH I _{RMS(MA)}	Token	Coilcraft					
5	≤65 80	1200 70 1500 80	SBC3-152-251	RFB0807-122 RFB0807-152	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns	3.57k	3.9V
	120 160	680 220 680 230	SBC2-681-211 SBC2-681-211	RFB0807-681 RFB0807-681	LNK3204	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	175 225	680 340 680 320	SBC3-681-361 SBC4-681-431	RFB0810-681 RFB0810-681	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	225 360	680 440 680 430	SBC4-681-431 SBC4-681-431	RFB0810-681 RFB0810-681	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
12	≤63 80	2200 70 3300 90	SBC3-222-191 SBC3-332-151	RFB0807-222 RFB0807-332	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns	11.8k	11V
	85 120 160	680 180 1200 220 1800 210	SBC4-152-251	RFB0807-681 RFB1010-122 RFB0807-182	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 75ns ≤ 35ns		
	175 225	820 320 1200 310	-	RFB0807-821 RFB0810-122	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	280 360	820 410 1800 410	-	RFB0810-821 RFB1010-182	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
15	≤63 80	2200 70 3900 90	SBC3-222-191	RFB0807-222 RFB0807-392	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns	15k	13V
	70 120 160	680 180 1500 220 2200 220	SBC2-681-211 SBC3-152-251 SBC4-222-211	RFB0807-681 RFB0807-152 RFB0810-222	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 75ns ≤ 35ns		
	175 225	1000 320 1500 320	SBC4-102-291 SBC4-152-251	RFB0810-102 RFB0810-152	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	280 360	1200 400 2200 410	SBC6-222-351	RFB0810-122 RFB1010-222	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
24	≤63 80	3300 70 6800 100	SBC3-332-151 SBC3-682-111	RFB0807-332 RFB0807-682	LNK3202	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns	25.5k	22V
	50 120 160	680 180 2200 210 3300 210	SBC2-681-211 SBC3-222-191 SBC4-332-161	RFB0807-681 RFB0810-222 RFB0810-332	LNK3204	MDCM MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 75ns ≤ 35ns		
	175 225	1800 300 2200 290	SBC4-222-211	RFB0810-182 RFB1010-222	LNK3205	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		
	280 360	1800 370 3300 410	-	RFB1010-182	LNK3206	MDCM CCM	≤ 75ns ≤ 35ns		

기타 표준 부품

R_{BIAS}: 2.49kΩ, 1%, 1/8WC_{BP}: 0.1μF, 50V 세라믹C_{FB}: 10μF, 1.25 × V_oD_{FB}: 1N4005GPR_Z: 470Ω~2kΩ, 1/8W, 5%

표 5. 벅-부스트 컨버터 부품의 빠른 선택. *가장 근접한 표준 또는 표준 값 조합을 선택하십시오. 위 표에 표시된 인덕터 값은 보수적 예상값입니다. 일부 설계의 경우 평가 결과에 따라 인덕턴스 값이 더 감소할 수 있습니다

LinkSwitch-TN2 회로 설계

LinkSwitch-TN2 동작

그림 1(a)는 LinkSwitch-TN2 IC를 사용하는 벽 컨버터의 기본 회로 구성을 표시합니다. 출력을 레귤레이션하려면 표 6에 설명된 것처럼 ON/OFF 컨트롤 구성을 사용합니다. 사이클별로 스위칭 여부가 결정되므

로, 그에 따른 파워 서플라이는 매우 우수한 과도 응답을 갖게 되며 컨트롤 루프 보정 부품이 필요하지 않습니다. 50ms 동안 피드백이 없으면 서플라이는 오토-리스타트 동작 모드로 진입하고, 전력 손실을 제한하기 위해 스위칭은 일정 시간 동안 금지됩니다.

<p>레퍼런스 회로도 및 키 포인트</p>	
<p>정상 작동</p>	<p>Is $I_{FB} > 49 \mu A$? No No Yes No No Yes Yes No</p> <p>각 사이클의 시작 시 FEEDBACK(FB) 핀이 샘플링됩니다.</p> <ul style="list-style-type: none"> I_{FB}가 $49 \mu A$ 미만이면 다음 사이클이 발생합니다. I_{FB}가 $49 \mu A$를 초과하면 다음 스위칭 사이클을 건너뛸니다. <p>고부하 - 건너뛰는 사이클이 거의 없음</p> <p>저부하 - 건너뛰는 사이클이 많음</p> <p>PI-3767-121903</p>
<p>오토-리스타트</p>	<p>$I_{FB} < 49 \mu A, > 50 \text{ ms} = \text{Auto-Restart}$</p> <p>$t_{AR(ON)}$ (50ms)를 초과하는 기간 동안 피드백($I_{FB} < 49 \mu A$) 이 없으면 출력 스위칭이 비활성화되는데, 이것이 오토-리스타트 타임과 동일합니다. 고장이 처음으로 확인되면 오프 타임은 150ms($t_{AR(OFF)}$ 최초 오프 기간)입니다. 고장 상태가 지속되면 후속 오프 타임은 1500ms($t_{AR(OFF)}$ 후속 기간)입니다.</p> <p>Auto-Restart</p> <p>PI-8208-120616</p>

표 6. LinkSwitch-TN2 동작

레퍼런스(제너 다이오드 또는 레퍼런스 IC)의 필요성 없이 출력 전압의 직접 센싱을 허용하기 위해, FEEDBACK 핀 전압은 전체 동작 온도 범위에서 매우 정밀한 허용 오차를 갖습니다. 예를 들어, 이로써 ±5%의 전체 출력 오차를 갖는 12V 설계가 허용됩니다. 표 2에 표시된 것처럼 보다 우수한 성능을 위해 옴토커플러를 레퍼런스로 사용할 수 있습니다. 옴토커플러는 단지 레벨 전환을 제공하기 때문에, 안전 인증 또는 승인이 필요하지 않습니다. 옴토커플러의 사용은 디바이스 위치의 유연성 또한 허용합니다. 예를 들어, 로우 사이드 귀환 레일에서 LinkSwitch-TN2 IC에 벅 컨버터 구성을 허용하여 SOURCE 핀 및 연결 부품이 더 이상 스위칭 노드의 부품이 아니기 때문에 EMI를 감소시킵니다.

토폴로지 선택

가능한 경우, 벅 토폴로지를 사용합니다. 벅 토폴로지는 주어진 LinkSwitch-TN2 IC 및 인덕터 값에서 사용 가능한 출력 전력을 극대화합니다. 또한, 파워 스위치와 프리휠링 다이오드 상의 전압 스트레스 및 출력 인덕터를 통하는 평균 전류도 벅-부스트 토폴로지와 비교했을 때, 벅 토폴로지에서도 약간 더 감소합니다.

동작 모드 선택 - MDCM 및 CCM 동작

설계 시작 시 MDCM(대부분 불연속 모드) 또는 CCM(연속 모드) 중 하나를 선택합니다. 이에 따라 LinkSwitch-TN2 디바이스, 프리휠링 다이

오드 및 인덕터의 선택이 결정됩니다. 최대 출력 전류의 경우 CCM을 선택하고, 기타 모든 경우에는 MDCM이 권장됩니다. 전체적으로, 총 솔루션 비용이 가장 낮은 동작 모드 및 부품을 선택합니다. 표 7은 두 동작 모드 간의 장/단점을 요약해서 보여줍니다.

CCM과 MDCM 간의 추가 차이점으로는 DCM의 경우 과도 응답이 더 뛰어나고, CCM의 경우에는 (동일한 커패시터 ESR에 대한) 출력 리플이 더 낮다는 점이 있습니다. 하지만 LinkSwitch-TN2 애플리케이션의 낮은 출력 전류에서는 이와 같은 차이가 일반적으로 크지 않습니다.

벅 또는 벅-부스트 컨버터의 도통 모드(CCM 또는 MDCM)는 주로 입력 전압, 출력 전압, 출력 전류 및 디바이스 current limit에 따라 달라집니다. 입력 전압, 출력 전압 및 출력 전류는 고정 설계 파라미터이므로 LinkSwitch-TN2 current limit만이 도통 모드를 설정하는 유일한 설계 파라미터입니다.

몇 개의 스위칭 사이클이 연속 인덕터 전류를 보일 수도 있지만 스위칭 사이클의 대부분은 불연속 모드이기 때문에 "대부분 불연속"이라는 문구가 On/Off 컨트롤에 사용됩니다. 완전 불연속 설계도 가능하지만, 이 경우 사용 가능한 출력 전류가 제한되기 때문에 설계의 비용 효율성이 떨어집니다.

CCM 및 MDCM 동작 모드 비교

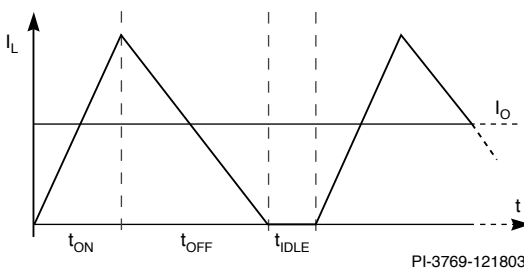
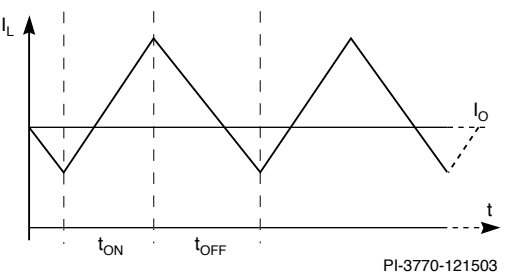
동작 모드	MDCM	CCM
동작 설명	 <p>PI-3769-121803</p> <p>t_{OFF} 동안 인덕터 전류가 0으로 떨어집니다. MDCM과 CCM 사이의 경계선은 $t_{IDLE} = 0$일 때입니다.</p>	 <p>PI-3770-121503</p> <p>스위칭 사이클의 전체 기간 동안 인덕터에서 전류가 연속으로 흐릅니다.</p>
인덕터	더 낮은 비용 더 낮은 값, 더 작은 사이즈.	더 높은 비용 더 높은 값, 더 큰 사이즈.
프리휠링 다이오드	더 낮은 비용 75ns 울트라패스트 역 회복 유형 (주변 온도 >70°C의 경우 ≤35ns).	더 높은 비용 35ns 울트라패스트 리커버리 유형이 필요함
LinkSwitch-TN2	IC 비용이 더 높아질 가능성 있음 필요한 출력 전류를 전달하기 위해 더 큰 디바이스가 필요할 수 있음 - 필요한 출력 전류에 따라 다름.	IC 비용이 더 낮아질 가능성 있음 필요한 출력 전류를 전달하기 위해 더 작은 디바이스가 필요할 수 있음 - 필요한 출력 전류에 따라 다름.
효율	더 높은 효율 더 낮은 스위칭 손실.	더 낮은 효율 더 높은 스위칭 손실.
전체		일반적으로 고비용

