

Ein Leitfaden für Techniker zu isolierten Signalkettenlösungen



Einführung

Den Entwicklern stehen bei der Entwicklung einer präzisen isolierten Strom- und Spannungsmessschaltung viele Optionen zur Verfügung. Die Ansätze reichen von diskreten Implementierungen über isolierte Verstärker und Modulatoren bis hin zu magnetischen Sensortechnologien. Die Auswahl der Technologie variiert je nach System, Vorschriften und Flexibilität, die ein Entwickler für seine Strom- oder Spannungsmessanwendungen hat. Die verschiedenen Arten von Technologien ermöglichen es dem Entwickler, speziell auf seine individuellen Designherausforderungen einzugehen.

Dieses E-Book wurde entwickelt, um den Designprozess zur Strom- und Spannungsmessung weiter zu vereinfachen, indem es Ihnen hilft, schnell und effizient die Liste der potenziellen Bausteine einzugrenzen, die den Anforderungen Ihres jeweiligen Systems am besten entsprechen.

Die in diesem E-Book enthaltenen Informationen zur Strom- und Spannungsmessung befassen sich mit spezifischen Anwendungsfällen und Anwendungen zur Strom- und Spannungsmessung. Der Schwerpunkt liegt auf der Identifizierung des am besten optimierten Bausteins, der den Herausforderungen der jeweiligen Anwendung am besten gerecht wird und alternative Lösungen bietet, die sich für andere Schaltungsoptimierungen als vorteilhaft eignen können.

Obwohl dieses E-Book keine erschöpfende Sammlung von Herausforderungen bei der Strom- und Spannungsmessung ist, werden damit viele der gängigeren und schwierigsten Funktionsschaltungen behandelt, die heute verwendet werden. Wenn Sie Fragen zu den hier behandelten Themen oder andere Fragen zur Strom- und Spannungsmessung haben, wenden Sie sich bitte an das TI E2E™ Design-Support-Forum für Verstärker.

Inhalt

Einführung	2
Einführung in die isolierte Signalkette	4
Vergleich isolierter Verstärker und isolierter Modulatoren.....	5
Die ersten Isolationsverstärker von TI mit extrem breiten Luft- und Kriechstrecken.....	10
Auswahlbäume	13
Strommessung	14
Shunt-Widerstandsauswahl für isolierte Datenwandler.....	15
Designüberlegungen für die isolierte Strommessung.....	18
Isolierte Strommessschaltung mit ± 50 mV-Eingang und unsymmetrischem Ausgang.....	24
Isolierte Strommessschaltung mit ± 50 mV-Eingang und Differenzausgang.....	29
Isolierte Strommessschaltung mit ± 250 mV Eingangsbereich und unsymmetrischer Ausgangsspannung.....	33
Isolierter Strommessschaltkreis mit ± 250 mV-Eingang und Differenzausgang.....	38
Isolierter Überstromschutzschaltkreis.....	41
Anschluss eines Differenzialausgangsverstärkers (isoliert) an einen A/D-Wandler mit unsymmetrischem Eingang.....	46
Verwendung von AMC3311 zur Stromversorgung des AMC23C11 für isolierte Sensorik und Fehlererkennung.....	50
Isolierte Strommessschaltung mit Frontend-Verstärkungsstufe.....	56
Genauigkeitsvergleich von isolierten Shunt- und Geschlossener Regelkreis-Strommessungen.....	64
Spannungserfassung	68
Maximieren Sie die Leistungswandlung und die Wirksamkeit der Motorsteuerung durch isolierte Spannungserfassung.....	69
Höhere Genauigkeit und Leistung mit integrierten isolierten Verstärkern und Modulatoren mit Hochspannungswiderstand.....	75
Isolierte Verstärker mit differenziellen, unsymmetrischen Festverstärkern und ratiometrischen Ausgängen für Spannungssensoranwendungen.....	83
Isolierte Spannungsmessschaltung mit ± 250 mV-Eingang und Differenzausgang.....	91
Split-Tap-Verbindung für isolierte Line-to-Line-Spannungsmessung mit AMC3330.....	102
± 12 V-Spannungssensorschaltung mit isoliertem Verstärker und pseudo-differenziellem Eingang SAR-ADC.....	107
± 12 V-Spannungssensorschaltung mit isoliertem Verstärker und SAR-ADC mit Differenzeingang.....	115
Isolierter Schaltkreis zur Erkennung von Unter- und Überspannung.....	120
Isolierter Nulldurchgangsschaltkreis.....	126
Isolierter Spannungssensorschaltkreis mit ± 480 V und Differenzausgang.....	131
EMI-Leistung	136
Beste EMI-Leistung in ihrer Klasse bei Strahlungsemissionen mit isolierten Verstärkern.....	137
Bewährte Methoden zur Dämpfung von EMI-Störstrahlungen der AMC3301-Familie.....	141
Endgeräte	149
Vergleich von isolierten Shunt- und Hall-basierten Strommesslösungen in Hybrid- und Elektrofahrzeugen.....	150
Designüberlegungen für die Strommessung in DC-EV-Ladeanwendungen.....	155
Verwendung isolierter Komparatoren zur Fehlererkennung in Elektromotorantrieben.....	187
Diskrete DESAT für optokompatible isolierte Gate-Treiber UCC23513 in Motorantrieben.....	195
Isolierte Spannungserfassung in AC-Motorantrieben.....	211
Hochleistungsfähige isolierte Strom- und Spannungsmessung in Server-Netzteilen.....	215
Zusätzliche Referenzdesigns/Schaltkreise	218
Entwicklung einer Bootstrap-Ladepumpen-Stromversorgung für einen isolierten Verstärker.....	219
Taktflankenverzögerungskompensation mit isolierten Modulatoren Digitale Schnittstelle zu MCUs.....	228
Verwendung von AMC3311 zur Stromversorgung des AMC23C11 für isolierte Sensorik und Fehlererkennung.....	247

Einführung in die isolierte Signalkette

- Vergleich isolierter Verstärker und isolierter Modulatoren
- Die ersten Isolationsverstärker von TI mit extrem breiten Luft- und Kriechstrecken

Vergleich isolierter Verstärker und isolierter Modulatoren

Kurzfassung

Industrieanwendungen wie Motorantriebe, Photovoltaik-Inverter und unterbrechungsfreie Stromversorgungen (USV) sowie Fahrzeuganwendungen wie Onboard-Ladegeräte (OBCs), Traktionswechselrichter und DC/DC-Wandler arbeiten mit hohen Spannungs- und Stromstärken, um den Gesamtwirkungsgrad und den Leistungsdurchsatz zu optimieren. Diese Systeme sind rauen Umgebungen wie beispielsweise elektrischen Störungen, Vibrationen, mechanischen Erschütterungen, extremen Temperaturen und dem Eindringen von Verunreinigungen ausgesetzt. Solche Systeme erfordern eine robuste und zuverlässige galvanische Trennung, um Hochspannung von Niederspannungsschaltungen zu isolieren. Die an diesen hohen Spannungen gemessenen Rückkopplungssignale sind durch isolierte Verstärker oder isolierte Modulatoren galvanisch von den Niederspannungscontrollern getrennt.

In diesem Dokument werden isolierte Verstärker und isolierte modulatorbasierte Designs verglichen und eine Reihe von einzigartigen Vorteilen isolierter modulatorbasierter Designs erläutert.

Einführung in isolierte Verstärker

Abbildung 1 Zeigt die Implementierung eines auf isolierten Verstärkern basierenden Messdesigns.

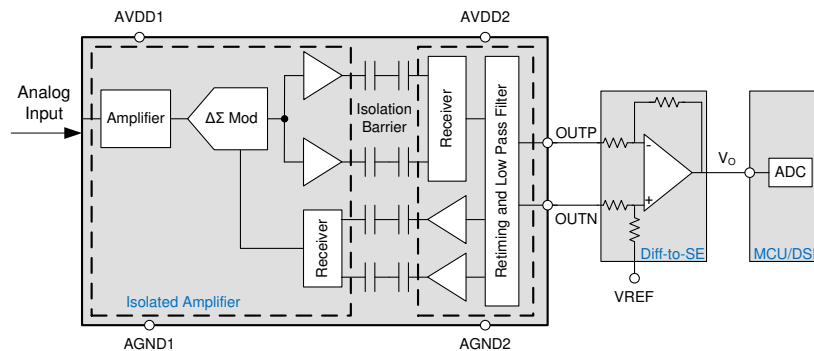


Abbildung 1. Implementierung von isolierten Verstärkern

Die Eingangsstufe eines isolierten Verstärkers besteht aus einem Eingangsverstärker, der einen Delta-Sigma ($\Delta\Sigma$)-Modulator ansteuert. Die Verstärkung des Eingangsverstärkers ist fest und wird durch interne Präzisionswiderstände eingestellt. Der $\Delta\Sigma$ -Modulator wandelt das analoge Eingangssignal anhand der internen Referenzspannung und des Taktgenerators in einen digitalen Bitstrom um. Die Treiber übertragen den Ausgang des Modulators über eine Isolationsbarriere, die den Hoch- und den Niederspannungsbereich trennt. Der empfangene Bitstrom und der Taktgeber werden synchronisiert und von einem analogen Tiefpassfilter auf der Niederspannungsseite verarbeitet und als analoges Ausgangssignal dargestellt.

Der Differenzausgang eines isolierten Verstärkers wird häufig in einen einseitig geerdeten Analogausgang mit einer auf einem Operationsverstärker basierenden Schaltung umgewandelt. Dieser Operationsverstärker-basierte Schaltkreis kann auch einen Tiefpassfilter implementieren, um die Signalbandbreite weiter auf eine gewünschte Bandbreite zu reduzieren und dadurch die Rauschleistung des Systems zu verbessern.

Der Analog-zu-Digital-Wandler (ADC), entweder extern oder intern am Mikrocontroller (MCU) oder digitalen Signalprozessor (DSP), empfängt diesen analogen Rückkopplungsausgang und konvertiert diesen in den digitalen Bereich zurück.

Einführung in isolierte Modulatoren

Abbildung 2 Zeigt die Implementierung einer Messlösung auf Basis isolierter Modulatoren.

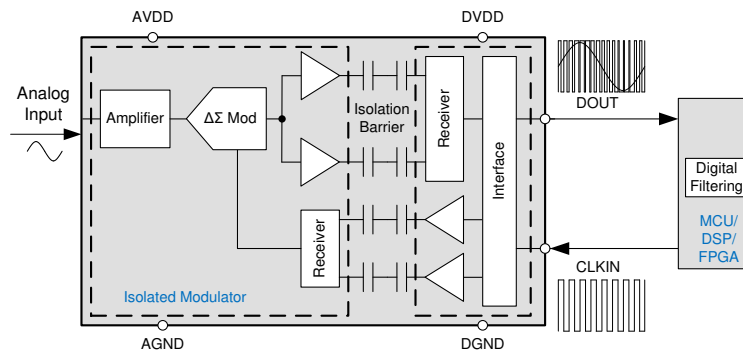


Abbildung 2. Implementierung eines isolierten Modulators

Die Eingangsstufe isolierter Modulatoren ähnelt der isolierter Verstärker. Die Treiber übertragen den Modulatorausgang über die Isolationsbarriere. Der isolierte Datenausgangs-DOUT stellt einen digitalen Bitstrom von 1 und 0 bei einer viel höheren Frequenz (bis zu 20 MHz) bereit. Der Zeitmittelwert dieses Bitstromausgangs ist proportional zur analogen Eingangsspannung. Das gemessene Signal wird mit einem Digitalfilter innerhalb der Mikrocontroller-Familien wie **TMS320F2807x** und **TMS320F2837x**, einem DSP, oder einem feldprogrammierbaren Gate-Array (FPGA) rekonstruiert.

Leistungsvergleich zwischen isolierten Verstärkern und isolierten Modulatoren

Tabelle 1 zeigt den grundlegenden Leistungsunterschied zwischen isolierten Verstärkern und isolierten Modulatoren.

Tabelle 1. Leistungsvergleich zwischen isolierten Verstärkern und isolierten Modulatoren

KATEGORIE	ISOLIERTER VERSTÄRKER	ISOLIERTER MODULATOR
Abtastauflösung	11 Bit (Bandbreite = 100 kHz)	> 14 Bit erreichbar, Leistungsabtausch zwischen Auflösung und Bandbreite oder Latenz
Latenz	2 µs bis 3 µs (fest)	< 1 µs erreichbar, Leistungsabtausch zwischen Auflösung und Bandbreite oder Latenz
Bandbreite	Bis zu 300 kHz	> 1 MHz erreichbar, Leistungsabtausch zwischen Auflösung und Bandbreite oder Latenz
Genauigkeit und Driftleistung	Hoch	Sehr hoch
Anzahl der benötigten Komponenten	Mehr	Weniger

In einem Design auf Basis eines *isolierten Verstärkers* wird das gemessene Analogsignal mehreren Analog-Digital- und Digital-Analog-Wandlungen unterzogen. Die Stufen innerhalb des isolierten Verstärkers, der differentiellen und unsymmetrischen Stufe und des ADC (extern oder intern) der MCU oder des DSP reduzieren die Gesamtgenauigkeit und das Rauschverhalten und erhöhen die Latenz. Die feste Tiefpassfilterimplementierung in der Ausgangsstufe des isolierten Verstärkers begrenzt die Signalbandbreite. Eine externe Operationsverstärker-basierte Schaltung für die Umwandlung von differentiellen in unsymmetrische Signale kann verwendet werden, um einen aktiven Tiefpassfilter zu erzeugen, der die Signalbandbreite weiter begrenzt und dadurch die Rauschleistung verbessert. Der isolierte Verstärker eine feste Latenz aus. Designs auf der Basis isolierter Verstärker werden aufgrund ihrer Vertrautheit in der Nutzung und der relativ einfachen Implementierung häufig verwendet.

Wie in **Abbildung 2** gezeigt, wird das gemessene Analogsignal in einem *isolierten Modulator-basierten Design* nur einer Analog-Digital-Wandlung unterzogen. Dieses Design macht eine differenzielle zu unsymmetrische Stufe überflüssig, wodurch die Anzahl der Komponenten und die Designgröße reduziert werden. Der in einem Design mit isoliertem Verstärker verwendete A/D-Wandler, der in vielen Situationen die maximal erzielbare Abtastauflösung und Genauigkeit einschränkt, ist nicht mehr erforderlich. Dieser isolierte modulatorbasierte Ansatz bietet eine verbesserte Signalrauschleistung und Gesamtgenauigkeit und kann eine höhere Signalbandbreite und geringere Latenz erreichen als ein isoliertes verstärkerbasiertes Design. Isolierte Modulatoren bieten einen viel schnelleren digitalen Bitstream-Ausgang, typischerweise bis zu 20 MHz. Das Sigma-Delta-Filtermodul (SDFM) in den Mikrocontroller-Familien (z. B. **TMS320F2807x** und **TMS320F2837x**) bietet eine einfache Möglichkeit, die Rauschleistung und Signalbandbreite oder Latenz zu optimieren. Wie in **Tabelle 2** gezeigt, führt eine Implementierung mit höherem Oversampling-Verhältnis (OSR) zu einer besseren Genauigkeit und einer optimierten Abtastauflösung, aber gleichzeitig auch zu einer geringeren Signalbandbreite und einer höheren Latenz. Auf ähnliche Weise verringert die Minderung des OSR die Genauigkeit und die Abtastauflösung, erhöht aber die Bandbreite und führt zu einer geringeren Latenz. Ein ähnlicher DSP oder ein FPGA kann auch einen solchen Digitalfilter implementieren.

*Tabelle 2. Leistungsabgleich zwischen ENOB und Einschwingzeit, Latenz oder Bandbreite für den **AMC1306** bei $CLKIN = 20\text{ MHz}$ unter Verwendung eines $Sinc^3$ -Filters*

OSR	ENOB (Bit)	EINSCHWINGZEIT (μs)	LATENZ (μs)	BANDBREITE (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

Darüber hinaus können, wie in **Abbildung 3** gezeigt, mehrere digitale Filter parallel implementiert werden, um alles gleichzeitig zu erreichen: eine höhere Abtastauflösung, eine geringere Latenz und eine höhere Bandbreite. Einer der Digitalfilter kann einen hohen OSR-Digitalfilter für ein besseres Rauschverhalten implementieren, und ein anderer kann einen Digitalfilter mit kurzer Latenzzeit implementieren.

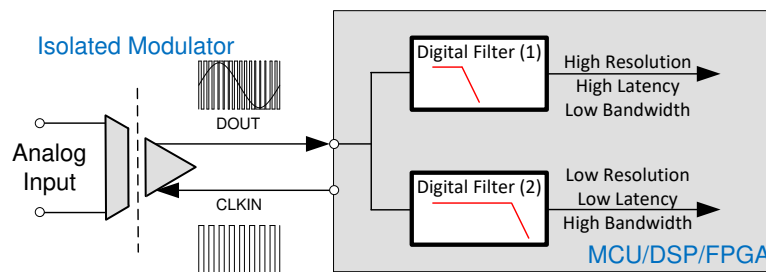


Abbildung 3. Implementierung von zwei Digitalfiltern parallel

Aufgrund der Systemvorteile, die ein isoliertes modulatorbasiertes Design bietet, ist ein Trend zu beobachten, bei Hochleistungssystemen auf isolierte modulatorbasierte Designs umzusteigen.

Isolierte Modulatoren in Traktionsumrichtern

Abbildung 4 Zeigt die Implementierung eines isolierten modulatorbasierten Designs in Traktionsinvertern für die Automobilindustrie.

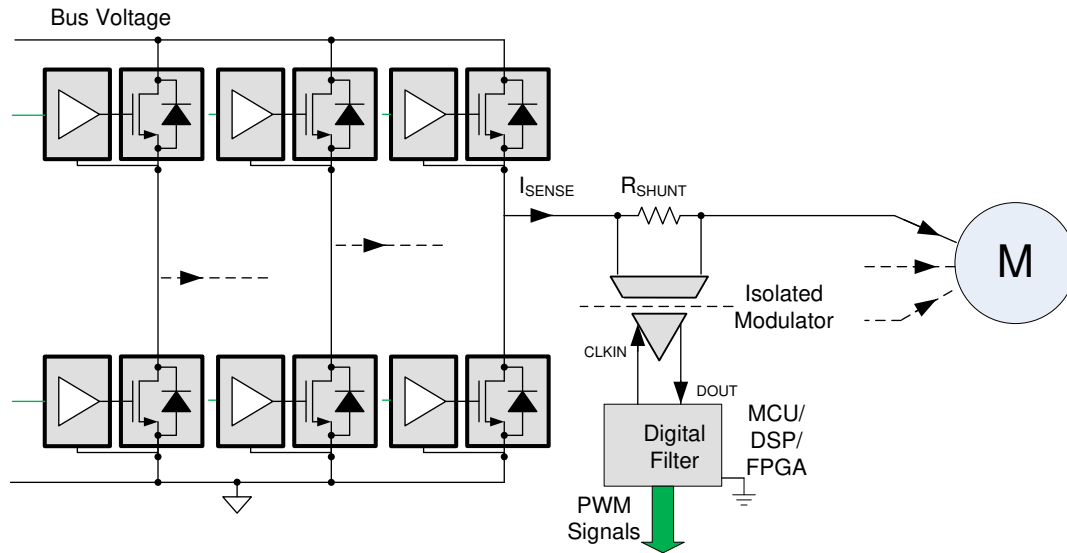


Abbildung 4. Strommessung mit einem isolierten Modulator

Traktionsinverter haben einen direkten Einfluss auf das Fahrerlebnis und erfordern eine präzise Steuerung von Drehzahl und Drehmoment des Traktionsmotors. Ein mit einem isolierten Delta-Sigma-Modulator gekoppelter Shunt liefert dem Controller qualitativ hochwertige Rückkopplungssignale, um das Pulsweitenmodulationsmuster (PWM) für Brückentransistoren festzulegen. Die Implementierung des Digitalfilters ermöglicht es Ingenieuren, die Qualität der Traktionsmotorsteuerungen fein abzustimmen.

Wie in **Abbildung 3** gezeigt, können für FPGA, MCU und DSP mehrere digitale Filter parallel geschaltet werden. Einer der digitalen Filter kann ein hochleistungsfähiger digitaler Filter sein, der präzise Rückkopplungssignale zur Steuerung der Brückentransistoren bereitstellt. Ein weiterer digitaler Filter kann ein digitaler Filter mit kurzer Latenzzeit zum Erkennen von Überlast oder Überstrom sein. Für beide Digitalfilter kann ein Filter dritter Ordnung (sinc^3) mit einem anderen OSR verwendet werden.

Isolierte Verstärker und Modulatoren, Empfehlungen

Tabelle 3 Listet die empfohlenen Bausteine zur Verwendung mit dem isolierten Verstärker und Modulator auf.

Tabelle 3. Empfohlene Bausteine

BAUSTEIN	ISOLIERUNG	BESCHREIBUNG
AMC1306	Verstärkt	Kleiner, isolierter Modulator mit ± 50 mV, ± 250 mV
AMC1305, AMC1305-Q1	Verstärkt	Isolierte Modulatoren mit ± 50 mV, ± 250 mV
AMC1301, AMC1301-Q1	Verstärkt	Isolierte Verstärker mit ± 250 mV
AMC1302, AMC1302-Q1	Verstärkt	Isolierte Verstärker mit ± 50 mV
AMC1311, AMC1311-Q1	Verstärkt	Isolierte Verstärker mit 0 V bis 2 V

Fazit

Isolierte Modulatoren bieten eine höhere Abtastauflösung und -genauigkeit als isolierte Verstärker. Bei der Kombination von isolierten Modulatoren und individuellen Digitalfiltern kann der Ingenieur die Systemlatenz und die Bandbreite mit der Abtastauflösung ausgleichen. Designs auf der Basis isolierter Modulatoren erfordern weniger Komponenten und ermöglichen eine kleinere Designgröße zu einem attraktiven Preis. Isolierte Modulatoren werden dringend für isolierte Messanwendungen empfohlen, bei denen eine hohe Abtastauflösung oder eine kurze Latenzzeit erforderlich sind.

Die ersten Isolationsverstärker von TI mit extrem breiten Luft- und Kriechstrecken

Anwendungshinweis

Verschiedene Industriesysteme wie Motorantriebe, Solar- und Windstromwechselrichter und Automobilsysteme wie Traktionswechselrichter erfordern genaue Spannungs- und Strommessungen bei hohen Gleichtaktspannungen. Die Betriebsspannungen in diesen Systemen werden immer höher, um die Ausgangsleistung und den Gesamtwirkungsgrad zu erhöhen und die Kosten zu senken. Höhere DC-Bus-Spannungen ermöglichen höhere Nennleistungen ohne Erhöhung des Strompegels, wodurch die Kupferkosten gleich bleiben. Dies trägt dazu bei, die Kosten der erzeugten Energie pro Einheit zu senken. Ein weiterer Vorteil der höheren Spannung ist der höhere Wirkungsgrad, da die Gesamtleistung bei höherer Spannung zunehmen kann. Wenn sich der Strom jedoch nicht ändert, bleiben die Leitungsverluste ebenfalls gleich.

Bei Photovoltaikanlagen (PV) gibt es einen Trend zur Aufrüstung von Designs von 1000 V DC-Spannungen auf 1500 V DC-Spannungen, um die Vorteile erhöhter Betriebsspannungen nutzen zu können. Es gibt regulatorische Sicherheitsstandards wie IEC 62109-2 in Photovoltaikanlagen, um potenzielle elektrische Gefahren in Verbindung mit der erhöhten Spannung zu vermeiden.

In Motorantriebssystemen (MD) wird IEC61800-5-1 verwendet, um auf die potenziellen elektrischen Gefahren einzugehen. Stromnetze mit höherer Spannung, wie z. B. 690 V_{AC}, lassen sich kostengünstiger installieren und für Hochleistungsanwendungen betreiben. Sie sind daher häufig in industriellen Umgebungen mit hoher Leistung zu finden.

In Schweißgeräten für den industriellen und professionellen Einsatz legt IEC 60974-1 die Sicherheits- und Leistungsanforderungen der Versorgungs- und Schweißschaltung zum Schutz vor Stromschlägen fest.

Bei Elektrofahrzeugen (EVS) gibt es einen starken Trend zur Erhöhung der Batteriespannung von Elektrofahrzeugen, um das Systemgewicht zu senken, die Ladezeit zu verkürzen und die Reichweite zu erhöhen.

Bedarf an Produkten mit großen Luft- und Kriechstrecken

Bei der Entwicklung dieser Systeme müssen die Ingenieure die relevanten regulatorischen Sicherheitsstandards und verschiedene Anforderungen wie Arbeits- und Transientenspannungen, Verschmutzungsgrad und Höhen berücksichtigen, um die Mindestanforderungen an Luft- und Kriechstrecken zu definieren.

Die meisten Verstärker mit verstärkter Isolierung besitzen ein SOIC-Gehäuse mit weniger als 9 mm Luft- und Kriechstrecken. Verbesserte und breitere Gehäuse verhindern eine Verschlechterung entlang der Gehäuseoberfläche und Lichtbögen durch die Luft zwischen den Pins, was die Qualität der Isolierung gewährleistet. Systeme mit Arbeitsspannungen über 1000 V_{RMS}, Impulsspannungsanforderungen über 8000 V, oder Systeme, die für Höhen über NN von mehr als 2000 m oder für einen Verschmutzungsgrad von 2 oder höher ausgelegt sind, erfordern je nach Überspannungskategorie des entworfenen Systems Luft- und Kriechstrecken von mehr als 9 mm.

Wir stellen vor: AMC1411 und AMC1400 im DWL-Gehäuse (Stretched SOIC)

Um die Anforderungen an höhere Luft- und Kriechstrecken zu erfüllen, hat Texas Instruments eine Familie von Hochleistungsverstärkern mit verstärkter Isolierung herausgebracht, **AMC1411 (Abbildung 5)** und **AMC1400 (Abbildung 6)**.

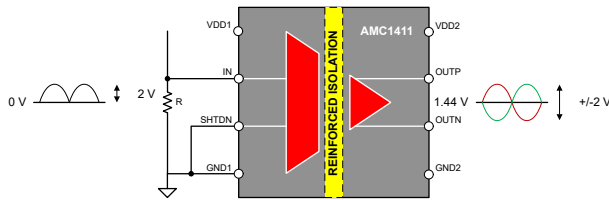


Abbildung 5. Isolierte Spannungsmessung mit AMC1411

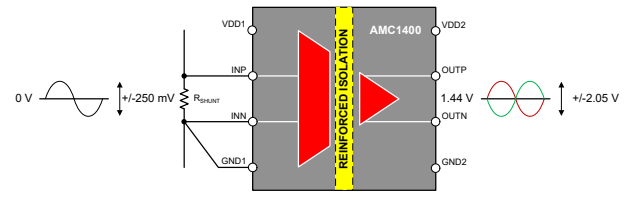


Abbildung 6. Isolierte Strommessung mit AMC1400

Diese Produkte werden in einem gestreckten SOIC (DWL)-Gehäuse (**Abbildung 7**) mit einem Abstand von $\geq 14,7$ mm und einer Kriechstrecke von $\geq 15,7$ mm geliefert und sind speziell für den Einsatz in Umgebungen mit hoher Spannung, großer Höhe über NN und hohem Verschmutzungsgrad ausgelegt.



Abbildung 7. DWL-Gehäuse, 8-poliges SOIC

AMC1411 und AMC1400 bieten eine verstärkte Isolierung von 10600 VPK gemäß DIN VDE V 0884-11 (VIOTM) und eine Isolierung von 7500 Vrms für 1 Minute pro UL1577 (VISO). Die hohe Isolationsspannung und die hohe Gleichtaktstörfestigkeit (CMTI) von 100 kV/ μ s gewährleisten einen zuverlässigen und präzisen Betrieb auch in rauen Industrie- und Automobilumgebungen.

Der Eingangsspannungsbereich von 0-2 V, die hohe Eingangsimpedanz, der niedrige Eingangsruhestrom, die hervorragende Genauigkeit und die geringe Temperaturdrift machen den AMC1411 zu einer Hochleistungslösung für isolierte Spannungserkennung.

Der Eingangsspannungsbereich von ± 250 mV, die sehr geringe Nichtlinearität und die geringe Temperaturdrift machen den AMC1400 zu einer Hochleistungslösung für isolierte Shunt-basierte Strommessung.

AMC1411 und AMC1400 in Motorantrieben

Abbildung 8 zeigt eine 3-Phasen-Motorantriebsanwendung, bei der die DC-Link-Spannung mit dem AMC1411 überwacht wird und den AMC1400, mit dem der phasenintegrierte Motorstrom pro Phase überwacht wird.

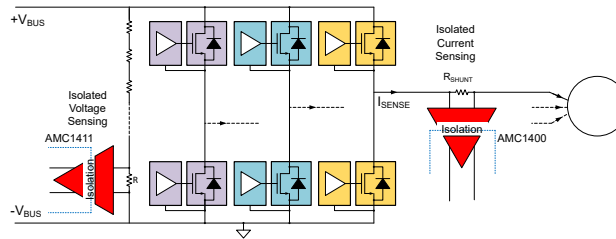


Abbildung 8. AMC1411 und AMC1400 in Motorantrieben

AMC1411 wird zum Messen der DC-Link-Spannung verwendet, die auf ca. 2 V am unteren Widerstand eines Widerstandsteilers mit hoher Impedanz heruntergeteilt wird. Der Ausgang des AMC1411 ist eine analoge Differenzausgangsspannung mit dem gleichen Wert wie die Eingangsspannung, ist aber durch eine verstärkte Isolierungsbarriere galvanisch von der High-Side getrennt.

AMC1400 wird verwendet, um den Phasenmotorstrom zu messen, indem der Spannungsabfall über den Phasenshunt zum Motor gemessen wird.

Weitere Ressourcen

- Erfahren Sie mehr über isolierte Verstärker und Modulatoren in unserer [Videoschulungsreihe](#).
- Lesen diese Whitepaper:
 - „[Qualität und Zuverlässigkeit der AMC130x-Isolierung bei hohen Spannungen.](#)“
 - „[Vergleich isolierter Verstärker und isolierter Modulatoren.](#)“
 - „[Vergleich von Shunt- und Hall-basierten Strommesslösungen in auf der Platine integrierten Ladegeräten und DC/DC-Wandlern.](#)“
- Lesen Sie die Anwendungsbeschreibung [Genauigkeitsvergleich von isolierten Shunt- und Closed-Loop-Strommessung](#).

Auswahlbäume

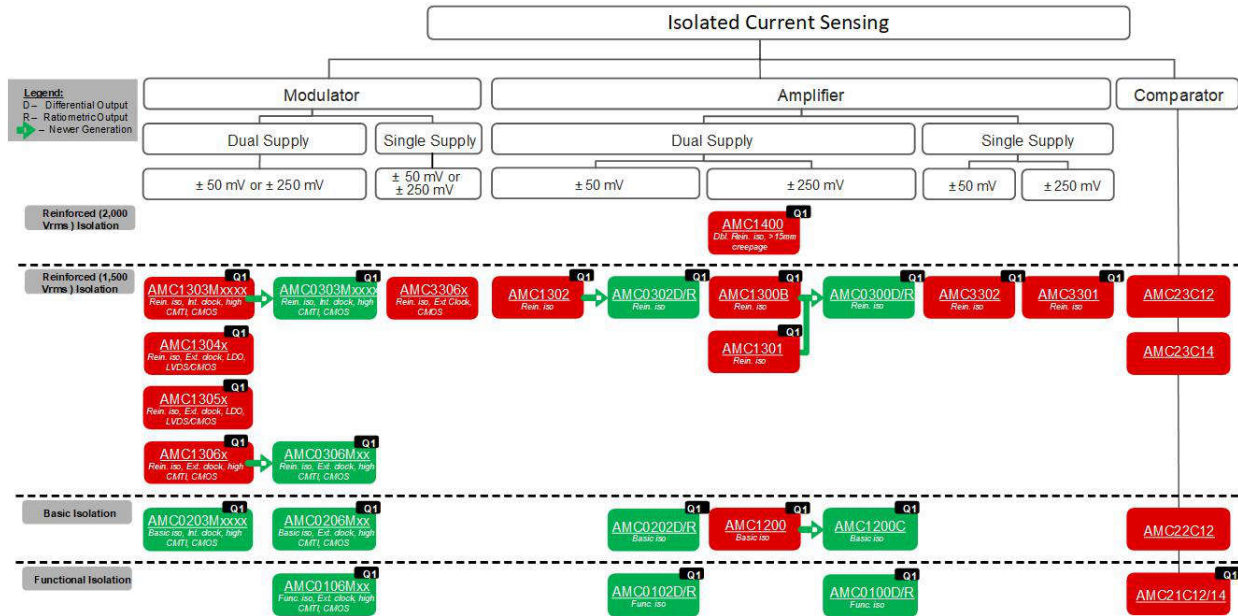


Abbildung 9. Isolierte Strommessung Auswahlbaum

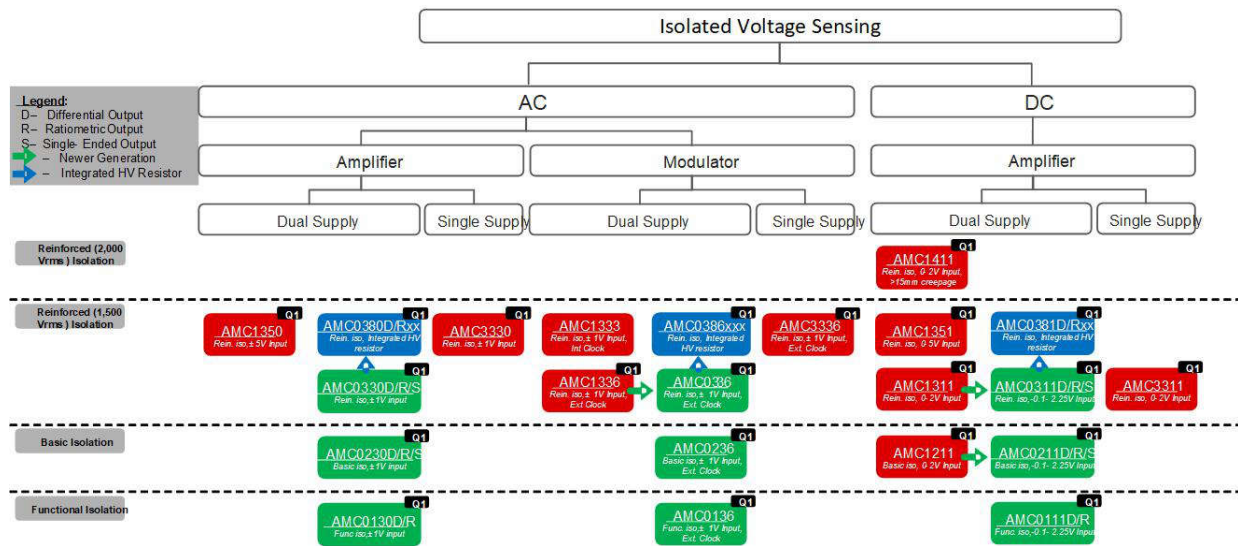


Abbildung 10. Isolierte Spannungserfassung Auswahlbaum

Strommessung

- Shunt-Widerstandsauswahl für isolierte Datenwandler
- Designüberlegungen für die isolierte Strommessung
- Isolierte Strommessschaltung mit ± 50 mV-Eingang und unsymmetrischem Ausgang
- Isolierte Strommessschaltung mit ± 50 mV-Eingang und Differenzausgang
- Isolierte Strommessschaltung mit ± 250 mV Eingangsbereich und unsymmetrischer Ausgangsspannung
- Isolierter Strommessschaltkreis mit ± 250 mV-Eingang und Differenzausgang
- Isolierter Überstromschutzschaltkreis
- Anschluss eines Differenzialausgangsverstärkers (isoliert) an einen A/D-Wandler mit unsymmetrischem Eingang
- Verwendung von AMC3311 zur Stromversorgung des AMC23C11 für isolierte Sensorik und Fehlererkennung
- Isolierte Strommessschaltung mit Frontend-Verstärkungsstufe
- Genauigkeitsvergleich von isolierten Shunt- und Geschlossener Regelkreis-Strommessungen

Shunt-Widerstandsauswahl für isolierte Datenwandler

Einführung

Ein niederohmscher, präziser Inline-Widerstand wird als Shunt-Widerstand bezeichnet. In Hochspannungs-Automobil- und Industrieanwendungen werden Komponenten wie **Hybrid-, Elektro- und Antriebsstrangsysteme , EV-Ladeinfrastruktur, Motorantriebe**, Shunt-Widerstände oft mit einem isolierten Datenwandler gekoppelt, um Ströme zu messen, deren Größe den Rückkopplungsalgorithmus eines Regelkreises steuert und gleichzeitig die digitale Schaltung vor dem Hochspannungsschaltkreis schützt, der Funktionen ausführt. Texas Instruments bietet ein umfassendes Portfolio an **isolierten Verstärkern, isolierten ADC und isolierten Komparatoren** mit einer kapazitiven Isolierungsbarriere an, um Kunden bei der Bewältigung ihrer Anforderungen an die isolierte Datenwandlung zu unterstützen. Die kapazitive Isolationsbarriere von Texas Instruments ermöglicht oftmals eine Betriebsdauer von mehr als 100 Jahren. Weitere Informationen zur kapazitiven Isolierungsbarriere von TI finden Sie unter dem **Isolierungs-Link**.

