

절연 신호 체인 솔루션에 관한 엔지니어 가이드



머리말

정확한 절연 전류 및 전압 측정 회로 설계 시, 설계자들은 많은 선택지를 고려할 수 있습니다. 개별 구현 방식부터 절연 증폭기 및 모듈레이터 사용, 자기 감지 기술 활용까지 다양한 접근 방식이 있습니다. 어떤 기술을 선택할지는 시스템, 규제, 그리고 전류 및 전압 감지 용도에 대한 설계자의 유연성 정도에 따라 달라집니다. 설계자는 다양한 유형의 기술을 활용해 그들의 고유한 설계 문제에 대응할 수 있습니다.

이 e북은 시스템 요구 사항에 가장 적합한 장치 후보를 신속하고 효율적으로 선별하여 전류 및 전압 감지 설계 과정을 더 간소화하도록 돕고자 작성되었습니다.

이 e북에서 다루는 전류 및 전압 감지 정보는 특정 전류 감지 및 전압 감지 사용 사례와 응용 분야를 다루고 있으며, 해당 응용 분야에서 직면하는 문제들을 가장 잘 해결할 수 있는 최적화된 장치를 식별하는 데 초점을 맞추고, 다른 회로 최적화에 도움이 될 수 있는 대체 솔루션을 제시합니다.

여기에서 모든 전류 및 전압 감지 문제를 다루고 있지는 않지만, 오늘날의 더 일반적이고 까다로운 기능성 회로를 상당 부분 다루고 있습니다. 본 e북에서 다룬 주제 또는 기타 전류 및 전압 감지에 관한 문의사항은 TI E2E™ 설계 지원 포럼의 증폭기 포럼에 제출해 주시기 바랍니다.

목차

- 머리말..... 2
- 절연 신호 체인 소개..... 4
 - 절연 증폭기와 절연 모듈레이터 비교..... 5
 - 매우 넓은 연면 및 간극을 지원하는 TI의 첫 번째 절연 증폭기..... 10
- 선택 트리..... 13
- 전류 감지..... 14
 - 절연 데이터 컨버터를 위한 셉트 레지스터 선택..... 15
 - 절연 전류 감지에 대한 설계 고려 사항..... 18
 - ±50mV 입력 및 단일 종단 출력을 지원하는 절연 전류 감지 회로..... 23
 - ±50mV 입력 및 차동 출력을 지원하는 절연 전류 감지 회로..... 28
 - ±250mV 입력 범위 및 단일 종단 출력 전압을 지원하는 절연 전류 감지 회로..... 32
 - ±250mV 입력 및 차동 출력을 지원하는 절연 전류 측정 회로..... 36
 - 절연 과전류 보호 회로..... 39
 - 단일 종단 입력 ADC에 차동 출력(절연) 증폭기 인터페이싱..... 44
 - AMC3311을 활용하여 절연 감지 및 고장 감지를 위해 AMC23C11에 전원 공급..... 48
 - 프론트 엔드 게인 단계를 지원하는 절연 전류 감지 회로..... 52
 - 절연 셉트 및 폐쇄형 루프 전류 감지의 정확도 비교..... 59
- 전압 감지..... 62
 - 절연 전압 감지를 통해 전력 변환 및 모터 제어 효율 극대화..... 63
 - 통합 고전압 저항 절연 증폭기 및 모듈레이터로 정확도와 성능 향상..... 67
 - 전압 감지 애플리케이션을 위한 차동, 단일 종단 고정 게인 및 비율 측정 출력을 지원하는 절연 증폭기..... 74
 - ±250mV 입력 및 차동 출력을 사용하는 절연 전압 측정 회로..... 82
 - AMC3330을 사용한 라인 간 절연 전압 측정을 위한 분할 탭 연결..... 92
 - 절연 증폭기와 의사 차동 입력 SAR ADC를 지원하는 ±12V 전압 감지 회로..... 97
 - 절연 증폭기와 차동 입력 SAR ADC를 지원하는 ±12V 전압 감지 회로..... 104
 - 절연 부족 전압 및 과전압 감지 회로..... 109
 - 절연 제로 크로스 감지 회로..... 115
 - 차동 출력을 지원하는 ±480V 절연 전압 감지 회로..... 120
- EMI 성능..... 125
 - 절연 증폭기를 사용한 등급 최고의 방사 방출 EMI 성능..... 126
 - AMC3301 제품군 방사 방출 EMI를 감소하기 위한 모범 사례..... 130
- 완제품..... 138
 - HEV/EV의 셉트 및 홀 기반 절연 전류 감지 솔루션 비교..... 139
 - DC 전기차 충전 애플리케이션의 전류 감지를 위한 설계 고려 사항..... 142
 - 전기 모터 드라이브의 오류 감지를 위해 절연 콤파레이터 사용..... 171
 - 모터 드라이브의 옴토 호환 절연 게이트 드라이버 UCC23513용 개별 DESAT..... 178
 - AC 모터 드라이브의 절연 전압 감지..... 191
 - 서버 PSU에서 고성능 절연 전류 및 전압 감지 달성..... 195
- 추가 레퍼런스 디자인/회로..... 197
 - 절연 증폭기를 위한 부트스트랩 충전 펌프 전원 공급 장치 설계..... 198
 - MCU로의 절연 모듈레이터 디지털 인터페이스를 사용한 글록 에지 지연 보상..... 205
 - AMC3311을 활용하여 절연 감지 및 고장 감지를 위해 AMC23C11에 전원 공급..... 222

절연 신호 체인 소개

- 절연 증폭기와 절연 모듈레이터 비교
- 매우 넓은 연면 및 간극을 지원하는 TI의 첫 번째 절연 증폭기

절연 증폭기와 절연 모듈레이터 비교

요약

모터 드라이브, 광발전 인버터, UPS(무정전 전원 공급 장치), 온보드 충전기(OBC), 트랙션 인버터, DC/DC 컨버터와 같은 산업용 애플리케이션은 고전압 및 전류 수준에서 작동하여 전체 효율과 전력 처리량을 최적화합니다. 이러한 시스템은 전기 소음, 진동, 기계적 충격, 극한 온도, 오염 물질 유입, 등 열악한 환경에 노출됩니다. 이러한 시스템은 저전압 회로에서 고전압을 격리하기 위한 견고하고 안정적인 갈바닉 절연이 필요합니다. 이러한 고전압에서 측정된 피드백 신호는 절연 증폭기 또는 절연 모듈레이터로 저전압 컨트롤러에서 갈바닉 방식으로 절연됩니다.

이 문서에서는 절연 증폭기와 절연 모듈레이터 기반 설계를 비교하고 절연 모듈레이터 기반 설계의 몇 가지 고유한 장점을 설명합니다.

절연 증폭기 소개

그림 1에서는 절연 증폭기 기반 측정 설계의 구현을 보여줍니다.

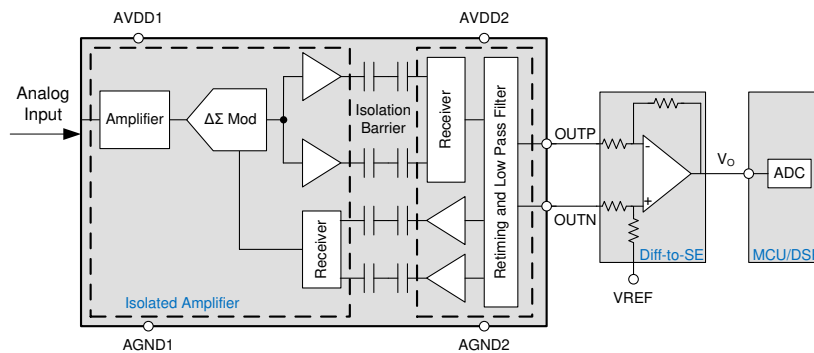


그림 1. 절연 증폭기 구현

절연 증폭기의 입력 단계는 델타-시그마($\Delta\Sigma$) 모듈레이터를 구동하는 입력 증폭기로 구성됩니다. 입력 증폭기의 게인은 고정되어 있고 내부 정밀 저항에 의해 설정됩니다. $\Delta\Sigma$ 모듈레이터는 내부 레퍼런스 전압과 클럭 생성기를 사용하여 아날로그 입력 신호를 디지털 비트 스트림으로 변환합니다. 드라이버는 고전압 및 저전압 영역을 분리하는 절연 장벽을 통해 모듈레이터의 출력을 전송합니다. 수신된 비트 스트림과 클럭은 저전압 측에서 아날로그 저역 필터에 의해 동기화 및 처리되며 아날로그 출력 신호로 제공됩니다.

절연 증폭기의 차동 출력은 종종 연산 증폭기 기반 회로를 사용한 단일 종단 아날로그 출력으로 변환됩니다. 이 연산 증폭기 기반 회로는 저역 필터를 구현하여 신호 대역폭을 관심 대역폭으로 더 줄이고 시스템 잡음 성능을 향상시킬 수도 있습니다.

MCU(마이크로컨트롤러) 또는 DSP(디지털 신호 프로세서)의 외부 또는 내부의 ADC(아날로그-디지털 컨버터)는 이 피드백 아날로그 출력을 수신하고 이 출력을 다시 디지털 도메인으로 변환합니다.

절연 모듈레이터 소개

그림 2에서는 절연 모듈레이터 기반 측정 설계의 구현을 보여줍니다.

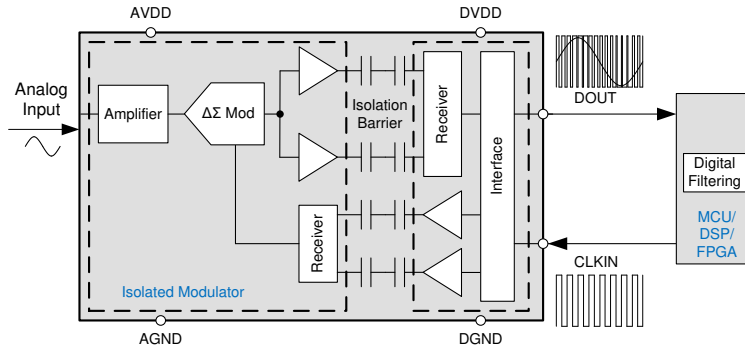


그림 2. 절연 모듈레이터 구현

절연 모듈레이터의 입력 스테이지는 절연 증폭기의 입력 스테이지와 비슷합니다. 드라이버는 절연 장벽을 통해 모듈레이터 출력을 전송합니다. 절연 데이터 출력 DOUT는 훨씬 더 높은 주파수(최대 20MHz)에서 1과 0의 디지털 비트 스트림을 제공합니다. 이 비트 스트림 출력의 시간 평균은 아날로그 입력 전압에 비례합니다. 측정된 신호는 **TMS320F2807x** 및 **TMS320F2837x**, DSP 또는 FPGA(필드 프로그래머블 게이트 어레이)와 같은 마이크로컨트롤러 제품군 내에서 디지털 필터로 재구성됩니다.

절연 증폭기와 절연 모듈레이터 간의 성능 비교

표 1에서는 절연 증폭기와 절연 모듈레이터 간의 기본적인 성능 차이를 보여줍니다.

표 1. 절연 증폭기와 절연 모듈레이터 간의 성능 비교

카테고리	절연 증폭기	절연 모듈레이터
샘플 해상도	11비트(대역폭 = 100kHz)	14비트 초과 달성 가능, 해상도와 대역폭 또는 지연 간의 절충
지연	2μ~3μs(고정)	1μs 미만 달성 가능, 해상도와 대역폭 또는 지연 간의 절충
대역폭	최대 300kHz	1MHz 이상 달성 가능, 해상도와 대역폭 또는 지연 간의 절충
정밀도 및 드리프트 성능	높음	매우 높음
필요한 부품 수	더 보기	더 적게 보기

절연 증폭기 기반 설계에서 측정된 아날로그 신호는 여러 아날로그-디지털 및 디지털-아날로그 변환을 겪습니다. 절연 증폭기, 차동-단일 종단 단계, MCU 또는 DSP 외부의 ADC 또는 DSP 내부의 단계는 전반적인 정확도와 잡음 성능을 줄이고 지연 시간을 늘립니다. 절연 증폭기의 출력 스테이지에서 고정 저역 필터 구현은 신호 대역폭을 제한합니다. 차동-단일 종단 변환에 사용되는 외부 연산 증폭기 기반 회로를 사용하여 신호 대역폭을 더욱 제한하고 잡음 성능을 개선하는 능동 저역 필터를 만들 수 있습니다. 절연 증폭기는 하며 고정 지연 시간을 가집니다. 절연 증폭기 기반 설계는 친숙하고 구현이 비교적 쉽기 때문에 널리 사용됩니다.

그림 2에서 보듯이 절연 모듈레이터 기반 설계에서 측정된 아날로그 신호는 한 개의 아날로그-디지털 변환만 수행됩니다. 이 설계는 차동-단일 종단 단계가 필요하지 않으므로 부품 수와 설계 크기를 줄일 수 있습니다. 많은 상황에서 달성 가능한 최대 샘플 분해능 및 정확도를 제한하는 절연 증폭기 기반 설계에 사용되는 ADC는 더 이상 필요하지 않습니다. 이 절연 모듈레이터 기반 접근 방식은 신호 잡음 성능, 전체 정확도를 개선하며, 절연 증폭기 기반 설계보다 더 높은 신호 대역폭과 더 낮은 지연 시간을 달성할 수 있습니다. 절연 모듈레이터는 일반적으로 최대 20MHz까지 훨씬 더 빠른 디지털 비트 출력을 제공합니다. 마이크로컨트롤러 제품군(예: **TMS320F2807x** 및 **TMS320F2837x**) 내의 시그마-델타 필터 모듈(SDFM)은 잡음 성능과 신호 대역폭 또는 지연 시간을 손쉽게 튜닝하는 방법을 제공합니다. 표 2에서 보듯이 오버샘플링 비율(OSR)이 높을수록 정확도와 샘플 해상도가 향상되지만 신호 대역폭이 줄어들고 지연 시간이 길어집니다. 마찬가지로 OSR을 낮추면 정

확도와 샘플 해상도가 감소하지만 대역폭이 증가하고 지연 시간이 줄어듭니다. 비슷한 DSP 또는 FPGA는 이러한 디지털 필터를 구현할 수도 있습니다.

표 2. $Sinc^3$ 필터를 사용하는 $CLKIN = 20MHz$ 에서 AMC1306 에 대한 ENOB와 정착, 지연 시간 또는 대역폭 사이의 성능 절충

OSR	ENOB(비트)	정착(μs)	지연 시간(μs)	대역폭(kHz)
8	4.65	1.2	0.6	1250
16	7.57	2.4	1.2	625
32	10.02	4.8	2.4	312.5
64	12.3	9.6	4.8	156.25
128	13.51	19.2	9.6	78.13
256	14.11	38.4	19.2	39.06
512	14.39	76.8	38.4	19.53

또한 그림 3에서 보듯이 여러 디지털 필터를 병렬로 구현하여 더 높은 샘플 분해능, 낮은 지연 시간, 더 높은 대역폭을 동시에 달성할 수 있습니다. 디지털 필터 중 하나는 더 나은 잡음 성능을 위한 높은 OSR 디지털 필터를 구현할 수 있고, 다른 하나는 저지연 디지털 필터를 구현할 수 있습니다.

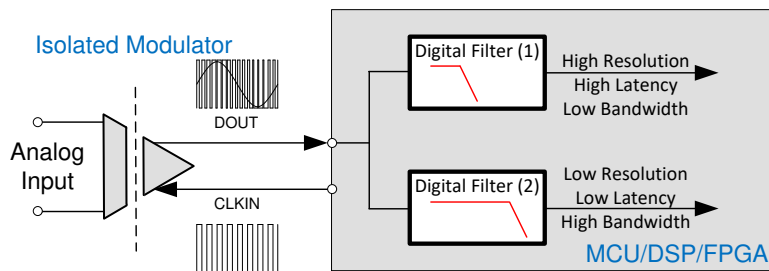


그림 3. 두 개의 디지털 필터를 병렬로 구현

절연 모듈레이터 기반 설계에서 제공하는 시스템 장점에 대해, 고성능 시스템에서 절연 모듈레이터 기반 설계로 이동하려는 추세가 있습니다.

트랙션 인버터의 절연 모듈레이터

그림 4에서는 차량용 트랙션 인버터에서 절연 모듈레이터 기반 설계의 구현을 보여줍니다.

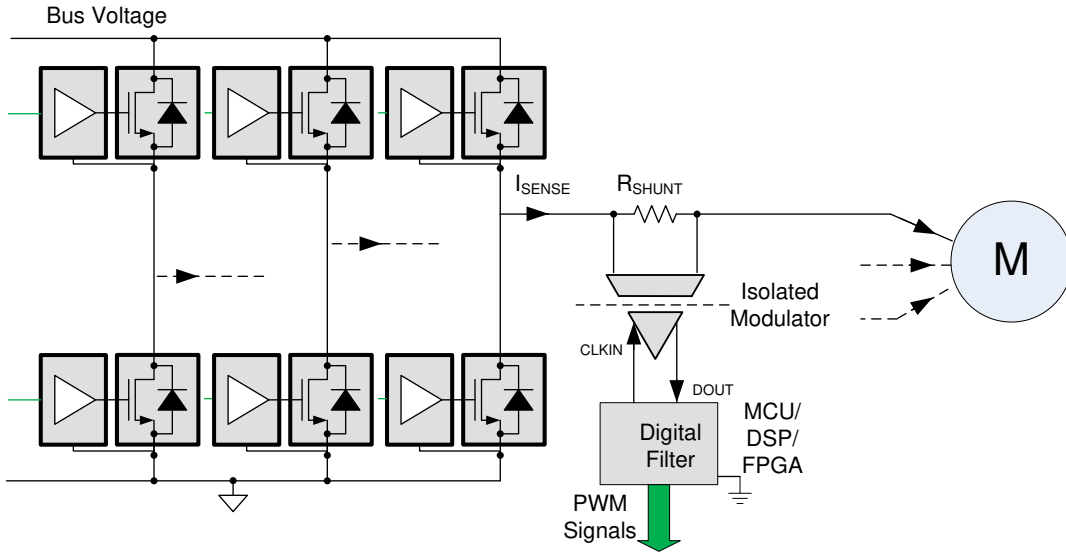


그림 4. 절연 모듈레이터를 사용한 전류 측정

트랙션 인버터는 주행 경험에 직접적인 영향을 미치며, 트랙션 모터의 속도 및 토크의 정밀한 제어가 필요합니다. 절연 델타-시그마 모듈레이터와 결합된 셉트는 컨트롤러에 최고 품질의 피드백 신호를 제공하여 브리지 트랜지스터를 위한 PWM(펄스 폭 변조) 패턴을 설정합니다. 디지털 필터를 구현하면 엔지니어가 트랙션 모터 제어의 품질을 조정할 수 있습니다.

그림 3에서 보듯이 FPGA, MCU 및 DSP에는 여러 개의 디지털 필터를 병렬로 실행할 수 있습니다. 디지털 필터 중 하나는 브리지 트랜지스터를 제어하기 위한 정확한 피드백 신호를 제공하는 고성능 디지털 필터가 될 수 있습니다. 또 다른 디지털 필터는 과부하 또는 과전류 조건을 감지하기 위한 저지연 디지털 필터가 될 수 있습니다. 다른 OSR이 있는 3차(sinc³) 필터를 두 디지털 필터 모두에 사용할 수 있습니다.

절연 증폭기 및 모듈레이터 권장 사항

표 3에는 절연 증폭기 및 모듈레이터와 함께 사용할 권장 장치가 나와 있습니다.

표 3. 권장 장치

장치	절연	설명
AMC1306	강화	$\pm 50\text{mV}$, $\pm 250\text{mV}$ 소형 절연 모듈레이터
AMC1305, AMC1305-Q1	강화	$\pm 50\text{mV}$, $\pm 250\text{mV}$ 절연 모듈레이터
AMC1301, AMC1301-Q1	강화	$\pm 250\text{mV}$ 절연 증폭기
AMC1302, AMC1302-Q1	강화	$\pm 50\text{mV}$ 절연 증폭기
AMC1311, AMC1311-Q1	강화	0V~2V 절연 증폭기

결론

절연 모듈레이터는 절연 증폭기에 비해 더 높은 샘플 해상도와 정확도를 제공합니다. 절연 모듈레이터와 사용자 지정 디지털 필터를 조합하여 엔지니어는 시스템 지연 시간과 대역폭을 샘플 분해능과 절충할 수 있습니다. 절연 모듈레이터 기반 설계는 필요한 부품 수가 적고 합리적인 비용으로 더 작은 설계 크기를 가능하게 합니다. 높은 샘플 분해능이나 낮은 지연 시간이 필요한 절연 측정 애플리케이션에서는 절연 모듈레이터를 사용하는 것이 좋습니다.

매우 넓은 연면 및 간극을 지원하는 TI의 첫 번째 절연 증폭기

애플리케이션 요약

모터 드라이브, 태양광 및 풍력 전력 인버터와 같은 여러 산업용 시스템과 트랙션 인버터와 같은 차량용 시스템은 높은 공통 모드 전압에서 정확한 전압 및 전류 측정을 필요로 합니다. 이러한 시스템의 작동 전압은 출력 전력과 전반적인 효율성을 높이고 비용을 절감할 수 있도록 점점 더 높아지고 있습니다. DC 버스 전압이 높으면 전류 수준을 늘리지 않고도 더 높은 정격 전력을 유지할 수 있어, 구리 비용은 동일하게 유지할 수 있습니다. 이렇게 하면 생성되는 에너지의 단위당 비용을 줄일 수 있습니다. 높은 전압의 또 다른 보너스는 높은 전압으로 총 전력 출력이 높아질 수 있지만 전류가 변하지 않을 경우 전도 손실도 동일하게 유지되기 때문에 효율성이 높아집니다.

광발전 시스템(PV)에서는 작동 전압 증가에 따른 이점을 얻기 위해 설계를 1000V DC 전압에서 1500V DC 전압으로 업그레이드하는 추세입니다. 광발전 시스템의 IEC 62109-2와 같은 규제 안전 표준은 전압 증가와 관련된 잠재적인 전기 위험을 해결하기 위한 것입니다.

MD(모터 드라이브) 시스템에서 IEC61800-5-1은 잠재적 전기 위험을 해결하는 데 사용됩니다. 690V_{AC}와 같은 더 높은 전압 그리드는 고전력 애플리케이션에 설치하고 작동할 때 더 비용 효율적이므로 고전력 산업 환경에서 흔히 볼 수 있습니다.

산업 및 전문가용 용접 장비의 경우 IEC 60974-1은 감전으로부터 보호하기 위한 공급 및 용접 회로의 안전 및 성능 요구 사항을 명시합니다.

전기 자동차(EV)에서는 전기 자동차 배터리 전압을 높이고 시스템 무게를 줄이고, 충전 시간을 줄이고, 범위를 늘리는 강력한 트렌드가 있습니다.

높은 연면 및 높은 간극 제품에 대한 요구

엔지니어는 이러한 시스템을 설계하는 동안 관련 규제 안전 표준과 작동 및 과도 전압, 오염도 및 고도와 같은 여러 요구 사항을 고려하여 최소 연면 및 간극 요구 사항을 정의해야 합니다.

대부분의 강화 절연 증폭기는 9mm 미만의 간극 및 연면 사양을 갖춘 SOIC 패키지로 제공됩니다. 개선되고 더 넓은 패키지는 패키지 표면과 핀 사이의 공기를 통한 아크의 저하를 방지하여 절연 품질을 보장합니다. 작동 전압이 1000V_{RMS} 이상이고 임펄스 전압이 8000V 이상인 시스템, 고도가 2000m 이상이거나 오염 등급 2 이상용으로 설계된 시스템은 설계된 시스템의 과전압 범주에 따라 간극 및 연면 거리가 9mm를 초과해야 할 수 있습니다.

스트레치드 SOIC(DWL) 패키지의 AMC1411 및 AMC1400 소개

텍사스 인스트루먼트는 높은 연면 및 간극에 대한 요구 사항을 해결하기 위해 고성능 강화 절연 증폭기 제품군인 AMC1411(그림 5) 및 AMC1400(그림 6)을 출시했습니다.

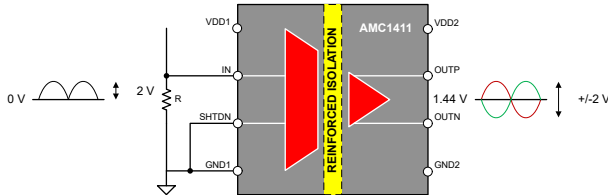


그림 5. AMC1411을 지원하는 절연 전압 감지

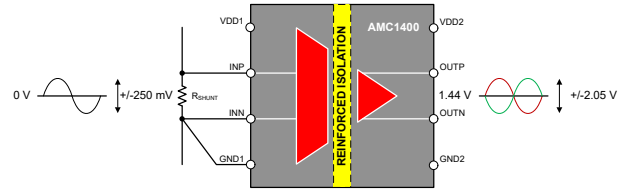


그림 6. AMC1400을 지원하는 절연 전류 감지

이러한 제품은 14.7mm 이상의 간극 및 15.7mm 이상의 연면과 함께 제공되는 스트레치드 SOIC(DWL) 패키지(그림 7)로 제공되며 고전압, 고고도 및 고공해 환경에서 사용하도록 특별히 설계되었습니다.



그림 7. DWL 패키지, 8핀 SOIC

AMC1411 및 AMC1400은 UL1577(VISO)당 1분 동안 DIN VDE V 0884-11(VIOTM) 및 7500VRMS 절연에 따라 10600VPK 강화 절연을 제공합니다. 100kV/μs의 높은 절연 전압 등급과 높은 CMTI(공통 모드 과도 내성)는 혹독한 산업용 및 차량용 환경에서도 안정적이고 정확한 작동을 보장합니다.

0-2V 입력 전압 범위, 높은 입력 임피던스, 낮은 입력 바이어스 전류, 탁월한 정확도, 낮은 온도 드리프트를 제공하는 AMC1411은 절연 전압 감지를 위한 고성능 솔루션입니다.

±250mV 입력 전압 범위, 매우 낮은 비선형성 및 온도 드리프트를 제공하는 AMC1400은 절연 셉트 기반 전류 감지를 위한 고성능 솔루션입니다.

모터 드라이브의 AMC1411 및 AMC1400

그림 8에서는 AMC1411을 사용하여 DC 링크 전압 및 AMC1400을 사용하여 위상당 위상 모터 전류를 모니터링하는 3상 모터 드라이브 애플리케이션을 보여줍니다.

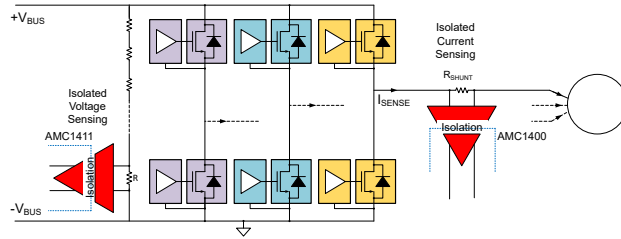


그림 8. 모터 드라이브의 AMC1411 및 AMC1400

AMC1411은 고임피던스 저항 분할기의 아래쪽 저항에 걸쳐 약 2V 수준으로 나누는 DC 링크 전압을 측정하는 데 사용됩니다. AMC1411의 출력은 입력 전압과 동일한 값의 차동 아날로그 출력 전압이지만, 강화 절연 장벽을 통해 고압에서 갈바닉 방식으로 절연됩니다.

AMC1400은 모터에 대한 위상 내 션트 전체의 전압 강하를 감지하여 페이즈 모터 전류를 측정하는 데 사용됩니다.

추가 리소스

- 비디오 [교육 시리즈](#)에서 절연 증폭기 및 모듈레이터에 대해 자세히 알아보세요.
- 백서 읽기:
 - ["AMC130x에 필요한 고전압 격리 품질 및 안정성"](#)
 - ["절연 증폭기 및 절연 모듈레이터 비교."](#)
 - ["온보드 충전기 및 DC/DC 컨버터에서 션트 및 홀 기반 전류 센서 솔루션 비교"](#)
- [절연 션트 및 폐쇄형 루프 전류 감지의 정확도 비교](#) 애플리케이션 요약을 읽어보세요.

선택 트리

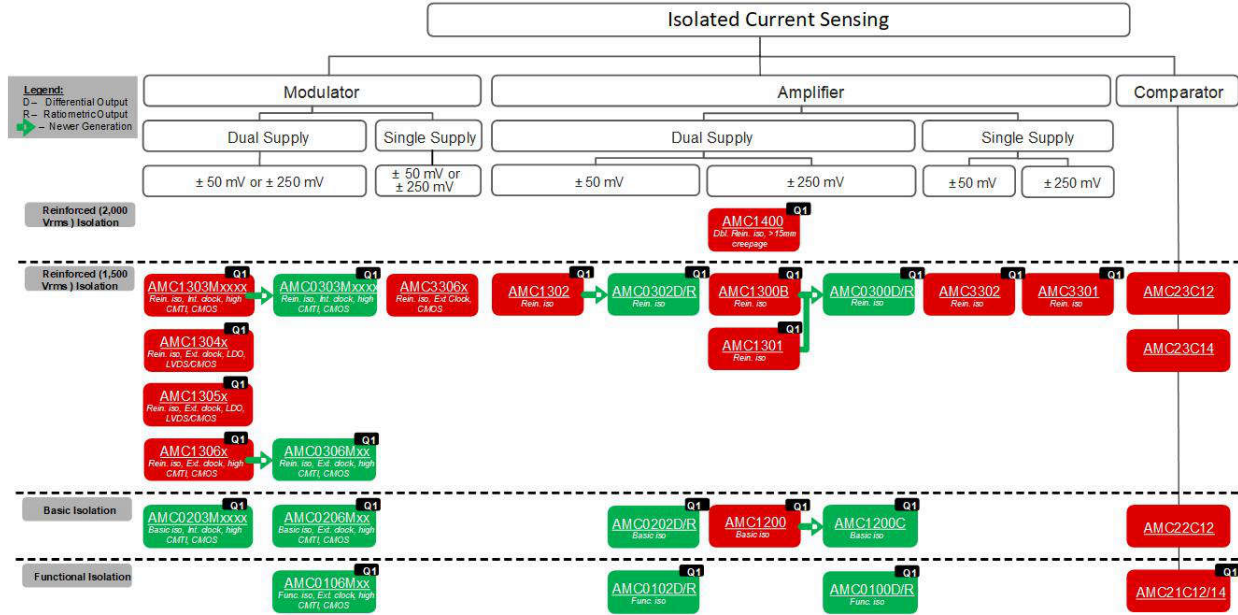


그림9. 절연 전류 감지: 선택 트리

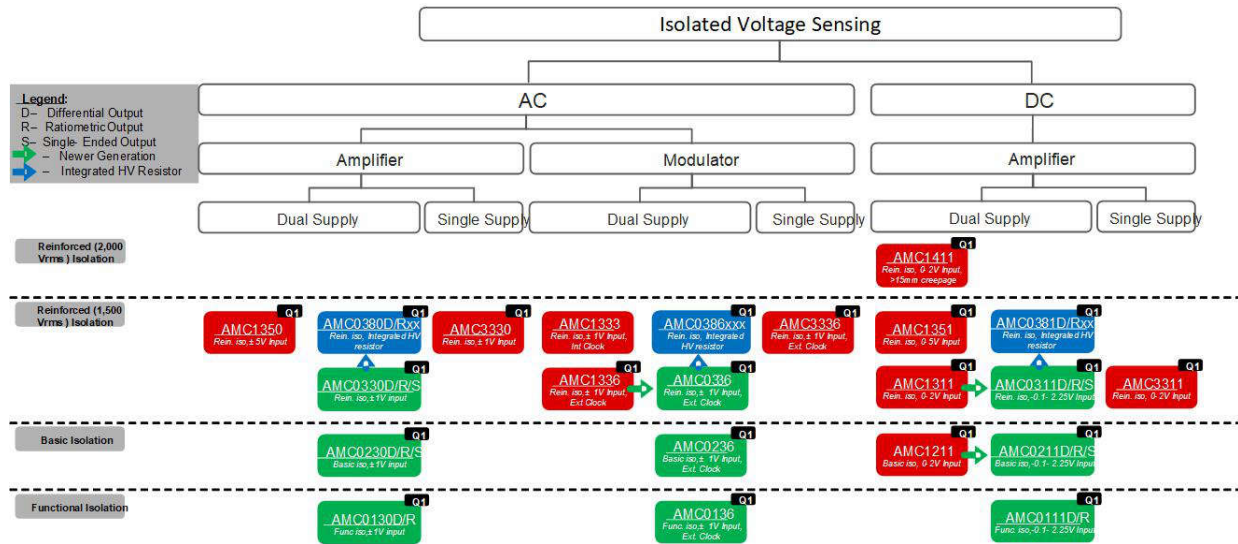


그림10. 절연 전압 감지: 선택 트리

전류 감지

- 절연 데이터 컨버터를 위한 셉트 레지스터 선택
- 절연 전류 감지에 대한 설계 고려 사항
- $\pm 50\text{mV}$ 입력 및 단일 종단 출력을 지원하는 절연 전류 감지 회로
- $\pm 50\text{mV}$ 입력 및 차동 출력을 지원하는 절연 전류 감지 회로
- $\pm 250\text{mV}$ 입력 범위 및 단일 종단 출력 전압을 지원하는 절연 전류 감지 회로
- $\pm 250\text{mV}$ 입력 및 차동 출력을 지원하는 절연 전류 측정 회로
- 절연 과전류 보호 회로
- 단일 종단 입력 ADC에 차동 출력(절연) 증폭기 인터페이싱
- AMC3311을 활용하여 절연 감지 및 고장 감지를 위해 AMC23C11에 전원 공급
- 프론트 엔드 게인 단계를 지원하는 절연 전류 감지 회로
- 절연 셉트 및 폐쇄형 루프 전류 감지의 정확도 비교

절연 데이터 컨버터를 위한 션트 레지스터 선택

머리말

낮은 저항의 정밀 인라인 저항을 션트 저항기라고 합니다. 하이브리드, 전기 및 파워 트레인 시스템, EV 충전 인프라, 모터 드라이브 같은 고전압 차량용 및 산업용 애플리케이션에서 그리고 션트 레지스터는 절연 데이터 컨버터와 함께 이용하여 제어 루프의 피드백 알고리즘을 구동하는 전류를 측정하면서 기능을 수행하는 고전압 회로로부터 디지털 회로를 보호합니다. 텍사스 인스트루먼트는 고객이 절연 데이터 변환 요구 사항을 해결할 수 있도록 정전식 절연 장벽을 갖춘 광범위한 절연 증폭기, 절연 ADC 및 절연 비교기 포트폴리오를 보유하고 있습니다. 텍사스 인스트루먼트의 정전식 절연 장벽은 종종 100년 이상 작동할 수 있는 경우가 많습니다. TI의 정전식 절연 장벽에 대한 자세한 내용은 절연 링크를 참조하십시오.

절연 션트 및 폐쇄형 루프 전류 감지 정확도 비교 애플리케이션 요약에서 보여주듯이 션트 기반 전류 감지는 업계 최고의 정확도, 자기 간섭에 대한 내성, 장기 안정성, 높은 선형성, 낮은 오프셋 드리프트, 여러 프로젝트로의 확장성 및 가격을 낮출 수 있습니다. 션트는 인쇄 회로 기판(PCB)에 대한 배출구 연결을 위한 새시 장착, 표면 장착 또는 리드일 수 있습니다. 다양한 션트 저항기 중에서 선택할 수 있으며, 주어진 애플리케이션에 적합한 션트 저항기를 선택하는 것이 항상 간단한 것은 아닙니다. 이 애플리케이션 개요에서는 절연 전류 감지에 자주 사용되는 션트 저항 및 이와 관련한 장단점에 대해 설명합니다.

저항 및 전력 손실 요구 사항 계산

션트 저항을 선택하려면 먼저 절연 전류 감지를 위한 설계 고려 사항 문서에서 설명한 대로 절연 데이터 컨버터의 연속 및 최대 전류 크기와 선형 풀스케일 입력 전압 범위를 기반으로 필요한 저항 및 전력 손실 정격을 계산해야 합니다. 그러나 션트 레지스터 최대 온도가 자체 발열로 인해 데이터 시트에 나열된 등급을 초과하지 않도록 주의를 기울여야 합니다. 정상 조건에서 션트 저항은 설계가 적절한 방열을 허용한다고 가정할 때 정격 전류의 3분의 2 이상을 지속적으로 작동할 수 없습니다. 방열 기술은 애플리케이션에 따라 다르며 전류를 전달하는 PCB 트레이스 또는 주 도체, 방열판 또는 강제 공기 냉각을 위한 팬의 무게나 크기를 늘리는 등 다양한 방법으로 구현할 수 있습니다. 애플리케이션이 충분한 방열을 허용하지 않는 경우, 션트 저항이 정격 전류의 4분의 1 수준을 넘어서면 제대로 작동하지 못할 수 있습니다. 이 전류 외에도 저항을 추가로 감소하거나 선택한 션트 레지스터의 전력 손실 정격을 증가시키는 것이 필요할 수 있습니다.

표면 실장 저항의 경우 PCB 트레이스에 대한 전도를 통해 자체 생성 열의 약 90%가 소산됩니다. 그림 11에서는 전류를 전달하는 PCB 트레이스 크기를 늘리는 것이 효과적인 방열 기술임을 보여줍니다. 표면 장착, 금속 요소, 1mΩ, 2512(5W) 및 3920(8W) 패키지 션트 저항의 시뮬레이션 열 성능이 자연 및 강제 공기 냉각과 함께 표시되어 있습니다. 결과는 션트 정격 전류(%) 대 PCB 크기(mm²)로 제공되며, 여기서 선택한 션트 레지스터의 최대 온도(170°C)에 도달한 것으로 표시됩니다.

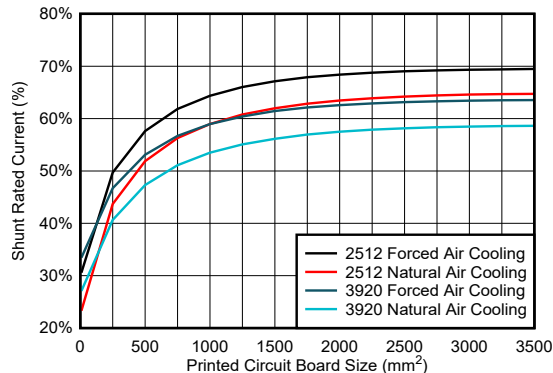


그림 11. 션트 정격 전류 대 PCB 크기

애플리케이션에서 션트 레지스터의 성능을 확인하려면 최대 공칭 작동 중에 션트 레지스터의 터미널 온도를 측정하고 션트 레지스터의 데이터 시트에서 전력 출력 전류를 확인하여 작동이 지정된 범위 내에 있는지 확인합니다. 이 방법은 저항성 물질이 지정된 최대 온도를 초과하지 않을 뿐만 아니라 지정된 온도 드리프트 계수가 유효하다는 것을 유지합니다.

예상 출력 전압 및 전력 손실을 계산할 때는 과도 및 단락 전류 크기를 고려하십시오. 션트 레지스터의 물리적 속성을 영구적으로 변경하거나 단회로를 생성할 위험이 있기 때문에 데이터 시트에 명시된 션트 레지스터의 단기 과부하 전력 손실 사양을 위반해서는 안 됩니다. 또한 데이터 시트의 절대 최대 정격 표에 표시된 대로 절연 데이터 컨버터 절대 최대 입력 전압 사양이 두 조건 모두에 대해 위반되지 않는지 확인합니다. 텍사스 인스트루먼트의 절연 데이터 컨버터의 입력 핀은 일반적으로 고압측 접지와 관련하여 손상 위험 없이 -6V에서 최대 고압측 공급 전압 +500mV까지의 전압을 견딜 수 있습니다.

장착, 구조 및 재질 유형

일단 저항 및 전력 손실 요구 사항을 계산하면, 표 4에 요약된 것처럼 추가적인 선택 기준을 고려해야 합니다.

표 4. 션트 선택 요약

디스플레이	금속 요소	금속 호일	금속 요소	권선
설치 방법	표면 실장	표면 실장	새시 마운트	새시 마운트 또는 리드
저항 범위(Ω)	0.1m – 1	0.5m – 0.7	25μ – 0.1	R > 5m
와트 범위(W)	1/16 – 20	1/80 – 10	¼ – 100	½ – 1k
공차 범위(%)	0.1 – 5	0.01 – 10	0.1 – 1	0.1 – 10
드리프트 범위(ppm/C°)	15 – 750	0.2 – 1k	20 – 100	20 – 400
펄스 용량(C°)	최대 275	최대 225	최대 175	275+
비용	+	++	+++	+++/+

표면 실장, 금속 요소 션트 저항은 낮은 저항, 높은 와트 용량, 공정한 초기 정확도 및 낮은 비용을 제공하기 때문에 절연 전류 감지에 가장 널리 사용됩니다. Bourns®의 CSS2H 및 Vishay®의 WSLP와 같은 션트 저항 시리즈는 절연 전류 감지에 적합합니다. 높은 초기 정밀도 또는 금속 요소가 제공할 수 있는 온도보다 낮은 드리프트가 필요한 애플리케이션은 Ohmite®의 FC4L과 같은 금속 포일을 고려할 수 있습니다. 하지만 전력 손실 정격은 일반적으로 낮으며 금속 요소에 비해 비용이 높습니다. 표면 실장 저항에 대한 레이아웃 고려 사항에는 TI Precision Labs의 이 [전류 감지 증폭기 션트 레지스터 레이아웃](#) 비디오에 설명된 대로 단락과 고르게 매칭된 감지 연결을 통해 절연 데이터 컨버터 가까이에 배치할 수 있습니다. 또한 이 [TI E2E™ 블로그](#)에 나와 있는 것처럼 낮은 저항(<500μΩ)을 가진 표면 실장 저항용 PCB 패드를 설계할 때 주의를 기울여야 합니다. 마지막으로, PCB 제조업체와 함께 작업할 때 올바른 납땜 리플로우 프로세스를 설정했는지 확인합니다. 잘못 설치하면 패드의 납땜 접촉 저항, 작동 중 열 분산 불균형 또는 개방 회로 때문에 초기 오류가 높아질 수 있습니다.

새시 장착 저항은 인라인 컨덕터 설치를 지원하고 자체 생성 열을 PCB로 분산하지 않으므로 높은 전류가 필요한 애플리케이션에서 자주 사용됩니다. 금속 요소 새시 장착 저항은 최소 25μΩ의 저항과 최대 100W의 와트를 허용하는 반면, 새시 장착 와이어 권선 저항은 탁월한 펄스 파워 기능을 제공합니다. 장착 시 기본 연결부의 볼트, 리벳 또는 크립프 조인트가 과다하거나 조여지지 않도록 각별히 주의하십시오. 기본 도체 라인에 저항이 추가되면 불필요한 또는 불균형 전력 손실 및 아날로그 오류가 발생할 수 있습니다. 자세한 내용은 새시 장착 저항기 제조업체에 문의하십시오.

가장 높은 정확도가 필요한 애플리케이션의 경우 1차 전류 전달 리드(켈빈 연결)와 독립적으로 차동 감지 연결을 지원하는 4개의 터미널 션트 레지스터를 고려하십시오. 켈빈 연결은 감지 요소 리드의 온도 드리프트가 줄어들기 때문에 2단자 션트에 비해 더 높은 정확도를 제공하지만, 잘못된 설치를 통해 1차 전류가 감지 연결을 통해 흐르게 되어 절연 데이터 컨버터가 손상될 수 있으므로 비용이 일반적으로 더 높고 추가 위험이 있습니다. 대부분의 션트 저항기는 온도에 대한 저항 변화를 상대적으로 예측 가능한 상태로 제공하여 전력 손실로 인한 주변 온도 또는 자체 발열의 변화에도 불구하고 탁월한 정확도를 제공하기 때문에 션트 레지스터 로컬 온도 측정을 주기적으로 업데이트하도록 할 수 있습니다.

결론

TI의 **절연 증폭기**, **절연 ADC** 또는 **절연 콤파레이터**와 올바른 셉트 레지스터를 페어링하면 업계 최고의 정확도, 자기 간섭에 대한 내성, 장기간 안정성, 높은 선형성, 낮은 드리프트, 여러 프로젝트로의 확장성, 낮은 가격 등을 갖춘 측정 결과를 달성할 수 있습니다.

절연 전류 감지에 대한 설계 고려 사항

온보드 충전기, 스트링 인버터, 모터 드라이브와 같은 산업용 및 차량용 애플리케이션에는 기능 수행을 위한 고전압 회로로부터 디지털 회로를 보호하면서 전류 제어 루프를 위한 피드백 알고리즘을 구동하기 위해 일부 유형의 절연 전류 측정이 필요합니다.

절연 증폭기는 고성능을 고려하면 절연 장벽을 통해 전류 측정 데이터를 전송하는 탁월한 장치입니다. 그러나 올바른 절연 증폭기를 선택하는 것이 항상 간단한 것은 아닙니다. 절연 사양, 고압측에 전원을 공급하는 방법, 입력 전압 범위 선택 등 절연 증폭기를 선택할 때 고려해야 할 사항이 많습니다. 이 문서에서는 특정 시스템에 가장 적합한 절연 증폭기를 선택하는 데 도움이 되는 이러한 각 결정을 자세히 설명합니다.

절연 전류 측정을 위한 장치를 선택할 때 첫 번째 결정은 필요한 절연 수준을 결정하는 것입니다. 절연은 기본 및 리인 강제 절연의 두 가지 수준이 있습니다. 모터 드라이브용 IEC(국제 전기 기술 위원회) 61800, 의료 장비에 대한 IEC 60601과 같은 시스템 아키텍처 및 완제품 표준은 필요한 절연 수준을 지정합니다.

절연 장벽의 성능을 정량화하는 주요 사양은 다음과 같습니다.

- 절연 작동 전압은 절연 증폭기가 작동 수명 기간 동안 지속적으로 처리할 수 있는 루트 평균 제곱 전압에 정의된 최대 전압입니다.
- 이 문서에서는 특정 시스템에 가장 적합한 절연 증폭기를 선택하는 데 도움이 되도록 이러한 각 결정 사항을 자세히 다룹니다.
- 절연 과도 과전압은 절연 증폭기가 60초 동안 견딜 수 있는 피크 대 피크 전압에 정의된 전압입니다
- IEC 60065에 따른 서지 정격(임펄스 전압 정격)은 절연 증폭기가 고장 없이 견딜 수 있는 1.2-/50µs 전압 크기입니다.

일부 최종 장비 제조업체에서는 절연 사양을 충족하는지 확인하기 위해 타사에서 인증을 받은 제품을 보유하고 있습니다. 절연 증폭기는 완제품 내부 부품이며 완제품 표준은 간접적으로 적용되기 때문에 이러한 사양 자체로 측정되지 않습니다. 대신, 부품은 DIN(Deutsches Institut für Normung e.V.) VDE(Verband Deutscher Elektrotechniker) V 0884-11 및 UL(Underwriters Laboratories) 1577 등의 장치 수준 인증에 대해 측정됩니다. IEC 표준에 명시된 바와 같이, 동일한 요구 사항이 있는 부품 수준 표준을 준수하는 장치는 별도의 평가가 필요하지 않습니다. 이것은 CISPR(Comité International Spécial des Perturbations Radio) 방사 방출 전자기 간섭(EMI) 표준에도 적용됩니다. 텍사스 인스트루먼트(TI)의 절연 증폭기의 방사 방출 성능에 대해서는 [1]을(를) 참조하십시오.

최상의 성능을 위해 장치별 데이터 시트에 표시된 레이아웃 및 애플리케이션 관행이 권장됩니다. [2]에는 TI 절연 증폭기 장치 수준 인증이 나와 있습니다.

절연 증폭기를 선택할 때의 다음 결정은 절연 장벽의 고압측에 전원을 공급하는 방법입니다.

회로의 이 부분을 설계할 때는 고압측 공급 전압이 측정 중인 전류의 공통 모드 입력 전압에 따라 변동해야 한다는 점을 기억하십시오. 즉, 다중 위상 전류 측정의 경우 각 위상에 자체 고압측 전원 공급 장치가 있는 절연 증폭기가 1개 필요합니다. 고압측 전력 공급 회로를 잘못 설계하면 최대 아날로그 입력 전압 정격 절대값을 초과하여 장치가 영구적으로 손상될 수 있습니다.

절연 증폭기의 고압측에 전원을 공급하는 세 가지 주요 설계 옵션이 있습니다.

첫 번째 설계 옵션은 저압측에서 절연 증폭기의 고압측에 전압을 공급할 수 있는 개별 절연 변압기 회로를 설계하는 것입니다. 이 방법은 절연된 변압기, TI의 SN6501과 같은 변압기, 그리고 TI의 TLV704와 같은 저손실 레귤레이터를 선택해야 합니다. 이 접근 방식은 설계하기 쉽지만 넓은 보드 면적과 여러 부품이 필요합니다. **그림 12**에서는 AMC1300 평가 모듈(EVM)의 상단 부분에 대한 구현 예를 보여줍니다.

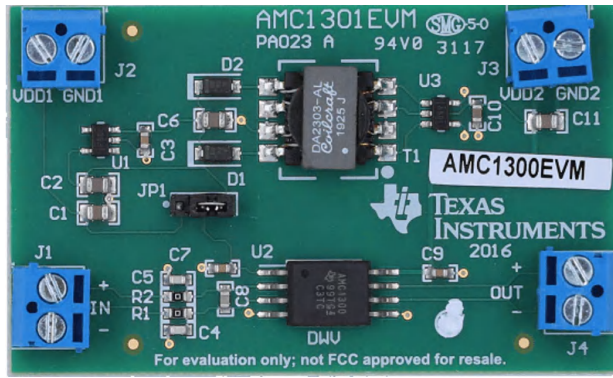


그림 12. 절연 변압기를 사용한 AMC1300 EVM.

그림 13에 나와 있는 두 번째 설계 옵션은 부동 고압측 게이트 드라이버 공급 장치(일반적으로 15V)와 제너 다이오드와 같은 셉트 레귤레이터를 사용하여 5V까지 전압을 조절합니다. 이 설계의 예는 AMC1300B-Q1 강화 절연 증폭기와 같은 장치 데이터 시트에 나와 있습니다. 이 설계 옵션은 경제적이고 효과적이지만 게이트 드라이버 공급 접지 레퍼런스와 증폭기 접지 레퍼런스 간의 레이아웃 제한 및 기생 임피던스는 공통 모드 입력 전압 위반 및 과도 오류로 이어질 수 있습니다.

그림 14에서 볼 수 있는 세 번째와 가장 간단한 설계 옵션은 통합된 DC/DC 컨버터가 있는 장치를 사용합니다. TI의 AMC3302 같은 통합 DC/DC 컨버터를 갖춘 절연 증폭기는 솔루션 크기와 복잡도를 크게 줄이고, 시스템 비용을 낮추고, 탁월한 변환 효율성을 제공하며, 셉트 레지스터의 유연한 배치를 가능하게 합니다.[4]

절연 증폭기를 선택할 때의 마지막 결정은 장치의 입력 전압 범위를 선택하는 것입니다. 전류 감지에 최적화된 대부분의 절연 증폭기는 $\pm 50\text{mV}$ 또는 $\pm 250\text{mV}$ 선형 입력 전압 범위 옵션이 있습니다. 애플리케이션에 적합한 입력 전압 범위를 결정하는 것은 측정되는 전류의 크기와 셉트 저항의 크기에 따라 달라집니다. 일반적으로 고전류 크기를 가진 시스템은 일반적으로 $\pm 50\text{mV}$ 와 같이 더 작은 입력 범위를 가진 절연 증폭기를 필요로 합니다. 상대적으로 낮은 전류 크기의 시스템은 $\pm 250\text{mV}$ 의 약간 큰 입력 전압 범위의 이점을 얻을 수 있으며, 이를 통해 높은 신호 대 잡음비가 가능합니다

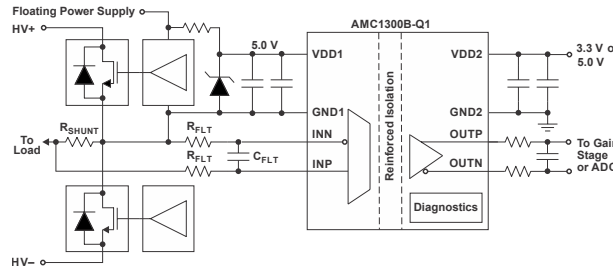


그림 13. AMC1300B-Q1 및 부동 전원 공급 장치.

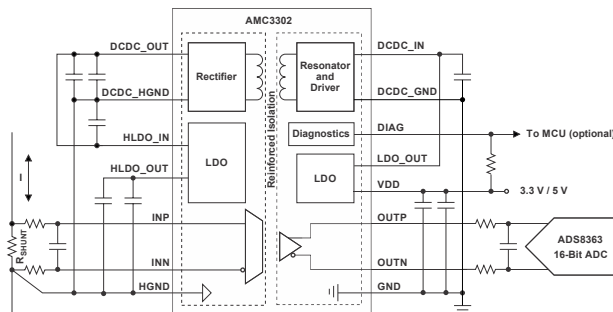


그림 14. 내부 DC/DC 컨버터를 지원하는 AMC3302 절연 증폭기.

입력 전압 범위를 선택할 때 고려해야 할 두 가지 방정식이 있습니다. 옴의 법칙(**방정식 1** 참조) 및 저항에서 소비되는 전력 (**방정식 2** 참조):

$$V = I \times R \quad (1)$$

$$P = I^2 \times R \quad (2)$$

이러한 두 방정식은 절연 증폭기의 최대 눈금 입력 범위와 셉트 저항에서 손실되는 전력량 사이의 절충을 제어합니다. 전류 및 저항 값이 제공될 경우 **방정식 1**에서는 셉트 저항 전체의 전압 강하를 계산합니다. 두 값이 일치하지 않을 경우 직접적인 해상도 손실이 발생하므로 이 전압 범위를 절연 증폭기의 최대 눈금 입력 전압 범위와 최대한 가깝게 일치시킵니다.

방정식 2은(는) 셉트 저항에서 손실되는 전력을 정량화합니다. 셉트 저항은 저항을 통해 손실되는 전력이 정격 전력 손실의 절반에 도달하면 자체 발열로 인해 온도 드리프트 사양에 따라 드리프트가 시작되어 게인 오류가 발생하므로 이 점이 중요합니다. 자체 발열로 인한 과도한 셉트 드리프트를 방지하려면 셉트 저항의 공칭 전력 손실이 정격 전력 손실의 1/8 이하가 되도록 제한하는 것이 가장 좋습니다.

예를 들어, 전류 요건이 18A의 정격 전류와 최대 전류는 52A인 경우 선형 입력 전압 범위($\pm 50\text{mV}$ 및 $\pm 250\text{mV}$)와 최대 전류에 대한 두 가지 옵션이 있음을 알면 이상적인 셉트 저항 값을 계산하여 두 가지 옵션에 대한 풀 스케일 입력 범위를 충족할 수 있습니다.

$$\begin{aligned} \pm 50 \text{ mV: } R_{\text{ideal}} &= 0.96 \text{ m}\Omega \\ \pm 250 \text{ mV: } R_{\text{ideal}} &= 4.8 \text{ m}\Omega \end{aligned} \quad (3)$$

가장 가까운 표준 셉트 레지스터 값 찾기:

$$\begin{aligned} \text{For } \pm 50 \text{ mV: } R &= 1 \text{ m}\Omega, \text{ or} \\ \text{for } \pm 250 \text{ mV: } R &= 5 \text{ m}\Omega \end{aligned} \quad (4)$$

이러한 값을 **방정식 1**에 연결하면 셉트 저항 전반에서 결과적인 전체 전압 강하를 계산할 수 있습니다.

$$\begin{aligned} \text{For } \pm 50 \text{ mV: } V &= I \times R = (52 \text{ A}) \times (1 \text{ m}\Omega) = 52 \text{ mV, or} \\ \text{for } \pm 250 \text{ mV: } V &= I \times R = (52 \text{ A}) \times (5 \text{ m}\Omega) = 260 \text{ mV} \end{aligned} \quad (5)$$

이상적인 계산에서 가장 가까운 표준 값까지의 저항 값이 약간 증가하므로 최대 눈금 입력 전압 범위가 절연 증폭기의 선형 최대 눈금 입력 범위보다 큰 것을 알 수 있습니다. 즉, 최대 눈금 전류 크기의 경우 결과 전압 크기가 더 이상 절연 증폭기 입력의 선형 영역 내에 있지 않습니다. 절연 증폭기는 종종 클립하기 전에 선형 입력 전압 범위를 초과하는 추가 입력 전압 범위를 가집니다. 일반적으로 이 영역 내에서(일반적으로 $\pm 250\text{mV}$ 장치의 경우 $\pm 280\text{mV}$, $\pm 50\text{mV}$ 장치의 경우 $\pm 56\text{mV}$)는 절연 증폭기의 정확도가 데이터 시트에 지정되지 않지만, 절연 증폭기는 선형 영역과 비슷한 수준의 정확도를 가진 전압을 계속 출력합니다. 이는 최대 전류 크기에 대한 정확도 요구 사항이 공칭 측정값과 비교할 때 일부 애플리케이션에서는 사용 가능할 수 있습니다.

다음으로, 셉트 레지스터의 전력 손실 정격이 3W라고 가정했을 때 표준 저항 값과 정격 전류 크기를 사용하여 셉트 저항에서 소모되는 전력을 계산합니다

$$\begin{aligned} \text{For } \pm 50 \text{ mV: } P &= I_{\text{max}}^2 \times R = (18 \text{ A})^2 \times (1 \text{ m}\Omega) = 0.32 \text{ W,} \\ \text{For } \pm 250 \text{ mV: } P &= I_{\text{nom}}^2 \times R = (18 \text{ A})^2 \times (5 \text{ m}\Omega) = 1.62 \text{ W} \end{aligned} \quad (6)$$

±50mV 계산의 경우 공칭 전력 손실은 정격 전력 소비의 8분의 1 미만입니다. 이 션트 저항은 공칭 전류를 측정할 때 자체 발열로부터 크게 드리프트해서는 안 됩니다. ±250mV 계산을 하면 전력 손실이 정격 전력 손실의 절반을 초과합니다. 즉, 정격 전류 범위를 측정할 때 상당한 온도 드리프트가 발생할 수 있습니다.

대형 인쇄 회로 보드 평판을 형성하거나 히트 싱크나 팬을 사용하는 등 션트 저항에서 발생하는 열을 줄이기 위해 추가 조치를 취할 수 있습니다. 초고전류 애플리케이션의 경우 연산 증폭기를 사용하여 입력 신호를 얻어 절연 증폭기의 최대 눈금 입력 범위에 맞추면 입력 범위를 극대화할 수 있습니다. 이는 [5]에서 사용되는 방법입니다.

높은 정격 전류 크기를 측정하는 대부분의 애플리케이션의 경우 더 작은 ±50mV 입력 전압 범위로 TI의 AMC1302 또는 AMC3302와 같은 절연 증폭기를 선택하는 것이 좋습니다.

마지막 단계는 최대 전류 크기에서의 전력 손실이 션트 레지스터의 정격 전력 손실을 초과하지 않는지 확인하는 것입니다. 정격 전력 손실을 초과하면 션트 저항이 영구적으로 손상될 수 있습니다.

$$\text{For } \pm 50 \text{ mV: } P = I_{\text{max}}^2 \times R = (52 \text{ A})^2 \times (1 \text{ m}\Omega) = 2.70 \text{ W} \quad (7)$$

예와 유사한 측정 결과를 보려면 [6]을(를) 참조하십시오.

결론

온보드 충전기, 스트링 인버터, 모터 드라이브와 같은 완제품에서 절연 전류 감지 회로를 설계하는 경우 절연 증폭기를 선택할 때 고려해야 할 많은 결정이 있습니다. 고려해야 할 주요 요소는 절연 사양, 고압측 전원 및 입력 전압 범위입니다. 시스템 요구 사항에 맞는 올바른 절연 증폭기를 사용하면 완제품 인증을 통과하거나 절대 최대 아날로그 입력 전압 등급을 초과하거나 션트 레지스터의 과도한 자체 발열을 유발하지 않고도 설계를 달성할 수 있습니다.

참고 자료

1. Alex Smith, "**AMC1300B-Q1 절연 증폭기를 사용한 등급 최고의 방사 방출 EMI 성능**" 애플리케이션 보고서, 2020년 6월.
2. 텍사스 인스트루먼트의 제품에 대한 "**절연 증폭기 - 인증**"
3. **AMC1300 평가 모듈(EVM)**, 텍사스 인스트루먼트
4. Ravi Kiran Raghavendra, "**단일 전원 절연 증폭기 및 ADC로 절연 전류 및 전압 감지 설계 간소화**" TI E2E™ 지원 포럼 기술 문서, 2020년 10월 26일.
5. "**절연 증폭기를 사용하는 션트 기반, 200A 피크 전류 측정 레퍼런스 설계**," 텍사스 인스트루먼트(TIDA-00445), 2016년 3월.
6. Smith, Alex. **절연 션트 및 폐쇄형 루프 전류 감지의 정확도 비교** 애플리케이션 요약, 2020년 9월.

관련 웹사이트

레퍼런스 설계:

- **온보드(OBC) 및 무선 충전기 통합 회로 및 레퍼런스 설계**
- **태양광 스트링 인버터 통합 회로 및 레퍼런스 설계**
- **모터 드라이브 시스템 블록 다이어그램, 레퍼런스 설계 및 제품**

제품 정보:

- **텍사스 인스트루먼트의 아이솔레이터 솔루션**
- **AMC1300B-Q1**

- [AMC1302-Q1](#)
- [AMC3302](#)
- [SN6501-Q1](#)
- [TLV704](#)

±50mV 입력 및 단일 종단 출력을 지원하는 절연 전류 감지 회로

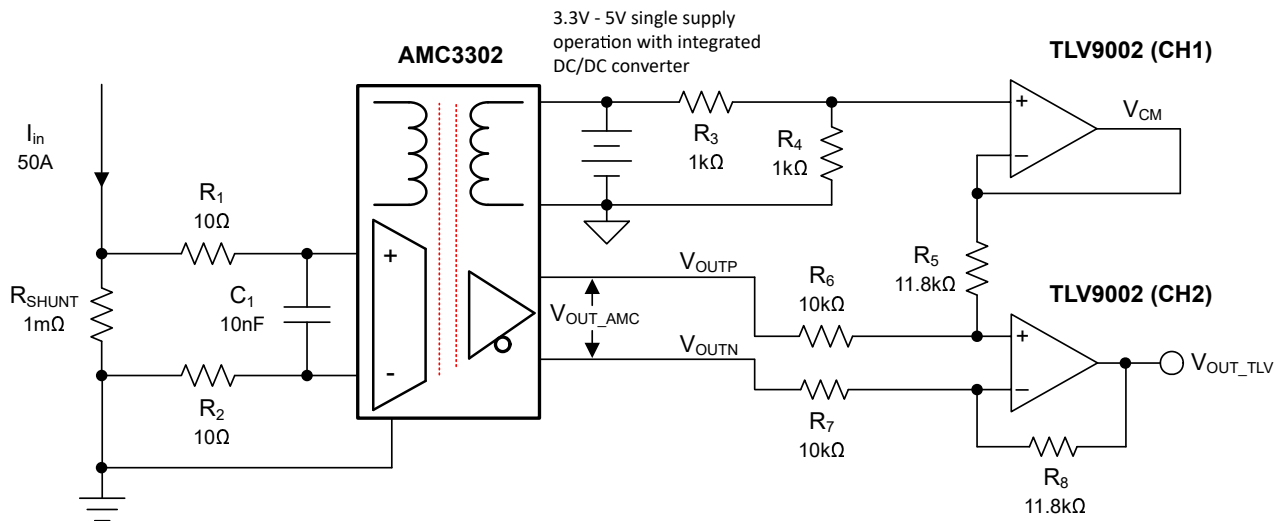
설계 목표

전류 소스		입력 전압		출력 전압	단일 전원 공급 장치
$I_{IN\ MIN}$	$I_{IN\ MAX}$	$V_{IN\ DIFF,\ MIN}$	$V_{IN\ DIFF,\ MAX}$	$V_{OUT\ SE}$	V_{DD}
-50A	50A	-50mV	50mV	55mV~4.945V	5V

설계 설명

이 절연 단일 공급 양방향 전류 감지 회로는 -50A~50A의 부하 전류를 정확하게 측정할 수 있습니다. 입력의 선형 범위는 -2.05V~2.05V의 차동 출력 스윙과 1.44V의 출력 공통 모드 전압(V_{CM})에서 -50mV~50mV입니다. 절연 증폭기 회로의 게인은 41V/V로 고정됩니다. TLV9002를 사용하는 2차 증폭기 단계는 차동 출력 전압을 단일 종단 출력 전압으로 55mV에서 4.945V로 변환합니다. 전체 신호 체인은 단일 5.0V 레일에서 작동합니다.

이 회로는 태양광 인버터, 모터 드라이브 및 보호 릴레이와 같은 여러 고전압 산업용 애플리케이션에 적용됩니다. 이 설계의 부품 선택에 대한 방정식 및 설명은 완제품의 요구 사항 및 시스템 사양을 기준으로 사용자 지정할 수 있습니다.



설계 노트

1. AMC3302는 장치의 정확도, 입력 전압 범위, 단일 저압측 전원 요구 사항으로 인해 선택되었습니다.
2. TLV9002는 저비용, 저오프셋, 작은 크기, 듀얼 채널로 인해 선택되었습니다.
3. TLV9002 및 AMC3302에 전원을 공급하고 단일 종단 출력에 공통 모드 전압을 제공하는 AVDD용 낮은 임피던스, 저잡음 소스를 선택하십시오.
4. 가장 높은 정확도를 위해 온도 계수가 낮은 정밀 션트 저항을 사용하십시오.
5. 예상되는 피크 입력 전류 수준에 대한 전류 션트를 선택하십시오.
6. 연속 작동의 경우, IEEE 표준에 따라 정상 조건에서 션트 저항을 정격 전류의 3분의 2 이상으로 작동하지 마십시오. 엄격한 전력 손실 요구 사항을 가진 애플리케이션의 경우 션트 저항을 더 줄이거나 정격 와트를 늘려야 할 수 있습니다.
7. 공통 모드 전압을 적절히 설정하려면 적절한 저항 분할기 값을 사용하십시오.
8. TLV9002의 채널 2에서 게인 설정 저항에 대한 적절한 값을 선택하여 단일 종단 출력이 적절한 출력 스윙을 갖도록 하십시오.

설계 단계

1. 절연 증폭기의 입력 전류 범위와 고정 게인을 고려하여 전송 방정식을 결정합니다.

$$V_{OUT} = I_{in} \times R_{shunt} \times 41$$

2. 최대 션트 저항 값을 결정합니다.

$$R_{shunt} = \frac{V_{inMax}}{I_{inMax}} = \frac{50 \text{ mV}}{50 \text{ A}} = 1 \text{ m}\Omega$$

3. 최소 션트 레지스터 전력 손실을 결정합니다.

$$Power_{R_{shunt}} = I_{inMax}^2 \times R_{shunt} = 2500 \text{ A} \times 0.001 \Omega = 2.5 \text{ W}$$

4. 5V ADC와 인터페이스하기 위해 AMC3302 및 TLV9002는 모두 5V에서 작동할 수 있으므로 단일 공급 장치를 사용할 수 있습니다.
5. TLV9002의 채널 1은 채널 2의 단일 종단 출력의 2.5V 공통 모드 전압을 설정하는 데 사용됩니다. 5V 공급에서 간단한 저항 분할기를 사용하여 5V를 2.5V로 나눌 수 있습니다. R_4 에 1k Ω 를 사용하면 다음 방정식을 사용하여 R_3 를 계산할 수 있습니다.

$$R_3 = \frac{V_{DD} \times R_4}{V_{CM}} - R_4 = \frac{5 \text{ V} \times 1000 \Omega}{2.5 \text{ V}} - 1000 \Omega = 1000 \Omega$$

6. TLV9002는 레일 투 레일 연산 증폭기입니다. 그러나 TLV9002의 출력은 공급 레일에서 최대 55mV를 스윙할 수 있습니다. 따라서 단일 종단 출력은 55mV에서 4.945V(4.89Vpk-pk)로 스윙해야 합니다.
7. AMC3302의 V_{outp} 및 V_{OUTN} 출력은 2.05Vpk-pk, 180도 페이즈, 공통 모드 전압 1.44V입니다. 따라서 차동 출력은 $\pm 2.05\text{V}$ 또는 4.1Vpk-pk입니다. TLV9002의 출력 제한을 유지하려면 AMC3302의 출력을 4.89/4.1배 증폭해야 합니다. $R_6 = R_7$ 및 $R_5 = R_8$ 일 때 다음과 같은 전송 기능을 사용하여 R_5 및 R_8 을 계산할 수 있습니다.

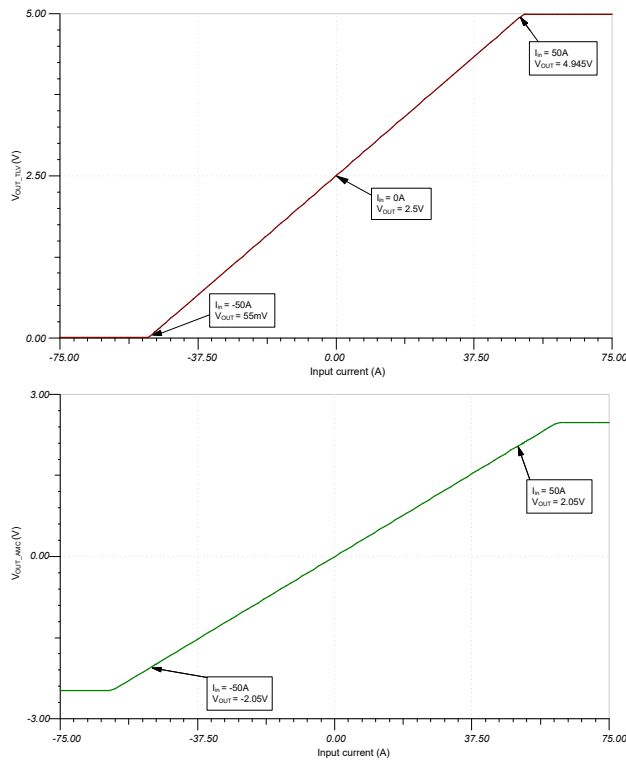
$$V_{OUT} = (V_{OUTP} - V_{OUTN}) \times \left(\frac{R_{5,8}}{R_{6,7}} \right) + V_{CM}$$

8. 이전에 계산된 TLV9002의 출력 스윙을 사용하고 R₆ 및 R₇을 10kΩ으로 선택하면, R₅ 및 R₈은 다음 방정식을 사용하여 11.93kΩ으로 계산할 수 있습니다. 표준 저항 값을 고려하려면 대신 11.8kΩ 저항을 사용합니다.

$$4.945 = (2.465 V - 415 mV) \times \left(\frac{R_{5,8}}{10 k\Omega} \right) + 2.5$$

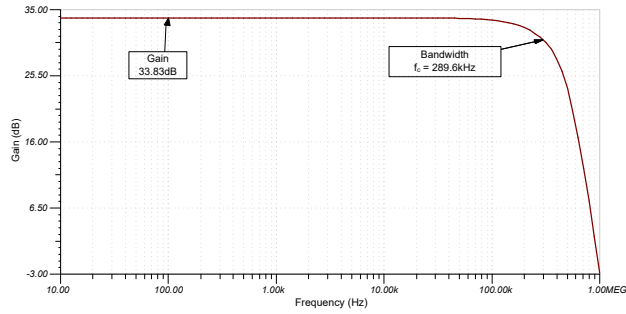
DC 전송 특성

다음 플롯은 TLV9002 증폭기와 AMC3302 차동 출력의 단일 종단 출력으로 시뮬레이션된 DC 특성을 보여줍니다. 두 플롯 모두 출력이 ±50A에서 선형임을 볼 수 있습니다.



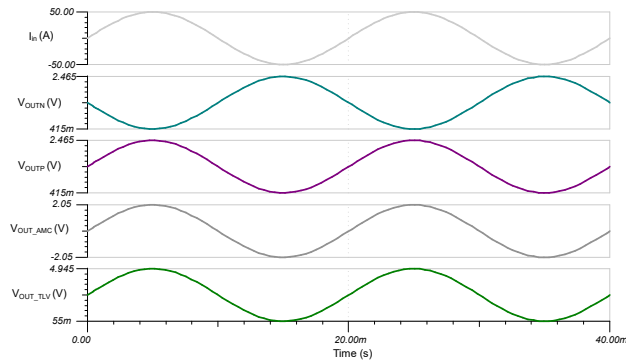
폐쇄형 루프 AC 시뮬레이션 결과

다음 AC 스위프는 단일 종단 출력의 AC 전송 특성을 보여줍니다. AMC3302의 게인은 41V/V이고 차동-단일 종단 변환에 1.2V/V 게인이 적용되며 다음 이미지에 표시된 33.83dB의 게인이 예상됩니다.



과도 시뮬레이션 결과

다음 과도 시뮬레이션은 -50A~50A에서 AMC3302 및 TLV9002 모두의 출력 신호를 보여줍니다. AMC3302의 차동 출력은 예상대로 ±2.05Vpk-pk이며 단일 종단 출력은 4.89Vpk-pk이고, 55mV~4.945V로 스윙합니다.



설계 레퍼런스

TI의 포괄적인 회로 라이브러리에 대한 [아날로그 엔지니어의 회로 안내서](#)를 참조하십시오.

텍사스 인스트루먼트, [차동 출력\(절연\) 증폭기를 단일 종단 입력 ADC에 적용](#)하는 애플리케이션 요약.

주요 절연 증폭기 설계

AMC3302	
작동 전압	1200V _{RMS}
게인	41V/V
대역폭	340kHz TYP
선형 입력 전압 범위	±50mV
AMC3302	

차동-단일 종단 증폭기 설계

TLV9002	
V _{CC}	1.8V~5.5V
V _{InCM} , V _{out}	레일 투 레일
V _{os}	400µV
I _q	60µA
UGBW	1MHz
SR	2 V/µs
TLV9002	

대체 절연 증폭기 설계

AMC3301	
작동 전압	1200V _{RMS}
게인	8.2V/V
대역폭	334kHz TYP
선형 입력 전압 범위	±250mV
AMC3301	

대체 차동-단일 종단 증폭기 설계

TLV6002	
V _{CC}	1.8V~5.5V
V _{InCM} , V _{out}	레일 투 레일
V _{os}	750µV
I _q	75µA
UGBW	1MHz
SR	0.5 V/µs
TLV6002	

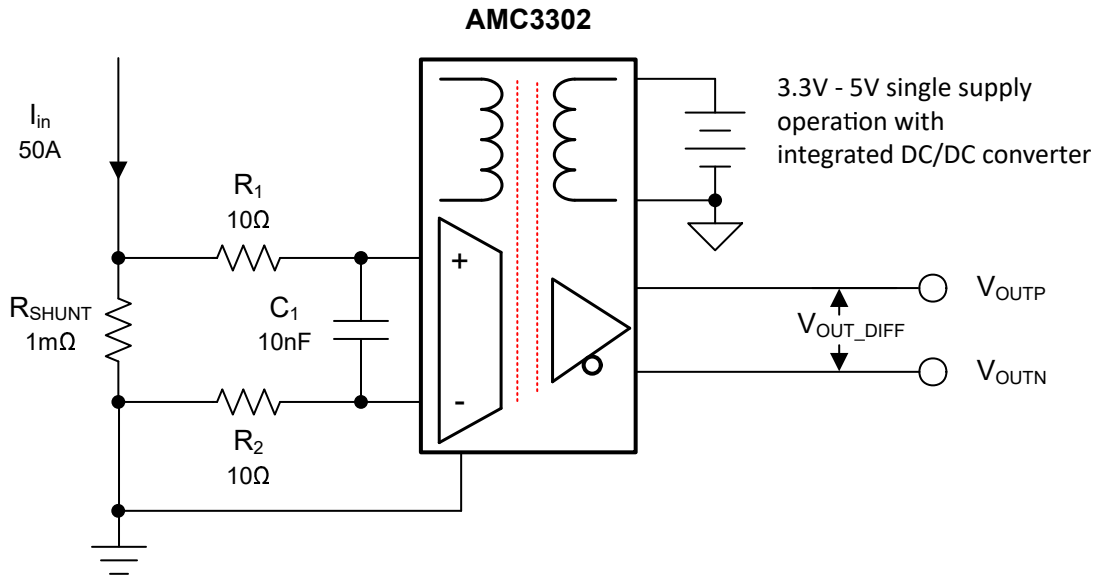
±50mV 입력 및 차동 출력을 지원하는 절연 전류 감지 회로

설계 목표

전류 소스		입력 전압		출력 전압		단일 전원 공급 장치
$I_{IN\ MIN}$	$I_{IN\ MAX}$	$V_{IN\ DIFF,\ MIN}$	$V_{IN\ DIFF,\ MAX}$	$V_{OUT\ DIFF,\ MIN}$	$V_{OUT\ DIFF,\ MAX}$	V_{DD}
-50 A	50 A	-50 mV	50 mV	-2.05 V	2.05 V	5 V

설계 설명

이 절연 단일 공급 양방향 전류 감지 회로는 -50A~50A의 부하 전류를 정확하게 측정할 수 있습니다. 입력의 선형 범위는 -2.05V~2.05V의 차동 출력 스윙과 1.44V의 출력 공통 모드 전압(V_{CM})에서 -50mV~50mV입니다. 절연 증폭기 회로의 게인은 41V/V로 고정됩니다. 이 설계에는 고전압 애플리케이션에서 작업자 안전을 유지하기 위해 1200V 작동 전압이 필요합니다.



설계 노트

1. AMC3302는 높은 정확도, 작은 입력 전압 범위, 애플리케이션의 단일 저압측 전원 공급 요구 사항으로 인해 선택되었습니다.
2. AMC3302에 전원을 공급하는 VDD의 낮은 임피던스, 저잡음 소스를 선택하십시오.
3. 가장 높은 정확도의 측정을 위해 온도 계수가 낮은 정밀 션트 저항을 선택하십시오.
4. 예상되는 피크 입력 전류 수준을 기반으로 전류 션트 저항을 선택하십시오.
5. 연속 작동의 경우, IEEE 표준에 따라 정상 조건에서 션트 저항을 정격 전류의 3분의 2 이상으로 작동하지 마십시오. 엄격한 전력 손실 요구 사항을 가진 애플리케이션의 경우 션트 저항을 더 줄이거나 정격 와트를 늘려야 할 수 있습니다.

설계 단계

1. 절연 증폭기의 입력 전류 범위와 고정 계인을 고려하여 전송 방정식을 결정합니다.

$$V_{OUT} = I_{in} \times R_{shunt} \times 41$$

2. 최대 션트 저항 값을 결정합니다.

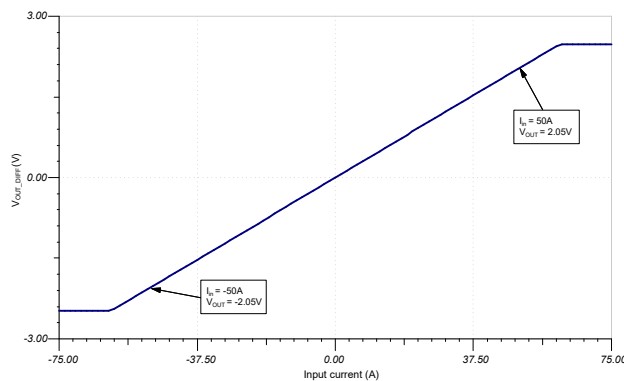
$$R_{shunt} = \frac{V_{inMax}}{I_{inMax}} = \frac{50\text{ mV}}{50\text{ A}} = 1\text{ m}\Omega$$

3. 최소 션트 레지스터 전력 손실을 결정합니다.

$$Power\ R_{shunt} = I_{inMax}^2 \times R_{shunt} = 2500\text{ A} \times 0.001\ \Omega = 2.5\text{ W}$$

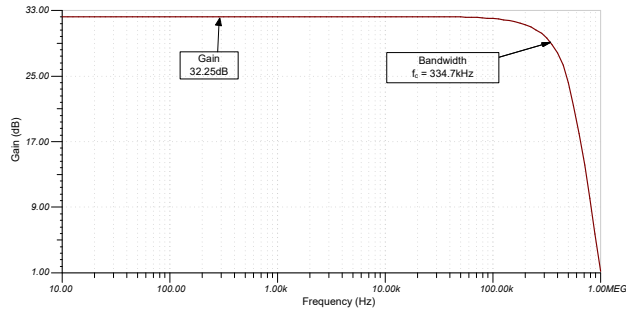
DC 전송 특성

다음 플롯은 AMC3302 차동 출력의 시뮬레이션된 DC 특성을 보여줍니다. 플롯은 출력이 ±50A 입력과 선형인 것을 보여줍니다.



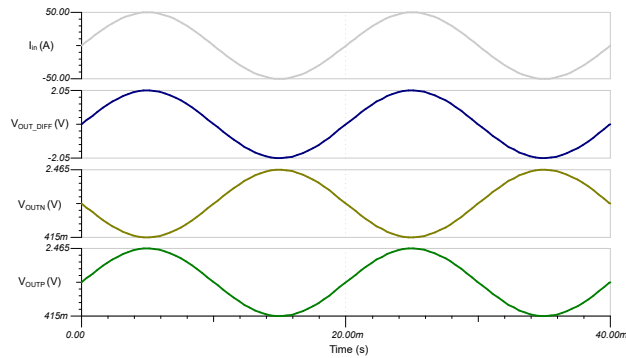
폐쇄형 루프 AC 시뮬레이션 결과

AC 스위치는 차동 출력의 AC 전송 특성을 보여줍니다. AMC3302의 게인은 41V/V이기 때문에 다음 이미지에 표시된 33.25dB의 게인이 예상됩니다.



과도 시뮬레이션 결과

다음 과도 시뮬레이션은 AMC3302의 출력 신호를 -50A ~ 50A로 보여줍니다. AMC3302의 차동 출력은 예상한 대로 ±2.05Vpk-pk입니다.



설계 레퍼런스

TI의 포괄적인 회로 라이브러리에 대한 [아날로그 엔지니어의 회로 안내서](#)를 참조하십시오.

주요 절연 증폭기 설계

AMC3302	
작동 전압	1200V _{RMS}
게인	41 V/V
대역폭	340 kHz TYP
선형 입력 전압 범위	±50 mV
AMC3302	

대체 절연 증폭기 설계

AMC3301	
작동 전압	1200V _{RMS}
게인	8.2 V/V
대역폭	334 kHz TYP
선형 입력 전압 범위	±250 mV
AMC3301	

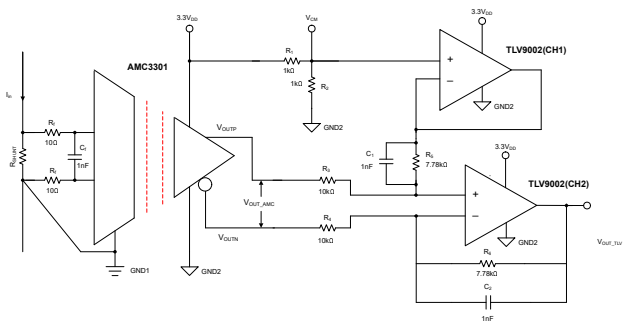
±250mV 입력 범위 및 단일 종단 출력 전압을 지원하는 절연 전류 감지 회로

설계 목표

전류 소스		입력 전압		출력 전압	단일 전원 공급 장치
$I_{IN\ MIN}$	$I_{IN\ MAX}$	$V_{IN\ DIFF,\ MIN}$	$V_{IN\ DIFF,\ MAX}$	$V_{OUT\ SE}$	V_{DD}
-10 A	10 A	-250 mV	250 mV	55 mV~3.245 V	3.3 V

설계 설명

이 절연 전류 감지 회로는 25mΩ 션트 저항에 걸쳐 2.5W의 정격 전력 손실로 -10A~10A(여기에 제한되지 않음)의 부하 전류를 정확하게 측정할 수 있습니다. 절연 증폭기 입력의 선형 범위는 -2.05V~2.05V의 차동 출력 스윙과 1.44V의 출력 공통 모드 전압(V_{CM})에서 -250mV~250mV입니다. 절연 증폭기 회로의 게인은 8.2V/V로 고정됩니다. TLV9002는 ADS8326과 같은 단일 종단 ADC와 함께 사용할 수 있는 차동 출력 신호를 단일 종단 신호로 변환하고 전압 분할기에서 파생된 V_{CM} 을 버퍼링하는 데 사용됩니다. 1.65V 레퍼런스 전압은 최종 출력 전압 범위 및 공통 모드 전압 레벨을 설정하는 데 사용됩니다.



설계 노트

1. AMC3301은 장치의 정확도, 입력 전압 범위, 단일 저압측 전원 요구 사항으로 인해 선택되었습니다.
2. TLV9002는 저비용, 저오프셋, 작은 크기, 듀얼 채널 패키지로 인해 선택되었습니다.
3. TLV9002 및 AMC3301에 전원을 공급하고 단일 종단 출력에 공통 모드 전압을 제공하는 AVDD용 낮은 임피던스, 저잡음 소스를 선택하십시오.
4. 가장 높은 정확도를 위해 온도 계수가 낮은 정밀 션트 저항을 사용하십시오.
5. 예상되는 피크 입력 전류 수준에 대한 전류 션트를 선택하십시오.
6. 연속 작동의 경우, IEEE 표준에 따라 정상 조건에서 션트 저항을 정격 전류의 3분의 2 이상으로 작동하지 않는 것이 좋습니다. 엄격한 전력 손실 요구 사항을 가진 애플리케이션의 경우 션트 저항을 더 줄이거나 정격 와트를 늘려야 할 수 있습니다.
7. TLV9002의 채널 1에서 공통 모드 전압을 설정하려면 적절한 저항 분할기 값을 사용하십시오.
8. TLV9002의 채널 2에서 게인 설정 저항에 대한 적절한 값을 선택하여 단일 종단 출력이 적절한 출력 스윙을 갖도록 하십시오.

설계 단계

1. 절연 증폭기의 입력 전류 범위와 고정 게인을 고려하여 전송 방정식을 결정합니다.

$$V_{OUT} = I_{in} \times R_{shunt} \times 8.2$$

2. 최대 션트 저항 값을 결정합니다.

$$R_{SHUNT} = \frac{V_{inMax}}{I_{inMax}} = \frac{250mV}{10A} = 25m\Omega$$

3. 최소 션트 레지스터 전력 손실을 결정합니다.

$$Power_{R_{SHUNT}} = I_{inMax}^2 \times R_{SHUNT} = 100A \times .025\Omega = 2.5W$$

4. 3.3V ADC와 인터페이스하기 위해 AMC3301 및 TLV9002는 모두 3.3V 공급 전압에서 작동할 수 있으므로 단일 공급 장치를 사용할 수 있습니다.

5. TLV9002의 채널 1은 채널 2의 단일 종단 출력의 1.65V 공통 모드 전압을 설정하는 데 사용됩니다. 3.3V 공급을 사용하면 간단한 저항 분할기를 사용하여 3.3V를 1.65V로 나눌 수 있습니다. R2의 경우 kΩ를 사용하고, R1은 다음 방정식을 사용하여 계산할 수 있습니다.

$$R_1 = \frac{V_{DD} \times R_2}{V_{CM}} - R_2 = \frac{5V \times 1000\Omega}{2.5V} - 1000\Omega = 1000\Omega$$

6. TLV9002는 레일 투 레일 연산 증폭기입니다. 그러나 TLV9002의 출력은 공급 레일에서 최대 55mV를 스윙할 수 있습니다. 이 요구 사항을 충족하기 위해 TLV9002의 단일 종단 출력을 55mV에서 3.245V(3.19Vpk-pk)로 스윙해야 합니다.

7. AMC3301의 V_{outp} 및 V_{OUTN} 출력은 2.05Vpk-pk, 180도 이상, 1.44V의 공통 모드 전압을 갖습니다. 따라서 차동 출력은 ±2.05V 또는 4.1Vpk-pk입니다.

TLV9002의 출력 제한 내에서 유지하기 위해서는 AMC3301의 출력을 3.19/4.1의 배수로 감소해야 합니다. $R_3 = R_4$ 및 $R_5 = R_6$ 인 경우, 차동에서 단일 종단 단계로의 다음 전송 기능을 사용하여 R_5 및 R_6 을 계산할 수 있습니다.

$$V_{OUT_TLV} = (V_{OUTP} - V_{OUTN}) \times \left(\frac{R_{5,6}}{R_{3,4}} \right) + V_{CM}$$

8. 이전에 계산된 TLV9002의 출력 스윙을 사용하고 R_3 과 R_4 를 10kΩ로 선택하면, R_5 및 R_6 을 아래 방정식을 사용하여 7.78kΩ으로 계산할 수 있습니다.

$$3.245 = (2.465V - 415mV) \times \left(\frac{R_{5,6}}{10k\Omega} \right) + 1.65$$

표준 0.1% 저항 값을 사용하면 7.77kΩ을 사용할 수 있습니다. 이는 TLV9002의 제한 내에서 최대 출력 스윙을 제공합니다.

9. 커패시터 C1 및 C2는 저항 R5 및 R6과 병렬로 배치하여 고주파 성분을 제한합니다. $R_5 = R_6$ 이고 $C_1 = C_2$ 일 때, 차단 주파수는 다음 방정식을 사용하여 계산할 수 있습니다.

$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{5,6} \times C_{1,2}}$$

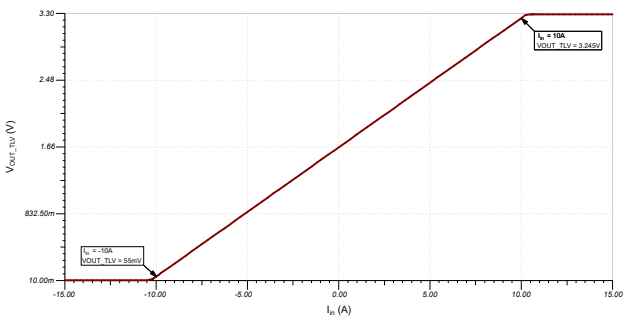
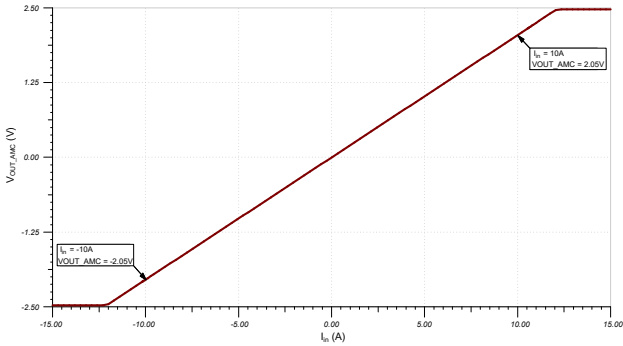
$C_1 = C_2 = 1nF$ 이고 $R_5 = R_6 = 7780\Omega$ 일 때 차단 주파수는 20.45kHz로 계산할 수 있습니다.