표 7. 동작의 MDCM(대부분 불연속 모드) 및 CCM(연속 모드) 비교

단계별 설계 절차

1단계 – 애플리케이션 변수 V_{AC_MIN} , V_{AC_MAX} , f_L , V_{or} , I_{or} , η , C_{IN} 입력

애플리케이션 변수 입력			
LINE VOLTAGE RANGE		유니버설	AC 라인 전압 범위
VACMIN	85.00	85.00 VAC	최소 AC 라인 전압
VACTYP		115.00 VAC	일반적인 AC 라인 전압
VACMAX	265.00	265.00 VAC	최대 AC 라인 전압
fL		50.00 Hz	AC 메인 주파수
LINE RECTIFICATION TYPE	H	H	전파 정류는 'F', 반파 정류는 'H'를 선택
t_CONDUCTION		2.72 ms	브리지 다이오드 도통 시간 입력
VOUT	12.00	12.00 VDC	출력 전압
IOUT	0.120	0.120 A	평균 출력 전류
EFFICIENCY_ESTIMATED		0.75	출력단에서의 효율 예상치
EFFICIENCY_CALCULATED		0.82	실제 부중 및 동작 지점을 바탕으로 계산된 효율
POUT		1.44 W	연속 출력 전력
CIN	9.40	9.40 uF	입력 커패시터
VMIN		86.0 VDC	정류된 입력 전압의 밸리
VMAX		374.8 VDC	정류된 최대 입력 AC 전압의 피크
T_AMBIENT		50 °C	동작 주변 온도 °C
INPUT STAGE RESISTANCE		10 mohms	입력단 저항 mΩ(퓨즈, 써미스터, 필터링 부품 포함)
PLOSS_INPUTSTAGE		0.000 W	입력단 손실 예상치

그림 2. LinkSwitch-TN2 설계 스프레드시트의 애플리케이션 변수 섹션

입력 전압

표 8에서 입력 전압 범위를 결정합니다.

정격 입력 전압(VAC)	V_{AC_MIN}	V_{AC_MAX}
100/115	85	132
230	195	265
유니버설	85	265

표 8. 전 세계 입력 전압 표준 범위

라인 주파수, f_L

유니버설 또는 단일 100VAC의 경우 50Hz, 단일 115VAC 입력의 경우 60Hz입니다. 단일 230VAC 입력의 경우 50Hz입니다. 이러한 값은 최소 값이 아닌 일반적인 라인 주파수를 나타냅니다. 대부분의 애플리케이션에 대해서 이 값은 적절한 전체 설계 마진을 제공합니다. worst case 또는 제품 사양서에 따라 설계할 경우 해당 수치를 6% 줄이십시오 (47Hz 또는 56Hz). 반파 정류의 경우 $f_L/2$ 를 사용하십시오.

정격 출력 전압, $V_{OUT}(V)$

연속 부하 상태에서 메인 출력의 정격 출력 전압을 입력합니다. 일반적으로 메인 출력은 피드백이 파생되는 출력입니다.

출력 전력, $I_{OUT}(A)$

파워 서플라이의 출력 전류를 입력합니다. 파워 서플라이가 다중 출력 파워 서플라이인 경우, 전체 출력의 총 합계 전류를 입력하고, 이는 총 전력 합계를 메인 출력 전압으로 나눈 값입니다.

다중 출력 설계에서 메인 출력(일반적으로 피드백이 공급되는 출력)의 출력 전력은 최대 연속 출력 전력(적용 가능한 경우)이 설계 내 전체 출

력의 출력 전력 합계와 일치하도록 증가해야 합니다. 그런 다음 각 출력 전압 및 전류를 스프레드시트 아래에 입력해야 합니다.

파워 서플라이 효율, η

피크 부하 상태 및 worst case 라인의 경우(일반적으로 가장 낮은 입력 전압), 출력단에서 측정된 전체 파워 서플라이의 예상 효율성을 입력합니다. 더 우수한 레퍼런스 데이터를 사용할 수 없는 경우, 12V 출력은 0.7, 5V 출력은 0.55 값으로 시작하십시오. 이는 출력 전력의 대부분이 12V 이상의 출력 전압에서 공급되는 설계에서 일반적입니다. 프로토타입의 제작 후에는, 측정된 효율을 입력해야 합니다.

총 입력 커패시턴스, $C_{IN}(\mu F)$

표 9를 참조해 총 입력 커패시턴스를 입력합니다.

커패시턴스는 벌크 커패시터 전반의 최소 및 최대 DC 전압의 계산에 사용되며 최소 DC 입력 전압, V_{MIN} 을 70V보다 높게 유지할 수 있도록 선택해야 합니다.

AC 입력 전압 (VAC)	출력 전력(W)당 총 입력 커패시턴스 $\mu F/W$	
	전파 정류	반파 정류
100/115	2	4-5
230	1	1-2
85-265	2	4-5

표 9. 다양한 입력 전압 범위에서의 권장 총 입력 커패시턴스 값

2단계 - AC 입력단 결정

입력단은 퓨저블 저항, 입력 정류 다이오드 및 라인 필터 네트워크로 구성됩니다. 방폭 퓨저블 저항의 선택이 권장되며, 디퍼렌셜 라인 입력 서지 요구 사항에 따라 권선행형이 필요할 수 있습니다. 퓨저블 저항은 퓨즈 안전, 돌입 current limit 및 디퍼렌셜 모드 노이즈 감소를 제공합니다. 반파 정류 설계의 EMI 성능은 낮은 귀환 레일에 2차 다이오드를 추가하여 향상됩니다. 이는 EMI 게이팅(다이오드의 도통 중에만 EMI 전류가 흐름)을 제공하고, 두 개의 다이오드가 서지 전압을 공유하므로 디퍼렌셜 서지 내성이 두 배가 됩니다. 표 10은 유니버설 입력 설계의 출력 전력을 기반으로 한 권장 입력단을 보여주며, 표 9는 기타 입력 전압 범위에 맞춰 입력 커패시턴스를 조정하는 방법을 나타냅니다.

3단계 - AC 입력 전압에 따라 최소 및 최대 DC 입력 전압 V_{MIN} 및 V_{MAX} 결정

V_{MAX} 를 다음과 같이 계산합니다.

$$V_{MAX} = \sqrt{2} \times V_{ACMAX} \tag{1}$$

입력 퓨저블 저항 값이 작다면 저항의 전압 강하는 무시할 수 있습니다.

최소 입력 전압 V_{MIN} 을 도출합니다.

하프 브리지 정류기:

$$V_{MIN} = \sqrt{(2 \times V_{ACMIN}^2) - \frac{2 \times P_o \left(\frac{1}{f_L} - t_c \right)}{\eta \times C_{IN(TOTAL)}}} \tag{2}$$

풀 브리지 정류기:

$$V_{MIN} = \sqrt{(2 \times V_{ACMIN}^2) - \frac{2 \times P_o \left(\frac{1}{2 \times f_L} - t_c \right)}{\eta \times C_{IN(TOTAL)}}} \tag{3}$$

V_{MIN} 이 70V 이하인 경우 $C_{IN(TOTAL)}$ 값을 늘리십시오. t_c 는 브리지 다이오드 도통 시간입니다.

4단계 - 출력 전류 및 current limit에 따라 LinkSwitch-TN2 디바이스 선택

동작 모드의 결정 - 표 7 참조.

MDCM 동작의 경우 출력 전류(I_o)는 데이터 시트에서 선택한 디바이스의 최소 current limit 값의 절반 이하여야 합니다.

$$I_{LIMIT_MIN} > 2 \times I_o \tag{4}$$

CCM 동작의 경우 출력 전류 I_o 가 최소 current limit I_{LIMIT_MIN} 의 50%보다 크지만 80%보다 작은 디바이스를 선택해야 합니다.

$$0.5 \times I_{LIMIT_MIN} < I_o < 0.8 \times I_{LIMIT_MIN} \tag{5}$$

LinkSwitch-TN2 current limit 값은 데이터 시트를 참조하십시오.

일반적 LinkSwitch-TN2 부품은 두 개의 current limit 중 하나에서 동작하도록 프로그래밍할 수 있습니다. "RED" 또는 reduced current limit은 reduced current limit에서의 동작을 활성화하며, 부품이 정격 출력 전류보다 크게 낮은 전류 레벨에서 사용될 때 권장됩니다. "STD" 또는 standard current limit은 BP 커패시터 비용 최적화를 위해 대부분의 애플리케이션에서 선택됩니다.

0.1μF 커패시터를 사용하면 standard current limit 값을 얻을 수 있습니다. 1μF 커패시터를 사용하면 current limit이 감소하므로 최저 비용의 표면 실장형 벽 초크를 포함하는 설계가 가능합니다.

POUT	≤0.25W	0.25 - 1W	>1W
85 - 265 VAC 입력단			
	R_{F1}, R_{F2} : 100-470Ω, 0.5W, 퓨저블 C_{IN}^* : ≥2.2μF, 400V D_{IN1}, D_{IN2} : 1N4007, 1A, 1000V	R_{F1} : 8.2Ω, 1W 퓨저블 R_{F2} : 100Ω, 0.5W, 방폭 C_{IN1}, C_{IN2} : ≥3.3μF, 각각 400V D_{IN1}, D_{IN2} : 1N4007, 1A, 1000V	R_{F1} : 8.2Ω, 1W 퓨저블 L_{IN} : 470μH - 2.2mH, 0.05A - 0.3A C_{IN1}, C_{IN2} : ≥4μF/W _{OUT} , 각각 400V D_{IN1}, D_{IN2} : 1N4007, 1A, 1000V
설명	*향상된 EMI 및 라인 서지 성능을 위한 선택 사항입니다. 귀환 레일에서 제로 임피던스를 요구하는 설계에서는 제거하십시오. **필요한 디퍼렌셜 라인 서지 성능을 충족시키기 위해 값을 늘리십시오.		

표 10. 유니버설 입력을 위한 권장 AC 입력단

5단계 - 출력 인덕터 선택

설계 요구 사항을 충족하는 표준 기성품 인덕터를 선택합니다. 아래 그림과 같이, "드럼" 또는 "도그 본" "I" 코어 인덕터는 낮은 비용 및 매우 낮은 가청 소음 특성으로 인해 싱글 페라이트 요소에 권장됩니다. 그러나 이 인덕터는 낮은 가청 소음을 얻기 위해 함침된 유형으로 선택해야 합니다.