Wie der **Genauigkeitsvergleich von isolierten Shunt- und Closed-Loop-Strommesslösungen zeigt, ermöglicht die Shunt-basierte Strommessung** branchenführende Genauigkeit, Immunität gegen magnetische Störungen, Langzeitstabilität, hohe Linearität, geringe Offset-Drift, Skalierbarkeit für mehrere Projekte und das alles zu einem attraktiven Preis. Shunts können auf dem Gehäuse montiert, auf der Oberfläche angebracht oder für Durchgangslochanschlüsse auf der Leiterplatte (PCB) verdrahtet sein. Es stehen viele Shunt-Widerstände zur Auswahl. Die Auswahl des richtigen Shunt-Widerstands für eine bestimmte Anwendung ist nicht immer einfach. In dieser Anwendungsbeschreibung werden Shunt-Widerstände, die häufig für die isolierte Strommessung verwendet werden, inklusive der Vor- und Nachteile beschrieben.

Berechnung der Anforderungen an Widerstand und Verlustleistung

Bei der Auswahl eines Shunt-Widerstands besteht der erste Schritt in der Berechnung des erforderlichen Widerstands und der Verlustleistung auf der Grundlage der kontinuierlichen und maximalen Stromgrößen sowie des linearen Vollausschlag-Eingangsspannungsbereichs des isolierten Datenwandlers, wie im Artikel **Designüberlegungen für die isolierte Strommessung** beschrieben. Es muss jedoch darauf geachtet werden, dass die maximale Temperatur der Shunt-Widerstände aufgrund der Eigenerwärmung den im Datenblatt angegebenen Nennwert nicht überschreitet. Unter normalen Bedingungen können Shunt-Widerstände nicht kontinuierlich über zwei Drittel ihres Nennstroms arbeiten, vorausgesetzt, das Design ermöglicht eine ausreichende Wärmeableitung. Die Wärmeableitungstechniken variieren je nach Anwendung und können auf mehrere Arten realisiert werden: Sie können das Gewicht der Lösung vergrößern, die Größe des stromführenden PCB-Pfads oder des Primärleiters erhöhen oder Kühlkörper, Lüfter oder eine erzwungene Luftkühlung einbauen. Wenn die Anwendung keine ausreichende Wärmeableitung zulässt, kann der Shunt-Widerstand unter Umständen nur mit einem Viertel des Nennstroms betrieben werden. Bei Überschreitung dieses Stroms kann eine weitere Verringerung des Widerstands oder eine Erhöhung der Verlustleistung am ausgewählten Shunt-Widerstand erforderlich sein.

Bei oberflächenmontierbaren Widerständen werden etwa 90 % der selbst erzeugten Wärme per Ableitung an die Leiterbahn abgeführt. **Abbildung 11** zeigt, dass die Vergrößerung der stromführenden Leiterbahn eine effektive Technik zur Wärmeableitung ist. Das simulierte thermische Verhalten von oberflächenmontierten 1-m Ω -Widerständen mit Metallelementen, 2.512 (5 W) und 3.920 (8 W) mit natürlicher und erzwungener Luftkühlung. Die Ergebnisse werden

als Shunt-Nennstrom (%) vs. PCB-Größe (mm²) darstellt, wobei die maximale Temperatur des ausgewählten Shunt-Widerstands (170 °C) erreicht wurde.

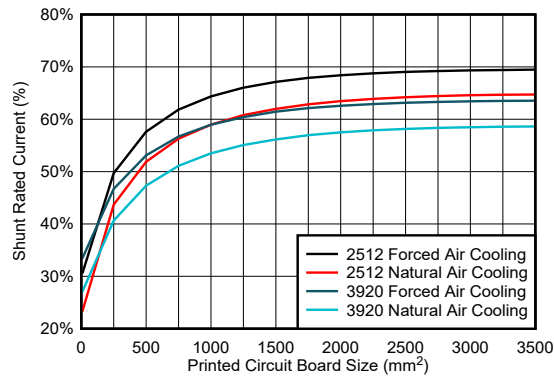


Abbildung 11. Shunt-Nennstrom vs. Platinengröße

Um die Leistung des Shunt-Widerstands in einer Anwendung zu überprüfen, messen Sie die Klemmentemperatur des Shunt-Widerstands während des maximalen Nennbetriebs. Anhand der Leistungs-Derating-Kurve im Datenblatt des Shunt-Widerstands lässt sich überprüfen, ob der Betrieb im angegebenen Bereich liegt. Diese Praxis gewährleistet nicht nur, dass das ohmsche Material die angegebene Höchsttemperatur nicht überschreitet, sondern auch, dass der angegebene Temperaturdrift-Koeffizient gültig ist.

Berücksichtigen Sie bei der Berechnung der erwarteten Ausgangsspannung und Verlustleistung die Größen von Transienten- und Kurzschlussströmen. Die im Datenblatt angegebene kurzzeitige Überlast-Verlustleistung des Shunt-Widerstands darf nicht überschritten werden, da die Gefahr besteht, die physikalischen Eigenschaften des Shunt-Widerstands dauerhaft zu verändern oder eine Unterbrechung zu verursachen. Außerdem muss gewährleistet werden, dass die absolute maximale Eingangsspannung des isolierten Datenwandlers in keinem der beiden Zustände verletzt wird, wie in der Tabelle „Absolute maximale Nennwerte“ des Datenblatts angegeben. Die Eingangspins von isolierten Datenwandlern von Texas Instruments sind typischerweise für Spannungen zwischen –6 V und bis zur Highside-Versorgungsspannung +500 mV gegenüber der Highside-Masse ausgelegt, ohne dass das Risiko einer Beschädigung besteht.

Montage, Konstruktion und Materialarten

Nachdem eine ungefähre Anforderung an Widerstand und Verlustleistung berechnet wurde, müssen zusätzliche Auswahlkriterien berücksichtigt werden, wie in **Tabelle 4** zusammengefasst.

Tabelle 4. Zusammenfassung Der Shunt-Auswahl

Technologie	Metallelement	Metallfolie	Metallelement	Drahtwicklung
Installationsmethode	Oberflächenmontiert	Oberflächenmontiert	Chassismontage	Chassismontage oder verdrahtet
Widerstandsbereich (Ω)	0,1 m – 1	0,5 m – 0,7	25μ – 0,1	R > 5 m
Leistungsbereich (W)	1/16 – 20	1/80 – 10	¼ – 100	½ – 1 k
Toleranzbereich (%)	0,1 – 5	0,01 – 10	0,1 – 1	0,1 – 10
Drift-Bereich (ppm/°C)	15 – 750	0,2 – 1 k	20 – 100	20 – 400
Impulsfähigkeit (C)	Bis zu 275	Bis zu 225	Bis zu 175	275+
Kosten	+	++	+++	+++/+

Oberflächenmontierte Shunt-Widerstände aus Metallelementen sind die beliebteste Wahl für die isolierte Strommessung, weil sie geringe Widerstände, eine hohe Leistung, eine hohe Anfangspräzision bietet, und das alles zu einem attraktiven Preis. Shunt-Widerstandsserien wie CSS2H von Bourns® und WSLP von Vishay® sind gut für die isolierte Strommessung geeignet. Anwendungen, die eine höhere Anfangsgenauigkeit oder eine geringere Temperaturdrift erfordern als Metallelemente sie bieten können, können Metallfolien wie FC4L von Ohmite® in Betracht ziehen; allerdings sind die Verlustleistungen in der Regel niedriger und die Kosten höher als bei Metallelementen. Wenn Sie überlegen, wie das Layout für oberflächenmontierte Widerstände genau aussehen soll, sollten Sie eine Platzierung in der Nähe des isolierten Datenwandlers in Betracht ziehen, mit kurzen und gleichmäßig aufeinander abgestimmten Sensorverbindungen zu den Eingängen, wie in diesem Video zum [Shunt-Widerstand-Layout von Strommessverstärkern](#) von TI Precision Labs erläutert wird. Achten Sie außerdem besonders auf die Gestaltung von Leiterplattenpads für oberflächenmontierte Widerstände mit niedrigem Widerstand ($< 500 \mu\Omega$), wie in diesem [TIE2E™-Blog](#) von TI beschrieben. Abschließend sollte bei der Arbeit mit dem Leiterplattenhersteller überprüft werden, ob der richtige Löt-aufschmelzprozess verwendet wurde, da eine falsche Installation aufgrund des Lötkontaktwiderstands an den Pads, einer unsymmetrischen Wärmeableitung während des Betriebs oder einer Unterbrechung zu einem hohen Anfangsfehler führen kann.

Widerstände für die Chassismontage werden häufig in Anwendungen verwendet, bei denen hohe Ströme erforderlich sind, da diese Widerstände den Einbau von Leitern in Leitungen ermöglichen und die selbst erzeugte Wärme nicht auf die Leiterplatte ableiten. Chassis-montierte Widerstände aus Metallelementen ermöglichen Widerstände von nur $25 \mu\Omega$ und eine Wattzahl von bis zu 100 W, während Chassismontierte Drahtwiderstände eine außergewöhnliche Impulsleistung bieten. Achten Sie bei der Installation besonders darauf, dass Schrauben, Nieten oder Crimpverbindungen der Primäranschlüsse mit dem richtigen Drehmoment angezogen werden, da der Primärleitung ein zusätzlicher Widerstand hinzugefügt werden kann, der zu unnötiger oder unsymmetrischer Verlustleistung und Analogfehlern führt. Weitere Informationen erhalten Sie vom Hersteller des Widerstands für die Chassismontage.

Für Anwendungen, die höchste Genauigkeit erfordern, sollten Sie vier Klemmen-Shunt-Widerstände mit differenziellen Messanschlüssen unabhängig von den Primärstromführern (Kelvin-Verbindungen) in Betracht ziehen. Kelvin-Verbindungen bieten aufgrund der geringeren Temperaturdrift in den Leitungen des Sensorelements eine höhere Genauigkeit als zwei Terminal-Shunts. Allerdings sind die Kosten in der Regel höher und es besteht ein zusätzliches Risiko, da bei falscher Installation der Primärstrom durch die Sensorverbindungen fließen und dadurch der isolierte Datenwandler beschädigt werden kann. Temperaturmessungen vor Ort am Shunt-Widerstand können auch durchgeführt werden, um in regelmäßigen Abständen eine Kalibrierungstabelle zu aktualisieren, da die meisten Shunt-Widerstände eine relativ vorhersehbare Änderung des Widerstands über die Temperatur bieten. Sie bieten eine außergewöhnlich hohe Genauigkeit trotz Änderungen der Umgebungstemperatur oder Eigenerwärmung aufgrund der Verlustleistung.

Fazit

Durch die Kombination des richtigen Shunt-Widerstands mit einem [isolierten Verstärker](#), einem [isolierten ADC](#) oder einem [isolierten Komparator](#) von TI lassen sich Messergebnisse erzielen, die sich durch branchenführende Genauigkeit, Immunität gegen magnetische Störungen, Langzeitstabilität, hohe Linearität, geringe Drift, Skalierbarkeit für mehrere Projekte und einen attraktiven Preis auszeichnen.

Designüberlegungen für die isolierte Strommessung

Industrie- und Automobilanwendungen wie On-Board-Ladegeräte, Stringwechselrichter und Motorantriebe erfordern eine isolierte Strommessung, um den Rückkopplungsalgorithmus für den Stromregelkreis anzusteuern und gleichzeitig die digitale Schaltung vor dem Hochspannungsschaltkreis zu schützen, der eine Funktion ausführt.

Aufgrund ihrer hohen Leistung eignen sich isolierte Verstärker hervorragend zur Übertragung von Strommessdaten über die Isolierungsbarriere. Die Auswahl des richtigen isolierten Verstärkers ist jedoch nicht immer ganz einfach. Bei der Auswahl eines isolierten Verstärkers sind diverse Aspekte zu berücksichtigen, beispielsweise die Spezifikationen der Isolierung, die Highside-Speisung und der Eingangsspannungsbereich. Dieser Artikel behandelt jedes dieser Entscheidungskriterien im Detail, um Ihnen bei der Auswahl eines isolierten Verstärkers zu helfen, der für ein bestimmtes System am besten geeignet ist.

Die erste Entscheidung bei der Auswahl eines Bausteins für die isolierte Strommessung besteht darin, den erforderlichen Isolierungsgrad zu ermitteln. Es gibt zwei Stufen der Isolation: die grundlegende und die verstärkte Isolierung. Die erforderliche Isolationsstufe wird durch die Systemarchitektur und Endgeräte-Standards wie IEC 61800 (International Electrotechnical Commission) für Motorantriebe und IEC 60601 für medizinische Geräte festgelegt.

Hier sind die wichtigsten Spezifikationen, die die Leistung der Isolierungsbarriere quantifizieren:

- Die Arbeitsspannung der Isolierung ist die in der quadratischen Wurzelmittelspannung definierte maximale Spannung, die der isolierte Verstärker während seiner gesamten Lebensdauer kontinuierlich verarbeiten kann.
- Die Gleichtakt-Transientenfestigkeit beschreibt die maximale Änderungsrate der Massepotenzialdifferenz, die der isolierte Verstärker fehlerfrei überstehen kann.
- Die transiente Überspannung der Isolierung ist die Spannung, die in der Spitze-zu-Spitze-Spannung definiert ist, die der isolierte Verstärker 60 Sekunden lang tolerieren kann.
- Die Bemessungsgröße der Stoßspannung (Impulsspannung) gemäß IEC 60065 ist die 1,2-/50- μ s-Spannungsmagnitude, die der isolierte Verstärker ohne Ausfall tolerieren kann.

Einige Endgerätehersteller lassen ihre Produkte von Dritten zertifizieren, um sicherzustellen, dass sie die Isolierungsspezifikationen erfüllen. Isolierte Verstärker werden nicht gemäß diesen Spezifikationen selbst gemessen, da sie Komponenten im Inneren von Endgeräten sind. Für sie gelten die Standards für Endgeräte nur indirekt. Stattdessen werden Komponenten anhand von Zertifizierungen auf Bausteinebene, wie z. B. durch das Deutsche Institut für Normung e.V., den (DIN) Verband Deutscher Elektrotechniker (VDE) V 0884-11 und die Underwriters Laboratories (UL) 1577 gemessen. Wie in den IEC-Normen angegeben, erfordern Bausteine, die Anforderungen gemäß den geltenden Normen auf Komponentenebene erfüllen und gleichwertige Anforderungen haben, keine separate Evaluierung. Dies gilt auch für die Normen des Comité International Spécial des Perturbations Radio (CISPR) für elektromagnetische Störungen (EMI). Siehe [1] zur Leistung der abgestrahlten Emissionen für isolierte Verstärker von Texas Instruments (TI).

Für eine optimale Leistung werden das Layout und die Anwendungspraktiken, wie im bausteinspezifischen Datenblatt dargestellt, empfohlen. [2] umfasst eine Liste der Zertifizierungen auf Bausteinebene für isolierte Verstärker von TI.

Die nächste Entscheidung bei der Auswahl eines isolierten Verstärkers ist die Frage, wie er auf der Highside der Isolierungsbarriere mit Strom versorgt werden soll.

Denken Sie beim Design dieses Teils der Schaltung daran, dass die Highside-Versorgungsspannung mit der Gleichtakt-Eingangsspannung des gemessenen Stroms potenzialfrei sein muss. Das bedeutet, dass für mehrphasige Strommessungen jede einzelne Phase einen eigenen isolierten Verstärker mit eigener Highside-Stromversorgung benötigt. Ein falsches Design des Spannung führenden Stromversorgungsschaltkreises kann dazu führen, dass die absoluten maximalen analogen Eingangsspannungswerte überschritten werden, was zu dauerhaften Schäden am Baustein führen kann.

Es gibt drei wichtige Designoptionen für die Stromversorgung der Spannung führenden Seite eines isolierten Verstärkers.

Hier die erste Designoption: Entwickeln Sie einen diskreten isolierten Transformatorschaltkreis, der die Spannung von der Lowside an die Highside des isolierten Verstärkers liefern kann. Bei dieser Methode müssen Sie einen isolierten Transformator, einen Transformatortreiber wie den SN6501 von TI und einen Low-Dropout-Regler wie den TLV704 von TI auswählen. Dieser Ansatz ist zwar einfach zu entwickeln, erfordert jedoch eine große Platinenfläche und etliche verschiedene Komponenten. **Abbildung 12** zeigt eine Beispielimplementierung im oberen Teil des Evaluierungsmoduls (EVM) AMC1300.

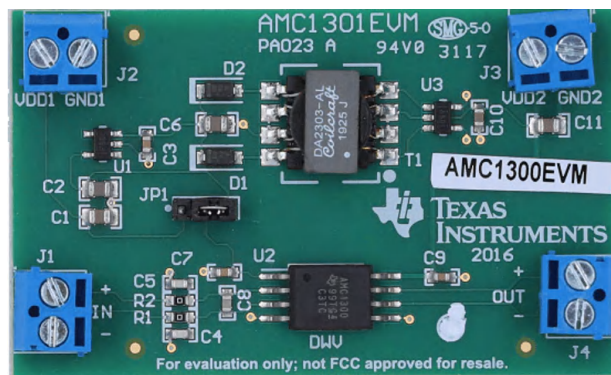


Abbildung 12. Das AMC1300 EVM mit einem isolierten Transformator.

Die zweite Designoption, dargestellt in **Abbildung 13**, verwendet die potenzialfreie Highside-Gate-Treiberversorgungsspannung (normalerweise 15 V) und einen Shunt-Regler wie eine Zener-Diode, um die Spannung bis zu einem unteren Wert von 5 V zu regeln. Beispiele für dieses Design sind in den Datenblättern des Bausteins dargestellt. Hier finden Sie beispielsweise den verstärkten isolierten Verstärker AMC1300B-Q1. Diese Designoption ist zwar wirtschaftlich und effektiv, aber Layoutbeschränkungen und parasitäre Impedanzen zwischen der Gate-Treiber-Versorgungs-Masse-Referenz und der Verstärker-Masse-Referenz können zu Fehlern bei der Eingangsspannung und Transientenfehlern führen.

Die dritte und einfachste Designoption, wie in **Abbildung 14** gezeigt, verwendet einen Baustein mit einem integrierten DC/DC-Wandler. Isolierte Verstärker mit integrierten DC/DC-Wandlern wie dem AMC3302 von TI, helfen dabei, die Größe und die Komplexität der Lösung erheblich zu reduzieren. Sie können mit diesem Design die Systemkosten senken. Es bietet eine hervorragende Wandlungseffizienz und ermöglicht die flexible Platzierung des Shunt-Widerstands.[4]

Die letzte Entscheidung bei der Auswahl eines Isolierverstärkers ist die Auswahl des Eingangsspannungsbereichs des Bausteins. Die meisten isolierten Verstärker, die für die Strommessung optimiert sind, verfügen über Optionen für einen linearen Eingangsspannungsbereich von ± 50 mV oder ± 250 mV. Die Bestimmung des richtigen Eingangsspannungsbereichs für die Anwendung hängt von der Größe des zu messenden Stroms und der Größe des Shunt-Widerstands ab. Im Allgemeinen benötigen Systeme mit hohen Stromstärken in der Regel einen isolierten

Verstärker mit einem kleineren Eingangsbereich, wie z. B. ± 50 mV. Systeme mit relativ geringen Stromstärken können von dem etwas größeren Eingangsspannungsbereich von ± 250 mV profitieren, der ein höheres Signal-Rausch-Verhältnis ermöglicht

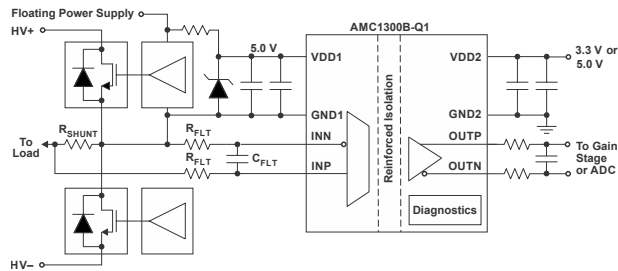


Abbildung 13. Der AMC1300B-Q1 mit potenzialfreier Stromversorgung.

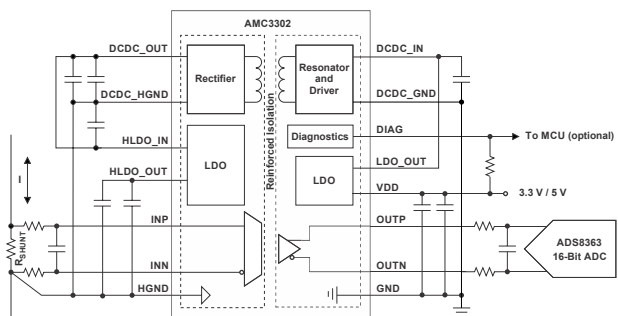


Abbildung 14. Der AMC3302 isolierte Verstärker mit einem internen DC/DC-Wandler.

Bei der Auswahl des Eingangsspannungsbereichs sind zwei Gleichungen zu beachten: Das Ohmsche Gesetz (siehe [Gleichung 1](#)) und die in einem Widerstand verbrauchte Leistung (siehe [Gleichung 2](#)):

$$V = I \times R \tag{1}$$

$$P = I^2 \times R \tag{2}$$

Diese beiden Gleichungen regeln den Kompromiss zwischen der Maximierung des Vollausschlag-Eingangsbereichs des isolierten Verstärkers und der Menge der im Shunt-Widerstand verbrauchten Leistung. [Gleichung 1](#) berechnet den Spannungsabfall am Shunt-Widerstand, wenn Werte für Strom und Widerstand eingegeben werden. Versuchen Sie, diesen Spannungsbereich so nah wie möglich an den vollen Eingangsspannungsbereich des isolierten Verstärkers anzupassen, da eine Abweichung zwischen den beiden Werten zu einem direkten Verlust bei der Auflösung führt.

[Gleichung 2](#) quantifiziert die im Shunt-Widerstand verbrauchte Leistung. Dies ist wichtig, da Shunt-Widerstände durch Selbsterwärmung zu driften beginnen (gemäß ihrer Temperaturdrift-Spezifikation), sobald die über den Widerstand abgegebene Leistung die Hälfte der Nennverlustleistung erreicht, was zu einem Verstärkungsfehler führt. Um eine übermäßige Shunt-Drift durch Eigenerwärmung zu vermeiden, empfiehlt es sich, die Nennverlustleistung des Shunt-Widerstands auf höchstens ein Achtel der Nennverlustleistung zu begrenzen.

Wenn zum Beispiel ein Nennstrom von 18 A und ein maximaler Strom von 52 A gefordert wird. Mit dem Wissen, dass es zwei Optionen für den linearen Eingangsspannungsbereich (± 50 mV und ± 250 mV) und den maximalen Strom gibt, es ist möglich, für beide Optionen ideale Shunt-Widerstandswerte zu berechnen, um den vollen Eingangsbereich zu erreichen:

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

Ermitteln der nächstgelegenen Standard-Shunt-Widerstandswerte:

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

Durch Einstellen dieser Werte an **Gleichung 1** kann der resultierende Spannungsabfall am Shunt-Widerstand berechnet werden:

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

Beachten Sie, dass der Widerstandswert aus der Idealberechnung zum nächstgelegenen Standardwert leicht angestiegen ist, was zu einem Vollausschlag-Eingangsspannungsbereich führt, der größer ist als der lineare Vollausschlag-Eingangsbereich des isolierten Verstärkers. Das bedeutet, dass bei der vollen Stromstärke die resultierende Spannungsgröße nicht mehr im linearen Bereich des Eingangsspannungsbereich des isolierten Verstärkers liegt. Isolierte Verstärker verfügen oft über einen zusätzlichen Eingangsspannungsbereich, der über den linearen Eingangsspannungsbereich hinausgeht, bevor sie anfangen zu klammern. Innerhalb dieses Bereichs – in der Regel bis zu $\pm 280 \text{ mV}$ für $\pm 250\text{-mV}$ -Bausteine und $\pm 56 \text{ mV}$ für $\pm 50\text{-mV}$ -Bausteine – ist die Genauigkeit des isolierten Verstärkers nicht im Datenblatt angegeben. Der isolierte Verstärker gibt jedoch weiterhin eine Spannung mit einer Genauigkeit aus, die dem linearen Bereich ähnelt. Dies kann für einige Anwendungen akzeptabel sein, wenn die Genauigkeitsanforderung für die maximale Stromstärke im Vergleich zu den Nennwertmessungen gelockert wird.

Verwenden Sie als Nächstes die Standardwiderstandswerte und die Nennstromstärken, um die Verlustleistung des Shunt-Widerstands zu berechnen, wobei angenommen wird, dass die Nennleistung des Shunt-Widerstands 3 W beträgt.

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

Für die Berechnung des $\pm 50\text{-mV}$ -Bausteins beträgt die Nennverlustleistung weniger als ein Achtel der Verlustleistung. Dieser Shunt-Widerstand sollte beim Messen des Nennstroms nicht wesentlich durch Eigenerwärmung driften. Die Berechnung für den $\pm 250 \text{ mV}$ -Baustein führt zu einer Verlustleistung, die mehr als die Hälfte der Nennverlustleistung beträgt, was bedeutet, dass bei der Messung des Nennstrombereichs eine signifikante Temperaturdrift bestehen kann.

Zusätzliche Maßnahmen können ergriffen werden, um die Wärmeableitung im Shunt-Widerstand zu reduzieren. Sie können z. B. größere Platinenebenen formen oder Kühlkörper oder Lüfter verwenden. Bei Anwendungen mit sehr hohen Strömen kann der Eingangsbereich maximiert werden, indem ein Operationsverstärker verwendet wird, um das Eingangssignal so zu verstärken, dass es dem vollen Eingangsbereich des isolierten Verstärkers entspricht. Dieses Verfahren wird in [5] verwendet.

Für die meisten Anwendungen, die hohe Nennstromstärken messen, empfiehlt es sich, einen isolierten Verstärker wie den AMC1302 oder AMC3302 von TI mit einem kleineren Eingangsspannungsbereich von $\pm 50 \text{ mV}$ zu verwenden.

Im letzten Schritt wird bestätigt, dass die Verlustleistung bei maximaler Stromstärke die Nennverlustleistung des Shunt-Widerstands nicht überschreitet, da eine Überschreitung der Nennverlustleistung den Shunt-Widerstand dauerhaft beschädigen könnte.

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

Um Messergebnisse ähnlich dem Beispiel anzuzeigen, siehe [6].

Fazit

Beim Entwurf einer isolierten Strommessschaltung in Endgeräten wie On-Board-Ladegeräten, Stringinvertern und Motorantrieben müssen bei der Auswahl eines isolierten Verstärkers viele Kriterien berücksichtigt werden. Wichtige Aspekte, denen Beachtung geschenkt werden muss, sind die Isolationsspezifikationen, die Highside-Stromquelle und der Eingangsspannungsbereich. Mit dem richtigen isolierten Verstärker, der die Systemanforderungen erfüllt, kann eine Lösung entwickelt werden, ohne die Endgeräte-Zertifizierung bestehen zu müssen. Die absoluten maximalen analogen Eingangsspannungswerte werden bei der Entwicklung einer solchen Lösung nicht überschritten und auch der Shunt-Widerstand überhitzt nicht durch übermäßige Selbsterwärmung.

Quellennachweise

1. Alex Smith, „[Best in Class Radiated Emissions EMI Performance with the AMC1300B-Q1 Isolated Amplifier](#)“ ([Best in Class EMI-Strahlungsemissionsleistung mit dem isolierten Verstärker AMC1300B-Q1](#)), Anwendungsbericht, Juni 2020.
2. „[Isolated amplifiers – Certifications](#)“ (Zertifizierungen für isolierte Verstärker), für Produkte von Texas Instruments
3. [AMC1300 Evaluierungsmodul \(EVM\)](#), Texas Instruments
4. Ravi Kiran Raghavendra, „[Simplify your isolated current and voltage sensing designs with single-supply isolated amplifiers and ADCs](#)“ (Vereinfachen Sie Ihre isolierten Strom- und Spannungsmessungsdesigns mit isolierten Single-Supply-Verstärkern und ADCs). Technischer Artikel zu TI E2E™ Support-Foren, 26. Oktober 2020.
5. „[Shunt-based, 200A Peak Current Measurement Reference Design Using Isolation Amplifier](#)“ (Shunt-basiertes Referenzdesign zur Strommessung mit Isolationsverstärker), Texas Instruments (TIDA-00445), März 2016.
6. Smith, Alex., „[Accuracy Comparison of Isolated Shunt and Closed-Loop Current Sensing](#)“ (Genauigkeitsvergleich von isolierter Shunt- und Closed-Loop-Strommessung), Anwendungsbeschreibung, September, 2020.

Verwandte Websites

Referenzdesigns:

- [Integrierte Schaltkreise und Referenzdesigns für auf der Platine integrierte \(OBC\) und drahtlose Ladegeräte](#)
- [Integrierte Schaltkreise und Referenzdesigns für Solarstranginverter](#)
- [Blockdiagramme, Referenzdesigns und Produkte für Motorantriebssysteme](#)

Produktinformationen:

- [Isolator-Lösungen von Texas Instruments](#)
- [AMC1300B-Q1](#)
- [AMC1302-Q1](#)
- [AMC3302](#)

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

Isolierte Strommessschaltung mit ± 50 mV-Eingang und unsymmetrischem Ausgang

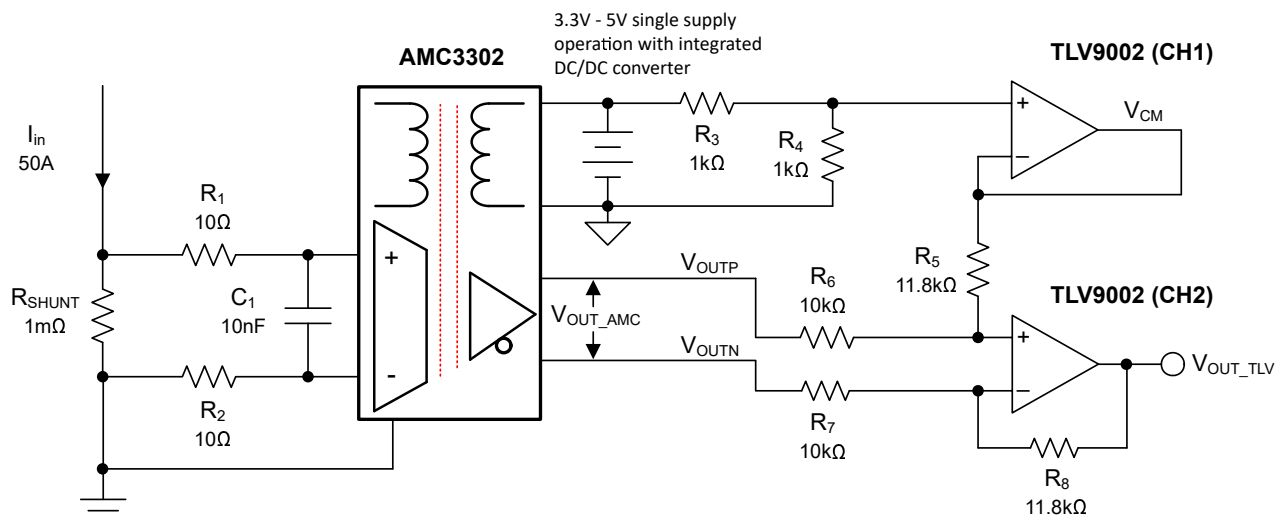
Designziele

Stromquelle		Eingangsspannung		Ausgangsspannung	Einzelne Stromversorgung
$I_{IN\ MIN}$	$I_{IN\ MAX}$	$V_{IN\ DIFF,\ MIN}$	$V_{IN\ DIFF,\ MAX}$	$V_{OUT\ SE}$	V_{DD}
-50 A	50 A	-50 mV	50 mV	55 mV bis 4,945 V	5 V

Designbeschreibung

Dieser isolierte bidirektionale Strommessschaltkreis mit einzelner Stromversorgung kann Lastströme von -50 A bis 50 A genau messen. Der lineare Bereich des Eingangs beträgt -50 mV bis 50 mV mit einem differentiellen Ausgangsspannungshub von $-2,05$ V bis $2,05$ V und einer Gleichtaktspannung am Ausgang (V_{CM}) von $1,44$ V. Die Verstärkung des isolierten Verstärkerschaltkreises ist auf 41 V/V festgelegt. Eine Sekundärverstärkerstufe mit **TLV9002** wandelt die differentielle Ausgangsspannung in eine einseitig geerdete Ausgangsspannung von 55 mV bis $4,945$ V um. Die gesamte Signalkette arbeitet auf einer einzigen $5,0$ V-Schiene.

Dieser Schaltkreis eignet sich für viele industrielle Hochspannungsanwendungen wie **Solarwechselrichter**, **Motorantriebe** und **Schutzrelais**. Die Gleichungen und Erklärungen zur Komponentenauswahl in diesem Design können auf der Grundlage der Anforderungen und Systemspezifikationen des Endgerätes angepasst werden.



Designhinweise

1. Der AMC3302 wurde aufgrund seiner Genauigkeit, des Eingangsspannungsbereichs und der Anforderungen an die einzelne Low-Side-Stromversorgung des Bausteins ausgewählt.
2. Der TLV9002 wurde aufgrund seiner niedrigen Kosten, geringen Offset, kleinen Größe und zwei Kanäle ausgewählt.
3. Wählen Sie eine rauscharme Quelle mit niedriger Impedanz für AVDD, die den TLV9002 und AMC3302 versorgt sowie die Gleichtaktspannung für den unsymmetrischen Ausgang bereitstellt.
4. Für höchste Genauigkeit verwenden Sie einen Präzisions-Shunt-Widerstand mit niedrigem Temperaturkoeffizienten.
5. Wählen Sie den Strom-Shunt für den erwarteten Spitzenstrom am Eingang.
6. Für einen kontinuierlichen Betrieb sollten die Shunt-Widerstände unter normalen Bedingungen gemäß IEEE-Standards nicht mit mehr als zwei Dritteln des Nennstroms betrieben werden. Für Anwendungen mit strengen Verlustleistungsanforderungen kann eine weitere Reduzierung des Shunt-Widerstands oder eine Erhöhung der Nennleistung erforderlich sein.
7. Verwenden Sie die richtigen Widerstandsteilerwerte, um die Gleichtaktspannung entsprechend einzustellen.
8. Wählen Sie die richtigen Werte für die Verstärkungseinstellwiderstände auf Kanal 2 von TLV9002, damit der unsymmetrische Ausgang über einen geeigneten Ausgangsspannungshub verfügt.