$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times 7780\Omega \times 1nF} = 20.45kHz$$

설계 시뮬레이션

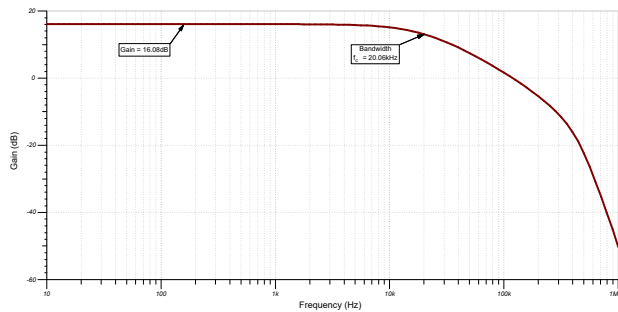
DC 시뮬레이션 결과

다음 플롯은 TLV9002 증폭기의 AMC3301 차동 출력과 단일 종단 출력의 시뮬레이션된 DC 특성을 보여줍니다. 두 플롯 모두 출력이 ±10A에서 선형임을 볼 수 있습니다.



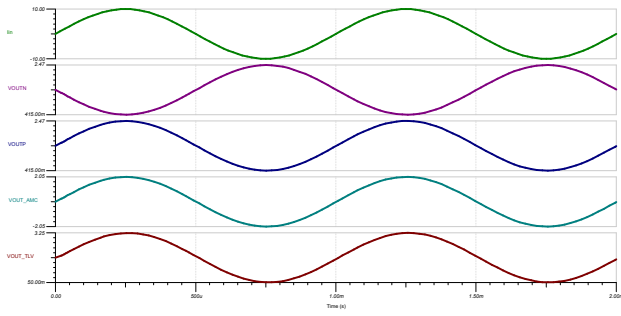
폐쇄형 루프 AC 시뮬레이션 결과

다음 AC 스위프는 단일 종단 출력의 AC 전송 특성을 보여줍니다. **마지막 방정식**에 설명되어 있듯이 이전에 계산된 차단 주파수를 사용하면 시뮬레이션이 긴밀히 일치하는 것을 볼 수 있습니다. AMC3301의 게인은 8.2V/V이고 차동-단일 종단 변환에 0.778V/V 게인이 적용되며 다음 이미지에 표시된 16.11dB의 게인이 예상됩니다.



과도 시뮬레이션 결과

다음 과도 시뮬레이션은 -10A~10A에서 AMC3301 및 TLV9002 모두의 출력 신호를 보여줍니다. AMC3301의 차동 출력은 예상대로 ± 2.05Vpk-pk이며 단일 종단 출력은 3.19Vpk-pk이고, 55mV~3.245V로 스윙합니다.



설계 레퍼런스

차동-단일 종단 출력 변환에 대한 자세한 내용은 TI의 포괄적인 회로 라이브러리에 대한 [아날로그 엔지니어의 회로 안내서](#) 및 [차동 출력\(절연\) 증폭기에서 단일 종단 입력 ADC로 인터페이싱](#) 애플리케이션 요약을 참조하십시오.

주요 절연 증폭기 설계

AMC3301	
작동 전압	1200V _{RMS}
게인	8.2 V/V
대역폭	300 kHz TYP
선형 입력 전압 범위	±250 mV
AMC3301	

대체 절연 증폭기 설계

AMC3330	
작동 전압	1200V _{RMS}
게인	2 V/V
대역폭	310 kHz TYP
선형 입력 전압 범위	±1000 mV
AMC3330	

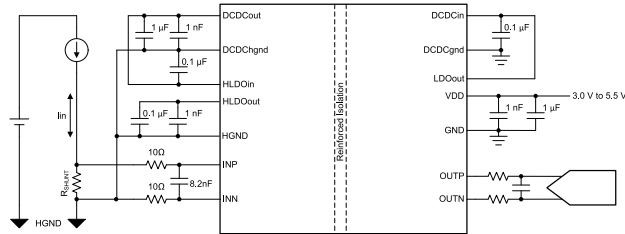
±250mV 입력 및 차동 출력을 지원하는 절연 전류 측정 회로

설계 목표

전류 소스		입력 전압		출력 전압		단일 전원 공급 장치
I_{inMin}	I_{inMax}	Dif V_{INMin}	Dif V_{INMax}	Dif V_{OUTMin}	Dif V_{OUTMax}	V_{DD}
-50A	50A	-250mV	250mV	-2.05V	2.05V	3.0V~5.5V

설계 설명

이 절연 단일 공급 양방향 전류 감지 회로는 -50A ~ 50A의 부하 전류를 정확하게 측정할 수 있습니다. 입력의 선형 범위는 -250mV~250mV이고 차동 출력 범위는 -2.05V~2.05V입니다. 회로의 게인은 8.2V/V로 고정됩니다 이 설계에는 고전압 애플리케이션에서 작업자 안전을 유지하기 위해 1000V 작동 전압이 필요합니다.



설계 노트

1. 절연 장벽에 걸쳐 작동 전압이 최소 1,000V 이상인 증폭기를 선택하십시오.
2. 입력 필터 부품을 선택하여 내부 바이어스 전류에서 전압 강하를 최소화하고 약 1MHz의 -3dB 차단 주파수를 유지하십시오.
3. 가장 높은 정확도를 위해 온도 계수가 낮은 정밀 션트 저항을 사용하십시오.
4. 예상되는 피크 입력 전류 수준에 대한 전류 션트를 선택하십시오.
5. 션트 레지스터 전원은 시스템의 예상 연속 정격 전력보다 3~8배 더 커야 합니다.

설계 단계

1. 절연 증폭기의 입력 전류 범위와 고정 게인을 고려하여 전송 방정식을 결정합니다.

$$V_{OUT} = I_{in} \times R_{shunt} \times 8.2V$$

2. 최대 션트 저항을 결정합니다.

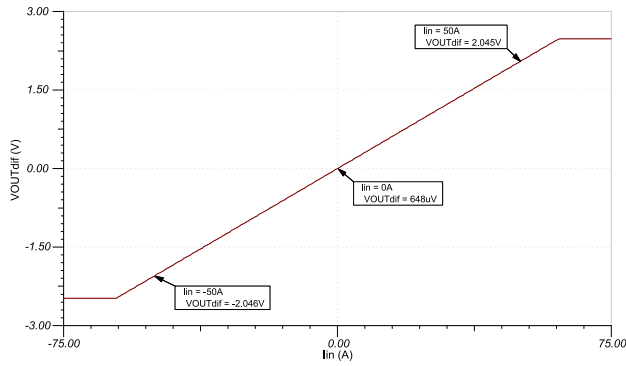
$$R_{shunt} = \frac{V_{shunt}}{I_{inMax}} = \frac{250mV}{50A} = 5m\Omega$$

3. 필요한 최소 션트 저항 전력을 결정합니다.

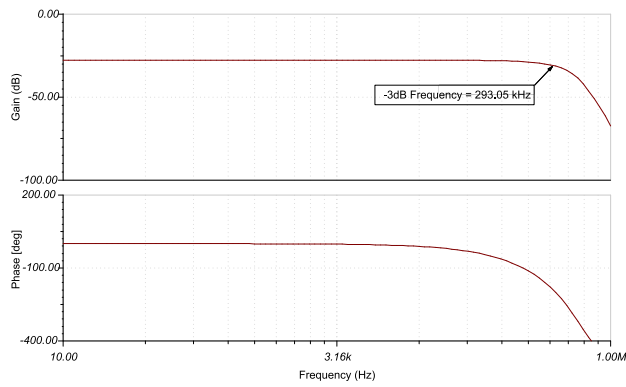
$$Power_{Rshunt} = I_{inMax}^2 \times R_{shunt} = 2500 \times 0.005 = 12.5W$$

설계 시뮬레이션

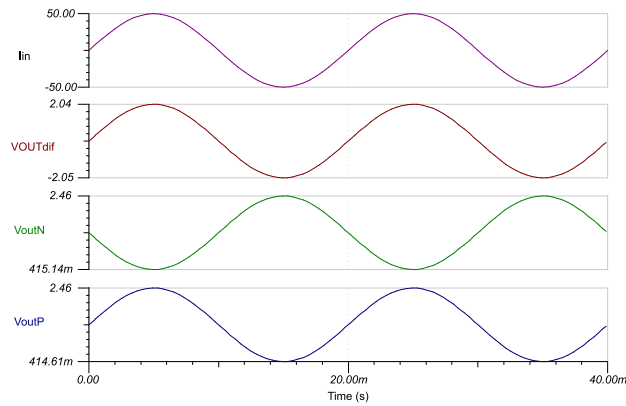
DC 시뮬레이션 결과



폐쇄형 루프 AC 시뮬레이션 결과



과도 시뮬레이션 결과



설계 레퍼런스

TI의 포괄적인 회로 라이브러리에 대한 [아날로그 엔지니어의 회로 안내서](#)를 참조하십시오.

주요 파일 링크(TINA)

이 회로의 설계 파일 - [AMC3301 TINA-TI 레퍼런스 디자인](#)

주요 연산 증폭기 설계

AMC3301	
작동 전압	1000V _{RMS}
게인	8.2V/V
대역폭	300kHz TYP
선형 입력 전압 범위	±250mV
www.ti.com/product/AMC3301	

대체 연산 증폭기 설계

AMC3330	
작동 전압	1000V _{RMS}
게인	2V/V
대역폭	310kHz TYP
선형 입력 전압 범위	±1000mV
www.ti.com/product/AMC3330-Q1	

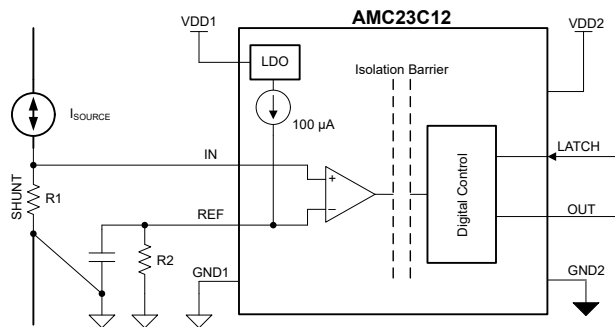
절연 과전류 보호 회로

설계 목표

공칭 전류	과전류 수준	고압측 공급	저압측 공급	과도 응답 시간
50 A	55 A	3V~27V	2.7 V~5.5 V	≤ 1000ns

설계 설명

이 고속, 절연 양방향 과전류 감지 회로는 AMC23C12로 구현됩니다. AMC23C12에는 절연 윈도우 비교기와 고정 내부 정밀 전류 소스 및 사용자 선택 가능한 저항을 통해 조정 가능한 임계값 수준이 있습니다. 이 회로는 과전류 상황을 빠르게 감지하기 위해 설계되어 컨트롤러가 모터 제어, 트랙션 인버터 및 기타 산업용 제어 시스템에 사용되는 고속 스위치의 PWM(펄스 폭 변조) 제어를 비활성화할 수 있습니다.



과전류 보호 회로 회로도

설계 노트

- 오류를 최소화하려면 정밀 션트 저항(R_1)과 임계값 설정 저항(R_2)을 선택합니다.
- AMC23C12는 게이트 드라이브 공급 장치 또는 최대 27V의 고압측 보조 소스에서 전원을 공급합니다
- 윈도우 비교기 작동 모드를 사용하여 정격 전류 및 과전류 제한과 일치하도록 션트 레지스터 및 임계값 설정 저항을 선택합니다.

설계 단계

1. 공칭 전류 수준에 따라 션트 레지스터의 크기를 결정합니다. 션트 저항은 입력 핀에서 50mV를 허용하도록 크기가 지정되어 있습니다.

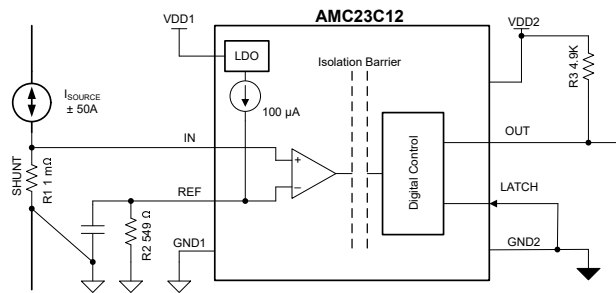
$$R_1 = \left(\frac{50 \text{ mV}}{50 \text{ A}} \right) = 1.0 \text{ m}\Omega$$

2. 내부 100µA 소스를 사용하여 원하는 전류 트립 레벨과 윈도우 비교기 입력에서 1mΩ 션트를 사용하여 55mV에 대한 55A의 원하는 트립 레벨을 기준으로 R2의 값을 결정합니다.

$$R_2 = \left(\frac{55 \text{ mV}}{100 \text{ }\mu\text{A}} \right) = 550 \text{ }\Omega$$

- **아날로그 엔지니어 계산기**를 사용하여 550Ω에 가장 가까운 E96 저항값은 549Ω입니다.

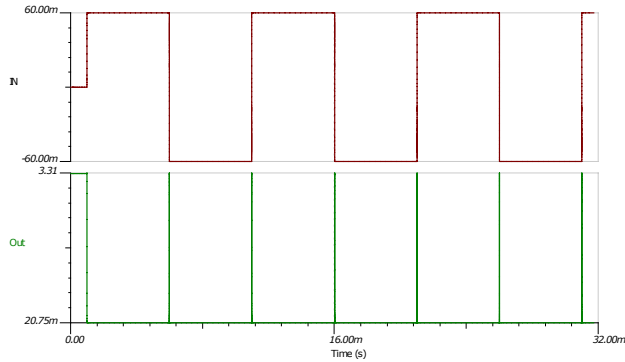
3. 옵션 - 권장 작동 공급 전압보다 높은 전압으로부터 AMC23C12를 보호하기 위해 27V 제너 다이오드를 선택합니다.



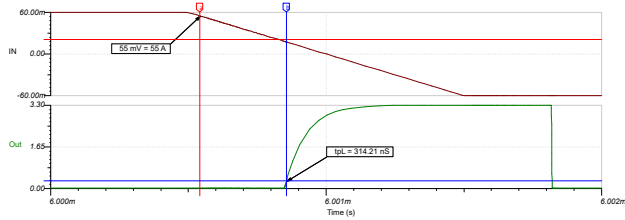
개정된 과전류 보호 회로도

설계 시뮬레이션

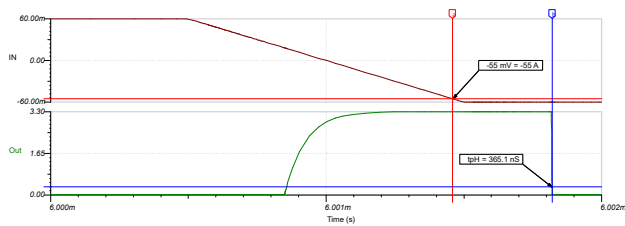
다음 이미지는 과전류 보호 회로의 SPICE 시뮬레이션입니다. 시뮬레이션은 에지가 트리거될 때까지 약 360ns인 시간을 표시합니다.



과전류 보호 시뮬레이션의 과도 응답



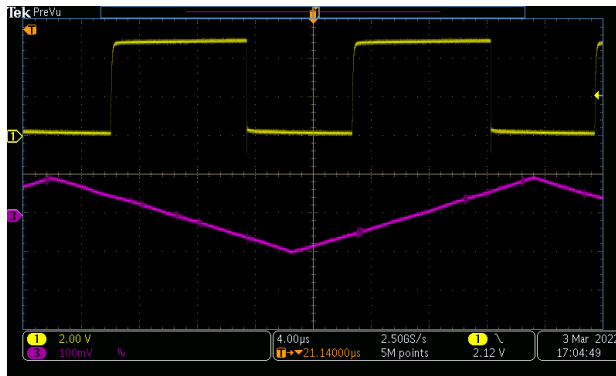
과전류 보호 시뮬레이션의 과도 응답 - 상승



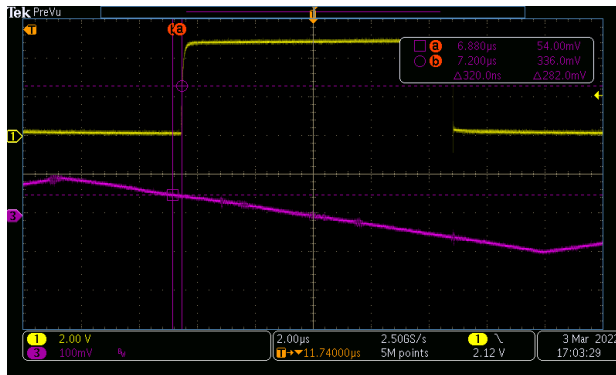
과전류 보호 시뮬레이션의 과도 응답 - 하강

설계 결과

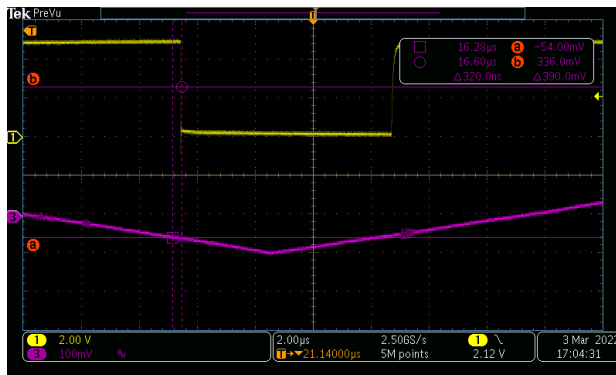
다음 이미지는 물리적 회로의 파형 캡처입니다. **과전류 보호 회로 파형**에는 라인 3의 입력과 관련하여 라인 1의 출력이 표시됩니다. **과전류 보호 회로 파형 - 상승**은 출력 라인 1의 상승 에지와 트리거된 전류에서 출력까지 시간 지연을 보여줍니다. **과전류 보호 회로 파형 - 하강**은 출력 라인 1의 하강 에지 및 트리거된 전류에서 출력까지 시간 지연을 보여줍니다.



과전류 보호 회로 파형



과전류 보호 회로 파형 - 상승



과전류 보호 회로 파형 - 하강

주요 장치 설계

장치	주요 기능	장치 링크
<p>AMC23C12</p>	<ul style="list-style-type: none"> • 넓은 고압측 공급 범위: 3 V~27 V • 저압측 공급 범위: 2.7V~5.5V • 조정 가능한 임계값: <ul style="list-style-type: none"> - 윈도우 비교기 모드: $\pm 20\text{mV} \sim \pm 300\text{mV}$ - 양극 비교기 모드: 600 mV~2.7 V • 임계값 조정 기준: 100μA, $\pm 2\%$ • 트립 임계값 오류: 250mV에서 $\pm 1\%$(최대) • 전파 지연: 290ns(일반) • 높은 CMTI: 55kV/μs(최소) • 옵션 래치 모드의 오픈 드레인 출력 • 안전 관련 인증: <ul style="list-style-type: none"> - DIN VDE V 0884-11에 따른 7000V_{PK} 강화 절연 - UL1577에 따라 1분간 5000V_{RMS} 절연 • 확장된 산업용 온도 범위에서 완전하게 지정: -40°C~+125°C 	<p>장치: AMC23C12 유사 장치: 절연 증폭기</p>

설계 레퍼런스

TI의 포괄적인 회로 라이브러리에 대한 [아날로그 엔지니어의 회로 안내서](#)를 참조하십시오.

텍사스 인스트루먼트, [조정 가능 임계값 및 래치 기능을 가진 AMC23C12 빠른 응답, 강화 절연 윈도우 비교기](#), 데이터 시트

단일 종단 입력 ADC에 차동 출력(절연) 증폭기 인터페이스

머리말

산업용 3상 서보 모터 시스템, 전기 자동차의 배터리 관리 시스템, 태양광 인버터에서 전류를 감지하는 경우 일종의 안전 절연 체계를 포함해야 하는 경우가 많습니다. 안전 관련 표준은 특정 설계와 관련된 최종 장비에 대한 특정 절연 요구 사항을 정의합니다. 장비 유형, 관련 전압 수준 및 장비를 설치할 환경에 따라 필요한 안전 절연 수준(기본, 보조, 강화)을 결정할 때 다양한 요소가 사용됩니다.

텍사스 인스트루먼트는 기본 또는 강화 절연 요구 사항을 충족하는 전압 및 전류 셉트 감지 애플리케이션에 사용되는 다양한 절연 전류 셉트 증폭기를 제공합니다. 강화 절연이 필요한 애플리케이션의 경우 이러한 장치 중 하나가 AMC1301입니다. AMC1301의 출력은 1.44V의 공통 모드 전압을 중심으로 하는 완전 차동 신호이며, **그림 15**에서 보듯이 독립형 ADC(아날로그-디지털 컨버터)나 MSP430 및 C2000 마이크로컨트롤러 장치 제품군에 있는 온보드 ADC에 직접 공급할 수 있습니다.

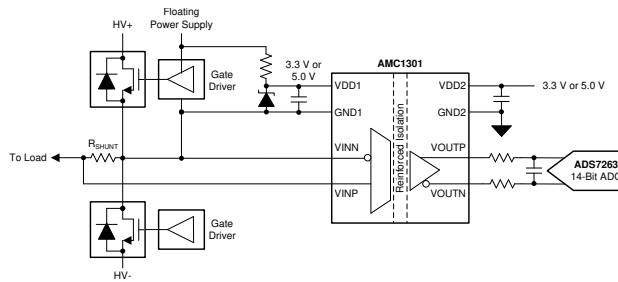


그림 15. AMC1301 기능 블록 다이어그램

임베디드 ADC

MSP430과 C2000 프로세서 제품군에는 모두 단일 종단 입력 ADC가 내장되어 있으므로 문제가 됩니다. 이 차동 신호를 단일 종단 데이터 컨버터로 가져오려면 어떻게 해야 하나요?

이를 달성하는 가장 간단한 방법은 AMC1301의 출력 하나만 사용하여 두 번째 출력을 부동 상태로 두는 것입니다. 이 설계의 단점은 데이터 컨버터에서 출력 전압 스윙의 절반만 사용할 수 있어 측정의 동적 범위를 축소한다는 점입니다.

AMC1301의 아날로그 입력 범위는 ± 250mV입니다. 8.2의 고정 계인을 지원하는 경우, VOUTN 및 VOUTP 전압은 **그림 16**에 나와 있는 것처럼 1.44V 공통 모드 출력을 중심으로 ± 1.025V입니다. 이와 달리 출력 전압은 ±2.05V입니다.

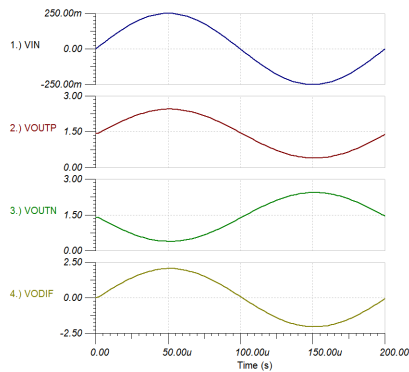


그림 16. 차동 출력 전압

그림 17에 나와 있는 것처럼 단일 종단 증폭기 출력 단계에 차동을 추가하면 AMC1301의 전체 출력 범위를 ADC에 제공할 수 있습니다.

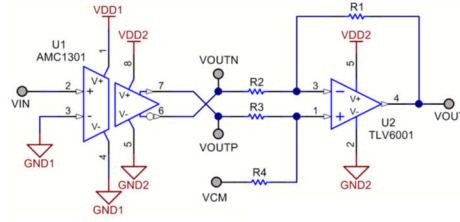


그림 17. 차동-단일 종단 출력

VIN에서 최대 눈금 사인파가 ± 250mV라고 가정하면 AMC1301의 내부 게인은 위상이 180° 벗어난 지점인 VOUTP 및 VOUTN에서 2.05Vpk-pk 출력을 제공합니다. VODIF 신호의 차이는 4.1Vpk-pk입니다. R1=R4, R2=R3일 경우 **방정식 8**에서 출력 스테이지의 전송 기능을 보여줍니다.

$$VOUT = VOUTP \times \left(\frac{R4}{R3}\right) - VOUTN \times \left(\frac{R1}{R2}\right) + VCM \tag{8}$$

방정식 8에서 R1~R4에 대해 동일한 값의 저항을 입력하고 VCM을 2.5V로 설정하면 **방정식 9**은(는) 다음과 같이 감소합니다.

$$VOUT = (VOUTP - VOUTN) + VCM \tag{9}$$

그림 18의 플롯은 단일 종단 출력 스테이지에 대한 최종 차동의 출력 전압과 함께 AMC1301의 입력 전압 및 출력 전압을 보여줍니다. ± 2.05V의 차동 전압은 0.5~4.5V의 단일 종단 신호로 변환됩니다.

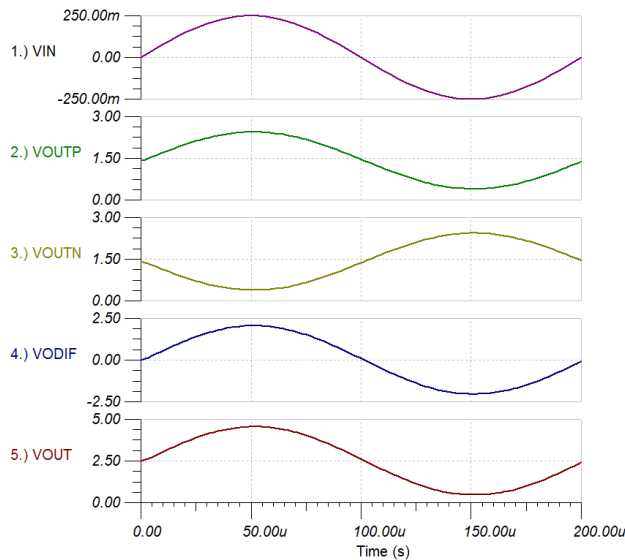


그림 18. 단일 종단 출력 전압

ADC의 입력 전압 범위에 따라 게인 또는 감쇠를 차동-단일 종단 단계에 통합하여 출력 스윙을 조정할 수 있습니다. 출력 공통 모드 전압을 ADC의 입력 요구 사항에 맞게 조정할 수 있습니다.

설계 예

MSP430 장치에서 볼 수 있는 ADC12의 입력 전압 범위는 내부 전압 레퍼런스를 사용할 때 0~2.5V입니다. AMC1301의 VOUTP를 사용하면 AMC1301의 입력 범위의 절반만 사용하면서 컨버터의 입력 범위 내에 0.415V~2.465V의 입력 신호 범위를 ADC12에 제공할 수 있습니다. **그림 19**에서 보면 게인이 0.5이고 공통 모드 전압이 1.25V인 차동-단일 종단 증폭기 구성을 사용하여 AMC1301의 전체 전압 범위를 ADC12에 적용할 수 있습니다.

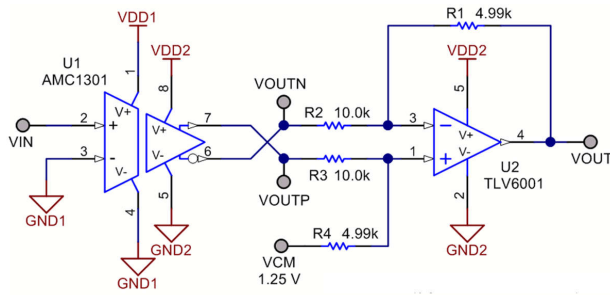


그림 19. 단일 종단 출력으로 조정된 차동 전압

대체 장치 권장 사항

AMC1100 또는 AMC1200은 낮은 가격대에서 AMC1301과 유사한 성능을 가진 기본 절연을 제공합니다. TLV170의 경우 바이폴라 출력이 필요한 애플리케이션을 위해 이 옵션을 제공합니다.

표 5. 대체 장치 권장 사항

디바이스	최적화된 매개 변수	성과 교환
AMC1100	최대 4250V _{PEAK} 의 갈바닉 절연	더 낮은 과도 내성
AMC1200	최대 4250V _{PEAK} 의 갈바닉 절연	기본 절연 대 강화 절연
TLV170	±18V까지 양극 작동	높은 입력 바이어스 전류

결론

AMC1301의 단일 출력을 사용하여 단일 종단 ADC를 구동할 수도 있지만, 출력에 단일 종단 연산 증폭기 스테이지에 차동을 추가하면 대상 애플리케이션이 가능한 최대 동적 범위를 확보할 수 있습니다.

관련 문서

- 3상 시스템을 위한 로우 드리프트, 저압축 전류 측정
- 고전압 전원 공급 장치 레일에 대한 정밀한 전류 측정

AMC3311을 활용하여 절연 감지 및 고장 감지를 위해 AMC23C11에 전원 공급

애플리케이션 요약

머리말

오류 감지는 [모터 드라이브](#), [서보 드라이브](#), [OBC\(온보드 충전기\)](#), [스트링 인버터](#) 및 [마이크로 인버터](#)를 비롯한 애플리케이션에서 필수적입니다. 절연 장벽을 통해 고전압 도메인과 저전압 도메인을 분리하면 시스템이 여러 공통 모드 전압에서 작동할 수 있습니다. 고전압 도메인은 저전압 도메인이 장비를 제어하는 동안 기능을 수행합니다. 이렇게 하면 저전압 회로의 전기적 손상과 사용자 피해를 모두 방지할 수 있습니다. 높은 공통 모드 전압에서 작동할 때는 과전압과 같은 오류를 감지할 필요가 있습니다. 이 문서에서는 AMC3311이 HLDO_OUT에서 고압측 공급 전류를 제공하여 소형 오류 감지 설계를 위한 AMC23C11 절연 비교기의 고전압 영역에 전원을 공급하는 방법을 설명합니다.

AMC3311은 정밀한 강화 절연 증폭기입니다. 이 장치에는 0-2V의 입력 전압 범위가 있으며, 이는 제어 루프를 구동하는 정밀 절연 DC 전압 측정을 위한 옵션입니다. 이 장치는 4mA의 보조 회로를 위한 고압측 공급 전류를 지원하는 통합 DC/DC 컨버터가 있습니다. 이를 통해 AMC3311의 피드백 측정과 AMC23C11의 과전압 고장 감지 모두에 대해 장치의 저압측에서 고압측까지 단일 공급으로 작동할 수 있습니다. AMC23C11은 응답이 빠른 강화 절연 비교기입니다. 이 장치는 트립 임계값을 조정할 수 있는 신속한 과전류 또는 과전압 감지에 사용할 수 있습니다. 이 장치에는 2.7mA의 고압측 공급 전류가 필요합니다. AMC3311은 통합 DC/DC 컨버터를 갖춘 최초의 절연 증폭기로, 두 장치가 한 쌍으로 작동하여 정밀 절연 증폭기는 제어 기능으로, 고속 작동 비교기는 과전류 또는 과전압 보호에 사용되는 방식을 가능하게 합니다.

AMC23C11에 전원을 공급하는 데 사용되는 AMC3311

AMC3311은 고압측 공급이 필요한 연결된 부품을 위해 HLDO_OUT 핀을 통해 최대 4mA까지 공급할 수 있는 절연 전원 공급 장치를 제공합니다. 이 기능을 사용하면 AMC23C11과 같은 더 높은 성능의 절연 비교기를 직접 사용할 수 있습니다.

AMC3311에서 사용할 수 있는 공급 전류를 통해 절연 증폭기와 함께 더 광범위한 컴패니언 장치를 사용할 수 있습니다. [그림 20](#)은 AMC3311을 사용하여 AMC23C11의 고압측에 전원을 공급하는 방법을 보여주는 예제 회로도입니다. 회로도에서 AMC3311의 핀 5에 있는 HLDO_OUT은 AMC23C11 핀 1에서 VDD1로 확장하는 트레이스를 보여줍니다. 절연 비교기는 입력 전압을 핀 3의 레퍼런스 전압과 비교합니다. 입력 전압이 레퍼런스 전압으로 설정된 임계값을 초과하면 장치가 오픈 드레인 출력을 풀다운합니다. 임계값 전압은 내부 100 μ A 전류 소스에 비례하여 레퍼런스 저항의 값을 수정하는 방법으로 조정할 수 있습니다.

또한 AMC23C11은 1.4V의 마진 오버헤드 전압을 갖습니다. 임계값 전압은 3.2V 입력과 1.4V 마진의 차이(1.8V)보다 클 수 없습니다. 저항을 REF와 GND1 사이에 배치하여 트립 전압을 1.07V로 정의합니다. 그 결과로 오버헤드 요구 사항에 의해 절연 비교기의 임계값 전압이 증폭기에 표시되는 실제 차단 전압보다 낮게 제한됩니다. 예를 들어, 증폭기에서 실제 차단 전압이 2.14V인 경우, 전압이 마진 오버헤드 전압에 의해 설정된 범위를 초과하기 때문에 절연 비교기가 전압을 모니터링할 수 없습니다. 따라서 RSNS는 AMC3311이 요구하는 전압의 절반에 비례하도록 차단 전압을 정의하기 위해 두 개의 동일한 저항(RSNS1 및 RSNS2)으로 분리됩니다. 대신 AMC23C11은 레퍼런스 전압을 1.07V로 읽습니다.

[그림 21](#)에는 장치를 함께 라우팅하는 PCB 레이아웃의 예시가 나와 있습니다.

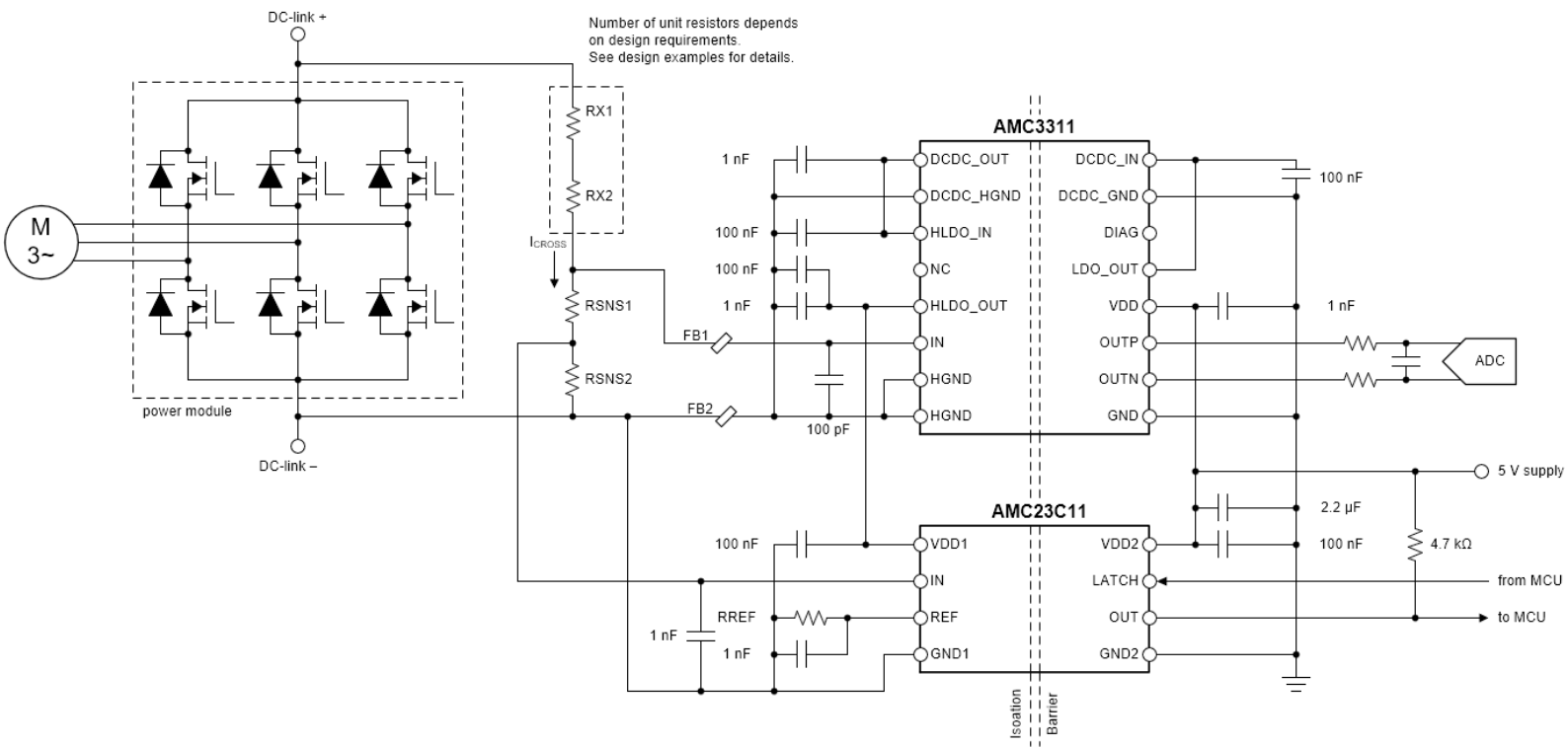


그림 20. AMC3311 및 AMC23C11 회로도

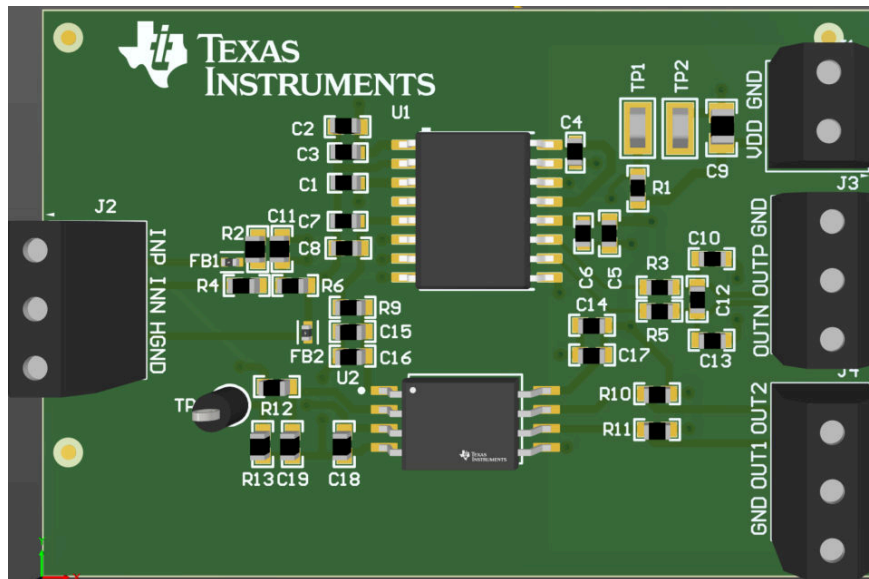


그림 21. AMC3311 및 AMC23C11 PCB 레이아웃

과전압 감지에 사용되는 AMC23C11

그림 22 및 그림 23은 각각 AMC3311과 AMC23C11의 과전압 응답 시간을 보여줍니다. 3.2V 전원 공급 장치를 사용하는 입력 신호(CH4)는 1.07V 과전압 임계값보다 높은 전압 상승을 보여줍니다.

AMC3311, VOUTP(CH2) 및 VOUTN 채널(CH1)의 응답 시간은 2.906 μ s, AMC23C11, OUT(CH3)의 응답 시간은 314.015ns입니다. 증폭기는 절연 비교기가 과전압을 감지하는 데 걸리는 시간보다 9배 이상 걸립니다. 저지연 애플리케이션에서는 이 시간 지연이 너무 길 수 있습니다. AMC3311 증폭기를 보완하기 위해 절연 비교기를 사용하면 비교기가 설정된 임계값보다 높은 전압을 빠르게 감지하기 때문에 과전압을 방지할 수 있습니다. 이를 통해 컨트롤러가 영향을 받는 모든 전자 장치를 종료하도록 통보하여 고전압 애플리케이션에서 향상된 안전성과 신뢰성을 보장할 수 있습니다.

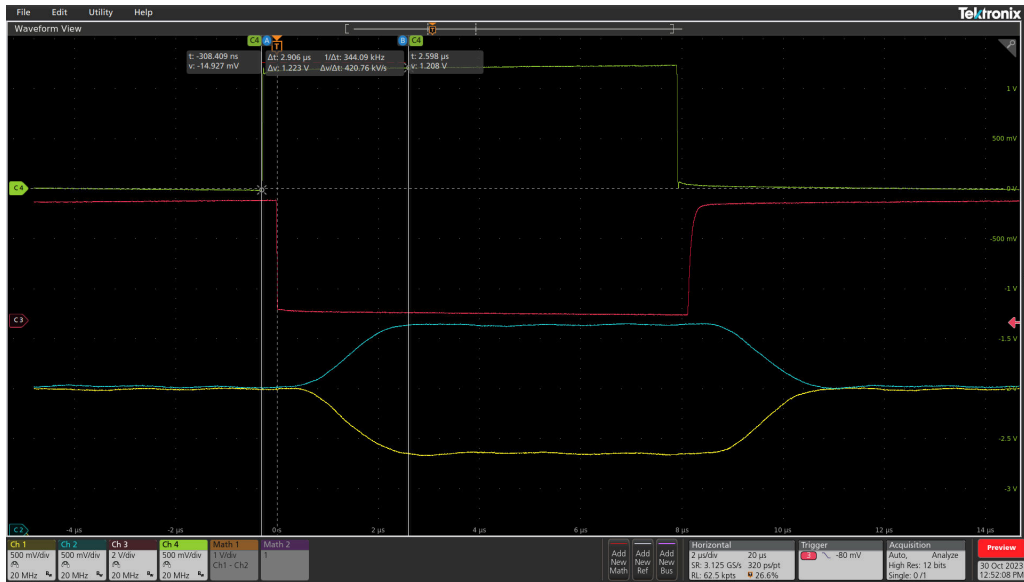


그림 22. AMC3311 과전압 응답 타이밍 파형

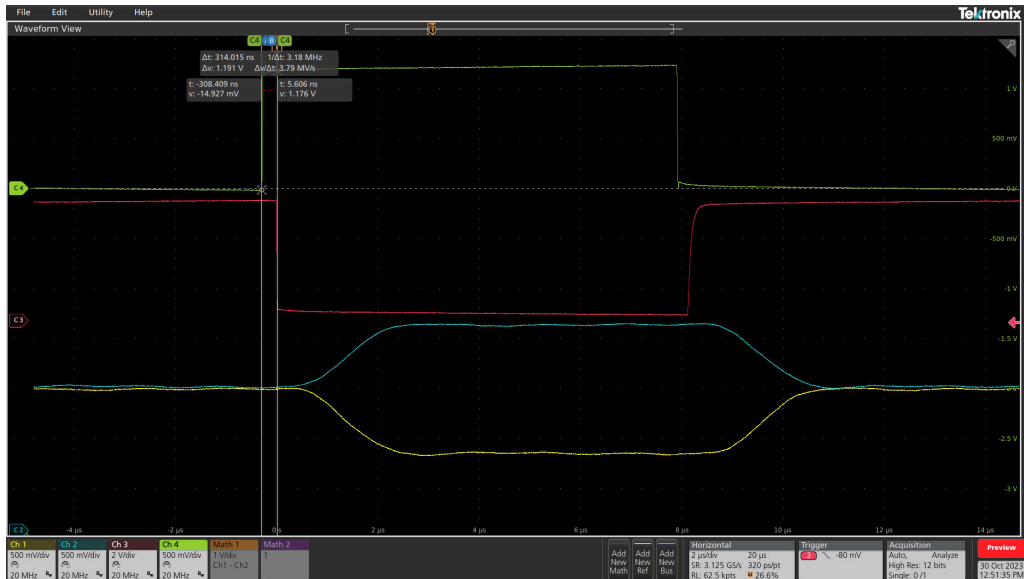


그림 23. AMC23C11 과전압 응답 타이밍 파형

마무리

AMC3311은 고압측 전류 공급을 지원하는 절연 증폭기로, 보조 감지 회로에 전원을 공급하는 데 활용할 수 있습니다. 이 장치는 고압측에서 최대 4mA의 외부 장치에 전원을 공급할 수 있으며, AMC23C11 같은 고속 절연 비교기와 호환됩니다. 이 비교기는 훨씬 더 빠른 응답 시간으로 과전압 보호가 가능하다는 이점이 있습니다. AMC3311과 AMC23C11을 함께 사용하는 것은 전압 및 전류 감지 애플리케이션에 유용한 옵션이 될 수 있습니다.

추가 리소스

- 텍사스 인스트루먼트, [Precision labs 시리즈: 절연 소개](#), 비디오 시리즈.
- 텍사스 인스트루먼트, [DC/DC 컨버터가 통합된 AMC3311-Q1 차량용, 정밀, 2V 입력, 강화 절연 증폭기](#), 데이터 시트.
- 텍사스 인스트루먼트, [조정 가능 임계값 및 래치 기능을 가진 AMC23C11 빠른 응답, 강화 절연 비교기](#), 데이터 시트.
- 텍사스 인스트루먼트, [절연 용어](#)
- 텍사스 인스트루먼트, [절연 증폭기 전압 감지 Excel 계산기](#), 설계 리소스.

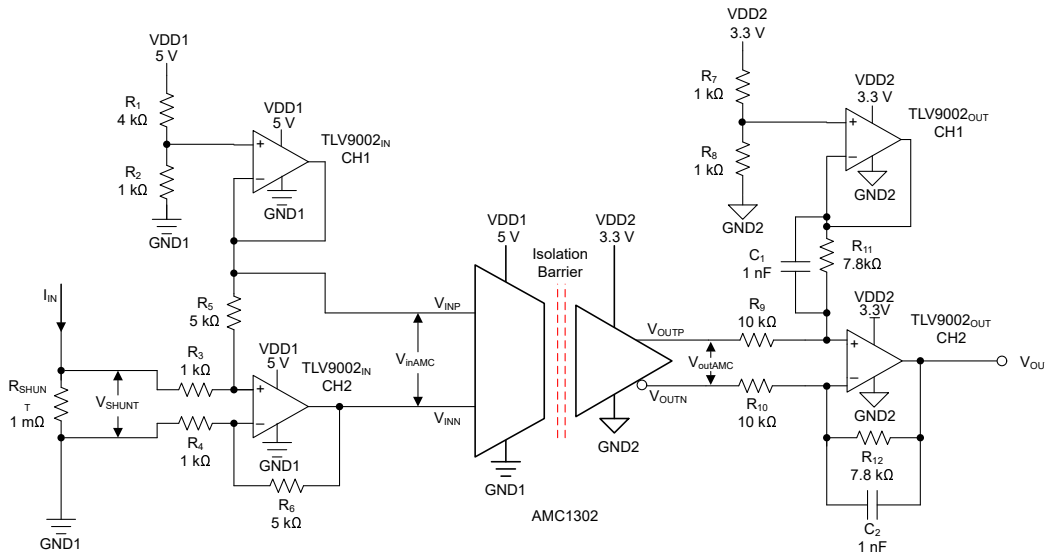
프론트 엔드 게인 단계를 지원하는 절연 전류 감지 회로

설계 목표

전류 소스(공칭)		전류 소스(단락)	입력 전압		출력 전압	전원 공급 장치	
$I_{IN\ MIN}$	$I_{IN\ MAX}$	I_{SHORT}	$V_{SHUNT, MIN}$	$V_{SHUNT, MAX}$	V_{OUT}	V_{DD1}	V_{DD2}
$\pm 10\ mA$	$\pm 10\ A$	$\pm 200\ A$	$\pm 10\ \mu V$	$\pm 10\ mV$	55 mV ~ 3.245 V	5V	3.3V

설계 설명

일부 애플리케이션에는 회로 차단기와 같이 높은 단락 전류를 견디면서 작은 정격 전류를 측정하기 위한 회로가 필요합니다. 이 회로 설계 문서는 최대 $\pm 200A$ 의 단락 회로 전류를 견디면서 $\pm 10mA$ 에서 $\pm 10A$ 의 정격 부하 전류를 정확하게 측정할 수 있는 절연 전류 감지 회로를 설명합니다. 이 회로의 목적상 출력은 MSP430에 통합된 것과 같은 3.3V 단일 종단 ADC와 함께 사용된다고 가정합니다. 측정할 라인 전류와 ADC 사이의 절연은 절연 증폭기(AMC1302)를 사용하여 이루어집니다. $1m\Omega$ 션트 저항을 사용하면 예상되는 최소 공칭 전류가 $\pm 10\text{-}\mu V$ 신호를 생성하는데, 이 신호는 델타-시그마 모듈레이터 데드 존으로 인해 제로 전압 입력 부근까지 정확하게 해석하기에 너무 작습니다. 이 문제를 해결하기 위해 회로는 2채널 연산 증폭기(TLV9002)를 사용하여 5V/V 게인으로 신호를 증폭하고 공통 모드 전압을 1V로 설정합니다. 이렇게 하면 최소 공칭 전류가 데드 존을 벗어날 수 있을 뿐만 아니라 최대 공칭 전류가 절연 증폭기의 전체 스케일 선형 입력 범위와 일치하게 상승합니다. 절연 증폭기의 전체 스케일 선형 입력 범위는 $\pm 50mV$ 이며, 출력 공통 모드 전압 1.44V와 고정 내부 게인 41V/V에서 차동 출력 스윙은 $\pm 2.05V$ 입니다. 절연 증폭기의 출력 측에 두 번째 2채널 연산 증폭기(TLV9002)가 사용되며, 여기서 첫 번째 채널은 단일 종단 공통 모드 전압을 1.65V로 설정하는 데 사용되고, 두 번째 채널은 절연 증폭기의 차동 출력 신호를 3.3V 단일 종단 ADC와 함께 사용할 수 있는 단일 종단으로 변환합니다.



설계 노트

1. AMC1302는 낮은 전력 소비, 해상도, $\pm 50\text{mV}$ 전체 스케일 입력 전압 범위로 인해 절연 증폭기로 선택되었습니다.
2. TLV9002는 낮은 비용, 낮은 오프셋, 작은 크기, 듀얼 채널 패키지로 인해 연산 증폭기로 선택되었습니다.
3. VDD1 및 VDD2 모두에 대해 낮은 임피던스, 저잡음 소스를 선택하십시오. 이는 TLV9002_{IN}, TLV9002_{OUT} 및 AMC1302에 공급을 제공하고 단일 종단 출력에 대한 공통 모드 전압을 설정하는 데 사용됩니다.
 - VDD1은 GND1로 참조되고 VDD2는 GND2로 참조됩니다.
4. 가장 높은 정확도를 위해 온도 계수가 낮은 정밀 션트 저항을 사용하십시오.
5. 예상되는 공칭 및 단락 입력 전류 레벨에 맞는 션트 레지스터를 선택하십시오.
 - a. 연속 작동の場合, IEEE 표준에 따라 정상 조건에서 션트 저항을 정격 전류의 3분의 2 이상으로 작동하지 마십시오. 엄격한 전력 손실 요구 사항을 가진 애플리케이션의 경우 션트 저항을 더 줄이거나 정격 와트를 늘려야 할 수 있습니다.
 - b. 단락 전류의 경우 션트 저항 데이터 시트에서 단기 과부하 사양을 확인하십시오. 전류는 공칭 전력 손실의 5배인 경우가 많습니다.
 - c. 전력 손실 계산에 대한 도움이 필요하면 [절연 증폭기 전류 감지 Excel 계산기](#)를 참조하십시오.
6. 적절한 저항 분할기 값을 사용하여 TLV9002_{IN}와 TLV9002_{OUT}의 채널 1 모두에서 공통 모드 전압을 설정하십시오. 절연 증폭기의 입력 공통 모드 사양을 위반하지 않아야 합니다.
7. TLV9002_{OUT}의 채널 2에서 게인 설정 저항에 적절한 값을 선택하여 단일 종단 출력이 적절한 출력 스윙을 갖도록 하십시오.

설계 단계

1. 최대 공칭 전류를 기준으로 적절한 션트 저항 값을 결정합니다.

$$R_{SHUNT} = \frac{V_{inMax}}{I_{inMax}} = \frac{50\text{ mV}}{10\text{ A}} = 5\text{ m}\Omega$$

2. 이 션트 저항은 200A의 단락 전류를 견딜 수 있어야 하므로 **6단계**에서 보상되는 션트 저항을 5배 더 줄입니다. 최대 공칭 전류 작동 중 션트 저항 전력 손실을 파악합니다.

$$\text{Power } R_{SHUNT} = I_{inMax}^2 \times R_{SHUNT} = 100\text{ A}^2 \times 1\text{ m}\Omega = 0.1\text{ W}$$

최소 공칭 전류 작동 중 션트 저항 전력 손실을 파악합니다.

$$\text{Power } R_{SHUNT} = I_{inMin}^2 \times R_{SHUNT} = 0.1\text{ mA}^2 \times 1\text{ m}\Omega = 0.1\text{ }\mu\text{W}$$

3. 단락 중 션트 저항 전력 손실을 파악합니다. 선택한 단기 과부하 사양(일반적으로 공칭의 5배)이 단락으로 인한 전력 손상을 견딜 수 있는지 확인합니다.

$$\text{Power } R_{SHUNT} = I_{inShort}^2 \times R_{SHUNT} = 40,000\text{ A}^2 \times 1\text{ m}\Omega = 40\text{ W}$$

전력 손실이 5배 감소된 션트 저항을 선택합니다. 따라서 단기 과부하 요구 사양이 40W인 경우 션트 $P_{dissipation} = 8\text{W}$ 입니다. 자세한 내용은 [절연 전류 감지에 대한 설계 고려 사항](#) 아날로그 디자인 학술지를 참조하십시오.

4. TLV9002_{IN}의 채널 1은 TLV9002_{IN} 채널 2의 단일 종단 출력의 1V 공통 모드 전압을 설정하는 데 사용됩니다. 채널 1의 1V 출력도 AMC1302의 양의 입력으로 전송됩니다. 5V 공급에서 간단한 저항 분할기를 사용하여 5V를 1V로 나눌 수 있습니다. R₁에 4kΩ을 사용하면 다음 방정식을 사용하여 R₂를 계산할 수 있습니다.

$$R_2 = \frac{V_{CM} \times R_1}{V_{DD} - V_{CM}} = \frac{1.00 \text{ V} \times 4000 \Omega}{5.00 \text{ V} - 1.00 \text{ V}} = 1000 \Omega$$

5. TLV9002_{IN}의 채널 2는 최대 공칭 전류 범위를 측정할 때 AMC1302의 전체 스케일 입력 전압 범위가 활용되도록 션트 저항기의 전압을 증폭하는 데 사용됩니다. 션트 저항이 1mΩ이고 최대 공칭 전류가 ±10A인 경우 션트 레지스터의 출력 전압은 ±10mV입니다. AMC1302의 최대 입력 전압은 ±50mV이므로 션트 레지스터의 출력은 5V/V까지 증폭해야 합니다. R₃|R₄를 1kΩ에서 유지하면 R₅|R₆의 저항 값은 다음 방정식으로 찾을 수 있습니다.

$$\text{Gain} \left(\frac{V}{V} \right) = \frac{R_{5,6}}{R_{3,4}}; R_{5,6} = \text{Gain} \left(\frac{V}{V} \right) \times R_{3,4} = 5 \text{ V/V} \times 1 \text{ k}\Omega = 5 \text{ k}\Omega$$

6. AMC1302 입력의 절대 최대 전압 제한이 선택한 션트 저항에 따라 단락 중에 위반되지 않는지 확인합니다. 200A 단락 회로 전류가 발생하면 AMC1302에 1V 차동 전압이 적용됩니다. 입력 공통 모드가 1V로 설정되어 있기 때문에 GND1을 기준으로 AMC1302의 음극 입력에 최대 2V가 적용됩니다.

$$V_{inAMC} = 200 \text{ A} \times 0.001 \Omega \times 5 \text{ V/V} = 1 \text{ V}$$

AMC1302의 절대 최대 입력 전압은 고압측 공급 전압보다 500mV 더 큼니다(**AMC1302 정밀, ±50mV 입력, 강화 절연 증폭기** 데이터 시트에 명시되어 있음). 5V 고압측 공급 전압에서는 절대 최대 입력 전압 정격이 위반되지 않습니다.

7. TLV9002_{OUT}의 출력 채널 1은 TLV9002_{OUT} 채널 2의 단일 종단 출력의 1.65V 공통 모드 전압을 설정하는 데 사용됩니다. 3.3V 공급을 사용하면 간단한 저항 분할기를 사용하여 3.3V를 1.65V로 나눌 수 있습니다. R₇에 1kΩ을 사용하고, R₈은 다음 방정식을 사용하여 계산할 수 있습니다.

$$R_8 = \frac{V_{CM} \times R_7}{V_{DD} - V_{CM}} = \frac{1.65 \text{ V} \times 1000 \Omega}{3.3 \text{ V} - 1.65 \text{ V}} = 1000 \Omega$$

8. TLV9002는 레일 투 레일 연산 증폭기이지만, TLV9002의 출력은 공급 레일에서 최대 55mV만 스윙할 수 있습니다. 이 때문에 TLV9002_{OUT}의 단일 종단 출력은 55mV에서 3.245V(3.19V_{pk-pk})로 스윙할 수 있습니다.
9. AMC1302의 V_{outp} 및 V_{outn} 출력은 2.05V_{pk-pk}이고, 180도 이상이며, 1.44V의 공통 모드 전압을 가집니다. 따라서 차동 출력은 ±2.05V 또는 4.1V_{pk-pk}입니다.

TLV9002_{OUT}의 출력 제한 내에서 유지하려면 AMC1302의 출력을 3.2/4.1배 감쇠해야 합니다. R₉ = R₁₀ 및 R₁₁ = R₁₂인 경우, 차동-단일 종단으로의 변환 단계를 위한 다음 전송 기능을 사용하여 R₁₁ 및 R₁₂를 계산할 수 있습니다.

$$V_{OUT} = (V_{OUTP} - V_{OUTN}) \times \left(\frac{R_{11,12}}{R_{9,10}} \right) + V_{CM}$$

10. TLV9002_{OUT}의 이전에 계산된 출력 스윙을 사용하고 R₉ 및 R₁₀을 10kΩ으로 설정하면, R₁₁ 및 R₁₂는 다음 방정식을 사용하여 7.8kΩ으로 계산할 수 있습니다.

$$3.2 = (2.465 \text{ V} - 415 \text{ mV}) \times \left(\frac{R_{11,12}}{10 \text{ k}\Omega} \right) + 1.65$$

표준 0.1% 저항 값을 사용하면 7.8kΩ 저항을 사용할 수 있습니다. 이는 TLV9002의 제한 내에서 최대 출력 스윙을 제공합니다.

11. 커패시터 C₁과 C₂를 저항 R₁₁ 및 R₁₂와 병렬로 배치하여 고주파 신호를 제한합니다. R₁₁ = R₁₂이고 C₁ = C₂일 때 차단 주파수는 다음 방정식을 사용하여 계산할 수 있습니다.

$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{11,12} \times C_{1,2}}$$

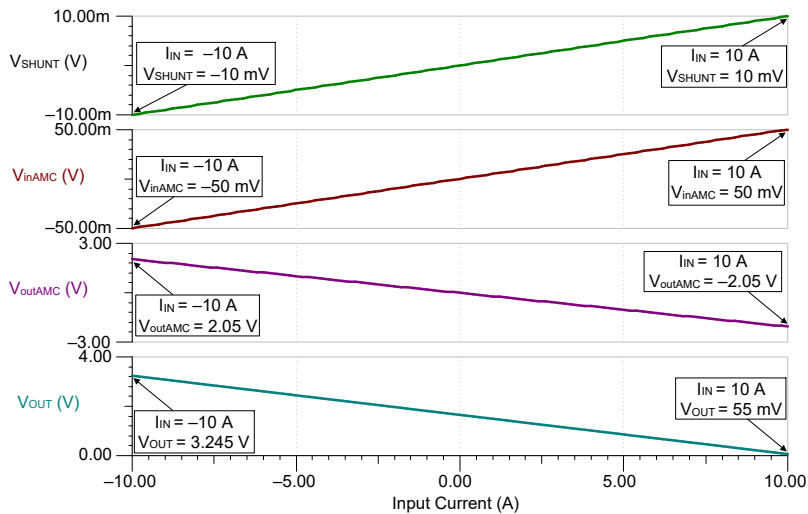
C₁ = C₂ = 1nF이고 R₁₁ = R₁₂ = 7800Ω일 때 차단 주파수는 20.414kHz로 계산할 수 있습니다.

$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times 7800 \Omega \times 1 \text{ nF}} = 20.414 \text{ kHz}$$

설계 시뮬레이션

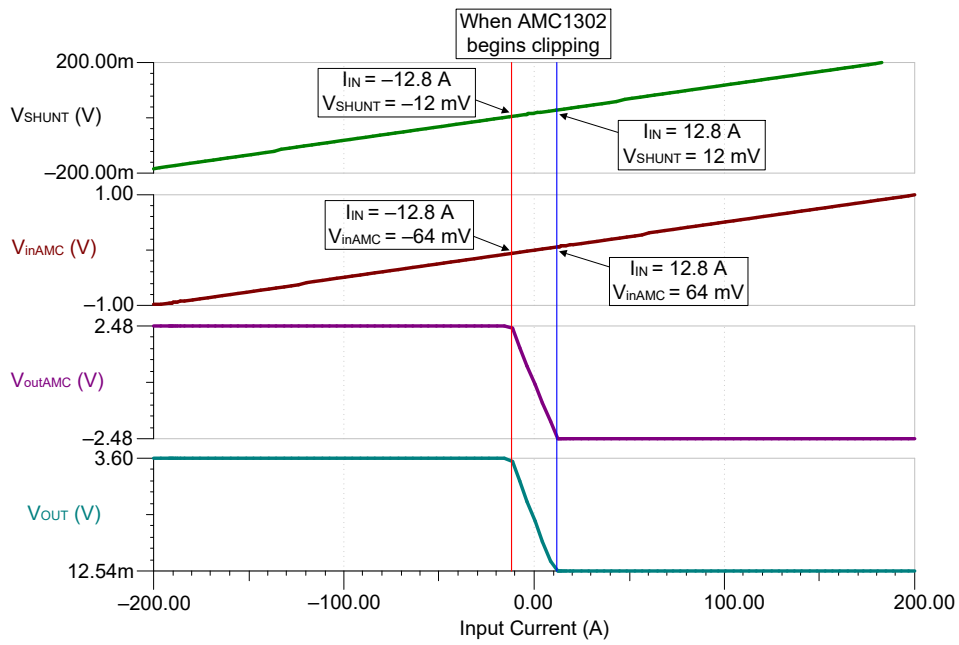
DC 시뮬레이션 결과

시뮬레이션 결과에 셉트 전체 전압의 시뮬레이션된 DC 특성, AMC1302의 차동 입력/출력, -10A에서 10A까지 TLV9002 증폭기의 단일 종단 출력을 표시했습니다.



시뮬레이션 결과

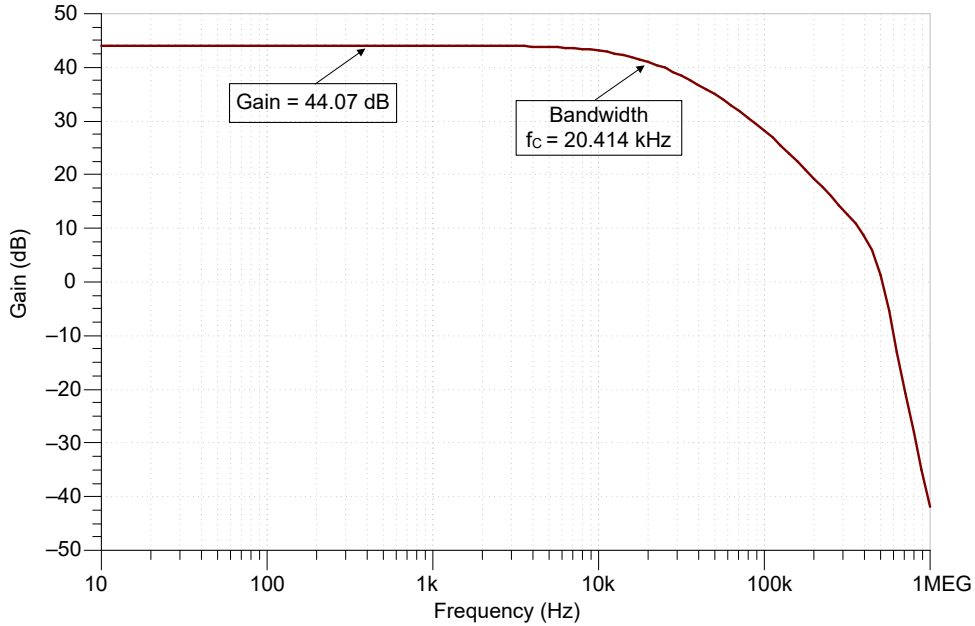
단락 이벤트 시뮬레이션에는 입력과 출력이 ±200A에서 어떻게 반응하는지 보여주어 단락 이벤트 중의 회로를 시뮬레이션한 것을 나타냈습니다. 그래프를 통과하는 빨간색과 파란색 선은 AMC1302 출력이 클리핑되기 시작하는 지점을 표시합니다. 이 지점에서 회로의 목적은 단락 이벤트 후 작동을 계속하는 것입니다. 설계 단계 섹션에서 이 이벤트 중에 손상을 피하기 위해 AMC1302 고압측의 게인 및 셉트 저항 값을 선택했습니다. 다음 시뮬레이션에서 선택한 이 값을 검증합니다. 단락 이벤트 시 AMC1302에 들어가는 최대 입력 전압은 ±1V로, 부품의 최대 정격 절대값보다 낮습니다. 따라서 시뮬레이션에서 단락 이벤트 이후에도 회로가 계속 작동하는 것을 확인할 수 있습니다.



단락 이벤트 시뮬레이션

폐쇄형 루프 AC 시뮬레이션 결과

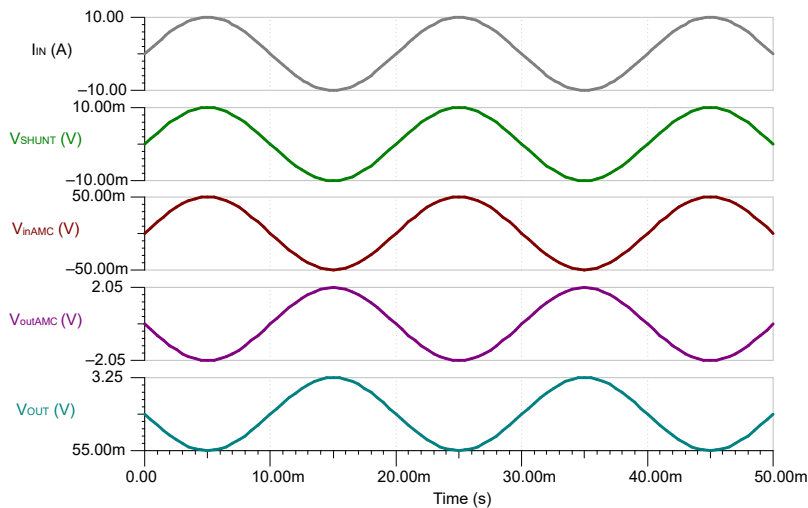
AC 시뮬레이션에 단일 종단 출력의 AC 전송 특성을 표시했습니다. 이 시뮬레이션은 주파수가 11의 두 번째 방정식으로 계산된 차단 주파수에 근접하고 해당 주파수를 넘으면 예상되는 게인(dB)을 보여줍니다. 아날로그 프론트 엔드의 게인은 5V/V이고, AMC1302의 게인은 41V/V이고, 차동-단일 종단 변환의 게인은 0.78V/V입니다. 따라서 44.07dB의 게인이 예상되며, 이는 다음 그림에 나와 있습니다.



AC 시뮬레이션

사인파 시뮬레이션 결과

사인파 시뮬레이션에는 -10A~10A 진폭의 사인파에 대한 응답인 셉트 출력, AMC1302의 차동 입력 및 출력과 TLV9002의 단일 종단 출력을 표시했습니다. AMC1302의 차동 출력은 예상한 대로 $\pm 2.05 V_{pk-pk}$ 이고 단일 종단 출력은 $3.19V_{pk-pk}$ 이며 스윙은 55mV~3.245V입니다.



사인파 시뮬레이션

설계 레퍼런스

차동에서-단일 종단 출력으로의 변환에 대한 자세한 내용은 TI의 포괄적인 회로 라이브러리에 대한 [아날로그 엔지니어의 회로 안내서](#) 및 [차동 출력\(절연\) 증폭기에서 단일 종단 입력 ADC로 인터페이스](#) 애플리케이션 요약을 참조하십시오.

주요 절연 증폭기 설계

작동 전압	1500V _{RMS}
게인	41V/V
대역폭	280kHz TYP
선형 입력 전압 범위	±50mV
입력 저항	4.9kΩ(일반)
입력 오프셋 전압 및 드리프트	±50μV(최대), ±0.8μV/°C(최대)
게인 오류 및 드리프트	±0.2%(최대), ±35ppm/°C(최대)
비선형성 및 드리프트	0.03%(최대), 1ppm/°C(일반)
절연 과도 과전압	7071V _{PEAK}
CMTI(공통 모드 과도 내성)	100kV/μs(최소)

대체 절연 증폭기 설계

작동 전압	1200V _{RMS}
게인	41V/V
대역폭	334kHz TYP
선형 입력 전압 범위	±50mV
입력 저항	4.9kΩ(일반)
입력 오프셋 전압 및 드리프트	±50μV(최대), ±0.5μV/°C(최대)
게인 오류 및 드리프트	±0.2%(최대), ±35ppm/°C(최대)
비선형성 및 드리프트	±0.03%(최대), 1ppm/°C(일반)
절연 과도 과전압	6000V _{PEAK}
CMTI(공통 모드 과도 내성)	95kV/μs(최소)

작동 전압	1000V _{RMS}
게인	41V/V
대역폭	280kHz TYP
선형 입력 전압 범위	±50mV
입력 저항	4.9kΩ(일반)
입력 오프셋 전압 및 드리프트	±50μV(최대), ±0.8μV/°C(최대)
게인 오류 및 드리프트	±0.2%(최대), ±35ppm/°C(최대)
비선형성 및 드리프트	±0.03%(최대), 1ppm/°C(일반)
절연 과도 과전압	4250V _{PEAK}
CMTI(공통 모드 과도 내성)	100kV/μs(최소)

절연 션트 및 폐쇄형 루프 전류 감지의 정확도 비교

머리말

온보드 충전기, 태양광 인버터, DC 충전(파일) 스테이션, 전력 변환 시스템 및 모터 드라이브와 같은 여러 산업용 및 차량용 애플리케이션은 측정을 수행하는 고전압 회로로부터 디지털 회로를 보호하기 위해 절연이 필요합니다. 이러한 애플리케이션에서 절연 전류 감지를 달성하는 두 가지 방법은 절연 션트 기반 감지 및 자기(홀 또는 플럭스 게이트) 기반 감지입니다. 이 문서에서는 텍사스 인스트루먼트의 단일 공급 절연 증폭기 AMC3302를 널리 사용되는 폐쇄형 루프 전류 센서(CLCS)와 비교합니다.

기술 개요

절연 션트 기반 전류 감지는 션트 저항이라고 하는 정밀한 인라인 저항의 전압을 측정하는 데 사용됩니다.

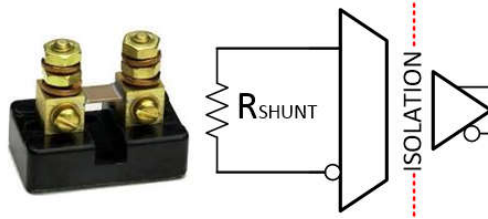


그림 24. 절연 션트 기반 전류 감지

예상 저항의 변동은 게인 오류에 직접 기여하므로 공급된 전류에 대해 예상되는 전압을 생성하기 위해 션트 저항이 매우 정확해야 합니다. 션트 기반의 전류 센서의 장점은 업계 최고의 정확도, 자기 간섭, 확장성 및 작은 크기를 가능하게 한다는 것입니다.

CLCS는 자기 코어를 사용하여 1차 컨덕터를 통과하는 전류에 의해 생성되는 자기장을 감지합니다. CLCS에 포함된 자기장 감지 요소는 자기 코어에 적용되는 보상 전류를 제공하는 데 사용됩니다. 이 보상 전류는 크기가 같지만 기본 컨덕터에 의해 생성되는 플럭스와 반대 방향으로 생성되는 플럭스를 생성해 제로 플럭스 측정을 생성합니다. 자기 기반 전류 감지는 장치의 오프셋 및 선형성 성능에 영향을 줄 수 있는 자기 간섭에 취약합니다.

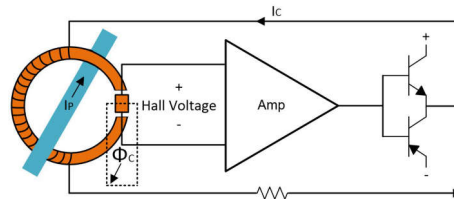


그림 25. 홀 기반 폐쇄형 루프 센서

두 기술을 비교한 추가 정보는 [여기](#)에서 확인할 수 있습니다.

테스트 설정

이 두 기술의 성능을 직접 비교하기 위해 테스트 설정이 만들어졌습니다. DC 전류 소스, 전자 부하 및 디지털 멀티미터가 세 가지 온도, -40C, 25C 및 85C에서 +/-85A 기본 전류 스위치에 대한 데이터를 캡처하는 데 사용되었습니다. 모든 측정은 IEEE488에 따라 자동화되었습니다.

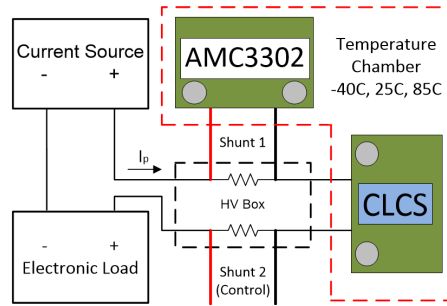


그림 26. AMC3302 회로 및 CLCS 테스트 설정 블록 다이어그램

AMC3302 회로 측정에 사용된 500μΩ 션트 1 및 제어 측정에 사용된 500μΩ 션트 2는 주변 온도 변화에 영향을 받지 않으므로 션트 온도 드리프트 오류가 이 분석에 포함되지 않습니다. 두 션트 모두 ± 0.25% 허용 오차, ± 15ppm/°C 온도 계수 및 20W 전력 손실에 대해 정격 조정되었습니다.

아래 회로 다이어그램은 정확도 비교에 사용되는 AMC3302 및 TLV6002 회로를 보여줍니다. TLV6002의 채널 1은 저항 분할기를 통해 생성된 레퍼런스 전압을 버퍼링하는 데 사용되며, AMC3302의 차동 출력은 채널 2를 통해 차동에서 단일 종식으로 변환되었습니다. 따라서 AMC3302 회로는 CLCS, VDD, GND, VREF 및 VOUT과 동일한 인터페이스를 제공합니다.

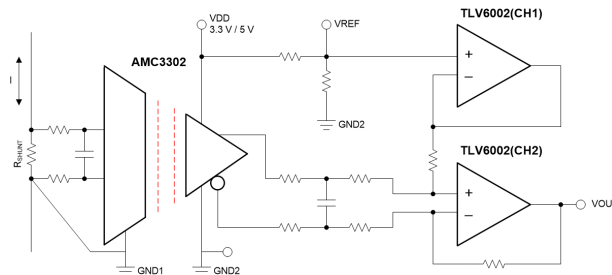


그림 27. AMC3302 회로 다이어그램

아래는 AMC3302 PCB(인쇄 회로 보드)입니다. PCB는 AMC3302 회로가 CLCS와 동일한 x, y 풋프린트, 13.4mm x 21.9mm에 맞도록 설계되었습니다. AMC3302 PCB는 높이 측면에서 훨씬 더 작으며 CLCS의 경우 16mm에 비해 2.6mm이며 높이가 84%까지 감소합니다.

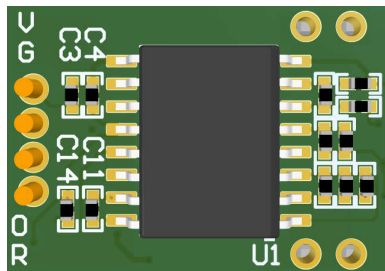


그림 28. AMC3302 회로 인쇄 회로 보드

정확도 비교

그림 6은 25C 오프셋 보정 후 풀 스케일 출력 비율으로서 오류 측면에서 +/-85A 기본 전류 스위프의 정확도 결과를 보여줍니다. AMC3302 회로 결과는 빨간색 음영으로, CLCS는 파란색으로 표시됩니다. AMC3302 회로는 게인 보정 없이도 전체 전류 및 온도 범위에서 매우 정확하며, 0.1% 이상입니다. CLCS는 AMC3302 회로에 비해 게인 오류 드리프트와 선형성 성능이 더욱 좋지 않아 전체 오류가 0.5%를 초과하는 결과를 초래합니다. AMC3302 회로는 전체 전류 및 온도 범위에서 CLCS에 비해 5배 이상 높은 정확도 향상을 제공합니다.

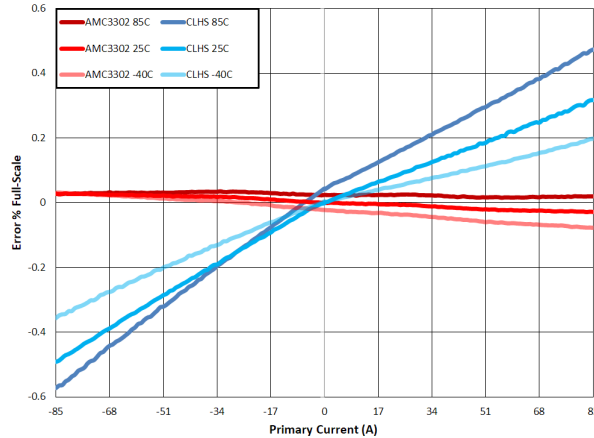


그림 29. AMC3302 회로 및 오프셋 보정 후 폐쇄형 루프 전류 센서의 정확도 비교

다음은 절대 최대 오류의 정확도 비교 표입니다.

온도	-40C	25C	85C
AMC3302 회로	-0.077%	-0.029%	0.035%
CLCS	-0.356%	-0.492%	-0.573%

결론

아래 표에는 AMC3302 회로와 CLCS의 비교가 요약되어 있습니다. 업계 최고의 정확도를 필요로 하는 시스템의 경우 AMC3302 회로는 CLCS에 비해 확실한 이점을 보여줍니다. 이 비교에 사용되는 AMC3302 회로의 크기는 x와 y 치수 측면에서 크기가 동일하지만 높이, z 측면에서 분명한 장점이 있습니다. AMC3302 회로는 자기 간섭과 확장성에 대한 내성도 제공합니다.

	AMC3302 회로	CLCS
정확도	++	+
크기	+	-
자기 내성	++	--
확장성	++	-
설계의 간편함	+	++

전압 감지

- 절연 전압 감지를 통해 전력 변환 및 모터 제어 효율 극대화
- 통합 고전압 저항 절연 증폭기 및 모듈레이터로 정확도와 성능 향상
- 전압 감지 애플리케이션을 위한 차동, 단일 종단 고정 게인 및 비율 측정 출력을 지원하는 절연 증폭기
- $\pm 250\text{mV}$ 입력 및 차동 출력을 사용하는 절연 전압 측정 회로
- AMC3330을 사용한 라인 간 절연 전압 측정을 위한 분할 탭 연결
- 절연 증폭기와 의사 차동 입력 SAR ADC를 지원하는 $\pm 12\text{V}$ 전압 감지 회로
- 절연 증폭기와 차동 입력 SAR ADC를 지원하는 $\pm 12\text{V}$ 전압 감지 회로
- 절연 부족 전압 및 과전압 감지 회로
- 절연 제로 크로스 감지 회로
- 차동 출력을 지원하는 $\pm 480\text{V}$ 절연 전압 감지 회로

절연 전압 감지를 통해 전력 변환 및 모터 제어 효율 극대화

차량용 및 산업용 애플리케이션에 걸쳐 더 많은 재생 가능한 에너지를 하베스팅해야 하는 수요가 증가함에 따라 작고, 효율적이며, 정확하고, 비용 효율적인 전력 컨버터 및 모터 컨트롤러에 대한 필요성이 전례 없는 속도로 증가하고 있습니다.

고전압을 측정하기 위한 정확한 절연 전압 감지는 전기 공학적으로 중요한 과제이며, 전압은 점점 더 높아지고 있습니다. DC 전압은 $400V_{DC}$ 에서 $800V_{DC}$ 로, 그리고 최대 $1,500V_{DC}$ 까지 증가하고 있습니다. 소비자를 위한 경제성 또한 점점 더 중요해지고 있으며, 크기 최적화는 더 큰 혁신을 추구합니다. 따라서 오늘날의 요구 사항을 충족하는 정밀하고 크기에 최적화된 갈바닉 절연 전압 감지 장치가 필수가 되고 있습니다.

자동차 제조업체는 매년 더 긴 주행 거리(400마일 이상)를 지원하고 더 나은 운행 안전성을 제공하면서 경제성을 유지하는 전기 자동차(EV)를 개발하겠다는 목표를 제시합니다. 통합 절연 DC 전압 감지 장치는 온보드 충전기, DC/DC 컨버터 및 배터리 관리 시스템에서 DC 배터리 전압의 1% 미만의 정확도 오류를 제공함으로써 DC 전압 측정을 극대화하고 주행 범위를 늘릴 수 있습니다. 통합된 절연 AC 전압 감지 장치는 소형 집적 회로(IC) 내에서 단상 또는 3상 AC 그리드 전압을 정확하게 측정하여 전압 레벨의 그리드 사용을 극대화할 수 있습니다. AC 및 DC 절연 전압 감지 장치는 모두 기능 오류를 감지하고 운전자에게 알려 작동 안전을 제공할 수 있습니다. 또한 AC 및 DC 절연 전압 감지 장치는 외부 부품을 단일 IC에 통합하여 경제성을 높일 수 있으므로 설계자가 보다 에너지 효율적인 설계로 출시 기간을 단축할 수 있습니다.

스마트 에너지 인프라에서 첨단 통합을 지원하는 절연 전압 감지 장치는 DC 및 AC 충전기, 에너지 저장 시스템 및 태양광 인버터에서 비용 절감과 전력 밀도를 높일 수 있습니다. 이러한 절연 전압 감지 장치는 또한 1% 미만의 정확도 오류로 고정밀 전압 측정을 가능하게 하여 보다 정밀한 전력 공급과 더 낮은 전력 손실을 가능하게 합니다. 향상된 효율성으로 인해 비용 절감을 소비자에게 전달할 수 있습니다.

에너지 인프라 애플리케이션에는 AC 및 DC 전압 측정이 모두 필요합니다.

AC 전압 감지의 경우 정확한 절연 전압 센서를 통해 그리드 전압을 보다 정확하게 측정할 수 있습니다. 이는 역률 보정을 수행하기 위해 각 전압 간의 위상 차이를 알아야 하기 때문에 전력 컨버터에 중요합니다. 인버터 모드에서 절연 전압 센서는 부하, 그리드 또는 둘 다에 정밀한 전압 레벨을 제공합니다.

DC 전압 감지의 경우, 정확한 절연 전압 센서는 배터리를 최종 전압으로 충전할 때 정전압 단계에서 배터리 손상 없이 더 빠르게 충전할 수 있도록 도와줍니다.

그림 30에서는 전기자동차 및 에너지 인프라에서 절연 전압 감지가 발생하는 예를 보여줍니다.



그림 30. EV 및 에너지 인프라 시스템의 절연 전압 감지.

산업용 모터 드라이브 및 차량용 트랙션 인버터를 비롯한 오늘날의 모터 제어 애플리케이션에서 DC 전압 보다 정확한 측정에 대한 요구가 증가하고 있습니다. 고정밀, 소형 IC는 더 효율적인 DC 측정을 가능하게 하며, PCB(인쇄 회로 보드)에 많은 공간을 차지하지 않습니다. 이는 모터 제어 애플리케이션의 두 가지 과제입니다.

고전압 감지용 솔루션

TI에서는 시장 문제를 해결하고 더 효율적이고, 비용 효율적이며, 정확한 전력 변환 및 모터 제어 시스템을 가능하게 하는 제품 개발에 중점을 두고 있습니다. TI는 통합 고전압 레지스터 및 단일 종단 출력 장치를 포함한 2가지의 새로운 절연 전압 감지 기술을 개발했습니다.

집적 레지스터 장치

갈바닉 절연 전압 센서 증폭기 및 모듈레이터로 구성된 **AMC0380D04-Q1**, **AMC0381D10-Q1** 및 **AMC0386M10-Q1** 제품군은 고전압 저항 디바이더를 통합하여 전압을 $\pm 1V$ 또는 $0V \sim 2V$ 레벨로 낮추기 위해 크고 비싼 외부 저항이 필요하지 않습니다. 독립형 고전압 저항은 전압을 스텝다운하고 시스템의 절연 등급을 유지하기 위해 최대 15개의 고전압 저항이 필요할 수 있으므로 PCB에서 많은 공간을 차지할 수 있습니다. 독립형 고전압 저항은 또한 측정 오류, 수명 드리프트 및 온도 드리프트의 중요한 원인이며, 라인 종료 보정이 필요합니다.

보드 공간을 절약하는 데 있어 AMC0380D04-Q1 $\pm 400V_{AC}$ 입력 절연 증폭기인 AMC0381D10-Q1 $1,000V_{DC}$ 입력 절연 증폭기와 AMC0386M10-Q1 $\pm 1,000V_{AC}$ 입력 절연 변조기는 **그림 31**에서 보드시피 외부 고전압 저항이 필요하지 않아 시스템 수준 비용을 절감하고 솔루션 크기를 최대 50%까지 줄입니다.

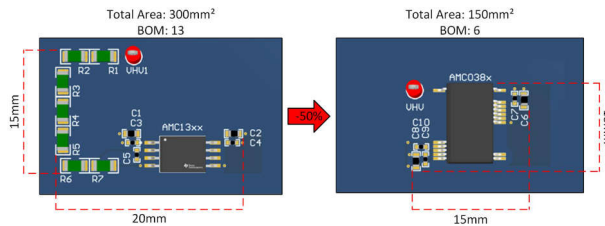


그림 31. 통합 레지스터 제품군의 통합 이점.

고 전압 저항기를 절연 전압 감지 장치에 통합하면 큰 저항 래더가 필요하지 않습니다. 또한 공장에서 AMC0380D04-Q1, AMC0381D10-Q1 및 AMC038610-Q1에 대한 내부 저항의 게인 오류를 보정하여 시스템 수준 보정이 필요하지 않게 되었으며, 이를 통해 제조 시간과 비용을 절감할 수 있습니다.

또한 이러한 장치는 정확도 향상을 통해 시스템 효율성을 높이는 데 도움이 될 수 있습니다. 통합 디바이더는 개별 저항에 비해 매우 낮은 온도와 수명 드리프트를 특징으로 하여 1% 미만의 정확도로 전압 측정을 지원합니다.

통합 저항 장치에 대한 자세한 내용은 애플리케이션 노트, **고전압 레지스터 절연 증폭기 및 모듈레이터를 사용한 향상된 정확도 및 성능**을 참조하십시오.

단일 종단 출력 장치

AMC1311과 같은 업계 표준 절연 증폭기를 사용하여 절연 전압 감지 회로를 설계할 때 일반적인 과제는 MCU(마이크로컨트롤러) 내부의 ADC(아날로그-디지털 컨버터)와 직접 인터페이스하기 위해 절연 증폭기의 차동 출력을 단일 종단으로 변환하는 것입니다. 이는 비용이 많이 들고 추가 PCB 공간을 소비할 수 있습니다.

보드 공간을 절약하기 위해 **AMC0311R-Q1**, **AMC0311S-Q1**, **AMC0330R-Q1** 및 **AMC0330S-Q1** 장치는 일반적으로 연산 증폭기와 레퍼런스 전압으로 구성된 차동-단일 종단 변환 회로의 필요성을 제거하여 시스템 수준 비용을 절감하고 솔루션 크기를 줄이는 데 도움이 됩니다(**그림 32** 참조).

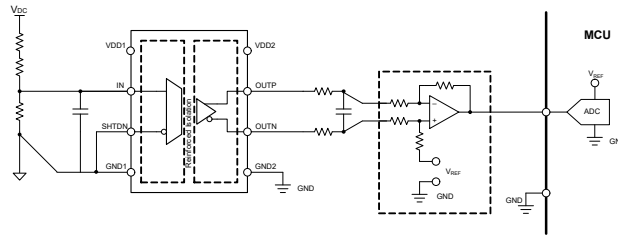


그림 32. 기존의 절연 전압 감지 토폴로지.

그림 33에서는 이러한 단일 종단 장치의 핀아웃을 보여줍니다.

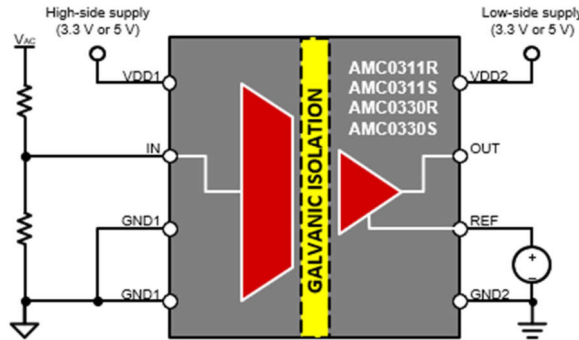


그림 33. 차동-단일 종단 연산 증폭기 통합.

AMC0311R-Q1 및 AMC0330R-Q1 장치와 함께 제공되는 보드 공간을 절약할 수 있고, 비율 측정 출력은 가변 출력 계인을 가능하게 하여, 그림 34에 나와 있는 것처럼 MCU 내부의 ADC의 레퍼런스 전압을 따르는 절연 전압 감지 장치에서 출력 스윙을 제공합니다. 따라서 ADC의 전체 동적 범위를 사용하여 분해능 측정을 높일 수 있습니다.

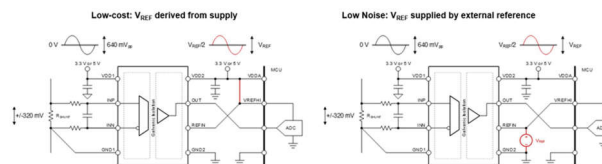


그림 34. 비율 측정 출력 절연 전압 감지.

통합 저항 장치에 대한 자세한 내용은 **전압 센서 애플리케이션을 위한 차동, 단일 종단 고정 계인 및 비율 측정 출력을 지원하는 절연 증폭기를 참조하십시오.**

통합 절연 전압 감지 사용 사례

그림 35에는 전력 변환 시스템의 표준 토폴로지가 나와 있습니다. AC 전압 감지의 경우 외부 고전압 저항기(녹색 직사각형) 없이 AMC0380D04-Q1 또는 외부 고전압 저항기(노란색 직사각형)와 함께 AMC0330D-Q1, AMC0330S-Q1 또는 AMC0330R-Q1 없이 AMC0380D04-Q1을 사용할 수 있습니다.