표 4 및 표 5는 설계 스프레드시트의 계산에 따른 일반 출력 전압 및 전류에 대한 인덕터 값 및 RMS 정격 전류를 표시하고 있습니다. 필요한 출력 사양 이상에서 가장 가까운, 더 높은 전압 및/또는 전류를 선택합니다. 또는, 부록 B 또는 PI Expert 소프트웨어 설계 제품군의 PIXls 스프레드시트 도구를 사용하여 정확한 인덕터 값(공식 C13)과 RMS 정격 전류(공식 C29)를 계산할 수 있습니다. DC 저항은 더 낮고 RMS 정격은 더 높기 때문에 선택한 인덕터의 값이 $1.5 \times L_{TYP}$ 보다 L_{TYP} 에 더 가까운 것이 좋습니다. 680µH의 더 낮은 제한은 최대 di/dt를 제한하여 피크 전류 값이 너무 높아지지 않도록 방지합니다. 표 4와 5는 두 공급 업체의 표준 인덕터 레퍼런스 부품 번호를 표시하고 있습니다.

$$680 \mu H < L < 1.5 \times L_{TYP}$$

LinkSwitch-TN2 설계의 경우, 동작 모드가 인덕터 값에 따라 달라지지 않습니다. 동작 모드는 선택한 디바이스의 current limit과 부하 전류의 함수입니다. 인덕터 값은 단지 평균 스위칭 주파수를 설정합니다. 그림 4는 일반적인 표준 인덕터 제조업체의 데이터 시트를 표시하고 있습니다. 기성품 "드럼 코어 / 도그 본 / I 코어" 인덕터의 값은 전류가 증가함에 따라 20%까지 떨어집니다. 공식(C14)의 상수 K_{L_TOL} 및 설계 스프레드시트는 이 값 하락과 초기 인덕턴스 값 오차에 따라 조절합니다. 예를 들어, 680µH, 360mA 인덕터가 필요한 경우(그림 4 참조) 오차는 10%, 동작 전류(약 $[0.36/0.38] \times 10$)에서의 인덕턴스 감소 예측치는 9.5%입니다. 따라서 K_{L_TOL} 의 값은 0.195(19.5%)가 됩니다. 사용할 수 있는 데이터가 없는 경우, K_{L_TOL} 는 0.15(15%)로 가정합니다.

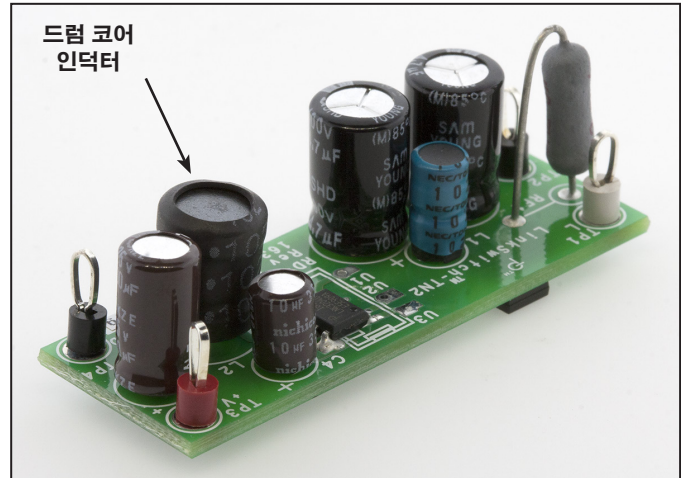


그림 3. 드럼 코어 인덕터의 예제

LinkSwitch-TN2 디바이스, 인덕터(권선 저항과 코어 손실), 프리휠링 다이오드, 피드백 회로, 출력 커패시터 손실 및 더미 부하 이후의 손실로 인해 인덕터에 저장된 모든 에너지가 부하로 전달되지는 않습니다. 이는 최대 전력 전달 용량을 제한하고 따라서 최대 출력 전류가 감소합니다. 최소 인덕턴스는 지정된 풀부하 전력을 전달하기 위해 이러한 손실을 보정해야 합니다. 이 보정을 위해 손실 계수 K_{LOSS} 를 사용합니다. 이는 공식 6에 의해 주어진 총 서플라이 손실의 50%~66% 사이의 권장 값을 갖습니다. 예를 들어, 0.75의 전체 효율성(η)을 갖는 설계의 K_{LOSS} 값은 0.875~0.833 사이가 됩니다.

$$K_{LOSS} = 1 - \left(\frac{1 - \eta}{2} \right) \sim 1 - \left(\frac{2(1 - \eta)}{3} \right) \tag{6}$$

● SBC3 Series		Inductance and Tolerance	Current Rating for 20 °C Rise	Current Rating for 40 °C Rise	Current Rating for Value -10%
Model	Inductance L(mH) at 10 kHz	Rdc (Ω) max.	Rated Current (A) $\Delta T = 20 \text{ °C}$	Current (Reference Value) (A) $\Delta T = 40 \text{ °C}$	Current (Reference Value) (A) L change rate -10%
681-361	680±10%	1.62	0.36	0.50	0.38
102-281	1000±10%	2.37	0.28	0.39	0.31
152-251	1500±10%	3.64	0.25	0.35	0.26
222-191	2200±10%	5.62	0.19	0.26	0.21
332-151	3300±10%	7.66	0.15	0.21	0.17

그림 4. 표준 인덕터 데이터 시트의 예제

PI-3783-030217

6단계 – 프리휠링 다이오드 선택

$t_{AMB} \leq 70^\circ\text{C}$ 에서의 MDCM 동작에는 $t_{RR} \leq 75\text{ns}$ 인 울트라패스트 다이오드를 선택합니다. $t_{AMB} > 70^\circ\text{C}$ 에서는 $t_{RR} \leq 35\text{ns}$ 를 선택합니다. CCM 동작에는 $t_{RR} \leq 35\text{ns}$ 인 울트라패스트 다이오드를 선택합니다. 프리휠링 다이오드에서 25%의 설계 마진을 허용합니다.

$$V_{PIV} > 1.25 \times V_{MAX} \quad (7)$$

다이오드는 풀부하 전류를 전도할 수 있어야 합니다. 따라서 다음과 같은 공식이 산출됩니다.

$$I_F > 1.25 \times I_O \quad (8)$$

표 3에는 일반적인 프리휠링 다이오드 사양이 나열되어 있습니다.

7단계 – 출력 커패시터 선택

출력 커패시터는 출력 전압 리플 요구 사항에 따라 선택해야 합니다. 일반적으로 출력 전압 리플은 커패시터 ESR에 의해 좌우되며 다음의 공식으로 예측할 수 있습니다.

$$ESR_{MAX} = \frac{V_{RIPPLE}}{I_{RIPPLE}} \quad (9)$$

여기서 V_{RIPPLE} 은 최대 출력 리플 사양이고 I_{RIPPLE} 은 LinkSwitch-TN2 출력 리플 전류입니다(C2 및 C3 참조).

커패시터 ESR 값은 약 66kHz의 스위칭 주파수에서 지정되어야 합니다. 100 μF 를 넘는 커패시터 값은 오토-리스트ार्ट 전 50ms 동안 출력 전압이 레귤레이션에 도달하는 것을 방지하기 때문에 권장되지 않습니다. 더 많은 커패시턴스가 필요하면 소프트 스타트 커패시터를 추가해야 합니다(설계 팁 섹션 참조). $V_{RATED} \geq 1.25 \times V_O$ 인 정격 전압을 선택합니다.

8단계 – 피드백 저항 선택

R_{FB} 및 R_{BIAS} 값은 레귤레이션 출력 전압에서 FEEDBACK 핀의 전압(V_{FB})이 2V가 되도록 선택합니다. 이 전압은 49 μA 의 FEEDBACK 핀 전류(I_{FB})에 적합합니다.

R_{BIAS} 값을 2.49k Ω 으로 정하면 ~0.8mA의 전류에서 피드백 네트워크를 바이어스합니다. 따라서 R_{FB} 값은 다음과 같이 계산할 수 있습니다.

$$R_{FB} = \frac{V_O - V_{FB}}{\frac{V_{FB}}{R_{BIAS}} + I_{FB}} = \frac{(V_O - V_{FB}) \times R_{BIAS}}{V_{FB} + (I_{FB} \times R_{BIAS})} \quad (10)$$

9단계 – 피드백 다이오드 및 커패시터 선택

피드백 커패시터의 경우, 정격 전압이 $1.25 \times V_O$ 이상인 10 μF 범용 전해질 커패시터를 사용합니다. 피드백 다이오드의 경우, 정격 전압이 $1.25 \times V_{MAX}$ 이상인 glass passivation 1N4005GP 또는 1DFLR1600-7 디바이스를 사용합니다.

10단계 – BYPASS 핀용 외부 바이어스 저항 선택

파워 서플라이의 무부하 입력 전력을 줄이려면 피드백 커패시터 C3에서 BYPASS 핀으로 연결된 저항 R5(애플리케이션 예에서 그림 9번)를 권장합니다. 이는 출력 전압이 $V_{BP(SHUNT)}$ 보다 높은 파워 서플라이에 적용할 수 있습니다.

최저 무부하 소비 전력을 달성하기 위해 BYPASS 핀으로 공급되는 전류는 120 μA 보다 약간 높아야 합니다. 최고의 풀부하 효율성과 쉘터 성능을 위해 BYPASS 핀으로 공급되는 전류는 아래 언급된 전류 값보다 약간 높아야 합니다.

부품 번호	바이패스 전류
LNK3202	195 μA
LNK3204	222 μA
LNK3205	269 μA
LNK3206	290 μA

표 11. MOSFET의 스위칭 중일 때 BYPASS 핀 주입 전류

최고 출력 전압에서 BYPASS 핀 전류는 16mA ($I_{BP(MAX)}$)를 초과하지 않아야 합니다(일반적으로 출력 전압이 무부하 상태에 있을 경우).

11단계 – 더미 부하 저항 선택

최소 부하가 3mA 미만인 하이 사이드, 다이렉트 피드백 디자인에서는 출력 레귤레이션을 유지하기 위해 더미 부하 저항이 필요합니다. 이로써 D_{FB} 를 통해 피드백 커패시터 C_{FB} 의 인덕터 측을 입력 귀환으로 끌어 올리는 인덕터 에너지가 충분히 확보됩니다. R_{PL} 은 3mA의 최소 출력 부하를 제공할 수 있는 값으로 선택해야 합니다.

업토커플러를 포함하는 설계에서 제너 다이오드 또는 레퍼런스 바이어스 전류는 1mA~2mA의 최소 부하를 제공하여 무부하에서 "펄스 번칭" 및 출력 리플 증가를 방지합니다.