Designschritte

1. Bestimmen Sie die Übertragungsgleichung anhand des Eingangsstrombereichs und der festen Verstärkung des Isolationsverstärkers.

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

2. Bestimmen Sie den maximalen Shunt-Widerstandswert.

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

3. Bestimmen Sie die minimale Verlustleistung des Shunt-Widerstands.

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

4. Zur Anbindung an einen 5 V-ADC können der AMC3302 und der TLV9002 beide mit 5 V betrieben werden, sodass eine einzelne Stromversorgung verwendet werden kann.
5. Kanal 1 von TLV9002 wird zur Einstellung der 2,5 V-Gleichtaktspannung des unsymmetrischen Ausgangs von Kanal 2 verwendet. Bei einer 5 V-Versorgung kann ein einfacher Widerstandsteiler verwendet werden, um 5 V auf 2,5 V zu teilen. Mit 1 k Ω für R₄ kann R₃ mit der folgenden Gleichung berechnet werden.

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

6. Der TLV9002 ist ein Rail-to-Rail-Operationsverstärker. Der Ausgang des TLV9002 kann jedoch maximal 55 mV von seinen Versorgungsschienen schwingen. Aus diesem Grund sollte der unsymmetrische Ausgang von 55 mV auf 4,945 V (4,89 V_{pk} zu Spitze) schwingen.

7. Die Ausgänge V_{OUTP} und V_{OUTN} des AMC3302 sind 2,05 Vpk-Spitze, 180 Grad phasenverschoben und haben eine Gleichtaktspannung von 1,44 V. Deshalb beträgt der Differenzausgang $\pm 2,05$ V oder 4,1 Vpk-Spitze. Damit die Ausgangsbeschränkungen von TLV9002 nicht versteinert werden, muss der Ausgang von AMC3302 um den Faktor 4,89 / 4,1 verstärkt werden. Wenn $R_6 = R_7$ und $R_5 = R_8$ ist, kann die folgende Übertragungsfunktion zur Berechnung von R_5 und R_8 verwendet werden.

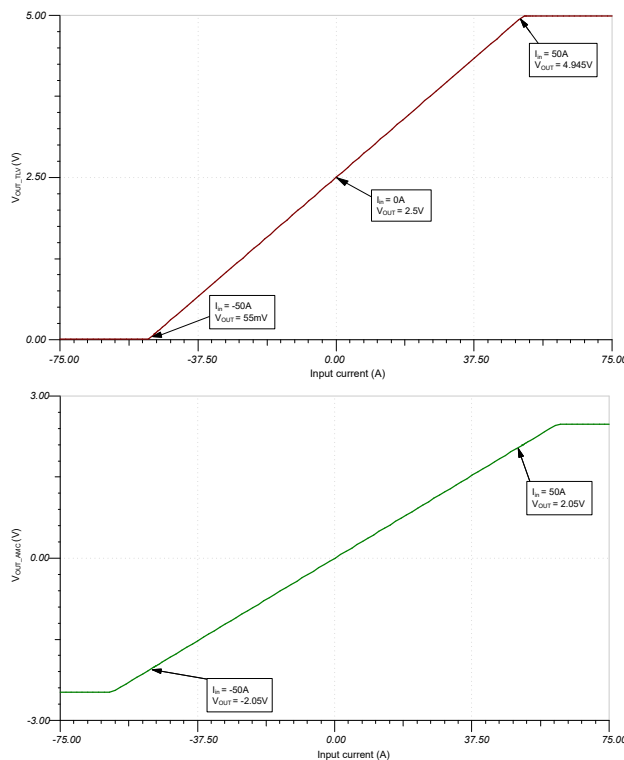
$$V_{OUT} = (V_{OUTP} - V_{OUTN}) \times \left(\frac{R_{5,8}}{R_{6,7}} \right) + V_{CM}$$

8. Unter Verwendung des zuvor berechneten Ausgangsspannungshubs des TLV9002 und wenn R_6 und R_7 auf 10 k Ω gesetzt werden, können R_5 und R_8 mit der folgenden Gleichung auf 11,93 k Ω berechnet werden. Um die Standardwiderstandswerte zu berücksichtigen, verwenden Sie stattdessen 11,8 k Ω -Widerstände.

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

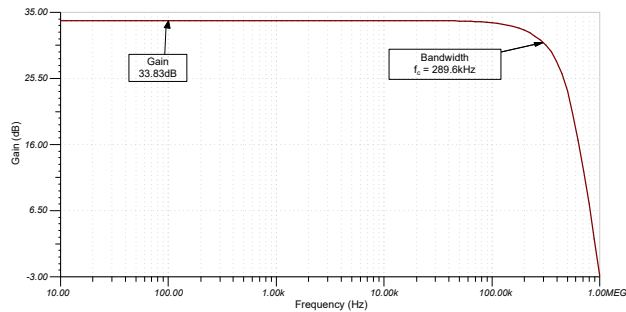
DC-Übertragungskennlinie

Die folgenden Diagramme zeigen die simulierten DC-Eigenschaften des unsymmetrischen Ausgangs des Verstärkers TLV9002 und des Differenzausgangs AMC3302. Beide Diagramme zeigen, dass die Ausgänge bei ± 50 A linear sind.



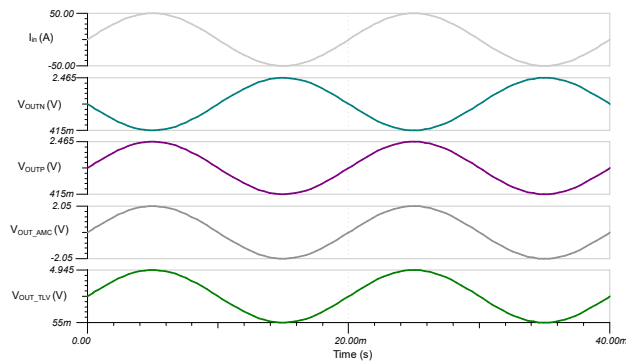
Ergebnisse der AC-Simulation im geschlossenen Regelkreis

Die folgende AC-Abtastung zeigt die Wechselstromübertragungskennlinie des unsymmetrischen Ausgangs. Da der AMC3302 eine Verstärkung von 41 V/V aufweist und eine Verstärkung von 1,2 V/V mit der Umwandlung von differenziell in unsymmetrisch erfolgt, ist die im Folgenden dargestellte Verstärkung von 33,83 dB zu erwarten.



Ergebnisse für Transientensimulation

Die folgende Transientensimulation zeigt die Ausgangssignale des AMC3302 und TLV9002 von -50 A bis 50 A. Der Differenzausgang des AMC3302 beträgt wie erwartet $\pm 2,05$ Vpk-Spitze und der unsymmetrische Ausgang beträgt 4,89 Vpk-Spitze und schwingt von 55 mV bis 4,945 V.



Designreferenzen

Eine umfassende Schaltkreisbibliothek von TI finden Sie in [Analog Engineer's Circuit Cookbooks](#).

Anwendungshinweis von Texas Instruments: [Anbindung eines \(isolierten\) Verstärkers mit Differenzausgang an einen A/D-Wandler mit unsymmetrischem Eingang](#).

Design empfohlener Isolationsverstärker

AMC3302	
Arbeitsspannung	1200 V _{RMS}
Verstärkung	41 V/V
Bandbreite	TYP mit 340 kHz
Linearer Eingangsspannungsbereich	±50 mV
AMC3302	

Design von Differenzial- zu unsymmetrischen Verstärkern

TLV9002	
V _{CC}	1,8 V bis 5,5 V
V _{inCM} , V _{out}	Rail-to-Rail
V _{os}	≤400 μV
I _Q	60 μA
UGBW	1 MHz
SR	2 V/μs
TLV9002	

Design alternativer Isolationsverstärker

AMC3301	
Arbeitsspannung	1200 V _{RMS}
Verstärkung	8,2 V/V
Bandbreite	TYP mit 334 kHz
Linearer Eingangsspannungsbereich	±250 mV
AMC3301	

Design eines alternativen Differenzial- zu unsymmetrischem Verstärker

TLV6002	
V _{CC}	1,8 V bis 5,5 V
V _{inCM} , V _{out}	Rail-to-Rail
V _{os}	≤750 μV
I _Q	75 μA
UGBW	1 MHz
SR	0,5 V/μs
TLV6002	

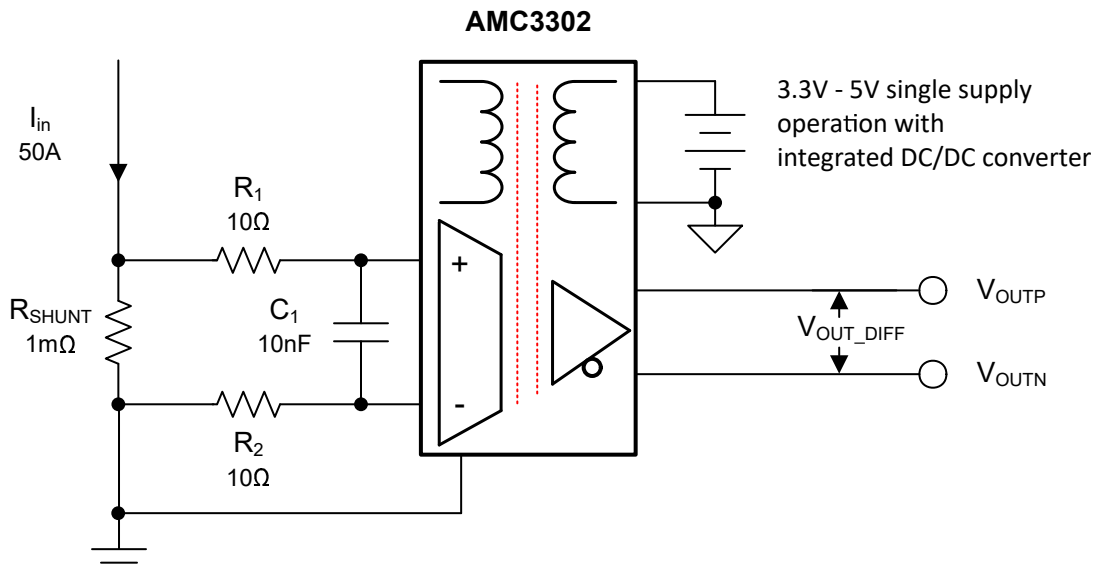
Isolierte Strommessschaltung mit ± 50 mV-Eingang und Differenzausgang

Designziele

Stromquelle		Eingangsspannung		Ausgangsspannung		Einzelne Stromversorgung
$I_{IN\ MIN}$	$I_{IN\ MAX}$	$V_{IN\ DIFF,\ MIN}$	$V_{IN\ DIFF,\ MAX}$	$V_{OUT\ DIFF,\ MIN}$	$V_{OUT\ DIFF,\ MAX}$	V_{DD}
-50 A	50 A	-50 mV	50 mV	-2,05 V	2,05 V	5 V

Designbeschreibung

Dieser isolierte bidirektionale Strommessschaltkreis mit einzelner Stromversorgung kann Lastströme von -50 A bis 50 A genau messen. Der lineare Bereich des Eingangs beträgt -50 mV bis 50 mV mit einem differentiellen Ausgangsspannungshub von $-2,05$ V bis $2,05$ V und einer Gleichtaktspannung am Ausgang (V_{CM}) von $1,44$ V. Die Verstärkung des isolierten Verstärkerschaltkreises ist auf 41 V/V festgelegt. Das Design erfordert eine Arbeitsspannung von 1200 V, um die Bediener-sicherheit in einer Hochspannungsanwendung zu gewährleisten.



Designhinweise

1. Der AMC3302 wurde aufgrund seiner hohen Genauigkeit, seines kleinen Eingangsspannungsbereichs und der Anforderung der Anwendung an eine einzelne Low-Side-Stromversorgung ausgewählt.
2. Wählen Sie eine rauscharme Quelle mit niedriger Impedanz für VDD, die den AMC3302 versorgt.
3. Für Messungen höchster Genauigkeit wählen Sie einen Präzisions-Shunt-Widerstand mit einem niedrigen Temperaturkoeffizienten.
4. Wählen Sie den Strom-Shunt-Widerstand anhand des erwarteten Spitzeneingangsstrompegels aus.
5. Um einen kontinuierlichen Betrieb zu gewährleisten, sollten Shunt-Widerstände nicht mit mehr als zwei Dritteln des Nennstroms unter normalen Bedingungen gemäß IEEE-Standards betrieben werden. Für Anwendungen mit strengen Verlustleistungsanforderungen kann eine weitere Reduzierung des Shunt-Widerstands oder eine Erhöhung der Nennleistung erforderlich sein.

Designschritte

1. Bestimmen Sie die Übertragungsgleichung anhand des Eingangsstrombereichs und der festen Verstärkung des Isolationsverstärkers.

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

2. Bestimmen Sie den maximalen Shunt-Widerstandswert.

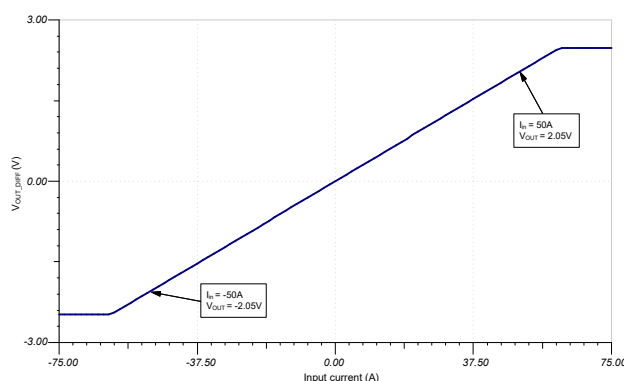
$$R_{shunt} = \frac{V_{inMax}}{I_{inMax}} = \frac{50 \text{ mV}}{50 \text{ A}} = 1 \text{ m}\Omega$$

3. Bestimmen Sie die minimale Verlustleistung des Shunt-Widerstands.

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

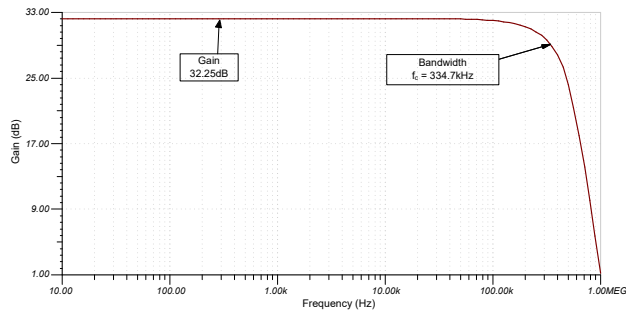
DC-Übertragungskennlinie

Die folgenden Diagramme zeigen die simulierten DC-Eigenschaften des Differenzausgangs AMC3302. Das Diagramm zeigt, dass die Ausgabe mit einem Eingang von $\pm 50 \text{ A}$ linear ist.



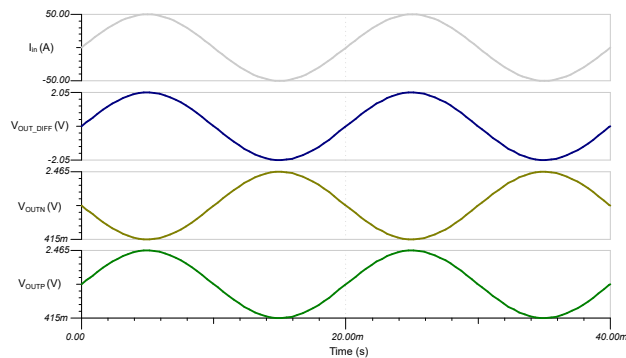
Ergebnisse der geschlossener Regelkreis-AC-Simulation

Die AC-Abtastung zeigt die AC-Übertragungskennlinie des Differenzausgangs. Da der AMC3302 eine Verstärkung von 41 V/V hat, ist die in der folgenden Abbildung gezeigte Verstärkung von 33,25 dB zu erwarten.



Ergebnisse der transienten Simulation

Die folgende Transientensimulation zeigt die Ausgangssignale des AMC3302 von -50 A bis 50 A. Der Differenzausgang des AMC3302 beträgt wie erwartet $\pm 2,05$ Vpk-pk.



Designreferenzen

Eine umfassende Schaltkreisbibliothek von TI finden Sie in [Analog Engineer's Circuit Cookbooks](#).

Design empfohlener Isolationsverstärker

AMC3302	
Arbeitsspannung	1200 V _{RMS}
Verstärkung	41 V/V
Bandbreite	TYP mit 340 kHz
Linearer Eingangsspannungsbereich	±50 mV
AMC3302	

Design alternativer Isolationsverstärker

AMC3301	
Arbeitsspannung	1200 V _{RMS}
Verstärkung	8,2 V/V
Bandbreite	TYP mit 334 kHz
Linearer Eingangsspannungsbereich	±250 mV
AMC3301	

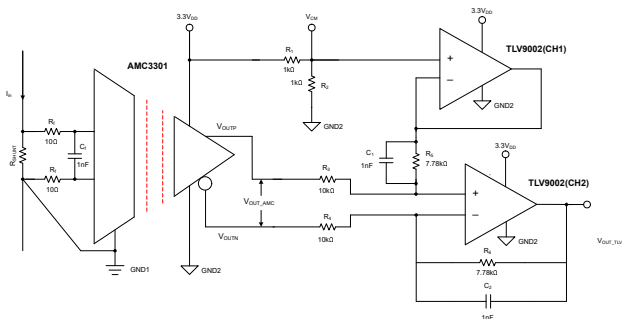
Isolierte Strommessschaltung mit ± 250 mV Eingangsbereich und unsymmetrischer Ausgangsspannung

Designziele

Stromquelle		Eingangsspannung		Ausgangsspannung	Einzelne Stromversorgung
$I_{IN\ MIN}$	$I_{IN\ MAX}$	$V_{IN\ DIFF,\ MIN}$	$V_{IN\ DIFF,\ MAX}$	$V_{OUT\ SE}$	V_{DD}
-10 A	10 A	-250 mV	250 mV	55 mV bis 3,245 V	3,3 V

Designbeschreibung

Diese isolierte Strommessschaltung kann Lastströme von -10 A bis 10 A exakt messen, ohne darauf beschränkt zu sein – mit einer Nennverlustleistung von $2,5$ W über einen 25 m Ω -Shunt-Widerstand. Der lineare Bereich des isolierten Verstärkereingangs beträgt -250 mV bis 250 mV mit einem differentiellen Ausgangsspannungshub von $-2,05$ V bis $2,05$ V und einer Gleichtaktspannung (V_{CM}) von $1,44$ V. Die Verstärkung des isolierten Verstärkerschaltkreises ist auf $8,2$ V/V festgelegt. Ein TLV9002 wird verwendet, um das differentielle Ausgangssignal in ein unsymmetrisches Signal umzuwandeln, das mit einem unsymmetrischen A/D-Wandler wie dem ADS8326 verwendet werden kann sowie die V_{CM} -Pufferung, die von einem Spannungsteiler abgeleitet wird. Der endgültige Ausgangsspannungsbereich und der Gleichtaktpegel werden mit einer $1,65$ V-Referenzspannung festgelegt.



Designhinweise

1. Der AMC3301 wurde aufgrund seiner Genauigkeit, des Eingangsspannungsbereichs und der Anforderungen an die einzelne Low-Side-Stromversorgung des Bausteins ausgewählt.
2. Der TLV9002 wurde aufgrund seines kostengünstigen, geringen Offsetdrucks, seiner kompakten Größe und seines Zweikanalgehäuses ausgewählt.
3. Wählen Sie eine rauscharme Quelle mit niedriger Impedanz für AVDD, die den TLV9002 und AMC3301 versorgt sowie die Gleichtaktspannung für den unsymmetrischen Ausgang bereitstellt.
4. Für höchste Genauigkeit verwenden Sie einen Präzisions-Shunt-Widerstand mit einem niedrigen Temperaturkoeffizienten.
5. Wählen Sie den Strom-Shunt für den erwarteten Spitzenstrom am Eingang.
6. Für einen kontinuierlichen Betrieb wird empfohlen, dass die Shunt-Widerstände gemäß IEEE-Standards unter normalen Bedingungen nicht mit mehr als zwei Dritteln des Nennstroms betrieben werden. Für Anwendungen mit strengen Verlustleistungsanforderungen kann eine weitere Reduzierung des Shunt-Widerstands oder eine Erhöhung der Nennleistung erforderlich sein.

7. Verwenden Sie die richtigen Widerstandsteilerwerte, um die Gleichtaktspannung auf Kanal 1 von TLV9002 einzustellen.
8. Wählen Sie die richtigen Werte für die Verstärkungseinstellwiderstände auf Kanal 2 von TLV9002, damit der unsymmetrische Ausgang über einen geeigneten Ausgangsspannungshub verfügt.

Designschritte

1. Bestimmen Sie die Übertragungsgleichung anhand des Eingangsstrombereichs und der festen Verstärkung des Isolationsverstärkers.

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

2. Bestimmen Sie den maximalen Shunt-Widerstandswert.

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

3. Bestimmen Sie die minimale Verlustleistung des Shunt-Widerstands.

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

4. Zur Anbindung an einen 3,3 V-A/D-Wandler können der AMC3301 und der TLV9002 beide mit 3,3 V-Versorgungsspannungen betrieben werden, sodass eine einzelne Stromversorgung verwendet werden kann.
5. Kanal 1 von TLV9002 wird verwendet, um die 1,65 V-Gleichtaktspannung des unsymmetrischen Ausgangs von Kanal 2 einzustellen. Mit einer 3,3 V-Stromversorgung kann ein einfacher Widerstandsteiler verwendet werden, um 3,3 V auf 1,65 V zu teilen. Unter Verwendung von 1 k Ω für R2 kann R1 mit der folgenden Gleichung berechnet werden.

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

6. Der TLV9002 ist ein Rail-to-Rail-Operationsverstärker. Der Ausgang des TLV9002 kann jedoch maximal 55 mV von seinen Versorgungsschienen schwingen. Um diese Anforderung zu erfüllen, sollte der unsymmetrische Ausgang des TLV9002 von 55 mV auf 3,245 V (3,19 Vpk-PK) schwingen.
7. Die Ausgänge V_{OUTP} und V_{OUTN} des AMC3301 sind 2,05 Vpk-pk, 180 Grad phasenverschoben und weisen eine Gleichtaktspannung von 1,44 V auf. Daher beträgt der Differenzausgang $\pm 2,05$ V oder 4,1 Vpk-pk.

Damit die Ausgangsbeschränkungen von TLV9002 nicht unterschritten werden, muss die Ausgangsspannung von AMC3301 um den Faktor 3,19/4,1 gedämpft werden. Bei $R_3 = R_4$ und $R_5 = R_6$ kann für die Berechnung von R_5 und R_6 die folgende Übertragungsfunktion für die Differenzstufe zur unsymmetrischen Stufe verwendet werden.

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

8. Unter Verwendung des zuvor berechneten Ausgangsspannungshubs des TLV9002 und wenn R_3 und R_4 auf 10 k Ω gesetzt werden, können R_5 und R_6 mit der folgenden Gleichung auf 7,78 k Ω berechnet werden.

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

Mit standardmäßigen Widerstandswerten von 0,1 % kann ein 7,77 kΩ verwendet werden. Dadurch wird ein maximaler Ausgangsspannungshub innerhalb der Grenzen des TLV9002 erreicht.

9. Die Kondensatoren C1 und C2 sind parallel zu den Widerständen R5 und R6 angeordnet, um den Inhalt hoher Frequenzen zu begrenzen. Bei $R_5 = R_6$ und $C_1 = C_2$ kann die Grenzfrequenz mit der folgenden Gleichung berechnet werden.

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

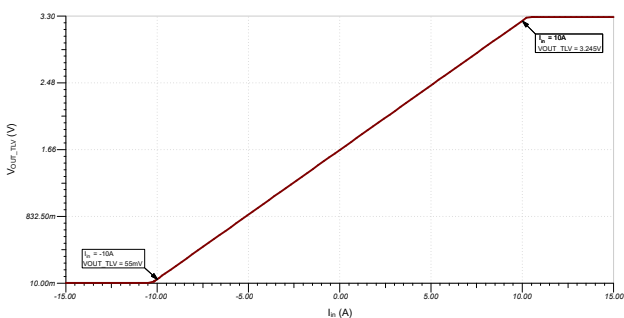
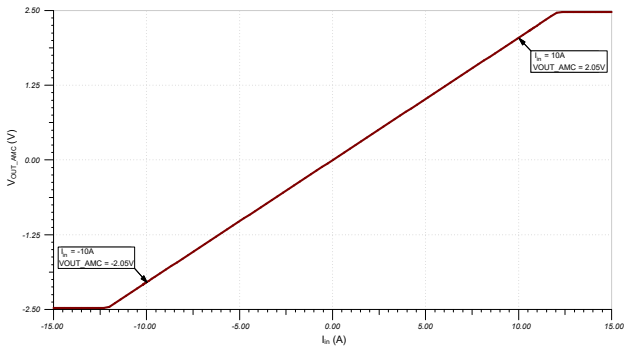
Wenn $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$ und $R_5 = R_6 = 7780 \Omega$, kann die Grenzfrequenz auf 20,45 kHz berechnet werden.

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

Design-Simulationen

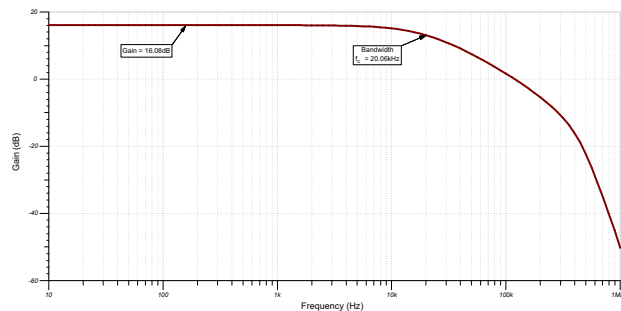
DC-Simulationsergebnisse

Die folgenden Diagramme zeigen die simulierten DC-Eigenschaften des Differenzausgangs AMC3301 und des unsymmetrischen Ausgangs des Verstärkers TLV9002. Beide Diagramme zeigen, dass die Ausgänge bei ± 10 A linear sind.



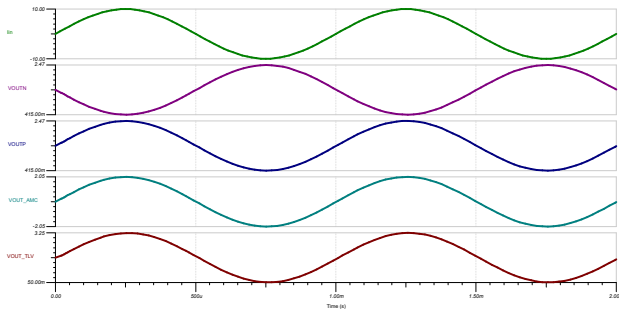
Ergebnisse der AC-Simulation im geschlossenen Regelkreis

Die folgende AC-Abtastung zeigt die Wechselstromübertragungskennlinie des unsymmetrischen Ausgangs. Die Verwendung der zuvor berechneten Grenzfrequenz, die in **der letzten Gleichung** dargestellt ist, zeigt, dass die Simulation der Simulation sehr nahe kommt. Da der AMC3301 eine Verstärkung von 8,2 V/V aufweist und eine Verstärkung von 0,778 V/V mit der Umwandlung von differenziell in unsymmetrisch erfolgt, ist die im Folgenden Bild dargestellte Verstärkung von 16,11 dB zu erwarten.



Ergebnisse der Transienten-Simulation

Die folgende Transientensimulation zeigt die Ausgangssignale des AMC3301 und TLV9002 von -10 A bis 10 A . Der Differenzausgang des AMC3301 beträgt wie erwartet $\pm 2,05\text{ Vpk}$ -Spitze und der unsymmetrische Ausgang beträgt $3,19\text{ Vpk}$ -Spitze und schwingt von 55 mV bis $3,245\text{ V}$.



Designreferenzen

Weitere Informationen zur Umwandlung von differenziellen in unsymmetrische Ausgängen finden Sie in der umfassenden Schaltungsbibliothek von TI in [Analog Engineer's Circuit Cookbooks](#) und in der Anwendungsbeschreibung [Interfacing a Differential-Output \(Isolated\) Amp to a Single-Ended Input ADC](#).

Design empfohlener isolierter Verstärker

AMC3301	
Arbeitsspannung	1200 V _{RMS}
Verstärkung	8,2 V/V
Bandbreite	TYP mit 300 kHz
Linearer Eingangsspannungsbereich	$\pm 250\text{ mV}$
AMC3301	

Design Alternativer Isolierter Verstärker

AMC3330	
Arbeitsspannung	1200 V _{RMS}
Verstärkung	2 V/V
Bandbreite	TYP mit 310 kHz
Linearer Eingangsspannungsbereich	$\pm 1000\text{ mV}$
AMC3330	

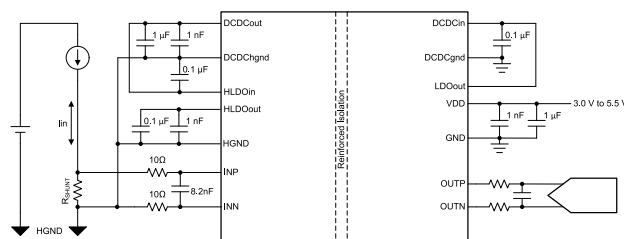
Isolierter Strommessschaltkreis mit ± 250 mV-Eingang und Differenzausgang

Designziele

Stromquelle		Eingangsspannung		Ausgangsspannung		Einzelne Stromversorgung
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 bis 5,5V

Designbeschreibung

Dieser isolierte bidirektionale Strommessschaltkreis mit einzelner Stromversorgung kann Lastströme von -50 A bis 50 A präzise messen. Der lineare Bereich des Eingangs reicht von -250 mV bis 250 mV mit einem Differenzausgangsbereich von $-2,05$ V bis $2,05$ V. Die Verstärkung des Schaltkreises ist auf $8,2$ V/V festgelegt. Das Design erfordert eine Betriebsspannung von 1000 V, um die Bediener-sicherheit in einer Hochspannungsanwendung zu gewährleisten.



Designhinweise

1. Wählen Sie einen Verstärker mit mindestens 1000 V Betriebsspannung über die Isolierungsbarriere.
2. Wählen Sie Eingangsfilterkomponenten aus, um den Spannungsabfall durch interne Bias-Ströme zu minimieren und eine Grenzfrequenz von -3 dB von ca. 1 MHz aufrechtzuerhalten.
3. Für höchste Genauigkeit verwenden Sie einen Präzisions-Shunt-Widerstand mit niedrigem Temperaturkoeffizienten.
4. Wählen Sie den Strom-Shunt für den erwarteten Spitzenstrom am Eingang.
5. Die Leistung des Shunt-Widerstands sollte drei- bis achtmal größer sein als die erwartete Dauerleistung des Systems.

Designschritte

1. Bestimmen Sie die Übertragungsgleichung anhand des Eingangsstrombereichs und der festen Verstärkung des Isolationsverstärkers.

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

2. Bestimmen Sie den maximalen Shunt-Widerstand.

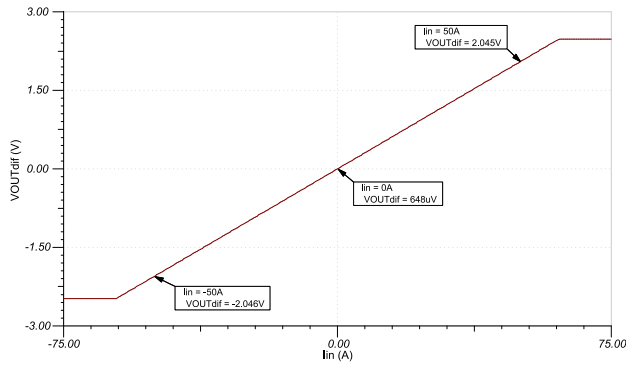
$$R_{shunt} = \frac{V_{shunt}}{I_{inMax}} = \frac{250mV}{50A} = 5m\Omega$$

3. Bestimmen Sie die erforderliche minimale Leistung des Shunt-Widerstands.

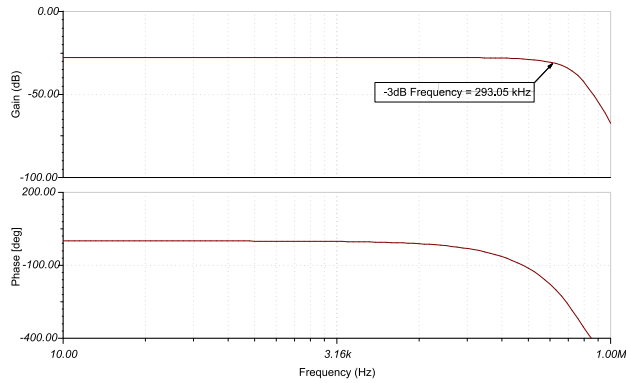
Power Rshunt = $I_{inMax}^2 \times Rshunt = 2500 \times 0.005 = 12.5W$

Design-Simulationen

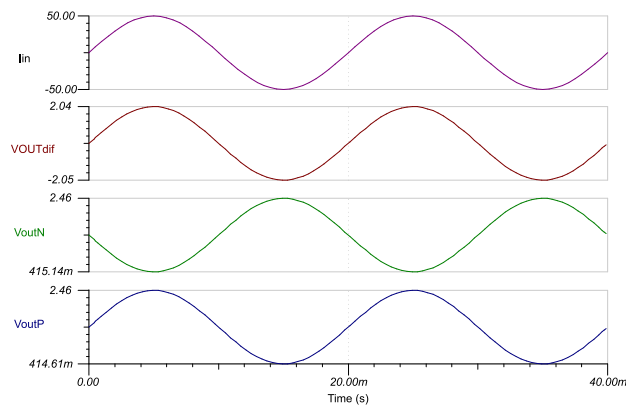
DC-Simulationsergebnisse



Ergebnisse der Closed-Loop-AC-Simulation



Ergebnisse der Transienten-Simulation



Designreferenzen

Eine umfassende Schaltkreisbibliothek von TI finden Sie in [Analog Engineer's Circuit Cookbooks](#).