DC 전압 감지를 위해서는 외부 고전압 저항기(파란색 사각형) 없이 AMC0381D10-Q1 및 AMC0386M10-Q1 또는 외부 고전압 저항기(빨간색 사각형)와 함께 AMC0311D-Q1, AMC0311S-Q1 또는 AMC0311R-Q1을 사용할 수 있습니다.

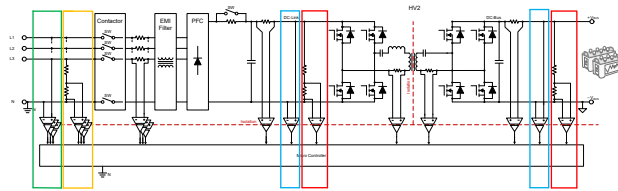


그림 35. 전력 변환 애플리케이션을 위한 절연 전압 감지.

그림 36에는 모터 제어 시스템의 표준 토폴로지가 나와 있습니다. AC 전압 감지의 경우 외부 고전압 저항기(녹색 직사각형) 없이 AMC0380D04-Q1 또는 외부 고전압 레지스터(노란색 직사각형)와 함께 AMC0330D-Q1, AMC0330S-Q1 또는 AMC0330R-Q1 없이 AMC0380D04-Q1을 사용할 수 있습니다.

DC 전압 감지를 위해 외부 고전압 저항기(파란색 직사각형) 없이 AMC0381D10-Q1 및 AMC0386M10-Q1 또는 외부 고전압 저항기(빨간색 직사각형)와 함께 AMC0311D-Q1, AMC0311S-Q1 또는 AMC0311R-Q1을 사용할 수 있습니다.

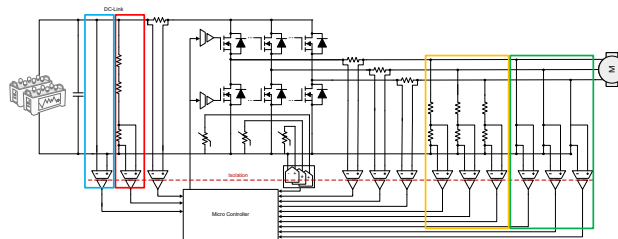


그림 36. 모터 제어 애플리케이션의 절연 전압 감지.

결론

작고 효율적이며 정확하고 비용 효율적인 전력 컨버터 및 모터 컨트롤러는 오늘날의 시장에서 매우 중요합니다. AC 전압 감지를 위한 AMC0380D04-Q1, AMC0386M10-Q1, AMC0330D-Q1, AMC0330S-Q1 및 AMC0330R-Q1 장치와 DC 전압 감지를 위한 AMC0381D-Q1, AMC0386M10-Q1, AMC0311D-Q1, AMC0311S-Q1 및 AMC0311R-Q1 장치는 설계 과제를 해결하여 순 방출 제로 미래의 목표를 실현하는 데 도움이 됩니다.

추가 리소스

- 고전압 센서 제품과 관련된 업데이트된 레퍼런스 설계를 확인하십시오.
 - 800V, 300kW SiC 기반 트래クション 인버터 시스템 레퍼런스 설계 ([TIDM-02014](#) 다운로드)
 - 10kW, 양방향 3상 3레벨(T형) 인버터 및 PFC 레퍼런스 설계([TIDA-01606](#) 다운로드)
- [AMC038XEVM](#) 평가 모듈 및 [DIYAMC-0-EVM](#) 평가 모듈을 주문하여 설계를 시작하세요.
- TI의 [전압 감지 솔루션](#)에 대해 자세히 알아보세요.

통합 고전압 저항 절연 증폭기 및 모듈레이터로 정확도와 성능 향상

요약

이 애플리케이션 노트에서는 고전압 감지를 위한 저항 분할기가 통합된 갈바닉 절연 증폭기 및 모듈레이터인 신제품 AMC038x를 소개하고, 제품의 장점과 일반 사용 사례를 다룹니다.

머리말

고전압 차량용 및, 산업용 설계가 발전하면서 정밀하고 안전하면서 전력 효율도 우수한 갈바닉 절연 전압 감지 설계의 필요성이 대두되고 있습니다. AMC038x 제품군은 향상된 정확도, 개선된 집적도, 더 많은 기능을 갖춰 이러한 요구사항들을 충족할 수 있는 절연 증폭기와 모듈레이터로 구성되어 있습니다. 이러한 장치는 통합 고전압(HV) 저항을 사용해 설계되어, 외부 저항식 분할기를 사용하는 기존 설계 대비 설계 크기가 훨씬 작습니다. 외부 고전압 저항식 분할기는 크기가 크고, 전압을 1V 또는 2V 수준으로 낮추는 데 비용이 많이 들 수 있습니다. 뿐만 아니라, 통합 저항은 개별 저항과 비교해 온도와 수명 드리프트가 매우 낮습니다. 그래서 AMC038x 제품은 보정하지 않고도 온도와 수명 면에서 오류가 1% 미만인 정확도를 실현할 수 있습니다.

고전압 저항 절연 증폭기 및 모듈레이터의 장점

AMC038x 제품군은 표준 2V 입력 외부 저항 분할기를 사용한 전압 감지 장치에 비해 정확도가 향상되고 보드 공간을 절약하는 등 많은 장점이 있습니다.

공간 절약

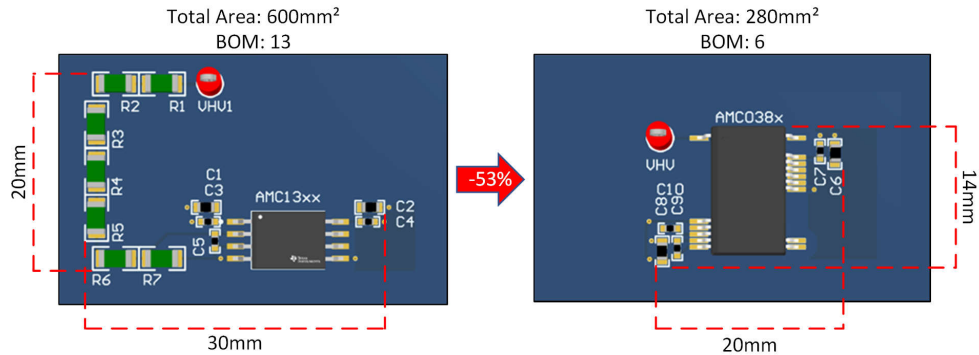


그림 37. 보드 공간 절약

현재 사용되는 개별 고전압 저항기는 PCB에서 상당한 공간을 차지할 수 있습니다. 일반적으로 단일 저항기에서 발생하는 전압 강하는 제조업체에 의해 제한되며, 고객은 보드 수준의 안정성 문제로 인해 더 작은 저항기를 더 선호합니다. 이러한 이유로 시스템이 전압을 낮추고 절연 등급을 유지하기 위해서 최대 15개의 HV 저항기가 필요할 수도 있습니다. 반면 AMC038x 제품군은 HV 저항기가 장치에 내장되어 있어 설계가 간단하고 크기도 작습니다. 이 제품군은 HV 입력과 가장 가까운 핀 사이의 연면과 간극 거리가 8mm입니다. 그림 37에서 볼 수 있듯이, 이를 통해 설계 크기를 50% 이상 축소할 수 있고 BOM 수도 대폭 줄어듭니다.

통합 HV 저항의 온도 및 수명 드리프트 개선

HV 저항 분할기를 통합하면 공간을 절약할 수 있다는 장점이 있으며, 더불어 정확도도 향상됩니다. 외부 저항을 사용한 기존 설계는 온도와 수명 드리프트가 더 높기 때문에, 외부 저항을 제거하면 전체 오류의 대부분을 없앨 수 있습니다. 더 구체적으로 말하자면, 외부 저항의 온도 드리프트가 서로 다르게 발생할 수 있으며, 시간이 지나면서 차이가 더 커질 수 있습니다. 일반적으로 외부 저항 분할기는 분할기 상부에서 HV 저항기를 사용하고 분할기 하부에서 저전압(LV) 저항기를 사용합니다. 이러한 LV 저항기는 유형, 구조 및 소재가 다른 경우가 많습니다. 통합 저항 분할기는 상하부 저항기에 동일한 소재를

사용하기 때문에 온도 계수가 매우 낮습니다. 저항 분할기의 나머지와 다른 오류는 생산 과정에서 보정되기 때문에, 사실상 저항 분할기 오류는 완전히 제거됩니다. 다음 예시를 고려해 보십시오.

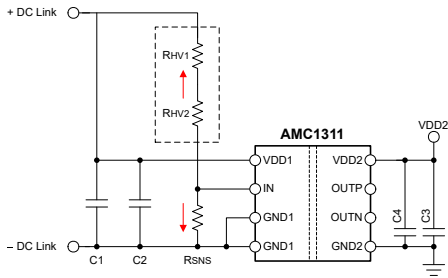


그림 38. 외부 저항 설계

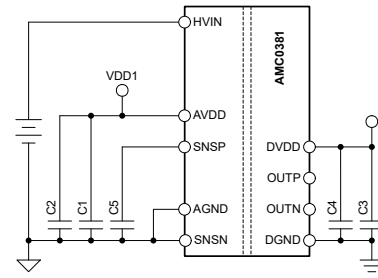


그림 39. 통합 저항 설계

외부 저항 최대 드리프트 오류:

$$50\text{ppm}/^\circ\text{C}(R_{HV1}/R_{HV2}) - (-50\text{ppm}/^\circ\text{C})(R_{SNS}) + 40\text{ppm}/^\circ\text{C}(\text{AMC1311 Gain Error Drift}) = 140\text{ppm}/^\circ\text{C} \quad (10)$$

$$\text{Drift Error over Temperature \%} = 140\text{ppm}/^\circ\text{C} \times 100^\circ\text{C} = 1.4\% \quad (11)$$

통합 저항 최대 드리프트 오류:

$$40\text{ppm}/^\circ\text{C}(\text{AMC0381 Gain Error Drift}) \quad (12)$$

$$\text{Drift Error over Temperature \%} = 40\text{ppm}/^\circ\text{C} \times 100^\circ\text{C} = 0.4\% \quad (13)$$

외부 저항은 반대 방향으로 이동할 수 있고, 이는 전체 신호 체인 오류의 2/3 이상에 해당하며, 추가로 1%의 오차가 발생합니다. 따라서 HV 통합 저항 제품과 달리, 외부 저항 설계로는 오류 1% 미만의 온도 및 수명 정확도를 실현하기 어렵습니다.

정확도 결과

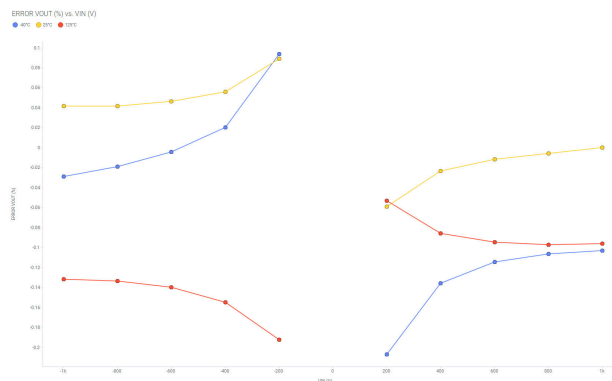


그림 40. 총 출력 환산 오류율 대 입력 전압

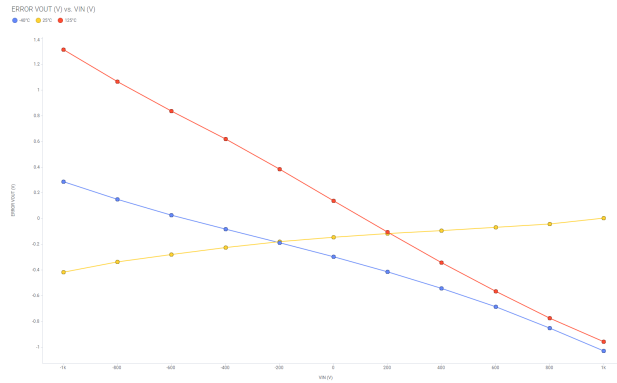


그림 41. 총 출력 환산 오류 전압 대 입력 전압

예시를 위해, 그림 40 및 그림 41는 AMC038x 장치의 일반적인 온도 정확도를 보여줍니다. 그림에서 AMC038x는 100V 이상에서 0.4%보다 나은 온도 정확도를 제공하고, 100V 미만 입력에서 0.5V의 절대 오류를 온도 변화에 따라 시스템 수준 보정 없이 달성할 수 있음을 보여줍니다. 보정 절차를 생략하면 정밀한 전압 측정 애플리케이션을 구현하는 데 필요한 생산 비용을 절감할 수 있습니다.



그림 42. AMC038x 열 결과: 12.5MΩ

또한 AMC0381D10 열 결과를 보면 이 장치 제품군이 매우 높은 전압에서도 안정적인 성능을 발휘하는 것을 알 수 있습니다. 1,000V에서 패키지의 θJA 열 저항은 107°C/W이고 8°C의 온도 증가가 예상되며, 이는 실험실 측정치와 높은 수준으로 일치합니다. 이 결과는 충분히 허용 가능한 수준이며, 주변 온도가 높은 환경에서도 안전한 성능을 보장합니다.

완전 통합 저항기와 추가 외부 저항기의 비교 예시

정확한 전압 측정과 온도에 따른 성능은 **온보드 충전기(OBC)** 분야에서 매우 중요합니다. 오랜 기간 사용한 뒤에도 배터리가 완전히 충전되려면 배터리 완전 충전 상태에 도달해야 합니다. 따라서 정확도 향상과 낮은 수명 드리프트는 시스템의 지속적인 성공과 직결됩니다. 이 원칙은 기타 **HEV, 에너지 인프라 및 모터 드라이브** 분야에도 확대 적용됩니다.

일부 응용 분야의 경우, 내부 저항 분할기의 계인을 수동으로 조정하기 위해 외부 저항을 추가하는 방안을 대안으로 고려할 수 있습니다. 이는 가능한 방안이지만, 통합 저항 장치를 사용할 때 사실상 제거되는 온도 드리프트와 계인 오류가 다시 발생한다는 점을 유의해야 합니다. 통합 저항을 사용하면 HV 및 LV 저항의 계인 드리프트가 같은 방향으로 드리프트할 수 있고, 온도 변화에도 안정적으로 유지되어, 실질적으로 측정되지 않는 수준이 됩니다. 외부 저항기 R_{EXT}를 도입하면, 극단적인 경우 내부 저항과 R_{EXT}의 계인 드리프트가 서로 반대 방향으로 이동하여 시스템에 부차적인 오류를 발생시킬 수 있습니다. 예를 들어 사용자가 1,000V 장치에서 1,200V를 감지하고자 하는 경우, 해당 사용자는 다음과 같은 데모를 고려하는 것이 좋습니다.

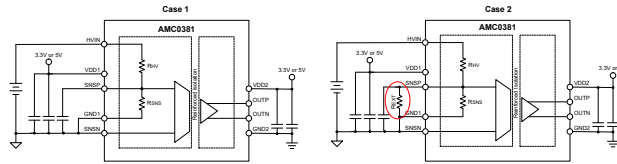


그림 43. 계인 오류 저항 분할기 변형 회로도

케이스 1: 1,000V 장치에서 1,000V 감지(AMC0381R10):

1,000V 장치의 경우: R_{HV} = 12.5MΩ, R_{SNS} = 12.5kΩ

통합 저항기 오차는 ±20%입니다. HV 및 LV 저항(R_{HV}, R_{SNS})이 모두 같은 방향으로 드리프트합니다.

NSNP 핀의 공칭 저항 분할기 전압:

$$V_{NOM} = V_{PEAK} \times \frac{R_{SNS}}{R_{HV} + R_{SNS}} \tag{14}$$

$$V_{NOM} = 1000V \times \frac{12.5k\Omega}{12.5M\Omega + 12.5k\Omega} = 0.999V \tag{15}$$

NSNP 핀의 최대 저항 분할기 전압:

$$V_{MAX} = V_{PEAK} \times \frac{R_{SNS} + 20\%}{R_{HV} + 20\% + R_{SNS} + 20\%} \tag{16}$$

$$V_{MAX} = 1000V \times \frac{15.0k\Omega}{15.0M\Omega + 15.0k\Omega} = 0.999V \tag{17}$$

계인 오류 출력 환산:

$$V_{GAIN\ ERROR\ OUTPUT} = (V_{MAX} - V_{NOM}) \times V_{OUTPUT} \tag{18}$$

$$V_{GAIN\ ERROR\ OUTPUT} = (0.999V - 0.999V) \times 2V = 0V \tag{19}$$

$$Gain\ Error\ \% = \frac{V_{MAX} - V_{NOM}}{V_{NOM}} \times 100 \tag{20}$$

$$Gain\ Error\ \% = \frac{0.999V - 0.999V}{0.999V} \times 100 = 0\% \tag{21}$$

최대 눈금 입력 범위를 극대화하지 않으면 오프셋 오류가 최대 눈금 오류의 더 많은 부분을 차지할 수 있습니다. 자세한 내용은 [절연 전압 감지 계산기](#)를 참조하십시오.

케이스 2: 1,000V 장치를 사용해 1,200V 감지(AMC0381R10):

1,000V 장치의 경우: $R_{HV} = 12.5M\Omega$, $R_{SNS} = 12.5k\Omega$

이 설계에는 SNSP부터 AGND까지 외부 저항(R_{EXT})을 포함해야 합니다. 이로 인해 시스템에 부차적인 오류가 발생할 수 있으므로, 이 방법은 권장되지 않습니다. 장치의 최대 정격 절대값을 초과하면 안 됩니다.

$$\frac{R_{EXT} \parallel 12.5k\Omega}{12.5M\Omega + R_{EXT} \parallel 12.5k\Omega} = \frac{1}{1200} \quad (22)$$

$$R_{EXT} = 62.8k\Omega \quad (23)$$

통합 저항의 오차는 $\pm 20\%$ 이고 외부 저항의 오차는 0.1%입니다. 극단적인 경우, R_{EXT} 가 R_{HV} 및 R_{SNS} 와 반대 방향으로 드리프트할 수 있습니다.

SNSP 핀에 외부 저항이 연결된 상태의 공칭 저항 분할기 전압:

$$V_{NOM} = V_{PEAK} \times \frac{R_{SNS} \parallel R_{EXT}}{R_{HV} + R_{SNS} \parallel R_{EXT}} \quad (24)$$

$$R_{SNS} \parallel R_{EXT} = \frac{12.5k\Omega \times 62.8k\Omega}{12.5k\Omega + 62.8k\Omega} = 10.4k\Omega \quad (25)$$

$$V_{NOM} = 1200V \times \frac{10.4k\Omega}{12.5M\Omega + 10.4k\Omega} = 1.00V \quad (26)$$

SNSP 핀에 외부 저항이 연결된 상태의 최대 저항 분할기 전압:

$$V_{MAX} = V_{PEAK} \times \frac{R_{SNS} - 20\% \parallel R_{EXT} + 0.1\%}{R_{HV} - 20\% + R_{SNS} - 20\% \parallel R_{EXT} + 0.1\%} \quad (27)$$

$$R_{SNS} - 20\% \parallel R_{EXT} + 0.1\% = \frac{10.0k\Omega \times 62.9k\Omega}{10.0k\Omega + 62.9k\Omega} = 8.63k\Omega \quad (28)$$

$$V_{MAX} = 1200V \times \frac{8.63k\Omega}{10.0M\Omega + 8.63k\Omega} = 1.03V \quad (29)$$

게인 오류 출력 환산:

$$V_{GAIN ERROR OUTPUT} = (1.03V - 1.00V) \times 2V = 0.069V \quad (30)$$

$$Gain Error \% = \frac{1.03V - 1.00V}{1.00V} \times 100 = 3.44\% \quad (31)$$

통합 저항 장치를 그대로 사용할 경우 측정 가능한 게인 드리프트가 발생하지 않습니다. 이러한 장치의 게인을 수동으로 조정하기 위해 외부 저항을 추가하면 전체 시스템 오류에 최대 3.44%의 게인 드리프트 오류가 추가로 발생할 수 있으므로, 이 방법은 권장하지 않습니다.

장치 선택 트리 및 일반적인 AC/DC 사용 사례

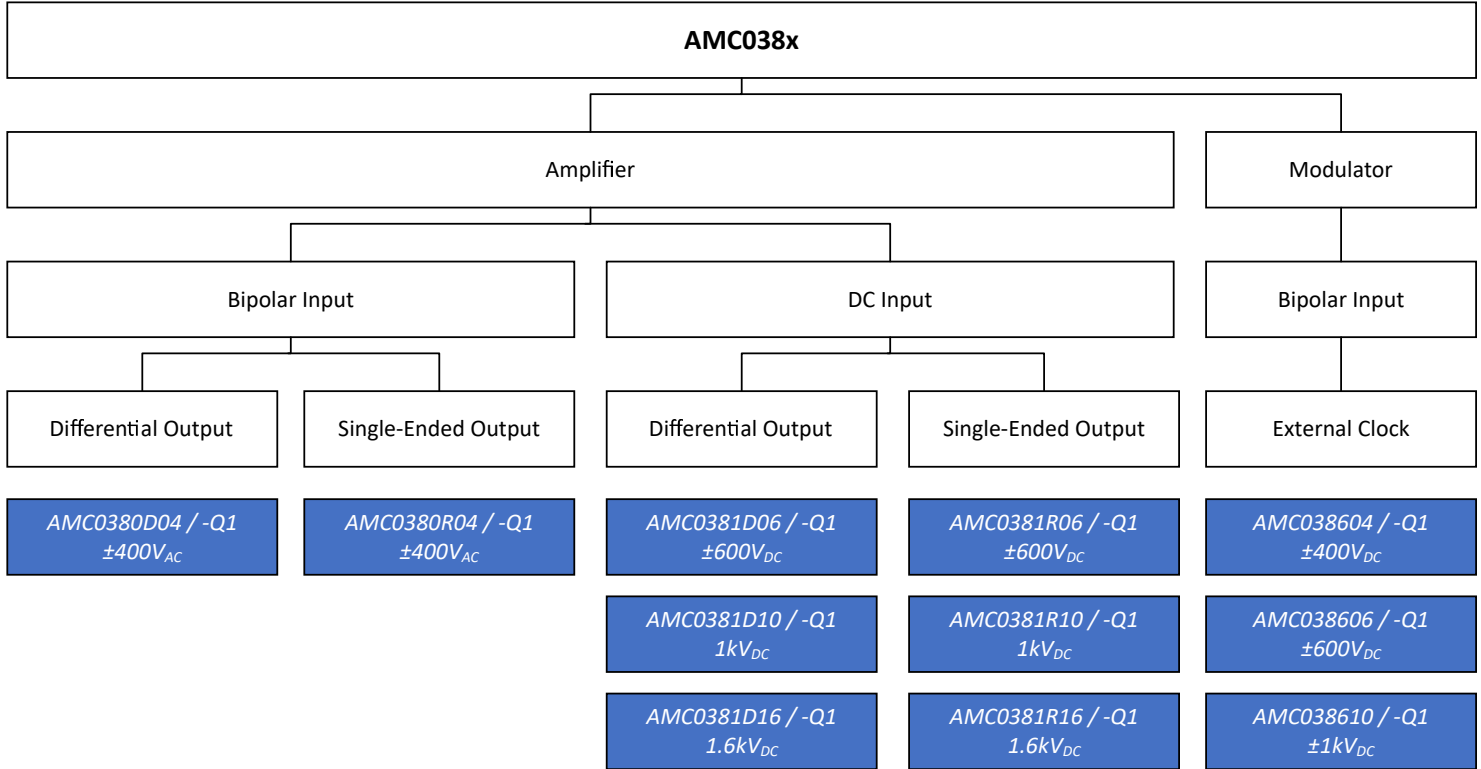


그림 44. AMC038x 선택 트리

표 6. AC 전압 감지 사용 사례

사용 사례	공칭 전압 범위	권장 디바이더 비율
위상-중립 AC 라인 전압 감지	120V RMS(± 10%)/190V _{PK}	400:1
	230V RMS(± 10%)/360V _{PK}	400:1
위상-위상 AC 라인 전압 감지	400V RMS(± 10%)/620V _{PK}	600:1
	690V RMS(± 10%)/1070V _{PK}	1000:1

표 7. DC 전압 감지 사용 사례

사용 사례	공칭 전압 범위	권장 디바이더 비율
단상 120V _{AC} 에서 파생된 DC 링크	최대 400V + 10%	400:1
단상 230V _{AC} 에서 파생된 DC 링크	최대 600V + 10%	600:1
3상 230/400V _{AC} 에서 파생된 DC 링크	최대 1,000V + 10%	1000:1
1,500V+ 스트링 전압을 사용하는 ESS/태양광 애플리케이션	최대 1,600V + 10%	1600:1

AM038x 장치에는 4가지의 고정 비율 옵션이 제공되어 400V, 600V, 1,000V, 1,600V의 4가지 입력 전압 범위가 지원됩니다. 또한 이들 장치에는 3가지의 서로 다른 출력 유형인 차동 아날로그 출력, 단일 종단 아날로그 출력, 디지털 비트 스트림 모듈레이터 출력도 제공됩니다. 또한 양극 입력 옵션을 사용한 AC 전압 감지와, DC 입력 옵션을 사용한 DC 전압 감지도 지원합니다. 특정 애플리케이션 사례에 관한 자세한 정보는 [절연 전압 감지를 통해 전력 변환 및 모터 제어 효율 극대화](#) 마케팅 백서를 참조하십시오.

요약

AMC038x 제품군은 크기를 줄이고 정확도를 높였으며 통합이 간편해 다양한 용도에 적합한 강력한 디자인입니다. 통합 고전압 저항을 통해 업계를 선도하는 오류 1% 미만의 정확도를 지원하고, PCB 설계 크기는 50% 더 작아졌으며 라인 종단 보정이 필요하지 않게 되었습니다. 이러한 개선 사항 덕분에 HEV, 에너지 인프라, 모터 구동 분야에 대한 절연 증폭기와 모듈레이터의 적합성이 기능이 더욱 강화되었습니다.

참고 자료

- 텍사스 인스트루먼트, [AMC038XEVM 평가 보드](#).
- 텍사스 인스트루먼트, [절연 전압 감지를 통해 전력 변환 및 모터 컨트롤 효율 극대화](#), 마케팅 백서.
- 텍사스 인스트루먼트, [높은 신뢰도와 합리적인 가격대의 절연 기술을 이용하여 고전압 설계 문제 해결\(개정판 C\)](#), 마케팅 백서.
- 텍사스 인스트루먼트, [AC 모터 드라이브의 절연 전압 감지](#), 아날로그 디자인 학술지.
- 텍사스 인스트루먼트, [SBAR013 절연 증폭기 전압 감지 Excel 계산기](#).

전압 감지 애플리케이션을 위한 차동, 단일 종단 고정 게인 및 비율 측정 출력을 지원하는 절연 증폭기

요약

텍사스 인스트루먼트에서 차동 출력, 단일 종단 고정 게인 출력 및 단일 종단 비율 측정 출력 옵션을 갖춘 절연 AC 및 DC 전압 감지 증폭기의 새로운 포트폴리오인 AMC0xxxD/S/R 제품군을 소개합니다.

머리말

여러 차량용 시스템 및 산업용 시스템은 혹독한 환경에서 고전압에서 작동하므로 고성능 절연 전압 센서 설계는 시스템 효율성과 장기적인 안정성을 유지하는 데 매우 중요합니다. 올바른 절연 증폭기를 선택하려면 시스템 정확도, PCB 공간, 장치가 구현되는 시스템의 비용 등 많은 고려 사항이 필요합니다. 성능 요구 사항을 충족하면서 설계 크기와 비용이 감소하여 정확도가 향상된 시스템을 설계하기 위해 텍사스 인스트루먼트에서는 차동 출력, 단일 종단 고정 게인 및 비율 측정 출력 옵션을 갖춘 새로운 절연 AC 및 DC 전압 감지 증폭기 포트폴리오인 AMC0xxxD/S/R 제품군을 출시합니다.

차동, 단일 종단 고정 게인 및 비율 측정 출력 개요

차동 출력을 지원하는 절연 증폭기

차동 출력 증폭기는 높은 정확도, 잡음 내성이 필요한 시스템에 널리 필요하며 신호 무결성을 위해 설계되었습니다. 차동 출력 증폭기는 양극과 음극 출력의 두 가지 출력을 제공합니다. 이는 크기는 같지만 위상은 반대입니다. 두 개의 동일하게 균형 잡힌 출력 신호를 사용하는 차동 출력 증폭기는 신호 저하 없이 접지 이동을 처리할 수 있어 고정밀 및 고성능 애플리케이션을 위해 설계된 차동 출력 증폭기입니다. 증폭기가 접지 시프트에 대한 민감하지 않기 때문에 이러한 장치는 신호 무결성을 유지하면서 먼 거리에서 출력 신호를 라우팅할 수 있습니다.

차동 출력 증폭기와 함께 몇 가지 설계 고려 사항이 있습니다. 이러한 고려 사항 중 하나는 PCB 레이아웃입니다. PCB 레이아웃이 불량하면 증폭기의 정확한 공통 모드 출력 전압을 유지할 수 있는 능력이 저하될 수 있습니다. 차동 증폭기가 인버팅 및 비인버팅 경로에 모두 의존하므로 출력 오류를 최소화하기 위해 두 출력 라인에 동일한 PCB 트레이스 길이를 확인하여 대칭을 유지하는 것이 필수적입니다. 차동 출력 증폭기를 ADC(아날로그-디지털 컨버터)로 구성하기 위한 다양한 설계 옵션이 있습니다. **그림 45**에서 보듯이 옵션 1은 차동 출력 증폭기를 차동 입력 ADC에 직접 인터페이스하는 구성입니다. 하지만 MSP430과 C2000과 같은 프로세서에는 단일 종단 입력 ADC가 내장되어 있습니다. 이러한 고려 사항은 차동 신호에서 단일 종단 신호로 변환하여 ADC와 직접 상호 작용해야 할 필요성을 생각하기 때문입니다. 단일 종단 입력 ADC로 출력하는 가장 좋은 설계는 **그림 45**의 옵션 2와 같이 차동 종단 출력으로 변환한 것입니다.

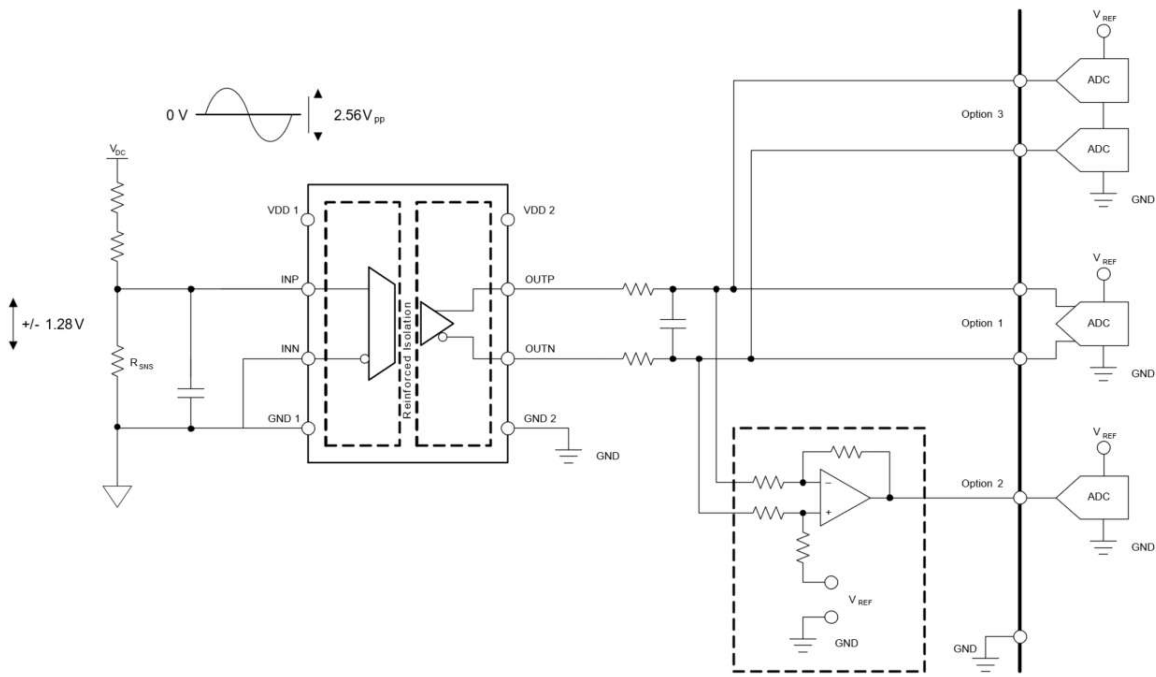


그림 45. 차동 출력 구성

이 구성에서는 추가 증폭기를 도입하여 차동 신호를 ADC로 직접 출력하는 단일 종단 신호로 변환할 수 있습니다. 차동-단일 종단 출력 단계의 상호 작용에 대한 자세한 내용은 **± 250mV 입력 범위 및 단일 종단 출력 전압을 지원하는 절연 전류 감지 회로**, 아날로그 엔지니어의 회로를 참조하십시오. 또 다른 설계는 **그림 45**의 옵션 3에서 표시된 것처럼 두 개의 단일 종단 입력 ADC를 사용하여 MCU의 값을 뺍니다. 그러나 옵션 3은 복합 오류의 단점과 추가 ADC가 필요하므로 이 옵션이 덜 매력적입니다.

단일 종단, 고정 게인 출력을 지원하는 절연 증폭기

새 제품군은 차동 출력의 이점을 얻을 수 없는 소형 설계를 위한 대체 장치를 제공합니다. 차동 증폭기와 단일 종단 출력 증폭기의 차이는 주로 이러한 증폭기가 잡음, 출력 신호 및 설계 특성을 처리하는 방식으로 요약할 수 있습니다. 새로운 장치 제품군에서는 고정 게인을 지원하는 단일 종단 증폭기와 비율 측정 게인을 지원하는 단일 종단 증폭기의 두 가지 옵션을 소개합니다.

단일 종단 고정 게인 증폭기는 사용 편의성과 비용 효율성을 위해 널리 필요합니다. 단일 종단 고정 게인 증폭기는 증폭기의 입력 전압에 비례하는 단일 종단 신호를 출력할 수 있습니다. 이 장치는 단일 종단 입력 ADC와 직접 상호 작용하도록 설계되었기 때문에 이전에 **그림 45**에서 참조한 것과 같이 추가 차동-단일 종단 증폭기 변환 단계는 더 이상 필요하지 않습니다. 따라서 이 설계는 더 적은 부품을 필요로 하므로 설계 크기가 작아지고 BOM 비용이 낮아져 컴팩트한 시스템에 적합하게 설계되었습니다.

단일 종단 고정 게인 장치에 대한 설계 고려 사항 중 하나는 장치의 접지 잡음 감도입니다. 접지 전위에 대한 변동은 신호에 잡음이나 오류를 도입하여 출력 신호에 왜곡을 가져올 수 있으며, 적절한 접지 및 부품 선택을 통해 제거할 수 있습니다. 고려하지 않을 경우, 이로 인해 신호 대 잡음 비율이 감소하고 전체 성능이 저하될 수 있습니다. 또 다른 설계 고려 사항은 장치의 레퍼런스(REFIN) 핀에 적용되는 전압이며, 장치의 핀아웃은 **그림 48**에 나와 있습니다. **그림 46**에서는 입력 전압 범위가 0~2.25V인 단일 종단 고정 게인 출력 장치인 AMC0x11S 장치의 입력-출력 전송 특성을 보여줍니다.

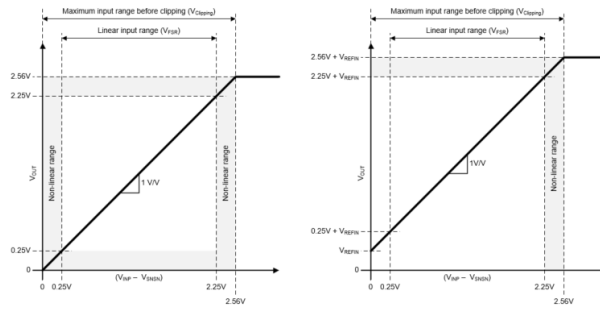


그림 46. AMC0x11S의 입력-출력 전송 특성

왼쪽 이미지는 REFIN이 GND2로 단락되는 사례를 보여줍니다. 오른쪽 이미지는 $V_{REFIN} = 250\text{mV}$ 일 때를 보여줍니다. $\geq 250\text{mV}$ 전압을 REFIN에 공급하면 선형 입력 전압 범위가 0V로 확장됩니다. 출력 버퍼는 선형 작동을 위해 최소 250mV 헤드룸이 필요합니다. 따라서 REFIN이 GND2로 단락되면 이 장치는 0V에 가까운 입력 전압에 대한 비선형 동작을 보여줍니다. AMC0x11S 장치의 출력 전압에 대한 방정식은 다음과 같습니다.

AMC0x11S의 출력 전압:

$$V_{OUT} = (V_{INP} - V_{SNSN}) + V_{REFIN} \tag{32}$$

입력 전압 범위가 ±1V인 단일 종단 고정 게인 장치인 AMC0x30S 장치의 경우 출력은 입력 전압(V_{IN})에 정비례하며, 여기서 $REFIN$ 을 GND2라고 합니다. 출력은 다음 방정식으로 정의할 수 있습니다.

AMC0x30S의 출력 전압:

$$V_{OUT} = (V_{INP} - V_{SNSN}) + V_{REFIN} \tag{33}$$

그림 47에는 AMC0x30S 장치의 입력-출력 전송 특성이 나와 있습니다. 입력 전압이 -1V 미만 및 +1V 미만인 경우 장치의 출력은 계속 입력을 따르지만 선형성 성능이 저하됩니다.

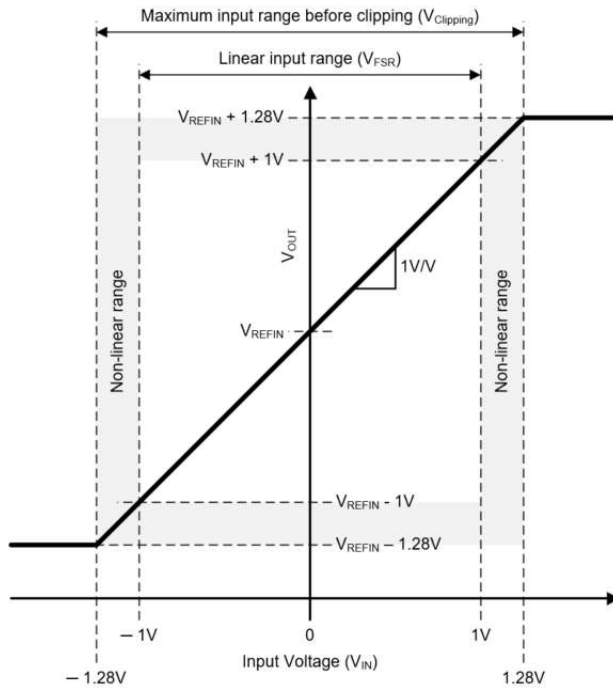


그림 47. AMC0x30S의 입력-출력 전송 특성

단일 종단, 비율 측정 출력을 지원하는 절연 증폭기

이 신제품 제품군은 고성능, 비용 효율적이고, 더 작은 시스템 크기에 대한 요구를 충족하는 포괄적인 장치 포트폴리오를 제공하기 위해 비율 측정 출력을 지원하는 단일 종단 장치 옵션을 포함하고 있습니다. 신제품 제품군의 단일 종단 비율 측정 출력 장치는 ADC의 레퍼런스 전압에 비례하여 게인을 조정하도록 설계되었습니다. 고정 게인 출력의 한 가지 단점은 고정 게인이 2V 출력 스윙만 제공할 수 있다는 것입니다. 5V 아날로그 IO를 사용하는 시스템은 ADC 입력 범위의 50%만 사용할 수 있으므로 측정 시 1비트 분해능이 손실됩니다. 비율 측정 출력을 통해 증폭기가 ADC 동작 범위를 완전히 활용하여 측정 해상도를 극대화할 수 있습니다. **그림 48** 및 **그림 49**은(는) 비율 측정 장치에 대한 두 가지 구성을 나타냅니다.

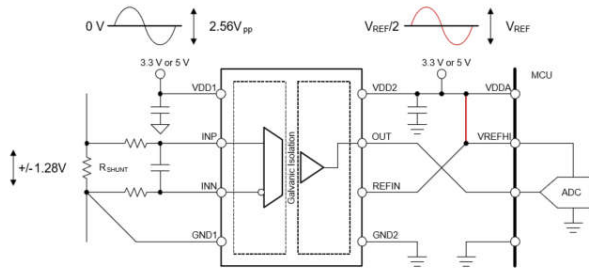


그림 48. 공급에서 파생된 참조

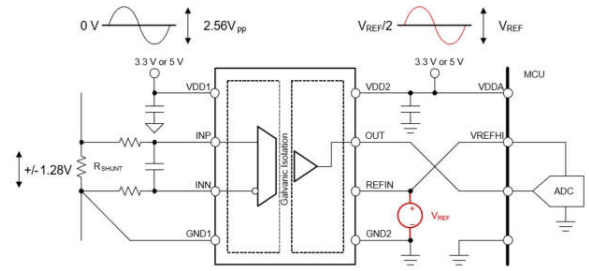


그림 49. 외부 참조에서 제공한 참조

전원 공급 장치 레일에서 파생된 레퍼런스 전압을 받으면 부품이 줄어들 수 있으므로 비용이 절감됩니다. 하지만 외부 레퍼런스에서 파생된 레퍼런스 전압을 사용하면 잡음이 낮아질 수 있습니다.

단일 종단 비율 측정 출력 장치의 설계로 인해 이 장치는 기준 전압 값에 민감하지 않고 부정확성 및 AC 장애에 내성이 있습니다. 이 장치는 향상된 분해능, 정확도 및 안정성을 달성하는 동시에 단오르 종단 증폭기 단계에 차동을 추가할 필요가 없기 때문에 성능 사양을 충족하면서 PCB 공간을 덜 차지하고 BOM 비용 절감에 기여할 수 있는 비율 측정 옵션이 크게 선호되고 있습니다.

단일 종단 비율 측정 장치에 대한 설계 고려 사항 중 하나는 ADC의 입력 전압 범위입니다. 비율 측정 장치는 2.75~5.5V 레퍼런스 전압을 지원할 수 있기 때문에 비율 측정 장치는 입력 전압 범위가 3.3V 및 5V인 ADC용으로 가장 잘 설계되었습니다. 이 장치의 또 다른 설계 고려 사항은 라우팅입니다. ADC 및 증폭기의 레퍼런스 전압이 비례하기 때문에 ADC의 레퍼런스 전압을 비율 측정 장치로 라우팅해야 합니다.

그림 50에서는 입력 전압 범위가 $\pm 1V$ 인 단일 종단 비율 측정 게인 장치인 AMC0x30R의 입력 대 출력 전송 특성을 보여줍니다. 바이폴라 입력 장치는 기준 전압의 중간 지점을 중심으로 증폭기가 바이어스되기 때문에 $V_{IN} = 0$ 에서 V_{REF} 의 50%를 출력할 수 있습니다.

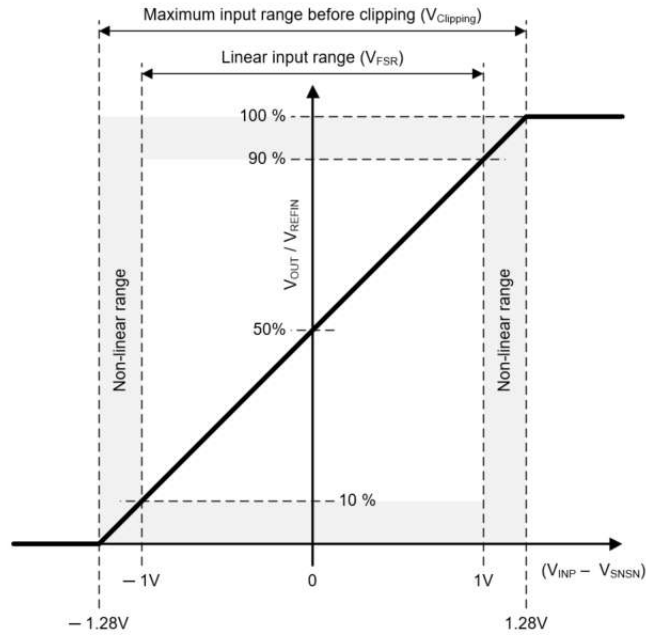


그림 50. AMC0x30R의 입력-출력 전송 특성

지정된 선형 입력 범위 내 입력 전압의 경우 장치가 전압을 다음 방정식으로 정의할 수 있습니다.

AMC0x30R의 출력 전압:

$$V_{OUT} = ((V_{INP} - V_{SNSN}) / V_{Clipping}) \times V_{REFIN} / 2 + V_{REFIN} / 2. \tag{34}$$

입력 전압이 -1V 미만 및 +1V 미만인 경우 장치의 출력은 계속 입력을 따르지만 선형성 성능이 저하됩니다.

입력 전압 범위가 0.13~2.25V인 단일 종단 비율 측정 장치인 AMC0x11R에는 출력 전압이 다음과 같은 방정식에 의해 정의됩니다.

AMC0x11R의 출력 전압:

$$V_{OUT} = ((V_{INP} - V_{SNSN}) / V_{Clipping}) \times V_{REFIN}. \tag{35}$$

AMC0x11S와 유사하게 AMC0x11R 장치는 0V 근처의 입력 전압에 대한 비선형 동작을 보이는데, 이는 그림 51에 나와 있습니다.

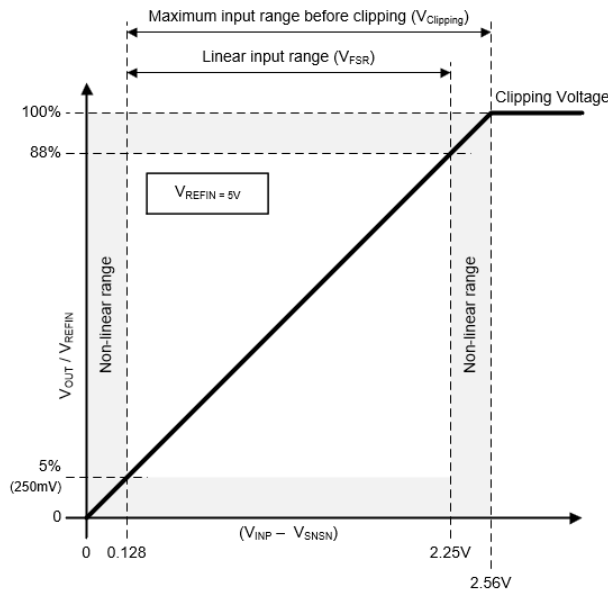


그림 51. AMC0x11R의 입력-출력 전송 특성

$V_{REFIN} = 5V$ 에서 선형 작동을 위한 최소 입력 전압은 128mV입니다. 출력은 레퍼런스의 5% 또는 250mV입니다.

선형 작동을 위한 최소 입력 전압은 다음 방정식을 사용하여 계산할 수 있습니다.

AMC0x11R의 선형 작동을 위한 최소 입력 전압:

$$V_{INP, MIN} = (250mV \times V_{Clipping}) / V_{REFIN} \tag{36}$$

애플리케이션 예시

제품 선택 트리



그림 52. 제품 선택 트리

새로운 장치 제품군에는 6가지 강화 절연 전압 감지 증폭기 옵션이 함께 제공되므로 DC 애플리케이션을 위한 0~2V 입력 전압 범위 및 AC 애플리케이션용 ±1V 입력 전압 범위를 지원합니다. AMC0311D, AMC0311R 및 AMC0311S 장치는 단극 입력 옵션을 통해 DC 전압 감지를 지원하며, AMC0330D, AMC0330R 및 AMC0330S 장치는 그림 52에 나와 있는 것처럼 양극 입력 옵션을 통해 AC 전압 감지를 지원합니다. 전력 변환 및 모터 제어 토폴로지의 AC 및 DC 전압 감지 증폭기에 대한 사용 사례를 포함하여 특정 애플리케이션 사례에 대한 자세한 내용은 절연 전압 감지를 통해 전력 변환 및 모터 제어 효율 극대화, 마케팅 백서를 참조하십시오.

요약

전압 감지 애플리케이션을 위한 절연 증폭기를 선택할 때 고려해야 할 많은 결정이 있습니다. 신제품 제품군의 장치는 차동 출력 및 단일 종단 출력 증폭기 옵션을 통해 설계 크기와 비용을 줄이면서 정확도를 높이도록 설계되었습니다.

참고 자료

- 텍사스 인스트루먼트, [DIYAMC-0-EVM 범용 DIY\(Do-it-Yourself\) 절연 증폭기 및 변조기 평가 모듈](#).
- 텍사스 인스트루먼트, [±250mV 입력 범위 및 단일 종단 출력 전압을 지원하는 절연 전류 감지 회로](#), 아날로그 엔지니어의 회로.
- 텍사스 인스트루먼트, [절연 전압 감지로 전력 변환 및 모터 제어 효율 극대화](#), 마케팅 백서.
- 텍사스 인스트루먼트, [높은 신뢰도와 합리적인 가격대의 절연 기술 개발과 관련한 고전압 설계 문제의 해결](#) 마케팅 백서.

±250mV 입력 및 차동 출력을 사용하는 절연 전압 측정 회로

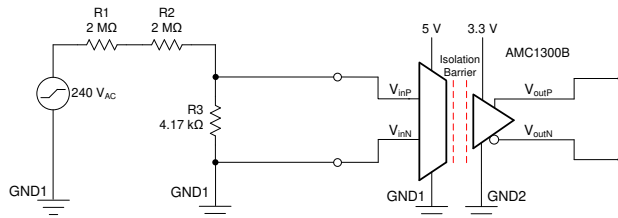
설계 목표

전압 소스		AMC1300B 입력 전압		AMC1300B 출력 전압 (1.44V _{CM})		전원 공급 장치	
V _{MAX}	V _{MIN}	V _{IN DIFF, MAX}	V _{IN DIFF, MIN}	V _{OUT DIFF, MAX}	V _{OUT DIFF, MIN}	VDD1	VDD2
+240V	-240V	+250mV	-250mV	+2.05V	-2.05V	3.0V~5.5V	3.0V~5.5V

설계 설명 I

이 회로는 전압 분할기와 ±250mV 차동 입력, 차동 출력, AMC1300B 절연 증폭기를 사용하여 고전압, 차동 측정을 수행합니다. 저입력 임피던스 장치이기 때문에 AMC1300B는 전류 감지 애플리케이션에 더 적합합니다. 절연 증폭기와 입력 전압 분할기의 입력 임피던스가 상호 작용하면 게인 오류가 발생합니다. 또한 저임피던스 입력 및 전압 감지 저항을 통과하는 바이어스 전류가 상당한 오프셋 오류를 일으킵니다. 이러한 오류를 보상하지 않고 먼저 설계를 하겠습니다. 그런 다음 그 효과를 관찰하고 수학적으로 설명할 것입니다. 마지막으로, 효과를 제한하고 개선된 결과를 관찰하기 위해 재설계할 것입니다.

전압 분할기 회로는 절연 증폭기의 입력 범위에 일치하도록 입력 전압을 ±240V~±250mV로 줄입니다. AMC1300B에는 고압측 및 저압측 전원 공급 장치가 모두 필요합니다. 고압측 공급은 부동 공급을 사용하거나 절연 변압기 또는 절연 DC/DC 컨버터를 사용하여 저압측에서 생성하는 경우가 많습니다. AMC1300B는 8.2V/V의 고정 게인으로 ±250mV 차동 신호를 측정하고 출력 공통 모드 전압이 1.44V인 ±2.05V의 절연 차동 출력 전압을 출력할 수 있습니다. 차동 출력 전압은 추가 연산 증폭기를 사용하여 필요에 따라 조정할 수 있으며, 차동 출력(절연) 증폭기를 단일 종단 ADC로 인터페이스링 기술 노트에서 볼 수 있는 것처럼 TLV6001 장치를 사용하여 ADC와 인터페이스할 수 있습니다.



설계 노트 I

1. 절연 증폭기가 원하는 입력 신호 범위에서 선형 작동 영역으로 유지되는지 확인하십시오. 이는 **DC 전송 특성** 섹션에 나와 있는 DC 스위치 시뮬레이션을 사용하여 달성할 수 있습니다.
2. 저항 분할기 회로(R1 – R3)에 사용되는 저항이 전압 소스에서 공급되는 전원을 소산할 수 있는지 확인하십시오.
3. 장치에 가해지는 입력 전압이 데이터 시트에서 지정한 범위 이내로 유지되는지 확인하십시오. 입력 범위를 위반할 경우 부품 손상을 방지하기 위해 입력 전류가 10mA 미만으로 유지되도록 하십시오. 시스템이 과도 이벤트에 취약할 경우 입력에 TVS 다이오드를 추가하는 것을 고려해 보십시오.

설계 단계 I

1. 입력 전압 소스(V_{source})에 대한 **AMC1300B**($V_{IN_AMC_FSR}$)의 전체 스케일 입력 전압 비율을 기반으로 필요한 전압 분할기 감쇠를 계산합니다.

$$Gain = \frac{V_{IN_AMC_FSR}}{V_{source}} = \frac{250mV}{240V} = \frac{1}{960} V/V$$

2. 전압 분할기(R1 및 R2)의 상단 부분에 대한 저항을 선택합니다. 전력 소비량은 I^2R 과 같으며 옴의 법칙에 따라 전류와 저항은 반비례합니다. 저항을 선형적으로 높이면 전원이 선형적으로 감소합니다. 따라서 큰 저항 값을 선택하면 전체 전력 소비가 최소화됩니다. 이러한 부품이 전압 분할기의 소비 전력을 좌우합니다. 따라서 R_{top} 값을 선택하여 전압 분할기의 피크 전력 사양을 충족시킵니다.

$$R_{top} = R1 + R2$$

$$P_{peak} \leq 15mW$$

$$P = I^2R = \frac{V^2}{R}, \quad P_{peak} = \frac{V_{peak}^2}{R}$$

$$R_{top} \geq \frac{V_{peak}^2}{P_{peak}} = \frac{(240)^2}{0.015} = 3.86M\Omega$$

$$R_{top} = 4M\Omega$$

3. R_{top} 저항 값을 여러 저항으로 분할하여 각 저항에 필요한 전력 정격을 최소화합니다.

$$R1 = R2 = 2M\Omega$$

4. 다음은 절연 증폭기의 입력 저항이 크다고 가정하겠습니다. 전압 소스에서 부품이 보는 입력 전압은 R3과 R_{top} 에 의해 생성되는 전압 분할기 효과에 따라 결정됩니다. R3를 해석합니다.

$$V_{In} = V_{source} \left(\frac{R3}{R3 + R_{top}} \right)$$

$$\frac{V_{In}}{V_{source}} = \frac{R3}{R3 + R_{top}}$$

$$R3V_{In} + R_{top}V_{In} = R3V_{source}$$

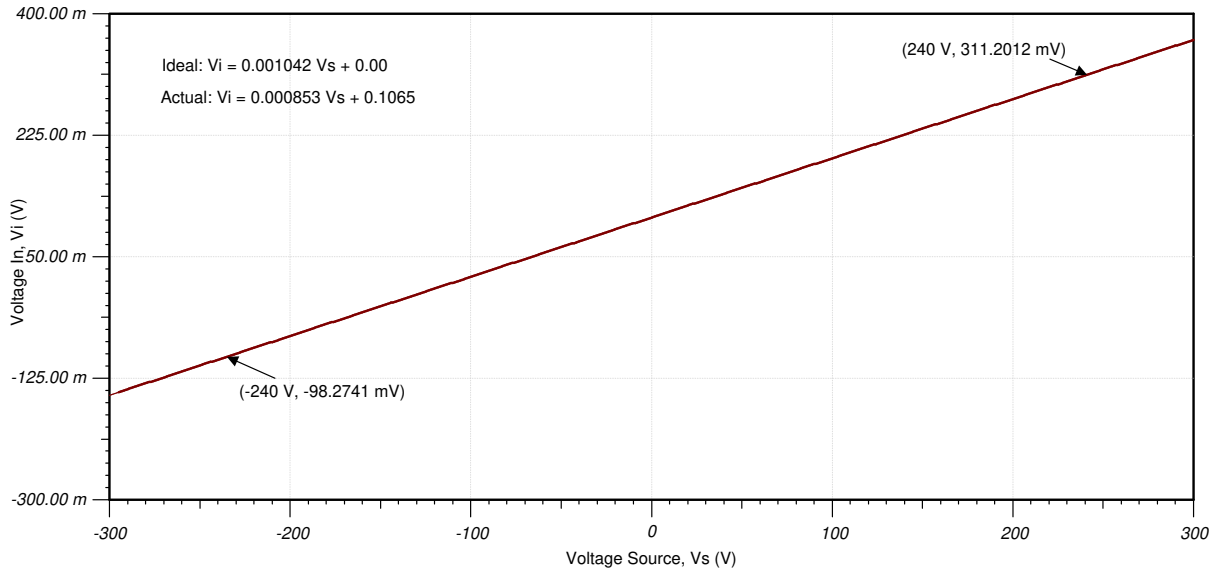
$$R_{top}V_{In} = R3(V_{source} - V_{In})$$

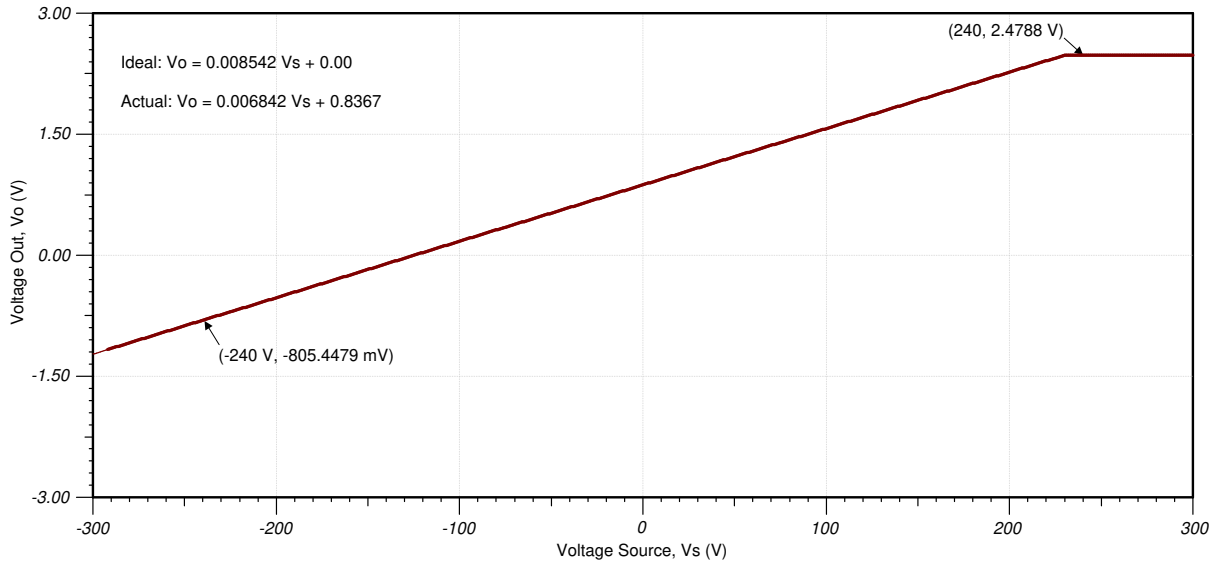
$$R3 = \frac{V_{In}R_{top}}{V_{source} - V_{In}} = \frac{(250mV)(4M\Omega)}{240V - 250mV} \approx 4.17k\Omega$$

DC 전송 특성 I

다음 그래프는 ±240V 소스의 시뮬레이션된 출력을 보여줍니다. 소스는 -300V~+300V에서 스위치되며 증폭기의 입력 및 출력 전압을 관찰합니다. 원하는 선형 범위는 증폭기 입력에서 ±250mV, 증폭기 출력에서 ±2.05V입니다. 증폭기 입력에서 전압 분할기의 전압 분할로 인해 0의 오프셋 오류와 약 1.042mV/V의 게인을 볼 수 있습니다. 증폭기의 출력에서 전압 분할기의 전압 소스 감쇠에 이어 **AMC1300B**의 고정된 8.2V/V 게인으로 인해 0의 오프셋 오류와 8.542mV/V의 게인이 발생할 것으로 예상됩니다.

다음 그래프에서 볼 수 있듯이 시뮬레이션된 결과가 원하는 이상적인 출력과 일치하지 않습니다. 증폭기 입력에 107mV의 오프셋 전압 오류가 있습니다. 이는 부품의 ±250mV 입력 범위와 비교하면 큰 오류입니다. 이 오프셋 오류는 증폭기의 출력으로 전달되며, 837mV의 오프셋은 증폭기의 ±2.05V 출력 범위에서 큰 부분을 차지합니다. 또한 회로는 상당한 게인 오류를 보여줍니다. 전압 분할기의 입력에서 1.042mV/V, 장치의 출력에서 8.540mV/V의 게인을 예상하지만, 대신 각각 0.853mV/V와 6.842mV/V의 게인이 관찰되므로 약 18.1%와 19.9%의 큰 게인 오차가 산출됩니다. 다음 섹션에서는 더 나은 설계 방법을 정의합니다.





설계 설명 II

이전 방법은 1MΩ 이상과 같이 입력 저항이 큰 장치를 사용할 때 전압 감지 애플리케이션에 적합합니다. **AMC1300B** 장치에는 22kΩ의 차동 입력 임피던스가 있어 이전에 보여준 오프셋 및 게인 오류가 발생합니다. 이 회로 구성에서 전압 감지를 위해 낮은 입력 임피던스 증폭기를 사용할 때의 게인 및 오프셋 오류는 다음 공식을 사용하여 추정할 수 있습니다.

$$\text{Gain Error (\%)} = \frac{R3}{R_{ind}} \times 100$$

$$\text{Offset Error (V)} = I_{bias} \times R3$$

게인 오류는 R3의 비이상적인 전압 분할로 인해 발생합니다. 증폭기의 입력 저항이 R3과 비슷하기 때문에, R1 및 R2에서 나오는 일부 전류는 R3을 통과하지 못하고 증폭기의 입력을 통과하게 됩니다. 그 결과로 증폭기 입력에서 예기치 않은 전압 강하가 발생합니다. 따라서 **설계 단계 I** 섹션의 4에 있는 공식은 유효하지 않으며, 증폭기의 입력 임피던스가 R3과 병렬로 연결된 보다 완전한 공식을 고려해야 합니다. 오프셋 오류는 절연 증폭기의 양극 입력 핀에서 셉트 저항 R3을 통해 흐르는 바이어스 전류의 곱입니다. R3에 걸쳐 이 바이어스 전류는 입력에서 상당한 오프셋 전압을 초래한 후 증폭되어 출력으로 전달됩니다.

이전 공식을 사용하여 **설계 단계 I** 섹션에서 회로의 오류를 계산할 수 있습니다. 일반 데이터 시트 값을 사용했을 때 차동 입력 저항은 22kΩ이고 입력 바이어스 전류는 30μA입니다. R3에 대해 설계된 값은 4.17kΩ이며, 결과적으로 증폭기의 입력에서 18.7%의 게인 오류와 125mV의 오프셋 오류를 볼 수 있습니다. 이에 비해, 시뮬레이션된 오류는 증폭기 출력에서 19.9%의 게인 오류, 입력에서 오프셋의 107mV의 오프셋을 가집니다. 이러한 오류 수식은 오류의 예상 크기를 빠르게 확인할 수 있는 유용한 도구입니다. 시뮬레이션을 수행할 필요 없이 예상 오류를 최종 사용 사례로 허용할 수 있는지 알 수 있습니다.

AMC1300 정밀, ±250mV 입력, 강화 절연 증폭기 데이터 시트에서 언급한 바와 같이 전압 감지 애플리케이션을 위해 증폭기의 인버팅 단자와 직렬로 R3'을 사용하면 오프셋 및 게인 오류를 줄일 수 있습니다. 증폭기의 바이어스 전류는 양극 입력 핀과 마찬가지로 음극 입력 핀에서 유사한 오프셋을 생성합니다. 그러면 전체 오프셋 전압의 크기가 크게 줄어듭니다. 또한 R3

값을 선택할 때 증폭기 및 R3'의 입력 저항의 효과가 고려됩니다. 그러면 240V 소스의 더 이상적인 전압 분할이 가능하며 전체 게인 오류가 개선됩니다.

설계 단계 II - R3' 고려

설계 단계 I와 마찬가지로 게인 및 Rtop 저항 계산은 정확히 동일하며, 최상의 회로 성능을 제공하기 위해 R3 및 R3'을 계산하는 것이 더 중요합니다.

- 저항 분할기의 아래쪽 부분에서 절연 증폭기의 입력 전압 범위를 설정합니다. R3에 대한 이상적인 값은 게인, Rtop 및 Rind에 따라 달라집니다. 여기서 Rind는 증폭기의 차동 입력 임피던스입니다. Rtop은 R1+R2의 조합입니다.

$$R3 = \frac{\text{Gain} \times R_{\text{top}}}{1 - \text{Gain} - \left(\text{Gain} \times \frac{2 \times R_{\text{top}}}{R_{\text{ind}}} \right)}$$

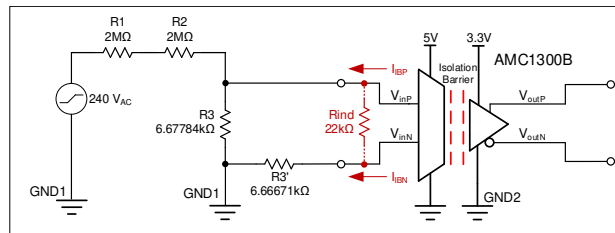
$$R3 = \frac{0.001042 \times 4\text{M}\Omega}{1 - 0.001042 - \left(0.001042 \times \frac{8\text{M}\Omega}{22.22\text{k}\Omega} \right)} = 6.67784 \text{ k}\Omega$$

- R3'의 목적은 R3을 통해 흐르는 바이어스 전류에 의해 발생하는 게인 오류를 취소하는 것입니다. 이상적 R3은 Rtop 및 R3의 병렬 조합입니다. 다음 수식을 사용하여 R3'을 계산합니다.

$$R3' = \frac{R_{\text{top}} \times R3}{R_{\text{top}} + R3}$$

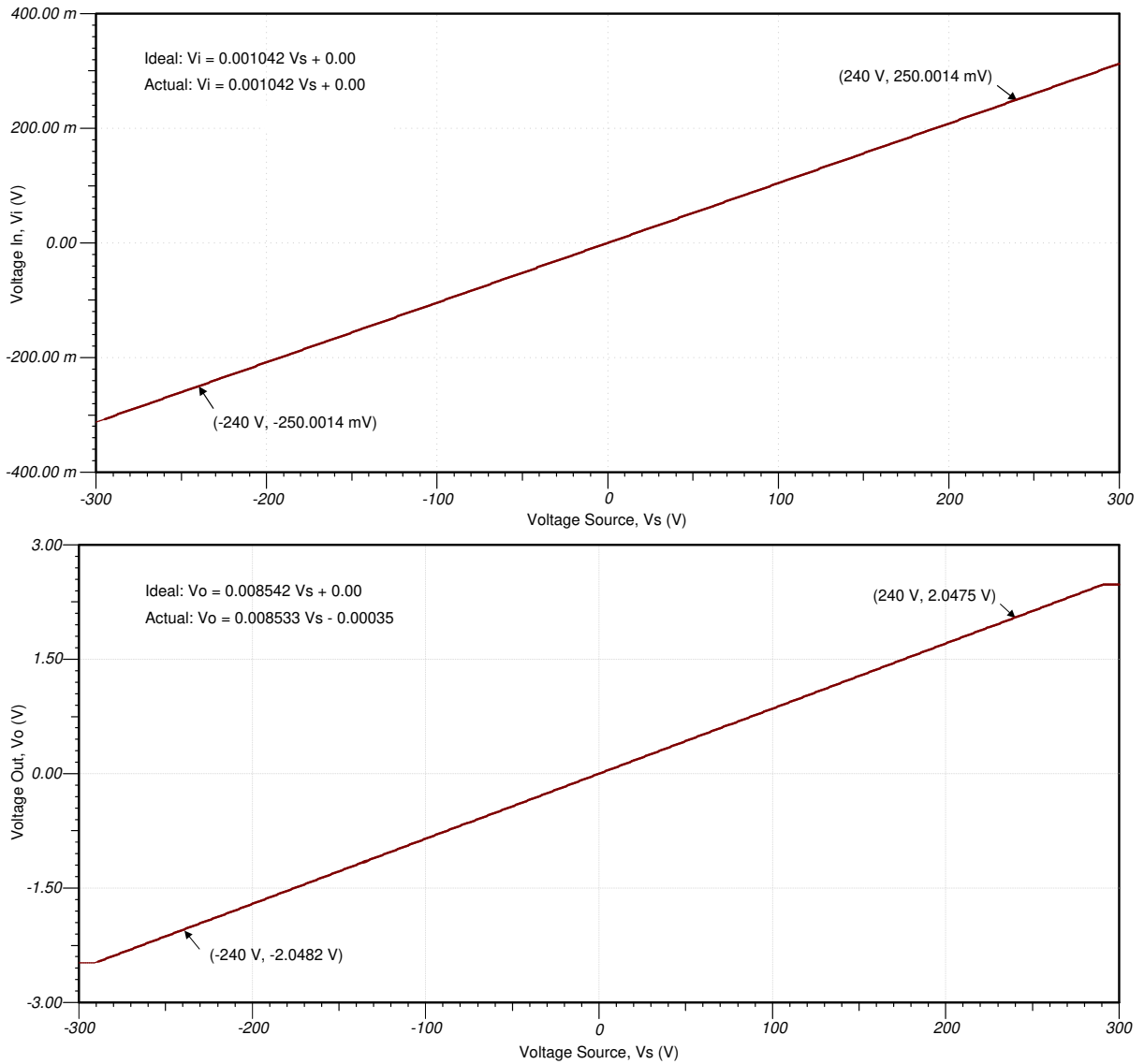
$$R3' = \frac{4\text{M}\Omega \times 6.67784\text{k}\Omega}{4\text{M}\Omega + 6.67784\text{k}\Omega} = 6.66671 \text{ k}\Omega$$

이로 인해 이상적인 회로 구성이 되었습니다. 빨간색으로 표시된 Rind는 **AMC1300B**의 차동 입력 저항을 나타내며, 회로도 에 추가해서는 안 됩니다.



DC 전송 특성 II

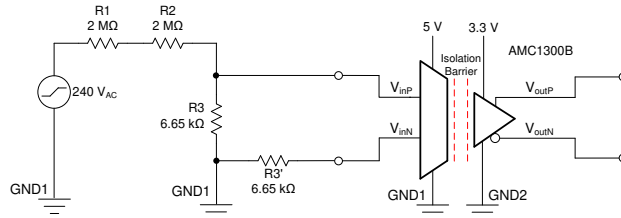
다음 그래프는 새로운 설계를 사용하여 ±240V 소스에 대해 시뮬레이션한 출력을 보여줍니다. 원하는 선형 범위는 증폭기 입력에서 ±250mV, 증폭기 출력에서 ±2.05V입니다.



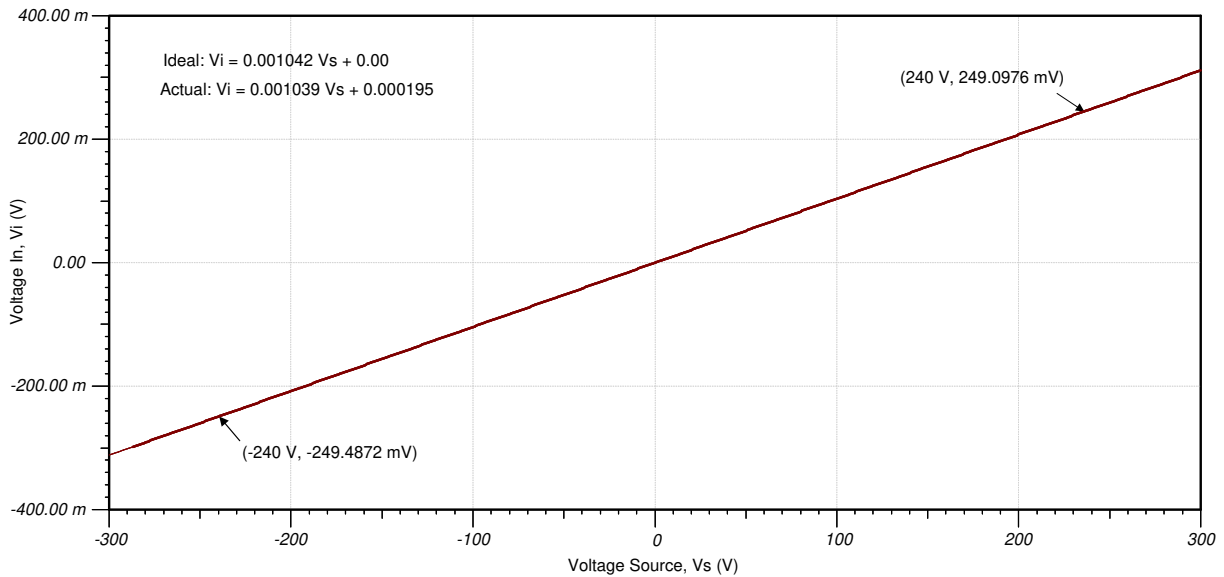
분명히 이 새로운 설계는 더 적은 오프셋 오류를 가집니다. 입력 오프셋 전압 및 게인 오류가 0으로 감소했습니다. 또한 수정된 회로는 입력 전압 분할기에 원하는 R3의 값과 R3'에 대한 이상적인 값을 찾는 데 사용되는 더 정확한 계산으로 인해 더 나은 게인 오류 성능을 보여줍니다.

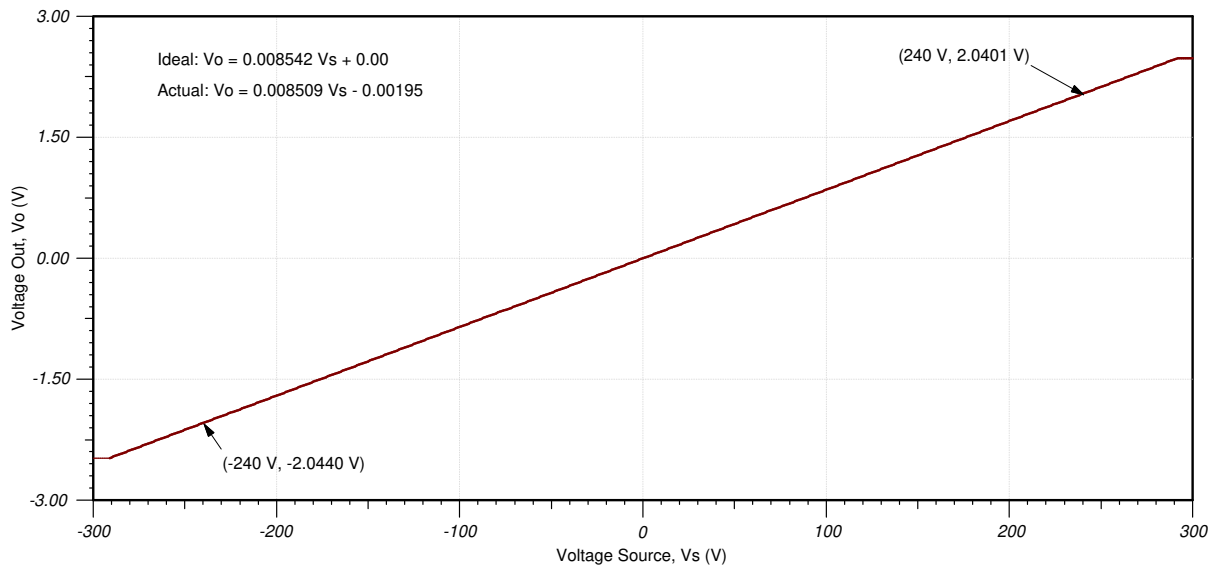
이 양의 결과는 R3을 통한 **AMC1300B** 장치의 바이어스 전류에 의해 원래 설계에서 발생하는 오프셋 전압을 취소하기 위해 R3'을 추가한 결과입니다. 단점은 R3 및 R3'에 대한 이상적인 값을 상업적으로 사용할 수 없으며 실제로는 서로 매우 유사한 두 개의 저항 값을 사용하는 것이 실용적이지 않다는 점입니다.

아날로그 엔지니어 계산기를 사용하면 즉시 사용 가능한 가장 가까운 E189 시리즈 저항 값을 찾을 수 있습니다. 두 경우 모두 R3 및 R3'의 계산된 이상적 값에 가장 가까운 0.1% 저항 값은 6.65kΩ입니다. 최종 회로 다이어그램은 다음과 같습니다.



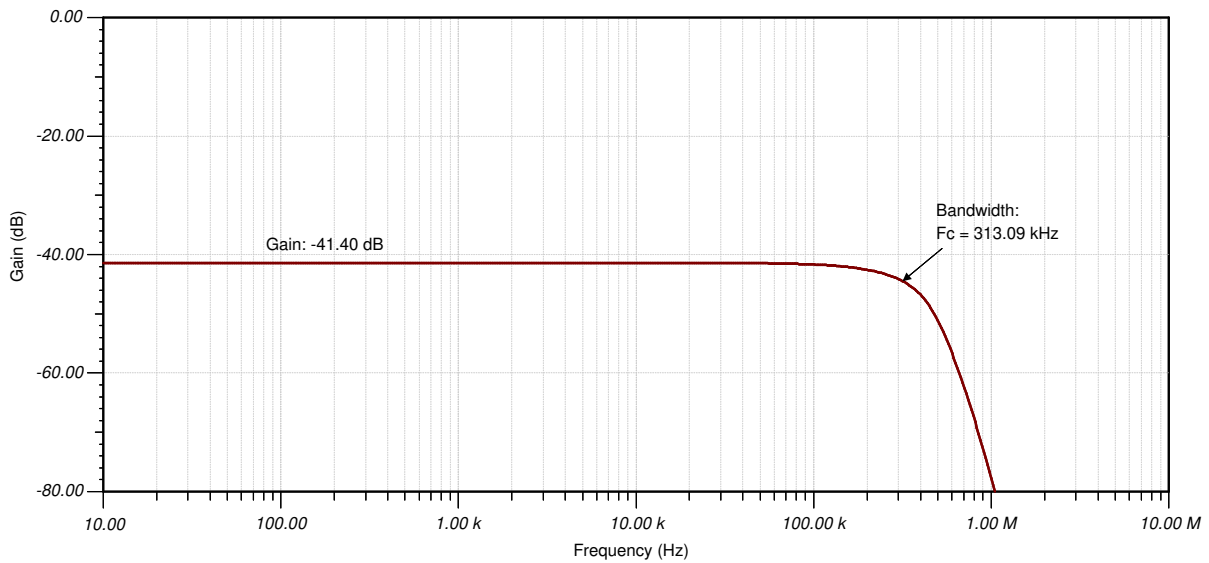
R3 및 R3'에 즉시 사용할 수 있는 저항이 있으므로 회로 성능은 다음 그래프에서 볼 수 있듯이 아주 좋습니다. 입력의 게인 오류는 18.2%에서 0.3%로 감소했습니다. 출력의 게인 오류는 19.9%에서 0.4%로 감소했습니다. 오프셋 오류도 입력에서 195μV, 출력에서 2mV로 감소했습니다.





AC 전송 특성 II

AC 스위치는 원하는 출력을 볼 수 있는 주파수 범위를 검증합니다. 다음 시뮬레이션 플롯에서 시뮬레이션된 게인 -41.40dB 또는 8.51mV/V는 DC 출력 플롯의 게인 결과와 일치합니다. 이는 이전 섹션에서 설명했듯이, 원하는 출력 게인 -41.37dB 또는 8.54mV/V에 상대적으로 가깝습니다. 설계의 시뮬레이션된 대역폭인 313.1kHz는 데이터 시트에서 일반 대역폭 사양인 310kHz로 설정된 예상치를 약간 초과합니다.



참고 자료

1. [아날로그 엔지니어의 회로 안내서](#)
2. [아날로그 엔지니어의 계산기](#)
3. [TI Precision Labs](#)

주요 절연 연산 증폭기 설계

AMC1300B	
VDD1	3.0V~5.5V
VDD2	3V~5.5V
입력 전압 범위	±250mV
공칭 게인	8.2
V _{OUT}	1.44V의 출력 공통 모드에서 차동 ±2.05V
입력 저항	19kΩ(일반, 단일 종단), 22kΩ(일반, 차동)
작은 신호 대역폭	310kHz
입력 오프셋 전압 및 드리프트	±0.2mV(최대), ±3μV/°C(최대)
게인 오류 및 드리프트	±0.3%(최대), ±15ppm/°C(일반)
비선형성 및 드리프트	±0.03%(최대), ±1ppm/°C(일반)
절연 과도 과전압	7.071kV _{PEAK}
작동 전압	1.5kV _{RMS} , 2.121kV _{DC}
CMTI(공통 모드 과도 내성)	75kV/μs(최소), 140kV/μs(일반)
AMC1300	

대체 절연 연산 증폭기 설계

AMC1200	
VDD1	4.5V~5.5V
VDD2	2.7V~5.5V
입력 전압 범위	±250mV
공칭 게인	8
V _{OUT}	차동 ±2V, 공통 모드는 공급 범위에 따라 다름
입력 저항	28kΩ(일반, 차동)
작은 신호 대역폭	100kHz
입력 오프셋 전압 및 드리프트	±1.5mV(최대), ±10μV/°C(최대)
게인 오류 및 드리프트	±1%(최대), ±56ppm/°C(일반)
비선형성 및 드리프트	±0.1%(최대), ±2.4ppm/°C(일반)
절연 과도 과전압	4kV _{PEAK}
작동 전압	1.2kV _{peak}
CMTI(공통 모드 과도 내성)	10kV/μs(최소), 15kV/μs(일반)
AMC1200	

AMC3330을 사용한 라인 간 절연 전압 측정을 위한 분할 탭 연결

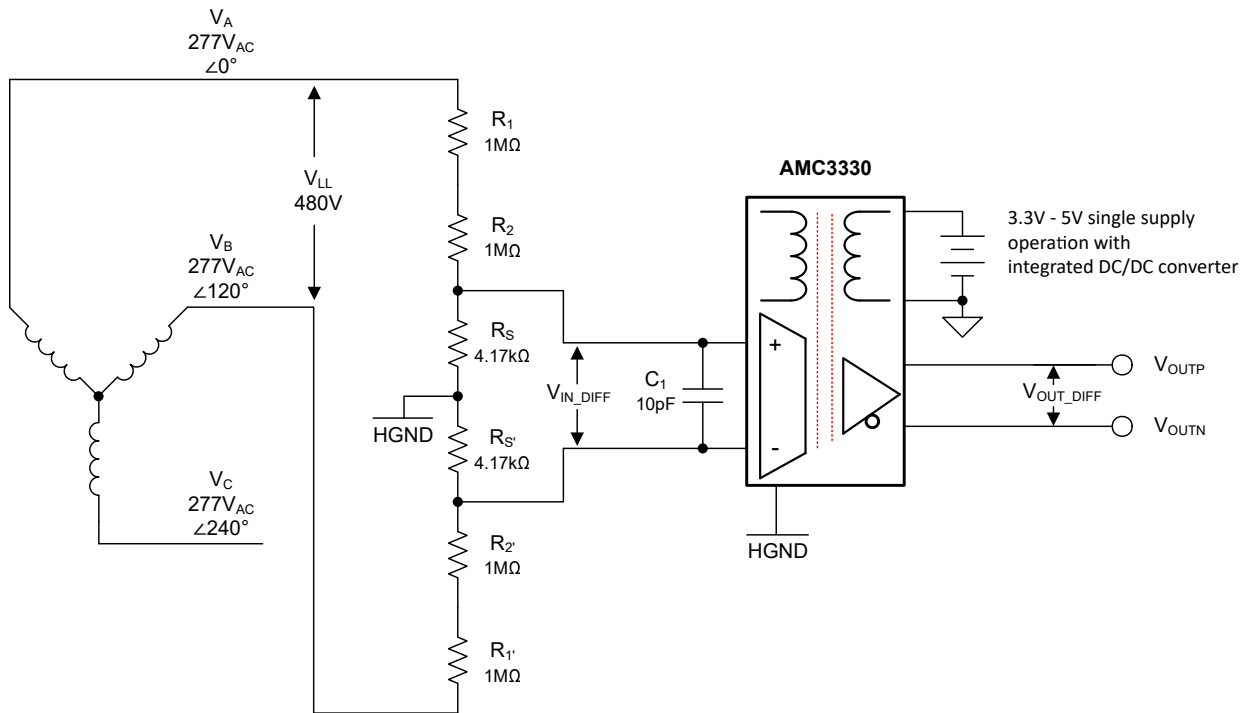
설계 목표

전압 소스			AMC3330 입력 전압		AMC3330 출력 전압	
V_A	V_B	결과 V_{LL}	$V_{IN_DIFF, MIN}$	$V_{IN_DIFF, MAX}$	$V_{OUT_DIFF, MIN}$	$V_{OUT_DIFF, MAX}$
$277V_{AC}$ $\angle 0^\circ$	$277V_{AC}$ $\angle 120^\circ$	$\pm 480V$	-1V	+1V	-2V	+2V

설계 설명

이 회로는 AMC3330 절연 증폭기와 전압 분할기 회로를 활용하여 분할 탭 라인 간 절연 전압 감지 측정을 수행합니다. 라인 간 측정은 이상이 120° 인 $277V_{AC}$ 소스 2개 사이에서 실시됩니다. 전압 분할기 회로는 라인 간 전압을 $\pm 480V$ 에서 $\pm 1V$ 로 줄여 AMC3330의 입력 전압 범위에 일치시킵니다. AMC3330은 2V/V의 고정 게인으로 $\pm 1V$ 의 차동 신호를 측정할 수 있습니다. AMC3330은 1.2G Ω 의 차동 입력 임피던스와 2.5nA의 낮은 입력 바이어스 전류를 갖추고 있어 고전압 애플리케이션의 신호 감지에서 낮은 게인 오류와 낮은 오프셋 오류를 지원합니다.

균형 잡힌 3상 AC 전압 시스템에서 분할 탭 구성을 사용하면 2개의 라인 간 전압 측정으로 파생 방식을 통해 3개의 라인-중립 전압을 모두 측정할 수 있습니다.



설계 노트

1. AMC3330은 높은 입력 임피던스와 낮은 입력 바이어스 전류로 인해 전압 감지 애플리케이션에 최적이며, 두 가지 두 DC 오류를 최소화합니다. 통합된 절연 전원 공급 장치와 양극 입력 전압 범위로 인해 AMC3330은 AC 라인 간 전압 감지에 이상적입니다.
2. 원하는 입력 신호 범위에 대한 시스템의 선형 작동을 확인하십시오. 이는 **DC 전송 특성** 섹션의 시뮬레이션을 사용하여 검증됩니다.
3. 저항 분할기 회로에 사용되는 저항이 소스 입력 전압을 AMC3330 입력 전압 범위인 $\pm 1V$ 로 줄일 수 있는지 확인하십시오.
4. 저항 분할기 회로에 사용되는 저항의 작동 전류 및 전압 정격이 충분한지 확인하십시오.
5. 데이터 시트의 절대 최대 정격 표에 설명된 대로 AMC3330 입력 전류가 $\pm 10mA$ 미만인지 확인하십시오.