설계 팁

비-저항 부하로 스타트업

총 시스템 커패시턴스가 100μF를 넘거나 출력 전압이 12V를 넘으면 스타트업 동안 출력이 50ms 내에 레귤레이션에 도달하지 못해 오토-리시타트 보호 기능이 트리거될 수 있습니다. 이는 출력이 모터 또는 팬을 제공하고 있어 부하에 저항이 없는 상황에서도 발생할 수 있습니다. 스타트업 시간을 늘리려면 그림 5에 표시된 대로 피드백 저항에 소프트 스타트 커패시터를 추가할 수 있습니다. 이 소프트 스타트 커패시터의 값은 일반적으로 $1.25 \times V_O$ 의 정격 전압에서 0.47μF~47μF의 범위를 갖습니다. 이 커패시터를 추가하면 일부 설계에서 스위칭 사이클의 변칙과 유사한 불안정성을 초래할 수 있습니다. 따라서 이 권장 사항은 다양한 동작 조건 하에서 출력 리플을 측정하여 신중하게 확인해야 합니다.

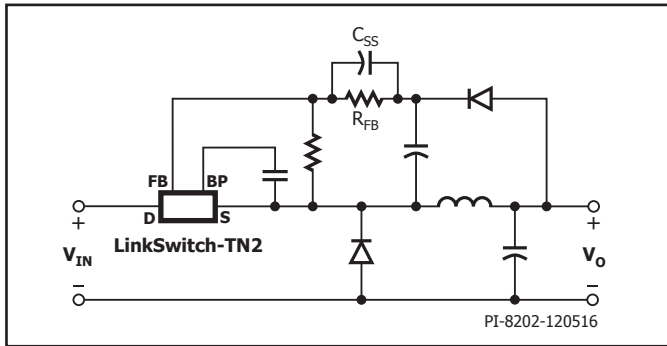


그림 5. 소프트 스타트 커패시터 배치를 표시하는 회로도의 예제

마이너스 및 플러스 출력의 생성

가전 제품 애플리케이션은 종종 AC 라인 레퍼런스 플러스 및 마이너스 출력 모두의 생성을 요구하는 경우가 있습니다. 이는 그림 6의 회로를 사용하여 수행할 수 있습니다. 두 개의 제너 다이오드는 각 레일에 필요한 출력 전압과 근접한 정격 전압을 갖고 있기 때문에 하나의 레일이 경부하이고 다른 하나가 과부하인 상황에서도 레귤레이션을 유지할 수 있습니다. LinkSwitch-TN2 회로는 두 출력의 합과 동일한 출력 전류를 갖는 단일 출력 전압처럼 설계되어 있습니다. 이 예에서 출력 전압의 합은 12V입니다.

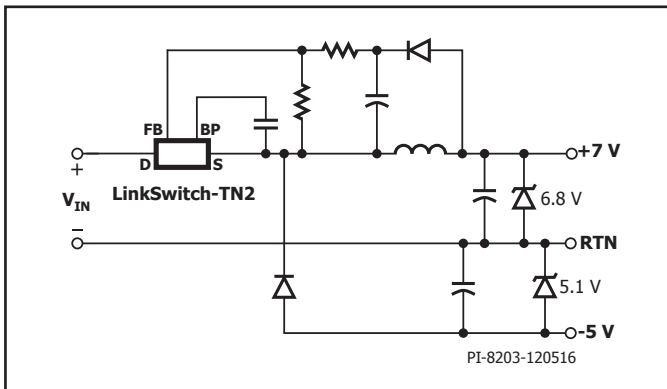


그림 6. 예제 회로 - 듀얼 출력 전압 생성

정전류 회로 구성 (LED 드라이버)

그림 7에 표시된 회로는 LED와 같은 정전류 부하 구동에 이상적입니다. 이는 정확한 출력 전류를 제공하기 위해 정밀한 허용 오차 및 LinkSwitch-TN2 IC의 안정적 온도의 FEEDBACK 핀을 레퍼런스로 사용

합니다. 정전류 출력을 생성하기 위해 평균 출력 전류는 저항 R_{SENSE} 및 커패시터 C_{SENSE} 에 의해 전압으로 변환되고, R_{FB} 및 R_{BIAS} 를 통해 FEEDBACK 핀으로 공급됩니다. 표시된 것과 같이 필요한 출력 전류에서 2V의 전압 강하를 생성하려면 R_{BIAS} 및 R_{FB} 의 값과 함께 R_{SENSE} 의 값을 선택해야 합니다. 커패시터 C_{SENSE} 는 R_{SENSE} 양단의 전압을 필터링하고 인덕터 리플 전류에 의해 변조됩니다. C_{SENSE} 의 값은 특히 M_{DCM} 설계에서 리플 전압을 최소화할 수 있을만큼 충분히 커야 합니다. C_{SENSE} 의 값은 R_{SENSE} 및 C_{SENSE} 의 시간 상수(t)가 스위칭 기간(15μs)의 시간 상수보다 20배 더 큰 범위에서 선택됩니다. C_{SENSE} 가 확인한 피크 전압은 $R_{SENSE} \times I_{LIMIT(MAX)}$ 와 동일합니다. 출력 커패시터는 선택 사항입니다. 하지만 출력 커패시터가 없는 경우, 부하는 선택한 LinkSwitch-TN2 디바이스의 풀 피크 전류 (I_{LIMIT})를 확인합니다. 피크 전류를 부하가 수용할 수 있는 레벨로 줄이려면 C_O 값을 늘리십시오(일반적으로 100nF~10μF의 범위).

부하가 차단되면, 피드백이 손실되고 큰 출력 전압으로 인해 회로 문제가 초래될 수 있습니다. 이를 예방하기 위해 그림 7과 같이 2차 전압 컨트롤투프, D_{FB} 및 V_{RFB} 를 추가할 수 있습니다. 이 역시 회로에서 커패시터 C_O 를 사용하도록 요구합니다. 제너의 전압은 정전류 동작 시 LED 스트링의 최대 전압을 넘는 다음 표준 값으로 선택됩니다. 동일한 설계 공식/설계 스프레드시트는 다음과 같은 추가 고려 사항과 함께 표준 벅-부스트의 설계에 사용될 수 있습니다.

1. $V_O = LED V_F \times$ 스트링당 LED 수.
2. $I_O = LED I_F \times$ 스트링의 수.
3. R_{SENSE} 손실에 따른 낮은 효율 예상치(설계 스프레드시트에 인덕터 저항으로 R_{SENSE} 를 입력하십시오).
4. $R_{BIAS} = 2k\Omega$ 및 $R_{FB} = 300\Omega$ 를 설정합니다.
5. $R_{SENSE} = 2/I_O$.
6. $C_{SENSE} = 20 \times (15\mu s/R_{SENSE})$.
7. 부하를 통해 허용될 수 있는 출력 리플 전류에 따라 C_O 를 선택합니다.
8. 부하가 차단되었을 때나 고장 보호 기능이 필요한 경우, C_O 외에도 전압 피드백 부품 D_{FB} 및 V_{RFB} 를 추가합니다.

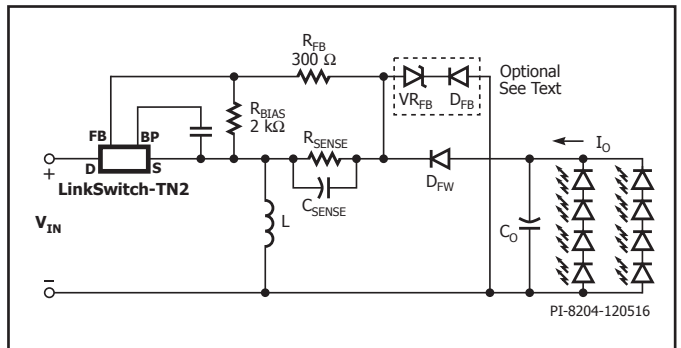


그림 7. 하이 사이드 벅-부스트 정전류 출력 구성

써멀 환경

우수한 써멀 성능을 위해 적절한 히트싱크를 제공하여 SOURCE 핀 온도를 100°C 아래에서 유지해야 합니다. 높은 주변 온도(>50°C)를 가지는 애플리케이션의 경우, 최고 주변 온도에서 파워 서플라이의 구축 및 테스트를 통해 적절한 써멀 마진을 확인할 것을 권장합니다. 데이터 시트에 명시된 최대 출력 전류는 특정 동작 조건을 따른 것이므로 써멀 디레이팅이 필요할 수 있습니다. 또한, 더 높은 동작 온도(>70°C)에서는 역 회복이 낮은 울트라패스트($\leq 35ns$) 다이오드를 사용할 것을 권장합니다. 디바이스 온도가 25°C의 주변 온도에서 85°C를 넘으면 애플리케이션을 위해 제품군에서 다음으로 큰 디바이스를 선택하는 것이 좋습니다.

SOURCE 핀이 스위칭 노드인 경우 배터리 구동식 열전대 측정기를 사용하여 측정할 것을 권장합니다. 또는, 써멀 섀드아웃에 대한 마진을 나타내도록 주변 온도를 높여야 합니다.

레이아웃 권장 고려 사항

벽 또는 벽-부스트 컨버터 구성에서 LinkSwitch-TN2 디바이스의 SOURCE 핀은 스위칭 노드이므로 SOURCE에 연결된 동판 영역은 설계의 써멀 제약 내에서 EMI를 최소화하기 위해 최소화되어야 합니다.

부스트 구성에서 SOURCE 핀은 DC 귀환에 연결되므로 SOURCE에 연결된 동판 영역은 히트싱크를 개선하기 위해 최대화될 수 있습니다.

그림 8은 그림 9에 표시된 회로도에 대한 인쇄 회로 기판 레이아웃 설계 예제입니다. LinkSwitch-TN2, 인덕터(L1), 프리휠링 다이오드(D1), 및 출력 커패시터(C2) 사이에 구성된 루프는 가능한 한 작게 유지되어야 합니다. 입력 커패시터 C5, IC DRAIN 핀, SOURCE 핀, 프리휠링 다이오드 캐소드 및 애노드 사이의 루프는 가능한 작아야 합니다. BYPASS 핀 커패시터 C1(그림 9)은 SOURCE 및 BYPASS 핀에 가까이 위치해야 합니다.

대부분의 기성품 인덕터는 드럼 코어 인덕터 또는 도그본 인덕터입니다. 이러한 인덕터는 우수한 폐자료를 가지지 않으며, 심각한 자기 커플링의 원인이 됩니다. 이러한 인덕터는 디퍼렌셜 모드 노이즈의 원인입니다. 스위칭 노드의 직접 커플링을 최소화하기 위해 LinkSwitch-TN2 IC는 AC 입력 라인에서 멀리 배치되어야 합니다. 그리고 LinkSwitch-TN2 디바이스와 AC 입력 사이에 커패시터 C4와 C5를 배치하는 것이 좋습니다. 드럼 코어 인덕터에서 권선은 주로 다수 레이어로 감깁니다.