Link zu Schlüsseldateien (TINA)

Designdateien für diese Schaltung – **AMC3301 TINA-TI-Referenzdesign**

Vorgestellte Operationsverstärker

AMC3301	
Arbeitsspannung	1000 V _{RMS}
Verstärkung	8,2V/V
Bandbreite	TYP mit 300kHz
Linearer Eingangsspannungsbereich	±250mV
www.ti.com/product/AMC3301	

Design alternativer Operationsverstärker

AMC3330	
Arbeitsspannung	1000 V _{RMS}
Verstärkung	2V/V
Bandbreite	TYP mit 310kHz
Linearer Eingangsspannungsbereich	±1000mV
www.ti.com/product/AMC3330-Q1	

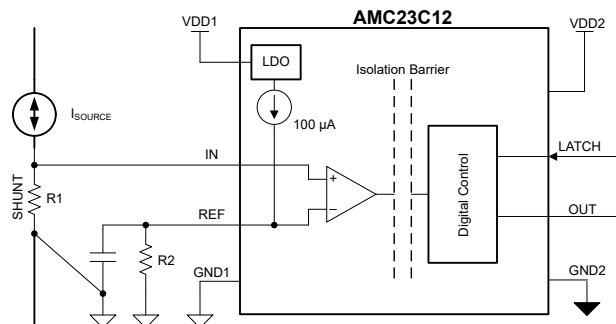
Isolierter Überstromschutzschaltkreis

Designziele

Nennstrom	Überstrompegel	Highside-Stromversorgung	Low-Side-Stromversorgung	Einschwingzeit
50 A	55 A	3 V–27 V	2,7 V–5,5 V	≤ 1000 ns

Designbeschreibung

Dieser isolierte bidirektionale Hochgeschwindigkeits-Überstromerkennungsschaltkreis ist mit dem AMC23C12 implementiert. Der AMC23C12 verfügt über einen isolierten Fensterkomparator und einen einstellbaren Schwellwert über eine feste interne Präzisionsstromquelle und einen vom Benutzer auswählbaren Widerstand. Dieser Schaltkreis ist für die schnelle Erkennung von Überstromsituationen ausgelegt und ermöglicht dem Controller die Deaktivierung der Pulsweitenmodulationssteuerung (PWM) von Hochgeschwindigkeitsschaltern, die in Motorsteuerungen, Traktionswechselrichtern und anderen industriellen Steuerungssystemen verwendet werden.



Schaltplan für Überstromschutz

Designhinweise

- Um Fehler zu minimieren, wählen Sie einen Präzisions-Shunt-Widerstand (R_1) und den Widerstand zur Schwellwerteneinstellung (R_2).
- Der AMC23C12 wird von der Gate-Treiber-Stromversorgung oder Highside-Hilfsquelle mit bis zu 27 V gespeist.
- Wählen Sie den Shunt-Widerstand und die Widerstände zur Schwellwerteneinstellung im Fensterkomparator-Betriebsmodus so aus, dass sie den Nennstrom- und Überstrombegrenzungen entsprechen.

Designschritte

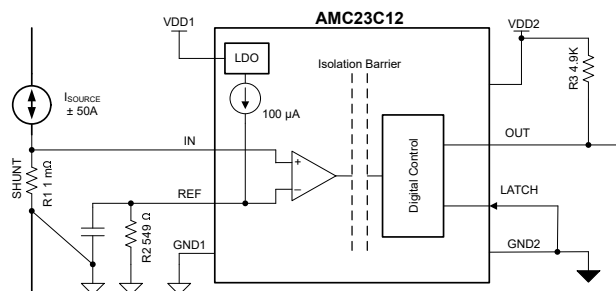
- Bestimmen Sie die Größe des Shunt-Widerstands anhand des nominalen Strompegels. Der Shunt-Widerstand ist für 50 mV am Eingangspin ausgelegt.

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

- Bestimmen Sie den Wert von R2 anhand des gewünschten Strompegels unter Verwendung der internen 100 µA-Quelle und des gewünschten Auslösepegels von 55 A mit einem 1 mΩ-Shunt für 55 mV am Eingang des Fensterkomparators.

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

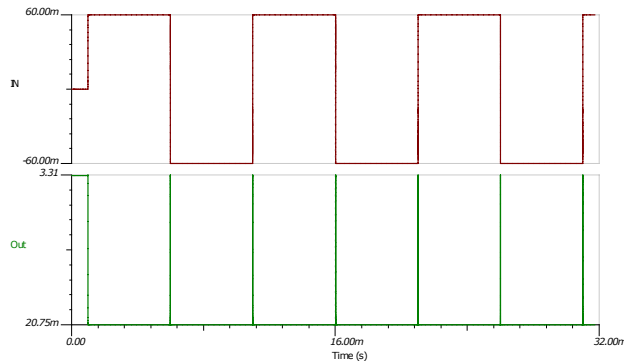
- Mit dem **Analog Engineers Calculator** beträgt der E96-Widerstands-Wert, der 550 Ω am nächsten kommt, 549 Ω.
- Optional – Wählen Sie eine 27 V-Zenerdiode aus, um den AMC23C12 vor Spannungen zu schützen, die größer als die empfohlene Betriebsspannung sind.



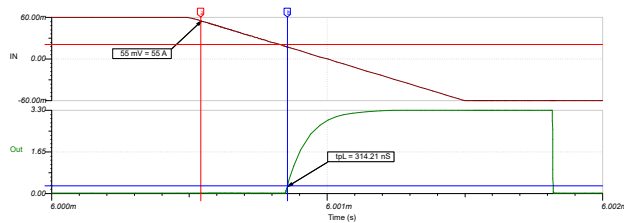
Überarbeiteter Überstromschutz-Schaltplan

Design-Simulationen

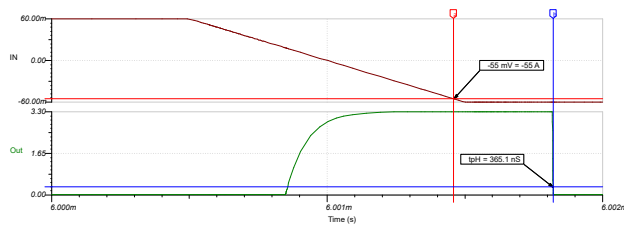
Die folgenden Abbildungen sind SPICE-Simulationen des Überstromschutzschaltkreises. Die Simulationen zeigen die Zeit bis zum Auslösen der Flanken, die etwa 360 ns beträgt.



Einschwingverhalten der Überstromschutzsimulation



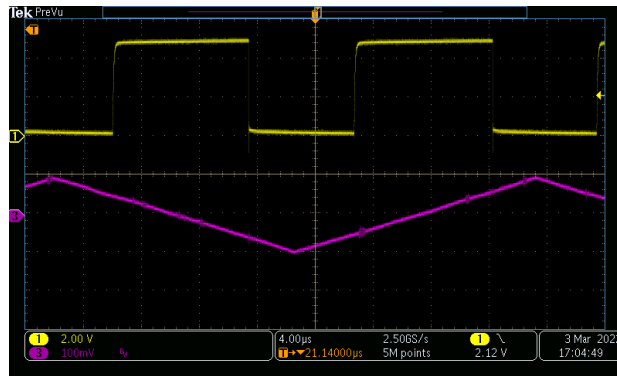
Einschwingverhalten der Überstromschutzsimulation – steigend



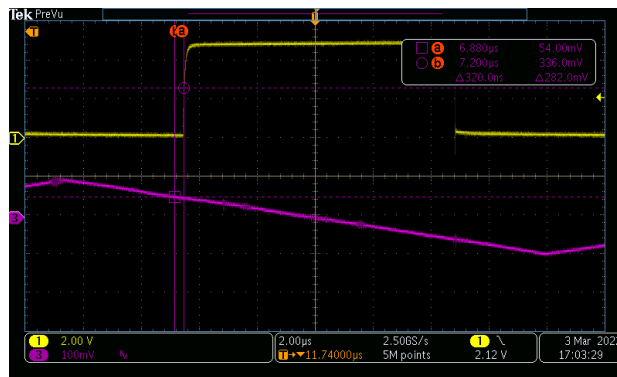
Einschwingverhalten der Überstromschutzsimulation – abfallend

Designergebnisse

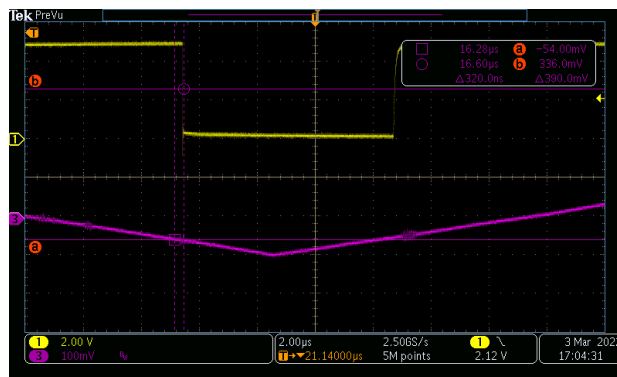
Die folgenden Abbildungen zeigen die Wellenformfassung des physischen Schaltkreises. **Wellenform der Überstromschutzschaltung** zeigt den Ausgang in Leitung 1 bezogen auf den Eingang in Leitung 3. **Wellenform der Überstromschutzschaltung – steigend** zeigt die steigende Flanke der Ausgangsleitung 1 und die Zeitverzögerung vom ausgelösten Strom zum Ausgang. **Wellenform der Überstromschutzschaltung – abfallend** zeigt die abfallende Flanke der Ausgangsleitung 1 und die Zeitverzögerung vom ausgelösten Strom zum Ausgang.



Wellenform der Überstromschutzschaltung



Wellenform der Überstromschutzschaltung - steigend



Wellenform der Überstromschutzschaltung – abfallend

Design vorgestellter Bausteine

Baustein	Wichtigste Leistungsmerkmale	Baustein-Link
AMC23C12	<ul style="list-style-type: none"> • Großer High-Side-Versorgungsspannungsbereich: 3 V bis 27 V • Low-Side-Versorgungsspannungsbereich: 2,7 V bis 5,5 V • Einstellbarer Schwellenwert: <ul style="list-style-type: none"> – Fensterkomparatormodus: ± 20 mV bis ± 300 mV – Positiver Komparatormodus: 600 mV bis 2,7 V • Referenz für Schwellenwertanpassung: 100 μA, ± 2 % • Auslöseschwellenfehler: ± 1 % (max.) bei 250 mV • Ausbreitungsverzögerung: 290 ns (typ.) • Hoher CMTI-Wert: 55 kV/μs (min.) • Open-Drain-Ausgang mit optionalem Haltespeichermodus • Sicherheitsrelevante Zertifizierungen: <ul style="list-style-type: none"> – Verstärkte 7000 V_{PK}-Isolierung gemäß DIN VDE V 0884-11 – Isolierung mit 5000 V_{RMS} für 1 Minute pro UL1577 • Vollständig spezifiziert für den erweiterten industriellen Temperaturbereich: -40 °C bis +125 °C 	<p>Baustein: AMC23C12</p> <p>Ähnliche Bausteine: Isolierte Verstärker</p>

Designreferenzen

Eine umfassende Schaltkreisbibliothek von TI finden Sie in [Analog Engineer's Circuit Cookbooks](#).

Texas Instruments, [AMC23C12 schnell ansprechender, verstärkter isolierter Fensterkomparator mit einstellbarem Schwellenwert und Latch-Funktion](#), Datenblatt

Anschluss eines Differenzialausgangsverstärkers (isoliert) an einen A/D-Wandler mit unsymmetrischem Eingang

Einführung

Ganz gleich, ob Sie Strom in einem industriellen 3-Phasen-Servomotorsystem, einem Batteriemanagementsystem für ein Elektrofahrzeug oder einem Photovoltaik-Inverter erfassen, es ist oft notwendig, eine Art Sicherheitsisolierungsschema einzubinden. Sicherheitsbezogene Normen definieren die spezifischen Isolierungsanforderungen für die Endgeräte in Verbindung mit dem jeweiligen Design. Verschiedene Faktoren spielen eine Rolle bei der Bestimmung, welcher Grad der Sicherheitsisolierung (Basis-, Ergänzungs- oder verstärkte Isolierung) erforderlich ist, je nach Art der Ausrüstung, den beteiligten Spannungspegeln und der Umgebung, in der die Ausrüstung installiert werden soll.

Texas Instruments bietet eine Vielzahl von isolierten Strom-Shunt-Verstärkern für die bereits erwähnten Anwendungen zur Spannungs- und Strom-Shunt-Sensorik an, die entweder die grundlegenden Anforderungen oder verstärkte Isolierungsanforderungen erfüllen. Für Anwendungen, die eine verstärkte Isolierung erfordern, ist ein solcher Baustein der AMC1301. Der Ausgang des AMC1301 ist ein vollständig differenzielles Signal, das um eine Gleichtaktspannung von 1,44 V zentriert ist und direkt an einen eigenständigen Analog-zu-Digital-Wandler (ADC) wie in **Abbildung 15** gezeigt, oder an den auf der Platine integrierten ADC der Mikrocontroller-Bausteinfamilien MSP430 und C2000 gespeist werden kann.

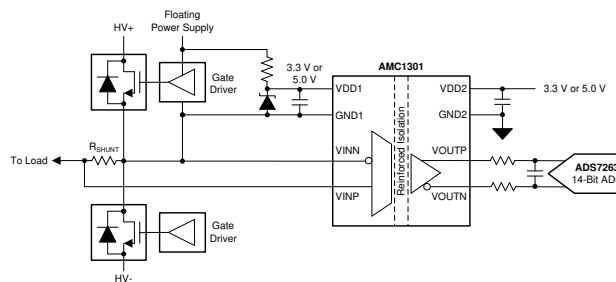


Abbildung 15. AMC1301 Funktionsblockschaltbild

Integrierte ADCs

Sowohl die Prozessorfamilien MSP430 als auch C2000 verfügen über integrierte A/D-Wandler mit unsymmetrischem Eingang, daher stellt sich die Frage: *Wie bekomme ich dieses differenzielle Signal in meinen unsymmetrischen Datenwandler?*

Die einfachste Möglichkeit, dies zu erreichen, besteht darin, nur einen Ausgang des AMC1301 zu verwenden und den zweiten Ausgang potenzialfrei zu lassen. Der Nachteil dieses Designs ist, dass dem Datenwandler nur die Hälfte der Ausgangsspannungshub zur Verfügung steht, was den Dynamikbereich der Messung verringert. Der analoge Eingangsbereich des AMC1301 beträgt ± 250 mV. Mit einer festen Verstärkung von 8,2 sind die VOUTN- und VOUTP-Spannungen $\pm 1,025$ V zentriert um den 1,44 V-Gleichtaktausgang, wie in **Abbildung 16** dargestellt. Die Ausgangsspannung beträgt differentiell $\pm 2,05$ V.

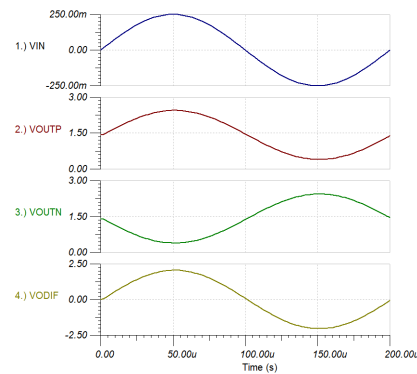


Abbildung 16. Differenzielle Ausgangsspannung

Durch das Hinzufügen einer differenziellen zu einer unsymmetrischen Verstärkerstufen, wie in **Abbildung 17** gezeigt, kann der gesamte Ausgangsbereich des AMC1301 an den ADC bereitgestellt werden.

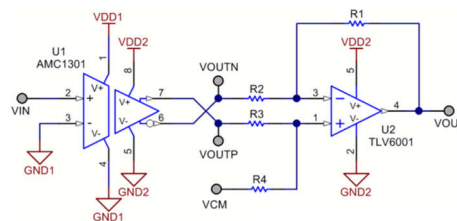


Abbildung 17. Differenzieller zu unsymmetrischer Ausgang

Angenommen, an VIN wird ein Vollausschlag-Sinussignal von ± 250 mV angelegt. Die interne Verstärkung des AMC1301 ergibt 2,05 Vpk-pk-Ausgänge an den Punkten VOUTP und VOUTN, die um 180 Grad phasenverschoben sind. Die Differenz zwischen diesen Signalen, VODIF, beträgt 4,1 Vpk-pk. Bei $R1 = R4$ und $R2 = R3$ zeigt **Gleichung 8** die Übertragungsfunktion der Ausgangsstufe an.

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

Wenn die Widerstände mit dem gleichen Wert für R1 bis R4 in **Gleichung 8** und VCM auf 2,5 V eingestellt sind, verringert sich **Gleichung 9** auf:

$$VOUT = (VOUTP - VOUTN) + VCM \quad (9)$$

Die Kurven in **Abbildung 18** zeigen die Eingangsspannung und die Ausgangsspannungen des AMC1301 sowie die Ausgangsspannung der endgültigen differenziellen zu unsymmetrischen Ausgangsstufe. Beachten Sie, dass die Differenzspannung von $\pm 2,05$ V in ein unsymmetrisches Signal von 0,5 bis 4,5 V umgesetzt wird.

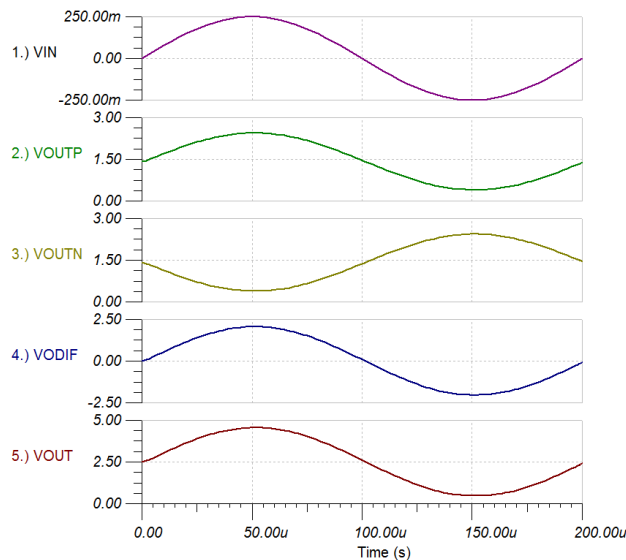


Abbildung 18. Unsymmetrische Ausgangsspannung

Je nach Eingangsspannungsbereich des A/D-Wandlers kann eine Verstärkung oder Dämpfung in die differenzielle zu unsymmetrische Stufe integriert werden, um den Ausgangsspannungshub einzustellen. Die Ausgangsgleichtaktspannung kann auch an die Eingangsanforderungen des A/D-Wandlers angepasst werden.

Designbeispiel

Die ADC12 auf den MSP430-Bausteinen haben einen Eingangsspannungsbereich von 0–2,5 V, wenn die interne Spannungsreferenz verwendet wird. Mit dem VOUTP von AMC1301 kann der ADC12 ein Eingangssignal von 0,415 V bis 2,465 V liefern, das weit innerhalb des Eingangsbereichs des Wandlers liegt, während nur die Hälfte des Eingangsbereichs des AMC1301 verwendet wird. Wie **Abbildung 19** zeigt, kann mit einer differenziellen zu einer unsymmetrischen Verstärkerkonfiguration mit einer Verstärkung von 0,5 und einer Gleichtaktspannung von 1,25 V der gesamte Spannungsbereich des AMC1301 auf den ADC12 angewendet werden.

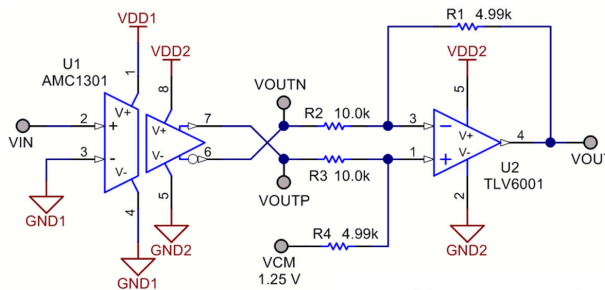


Abbildung 19. Skalierter differenzieller zu unsymmetrischer Ausgang

Empfehlungen für alternative Bausteine

Die AMC1100 oder AMC1200 bieten eine Basisisolierung mit ähnlicher Leistung wie die AMC1301 zu einem niedrigeren Preis. Der TLV170 bietet diese Option für Anwendungen, die einen bipolaren Ausgang benötigen.

Tabelle 5. Empfehlungen für alternative Bausteine

Baustein	Optimierte Parameter	Leistungskompromisse
AMC1100	Galvanische Isolierung bis zu 4250 V _{PEAK}	Geringere Transientenfestigkeit

Tabelle 5. Empfehlungen für alternative Bausteine (Fortsetzung)

Baustein	Optimierte Parameter	Leistungskompromisse
AMC1200	Galvanische Isolierung bis zu 4250 V _{PEAK}	Basisisolierung im Vergleich zu verstärkt
TLV170	Bipolarer Betrieb bis ±18 V	Höherer Eingangsruhestrom

Fazit

Es ist zwar möglich, einen unsymmetrischen A/D-Wandler mit einem einzelnen Ausgang des AMC1301 anzusteuern, durch Hinzufügen eines Differenzials zur unsymmetrischen Operationsverstärkerstufe am Ausgang wird jedoch sichergestellt, dass die Zielanwendung den größtmöglichen Dynamikbereich hat.

Zugehörige Dokumentation

1. [Driftarme Low-Side-Strommessung für Dreiphasensysteme](#)
2. [Präzise Strommessung an Hochspannungs-Stromschienen](#)

Verwendung von AMC3311 zur Stromversorgung des AMC23C11 für isolierte Sensorik und Fehlererkennung

Anwendungshinweis

Einführung

Fehlererkennung ist unverzichtbar in Anwendungen wie [Motorantrieben](#), [Servoantrieben](#), [Onboard-Ladegeräten \(OBCs\)](#), [Strang-Invertern](#) und [Mikro-Invertern](#). Die Trennung des Hochspannungsbereichs und des Niederspannungsbereichs über eine Isolationsbarriere ermöglicht es dem System, mit verschiedenen Gleichtaktspannungen zu arbeiten. Der Hochspannungsbereich führt eine Funktion aus, während der Niederspannungsbereich Geräte steuert. Dadurch werden sowohl elektrische Schäden an der Niederspannungsschaltung als auch Verletzungen von Benutzern vermieden. Beim Betrieb mit hohen Gleichtaktspannungen ist die Erkennung von Fehlern wie Überspannung erforderlich. In diesem Dokument wird erläutert, wie der AMC3311 High-Side-Versorgungsstrom von HLDO_OUT zur Stromversorgung der Hochspannungsdomäne des isolierten Komparators AMC23C11 für ein kompaktes Fehlererkennungsdesign bereitstellen kann.

Der AMC3311 ist ein präziser, verstärkter, isolierter Verstärker. Dieser Baustein verfügt über einen Eingangsspannungsbereich von 0-2 V, eine Option für präzise isolierte Gleichspannungsmessungen, die den Regelkreis antreiben. Dieser Baustein verfügt über einen integrierten DC/DC-Wandler, der High-Side-Versorgungsstrom für Hilfsschaltungen von 4 mA unterstützt. Dies ermöglicht den Betrieb an einzelner Stromversorgung von der Low-Side bis zur High-Side des Bausteins sowohl für die Rückkopplungsmessung des AMC3311 als auch für die Überspannungsfehlererkennung des AMC23C11. Der AMC23C11 ist ein verstärkter isolierter Komparator mit schnellem Ansprechverhalten. Der Baustein kann für schnelle Überstrom- oder Überspannungserfassung mit einstellbarer Auslöseschwelle verwendet werden. Der Baustein benötigt einen High-Side-Versorgungsstrom von 2,7 mA. Der AMC3311 ist der erste isolierte Verstärker mit integriertem DC/DC-Wandler, der den Betrieb beider Bausteine als Paar in Anwendungen ermöglicht, die einen präzisen isolierten Verstärker für Steuerungsfunktionen und einen schnell wirkenden Komparator für Überstrom- oder Überspannungsschutz benötigen.

AMC3311 wird zur Stromversorgung des AMC23C11 verwendet

Das AMC3311 bietet eine isolierte Stromversorgung, die bis zu 4 mA über den HLDO_OUT-Pin für angeschlossene Komponenten bereitstellen kann, die eine High-Side-Stromversorgung benötigen. Diese Funktion ermöglicht direkt die Verwendung von isolierten Komparatoren mit höherer Leistung, wie zum Beispiel dem AMC23C11.

Der verfügbare Versorgungsstrom des AMC3311 ermöglicht die Verwendung eines breiteren Spektrums von Begleitbausteinen mit dem isolierten Verstärker. **Abbildung 20** zeigt ein Beispielschaltbild zur Verwendung des AMC3311 zur Stromversorgung der Highside des AMC23C11. Im Schaltplan zeigt HLDO_OUT an Pin 5 auf dem AMC3311 eine Kurve, die bis VDD1 an Pin 1 des AMC23C11 reicht. Der isolierte Komparator vergleicht die Eingangsspannung mit der Referenzspannung an Pin drei. Das Bauteil zieht den Open-Drain-Ausgang herunter, wenn die Eingangsspannung den als Referenzspannung festgelegten Schwellenwert überschreitet. Die Schwellenspannung kann durch Ändern des Referenzwiderstands in Bezug auf die interne 100 μ A-Stromquelle angepasst werden.

Darüber hinaus verfügt der AMC23C11 über eine Überspannungsreserve von 1,4 V. Die Schwellenspannung kann nicht höher sein als die Differenz zwischen 3,2 V-Eingang und 1,4 V-Reserve (1,8 V). Ein Widerstand wird zwischen

REF und GND1 platziert, um die Auslösespannung als 1,07 V zu definieren. Diese Overhead-Anforderung begrenzt die Schwellenspannung des isolierten Komparators auf einen niedrigeren Wert als die tatsächliche Grenzspannung des Verstärkers. Wenn beispielsweise die tatsächliche Grenzspannung auf dem Verstärker 2,14 V beträgt, kann der isolierte Komparator die Spannung nicht überwachen, weil die Spannung die Grenzen der Reserve-Überspannung überschreitet. Infolgedessen wird der RSNS-Wert in zwei gleiche Widerstände (RSNS1 und RSNS2) unterteilt, damit die Grenzspannung proportional zur Hälfte der Spannung ist, die der AMC3311 benötigt. Stattdessen zeigt der AMC23C11 1,07 V als Referenzspannung an.

Abbildung 21 zeigt ein Beispiel für ein Platinenlayoutbeispiel, das die Bausteine in Kombination führt.

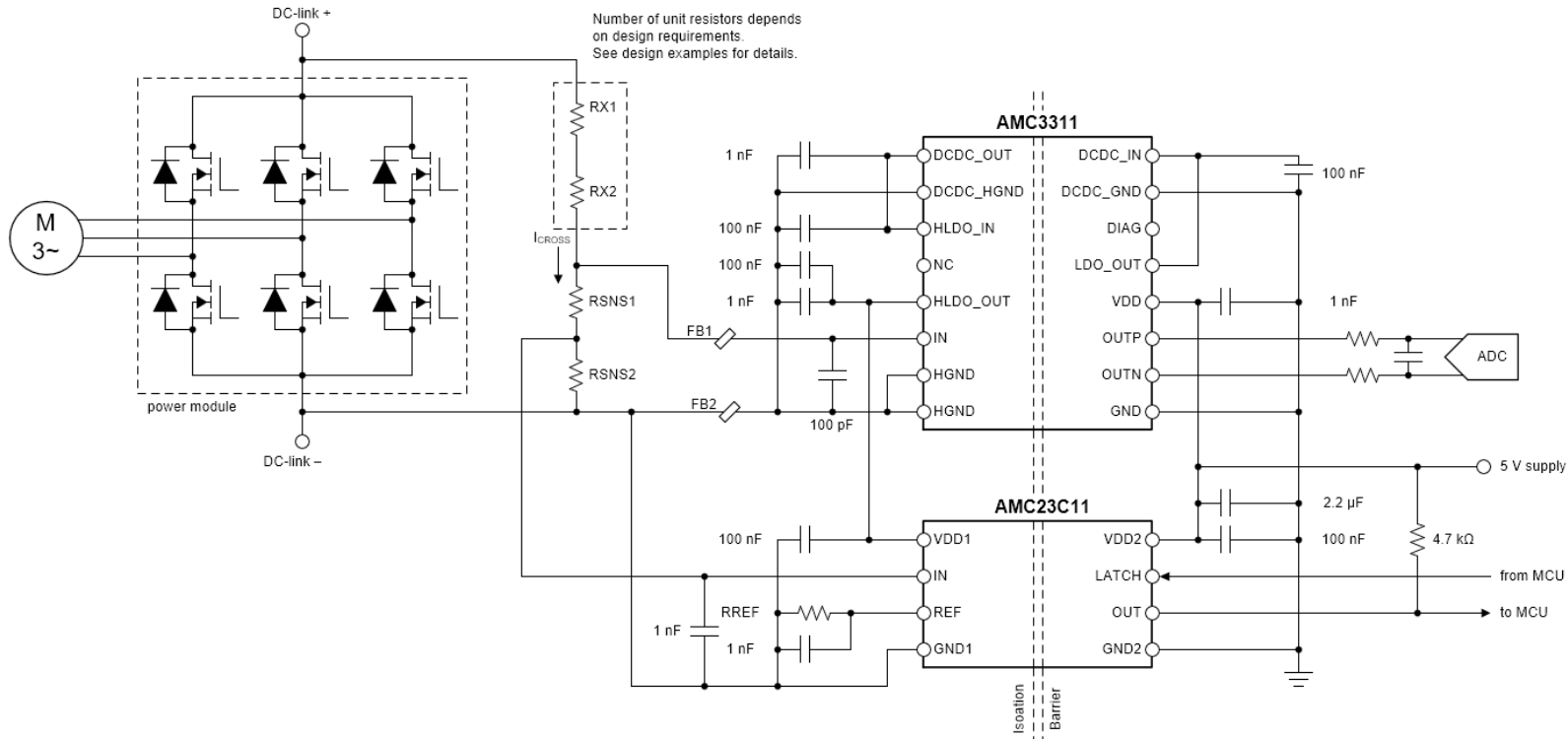


Abbildung 20. AMC3311 und AMC23C11 Schaltplan

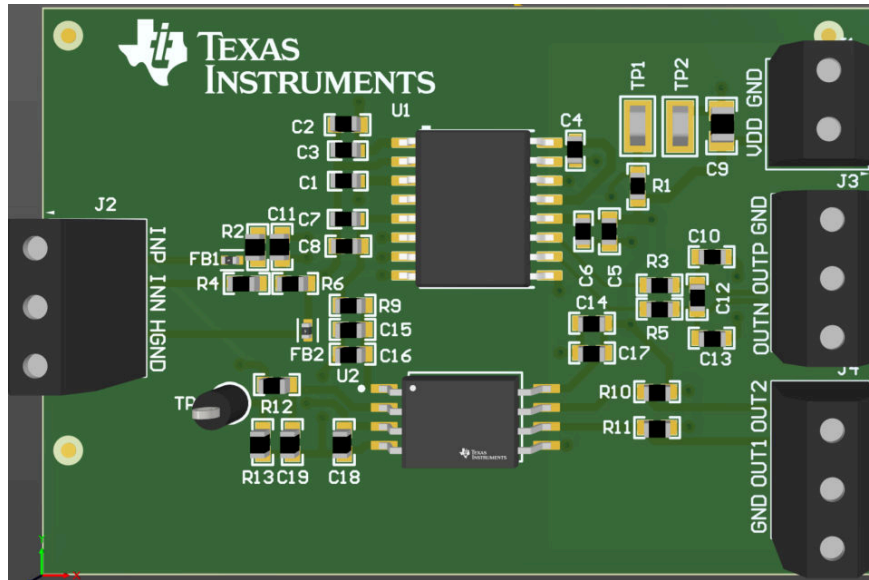


Abbildung 21. AMC3311 und AMC23C11 Leiterplatten-Layout

AMC23C11 für Überspannungserkennung

Abbildung 22 und **Abbildung 23** zeigen die Überspannungsreaktionszeiten im AMC3311 bzw. AMC23C11. Bei Verwendung einer 3,2 V-Stromversorgung zeigt das Eingangssignal (CH4) den Spannungsanstieg über den 1,07 V-Überspannungsschwellenwert.

Die Reaktionszeit auf den Kanälen AMC3311, VOUTP (CH2) und VOUTN (CH1) beträgt 2,906 μs , während die Reaktionszeit auf dem AMC23C11, OUT (CH3), 314,015 ns beträgt. Der Verstärker nimmt mehr als das Neunfache der Länge ein, die der isolierte Komparator zur Erkennung von Überspannung benötigt. Diese Zeitverzögerung kann für Anwendungen mit kurzer Latenzzeit zu lang sein. Als Ergänzung zum AMC3311-Verstärker kann der isolierte Komparator verwendet werden, um eine Überspannung zu verhindern, da der Komparator schnell Spannungen erkennt, die über dem festgelegten Schwellenwert liegen. Dadurch wird der Controller benachrichtigt, alle betroffenen Elektronikgeräte abzuschalten, was eine höhere Sicherheit und Zuverlässigkeit in Hochspannungsanwendungen bietet.

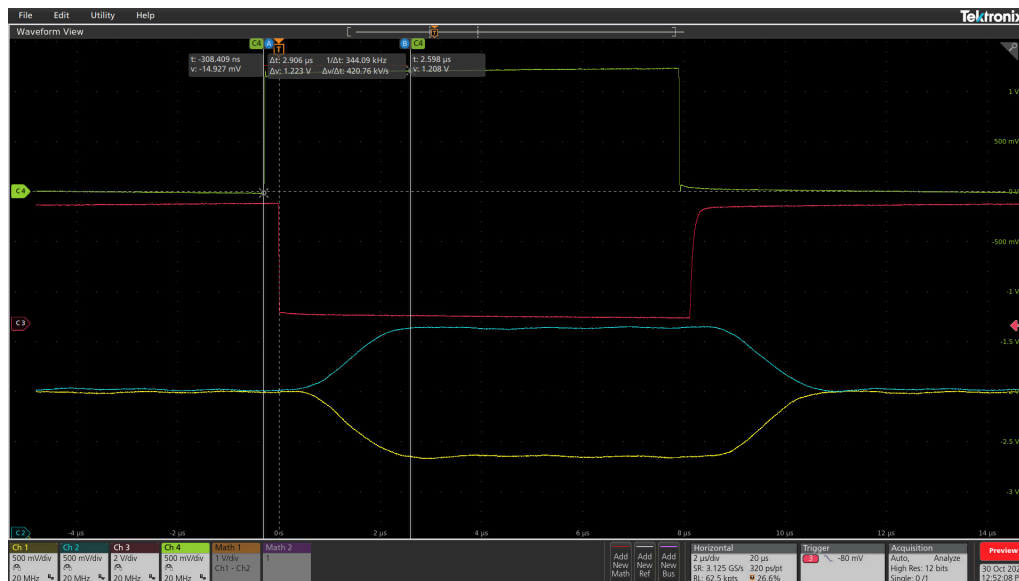


Abbildung 22. AMC3311 Timing-Wellenform für Überspannungsantwort

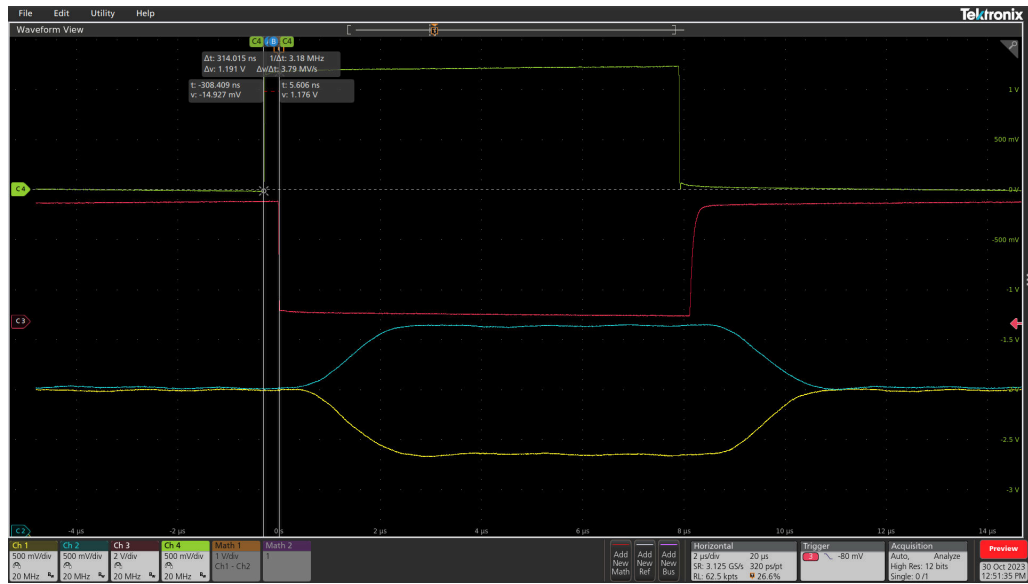


Abbildung 23. AMC23C11 Timing-Wellenform für Überspannungsantwort

Fazit

Der AMC3311 ist ein isolierter Verstärker mit einer High-Side-Stromversorgung, der zur Speisung von zusätzlichen Sensorschaltungen genutzt werden kann. Der Baustein kann externe Geräte auf der Highside mit bis zu 4 mA versorgen und ist kompatibel mit isolierten Hochgeschwindigkeitskomparatoren wie dem AMC23C11. Dieser Komparator bietet den Vorteil einer erheblich schnelleren Ansprechzeit, um einen Überspannungsschutz zu ermöglichen. Die Kombination von AMC3311 und AMC23C11 kann für Spannungs- und Strommessanwendungen eine nützliche Option sein.