설계 단계

1. 120° 떨어져 있는 두 개의 $277V_{AC}$ 소스 사이의 총 라인 간 전압(V_{LL})을 계산합니다.

$$V_{LL} = \sqrt{3} \times 277 V = 480 V$$

2. 전압 분할기 회로에 대한 AMC3330의 입력 전압에 대한 라인 간 전압의 비율을 계산합니다.

$$Ratio = \frac{1 V_{AMC330, input}}{480 V} = 0.0020833$$

4. R_1, R_2, R_1', R_2' 에 대해 $1M\Omega$ 저항을 선택합니다. 이전 단계와 다음 전압 분할기 방정식으로 얻은 비율을 사용하여 AMC3330 입력 전압을 $\pm 1V$ 로 줄이는 데 필요한 등가 감지 저항 R_{sense} 를 해석합니다.

$$0.0020833 = \frac{R_{sense}}{R_1 + R_2 + R_1' + R_2' + R_{sense}} = \frac{R_{sense}}{4 M\Omega + R_{sense}}$$

$$R_{sense} = \frac{8333.2 \Omega}{1 - 0.0020833} = 8350.6 \Omega$$

5. 분할 탭 구성에는 두 개의 등가 감지 저항인 R_S 및 $R_{S'}$ 가 필요합니다. **아날로그 엔지니어의 계산기**를 사용하여 R_S 및 $R_{S'}$ 에 가장 근접한 표준 값을 결정합니다.

$$R_S = R_{S'} = \frac{R_{sense}}{2} = \frac{8350.6 \Omega}{2} = 4175.3 \Omega = 4.17 k\Omega$$

6. 전력 손실이 저항의 정격을 초과하지 않도록 전압 소스에서 전압 분할기 회로를 통해 흐르는 전류를 계산합니다. 자세한 내용은 **고전압 측정의 고려 사항**을 참조하십시오.

$$I_{AMC330, input} = \frac{V}{R} = \frac{480 V}{4 \times 1 M\Omega + 2 \times 4.17 k\Omega} = 0.039 mA$$

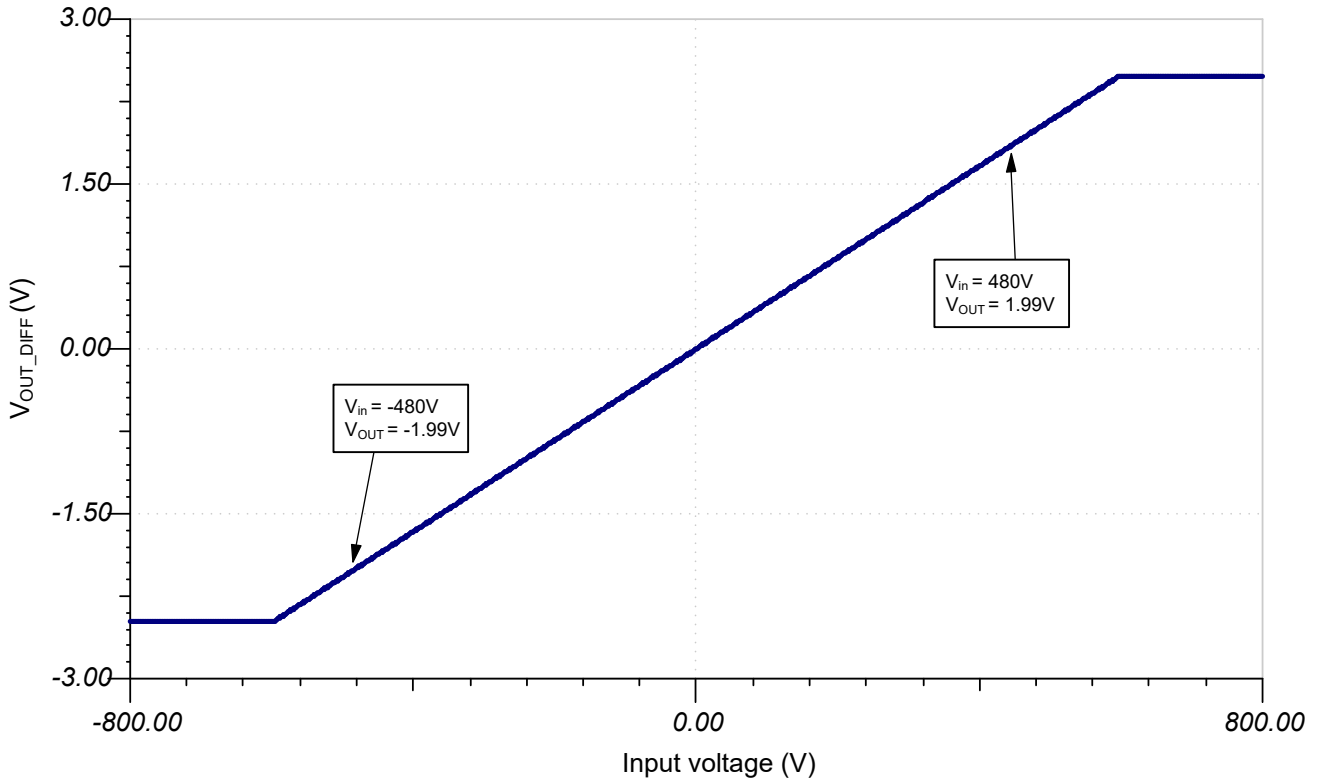
7. 전압 분할기의 게인은 다음과 같습니다. $\frac{1}{480}$ AMC3330의 게인은 2이며, 전송 함수 방정식을 사용하여 480V의 입력 전압에 대한 출력 전압을 계산할 수 있습니다.

$$V_{OUT} = Gain \times V_{IN} \tag{37}$$

$$V_{OUT} = \frac{1}{480} \times 2 \times 480 V = 2 V$$

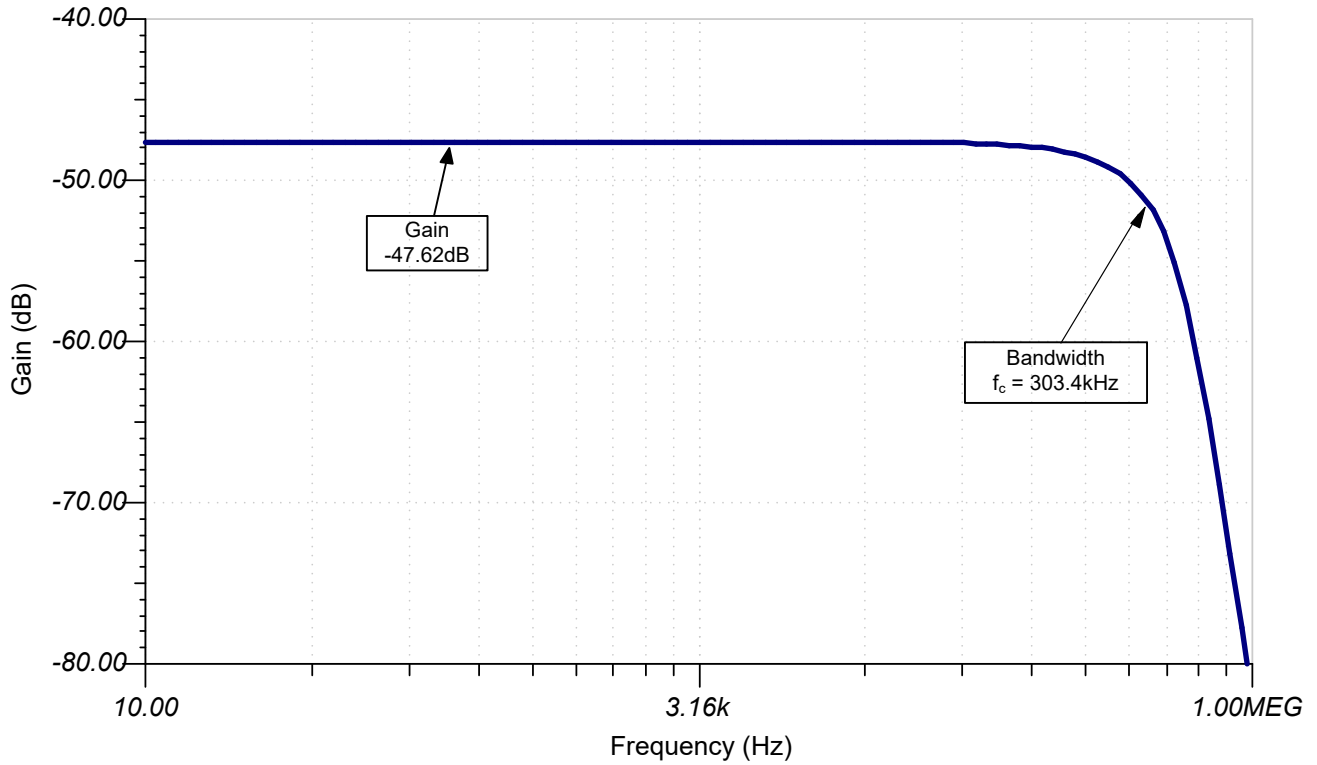
DC 전송 특성

다음 그래프는 ±800V 입력에 대해 AMC3330의 시뮬레이션된 차동 출력을 보여줍니다. 출력 전압은 이전 페이지에서 계산한 바와 같이 480V의 입력 전압에서 약 2V입니다.



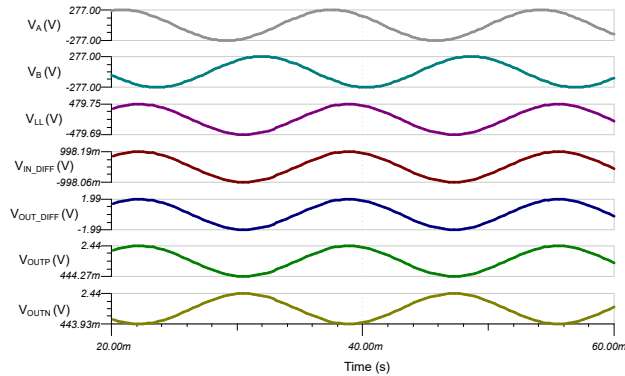
AC 전송 특성

시뮬레이션된 게인은 -47.62dB로, 전압 분할기 및 AMC3330의 예상 게인과 거의 일치합니다.



시뮬레이션 결과

다음 시뮬레이션은 AMC3330의 입력 및 출력 신호를 보여줍니다.



설계 레퍼런스

1. [절연 증폭기 전압 감지 Excel 계산기](#)
2. [아날로그 엔지니어의 회로 안내서](#)
3. [TI Precision Labs - 연산 증폭기](#)
4. [TI Precision Labs - 아날로그-디지털 컨버터](#)

주요 절연 연산 증폭기 설계

AMC3330	
입력 전압 범위	±1V
공칭 게인	2
입력 저항	0.8GΩ(일반)
작은 신호 대역폭	375kHz
입력 오프셋 전압 및 드리프트	±0.3mV(최대), ±4 μV/°C(최대)
게인 오류 및 드리프트	±0.2%(최대), ±45ppm/°C(최대)
비선형성 및 드리프트	0.02%(최대), ±0.4ppm/°C(일반)
절연 과도 과전압	6kV _{PEAK}
작동 전압	1.2kV _{RMS}
CMTI(공통 모드 과도 내성)	85kV/μs(최소)
AMC3330	

대체 절연 연산 증폭기 설계

ISO224B	
VDD1	4.5V~18V
VDD2	4.5V~5.5V
입력 전압 범위	±12V
공칭 게인	1/3
V _{OUT}	VDD2/2의 출력 공통 모드에서 차동 ±4V
입력 저항	1.25MΩ(일반)
작은 신호 대역폭	275kHz
입력 오프셋 전압 및 드리프트	±5mV(최대), ±15 μV/°C(최대)
게인 오류 및 드리프트	±0.3%(최대), ±35ppm/°C(최대)
비선형성 및 드리프트	0.01%(최대), ±0.1ppm/°C(일반)
절연 과도 과전압	7kV _{PEAK}
작동 전압	1.5kV _{RMS}
CMTI(공통 모드 과도 내성)	55kV/μs(최소)
ISO224	

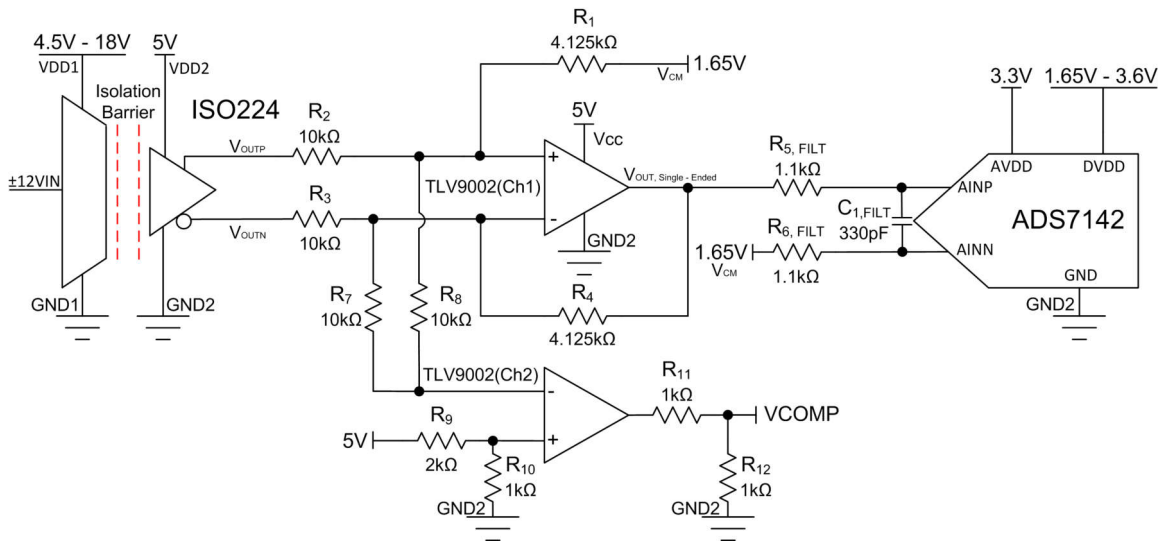
절연 증폭기와 의사 차동 입력 SAR ADC를 지원하는 ±12V 전압 감지 회로

ISO224 입력 전압	ISO224 출력(V _{OUTP} - V _{OUTN})	ADS7142 입력(의사 차동)	ADS7142 디지털 출력
12V	4V	3.3V	FFF _H
-12V	-4V	0V	000 _H

전원 공급 장치 및 레퍼런스 전압			
VDD1	VDD2 및 V _{CC}	AVDD	GND
4.5V~18V	5V	3.3V	0V

설계 설명

이 회로는 **ISO224** 절연 증폭기, **TLV9002** 연산 증폭기 및 **ADS7142** SAR ADC를 사용하여 ±12V 절연 전압 센서 측정을 수행합니다. **ISO224**는 1/3V/V의 고정 게인으로 ±12V 단일 종단 신호를 측정하고 출력 공통 모드 전압이 VDD2 / 2인 ±4V의 절연 차동 출력 전압을 출력할 수 있습니다. **TLV9002**의 채널 1은 **ISO224**의 출력을 **ADS7142**의 입력 범위에 맞게 조절하고, 채널 2는 **ISO224** 고장 안전 출력을 모니터링합니다. **ADS7142**는 1.65V~3.6V 범위의 AVDD의 최대 눈금 입력 및 레퍼런스 전압을 지원하는 듀얼 채널 ADC입니다. 이 안내서 회로의 **ADS7142** 듀얼 채널 입력은 **ISO224**로 양극 및 음극 신호를 모두 측정할 수 있는 의사 차동 구성에 사용됩니다. 이 회로는 **트레인 제어 및 관리 시스템, 아날로그 입력 모듈, 인버터 및 모터 제어**와 같은 여러 고전압 산업용 애플리케이션에 적용됩니다. 이 설계의 부품 선택에 대한 방정식 및 설명은 완제품의 요구 사항 및 시스템 사양을 기준으로 사용자 지정할 수 있습니다.



사양

사양	계산	시뮬레이션
140kSPS에서 안정화되는 과도 ADC 입력	403μV	88μV
조절되는 신호 범위	0V~3.3V	0V~3.3V
잡음(입력 시)	262μV _{RMS}	526μV _{RMS}
폐쇄형 루프 대역폭	175kHz	145kHz

설계 노트

1. **ISO224**는 넓은 입력 범위, 유연한 전원 구성 및 높은 정확도로 인해 선택되었습니다.
2. **ADS7142**는 초저전력, 높은 수준의 통합, 유연한 전원 구성, 작은 크기로 인해 선택되었습니다.
3. 비용 최적화, 구성 옵션, 작은 크기를 위해 **TLV9002** 연산 증폭기를 선택했습니다.
4. 낮은 임피던스, AVDD, V_{CM}을 위한 저잡음 소스 및 의사 차동 입력을 ADC의 공통 모드 전압을 설정하는 AINN으로 선택합니다.
5. ADC 최대 눈금 범위 및 공통 모드 사양을 찾아보세요. 이 내용은 부품 선택에서 설명합니다.
6. C_{FILT}용 COG 커패시터를 선택하여 왜곡을 최소화하십시오.
7. 최적의 성능을 위해 R_{FILT1,2} 이상용 0.1% 20ppm/°C 필름 저항을 사용하 왜곡을 최소화하는 것이 좋습니다.
8. **ADC 시스템에 대한 오프셋 및 게인 이해와 보장**에서는 오류 분석 방법을 설명합니다. 게인, 오프셋, 드리프트 및 잡음 오류를 최소화하는 방법에 대한 링크를 검토하십시오.
9. **TI Precision Labs - ADC** 교육 비디오 시리즈에서는 충전 버킷 회로 R_{FILT} 및 C_{FILT} 선택 방법을 설명합니다. 이러한 구성 요소 값은 증폭기 대역폭, 데이터 컨버터 샘플링 속도 및 데이터 컨버터 설계에 따라 달라집니다. 여기에 표시된 값은 이 예제에서 증폭기와 데이터 컨버터에 대해 우수한 안정화 및 AC 성능을 제공합니다. 설계가 수정되면 다른 RC 필터를 선택해야 합니다. 최적의 안정화 및 AC 성능을 위해 RC 필터를 선택하는 방법에 대한 설명은 **SAR ADC 프론트 엔드 구성 요소 선택 소개**를 참조하십시오.

부품 선택

1. 입력 전압 범위를 기반으로 절연 증폭기를 선택하고 출력 공통 모드 전압 및 출력 전압 범위를 결정합니다.

ISO224 전원 공급 장치는 고압측 전원 공급 장치의 경우 4.5V~18V, 저압측 전원 공급 장치의 경우 4.5V~5.5V가 됩니다. ISO224는 ±12V 단일 종단 입력 범위와 1/3V/V의 고정 게인을 지원하므로 이 예제에서는 공통 모드 전압인 VDD2/2, 2.5V에서 ±4V 차동 출력을 제공합니다.

$$\frac{\pm 12V_{IN, Single - Ended}}{3} = \pm 4V_{OUT, Differential} \text{ at } 2.5V \left(\frac{V_{DD2}}{2} \right) \text{ common - mode}$$

2. 작은 크기와 낮은 전력의 ADC를 선택하세요.

ADS7142는 의사 차동 구성에 사용할 수 있는 소형 저전력 듀얼 채널 ADC입니다. 최대 입력 범위는 레퍼런스 전압에 의해 설정되며 이 예에서는 AVDD, 3.3V와 동일합니다.

$$ADC_{Full - Scale Range} = V_{REF} = AVDD = 3.3V$$

의사 차동 측정에 필요한 ADC 공통 모드 전압을 찾으세요.

$$V_{CM} = \frac{V_{REF}}{2} = 1.65V$$

3. ISO224의 ±4V 차동, 2.5V 공통 모드 출력을 ADS7142의 3.3V 의사 차동, 1.65V 공통 모드 입력으로 변환할 수 있는 연산 증폭기를 선택합니다. 또한 ISO224의 고장 안전 출력 기능을 모니터링할 수 있는 두 번째 채널이 있는 연산 증폭기를 선택하는 것이 좋습니다.

TLV9002는 비용에 민감한 소형 애플리케이션에 최적화된 2채널, 레일 투 레일 입력 및 출력 증폭기입니다.

채널 1은 ISO224의 $\pm 4V$ 차동, 2.5V 공통 모드 출력을 1.65V 공통 모드 전압을 갖는 3.3V 피크 의사 차동 출력으로 변환하는 데 사용됩니다. $R_1 = R_4$ 및 $R_2 = R_3$ 인 경우 전송 기능은 다음 방정식에 의해 설정됩니다.

$$V_{OUT} = V_{OUTP} \left(\frac{R_4}{R_3} \right) + V_{OUTN} \left(\frac{R_1}{R_2} \right) + V_{CM}$$

신호는 $\pm 4V$ 에서 3.3V로 변환해야 합니다. 즉, 신호가 $3.3V / \pm 4V = 3.3V/8V$ 의 배수로 감소되어야 합니다. V_{CM} 을 이전에 계산된 값인 1.65V로 대체하고 R_2 및 R_3 을 $10k\Omega$ 으로 설정하면 다음과 같은 방정식이 생성됩니다.

$$3.3V = 4V \left(\frac{R_4}{10k\Omega} \right) + 1.65V \quad 0V = -4V \left(\frac{R_1}{10k\Omega} \right) + 1.65V$$

R_1 및 R_4 를 풀면 $4.125k\Omega$ 값이 생성됩니다.

이 주제에 대한 추가 정보는 [차동 출력\(절연\) 증폭기를 단일 종단 입력 ADC로 인터페이스](#) 애플리케이션 요약에서 볼 수 있습니다.

TLV9002의 채널 2는 ISO224의 고장 안전 출력 기능을 모니터링하는 데 사용됩니다. ISO224 고장 안전 출력 기능은 V_{IN} 핀의 입력 신호와 별개로 고압측 전원 공급 장치(V_{DD1})가 누락된 경우 활성 상태가 됩니다. TLV9002 채널 2 출력 (V_{COMP})은 시스템 컨트롤러의 GPIO 포트에 공급되며, 고장 안전 출력 기능이 활성화될 때마다 높아집니다. 자세한 내용은 [고장 안전 출력 기능](#) 애플리케이션 노트를 참조하십시오.

4. 입력 신호 및 140kSPS의 샘플링 속도를 설정하는 데 적합한 R_{1FILT} , R_{2FILT} 및 C_{FILT} 를 선택합니다.

R_{FILT} 및 C_{FILT} 값 구체화는 R_{FILT} 및 C_{FILT} 선택 방법을 보여주는 TI Precision Labs 동영상입니다. $1.1k\Omega$ 및 $330pF$ 의 최종 값은 획득 창 내에서 최하위 비트(LSB)의 $\frac{1}{2}$ 아래에 안정화되는 것으로 입증되었습니다.

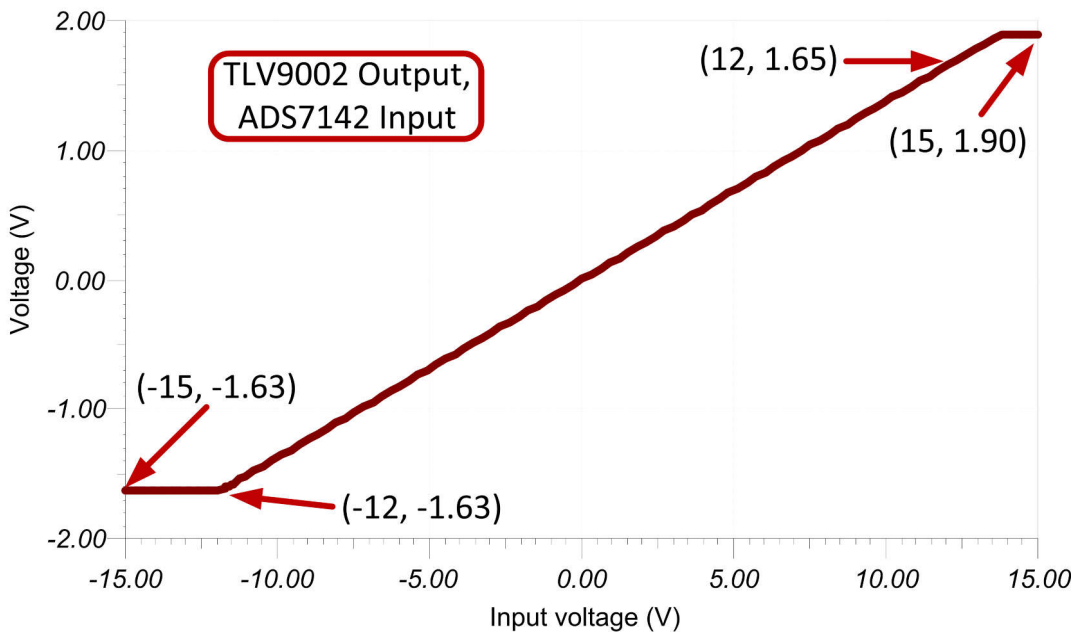
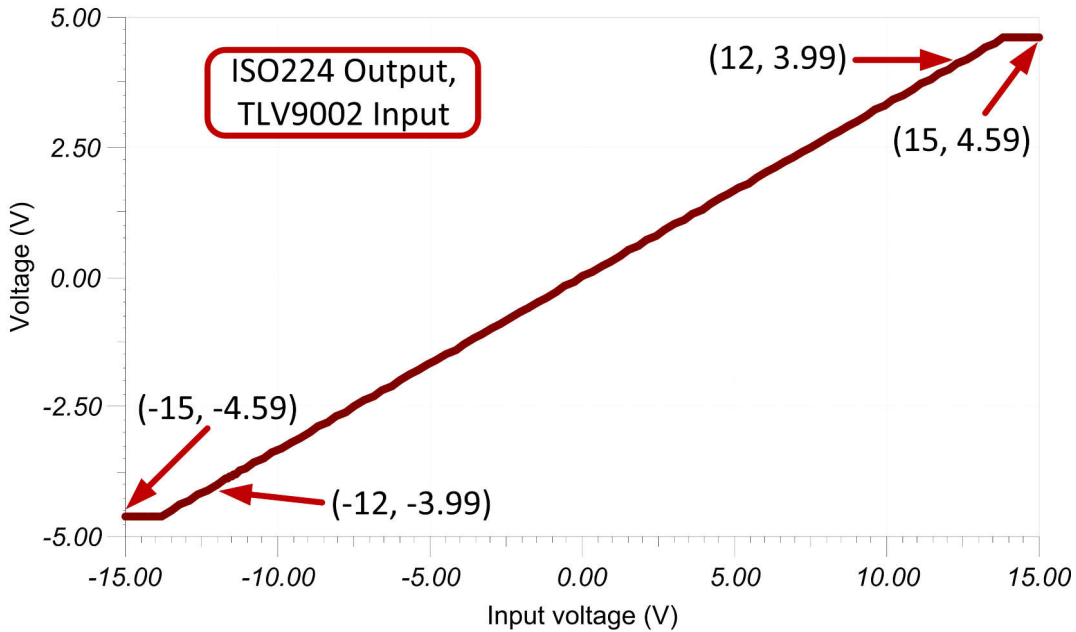
DC 전송 특성

다음 그래프는 ±15V 입력 신호에서 ISO224까지 TLV9002 및 ADS7142의 시뮬레이션된 입력을 보여줍니다. ISO224는 ±VIN/3의 선형 출력을 제공하며, 첫 번째 그래프에서 TLV9002에 대한 입력을 볼 수 있습니다. 두 번째 그래프는 TLV9002가 VIN/2.43까지 게인을 더욱 줄이고 공통 모드를 1.665V로 이동함을 보여줍니다. 따라서 AVDD = VREF = 3.3V인 ADC의 0V~3.3V 최대 눈금 범위(FSR)를 사용해 최대 눈금 범위 ±12V 입력 신호를 얻을 수 있습니다.

다음 전송 함수는 ISO224 및 TLV9002의 게인이 1/7.28V/V임을 보여줍니다.

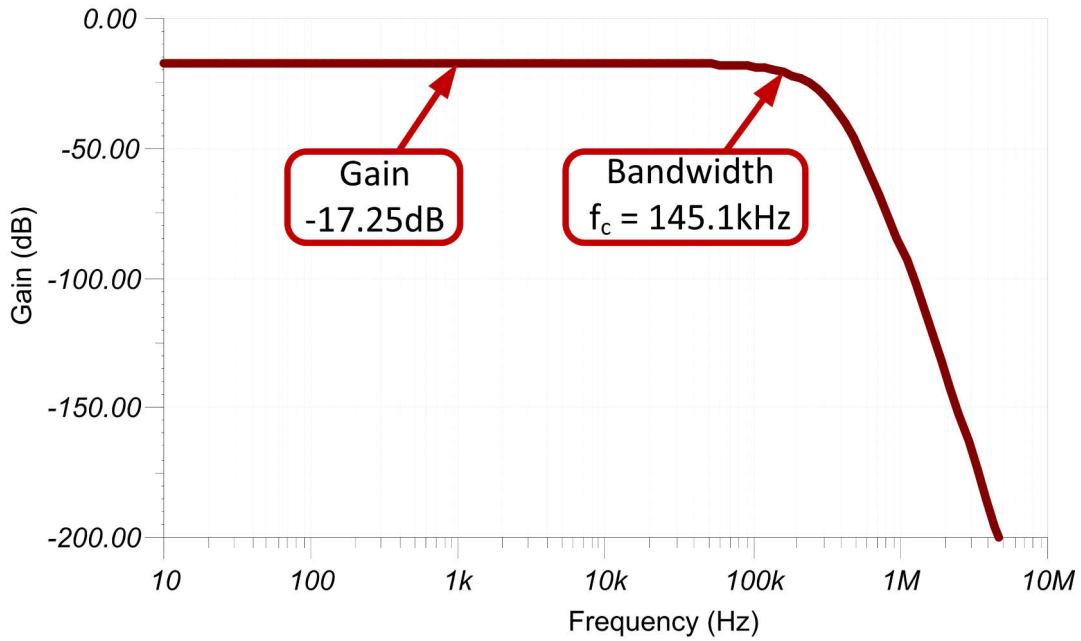
$$\text{Gain}_{\text{ISO224}} \times \text{Gain}_{\text{TLV9002}} \times V_{\text{IN}} = V_{\text{OUT}}$$

$$\frac{1}{3} \times \frac{1}{2.43} \times 12V = \frac{1}{7.28} \times 12V = 1.65V$$



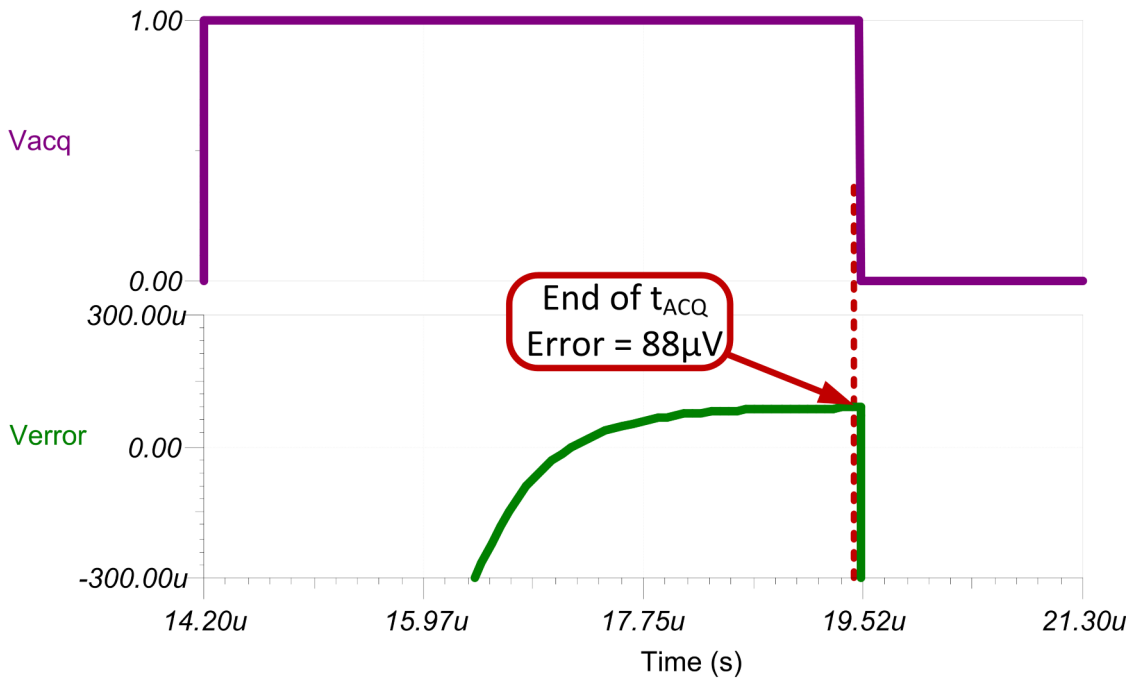
AC 전송 특성

신호 체인의 시뮬레이션된 대역폭은 약 145kHz이며 게인은 -17.25dB입니다. 이는 약 0.137V/V(감쇠비 1/7.28V/V)의 선형 게인입니다. 이는 시스템의 예상 게인과 일치합니다.



과도 ADC 입력 정착 시뮬레이션

다음 시뮬레이션은 수집 시간이 5.3μs인 과도 고정 결과를 보여줍니다. 88μV 잡음은 0.5 × LSB 한계인 403μV 이내입니다. 이 주제에 대한 자세한 이론은 [Rfik 및 Cfik 값 구체화](#)를 참조하십시오.



잡음 시뮬레이션

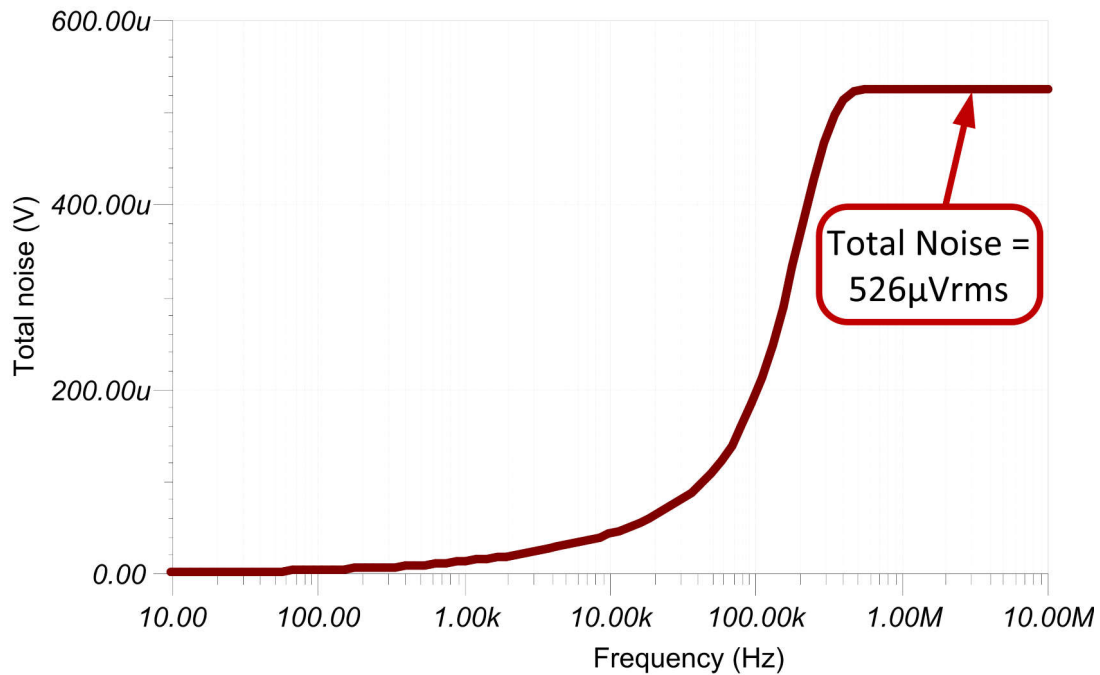
ADC 입력에 표시된 시뮬레이션된 잡음이 예상 계산된 잡음보다 큼니다. 이 차이는 계산에 포함되지 않은 시뮬레이션 모델에서 잡음 피킹으로 인한 것입니다. 다음 방정식은 ISO224 잡음이 신호 체인을 지배하며 TLV9002의 잡음은 무시할 수 있는 수준입니다. 이 주제에 대한 자세한 이론은 [ADC 시스템의 총 잡음 계산](#)을 참조하십시오.

$$E_n = \text{Gain}(e_n) = \sqrt{(1.57 \times \text{BW})}$$

$$E_{n\text{ISO224A}} = \frac{1}{3} \times \frac{1}{2.43} \left(\frac{4\mu\text{V}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right) \times \sqrt{1.57 \times 145\text{kHz}} = 262\mu\text{VRMS}$$

$$E_{n\text{TLV9002}} = \frac{1}{2.43} \left(\frac{27\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right) \times \sqrt{1.57 \times 145\text{kHz}} = 5\mu\text{VRMS}$$

$$E_{n\text{ISO224A} + \text{TLV9002}} = E_{n\text{ISO224A}} + E_{n\text{TLV9002}} = \sqrt{262^2\mu\text{VRMS} + 5^2\mu\text{VRMS}} = 262\mu\text{VRMS}$$



설계 레퍼런스

TI의 포괄적인 회로 라이브러리에 대한 [아날로그 엔지니어의 회로 안내서](#)를 참조하십시오.

주요 파일 링크

절연 설계를 위한 TINA 파일: [SBAC226](#).

주요 장치 설계

장치	주요 기능	링크	유사 장치
ISO224	±12V 단일 종단 입력 범위, 1/2의 고정 게인, ±4V 차동 출력, 2.5V의 출력 공통 모드 전압, 4.5V~18V 고압측 전원 공급 장치, 4.5V~5.5V 저압측 전원 공급 장치, 입력 오프셋 산출: 25°C에서 ±5mV, 최대 ±42µV/°C, 게인 오류: 25°C에서 ±0.3%, 최대 ±50ppm/°C, 비선형성: 최대 ±0.01%, ±1ppm/°C, 1.25MΩ의 고입력 임피던스	ISO224	www.ti.com/isoamps
ADS7142	AVDD로 듀얼 채널, 최대 눈금 입력 범위 및 레퍼런스 세트, 기본적으로 12비트 성능, 고정 밀 모드의 16비트 성능, 600SPS에서 0.45µA의 매우 낮은 전류 소비.	ADS7142	https://www.ti.com/PrecisionADCs
TLV9002	듀얼 채널, 레일 투 레일 입력 및 출력 증폭기, 27nV/√Hz의 저광대역 잡음, ±0.04mV의 저 입력 오프셋 전압.	TLV9002	https://www.ti.com/opamps

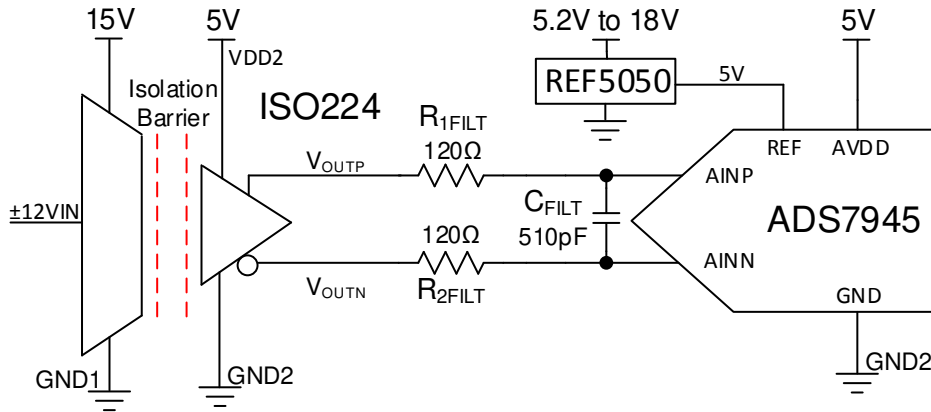
절연 증폭기와 차동 입력 SAR ADC를 지원하는 ±12V 전압 감지 회로

ISO224 입력 전압	ISO 출력, ADC 입력(V _{OUTP} - V _{OUTN})	디지털 출력 ADS7945
+12V	+4V	1999 _H
-12V	-4V	E666 _H

전원 공급 장치 및 레퍼런스 전압		
VDD1	VDD2 및 AVDD	REF5050 외부 레퍼런스
15V	5V	5V

설계 설명

이 회로는 **ISO224** 절연 증폭기와 **ADS7945** SAR ADC를 활용하여 ±12V 절연 전압 센서 측정을 수행합니다. **ISO224**는 1/3V/V의 고정 게인으로 ±12V의 진정한 차동 신호를 측정하고 출력 공통 모드 전압이 VDD2 / 2인 절연 차동 출력 전압을 출력할 수 있습니다. **ADS7945**는 ±V_{REF}의 풀 스케일 입력 전압과 V_{REF} / 2 ±200mV의 공통 모드 입력 전압을 갖춘 완전 차동 입력 ADC입니다. +5V 레퍼런스를 선택하면 ADS7945가 **ISO224**의 풀 스케일 및 공통 모드 출력을 수용할 수 있습니다. 완전 차동 입력 ADC로 **ISO224** 출력을 캡처하면 단일 종단 변환보다 시스템 동적 범위가 두 배 더 높아집니다. **보호 릴레이, 채널 간 절연 ±10V 아날로그 입력 카드, 인버터 및 모터 제어**와 같은 다양한 고전압 산업용 애플리케이션이 있습니다. 이 설계의 부품 선택에 대한 방정식 및 설명은 시스템 사양 및 요구 사항을 기준으로 사용자 지정할 수 있습니다.



사양

사양	계산	시뮬레이션
100ksp/s에서 안정화되는 과도 ADC 입력	305μV	11μV
조절되는 신호 범위	±4V	±4V
잡음(입력 시)	1.9mV _{RMS}	1.73mV _{RMS}
폐쇄형 루프 대역폭	175kHz	185kHz

설계 노트

1. **ADS7945**는 저전력 및 **ISO224**와 호환 아날로그 입력 구조로 인해 선택되었습니다.
2. 원하는 입력 신호 범위에 대한 시스템의 선형 작동을 확인하십시오. 이는 DC 전송 특성 섹션의 시뮬레이션을 사용하여 검증됩니다.
3. C_{FILT} 용 COG 커패시터를 선택하여 왜곡을 최소화하십시오.
4. **ADC 시스템에 대한 오프셋 및 게인 이해와 보장**에서는 오류 분석 방법을 다룹니다. 게인, 오프셋, 드리프트 및 잡음 오류를 최소화하는 방법에 대한 링크를 검토하십시오.
5. **TI Precision Labs - ADC** 교육 비디오 시리즈에서는 충전 버킷 회로 R_{FILT} 및 C_{FILT} 선택 방법을 다룹니다. 이러한 구성 요소 값은 증폭기 대역폭, 데이터 컨버터 샘플링 속도 및 데이터 컨버터 설계에 따라 달라집니다. 여기에 표시된 값은 이 예제에서 증폭기와 데이터 컨버터에 대해 우수한 안정화 및 AC 성능을 제공합니다. 설계가 수정되면 다른 RC 필터를 선택해야 합니다. 최적의 안정화 및 AC 성능을 위해 RC 필터를 선택하는 방법에 대한 설명은 **SAR ADC 프론트 엔드 구성 요소 선택 소개**를 참조하십시오.

부품 선택

1. 입력 전압 범위를 기반으로 절연 증폭기를 선택하고 출력 공통 모드 전압 및 출력 전압 범위를 결정합니다.

ISO224:

- $\pm 12\text{-V}$ 단일 종단 입력 범위
 - $\pm 1/3$ 의 고정 게인과 4V 차동 출력 산출
 - +2.5V의 출력 공통 모드 전압
 - 4.5V~18V 고압측 전원 공급 장치, 4.5V~5.5V 저압측 전원 공급 장치
 - 입력 오프셋: 25°C에서 $\pm 5\text{mV}$, 최대 $\pm 42\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
 - 게인 오류: 25°C에서 $\pm 0.3\%$, 최대 $\pm 50\text{ppm}/^\circ\text{C}$
 - 비선형: 최대 $\pm 0.01\%$, $\pm 1\text{ppm}/^\circ\text{C}$
 - $1.25\text{M}\Omega$ 의 고입력 임피던스
2. ISO224의 +2.5V 공통 모드 및 $\pm 4\text{V}$ 차동 출력과 페어링하려면 적절한 공통 모드 및 차동 입력 범위를 갖춘 ADC를 선택하십시오.

ADS7945:

- $\pm 5\text{V}$ 최대 아날로그 입력 범위
 - \pm 전압 레퍼런스로 설정된 최대 눈금 입력 범위
 - $V_{REF}/2 \pm 0.2\text{V}$ 의 입력 공통 모드 범위
 - 2.7V~5.25V 전원 공급 장치
 - 84의 높은 SNR, 2Msps에서 11.6mW의 저전력
3. **ISO224**의 2.5V 공통 모드 출력과 ADS7945의 $V_{REF}/2 \pm 0.2\text{V}$ 공통 모드 입력 전압으로 설정된 공통 모드 제약 조건을 지원하는 전압 레퍼런스를 선택합니다. 즉, 레퍼런스 출력 전압은 5V여야 하고, 저잡음이며, 구성 가능한 입력 전압이 선호됩니다.

REF5050:

- 5-V 출력

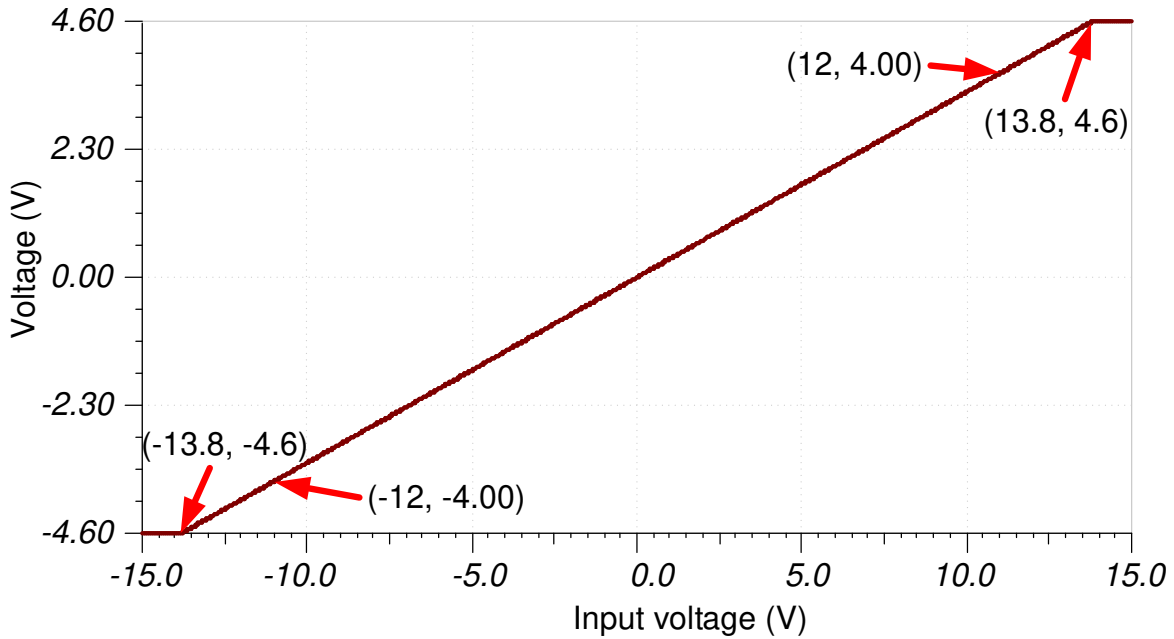
- 5.2V~18V 입력 전압 전원 공급 장치
 - 3μVPP/V 잡음
4. 입력 신호 및 100kSPS의 샘플링 속도를 설정하는 데 적합한 R_{1FILT}, R_{2FILT} 및 C_{FILT}를 선택합니다.

R_{FILT} 및 C_{FILT} 값 구체화는 R_{FILT} 및 C_{FILT} 선택 방법을 보여주는 TI Precision Labs 동영상입니다. 120Ω 및 510pF의 최종 값은 획득 창 내에서 최하위 비트(LSB)의 ½ 아래에 안정화되는 것으로 입증되었습니다.

DC 전송 특성

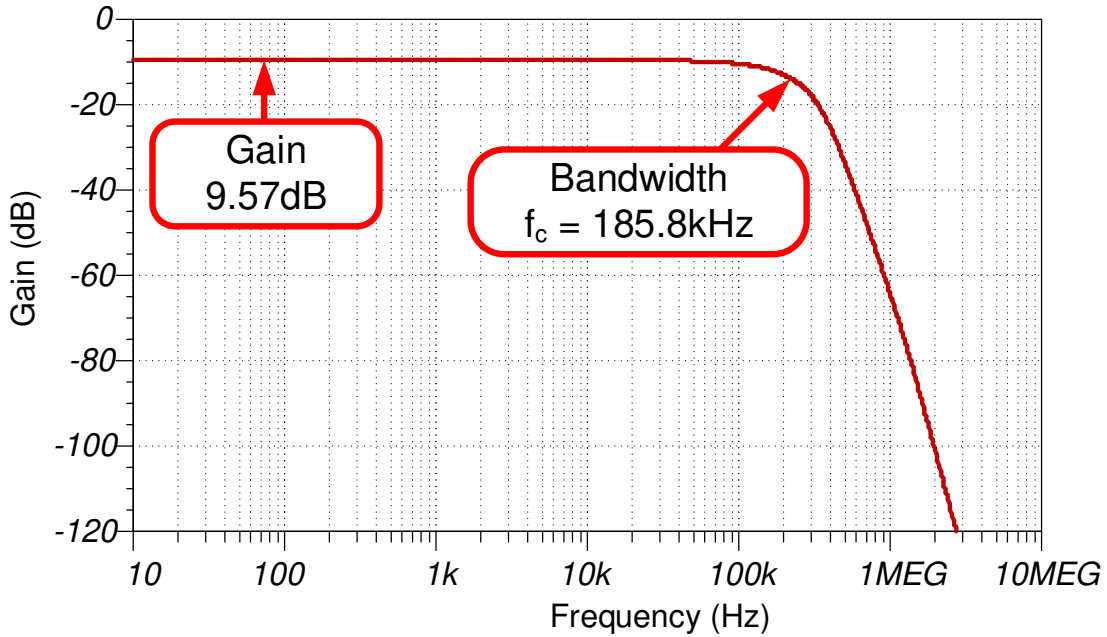
다음 그래프는 ±15V 입력의 시뮬레이션된 출력을 보여줍니다. 원하는 선형 범위는 ±12V 입력에 대한 ±4V 출력입니다. 이 시뮬레이션을 통해 선형 출력 범위가 약 ±4.6V로 요구 사항을 훨씬 뛰어넘는 것을 알 수 있습니다.

전송 기능은 ISO224 게인이 1/3(즉, 게인 · V_{IN} = V_{OUT}, (1/3) · (12V) = 4V)임을 보여줍니다.



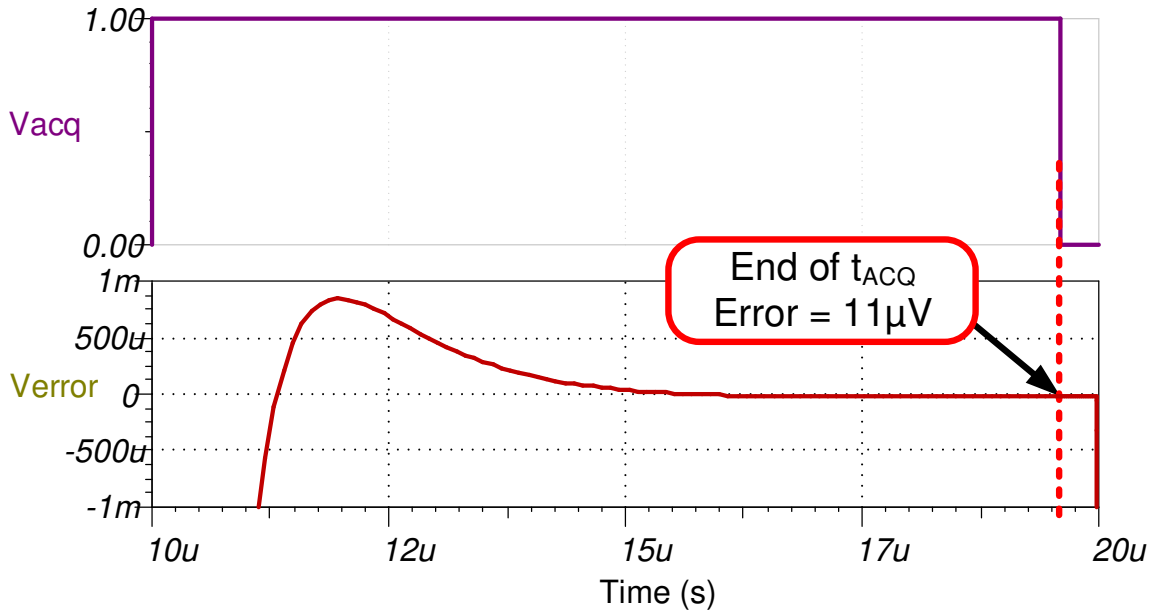
AC 전송 특성

시뮬레이션된 대역폭은 약 186kHz이며 게인은 ISO224의 예상 게인과 대역폭과 거의 일치하는 -9.57dB(또는 0.332V/V)입니다(fc = 175kHz, 게인 = 0.333V/V 지정).



과도 ADC 입력 정착 시뮬레이션

다음 시뮬레이션은 수집 시간이 9.6μs인 과도 고정 결과를 보여줍니다. 11μV 정착 오류는 $0.5 \times \text{LSB}$ 한계인 305μV 이내입니다. 이 주제에 대한 자세한 이론은 [Rfilt 및 Cfilt 값 구체화](#)를 참조하십시오.



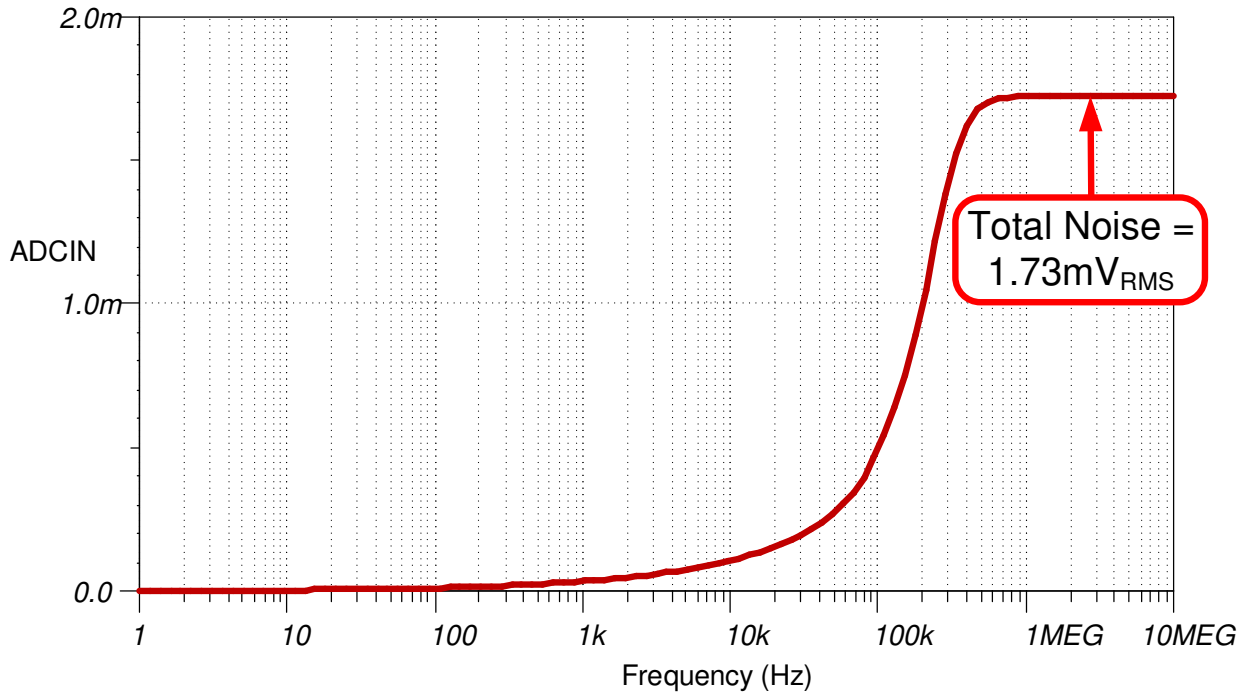
잡음 시뮬레이션

다음 잡음 계산은 ISO224의 잡음만 살펴봅니다. ISO224 잡음은 회로의 다른 잡음 소스보다 상당히 높기 때문에 전체 잡음을 ISO224 잡음으로 근사할 수 있습니다. B 등급에도 동일한 방법을 사용할 수 있습니다.

$$E_{nISO224A} = \text{Gain}(e_n)\sqrt{1.57 \cdot BW}$$

$$E_{nISO224A} = \frac{1}{3}(4\mu\text{V} / \sqrt{\text{Hz}})\sqrt{1.57 \cdot 176\text{kHz}} = 0.7\text{mV}_{\text{RMS}}$$

시뮬레이션된 잡음이 예상 계산된 잡음보다 큼니다. 이 차이는 시뮬레이션 모델에서 잡음 피킹으로 인한 것입니다. 잡음 피킹은 계산에 포함되지 않습니다. 이 주제에 대한 자세한 이론은 [ADC 시스템의 총 잡음 계산](#)을 참조하십시오.



주요 장치 설계

장치	주요 기능	링크	유사 장치
ISO224	±12V 단일 종단 입력 범위, 1/4의 고정 게인, ±4V 차동 출력, +2.5V의 출력 공통 모드 전압, 4.5V~18V 고압측 전원 공급 장치, 4.5V~5.5V 저압측 전원 공급 장치, 입력 오프셋 산출: 25°C에서 ±5mV, 최대 ±42µV/°C, 게인 오류: 25°C에서 ±0.3%, 최대 ±50ppm/°C, 비선형성: 최대 ±0.01%, ±1ppm/°C, 1.25MΩ의 고입력 임피던스	www.ti.com/product/ISO224	www.ti.com/isoamps
ADS7945	±5V 최대 아날로그 입력 범위, ±전압 레퍼런스로 설정된 최대 눈금 입력 범위, V _{REF} /2 ±0.2V 입력 공통 모드 범위, 2.7V~5.25V 전원 공급 장치, 84의 높은 SNR, 2Msps에서 11.6mW의 저전력	www.ti.com/product/ADS7945	http://www.ti.com/opamps
REF5050	3ppm/°C 드리프트, 0.05% 초기 정확도, 4µVpp/V 잡음	www.ti.com/product/REF5050	http://www.ti.com/vref

설계 레퍼런스

TI의 포괄적인 회로 라이브러리에 대한 [아날로그 엔지니어의 회로 안내서](#)를 참조하십시오.

주요 파일 링크

[절연 설계를 위한 TINA 파일을](#) 참조하십시오.

절연 부족 전압 및 과전압 감지 회로

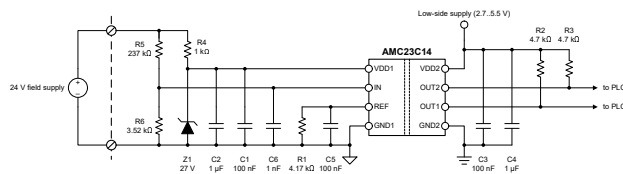
설계 목표

과전압 레벨	부족 전압 레벨	저압측 V _{DD}	고압측 V _{DD}	과도 응답 시간
28.8V	20.4V	2.7V~5.5V	24V	360ns

설계 설명

이 고속, 절연 부족 전압 및 과전압 감지 회로는 조정 가능한 임계값(AMC23C14)을 지원하는 듀얼 절연 윈도우 콤퍼레이터로 구현됩니다. 이 회로는 컨트롤러 측에서 원격 모듈 공급 전압이 유효한 범위에 있는지 감지해야 하는 산업용 필드 공급 애플리케이션용으로 설계되었습니다.

AMC23C14는 100kV/μs(최소)의 높은 CMTI, 조정 가능한 듀얼 윈도우 콤퍼레이터 임계값, 넓은 고압측 공급 전압 범위(3V~27V), 확장된 산업용 온도 범위(-40°C~+125°C)를 지원하는 강력한 강화 절연을 위해 선택되었습니다.



부족 전압 및 과전압 감지 회로 회로도

설계 노트

- 오류를 최소화하려면 전압 분할기(R₅ 및 R₆) 및 임계값 설정 저항(R₁)에 정밀 저항을 선택하십시오.
- AMC23C14는 필드 공급에서 전원을 받으며 제너 다이오드와 셉트 저항을 사용하여 30V를 초과하는 전압(절대 최대 공급)에 대해 보호됩니다.
- 원하는 작동 전압 범위를 기반으로 전압 분할기 및 임계값 설정 저항을 선택하십시오.

설계 단계

- 전원 공급 장치가 최소 유효 작동 전압 20.4(24V - 15%)를 초과할 때 고정된 내부 300mV 임계값을 트립하는 데 필요한 전압 분할기 비율을 결정합니다. V_{supp}가 원하는 작동 전압 24V일 때 전압 분할기의 총 저항 크기를 조정하여 전류를 100μA로 설정합니다.

$$IN = V_{supp} \left(\frac{R_6}{R_5 + R_6} \right)$$

$$300 \text{ mV} = 20.4 \text{ V} \left(\frac{R_6}{R_5 + R_6} \right)$$

$$V_{supp} = 100 \mu\text{A} \times (R_5 + R_6)$$

$$24 \text{ V} = 100 \mu\text{A} \times (R_5 + R_6)$$

방정식 시스템을 해석하면 R₅ = 236kΩ, R₆ = 3.52 kΩ이 됩니다.

- **아날로그 엔지니어의 계산기**를 사용할 경우 가장 가까운 E96 저항 값은 237kΩ 및 3.48kΩ입니다.
2. 전원 공급 장치가 28.8V(24V + 20%)를 초과할 때 임계값 조정 가능 콤퍼레이터를 트립하도록 임계값 설정 저항의 크기를 조정합니다.

$$I_N = V_{supp} \left(\frac{R_6}{R_5 + R_6} \right)$$

$$I_N = 28.8 V \left(\frac{3.52 k\Omega}{237 k\Omega + 3.52 k\Omega} \right)$$

$$I_N = 0.42 V$$

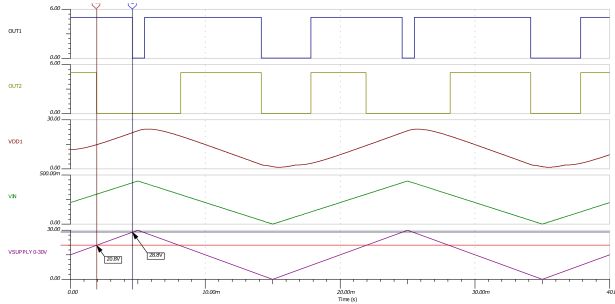
$$V_{ref} = I_N$$

$$R_1 = \frac{V_{ref}}{I_{ref}} = \frac{0.42 V}{100 \mu A} = 4.2 k\Omega$$

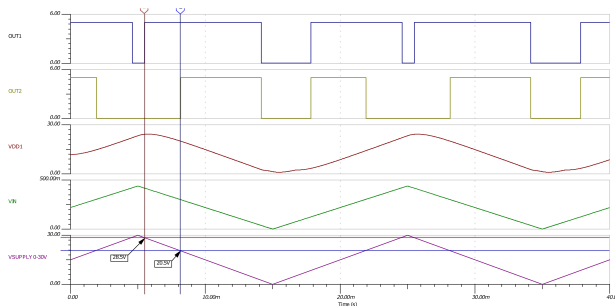
3. 권장 작동 공급 전압보다 높은 전압으로부터 AMC23C14를 보호하기 위해 27V 제너 다이오드를 선택합니다.

설계 시뮬레이션

다음 이미지는 부족 전압 및 과전압 감지 회로의 SPICE 시뮬레이션 파형입니다. 포함된 것은 VDD1 입력으로, 제너 다이오드가 작동 범위 외부의 전압으로부터 VDD1 입력을 보호함을 보여줍니다. **부족 전압 및 과전압 감지 회로 상승의 SPICE 시뮬레이션 - 상승**에는 출력 트리거 지점이 상승 입력 전압에 위치하는 Spice 시뮬레이션을 표시했습니다. **부족 전압 및 과전압 감지 회로 상승의 SPICE 시뮬레이션 - 하강**에도 비슷한 이미지가 표시되어 있지만, 출력 트리거 지점이 하강 입력 전압에 위치하고 있습니다. 두 그림을 비교해 보면, 트리거 지점이 0.3V 다르고 하강 전압 입력이 트리거 값이 더 낮다는 차이가 있습니다.



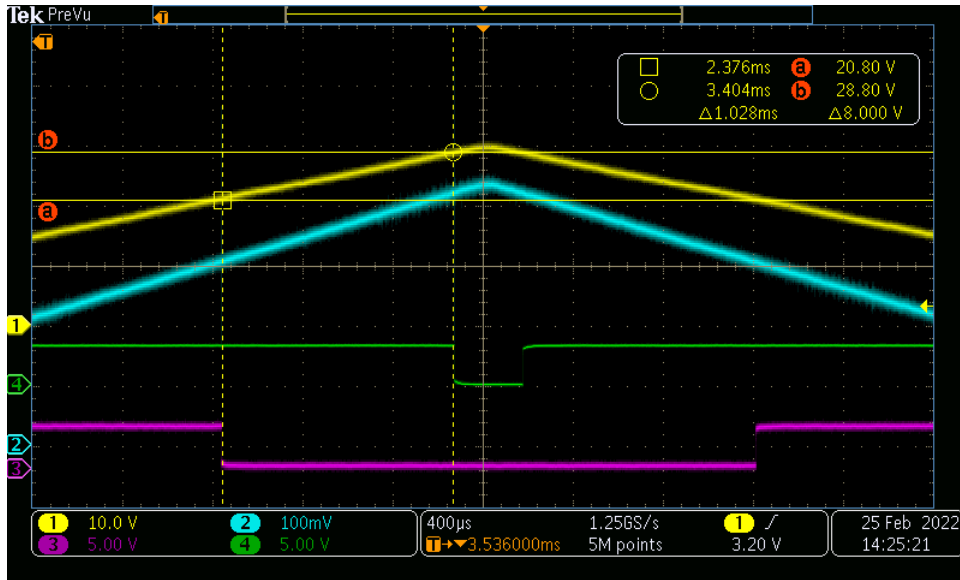
부족 전압 및 과전압 감지 회로 상승의 SPICE 시뮬레이션 - 상승



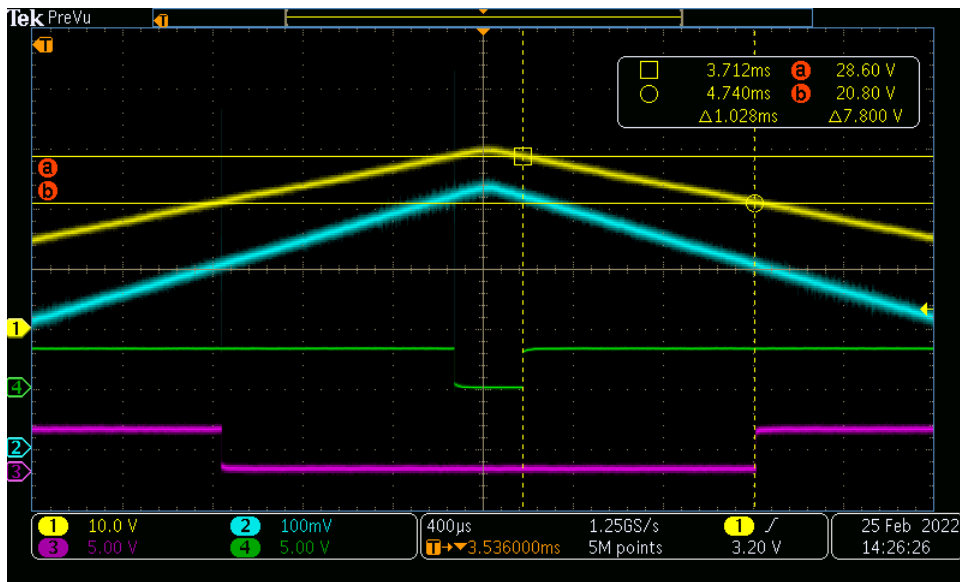
부족 전압 및 과전압 감지 회로 상승의 SPICE 시뮬레이션 - 하강

측정된 응답

다음 이미지는 부족 전압 및 과전압 감지 회로에서 측정된 출력을 보여주며, 출력을 V_{supp} 전압(트레이스 1)과 비교합니다. AMC23C14에는 일반적으로 VDD2로 풀업되는 오픈 드레인 출력이 있으며, 입력 전압이 각 콤퍼레이터의 임계값 전압을 초과할 때 저압으로 구동됩니다. 이러한 측정에서 OUT1(트레이스 3)은 V_{supp} 가 28.8V를 초과할 경우 저압으로 전환되고, OUT2는 V_{supp} 가 20.8V를 초과하면 저압으로 전환됩니다. 부품 변동과 콤퍼레이터 이력현상이 트립 임계값에 영향을 줄 수 있지만, 이 경우에는 트립 지점이 원하는 값의 1% 미만 이내에 있게 됩니다. V_{supp} 가 상승 또는 하강하면 전압 임계값이 약간 변합니다. 두 번째 파형은 OUT1이 28.8V 대신 28.6V에서 트리거하는 것을 보여줍니다.

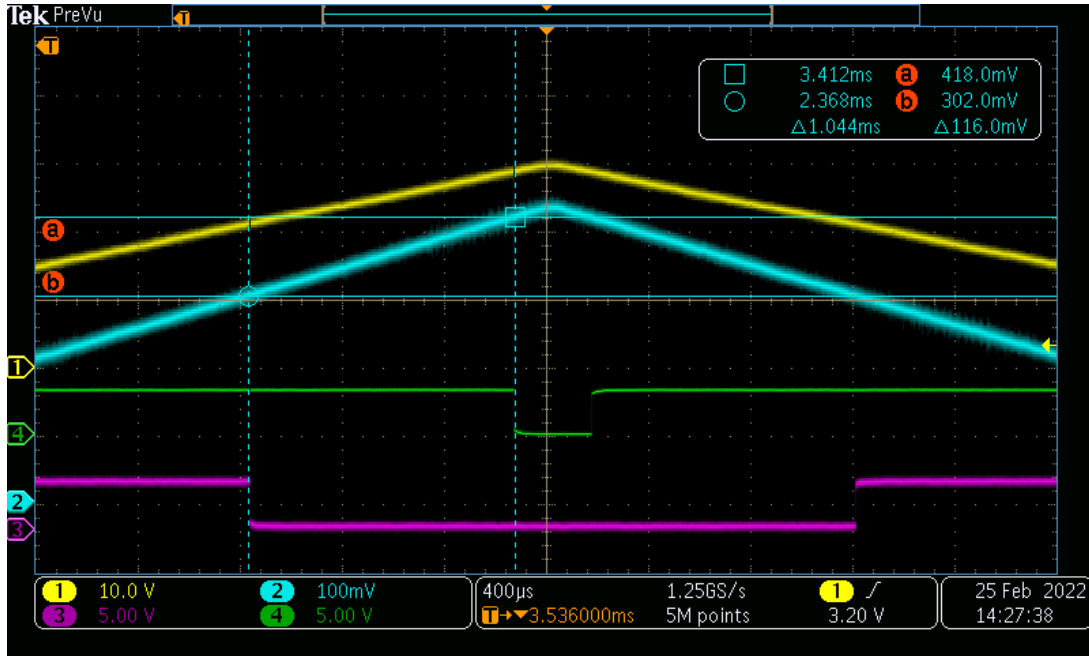


V_{supp} 가 증가하는 파형 캡처

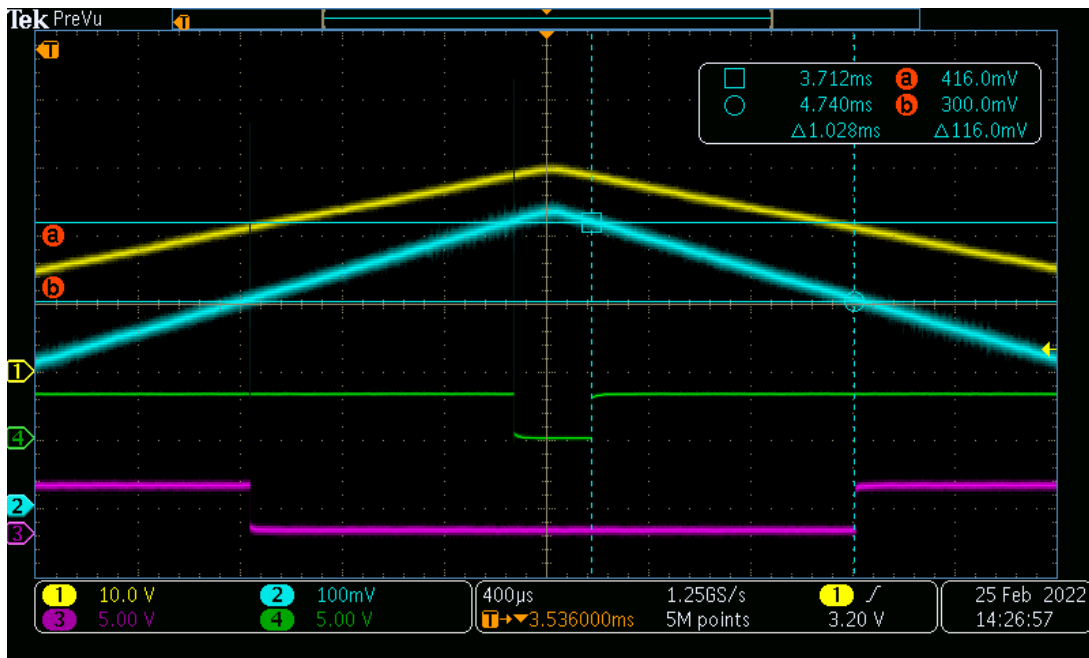


V_{supp} 가 감소하는 파형 캡처

다음 이미지는 부족 전압 및 과전압 감지 회로에서 측정된 출력을 보여주며, AMC23C14 출력을 VIN 전압(트레이스 2)과 비교합니다. 이러한 측정을 통해, 콤퍼레이터 트립 임계값이 300mV에서 내부 콤퍼레이터 임계값으로 설정한 값과 일치하며, 설계 단계 섹션의 2 방정식에 정의된 대로 420mV에서 외부에서 설정된 임계값과 일치함을 확인할 수 있습니다.



V_{supp} 가 증가할 때 IN의 파형



V_{supp} 가 감소할 때 IN의 파형

주요 장치 설계

장치	주요 기능	장치 링크
<p>AMC23C14</p>	<ul style="list-style-type: none"> • 넓은 고압측 공급 범위: 3V~27V • 저압측 공급 범위: 2.7V~5.5V • 듀얼 윈도우 콤파레이터: <ul style="list-style-type: none"> - 윈도우 콤파레이터 1: $\pm 20\text{mV} \sim \pm 300\text{mV}$ 조정 가능 임계값 - 윈도우 콤파레이터 2: $\pm 300\text{mV}$ 고정 임계값 • 양극 콤파레이터 모드 지원: <ul style="list-style-type: none"> - Cmp0: 600mV~2.7V 조정 가능 임계값 - Cmp2: 300mV 고정 임계값 - Cmp1 및 Cmp3: 비활성화됨 • 임계값 조정 기준: 100μA, $\pm 2\%$ • 트립 임계값 오류: 250mV에서 $\pm 1\%$(최대) • 전파 지연: 290ns(일반) • 높은 CMTI: 15kV/μs(최소) • 오픈 드레인 출력 • 안전 관련 인증: <ul style="list-style-type: none"> - DIN VDE V 0884-11에 따른 7000V_{pk} 강화 절연 - UL1577에 따라 1분간 5000V_{RMS} 절연 • 확장된 산업용 온도 범위에서 완전하게 지정: -40°C~+125°C 	<p>장치: AMC23C14 유사 장치: 절연 증폭기</p>

설계 레퍼런스

TI의 포괄적인 회로 라이브러리에 대한 [아날로그 엔지니어의 회로 안내서](#)를 참조하십시오.

텍사스 인스트루먼트, [AMC23C14 AMC23C14 듀얼, 빠른 응답, 강화 절연 윈도우 콤파레이터, 임계값 조정 가능](#) 데이터 시트

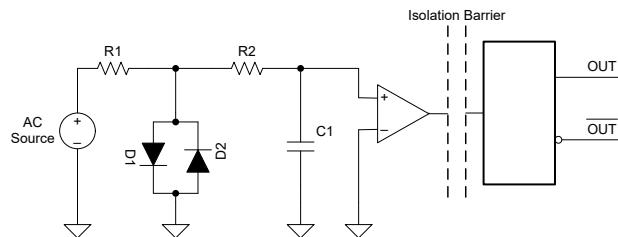
절연 제로 크로스 감지 회로

설계 목표

높음 측면 공급	입력 전압	작동 전압	저압측 공급	출력 전압
12 V	$\pm 170V_{pk}$ 사인파	$\geq 400V_{RMS}$	3.3V~5.0V $\pm 10\%$	\leq 저압측 공급

설계 설명

제로 크로싱 감지기 회로는 AC 입력이 제로 크로스 레퍼런스 전압을 넘어서면 출력 상태를 변경합니다. 이 설계는 인버팅 및 비인버팅 디지털 출력을 사용한 AC 사인파의 제로 크로싱 감지를 위한 단일 칩 솔루션입니다. 회로는 콤퍼레이터 인버팅 입력을 접지로 설정하고 비인버팅 입력에 클램핑되는 사인파를 적용하여 생성됩니다. 입력 전압은 R1과 반 평행 다이오드 한 쌍에 의해 클램핑됩니다. 이 경우 감쇠기 대신 다이오드를 사용하여 제로 크로싱 가까이에 있는 입력의 회전을 최대화하여 출력 지연 시간을 줄입니다. 이 회로는 제어 회로의 AC 라인 제로 크로스 감지에서 대기 및 오프 모드 전력 소비를 줄이는 데 사용됩니다.



절연 제로 크로스 감지 회로 회로도

설계 노트

1. 회로는 절연 장벽 전체에서 750V의 작동 전압을 처리할 수 있어야 합니다.
2. IN+에서 최대 입력 전압은 $\pm 1V$ 여야 합니다.
3. 인버팅 및 비인버팅 출력이 필요합니다.
4. R1을 통해 흐르는 최대 전류는 $100\mu A \pm 10\%$ 입니다.
5. 스트링에 있는 각 저항의 작동 전압을 최대 $100V \pm 10\%$ 로 제한하십시오.
6. 입력 AC 소스 전압은 $120V_{RMS}$ 이고, 더 높은 AC 전압도 부품 수정으로 손쉽게 수용할 수 있습니다. 자세한 내용은 [대체 설계](#) 섹션을 참조하십시오.
7. AC 제로 크로스에서의 입력 전압이 $\pm 30mV$ 를 넘지 않도록 하십시오.

설계 단계

1. 이상적 R1 저항 값을 결정합니다. 최대 피크 입력 전압 $120V_{RMS} \times \sqrt{2} = 170V_{PK}$. 다이오드 D1의 순방향 전압은 0에 가깝고 이 계산에는 포함되지 않습니다.

$$R1 = \frac{170 V_{PK}}{100 \mu A} = 1.70 M\Omega$$

2. R1을 3개의 동일한 저항으로 분할하여 저항당 100V 이하의 설계 제한을 유지합니다.

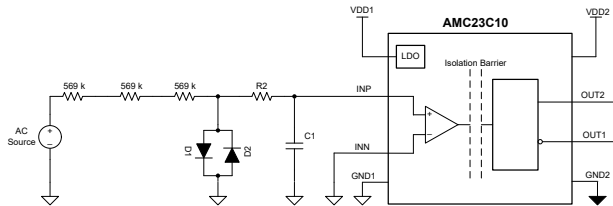
$$R1 = \frac{1.70 M\Omega}{3} = 566.66 k\Omega$$

3. **아날로그 엔지니어의 계산기**를 사용하여 R1에 대한 표준 E96 1% 저항 값을 찾을 수 있습니다. 가장 가까운 값은 569kΩ입니다.
4. 안티 병렬 다이오드를 선택합니다. R1을 통해 공급되는 100μA와 함께 최소 ±350mV의 순방향 전압을 제공할 다이오드를 선택합니다.
5. 옵션 - R2 및 C1에 의해 정의된 VINP의 저역 필터를 설계합니다. 주파수 응답은 다음과 같이 정의됩니다.

$$F_C = \frac{1}{2\pi \times R2 \times C1}$$

개정된 설계

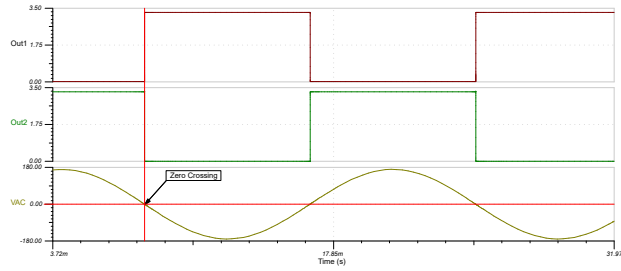
다음 회로도에는 AMC23C10을 사용하여 개정된 설계의 구현을 보여줍니다.



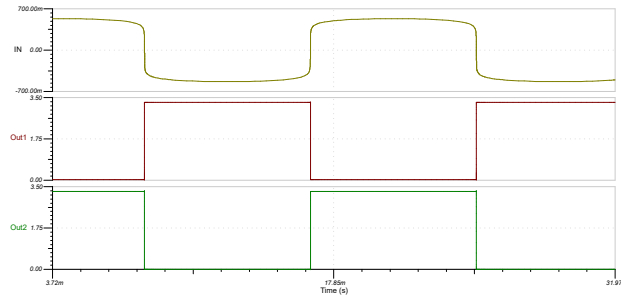
AMC23C10 절연 콤파레이터로 개정된 설계

AMC23C10은 정전식 절연을 사용하여 1,000V의 작동 전압을 제공합니다. VDD1의 전압 소스는 3V~27V로 지정되며 LDO를 통해 내부적으로 제어됩니다. VDD2는 2.7V~5.5V로 지정됩니다. 정상 작동 시 입력 전압 범위는 ±1V입니다. OUT1의 로직 출력은 VDD1로의 풀업 저항에서 사용할 수 있는 오픈 드레인입니다. OUT2는 외부 풀업 저항이 필요 없는 푸시-풀 유형 출력입니다.

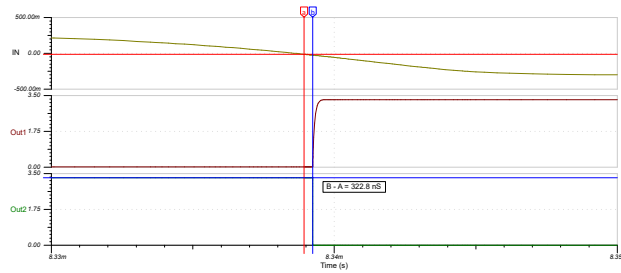
설계 시뮬레이션



사인파 입력을 사용한 제로 크로싱 감지 시뮬레이션



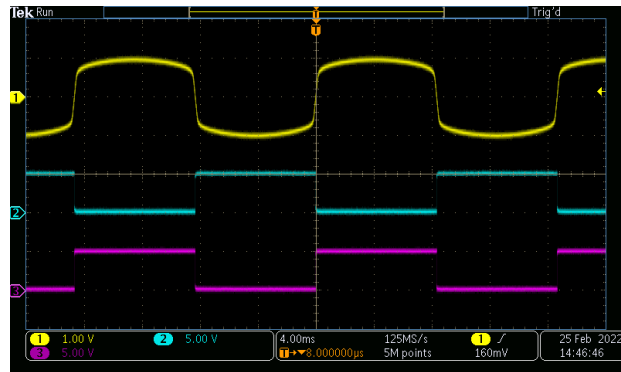
정류 입력을 사용한 제로 크로싱 감지 시뮬레이션



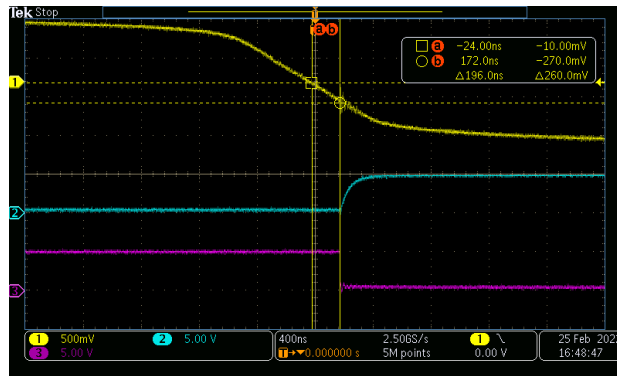
제로 크로싱 감지의 응답 시간 시뮬레이션

측정된 응답

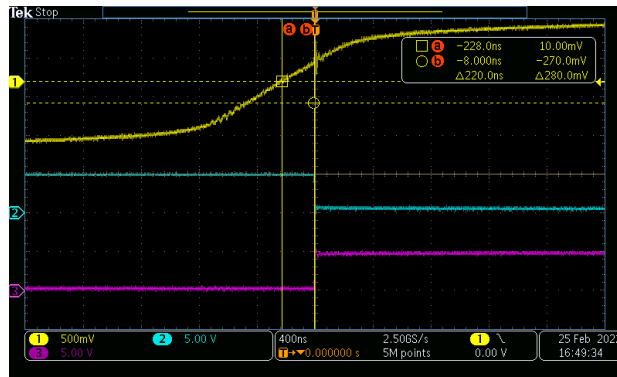
다음 이미지는 AMC23C10 절연 콤퍼레이터를 사용한 제로 크로싱 감지 회로의 측정된 응답을 보여줍니다. 입력은 트레이스 1에서 캡처되고, OUT1 및 OUT2는 각각 트레이스 2와 3에 표시됩니다. 입력의 상승 및 하강 에지 모두에서 측정하면 입력의 제로 크로싱과 출력 전환 사이의 지연은 220ns를 초과하지 않습니다.



정류 입력의 제로 크로싱 감지



제로 크로싱 감지 출력 지연 - 하강 에지



제로 크로싱 감지 출력 지연 - 상승 에지

설계 레퍼런스

TI의 포괄적인 회로 라이브러리에 대한 [아날로그 엔지니어의 회로 안내서](#)를 참조하십시오.

텍사스 인스트루먼트, [AMC23C10 빠른 응답, 강화 절연 콤포레이터, 듀얼 출력](#) 데이터 시트

주요 절연 콤포레이터 설계

AMC23C10	
작동 전압	1000V _{RMS}
VDD1	3.0V~27V
VDD2	2.7 V~5.5 V
입력 전압 범위	±1000 mV
출력 옵션	OUT1 - 오픈 드레인
	OUT2 - 푸시-풀
AMC23C10	

230VAC 입력을 위한 대체 설계

AMC23C10	
작동 전압	1000V _{RMS}
AC 입력	325V _{pk}
R1 이상	3.25 MΩ
R1 E96 표준	1.09MΩ당 3개

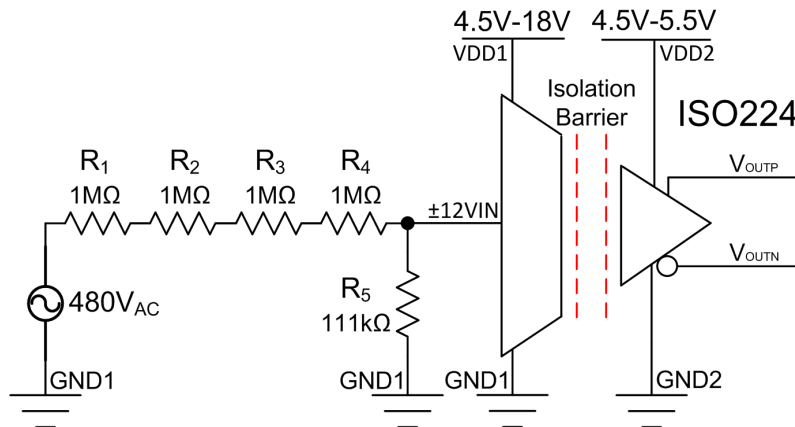
차동 출력을 지원하는 ±480V 절연 전압 감지 회로

설계 목표

전압 소스		ISO224 입력 전압		ISO224 출력 전압 VDD2/2 공통 모드 ($V_{OUTP} - V_{OUTN}$)		전원 공급 장치	
V_{MAX}	V_{MIN}	$V_{IN, MAX}$	$V_{IN, MIN}$	$V_{OUT, MAX}$	$V_{OUT, MIN}$	VDD1	VDD2
480V	-480V	12V	-12V	4V	-4V	4.5V~18V	4.5V~5.5V

설계 설명

이 회로는 **ISO224** 절연 증폭기와 전압 분할기 회로를 활용하여 ±480V, 절연, 전압 감지 측정을 수행합니다. 전압 분할기 회로는 전압을 ±480V에서 ±12V로 줄여 **ISO224**의 입력 범위에 일치시킵니다. **ISO224**는 고압측 및 저압측 전원 공급 장치로부터 전원을 공급받습니다. 일반적으로 고압측 공급은 부동 공급을 사용하거나 절연 변압기 또는 절연 DC/DC 컨버터를 사용하여 저압측에서 생성됩니다. **ISO224**는 1/2V/V의 고정 게인으로 ±12V 단일 종단 신호를 측정하고 출력 공통 모드 전압이 VDD2 / 2인 ±4V의 절연 차동 출력 전압을 출력할 수 있습니다. **SBOA274**에 나와 있는 것처럼 **TLV6001**과 같은 추가 연산 증폭기를 사용하여 필요에 따라 차동 출력 전압을 확장할 수 있습니다.



설계 노트

- 원하는 입력 신호 범위에 대한 시스템의 선형 작동을 확인하십시오. 이는 *DC 전송 특성* 섹션의 시뮬레이션을 사용하여 검증됩니다.
- 저항 분할기 회로(R_1 - R_5)에 사용되는 저항이 전압 소스에서 공급되는 전원을 소산할 수 있는지 확인하십시오.
- 데이터 시트의 절대 최대 정격 값 표에 설명된 대로 ISO224 입력의 전압이 ±15V 미만인지 확인하고 입력 값에 ±10mA 미만이 적용되었는지 확인하십시오. 시스템이 과도 현상에 취약할 경우 입력에 TVS 다이오드를 추가하는 것을 고려해 보십시오. 자세한 내용은 **±12V의 단일 종단 입력과 ±4V 데이터의 차동 출력을 지원하는 ISO224 강화 절연 증폭기의 입력 클램프 보호 회로의 I-V 곡선** 이미지를 참조하십시오.