주어진 설계에서 EMI 성능 및 레귤레이션의 결과는 인덕터의 어느 쪽 끝이 IC의 출력 커패시터에 연결되고, 어느 쪽 끝이 IC의 SOURCE 핀에 연결되었는지에 따라 달라질 수 있습니다. 따라서 인덕터 방향 변경에 대한 효과를 확인하고, 유리한 인덕터 방향을 사용할 것을 권장합니다. 유리한 방향을 결정하고 나면, 지속적 성능 보장을 위해 모든 제조 보드에 이를 일관적으로 적용해야 합니다. 주로 인덕터는 권선의 시작과 끝을 나타내는데 표시됩니다. 이러한 표시는 조립 중 인덕터를 정확한 방향으로 배치하기 위해 사용됩니다.

두 번째 정류기 다이오드 D4는 선택 사항이지만 더 나은 EMI 성능과 더 높은 라인 서지 내성 기능을 위해 포함될 수도 있습니다.

높은 전류를 전달하는 패턴은 가능한 길이가 짧고 두께가 굵어야 합니다. 이러한 패턴은 입력 커패시터, LinkSwitch-TN2 IC, 인덕터, 프리휠링 다이오드 및 출력 커패시터를 연결합니다.

안전 규정 준수를 위한 설계

파워 서플라이는 일반적으로 번개와 같은 이벤트로 인해 발생하는 서지 전압에 견딜 수 있어야 합니다. 이러한 이벤트로 부품이 고장나거나 기능이 손실되어서는 안 됩니다. IEC61000-4-5와 같은 표준에는 라인 연결 전원 회로 및 데이터 라인 연결 장비에 대한 보호 메커니즘을 테스트하기 위해 일반적인 worst case의 과도 현상과 유사한 서지 전압, 전류 파형, 소스 임피던스가 정의되어 있습니다.

파워 서플라이 입력단에 사용되는 퓨저를 저항, EMI 필터 및 커패시터의 부품은 이러한 이벤트 중에 파워 서플라이 부품에 적용되는 전압 및 전류 스트레스를 제한합니다.

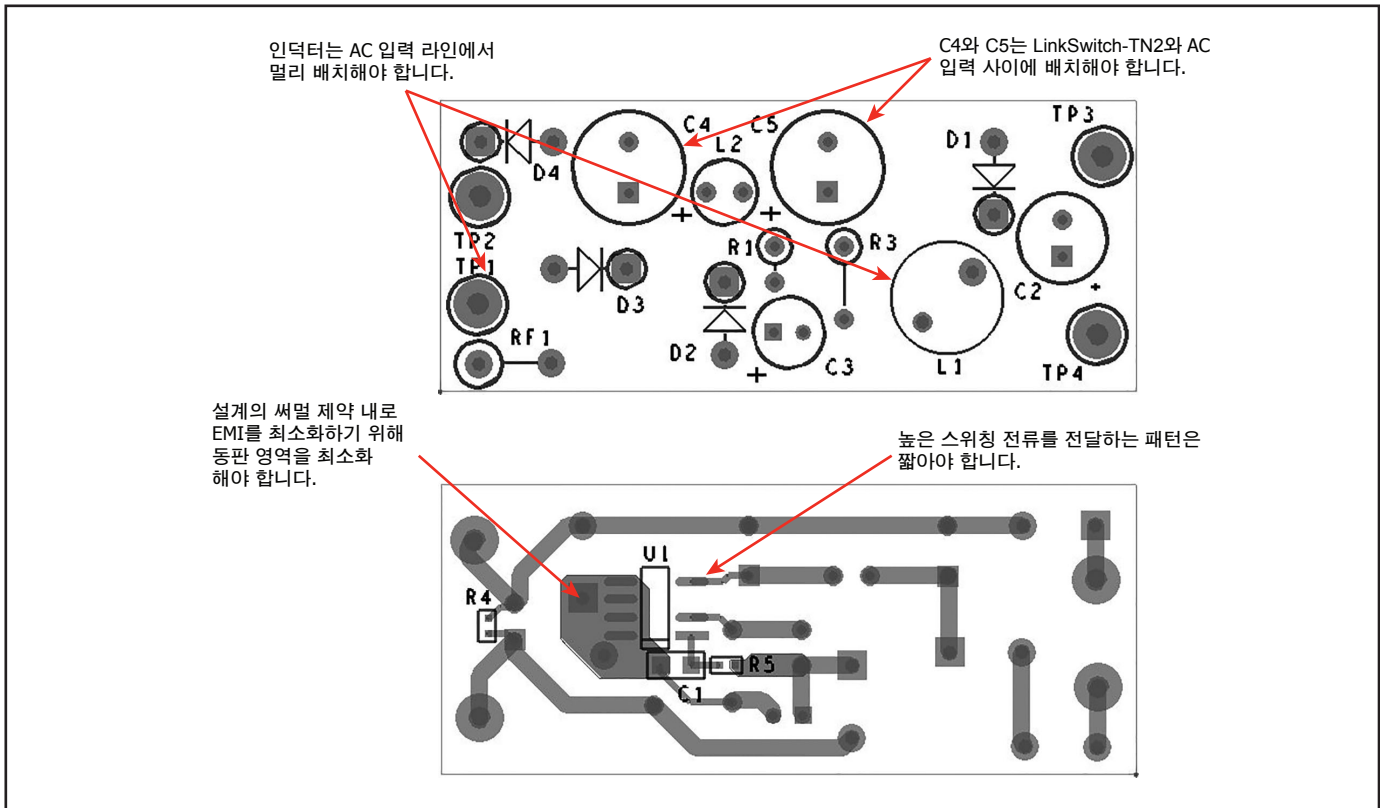


그림 8. D 패키지를 사용한 LinkSwitch-TN2에 대한 권장 인쇄 회로 레이아웃

PI-8209-120616

서지 레벨이 높은 경우(DM 서지 >1kV), 파워 서플라이의 입력측에 MOV가 추가되어야 할 수 있습니다. 이러한 MOV는 입력 퓨즈 뒤에 배치되며 서지 이벤트 발생 시 파워 서플라이 입력측의 전압을 클램핑합니다.

다음 확인 목록을 사용하여 설계가 해당 요구 사항을 준수하는지 확인할 수 있습니다.

- LinkSwitch-TN2 컨버터 타겟 시장을 정의합니다.
- 장비 등급을 확인하여 CM(커먼 모드) 및 DM(디퍼렌셜 모드) 서지 수준을 결정합니다.
- DM 서지가 1000V를 초과하는 경우, EMI 필터의 프런트 엔드에 있는 AC 라인에 MOV를 포함해야 합니다.
- 북미 115VAC 또는 유니버설 입력의 경우 적절한 정격 서지 전류 및 에너지 용량을 비롯하여 정상 동작 중 적절한 스탠드오프 전압이 있는 MOV를 선택합니다.
- MOV 선택 예: 클래스 3 장비에 설치된 북미 애플리케이션이 있고 AC 라인에 연결된 디퍼렌셜 모드 보호용 MOV를 선택해야 한다고 가정합니다. DM 스파이크 에너지는 6.9J 미만이 됩니다. 150VAC 연속 동작용 정격 디바이스는 115VAC 정격 애플리케이션에 적절한 스탠드오프 전압을 제공합니다. Littelfuse 부품 번호 V150LA5는 MOV 수명 동안 누적된 스트라이크로 인해 발생하는 성능 저하를 최소화하는 적절한 마진과 함께 25J 및 2500A 서지 내량을 제공합니다. 유니버설 입력 설계의 경우 V320LA10은 48J 및 2500A 서지 내량을 제공합니다.
- 컨버터에 커먼 모드 및 디퍼렌셜 모드 서지 테스트를 둘 다 수행하고 주요 부품의 전압 및 전류(필요한 경우)를 관찰하여 부품의 SOA 동작

작을 확인합니다. 모든 전압 및 전류 최대값/최소값이 각 X 및 Y 커패시터의 정격 사양 내에 속하는지 확인합니다. 그렇지 않은 경우 더 높은 정격의 부품을 지정합니다.

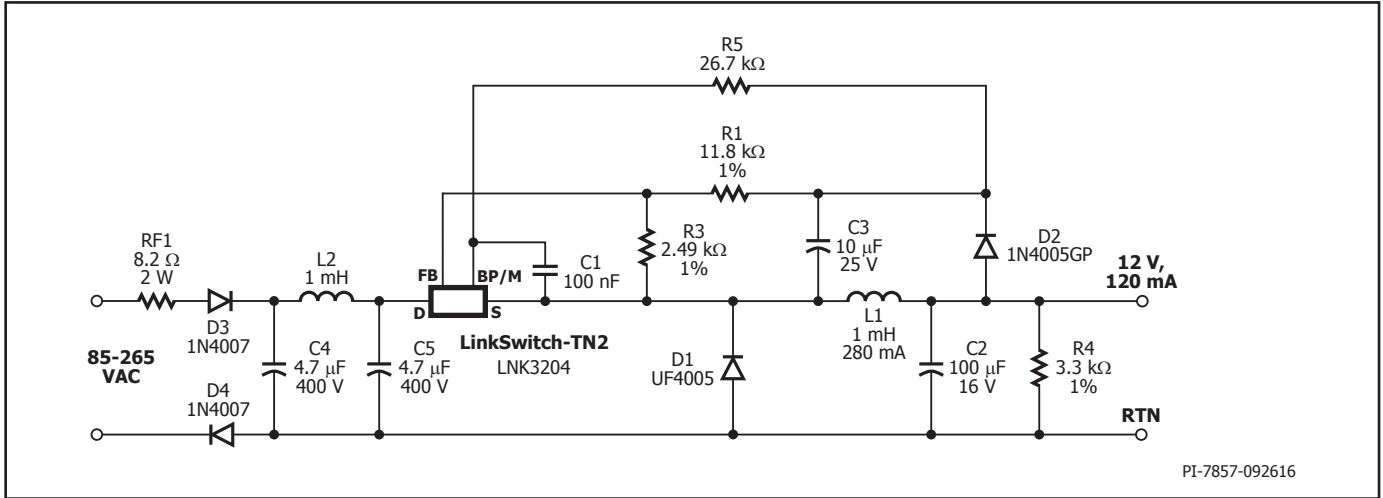
- 사용된 다이오드 브리지의 정격 서지 과도 전류를 확인합니다.
- MOSFET 스위치 BV 정격이 스위칭 노드의 서지 전압보다 큰지 확인합니다. 그렇지 않다면, 벌크 커패시터 크기를 늘려 서지 에너지가 커패시터 전압을 허용할 수 없는 레벨까지 증가시키는 것을 방지해야 합니다.
- 테스트 중에 벌크 커패시터 정격 서지 전압을 초과하지 않는지 확인합니다. 정격 서지 전압을 초과하는 경우 커패시턴스를 증가시켜야 할 수 있습니다. 일부 커패시터는 정격 서지 전압보다 높은 전압을 단기 견딜 수 있지만 자세한 지침은 커패시터 제조업체와 상의해야 합니다.
- 최대 라인 전압에서 파워 온 돌입 전류를 수용하는 I² 정격을 갖춘 AC 라인 퓨저블 저항을 선택합니다. 이는 연속 AC 라인 전류로 분류되며 서지 I²t로 인해 차단되지 않습니다. 라인 간의 MOV 고장 시 라인 전류를 차단하기 위해서는, 과도 전류를 견뎌내기 위해 필요한 이상으로 큰 퓨즈를 사용하지 마십시오.