Weitere Ressourcen

- Texas Instruments, [Precision Labs-Reihe: Einführung in die Isolierung](#), Videoreihe.
- Texas Instruments Datenblatt: [AMC3311-Q1 Automobilindustrie, Präzision, 2 V-Eingang, verstärkter isolierter Verstärker mit integriertem DC/DC-Wandler](#).
- Texas Instruments Datenblatt: [AMC23C11 schnell ansprechender, verstärkter isolierter Komparator mit einstellbarer Schwelle und Latch-Funktion](#).
- Texas Instruments, [Isolierungs-Glossar](#)
- Texas Instruments Designressource: [Excel-Rechner für isolierte Verstärker-Spannungsmessung](#).

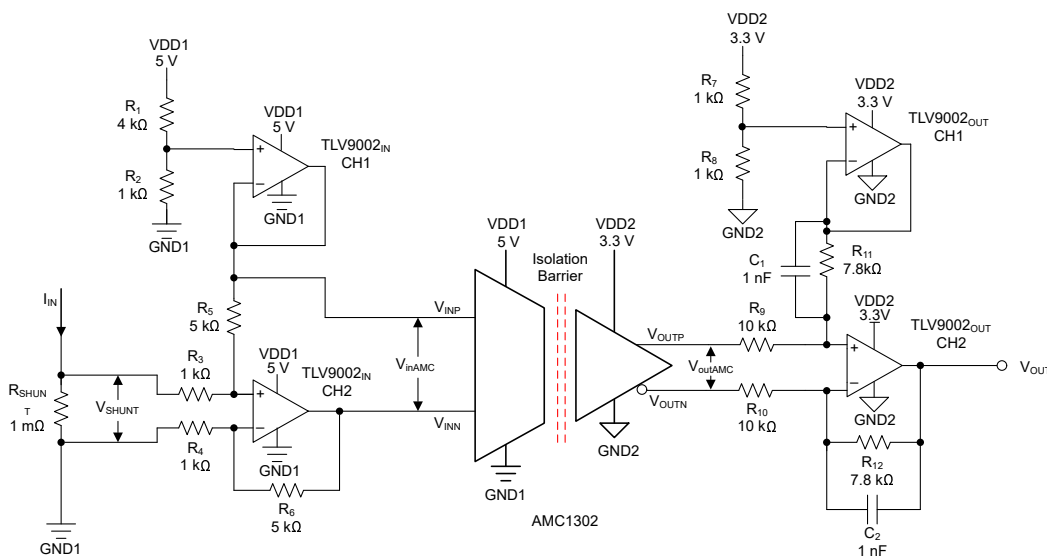
Isolierte Strommessschaltung mit Frontend-Verstärkungsstufe

Designziele

Stromquelle (Nominal)		Stromquelle (Kurz)	Eingangsspannung		Ausgangsspannung	Stromversorgungen	
$I_{IN\ MIN}$	$I_{IN\ MAX}$	$I_{CH\ KURZ}$	$V_{SHUNT,\ MIN}$	$V_{SHUNT,\ MAX}$	V_{OUT}	V_{DD1}	V_{DD2}
$\pm 10\ mA$	$\pm 10\ A$	$\pm 200\ A$	$\pm 10\ \mu V$	$\pm 10\ mV$	$55\ mV\text{--}3,245\ V$	$5\ V$	$3,3\ V$

Designbeschreibung

Einige Anwendungen benötigen eine Schaltung zur Messung kleiner Nennströme bei gleichzeitig hohem Kurzschlussstrom, wie zum Beispiel Leistungsschalter. Dieses Schaltungsdesigndokument beschreibt eine isolierte Strommessschaltung, welche Nennlastströme von $\pm 10\ mA$ bis $\pm 10\ A$ genau messen kann, und dabei einem Kurzschlussstrom von bis zu $\pm 200\ A$ standhält. Für die Zwecke dieser Schaltung nehmen Sie an, dass der Ausgang mit einem unsymmetrischen 3,3 V-ADC verwendet wird. z. B. eine, die in einem MSP430 integriert ist. Die Isolierung zwischen dem gemessenen Eingangsstrom und dem ADC wird mit einem isolierten Verstärker (AMC1302) erreicht. Bei einem $1\ m\Omega$ -Shunt-Widerstand erzeugt der erwartete minimale Nennstrom ein $\pm 10\ \mu V$ -Signal, ein Signal, das aufgrund der Totzone des Delta-Sigma-Modulators zu klein ist, um eine genaue Auflösung nahe einem Spannungseingang nahe Null zu erreichen. Um dies zu beheben, verwendet der Schaltkreis einen 2-Kanal-Operationsverstärker (TLV9002), der das Signal um eine Verstärkung von $5\ V/V$ verstärkt und die Gleichtaktspannung auf $1\ V$ stellt. Dadurch wird nicht nur der minimale Nennstrom aus der Totzone entfernt, sondern auch der maximale Nennstrom erhöht, um dem linearen Vollausschlag-Eingangsbereich des isolierten Verstärkers zu entsprechen. Der lineare Vollausschlag-Eingangsbereich des isolierten Verstärkers beträgt $\pm 50\ mV$ bei einem differentiellen Ausgangsspannungshub von $\pm 2,05\ V$ bei einer Gleichtaktspannung von $1,44\ V$ und einer festen internen Verstärkung von $41\ V/V$. Auf der Ausgangsseite des isolierten Verstärkers wird ein zweiter 2-Kanal-Operationsverstärker (TLV9002) verwendet, bei dem der erste Kanal verwendet wird, um die unsymmetrische Gleichtaktspannung auf $1,65\ V$ einzustellen, und der zweite Kanal wandelt das differentielle Ausgangssignal vom isolierten Verstärker in ein unsymmetrisches Signal um, das mit einem unsymmetrischen 3,3 V-ADC verwendet werden kann.



Designhinweise

- Der AMC1302 wurde aufgrund des geringen Stromverbrauchs und der Auflösung sowie des vollen Eingangsspannungsbereichs von ± 50 mV des Verstärkers als isolierter Verstärker ausgewählt.
- Der TLV9002 wurde als Operationsverstärker für das kostengünstige, kompakte Zweikanalgehäuse mit geringem Offset ausgewählt.
- Wählen Sie eine rauscharme Quelle mit niedriger Impedanz sowohl für VDD1 als auch für VDD2, die die TLV9002_{IN}, TLV9002_{OUT}, und AMC1302 mit Strom versorgen und gleichzeitig die Gleichtaktspannung für den unsymmetrischen Ausgang einstellen.
 - VDD1 verweist auf GND1 und VDD2 auf GND2.
- Für höchste Genauigkeit verwenden Sie einen Präzisions-Shunt-Widerstand mit einem niedrigen Temperaturkoeffizienten.
- Wählen Sie den Shunt-Widerstand für den erwarteten Nennstrom und den Kurzschluss am Eingang.
 - Für einen kontinuierlichen Betrieb sollten die Shunt-Widerstände unter normalen Bedingungen gemäß IEEE-Standards nicht mit mehr als zwei Dritteln des Nennstroms betrieben werden. Eine weitere Reduzierung des Shunt-Widerstands oder eine Erhöhung der Nennleistung kann für Anwendungen mit strengen Verlustleistungsanforderungen erforderlich sein.
 - Auf Kurzschlussstrom prüfen Sie die Kurzzeit-Überlastspezifikation im Datenblatt des Shunt-Widerstands. Der Strom beträgt oft $5 \times$ der Nennverlustleistung.
 - Unterstützung bei der Berechnung der Verlustleistung finden Sie im [Excel Calculator zur Strommessung für isolierte Verstärker](#).
- Verwenden Sie die richtigen Widerstandsteilerwerte, um die Gleichtaktspannung auf Kanal 1 des TLV9002_{IN} und TLV9002_{OUT} einzustellen. Stellen Sie sicher, dass die Eingangsgleichtaktspezifikation des isolierten Verstärkers nicht verletzt wird.
- Wählen Sie die richtigen Werte für die Verstärkungseinstellwiderstände auf Kanal 2 von TLV9002_{OUT}, damit der unsymmetrische Ausgang über einen geeigneten Ausgangsspannungshub verfügt.

Designschritte

- Bestimmen Sie den geeigneten Shunt-Widerstandswert anhand des maximalen Nennstroms.

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

- Da dieser Shunt-Widerstand in der Lage sein muss, einem 200 A-Kurzschlussstrom standzuhalten, reduzieren Sie den Shunt-Widerstand um einen Faktor von 5, der in [Schritt 6](#) kompensiert wird. Bestimmen Sie die Verlustleistung des Shunt-Widerstands während des Betriebs mit maximalem Nennstrom.

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

Bestimmen Sie die Verlustleistung des Shunt-Widerstands während des Betriebs mit minimalem Nennstrom.

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

3. Bestimmen Sie die Verlustleistung des Shunt-Widerstands während eines Kurzschlusses. Vergewissern Sie sich, dass die ausgewählte kurzzeitige Überlastspezifikation (normalerweise $5 \times$ nominal) der durch den Kurzschluss abgegebenen Leistung standhalten kann.

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

Wählen Sie einen Shunt-Widerstand mit einer um den Faktor 5 reduzierten Verlustleistung. Wenn also die kurzfristige Überlastanforderung 40 W beträgt, dann ist die Shunt-P_{Verlustleistung} = 8 W im analogen Designjournal [Design considerations for isolated current sensing](#) zu finden.

4. Kanal 1 der TLV9002_{IN} wird verwendet, um die 1 V-Gleichtaktspannung des unsymmetrischen Ausgangs von Kanal 2 der TLV9002_{IN} einzustellen. Die 1 V-Ausgangsspannung von Kanal 1 wird ebenfalls an den PLUS-Eingang des AMC1302 gesendet. Mit einer 5 V-Versorgung kann ein einfacher Widerstandsteiler verwendet werden, um 5 V auf 1 V zu teilen. Unter Verwendung von 4 k Ω für R₁ kann R₂ mit der folgenden Gleichung berechnet werden.

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

5. Kanal 2 von TLV9002_{IN} wird verwendet, um die Spannung vom Shunt-Widerstand zu verstärken, sodass der gesamte Eingangsspannungsbereich des AMC1302 zum Messen des maximalen Nennstrombereichs genutzt wird. Bei einem Shunt-Widerstand von 1 m Ω und einem maximalen Nennstrom von ± 10 A beträgt die Ausgangsspannung des Shunt-Widerstands ± 10 mV. Da die maximale Eingangsspannung des AMC1302 ± 50 mV beträgt, muss der Ausgang des Shunt-Widerstands um 5 V/V verstärkt werden. Während R₃|R₄ bei 1 k Ω gehalten wird, kann der Widerstandswert von R₅|R₆ mit der folgenden Gleichung ermittelt werden.

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

6. Vergewissern Sie sich, dass die absoluten maximalen Spannungsgrenzwerte am Eingang von AMC1302 bei einem Kurzschluss mit dem ausgewählten Shunt-Widerstand nicht verletzt werden. Ein Kurzschlussstrom von 200 A führt dazu, dass eine Differenzspannung von 1 V an den AMC1302 angelegt wird. Da der Eingangsgleichtakt auf 1 V eingestellt ist, werden am negativen Eingang des AMC1302 maximal 2 V bezüglich GND1 angelegt.

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

Die absolute maximale Eingangsspannung des AMC1302 ist 500 mV höher als die High-Side-Versorgungsspannung (wie im Datenblatt [Verstärker mit verstärkter Isolierung für den Präzisionseingang AMC1302 mit \$\pm 50\$ mV](#) angegeben). Bei einer High-Side-Versorgungsspannung von 5 V wird die absolute maximale Eingangsspannung nicht verletzt.

7. Kanal 1 der TLV9002_{OUT} wird verwendet, um die 1,65 V-Gleichtaktspannung des unsymmetrischen Ausgangs von Kanal 2 der TLV9002_{OUT} einzustellen. Mit einer 3,3 V-Versorgung kann ein einfacher Widerstandsteiler verwendet werden, um 3,3 V auf 1,65 V zu teilen. Unter Verwendung von 1 k Ω für R₇ kann R₈ mit der folgenden Gleichung berechnet werden.

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

8. Während der TLV9002 ein Rail-to-Rail-Operationsverstärker ist, kann der Ausgang eines TLV9002 nur maximal 55 mV von den Versorgungsschienen schwingen. Aus diesem Grund kann der unsymmetrische Ausgang von TLV9002_{OUT} von 55 mV auf 3,245 V (3,19 V_{pk-pk}) schwingen.
9. Die Ausgänge V_{OUTP} und V_{OUTN} des AMC1302 sind 2,05 V_{pk-pk}, 180 Grad phasenverschoben und haben eine Gleichtaktspannung von 1,44 V. Daher beträgt der Differenzausgang ±2,05 V oder 4,1 V_{pk-pk}.

Um innerhalb der Ausgangsbeschränkungen von TLV9002_{OUT} zu bleiben, muss der Ausgang des AMC1302 um den Faktor 3,2 / 4,1 gedämpft werden. Bei R₉ = R₁₀ und R₁₁ = R₁₂ kann für die Berechnung von R₁₁ und R₁₂ die folgende Übertragungsfunktion für die Differenzstufe zur unsymmetrischen Stufe verwendet werden.

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

10. Unter Verwendung des zuvor berechneten Ausgangsspannungshubs von TLV9002_{OUT} und der Einstellung R₉ und R₁₀ auf 10 kΩ können R₁₁ und R₁₂ mit der folgenden Gleichung auf 7,8 kΩ berechnet werden.

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

Mit standardmäßigen Widerstandswerten von 0,1 % kann ein Widerstand von 7,8 kΩ verwendet werden. Dies ermöglicht den maximalen Ausgangsspannungshub innerhalb der Grenzen des TLV9002.

11. Die Kondensatoren C₁ und C₂ sind parallel zu den Widerständen R₁₁ und R₁₂ angeordnet, um Hochfrequenzsignale zu begrenzen. Bei R₁₁ = R₁₂ und C₁ = C₂ kann die Grenzfrequenz mit der folgenden Gleichung berechnet werden.

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

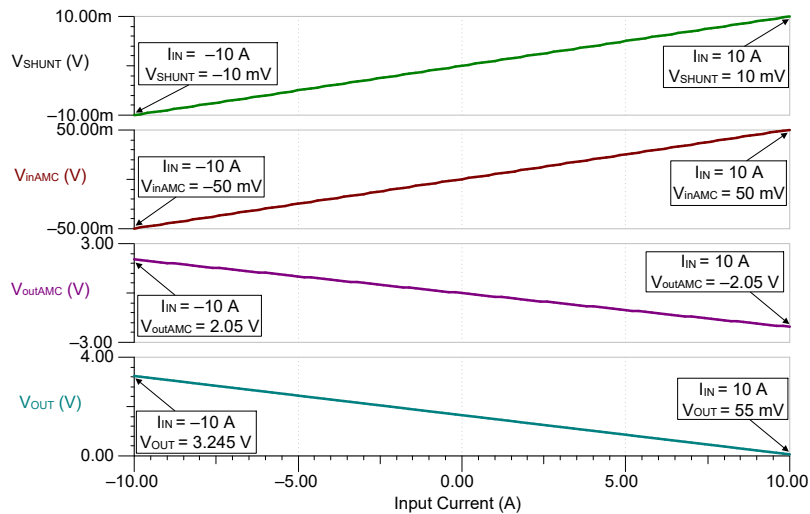
Wenn C₁ = C₂ = 1 nF und R₁₁ = R₁₂ = 7800 Ω ist, kann die Grenzfrequenz auf 20,414 kHz berechnet werden.

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

Designsimulationen

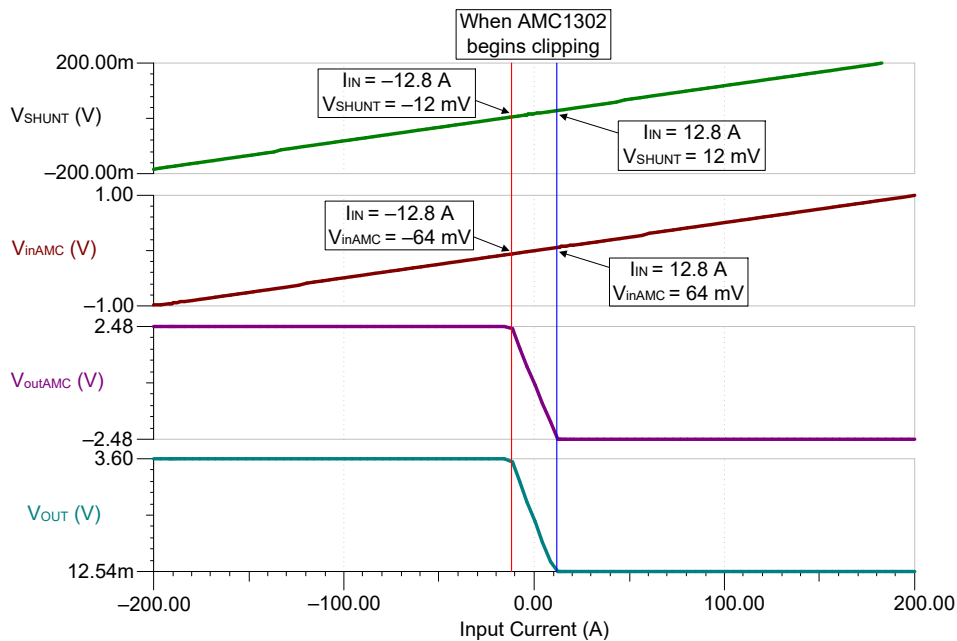
DC-Simulationsergebnisse

Die Simulationsergebnisse zeigen die simulierten DC-Eigenschaften der Spannung über den Shunt, den differenziellen Eingang/Ausgang des AMC1302 und den unsymmetrischen Ausgang des Verstärkers TLV9002 von -10 A bis 10 A.



Simulationsergebnisse

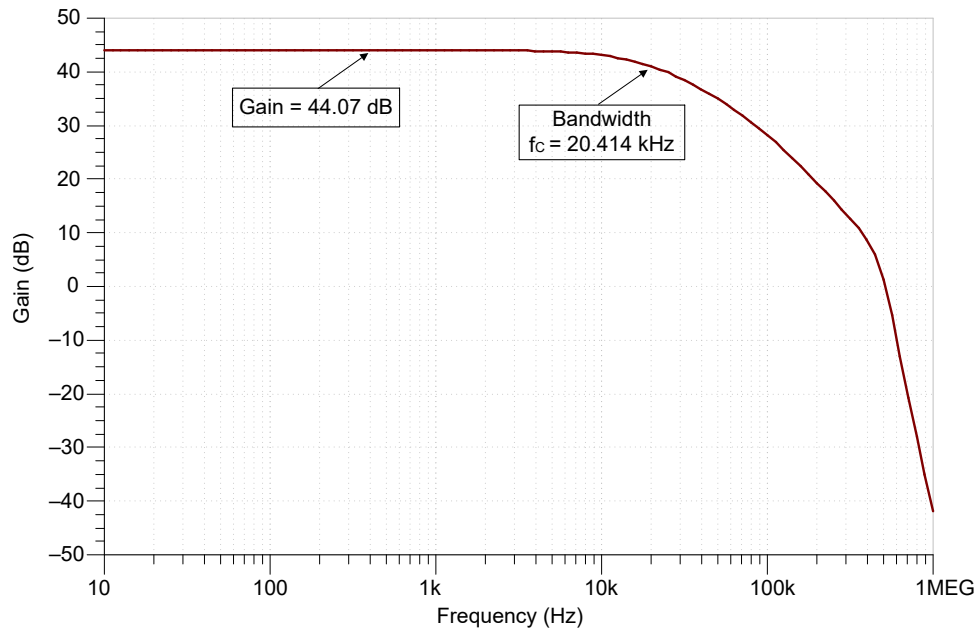
Gezeigt wird eine Simulation des Schaltkreises während eines Kurzschlussereignisses, indem gezeigt wird, wie die Ein- und Ausgänge bei $\pm 200\text{ A}$ reagieren. Die roten und blauen Linien, die durch die Diagramme gehen, markieren die Punkte, an denen der Ausgang des AMC1302 mit dem Clipping beginnt. Von diesem Punkt an besteht der Zweck der Schaltung darin, den Betrieb nach dem Kurzschlussereignis fortzusetzen. Im Abschnitt Designschritte wurden die Werte für Verstärkung und Shunt-Widerstand auf der Highside des AMC1302 gewählt, um Schäden während dieses Ereignisses zu vermeiden. In der folgenden Simulation werden diese Optionen validiert: Die maximale Eingangsspannung, die beim Kurzschlussereignis an den AMC1302 eintritt, beträgt $\pm 1\text{ V}$ und ist damit niedriger als die absoluten Grenzwerte des Bauteils. Daher bestätigt die Simulation, dass der Schaltkreis auch nach dem Kurzschlussereignis weiterarbeitet.



Simulation eines Kurzschlussereignisses

Ergebnisse der AC-Simulation im geschlossenen Regelkreis

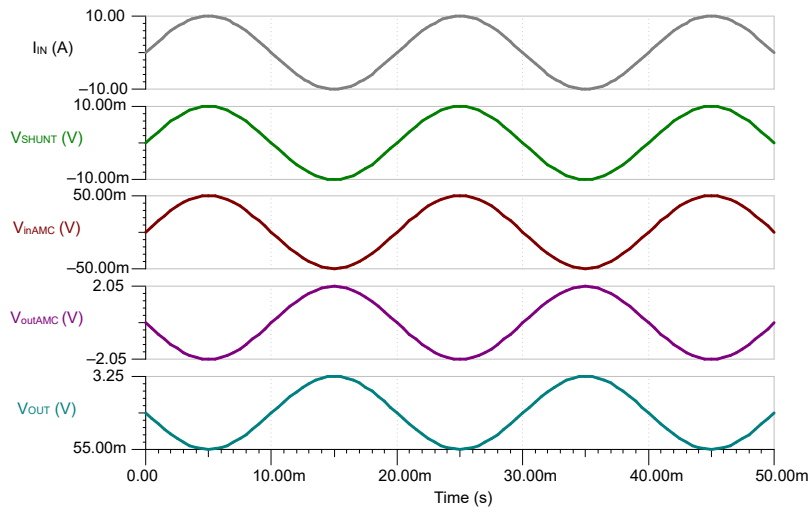
Die AC-Simulation zeigt die Wechselstrom-Übertragungskennlinie des unsymmetrischen Ausgangs. Diese Simulation zeigt, welche Verstärkung (dB) zu erwarten ist, wenn die Frequenz dem mit der zweiten Gleichung in Schritt 11 berechneten Grenzwert nähert und diesen überschreitet. Das analoge Frontend hat eine Verstärkung von 5 V/V, das AMC1302 eine Verstärkung von 41 V/V und die differenzielle zu-unsymmetrische Wandlung eine Verstärkung von 0,78 V/V. Dadurch ist eine Verstärkung von 44,07 dB zu erwarten, die in der folgenden Abbildung veranschaulicht wird.



AC-Simulation

Sinuswellen-Simulationsergebnisse

Die Sinuswellen-Simulation zeigt den Ausgang des Shunts, den differentiellen Eingang und Ausgang des AMC1302 und den unsymmetrischen Ausgang des TLV9002 als Reaktion auf ein Sinussignal mit einer Amplitude von -10 A bis 10 A. Der Differenzausgang des AMC1302 beträgt $\pm 2,05 V_{pk-pk}$ wie erwartet. Der unsymmetrische Ausgang beträgt $3,1 V_{pk-pk}$ und schwingt von 55 mV auf 3,245 V.



Sinuswellen-Simulation

Designreferenzen

Weitere Informationen zur Umwandlung von differenziellen in unsymmetrische Ausgängen finden Sie in der umfassenden Schaltungsbibliothek von TI in [Analog Engineer's Circuit Cookbooks](#) und in der Anwendungsbeschreibung [Interfacing a Differential-Output \(Isolated\) Amp to a Single-Ended Input ADC](#).

Empfohlene isolierte Verstärker

Arbeitsspannung	1500 V _{RMS}
Verstärkung	41 V/V
Bandbreite	TYP mit 280 kHz
Linearer Eingangsspannungsbereich	±50 mV
Eingangswiderstand	4,9 kΩ (Typ.)
Eingangs-Offsetspannung und Drift	±50 μV (max.), ±0,8 μV/ C (max.)
Verstärkungsfehler und Drift	±0,2 % (max.), ±35 ppm/Grad C (max.)
Nichtlinearität und Drift	0,03 % (max.), 1 ppm/Grad C (Typ.)
Isolierung transiente Überspannung	7071 V _{PEAK}
Hohe Gleichtakt-Transientenstörfestigkeit, CMTI	100 kV/μs (min)

Design alternativer isolierter Verstärker

Arbeitsspannung	1200 V _{RMS}
Verstärkung	41 V/V
Bandbreite	TYP mit 334 kHz
Linearer Eingangsspannungsbereich	±50 mV
Eingangswiderstand	4,9 kΩ (Typ.)
Eingangs-Offsetspannung und Drift	±50 μV (max.), ±0,5 μV/ C (max.)
Verstärkungsfehler und Drift	±0,2 % (max.), ±35 ppm/Grad C (max.)
Nichtlinearität und Drift	±0,03 % (max.), 1 ppm/Grad C (Typ.)
Isolierung transiente Überspannung	6000 V _{PEAK}
Hohe Gleichtakt-Transientenstörfestigkeit, CMTI	95 kV/US (min.)

Arbeitsspannung	1000 V _{RMS}
Verstärkung	41 V/V
Bandbreite	TYP mit 280 kHz
Linearer Eingangsspannungsbereich	±50 mV
Eingangswiderstand	4,9 kΩ (Typ.)
Eingangs-Offsetspannung und Drift	±50 μV (max.), ±0,8 μV/ C (max.)
Verstärkungsfehler und Drift	±0,2 % (max.), ±35 ppm/Grad C (max.)
Nichtlinearität und Drift	±0,03 % (max.), 1 ppm/Grad C (Typ.)
Isolierung transiente Überspannung	4250 V _{PEAK}
Hohe Gleichtakt-Transientenstörfestigkeit, CMTI	100 kV/μs (min)

Genauigkeitsvergleich von isolierten Shunt- und Geschlossener Regelkreis-Strommessungen

Einführung

Verschiedene Industrie- und Automobilanwendungen wie **On-Board-Ladegeräte**, **Solarwechselrichter**, **DC-Ladestationen (Säulen)**, **Stromwandlungssysteme** und **Motorantriebe** erfordern eine Isolierung, um die digitale Schaltung vor dem Hochspannungskreis zu schützen, der eine Messung durchführt. Zwei Möglichkeiten zur Durchführung der isolierten Strommessung für diese Anwendungen sind isolierte Shunt-basierte und magnetische (Hall- oder Flux-Gate) basierte Sensorik. In diesem Dokument wird der **isolierte Verstärker** Texas Instruments **AMC3302** mit einzelner Stromversorgung mit einem beliebigen Stromsensor mit geschlossenem Regelkreis verglichen (CLCS).

Technologie-Übersicht

Bei der isolierten Shunt-basierten Strommessung wird die Spannung an einem präzisen Inline-Widerstand, dem so genannten Shunt-Widerstand, gemessen.

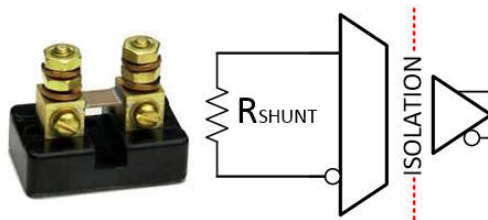


Abbildung 24. Isolierte shunt-basierte Strommessung

Der Shunt-Widerstand muss sehr genau sein, damit die erwartete Spannung für den gelieferten Strom erzeugt wird, da jede Variation des erwarteten Widerstands direkt zu einem Verstärkungsfehler beiträgt. Der Vorteil der Shunt-basierten Strommessung besteht darin, dass sie branchenführende Genauigkeit, Immunität gegen magnetische Störungen, Skalierbarkeit und geringe Größe ermöglicht.

Der CLCS verwendet einen Magnetkern zur Messung des Magnetfelds, das von dem Strom erzeugt wird, der durch den Primärleiter läuft. Das im CLCS enthaltene Magnetfeld-Sensorelement wird dazu verwendet, einen Kompensationsstrom bereitzustellen, der auf den Magnetkern angelegt wird. Dieser Kompensationsstrom erzeugt einen Fluss von gleicher Größe, jedoch in die entgegengesetzte Richtung des vom Primärleiter erzeugten Flusses. Dadurch wird ein Fluss von Null gemessen. Magnetische Strommessung ist anfällig für magnetische Interferenzen, die sich auf die Offset- und Linearitätsleistung des Bausteins auswirken können.

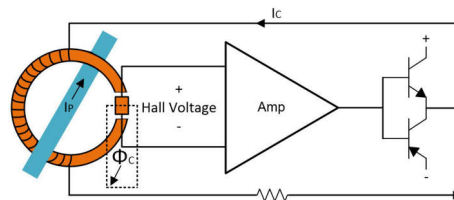


Abbildung 25. Hall-Basierter Sensor Mit Geschlossenem Regelkreis

Weitere Informationen zum Vergleich der beiden Technologien finden [Sie hier](#).

Test-Einrichtung

Es wurde eine Testeinrichtung erstellt, um die Leistung dieser beiden Technologien direkt zu vergleichen. Daten wurden mit einer Gleichstromquelle, einer elektronischen Last und digitalen Multimetern für eine ± 85 A-fache Primärstromansteuerung bei drei verschiedenen Temperaturen – $40\text{ }^{\circ}\text{C}$, $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ und $85\text{ }^{\circ}\text{C}$ – erfasst. Alle Messungen wurden gemäß IEEE488 automatisiert.

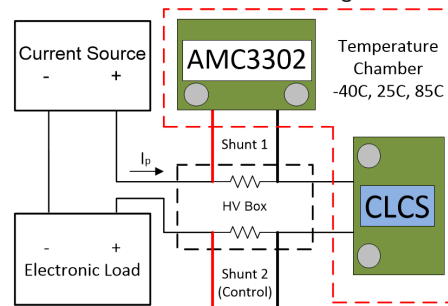


Abbildung 26. AMC3302 Blockschaltbild der Schaltkreis- und CLCS-Test-Einrichtung

Bitte beachten Sie, dass der für die AMC3302-Schaltkreismessung verwendete $500\ \mu\Omega$ Shunt 1 und der für die Kontrollmessung verwendete $500\ \mu\Omega$ Shunt 2 keinen Änderungen der Umgebungstemperatur unterzogen wurden, weshalb der Shunt-Temperaturdrift-Fehler nicht in dieser Analyse berücksichtigt wird. Beide Shunts sind für eine Toleranz von $\pm 0,25\%$, einen Temperaturkoeffizienten von $\pm 15\text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ und eine Verlustleistung von 20 W ausgelegt.

Der nachstehende Schaltplan zeigt die **AMC3302** - und **TLV6002**- Schaltung, die für den Genauigkeitsvergleich verwendet werden. Kanal 1 des TLV6002 wurde verwendet, um eine über einen Widerstandsteiler erzeugte Referenzspannung zu puffern, während der Differenzausgang des AMC3302 über Kanal 2 von differenziell auf

unsymmetrisch umgewandelt wurde. Somit hat der AMC3302-Schaltkreis eine identische Schnittstelle wie der CLCS; VDD, GND, VREF und VOUT.

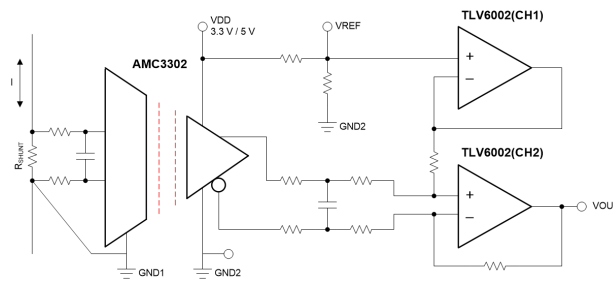


Abbildung 27. AMC3302 Schaltplan

Unten sehen Sie die AMC3302-Leiterplatte (PCB). Die Leiterplatte wurde so konzipiert, dass die AMC3302-Schaltung auf dieselbe x-/y-Fläche wie der CLCS passt, 13,4 mm x 21,9 mm. Die AMC3302-Platine ist in Bezug auf die Höhe viel kleiner; 2,6 mm im Vergleich zu 16 mm beim CLCS, eine Reduzierung der Höhe um 84 %.

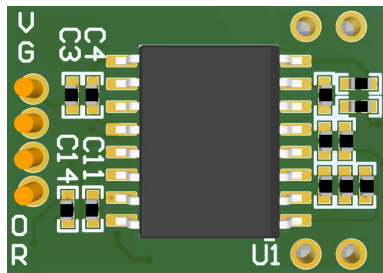


Abbildung 28. AMC3302 Leiterplatte

Genauigkeitsvergleich

Abbildung 6 zeigt die Genauigkeitsergebnisse für die +/-85 A-Primärstromabtastung über die Temperatur in Bezug auf Fehler als Prozentsatz des Vollausschlags nach einer 25 °C-Offset-Kalibrierung. Die Ergebnisse der AMC3302-Schaltung werden in Rottönen und der CLCS in Blau angezeigt. Die AMC3302-Schaltung arbeitet sehr genau über den gesamten Strom- und Temperaturbereich ohne Verstärkungskalibrierung, besser als 0,1 %. Der CLCS weist im Vergleich zur AMC3302-Schaltung eine schlechtere Verstärkungsfehler-Drift und Linearitätsleistung auf, was zu einem Gesamtfehler

von mehr als 0,5 % führt. Die AMC3302-Schaltung bietet eine Genauigkeitsverbesserung von mehr als 5x im Vergleich zum CLCS über den gesamten Strom- und Temperaturbereich.

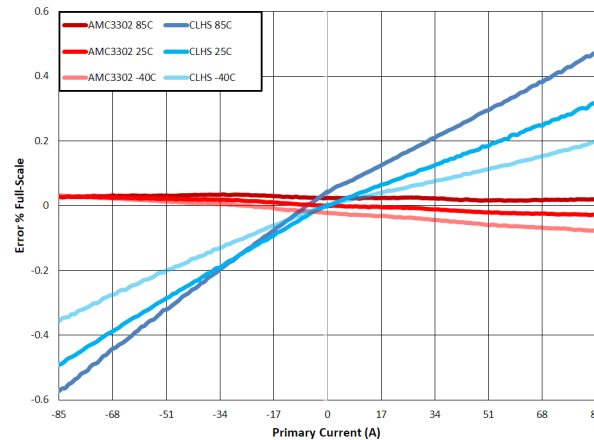


Abbildung 29. Genauigkeitsvergleich für AMC3302-Schaltungen und Stromsensoren im geschlossenen Regelkreis nach Offset-Kalibrierung

Unten ist eine Vergleichstabelle der absoluten maximalen Fehler dargestellt.