설계 단계

- 전압 소스부터 전압 분할기 회로에 대한 ISO224의 입력 전압의 비율을 계산합니다.

$$\frac{12V_{ISO224, INPUT}}{480V} = 0.025$$

2. ISO224의 일반적인 입력 임피던스는 1.25MΩ입니다. 이 임피던스는 저항 R₅와 병렬로 연결되어 있으므로, 전압 분할기 회로를 설계할 때 반드시 고려해야 합니다. R₁, R₂, R₃ 및 R₄에 대해 1MΩ 저항을 선택합니다. 이전 단계와 다음 전압 분할기 방정식의 비율을 사용하여 R₅의 전압 분할기 병렬 조합(∥)과 ISO224 입력 임피던스에 필요한 등가 저항을 계산합니다.

$$\frac{R_5 \parallel R_{IN, ISO224}}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 \parallel R_{IN, ISO224}} = 0.025$$

$$\frac{R_5 \parallel R_{IN, ISO224}}{4M\Omega + R_5 \parallel R_{IN, ISO224}} = 0.025$$

$$R_5 \parallel R_{IN, ISO224} = 102564\Omega = R_{EQ}$$

3. ISO224 입력 임피던스의 1.25MΩ을 대입하고 다음 방정식을 사용하여 R₅를 대입합니다. [아날로그 엔지니어의 계산기](#)를 사용하여 R₅에 가장 근접한 표준 값을 결정합니다.

$$R_{EQ} = 102564\Omega = \frac{R_5 \times R_{IN, ISO224}}{R_5 + R_{IN, ISO224}} = \frac{R_5 \times 1.25M\Omega}{R_5 + 1.25M\Omega}$$

$$102564\Omega(R_5 + 1.25M\Omega) = R_5 \times 1.25M\Omega$$

$$R_5 = 111.73k\Omega; \text{closest standard value} = 111k\Omega$$

4. 등가 저항이 2단계에서 계산된 저항과 가까운지 확인합니다.

$$R_{EQ} = \frac{R_5 \times R_{IN, ISO224}}{R_5 + R_{IN, ISO224}} = \frac{111k\Omega \times 1.25M\Omega}{111k\Omega + 1.25M\Omega} = 101.947k\Omega$$

5. 전압 분할기 회로가 합리적인 오차 범위 내에 있는지 확인합니다. 다음 계산의 경우 ISO224의 입력 저항은 일반 값 1.25MΩ으로 가정되며, 그 결과 오류는 0.6%입니다. 그러나 내부 클램프 보호 회로의 저항 변화에 따라 입력 저항이 장치마다 다르다는 것을 고려하는 것이 중요합니다. 최소 입력 저항 1MΩ을 사용하여 동일한 계산을 수행하면 오류가 2.5%입니다. 이 오류 범위가 허용되지 않는 경우 보정을 수행하거나 전압 분할기 회로의 저항을 줄일 수 있습니다.

$$\frac{101.947k\Omega}{4.101947M\Omega} = 0.02485$$

$$\text{Error}\% = \frac{|\text{Actual} - \text{Calculated}|}{\text{Calculated}} \times 100 = \frac{|0.02485 - 0.025|}{0.025} \times 100 = 0.6\%$$

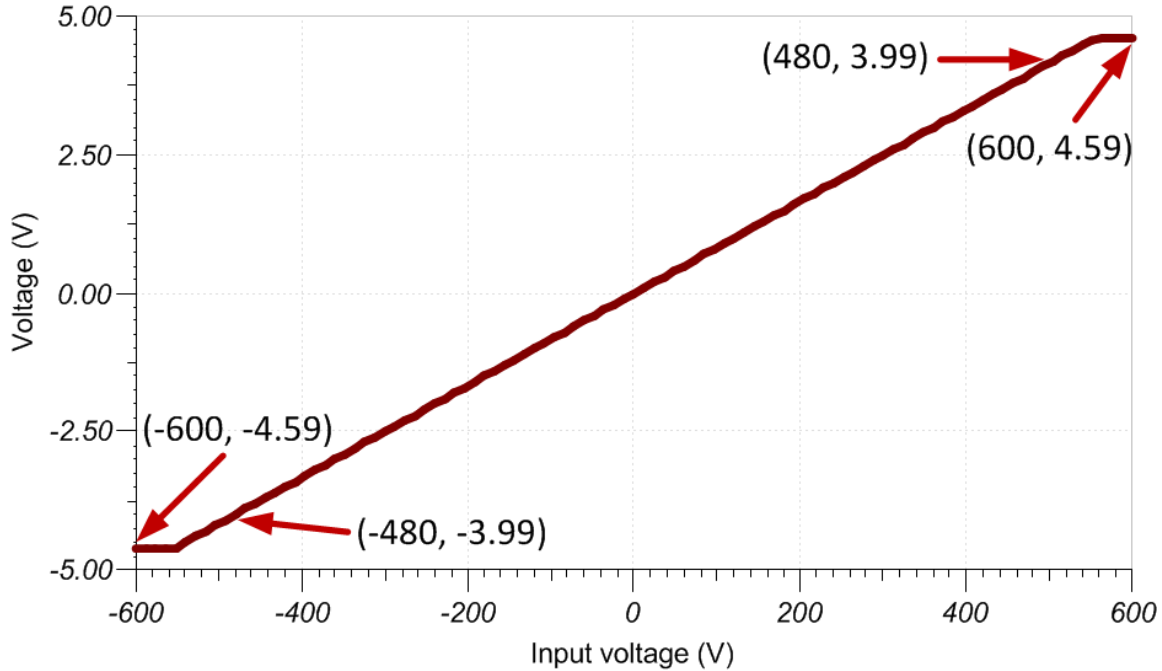
6. 전력 손실이 저항의 정격을 초과하지 않도록 전압 소스에서 전압 분할기 회로를 통해 흐르는 전류를 계산합니다. 자세한 내용은 [고전압 측정의 고려 사항](#)을 참조하십시오.

$$V = IR; \frac{V}{R} = \frac{480V}{4M\Omega + 111k\Omega} = 117\mu A$$

DC 전송 특성

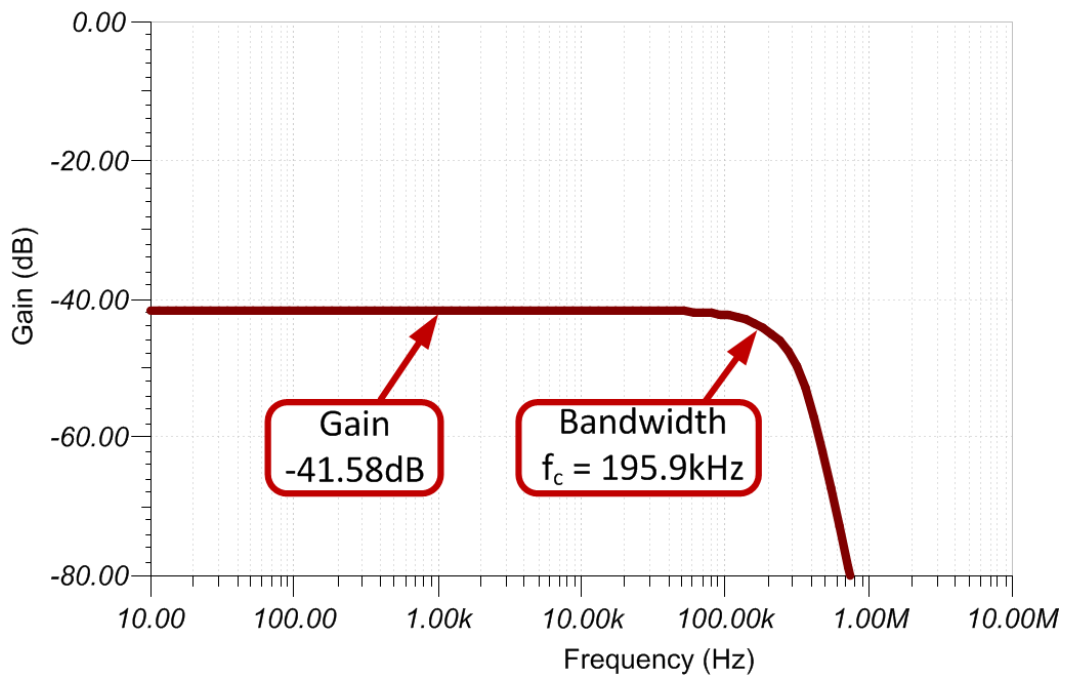
다음 그래프는 ±600V 입력의 시뮬레이션된 출력을 보여줍니다. 전압 분할기는 게인을 1/40까지 확장하며, ISO224는 게인을 추가 1/3로 확장합니다.

전송 기능은 전압 분할기에서 1/40을 나타내고 ISO224에서 1/3을 나타냅니다(즉, $게인 \times V_{IN} = V_{OUT}$, $(1/40) \times (1/3) \times (480V) = 4V$).



AC 전송 특성

시뮬레이션된 게인은 -41.58dB (또는 0.008337V/V)로, 전압 분할기 및 ISO224의 예상 게인과 거의 일치합니다.



참고 자료

1. [아날로그 엔지니어의 회로 안내서](#)
2. SPICE시뮬레이션 파일 [SBAC232](#)
3. TI 정밀 설계 [TIDA-00835](#)
4. [TI Precision Labs](#)

주요 절연 연산 증폭기 설계

ISO224B	
VDD1	4.5V~18V
VDD2	4.5V~5.5V
입력 전압 범위	±12V
공칭 게인	1/3
V _{OUT}	VDD2/2의 출력 공통 모드에서 차동 ±4V
입력 저항	1.25MΩ(일반)
작은 신호 대역폭	275kHz
입력 오프셋 전압 및 드리프트	±5mV(최대), ±15μV/°C(최대)
게인 오류 및 드리프트	±0.3%(최대), ±35ppm/°C(최대)
비선형성 및 드리프트	0.01%(최대), ±0.1ppm/°C(일반)
절연 과도 과전압	7kV _{PEAK}
작동 전압	1.5kV _{RMS}
CMTI(공통 모드 과도 내성)	55kV/μs(최소)
ISO224	

대체 절연 연산 증폭기 설계

AMC1311B	
VDD1	3V~5.5V
VDD2	3V~5.5V
입력 전압 범위	2V
공칭 게인	1
V _{OUT}	1.44V의 출력 공통 모드에서 차동 ±2V
입력 저항	1GΩ(일반)
작은 신호 대역폭	220kHz
입력 오프셋 전압 및 드리프트	±1.5mV(최대), ±15μV/°C(최대)
게인 오류 및 드리프트	±0.3%(최대), ±45ppm/°C(최대)
비선형성 및 드리프트	0.01%, 1ppm/°C(일반)
절연 과도 과전압	7kV _{PEAK}
작동 전압	1.5kV _{RMS}
CMTI(공통 모드 과도 내성)	75kV/μs(최소)
AMC1311	

EMI 성능

- 절연 증폭기를 사용한 등급 최고의 방사 방출 EMI 성능
- AMC3301 제품군 방사 방출 EMI를 감소하기 위한 모범 사례

절연 증폭기를 사용한 등급 최고의 방사 방출 EMI 성능

절연 증폭기를 사용한 등급 최고의 방사 방출 EMI 성능

여러 산업용 및 차량용 애플리케이션에서는 기능을 수행하는 고전압 회로로부터 디지털 회로를 보호하기 위해 몇 가지 유형의 절연이 필요합니다. 텍사스 인스트루먼트는 고객이 절연 데이터 변환 요구 사항을 해결할 수 있도록 정전식 절연 장벽을 갖춘 광범위한 **절연 증폭기** 및 **데이터 컨버터** 포트폴리오를 보유하고 있습니다. 텍사스 인스트루먼트의 정전식 절연 장벽은 종종 100년 이상 작동하는 탁월한 안정성을 제공합니다. TI의 정전식 절연 장벽에 대한 자세한 내용은 **절연** 웹 사이트를 참조하십시오.

이러한 애플리케이션에서는 일반적으로 시스템이 시스템의 다른 부품 또는 회로에 부정적인 영향을 미칠 수 있는 정의된 수준을 초과하는 방사 방출을 생성하지 않는지 확인하기 위해 방사 방출 테스트가 수행됩니다. EMI에 대한 자세한 설명은 **디지털 아이솔레이터의 전자기 적합성 테스트 이해** 마케팅 백서를 참조하십시오. 방사 방출에 대해 허용되는 방사선의 크기와 테스트 절차는 CISPR(Comité International Spécial des Perturbations Radio)에 의해 정의됩니다. 산업용 애플리케이션은 CISPR 11 표준에 따라 측정되며, 차량용 애플리케이션은 CISPR 25 표준에 따라 측정됩니다. CISPR 표준 및 주파수에 따른 각각의 크기에 대한 자세한 내용은 **전원 공급 장치의 전도 EMI 사양에 대한 개요** 마케팅 백서를 참조하십시오.

이 문서에서는 **AMC1300B-Q1**, **AMC1300**, **AMC1302** 및 **AMC1311** 을 비롯한 텍사스 인스트루먼트의 절연 증폭기에 대한 방사 방출 전자기 간섭(EMI) 성능과 이전 절연 증폭기 세대의 방사 방출 성능을 보여줍니다.

AMC3301 제품군의 방사 방출 EMI 지침에 대한 자세한 내용은 **AMC3301 제품군 방사 방출 EMI를 감소하기 위한 모범 사례** 애플리케이션 노트를 참조하십시오.

머리말

정전식 절연 장벽이 있는 절연 증폭기에서 1 또는 0 형식으로 데이터를 전송하기 위해 장벽을 통과하는 커패시터가 충전 및 방전될 때 방사 방출을 생성할 수 있습니다. 전하가 차동 커패시터를 통해 반대 방향으로 흐르면 대부분 서로 상쇄되지만, 이러한 전하 흐름 사이의 크기 또는 시간 차이가 있으면 분리된 접지 GND1과 GND2 사이에 전자기 에너지가 주입됩니다. 절연 장벽의 특성 때문에 에너지는 스스로 돌아갈 도체를 찾을 수 없습니다. 스스로 돌아가는 경로가 없는 상태에서 에너지는 장치 핀(및 연결된 모든 트레이스나 PCB 평면)에서 방사 방출 형태로 방사됩니다. 이 방사선은 피코초 범위의 타이밍 불일치로 인해 발생하므로 증폭기 신호 대역폭 및 데이터 속도보다 훨씬 높은 주파수로 확장될 수 있습니다.

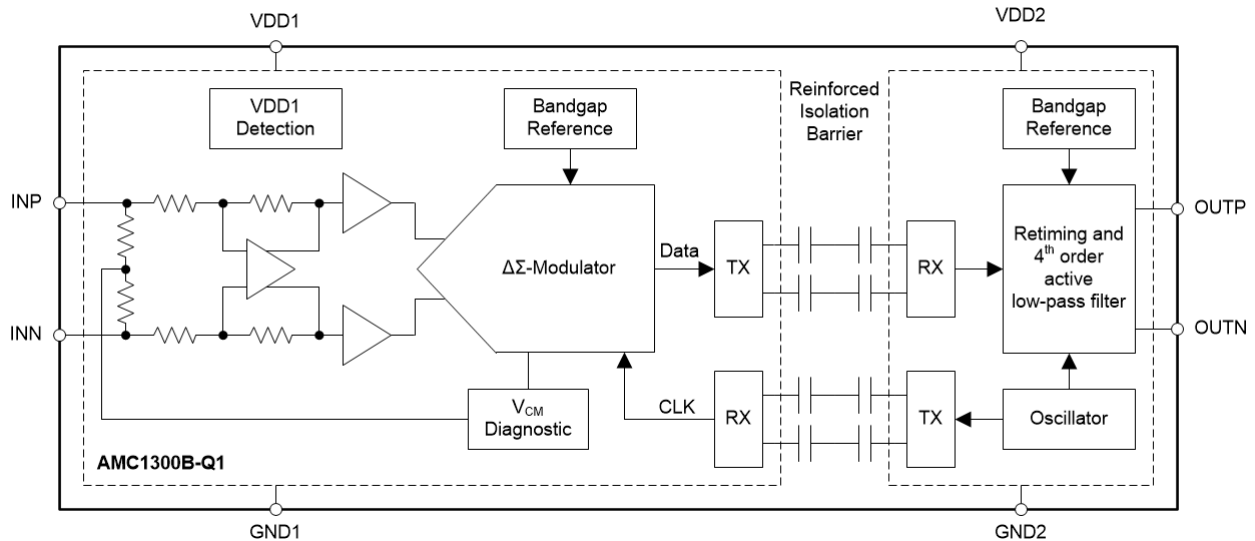


그림 53. 절연 증폭기 블록 다이어그램

최근 몇 년 동안 방사 EMI 성능을 최적화하기 위해 텍사스 인스트루먼트 절연 증폭기의 아키텍처에 큰 개선이 있었습니다. 2018년에 ISO224를 시작으로, 텍사스 인스트루먼트의 절연 증폭기는 이전에 사용된 펄스 코딩과 비교해 온 또는 오프 키잉(OOK) 신호 변조를 사용하기 시작했습니다. OOK 변조는 향상된 공통 모드 과도 내성 수준을 크게 개선했습니다. 그런 다음 2020년에 AMC1300B-Q1은 절연 장벽을 통과하는 에너지의 양을 크게 줄여 방사 방출을 줄이고 표준 사양에 충분한 여유를 제공하는 최초의 절연 증폭기입니다. 이러한 설계 변경과 재설계된 절연 신호 경로는 이제 AMC1100, AMC1200 및 ISO224 장치를 제외한 전체 텍사스 인스트루먼트 절연 증폭기 포트폴리오에 적용되었습니다. 신호 체인의 최적화된 타이밍 및 진폭은 고주파에서 방사 방출 EMI를 훨씬 더 낮은 수준으로 낮춥니다.

다음 섹션은 텍사스 인스트루먼트의 절연 증폭기의 방사 방출 EMI 성능을 보여줍니다. 절연 증폭기의 현재 세대 방사 방출 성능은 AMC1300B-Q1을 예로 사용하여 표시되며, ISO224 및 AMC1200은 이전 세대 장치의 데이터를 표시하는 데 사용됩니다. 방사 방출 스캔은 모두 CISPR 11에 의해 설정된 표준에 따라 수행되었습니다. 모든 테스트는 입력 접지가 단락되고 변압기 드라이버(U3)가 제거되며, 짧은 리드가 있는 외부 3.6V 배터리를 사용하여 AMC1300EVM PCB(인쇄 회로 기판)를 사용하여 수행되었습니다. 각 스캔은 테스트 대상 장치(DUT)의 수평 스위프 결과를 파란색으로 표시하고 주변 스캔은 챔버의 잡음 플로어를 표시하기 위해 빨간색으로 오버레이됩니다. 플롯에는 CISPR 11 클래스 A와 클래스 B 한도 모두 나와 있습니다. PCB와의 정렬로 인해 시험 장비의 안테나에서 감지된 방출 수준이 수직 분극보다 높기 때문에 수평 분극이 선택되었습니다.

텍사스 인스트루먼트 절연 증폭기 현재 세대의 방사 방출 성능

AMC1300B-Q1, AMC1300, AMC1302 및 AMC1311과 같은 텍사스 인스트루먼트의 절연 증폭기는 최적화된 아날로그 신호 체인, 절연 장벽을 통과하는 에너지의 양을 더욱 면밀하게 관리, OOK 데이터 전송 등 수년간의 방사 방출 EMI 성능 향상

을 통합했습니다. **그림 54**에서 보듯이 이러한 장치는 챔버의 잡음 플로어 위에 보이는 몇 개의 고주파 방사 방출만 해도 뛰어난 방사 방출 EMI 성능을 자랑합니다. 이러한 고주파 방출은 20dB의 여유에서 약 820MHz에 볼 수 있으며 16dB 여유를 지원하는 980MHz까지 확장할 수 있습니다.

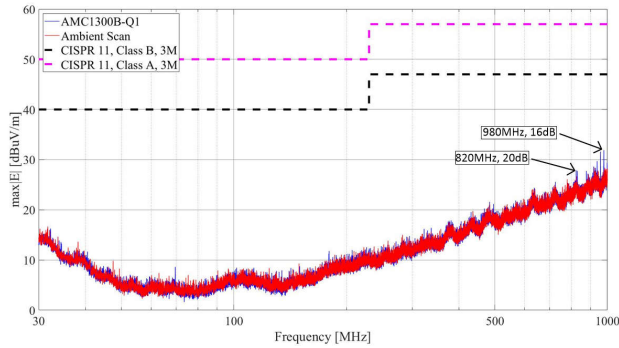


그림 54. AMC1300B-Q1 CISPR 11 방사 방출 EMI 스캔

텍사스 인스트루먼트 절연 증폭기 이전 세대의 방사 방출 성능

2018년에 출시된 **ISO224**는 절연 장벽을 통한 에너지 교차를 긴밀하게 관리하고 OOK 데이터 전송을 추가했습니다. **그림 55**에 나와 있는 방사 방출 EMI 스캔은 **ISO224**를 사용하여 수행되었으며 방출은 먼저 18dB의 여유에서 540MHz 정도에서 볼 수 있으며 CISPR 11 테스트 한계인 1GHz까지 계속되고 940MHz에서 6dB의 여유도가 940MHz로 나타납니다.

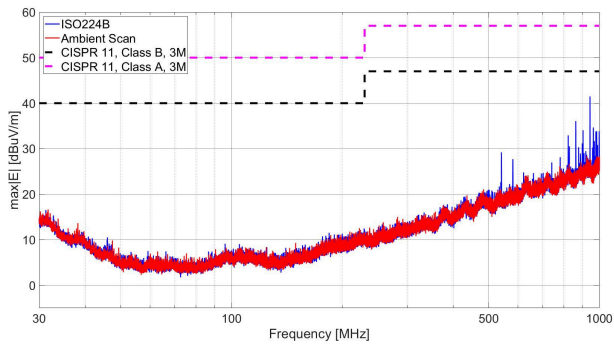


그림 55. ISO224 CISPR 11 방사 방출 EMI 스캔

텍사스 인스트루먼트는 2011년에 **AMC1100** 및 **AMC1200** 절연 증폭기를 출시했습니다. 이러한 디바이스는 기본 절연 장벽을 갖추고 있으며 충분한 여유를 가진 CISPR 11 클래스 A 및 클래스 B 표준을 충족합니다.

그림 56에서 보듯이 **AMC1200**은 잡음 플로어 위에 여러 방사 방출 피크를 가지고 있지만 검은색으로 표시된 CISPR 클래스 B 한도에 상당한 여유가 있습니다. 100MHz~230MHz 영역의 잡음 피크는 CISPR11 클래스 B 제한에서 24dB의 여유를 가지고 있지만, 더 높은 주파수 범위인 480MHz~630MHz의 잡음 피크는 13dB의 여유를 가지고 있습니다.

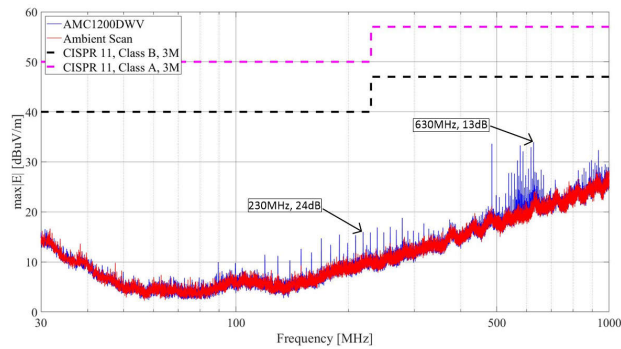


그림 56. AMC1200 CISPR 11 방사 방출 EMI 스캔

결론

지난 몇 년 동안 정전식 절연은 장기적인 안정성과 강력한 아날로그 성능으로 인해 **절연 증폭기** 및 **데이터 컨버터**가 필요한 많은 고객에게 많이 사용되는 선택입니다. **AMC1300B-Q1**, **AMC1300**, **AMC1302**, **AMC1311** 등의 텍사스 인스트루먼트에서 다시 설계한 절연 증폭기를 사용할 경우, 고객은 동급 최고의 방사 방출 EMI 성능을 통해 정전식 절연이 제공하는 높은 안정성과 높은 아날로그 성능을 가진 설계를 안심하고 설계할 수 있습니다.

참고 자료

- 텍사스 인스트루먼트, [디지털 아이솔레이터의 전자기 적합성 테스트 이해](#) 애플리케이션 노트.
- 텍사스 인스트루먼트, [전원 공급 장치의 전도 EMI 사양에 대한 개요](#) 애플리케이션 노트.
- 텍사스 인스트루먼트, [AMC3301 제품군 방사 방출 EMI를 감소하기 위한 모범 사례](#) 애플리케이션 노트.

AMC3301 제품군 방사 방출 EMI를 감소하기 위한 모범 사례

요약

이 문서는 PCB(인쇄 회로 보드) 입력 트레이스 또는 케이블 설계가 텍사스 인스트루먼트의 **통합 DC/DC 컨버터를 사용하는 AMC3301 정밀 절연 증폭기**의 방사 방출 EMI(전자기 간섭) 성능에 어떤 영향을 미치는지 보여줍니다. **표 9**에 보이는 것처럼 AMC3301 제품군은 자체로 과도한 방사 방출이 발생하지 않으며, 장치에 연결된 입력 트레이스의 길이가 짧은 경우 **그림 59**에서 볼 수 있는 것처럼 추가 부품 없이 CISPR 11 클래스 B를 통과할 수 있습니다. 추가 방사 방출 감쇠가 필요한 설계의 경우 페라이트 비드 및 공통 모드 초크 선택과 배치가 권장됩니다.

여러 산업용 및 차량용 애플리케이션에서는 기능을 수행하는 고전압 회로로부터 디지털 회로를 보호하기 위해 몇 가지 유형의 절연이 필요합니다. 텍사스 인스트루먼트는 고객이 절연 데이터 변환 요구 사항을 해결할 수 있도록 SiO₂ 절연 장벽을 갖춘 **광범위한 절연 증폭기 및 컨버터 포트폴리오**를 보유하고 있습니다. 텍사스 인스트루먼트의 SiO₂ 절연 장벽은 종종 100년 이상 작동하는 탁월한 안정성을 제공합니다. TI의 SiO₂ 절연 장벽에 대한 자세한 내용은 **절연 링크**를 참조하십시오. 이러한 애플리케이션에서는 일반적으로 시스템이 시스템의 다른 부품 또는 회로에 부정적인 영향을 미칠 수 있는 정의된 수준을 초과하는 방사 방출을 생성하지 않는지 확인하기 위해 EMI 테스트가 수행됩니다. EMI에 대한 자세한 설명은 이 **애플리케이션 노트**를 참조하십시오. 방사 방출에 대해 허용되는 방사선의 크기와 테스트 절차는 CISPR(Comité International Spécial des Perturbations Radio)에 의해 정의됩니다. 산업용 애플리케이션은 CISPR 11 표준에 따라 측정되며, 차량용 애플리케이션은 CISPR 25 표준에 따라 측정됩니다. CISPR 표준과 주파수에 따른 각 크기에 대한 자세한 내용은 이 **애플리케이션 노트**를 참조하십시오.

머리말

AMC3301 장치 제품군에는 **그림 57**에서 볼 수 있는 것처럼 방사 방출의 2가지 소스가 있습니다. 하나는 빨간색으로 표시된 정전식 데이터 경로이며 다른 하나는 파란색으로 표시된 통합 DC/DC 컨버터입니다. 데이터 경로의 방사 방출 성능은 AMC1300B-Q1과 동일하며, **AMC1300B-Q1 절연 증폭기를 사용한 등급 최고의 방사 방출 EMI 성능** 기술 백서에서와 같이 매우 적은 방사 방출을 기여합니다. AMC3301 제품군의 두 번째이자 가장 큰 방사 방출 소스는 확산 스펙트럼 변조를 사용한 30MHz의 주파수에서 작동하는 통합 DC/DC 컨버터입니다. 내부 DC/DC 컨버터의 코일은 절연 장벽의 1차(사용자) 측에서 2차(높은) 측까지 기생 커패시턴스를 가집니다. 기본 드라이버는 절연 접지, HGND 및 GND 사이에서 공통 모드 전압을 생성하며 반공진 특성을 갖고 더 높은 주파수로의 고조파를 생성합니다. 절연 장벽의 특성 때문에 에너지는 소스로 돌아갈 도체를 찾을 수 없습니다. 소스로 돌아가는 경로가 없는 상태에서 에너지는 장치 핀(및 연결된 모든 트레이스나 PCB 평면)에서 방사 방출 형태로 방사됩니다.

절연 증폭기 또는 컨버터에 연결된 입력 트레이스와 케이블은 HGND와 GND 사이에 주입되는 전기 자기 에너지에 대한 안테나 역할을 합니다. 트레이스와 케이블의 크기와 모양은 주파수에 따른 방사 방출의 크기에 직접 영향을 미칩니다. 일반적으로 짧은 안테나는 높은 주파수에서 더 효과적으로 방사되는 반면, 더 긴 안테나는 낮은 주파수에서 더 효과적으로 방사됩니다. AMC3301 제품군을 사용하여 설계할 때는 방사 방출 규모를 제한하기 위해 입력 트레이스와 케이블을 가능한 한 짧게 유지해야 합니다.

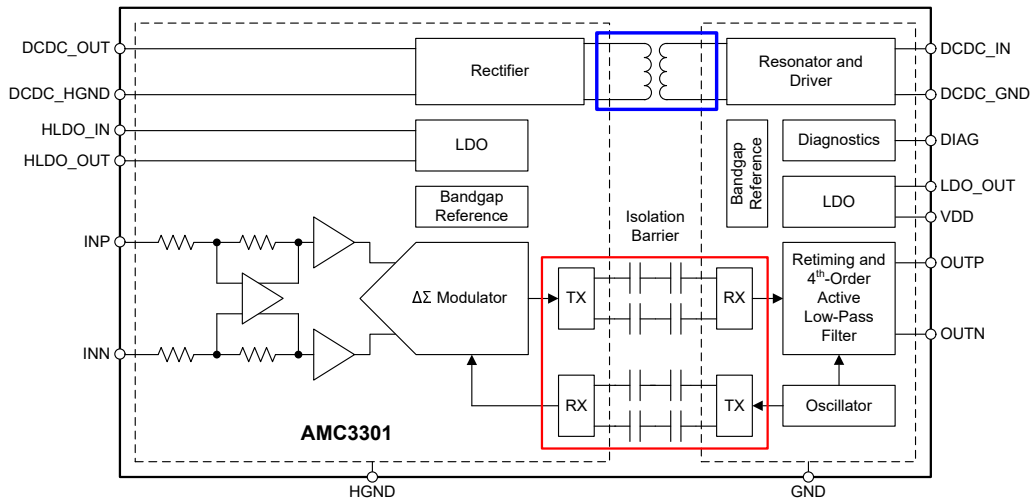


그림 57. AMC3301 절연 증폭기 블록 다이어그램

입력 연결이 AMC3301 제품군 방사 방출에 미치는 영향

CISPR 11 피크 측정은 다양한 입력 케이블 길이와 텍사스 인스트루먼트의 AMC3301로 수행되었습니다. 테스트된 입력 케이블 길이는 1.5m 입력, 30cm 입력, EVM(평가 모듈)의 입력 단자의 입력 단락입니다. 모든 테스트에 동일한 AMC3301EVM이 사용되며 외부 배터리로 전원을 공급했습니다. 표시된 모든 측정값은 수평 또는 최악의 경우 방향입니다. 그림 58의 테스트 설정과 그림 59 및 그림 60의 CISPR 11 방사 방출 EMI 플롯을 참조하십시오.

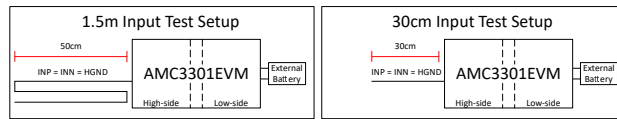


그림 58. AMC3301EVM 및 입력 길이를 사용한 테스트 설정

그림 59은 AMC3301의 방사 방출 성능을 보여줍니다. 입력 단락은 파란색으로 표시되어 있습니다. AMC3301은 잡음 플로어 위에서 매우 적은 방사 방출(빨간색)을 보여줍니다. 이는 장치에 대한 입력 트레이스나 케이블이 단락되면 AMC3301이 과도한 방사 방출을 생성하지 않는다는 것을 보여줍니다.

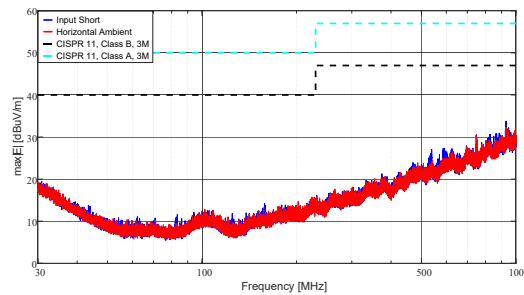


그림 59. AMC3301EVM 입력 단락 및 수평 주변 CISPR 11 측정

그림 60은 1.5m 입력(파란색), 30cm 입력(빨간색), 입력 단락(녹색)의 방사 방출 측정치를 보여줍니다. AMC3301에 더 긴 입력 트레이스와 케이블이 연결되어 있으면 입력 단락과 비교했을 때 방사 방출의 크기가 늘어납니다. 이는 1.5m 입력과 30cm 입력 테스트 사례에서 알 수 있습니다.

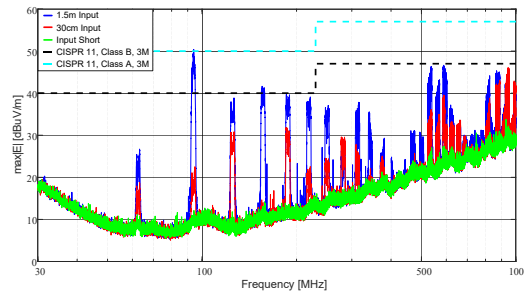


그림 60. 다른 입력 길이를 사용한 AMC3301EVM CISPR 11 측정

AMC3301 제품군 방사 방출 감소

페라이트 비드 및 공통 모드 초크

설계자는 AMC3301 제품군에 연결되는 입력 트레이스나 케이블의 길이를 제한해야 합니다. 그러나 일부 애플리케이션에서는 과도한 방사 방출을 초래하는 더 긴 입력 트레이스나 케이블이 필요합니다. 이 방사는 페라이트 비드 또는 공통 모드 초크를 입력 연결과 직렬로 사용하여 감소할 수 있습니다. 페라이트 비드 또는 공통 모드 초크를 선택할 때는 부품의 데이터 시트에서 주파수 플롯에 따른 임피던스를 참조하십시오. 관심 주파수 범위에 걸쳐 최소 1kΩ 임피던스가 권장되고, CISPR 11의 경우 더 높은 임피던스의 150MHz~800MHz가 방사 방출을 더 효과적으로 감소합니다. 표 8에 권장 페라이트 비드와 공통 모드 초크가 나열되어 있습니다.

표 8. 권장 페라이트 비드 및 공통 모드 초크

유형	제조사	부품 번호
페라이트 비드	Würth Elektronik	74269244182
페라이트 비드	Murata	BLM15HD182SH1
페라이트 비드	Taiyo Yuden	BKH1005LM182-T
공통 모드 초크	Murata	DLW31SN222SQ2

1.5m 입력 및 30cm 입력에 페라이트 비드 또는 공통 모드 초크를 추가할 때의 이점을 보려면 **그림 61** 및 **그림 62** 항목을 각각 참조하십시오. Würth Elektronik의 74269244182 페라이트 비드와 Murata의 DLW31SN222SQ2 공통 모드 초크가 이러한 테스트를 위한 입력 연결에 직렬로 추가되었습니다.

그림 61은 1.5m 입력의 방사 방출을 나타냅니다. 페라이트 비드나 공통 모드 초크가 없는 경우가 파란색으로 표시되어 있고 CISPR 11 클래스 B 한도를 위반합니다. 페라이트 비드의 감소 이점은 빨간색으로 표시되어 있고 공통 모드 초크는 녹색으로 표시되어 있습니다. 페라이트 비드와 공통 모드 초크 모두 방사 방출을 크게 감소하므로 AMC3301EVM은 CISPR 11 클래스 B 테스트를 통과할 수 있습니다.

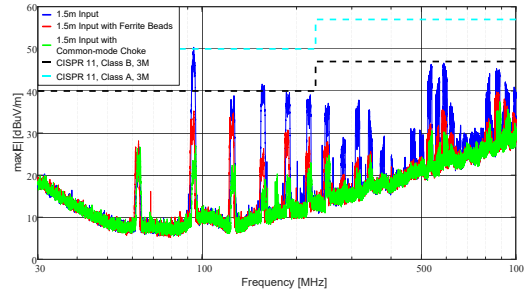


그림 61. 1.5m 입력으로 AMC3301EVM CISPR 11 측정

그림 62는 30cm 입력의 방사 방출을 나타냅니다. 파란색으로 표시된 페라이트 비드 또는 공통 모드 초크가 없는 경우를 포함하여 모든 테스트 케이스가 CISPR 11 클래스 B 테스트를 통과합니다. 이는 테스트 통과에 추가 부품이 필요하지 않다는 것을 보여주지만, 감쇠 이점을 보여주기 위해 페라이트 비드로 측정된 값은 빨간색으로 표시되어 있고 공통 모드 초크는 녹색으로 표시되어 있습니다.

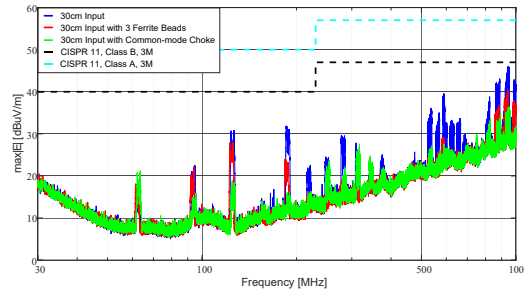


그림 62. 30cm 입력으로 AMC3301EVM CISPR 11 측정

AMC3301 제품군의 PCB 회로도 및 레이아웃 모범 사례

그림 63에는 왼쪽에 페라이트 비드에 대한 회로도, 오른쪽에 공통 모드 초크에 대한 회로도가 있습니다. 페라이트 비드 3개가 필요합니다. 각 입력당 1개, 그리고 선트 저항으로의 HGND 트레이스에도 1개입니다. 공통 모드 초크에는 두 개의 채널이 있으며 공통 모드 초크 근처에 있는 VINN에 대한 HGND 연결을 종료해야 합니다. R2, R4 및 C12에서 생성되는 차동 RC 필터는 페라이트 비드 또는 공통 모드 초크와 AMC3301 사이에 배치됩니다. 자세한 내용은 장치 데이터 시트의 레이아웃 지침 섹션을 참조하십시오.

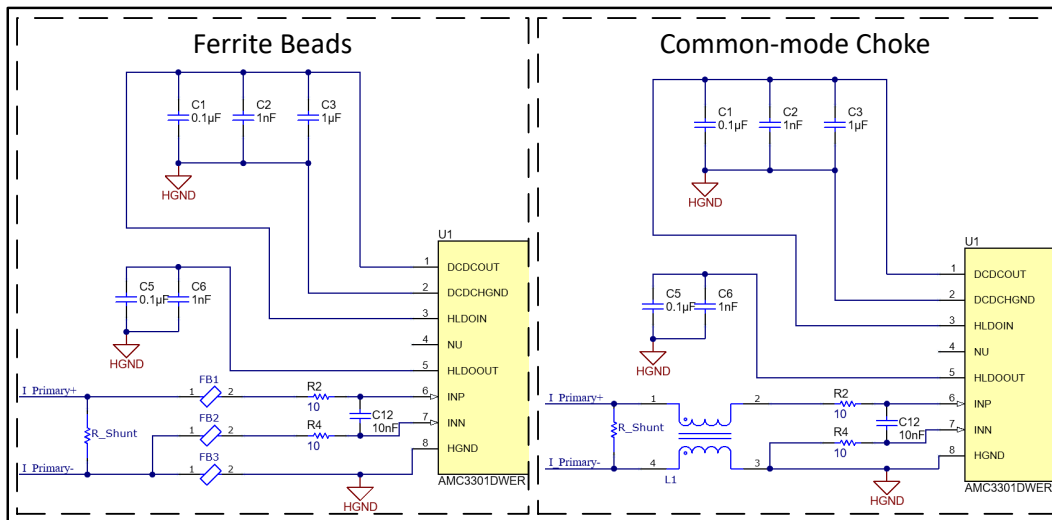


그림 63. AMC3301 페라이트 비드 및 공통 모드 초크 회로도

페라이트 비드 또는 공통 모드 초크는 안테나 역할을 할 구리 면적의 양을 제한하기 위해 가능한 한 장치에 가깝게 배치해야 합니다. 핀 2(DCDC_HGND)에서 핀 8(HGND)로 직접 및 낮은 인덕턴스 연결을 만들어야 합니다. **그림 64**에는 왼쪽에 페라이트 비드에 대한 권장 레이아웃, 오른쪽에 공통 모드 초크에 대한 권장 레이아웃이 있습니다.

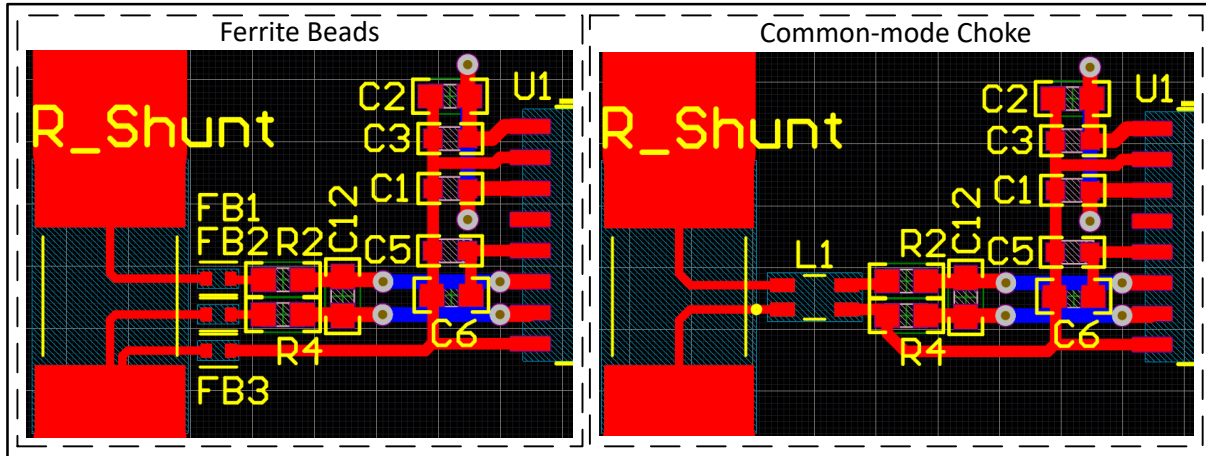


그림 64. AMC3301 페라이트 비드 및 공통 모드 초크 레이아웃

여러 AMC3301 장치 사용

장치 방향

앞서 언급했듯이, 내부 DC/DC 컨버터의 코일은 1차측에서 2차측으로의 기생 커패시턴스가 있으며, 장치 핀과 핀에 연결된 트레이스에서 에너지가 방사됩니다. 따라서 AMC3301 제품군이 절연 장벽을 따라 다른 AMC3301을 포함한 다른 장치에 어떻게 방사하고 영향을 미치는지 고려해야 합니다.

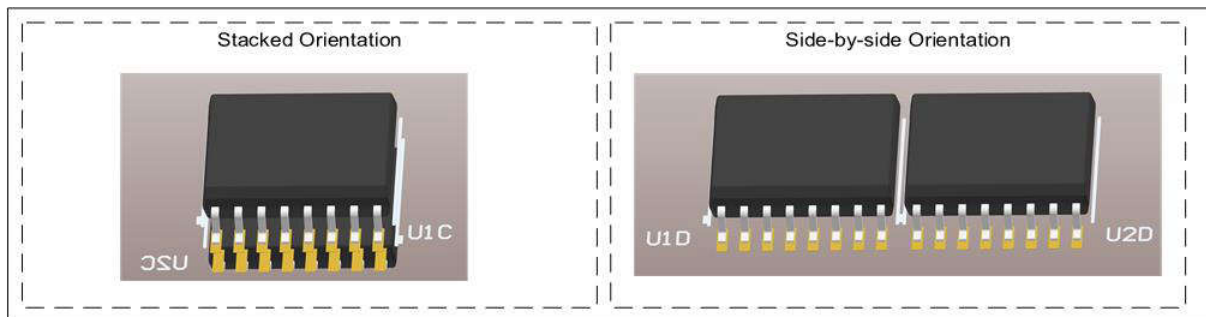


그림 65. 장치 방향의 예

장치 방향의 효과를 시연하기 위해 스택 방향 및 나란한 방향을 테스트합니다. 테스트에 사용된 회로도는 **그림 65**의 페라이트 섹션과 동일합니다. 입력 페라이트 비드 부품 번호는 74269244182이며 1.5m 입력 단락으로 테스트되었습니다.

그림 66은 이전에 설명한 페라이트 비드의 결과로 CISPR 11 클래스 B 한도를 충족하는 방향을 보여줍니다. 스택 방향은 빨간색이고, 나란히 방향은 파란색입니다. 또한, 방향은 서로 5dBuV/m 이내에 있습니다. 그러나 두 장치를 모두 스택 방향으로 배치하면 최상의 성능을 볼 수 있습니다.

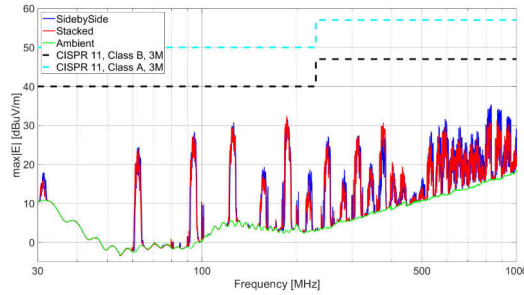


그림 66. 1.5m 입력으로 여러 AMC3301 CISPR 11 측정

여러 AMC3301에 대한 PCB 레이아웃 모범 사례

테스트에 사용된 회로도 는 그림 67의 페라이트 섹션과 동일합니다. 그러나 AMC3301을 스택킹하기 위한 레이아웃은 그림 67에 나와 있습니다.

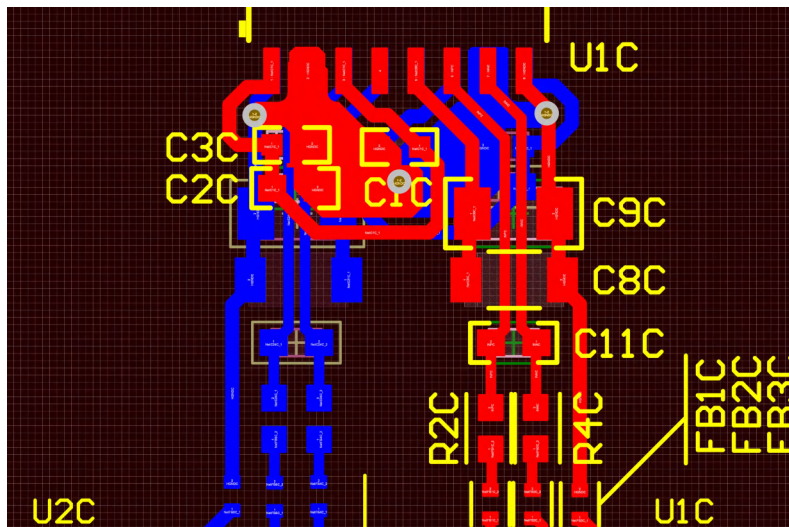


그림 67. 권장되는 여러 AMC3301 장치 레이아웃

일반적으로 2층 보드 설계는 섹션 6.2.3.2에서 설명한 것과 동일한 레이아웃 원칙을 따릅니다.

그러나 각 장치의 핀 2(DCDC_HGND)에서 핀 8(HGND)까지의 직접 및 낮은 인덕턴스 경로는 다르게 구현됩니다. 트레이스 대신 Star 연결이 핀 4와 5의 상단 및 하단 레이어 사이에 두 장치를 연결합니다. 추가로 구리 풀을 사용하여 DC/DC 커패시터를 동일한 레이어의 DCDC_HGND에 연결합니다.

마지막으로 LDO_out 커패시터가 1206 패키지까지 확장되어 커패시터 아래의 양극 및 음극 입력에 대한 직접적이고 중단 없는 경로를 가능하게 합니다.

결론

지난 몇 년 동안 SiO₂ 절연은 절연 증폭기가 필요한 여러 고객에게 인기 있는 선택이었습니다. 텍사스 인스트루먼트는 지속적으로 혁신을 이루고 있으며, 최근에는 통합 DC/DC 컨버터가 있는 AMC3301 정밀 절연 증폭기를 출시했습니다.

AMC3301 제품군은 자체로 과도한 방사 방출을 생성하지 않으며 입력 트레이스나 케이블의 길이가 짧은 경우 추가 부품 없이 CISPR 11 클래스 B를 통과할 수 있습니다. 원하는 경우 페라이트 비드 또는 공통 모드 초크를 사용하여 방사 방출을 추가로 감소시킬 수 있습니다. AMC3301 장치는 여러 개를 사용할 경우 상단과 하단 레이어에 쌓을 수 있습니다. AMC3301 제

품군을 사용하면 고객은 통합 DC/DC 컨버터의 편리함과 동급 최고의 방사 방출 성능을 유지하면서, 정전식 절연이 제공하는 높은 안정성과 높은 아날로그 성능을 가진 설계를 자신 있게 만들 수 있습니다.

AMC3301 제품군 표

이 애플리케이션 노트에서 설명하는 내용은 표 9에 나열된 AMC3301 제품군에 통합된 DC/DC 컨버터를 가진 모든 절연 증폭기 및 절연 컨버터에 적용됩니다.

표 9. AMC3301 제품군 표

디바이스	유형	설명
AMC3301	강화 절연 증폭기	전류 감지, ±250mV 입력
AMC3301-Q1	강화 절연 증폭기	전류 감지, ±250mV 입력, 차량용
AMC3302	강화 절연 증폭기	전류 감지, ±50mV 입력
AMC3302-Q1	강화 절연 증폭기	전류 감지, ±50mV 입력, 차량용
AMC3330	강화 절연 증폭기	전압 감지, ±1V 입력
AMC3330-Q1	강화 절연 증폭기	전압 감지, ±1V 입력, 차량용
AMC3306M25	강화 절연 모듈레이터	전류 감지, ±250mV 입력
AMC3306M05	강화 절연 모듈레이터	전류 감지, ±50mV 입력
AMC3336	강화 절연 모듈레이터	전압 감지, ±1V 입력
AMC3336-Q1	강화 절연 모듈레이터	전압 감지, ±1V 입력, 차량용

완제품

- HEV/EV의 셉트 및 홀 기반 절연 전류 감지 솔루션 비교
- DC 전기차 충전 애플리케이션의 전류 감지를 위한 설계 고려 사항
- 전기 모터 드라이브의 오류 감지를 위해 절연 콤포레이터 사용
- 모터 드라이브의 오토 호환 절연 게이트 드라이버 UCC23513용 개별 DESAT
- AC 모터 드라이브의 절연 전압 감지
- 서버 PSU에서 고성능 절연 전류 및 전압 감지 달성

HEV/EV의 션트 및 홀 기반 절연 전류 감지 솔루션 비교

머리말

EV(전기차) 및 HEV(하이브리드 전기차)는 가솔린 또는 디젤 차량에 비해 더 높은 연료 효율을 가지고 있고 배기가스를 덜 배출하며 재생 가능 에너지원의 전력을 사용하기 때문에 전 세계 시장이 빠르게 성장하고 있습니다. 트랙션 인버터, OBC(온보드 충전기), DC/DC 컨버터 및 BMS(배터리 관리 시스템)와 같은 HEV/EV 파워트레인 서브시스템의 에너지 흐름을 제어하고 효율성을 최적화하려면 정확하고 정밀한 전류 측정이 필수적입니다. 이러한 고전압 서브시스템은 일반적으로 400V를 넘는 고전압에서 큰 전류를 측정해야 합니다. 따라서 이러한 전류 측정은 혹독한 차량용 환경에서 절연뿐 아니라 높은 성능도 필요합니다.

서로 다른 절연 전류 측정 방법

각 HEV/EV 애플리케이션은 비용, 정확도, 신호 대역폭, 지연 시간, 측정 범위, 절연 등급, 패키지 크기 요구 사항이 다릅니다. 여러 절연 전류 측정 방법이 있습니다. 그러나 HEV/EV 서브시스템에서 사용되는 주요 방법은 절연 증폭기(그림 68) 또는 절연 모듈레이터(그림 69)를 사용하는 션트 기반 또는 개방형 루프(그림 70) 또는 폐쇄형 루프(그림 71) 홀 센서를 사용하는 홀 기반입니다.

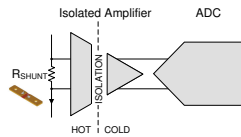


그림 68. 절연 증폭기

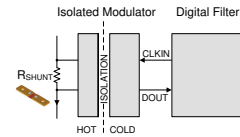


그림 69. 절연 모듈레이터

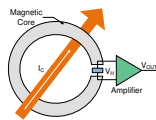


그림 70. 개방형 루프 홀 센서

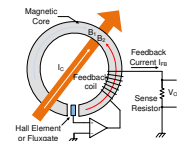


그림 71. 폐쇄형 루프 홀 센서

션트 기반 방법과 홀 기반 방법 비교

역사적으로 설계자들은 저전류(<50A) 측정에는 션트 기반, 고전류(>50A) 측정에는 홀 기반 솔루션을 선호했습니다. 그러나 전류 측정 정확도 요구 사항이 증가함에 따라 자동차 공급업체는 홀 기반에서 션트 기반 방법으로 마이그레이션하고 있으며 특히 고전류 환경에서 더욱 그렇습니다. 자동차 공급업체 중에는 측정 정확도를 더욱 높이기 위해 절연 증폭기 기반 솔루션에서 절연 모듈레이터 기반 솔루션으로 전환하는 추세도 있습니다.

텍사스 인스트루먼트는 고정밀 션트와 페어링할 때 온도 전반에 걸쳐 매우 정확한 절연 전류 측정을 달성하는 데 도움이 되는 동급 최고의 절연 증폭기 및 절연 모듈레이터를 제공합니다. 표 10은 고전류 차량용 환경에서 션트 및 홀 기반 절연 전류 감지 솔루션의 기본 차이점을 보여줍니다.

표 10. 션트 및 홀 기반 절연 전류 감지 간의 차이

카테고리	션트 기반	홀 기반
솔루션 크기	유사	유사
오프셋	매우 낮음	중간
온도에 따른 오프셋 드리프트	낮음	중간
정확도	보정 후 0.5% 미만	보정 후 2% 미만
잡음	매우 낮음	높음
대역폭	유사	유사
지연	유사	유사
비선형	매우 낮음	높음
장기 안정성	매우 높음	중간
비용	유사	유사
진동 영향	매우 낮음	낮음
소비전력	낮음	매우 낮음
맞춤화	유연	제한됨

션트 및 홀 기반 방법의 분석

- 홀 센서는 본질적으로 절연되어 단일 모듈 접근 방식을 지원합니다. 반면 션트 기반 솔루션에는 절연 증폭기 또는 모듈 레이터, 그리고 높은 공통 모드 전압 측을 위한 절연 전원 공급 장치가 필요합니다.
- 션트 기반 솔루션은 초기 오프셋이 매우 낮고, 온도에 따른 오프셋 드리프트가 낮고, 외부 자기장에 덜 민감합니다.
- 션트 기반 솔루션은 전체 전압 범위에서 선형이며, 홀 기반 솔루션은 비선형, 특히 제로 크로싱 및 자기 코어 포화 영역 근처에서 더욱 비선형입니다.
- 션트 기반 솔루션은 기본 일회성 보정을 통해 홀 기반 솔루션에 비해 더 나은 DC 정확도를 달성합니다. 션트 기반 솔루션은 외부 자기장에 대한 감도가 제한되어 있기 때문에 특히 낮은 전류에서 정확도가 훨씬 더 우수합니다.
- 인라인 션트의 전압 강하로 열 발산 및 전력 손실이 발생합니다. 그러나 션트 기술의 향상으로 션트가 가벼워지고, 옴 값이 감소하며, 정확도와 드리프트 성능이 개선되었습니다. 옴 값이 낮은 션트를 사용하면 열 발산이 줄어듭니다. 또한 텍사스 인스트루먼트의 절연 증폭기 및 모듈레이터는 매우 작은 입력 전압 범위(±50mV 및 ±250mV)를 전체적으로 탁월한 정밀도로 지원합니다. 션트 기술의 이러한 개선과 소형 입력 범위의 절연 장치가 도입되면서 시스템이 전체 측정 정확도에 영향을 주지 않으면서 열 발산을 줄일 수 있습니다.
- 홀 기반 센서는 일반적으로 작동 온도 범위가 제한되어 있는 반면(일반적으로 -40°C~+85°C), 션트 기반 솔루션은 더 높은 작동 온도 범위(일반적으로 -40°C~+125°C)를 지원할 수 있습니다.
- 홀 기반 및 션트 기반 절연 증폭기 솔루션 모두 비슷한 신호 대역폭을 제공합니다. 일반적으로 최대 수백 킬로헤르츠 (kHz)까지 가능합니다. 그러나 절연 모듈레이터는 사용자가 외부에서 디지털 필터링을 구현하고 사용자 지정할 수 있는 고속 비트 스트림 출력을 제공합니다. 이 사용자 지정을 통해 사용자는 높은 신호 대역폭, 낮은 지연 시간 솔루션을 개발할 수 있습니다.

트랙션 인버터에서 절연 션트 기반 전류 감지

트랙션 인버터는 전기 모터를 제어하며 HEV/EV 드라이브트레인의 핵심 구성 요소입니다. 트랙션 인버터는 높은 공통 모드 전압에서 정확한 전류 감지를 필요로 합니다. 따라서 트랙션 인버터의 전류 측정은 두 가지 션트 기반 방법 중 하나를 사용하여 실현할 수 있습니다.

그림 72은 **AMC1301-Q1**과 같은 차량용 등급의 강화 절연 증폭기를 사용하여 차가운 쪽과 절연된 뜨거운(높은 공통 모드 전압) 쪽에서 션트 전반의 전압 강하를 보여줍니다.

그림 73은 AMC1305M25-Q1과 같은 차량용 등급의 강화 절연 모듈레이터를 사용하여 차가운 쪽에서 뜨거운 쪽으로 절연된 션트 전반의 전압 강하를 측정하는 두 번째 션트 기반 측정 방법을 보여줍니다.

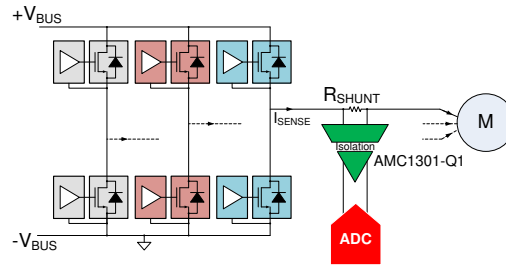


그림 72. 절연 증폭기를 사용한 절연 전류 측정

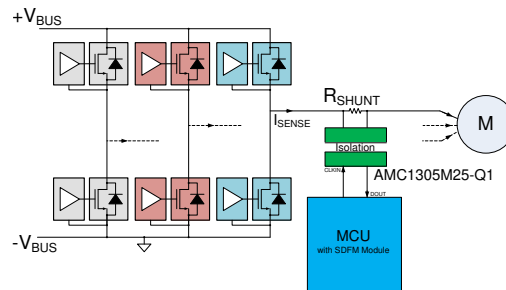


그림 73. 절연 모듈레이터를 사용한 절연 전류 측정

이 솔루션은 추가 아날로그-디지털 변환 단계 및 관련 후속 오류를 제거하므로 향상된 측정 정확도를 위해 절연 모듈레이터를 사용하는 것이 좋습니다. 절연 모듈레이터의 고속 비트 스트림 출력은 SDFM(시그마-델타 필터 모듈)이 내장된 TI의 C2000 제품군 같은 MCU(마이크로컨트롤러)나 FPGA로 필터링되어 사용자가 신호 대역폭과 정확도를 미세 조정할 수 있습니다.

차량용 절연 장치 권장 사항

장치	절연	설명
AMC1305-Q1	강화	±50mV, ±250mV 절연 모듈레이터
AMC1301-Q1	강화	±250mV 절연 증폭기
AMC1302-Q1	강화	±50mV 절연 증폭기

결론

션트 기반 및 홀 기반 방법을 포함하여 HEV/EV 서브시스템의 절연 전류 감지를 위한 여러 측정 방법이 존재합니다. 경제적 인 고정밀 션트 및 고성능 절연 증폭기와 모듈레이터의 발전으로 션트 기반 솔루션은 기존 홀 기반 솔루션에 대한 적합한 대안이 되었습니다.

DC 전기차 충전 애플리케이션의 전류 감지를 위한 설계 고려 사항

요약

전 세계 정부가 환경 지속 가능성 목표를 달성하기 위해 노력하고 자동차 업계가 차량 전기화를 가속화하기 위해 더 많은 투자를 계획함에 따라 내연기관에서 전기 자동차(EV)로의 전환은 불가피해 보입니다. 최근 몇 년간 DC 고속 충전소의 용량이 크게 증가하였습니다. 한때 150kW가 표준이었던 용량은 이제 350kW 이상이며, 개선은 계속되고 있습니다. 350kW 이상에 도달하기 위해 일반적으로 20kW~40kW의 모듈을 병렬로 쌓고 상위 레벨 제어 루프에서 해당 모듈의 부하 밸런싱을 병렬로 수행하는 기술을 사용합니다. 전류 및 전압 감지 기술은 DC 고속 충전소의 전원 모듈 제어 루프에 중요한 역할을 합니다. 이 애플리케이션 보고서는 EV 충전 애플리케이션의 전류 센서에 대한 설계 고려 사항을 살펴보고, 특히 시스템 성능과 관련된 게인 오류, 오프셋, 대역폭 및 지연 시간에 중점을 두고 있습니다.

머리말

전기 자동차용 DC 충전소

차량 배터리에서 그리드로 전력을 공급하거나 방전하려면 **그림 74**에서와 같이 AC와 DC 레일 사이에 여러 개의 변환 단계가 필요합니다.

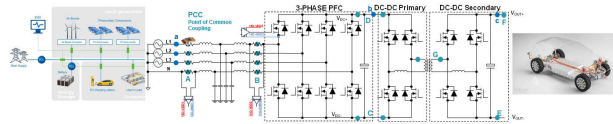


그림 74. EV 충전 시스템의 전류 센싱 지점

AC/DC 컨버터는 DC 전압과 함께 PCC(공통 커플링 지점)의 전류 THD(Total Harmonic Distortion)를 제어하면서 AC를 DC 전원으로 변환하는 역할을 합니다. 동시에, 절연 DC/DC 컨버터는 주로 그리드와 차량 사이의 갈바닉 절연과 정전류(CC) 및 정전압(CV) 충전 기능을 달성하는 데 사용됩니다.

그림 74에는 EV 충전 시스템의 일반적인 전류 센서 위치가 나와 있습니다.

- 지점 A, B, C, D에 배치된 센서를 통해 AC/DC 단계의 전력 조정 및 보호를 달성합니다.
 - **지점 A**는 PCC로 향하는 컨버터의 기본 연결 지점입니다. 이 위치에 센서를 배치하면 그리드로 유입되거나 풀링된 전류를 가장 정확하게 모니터링하고 제어할 수 있어 그리드와 상호 변경되는 유효 및 무효 전력의 정확한 제어를 달성할 수 있습니다.
 - **지점 B**에는 스위칭 노드(SN)의 스위치 전류를 측정하는 기능이 있습니다. 이 위치에 전류 센서를 배치하면 전원 스위치의 보호 및 제어 루프 속도를 높일 수 있습니다. 또한 전류 센싱 회로에서 절연 전원 공급 장치가 필요할 경우 게이트 드라이버 공급 장치를 활용할 수 있으므로 설계의 총 비용을 절감할 수 있습니다. 그러나 측정에는 EMI 필터의 손실이 포함되지 않으므로 이 위치는 무효 전력 보상에 덜 적합합니다.
 - **지점 C**는 DC 버스 전류의 측정 지점입니다. 이 위치에 전류 센싱 회로를 배치하면 전원 공급 장치가 하단 스위치 드라이버 공급 장치와 공유될 때 비용을 절감할 수 있습니다.
 - **지점 D**는 DC 버스의 양극 레일에 배치된 DC 버스 전류의 측정 지점입니다.
- G, F 및 E 지점에 위치한 센서를 통해 DC/DC 단계의 전력 조정 및 보호를 달성할 수 있습니다
 - **지점 G**는 권선 전류를 제어하는 데 필요합니다.
 - **지점 F**는 양극 단자에 위치한 배터리 전류의 측정 지점입니다.
 - **지점 E**는 음극 단자에 위치한 배터리 전류의 측정 지점입니다. 음극 단자로 흐르는 전류를 감지하는 이점은 저압측 FET의 게이트 드라이버 공급 장치를 활용하여 전류 감지 회로에 전원을 공급할 수 있다는 점입니다.

이 애플리케이션 노트에서는 EV용 DC 충전 애플리케이션에서 사용할 때 전류 센서에 필요한 최소 사양을 정의하기 위해 시뮬레이션 결과를 기반으로 연구를 수행했습니다. 대역폭, 이득 오차, 오프셋 및 지연 시간의 최적 값은 **표 11**에 나열된 시스템 사양을 제시하는 11kW 시스템에 대해 도출되었습니다. 이 문 서에서는 다음 두 가지 절연 DC/DC 토폴로지를 고려합니다. 위상 변이 제어 기능이 있는 DAB(듀얼 액티브 브리지) 및 CLLLC 공진 컨버터 포함 DAB.

섹션 7.2.2에서는 C와 D의 DC 링크 전류 측정을 통해 AC/DC 입력 전류 센싱에 대한 설계 고려 사항에 대해 설명합니다 **섹션 7.2.3**에서는 대역폭, 게인 및 오프셋 오류와 같은 특성이 DC/DC 스테이지의 성능에 미치는 영향에 대해 DC/DC 스테이지의 전류 감지 지점(G, F, E)에 대한 요구 사항을 자세히 설명합니다.

표 11. EV 충전기의 목표 사양

조건	설명
전원 정격 및 전력 흐름	V2G/V2H를 지원하는 11kW 양방향 작동
AC 정격	400V _{AC} (3상, 각각 230V _{AC}) 16A _{RMS} (각 위상)
AC 전류의 총 고조파 왜곡	전부하의 PCC에서 3.6%
DC 정격	V _{DCBUS} 800V 공칭(650V~800V) I _{DCBUS} 14A(14A~17A) V _{BAT} 400V(250V~450V) I _{OUT} 27.5A(24A~44A)
AC/DC의 스위칭 주파수	70kHz(데드 타임 = 250ns)
DC/DC의 스위칭 주파수	공진 CLLLC DAB의 경우 위상 전환 DAB 500kHz 공칭에 대해 100 kHz
DC 측에서 제어되는 전력에 필요한 정확도	V _{DCBUS} ±1% V _{BAT} ±1% I _{BAT} ±1%
전류 및 전압 루프의 구현된 AC/DC 대역폭	3kHz 그리드 전류 루프(id, iq) 400Hz DC 버스 전압 루프
전압 측정의 구현된 대역폭: 그리드 및 DC 링크	100 kHz

전류 감지 기술 선택 및 등급 모델

선트 기반 솔루션으로 전류 감지

이 애플리케이션 노트에서는 절연 증폭기 또는 절연 델타-시그마 모듈레이터가 있는 선트 기반 전류 감지만 고려합니다. 논의된 모든 제품에 대해서 ±50mV의 선형 입력 전압 범위를 가지고 있어, 매우 작은 선트 레지스터 값을 사용하여 시스템의 전체 전력에 비해 낮은 에너지 손실을 유지할 수 있습니다.

레퍼런스 애플리케이션에서 11kW AC/DC의 입력 전류는 400V_{AC} 3상 시스템의 경우 최대 값 또는 16A_{RMS}를 갖습니다. 그 결과 ±22.5A_{peak}가 발생합니다. 2mΩ 선트 저항을 사용하면 선트 전체의 최대 전압이 50mV(피크는 45mV) 미만을 잘 유지할 수 있습니다. 즉, 최대 전력 작동에서 11kW의 선트 내 전력 손실은 선트당 0.5W에 불과합니다. 3상 시스템에서 3개의 선트를 가정하면 이 역시 무시할 수 있는 손실이며 PCB에 중요한 핫스팟을 추가하지 않습니다. 반대로, DC/DC 컨버터의 전류는 **표 11**에서 알 수 있듯이 44A까지 높아질 수 있습니다. 이 결과로 인해 절연 증폭기의 50mV 입력 전압 범위에 대해 1mΩ 선트 저항을 선택해야 하며, 각 측정 지점에 대해 2W 미만의 전력 손실(총 전력 11kW에 대해서는 무시할 수 있는 수준)이 발생하게 됩니다.

감지 기술의 등급 모델

각 전류 감지 지점의 분석은 대역폭, 지연, 게인 오류 및 오프셋과 같은 네 가지 매개 변수를 고려하여 시스템 수준에서 수행됩니다. **그림 75**에는 센서에 언급된 모든 매개 변수를 표시하여 전류 감지 모델과 등급 모델이 나와 있습니다.

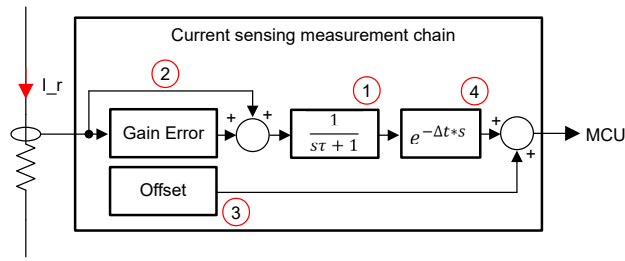


그림 75. 전류 감지 측정 모델

동급 모델의 각 단일 단계에 대한 설명은 다음과 같습니다.

1. 전류 센서가 제공하는 대역폭 제한을 나타냅니다. 이 노트에서 감지 단계는 1차 저역 통과 필터로 모델링되었으며, 여기서 일정한 시간을 다음과 같이 설명할 수 있습니다.

$$\tau = 1/(2\pi f_b) \tag{38}$$

여기서

- τ 는 전류 센서의 대역폭입니다.
2. 인 오류를 나타내며 다음과 같이 모델링됩니다.

$$i_m = (1 + \epsilon)i_r \tag{39}$$

여기서

- a. i_r 은 실제 전류입니다.
 - b. ϵ 는 센서의 게인 오류입니다.
 - c. i_m 은 측정값입니다
3. 이 연구에서 측정 범위에 대해 정의된 오프셋을 나타냅니다. 오프셋은 전체 배율 범위의 백분율로 표시됩니다.
 4. 과전류와 단락을 가능한 한 빨리 감지해야 할 때 중요해지는 감지 단계에 의한 시간 지연을 나타냅니다.

AC/DC 컨버터의 전류 감지

AC/DC의 기본 하드웨어 및 제어 설명

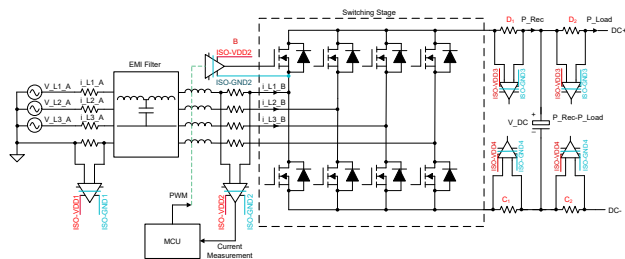


그림 76. 2레벨 AC/DC 컨버터의 회로도 표현

그림 76에서는 일반적인 AC/DC 컨버터를 보여줍니다. 다음 목록에서는 변환기의 각 부분에 대해 설명합니다.

- 컨버터에 의해 생성되는 전자기 잡음을 완화하고 표준을 준수하는 데 사용되는 EMI 필터⁷
- 전력 컨버터의 모니터링, 제어 및 보호에 사용되는 AC 및 DC 축의 전류 센서 및 전압 센서(회로도에 표시되지 않음)

- AC에서 DC로 전력을 변환하는 데 사용되는 스위칭 스테이지로, T-Type 및 ANPC 컨버터와 같은 여러 토폴로지를 사용하여 실현 가능(8, 9)
- 전력계에서 스위치의 PWM 듀티 사이클을 측정하고 계산하여 그리드 전압과 동기 전류를 제어하는 데 사용되는 마이크로컨트롤러

섹션 7.2.2.1.1 및 **섹션 7.2.2.1.2**에서는 마이크로컨트롤러의 내부에서 실행되는 제어 루틴에 대한 설명을 제공합니다. 전류 감지 매개 변수와 디지털 제어 루프 사이의 상관성에 대해 자세히 설명합니다.

AC 전류 제어 루프

제어 장치를 그리드 주파수와 동기화하여 그리드에서 소모되는 전류의 진폭과 위상을 제어함으로써 AC와 DC 간의 전력 변환을 제어할 수 있습니다. MCU를 그리드와 동기화하기 위해 그리드 전압(V_L1_A, V_L2_A, V_L3_A)을 MCU에서 샘플링하여 위상 잠금 루프(PLL) 11에 공급합니다. PLL(cos(φ), sin(φ))과 Clarke 및 Park 변환의 결과를 사용하여 3상 시스템은 회전 프레임 참조 기법(DQ 프레임 제어)을 사용하여 제어를 간소화하고 개선할 수 있습니다.

그림 77은(는 Clarke 및 Park 변환을 i_L1_A, I_L2_A, I_L3_A 또는 I_L1_B, I_L2_B, I_L3_B에 적용하여 측정된 Id 및 Iq를 사용하여 AC/DC에 구현된 전류 제어 루프의 회로도입니다

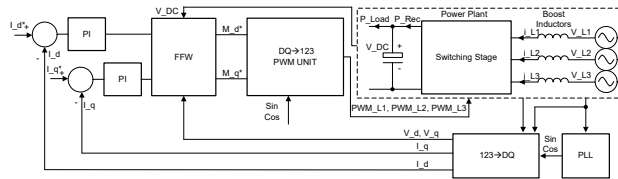


그림 77. dq 전류 제어(피드포워드, PI 비례 적분 제어)

그림 77에서는 두 개의 PI 컨트롤러를 사용하여 전류를 제어할 수 있음을 보여줍니다.

- 직류(I_d*)라고 하는 레퍼런스 전류를 변경하면, 해당 그리드 전압에 대해 위상으로 3상 전류를 제어할 수 있습니다. 이 기능을 사용하면 방정식 40에서 나타내는 것처럼 AC/DC에서 소모되거나 소싱되는 유효 전력을 직접 제어할 수 있습니다. 여기서 P_Rec는 3상 유효 전력입니다. 레퍼런스 전류의 부호를 변경하면 그에 따라 전력을 소모하고 공급할 수 있습니다.
- 직교 전류(I_q*)라는 레퍼런스 전류를 변경하여 3상 전류를 해당 그리드 전압에 대해 90° 위상 전환시킬 수 있습니다. 이 값을 변경하면 방정식 41에서 볼 수 있듯이 무효 전력의 직접 제어가 달성될 수 있습니다. 여기서 Q는 총 3상 무효 전력입니다. 레퍼런스 전류의 부호를 변경하면 장비에 의해 소모되는 정전식 또는 유도 전력을 변경할 수 있습니다.

$$P_{Rec} = \frac{3}{2}V_d I_d^* \tag{40}$$

$$Q = \frac{3}{2}V_d I_q^* \tag{41}$$

PI 컨트롤러 외에도 피드포워드(FFW)는 일반적으로 전류 루프에 구현되어 시스템의 변수가 변경될 때 응답 시간을 줄이고 제어 루프 대역폭의 중속성을 제거합니다(예: V_DC가 보정되지 않은 경우, V_DC가 감소하면 제어 루프 대역폭이 증가할 수 있으므로 불안정할 수 있습니다).

DC 전압 제어 루프

여러 애플리케이션에서 정류기 단계의 DC 측에 연결된 부하 또는 소스가 항상 전압 소스로 작동하는 것은 아니며, 실제로 부하는 레지스터 또는 전류 싱크 또는 소스 역할을 할 수 있습니다. DC/DC 단계에서 전압 소스 동작이 나타나지 않는 경우, 요청된 전력(P_{Rec})과 함께 DC 버스 전압에 의존하면 출력에서 제어된 전압이 발생하지 않을 수 있습니다. 통제되지 않은 DC 버스 전압은 AC/DC가 불안정하게 되거나, 전류 및 전압 보호가 트리거되거나, 컨버터 자체에 손상을 줄 수 있습니다. 이를 해결하기 위해 **그림 78**에 나와 있는 것처럼 전류 루프에 대해 더 높은 계층적 수준의 추가 제어를 구현합니다. 더 낮은 수준의 제어 루프 I_{dq} 의 I_{d^*} 를 통해 그리드에서 드레인되거나 소싱되는 활성 전력을 제어할 수 있는 전압 제어 루프가 추가되었습니다. 추가 PI 컨트롤러는 DC 링크 캡에서 전원이 흐르지 않으므로 V_{DC} 와 동일한 V_{DC^*} 를 달성하여 정류기와 부하 전력(P_{Rec} 및 P_{Load})을 일치시킬 수 있는 기준(I_{d^*})을 생성합니다. 정류기 전원과 부하 전력의 매칭은 통합 부품을 통해 달성됩니다.

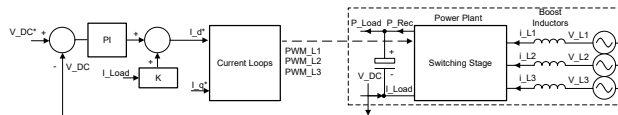


그림 78. 전압과 전류 제어 루프

그림 78에서 볼 수 있듯이 루프의 응답 시간을 줄이기 위해 DC 전류 측정을 통해 얻을 수 있는 피드포워드가 구현되었습니다. 이 요소는 전압, 전류 및 제어 기술 구현에 따라 달라지기 때문에 일반 계수 K 를 구현했습니다. 이 기능은 변환기 작동 자체에는 중요하지 않지만은 **섹션 7.2.2.3**에서 설명한 것처럼 성능을 크게 향상시킬 수 있습니다.

I_{q^*} 레퍼런스는 유효 전력 조절에 관련이 없기 때문에 전압 루프와 독립적이며, 따라서 DC 링크 캡의 충전 및 방전 프로세스에서 참조할 수 있습니다. 앞서 언급했듯이 I_{q^*} 는 시스템의 무효 전력을 직접 제어합니다.

지점 A 및 B – AC/DC AC 위상 전류 감지

이 섹션에서는 공통 커플링 지점(지점 A) 또는 스위칭 노드(지점 B)에 배치된 전류 센서의 설계 고려 사항을 설명합니다. 감지 매개변수 변경 시 [섹션 7.2.2.1](#)에 언급된 제어 루프 성능에 대한 조사 결과를 제공합니다.

전류 센서의 오프셋, 대역폭, 게인 오류 및 지연 시간은 최소 요구 사항을 결정하는 것을 목표로 시스템 수준에서 논의합니다. 많은 사례가 반복되는 것으로 판명되었기 때문에 모든 시나리오가 지점 A와 B 모두에 적용되는 것은 아니며, 최소 요구 사항을 결정하기 위해 최악의 사례만 설명합니다. 다음 목록에는 각 전류 센서 사양 분석에 대한 모든 세부 정보가 나와 있습니다.

- **센서 대역폭:** 지점 A와 지점 B에서 분석을 실시했습니다. 지점 A에서는 무효 전력 제어에 대한 위상 오차를 무시할 수 있어야 하기 때문입니다. 지점 B에서는 AC 전류를 가능한 한 빠른 속도로 제어해야 하기 때문입니다.
- **최고 지연:** 분석은 보호가 필요한 전원 스위치에 가장 근접한 지점이기 때문에 스위칭 노드에서만 수행되었습니다. 또한 지점 A와 B 사이에는 PCC에 대해 스위칭 노드로부터 존재하는 전류 간에 불일치를 생성할 수 있는 EMI 필터가 있습니다.
- **게인 오류:** 게인 오류의 영향은 PCC와 전환 노드 모두에서 동일합니다. 분석은 스위칭 노드에서 수행되었습니다. 왜냐하면 지점 B에서 더 높은 전류 제어 루프 대역폭을 달성할 수 있기 때문에 정확도 오류가 있을 때 전류의 THD가 더 높아질 수 있기 때문입니다. 그런 다음 시스템 내에 더 높은 대역폭이 있을 때 전압 루프는 그리드 전류에 잡음을 주입합니다.
- **오프셋 오류:** 오프셋 오류의 영향은 PCC 및 전환 노드 모두에서 동일합니다. 분석은 스위칭 노드에서 수행되었습니다. 스위칭 노드는 더 높은 전류 제어 루프 대역폭을 달성할 수 있는 곳이기 때문에 오프셋이 있을 때 전류의 THD가 더 높아지기 때문입니다.

대역폭의 영향

제어 루프 성능을 전류 센서 대역폭의 함수로 관찰하여 최소 대역폭을 정의하기 위해 정상 상태 및 과도 분석이 수행되었습니다.

정상 상태 분석: 기본 및 제로 크로싱 전류

이 분석에서는 그리드 전류가 스위칭 노드(지점 B)에서 제어되며, 제어되는 전류의 일반적인 프로필이 [그림 79](#)에 나와 있습니다. [그림 79](#)에서는 3개의 전류와 3개의 전압이 위상에 있으므로 DC에서 AC 그리드(그리드 방향으로 11kW)로의 유효 전력 변환이 가능함을 보여줍니다. [그림 80](#)에서 확대된 부분에서는 스위칭 노드의 전류가 50Hz의 기본 부품으로 구성되고 2레벨 컨버터의 스위칭으로 인한 중요한 전류 리플 진폭을 보여줍니다.

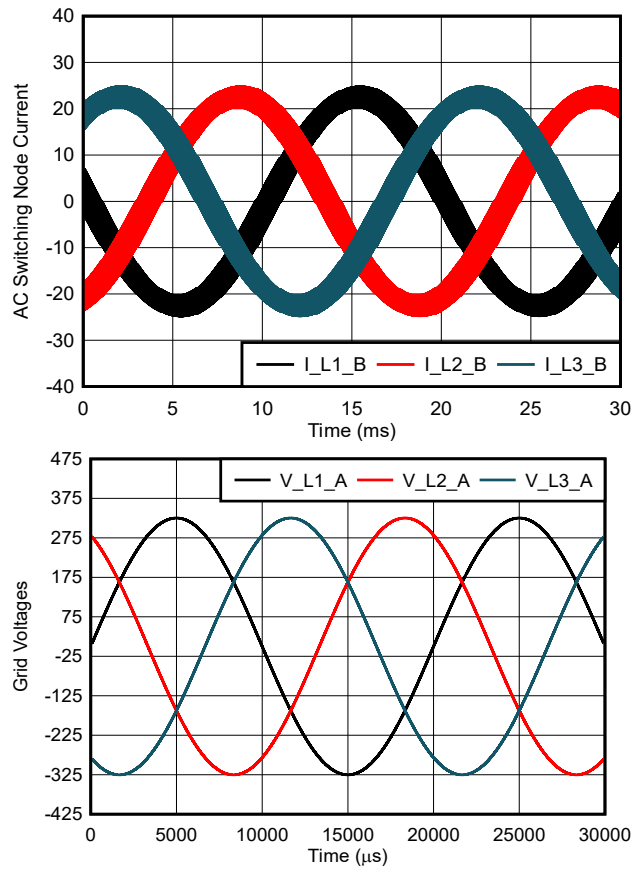


그림 79. 11kW의 공칭 부하에서 작동하는 AC/DC 컨버터의 그리드 전압 및 전류

그림 80은(는) 그림 79의 확대된 보기로, 정류기 전류와 기본 고조파가 50Hz인 평균 전류를 더한 것을 보여줍니다.

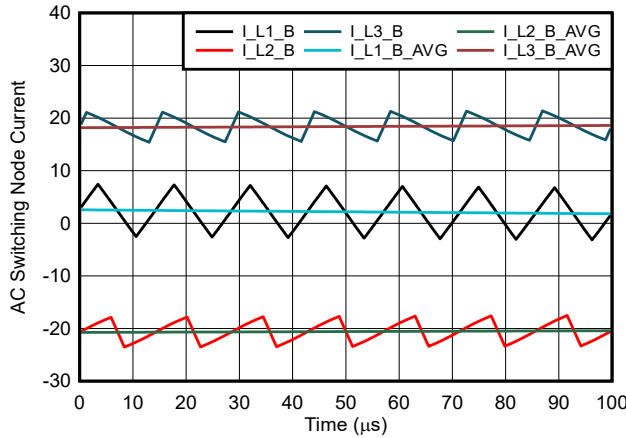


그림 80. $t = 0s$ 에서 확대한 부분(스팬 $100\mu s$)

AC와 DC 사이의 전력 변환은 그리드 주파수에서 제어되는 전류를 통해 달성됩니다. 따라서 정확한 진폭을 사용하고 중요한 위상 지연이 없는 전류의 기본 고조파 측정(예: $I_{L1_B_AVG}$)을 MCU에 전달해야 합니다. 50Hz 또는 60Hz 부품은 동기식 샘플링, 평균 제어 등의 샘플링 기술을 통해 파생될 수 있습니다. 이러한 기술을 채택함으로써 디지털 제어 루프에 중요한 위상 지연이 발생하지 않으므로 루프 **12**의 더 빠른 응답이 가능합니다. 반대로, 전류 센서는 대역폭 제한이 있기 때문에 전류 센서는 이상적인 선택으로 간주할 수 없습니다. 전류 센서는 중요한 위상 지연 및 진폭 오류가 발생할 수 있습니다. 이 오차는 교환되는 능동적 및 반응적 힘의 착오에 반영될 수 있으며 **방정식 42**에서와 같이 표현됩니다.

$$\varphi = \text{atan}(2\pi f_e \tau) \tag{42}$$

여기서

- φ 는 측정된 전류와 실제 전류 사이의 위상 지연입니다.
- f_e 는 측정된 신호의 전기 주파수로, 이 애플리케이션에서 50Hz 또는 60Hz와 같습니다.
- τ 는 측정 체인이 제공하는 저역 필터 동작의 지속 시간입니다.

방정식 42를 사용하면 차단 주파수가 그리드 전기 주파수의 100배(60Hz에서 그리드가 있을 경우 6kHz)보다 높은 경우 0.6° 미만의 위상 각도 지연을 달성할 수 있습니다. 이 위상 변이는 유효 및 무효 제어 전력의 무시 가능한 오류가 50Hz 또는 60Hz에서 발생합니다. 전력 변환이 발생하는 부품인 6kHz 대역폭은 그리드 전류 제어에 충분합니다.

일반적으로 50Hz 또는 60Hz는 제어할 유일한 부품이 아니지만, 전력계의 데드 타임에 의해 발생하는 그리드 전류에는 더 높은 주파수 부품이 있어 THD가 상당히 증가합니다. 고주파 성분을 측정에서 포착해야 MCU가 이를 보정하여 소프트웨어적으로 취소할 수 있습니다. 데드 타임을 높이면, **그림 81**에서 보듯이 특히 11ms의 전류의 제로 크로싱에서 더 높은 왜곡이 발생합니다. 이 그림에서 11kW로 작동하는 AC/DC 컨버터에 의해 드레인된 A 지점의 전류 파형은 컨트롤러의 데드 타임이 변경될 때 표시됩니다. 상단 그래프는 데드 타임이 250ns, 아래쪽 그래프는 데드 타임이 $1.5\mu s$ 인 전류 파형을 보여줍니다.

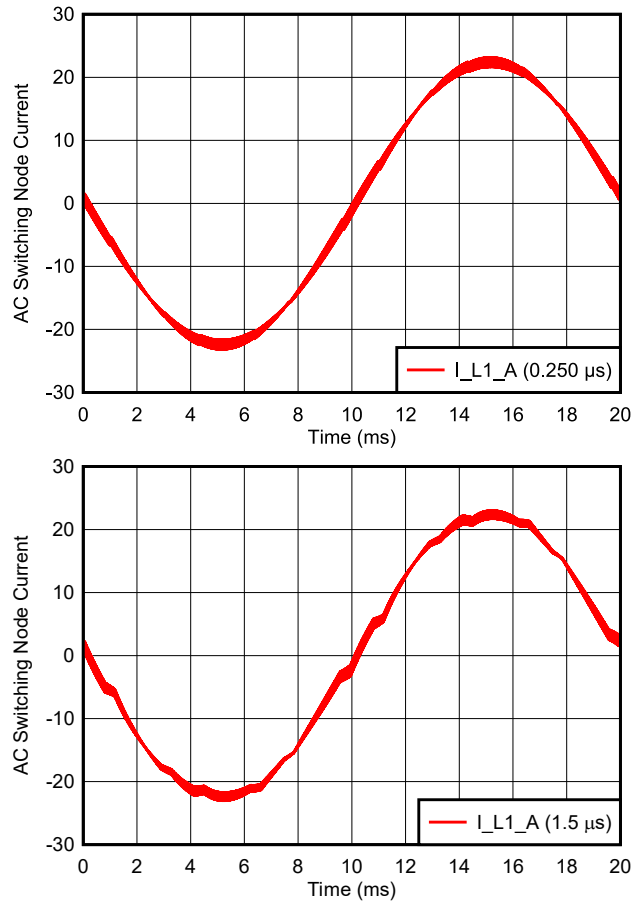


그림 81. 데드 타임 250ns 및 1.5μs를 구현할 때 PCC에서 방출되는 전류(50Hz 작동)

데드 타임이 과도할 경우 표준에 따라 설정된 제한을 초과하는 상당한 THD가 발생할 수 있습니다. 표준을 준수하려면 대형 출력 필터가 필요하거나 적절한 소프트웨어 제어가 제공되어야 합니다. 이 간섭을 보상하기 위해 여러 가지 제어 기술이 개발되었지만, 이 모든 옵션은 전류 센서의 충분한 대역폭을 필요로 합니다. 최소 대역폭 요구 사항을 확인하기 위해 전류 파형의 FFT(고속 푸리에 변환) 변환을 수행하여 간섭의 주파수 내용을 분석합니다.

그림 82에는 그리드에서 최대 전력이 필요할 때 PCC 내 전류의 FFT가 나와 있습니다.

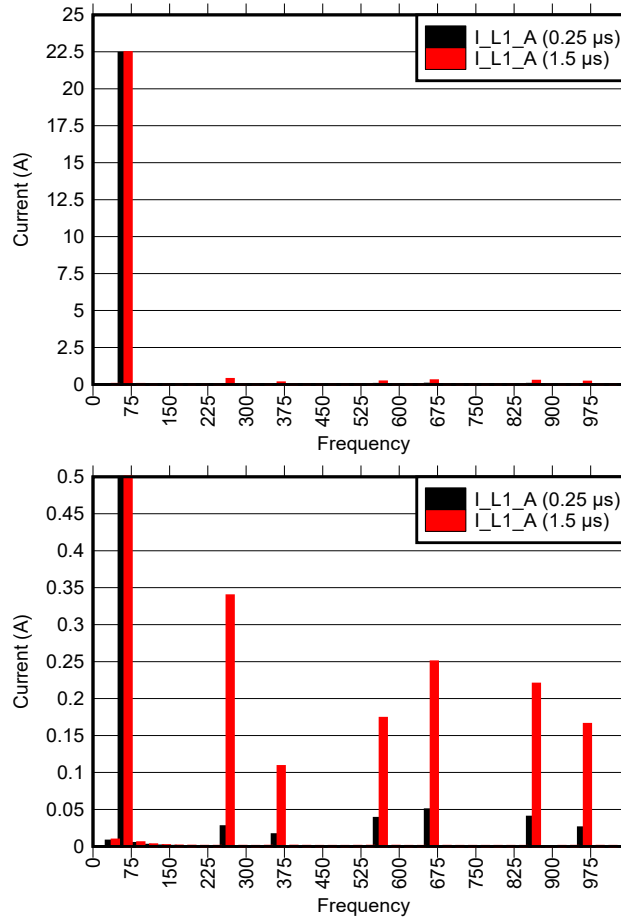


그림 82. 그림 2-6 Plus 확대 부분(50Hz)에 표시된 전류의 FFT

그림 82에서 보상해야 할 가장 중요한 주파수는 5번째, 13번째 및 17번째 고조파로, 그리드가 50Hz에서 작동 중일 때 250Hz, 650Hz 및 850Hz로 이어집니다. 그리드가 60Hz에서 작동할 때 주파수는 300Hz, 780Hz 및 1020Hz입니다. 새로운 주파수에 방정식 42을 적용함으로써 고조파의 적절한 보상을 위해 102kHz의 전류 감지 단계의 최소 대역폭을 제공해야 합니다.

결론적으로 정상 상태 분석에서 중요한 데드 타임이 PFC 단계에 있을 때 전류의 총 고조파 왜곡을 개선하기 위해서는 60Hz 그리드가 있을 때 최소 102kHz의 대역폭이 필요합니다. 그리드가 50Hz에서 작동하는 경우 최소 대역폭을 95kHz까지 줄일 수 있습니다. 전류 센서 대역폭은 두 측정 지점에서 데드 타임에 의해 생성되는 고조파 성분이 동일하기 때문에 전류를 제어하는 지점 A 또는 B에서 필요합니다. 그 이유는 EMI 필터(그림 76 참조)가 훨씬 더 높은 주파수 성분에 최적화되어 있기 때문에 낮은 주파수에서는 중요한 완화를 달성할 수 없기 때문입니다.

과도 현상 분석: 스텝 전력 및 전압 저하 응답

이 섹션에서는 그리드로 인한 과도 현상이 주입될 때 전류 감지 단계의 최소 대역폭을 파악하는 것을 목표로 제어 전류 루프의 성능을 분석합니다. 이 연구의 목적은 과전류 보호 상태에서 실행되지 않고 PCC에 주요 오작동이 없을 때 컨버터를 그리드에 연결할 수 있는 최소 대역폭을 찾는 것입니다. 과전류를 일으킬 수 있는 여러 가지 스트레스 시나리오를 분석했습니다. AC 전압 저하, 스텝 전력 응답 및 AC 과전압. 언급된 결함 중 전압 새그와 단계 전력 응답에 대해서만 설명합니다.