라인 서지 또는 안전 테스트 중 파워 서플라이를 측정할 때 테스트 장비가 갈바닉 절연되었는지 확인해야 합니다. 테스트 프로브 연결로 인해 서지 에너지의 대체 경로가 만들어진 경우에는 테스트 결과가 제대로 나오지 않습니다. 따라서 테스트 중에 발생할 수 있는 전압을 초과하는 고전압을 측정용 전압 프로브를 사용할 경우에는 주의를 기울여야 합니다.

부록 A – 애플리케이션 예제

1.44W 유니버설 입력 벽 컨버터

그림 9에 표시된 회로는 전기 밥솥, 식기세척기 또는 기타 백색 가전과 같은 가전 제품 컨트롤에 사용되는 12V, 120mA 비절연 파워 서플라이의 일반적인 구현입니다. 이 회로는 비절연 서플라이가 적절한 야간 조명, LED 드라이버, 전기 측정기, 주거용 난방 컨트롤러와 같은 다른 애플리케이션에도 적용할 수 있습니다.



PI-7857-092616

그림 9. LinkSwitch-TN2를 사용하는 유니버설 입력, 12V, 120mA 정전압 파워 서플라이

부록 B

벅 및 벅-부스트 토폴로지의 인덕터 값 계산

라인 전압 및 동작 모드과 관계 없이, 지정된 출력 전력을 공급하는 데 필요한 인덕턴스의 최소값이 존재합니다.

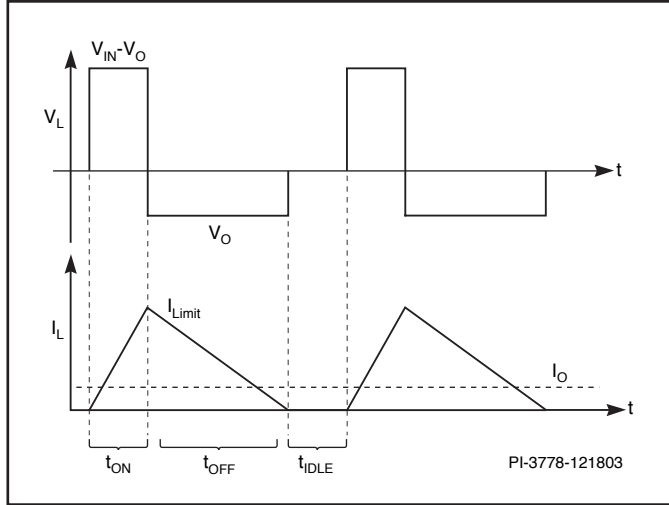


그림 10. DCM에서 벅 컨버터의 인덕터 전압 및 인덕터 전류

그림 10은 DCM(불연속 모드)의 인덕터 전류를 일반적 경우로 표시하고 있습니다. 다음 예제는 CCM과 DCM 동작 모두에서 사용될 수 있습니다. 그림 10과 같이 DCM에는 세 개의 고유한 구간이 존재합니다. 구간 t_{ON} 은 LinkSwitch-TN2 IC는 ON이고, 프리휠링 다이오드는 OFF인 경우입니다. 인덕터에서 전류는 초기 값인 I_{O} 에서부터 증가합니다. 피크 전류는 디바이스의 current limit I_{LIMIT} 입니다. 구간 t_{OFF} 은 LinkSwitch-TN2 IC는 OFF이고, 프리휠링 다이오드는 ON인 경우입니다. 이 구간 동안 0으로 떨어집니다. 구간 t_{IDLE} 은 LinkSwitch-TN2 IC 및 프리휠링 다이오드가 모두 OFF이고, 인덕터 전류가 0인 경우입니다.

CCM에서 이러한 유휴 상태는 존재하지 않기 때문에 $t_{IDLE} = 0$ 입니다.

벅 컨버터의 구간 t_{ON} 끝에서 전류 스윙을 다음과 같이 계산할 수 있습니다.

$$\Delta I(t_{ON}) = I_{RIPPLE} = \frac{V_{MIN} - V_{DS} - V_O}{L_{MIN}} \times t_{ON} \quad (C1)$$

$$I_{RIPPLE} = 2 \times (I_{LIMIT_MIN} - I_O) \quad t_{IDLE} = 0 \text{ (for CCM)} \quad (C2)$$

$$I_{RIPPLE} = 2 \times (I_{LIMIT_MIN}) \quad t_{IDLE} > 0 \text{ (for MDCM)} \quad (C3)$$

참고:

I_{RIPPLE} = 인덕터 리플 전류

I_{LIMIT_MIN} = 최소 current limit

V_{MIN} = 최소 DC 버스 전압

V_{DS} = ON 상태 드레인과 소스 간 전압 강하

V_O = 출력 전압

L_{MIN} = 최소 인덕턴스

마찬가지로 구간 t_{OFF} 끝에서 전류 스윙을 다음과 같이 계산할 수 있습니다.

$$\Delta I(t_{OFF}) = I_{RIPPLE} = \frac{V_O + V_{FD}}{L_{MIN}} \times t_{OFF} \quad (C4)$$

각 스위칭 사이클이 시작할 때 인덕터를 통과하는 초기 전류는 다음과 같이 계산할 수 있습니다.

$$I_{INITIAL} = I_{LIMIT_MIN} - I_{RIPPLE} \quad (C5)$$

하나의 스위칭 사이클에 걸친 인덕터를 통한 평균 전류는 출력 전류 I_O 와 같습니다. 이 전류는 다음과 같이 계산할 수 있습니다.

$$I_O = \frac{1}{T_{SW_MAX}} \left(\frac{1}{2} \times (I_{LIMIT_MIN} + I_{INITIAL}) \times t_{ON} + \frac{1}{2} \times (I_{LIMIT_MIN} + I_{INITIAL}) \times t_{OFF} + 0 \times t_{IDLE} \right) \quad (C6)$$

참고:

I_O = 출력 전류

T_{SW_MAX} = 최소 스위칭 주파수 F_{S_MIN} 에 해당하는 스위칭 구간

공식 (C1) 및 (C4)에서 t_{ON} 및 t_{OFF} 를 치환하면:

$$I_O = \frac{1}{T_{SW_MAX}} \left(\frac{1}{2} \times (I_{LIMIT_MIN} + I_{INITIAL}) \times \frac{I_{RIPPLE} \times L_{MIN}}{V_{MIN} - V_{DS} - V_O} + \frac{1}{2} \times (I_{LIMIT_MIN} + I_{INITIAL}) \times \frac{I_{RIPPLE} \times L_{MIN}}{V_O + V_{FD}} + t_{IDLE} \right) \quad (C7)$$

$$L_{MIN} = \frac{2 \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{(I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times FS_{MIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})} \quad (C8)$$

MDCM 설계에서, $I_{INITIAL} = 0$, $I_{RIPPLE} = I_{LIMIT_MIN}$ 입니다.

$$L_{MIN} = \frac{2 \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{I_{LIMIT_MIN}^2 \times FS_{MIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})} \quad (C9)$$

CCM 설계에서, $t_{IDLE} = 0$ 입니다.

$$I_O = \frac{1}{2} \times (I_{LIMIT_MIN} + I_{INITIAL}) \quad (C10)$$

$$I_{INITIAL} = I_{LIMIT_MIN} \quad (C11)$$

$$L_{MIN} = \frac{(V_O + V_{FD}) \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{2 \times (I_{LIMIT_MIN} - I_O) \times FS_{MIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})} \quad (C12)$$

20V보다 큰 출력 전압의 경우 L_{MIN} 의 계산에 V_{MAX} 를 사용합니다(공식 C8). 20V보다 작은 출력 전압의 경우, L_{MIN} 의 계산에 V_{MIN} 을 사용하여 current limit 지연 시간 오버슈트를 보정합니다.

하지만 이는 인덕터 내부의 손실(권선 저항과 코어 손실) 및 프리휠링 다이오드에서의 손실은 고려하지 않기 때문에 최대 전력 전달 용량을 제한하고 따라서 최대 출력 전류가 감소합니다. 최소 인덕턴스는 지정된 풀부하 전력을 전달하기 위해 이러한 손실을 보정해야 합니다. 이러한 손실은 파워 서플라이의 총 손실을 예측하고 해당 손실의 일부를 인덕터와 다이오드에 할당하여 예상할 수 있습니다. 이는 그에 따라 인덕터의 크기를 증가시키는 손실 계수 K_{LOSS} 에 의해 수행됩니다. 또한 이러한 유형의 애플리케이션에 주로 쓰이는 인덕터는 보빈 코어 또는 도그본 초코입니다. 지정된 정격 전류는 20°C 또는 40°C의 온도 상승 또는 10%의 인덕턴스 강하를 참조합니다. 인덕턴스 최소값은 공식 내에 인

덕턴스 오차 계수 K_{L_TOL} 을 통합하여 이러한 제조 오차를 고려해야 합니다. 따라서 일반적 인덕턴스 값은 다음과 같이 계산할 수 있습니다.

$$L_{TYP} = \frac{(1 + K_{L_TOL}) \times L_{MIN}}{K_{LOSS}} \quad (C13)$$

참고:

K_{LOSS} 는 인덕터의 OFF 상태 총 손실을 고려하는 손실 계수입니다.