Temperatur	40 °C	25 °C	85 °C
AMC3302 Schaltkreis	-0,077 %	-0,029 %	0,035 %
CLCS	-0,356 %	-0,492 %	-0,573 %

Fazit

Die nachstehende Tabelle fasst den Vergleich der AMC3302-Schaltung und des CLCS zusammen. Bei Systemen, die eine branchenführende Genauigkeit erfordern, bietet die AMC3302-Schaltung einen klaren Vorteil im Vergleich zum CLCS. Die Größe der AMC3302-Schaltung, die für diesen Vergleich verwendet wird, ist gleich groß in Bezug auf x- und y-Abmessungen, und zeigt einen klaren Vorteil in Bezug auf die Höhe, z. Der AMC3302-Schaltkreis bietet außerdem Immunität gegen magnetische Störungen und Skalierbarkeit.

	AMC3302 Schaltkreis	CLCS
Genauigkeit	++	+
Größe	+	-
Magnetische Immunität	++	--
Skalierbarkeit	++	-
Einfaches Design	+	++

Spannungserfassung

- Maximieren Sie die Leistungswandlung und die Wirksamkeit der Motorsteuerung durch isolierte Spannungserfassung
- Höhere Genauigkeit und Leistung mit integrierten isolierten Verstärkern und Modulatoren mit Hochspannungswiderstand
- Isolierte Verstärker mit differentiellen, unsymmetrischen Festverstärkern und ratiometrischen Ausgängen für Spannungssensorenanwendungen
- Isolierte Spannungsmessschaltung mit ± 250 mV-Eingang und Differenzausgang
- Split-Tap-Verbindung für isolierte Line-to-Line-Spannungsmessung mit AMC3330
- ± 12 V-Spannungssensorschaltung mit isoliertem Verstärker und pseudo-differentiellem Eingang SAR-ADC
- ± 12 V-Spannungssensorschaltung mit isoliertem Verstärker und SAR-ADC mit Differenzeingang
- Isolierter Schaltkreis zur Erkennung von Unter- und Überspannung
- Isolierter Nulldurchgangsschaltkreis
- Isolierter Spannungssensorschaltkreis mit ± 480 V und Differenzausgang

Maximieren Sie die Leistungswandlung und die Wirksamkeit der Motorsteuerung durch isolierte Spannungserfassung

Angesichts der wachsenden Nachfrage nach mehr erneuerbaren Energiequellen, die in Automobil- und Industrieanwendungen immer größer wird, steigt der Bedarf an kleinen, effizienten, genauen und kostengünstigen Stromwandlern und Motorsteuerungen in einem noch nie dagewesenen Ausmaß.

Eine genaue, isolierte Spannungsmessung zur Messung hoher Spannungen stellt eine erhebliche Herausforderung in der Elektrotechnik dar – und die Spannungen werden immer höher. Gleichspannungen steigen von 400 V_{DC} auf 800 V_{DC} und sogar bis zu 1.500 V_{DC}. Auch die Erschwinglichkeit für Verbraucher gewinnt zunehmend an Bedeutung, und die Größenoptimierung drängt auf mehr Innovation. Aus diesem Grund wird ein präzises, größenoptimiertes, galvanisch isoliertes Spannungsmessgerät, das die heutigen Anforderungen erfüllt, zur Pflicht.

Die Automobilhersteller geben jährlich ihre Ziele an, Elektrofahrzeuge (EVS) zu entwickeln, die eine größere Reichweite (>400 Meilen) ermöglichen und gleichzeitig eine bessere Betriebssicherheit bieten und gleichzeitig erschwinglich bleiben. Integrierte, isolierte Gleichspannungssensorbausteine können Gleichspannungsmessungen maximieren und längere Reichweite ermöglichen, indem sie einen Genauigkeitsfehler von weniger als 1 % der Gleichspannung in Onboard-Ladegeräten, DC/DC-Wandlern und Batteriemanagementsystemen bereitstellen. Integrierte, isolierte Wechselspannungssensorbausteine können ein- oder dreiphasige Wechselstromnetzspannungen in einem kompakten integrierten Schaltkreis (IC) genau messen, wodurch die Netznutzung der Spannungspegel maximiert wird. Sowohl isolierte Wechselstrom- als auch Gleichstrom-Spannungsmessbausteine können Betriebssicherheit bieten, indem sie Funktionsausfälle erkennen und die Treiber benachrichtigen. Isolierte Wechselstrom- und Gleichstrom-Spannungssensorbausteine können durch die Integration externer Komponenten in einem einzigen IC ebenfalls Erschwinglichkeit bieten. Dies unterstützt Entwickler bei der Beschleunigung der Marktreife durch energieeffizientere Designs.

In einer intelligenten Energieinfrastruktur können isolierte Spannungsmessbausteine mit fortschrittlicher Integration Kostenreduzierung und höhere Leistungsdichte in DC- und AC-Ladegeräten, Energiespeichersystemen und Solarwechselrichtern ermöglichen. Diese isolierten Spannungsmessbausteine können auch hochgenaue Spannungsmessungen mit einem Fehler von weniger als 1 % ermöglichen, was eine präzisere Stromversorgung und eine geringere Verlustleistung ermöglicht. Die verbesserte Effizienz ermöglicht es dann, die Kostenersparnis an die Verbraucher weiterzugeben.

Anwendungen in der Energieinfrastruktur erfordern sowohl Wechselspannungs- als auch Gleichspannungsmessungen.

Zur Wechselspannungsmessung ermöglicht ein genauer isolierter Spannungssensor eine präzisere Messung der Netzspannung, was für Stromwandler wichtig ist, da Sie die Phasendifferenz zwischen den einzelnen Spannungen kennen müssen, um eine Leistungsfaktorkorrektur durchzuführen. Im Invertermodus liefern isolierte Spannungssensoren präzise Spannungspegel an die Last, das Netz oder beides.

Bei der Gleichspannungsmessung trägt ein präziser isolierter Spannungssensor dazu bei, das Laden der Batterie auf die Endspannung während der konstanten Spannungsphase zu beschleunigen, ohne die Batterie zu beschädigen.

Abbildung 30 zeigt ein Beispiel für eine isolierte Spannungsmessung in Elektrofahrzeugen und in der Energieinfrastruktur.



Abbildung 30. Isolierte Spannungsmessung in Elektrofahrzeugen und Energieinfrastruktursystemen.

Bei heutigen Motorsteuerungsanwendungen, wie zum Beispiel industriellen Motorantrieben und Fahrzeug-Traktionsumrichtern, besteht ein wachsender Bedarf an präziseren Messungen der Gleichspannung. Ein hochgenauer und kompakter IC kann effizientere DC-Messungen ermöglichen und benötigt nicht viel Platz auf der Leiterplatte (PCB), was beides Herausforderungen in Motorsteuerungsanwendungen sind.

Lösungen zur Hochspannungserfassung

Bei TI liegt der Schwerpunkt stark auf der Entwicklung von Produkten, die zur Lösung von Marktherausforderungen beitragen und effizientere, kostengünstigere und präzisere Leistungswandlungs- und Motorsteuerungssysteme ermöglichen. Wir haben zwei neue isolierte Spannungsmesstechnologien entwickelt, einschließlich eines integrierten Hochspannungswiderstands und unsymmetrischer Ausgangsbausteine.

Integrierte Widerstandsbausteine

Die **AMC0380D04-Q1**, **AMC0381D10-Q1** und **AMC0386M10-Q1** Familie galvanisch isolierter Spannungssensorverstärker und Modulatoren integrieren Hochspannungswiderstände und machen die Notwendigkeit für große und teure externe Widerstände überflüssig, um die Spannung auf einen Pegel von ± 1 V oder 0 V bis 2 V zu senken. Eigenständige Hochspannungswiderstände können viel Platz auf Leiterplatten einnehmen, da Sie möglicherweise bis zu 15 Hochspannungswiderstände benötigen, um die Spannung zu senken und die Isolationswerte des Systems aufrechtzuerhalten. Eigenständige Hochspannungswiderstände sind auch eine signifikante Quelle für Messfehler, Lebensdauerdrift und Temperaturdrift und erfordern eine Kalibrierung am Ende der Leitung.

Wenn es darum geht, Platz auf der Platine zu sparen, sparen der isolierte Verstärker AMC0380D04-Q1 ± 400 V_{AC}-Eingang, der isolierte Verstärker AMC0381D10-Q1 1.000 V_{DC}-Eingang und der isolierte Modulator AMC0386M10-Q1 ± 1.000 V_{AC}-Eingang Kosten auf Systemebene und reduzieren die Lösungsgröße um bis zu 50 %, indem die Notwendigkeit für externe Hochspannungswiderstände entfällt, wie in **Abbildung 31** gezeigt.

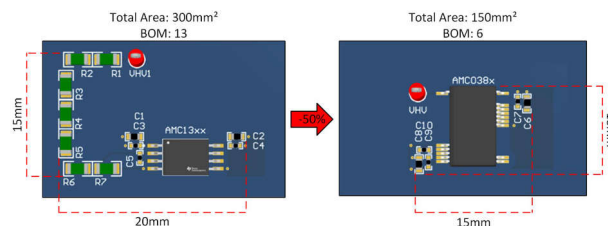


Abbildung 31. Integrationsvorteile der integrierten Widerstandsfamilie.

Durch die Integration der Hochspannungswiderstände in unsere isolierten Spannungsmessbausteine entfällt die Notwendigkeit einer großen Widerstandskette. Wir haben auch die Notwendigkeit einer Kalibrierung auf Systemebene eliminiert, indem wir den Verstärkungsfehler des internen Widerstands für die Bausteine AMC0380D04-Q1, AMC0381D10-Q1 und AMC038610-Q1 in unseren Fabriken kalibrieren. Dies kann Zeit und Kosten bei der Fertigung sparen.

Diese Bausteine können auch zur Erhöhung der Systemeffizienz durch verbesserte Genauigkeit beitragen. Der integrierte Teiler zeichnet sich im Vergleich zu diskreten Widerständen durch eine sehr geringe Temperatur- und Lebensdauerdrift aus und ermöglicht Spannungsmessungen mit einer Genauigkeit von $<1\%$.

Weitere Informationen zu integrierten Widerstandsbausteinen finden Sie im Anwendungshinweis **Erhöhte Genauigkeit und Leistung mit integrierten isolierten Verstärkern und Modulatoren mit Hochspannungswiderstand**.

Unsymmetrische Ausgangsspannung

Bei der Entwicklung isolierter Spannungsmessschaltungen mit isolierten Industriestandard-Verstärkern wie dem AMC1311 besteht eine häufige Herausforderung darin, den Differenzausgang des isolierten Verstärkers in einseitig geerdet umzuwandeln, um eine direkte Schnittstelle mit dem Analog-Digital-Wandler (ADC) innerhalb des Mikrokontrollers (MCU) zu schaffen. Dies kann teuer werden und zusätzlichen Platinenplatz verbrauchen.

Um Platz auf der Platine zu sparen, helfen die Bausteine **AMC0311R - Q1**, **AMC0311S - Q1**, **AMC0330R-Q1** und **AMC0330S-Q1**, Kosten auf Systemebene zu sparen und die Lösungsgröße zu reduzieren, da kein differenzieller zu unsymmetrischer Wandlerschaltkreis mehr benötigt **Abbildung 32** wird, der typischerweise aus einem Operationsverstärker und einer Referenzspannung besteht (siehe).

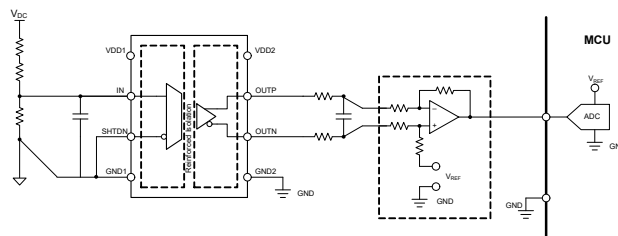


Abbildung 32. Herkömmliche isolierte Spannungsmessungstopologie.

Abbildung 33 zeigt die Anschlussbelegung dieser asymmetrischen Bausteine.

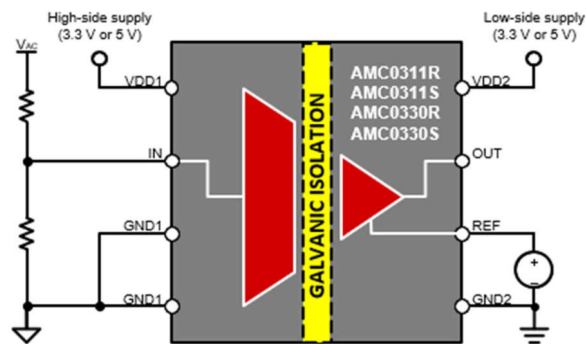


Abbildung 33. Integration des differentiellen zu unsymmetrischen Operationsverstärkers.

Die Bausteine AMC0311R-Q1 und AMC0330R-Q1 sparen Platz auf der Platine. Ihr ratiometrischer Ausgang ermöglicht eine variable Ausgangsverstärkung, die eine Ausgangsschwingung des isolierten Spannungsmessbausteins bereitstellt, die der Referenzspannung des ADC innerhalb der MCU folgt (siehe [Abbildung 34](#)). Dadurch kann der gesamte Dynamikbereich des A/D-Wandlers für Messungen mit verbesserter Auflösung genutzt werden.

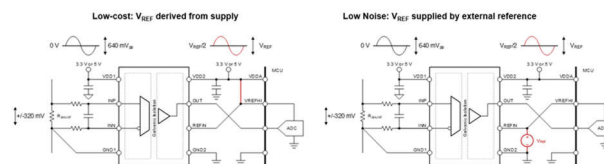


Abbildung 34. Ratiometrische isolierte Spannungserfassung am Ausgang.

Weitere Informationen zu integrierten Widerstandsbausteinen finden Sie im Anwendungshinweis [Trennverstärker mit differentiellen, unsymmetrischen festen Verstärkungsfaktoren und ratiometrischen Ausgängen für Spannungsmessanwendungen](#).

Anwendungsfälle für integrierte isolierte Spannungserkennung

Abbildung 35 zeigt die Standard-Topologie eines Stromwandlungssystems. Zur Wechselspannungsmessung können Sie den AMC0380D04-Q1 ohne externe Hochspannungswiderstände (das grüne Rechteck) oder den AMC0330D-Q1, AMC0330S-Q1 oder AMC0330R-Q1 mit externen Hochspannungswiderständen (das gelbe Rechteck) verwenden.

Zur Gleichspannungsmessung können Sie den AMC0381D10-Q1 und den AMC0386M10-Q1 ohne externe Hochspannungswiderstände (die blauen Rechtecke) oder den AMC0311D-Q1, AMC0311S-Q1 oder AMC0311R-Q1 mit externen Hochspannungswiderständen (die roten Rechtecke) verwenden.

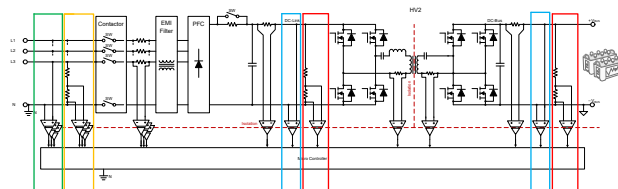


Abbildung 35. Isolierte Spannungsmessung in Stromwandlungsanwendungen.

Abbildung 36 zeigt die Standardtopologie einer Motorsteuerung. Zur Wechselspannungsmessung können Sie den AMC0380D04-Q1 ohne externe Hochspannungswiderstände (das grüne Rechteck) oder den AMC0330D-Q1, AMC0330S-Q1 oder AMC0330R-Q1 mit externen Hochspannungswiderständen (das gelbe Rechteck) verwenden.

Zur Gleichspannungsmessung können Sie den AMC0381D10-Q1 und den AMC0386M10-Q1 ohne externe Hochspannungswiderstände (blaues Rechteck) oder den AMC0311D-Q1, AMC0311S-Q1 oder AMC0311R-Q1 mit externen Hochspannungswiderständen (rotes Rechteck) verwenden.

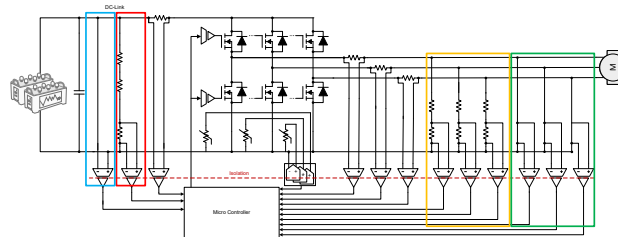


Abbildung 36. Isolierte Spannungserfassung in Motorsteuerungsanwendungen.

Fazit

Kleine, effiziente, genaue und kostengünstige Stromrichter und Motorsteuerungen sind eine Notwendigkeit auf dem heutigen Markt. Die Bausteine AMC0380D04-Q1, AMC0386M10-Q1, AMC0330D-Q1, AMC0330S-Q1 und AMC0330R-Q1 zur Wechselspannungsmessung und die Bausteine AMC0381D-Q1, AMC038610-Q1, AMC0311D-Q1, AMC0311S-Q1 und AMC0311R-Q1 zur Gleichspannungsmessung stellen Designherausforderungen, um das Ziel einer Zukunft ohne Emissionen ohne Netto zu erreichen.

Weitere Ressourcen

- Sehen Sie sich die aktualisierten Referenzdesigns mit Hochspannungs-Sensorprodukten an:
 - 800 V, 300 kW Referenzdesign für SiC-basiertes Traktionsinvertersystem ([TIDM-02014](#) herunterladen)
 - Bidirektionaler dreiphasiger dreistufiger 10-kW-(T-Typ)-Inverter mit PFC Referenzdesign (TIDA-01606 herunterladen)
- Steigen Sie mit der Bestellung des Evaluierungsmoduls [AMC038XEVM](#) und [der](#) Evaluierungsmodule [DIYAMC-0-EVM](#) in die Entwicklung ein.
- Mehr erfahren über die [Strommesslösungen](#) von TI.

Höhere Genauigkeit und Leistung mit integrierten isolierten Verstärkern und Modulatoren mit Hochspannungswiderstand

Kurzfassung

Dieser Anwendungshinweis stellt die neuen AMC038x-Bausteine, galvanisch getrennte Verstärker und Modulatoren mit integrierten Widerstandsteilern für Hochspannungssensorik vor und zeigt die Vorteile und gängigen Anwendungsfälle auf.

Einführung

Mit der Entwicklung von Hochspannungsdesigns für Automobil- und Industrieanwendungen wächst der Bedarf an präzisen, sicheren und energieeffizienten galvanisch isolierten Spannungsmesslösungen. Die Produktfamilie AMC038x besteht aus einer Gruppe von isolierten Verstärkern und Modulatoren mit erhöhter Genauigkeit, verbesserter Integration und größerer Funktionalität, die diese Anforderungen erfüllen können. Diese Bausteine wurden mit integrierten Hochspannungs- (HV-) Widerständen entwickelt und besitzen eine erheblich kleinere Designgröße im Vergleich zum herkömmlichen Design unter Verwendung eines externen Widerstandsteilers. Externe Hochspannungs-Widerstandsteiler können groß und kostspielig sein, um die Spannung auf einen Pegel von 1 V oder 2 V herunterzustufen. Darüber hinaus weisen die integrierten Widerstände im Vergleich zu diskreten Widerständen eine sehr geringe Temperatur- und Lebensdauerdrift auf. Dadurch können die AMC038x Produkte eine Genauigkeit von über 1 % über Temperatur und Lebensdauer erreichen, ohne dass eine Kalibrierung erforderlich ist.

Vorteile von isolierten Verstärkern und Modulatoren mit Hochspannungswiderstand

Die AMC038x-Produktfamilie bietet gegenüber dem Standard-2V-Eingang viele Vorteile durch externe Widerstandsteiler-Spannungsmessbausteine, wie verbesserte Genauigkeit und reduzierten Platinenplatz.

Platzsparend

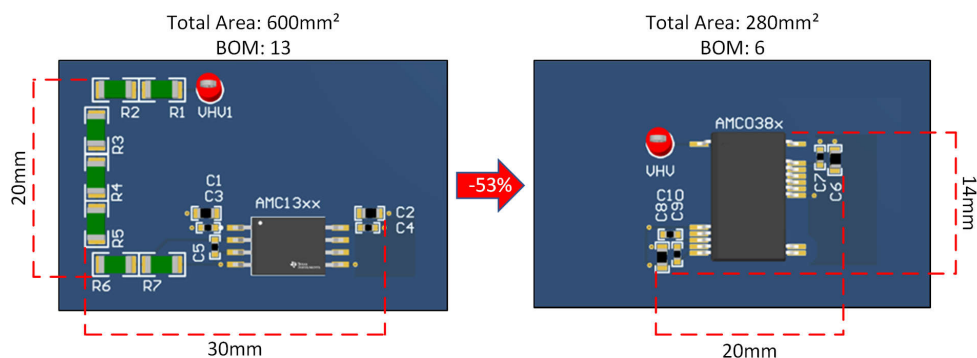


Abbildung 37. Geringerer Platzbedarf auf der Platine

Diskrete Hochspannungswiderstände können einen erheblichen Teil des Platzes auf der Leiterplatte verbrauchen. In der Regel werden Spannungsabfälle an einem einzelnen Widerstand durch die Hersteller begrenzt, und die Kunden bevorzugen die Verwendung von Widerständen mit kleinerem Platzbedarf, da Bedenken hinsichtlich der Zuverlässigkeit auf Platinebene bestehen. Daher benötigt ein System bis zu 15 HV-Widerstände, um die Spannung zu senken und die Isolationswerte des Systems aufrechtzuerhalten. Im Gegensatz dazu integriert die Produktfamilie AMC038x HV-Widerstände in den Baustein, was ein einfacheres, kleineres Design bedeutet. Dies bietet einen Kriechstrecken- und

Freiraum von 8 mm zwischen dem HV-Eingang und dem nächstgelegenen Pin. Wie in **Abbildung 37** gezeigt, verringert sich dadurch die Designgröße um mehr als 50 % und die Stücklistenanzahl erheblich.

Verbesserte Temperatur- und Lebensdauerdrift von integrierten HV-Widerständen

Neben den Vorteilen der Platzersparnis erhöht die Integration des HV-Widerstandsteilers auch die Genauigkeit. Frühere Designs mit externen Widerständen weisen höhere Temperatur- und Lebensdauerdrifts auf. Durch die Eliminierung externer Widerstände wird ein Großteil der Gesamtfehlerrate eliminiert. Genauer gesagt, können die Temperaturabweichungen externer Widerstände auseinander driften und im Laufe der Zeit zu einer Compounding führen. Normalerweise verwenden externe Widerstandsteiler HV-Widerstände im oberen Teil des Teilers und Niederspannungswiderstände (LV) im unteren Teil des Teilers. Diese LV-Widerstände sind häufig von anderer Art, Bauweise oder Material. Ein integrierter Widerstandsteiler verwendet dasselbe Material für den oberen und unteren Widerstand, was zu einem sehr niedrigen Temperaturkoeffizienten führt. Jeder verbleibende Fehler des Widerstandsteilers wird dann bei der Produktion kalibriert, sodass der Widerstandsteiler praktisch vollständig eliminiert wird. Betrachten wir folgendes Beispiel:

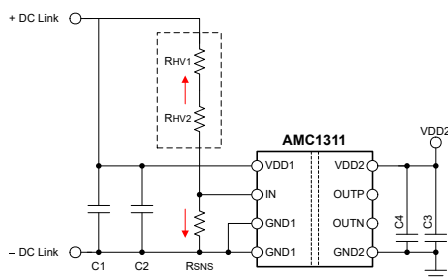


Abbildung 38. Design Externer Widerstände

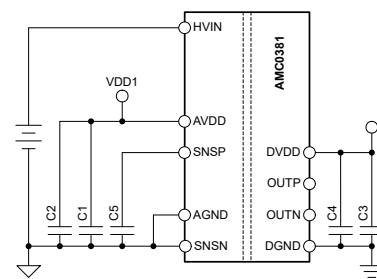


Abbildung 39. Design Integrierter Widerstände

Externer Widerstand, Worst-Case-Drift-Fehler:

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

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

Integrierter Widerstand, Worst-Case-Drift-Fehler:

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

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

Da sich die externen Widerstände in entgegengesetzte Richtungen verschieben können, entspricht dies mehr als 2/3 des Gesamtfehlers der Signalkette, weitere 1 %. Dies macht es im Gegensatz zu den integrierten HV-Widerstandsprodukten schwierig, bei der Entwicklung externer Widerstände eine Genauigkeit von <1 % über Temperatur und Lebensdauer zu erreichen.

Ergebnisse mit hoher Genauigkeit

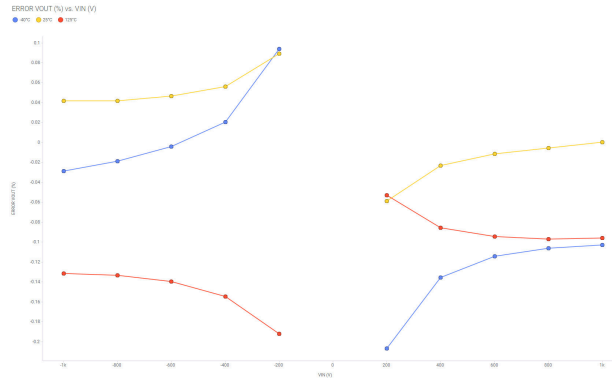


Abbildung 40. Prozentualer Gesamtausgangsfehler im Vergleich zur Eingangsspannung

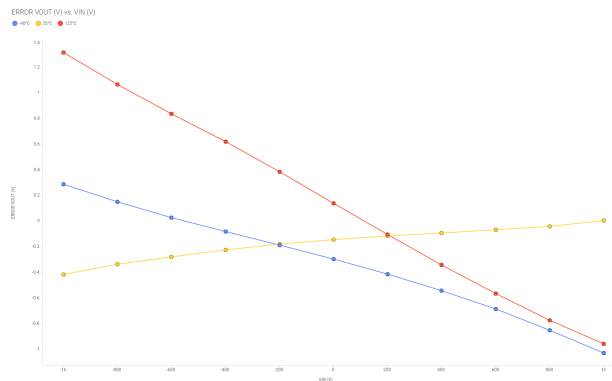


Abbildung 41. Gesamte ausgangsbezogene Fehlerspannung im Vergleich zur Eingangsspannung

Zur Veranschaulichung zeigen **Abbildung 40** und **Abbildung 41** die typische Genauigkeit der AMC038x-Bausteine über einen bestimmten Temperaturbereich. Die Abbildungen zeigen, dass der AMC038x eine Genauigkeit von mehr als 0,4 % über 100 V liefert und dass ein absoluter Fehler von 0,5 V unter 100 V über die Temperatur ohne Kalibrierung auf Systemebene erreicht werden kann. Die Speicherung der Kalibrierungsroutine reduziert die Produktionskosten bei der Implementierung präziser Spannungsmessanwendungen.



Abbildung 42. AMC038x Thermische Ergebnisse: 12,5 M Ω

Darüber hinaus belegen die thermischen Ergebnisse des AMC0381D10 die stetige Leistung der Bausteinfamilie bei sehr hohen Spannungen. Bei 1.000 V beträgt der thermische Widerstand des Gehäuses bei ja 107 °C/W und erwartet einen Temperaturanstieg von 8 °C, was mit den Labormessungen gut übereinstimmt. Dies ist mehr als tolerierbar und bestätigt eine sichere Leistung auch bei erhöhten Umgebungstemperaturen.

Beispiel für vollständig integrierte Widerstände vs. Zusätzlicher externer Widerstand

Eine genaue Spannungsmessung und Leistung bei hohen Temperaturen sind für **Onboard-Ladegerätenwendungen** (OBC) von entscheidender Bedeutung. Der volle Ladezustand der Batterie ist erforderlich, damit die Batterie nach jahrelanger Nutzung vollständig aufgeladen werden kann. Ergo, höhere Genauigkeit und geringe Lebensdauerdrift tragen direkt zum anhaltenden Erfolg dieser Systeme bei. Diese Prinzipien können auch auf andere **HEV-**, **Energieinfrastruktur-** und **Motorantriebsanwendungen** ausgedehnt werden.

Einige Anwendungen können alternativ die Integration eines externen Widerstands in Betracht ziehen, um die Verstärkung des internen Widerstandsteilers manuell anzupassen. Dies ist machbar. Allerdings führt der Vorbehalt wieder zu Temperaturdrift und Verstärkungsfehlern, die bei der Verwendung integrierter Widerstandsbausteine praktisch vergessen sind. Mit integrierten Widerständen kann die Verstärkungsdrift von HV- und LV-Widerständen in die gleiche Richtung driften und über die Temperatur stabil bleiben und effektiv ungemessen bleiben. Bei der Einführung eines externen Widerstands, R_{EXT} , kann sich die Verstärkungsdrift der internen Widerstände und R_{EXT} im schlimmsten Fall in entgegengesetzte Richtungen verschieben und dem System einen sekundären Fehler hinzufügen. Wenn ein Benutzer beispielsweise 1.200 V auf einem 1.000-V-Gerät erfassen möchte, kann er die folgende Demonstration in Betracht ziehen:

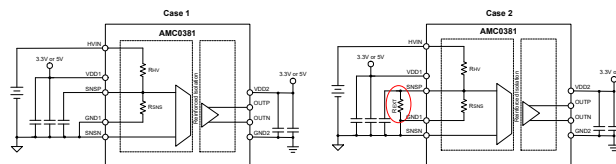


Abbildung 43. Schaltpläne zur Variation des Verstärkungsfehlerwiderstandsteilers

Fall 1: Sensorik 1.000 V auf einem 1.000-V-Baustein (AMC0381R10):

Für 1.000-V-Bausteine: $R_{HV} = 12,5 \text{ M}\Omega$; $R_{SNS} = 12,5 \text{ K}\Omega$

Integrierte Widerstände haben eine Toleranz von $\pm 20 \%$. Sowohl der HV- als auch der LV-Widerstand, R_{HV} und R_{SNS} , driften in die gleiche Richtung.

Nennwiderstand-Teilerspannung am SNSP-Pin:

$$V_{NOM} = V_{PEAK} \times \frac{R_{SNS}}{R_{HV} + R_{SNS}} \quad (14)$$

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

Maximale Widerstandsteilerspannung am SNSP-Pin:

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

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

Bezogen auf Verstärkungsfehler am Ausgang:

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

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

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

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

Wenn der Vollausschlag-Eingangsbereich nicht maximiert wird, kann dies zu einem größeren Teil des Messbereichsfehlers führen. Weitere Informationen finden Sie unter [Isolierte Spannungsmessrechner](#).

Fall 2: 1.200-V-Erfassung mit einem 1.000-V-Baustein (AMC0381R10):

Für 1.000-V-Bausteine: $R_{HV} = 12,5\ M\Omega$; $R_{SNS} = 12,5\ k\Omega$

Dieses Design erfordert das Einbeziehen eines externen Widerstands, R_{EXT} , von SNSP bis AGND. Dies kann zu einem sekundären Fehler im System führen und wird nicht empfohlen. Die absoluten Grenzwerte des Bausteins dürfen nicht überschritten werden.

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

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

Integrierte Widerstände haben eine Toleranz von $\pm 20\%$ und externe Widerstände eine Toleranz von $0,1\%$. Im schlimmsten Fall kann R_{EXT} in die entgegengesetzte Richtung von R_{HV} und R_{SNS} driften.

Nennwiderstand-Teilerspannung mit externem Widerstand am SNSP-Pin:

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

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

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

Maximale Widerstandsteilerspannung mit externem Widerstand am SNSP-Pin:

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

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

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

Bezogen auf Verstärkungsfehler am Ausgang:

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

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

Die Verwendung der integrierten Widerstandsbausteine ohne Mess-Integrationswiderstand bewirkt keine messbare Verstärkungsdrift. Das Hinzufügen eines externen Widerstands zur manuellen Anpassung der Verstärkung dieser

Bausteine kann einen zusätzlichen Gain-Drift-Fehler von 3,44 % im Worst-Case-Szenario auf den Gesamtsystemfehler einbringen und wird daher nicht empfohlen.

Bausteinauswahlbaum und gängige AC/DC-Anwendungsfälle

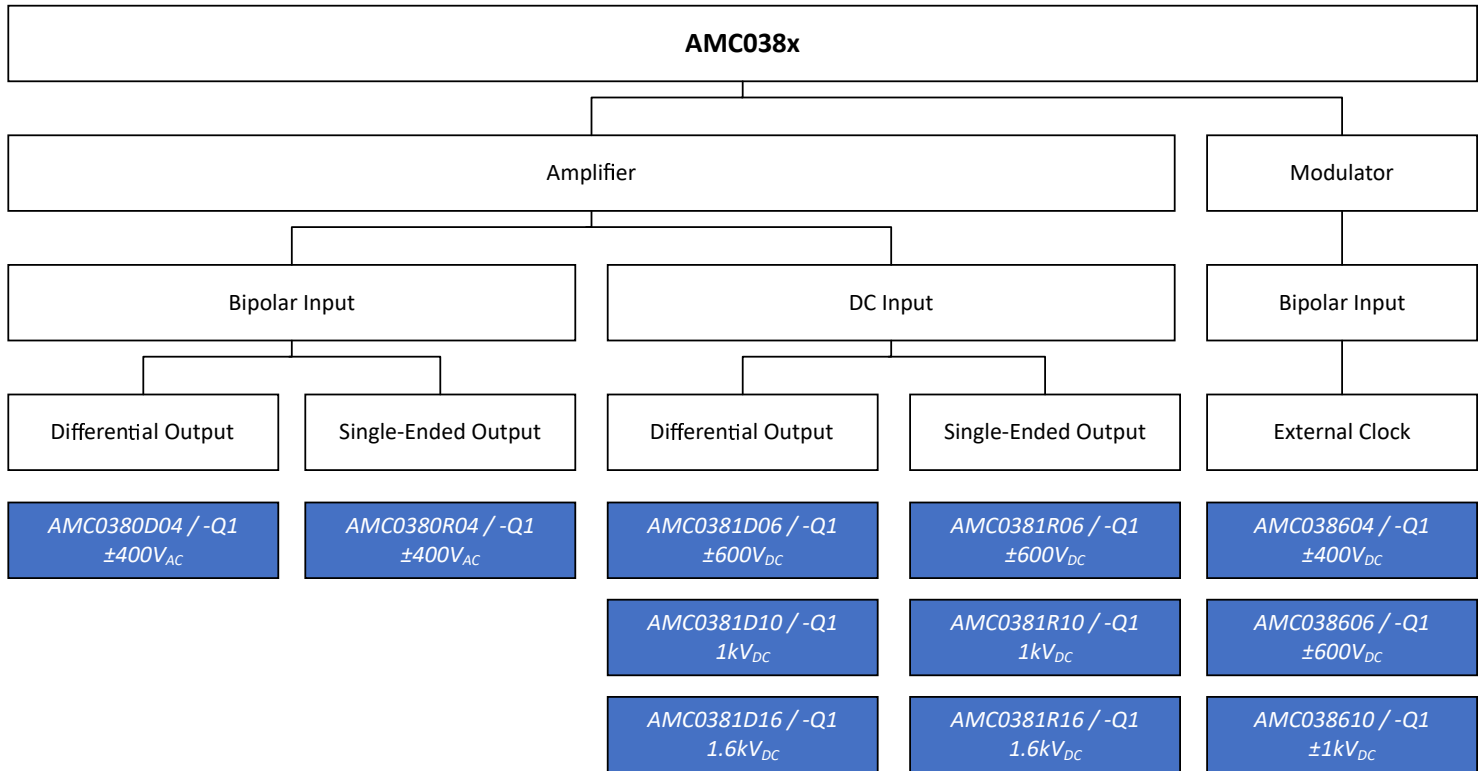


Abbildung 44. AMC038x Auswahlbaum

Tabelle 6. Anwendungsfälle zur Wechselspannungsmessung

Anwendungsmöglichkeit	Nennspannungsbereich	Empfohlenes Teilerverhältnis
Wechselspannungsmessung (Phase-Neutral)	120V _{RMS} (±10 %) / 190 V _{ST.}	400 : 1
	230V _{RMS} (±10 %) / 360 V _{ST.}	400 : 1
Phase-zu-Phase-Wechselspannungsmessung	400 V _{RMS} (±10 %) / 620 V _{ST.}	600 : 1
	690 V _{RMS} (±10 %) / 1.070 V _{ST.}	1000 : 1

Tabelle 7. Anwendungsfälle zur DC-Spannungsmessung

Anwendungsmöglichkeiten	Nennspannungsbereich	Empfohlenes Teilerverhältnis
DC-Link abgeleitet von einphasigen 120 V _{AC}	Bis zu 400 V + 10 %	400 : 1
DC-Link abgeleitet von einphasigen 230 V _{AC}	Bis zu 600 V + 10 %	600 : 1
DC-Link abgeleitet von 3-Phasen 230/400 V _{AC}	Bis zu 1000 V + 10 %	1000 : 1
Ess-/Solaranwendungen mit 1.500 V+ Strangspannung	Bis zu 1600 V + 10 %	1600 : 1

Die AM038x-Bausteine verfügen über vier Optionen mit festem Verhältnis, die vier verschiedene Eingangsspannungsbereiche ermöglichen: 400 V, 600 V, 1.000 V und 1.600 V. Diese Bausteine verfügen auch über drei verschiedene Ausgangstypen: Differenzieller Analogausgang, unsymmetrischer Analogausgang und digitaler Bitstrom-Modulatorausgang. Die Bausteine unterstützen die Wechselspannungsmessung mit der bipolaren Eingangsoption und die Gleichspannungsmessung mit der DC-Eingangsoption. Weitere Informationen zu bestimmten Anwendungsfällen

finden Sie im Marketing-Whitepaper Maximierung der Leistungsumwandlung und Motorsteuerungseffizienz durch isolierte Spannungsmessung.