그림 83에서는 센서로 작동하는 컨버터의 대역폭이 6kHz인 경우 그리드 전압과 관련하여 스위칭 노드 전류(지점 B)를 보여줍니다. 상단 그래프에서 AC/DC 컨버터의 출력 전력은 3ms에서 0부터 11kW까지 단계적으로 상승하여 L1(I_L1_B)에 과전류가 발생합니다. 하단 그래프에서 AC 라인 전압이 26ms에서 20% 강하되어 L2(I_L2_B)에 상당한 과전류가 발생하여 원치 않는 컨버터 셧다운으로 이어질 수 있습니다.

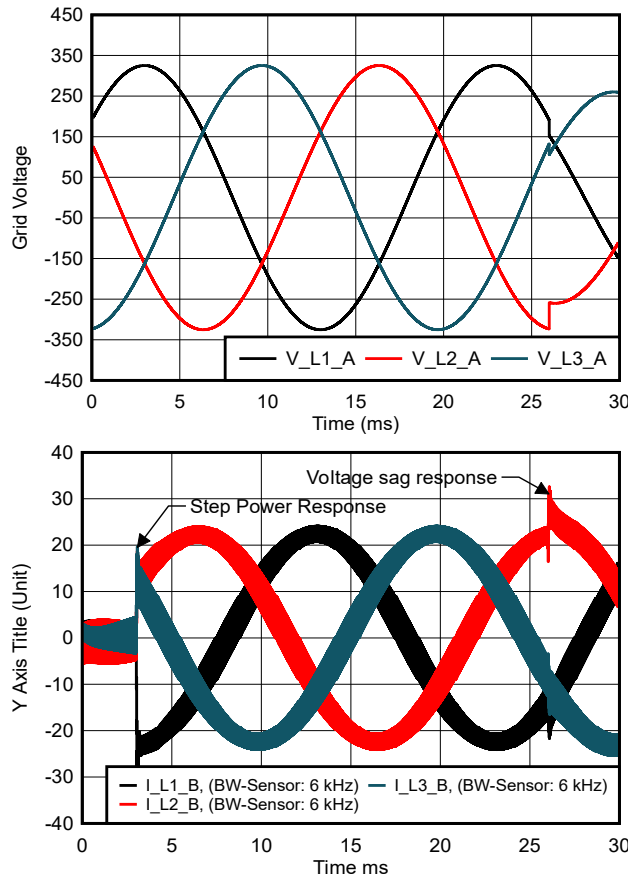


그림 83. AC/DC 컨버터의 그리드 전압 및 전류 : 스텝 전력 및 전압 저하 응답

전류 센서의 대역폭(6kHz, 30kHz, 60kHz)만 변경한 후 배터리에서 스텝 전력을 요청할 때 스위칭 노드의 피크 과전류를 비교하여 여러 시뮬레이션을 실행했습니다. **그림 84**에서는 시뮬레이션을 반복한 후의 결과를 표시합니다. 6kHz 전류 센서가 있으면 L1의 전류는 30kHz 전류 센서로 달성할 수 있는 주 과도 응답에 상대적인 30%(33A 피크)까지 오버슈팅합니다(전류 제어 루프의 대역폭보다 10배 더 높음). 전류 감지 대역폭이 추가로 증가하면(30kHz~60kHz) 두 곡선이 겹치기 때문에 추가적인 이점이 없습니다.

그림 84에서는 전류 센서 대역폭을 매개 변수로 사용하여 AC/DC 컨버터의 스텝 전력 응답(11kW)의 t = 3ms(스팬 200 μs)에서 확대된 부분을 보여줍니다.

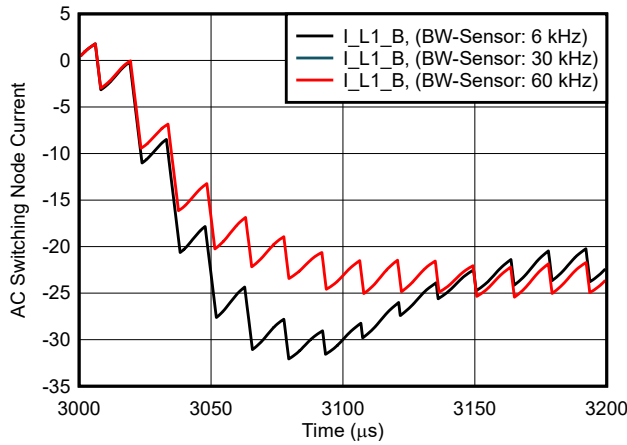


그림 84. $t = 3ms$ 에서 확대된 부분(스팬 $200\mu s$)

전류 센서의 대역폭만 변경하여 여러 시뮬레이션을 실행했습니다. 컨버터가 최대 부하에서 작동하고 그리드에서 예측할 수 없는 전압 강하가 발생할 때 스위칭 노드의 피크 전류 비교를 수행했습니다. 그림 85에서는 6kHz, 30kHz, 60kHz 전류 센서로 라인 과도 응답을 보여줍니다. 6kHz 전류 센서를 사용하면 L2의 전류가 30kHz 전류 센서(전류 제어 루프의 대역폭보다 10배 더 높음)로 달성되는 주 과도 응답을 기준으로 2A 초과(약 33A 피크)까지 오버슈팅합니다. 전류 감지 대역폭이 추가로 증가해도(30kHz~60kHz) 추가적인 이점이 없습니다(두 곡선 모두 겹침).

그림 85에서는 전류 센서 대역폭을 매개 변수로 사용하여 AC/DC 컨버터 전압 저하 응답의 $t = 26ms$ (스팬 $200\mu s$)로 확대된 부분을 보여줍니다.

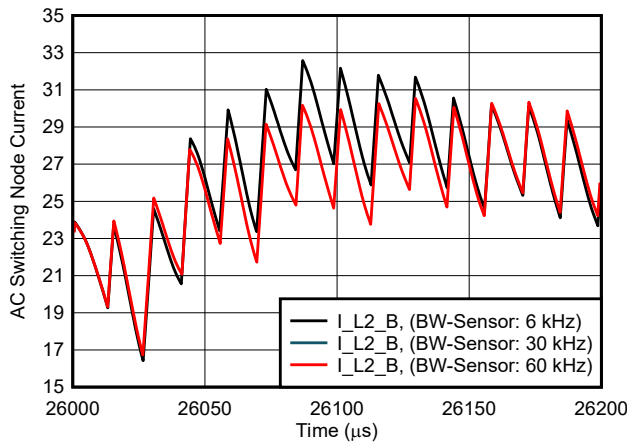


그림 85. $t = 26ms$ 에서 확대된 부분(스팬 $200\mu s$)

사용 가능한 전류 제어 루프 대역폭을 최대한 활용하려면 감지 대역폭을 제어 루프 대역폭보다 최소 10배 이상 높게 유지하십시오. 이 지침을 적용하면 과전류 탐지에 측정 범위를 희생할 필요가 없기 때문에 전류 측정 해상도가 극대화됩니다.

지연의 영향

지연은 컨버터의 비정상적인 작동이나 그리드의 고장이 발생할 때 고려해야 하는 중요한 매개 변수입니다. 활성 전원 장치를 보호하려면 시스템을 즉시 종료하고 시스템을 안전한 상태로 유지하기 위해 가능한 한 빨리 치명적인 상태를 감지해야 합니다. 허용 가능한 최대 지연은 B에 위치한 센서가 전원 스위치에 최대한 가깝도록 결정되었습니다. 이 섹션에서는 AC/DC 단계에서 발생할 수 있는 여러 가지 오류 중에서 그리드에 의해 발생하는 오류만 고려했습니다.

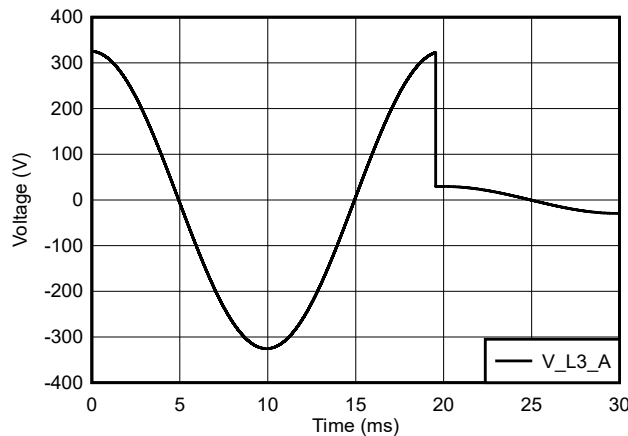
고장 분석: 그리드 단락

AC/DC가 안전하게 종료하는 데 필요한 최대 대기 시간을 평가하기 위해 다음 조건을 적용하여 시스템 시뮬레이션을 수행했습니다.

- 최대 정격 전압(800V)에서 작동하는 DC 버스 전압
- 정격 전류로 작동하는 컨버터(16A_{RMS})
- 위상의 최대 전류가 소모될 때 주입되는 단락 회로
- 연자성 재료의 자속 대 전류 프로파일을 가진 부스트 인덕터의 선형 인덕턴스가 없습니다. 인덕턴스 대 전류는 11kW AC/DC에 최적화되어 있으며 포화에 도달하면 공칭 값의 30%까지 인덕턴스가 감소합니다.
- 지점 B의 전류 감지 과전류 임계값은 30A(측정 범위 93.7%)로 설정됩니다.
- 11kW 애플리케이션에 사용되는 전력 부품의 가용 데이터 시트를 기반으로 최대 허용 전류 60A가 선택되었습니다

그리드에서 단락이 발생하는 경우 컨버터는 여전히 전환 중이므로 통제되지 않은 전류를 발생시킵니다. 고장은 갑자기 발생하므로 MCU가 듀티 사이클을 업데이트하고 수정할 수 있는 시간이 충분하지 않습니다. PWM 업데이트는 일반적으로 고정 주파수(이 예에서는 70kHz 또는 14.2μs)에서 발생합니다. 단일 및 이중 업데이트 새로 고침 기술을 따라 MCU의 최소 반응 시간은 1/fs 또는 1/2F일 수 있습니다. 이 시간 내에 인덕터의 전류가 전원 스위치의 단락 회로 전류 정격을 초과할 수 있습니다.

그림 86에는 AC/DC 컨버터의 전압 및 전류가 나와 있습니다. **그림 86**에서는 0ms~19ms 사이의 시간 프레임에서 컨버터가 공칭 조건에서 400V_{RMS}와 DC에서 AC로 전달되는 전류가 있음을 보여줍니다. 19ms에서 단락 이벤트는 위상 전압을 공칭 값의 10%로 떨어뜨리는 방법으로 시뮬레이션됩니다. **그림 87**에서 보듯이, 그리드 오류와 동시에 스위칭 스테이지에서 적용된 것과 그리드의 차이 때문에 스위칭 노드의 전류가 증가합니다.



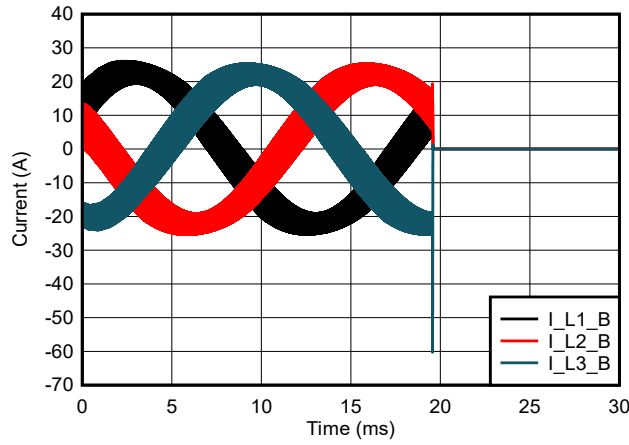


그림 86. AC/DC 컨버터의 그리드 전압 및 전류: AC/DC 컨버터의 단락 응답

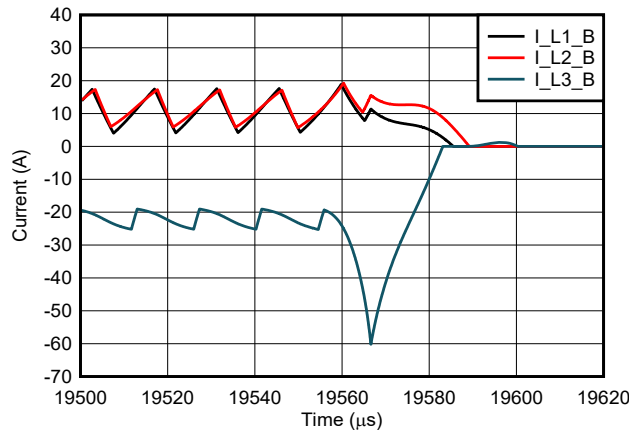


그림 87. $t = 19.5ms$ 에서 확대된 부분(스팬 $120\mu s$): AC/DC 컨버터의 단락 응답

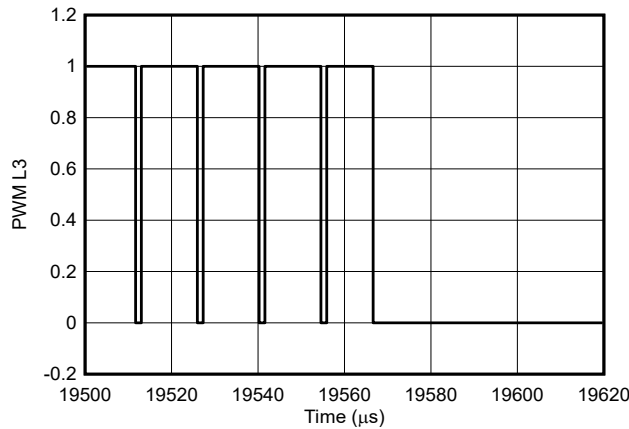


그림 88. $t = 19.5ms$ 에서 PWM의 확대된 부분(스팬 $120\mu s$): PWM 턴오프 동작

처음에 전류가 선형적으로 상승하기 시작하는 것은 코어가 포화 상태가 아니며 인덕턴스가 거의 일정하기 때문에 고정된 di/dt 를 따르고 있기 때문입니다.

$$di/dt = V_{DC}/(1.5L(i)) \tag{43}$$

여기서

- L은 전류 기능의 AC/DC 부스트 전류입니다.
- V_{DC} 는 오류 발생 시의 DC 버스 전압입니다.

코어의 포화 전류에 도달하면 인덕턴스 값이 크게 낮아지고, 따라서 전류가 갑자기 증가합니다. 위상 L3의 실제 전류가 30A(과전류 임계값)에 도달하면 MCU가 더 높은 전류를 감지할 수 없기 때문에 가능한 한 빨리 과전류를 감지할 수 있어야 합니다. 그리고 전류가 60A를 초과하는 수준에 도달하기 전에 섯다운됩니다. 시뮬레이션 결과를 기반으로 전류가 임계값에 도달하는 데 4 μ s가 걸립니다. 이 타이밍에 도달하면 **그림 88**에 나와 있는 것처럼 PWM 신호를 끕니다.

결론적으로, 전원 스위치 손상을 방지하기 위해 4 μ s 내에서 시스템을 꺼야 합니다. MCU 및 드라이버 단계 섯다운의 지연 시간과 함께 전류 감지 지연 시간을 고려하세요. MCU와 드라이버 단계의 일반적인 지연 시간 값을 기반으로, 전류 센서는 3.5 μ s의 최대 지연 시간을 제공해야 합니다.

계인 오류의 영향

그림 75에서는 계인 오류 블록이 있음을 표시하여 전류 센서의 동급 모델을 보여줍니다. 이 연구에서 계인 오류는 **섹션 7.2.1.2.2**에 표시된 대로 고정 값으로 모델링됩니다.

계인 오류로 인한 AC/DC의 전력 장애

AC/DC 스테이지의 전류 제어 루프의 목표는 시스템의 실제 전류를 결정하지 않고 MCU가 감지한 전류를 계속 제어하는 것입니다. 측정값이 실제와 일치하지 않으면 계인 오류로 인해 시스템에 원치 않는 전력 장애가 발생하며, 은(는) **방정식 44**(으)로 표현됩니다.

$$\Delta P_{GAIN} = 0.5 VI[(\varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_3) + (0.5(\varepsilon_2 + \varepsilon_3) - \varepsilon_1)\cos(2\omega t) + (0.87(\varepsilon_2 - \varepsilon_3))\sin(2\omega t)] \quad (44)$$

여기서

- ΔP 는 시간 함수의 계인 오류로 인해 발생하는 전력 장애로, 그리드에서 DC 링크로 전력이 소모됩니다.
- ε_1 , ε_2 및 ε_3 은 각 전류 감지 단계의 상대적 계인 오류입니다.
- V는 위상-중립 RMS 전압입니다.
- I는 컨버터에 의해 제어되는 RMS 전류입니다.
- ω 는 그리드 주파수에서 파생된 전기 맥동입니다.

전력 장애는 AC와 DC 단계 사이의 컨버터 전력의 함수이며 AC/DC 컨버터에 의해 최대 전력이 요청되면 최대값에 도달합니다. 또한 **방정식 44**는 **방정식 45** 및 **방정식 46**에서와 같이 두 부분으로 나눌 수 있습니다.

$$P_{GAIN_DC} = 0.5 VI[(\varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_3)] \quad (45)$$

$$P_{GAIN_AC} = 0.5 VI[(0.5(\varepsilon_2 + \varepsilon_3) - \varepsilon_1)\cos(2\omega t) + (0.87(\varepsilon_2 - \varepsilon_3))\sin(2\omega t)] \quad (46)$$

여기서

- P_{GAIN_DC} 는 작동 중 PFC에 의해 배출되는 고정 전력 간섭이 있음을 나타냅니다.
- P_{GAIN_AC} 는 그리드와 교환되는 그리드 주파수의 두 배의 파워 리플을 나타냅니다.

DC 및 AC 측에서 이러한 전력 장애가 미치는 영향은 감지된 불안전성과 함께 전압 제어 루프를 관찰하여 조사합니다.

계인 오류로 인한 전력 장애에 대한 AC/DC 응답

그림 89에서는 일반 전압 컨트롤러 및 발전소의 등가 모델을 보여줍니다.

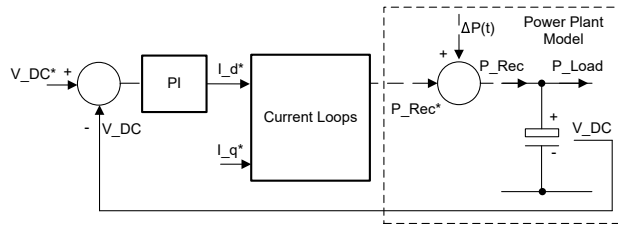


그림 89. 발전소 모델을 사용한 간소화된 DC 버스 전압 제어 루프

그림 89에 나와 있듯이, 이전에 분석적으로 도출된 용어(방정식 44)는 루프에 전압 제어 성능을 점검하기 위한 장애로 도입되었습니다. 제어 루프 토폴로지를 관찰하면 PI 컨트롤러의 통합적인 부분이 있기 때문에 DC 장애 방정식 44로 인한 정상 상태 오류가 완전히 거부된다는 것을 알 수 있습니다. 반대로 장애의 AC 부품은 완전히 거부될 수 없으므로 전압 리플이 발생합니다.

AC 측에 사용된 전류 센서의 최대 허용 가능한 계인 오류를 평가하기 위해 다음 가설을 적용하여 시뮬레이션을 실행했습니다.

- 리플 전압 극대화를 위해 최소 정격 전압에서 작동하는 DC 버스 전압(650V)
- AC와 DC 측 사이의 최대 전력 교환으로 전력 장애 증가(11kW)
- 다음과 같이 최악의 시나리오에 도달하기 위해 적용된 3개의 위상에 대한 계인 오류:
 $\epsilon_1 = -\epsilon_2 = -\epsilon_3;$
- 모든 시뮬레이션에서 전류 제어 루프 대역폭이 일정하게 유지(3kHz)
- AC 필터는 프라임 전류 센싱을 사용할 때 공칭 출력 전력에서 THD를 3% 미만으로 유지하도록 설계되었습니다.
- 전력선 주파수는 50Hz입니다.

그림 90에서는 다른 계인 오류가 있는 센서와 작동하는 AC/DC 컨버터의 시뮬레이션 결과를 보여줍니다.

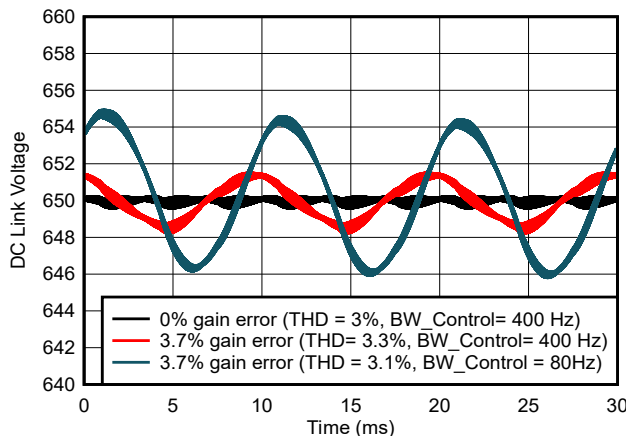


그림 90. DC 링크 대역폭과 계인 오류를 매개 변수로 하여 시간에 따른 DC 링크 전압 리플

다음 결과는 그림 90에서 제공합니다.

1. DC 링크의 100Hz 리플 전압. 이는 전류 센싱 단계의 계인 오류에 의해 주입된 전력 리플에 의해 발생합니다.
2. 이론에 의해 확인된 바와 같이 PI 컨트롤러의 통합 부품 덕분에 모든 경우의 전압 평균값은 정상 상태에 도달했을 때 여전히 동일합니다.
3. DC 링크 전압 리플은 DC 링크 전압 제어 루프의 대역폭과 상관됩니다. 전압 제어 루프의 대역폭이 충분히 높은 경우 컨트롤러는 그리드 THD를 희생하여 매우 빠른 전류 루프를 제어함으로써 리플 전압을 제거하려고 합니다.

이 예에서는 전압 제어 루프의 400Hz 대역폭과 전류 센서의 3.7%의 게인 오류가 쌍을 이루어, 게인 오류 없는 이상적인 전류 센서를 갖춘 3% THD와 3.3%의 THD를 생성합니다. 또는 전압 제어 루프의 저대역폭은 그리드 측에서 THD가 낮지만 DC 링크의 리플 전압은 허용 불가능한 수준으로 증가할 수 있습니다. DC 링크에 전압 리플이 있으면 배터리의 전력 리플이 발생할 수 있으며 이를 용인할 수 없습니다. 또한 저전압 제어 루프 대역폭은 낮은 부하 단계 응답으로 이어집니다.

결론적으로, 게인 오류가 3.7%인 스위칭 노드에 위치한 전류 센서는 그리드 전류 THD가 10% 이상 증가할 수 있습니다. 이러한 증가를 보상하기 위해 입력 필터의 볼륨은 4% 이상 성장하여 컨버터의 그리드 측에서 3% 미만의 THD 설계 목표를 달성해야 합니다.

오프셋의 영향

그림 75은 오프셋 기능이 있는 실제 전류 센서의 동급 모델을 보여줍니다. 이 연구에서 전류 센서 오프셋은 측정의 전체 눈금으로 정규화된 고정 값으로 모델링됩니다(**방정식 47** 참조).

$$I_0 = I_{MAX} \delta_0 \quad (47)$$

여기서

- I_0 은 센서가 제공하는 절대 오프셋 값입니다.
- I_{MAX} 는 최대 측정 눈금입니다.
- δ_0 은 측정에 도입된 오프셋 오류의 단위당 값입니다.

AC/DC 단계의 전류 제어 루프의 목적은 시스템의 실제 전류를 결정하지 않고 MCU가 감지한 전류를 제어 상태로 유지하는 것입니다. 측정이 오프셋 오류로 인해 실제 전류와 일치하지 않는 경우, **방정식 48**(으)로 표시된 것처럼 시스템에 원치 않는 전원 장애가 발생합니다.

$$\Delta P_0 = V [I_{O1} \sin(\omega t) + I_{O2} \sin(\omega t - 2/3\pi) + I_{O3} \sin(\omega t + 2/3\pi)] \quad (48)$$

여기서

- ΔP_0 는 시간 함수로 오프셋 오류로 인한 전력 장애입니다.
- I_{O1} , I_{O2} 및 I_{O3} 은 각 전류 센서의 오프셋 오류입니다.
- V 는 위상-중립 RMS 전압입니다.
- ω 는 그리드 주파수에서 파생된 전기 맥동입니다.

전력 장애는 게인 오류 케이스와 달리 AC와 DC 단계 사이의 전력 변환의 기능이 아니므로, 모든 작동 조건에서 항상 문제가 발생합니다. 이는 DC 링크에 항상 전압 리플을 갖는 것으로 반영됩니다. 오프셋은 그리드의 라인 주파수에 해당하는 주파수와 함께 시스템에서 전력 장애를 일으킵니다. **게인 오류** 챕터에서 언급했듯이, DC 버스 전압 루프는 감지 지점에서 나오는 전력 리플을 완전히 제거하지는 못합니다. 이러한 이유로 제어 루프와 전류 감지 성능을 시뮬레이션해야 합니다. 다음 사용 사례 및 가정에 대해 시뮬레이션이 실행되었습니다.

- 리플 전압을 극대화하기 위해 최소 정격 전압에서 작동하는 DC 버스 전압(650V)
- AC와 DC 측 사이의 최대 전력 교환. 이는 결과에 영향을 미치지 않습니다. 결과는 무부하 조건의 경우와 동일합니다.
- 단위당 최대 측정 스케일에 대해 정의된 오프셋 오류. $\pm 50\text{mV}$ 절연 장치로 셉트 기반 설계를 사용할 경우 최대 눈금은 $\pm 32\text{A}$ 입니다
- 최악의 시나리오에 도달하기 위해 적용된 3단계의 오프셋은 다음과 같습니다. $I_{O1} = -I_{O2} = -I_{O3}$
- 전류 제어 루프 대역폭이 모든 시뮬레이션에서 일정하게 유지(3kHz)

- 이상적인 센서를 사용할 때 그리드 THD를 공칭 전력에서 3% 유지하도록 목표로 설계된 AC 필터
- 전력선 주파수는 50Hz입니다.

그림 91에서는 다른 전류 감지와 다른 오프셋 오류로 인해 작동하는 AC/DC 컨버터의 시뮬레이션 결과를 보여줍니다.

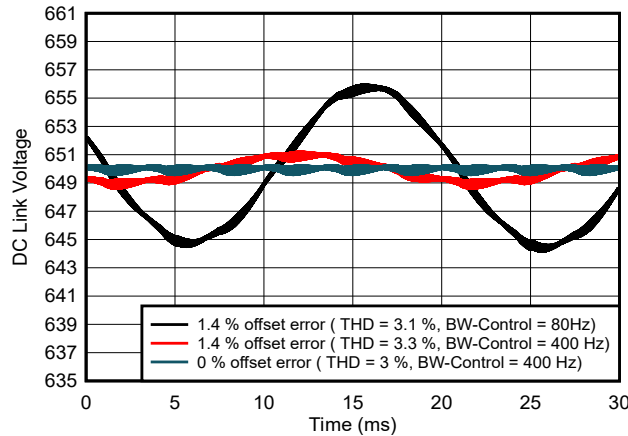


그림 91. DC 링크 대역폭 및 오프셋 오류가 매개 변수로 발생하는 시간에 따른 DC 링크 전압 리플

오프셋으로 전류 감지 단계에 의해 주입된 전력 리플에 의해 DC 링크에 50Hz 리플 전압이 있는지 관찰합니다. 또한 PI 컨트롤러의 통합 부품 덕분에 모든 경우의 전압 평균값은 정상 상태에 도달했을 때 여전히 동일합니다.

DC 링크 전압 리플과 전압 제어 대역폭 사이의 중요한 상관관계는 분명합니다. 전압 제어 루프의 대역폭이 충분히 높으면 제어 루프는 그리드에 대한 THD를 희생하여 전류 루프를 빠르게 제어하여 리플 전압을 제거하려고 시도합니다. 실제로 제어 대역폭이 400Hz인 경우 오프셋 오류가 1.4%인 오프셋은 THD의 10%씩 증가합니다(3%에서 3.3%까지). 반대로 전압 루프의 대역폭이 높지 않은 경우, 전압 루프가 이러한 변동을 거부하려고 하지 않고 이번에는 그리드에 더 이상 고조파를 주입하지 않기 때문에 DC 링크의 변동이 매우 높습니다. 그러나 DC 링크에 전압 리플이 있으면 배터리의 전력 리플이 용납할 수 없다는 것을 기억하십시오. 또한 전압 대역폭이 크게 감소하면 스텝 부하 응답의 성능이 상당히 저하됩니다.

결론적으로 오프셋 오류가 1.4%인 스위칭 노드에 위치한 전류 센서는 그리드 전류 THD를 10% 이상 증가시킬 수 있습니다.

지점 C 및 D - AC/DC 링크 전류 감지

이 챕터에서는 AC/DC 컨버터용 DC 링크에서 사용되는 전류 센서의 설계 고려 사항을 제공합니다.

DC 링크의 전류 센서는 전력 변환의 기본 기능에 반드시 필요한 것은 아니지만 전압 루프를 위한 전력 측정, 보호 및 피드포워드 등의 기능을 구현하는 데 사용할 수 있습니다.

DC 링크의 센싱은 각각 PWM 리플 주파수 필터링 및 에너지 저장(그림 76)에 사용되는 DC 링크 커패시터 앞과 뒤에 있는 지점 C 또는 지점 D에 배치할 수 있습니다.

전류 센서 의 오프셋, 대역폭, 정확도 및 지연은 원하는 각 추가 기능에 대한 최소 요구 사항을 파악하기 위해 시스템 수준 기반에서 논의됩니다. 지점 C 및 D에 대해 모든 시나리오가 논의되는 것은 아닙니다. 반복되는 사례가 많았기 때문에 현재 센서 요구 사항을 결정하기 위해 최악의 시나리오만 분석했습니다. 각 분석에 대한 세부 정보는 다음과 같습니다.

- **게인 오류:** 게인 오류의 영향은 C 및 D 지점에서 동일합니다. 이 센서에 필요한 최소 게인 오류는 전원 측정 및 공급 장치에 대해 평가되어야 합니다.

- **오프셋 오류:** 계인 오류의 영향은 C 및 D 지점에서 동일합니다. 이 센서에 필요한 최소 오프셋 오류는 전원 측정에 대해서만 평가되어야 합니다. 오류가 DC 버스 전압 PI 컨트롤러의 통합적인 부분에서 보상되기 때문에 오프셋 오류는 피드포워드 측에 중요하지 않습니다.
- **최소 대역폭:** C 및 D 지점 모두에서 대역폭의 영향이 동일합니다. 피드포워드 애플리케이션에는 대역폭이 필요하며, 지점 D에 배치할 때 가장 효과적입니다
- **최대 지연:** 낮은 지연은 전력계의 능동 스위치를 보호하는 데 중요하므로 활성 스위치에 가장 가까운 지점인 지점 C에 대해 평가됩니다.

대역폭이 피드포워드 성능에 미치는 영향

피드포워드에 사용될 때 위치 D에 위치한 전류 센서에 필요한 최소 대역폭을 평가하기 위해 다음 조건을 적용하여 시스템 시뮬레이션을 실행했습니다.

- 최소 정격 전압(650V)에서 작동하는 DC 버스 전압
- 11kW의 DC 링크에 적용되는 스텝 전력
- 400V_{RMS}에서 작동하는 그리드

부하 과도 성능을 피드포워드와 사용하지 않은 상태로 비교하기 위한 시뮬레이션이 수행되었습니다. **그림 92**에서는 결과를 보여줍니다. 피드포워드 없이 부하가 적용되면 DC 링크 전압이 크게 낮아지고, 컨버터가 불안정하게 작동할 수 있습니다. 피드포워드 덕분에 성능이 크게 개선되고 부하 과도 응답이 5배 감소합니다. 반대로, 시뮬레이션 결과는 DC 레일의 전원을 측정할 수 있을 뿐만 아니라 이 추가 센서가 어떻게 경고 없이 연결하고 연결을 끊는 부하와 함께 배포할 때 매우 유용한지 보여줍니다.

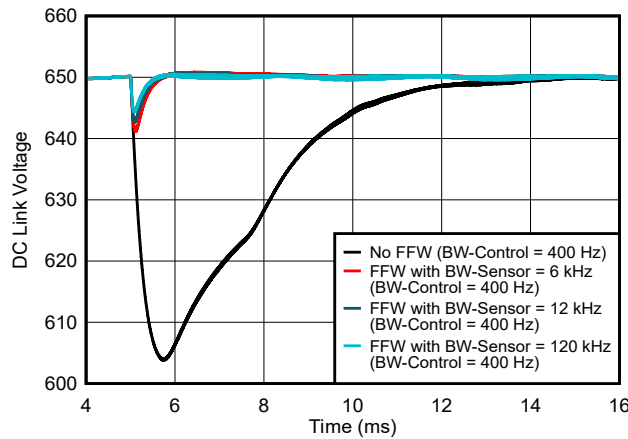


그림 92. 피드포워드 포함 또는 미포함 DC 링크 대역폭을 사용하여 스텝 전력에 대한 DC 링크 전압 응답

그림 93에서는 전체 대역폭이 dq 전류 루프에 의해 제한되기 때문에 전류 센서의 대역폭이 성능 향상에 미치는 영향은 미미하다는 것을 보여줍니다.

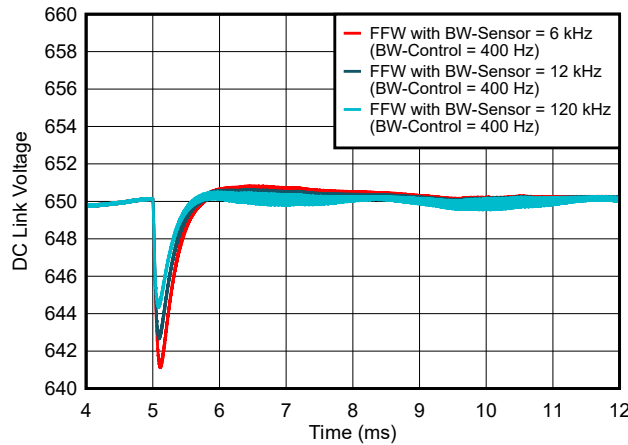


그림 93. DC 링크 대역폭을 매개 변수로 사용하여 단계 전력에 대한 DC 링크 전압 응답과 피드포워드

요약하면, 피드포워드 목적을 위해 지점 D에 전류 센서를 배치할 경우 10kHz 미만의 낮은 대역폭으로 충분합니다. 일반적으로 전류 센서의 대역폭은 전류 루프 대역폭보다 최소 2배 더 높아야 합니다.

지연이 전원 스위치 보호에 미치는 영향

지점 C는 전원 장치에 가장 가까운 지점이므로 감지 단계의 최대 지연을 지점 C에 대해서만 평가해야 합니다. 이 센서의 위치는 과전류 및 단락을 모두 감지할 수 있지만 루프의 기생 인덕턴스를 높이는 데 드는 비용을 부담합니다. 감지 지연은 전원 스위치의 단락 내전압 시간보다 짧아야 하며, 따라서 스위치 기술에 따라 달라집니다. 다음 수치는 지침일 뿐입니다. 내력 시간을 확인하려면 장치 데이터 시트를 참조하십시오.

- SiC MOSFET: 최대 지연 1-3 μ s
- IGBT: 최대 지연: 2-10 μ s
- GaN FET < 3 μ s

과전류 센서의 지연 외에 입력 필터의 지연, MCU의 응답 시간, 게이트 드라이버의 턴오프 지연을 고려해야 합니다. 1.5 μ s 미만의 효율적인 턴오프 지연을 달성하려면 과전류 센서의 지연이 1 μ s 미만이어야 합니다. TI는 이 애플리케이션을 위해 특별히 설계된 지연 300ns 미만의 절연 비교기 라인을 제공합니다.

계인 오류가 전력 측정에 미치는 영향

과도 현상 분석: 지점 D의 피드포워드

전류 센서의 계인 오류가 피드포워드 성능에 미치는 영향을 평가하기 위해 다음 작동 조건에 대한 시뮬레이션을 수행했습니다.

- 최소 정격 전압(650V)에서 작동하는 DC 버스 전압
- 11kW 부하 단계는 t = 1ms로 DC 링크에 적용됩니다.
- 그리드 전압은 400V_{RMS}입니다.

그림 94에 나와 있듯이, 지점 D에서 계인 오류의 증가는 약간 악화됩니다. 이는 피드포워드 애플리케이션을 고려할 때 계인 오류가 중요한 매개 변수가 아니라는 것을 보여줍니다.

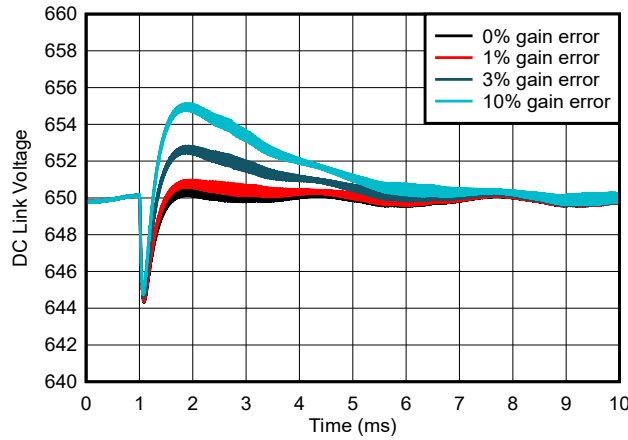


그림 94. 피드포워드 기능이 있는 DC-링크 게인 오류를 매개 변수로 사용하여 스텝 전원에 대한 DC 링크 전압 응답

요약하면, DC 링크 전류 센서의 게인 오류는 전체 과도 부하 단계 성능에 작은 영향을 미치며 최대 3%의 게인 오류가 여전히 허용 성능을 달성합니다.

오프셋의 영향

감지 단계의 오프셋은 정상 상태에만 영향을 줄 수 있습니다. 피드 포워드 생성에 감지를 사용하는 동적 애플리케이션의 경우 전압 루프가 오프셋으로 인한 오류를 자동으로 보상합니다.

지점 A, B, C_{1/2} 및 D_{1/2} 및 제품 제안의 장점과 단점 요약

전원 스위치는 과부하 또는 과전류로 인해 손상될 수 있는 가장 민감한 부품입니다. 전원 스위치가 근접해 있어 고장 감지가 더 빨라져 B와 C에서 감지가 매우 중요합니다. 지점 B의 경우, 절연 증폭기의 고압측 전원 공급 장치를 고압측 게이트 드라이버 공급 장치와 공유할 수 있으며, 빠른 과전류(OC) 감지가 가능합니다. 지점 B의 전류 감지는 높은 CMTI(공통 모드 과도 내성)를 처리할 수 있어야 하며, 특히 GaN 또는 SiC 설계가 채택된 경우 전력 단계 스위칭 중 잡음의 영향을 받을 수 있습니다. 정확한 무효 전력 제어는 스위칭 잡음으로부터 멀리 떨어진 필터 뒤쪽의 측정 지점 A에서 가장 잘 이루어집니다. 단점은 A 지점에서 절연 전원 공급 장치에 필요한 것입니다. 느린 OC 감지만 가능합니다. 표 12에는 여러 전류 감지 지점의 장단점이 요약되어 있습니다. 표 13에서는 요구 사항을 요약하고 각 지점에 대한 탁월한 제품 선택을 제공합니다.

표 12. 전류 감지 지점 A, B, C_{1/2} 및 D_{1/2}의 장단점

	A	B	C1	D1	C2	D2
정확한 전력 제어	(+) ⁽¹⁾	(-)	(+)	(+)	(++)	(++)
피드포워드 루프	해당 없음	해당 없음	(-)	(-)	(+)	(+)
고장 방지	(-)	(++)	(++)	(+)	(-)	(-)
전원 공급 장치 공유	(-)	(+)	(+)	(-) ⁽²⁾	(+)	(-) ⁽²⁾

(1) PCC의 정밀한 무효 전력 제어가 가능 - 제조업체가 정의할 수 있는 정확성(중종 1% 미만)

(2) D₁ 및 D₂는 VDC+ 이상의 플로팅 공급 장치가 필요합니다.

표 13. 지점 A, B, C_{1/2} 및 D_{1/2}에서 전류 감지를 위한 AC/DC 최소 요구 사항 및 사용 가능한 제품

I-감지 지점	기본 애플리케이션	Iso-공급 전압	최소 대역폭	최대 지연	요청됨 CMTI	최소 정확도	TI 제품 (ISO-)AMP ISO-ΔΣ
A	무효 전력을 정밀하게 조정 가능	부동 필요 (ISO-VDD1)	102 kHz 이상	-	낮음	3.7% 미만	AMC3302 AMC3306M05
B	과전류 보호 및 제어	상단 게이트 드라이버에서	102 kHz 이상	3.5μs 미만	높음	3.7% 미만	AMC1302 AMC1306M05 AMC23Cxx

표 13. 지점 A, B, C_{1/2} 및 D_{1/2}에서 전류 감지를 위한 AC/DC 최소 요구 사항 및 사용 가능한 제품 (계속)

I-감지 지점	기본 애플리케이션	Iso-공급 전압	최소 대역폭	최대 지연	요청됨 CMTI	최소 정확도	TI 제품 (ISO-)AMP ISO-ΔΣ
C1	음극 분기 및 오류 감지의 전류	하단 게이트 드라이버에서	-	1.5 μs 미만	낮음	1% 미만	AMC1302 AMC1306M05 AMC3302 AMC23Cxx AMC22Cxx
D1	양극 분기 및 오류 감지의 전류	VDC+ 이상의 부동 필요	-	1.5 μs 미만	낮음	1% 미만	AMC3306M05 AMC3302 AMC23Cxx AMC22Cxx
C2	음극 분기의 전류 및 오류 감지	하단 게이트 드라이버에서	6 kHz 이상	-	낮음	1% 미만	AMC1302 AMC1306M05 AMC3302
D2	양극 분기의 전류 및 고장 방지	VDC+ 이상의 부동 필요	6 kHz 이상	-	낮음 <td>1% 미만</td> <td>AMC3302 AMC3306M05 AMC23Cxx AMC22Cxx</td>	1% 미만	AMC3302 AMC3306M05 AMC23Cxx AMC22Cxx

(1) 1%의 정확도는 전력을 정확하게 측정해야 하는 경우에만 필요합니다. 정확한 전력 제어가 필요 없는 시스템에서는 3%가 충분합니다.

DC/DC 컨버터의 전류 감지

EV 충전 애플리케이션에 사용할 수 있는 DC/DC 컨버터에 대한 구현은 여러 가지가 있습니다. 일반적으로 절연 아키텍처를 선택합니다. 양방향 토폴로지로 자주 사용되는 두 가지 토폴로지는 *위상 편이 제어 기능이 있는 듀얼 액티브 브리지* 및 *공진형 CLLLC의 듀얼 액티브 브리지* 구성입니다. 두 토폴로지에 대해 자세히 설명하고 토폴로지에 전류 감지를 구현하는 방법은 다음 섹션에서 설명합니다.

위상 편이 제어를 사용하는 절연 DC/DC 컨버터의 기본 작동 원리

그림 95에서는 위상 편이 듀얼 액티브 브리지(DAB) DC/DC 컨버터의 일반적인 제어 루프를 보여줍니다. 이 시스템에는 두 가지 제어 루프가 있습니다. (a) 외부 전압 루프 및 (b) 내부 전류 루프

전압 루프의 경우 출력 전압은 **그림 95**에서 MCU의 ADC(V_{fb} 로 표시됨)에 공급됩니다. V_{fb} 는 레퍼런스 전압과 비교됩니다 (V_{ref} 로 표시됨). 측정된 전압과 레퍼런스 전압 사이의 오차는 보상기에 전달되며, 보상기는 PID 컨트롤러로 구현될 수 있습니다. 전압 루프의 출력은 내부 전류 루프의 레퍼런스(I_{ref})로 사용됩니다. 내부 전류 루프(G_I)의 보상기는 감지된 전류(I_{OUT})의 레퍼런스(I_{ref})와 실제 값을 비교하고 이 오차를 사용하여 전류 방향에 따라 PWM 파형의 위상을 선도 또는 지연 브리지로 조정합니다. 정전류 충전의 경우 전압 루프는 선택 사항이며, 보호 목적으로만 구현할 수 있습니다. 지속적인 전력 충전을 위해서는 두 루프가 모두 필요합니다. 위상 편이에 대한 이론적 제한은 $\pm\pi$ 이며, 실제 구현 방법은 이것보다 훨씬 작습니다.

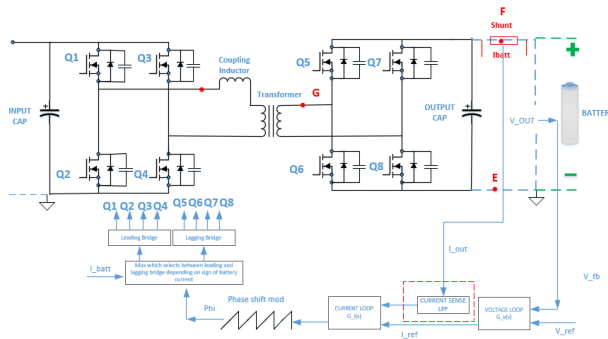


그림 95. 위상 전환 제어를 지원하는 DAB(이중 활성 브리지) DC/DC 컨버터의 일반적인 제어 루프

지점 E, F-DC/DC 전류 감지

이 섹션에서는 DC/DC 단계의 출력 전류 감지에 대해 다룹니다. **그림 96**에 나와 있는 것처럼 전류 센서를 음극 배터리 연결부(지점 E) 또는 양극 배터리 연결부(지점 F)에 배치하는 옵션이 있습니다. 두 옵션 모두 제어 루프 조정 관점에서 동일합니

다. 지점 F의 경우, 전류 센서의 전원 공급 장치는 VBAT+보다 부동 소수점 E의 경우 공급 장치는 하위 게이트 드라이버에서 파생될 수 있습니다.

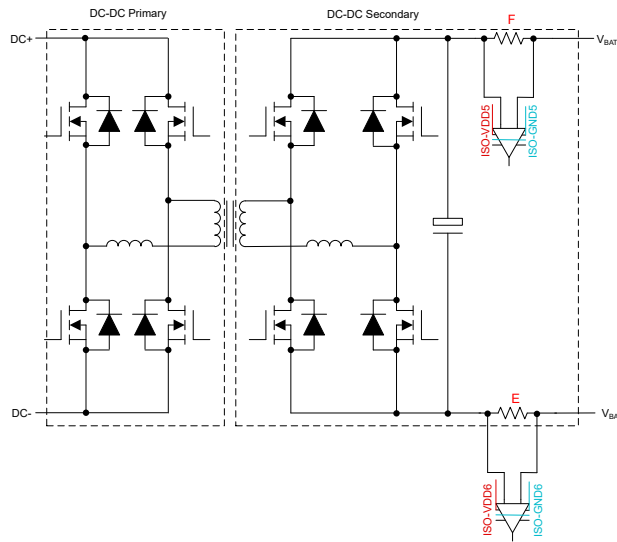


그림 96. 전류 감지 지점 E, F

DC/DC 컨버터의 성능에 대한 전류 센서의 게인 오류, 오프셋 오류 및 대역폭의 영향을 평가하기 위해, 그림 75에 표시된 모델이 시뮬레이션에 사용되었습니다.

대역폭의 영향

이 시뮬레이션에서는 위상 전환 제어 기능이 있는 듀얼 액티브 브리지가 100kHz 스위칭 주파수로 실행되고, 20A의 고정 전류를 순수한 저항 10Ω 부하로 구동하는 정전류 소스 출력으로 구성됩니다(이로 인해 200V DC 출력을 생성하며, 이는 4kW 부하를 나타냅니다).

시간 t1 = 2ms에서 부하는 10Ω에서 20Ω으로 변경됩니다. 이렇게 하면 전류가 10A까지 즉시 변경됩니다(당시 전압은 200V 이므로). 일정 시간이 지나면 제어 루프가 다시 20A 정전류로 조정되기 시작하여 출력 전압이 안정화되면 400V DC로 상승하도록 합니다(4kW에서 2kW로 부하 변화). 그림 97에서는 출력 전류의 과도 응답을 보여줍니다.

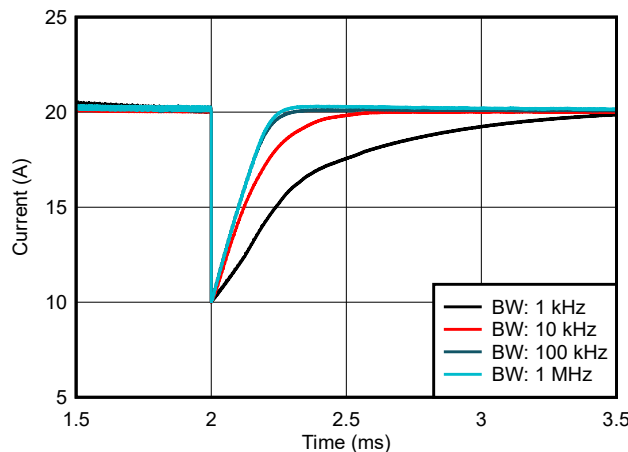


그림 97. DC/DC 스텝 부하 응답 대 전류 센서 대역폭

그림 97에서는 서로 다른 대역폭 설정 또는 제어 루프의 전류 센서에 대해 동일한 부하 단계에 대한 응답을 보여줍니다. 전류 센서 대역폭이 1kHz에 불과할 경우, 1.6ms의 긴 정착 시간이 있습니다. 대역폭을 10kHz와 100kHz로 늘리면 정착 시간 (종료 값의 90%)이 각각 0.6ms와 0.3ms로 내려갑니다. 정착 시간이 10kHz로 설정되어 있는 전류 루프의 제어 루프 대역폭에 따라 제한되기 때문에 전류 센서 대역폭이 추가로 증가해도 과도 응답이 크게 향상되지 않습니다.

결론적으로, 대역폭이 100kHz 미만인 지점 E 또는 F의 전류 센서는 컨버터 출력에서 모든 부하 단계 변화에 대해 정착 시간을 1ms 미만으로 유지하는 데 충분합니다.

게인 오류의 영향

전류 센서에는 제어 루프의 정확도에 영향을 줄 수 있는 게인 오류가 있습니다. 컨버터의 턴온 시 정착 시간을 연구하기 위해 **그림 75**의 전류 센서 모델을 사용한 시뮬레이션이 수행됩니다. 센서 대역폭이 100kHz로 설정되어 있으며 게인 오류가 0%, 1%, 2%로 선택됩니다. **그림 98**에서는 오류의 영향을 보여줍니다.

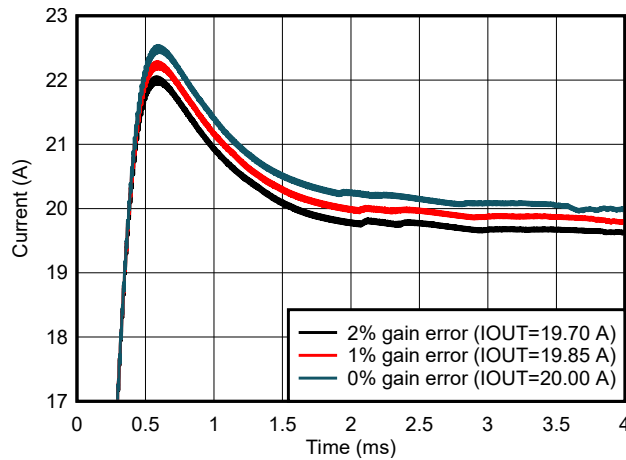


그림 98. 정상 상태 출력 전류 오류 대 전류 센서 게인 오류

부하 변경 후 정착 시간은 상당히 비슷합니다. 센서의 대역폭은 모든 경우에 대한 정착 시간을 정의하기 때문에, 게인 오류가 정착 시간에 크게 영향을 주지 않습니다. 그러나 게인 오류는 출력 전류가 설정되는 값에 영향을 줍니다. 이 시뮬레이션을 통해 전류 센서의 게인 오류가 1%인 경우 출력 전류에서 남아 있는 상수 오류가 이상적 20A 미만으로 약 0.66%(약 0.15A)임을 알 수 있습니다 (전류 센서에 각각 게인 오류 2%가 있을 경우 이상적인 20A 출력 전류보다 약 1.33%/0.32A).

게인 오류는 전류의 전체 규모에 상대적인 오류로 정의됩니다. 이 예에서 최대 눈금 전류는 32A입니다. 20A 전류의 경우 결과 게인 오류는 전체 범위(약 0.66%)의 약 3/3에 불과합니다. 2%의 최대 눈금 오류의 경우 남은 출력 전류 오류가 약 1.33%로 설정됩니다.

출력 전류가 1% 범위 내에서 정착되어야 하는 경우, 전류 센서의 최대 눈금 게인 오류는 1% 이상일 수 없습니다.

오프셋 오류의 영향

이 장에서는 DC/DC 컨버터의 오프셋 오류에 대해 살펴봅니다. **그림 99**에 나와 있는 정착 시간 시뮬레이션에서는 동일한 제어 루프 설정, 100kHz의 전류 센서 대역폭, 전류 센서의 0% 게인 오류가 가정되었습니다. 오프셋 오류가 0%, 1%에서 2%로 바뀌었습니다.

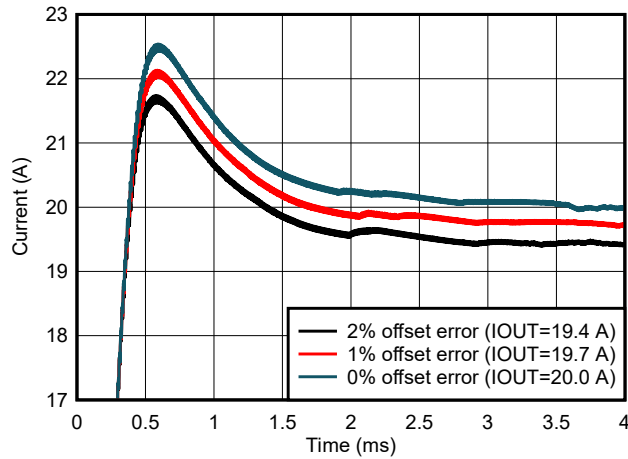


그림 99. 정상 상태 출력 전류 오류 대 전류 센서 오프셋 오류

다시 말하지만, 정착 시간은 오프셋 오류의 영향을 받지 않습니다. 정착 출력 전류는 상당히 영향을 받습니다. 1% 오프셋 오류의 경우 전류 출력은 1.5% 또는 0.3A 더 낮습니다(2% 오프셋의 경우 출력에는 각각 3% 또는 0.6A 오류가 표시됨).

계인 오류와 마찬가지로, 오프셋 오류는 전체 범위 오류로 지정됩니다. 이 예에서 최대 눈금 전류는 32A입니다. 즉, 1% 오류일 때 절대 오류는 0.3A(2%의 경우 절대 0.6A)입니다. 시뮬레이션은 이러한 결과가 정확함을 나타냅니다.

출력에 비례하여 스케일링되는 계인 오류와는 달리, 오프셋 오류는 컨버터에 설정된 출력 전류에 절대값을 더합니다. 오프셋 오류는 피드 포워드 기법에 의해 보정되거나 보상됩니다(출력에 알려진 오류 추가).

요약하면, 전류 센서가 제어 루프 대역폭을 제한하지 않을 충분한 대역폭을 가지고 있으면 계인과 오프셋 오류가 제어 루프의 정착 시간에 영향을 주지 않습니다. 계인과 오프셋 오류는 DC 충전기 출력의 정확도에 영향을 줍니다. 표 11에 정의된 EV-충전기의 대상 사양의 경우, 전류 센서의 대역폭은 10kHz에서 100kHz~100kHz 사이이며 전체 오류(계인 및 오프셋 모두)가 1% 미만이 되어야 한다는 것을 의미합니다. 오프셋 보정을 사용하여 목표를 달성합니다.

지점 G - DC/DC 탱크 전류 감지

이 섹션에서는 스위칭 탱크 지점 G의 전류 감지 요구 사항을 설명합니다. 동기 정류에는 공진 CLLC 양방향 절연 DC/DC 컨버터 ZCD(제로 크로싱 감지)가 필요하며, 이는 전도 손실을 줄이고 시스템 효율성을 개선하는 데 도움이 됩니다.

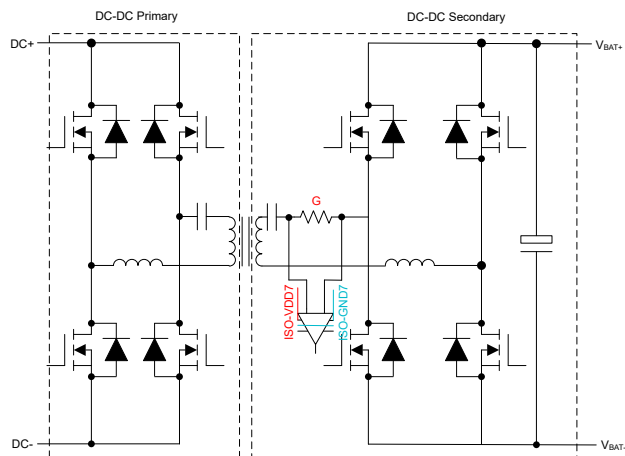


그림 100. 절연 DC/DC 컨버터의 1차 또는 2차 탱크에서 전류 감지

그림 100에서 두 개의 녹색 커서 라인은 제로 크로싱과 2차측 FET 턴온 사이의 전파 지연을 나타냅니다.

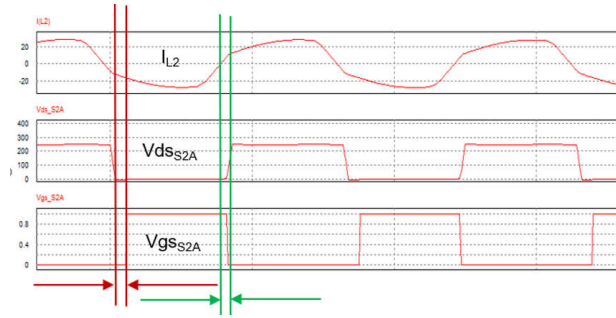


그림 101. 제로 크로싱 감지 전파 지연

CLLLC 토폴로지에서 ZCD 회로를 최첨단으로 구현하는 방법은 1차측과 2차측에 공진 커패시터와 직렬로 전류 변압기(CT) 또는 Rogowski 코일을 배치하는 것입니다. CT 또는 Rogowski 코일 접근 방식의 일반적인 전파 지연은 100ns~200ns 사이입니다. 이러한 지연은 CLLLC 토폴로지에서 상당한 손실을 발생시킬 수 있으며 부정적인 방식으로 DC/DC 컨버터의 전체 효율에 영향을 미칩니다. 피크 전류가 약 30A라고 가정하면 공진 스위칭 주파수가 500kHz이고 턴온 지연이 100ns인 경우 바디 다이오드(순방향 전압 4.5V인 경우)가 FET가 켜질 때까지 FET는 9.3A를 운반합니다. 그 결과 FET당 약 42W의 최대 에너지 손실이 발생합니다.

그림 102에 다른 접근 방식이 나와 있습니다. 여기에서 차동 회로와 함께 공명 커패시터 전압이 시누소이드 전류를 재생성하기 위해 구현됩니다. 다시 생성된 시누소이드 신호는 차동-단일 엔드 OPA(OPA354)와 ZCD용 고속 비교기(TLV3501)에 의해 추가로 처리됩니다.

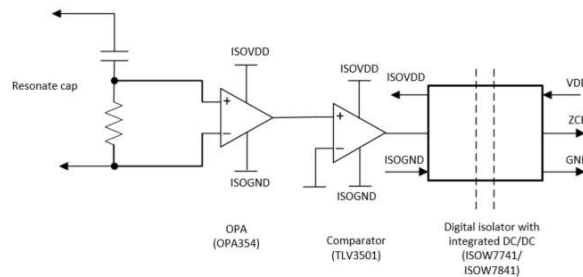


그림 102. ISOW7741, ISOW7841을 사용하는 ZCD 회로

제로 크로싱 신호는 디지털 아이솔레이터(ISOW7741 또는 ISOW7841)에 의해 절연됩니다. 이러한 디지털 아이솔레이터는 절연 DC/DC 컨버터를 통합하여 OPA 및 비교기 장치에 대한 절연 전원을 생성합니다. OPA354, TLV3501 및 ISOW7741은 각각 0.6ns, 4.5ns 및 10.7ns의 전파 지연을 가지고 있어 전체 설계에 대한 총 전파 지연이 15.8ns로 CT 또는 Rogowski 코일 접근 방식보다 약 10배 작습니다. 이전 예와 동일한 스위칭 주파수 및 피크 전류를 가정하면 한 FET의 피크 에너지 손실이 42W에서 6.7W로 감소할 수 있습니다(전체 효율에 긍정적인 영향을 미침).

감지 지점 E, F, G 및 제품 제한 요약

표 14에서는 E, F, G의 전류 감지 지점의 장단점에 대해 요약합니다. 고장 방지는 스마트 게이트 드라이버로 처리해야 하며, 현재 센서는 충분히 빠르게 감지할 수 없습니다. 그림 102에 나와 있는 새로운 ZCD를 사용하면 상당한 전력 손실 개선을 달성할 수 있습니다.

표 14. E, F 및 G에서 전류 감지 지점의 장단점

	E	F	G
정확한 전류 출력 조정	(+)	(+)	(-)
과전류 고장 방지	(-)	(-)	(+)

표 14. E, F 및 G에서 전류 감지 지점의 장단점 (계속)

	E	F	G
간편한 전원 공급 장치	(+)	(-) ⁽¹⁾	(-)
ZCD	해당 없음	해당 없음	(+)

(1) 지점 F는 VOUT+ 이상의 플로팅 공급 장치가 필요

표 15. 지점 E, F 및 G의 전류 감지를 위한 제품

I-감지 지점	설명, 과제	Iso-공급 전압	최소 대역폭	최대 지연	CMTI	최소 정확도	제품(ISO-)AMP ISO-ADC
E	양극 분기 및 오류 감지의 전류	하부 게이트로부터 드라이버	10 kHz 이상	-	낮음	1% 미만	AMC1302 AMC1306M05 AMC23Cxx AMC22Cxx
F	양극 분기 및 오류 감지의 전류	위에 플로팅 OUT+필요함	10 kHz 이상	-	낮음	1% 미만	AMC3302 AMC3306M05 AMC23Cxx AMC22Cxx
G	ZCD의 경우	상단 게이트에서 드라이버	1 MHz 이상	200ns 미만	높음	-	OPA354 TLV3501 ISOW7841 ISOW7741

결론

DC 충전소에서 전력 변환 시스템의 제어 루프 조정 성능은 대역폭, 게인 및 오프셋 오류와 같은 전류 센서 매개 변수의 영향을 크게 받습니다.

이 애플리케이션 노트는 다양한 기능에 기반한 전류 센서의 최소 요구 사항과 일치하는 AC/DC 및 DC/DC의 시스템 시뮬레이션을 정의했습니다. 이 문서의 결과는 DC 충전소에서 션트 기반 설계는 저전력 소비를 통해 모든 측정 지점에서 더 높은 성능을 일치시키고 더 높은 성능을 제공할 수 있음을 보여줍니다. 낮은 지연 시간 제로 크로싱 전류 감지를 달성해야 할 경우 DC/DC 컨버터의 스위칭 노드에서 션트 기반 전류 감지 과제를 확인할 수 있습니다. 전류의 제로 크로싱을 감지하는 다른 방법이 제안되었습니다.

결론적으로, 이 애플리케이션 노트에 적용된 방법론은 11kW 시스템에만 유효하지 않지만 더 높은 전력까지 확장할 수 있어, 전류 센서 선택에 적절한 지침이 됩니다.

참고 자료

1. 텍사스 인스트루먼트, [AMC1302 정밀, ±50mV 입력, 강화 절연 증폭기](#) 데이터 시트
2. 텍사스 인스트루먼트, [AMC1306x, 높은 CMTI를 사용하는 소형, 고정밀, 강화 절연 델타 시그마 모듈레이터](#) 데이터 시트
3. 텍사스 인스트루먼트, [DC/DC 컨버터가 통합된 AMC3302 고정밀, ±50mV 입력, 강화 절연 증폭기](#), 데이터 시트.
4. 텍사스 인스트루먼트, [DC/DC 컨버터가 통합된 AMC3306M05 고정밀, ±50mV 입력, 강화 절연 증폭기](#) 데이터 시트
5. 텍사스 인스트루먼트, [고효율, 저방출 DC-DC 컨버터가 통합된 ISOW784x 고성능, 5000VRMS 강화 쿼드-채널 디지털 아이솔레이터](#) 데이터 시트
6. 텍사스 인스트루먼트, [저방출, 저잡음 DC-DC 컨버터가 통합된 ISOW774x 쿼드-채널 디지털 아이솔레이터](#) 데이터 시트
7. 텍사스 인스트루먼트, [전원 공급 장치의 전도 EMI 사양에 대한 개요](#) 마케팅 백서
8. 텍사스 인스트루먼트, [TIDA-01606 10kW, 양방향 3상 3레벨\(T형\) 인버터 및 PFC](#) 레퍼런스 설계
9. 텍사스 인스트루먼트, [TIDA-010210 GaN 레퍼런스 설계 기반의 11kW, 양방향, 3상 ANPC](#)
10. 텍사스 인스트루먼트, [TIDA-010054 3레벨 전기차 충전소용 양방향, 이중 활성 브리지 레퍼런스 설계](#)
11. 텍사스 인스트루먼트, [C2000™ 마이크로컨트롤러를 사용하는 3상 그리드 연결 애플리케이션용 소프트웨어 위상 동기 루프 설계](#) 애플리케이션 노트
12. [낮은 스위칭 주파수 컨버터 방식, 모델링 및 분석을 위한 다중 속도 고조파 보상 제어](#)

전기 모터 드라이브의 오류 감지를 위해 절연 콤파레이터 사용

머리말

전기 모터 드라이브는 전기 모터에 가변 주파수 출력을 제공하여 냉난방, 환기, 펌프, 압축기, 엘리베이터와 같은 산업용 부하와 컨베이어 벨트, 광산, 제지 장비와 같은 공장 자동화 부하를 구동하는 전기 시스템입니다.

산업 환경의 전기 모터 드라이브에는 고온 및 고습도, AC 전원선 변동, 기계적 과부하와 같은 조건이 발생합니다. 사용자는 높은 효율성과 안정성을 요구하는 추세입니다. 절연 게이트 양극성 트랜지스터(IGBT)와 같은 전력 반도체 장치의 스위칭 속도는 지속적으로 증가하고 있으며, 실리콘 카바이드(SiC) 및 질화 갈륨(GaN)과 같은 넓은 밴드갭 기술의 채택이 늘어나면서 더 빠른 스위칭 속도를 구현할 수 있습니다. 더 높은 스위칭 속도와 더 높은 시스템 안정성에 대한 필요성이 증가함에 따라 최신 모터 드라이브 시스템은 산업용 장비 다운타임을 최소화하기 위해 여러 고장 이벤트로부터 감지하고 보호해야 합니다.

이 문서에서 다양한 오류 이벤트의 우선 순위 수준과 영향, 그리고 그러한 오류를 감지해 모터-드라이브 회로에 대한 손상을 방지하는 방법에 대해 설명하겠습니다.

전기 모터 드라이브 소개

그림 103에서 보듯이, 전기 모터 구동 시스템은 AC 주전원에서 전력을 가져와 DC 전압으로 정류한 다음 복잡한 피드백 제어 알고리즘을 통해 부하 수요에 따라 다양한 크기와 주파수로 DC를 다시 AC로 반전합니다.

모터 드라이브 시스템에는 일반적으로 "고전압" 도메인과 "저전압" 도메인의 두 가지 전압 도메인이 있습니다. 일반적으로 저전압 영역에서 마이크로 컨트롤러 또는 디지털 신호 프로세서는 3상 IGBT 전력계에서 피드백 신호(전압, 전류, 온도 등)를 수신하고 전원 스위칭 트랜지스터 및 다른 고압측 전원 회로를 제어하기 위한 펄스 폭 변조 신호를 생성합니다. 이러한 시스템은 저전압 회로에서 고전압 회로를 격리하기 위한 탄력적이고 안정적인 갈바닉 절연이 필요합니다. 절연 아키텍처를 사용하면 모터 드라이브 시스템의 안정적인 작동을 가능하게 하여 고전압 및 저전압 회로 사이의 접지 루프를 파손하여 비용이 많이 드는 회로의 손상을 방지하고 고전압으로부터 운영자를 보호할 수 있습니다.

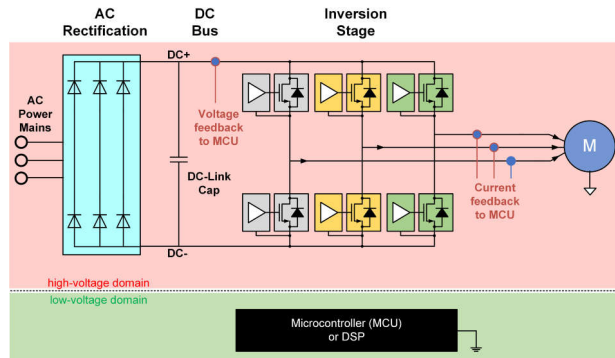


그림 103. AC 입력 전기 모터 드라이브 블록 다이어그램

전기 모터 드라이브의 고장 이벤트 이해

전기 모터 드라이브는 여러 전기적 고장 이벤트에 취약합니다. **그림 104**에서 보듯이 관통 오류는 인접 전원 스위칭 트랜지스터 1과 2를 실수로 동시에 켜는 경우 발생합니다. 이 오류는 전자기 간섭, 스위칭 트랜지스터를 제어하는 마이크로컨트롤러의 오작동, 간단히 마모된 스위칭 트랜지스터 등의 여러 가지 이유로 인해 발생할 수 있습니다. 이 고장은 DC 링크 콘덴서를 단락시키고 치명적인 고장을 일으켜 과도한 가열, 화재 또는 폭발의 원인이 될 수 있습니다. 따라서 관통 고장을 감지하고 전원 스위칭 트랜지스터를 매우 빠르게 끄는 등의 시정 조치를 취해야 합니다.

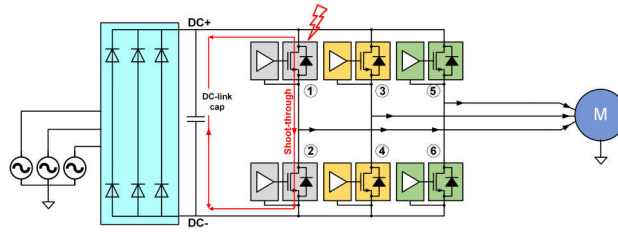


그림 104. 전기 모터 드라이브의 샷스루 고장.

그림 105에 나와 있는 것처럼 모터 케이블, 모터 케이스 또는 모터 권선이 접지 측에 단락될 때 접지 고장이 발생합니다. 이러한 접지 단락은 장시간 동안 온도 또는 전압의 오버스트레스 조건에 의해 발생하는 절연의 유전체 강도 저하로 인해 발생할 수 있습니다. 오래된 모터와 케이블은 접지 결함 이벤트에 더 취약하므로 작업자가 감전 위험에 처할 수 있습니다. 따라서 접지 고장에는 모터 재감기 또는 교체와 같은 감지 및 시정 조치가 필요합니다.

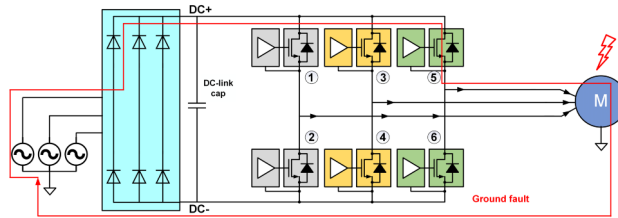


그림 105. 전기 모터 드라이브의 접지 결함

그림 106에 나와 있는 것처럼 스테이터의 두 위상 권선 사이에 절연 고장이 발생할 경우 위상 간 단락 고장이 발생합니다. 이러한 위상 대 위상 단락은 장시간 동안 온도 또는 전압의 오버스트레스 조건에 의해 발생하는 절연의 유전체 강도 저하로 인해 발생할 수 있다. 이렇게 짧을 경우 스테이터 전류가 크게 증가하므로 전력계의 IGBT가 손상될 수 있습니다. 오래된 모터와 케이블은 위상 간 단락에 더 취약합니다. 접지 고장과 마찬가지로, 위상 간 고장에는 모터 재감기 또는 교체와 같은 감지 및 시정 조치가 필요합니다.

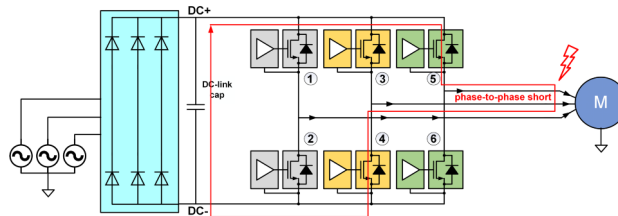


그림 106. 전기 모터 드라이브의 위상 간 단락.

과열은 여러 가지 이유로 발생합니다. 브레이크 작동 중 모터에서 DC 링크 레일로 역주입, AC 전원 비정상 회로 부하의 조정 불량, 배선 오류 및 절연 오류 등 여러 가지 이유가 있습니다. 과전압으로 인해 전압 과스트레스와 과도한 전류가 발생하여 DC 링크 커패시터와 IGBT에 손상을 줄 수 있고, 전기 절연체가 손상되고, 모터 드라이브 시스템의 수명이 단축될 수 있습니다. 관통, 접지 고장 및 위상 간 단락을 중단하거나 줄이고 과도 과전압 상태를 방지하여 IGBT를 통해 열 에너지를 제한하는 것이 매우 중요합니다.

전기 모터 드라이브에서 안정적인 감지 및 보호 달성

설계자는 모터-드라이브 회로의 손상을 방지하기 위해 여러 수준의 안정적인 감지 및 보호 기능을 통합해야 합니다. IGBT와 같은 전력 스위칭 트랜지스터는 상대적으로 짧은 내열 시간(10 μs 미만)을 가지고 있으며 빠르게 과열되어 과도 전류로 인한 손상을 입을 수 있습니다.

전류 제한 퓨즈와 회로 차단기는 뛰어난 과전류 보호 기능을 제공하지만 반응 시간이 느리고 사용자의 개입이 필요합니다. 이들은 종종 고장 발생 시 보호를 위한 최후의 수단입니다.

이러한 고장 조건을 감지하고 모터 드라이브를 신속하게 보호하기 위해 하나의 솔루션이 모터 드라이브 내의 중요한 전기 경로에서 전류와 전압을 감지합니다. 측정된 전류와 전압은 전력 스위칭 트랜지스터와 회로 차단기와 같은 고압측 전력 회로를 제어하는 호스트 마이크로컨트롤러에 의해 수신됩니다. 과전류 또는 과전압 오류를 억제하기 위해 호스트 마이크로컨트롤러는 전원 트랜지스터의 스위칭 특성을 끄거나 수정하거나 회로 차단기를 트립합니다.

그림 107에서는 단락 전류, 과전류, 부족 전압 및 과열 오류 감지 시나리오에서 텍사스 인스트루먼트(TI) **AMC23C14** 저지연 강화 절연 비교기 제품군을 보여줍니다. 이러한 장치는 조정 가능한 비교기 임계값 기능을 통합하고, 전원 공급 장치에 고압측 저손실 레귤레이터를 포함하고, 8핀 소형 아웃라인 통합 회로 패키지에서 0.5µs 미만의 응답 시간을 지원합니다.

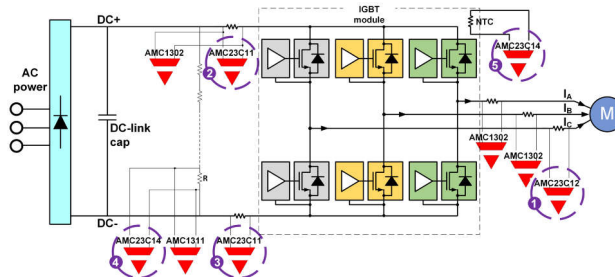


그림 107. 전기 모터 드라이브의 초고속 오류 감지.

다음으로, 전기 모터 드라이브에 있는 **AMC23C14** 절연 비교기 제품군에 대한 몇 가지 사용 사례를 검토합니다.

활용 사례 1: 양방향 위상 내 과전류 감지

그림 108에서는 **AMC23C12**를 양방향 위상 내 과전류 감지에 사용하는 방법을 보여줍니다.

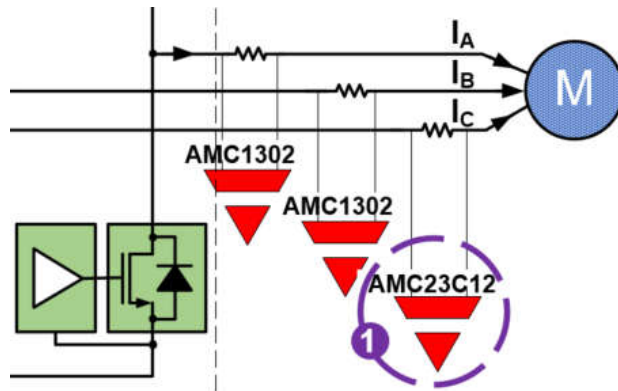


그림 108. 양방향 위상 내 과전류 감지.

완전히 작동하는 3상 AC 모터 구동 시스템에서는 제동 또는 작동 조건에 관계없이 AC 모터에 대한 3상 전류의 합계가 0이어야 합니다.(즉, $I_A + I_B + I_C = 0$)

두 위상에서 측정된 전류로 로우 엔드-미드 엔드 모터 드라이브의 3상 전류를 계산하면 비용을 절감할 수 있습니다. 3상의 전류를 모니터링하여 전기적 고장 이벤트를 감지하는 것이 좋습니다. 절연 증폭기나 절연 모듈레이터를 사용하여 3상에 전류 센서를 배치할 수 있지만 단순성, 비용 효과성과 솔루션 크기를 위해 강화 절연 윈도우 비교기 **AMC23C12**를 사용할 수도 있습니다. AMC23C12는 통합 윈도우 비교기로 양방향 과전류 감지를 제공합니다.

그림 108의 위치 1에 나와 있는 것처럼 션트 레지스터는 AMC23C12 강화 윈도우 비교기가 감지하는 전압 강하를 생성합니다. AMC23C12에는 과전류 감지를 위해 입력 전압이 레퍼런스 핀 전압의 사전 정의된 임계값을 초과할 때 능동적으로 낮은 전압으로 끌어내리는 오픈 드레인 출력인 OUT이 있습니다. **그림 109**에는 과전류 이벤트 출력 파형이 나와 있습니다.

과전류 및 단락 감지 모두에 대해 AMC23C14 듀얼 윈도우 비교기를 사용할 수 있습니다.

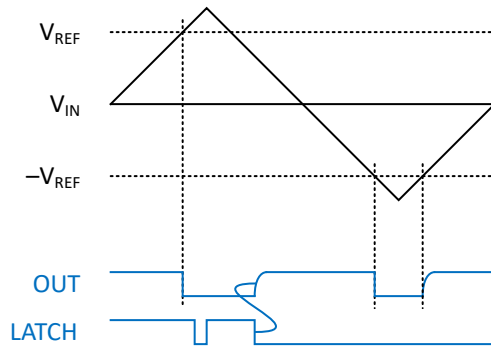


그림 109. AMC23C12 출력 파형.

활용 사례 2: DC+ 과전류 감지

그림 110의 위치 2에 나와 있듯이 **AMC23C11**은 DC+ 과전류 감지에 좋은 선택이 될 수 있습니다.

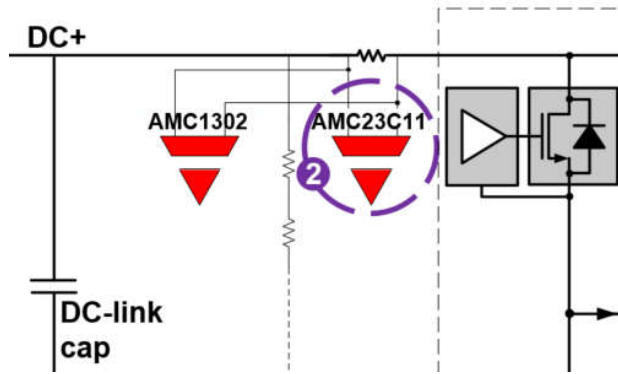


그림 110. DC+ 과전류 감지.

그림 111에는 과전류 이벤트 출력 파형이 나와 있습니다. AMC23C12와 마찬가지로 AMC23C11에는 입력 전압이 레퍼런스 핀 전압의 사전 정의된 임계값을 초과할 때 능동적으로 낮은 전압으로 끌어내리는 오픈 드레인 출력인 OUT이 있습니다. AMC23C11은 또한 래치가 지워진 후에만 출력을 해결하는 래치 입력 핀을 통해 래치 모드를 지원합니다. 과전류 및 단락 감지가 모두 필요한 경우 AMC23C14를 사용하여 과전류 및 단락 감지에 대한 두 가지 임계값 수준을 각각 설정할 수 있습니다.

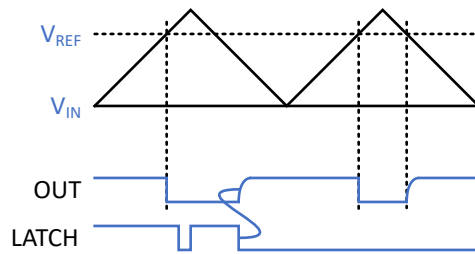


그림 111. AMC23C11 출력 파형.

활용 사례 3: DC- 과전류 또는 단락 감지

활용 사례 2에 설명된 세부 사항과 마찬가지로, AMC23C11을 사용하여 DC 라인의 과전류를 감지할 수도 있습니다. 과전류 및 단락 감지가 모두 필요한 경우 AMC23C14를 사용하여 과전류 및 단락 감지에 대한 두 가지 임계값 수준을 각각 설정할 수 있습니다.

활용 사례 4: DC 링크(DC+에서 DC-) 과전압 및 부족 전압 감지

DC 링크 전압은 모터 드라이브의 올바른 작동을 위해 지정된 범위 내에 있어야 합니다. AMC23C14는 과전압 및 부족 전압 조건을 감지하는데 좋은 선택이 될 수 있습니다.

그림 112의 위치 4에 나와 있듯이 저항 분할기 네트워크의 하단 저항은 AMC23C14 듀얼 강화 윈도우 비교기에 의해 감지되는 전압 강하를 생성합니다.

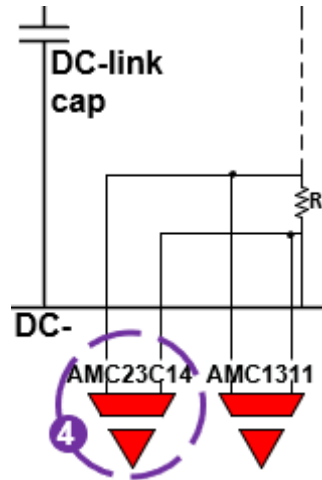


그림 112. DC 링크 과전압 및 부족 전압 감지.

AMC23C14에는 각 윈도우 비교기에 대해 하나씩 두 개의 오픈 드레인 출력인 OUT1 및 OUT2가 있습니다. OUT1은 입력 전압이 부족 전압 감지를 위해 레퍼런스 핀의 전압에 대한 사전 정의된 임계값 값을 초과하면 능동적으로 낮음으로 끌어내립니다. OUT2는 입력 전압이 과전압 감지를 위해 내부 300mV 레퍼런스에서 정의된 임계값을 초과하면 능동적으로 낮음으로 끌어내립니다. 그림 113에서는 과전압 및 부족 전압 이벤트에 대한 OUT1 및 OUT2 출력을 보여줍니다. 과전압 감지만 필요할 경우 AMC23C11을 사용할 수 있습니다.

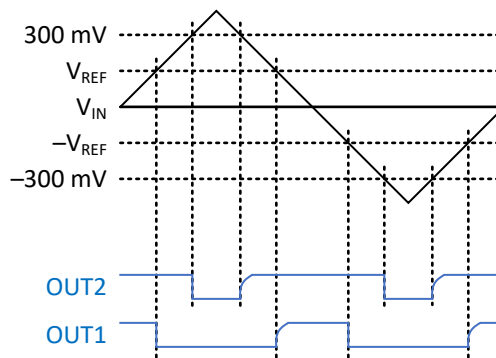


그림 113. AMC23C14 출력 파형.

활용 사례 5: IGBT 모듈 과열 감지

그림 114에서 보듯이 NTC(음의 온도 계수 서미스터)는 일반적으로 IGBT 모듈 내부에 배치하여 장기 과부하 조건을 감지합니다. 이러한 NTC 터미널은 메인 전력 보드로 라우팅되며, AMC23C14는 과열 감지에 사용할 수 있습니다.

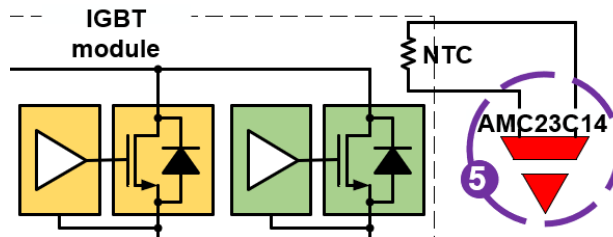


그림 114. IGBT 모듈 과열 감지.

그림 115에는 과열 이벤트의 출력 파형이 나와 있습니다. 여기서 OUT2는 입력 전압이 내부 300mV 참조로 정의된 임계값을 초과할 때 높음으로 끌어올립니다. AMC23C14의 레퍼런스 핀은 NTC를 바이어싱할 수 있는 100µA 전류 소스에 연결됩니다.

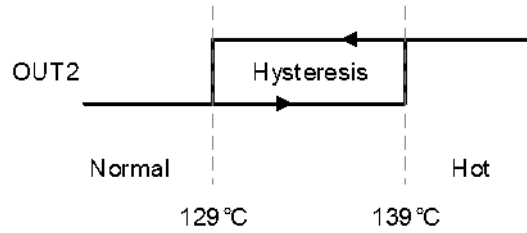


그림 115. AMC23C14 출력 파형.

시스템 안정성을 개선하고 더 빠른 스위칭 장치의 도입에 대한 요구가 증가함에 따라, 저지연 강화 절연 비교기인 AMC23C14 제품군은 전기 모터 드라이브의 정확하고 빠른 감지에 대한 중요한 요구 사항을 해결합니다

모터 드라이브의 옴토 호환 절연 게이트 드라이버 UCC23513용 개별 DESAT

요약

강화 절연 게이트 드라이버는 산업용 모터 드라이브를 위한 3상 인버터의 주요 부품이며, DESAT는 이러한 애플리케이션에서 OCP(과전류 보호) 또는 SCP(단락 보호)에 대한 일반적인 접근 방식입니다. 이 애플리케이션 노트는 절연 비교기 AMC23C11을 사용한 개별 DESAT 구현으로 6핀 옴토 호환 강화 절연 게이트 드라이버 UCC23513을 기반으로 소형 폼 팩터, 비용 최적화 설계를 보여줍니다. 이 조합은 DESAT 보호 기능이 통합된 16핀 패키지 스마트 게이트 드라이버에 비해 더 작은 PCB 크기와 더 낮은 비용을 달성하며 소형 모터 드라이브 애플리케이션의 유연성을 높이는 데 도움이 됩니다. 또한 이 설계는 DESAT 기능의 애플리케이션 매개 변수를 구성할 수 있는 유연성을 유지합니다.

머리말

모터 드라이브를 위한 3상 인버터에서 OCP 및 SCP는 비정상적인 작동 조건으로 인한 손상으로부터 시스템을 보호하는 데 중요합니다. 선트 기반 시스템 수준 OCP 또는 SCP는 음극 DC 버스나 3개의 저압측 스위치를 통해 전류를 감지하는 방법으로 구현되는 경우가 많습니다. 특히 폼 팩터와 시스템 비용이 중요한 많은 저전력 소형 모델에서는 특히 그렇습니다. 이러한 보호 기능은 arm 샷스루 및 위상 간 단락에서 자주 볼 수 있는 고장 패턴에 효과적입니다. 그러나 두 제품 모두 **그림 116**에서 보듯이, 고장 전류가 고압측 스위치를 통해 흐를 때 접지 단락을 감지할 수 없습니다. 게이트 드라이버의 DESAT 기능은 이 고장으로부터 전원 스위치를 보호하는 데 도움이 됩니다. 사실 장치 수준 DESAT 보호는 3상 인버터의 이러한 모든 고장 모드에 효과적이기 때문에 많은 고전력 고성능 모델에서 널리 사용되고 있습니다.

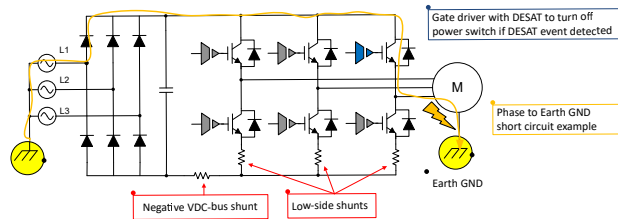


그림 116. 3상 인버터의 접지 고장으로 인한 단락

많은 산업용 모터 드라이브에는 전류를 음극 VDC 버스로 전환하고 재생 브레이크 작동 중에 전압이 너무 높아지면 벌크 커패시터를 방전하는 재생 브레이크 스위치도 있습니다. 종종 이 브레이크 저항을 외부에 설치한 다음 드라이브의 특정 단자에 의해 시스템에 연결해야 합니다. 사용자가 이 저항을 연결하는 데 오류가 있거나 저항이 매우 낮은 상태에서 실수로 사용한 경우, **그림 117**에 나와 있는 것처럼 시스템 컨트롤러에 의해 브레이크 작동이 시작되면 과전류 고장이 발생할 수 있습니다. 이 경우 게이트 드라이버의 DESAT 기능은 문제를 감지하고 전원 스위치를 적시에 보호할 수 있습니다.

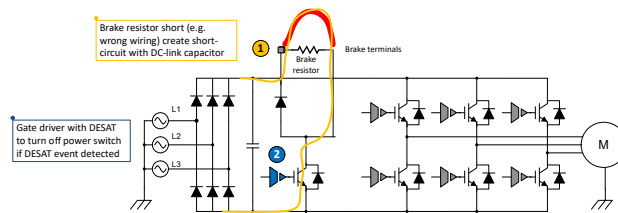


그림 117. 외부 브레이크 저항 단자의 배선 오류로 인한 단락

이러한 결함으로부터 시스템을 보호하는 일반적인 접근 방식은 CMOS 입력이 있는 UCC21750 강화 절연 게이트 드라이버와 같이 DESAT 기능이 있는 절연 스마트 게이트 드라이버를 사용하는 것입니다. **그림 118**에서 볼 수 있듯이, DESAT 핀은 IGBT가 켜질 때 V_{CE} 의 전압 강하를 모니터링합니다. 이 전압 강하가 위로 올라가 설정된 임계값에 도달하면, 즉 과전류 또

는 단락 상태가 발생하는 경우 게이트 드라이버의 출력을 한 번에 로우로 당기고 고장 출력 wii가 활성화되어 시스템 컨트롤러에 오류를 알립니다.