K_{L_TOL} 은 인덕터 오차 계수로 10%~20% 사이의 값을 갖습니다. 일반 값은 0.15입니다. 이러한 일반 인덕턴스를 바탕으로 최대 출력 전력을 다음과 같이 계산할 수 있습니다.

$$P_{O_MAX} = L_{TYP} \times FS_{MIN} \times (I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times \frac{V_O \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})}{2 \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O) \times (V_O + V_{FD})} \times \frac{K_{LOSS}}{(1 + K_{L_TOL})} \quad (C14)$$

마찬가지로 벡-부스트 토폴로지의 경우 L_{TYP} 및 P_{O_MAX} 의 공식은 다음과 같습니다.

$$L_{TYP} = \frac{2(1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS})}{K_{LOSS} \times (I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times FS_{MIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD} + V_O)} \quad (C15)$$

$$P_{O_MAX} = L_{TYP} \times FS_{MIN} \times (I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times \frac{V_O \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD} + V_O)}{2 \times (V_{MIN} - V_{DS}) \times (V_O + V_{FD})} \times \frac{K_{LOSS}}{(1 + K_{L_TOL})} \quad (C16)$$

평균 스위칭 주파수

LinkSwitch-TN2는 ON-OFF 유형의 컨트롤을 사용하기 때문에 싸이클 스키핑의 영향으로 스위칭 주파수가 균일하지 않습니다. 스위칭 주파수의 평균은 공식 C14에서 최대 전력을 출력 전력으로 치환하여 구할 수 있습니다. 단순화된 공식은 아래와 같습니다.

$$FS_{AVG} = \frac{2 \times (1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{K_{LOSS} \times (I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times L_{TYP} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})} \quad (C17)$$

마찬가지로 벡-부스트 컨버터도 공식 C16을 단순화하여 다음과 같이 계산할 수 있습니다.

$$FS_{AVG} = \frac{2(1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS})}{K_{LOSS} \times (I_{LIMIT_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times L_{TYP} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD} + V_O)} \quad (C18)$$

RMS 전류의 계산

인덕터를 통한 RMS 전류 값은 인덕터의 적절한 크기를 유지하고 과열을 방지하기 위해 필요합니다. 또한, LinkSwitch-TN2 IC 및 프리휠링 다이오드를 통한 RMS 전류는 파워 서플라이의 손실 예측을 위해 필요합니다. CCM 동작이라면 안정적 상태의 인덕터 초기 전류는 다음과 같이 계산할 수 있습니다.

$$I_{INITIAL} = I_{LIM_MIN} - \frac{V_O + V_{FD}}{L_{TYP}} \times t_{OFF} \quad (C19)$$

t_{OFF} 는 MOSFET이 OFF인 경우입니다.

DCM 동작에서 이 초기 전류는 0입니다.

LinkSwitch-TN2를 통한 전류는 시간 함수로 다음과 같이 계산할 수 있습니다.

$$i_{SW}(t) = I_{INITIAL} + \frac{V_{MIN} - V_{DS} - V_O}{L_{TYP}} \times t, 0 < t \leq t_{ON} \quad (C20)$$

$$i_{SW}(t) = 0, t_{ON} < t \leq T \quad (C21)$$

t_{ON} 은 MOSFET이 ON인 경우입니다.

프리휠링 다이오드를 통한 전류는 시간 함수로 다음과 같이 계산할 수 있습니다.

$$i_D(t) = 0, 0 < t \leq t_{ON} \quad (C22)$$

$$i_D(t) = I_{LIM_MIN} - \frac{V_O + V_{FD}}{L_{TYP}} \times t, t_{ON} < t \leq t_{OFF} \quad (C23)$$

$$i_D(t) = 0, t_{OFF} < t \leq T \quad (C24)$$

t_{OFF} 는 프리휠링 다이오드가 ON인 경우입니다.

인덕터를 통한 전류는 시간 함수로 다음과 같이 계산할 수 있습니다.

$$i_L(t) = i_{SW}(t) + i_D(t) \quad (C25)$$

RMS 전류의 정의에서 스위치, 프리휠링 다이오드 및 인덕터를 통한 RMS 전류는 다음과 같이 계산할 수 있습니다.

$$i_{SW_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_{AVG}} \int_0^T i_{SW}(t)^2 \times dt} \quad (C26)$$

$$i_{D_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_{AVG}} \int_0^T i_D(t)^2 \times dt} \quad (C27)$$

$$i_{L_RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_{AVG}} \int_0^T (i_{SW}(t) + i_D(t))^2 \times dt} \quad (C28)$$

스위치 및 프리휠링 다이오드 전류는 각각 OFF 및 ON 구간에서 0으로 떨어지기 때문에 RMS 인덕터 전류는 다음과 같은 단순식으로 계산할 수 있습니다.

$$i_{L_RMS} = \sqrt{i_{SW}^2 + i_D^2} \quad (C29)$$

표 C1에는 벡 및 벡-부스트 토폴로지를 사용하는 중요 파라미터의 설계 공식이 나열되어 있습니다.

Parameter	Buck	Buck-Boost
L_{TYP}	$L_{TYP} = \frac{2(1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{K_{LOSS} \times (I_{LIM_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times FS_{MIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})}$	$L_{TYP} = \frac{2(1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS})}{K_{LOSS} \times (I_{LIM_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times FS_{MIN} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD} + V_O)}$
FS_{AVG}	$FS_{AVG} = \frac{2 \times (1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS} - V_O)}{K_{LOSS} \times (I_{LIM_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times L_{TYP} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD})}$	$FS_{AVG} = \frac{2(1 + K_{L_TOL}) \times (V_O + V_{FD}) \times I_O \times (V_{MIN} - V_{DS})}{K_{LOSS} \times (I_{LIM_MIN}^2 - I_{INITIAL}^2) \times L_{TYP} \times (V_{MIN} - V_{DS} + V_{FD} + V_O)}$
$i_{sw}(t)$ LinkSwitch-TN2 Current	$i_{sw}(t) = I_{INITIAL} + \frac{V_{MIN} - V_{DS} - V_O}{L_{TYP}} \times t, 0 < t \leq t_{ON}$ $i_{sw}(t) = 0, t_{ON} < t \leq T$	$i_{sw}(t) = I_{INITIAL} + \frac{V_{MIN} - V_{DS}}{L_{TYP}} \times t, 0 < t \leq t_{ON}$ $i_{sw}(t) = 0, t_{ON} < t \leq T$
$i_D(t)$ Diode Forward Current	$i_D(t) = 0, 0 < t \leq t_{ON}$ $i_D(t) = I_{LIMIT_MIN} - \frac{V_O + V_{FD}}{L_{TYP}} \times t, t_{ON} < t \leq t_{OFF}$ $i_D(t) = 0, t_{OFF} < t \leq T$	$i_D(t) = 0, 0 < t \leq t_{ON}$ $i_D(t) = I_{LIMIT_MIN} - \frac{V_O + V_{FD}}{L_{TYP}} \times t, t_{ON} < t \leq t_{OFF}$ $i_D(t) = 0, t_{OFF} < t \leq T$
$i_L(t)$ Inductor Current	$i_L(t) = i_{sw}(t) + i_D(t)$	$i_L(t) = i_{sw}(t) + i_D(t)$
Max Drain Voltage	V_{MAX}	$V_{MAX} + V_O$

표 C1. 벅 및 벅-부스트 토폴로지의 회로 특성

부록 C – 플라이백 애플리케이션의 보호 기능

히스테리시스(Hysteresis) 출력 과전압 보호(OVP)

플라이백 토폴로지에서 LinkSwitch-TN2 IC가 제공하는 출력 과전압 보호는 BYPASS 핀으로 흐르는 $I_{BP(SD)}$ 를 초과하는 전류에 의해 트리거되는 오토-리스타트를 사용합니다. 이 기능의 의도치 않은 트리거를 방지하기 위해 BYPASS 핀 커패시터는 내부 필터 외에도 외부 필터를 제공합니다. 바이패스 커패시터가 고주파 필터로 효과적이라면 커패시터를 디바이스의 SOURCE 및 BYPASS 핀에 가능한 가깝게 위치시켜야 합니다.

OVP 기능은 제너 다이오드를 출력에서 BYPASS 핀으로 연결함으로써 비절연 플라이백 컨버터에서 실현될 수 있습니다. 그림 11에 표시된 회로 예제는 출력 과전압 보호를 구현하는 단순한 방법에 대해 설명합니다. OVP 제너 다이오드와 직렬로 연결된 값이 낮은(10Ω~47Ω) 저항을 삽입하여 OVP 감지 기능의 필터링을 추가할 수 있습니다. OVP 제너 다이오드와 직렬로 연결된 저항 역시 BYPASS 핀으로 흐르는 최대 전류를 제한합니다. 전류는 16mA 미만으로 제한되어야 합니다.

피드백 손실로 인한 고장 상태 동안에는 출력 전압이 정격 전압 이상으로 빠르게 상승합니다. 제너 다이오드의 정격 전압과 BYPASS 핀 전압의 합계를 초과하는 출력 전압은 전류가 BYPASS 핀으로 주입된 $I_{BP(SD)}$ 를 초과하게 하여 오토-리스타트를 트리거하고 과전압으로부터 파워 스플라이를 보호합니다.

라인 과전압 보호

플라이백 컨버터 구성에서 LinkSwitch-TN2 IC는 회로 구성에 따라 FEEDBACK 핀으로 흐르는 전류를 모니터링하여 파워 MOSFET 온 타임 중 DC 버스 과전압 상태를 간접적으로 감지할 수 있습니다. 그림 12는 한 가지 가능한 회로 구현을 보여줍니다. 파워 MOSFET 온 타임 중 2차측 권선 양단의 전압은 1차측 권선 양단의 전압에 비례합니다. 따라서 에미터와 트랜지스터 Q3 베이스를 통과해 흐르는 전류는 V_{BUS} 전압에 정비례합니다.

$$V_{PRI} = V_{BUS} - V_{DS} \tag{D1}$$

V_{DS} 는 버스 전압과 비교해 훨씬 작기 때문에 무시할 수 있습니다.

2차측 권선 양단의 전압은 1차측 권선 양단의 전압에 비례합니다.

$$V_{SEC} = \frac{V_{PRI}}{n} \tag{D2}$$

$$-V_{BP} + V_{Q3(EB)} + V_{D3} + V_{VR3} + V_{R3} = V_{SEC} \tag{D3}$$

따라서 제너 다이오드 VR3 양단의 전압은 V_{BUS} 에 따라 달라집니다. 라인 전압이 기준점(Threshold)보다 높고 제너 다이오드 VR3이 ON 상태가 되면, 트랜지스터 Q3이 ON 상태가 되고 전류가 BYPASS 핀 커패시터로부터 트랜지스터 Q3을 통해 FEEDBACK 핀으로 흐릅니다. 최소 2번