Zusammenfassung

Die Produktfamilie AMC038x zeichnet sich durch geringere Größe, höhere Genauigkeit und einfache Integration aus. Dadurch eignet sie sich ideal für eine Vielzahl von Anwendungen. Der integrierte Hochspannungswiderstand ermöglicht eine branchenführende Genauigkeit von <1 % und eine um 50 % kleinere Platinengröße. Dadurch entfällt die Notwendigkeit einer End-of-Line-Kalibrierung. Solche Verbesserungen bestärken die Fähigkeit dieser isolierten Verstärker und Modulatoren, sich für Anwendungen in den Bereichen Hybrid- und Elektrofahrzeuge, Energieinfrastruktur und Motorantriebe gut zu eignen.

Quellennachweise

- Texas Instruments, [*AMC038XEVM Evaluierungsboard*](#).
- Texas Instruments, [*Maximierung der Leistungswandlung und Motorsteuerung Effizienz mit isolierter Spannungsmessung*](#), Marketing-Whitepaper.
- Texas Instruments, [*Bewältigung von Hochspannungs-Designherausforderungen mit zuverlässiger und kostengünstiger Isolationstechnologie \(Rev. C\)*](#), Marketing-Whitepaper.
- Texas Instruments, [*Isolierte Spannungsmessung in AC-Motorantrieben*](#), Analoges Designjournal.
- Texas Instruments, [*Excel-Rechner für SBAR013 Isolierte Verstärker-Spannungserfassung*](#).

Isolierte Verstärker mit differenziellen, unsymmetrischen Festverstärkern und ratiometrischen Ausgängen für Spannungssensoranwendungen

Kurzfassung

Texas Instruments stellt mit der neuen AMC0xxxD/S/R-Produktfamilie ein neues Portfolio von isolierten AC- und DC-Spannungsmessverstärkern mit Optionen für einen Differenzausgang, einen unsymmetrischen Ausgang mit fester Verstärkung und einen unsymmetrischen ratiometrischen Ausgang vor.

Einführung

Mehrere Automobil- und Industriesysteme arbeiten in rauen Umgebungen mit hohen Spannungen, wodurch hochleistungsfähige isolierte Spannungsmesslösungen entscheidend für die Aufrechterhaltung der Systemeffizienz und Langzeitzuverlässigkeit sind. Die Auswahl des richtigen isolierten Verstärkers erfordert viele Überlegungen, etwa zur Systemgenauigkeit, zum Platinenplatzbedarf und zu den Kosten des Systems, in das der Baustein implementiert wird. Zur Entwicklung von Systemen mit verbesserter Genauigkeit bei reduzierter Designgröße und reduzierten Kosten bei gleichzeitiger Erfüllung der Leistungsanforderungen stellt Texas Instruments die AMC0xxxD/S/R-Produktfamilie vor, ein neues Portfolio isolierter AC- und DC-Spannungssensorverstärker mit Optionen für Differenzausgang, unsymmetrische feste Verstärkung und ratiometrischen Ausgang.

Übersicht über differenzielle, unsymmetrische und ratiometrische Ausgänge mit fester Verstärkung

Isolierte Verstärker mit Differenzausgang

Differenzausgangsverstärker werden häufig in Systemen eingesetzt, die eine hohe Genauigkeit und Rauschunempfindlichkeit erfordern und für Signalintegrität ausgelegt sind. Der Differenzausgangsverstärker hat zwei Ausgänge: Einen positiven und einen negativen Ausgang, die gleich groß, aber phasenverschoben sind. Mit zwei gleichmäßig symmetrischen Ausgangssignalen ist der Differenzausgangsverstärker in der Lage, Masseverschiebungen ohne Signalverschlechterung zu verarbeiten. Dadurch ist er ein Differenzialausgangsverstärker, der für hochpräzise und leistungsfähige Anwendungen entwickelt wurde. Aufgrund der Unempfindlichkeit des Verstärkers gegen Masseverschiebungen ermöglichen diese Geräte das Routing des Ausgangssignals über große Entfernungen unter Beibehaltung der Signalintegrität.

Bei einem Verstärker mit Differenzausgang sind einige Designüberlegungen zu berücksichtigen. Eine dieser Überlegungen ist das Platinenlayout. Ein schlechtes Platinenlayout kann die Fähigkeit des Verstärkers beeinträchtigen, die genaue Gleichtakt-Ausgangsspannung aufrechtzuerhalten. Da Differenzverstärker sowohl auf dem invertierenden als auch auf dem nicht invertierenden Pfad basieren, ist die Aufrechterhaltung der Symmetrie durch die Gewährleistung gleicher Leiterbahnlängen für beide Ausgangsleitungen unerlässlich, um Ausgangsfehler zu minimieren. Es gibt verschiedene Designoptionen zum Konfigurieren des Differenzausgangsverstärkers für einen Analog-Digital-Wandler (ADC). Option 1, wie in **Abbildung 45** gezeigt, ist eine Konfiguration, die den Differenzausgangsverstärker direkt mit einem A/D-Wandler mit Differenzeingang verbindet. Allerdings verfügen Prozessoren wie der MSP430 und der C2000 über integrierte A/D-Wandler mit unsymmetrischem Eingang. Aus diesem Grund muss das Differenzsignal in ein unsymmetrisches Signal umgewandelt werden, um eine direkte Schnittstelle mit dem ADC zu schaffen. Das beste Design für die Ausgabe an einen A/D-Wandler mit unsymmetrischem Eingang ist die Umwandlung des differenziellen in einen unsymmetrischen Ausgang, wie als Option 2 in **Abbildung 45** dargestellt.

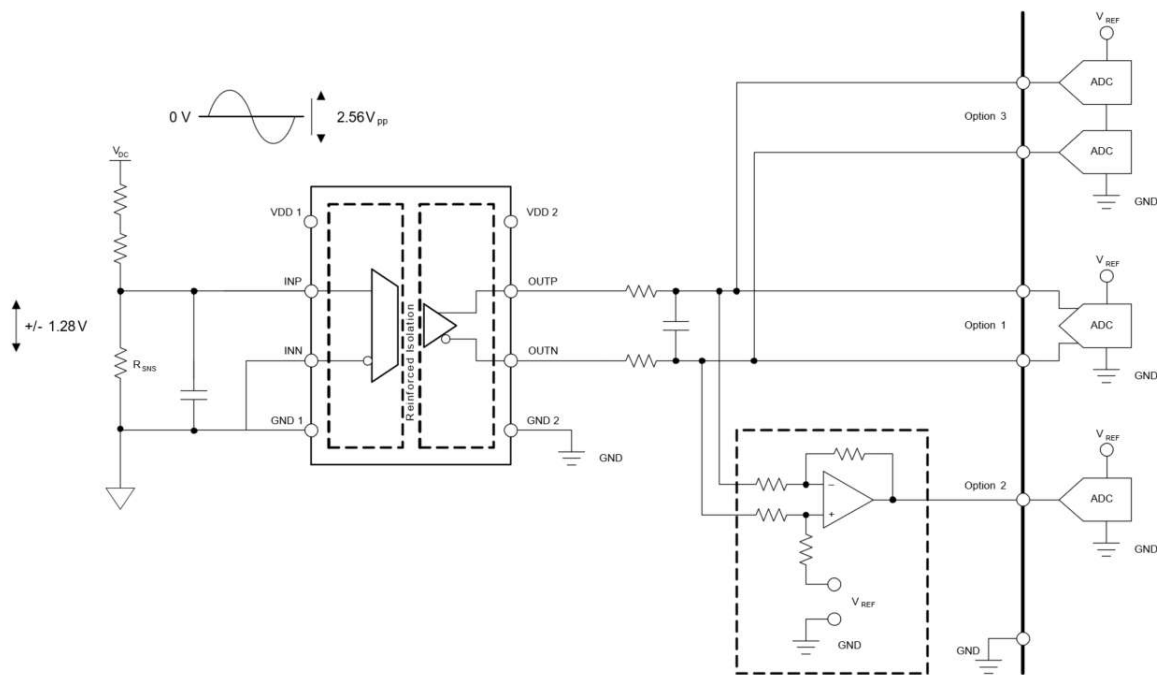


Abbildung 45. Konfiguration mit Differenzausgang

In dieser Konfiguration wird ein zusätzlicher Verstärker eingeführt, der die Umwandlung eines differenziellen Signals in ein unsymmetrisches Signal ermöglicht, das direkt an den ADC ausgibt. Weitere Informationen zur Anbindung einer differenziellen an eine unsymmetrische Ausgangsstufe finden Sie unter [Isolierte Stromsensorschaltung mit \$\pm 250\text{-mV}\$ -Eingangsbereich und unsymmetrischer Ausgangsspannung](#), analoger Schaltkreis. Ein anderes Design verwendet zwei A/D-Wandler mit unsymmetrischem Eingang und subtrahiert die Werte in der MCU, wie als Option 3 in [Abbildung 45](#) dargestellt. Option 3 hat jedoch den Nachteil, dass ein Compound-Fehler auftritt und ein zusätzlicher A/D-Wandler erforderlich ist, was diese Option weniger attraktiv macht.

Isolierte Verstärker mit unsymmetrischem Ausgang mit fester Verstärkung

Die neue Produktfamilie bietet alternative Bausteine für kompakte Designs, die nicht vom Differenzausgang profitieren. Die Unterschiede zwischen einem differenziellen und einem unsymmetrischen Ausgangsverstärker lassen sich hauptsächlich dadurch zusammenfassen, wie diese Verstärker mit Rauschen umgehen, Ausgangssignale und die Designeigenschaften. Die neue Bausteinfamilie führt zwei Optionen für unsymmetrische Verstärker ein: Den unsymmetrischen Verstärker mit fester Verstärkung und den unsymmetrischen Verstärker mit ratiometrischer Verstärkung.

Der unsymmetrische Verstärker mit fester Verstärkung wird aufgrund seiner einfachen Handhabung und Kosteneffizienz häufig gewünscht. Der unsymmetrische Verstärker mit fester Verstärkung kann ein unsymmetrisches Signal ausgeben, das proportional zur Eingangsspannung des Verstärkers ist. Da dieser Baustein für die direkte Anbindung an einen A/D-Wandler mit unsymmetrischem Eingang entwickelt wurde, [Abbildung 45](#) ist die zusätzliche Umwandlungsstufe von differenziellem zu unsymmetrischem Verstärker, wie bereits in erwähnt, nicht mehr erforderlich. Daher erfordert dieses Design weniger Komponenten, was eine kleinere Designgröße und niedrigere Stücklistenkosten ermöglicht und dieses Gerät für kompakte Systeme entwickelt.

Eine Designüberlegung für unsymmetrische Geräte mit fester Verstärkung ist die Empfindlichkeit des Bausteins gegenüber Grundrauschen. Schwankungen des Massepotentials können Verzerrungen im Ausgangssignal verursachen, indem Rauschen oder Fehler in das Signal eingebracht werden, die durch richtige Erdung und Komponentenauswahl beseitigt werden können. Wird dies nicht berücksichtigt, kann dies den Rauschabstand verringern und die Gesamtleistung verringern. Eine weitere Designüberlegung ist die am Referenzpin (REFIN) des Bausteins angelegte Spannung – die Anschlussbelegung des Bausteins ist in **Abbildung 48** dargestellt. **Abbildung 46** zeigt die Übertragungskennlinie zwischen Eingang und Ausgang für den AMC0x11S-Baustein, den unsymmetrischen Ausgangsbaustein mit fester Verstärkung und einem Eingangsspannungsbereich von 0 bis 2,25 V.

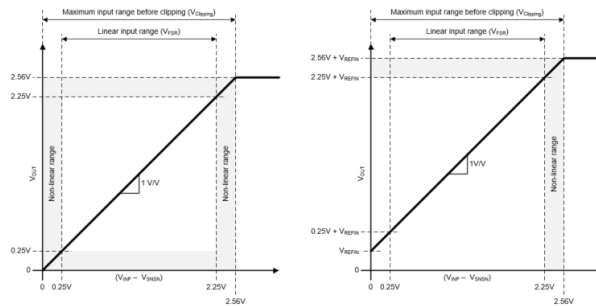


Abbildung 46. Eingangs-Ausgangs-Übertragungscharakteristik für AMC0x11S

Die linke Abbildung zeigt den Fall, in dem REFIN an GND2 kurzgeschlossen wird. Das rechte Bild zeigt bei $V_{\text{REFIN}} = 250 \text{ mV}$. Durch die Bereitstellung einer Spannung an REFIN von $\geq 250 \text{ mV}$ wird der lineare Eingangsspannungsbereich auf 0 V erweitert. Der Ausgangspuffer benötigt für den linearen Betrieb mindestens 250 mV Reserven. Daher zeigt der Baustein bei einem Kurzschluss von REFIN an GND2 ein nichtlineares Verhalten bei Eingangsspannungen nahe 0 V. Die Gleichung für die Ausgangsspannung des AMC0x11S-Bausteins lautet:

Ausgangsspannung von 12 V

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

Beim AMC0x30S-Baustein, dem unsymmetrischen Baustein mit fester Verstärkung und einem Eingangsspannungsbereich von ± 1 V, ist der Ausgang direkt proportional zur Eingangsspannung (V_{IN}), wobei REF_{IN} auf GND2 bezogen wird. Die Ausgabe kann durch die folgende Gleichung definiert werden:

Ausgangsspannung von 12 V

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

Abbildung 47 zeigt die Übertragungscharakteristik zwischen Eingang und Ausgang für den AMC0x30S-Baustein. Bei Eingangsspannungen unter -1 V und über $+1$ V folgt der Ausgang des Bausteins weiterhin dem Eingang, jedoch mit reduzierter Linearitätsleistung.

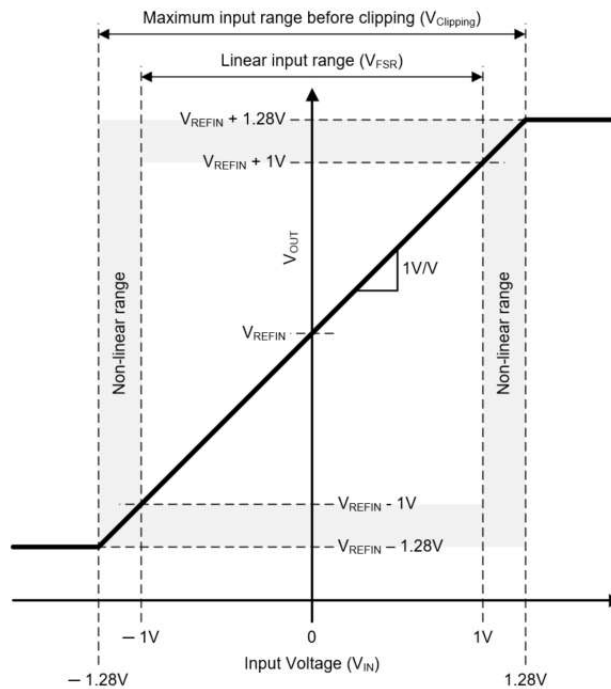


Abbildung 47. Eingangs-Ausgangs-Übertragungscharakteristik für AMC0x30S

Trennverstärker mit unsymmetrischem, ratiometrischem Ausgang

Um ein umfassendes Portfolio an Bausteinen für den Bedarf an hoher Leistung, Kosteneffizienz und kleineren Systemgrößen bereitzustellen, umfasst die neue Produktfamilie Optionen von einseitig geerdeten Bausteinen mit ratiometrischem Ausgang. Die unsymmetrischen ratiometrischen Ausgangsbausteine der neuen Produktfamilie wurden entwickelt, um die Verstärkung proportional zur Referenzspannung des A/D-Wandlers anzupassen. Ein Nachteil des Ausgangssignals mit fester Verstärkung ist, dass die feste Verstärkung nur einen Ausgangsspannungshub von 2 V bereitstellen kann. Systeme mit 5 V analogen E/A können nur 50 % des ADC-Eingangsbereichs nutzen, wodurch bei der Messung eine Auflösung von 1 Bit verloren geht. Der ratiometrische Ausgang stellt sicher, dass der Verstärker den Dynamikbereich des A/D-Wandlers vollständig nutzt, wodurch die Auflösung der Messung maximiert wird. **Abbildung 48** und **Abbildung 49** beziehen sich auf zwei verschiedene Konfigurationen für die ratiometrischen Geräte:

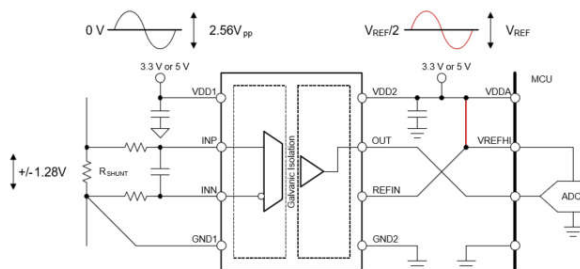


Abbildung 48. REFERENZ von der Versorgung abgeleitet

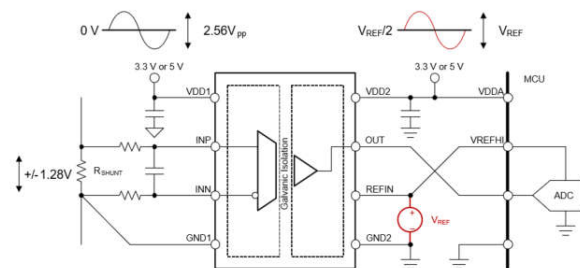


Abbildung 49. REFERENZ bereitgestellt durch externe Referenz

Wenn die Referenzspannung von der Stromversorgungsschiene abgeleitet wird, können die Kosten gesenkt werden, da weniger Komponenten beteiligt sind. Allerdings kann eine von einer externen Referenz abgeleitete Referenzspannung zu einem geringeren Rauschen führen.

Das Design des unsymmetrischen ratiometrischen Ausgangsbausteins macht den Baustein unempfindlich gegenüber dem Wert der Referenzspannung und tolerant gegenüber Ungenauigkeit und AC-Störungen. Aufgrund der Fähigkeit des Bausteins eine höhere Auflösung, Genauigkeit und Stabilität zu erreichen und gleichzeitig die Notwendigkeit der zusätzlichen Differenzverstärkerstufe zu unsymmetrischen Verstärkern zu eliminieren, ist die ratiometrische Option in hohem Maße wünschenswert, da sie Kosteneinsparungen ermöglicht und weniger Platz auf der Leiterplatte einnimmt sowie zu geringeren Stücklistenkosten beiträgt und gleichzeitig die Leistungsspezifikationen erfüllt.

Eine Designüberlegung für einen unsymmetrischen, ratiometrischen Baustein ist der Eingangsspannungsbereich des ADC. Da die ratiometrischen Bausteine 2,75 bis 5,5 V Referenzspannungen unterstützen können, eignen sich die ratiometrischen Bausteine am besten für A/D-Wandler mit einem Eingangsspannungsbereich von 3,3 V bis 5 V. Eine weitere Designüberlegung für diesen Baustein ist das Routing. Da die Referenzspannung sowohl des A/D-Wandlers als auch des Verstärkers proportional ist, muss die Referenzspannung des A/D-Wandlers zur ratiometrischen Komponente geleitet werden.

Abbildung 50 zeigt die Übertragungskennlinie zwischen Eingang und Ausgang für den AMC0x30R, den unsymmetrischen ratiometrischen Verstärkungsbaustein mit einem Eingangsspannungsbereich von ± 1 V. Der bipolare Eingangsbaustein kann 50 % der V_{REF} bei $V_{IN} = 0$ ausgeben, weil der Verstärker um den Mittelpunkt der Referenzspannung vorgespannt ist

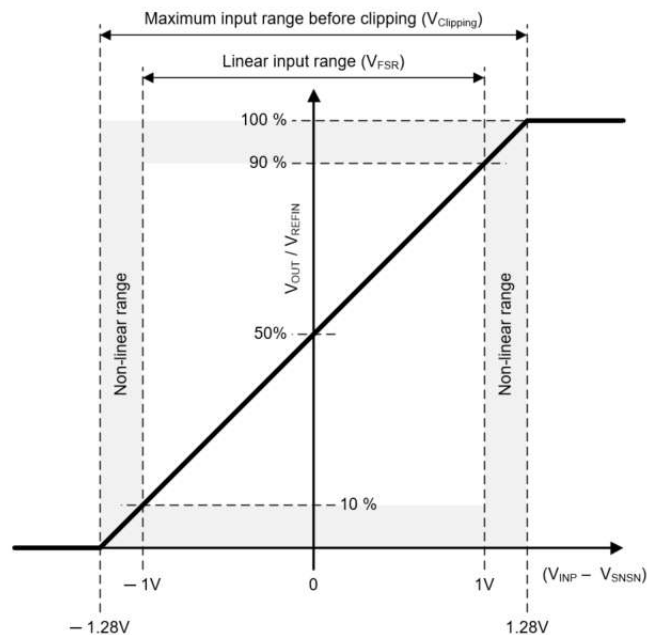


Abbildung 50. Übertragungscharakteristik von Eingang zu Ausgang für AMC0x30R

Für jede Eingangsspannung innerhalb des angegebenen linearen Eingangsbereichs kann die Ausgangsspannung des Bausteins durch die folgende Gleichung definiert werden:

Ausgangsspannung von 12 V

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

Bei Eingangsspannungen unter -1 V und über $+1$ V folgt der Ausgang des Bausteins weiterhin dem Eingang, jedoch mit reduzierter Linearitätsleistung.

Der AMC0x11R, ein unsymmetrischer ratiometrischer Baustein mit einem Eingangsspannungsbereich von 0,13 bis 2,25 V, weist eine Ausgangsspannung auf, die durch die folgende Gleichung definiert ist:

Ausgangsspannung von 12 V

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

Ähnlich wie beim AMC0x11S zeigt der AMC0x11R-Baustein ein nichtlineares Verhalten für Eingangsspannungen nahe 0 V, siehe **Abbildung 51**.

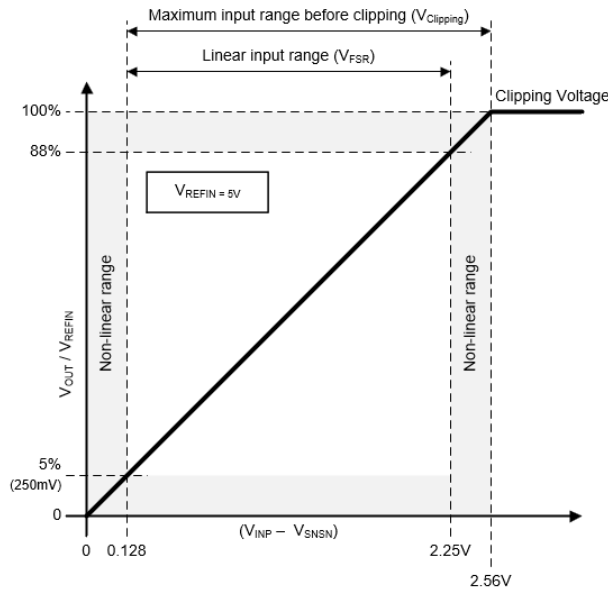


Abbildung 51. Übertragungscharakteristik von Eingang zu Ausgang für AMC0x11R

Bei $V_{REFIN} = 5\text{ V}$ beträgt die minimale Eingangsspannung für Linearbetrieb 128 mV. Der Ausgang beträgt 5 % der Referenz bzw. 250 mV.

Die minimale Eingangsspannung für den Linearbetrieb kann mit der folgenden Gleichung berechnet werden:

Minimale Eingangsspannung für linearen Betrieb für AMC0x11R:

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

Anwendungsbeispiele

Produktauswahlbaum

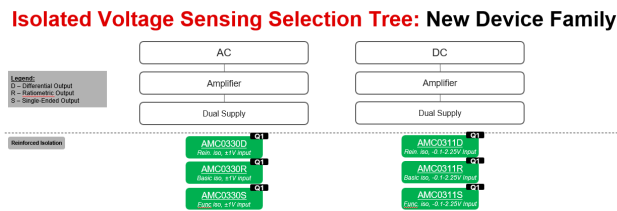


Abbildung 52. Produktauswahlbaum

Die neue Produktfamilie von Bausteinen bietet sechs Optionen für Spannungssensorverstärker mit verstärkter Isolierung, die einen Eingangsspannungsbereich von 0 bis 2 V für DC-Anwendungen und $\pm 1\text{ V}$ Eingangsspannungsbereiche für AC-Anwendungen ermöglichen. Die Bausteine AMC0311D, AMC0311R und AMC0311S unterstützen DC-Spannungsmessung mit der unipolaren Eingangsoption, und die Bausteine AMC0330D, AMC0330R und

AMC0330S unterstützen AC-Spannungsmessung mit der bipolaren Eingangsoption, wie in **Abbildung 52** gezeigt. Weitere Informationen zu spezifischen Anwendungsfällen, einschließlich Anwendungsfällen für die AC- und DC-Spannungsmessverstärker in Stromwandlungs- und Motorsteuerungstopologien, finden Sie im Marketing-Whitepaper ***Maximizing Power Conversion and Motor Control Efficiency with isolated Voltage Sensing***.

Zusammenfassung

Bei der Auswahl eines isolierten Verstärkers müssen viele Entscheidungskriterien berücksichtigt werden, wie z. B. die Isolationsspezifikationen. Die Bausteine der neuen Produktfamilie wurden entwickelt, um die Genauigkeit bei geringerer Designgröße und niedrigeren Kosten mit den Optionen eines Differenzausgangs und eines unsymmetrischen Ausgangsverstärkers zu verbessern.

Quellennachweise

- Texas Instruments, DIYAMC-0-EVM Universelles Do-It-Yourself (DIY)-Evaluierungsmodul mit isoliertem Verstärker und Modulator.
- Texas Instruments, Isolierte Strommessschaltung mit ± 250 mV Eingangsbereich und unsymmetrischer Ausgangsspannung, analoge Technikerschaltung.
- Texas Instruments, **Maximierung der Leistungswandlung und Motorsteuerung Effizienz mit isolierter Spannungsmessung**, Marketing-Whitepaper.
- Texas Instruments, **Bewältigung von Hochspannungs-Designherausforderungen mit zuverlässigen und kostengünstigen Isolationstechnologien**, Marketing-Whitepaper.

Isolierte Spannungsmessschaltung mit ± 250 mV-Eingang und Differenzausgang

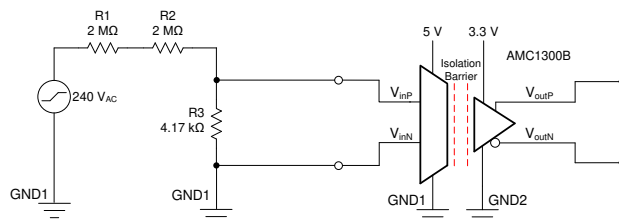
Designziele

Spannungsquelle		AMC1300B Eingangsspannung		AMC1300B Ausgangsspannung (1,44 V_{CM})		Stromversorgungen	
V_{MAX}	V_{MIN}	$V_{IN\ DIFF,\ MAX}$	$V_{IN\ DIFF,\ MIN}$	$V_{OUT\ DIFF,\ MAX}$	$V_{OUT\ DIFF,\ MIN}$	VDD1	VDD2
+240 V	-240 V	+250 mV	-250 mV	+2,05V	-2,05 V	3,0 V–5,5 V	3,0 V–5,5 V

Designbeschreibung I

Dieser Schaltkreis führt eine Hochspannungs-Differenzmessung mit einem Spannungsteiler und einem **AMC1300B**-isolierten Verstärker mit einem ± 250 mV-Differenzeingang und Differenzausgang durch. Da es sich um einen Baustein mit geringer Eingangsimpedanz handelt, eignet sich der **AMC1300B** besser für Strommessanwendungen. Die Interaktion der Eingangsimpedanz des isolierten Verstärkers mit dem Eingangsspannungsteiler führt zu einem Verstärkungsfehler. Darüber hinaus führt der Vorstrom, der an den Eingängen mit niedriger Impedanz und durch den Spannungsmesswiderstand fließt, zu einem signifikanten Offsetfehler. Zunächst werden diese Fehler nicht kompensiert. Danach beobachten wir ihre Auswirkungen und beschreiben sie mathematisch. Zum Schluss werden wir das Design neu gestalten, um ihre Auswirkungen zu begrenzen und die verbesserten Ergebnisse zu beobachten.

Der Spannungsteilerschaltkreis reduziert die Eingangsspannung von ± 240 V auf ± 250 mV, um sie dem Eingangsbereich des Isolationsverstärkers anzupassen. Der **AMC1300B** erfordert sowohl High- als auch Low-Side-Stromversorgungen. Die Highside-Stromversorgung wird häufig mit einer potenzialfreien Stromversorgung oder von der Low-Side mit einem isolierten Transformator oder einem isolierten DC/DC-Wandler erzeugt. Der **AMC1300B** kann Differenzsignale von ± 250 mV mit einer festen Verstärkung von 8,2 V/V messen und eine isolierte Differenzausgangsspannung von $\pm 2,05$ V mit einer Gleichtaktspannung von 1,44 V ausgeben. Die differenzielle Ausgangsspannung kann nach Bedarf mit einem zusätzlichen Operationsverstärker skaliert werden, wie im **Technischen Hinweis zur Schnittstelle mit einem TLV6001-Baustein zur Anbindung an einen A/D-Wandler mit unsymmetrischem Eingang (isoliert)** gezeigt.



Designhinweise I

1. Vergewissern Sie sich, dass der Isoliervverstärker im gewünschten Eingangssignalbereich in seinem linearen Betriebsbereich bleibt. Dies kann mithilfe einer DC-Sweep-Simulation erreicht werden, wie im Abschnitt **DC-Transfer-Kennlinie I** demonstriert wird.
2. Stellen Sie sicher, dass die Widerstände im Widerstandsteilerschaltkreis (R1–R3) in der Lage sind, die von der Spannungsquelle gelieferte Leistung abzugeben.
3. Prüfen Sie, ob die Eingangsspannung des Bausteins innerhalb des im Datenblatt angegebenen Bereichs bleibt. Bei einer Verletzung des Eingangsbereichs muss sichergestellt werden, dass der Eingangsstrom unter 10 mA bleibt, um eine Beschädigung des Bauteils zu vermeiden. Wenn das System anfällig für Transienten ist, sollten Sie den Eingängen TVS-Dioden hinzufügen.

Designschritte I

1. Berechnen Sie die erforderliche Spannungsteilerdämpfung anhand des Verhältnisses der Eingangsspannungsquelle (V_{source}) zur vollen Eingangsspannung des **AMC1300B** ($V_{\text{IN_AMC_FSR}}$).

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

2. Wählen Sie einen Widerstand für den oberen Teil des Spannungsteilers (R1 und R2). Beachten Sie, dass die Leistungsaufnahme gleich I^2R ist und dass Strom und Widerstand umgekehrt proportional sind. Eine lineare Erhöhung des Widerstands führt zu einer linearen Abnahme der Leistung. Aus diesem Grund wird durch die Auswahl großer Widerstandswerte der Gesamtstromverbrauch minimiert. Diese Komponenten dominieren den Stromverbrauch des Spannungsteilers. Wählen Sie daher den Wert von R_{toP} , um eine Spitzenleistungsspezifikation für den Spannungsteiler zu erfüllen.