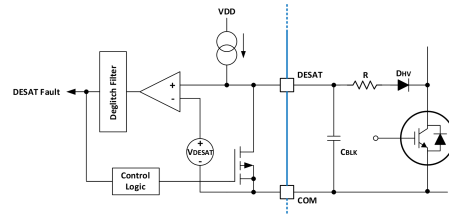


그림 118. 통합 DESAT 보호 기능을 갖춘 UCC21750

DESAT가 통합된 절연 게이트 드라이버의 시스템 과제

그림 119에 나와 있듯이 DESAT 기능이 통합된 강화 절연 스마트 게이트 드라이버는 일반적으로 16핀 SOIC 패키지로 제공되며, 이는 스트레칭된 SO-6 패키지에서 DESAT 기능이 없는 소형 게이트 드라이버보다 물리적으로 훨씬 더 큼니다. 이러한 3상 인버터 장치 6개를 전력 인버터 PCB에 배치한다고 가정하면 패키지 길이가 그에 따라 짧아지게 됩니다. 길이가 더 짧은 소형 장치를 사용하는 설계는 PCB 크기에 장점이 있습니다. 재생 브레이크 전원 스위치에서도 더 작은 게이트 드라이버가 애플리케이션 레이아웃 영역을 크게 줄이는 데 도움이 됩니다. 그러나 이러한 게이트 드라이버는 애플리케이션 회로 단순성과 비용상의 이유로 과전류 보호 기능을 희생합니다.

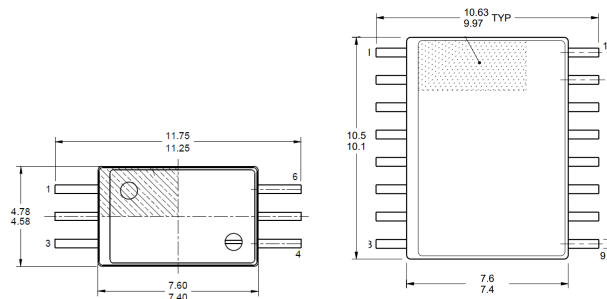


그림 119. 패키지 크기 비교: SO-6 대 SOIC-16

대안 접근 방식은 DESAT 없이 더 작은 풋프린트의 초소형 게이트 드라이버를 사용하고 절연 비교기를 사용하여 DESAT 기능을 개별적으로 구현하는 것입니다.

3개의 저압측 스위치 또는 3개의 고압측 스위치에서 DESAT 기능만 필요한 회로 구성의 경우 이 개별 DESAT 설계를 사용하면 6개 스위치가 모두 동일한 6핀 강화 절연 게이트 드라이버를 사용할 수 있으므로 하나의 애플리케이션 시스템에서 스마트 게이트 드라이버와 스마트 게이트 드라이버를 혼합하지 않아도 됩니다. 외부 DESAT 기능은 저압측 또는 고압측 게이트 드라이버에 각각 추가할 수 있습니다. 이 개별 DESAT 구현은 애플리케이션 설계에 DESAT 전압, DESAT 바이어스 전류, DESAT 감지 블랭킹 시간 및 DESAT 출력 디글리치 필터의 매개 변수를 구성하는 유연성을 추가하여 PWM 스위칭 잡음에 대한 내성을 높이는 데 도움이 됩니다.

UCC23513 및 AMC23C11을 통한 시스템 접근 방식

UCC23513은 4A 소스, 5A 싱크, 5.7kV_{RMS} 강화 절연, 오프트 호환 단일 채널 게이트 드라이버입니다. AMC23C11은 조정 가능 임계값 및 래치 기능을 갖춘 빠른 응답, 강화, 절연 비교기입니다. 두 장치를 함께 사용하여 소형 게이트 드라이버에서 외부 DESAT를 달성하고 강화 절연으로 소형 회로 폼 팩터를 유지할 수 있습니다.

시스템 개요 및 주요 사양

그림 120에는 제안된 회로의 간소화된 블록 다이어그램이 나와 있습니다. 여기서는 IGBT를 전원 스위치로 사용하며 이 설계는 약간의 변경 사항이 있는 전력 MOSFET에도 적합합니다.

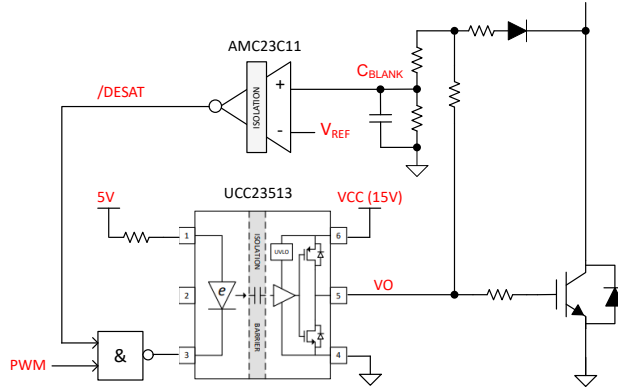


그림 120. 간소화된 시스템 블록 다이어그램

NAND 게이트는 PWM 입력이 높을 때만 V_{CE} 를 모니터링하는 기능을 실현하는 데 사용됩니다. 감지된 V_{CE} 가 DESAT 임계값 V_{REF} 를 초과하면 칩이 게이트 드라이버 입력을 비활성화합니다. 표 16에는 애플리케이션 회로의 주요 매개 변수가 나와 있습니다.

표 16. 설계의 주요 시스템 매개 변수

매개 변수	값	설명
강화 절연 게이트 드라이버	UCC23513 또는 UCC23511 ⁽¹⁾	6핀 DWY(SO-6) 패키지, 그림 2-1 참조. 8V UVLO를 지원하는 B 버전.
절연 게이트 드라이버, VDD	+15V(IGBT), +12V(FET)	단극 공급
DESAT V_{CE} 임계값 전압, $V_{CE(DESAT)}$	8.0 V	구성 가능. 섹션 3.2.2를 참조하세요.
DESAT 바이어스 전류, $i_{BIAS(DESAT)}$	5.5 mA	구성 가능. 섹션 3.2.2를 참조하세요.
DESAT 블랭킹 필터 시간 상수, t_{BLANK}	0.8µs	$V_{CE(SAT)}=12.5V$ 에 유효. 구성 가능. 섹션 3.2.3의 방정식 8 및 표 3-2를 참조하세요.
DESAT 디글리치 필터 지연, $t_{DEGLITCH}$	0.2µs	구성 가능. 섹션 3.2.3의 방정식 10을 참조하세요.
리셋 기능이 있는 DESAT 래치	지원	비활성화할 수 있습니다.
DESAT 반응 시간 ⁽²⁾	약 1.1µs~1.6µs	기본 구성입니다. 테스트 결과를 참조하세요.
커넥터가 없는 PCB 크기	26 mm x 8.4 mm	

주

(1) UCC23511은 UCC23513과 동일한 패키지의 1.5A 소스, 2A 싱크 장치입니다.

(2) 보호 프로세스에 대한 명확하고 간단한 설명을 위해 이 애플리케이션 노트에서 감지된 전원 스위치의 전류가 설정된 트리거 레벨까지 DESAT 보호로 인해 전류가 떨어지기 시작하는 지점까지의 기간 동안 'ESAT 반응 시간'을 사용합니다.

UCC2351x 시리즈를 사용하여 IGBT, SiC 또는 MOSFET의 전력 스위치를 구동할 수 있습니다. UCC23511 및 UCC23513 모두 8.5mm 이상의 연면 및 간극으로 7.50mm x 4.68mm 바디 크기의 확장 SO-6 패키지로 제공됩니다. 두 장치는 표준 오픈 토커플러 기반 게이트 드라이버보다 상당한 성능과 안정성 업그레이드를 제공하는 동시에 핀 대 핀 호환성을 유지합니다. 이러한 성능 이점에는 높은 CMTI, 낮은 전파 지연, 작은 펄스 폭 왜곡이 포함됩니다. 입력 스테이지는 기존의 LED 대비 장기적인 안정성과 탁월한 노화 특성을 제공하는 에몰레이트된 다이오드(e다이오드)입니다.

AMC23C11 절연 비교기는 바디 크기가 5.85mm x 7.50mm인 8핀 와이드 바디 SOIC 패키지로 제공됩니다. 이 장치는 VIN 핀의 입력 전압을 20mV에서 2V까지 조정 가능한 임계값과 비교하며 내부 100 μ A 레퍼런스 전류 및 외부 저항으로 설정됩니다. 입력 전압 VIN이 레퍼런스 값 VREF보다 높으면 오픈 드레인 출력은 능동적으로 낮은 전압으로 끌어내립니다. VIN이 트립 임계값 아래로 떨어지면 래치 핀에 의해 장치의 동작이 결정됩니다.

- 래치 핀을 로우로 잡아당기면 장치가 투명 모드로 설정되기 때문에 출력 상태가 변경되고 트립 임계값에 따라 입력 신호를 따릅니다.
- 래치 핀을 하이로 잡아당기면 장치가 래치 모드로 설정됩니다. 범위를 벗어난 상태가 감지되면, 이 래치를 해제하기 위해 래치 핀이 최소 4 μ s 이상 낮게 당겨질 때까지 아웃 핀이 로우로 당겨지고 래치됩니다.

AMC23C11의 절연 장벽은 자기 간섭에 대한 저항력이 높고 최대 5kV_{RMS}의 강화된 갈바닉 절연을 제공하는 것으로 입증되었습니다.

회로도 설계

그림 121에서는 IGBT를 구동하기 위한 15V 단극 전원을 지원하는 설계 회로도를 보여줍니다. 몇 가지 사소한 변경으로 이 설계는 전원 MOSFET 구동 또는 양극 전원 공급 장치를 위한 12V 전원 공급 장치 설계에 적합할 수 있습니다. 자세한 내용은 레퍼런스 설계 [TIDA-00448](#)을 참조하십시오.

저항 R9~R14 및 고전압 다이오드 D1은 턴온 기간 동안 IGBT의 실제 V_{CE} 를 감지하고 절연 비교기 AMC23C11의 레퍼런스 전압 VREF에 따라 확장하는 데 사용됩니다. R10과 R11은 전력 손실을 분산하기 위해 병렬로 사용됩니다.

R14와 병렬로 연결된 커패시터 C14는 IGBT가 켜지는 동안 잘못된 트리거를 피하기 위해 블랭킹 시간을 설정합니다. IGBT 스위칭으로 인해 가능한 고전압 스파이크를 억제하기 위한 옵션으로 5.1V 제너 다이오드 D2가 추가됩니다. D2의 내부 커패시턴스는 C14와 병렬로 연결되고 블랭킹 시간에 기여합니다. 이 테스트에서는 D2를 조립하지 않았습니다. 낮은 내부 커패시턴스가 있는 고속 스위칭 다이오드 D1은 잘못된 DESAT 트리거를 방지하고 필요한 블랭킹 시간을 최소화하는 것이 좋습니다.

저전압 측은 3.3V 전원을 사용하여 C2000™ 및 Sitara MCU와 같이 널리 사용되는 MCU의 I/O 레벨을 직접 인터페이싱합니다. R6 및 C11은 래치가 활성화되지 않은 경우 비교기 출력에 대해 디글리치 지연(기본 0.2 μ s)을 설정합니다.

회로도

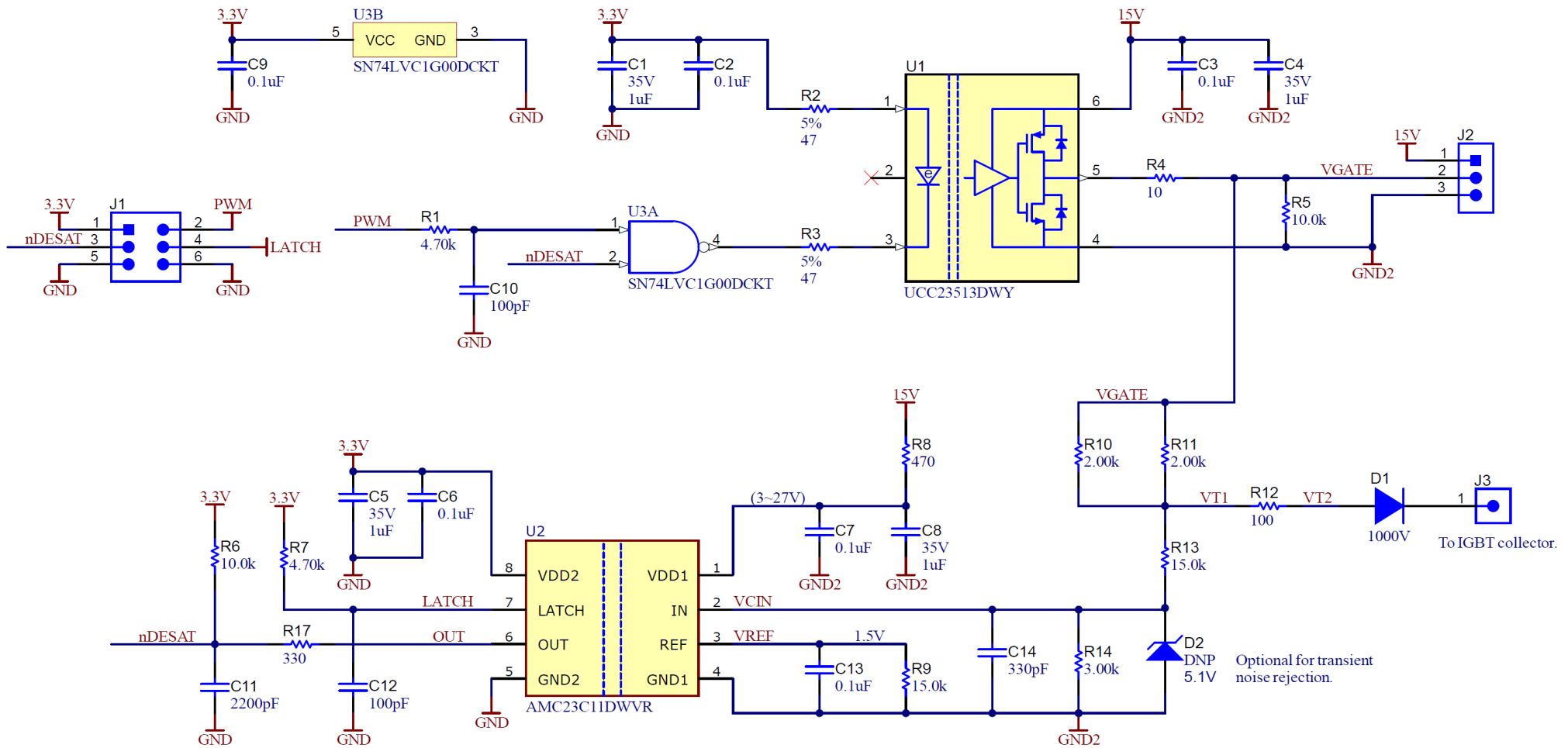


그림 121. 제안된 회로도

$V_{CE(DESAT)}$ 임계값과 DESAT 바이어스 전류 구성

저항 R9~R14는 $V_{CE(DESAT)}$ 임계값 및 DESAT 바이어스 전류 $i_{BIAS(DESAT)}$ 를 조정하는 데 사용할 수 있습니다. 다음 방정식은 다양한 DESAT 임계값 및 DESAT 바이어스 전류 구성에 대한 값을 신속하게 예측하기 위해 간소화됩니다.

절연 비교기 AMC23C11에는 내부 100 μ A 전류 소스 및 외부 저항 R9로 설정된 레퍼런스 전압 VREF가 있습니다. 이 설계에서 R9의 값은 **방정식 49**에 따라 계산되어 VREF를 1.5V로 설정합니다. AMC23C11이 높은 이력 모드에서 작동하도록 1.5V가 선택되었습니다^[1].

$$R9 = \frac{V_{REF}}{100 \mu A} = 15 \text{ k}\Omega \quad (49)$$

R10과 R11은 DESAT 바이어스 전류를 결정하고 **방정식 50**에 따라 계산됩니다.

$$R10 = R11 = 2 \times \frac{V_{DD} - V_{CE(DESAT)} - V_{FW(D1)} - R12 \times i_{BIAS(DESAT)}}{i_{BIAS(DESAT)} + i_{R13R14(DESAT)}} \quad (50)$$

여기에서

- VDD는 UCC23513의 공급 전압, IGBT 구동의 경우 15V
- $V_{CE(DESAT)}$ 는 원하는 DESAT 임계값입니다. 이 설계에서는 기본적으로 8V입니다.
- $V_{FW(D1)}$ 는 고전압 다이오드 D1의 순방향 전압입니다. 0.5V로 가정했습니다.
- R12는 일반적인 관행으로 100 Ω 로 설정됩니다^[9].
- $i_{R13R14(DESAT)}$ 는 R13과 R14를 통과하는 전류입니다. 0.5mA로 설정합니다. 낮게 설정하면 잡음 내성을 줄일 수 있습니다.
- $i_{BIAS(DESAT)}$ 는 IGBT의 V_{CE} 가 $V_{CE(DESAT)}$ 에 도달할 때의 DESAT 바이어스 전류입니다. 이 설계에서는 5.5mA로 설정되어 있습니다.

따라서 이 설계에서 R10과 R11은 2k Ω 로 계산할 수 있습니다.

$V_{CE(DESAT)}$ 가 훨씬 작은 정상적인 IGBT 작동에서는 R10 및 R11의 전력 정격을 선택해야 합니다 R12 \ll R10이라고 가정했을 때 **방정식 51**에 따라 간소화된 최대 전력 손실은 다음과 같습니다.

$$P_{R10, MAX} = P_{R11, MAX} = \frac{(V_{DD} - V_{FW(D1)} - R12 \times i_{BIAS(DESAT)} - V_{CE(SAT)})^2}{R10} \times PWM_{DUTY, MAX} \quad (51)$$

표 3-1의 기본 설정과 일반 $V_{CE(SAT)}$ 1.5V의 경우 $P_{R10(MAX)}$ 및 $P_{R11(MAX)}$ 의 최대 전력 손실은 100% PWM 듀티 사이클에서도 약 69.8mW입니다.

R13 및 R14는 **방정식 52** 및 **방정식 53**에 따라 계산됩니다.

$$R13 = \frac{V_{REF}}{i_{R13R14(DESAT)}} \quad (52)$$

$$R14 = \frac{V_{DD} - (i_{BIAS(DESAT)} + i_{R13R14(DESAT)}) \times R10 \div 2}{i_{R13R14(DESAT)}} - R13 \quad (53)$$

매개 변수 값을 적용하면 R13은 3k Ω , R14는 15k Ω 이 됩니다.

DESAT 블랭킹 시간

DESAT 모니터링에 대한 블랭킹 시간인 t_{BLANK} 는 IGBT의 턴온 이벤트에서 잘못된 TRIG를 방지하는 데 필요합니다. 커패시터 C14와 R10~R14의 저항은 V_{CE} 감지 신호가 절연 비교기의 입력 V_{CIN} 에 도달하도록 지연합니다. 지연은 전압 분할기 R13 및 R14의 등가 저항 R_{EQ} 를 통해 C14의 충전 시간에 의해 제어됩니다.

$$R_{EQ} \approx R13 // R14 = 3\text{ k}\Omega // 15\text{ k}\Omega = 2.5\text{ k}\Omega \tag{54}$$

330pF의 C14를 선택하면 RC 필터의 시간 상수는 다음과 같습니다.

$$T_{au} = R_{EQ} \times C14 = 2.5\text{ k}\Omega \times 330\text{ pF} = 0.82\text{ }\mu\text{s} \tag{55}$$

실제 블랭킹 시간은 과전류 이벤트에서 IGBT의 실제 $V_{CE(SAT)}$ 전압에 대한 구성된 $V_{CE(DESAT)}$ 정상 상태 임계값의 비율에 따라 달라지며 **방정식 56**당 대략적으로 계산할 수 있습니다.

$$t_{BLANK} = -\ln\left(1 - \frac{V_{CE(DESAT)}}{V_{CE(SAT)}}\right) \times R_{EQ} \times C14 \tag{56}$$

따라서 시스템에 사용되는 개별 IGBT에 따라 정상 상태 $V_{CE(DESAT)}$ 임계값과 블랭킹 시간 상수를 조정하는 것이 중요합니다. 8V에서 $V_{CE(DESAT)}$ 정상 상태 임계값의 기본 설정을 가진 일부 값은 아래 표를 참조하십시오.

표 17. 기본 $V_{CE(DESAT)}$ 설정을 가진 유효 블랭킹 시간

IGBT $V_{CE(SAT)}$ [V]	≥ 14.5	12.5	11	10	9	8.5
t_{BLANK} [μ S]	0.7	0.9	1.1	1.4	1.9	2.4

경고

유효 블랭킹 시간이 구성된 블랭킹 시간 상수보다 훨씬 클 것이기 때문에 과전류 상태에서 IGBT의 실제 $V_{CE(SAT)}$ 에 너무 근접해 정상 상태 임계값 $V_{CE(DESAT)}$ 를 구성하지 마십시오.

DESAT 디글리치 필터

R17과 C11은 시간 상수와 함께 nDESAT 출력 신호를 위한 디글리치 필터를 형성합니다.

$$\tau = 330\ \Omega \times 2200\text{ pF} = 726\text{ ns} \tag{57}$$

최소 0.8V의 로우 레벨 입력을 가진 TTL 로직 IC에 이어서 디글리치 시간은 0.2 μ s에 불과합니다.

$$t_{DEGLITCH} = -\ln\left(1 - \frac{0.8\text{ V}}{3.3\text{ V}}\right) \times \tau = 202\text{ ns} \tag{58}$$

절연 비교기의 OUT 핀 내부 저항이 R17과 직렬로 연결되어 있다고 가정해 보십시오. 테스트된 디글리치 시간은 이 설계에서 약 340ns~380ns입니다. 자세한 내용은 섹션 4의 테스트 결과를 참조하세요.

레퍼런스 PCB 레이아웃

4레이어 PCB에서 26mm x 8.4mm 활성 영역의 이 회로를 위한 레퍼런스 레이아웃이 적용되어 있습니다.

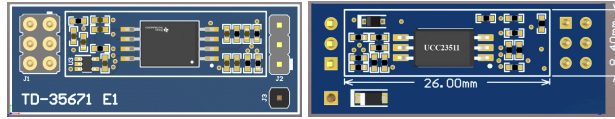


그림 122. 예제 레이아웃의 위쪽 및 아래쪽

세심한 레이아웃 설계를 통해 게이트 드라이버와 비교기를 PCB의 반대쪽에 배치하면, 16핀 스마트 게이트 드라이버에 비해 더 작은 폼 팩터를 얻을 수 있으며, 더 작은 패키지 길이를 활용할 수 있습니다. 이에 비해 SOIC 16 패키지에 CMOS 입력이 있는 스마트 게이트 드라이버인 ISO5451의 일반적인 레이아웃은 그림 123에 표시된 것처럼 PCB¹의 활성 영역이 20.83mm x 12.95mm로, 그림 122의 UCC23513 및 AMC23C11 제안 설계보다 약 23.5% 더 큼니다.

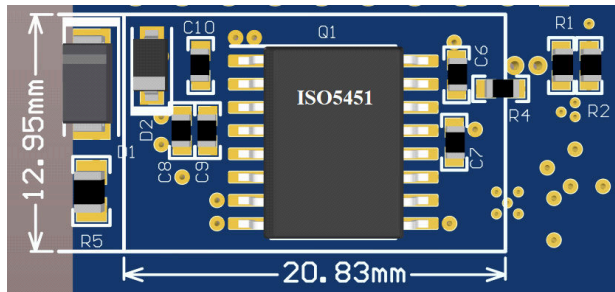


그림 123. 스마트 게이트 드라이버 ISO5451의 일반적인 레이아웃

시뮬레이션 및 테스트 결과

시뮬레이션 회로 및 결과

TI용 PSpice™에서 능동 브레이크 회로의 저압측 IGBT를 구동하는 회로를 위한 시뮬레이션이 이루어졌습니다. 그림 124에서는 EMI 테스트용 회로도를 보여줍니다.

시뮬레이션은 AMC23C11의 모델이 TI.com에서 아직 사용할 수 없으므로 AMC23C14의 PSpice™ 시뮬레이션 모델을 사용합니다. 이 애플리케이션 노트에서 논의된 DESAT 구현의 경우 회로도의 OUT2(핀7)에 연결된 회로를 무시할 수 있으며 AMC23C14는 래치 입력(핀7)을 낮게 연결한 AMC23C11과 동일한 동작을 보여줍니다.

시뮬레이션 결과

이 시뮬레이션에서 입력 PWM 신호는 10kHz, 15% 듀티 사이클 제곱 파형으로 설정됩니다. 다른 조건은 일반적인 애플리케이션 상황으로 설정됩니다. **그림 125**은(는) DESAT 보호 케이스에 대한 시뮬레이션 결과입니다.

정적 상태에서는 PWM 입력이 낮기 때문에 NAND 게이트 출력이 높습니다. UCC23513은 입력 전류가 없기 때문에 게이트의 출력 또한 낮습니다. 따라서 절연 비교기 AMC23C11의 VCIN 입력 전압은 0으로 끌어 옵니다. 출력 OUT 및 nDESAT는 하이로 끌어 옵니다.

입력 PWM 신호가 높아지면 nDESAT가 여전히 높은 경우 NAND 게이트의 출력이 낮게 전환됩니다. UCC23513은 게이트에서 입력 전류와 높은 출력을 얻습니다. 그런 다음 IGBT U4가 켜지고 V_{CE} 가 $V_{CE(SAT)}$ 로 떨어집니다. 감지 전류가 게이트에서 R10, R12 및 D1을 통해 IGBT U4의 컬렉터로 흐르고, VT1 노드의 전압이 IGBT의 실제 V_{CE} 를 따르며, VCIN 전압은 R13과 R14의 저항 분할기를 통해 VT1 전압을 따릅니다. VCIN이 VREF의 임계값에 도달하지 않는 경우 비교기의 출력 및 필터링된 출력 nDESAT는 높게 유지됩니다.

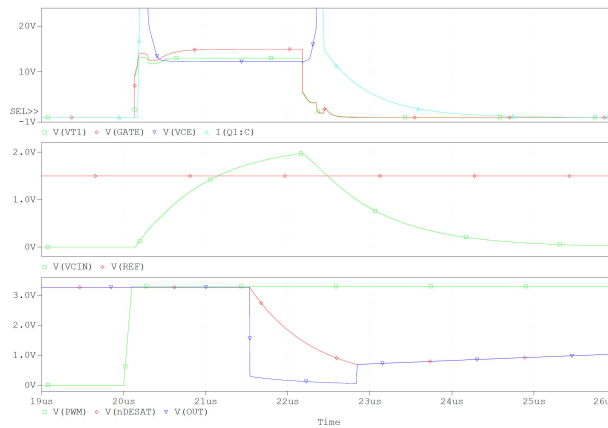


그림 125. 트리거된 DESAT의 시뮬레이션 결과

위 그림과 같이 DESAT 트리거 프로세스의 경우 입력 PWM 신호(아래쪽 플롯의 녹색 트레이스)가 하이가 되면 IGBT의 게이트 전압(상단 플롯의 빨간색 트레이스)이 곧 상승합니다. 그리고 IGBT의 V_{CE} 감지 전압 VT1(상단 플롯에서 녹색 트레이스)도 상승합니다. 그런 다음 비교기의 입력 VCIN(중간 플롯의 녹색 트레이스)이 상승하기 시작하여 비례적으로 VT1 전압을 따라갑니다.

그런 다음 IGBT의 V_{CE} (상단 플롯의 파란색 트레이스)가 떨어지기 시작합니다. V_{CE} 가 게이트 전압 아래로 떨어지면 VT1 전압이 V_{CE} 를 따르기 시작합니다.

VCIN이 VREF(중간 플롯의 빨간색 라인)에 의해 설정된 1.5V 트리거 임계값에 도달하기 전에 비교기의 출력(아래쪽 플롯의 파란색 트레이스)은 높게 유지됩니다. VCIN이 트리거 레벨에 도달하면 일반적으로 240ns의 내부 전파 지연으로 비교기 출력이 낮아지게 됩니다. nDESAT의 필터링된 출력(아래쪽 플롯의 빨간색 트레이스)도 떨어지기 시작합니다.

NAND 게이트 U3에 대한 입력으로, nDESAT가 U3의 음의 방향 임계값을 트리거하면 게이트 드라이버 U1의 입력 전류가 차단되고 출력 게이트가 풀다운됩니다. 따라서 IGBT도 꺼지며 V_{CE} 가 곧 상승합니다. 이 프로세스는 회로의 DESAT 보호입니다.

게이트가 풀다운되면 VT1도 풀다운되고 VCIN이 드롭되기 시작합니다. VCIN이 비교기 입력 임계값 아래로 떨어지면 출력이 다시 상승합니다. AMC23C14의 경우가 여기에 해당합니다.

AMC23C11은 래치 입력인 핀 7이 로우로 연결되어 있을 때 위의 프로세스와 정확히 동일하게 작동합니다. 래치 핀을 하이로 당기면 비교기의 출력 핀의 출력이 래치됩니다. 래치 핀이 최소 4μs 동안 로우 상태로 당겨져서 래치 상태를 해제합니다.

3상 IGBT 인버터를 사용한 테스트 결과

테스트는 DESAT 보호에 대해 제안된 회로의 샘플 보드에서 수행되었습니다. 샘플 보드가 (1) 저압측 브레이크 IGBT의 게이트 드라이버와 (2) 3상 모터 드라이브 인버터에서 고압측 스위치 IGBT의 게이트 드라이버로 사용되는 두 가지 사례를 테스트했습니다.

브레이크 IGBT 테스트

그림 126에서는 저압측 브레이크 IGBT 게이트 구동 테스트를 위한 플랫폼을 보여줍니다. LAUNCHXL-F28379D의 C2000™ 론치패드™는 저압측 IGBT를 구동하기 위해 10% 듀티 사이클에서 10kHz 또는 각 100μs 기간에 10μs의 타임으로 일련의 PWM 펄스를 생성하는 시스템 컨트롤러로 사용되었습니다. 또한 이 론치패드는 AMC23C11의 래치 입력에 대한 높은 출력을 생성하고 GPIO를 사용하여 nDESAT 신호를 모니터링합니다.

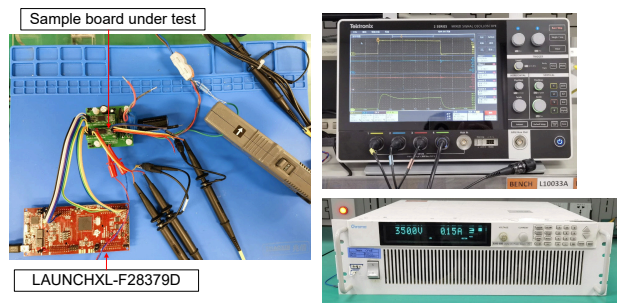


그림 126. 저압측 구동 테스트용 플랫폼

OCP 또는 SCP 상황을 테스트하기 위해 600V 10A 개별 IGBT를 사용하고 1.5Ω 3W 저항 2개를 병렬로 사용하여 브레이크 저항을 에뮬레이션합니다. 저항은 IGBT 컬렉터와 350V DC+ 레일 사이에 삽입됩니다. 검사 결과는 그림 127에 표시됩니다.

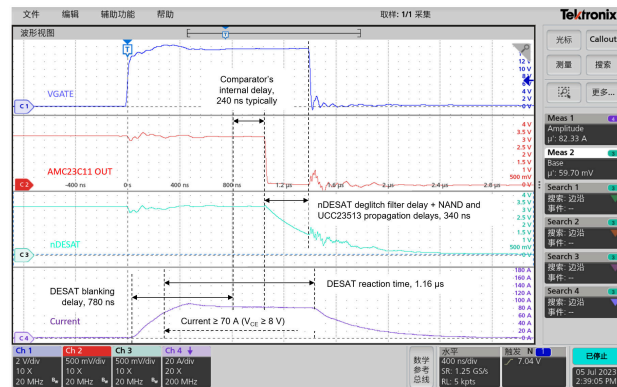


그림 127. 저압측 구동 테스트 시 단락 보호 지연

이 테스트에서 IGBT가 켜지면(t = 0 s), 컬렉터 전류가 상승하기 시작했고 곧 약 90A(t = 480ns)에서 포화되었습니다. 테스트를 거친 IGBT의 데이터 시트에 따르면 컬렉터 전류가 70A에 도달하면 V_{CE}가 회로에 대해 설정된 8V 트리거 레벨로 증가합니다. DESAT는 약 780ns의 블랭킹 시간이 지난 후 절연 비교기 AMC23C11에서 감지되었습니다. 그런 다음 일반적으로 240ns의 내부 지연 후 AMC23C11의 출력값이 낮음(t = 1.04μs)으로 전환되고 래치됩니다(래치가 하이로 설정된 경우). 약 340ns의 nDESAT에 대한 디글리치 필터의 지연 후 NAND 게이트 SN74LVC1G00의 출력이 하이로 전환되고 USS23513의

입력 전류가 차단되어 게이트 드라이버가 VGATE를 풀다운($t=1.44\mu s$)했습니다. DESAT 반응 시간은 IGBT에서 전류가 70A에 도달하여 게이트가 낮음으로 전환된 후 전류가 떨어지기 시작한 시점까지 약 $1.16\mu s$ 에 불과했습니다.

위상 간 단락이 발생한 3상 인버터에 대한 테스트 결과

TI 레퍼런스 설계의 3상 인버터 플랫폼인 **TIDA-010025**에 대한 테스트는 ACIM 모터를 구동할 때 위상 간 단락 상태를 점검하기 위해 수행되었습니다. 이러한 테스트에서 U 위상 고압측 IGBT의 게이트 드라이버는 제안된 회로의 샘플 보드로 대체되었습니다.

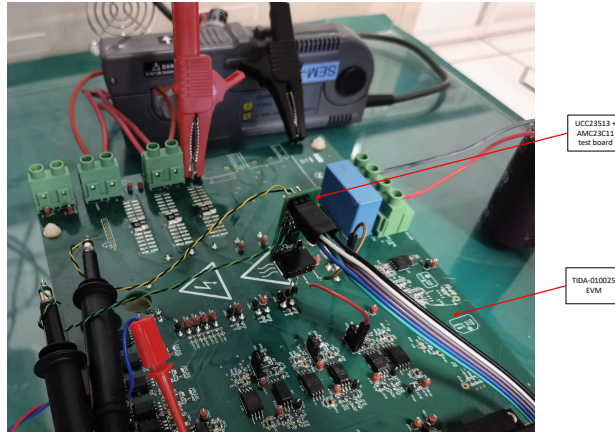


그림 128. 모터 테스트를 실행하기 위한 플랫폼

TIDA-010025 레퍼런스 설계에는 전원 보드에 1200V, 25A PIM 전원 모듈이 포함되어 있으며, 3상 인버터 스테이지에서 동일한 등급의 IGBT 6개가 통합되어 있습니다. 테스트 준비를 위해, 먼저 U 위상 고압측 IGBT에 대한 원래 게이트 구동 저항을 제거한 다음 VGATE 출력, 15V 전원 공급 장치 및 샘플 보드의 VCE 감지 단자를 전원 보드에 연결했습니다. 레퍼런스 설계 자체 하드웨어 OCP 기능의 영향을 피하기 위해 3상 모두에서 기존 10mΩ에 병렬로 5mΩ 션트 저항을 추가하여 OCP 트리거 레벨을 72A로 3배 늘렸습니다. 또한 IGBT의 출력 특성을 확인한 후 샘플 보드에서 $V_{CE(SAT)}$ 가 약 45A 콜렉터 전류에 해당하는 2.5V까지 올라갈 때 DESAT 임계값에 도달하도록 일부 변경을 수행했습니다. 이 테스트 중에 먼저 모터(부하 없음)를 50rps로 작동한 다음 전력 보드의 단자에 연결된 회로 차단기로 인버터의 U 및 W 위상을 단락시킵니다. **그림 129**은 (는) 테스트 결과 파형입니다.

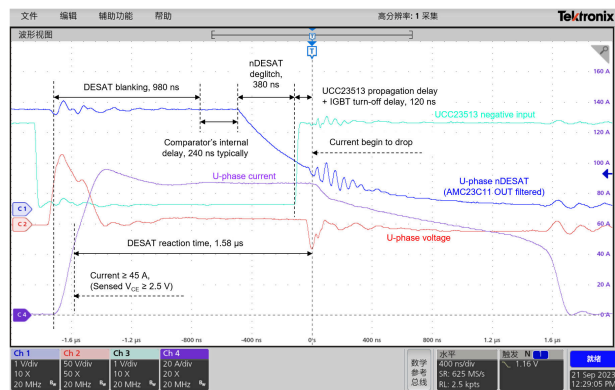


그림 129. 모터 테스트 실행 시 단락 보호 지연

회로 차단기가 켜지면 U 및 W 위상이 단락되고 U 위상 전류가 빠르게 상승하기 시작했습니다. 포화 전류는 곧 약 95A의 피크에 도달한 다음 약간 떨어지고 약 86A에서 안정화됩니다. 980ns의 점멸 시간 후 AMC23C11이 DESAT 상태를 감지했습니다.

니다. 일반적으로 240ns의 또 다른 내부 전파 지연 후 출력 OUT이 낮음으로 전환됩니다. nDESAT가 NAND 게이트 입력의 음극 방향 임계값으로 떨어지고 UCC23513의 입력 전류를 차단하는 데 약 380ns가 걸렸습니다. 그런 다음 게이트 드라이버는 IGBT의 전류가 떨어지기 시작하는 데 약 120ns가 걸렸습니다. DESAT 반응 시간은 총 1.58 μ s였습니다.

저압측 구동 테스트의 결과에는 몇 가지 차이점이 있습니다. 테스트한 두 IGBT의 특성과 애플리케이션 회로의 차이와 DESAT 임계값 조정이 이러한 변화의 원인입니다.

요약

이 애플리케이션 노트에서는 DESAT 보호를 위한 절연 비교기와 소형 절연 단순 게이트 드라이버의 결합은 검증되었습니다. 개별 접근 방식은 DESAT가 통합된 16핀 스마트 게이트 드라이버에 비해 설계 크기를 줄입니다. 이 접근 방식은 또한 임계값, 바이어스 전류, 블랭킹 시간 및 디글리치 필터와 같은 DESAT 기능의 주요 매개 변수를 구성할 수 있는 유연성을 추가합니다. 개별 접근 방식은 MCU에 의해 재설정할 수 있는 DESAT 래치 기능도 제공합니다.

이 개념은 또한 양극 게이트 드라이버 공급 장치로 확장할 수 있으며, 저압측 및 고압측 게이트 드라이버 모두에 동일한 개념을 가지고 있습니다. 이러한 애플리케이션에 대한 자세한 내용은 [TIDA-00448](#)을 참조하십시오.

참고 자료

1. 텍사스 인스트루먼트, [AMC23C11: 조정 가능 임계값 및 래치 기능을 가진 빠른 응답, 강화 절연 비교기](#), 데이터 시트.
2. 텍사스 인스트루먼트, [UCC23513: 4A 소스, 5A 싱크, 5.7kVRMS Opto 호환 단일 채널 절연 게이트 드라이버](#) 데이터 시트.
3. 텍사스 인스트루먼트, [UCC23511: 1.5A 소스, 2A 싱크, 5.7kVRMS Opto 호환 단일 채널 절연 게이트 드라이버](#) 데이터 시트.
4. 텍사스 인스트루먼트, [UCC21750: 능동적 보호, 절연 아날로그 감지 및 높은 CMTI 기능이 있는 SiC/IGBT용 10A 소스/싱크 강화 절연 단일 채널 게이트 드라이버](#) 데이터 시트.
5. 텍사스 인스트루먼트, [AMC23C14: Dual 듀얼, 빠른 응답, 강화 절연, 윈도우 콤포레이터, 임계값 조정 가능](#) 데이터 시트.
6. 텍사스 인스트루먼트, [ISO5451: 능동적 보호 기능을 지원하는 5.7kVrms, 2.5A/5A 단일 채널 절연 게이트 드라이버](#), 데이터 시트.
7. 텍사스 인스트루먼트 [TI용 PSpice 설계 및 시뮬레이션 툴](#).
8. 텍사스 인스트루먼트, [UCC21750: UCC217xx 및 ISO5x5x에서 DESAT 감지 임계값을 조정하려면 어떻게 합니까?](#) FAQ.
9. 텍사스 인스트루먼트, [TIDA-00448: 강화 디지털 아이솔레이터를 지원하는 유연한 고전류 IGBT 게이트 드라이버 레퍼런스 설계](#).
10. 텍사스 인스트루먼트, [TIDA-00638: 태양광 인버터용 능동 밀러 클램프를 지원하는 절연 게이트 드라이버 전력계용 레퍼런스 설계](#) 레퍼런스 설계.
11. 텍사스 인스트루먼트, [TIDA-010025: 오토 예물레이트 입력 게이트 드라이버를 갖춘 200~480 VAC 드라이브를 위한 3상 인버터 게이트 레퍼런스 설계](#) 레퍼런스 설계.

AC 모터 드라이브의 절연 전압 감지

머리말

모터 드라이브, 스트링 인버터 및 온보드 충전기와 같은 차량용 및 산업용 완제품은 사람과의 직접 상호 작용에 안전하지 않은 고전압에서 작동합니다. 절연 전압 측정은 작동을 최적화하고 기능을 수행하는 고전압 회로로부터 사람을 보호하여 안전을 보장하는 데 도움이 됩니다.

고성능 절연 증폭기를 위해 설계된 절연 증폭기는 절연 장벽을 통해 전압 측정 데이터를 전송합니다. 절연 증폭기 선택을 결정하는 기준에는 절연 사양, 입력 전압 범위, 정확도 요구 사항, 고전압 측에 전원을 공급하는 방법(애플리케이션에서 측정의 위치가 영향을 미침)이 포함됩니다.

이 문서에서는 AC 모터 드라이브 완제품에서 세 가지 공통 전압 측정을 평가하여 올바른 절연 증폭기를 선택하는 방법에 대한 지침을 제공합니다.

첫 번째 기준은 필요한 절연 사양으로, [1] 관련 절연 정의를 다룹니다. TI(텍사스 인스트루먼트) 절연 증폭기 및 모듈레이터는 일반적으로 DIN(Deutsches Institute für Normung e.V.), VDE(Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e.V.) 0884-17, DIN EN(European Norm) IEC(International Electrotechnical Commission) 60747-17 및 UL(Underwriters Laboratories) 1577과 같은 장치 수준 표준을 기준으로 기본 또는 강화된 절연 수준에서 평가되고 인증됩니다. 자세한 내용은 장치별 데이터 시트 및 [2]를 참조하십시오.

선택하는 입력 전압 범위, 정확도 요구 사항 및 고전압 측 전원 공급 방법은 애플리케이션에서 측정된 전압 노드의 위치에 따라 달라집니다. **그림 130**는 세 가지 일반적인 위치를 가진 AC 모터 드라이브의 간략한 블록 다이어그램으로, 왼쪽이 AC 주전원, 중간이 DC 링크, 오른쪽이 모터 위상입니다. 절연 증폭기는 높은 정확도와 사용 편의성으로 인해 이러한 측정에 탁월한 장치입니다.

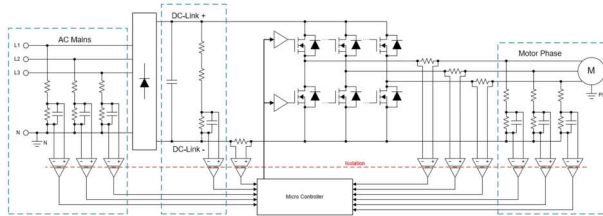


그림 130. AC 모터 드라이브 애플리케이션.

그림 130의 왼쪽에 표시된 AC 주전원 입력은 미국의 경우 $120V_{RMS}/208V_{RMS}$, 유럽에서는 $230V_{RMS}/400V_{RMS}$ 의 전압을 갖는 3상 중심 접지 전원 시스템으로 연결되는 경우가 많습니다. 이 전압 측정에 필요한 정확도는 일반적으로 낮으며 항상 필요한 것은 아닙니다. AC 주전원을 측정할 경우 TI의 **AMC1350** 또는 **AMC3330**과 같이 양극 고임피던스 입력을 사용하는 장치를 고려해 보십시오. 중립 전압에 대해 3상 AC 전압 측정을 수행할 때, 측정하는 3개의 절연 증폭기 모두에 대해 단일 절연 전원 공급 장치를 사용할 수 있습니다. 3상 AC 전압 측정을 위상 간으로 만들 때는 통합 C/DC 컨버터가 있는 디바이스를 사용하여 설계를 간소화하는 것이 좋습니다. **그림 131**는 해당 AMC3330 회로 다이어그램을 보여줍니다.

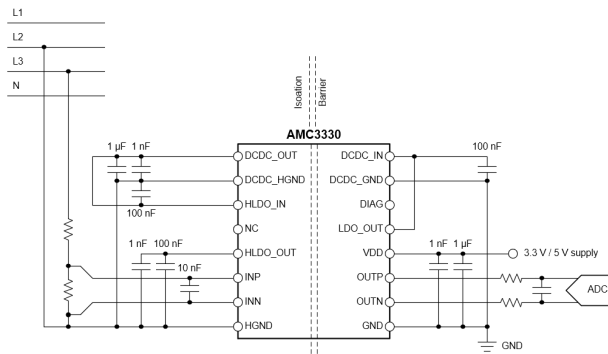


그림 131. 내부 DC/DC 컨버터를 지원하는 AMC3330 절연 증폭기.

모터 드라이브의 PWM(펄스-폭 변조) 듀티 사이클을 계산하려면 일반적으로 1% 이상의 정확도로 그림 130의 중간에 표시된 DC 링크 전압을 측정해야 합니다.

제동 작동 중에는 DC 링크 전압이 증가하므로 전력계를 보호하기 위해 회생 브레이크를 켜서 이를 능동적으로 제한해야 합니다. 지연 시간이 짧은 측정을 통해 과전압 이벤트에 더 빠르게 반응하고 시스템이 하드웨어 한도에 더 가깝게 작동할 수 있으므로 작은 설계 여분으로도 설계할 수 있고 시스템 비용을 절감할 수 있습니다. DC 링크 커패시턴스는 일반적으로 몇 100μF이며, 장비를 정비하기 전에 DC 링크 커패시터가 안전한 수준으로 적절히 방전되었는지 여부를 파악하려면 저전압 (<100V)에서 정확한 측정이 필요합니다. 또한 고해상도 AC 리플 측정으로 인해 연결된 AC 주전원의 위상 감지 손실이 발생하여 별도의 그리드 측 위상 측정이 필요하지 않을 수 있습니다. 리플 전압의 주파수는 60Hz 3상 주전원 전압의 경우 360Hz, 50Hz 3상 주전원 전압의 경우 300Hz입니다. 이는 6개의 반파가 정류되기 때문입니다. 낮은 부하(모터가 회전하지 않을 때)에서는 리플 전압의 크기가 매우 낮을 수 있습니다. 따라서 최고 해상도 측정을 위한 모듈레이터를 선호할 수 있습니다. 절연 증폭기와 절연 모듈레이터의 비교는 [3]를 참조하십시오. TI의 AMC1351(0~5V 입력 범위 사용) 또는 AMC1311(0V~2V 입력 범위 사용)과 같은 단극 입력 범위를 지원하는 절연 증폭기는 DC 링크 전압 측정을 위해 특별히 설계되었습니다. 그림 132에 표시된 절연 변압기 회로와 같이 고전압 측에 전원을 공급하기 위해 DC로 참조되는 로컬 전원 공급 장치가 필요합니다. 또 다른 방법은 통합 DC/DC 컨버터가 있는 AMC3330과 같은 장치를 사용하는 것입니다.

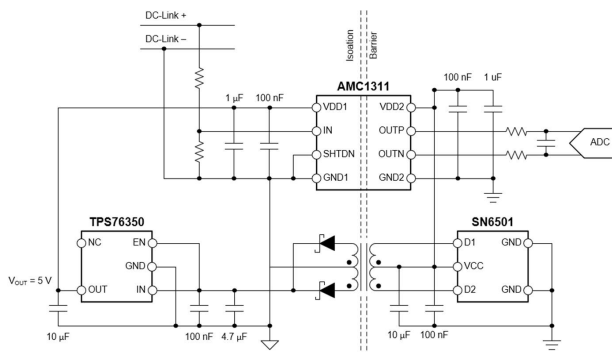


그림 132. 개별 절연 변압기 회로를 사용하는 AMC1311 절연 증폭기.

DC 링크 측정 및 PWM 듀티 사이클을 기반으로 위상 전압을 추정하지 않고 실제 위상 전압을 측정하면 무센서 AC 모터 드라이브의 성능이 더욱 향상됩니다. 위상 전압을 직접 측정하면 시스템의 모든 손실 및 PWM 데드 타임 왜곡의 영향을 포함하기 때문에 더 정밀한 결과를 얻을 수 있습니다. 한 가지 방법은 DC 레일에 대한 3개 위상을 모두 측정하고, 3개의 단극 입력 절연 증폭기와 하나의 절연 전원 공급 장치(그림 132에 나와 있음)를 사용하여 세 개의 절연 증폭기 모두에 대해 고압측에 전원을 공급하는 것입니다.

하드웨어 비용을 절약하는 다른 방법은 두 개의 위상 간 전압만 측정하고 세 번째는 계산하는 것입니다. 이 방법을 사용하면 양극 입력 범위를 가진 절연 증폭기 2개만 필요하고, 펌웨어 측에서 추가 작업이 최소화됩니다. **그림 133**에서 볼 수 있듯이 두 측정은 위상 전압 중 하나와 관련하여 이루어지며, 위쪽 IGBT(절연 게이트 양극 트랜지스터)의 부동 고압측 게이트 드라이버 공급 장치에서 절연 증폭기에 전원을 공급해야 합니다. AMC3330과 같은 내부 DC/DC 컨버터를 지원하는 장치는 회로를 크게 간소화하여 공간을 더 절약하고 시스템 효율성을 높일 수 있습니다.

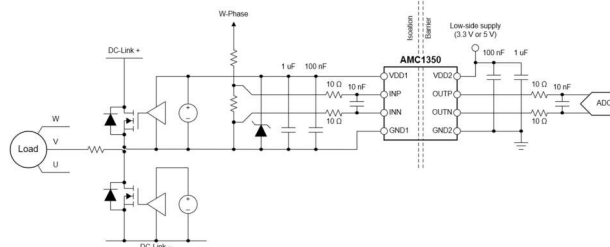


그림 133. 부동 전원 공급 장치를 사용하는 AMC1350 절연 증폭기.

이러한 각 전압 측정에서 대해 저항 분할기는 절연 증폭기의 입력 범위[4]에 맞도록 고전압 노드를 축소해야 합니다. 저항 분할기 회로를 설계할 때 일반적으로 다음과 같은 3가지 문제가 있습니다.

- 절연 증폭기에서 입력 바이어스 전류가 감지 저항을 통과하여 오프셋 오류를 생성합니다.
- 감지 저항이 절연 증폭기의 입력 임피던스와 병렬로 유지되어 유효 감지 저항을 줄이고 게인 오류를 생성합니다. 또한 프로세스 변화 때문에 절연 증폭기의 입력 임피던스가 장치마다 $\pm 20\%$ 다를 수 있으며, 이를 고려하지 않을 경우 게인 오류로 표시됩니다.
- 절연 증폭기의 저항 분할기와 입력 임피던스 모두에서 온도 드리프트가 발생합니다.

TI의 절연 전압 감지 증폭기 제품군에서 높은 입력 임피던스와 무시할 수 있는 수준의 입력 바이어스 전류를 갖춘 장치를 선택하면 이러한 문제를 극복하는 데 필요한 노력을 크게 줄일 수 있습니다. 그러나 입력 바이어스 전류[5]와 저입력 임피던스 절연 증폭기를 사용하면 고정밀 전압 측정 회로를 설계할 수 있습니다.

입력 범위가 더 넓은 절연 증폭기는 입력 잡음에 대한 감도가 더 낮으며 낮은 입력 수준에서 더 높은 정확도를 지원합니다. 그러나 입력 전압 장치가 표 1과 같이 입력 임피던스가 낮은 경우가 많아, 더 높은 수준의 정확도를 달성하려면 게인 보정이 필요합니다. 고임피던스 입력 장치는 더 높은 비보정 정확도를 제공하므로 설계 작업이 줄어듭니다. TI 절연 증폭기의 데이터 시트 정확도와 일반/최대 오류 계산의 비교 내용은 [6] 항목을 참조하십시오.

표 18. 텍사스 인스트루먼트의 전압 감지 절연 증폭기.

장치	입력 전압 범위	입력 임피던스	통합 DC/DC	차량용으로 사용 가능
AMC1211A-Q1	0 V~2 V	1 GΩ	아니오	예
AMC1311/B	0 V~2 V	1 GΩ	아니오	예
AMC1411	0 V~2 V	1 GΩ	아니오	예
AMC1351	0 V~5 V	1.25 MΩ	아니오	예
AMC3330	± 1 V	1 GΩ	예	예
AMC1350	± 5 V	1.25 MΩ	아니오	예
ISO224A/B	± 12 V	1.25 MΩ	아니오	아니오

결론

텍사스 인스트루먼트의 고임피던스 전압 측정을 위한 광범위한 절연 증폭기를 사용하면 비용, 성능, 구현 용이성 및 보드 공간 간에 적절한 절충을 이루어 요구 사항에 맞게 설계를 최적화하고 업계 절연 성능 표준을 충족할 수 있습니다.

참고 자료

1. 텍사스 인스트루먼트: [절연 전류 감지에 대한 설계 고려 사항](#)
2. 텍사스 인스트루먼트: [TUEV 기술 보고서 번호 713203936](#)
3. 텍사스 인스트루먼트: [절연 증폭기와 절연 모듈레이터 비교](#)
4. 텍사스 인스트루먼트: [차동 출력을 지원하는 ±480V 절연 전압 감지 회로](#)
5. 텍사스 인스트루먼트: [±250mV 입력 및 차동 출력을 지원하는 절연 전압 측정 회로](#)
6. 텍사스 인스트루먼트: [절연 증폭기 전압 감지 Excel 계산기](#)

서버 PSU에서 고성능 절연 전류 및 전압 감지 달성

애플리케이션 요약

인터넷 콘텐츠 공급업체, 통신 서비스 공급업체, 많은 소비자 및 비즈니스 기업 사이에서 클라우드 기반 기술에 대한 수요가 증가함에 따라 데이터 센터에 대한 수요도 증가하고 있습니다. 고효율과 전력 밀도 표준을 충족하려면 프론트 엔드 PFC(역률 보정) 단계부터 DC-DC 단계까지 이러한 데이터 센터 서버에 전원 공급 분배 네트워크가 필요합니다.

80 PLUS라고 불리는 인증 표준은 EPRI(Electric Power Research)에서 Ecos 컨설팅과 협력하여 개발한 것으로, 데이터 센터 서버 PSU(전원 공급 장치)에서 효율적인 에너지 사용을 촉진합니다. 서버 PSU는 정격 부하 및 PF(역률) 수준에서 달성 가능한 에너지 효율을 기준으로 Gold, Platinum 등과 같은 많은 80 Plus 인증 중 하나를 받을 수 있습니다.

Titanium 표준 요구 사항 이해

80 Plus Titanium 표준 효율, PF 및 iTHD(전류 총 고조파 왜곡) 요구 사항은 각각 표 19, 표 20, 표 21에 나와 있습니다.

표 19. Titanium 표준 효율성 요구 사항

	115V 내부 비중복				230V 내부 중복				230V EU 내부 비중복			
	정격 부하											
	10%	20%	50%	100%	10%	20%	50%	100%	10%	20%	50%	100%
Titanium 효율	90%	92%	94%	90%	90%	94%	96%	91%	90%	94%	96%	94%

표 20. 80 Plus Titanium 표준 PF 요구 사항

출력 전력	10%	20%	50%	100%
역률	> 0.90	> 0.96	> 0.98	> 0.99

표 21. 80 Plus Titanium 표준 iTHD 요구 사항

출력 전력	> 5% 및 ≤ 10%	> 10% 및 < 20%	≥ 20%	≥ 40%	≥ 50%
iTHD	< 20%	< 15%	< 10%	≤ 8%	≤ 5%

고효율 서버 PSU 구현

그림 134은 PFC 및 DC-DC 단계를 사용한 서버 전원 공급 장치 구현을 보여줍니다. 비절연 PFC 단계는 정류된 라인 전류가 정류된 라인 전압을 따르도록 합니다. 이 프론트 엔드 PFC 단계는 상대적으로 큰 리플을 가진 중간 DC 버스를 생성합니다. 그런 다음 절연 DC-DC 단계가 갈바닉 절연과 최소 출력 전류 리플을 가진 적절히 조절된 출력 전압을 제공합니다.

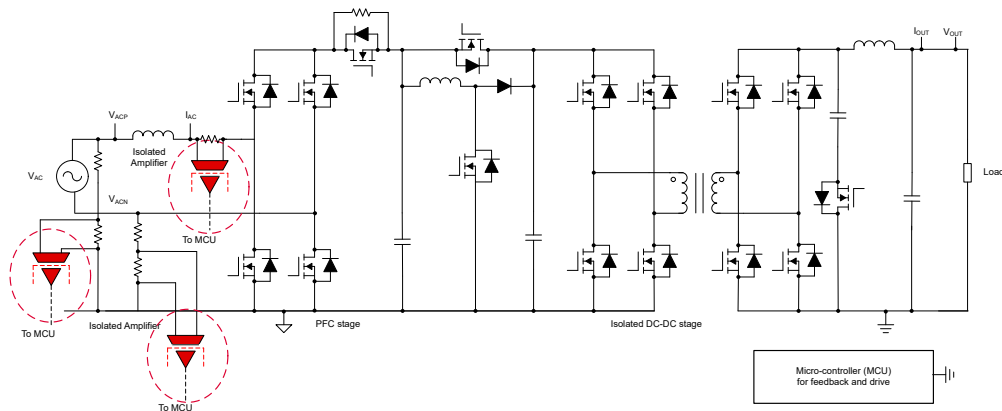


그림 134. PFC 및 DC-DC 단계를 사용한 서버 전원 공급 장치 구현

최대 효율을 위한 역률은 통합에 가까워야 합니다. 효율적인 PFC는 전압 및 전류 제어 피드백 루프가 포함된 단상 토폴 폴 브리지리스 토폴로지를 통해 이루어집니다. 전압 피드백 루프는 PFC 버스 전압을 사전 선택된 값으로 조정하는 데 사용되고 전류 피드백 루프가 총 평균 인덕터 전류를 조정합니다. 전류 루프는 Titanium 표준 효율, PF 및 iTHD 요구 사항을 충족하기 위해 높은 측정 정확도와 높은 대역폭이 필요합니다. 아키텍처와 MCU의 위치에 따라 전류 및 전압 감지 피드백 경로를 절연할 필요가 있거나 필요하지 않을 수 있습니다.

서버 PSU의 절연 고성능 전류 및 전압 감지

선트 기반 전류 측정은 전류 피드백 루프에서 높은 정확도 수준과 대역폭을 달성하기 위해 선호되는 옵션입니다. 선트 기반 솔루션은 개방형 루프 홀 기반 전류 센서보다 더 높은 정확도, 더 낮은 온도 드리프트, 더 높은 대역폭을 가지고 있습니다. 폐쇄형 루프 홀 센서 모듈이 대안이 될 수 있지만 필요한 성능을 달성하는 데 필요한 비용이 선트 기반 솔루션에 비해 매우 비쌉니다.

선트 레지스터는 **AMC3301**(±250mV 입력 범위) 또는 **AMC3302**(±50mV 입력 범위)와 같은 강화 절연 증폭기와 페어링되어 단일 공급 장치로 작동하고 최대 300kHz의 대역폭을 제공할 수 있으며, 정확한 선트 기반 절연 전류 감지를 위한 간단하고 구현하기 쉬운 솔루션을 제공합니다. 이러한 제품에는 전류 측정 측면에 공급이 필요 없는 완전 통합 DC-DC 컨버터가 포함되어 있습니다. 전압 측정의 경우 저항 분할기 네트워크에 이어 **AMC3330**(±1V 입력 범위)과 같은 강화 절연 증폭기를 사용하면 매우 정확한 절연 전압 감지가 가능합니다. **그림 135** 및 **그림 136**은 각각 AMC3301과 AMC3330의 블록 다이어그램을 보여줍니다.

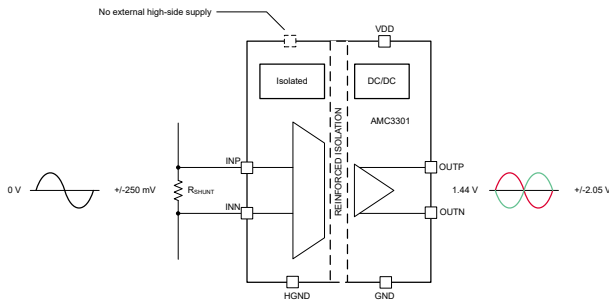


그림 135. AMC3301 블록 다이어그램

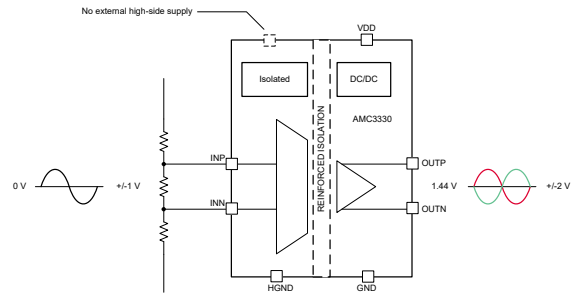


그림 136. AMC3330 블록 다이어그램

결론

Titanium 표준 인증을 획득하려는 서버 PSU 제조업체들이 늘어나면서 **AMC33xx** 제품군은 절연 전류 및 전압 감지를 위한 성능이 뛰어나고 경제적이며 구현이 쉬운 솔루션을 제공하고 있습니다.

리소스

- 텍사스 인스트루먼트, [절연 증폭기 및 모듈레이터](#) TI 교육 및 비디오
- 텍사스 인스트루먼트, [절연 증폭기와 절연 모듈레이터 비교](#) 백서
- 텍사스 인스트루먼트, [온보드 충전기와 DC/DC 컨버터에서 선트 및 홀 기반 전류 감지 솔루션 비교](#) 백서
- 텍사스 인스트루먼트, [절연 선트 및 폐쇄형 루프 전류 감지의 정확도 비교](#) 애플리케이션 요약

추가 레퍼런스 디자인/회로

- 절연 증폭기를 위한 부트스트랩 충전 펌프 전원 공급 장치 설계
- MCU로의 절연 모듈레이터 디지털 인터페이스를 사용한 클록 에지 지연 보상
- AMC3311을 활용하여 절연 감지 및 고장 감지를 위해 AMC23C11에 전원 공급

절연 증폭기를 위한 부트스트랩 충전 펌프 전원 공급 장치 설계

요약

절연 증폭기는 입력 신호와 출력 신호 사이의 절연을 제공하며, 이는 모터 드라이브의 위상 전류 감지와 같은 많은 애플리케이션에 유용합니다. 절연 증폭기에 고압측 전원을 제공하는 것은 어려울 수 있습니다. 이 애플리케이션 노트에서는 고압측 전원 공급 장치를 생성하는 데 사용되는 작고 저렴한 대안인 부트스트랩 충전 펌프 회로를 소개하고 이러한 회로의 설계에 대해 자세히 알아봅니다.

머리말

절연 증폭기는 측정을 저압측에서 절연 상태로 유지하면서 상대적으로 높은 정확도로 전압 또는 전류를 측정할 수 있습니다. 이는 안전 관련 문제를 위해 고압측 전압에 절연이 필요한 애플리케이션이나, 고압측이 저압측의 컨트롤러에 손상을 줄 수 있는 갑작스러운 과도현상을 경험할 수 있는 경우에 유용합니다. 일반적인 애플리케이션으로는 고전압 모터 버스 측정 또는 모터 위상 전류 측정이 있습니다.

하지만 절연 증폭기에는 고압측 전원 공급 장치가 저압측 전원 공급 장치에서 절연되어야 하므로 크기가 커지고 복잡성이 증가할 수 있습니다. 한 가지 대안은 변압기 절연 전원 공급 장치로, 저압측에서 고압측 절연을 유지하면서 고압측 레일을 생성합니다. 하지만 변압기는 크고 비용이 많이 들 수 있습니다. 부트스트랩 충전 펌프 전원 공급 장치는 경제적인 대안입니다. 전원은 PWM(펄스 폭 변조) 신호에서 공급되며 커패시터, 다이오드 및 전류 제한 저항만 필요합니다. 경우에 따라 LDO(선형 손실 레귤레이터)도 필요할 수 있습니다.

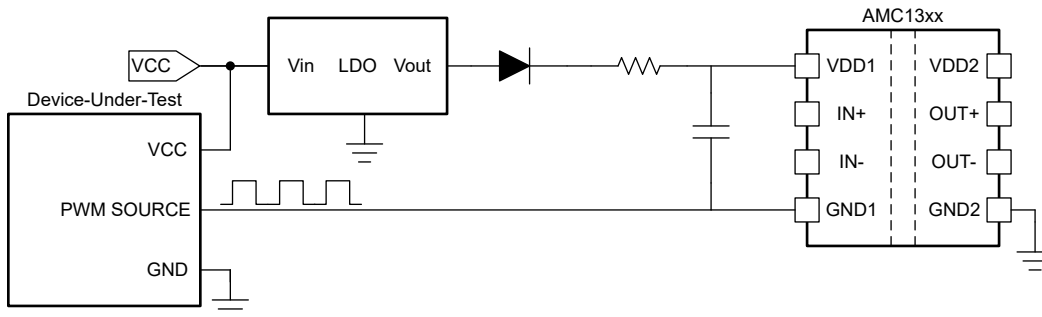


그림 137. 부트스트랩 전원 공급 장치

부트스트랩 전원 공급 장치 설계

부트스트랩은 입력 전압과 PWM 신호로 작동합니다. 입력 전압은 DUT(테스트 중인 장치)에 전원을 공급하는 동일한 공급 장치로부터 공급되며 입력 전압은 LDO를 사용하여 감압할 수 있습니다. 부트스트랩은 PWM 신호가 작동해야 하므로, PWM 신호를 생성하거나 함께 작동하는 DUT에 사용할 경우에만 신호를 사용할 수 있습니다. 그림 137에서 볼 수 있듯이 DUT는 증폭기의 저압측에서 반드시 절연할 필요는 없습니다. 따라서 DC-DC 전원 컨버터만 단독으로 사용할 수는 없습니다. 증폭기의 고압측은 DUT와 접지 연결을 공유하지 않습니다. PWM 신호는 절연 증폭기의 고압측 접지에 연결됩니다. 부트스트랩은 고압측 전원 공급 장치가 항상 PWM 신호 위에 배치되도록 하여 고압측 접지가 PWM 신호인데도 고압측 전원 공급 장치가 일정한 신호를 가지고 있도록 해야 합니다.

부트스트랩 회로에 대한 입력 전압이 출력 정상 상태 값을 결정하므로, 증폭기의 고압측 공급 사양을 위반하지 않도록 입력 전압이 원하는 고압측 공급 전압에 가까워야 합니다. DUT VCC 버스가 절연 증폭기의 권장 작동 조건을 벗어나는 경우 LDO가 필요합니다. LDO는 일반적으로 추가 외부 부품이 적게 필요하며, LDO는 스위칭 레귤레이터보다 더 깨끗한 신호를 생성하므로 이 애플리케이션에 LDO를 권장합니다. 부트스트랩 회로에 대한 입력 전압이 DUT 접지보다 크므로 PWM 신호가 낮을 때 다이오드 전체에 양의 전압 강하가 존재하며 그림 138에 나와 있는 것처럼 전도하여 커패시터를 충전합니다.

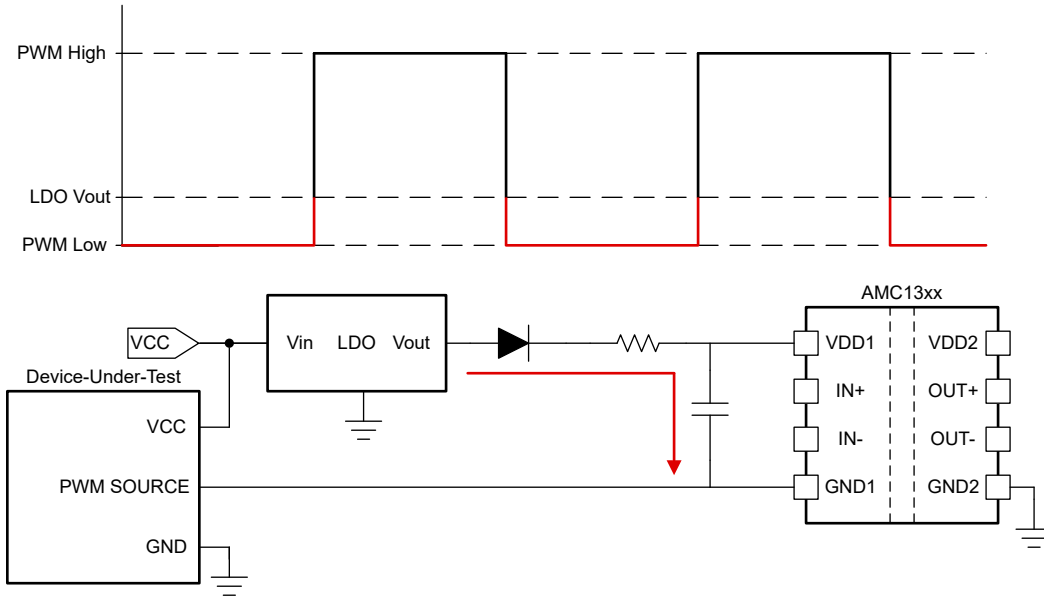


그림 138. 부트스트랩 커패시터 충전

PWM 신호가 높으면 커패시터 전체에 전압 강하 또는 음의 전압 강하가 없고 신호가 전도를 멈추므로 그림 139에서 볼 수 있는 것처럼 커패시터가 고압측 공급으로 방전됩니다. 부트스트랩 회로는 PWM 신호가 낮을 때 커패시터에 저장된 전압의 양이 PWM 신호가 높을 때 커패시터에 의해 방전된 전압의 양과 같을 때 정상 상태를 달성할 수 있습니다. 즉, 시작 시간 및 정상 상태 리플은 RC 시간 상수에 따라 달라지며 PWM 신호의 주파수 및 듀티 사이클에 영향을 받을 수 있습니다.

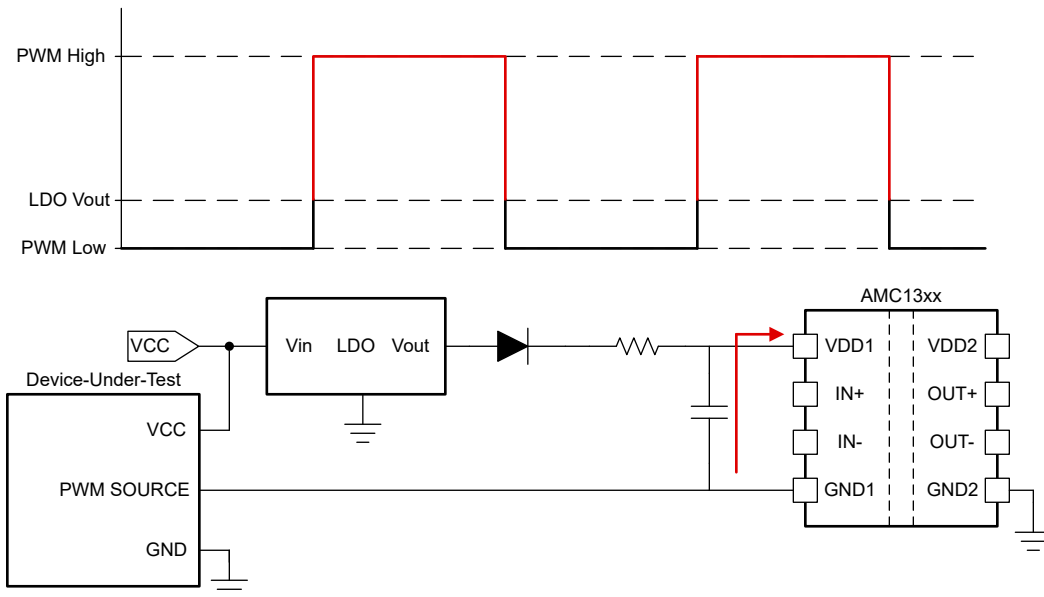


그림 139. 부트스트랩 커패시터 방전

충전 펄프 커패시터 선택

부트스트랩에서 공급하는 최댓값은 부트스트랩의 입력 공급에서 다이오드의 전압 강하를 뺀 값으로 근사치를 얻을 수 있습니다. 그러나 RC 회로 및 PWM 신호의 값에 따라 부트스트랩이 최댓값에 도달하기 전에 정상 상태에 도달할 수 있습니다. RC 시간 상수는 다음과 같이 정의됩니다.

$$\tau = R \times C \quad (59)$$

커패시터와 저항이 커패시터의 충전 및 방전에 대한 RC 시간 상수를 결정합니다. 시작 시간과 정상 상태 리플 사이에는 상충 관계가 있습니다. 시간 상수가 작을수록 커패시터가 더 빠르게 충전 및 방전되어 정상 상태에 더 빨리 도달할 수 있습니다. 그러나 커패시터가 정상 상태에 도달하면 커패시터가 더 큰 시간 상수를 사용할 때보다 PWM 듀티 사이클당 더 많은 전압을 충전 또는 방전할 수 있어 리플이 더 커집니다. 마찬가지로, 시간 상수가 클수록 충전 또는 방전 시간이 길어지기 때문에 리플이 감소할 수 있습니다. 커패시터 값은 다음 매개 변수를 사용하여 추정할 수 있습니다.

1. PWM 스위칭 주파수
2. PWM 듀티 사이클
3. 절연 증폭기에 전원을 공급하는 데 필요한 전류
4. 허용 가능한 리플

방정식 61에 나와 있는 것처럼 방정식 60을 다시 정렬하여 커패시턴스 값을 구할 수 있습니다.

$$Q = I \times t = \Delta V_{\text{ripple}} \times C \quad (60)$$

$$C = \frac{I \times t}{\Delta V_{\text{ripple}}} \quad (61)$$

50% 듀티 사이클과 20kHz의 스위칭 주파수를 가정하고, AMC1311-Q1 데이터 시트에서 요구되는 최대 전류를 사용했을 때, 100mV 최대 리플 요구 사항을 의무화하면 다음과 같은 최소 커패시턴스 값을 받습니다.

$$C = \frac{9.7\text{mA} \times 0.5 \times \frac{1}{20\text{kHz}}}{100\text{mV}} = 2.4\mu\text{F} \quad (62)$$

여기에서 부트스트랩을 시뮬레이션하여 시작 시간을 추정하고, 시동 시간 요구 사항에 따라 적절한 커패시터와 저항을 선택할 수 있습니다. 증폭기의 고압측에 충분한 전류가 흐를 수 없도록 막지 않는 저항을 선택해야 합니다.

TINA-TI에서 시뮬레이션

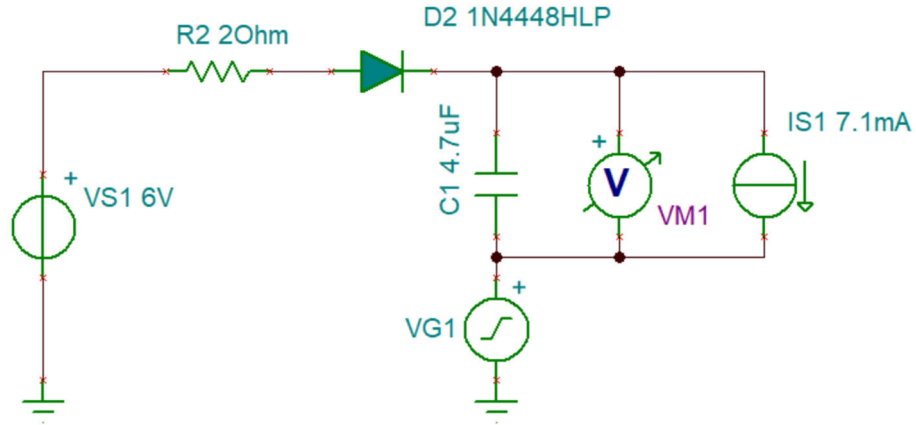


그림 140. 시뮬레이션 모델

VS1은 LDO의 출력이고, VG1은 PWM 신호를 시뮬레이션하는 데 사용되며, IS1은 절연 증폭기에서 유입되는 부하를 시뮬레이션합니다. VS1은 6V이고 다이오드 전체의 전압 강하는 300mV이므로, 부트스트랩의 최대 출력은 5.4V입니다. VG1은 듀티 사이클이 50%인 20kHz, 50V_{pp} PWM 신호를 소싱합니다. C1은 4개의 다른 커패시터 값을 통과합니다.

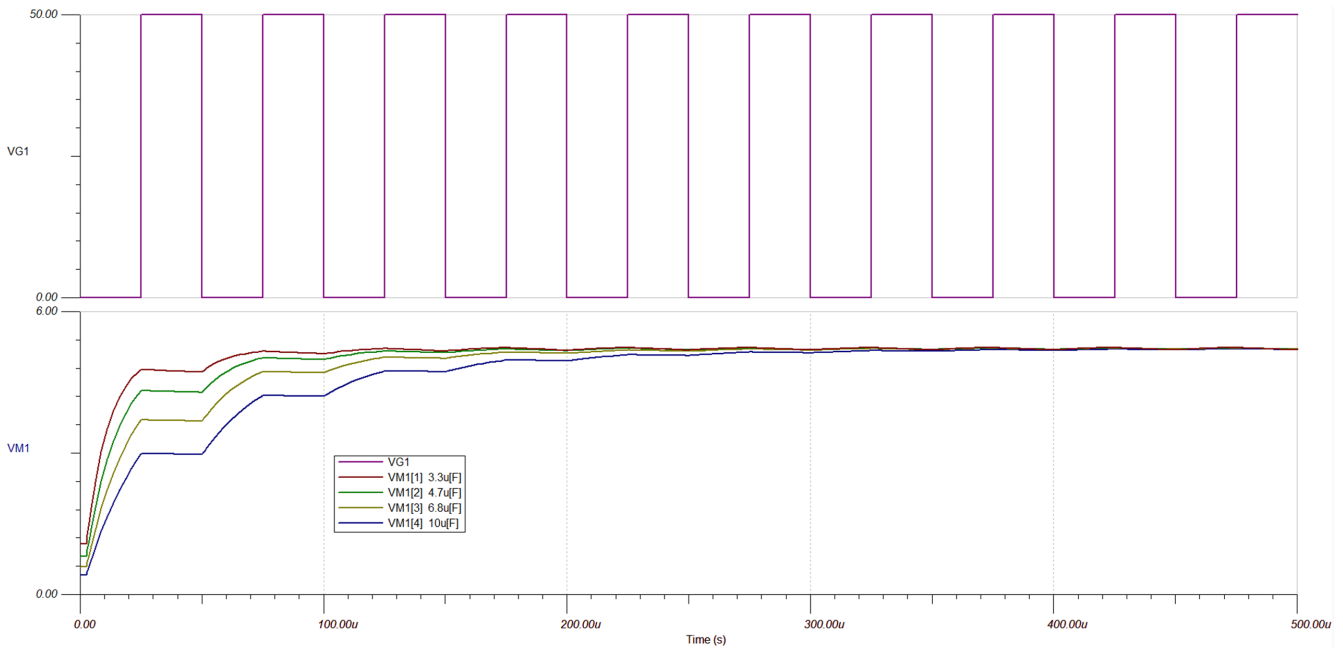


그림 141. 커패시터 값 비교

표 22. 서로 다른 커패시터를 사용한 정상 상태 출력 전압

커패시터 값(μF)	정상 상태 리플(mV)	평균 정상 상태 값(V)
3.3	53.6	5.215
4.7	37.7	5.200
6.8	25.8	5.215
10	17.7	5.215

그림 141에는 동일한 PWM 신호를 가진 4개의 서로 다른 커패시터 값이 나와 있습니다. 표 22은 다른 커패시터의 정상 상태 출력 전압을 보여줍니다. 어떤 커패시터도 이론상의 최대 정상 상태 값인 5.4V에 도달하지 않는 것을 알 수 있습니다. 하지만 리플이 감소하면 시작 시간이 확실히 증가합니다. 4.7 μ F의 신호가 시작 시간과 리플 사이의 균형을 잘 이룹니다.

부트스트랩 회로의 시작 시간과 정상 상태 리플은 입력 PWM 신호의 주파수 및 듀티 사이클에 따라 달라집니다. 시뮬레이션에서 C1을 단일 값으로 설정하고 VG1에 의해 생성되는 PWM 신호를 변경함으로써 이를 확인할 수 있습니다.

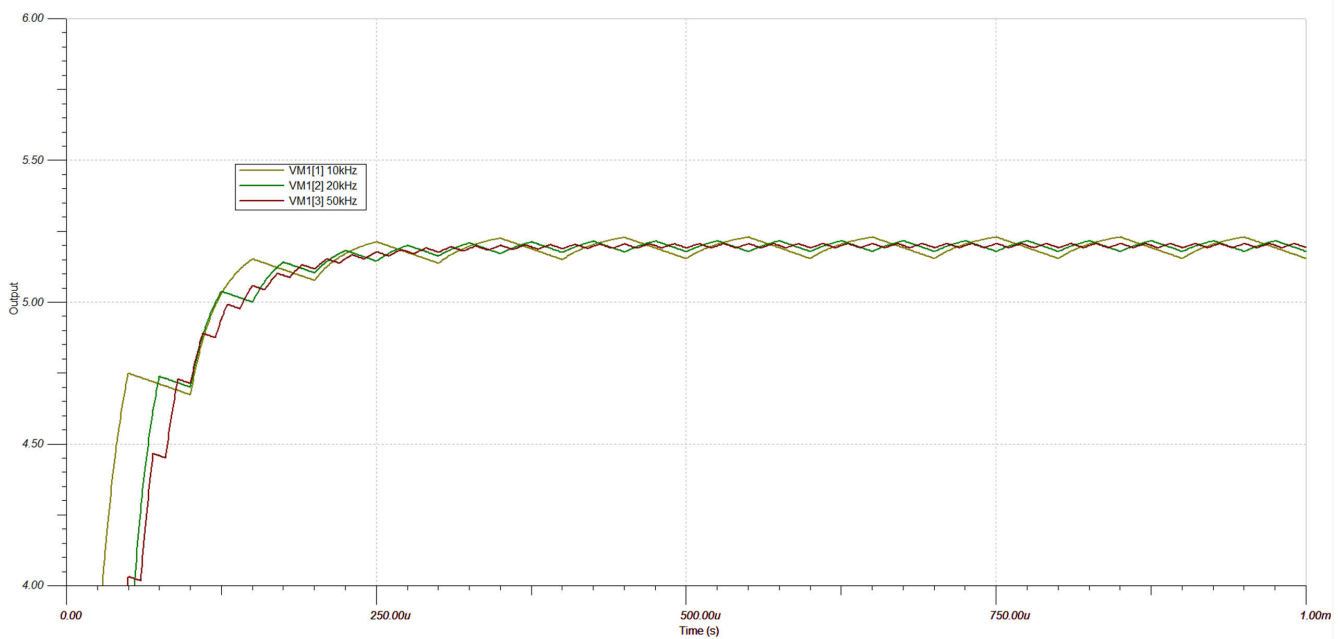


그림 142. PWM 주파수 변경

표 23. 서로 다른 주파수를 사용한 시작 시간 및 정상 상태 전압

PWM 주파수(kHz)	정상 상태 리플(mV)	평균 정상 상태 값(V)
10	75.1	5.190
20	37.7	5.200
50	14.7	5.200

C1은 4.7 μ F이며 PWM 신호는 50V_{pp} 진폭과 50% 듀티 사이클을 갖습니다. 표 23에서 보듯이 주파수는 시작 시간 및 평균 정상 상태에는 너무 큰 영향을 주지 않고 출력 리플에 훨씬 더 큰 영향을 미칩니다.

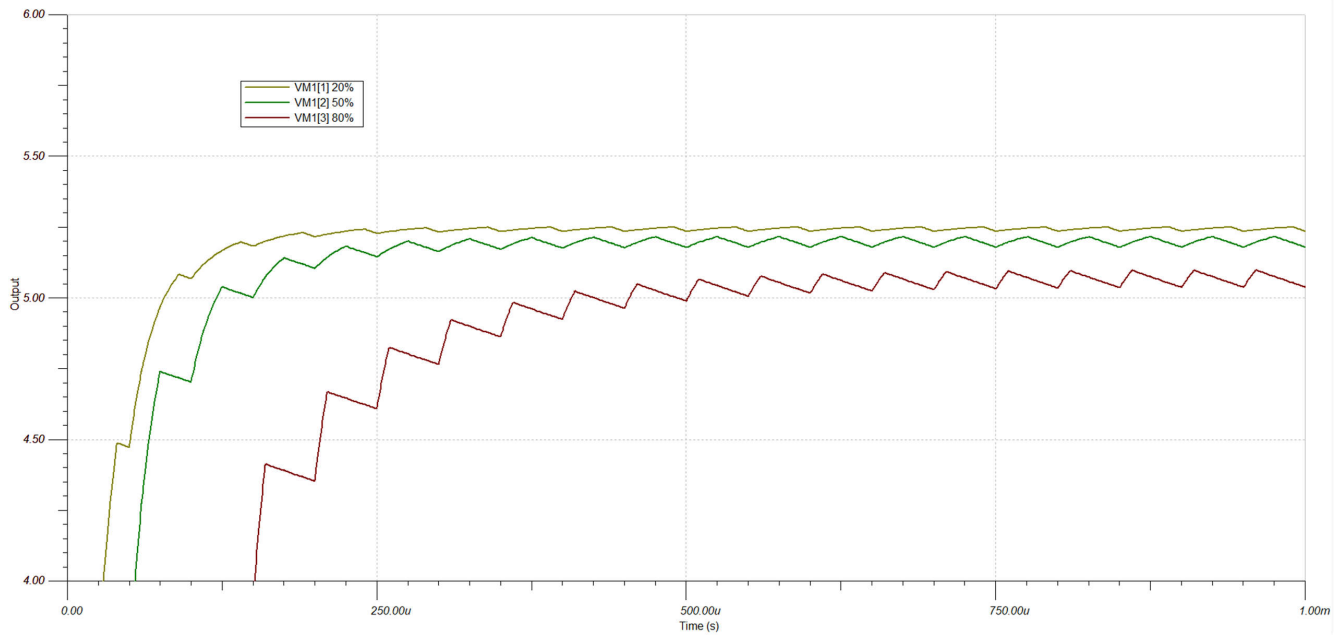


그림 143. PWM 듀티 사이클 변경

표 24. 서로 다른 듀티 사이클을 사용한 시작 시간 및 정상 상태 전압

PWM 듀티 사이클	정상 상태 리플(mV)	평균 정상 상태 값(V)
20%	14.7	5.245
50%	37.7	5.200
80%	59.9	5.070

C1은 4.7 μ F이고 PWM 신호는 50V_{pp} 진폭과 20kHz 주파수를 가집니다. 그림 143 및 표 24에서 보듯이 시작 시간과 평균 출력이 훨씬 더 많이 영향을 받습니다.

너무 많은 리플은 절연 증폭기의 성능에 영향을 줄 수 있습니다. 바운싱 전원 공급 장치가 출력에서 공통 모드 오류를 유발할 수 있기 때문입니다. 그러나 증폭기가 증폭기의 고압측 전원 공급 장치에 권장되는 최소값에 도달할 때까지 절연 증폭기는 DUT를 정확하게 측정하는 것으로 확인할 수 없습니다. 예상되는 PWM 출력 신호를 아는 것은 시스템 매개 변수 내에서 효과적인 부트스트랩 회로를 설계하는 데 매우 중요합니다. 그러나 4.7 μ F 커패시터는 PWM 신호의 듀티 사이클이 50%이고 20kHz 주파수(섹션 8.1.2.1 참조)를 가지고 있다고 가정하여 선택한 것이므로 PWM 신호 특성에 따라 최소 커패시턴스를 조정할 수 있습니다(방정식 62 참조).

AMC1311-Q1을 사용한 하드웨어 테스트

실제 회로는 시뮬레이션을 확인할 수 있도록 **그림 137**으로 제작되었습니다. $C = 4.7\mu\text{F}$, $R = 2\Omega$, LDO의 출력은 6V, 입력 PWM 신호는 20kHz, 50% 듀티 사이클에서 $50V_{pp}$ 입니다. **AMC1311-Q1**은 선택한 절연 증폭기이고 **TPS7A4101**은 넓은 입력 범위에 대해 선택한 LDO입니다.

시작 시간은 약 $260\mu\text{s}$ 이며, 정상 상태 출력은 29.7mV 리플에서 5.1V로, **그림 140**와 상당히 잘 어울립니다. 시뮬레이션과 하드웨어 간의 불일치는 설계된 시뮬레이션에서 설명되지 않는 장비 전류 제한 때문에 발생합니다.

부트스트랩 전원 공급 장치의 리플은 깨끗한 전원 공급 장치를 사용한 성능과 비교했을 때 AMC1311-Q1의 성능에 최소한의 영향만 미쳤습니다. 깨끗한 신호는 저압측 전원 레일의 변압기와 LDO를 사용하여 생성되었습니다. 이 변압기 전원 공급 장치의 크기는 부트스트랩 전원 공급 장치의 약 두 배이며 변압기 비용 때문에 부트스트랩보다 훨씬 더 비쌉니다. 리플이 너무 높아지면 간단한 RC 필터를 사용하여 부트스트랩 전원 공급 장치를 조정할 수도 있습니다. 이렇게 하면 회로에 추가 되는 크기와 비용을 최소화할 수 있습니다.

요약

충전 펌프 부트스트랩 회로는 PWM 애플리케이션에서 절연 증폭기를 위한 절연 전원 레일을 생성하는 효율적인 방법입니다. 잘 설계된 부트스트랩 전원 공급 장치는 공간과 비용을 절약하면서 효과적이고 깔끔한 전원 공급 장치로 작동할 수 있습니다.

부트스트랩 회로를 설계할 때 고려해야 할 몇 가지 주요 요소가 있습니다. 절연 증폭기의 전류 유입량, PWM 신호의 주파수 및 듀티 사이클, 회로 시작 시간에 대한 허용 범위, 절연 증폭기의 허용 가능한 전원 공급 리플을 아는 것이 중요합니다. 이러한 모든 사양은 부트스트랩 회로에 사용되는 RC 회로 선택에 영향을 줄 수 있습니다. 부트스트랩은 손쉽게 시뮬레이션할 수 있어 설계자가 여러 회로 조건에서 다양한 RC 값을 쉽게 테스트할 수 있으므로 선택 과정이 훨씬 간소화됩니다.