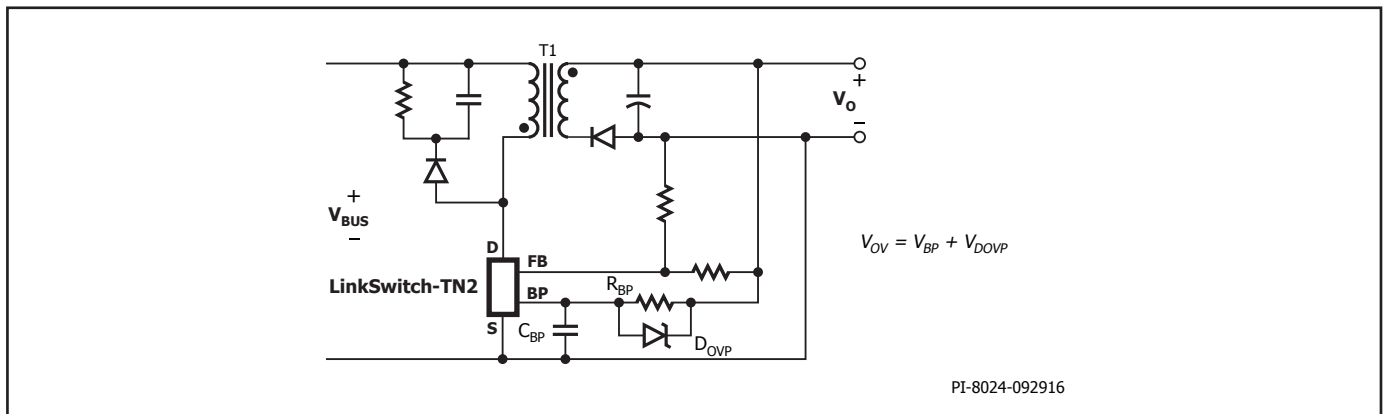


그림 11. 출력 과전압 보호를 사용하는 비절연 플라이백 컨버터

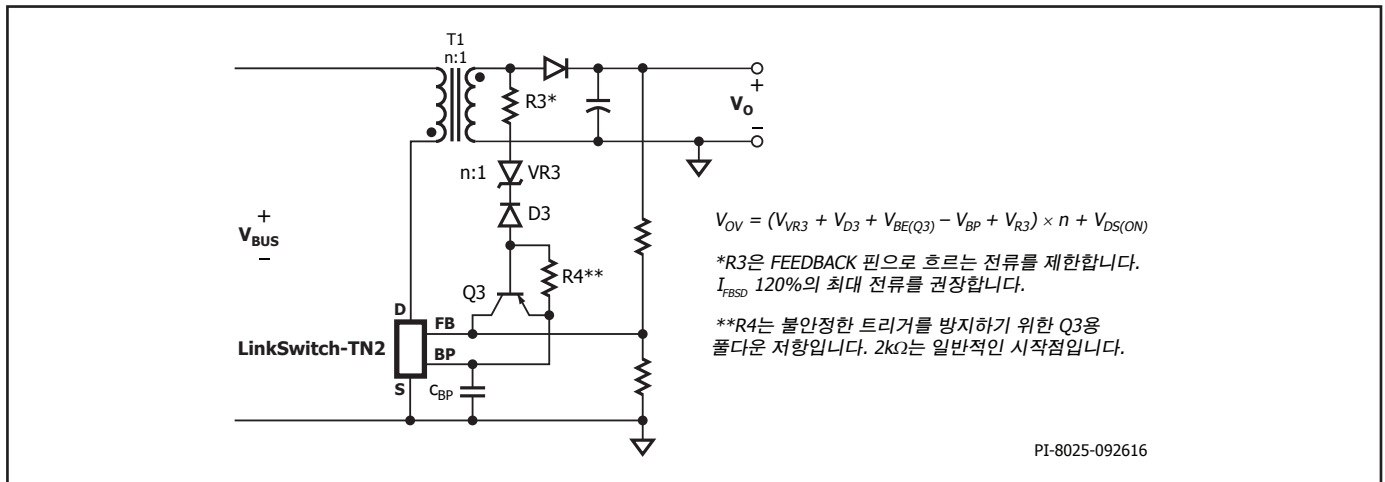


그림 12. FEEDBACK 핀을 사용하는 과전압 보호용 라인 센싱

의 연속 스위칭 사이클 동안 흐르는 전류가 FEEDBACK 핀 순간 섰다운 전류 $I_{FB(SD)}$ 보다 높으면 라인 과전압 보호가 트리거 되어 LinkSwitch-TN2 IC는 오토-리스타트 모드로 진입합니다.

버스 과전압의 기준점(Threshold)은 다음과 같이 계산할 수 있습니다.

$$V_{OV} = (-V_{BP} + V_{Q3(EB)} + V_{D3} + V_{VR3} + V_{R3}) \times n + V_{DS} \quad (D4)$$

간접 라인 센싱은 주로 1차측 라인 과전압 감지 회로에서 발생할 수 있는 전력 손실을 최소화합니다.

저항 R4는 약한 풀다운 저항으로 사용되어 정상 동작 중의 의도치 않은 Q3의 도통을 방지합니다. 2kΩ 저항을 R4에 사용할 수 있습니다. 제너 다이오드 및 트랜지스터의 선택에 따라 R4의 값 조정이 필요할 수 있습니다. R3은 FEEDBACK 핀으로 흐르는 전류를 제한하기 위해 사용됩니다. 다음의 공식과 같이 저항 R3을 통과하는 전류는 R4를 통과하는 전류와 에미터 및 Q3 베이스를 통과하는 전류의 합과 같습니다.

$$I_{R3} = I_{Q3(EB)} + I_{RA} \quad (D5)$$

공식 D4에서:

$$I_{R3} = \frac{V_{R3}}{R3} = \frac{\frac{(V_{BUS} - V_{DS})}{N} + V_{BP} - V_{Q3(EB)} - V_{D3} - V_{VR3}}{R3} \quad (D6)$$

및

$$I_{RA} = \frac{V_{BE(Q3)}}{R4} \quad (D7)$$

공식 D6 및 D7에서:

$$I_{Q3(EB)} = \frac{\frac{(V_{BUS} - V_{DS})}{N} + V_{BP} - V_{Q3(EB)} - V_{D3}}{R3} - \frac{V_{BE(Q3)}}{R4} \quad (D7)$$

트랜지스터가 포화되지 않았다면 FEEDBACK 핀으로 흐르는 전류는 Q3의 컬렉터 전류이며, 다음과 같이 계산할 수 있습니다.

$$I_{Q3(EC)} = h_{FE} \times I_{Q3(EB)} = h_{FE} \times \left[\frac{\frac{(V_{BUS} - V_{DS})}{N} + V_{BP} - V_{Q3(EB)} - V_{D3} - V_{VR3}}{R3} - \frac{V_{BE(Q3)}}{R4} \right] \quad (D8)$$

$I_{Q3(EC)}$ 의 전류는 FEEDBACK 핀으로 흐르는 전류를 제한하기 위해 $I_{FB(SD)}$ 의 120%를 초과할 수 없습니다.

정확한 라인 OV 기준 전압(Threshold), 우수한 효율성, 레귤레이션 성능 및 안정성을 갖추기 위해 트랜스포머 누설 인덕턴스는 최소화되어야 합니다. 낮은 누설은 2차측 권선의 링잉을 최소화하고, 라인 OVP를 정확하게 감지합니다. FEEDBACK 핀으로 흐르는 전류는 고전압 파워 MOSFET이 ON 상태가 된 후, 보통 280ns 내에 샘플링되어 $I_{FB(SD)}$ 와 비교됩니다.

일부 설계에서는 2차측 권선에서 링잉이 280ns보다 길어질 경우, 라인 전압의 정확한 감지를 위해 링잉을 댐핑하려면 정류기 다이오드의 RC 스너버가 필요할 수 있습니다.

다음은 33V 제너 (VR3) BZX74-C33의 예이고 308V에서의 기준점(Threshold)입니다. 버스 전압이 기준점(Threshold)보다 높을 때 파워 서플라이는 오토-리스타트에 진입합니다. 고장이 처음으로 확인되면 오프 타임은 150ms($t_{AR(OFF)}$ - 최초 오프 기간)입니다. 고장 상태가 지속되면 후속 오프 타임은 1500ms($t_{AR(OFF)}$ 후속 기간)입니다.

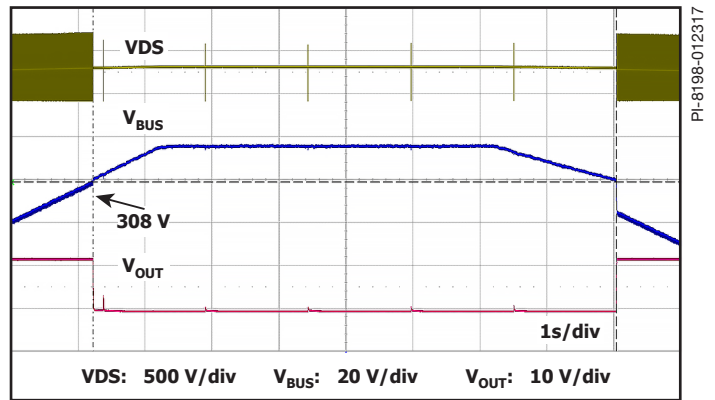


그림 13. 과전압 보호 결과의 간접 센싱

참고

개정	참고	날짜
A	최초 출시	17/1

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

Power Integrations는 안정성 또는 생산성 향상을 위하여 언제든지 당사 제품을 변경할 수 있는 권한이 있습니다. Power Integrations는 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 포함하며 이에 국한되지 않음)을 명백하게 부인합니다.

특허 정보

본 문서에서 설명하는 제품 및 애플리케이션(제품의 외부 트랜스포머 구성 및 회로 포함)은 하나 이상의 미국 및 해외 특허 또는 Power Integrations에서 출원 중인 미국 및 해외 특허에 포함될 수 있습니다. Power Integrations의 전체 특허 목록은 www.power.com에서 확인할 수 있습니다. Power Integrations는 고객에게 <http://www.power.com/ip.htm>에 명시된 특정 특허권에 따라 라이선스를 부여합니다.

수명 유지 장치 사용 정책

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

1. 수명 유지 장치 또는 시스템이란 (i)신체에 외과적 이식을 목적으로 하거나, (ii)수명을 지원 또는 유지하거나 (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, SENZero, SCALE-iDriver, Qspeed, PeakSwitch, LYTSwitch, LinkZero, LinkSwitch, InnoSwitch, HiperTFS, HiperPFS, HiperLCS, DPA-Switch, CAPZero, Clampless, EcoSmart, E-Shield, Filterfuse, FluxLink, StakFET, PI Expert 및 PI FACTS는 Power Integrations, Inc.의 상표입니다. 다른 상표는 각 회사 고유의 자산입니다. ©2017, Power Integrations, Inc.

Power Integrations 전 세계 판매 지원 지역

본사

5245 Hellyer Avenue
San Jose, CA 95138, USA
본사 전화: +1-408-414-9200
고객 서비스:
전화: +1-408-414-9665
팩스: +1-408-414-9765
전자 메일: usasales@power.com

독일

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

중국(상하이)

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

독일

HellwegForum 1
59469 Ense
Germany
전화: +49-2938-64-39990
전자 메일:
igbt-driver.sales@power.com

일본

Kosei Dai-3 Bldg.
2-12-11, Shin-Yokohama,
Kohoku-ku
Yokohama-shi, Kanagawa
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(선젠)

17/F, Hivac Building, No. 2, Keji Nan
8th Road, Nanshan District,
Shenzhen, China, 518057
전화: +86-755-8672-8689
팩스: +86-755-8672-8690
전자 메일: chinasales@power.com

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

Building 5, Suite 21
The Westbrook Centre
Milton Road
Cambridge
CB4 1YG
전화: +44 (0) 7823-557484
전자 메일: eurosales@power.com