참조

1. 텍사스 인스트루먼트, [AMC13xx 매개 변수 표](#).
2. 텍사스 인스트루먼트, [부트스트랩 충전 펌프 기법을 사용한 DC+ 버스 전원 공급 솔루션](#) 애플리케이션 노트.
3. 텍사스 인스트루먼트, [전기 모터 드라이브의 오류 감지에 절연 비교기 사용](#) 아날로그 설계 저널.
4. 텍사스 인스트루먼트, [절연 전류 감지에 대한 설계 고려 사항](#) 아날로그 설계 저널.

MCU로의 절연 모듈레이터 디지털 인터페이스를 사용한 클럭 에지 지연 보상

요약

서보 드라이브 및 **로봇** 애플리케이션에서 정확하고 낮은 지연 시간과 높은 잡음 내성 셉트 기반 위상 전류 감지를 위해서는 고속 디지털 인터페이스를 지원하는 **AMC1306M25**와 같은 절연 델타-시그마 모듈레이터가 일반적으로 사용됩니다. 특히 높은 클럭 주파수에서 안정적인 작동을 위해 적절한 라우팅, 종단 및 해당 MCU의 설정 및 홀드 시간 준수는 매우 중요합니다. MCU 타이밍 요구 사항을 충족하기 위해 일반적으로 사용되는 방법과 절충안은 모듈레이터 클럭 주파수를 줄이는 것으로, 이렇게 하면 데이터 출력 속도도 감소합니다. 이 애플리케이션 노트는 모듈레이터의 최대 클럭 속도까지 설정 및 홀드 타이밍 요구 사항을 충족하기 위해 클럭 에지 보상 방법을 사용하는 설계를 보여줍니다. 따라서 시스템이 최대 데이터 속도에서 작동할 수 있습니다. 애플리케이션 노트에서는 클럭 에지 보상 옵션을 설명하고, C2000™ 및 Sitara™ MCU에 연결된 TI의 절연 모듈레이터 AMC130x를 사용한 측정 예시를 보여줍니다. 추가로, 디지털 인터페이스 타이밍을 검증하기 위한 계산 툴도 제공됩니다.

머리말

절연 델타-시그마 모듈레이터는 **서보 드라이브** 및 **로봇** 애플리케이션에서 셉트 기반 위상 전류 감지에 일반적으로 사용됩니다. 정확하고 낮은 지연 시간의 절연 위상 전류 감지가 3상 인버터의 성능에 상당한 영향을 미치기 때문입니다. 델타-시그마 모듈레이터는 탁월한 잡음 내성, 높은 정밀도, 낮은 지연 시간 위상 전류 측정을 가능하게 하는 MCU로의 LVDS 또는 CMOS 인터페이스를 갖춘 디지털 비트 스트림을 제공합니다. 절연 모듈레이션에 대한 자세한 내용은 **절연 증폭기와 절연 모듈레이터 비교** 애플리케이션 노트를 참조하십시오.

중성 셉트와 절연 델타-시그마 모듈레이터는 그림 1과 같이 전력계 PCB(인쇄 회로 보드)에 배치되는 반면 MCU는 별도의 제어 보드 PCB에 배치됩니다. PCB와 인터페이스 커넥터에 적절한 라우팅 체계는 디지털 신호 무결성을 위해 매우 중요합니다. 클럭 및 데이터 라인 라우팅 및 종료에 대한 모범 사례는 **모터 드라이브에서 절연 델타-시그마 모듈레이터를 사용한 더 나은 신호 무결성(TI.com)** 애플리케이션 보고서에서 설명합니다.

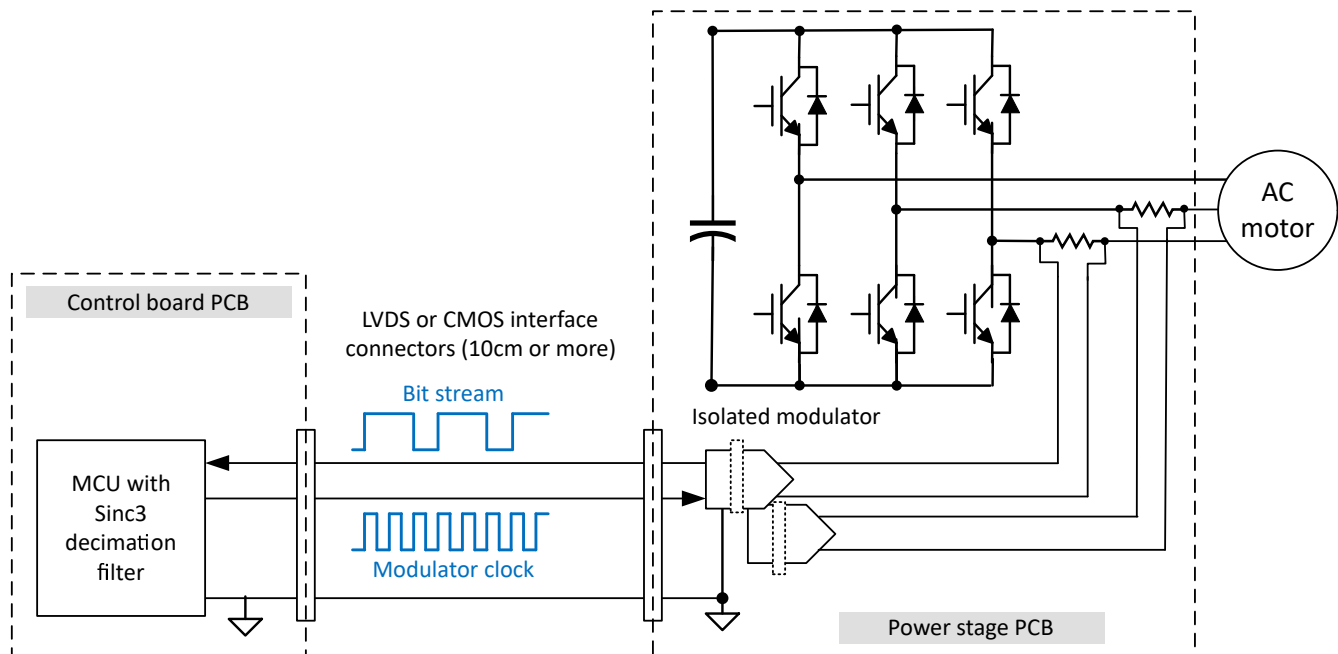


그림 144. MCU에서 아이솔레이터 모듈레이터까지의 디지털 인터페이스를 사용한 간소화된 3상 인버터 블록 다이어그램

모듈레이터 클럭 에지와 디지털 비트 스트림 간 타이밍을 충족하기 위한 추가 설계 문제가 있을 수 있으며, 특히 신호 트레 이스가 매우 길면 추가 버퍼 및 레벨 변환기가 사용됩니다. 그런 다음 모듈레이터 클럭과 비트 신호의 추가 전파 지연으로 인해 설계자가 최대 21MHz(AMC1306)에서 15MHz 등으로 모듈레이터 클럭을 줄여 MCU에서 클럭 에지와 비트 스트림 데이터 간 타이밍을 충족해야 할 수 있습니다. 이 때문에 전체 위상 전류 측정 지연 시간은 선택한 변조기 클럭에 반비례하여 증가합니다. 예를 들어 오버샘플링 비율이 64인 일반적으로 사용되는 Sinc3 데시메이션 필터는 20MHz 모듈레이터 클럭에서 측정 지연(전파 지연)이 4.8us이며, 15MHz 모듈레이터 클럭만 사용할 수 있는 경우 지연 시간은 6.4us로 증가합니다.

이 문서의 다음 섹션에서는 이 설계 과제를 극복하기 위한 디지털 타이밍 보상 방법에 대한 개요를 설명하며, 절연 모듈레이터를 사용한 설계가 가장 높은 정밀도뿐 아니라 가장 쉽게 측정할 수 있음을 보여줍니다.

디지털 인터페이스 타이밍 사양의 설계 과제

절연 델타-시그마 모듈레이터는 CMOS 인터페이스 또는 LVDS 인터페이스를 사용하여 외부와 내부에서 생성된 클럭 신호 모두에 대한 인터페이스 옵션을 제공합니다. 예를 들어, CMOS 인터페이스를 사용하는 AMC1306M25 또는 LVDS 인터페이스를 사용하는 AMC1305L25와 같이 외부에서 제공되는 클럭 소스를 사용하는 장치의 경우 클럭 신호가 MCU에서 델타-시그마 모듈레이터의 클럭 입력으로 라우팅되는 반면, 내부에서 제공되는 클럭 소스를 사용하는 장치의 경우 출력 비트 스트림이 내부적으로 생성된 클럭에 동기화됩니다. 예를 들어 AMC1303M2520이 있습니다. 또한 단일 와이어 데이터 및 클럭 전송을 지원하는 맨체스터 코딩 출력 비트 스트림을 사용하는 절연 델타-시그마 모듈레이터 장치도 있습니다. 예를 들어 AMC1306E25가 있습니다. 모든 절연 델타-시그마 모듈레이터에서 모듈레이터의 데이터 출력은 클럭 에지로 동기적으로 이동하는 디지털 1 및 0의 비트 스트림을 제공합니다.

그림 145에서는 절연 델타-시그마 모듈레이터 AMC1306M25와 C2000 MCU TMS320F28379D 간에 3.3V I/O를 사용하는 CMOS 인터페이스의 간소화된 예를 보여줍니다. AMC1306M25에는 외부 제공 클럭 소스가 필요하므로 클럭 신호는 MCU TMS320F28379D에 의해 생성되며 델타-시그마 모듈레이터 클럭 입력 CLKIN에 제공됩니다. 동시에, 생성된 클럭 신호는 MCU SDFM(시그마-델타 필터 모듈) SD1_C1(GPIO123)으로의 클럭 입력으로도 라우팅됩니다. 시스템 설계에 따라 MCU와 절연 델타-시그마 모듈레이터 간의 클럭 인터페이스에 포함된 클럭 버퍼가 있을 수 있습니다. 델타-시그마 모듈레이터의 절연 데이터 출력 DOUT는 MCU SDFM(시그마-델타 필터 모듈) 데이터 입력 SD1_D1(GPIO122)에 직접 연결됩니다.

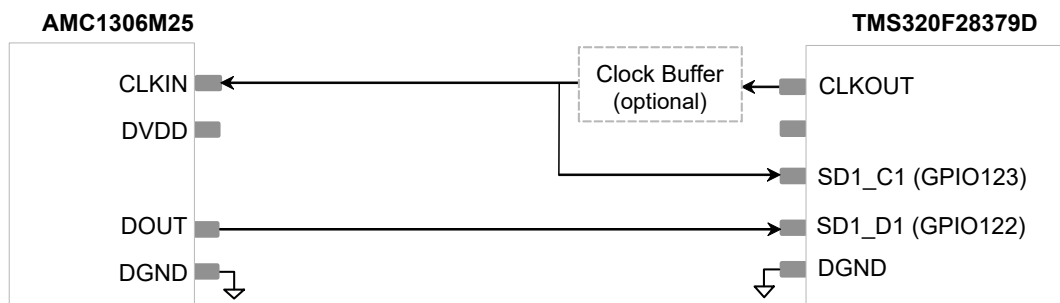


그림 145. TMS320F28379D로의 간소화된 AMC1306M25 디지털 인터페이스

절연 델타-시그마 모듈레이터와 MCU 간의 유효한 통신은 설정 및 홀드 타이밍 요구 사항별로 각 장치 데이터 시트에 설명되어 있습니다. 설정 시간은 MCU에서 데이터 신호를 캡처하기 위해 클럭 신호 전환 전에 데이터 신호가 유효하고 안정적이어야 하는 시간입니다. 홀드 시간은 클럭 신호 전환이 발생한 후 신호가 유효하고 안정적이어야 하는 시간입니다. 위반이 발생하면 잘못된 데이터가 캡처될 수 있으므로 MCU 설정 및 홀드 시간 요구 사항을 따르는 것이 매우 중요합니다. 절연 델타-시그마 모듈레이터와 MCU의 디지털 인터페이스 설정과 홀드 타이밍 요구 사항이 호환되지 않는 경우 설계 문제가 발생할 수 있습니다.

그림 146에는 데이터 홀드 시간 $t_h(\text{MIN}) = 3.5\text{ns}$ 와 데이터 지연 시간 $t_d(\text{MAX}) = 15\text{ns}$ 로 5MHz에서 21MHz의 권장 클럭 주파수(CLKIN)를 지원하는 AMC1306x의 설정 및 홀드 시간에 대한 디지털 인터페이스 타이밍이 나와 있습니다.

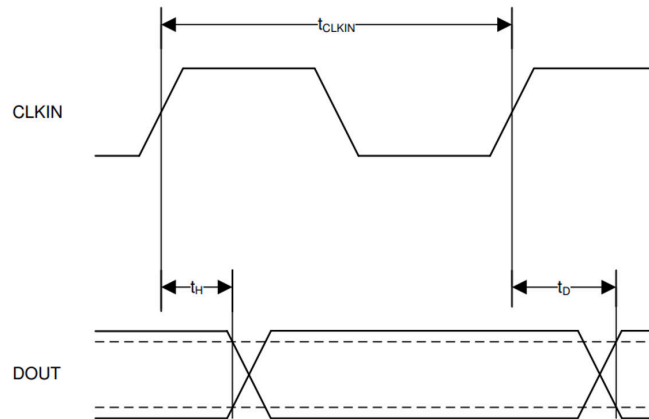


그림 146. AMC1306x 디지털 인터페이스 타이밍

그림 147에는 모드 0에 대한 TMS320F28379D SDFM(시그마-델타 필터 모듈)의 타이밍 다이어그램이 나와 있습니다. SDX_Dy에서의 데이터 입력은 SDFM 모듈의 SDX_Cy 신호의 상승 클럭 에지를 기준으로 최소 설정 시간 $t_{su}(\text{SDDV-SDCH})_{M0}$ 및 최소 홀드 시간 $t_h(\text{SDCH-SDD})_{M0}$ 을 충족해야 합니다.

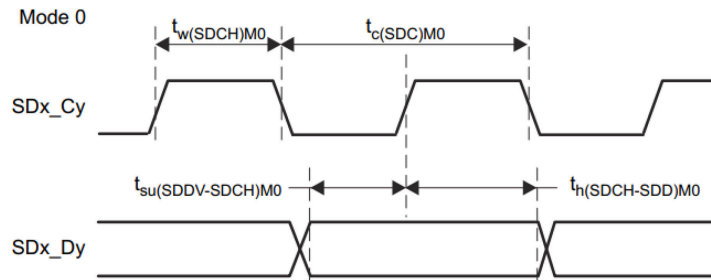


그림 147. TMS320F28379D SDFM 타이밍 다이어그램 - 모드 0

모드 0의 TMS320F28379D SDFM 모듈의 경우 적격 GPIO(3 샘플 윈도우)와 함께 SDFM 작동을 사용하는 것이 좋습니다. 이 모드는 입력 클럭 신호(SDX_Cy) 및 데이터 입력(SDX_Dy)을 사용하여 무작위 노이즈 글리치로부터 보호하여 잘못된 콤파레이터 과전류 트립 및 잘못된 Sinc 필터 출력을 방지합니다. TMD320F28379D를 사용한 200MHz 시스템 클럭에 대한 최소 설정 및 홀드 시간은 모두 10ns: $t_{su}(\text{SDDV-SDCH})_{M0}(\text{MIN}) = 10\text{ns}$ 및 $t_h(\text{SDCH-SDD})_{M0}(\text{MIN}) = 10\text{ns}$ 입니다.

이로 인해 AMC1306M25 최소 홀드 시간 $t_h(\text{MIN})$ 가 3.5ns이지만 SDFM 모듈이 SDX_Cy 신호의 상승 클럭 에지를 참조하여 데이터 입력 SDX_Dy에서 올바른 수집을 유지하려면 10ns가 필요하다는 설계 과제가 발생합니다.

또 다른 과제는 클럭 버퍼와 같은 디지털 인터페이스를 사용한 신호 체인에서 추가 부품의 전파 지연, 그리고 PCB의 트레이스 길이에 의해 발생하는 클럭 및 데이터 신호의 전파 지연이 SDx_Cy 입력과 SDx_Dy 입력 사이의 타이밍에 영향을 미치고 데이터 입력의 올바른 수집 타이밍을 복잡하게 한다는 것입니다.

이는 AMC1305L25와 같은 LVDS 인터페이스를 사용하는 델타-시그마 모듈레이터에도 동일하게 적용됩니다. CMOS 인터페이스 유형을 사용하는 AMC1306M25 델타-시그마 모듈레이터의 유일한 차이점은 디지털 신호 체인에서 CMOS 인터페이스를 사용하는 MCU로의 LVDS 드라이버 및 리시버와 같은 추가 부품이 필요하여 추가적인 전파 지연을 유발한다는 것일

니다. **그림 148**은 LVDS 인터페이스를 사용하는 절연 델타-시그마 모듈레이터 AMC1305L25와 CMOS 인터페이스를 사용하는 MCU TMS320F28379D 간의 간소화된 디지털 인터페이스를 보여줍니다.

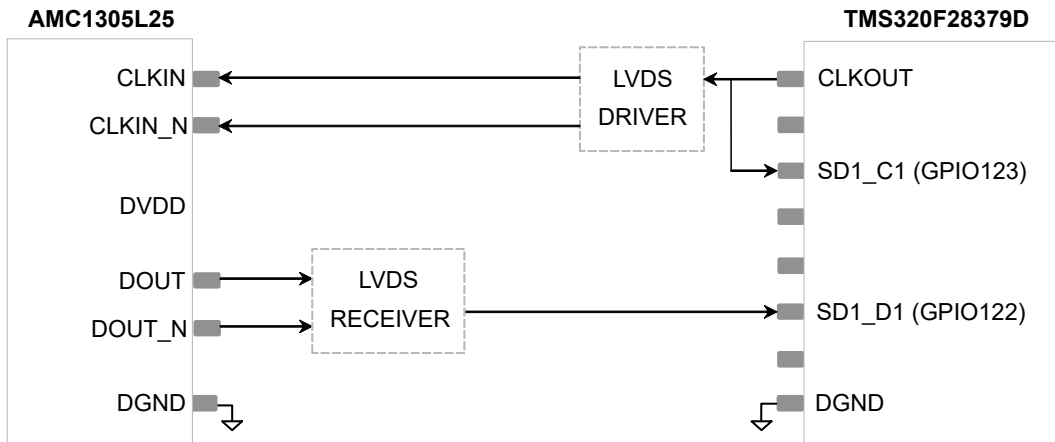


그림 148. TMS320F28379D로의 AMC1305L25 디지털 인터페이스

그림 149은 CMOS 인터페이스를 사용하는 AMC1303Mx에서 CMOS 인터페이스를 사용하는 TMS320F28379D까지 내부적으로 생성된 클록 소스를 사용하는 절연 델타-시그마 모듈레이터의 간소화된 디지털 인터페이스를 보여줍니다. AMC1303Mx의 내부적으로 생성된 클록 신호 CLKOUT는 MCU SDFM(시그마-델타 필터 모듈) SD1_C1(GPIO123)으로의 입력입니다. 델타-시그마 모듈레이터의 절연 데이터 출력 DOUT는 SDFM의 MCU 데이터 입력 SD1_D1(GPIO122)에 직접 연결됩니다.

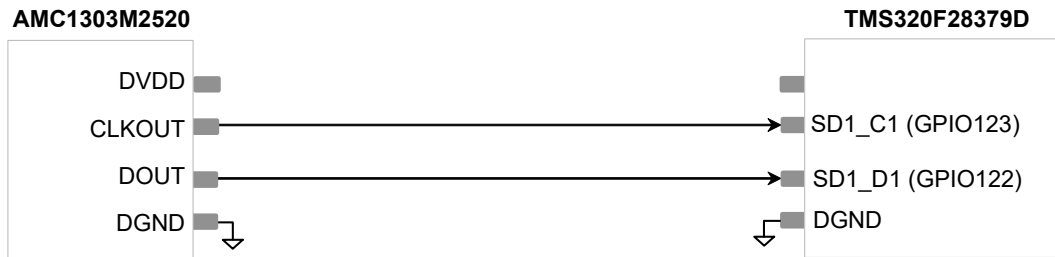


그림 149. TMS320F28379D로의 AMC1303M2520 3.3V CMOS 디지털 인터페이스

내부 클록과 함께 절연 모듈레이터를 사용하는 경우 절연 델타-시그마 변조기와 MCU 설정 시간과 홀드 시간의 서로 다른 타이밍 사양으로 디지털 인터페이스 문제가 제한됩니다. 클록 및 데이터 신호가 동일한 길이로 라우팅되면 PCB의 트레이스 길이에 의해 도입된 클록 및 데이터 신호의 전파 지연은 무시할 수 있습니다. 일반적으로 모듈레이터가 MCU와 직접 인터페이스하며, 버퍼 또는 레벨 시프터가 필요하지 않으므로 전파 지연이 추가됩니다.

AMC1303Mx 홀드 시간 $t_h(\text{MIN})$ 는 7ns이며, 10MHz 및 20MHz 클록 버전에서 지연 시간 $t_d(\text{MAX})$ 는 15ns입니다. 문제는 AMC1303Mx 최소 홀드 시간 $t_h(\text{MIN})$ 가 7ns이지만, 설정 및 홀드 시간 위반 없이 SDX_Dy에서 데이터 입력을 정확하게 수집하기 위해 SDFM 모듈에 10ns가 필요하다는 것입니다.

AMC1306E25와 같이 맨체스터로 인코딩된 비트 스트림 출력을 사용하는 절연 델타-시그마 모듈레이터의 경우 데이터 및 클록이 단일 와이어를 통해 전송됩니다. 따라서 수신 장치와 모듈레이터 클록 비교 시 설정 및 홀드 시간 요구 사항을 고려할 필요가 없습니다.

MCU 설정 및 홀드 시간 요구 사항을 충족하기 위해 일반적으로 사용되는 방법과 절충안은 클록 주파수를 줄이는 것입니다. 그러나 클록 주파수를 줄이면 절연 델타-시그마 모듈레이터의 데이터 출력 속도가 줄어들고 전류 측정의 지연 시간이

늘어납니다. 더 적합한 방법은 클럭 에지 지연 보상을 사용하여 클럭 신호의 클럭 에지를 데이터 신호의 이상적인 샘플 지점으로 이동하여 설정 및 홀드 타이밍 요구 사항을 충족하는 것입니다. 이 방법을 사용하면 클럭 주파수 제한이 사라져 절연 델타-시그마 모듈레이터와 시스템이 최대 성능으로 작동할 수 있습니다.

클럭 에지 지연 보상을 사용한 디자인 접근 방식

안정적인 데이터 수집을 위한 MCU 설정 및 홀드 타이밍 요구 사항을 충족하고 더욱 최적화하려면 클럭 에지 지연 보상을 사용하는 것이 좋습니다. 클럭 에지 지연 보상은 아래와 같이 다양한 방법으로 구현되며 다음 섹션에서 자세히 알아볼 수 있습니다.

1. 소프트웨어 구성 가능 위상 지연을 사용한 추가 클럭 신호
2. 하드웨어 구성 가능 위상 지연을 사용한 클럭 신호
3. 클럭 반환
4. MCU에서 클럭 반전

소프트웨어 구성 가능 위상 지연을 사용한 클럭 신호 보상

그림 150은 소프트웨어 구성 가능 위상 지연을 사용한 추가 위상 잠김 클럭 신호를 사용하는 첫 번째 보상 방법을 보여줍니다. 이 보상 방법의 경우 위상 전환 클럭 신호 CLKOUT_delay는 SDFM(시그마-델타 필터 모듈)의 SD0_CLK에 대한 클럭 입력력으로 사용됩니다. C2000 MCU와 같은 다른 유형의 델타-시그마 모듈레이터 및 MCU의 경우에도 보상 방법은 동일한 원칙을 따릅니다.

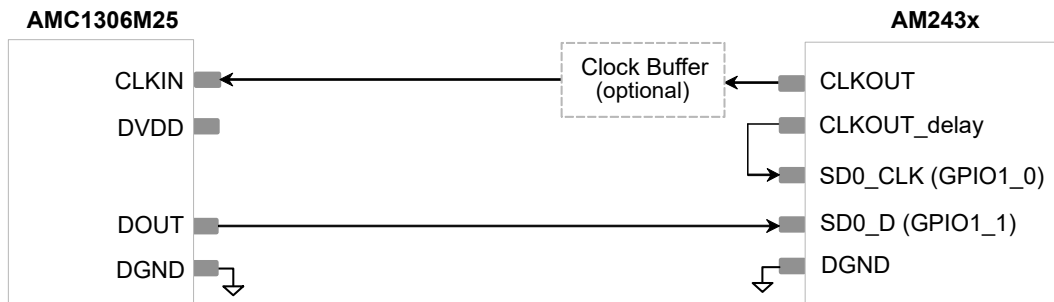


그림 150. 소프트웨어 구성 가능 클럭 위상 지연을 사용한 AMC1306M25에서 AM243x로의 MCU 인터페이스

2차 위상 전환 클럭 신호를 구현하면 가장 높은 수준의 자유도와 사용자 구성이 가능합니다. 즉, 다양한 절연 모듈레이터의 최소 홀드 시간 $t_h(MIN)$ 에 대한 다양한 값을 소프트웨어의 위상 변이 값만 간단히 변경하여 보상할 수 있습니다. SD0_CLK 입력에서 클럭 신호 상승 에지는 **그림 151**에서 볼 수 있듯이 클럭 신호가 SDFM의 데이터 샘플링 지점을 준수하도록 위상 전환됩니다. **시그마 델타 모드의 AM243x PRU_ICSSG PRU 타이밍 요구 사항**은 최소 설정 시간 $t_{su}(SD_D-SD_CLK)(MIN) = 10ns$ 및 최소 홀드 시간 $t_h(SD_CLK-SD_D)(MIN) = 5ns$ 에서 $10ns$ 입니다. AMC1306M25 최소 홀드 시간 $t_h(MIN)$ 가 $3.5ns$ 이지만 $5ns$ 가 필요할 수 있으므로 SDX_CLK 신호의 상승 클럭 에지를 참조하여 데이터 입력 SDX_D에서 올바른 수집을 유지하려면 보상이 필요합니다. 이 보상 방법을 적용한 후에는 AM243x PRU_ICSSG PRU 타이밍 요구 사항의 시그마 델타 모드에 대한 $10ns$ 최소 설정 및 $5ns$ 홀드 시간이 충족됩니다. **그림 151**을 참조하십시오.

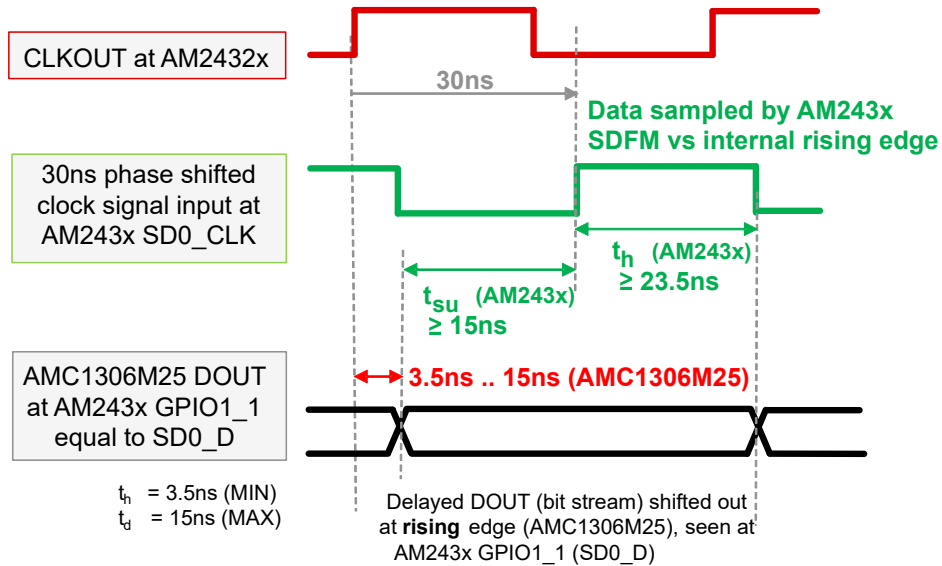


그림 151. SD0_CLK에서 30ns 위상 전환 클럭 신호 입력을 사용하는 AM243x SDFM 타이밍(GPIO1_1)

하드웨어 구성 가능 위상 지연을 사용한 클럭 신호 보상

그림 152에 AMC1306M25와 MCU 간 디지털 인터페이스의 하드웨어 구성 가능 위상 지연을 사용한 클럭 신호 보상이 나와 있습니다. 이 보상 방법을 사용하면 하드웨어의 위상 지연으로 인한 위상 전환 클럭 신호가 MCU의 SDFM 모듈의 클럭 입력 SDFM_CLKIN에 연결됩니다. 이러한 유형의 보상은 시그마-델타 필터 모듈이 있는 모든 MCU에 사용되지만, 외부 클럭 소스 및 CMOS 인터페이스가 있는 절연 델타-시그마 모듈레이터의 경우에만 권장됩니다.

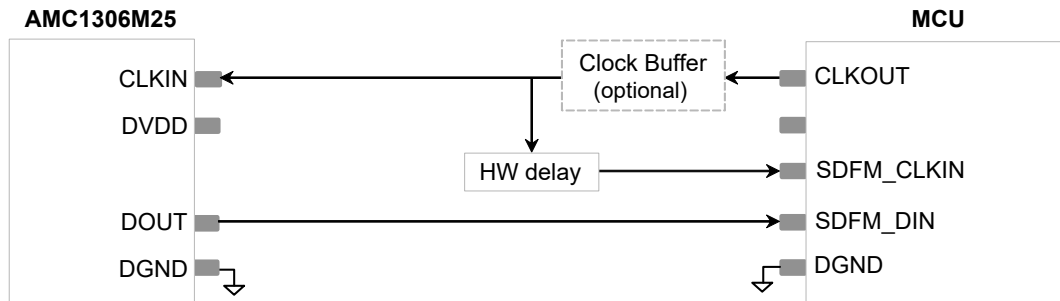


그림 152. AMC1306M25 하드웨어 구성 가능 위상 지연에 의한 보상을 사용한 MCU로의 디지털 인터페이스

하드웨어에서 위상 지연을 구현하기 위해 로직 게이트 또는 버퍼를 사용하여 클럭 신호에 전파 지연을 도입할 수 있습니다. 그러나, 하드웨어에서 지연을 구현할 때 지연 값은 자유도와 사용자 구성 가능성을 제한하는 하드웨어 블록의 전파 지연에 크게 좌우됩니다. 하드웨어 구성 가능 위상 지연을 사용한 클럭 신호에 의한 보상의 작동 원리는 [섹션 8.2.3.1](#)에 설명된 것과 동일한 원리를 따릅니다.

클럭 반환을 통한 클럭 신호 보상

클럭 반환을 통한 클럭 신호 보상이 그림 3-4에 나와 있습니다. 이 보상 방법을 사용하면 AMC1306M25의 클럭 입력인 CLKIN에 공급되는 클럭 신호가 AMC1306M25의 CLKIN 핀에서 MCU의 SDFM 클럭 입력 SDFM_CLKIN으로 다시 라우팅됩니다.

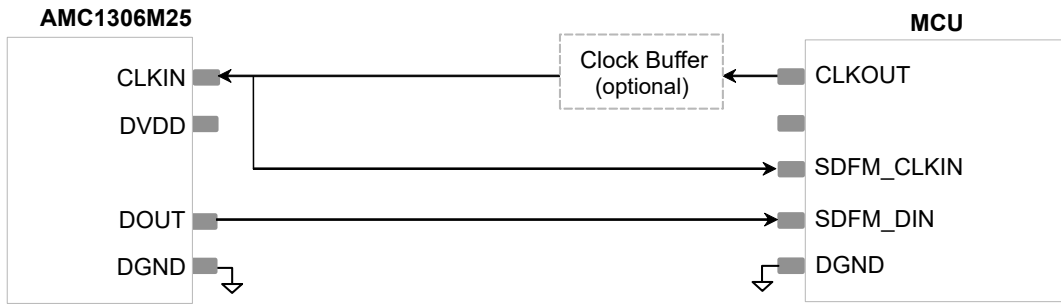


그림 153. AMC1306M25 클럭 반전을 통한 보상을 사용한 MCU로의 디지털 인터페이스

이 방법을 사용하면 클럭 버퍼에 의한 전파 지연과 PCB 트레이스 길이에 의한 전파 지연이 클럭 및 데이터 신호에 대해 동일하게 달성됩니다. 따라서 클럭 및 데이터 신호의 이러한 지연은 서로 상쇄됩니다.

그러나 데이터 홀드 시간 $t_h(\text{MIN}) = 3.5\text{ns}$ 및 데이터 지연 시간 $t_d(\text{MAX}) = 15\text{ns}$ 에 대한 AMC1306M25 디지털 인터페이스 타이밍은 여전히 남습니다. 즉, PCB를 제작한 후 SDFM을 위한 MCU의 설정 및 홀드 타이밍 요구 사항이 충족되었는지 확인하기 위해 타이밍을 검사해야 합니다. 이러한 종류의 보상 방법은 외부 클럭 소스 및 CMOS 인터페이스가 있는 절연 델타-시그마 변조기에만 권장됩니다.

MCU에서 클럭 반전에 의한 클럭 신호 보상

클럭 신호 보상을 위한 마지막 방법은 MCU에서 클럭 반전이며, 이는 외부 및 내부 클럭 소스를 지원하는 델타-시그마 모듈레이터에 사용됩니다. 이 경우 선택한 MCU가 GPIO 입력을 반전할 수 있어야 합니다. SDFM(시그마 델타 필터 모듈) 이전의 TMS320F28379D GPIO 입력은 그림 154에 나와 있는 것처럼 모든 GPIO에서 입력 신호를 반전하도록 구성할 수 있습니다. 예를 들어 클럭 입력 신호는 GPIO123에서 반전되므로 AMC1303Mx 클럭 신호가 아닌 SD1_C1 클럭 신호가 반전됩니다. 따라서 SDFM은 그림 155에서 볼 수 있듯이 GPIO123의 입력에서 외부 클럭 신호의 하강 에지가 아닌 입력 데이터 SD1_D1을 샘플링합니다.

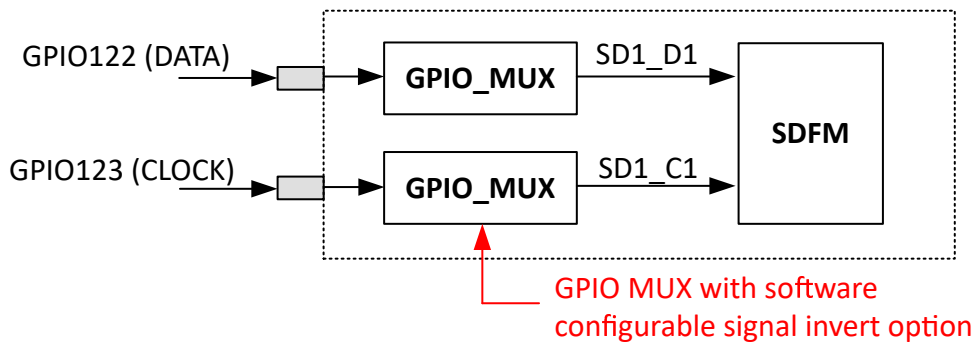


그림 154. TMS320F28379D SDFM/GPIO 블록 다이어그램

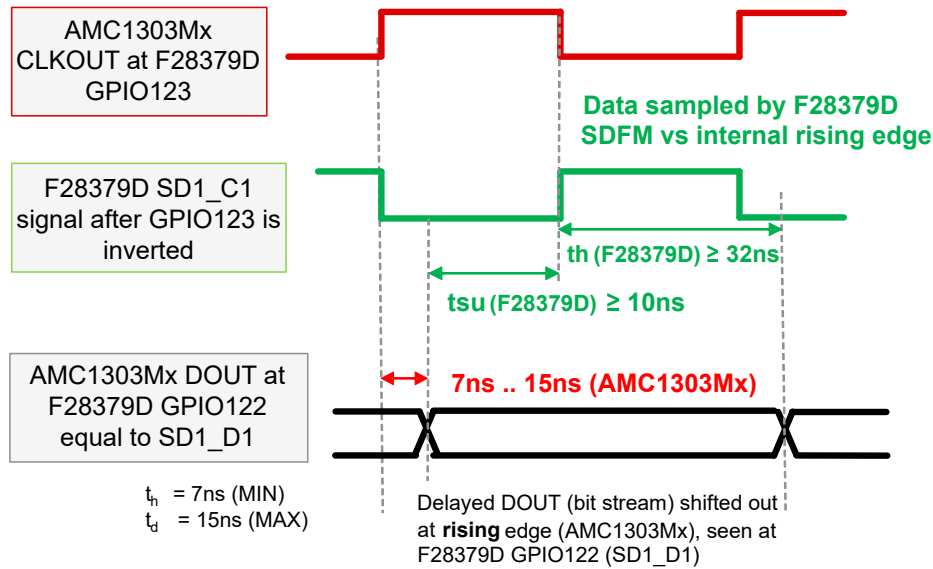


그림 155. GPIO123에서 반전 클럭을 사용한 TMS320F28379D SDFM 타이밍

GPIO를 사용하여 클럭 입력 신호를 반전하면 클럭 기간 절반의 고정 지연이 클럭 신호에 추가됩니다. 시스템 설정의 타이밍 사양 및 전파 지연에 따라, 이 추가 지연은 SDFM 인증 GPIO(3-샘플) 모드 0에 대한 최소 10ns의 TMS320F28379D 설정 및 홀드 타이밍을 충족하기에 충분할 수 있습니다. 그러나 이 클럭 신호 보상 방법의 추가 지연 시간은 고정되어 있고 변경할 수 없으므로, 각 시스템 설계에서 SDFM 인증 GPIO(3-샘플) 모드 0을 위한 MCU의 설정 및 홀드의 결과 타이밍이 충족되었는지 확인해야 합니다.

이 보상 방법은 외부 클럭 신호의 상승 및 하강 에지를 모두 소프트웨어로 데이터 수집 지점으로 설정할 수 있는 Sitara MCU에도 적용됩니다.

테스트 및 검증

다음 섹션에서는 **섹션 8.2.3.1**에 설명된 소프트웨어 위상 지연을 사용한 추가 클럭과 **섹션 8.2.3.4**에 설명된 클럭 반전을 사용한 클럭 에지 보상 테스트 결과를 보여줍니다. 먼저 테스트 장비 및 소프트웨어에 대해 설명하고 클럭 신호 보상 방법의 테스트 설정, 측정 및 테스트 결과를 설명합니다.

테스트 장비 및 소프트웨어

측정을 위한 주요 테스트 장비가 **표 25**에 나와 있습니다.

표 25. 테스트 장비 목록

설명	부품 번호
AMC1306 강화 절연 모듈레이터 평가 모듈	AMC1306EVM
Delfino C2000™ Delfino™ MCU용 F28379D LaunchPad™ 개발 키트	LAUNCHXL-F28379D
Arm® 기반 MCU를 위한 AM243x 범용 LaunchPad™ 개발 키트	LP-AM243
고속 오실로스코프	Tektronix MSO 4104
단일 종단 프로브	Tektronix P6139A

소프트웨어 개발 및 디버깅은 **CCS(Code Composer Studio™) 버전 12.4.0**을 사용하여 수행됩니다. CCS는 텍사스 인스트루먼트의 MCU(마이크로컨트롤러)와 임베디드 프로세서 포트폴리오를 지원하는 IDE(통합 개발 환경)입니다. 내부 TI 테스트 소프트웨어는 **C2000WARE - C2000 마이크로컨트롤러용 C2000Ware**를 기반으로 TMS320F28379D에 사용되었습니다. Sitara AM243x Launchpad의 경우 Sitara™ 마이크로컨트롤러 **MCU-PLUS-SDK-AM243X 버전 09.00.00.35**용 AM243x

SDK(소프트웨어 개발 키트)를 기반으로 내부 TI 테스트 소프트웨어가 사용되었습니다. C2000 및 Sitara의 특정 구현 및 소프트웨어 지원은 [TI E2E 지원 포럼](#)을 참조하십시오.

소프트웨어 구성 가능 위상 지연을 사용한 클록 신호 보상 테스트

이 측정은 소프트웨어 구성 가능 위상 지연과 함께 추가 클록 신호를 사용하여 설정 및 홀드 타이밍 요구 사항이 클록 신호 보상으로 충족되는지 확인합니다. 이 테스트는 C2000 TMS320F28379D Launchpad 및 Sitara AM243x Launchpad 모두에서 수행되고 검증되었습니다.

테스트 설정

AMC1306EVM 및 C2000 TMS320F28379D Launchpad를 사용한 소프트웨어 구성 가능 위상 지연 측정과 함께 추가 클록 신호를 사용한 클록 신호 보상의 테스트 설정은 [그림 156](#)에 나와 있습니다. 이 측정을 위해 단일 종단 프로브를 사용하여 AMC1306EVM 클록 입력 CLKIN에서 클록 신호를 측정하고 SDFM의 MCU 데이터 입력 SD1_D1(GPIO122)에서 측정된 델타-시그마 변조기의 데이터 출력인 DOUT을 측정합니다. 소프트웨어 프로그래머블 위상 지연을 사용하는 클록 신호는 MCU SDFM(시그마-델타 필터 모듈) SD1_C1(GPIO123)의 클록 입력에서 측정됩니다. AMC1306EVM의 입력 핀 AINP와 AINN은 접지에 단락되어 50/50 1 및 0의 밀도가 출력됩니다. 아날로그 공급 AVDD는 EVM의 절연 변압기 회로를 사용하여 생성됩니다. 절연 모듈레이터 디지털 파워 공급 장치인 DVDD(3.3V)는 C2000 TMS320F28379D Launchpad로부터 제공됩니다.

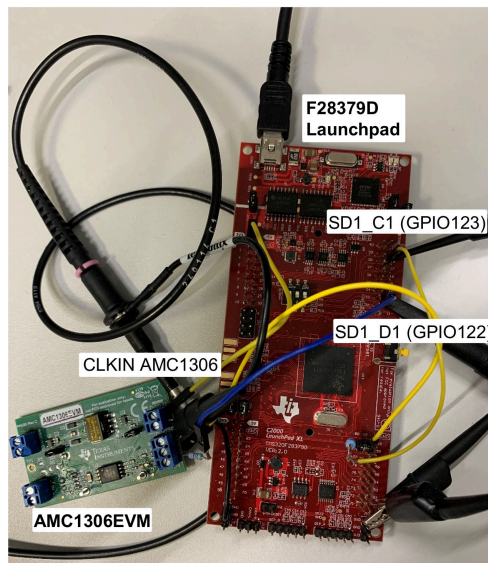


그림 156. AMC1306EVM 및 C2000 TMS320F28379D Launchpad를 사용한 소프트웨어의 위상 지연에 의한 클록 신호 보상 테스트

[그림 157](#)는 해당 측정 지점과 Sitara AM243x Launchpad를 사용한 동일한 측정 설정을 보여줍니다.

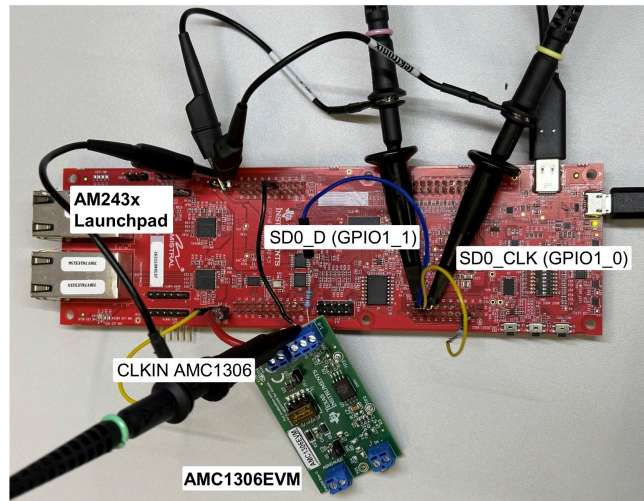


그림 157. AMC1306EVM 및 Sitara AM243x Launchpad를 사용한 소프트웨어 구성 가능 위상 지연에 의한 클럭 신호 보상 테스트

테스트 측정 결과

TMS320F28379D에서 내부 TI SDFM 소프트웨어 프로젝트를 실행했고, 여기서 두 GPIO인 GPIO122와 GPIO123이 SDFM 모드로 구성되었습니다. SDFM 데이터 필터는 오버샘플링 비율 64(OSR64)로 Sinc3용으로 구성됩니다. 테스트를 수행하기 위해 ePWM4 모듈로 50% 듀티 사이클을 가진 20MHz 클럭 신호가 생성되고 AMC1306EVM의 CLKIN 핀에 공급됩니다. ePWM5 모듈은 50% 듀티 사이클 및 30ns 위상 편이를 사용하는 위상 동기 20MHz 클럭 신호를 출력하도록 구성됩니다. 이 신호는 SD1_C1(GPIO123)으로 공급됩니다. AMC1306EVM DOUT 데이터 비트 스트림은 상승 클럭 에지에서만 변경되므로 AMC1306 데이터 시트의 섹션 7.11 스위칭 특성에 설명된 대로 클럭 사이클당 한 번씩 변경됩니다.

그림 158은 오실로스코프 측정 및 인터페이스 다이어그램을 보여줍니다. AMC1306EVM CLKIN 핀에 공급되는 클럭 신호는 채널 3에서 녹색 파형으로 표시되어 있습니다. AMC1306EVM에 의한 데이터 신호 출력은 채널 2에서 빨간색으로 표시된 SD1_D1(GPIO122) 신호입니다. SD1_C1(GPIO123)으로 공급되는 위상 전환 클럭 신호는 채널 1에서 파란색으로 측정된 파형입니다. SDFM 모듈이 위상 전환 클럭 신호 SD1_C1(GPIO123)의 상승 에지를 기준으로 데이터 신호를 샘플링하면 결과 설정 시간은 약 18ns이며 결과 홀드 시간은 약 24ns입니다. 이를 통해 SDFM 인증 GPIO(3-샘플) 모드 0에 대한 최소 10ns의 TMS320F28379D 설정 및 홀드 타이밍이 충족됩니다. 또한 이 설계는 시스템 전파 지연의 변경(양극 또는 음극) 허용 오차를 가진 최적의 여유 값을 제공합니다.

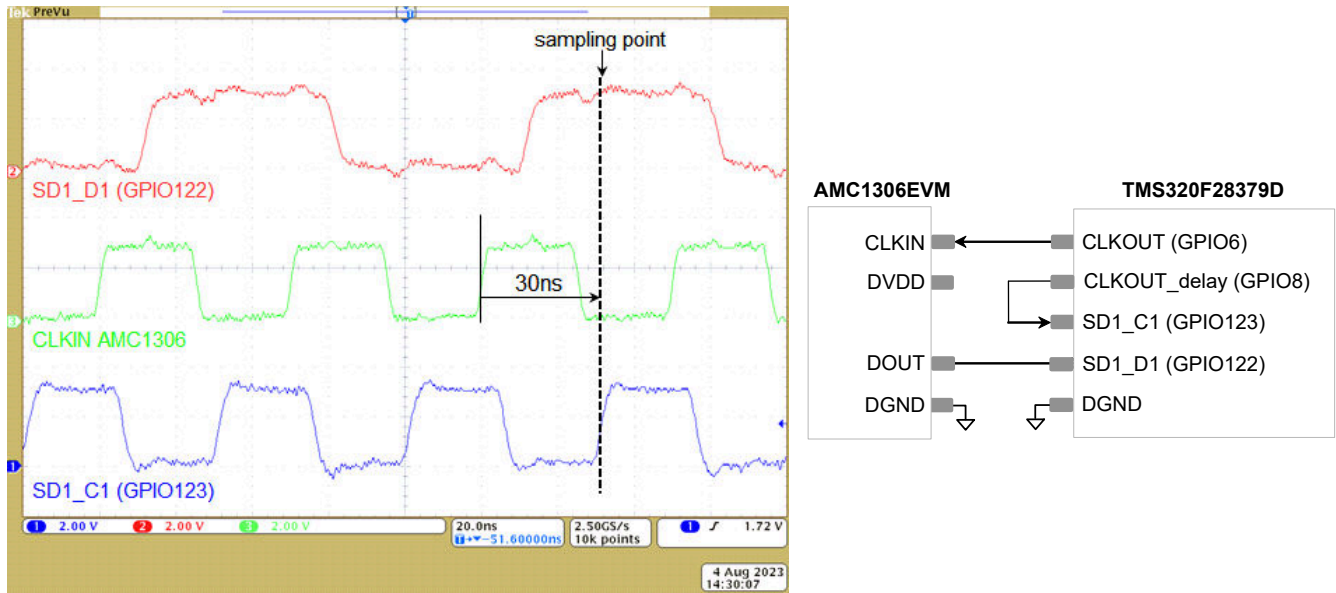


그림 158. 소프트웨어 구성 가능 위상 지연을 사용한 클록 신호 보상을 사용하는 AMC1306EVM 및 TMS320F28379D의 디지털 인터페이스 타이밍 측정 결과

그림 159은 Sitara AM243x Launchpad를 사용하여 수행한 동일한 테스트에 대한 측정 결과를 보여줍니다. 결론적으로 소프트웨어 구성 가능 위상 지연을 사용한 추가 클록 신호를 사용하는 클록 신호 보상은 MCU 설정 및 홀드 타이밍 요구 사항을 충족하는 승인된 방법입니다. 이 방법은 위상 편이의 값을 구성할 수 있어 자유도가 가장 높으며, 위상 전환 클록 신호 구현을 위해 추가 GPIO 핀만 필요하므로 광범위한 MCU에도 사용할 수 있습니다.

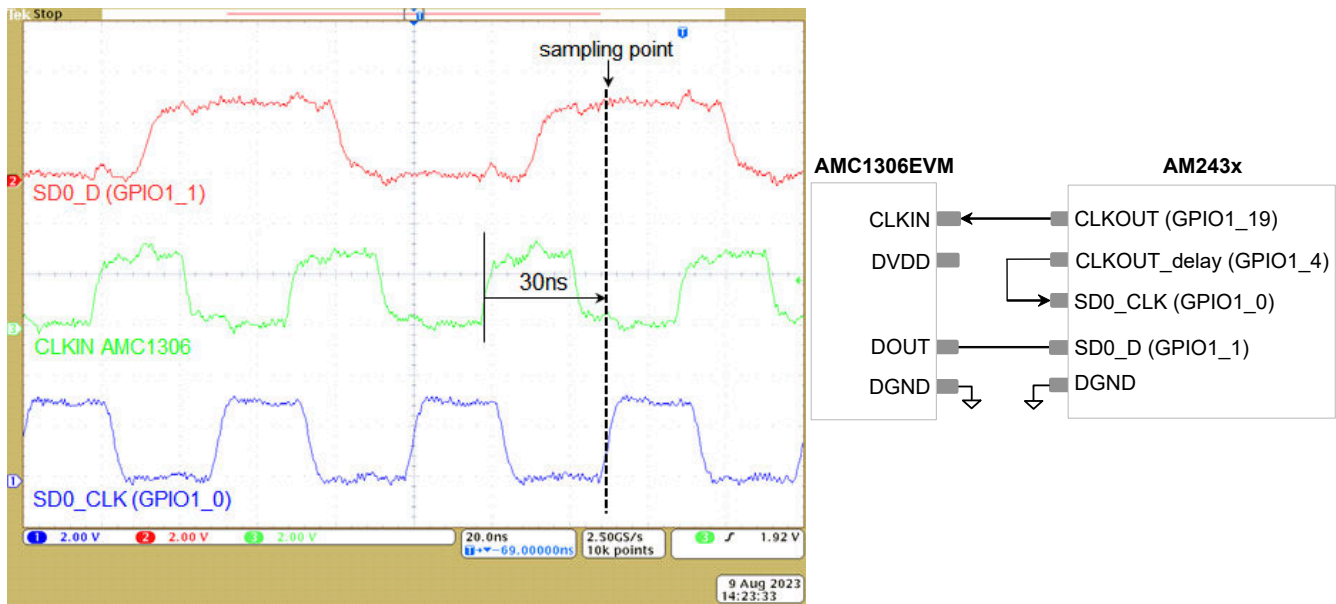


그림 159. 소프트웨어 구성 가능 위상 지연을 사용한 클록 신호 보상을 사용하는 AMC1306EVM 및 AM243x의 디지털 인터페이스 타이밍 측정 결과

MCU에서 클록 반전에 의한 클록 신호 보상 테스트

이 구성은 C2000 TMS320F28379D Launchpad에서 테스트되고 검증되었습니다.

테스트 설정

C2000 TMS320F28379D Launchpad를 사용하여 MCU에서 클럭 반전을 통한 클럭 신호 보상 테스트 설정은 **그림 160**에 나와 있습니다. 이 측정의 경우 MCU에서 2개의 테스트 신호를 생성합니다. 하나의 신호는 MCU SDFM의 클럭 입력 SD1_C1(GPIO123)에 연결되고, 다른 신호는 SDFM의 데이터 입력 SD1_D1 (GPIO122)에 연결됩니다.

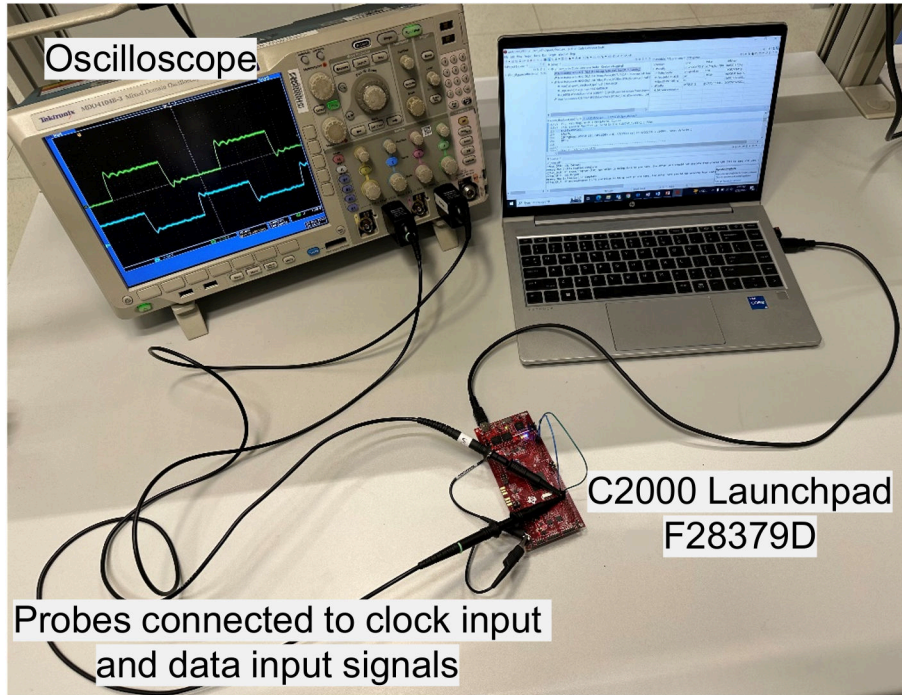


그림 160. 디지털 인터페이스 타이밍 검증의 테스트 설정

테스트 측정 결과

TMS320F28379D에서 내부 TI SDFM 소프트웨어 프로젝트를 실행했고, 여기서 두 GPIO인 GPIO122와 GPIO123이 SDFM 모드로 구성되었습니다. SDFM 필터는 Sinc3 및 OSR™ 64 필터용으로 구성됩니다. Sinc3 OSR64 필터는 +16384에서 -16384의 최대 풀 스케일 범위로 16비트 2의 보수 정수를 출력합니다.

테스트를 수행하기 위해 50% 듀티 사이클의 90도 위상 전환 10MHz 클럭 신호 2개가 각각 GPIO123(SD1_C1)과 GPIO122(SD1_D1)에 공급됩니다. AMC1306EVM DOUT 데이터 비트 스트림은 상승 클럭 에지에서만 변경되므로 클럭 사이클당 한 번입니다. 이 테스트에서 SD1_D1 데이터는 절반 클럭 사이클마다 0과 1 사이를 전환합니다. 이는 모든 클럭 사이클에서 변경되는 AMC1306EVM DOUT 데이터 신호와 다릅니다.

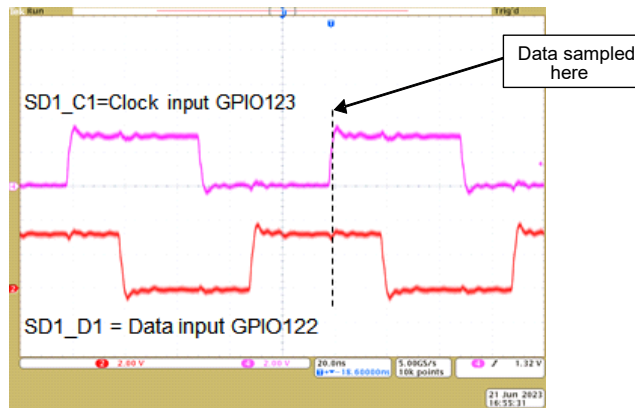
이 특정 테스트 신호를 적용하므로 GPIO122(SD1_D1)의 입력 데이터는 GPIO123의 상승 클럭 에지에서 항상 논리 '1'이며 하강 에지에서 항상 논리 '0'입니다. 따라서 OSR 64 필터를 사용하는 Sinc3 필터의 출력은 SDFM에서 테스트 데이터가 샘플링되는 클럭 에지에 따라 달라지며, Sinc3 OSR 64 필터 출력은 GPIO123에서 클럭 반전이 없으면 16384(항상 샘플링 '1'), GPIO123에서 클럭 반전이 있으면 -16384(항상 샘플링 '0')입니다.

테스트 결과 - GPIO123에서 클럭 입력의 클럭 반전 없음

그림 161은 GPIO123에 대한 입력인 클럭 신호 SD1_C1과 GPIO122에 대한 입력인 위상 전환 데이터 신호 SD1_D1의 오실로스코프 측정을 보여줍니다. 이 측정에서 GPIO123은 아래 그림과 같이 소프트웨어에 의해 반전되지 않습니다.

```
// Set 3-sample qualifier for GPIO122 and GPIO123 and do not invert GPIO123
GPIO_SetupPinOptions(122, GPIO_INPUT, GPIO_QUAL3); // GPIO123 not inverted
GPIO_SetupPinMux(122,GPIO_MUX_CPU1,7); // MUX position 7 for SD1_D1
GPIO_SetupPinMux(123,GPIO_MUX_CPU1,7); // MUX position 7 for SD1_C1
```

데이터 SD1_D1은 SD1_C1의 상승 에지에서 TMS320F28379D SDFM에서 샘플링됩니다. 이는 GPIO123에서 반전되지 않은 클럭 신호의 상승 에지에 해당합니다. TMS320F28379D에서 샘플링된 데이터는 항상 논리 '1'이었으며, 아래 표시된 것처럼 CCS(Code Composer Studio™)의 Sinc3 OSR64 필터 = +16384의 출력을 통해 검증되었습니다.



Expression	Type	Value	Address
GpioCtrlRegs.GPDINV.bit.GPIO123	unsigned int : 1	0	0x00007CD1@Data bit 11
SD1_D1_SincOSR64	int	16384	0x00014147@Data

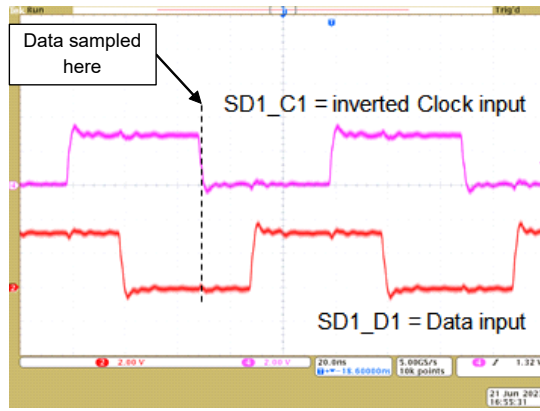
그림 161. CCS의 클럭 및 데이터 입력 테스트 신호(반전되지 않은 GPIO123)와 Sinc3 OSR 64 필터 출력

테스트 결과 - GPIO123에서 클럭 입력의 클럭 반전

그림 162은 GPIO123에 대한 입력인 클럭 신호 SD1_C1과 GPIO122에 대한 입력인 위상 전환 데이터 신호 SD1_D1을 보여줍니다. 이 테스트 설정에서 GPIO123은 아래 그림과 같이 소프트웨어에 의해 반전됩니다.

```
// Set 3-sample qualifier for GPIO122 and GPIO123 and do not invert GPIO123
GPIO_SetupPinOptions(123, GPIO_INPUT, GPIO_INVERT | GPIO_QUAL3);
GPIO_SetupPinMux(122,GPIO_MUX_CPU1,7); // MUX position 7 for SD1_D1
GPIO_SetupPinMux(123,GPIO_MUX_CPU1,7); // MUX position 7 for SD1_C1
```

데이터 SD1_D1은 이제 SD1_C1의 하강 에지에서 F28379D SDFM에 의해 샘플링되며, 이는 GPIO123 입력에서 반전 클럭 신호의 상승 에지에 해당합니다. F28379D에서 샘플링된 데이터는 항상 논리 '0'이었으며, 아래 표시된 것처럼 Code Composer Studio에서 Sinc3 OSR64 필터 = -16384의 출력을 통해 검증되었습니다.



Expression	Type	Value	Address
GpioCtrlRegs.GPDINV.bit.GPIO123	unsigned int : 1	1	0x00007CD1@Data bit 11
SD1_D1_SincOSR64	int	-16384	0x00014147@Data

그림 162. CCS의 클럭 및 데이터 입력 테스트 신호(반전되지 않은 GPIO123)와 Sinc3 OSR 64 필터 출력

결론적으로 소프트웨어에서 GPIO 입력의 클럭 입력을 반전하여 클럭 신호 보상 방법을 검증하였습니다. 클럭을 반전하면 클럭 기간의 절반의 고정 지연이 클럭 신호에 추가되며, 이는 SDFM 인증 GPIO(3-샘플) 모드 0에 대한 TMS320F28379D 설정 및 10ns의 최소 타이밍을 충족하기에 충분할 수 있습니다. 그러나 SDFM 인증 GPIO(3-샘플) 모드 0에 대한 MCU의 설정 및 유지의 결과 타이밍이 충족될 수 있는 경우 각 시스템 설계를 개별적으로 확인해야 합니다.

계산 툴을 사용한 디지털 인터페이스 타이밍 검증

계산 툴은 MCU와 절연 델타-시그마 모듈레이터 간의 디지털 인터페이스 타이밍의 시뮬레이션 및 검증 목적으로 개발되었습니다. 가장 일반적으로 사용되는 절연 델타-시그마 모듈레이터인 **AMC1306M25** 및 **AMC1305L25**는 디지털 인터페이스 타이밍 분석을 위해 선택됩니다. **AMC1305L25**에는 LVDS 인터페이스 유형이 있으며 CMOS 인터페이스를 사용하여 MCU와 인터페이스할 때 LVDS 드라이버와 LVDS 리시버가 필요합니다. 계산 툴에 설정과 홀드 시간 요구 사항만 입력되기 때문에 사용자가 MCU를 개별적으로 선택할 수 있습니다. 다음은 **AMC1305L25**와 C2000 MCU **TMS320F28379D** 간의 디지털 인터페이스 타이밍을 최적화하기 위해 계산 툴을 사용하는 방법을 단계별로 설명한 것입니다.

보상 방법 없는 디지털 인터페이스

C2000 MCU **TMS320F28379D**는 200MHz 시스템 클럭, 모드 0에서 SDFM GPIO 입력 인증(3-샘플 윈도우) 옵션으로 작동합니다. 최소 설정 및 유지 시간은 모두 10ns: $t_{su}(SDDV-SDCH)_{M0}(MIN) = 10ns$ 및 $t_{h}(SDCH-SDD)_{M0}(MIN) = 10ns$ 입니다. 또한 LVDS 드라이버 **DSLVD1047** 및 LVDS 리시버 **DSLVD1048**의 전파 지연이 참조를 위해 입력됩니다. 절연 델타 시그마 모듈레이터 클럭 입력에서 데이터 시트에 지정된 최대 클럭 주파수인 20MHz 클럭 신호를 사용할 때, 표 2에 나와 있는 것처럼 AMC1305L25의 데이터 지연 시간 t_D 가 $t_D(MIN) = 0ns$ 로 데이터 시트에 제공된 최소 사양과 같을 경우 MCU 설정 시간 요구 사항이 위반됩니다.

표 26. 20MHz 클럭 주파수에서 AMC1305L25를 사용한 C2000 MCU TMS320F28379D 디지털 인터페이스 타이밍에 대한 결과

MCU에서 최소 설정 시간	5.6 ns
MCU에서 최대 설정 시간	23.3 ns
MCU에서 최소 홀드 시간	26.7 ns
MCU에서 최대 홀드 시간	44.4 ns

일반적으로 사용되는 방법 - 클럭 주파수 줄이기

MCU 타이밍 요구 사항을 충족하는 절충안은 모듈레이터 클럭 주파수를 줄이는 것입니다. 이 예에서 17MHz 클럭 주파수를 사용하면 MCU의 설정 및 홀드 타이밍 요구 사항을 충족할 수 있습니다. 표 27에 17MHz의 클럭 주파수에서 최소 및 최대 값을 포함하여 계산된 설정 및 홀드 시간이 나와 있습니다. MCU 설정 시간 요구 사항에 대한 최소 설정 시간 여유는 0ns입니다. 즉, 시스템의 허용 오차로 인해 데이터가 잘못 수집될 수 있습니다. 클럭 주파수를 더욱 줄여 시스템의 허용 오차에 대한 더 큰 여유를 달성할 수 있지만, 이는 시스템 성능에 부정적인 영향을 미칩니다.

표 27. 17MHz 클럭에서 AMC1305L25를 사용하는 TMS320F28379D 디지털 인터페이스 타이밍

MCU에서 최소 설정 시간	10.0 ns
MCU에서 최대 설정 시간	27.7 ns
MCU에서 최소 홀드 시간	31.1 ns
MCU에서 최대 홀드 시간	48.8 ns

소프트웨어 구성 가능 위상 지연을 사용한 클럭 에지 보상

소프트웨어 구성 가능 위상 지연을 사용한 클럭 에지 보상의 디지털 인터페이스가 그림 163에 나와 있습니다. 타이밍 다이어그램은 클럭 주파수가 20MHz인 클럭 신호를 보여주며, 이는 첫 번째 신호로 절연 델타-시그마 모듈레이터로 공급되는 클럭 신호를 나타냅니다. 타이밍 다이어그램에 표시된 두 번째 신호는 데이터 시트에 제시된 일반 사양에 대한 절연 델타-시그마 변조기의 데이터 출력을 나타냅니다. 세 번째 신호는 MCU SDFM의 클럭 입력에 공급되는 첫 번째 신호를 기준으로 10ns로 이동한 20MHz 클럭 신호 위상을 나타냅니다.

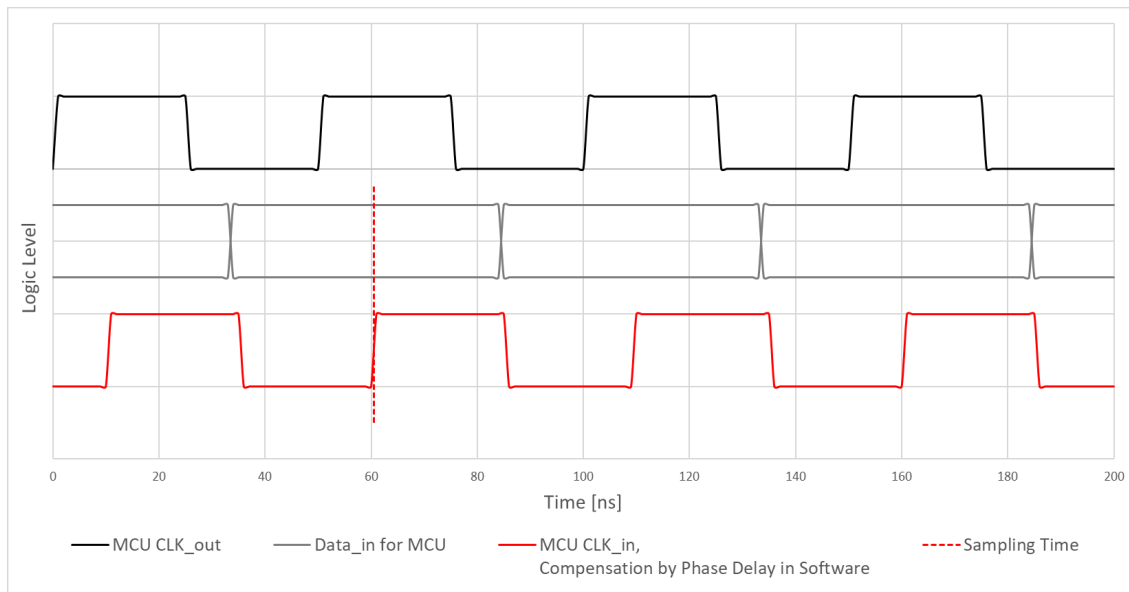


그림 163. 소프트웨어 구성 가능 위상 지연을 사용한 클럭 에지 보상으로 20MHz 클럭 주파수에서 데이터 시트의 일반 사양에 대한 AMC1305L25로의 타이밍 다이어그램 C2000 디지털 인터페이스

최소값과 최대값을 포함하여 계산된 설정 및 홀드 시간이 표 28에 나와 있습니다. 위상 지연을 소프트웨어에서 구성할 수 있으므로, 데이터 수집 타이밍이 데이터 신호의 중심에 오도록 위상 지연 값을 선택할 수 있습니다. 이를 통해 시스템의 허용 오차가 데이터 수집에 영향을 주지 않도록 설정 및 홀드 시간에 가능한 최대 여유 값을 사용할 수 있습니다. 계산 툴은 디지털 타이밍 인터페이스의 여유 값을 제공하므로 시스템의 허용 오차를 파악할 수 있습니다. 10ns의 선택된 위상 지연의 경

우 최소 설정 시간은 15.6ns로, MCU 설정 시간 요구 사항 10ns을 빼면 여유 값이 5.6ns입니다. 최소 유지 시간에 대한 여유 값도 이렇게 계산되며 6.7ns입니다.

표 28. 소프트웨어 구성 가능 위상 지연을 사용한 20MHz 클럭에서 AMC1305L25를 사용하는 TMS320F28379D 디지털 인터페이스 타이밍

위상 지연	제안된 위상 지연		선택된 위상 지연
	최소	4.4 ns	
	최대	16.7ns	
MCU에서 최소 설정 시간			15.6 ns
MCU에서 최대 설정 시간			33.3 ns
MCU에서 최소 홀드 시간			16.7ns
MCU에서 최대 홀드 시간			34.4 ns

결론

클럭 에지 지연 보상은 모듈레이터 클럭 주파수를 줄일 필요 없이 절연 델타-시그마 모듈레이터와 MCU 디지털 인터페이스를 통해 설정 및 홀드 시간 요구 사항을 충족하는 데 도움이 됩니다. 따라서 시스템이 최대 성능으로 작동할 수 있습니다.

클럭 에지 지연 보상은 다음과 같은 여러 방법을 통해 구현할 수 있습니다.

- 소프트웨어 구성 가능 위상 지연을 사용한 추가 클럭 신호
- 하드웨어 구성 가능 위상 지연을 사용한 클럭 신호
- 클럭 반환
- MCU의 클럭 반전

소프트웨어 구성 가능 위상 지연 및 MCU의 클럭 반전을 사용한 추가 클럭 신호와 같은 보상 방법은 가장 일반적으로 사용되는 절연 델타-시그마 모듈레이터 변형에 대해 자세히 분석하고 AMC1306EVM 평가 모듈 및 C2000 TMS320F28379D Launchpad와 MCU로 선택한 Sitara AM243x Launchpad를 사용하여 검증했습니다. 테스트 결과는 CMOS 인터페이스와 SDFM을 사용한 MCU와 PRU를 사용할 때 SDFM이 없는 Sitara MCU의 경우 모두에 적용됩니다.

표 29에는 각 클럭 신호 보상 방법의 장점과 단점이 나와 있습니다. 다음 약어 SW 위상 지연 및 HW 위상 지연은 소프트웨어 구성 가능 위상 지연과 하드웨어 구성 가능 위상 지연을 사용한 보상에 사용됩니다.

표 29. 클럭 에지 보상 방법 비교

방법	장점	단점
SW 위상 지연	<ul style="list-style-type: none"> • 전파 지연의 보상 • 최대 클럭 주파수를 사용하여 가장 안정적으로 통신 • 정확한 위상 지연 구현 • 실행 시간 동안 변경할 수 있음 • 추가 BOM 비용 없음 	<ul style="list-style-type: none"> • 하나의 추가 MCU GPIO와 내부 위상 잠김 클럭 소스 필요 • 추가 MCU 소프트웨어
HW 위상 지연	<ul style="list-style-type: none"> • MCU 소프트웨어 변경 없음 • 추가 MCU GPIO가 필요하지 않음 	<ul style="list-style-type: none"> • 구현된 하드웨어 지연 하드웨어에 따른 보상 • 하드웨어 구성 요소에 의한 위상 지연의 정밀도에서 허용 오차 • 실행 시간 동안 변경할 수 없음 • 추가 BOM 비용

표 29. 클럭 에지 보상 방법 비교 (계속)

방법	장점	단점
클럭 반환	<ul style="list-style-type: none"> 소프트웨어 및 하드웨어 작업 없음 	<ul style="list-style-type: none"> 일부 구성에서 작동하지 않음 레이아웃 조정 더 긴 클럭 신호는 과도 잡음에 더 민감
클럭 반전	<ul style="list-style-type: none"> 간단한 구현을 통해 클럭 기간의 절반의 보상으로 타이밍 차이 해결 	<ul style="list-style-type: none"> 일부 구성에서 작동하지 않음 클럭 기간의 절반만으로 고정 보정 MCU가 GPIO 입력에서 클럭 신호를 반전할 수 있어야 함

클럭 소스가 외부인지 내부인지, 그리고 CMOS 또는 LVDS 인터페이스에 따라 달라지는 델타-시그마 모듈레이터 유형에 따라, 특정 클럭 신호 보상 방법이 다른 방법보다 더 나을 수 있습니다. 표 30은 일반적으로 사용되는 각 델타-시그마 모듈레이터 유형에 제안되는 보상 방법을 비교한 것입니다.

표 30. 내부 또는 외부 클럭을 사용하는 모듈레이터에 권장되는 클럭 에지 보상 방법

방법	AMC1306M25 외부 클럭(CMOS)	AMC1305L25 외부 클럭(LVDS)	AMC1303M2520/10 내부 클럭(CMOS)
소프트웨어 위상 지연	+	+	해당 없음
하드웨어 위상 지연	o	o	o
클럭 반환	o	-	해당 없음
클럭 반전	o	o	+

외부 클럭이 필요한 모듈레이터의 경우, 클럭 사이클의 고정된 절반이 요구 사항을 충족하면 소프트웨어 구성 가능 위상 지연을 사용한 클럭 신호 보상이 최상의 성능을 발휘하고, 그 다음이 MCU에서 클럭 반전입니다. 이러한 두 클럭 신호 보상 방법 모두 MCU의 설정 및 홀드 타이밍 요구 사항을 충족하는 데 도움이 됩니다. 특히 높은 모듈레이터 클럭 주파수에서 더 그렇습니다. 다음 계산 툴을 사용하여 델타-시그마 모듈레이터 AMC1306M25 및 AMC1305L25를 사용할 때 MCU의 설정 및 유지 타이밍 요구 사항을 검증할 수 있습니다.

참고 자료

- 텍사스 인스트루먼트, [모터 드라이브에서 절연 델타-시그마 모듈레이터로 더 나은 신호 무결성 달성](#) 애플리케이션 보고서
- 텍사스 인스트루먼트, [고전압 시스템을 위한 고성능 절연 ADC](#), 개요
- 텍사스 인스트루먼트, [절연 증폭기와 절연 모듈레이터 비교](#) 백서
- 텍사스 인스트루먼트, [AMC1306x, 높은 CMTI를 사용하는 소형, 고정밀, 강화 절연 델타 시그마 모듈레이터](#) 데이터 시트
- 텍사스 인스트루먼트, [AMC1305x 고정밀, 강화 절연 델타-시그마 모듈레이터](#) 데이터 시트
- 텍사스 인스트루먼트, [AMC1303x, 내부 클럭을 사용하는 소형, 고정밀, 강화 절연 델타 시그마 모듈레이터](#) 데이터 시트
- 텍사스 인스트루먼트, [TMS320F2837xD 듀얼 코어 마이크로컨트롤러](#) 데이터시트
- 텍사스 인스트루먼트, [TMS320F2837xD 듀얼 코어 마이크로컨트롤러](#) 기술 레퍼런스 매뉴얼
- 텍사스 인스트루먼트, [AM243x Sitara™ 마이크로컨트롤러](#) 데이터 시트
- 텍사스 인스트루먼트, [MCU-PLUS-SDK-AM243X SDK\(소프트웨어 개발 키트\)](#) 툴

AMC3311을 활용하여 절연 감지 및 고장 감지를 위해 AMC23C11에 전원 공급

애플리케이션 요약

머리말

오류 감지는 [모터 드라이브](#), [서보 드라이브](#), [OBC\(온보드 충전기\)](#), [스트링 인버터](#) 및 [마이크로 인버터](#)를 비롯한 애플리케이션에서 필수적입니다. 절연 장벽을 통해 고전압 도메인과 저전압 도메인을 분리하면 시스템이 여러 공통 모드 전압에서 작동할 수 있습니다. 고전압 도메인은 저전압 도메인이 장비를 제어하는 동안 기능을 수행합니다. 이렇게 하면 저전압 회로의 전기적 손상과 사용자 피해를 모두 방지할 수 있습니다. 높은 공통 모드 전압에서 작동할 때는 과전압과 같은 오류를 감지할 필요가 있습니다. 이 문서에서는 AMC3311이 HLDO_OUT에서 고압측 공급 전류를 제공하여 소형 오류 감지 설계를 위한 AMC23C11 절연 비교기의 고전압 영역에 전원을 공급하는 방법을 설명합니다.

AMC3311은 정밀한 강화 절연 증폭기입니다. 이 장치에는 0-2V의 입력 전압 범위가 있으며, 이는 제어 루프를 구동하는 정밀 절연 DC 전압 측정을 위한 옵션입니다. 이 장치는 4mA의 보조 회로를 위한 고압측 공급 전류를 지원하는 통합 DC/DC 컨버터가 있습니다. 이를 통해 AMC3311의 피드백 측정과 AMC23C11의 과전압 고장 감지 모두에 대해 장치의 저압측에서 고압측까지 단일 공급으로 작동할 수 있습니다. AMC23C11은 응답이 빠른 강화 절연 비교기입니다. 이 장치는 트립 임계값을 조정할 수 있는 신속한 과전류 또는 과전압 감지에 사용할 수 있습니다. 이 장치에는 2.7mA의 고압측 공급 전류가 필요합니다. AMC3311은 통합 DC/DC 컨버터를 갖춘 최초의 절연 증폭기로, 두 장치가 한 쌍으로 작동하여 정밀 절연 증폭기는 제어 기능으로, 고속 작동 비교기는 과전류 또는 과전압 보호에 사용되는 방식을 가능하게 합니다.

AMC23C11에 전원을 공급하는 데 사용되는 AMC3311

AMC3311은 고압측 공급이 필요한 연결된 부품을 위해 HLDO_OUT 핀을 통해 최대 4mA까지 공급할 수 있는 절연 전원 공급 장치를 제공합니다. 이 기능을 사용하면 AMC23C11과 같은 더 높은 성능의 절연 비교기를 직접 사용할 수 있습니다.

AMC3311에서 사용할 수 있는 공급 전류를 통해 절연 증폭기와 함께 더 광범위한 컴패니언 장치를 사용할 수 있습니다. [그림 164](#)은 AMC3311을 사용하여 AMC23C11의 고압측에 전원을 공급하는 방법을 보여주는 예제 회로도입니다. 회로도에서 AMC3311의 핀 5에 있는 HLDO_OUT은 AMC23C11 핀 1에서 VDD1로 확장하는 트레이스를 보여줍니다. 절연 비교기는 입력 전압을 핀 3의 레퍼런스 전압과 비교합니다. 입력 전압이 레퍼런스 전압으로 설정된 임계값을 초과하면 장치가 오픈 드레인 출력을 풀다운합니다. 임계값 전압은 내부 100 μ A 전류 소스에 비례하여 레퍼런스 저항의 값을 수정하는 방법으로 조정할 수 있습니다.

또한 AMC23C11은 1.4V의 마진 오버헤드 전압을 갖습니다. 임계값 전압은 3.2V 입력과 1.4V 마진의 차이(1.8V)보다 클 수 없습니다. 저항을 REF와 GND1 사이에 배치하여 트립 전압을 1.07V로 정의합니다. 그 결과로 오버헤드 요구 사항에 의해 절연 비교기의 임계값 전압이 증폭기에 표시되는 실제 차단 전압보다 낮게 제한됩니다. 예를 들어, 증폭기에서 실제 차단 전압이 2.14V인 경우, 전압이 마진 오버헤드 전압에 의해 설정된 범위를 초과하기 때문에 절연 비교기가 전압을 모니터링할 수 없습니다. 따라서 RSNS는 AMC3311이 요구하는 전압의 절반에 비례하도록 차단 전압을 정의하기 위해 두 개의 동일한 저항(RSNS1 및 RSNS2)으로 분리됩니다. 대신 AMC23C11은 레퍼런스 전압을 1.07V로 읽습니다.

[그림 165](#)에는 장치를 함께 라우팅하는 PCB 레이아웃의 예시가 나와 있습니다.

과전압 감지에 사용되는 AMC23C11

그림 166 및 그림 167은 각각 AMC3311과 AMC23C11의 과전압 응답 시간을 보여줍니다. 3.2V 전원 공급 장치를 사용하는 입력 신호(CH4)는 1.07V 과전압 임계값보다 높은 전압 상승을 보여줍니다.

AMC3311, VOUTP(CH2) 및 VOUTN 채널(CH1)의 응답 시간은 2.906 μ s, AMC23C11, OUT(CH3)의 응답 시간은 314.015ns입니다. 증폭기는 절연 비교기가 과전압을 감지하는 데 걸리는 시간보다 9배 이상 걸립니다. 저지연 애플리케이션에서는 이 시간 지연이 너무 길 수 있습니다. AMC3311 증폭기를 보완하기 위해 절연 비교기를 사용하면 비교기가 설정된 임계값보다 높은 전압을 빠르게 감지하기 때문에 과전압을 방지할 수 있습니다. 이를 통해 컨트롤러가 영향을 받는 모든 전자 장치를 종료하도록 통보하여 고전압 애플리케이션에서 향상된 안전성과 신뢰성을 보장할 수 있습니다.

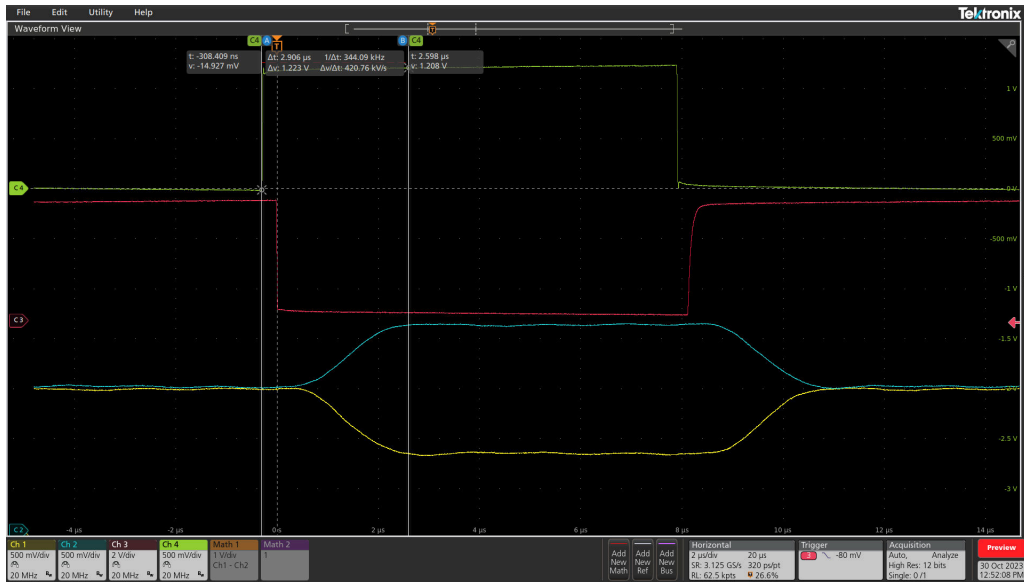


그림 166. AMC3311 과전압 응답 타이밍 파형

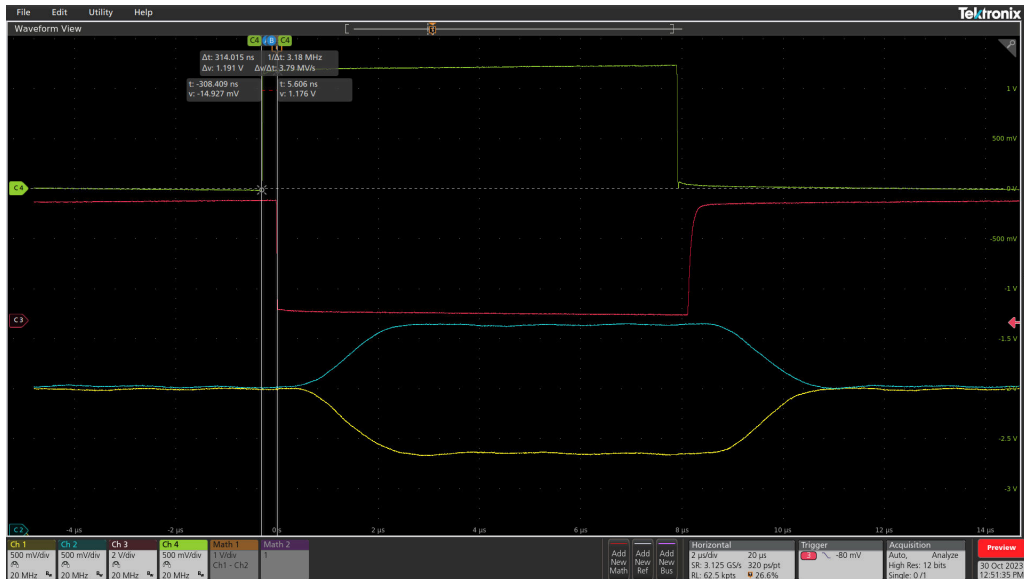


그림 167. AMC23C11 과전압 응답 타이밍 파형

마무리

AMC3311은 고압측 전류 공급을 지원하는 절연 증폭기로, 보조 감지 회로에 전원을 공급하는 데 활용할 수 있습니다. 이 장치는 고압측에서 최대 4mA의 외부 장치에 전원을 공급할 수 있으며, AMC23C11 같은 고속 절연 비교기와 호환됩니다. 이 비교기는 훨씬 더 빠른 응답 시간으로 과전압 보호가 가능하다는 이점이 있습니다. AMC3311과 AMC23C11을 함께 사용하는 것은 전압 및 전류 감지 애플리케이션에 유용한 옵션이 될 수 있습니다.

추가 리소스

- 텍사스 인스트루먼트, [Precision labs 시리즈: 절연 소개](#), 비디오 시리즈.
- 텍사스 인스트루먼트, [DC/DC 컨버터가 통합된 AMC3311-Q1 차량용, 정밀, 2V 입력, 강화 절연 증폭기](#), 데이터 시트.
- 텍사스 인스트루먼트, [조정 가능 임계값 및 래치 기능을 가진 AMC23C11 빠른 응답, 강화 절연 비교기](#), 데이터 시트.
- 텍사스 인스트루먼트, [절연 용어](#)
- 텍사스 인스트루먼트, [절연 증폭기 전압 감지 Excel 계산기](#), 설계 리소스.

중요 알림: 이 문서에 기술된 텍사스 인스트루먼트의 제품과 서비스는 TI의 판매 표준 약관에 의거하여 판매됩니다. TI 제품과 서비스에 대한 최신 정보를 완전히 숙지하신 후 제품을 주문해 주시기 바랍니다. TI는 애플리케이션 지원, 고객의 애플리케이션 또는 제품 설계, 소프트웨어 성능 또는 특허권 침해에 대해 책임을 지지 않습니다. 다른 모든 회사의 제품 또는 서비스에 관한 정보 공개는 TI가 승인, 보증 또는 동의한 것으로 간주되지 않습니다.

E2E™, PSpice™, C2000™, 론치패드™, Sitara™, OSR™, and Code Composer Studio™ are trademarks of Texas Instruments.

Bourns® is a registered trademark of Bourns, Inc.

Vishay® is a registered trademark of Vishay Intertechnology, Inc.

Ohmite® is a registered trademark of Ohmite Manufacturing Company.

모든 상표는 해당 소유권자의 자산입니다.

IMPORTANT NOTICE AND DISCLAIMER

TI PROVIDES TECHNICAL AND RELIABILITY DATA (INCLUDING DATA SHEETS), DESIGN RESOURCES (INCLUDING REFERENCE DESIGNS), APPLICATION OR OTHER DESIGN ADVICE, WEB TOOLS, SAFETY INFORMATION, AND OTHER RESOURCES "AS IS" AND WITH ALL FAULTS, AND DISCLAIMS ALL WARRANTIES, EXPRESS AND IMPLIED, INCLUDING WITHOUT LIMITATION ANY IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE OR NON-INFRINGEMENT OF THIRD PARTY INTELLECTUAL PROPERTY RIGHTS.

These resources are intended for skilled developers designing with TI products. You are solely responsible for (1) selecting the appropriate TI products for your application, (2) designing, validating and testing your application, and (3) ensuring your application meets applicable standards, and any other safety, security, regulatory or other requirements.

These resources are subject to change without notice. TI grants you permission to use these resources only for development of an application that uses the TI products described in the resource. Other reproduction and display of these resources is prohibited. No license is granted to any other TI intellectual property right or to any third party intellectual property right. TI disclaims responsibility for, and you will fully indemnify TI and its representatives against, any claims, damages, costs, losses, and liabilities arising out of your use of these resources.

TI's products are provided subject to [TI's Terms of Sale](#) or other applicable terms available either on [ti.com](https://www.ti.com) or provided in conjunction with such TI products. TI's provision of these resources does not expand or otherwise alter TI's applicable warranties or warranty disclaimers for TI products.

TI objects to and rejects any additional or different terms you may have proposed.

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2025, Texas Instruments Incorporated