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

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

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

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

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

3. Teilen Sie den R_{toP} -Widerstandswert auf mehrere Widerstände auf, um die erforderliche Leistung jedes Widerstands zu minimieren.

$$R1 = R2 = 2\text{M}\Omega$$

4. Nehmen wir nun an, dass der Eingangswiderstand des Isoliervverstärkers groß ist. Die Eingangsspannung, die das Teil von der Spannungsquelle erkennt, wird durch den Spannungsteilereffekt bestimmt, den R_{toP} mit R_3 erzeugt. Lösung für R_3 .

$$V_{In} = V_{source} \left(\frac{R_3}{R_3 + R_{top}} \right)$$

$$\frac{V_{In}}{V_{source}} = \frac{R_3}{R_3 + R_{top}}$$

$$R_3 V_{In} + R_{top} V_{In} = R_3 V_{source}$$

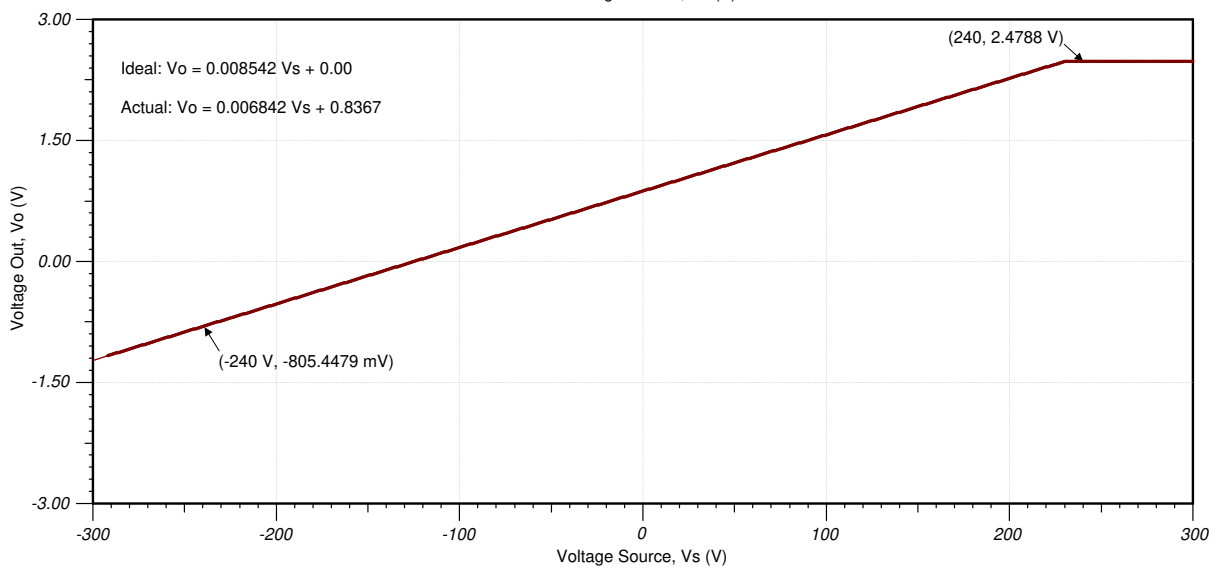
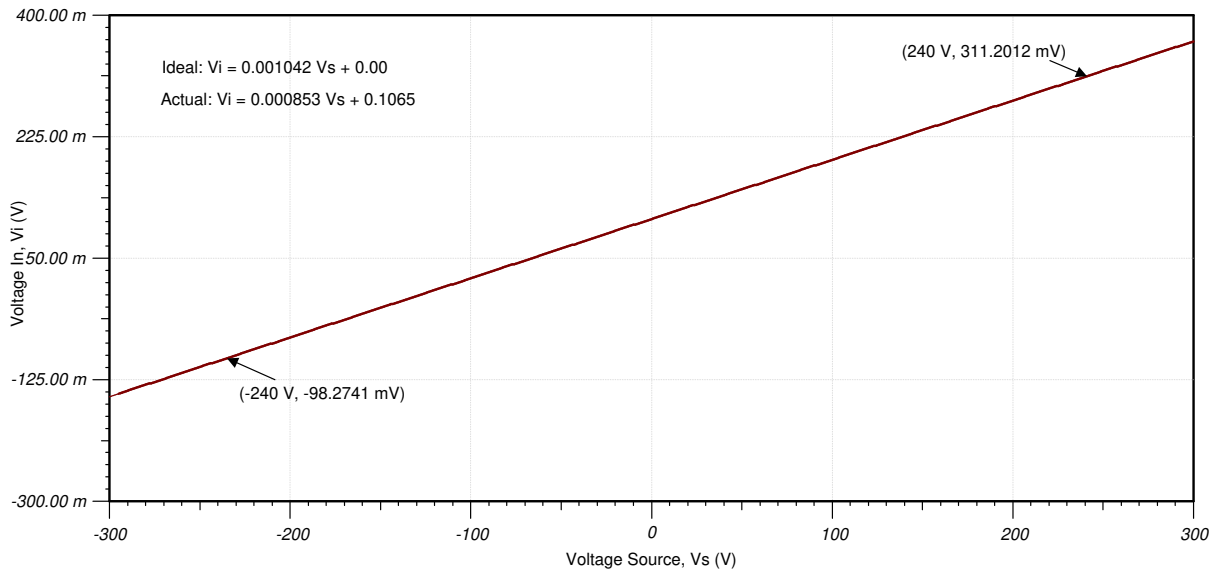
$$R_{top} V_{In} = R_3 (V_{source} - V_{In})$$

$$R_3 = \frac{V_{In} R_{top}}{V_{source} - V_{In}} = \frac{(250\text{mV})(4\text{M}\Omega)}{240\text{V} - 250\text{mV}} \approx 4.17\text{k}\Omega$$

Gleichstromübertragungskennlinie I

Die folgenden Diagramme zeigen die simulierte Ausgabe für eine $\pm 240\text{ V}$ -Quelle. Die Quelle wird von -300 V bis $+300\text{ V}$ durchlaufen, und die Eingangs- und Ausgangsspannungen des Verstärkers werden beobachtet. Die gewünschten linearen Bereiche sind $\pm 250\text{ mV}$ am Eingang des Verstärkers und $\pm 2,05\text{ V}$ am Ausgang des Verstärkers. Am Eingang des Verstärkers erwarten wir aufgrund der Spannungsteilung des Spannungsteilers einen Offsetfehler von 0 und eine Verstärkung von ca. $1,042\text{ mV/V}$. Am Ausgang des Verstärkers erwarten wir erneut einen Offsetfehler von 0 und eine Verstärkung von $8,542\text{ mV/V}$ aufgrund der Dämpfung der Spannungsquelle des Spannungsteilers, gefolgt von der festen $8,2\text{ V/V}$ -Verstärkung von **AMC1300B**.

Wie in den folgenden Grafiken zu sehen ist, stimmen die simulierten Ergebnisse nicht mit der gewünschten, idealen Ausgabe überein. Am Eingang des Verstärkers liegt ein Offsetspannungsfehler von 107 mV vor. Dies ist im Vergleich zum $\pm 250\text{ mV}$ -Eingangsbereich des Bauteils signifikant. Dieser Offsetfehler wird zum Ausgang des Verstärkers übertragen, wo ein 837 mV -Offset einen großen Teil des $\pm 2,05\text{ V}$ -Ausgangsbereichs des Verstärkers einnimmt. Die Schaltung weist außerdem einen signifikanten Verstärkungsfehler auf. Obwohl am Eingang des Spannungsteilers eine Verstärkung von $1,042\text{ mV/V}$ und am Ausgang des Bausteins eine Verstärkung von $8,540\text{ mV/V}$ zu erwarten ist, beobachten wir stattdessen Verstärkungen von $0,853\text{ mV/V}$ bzw. $6,842\text{ mV/V}$, die zu großen Verstärkungsfehlern von ca. $18,1\%$ bzw. $19,9\%$ führen. Im folgenden Abschnitt werden bessere Designverfahren definiert.



Designbeschreibung II

Die vorherige Methode eignet sich für Spannungsmessanwendungen, wenn Bausteine mit großen Eingangswiderständen, wie z. B. $1 \text{ M}\Omega$ oder höher, verwendet werden. Der **AMC1300B**-Baustein hat eine differenzielle Eingangsimpedanz von $22 \text{ k}\Omega$, was zu den oben gezeigten Offset- und Verstärkungsfehlern führt. Verstärkungs- und Offsetfehler bei der Verwendung eines Verstärkers mit niedriger Eingangsimpedanz zur Spannungsmessung in dieser Schaltkreisconfiguration können mit den folgenden Formeln geschätzt werden.

$$\text{Gain Error (\%)} = \frac{R_3}{R_{\text{ind}}} \times 100$$

$$\text{Offset Error (V)} = I_{\text{bias}} \times R_3$$

Der Verstärkungsfehler ist das Ergebnis einer nicht idealen Spannungsaufteilung durch R_3 . Da der Eingangswiderstand des Verstärkers mit R_3 vergleichbar ist, wird ein Teil des an R_1 und R_2 ausgehenden Stroms nicht durch R_3 geleitet, sondern durch den Eingang des Verstärkers geleitet. Das Ergebnis ist ein unerwarteter Spannungsabfall am Eingang des

Verstärkers. Daher ist die Formel im **Abschnitt Designschritte I** ungültig. Es muss eine umfassendere Formel berücksichtigt werden, bei der die Eingangsimpedanz des Verstärkers parallel zu R3 ist. Der Offset-Fehler ist das Produkt des Bias-Stroms, der durch den Shunt-Widerstand R3 vom PLUS-Eingangspin des isolierten Verstärkers fließt. Dieser Bias-Strom an R3 V kann zu signifikanten Offsetspannungen am Eingang führen, die dann verstärkt und an den Ausgang geleitet werden.

Anhand der vorherigen Formeln kann man die Fehler der Schaltung im Abschnitt **Designschritte I** abschätzen. Unter Verwendung der typischen im Datenblatt angegebenen Werte beträgt der Differenzeingangswiderstand 22 kΩ und der Eingangsruhestrom 30 μA. Wir haben für R3 einen Wert von 4.17 kΩ festgelegt. Daher ist am Eingang des Verstärkers ein Verstärkungsfehler von 18,7 % und ein Offsetfehler von 125 mV zu erwarten. Im Vergleich dazu hatten die simulierten Fehler einen Verstärkungsfehler von 19,9 % am Ausgang des Verstärkers und 107 mV des Offsets am Eingang. Diese Fehlerformeln sind wertvolle Hilfsmittel, um sich schnell ein Bild von der zu erwartenden Größe der Fehler zu machen. Ohne Simulationen können Sie sich ein Bild davon machen, ob die erwarteten Fehler für den Endanwender akzeptabel sind oder nicht.

Wie im **Datenblatt AMC1300 Precision, ±250 mV Eingang, verstärkter isolierter Verstärker** erwähnt, kann die Einführung von R3' in Reihe mit dem invertierenden Anschluss des Verstärkers für Spannungsmessanwendungen die Offset- und Verstärkungsfehler reduzieren. Der Bias-Strom des Verstärkers erzeugt am negativen Eingangspin einen ähnlichen Offset wie am positiven Eingangspin. Dadurch wird die Größe der gesamten Offsetspannung erheblich verringert. Darüber hinaus werden die Auswirkungen des Eingangswiderstands des Verstärkers und R3' bei der Auswahl des Wertes R3 berücksichtigt. Dies ermöglicht eine idealere Spannungsverteilung der 240 V-Quelle und verbessert den Gesamtverstärkungsfehler.

Designschritte II – Berücksichtigung von R3'

Wie in den **Designschritten I** sind die Verstärkungs- und RtoP-Widerstandsberechnungen exakt gleich. Deshalb sind wir mehr an der Berechnung von R3 und R3' interessiert, um die beste Schaltkreisleistung zu erzielen.

1. Beachten Sie, dass der untere Teil des Widerstandsteilers den Eingangsspannungsbereich für den Isolationsverstärker bestimmt. Der ideale Wert für R3 hängt von der Verstärkung, RtoP und Rind ab, wobei Rind die differenzielle Eingangsimpedanz des Verstärkers ist. Zur Erinnerung: RtoP ist die Kombination aus R1 + R2.

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

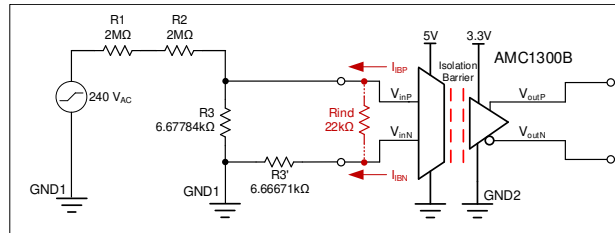
$$R3 = \frac{0.001042 \times 4\text{M}\Omega}{1 - 0.001042 - \left(0.001042 \times \frac{8\text{M}\Omega}{22.22\text{k}\Omega} \right)} = 6.67784 \text{ k}\Omega$$

2. Zweck von R3' ist es, den Verstärkungsfehler auszuschließen, der durch den durch R3 fließenden Bias-Strom verursacht wird. Die ideale R3' wäre die parallele Kombination von RtoP und R3. Verwenden Sie die folgende Gleichung, um R3' zu berechnen.

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

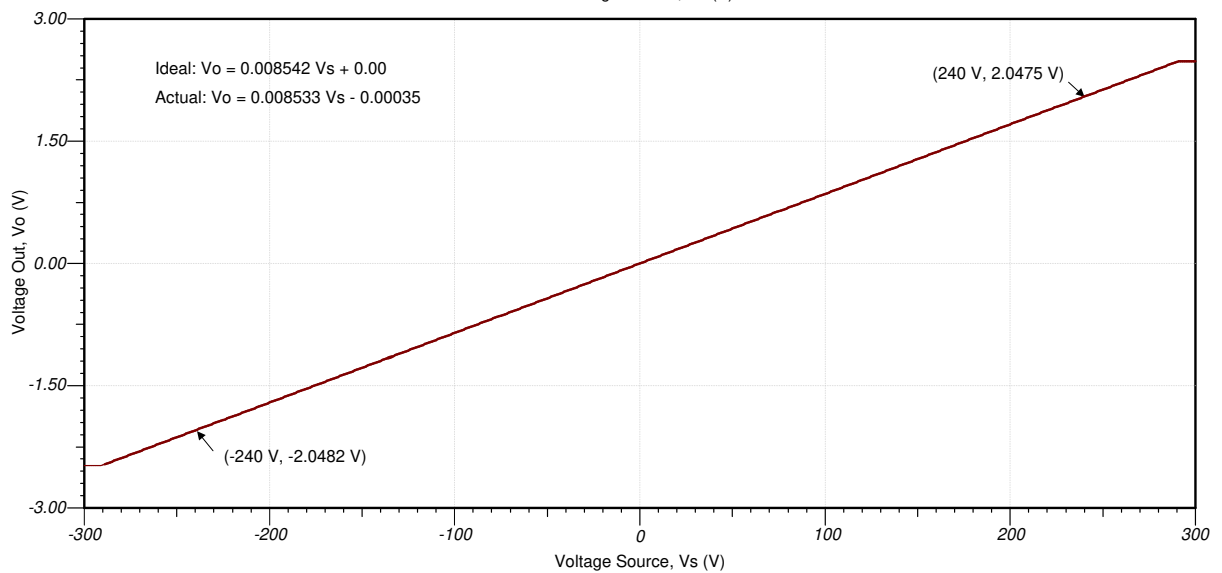
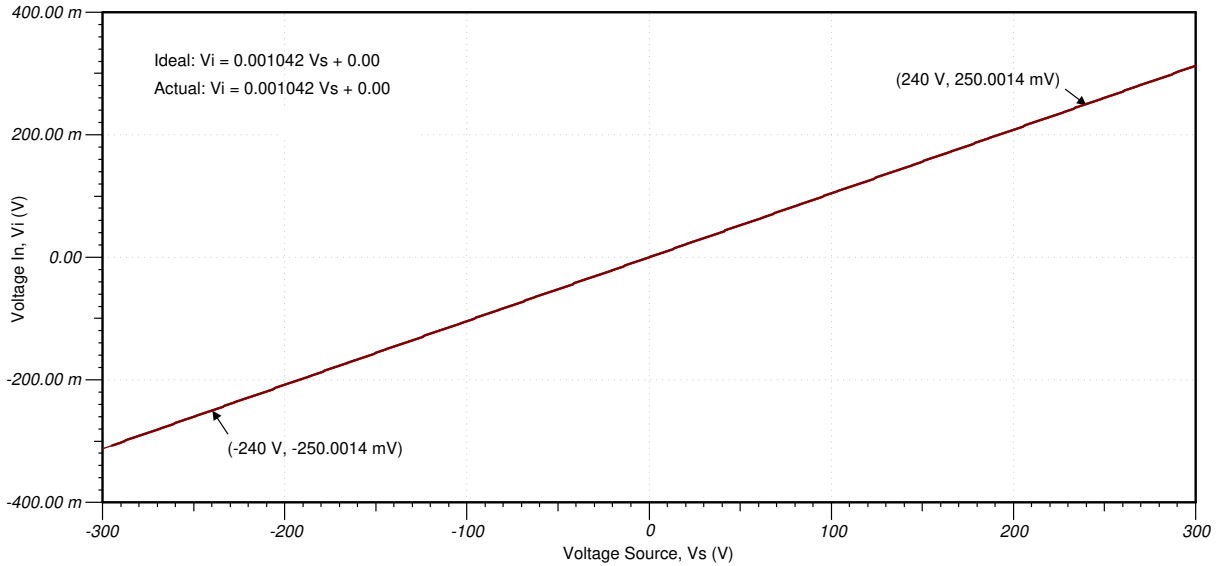
$$R3' = \frac{4\text{M}\Omega \times 6.67784\text{k}\Omega}{4\text{M}\Omega + 6.67784\text{k}\Omega} = 6.66671 \text{ k}\Omega$$

Dies ist die daraus resultierende ideale Schaltungskonfiguration. Beachten Sie, dass rot dargestellte Rind den differentiellen Eingangswiderstand des **AMC1300B** darstellt und nicht zum Schaltplan hinzugefügt werden sollte.



Gleichstromübertragungskennlinie II

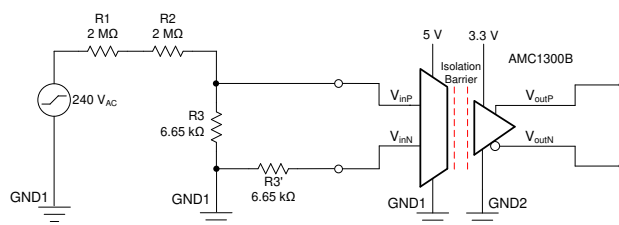
Die folgenden Diagramme zeigen das simulierte Ausgangssignal für eine Spannungsquelle mit $\pm 240\text{ V}$ unter Verwendung des neuen Designs. Erinnern Sie sich, dass die gewünschten linearen Bereiche $\pm 250\text{ mV}$ am Eingang des Verstärkers und $\pm 2,05\text{ V}$ am Ausgang des Verstärkers sind.



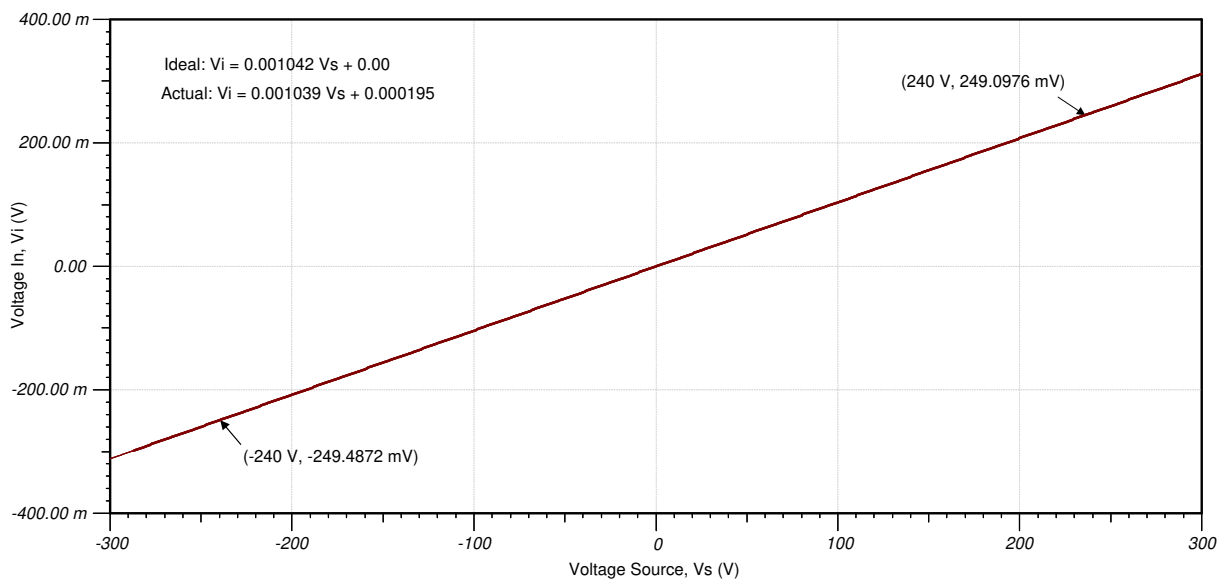
Das neue Design bietet einen deutlich verbesserten Offset-Fehler. Eingangsoffsetspannung und Verstärkungsfehler wurden auf Null reduziert. Die überarbeitete Schaltung zeigt auch eine bessere Verstärkungsfehlerleistung, da eine genauere Berechnung verwendet wird, um den gewünschten Wert von R3 für den Eingangsspannungsteiler und den Idealwert für R3' zu ermitteln.

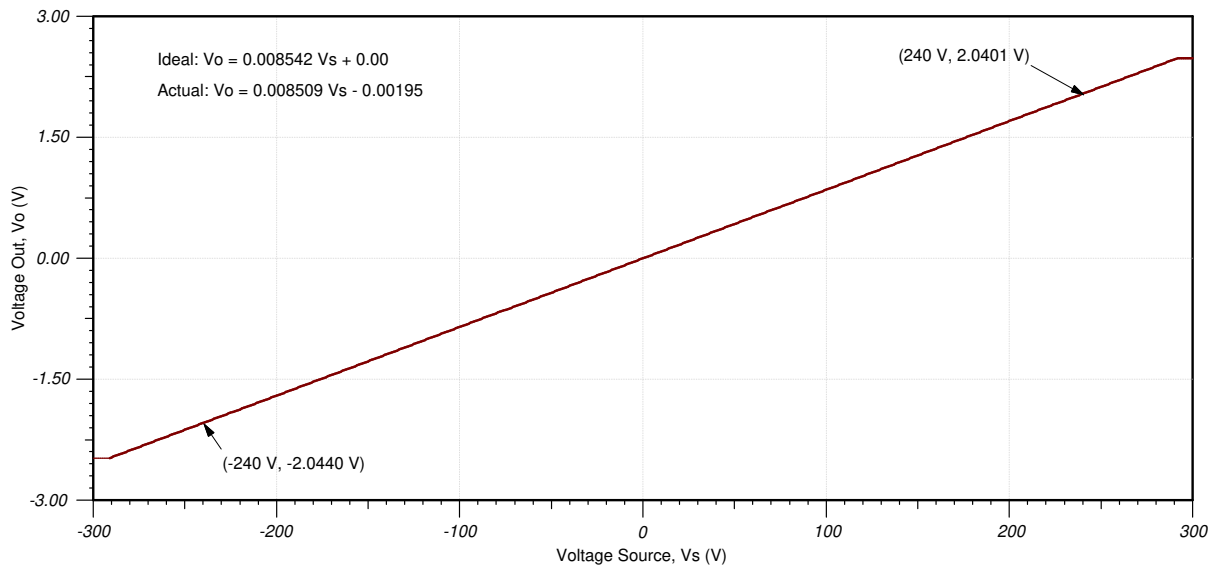
Dieses positive Ergebnis ist eine Folge der Hinzufügung von R3', um die durch den Bias-Strom des **AMC1300B**-Bausteins über R3 im ursprünglichen Design eingeführte Offsetspannung zu löschen. Der Nachteil ist, dass die Idealwerte für R3 und R3' nicht im Handel erhältlich sind und es in Wirklichkeit nicht sinnvoll wäre, zwei verschiedene Widerstandswerte zu verwenden, die so nahe beieinander liegen.

Mit dem **Analog Engineers Calculator** ist es möglich, die nächsten E189 Serienwiderstandswerte zu finden, die sofort verfügbar sind. In beiden Fällen beträgt der den berechneten Idealwerten für R3 und R3' am nächsten liegende Widerstandswert von 0,1 % 6.65 kΩ. Der letzte Schaltplan folgt.



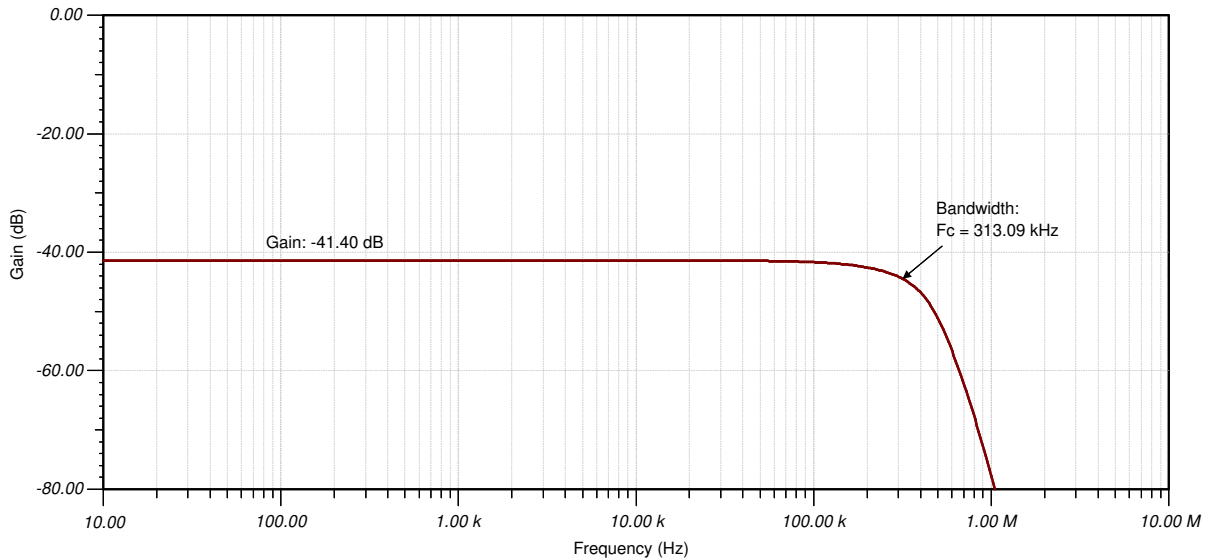
Mit sofort verfügbaren Widerständen für R3 und R3' ist die Schaltungsleistung immer noch ziemlich gut, wie in den folgenden Diagrammen zu sehen ist. Der Verstärkungsfehler am Eingang wurde von 18,2 % auf 0,3 % reduziert. Der Verstärkungsfehler am Ausgang wurde von 19,9 % auf 0,4 % reduziert. Die Offsetfehler werden auch auf 195 μ V am Eingang und 2 mV am Ausgang reduziert.





AC-Übertragungskennlinie II

Eine AC-Abtastung validiert den Frequenzbereich, in dem der gewünschte Ausgang zu erwarten ist. Im folgenden Simulationsplot entspricht die simulierte Verstärkung von $-41,40$ dB oder $8,51$ mV/V dem Verstärkungsergebnis im DC-Ausgangsdiagramm. Dies liegt relativ nahe an der gewünschten Ausgangsverstärkung von $-41,37$ dB oder $8,54$ mV/V, wie im vorhergehenden Abschnitt erläutert wurde. Die simulierte Bandbreite des Designs, $313,1$ kHz, übersteigt leicht die Erwartungen, die durch die typische Bandbreitenspezifikation von 310 kHz im Datenblatt festgelegt werden.



Quellennachweise

1. [Analog Engineer's Circuit Cookbooks](#)
2. [Analogrechner](#)
3. [TI Precision Labs](#)

Design vorgestellter isolierter Operationsverstärker

AMC1300B	
VDD1	3,0 V–5,5 V
VDD2	3 V–5,5 V
Eingangsspannungsbereich	±250 mV
Nennverstärkung	8,2
V _{OUT}	Differenziell ±2,05 V am Ausgangsgleichtakt von 1,44 V
Eingangswiderstand	19 kΩ (Typ, unsymmetrisch), 22 kΩ (Typ, differenziell)
Kleinsignalbandbreite	310 kHz
Eingangs-Offsetspannung und Drift	±0, 2mV (max.), ±3 μV/°C (max.)
Verstärkungsfehler und Drift	±0,3 % (max.), ±15 ppm/°C (Typ)
Nichtlinearität und Drift	±0,03 % (max.), ±1 ppm/Grad C (Typ.)
Isolierung transiente Überspannung	7,071 kV _{PEAK}
Arbeitsspannung	1,5 kV _{RMS} , 2,121 kV _{DC}
Gleichtakt-Transientenstörfestigkeit (CMTI)	75 kV/μs (min.), 140 kV/μs (typ.)
AMC1300	

Design alternativer isolierter Operationsverstärker

AMC1200	
VDD1	4,5 V–5,5 V
VDD2	2,7 V–5,5 V
Eingangsspannungsbereich	±250 mV
Nennverstärkung	8
V _{OUT}	Differenziell ±2 V, Gleichtakt variiert mit dem Versorgungsspannungsbereich
Eingangswiderstand	28 kΩ (typ., differenziell)
Kleinsignalbandbreite	100 kHz
Eingangs-Offsetspannung und Drift	±1,5 mV (max.), ±10 μV/°C (max.)
Verstärkungsfehler und Drift	±1 % (max.), ±56 ppm/°C (typ.)
Nichtlinearität und Drift	±0,1 % (max.), ±2,4 ppm/°C (typ.)
Isolierung Transiente Überspannung	4 kV _{PEAK}
Arbeitsspannung	1,2 kV _{Peak}
Gleichtakt-Transientenstörfestigkeit (CMTI)	10 kV/μs (min), 15 kV/μs (typ.)
AMC1200	

Split-Tap-Verbindung für isolierte Line-to-Line-Spannungsmessung mit AMC3330

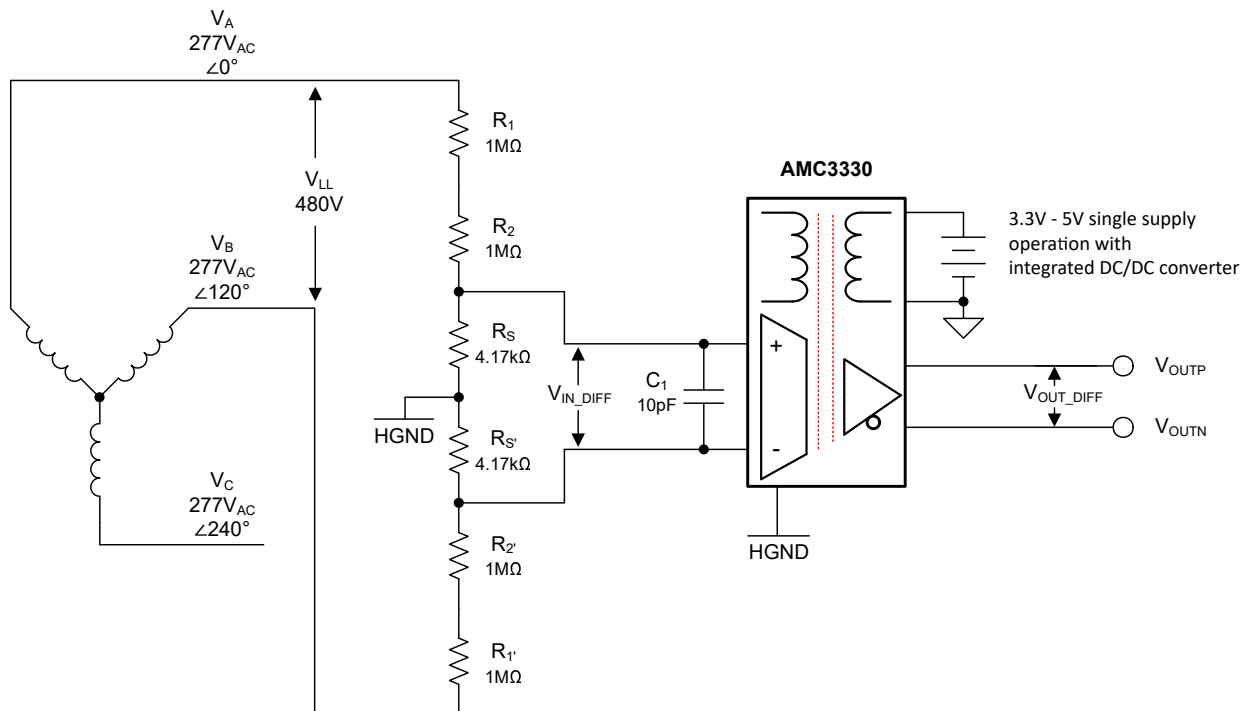
Designziele

Spannungsquelle		AMC3330 Eingangsspannung		AMC3330 Ausgangsspannung		
V_A	V_B	Resultierende V_{LL}	$V_{IN_DIFF, MIN}$	$V_{IN_DIFF, MAX}$	$V_{OUT_DIFF, MIN}$	$V_{OUT_DIFF, MAX}$
$277 V_{AC}$ $\angle 0^\circ$	$277 V_{AC}$ $\angle 120^\circ$	$\pm 480 V$	-1 V	+1 V	-2 V	+2 V

Designbeschreibung

Dieser Schaltkreis führt eine isolierte Spannungsmessung von Leitung zu Leitung mithilfe des isolierten **AMC3330**-Verstärkers und eines Spannungsteilerschaltkreises durch. Die Line-to-Line-Messung erfolgt zwischen zwei $277 V_{AC}$ -Quellen, die um 120 Grad phasenverschoben sind. Der Spannungsteilerschaltkreis reduziert die Line-to-Line-Spannung von $\pm 480 V$ auf $\pm 1 V$, was dem Eingangsspannungsbereich des **AMC3330** entspricht. Der **AMC3330** kann Differenzsignale von $\pm 1 V$ mit einer festen Verstärkung von 2 V/V messen. Der **AMC3330** weist eine differenzielle Eingangsimpedanz von 1,2 G Ω und einen niedrigen Eingangsruhestrom von 2,5 Na auf, welche die Erfassung von Signalen mit geringem Verstärkungsfehler und geringem Offset-Fehler in Hochspannungsanwendungen unterstützen.

Durch Verwendung der Split-Tap-Konfiguration in einem symmetrischen dreiphasigen Wechselspannungssystem sind zwei Line-to-Line-Spannungsmessungen ausreichend, um alle drei Line-to-Neutral-Spannungen durch Ableitung zu messen.



Designhinweise

1. Der AMC3330 eignet sich aufgrund seiner hohen Eingangsimpedanz und des geringen Eingangsruhestroms optimal für Spannungsmessanwendungen, wodurch DC-Fehler minimiert werden. Die integrierte isolierte Stromversorgung und der bipolare Eingangsspannungsbereich machen den AMC3330 zur idealen Lösung für die AC-Strommessung.
2. Überprüfen Sie den linearen Betrieb des Systems für den gewünschten Eingangssignalebene. Dies wird mithilfe der Simulation im Abschnitt **Merkmale der Gleichstromübertragung** überprüft.
3. Stellen Sie sicher, dass die im Widerstandsteilerschaltkreis verwendeten Widerstände in der Lage sind, die Quelleneingangsspannung auf den Eingangsspannungsbereich von AMC3330 von ± 1 V zu reduzieren.
4. Stellen Sie sicher, dass die im Widerstandsteilerschaltkreis verwendeten Widerstände über ausreichende Betriebsstrom- und Spannungswerte verfügen.
5. Überprüfen Sie, dass der Eingangsstrom von AMC3330 weniger als ± 10 mA beträgt, wie in der Tabelle der absoluten Grenzwerte im Datenblatt angegeben.

Designschritte

1. Berechnen Sie die gesamte Line-to-Line-Spannung (V_{LL}) zwischen den beiden 277 V_{AC}-Quellen, die im Abstand von 120 Grad liegen.

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

2. Berechnen Sie das Verhältnis der Leitungsspannung zur Eingangsspannung des AMC3330 für den Spannungsteilerschaltkreis.

$$\text{Ratio} = \frac{1 \text{ V}_{\text{AMC3330, input}}}{480 \text{ V}} = 0.0020833$$

4. Wählen Sie 1 M Ω -Widerstände für R_1 , R_2 , $R_{1'}$ und $R_{2'}$. Berechnen Sie anhand des Verhältnisses aus dem vorherigen Schritt und der folgenden Spannungsteilergleichung den äquivalenten Messwiderstand R_{sense} , der erforderlich ist, um die Eingangsspannung von AMC3330 auf ± 1 V zu verringern

$$0.0020833 = \frac{R_{\text{sense}}}{R_1 + R_2 + R_{1'} + R_{2'} + R_{\text{sense}}} = \frac{R_{\text{sense}}}{4 \text{ M}\Omega + R_{\text{sense}}}$$

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

5. Für die Split-Tap-Konfiguration werden zwei äquivalente Messwiderstände benötigt, R_S und $R_{S'}$. Ermitteln Sie mit Hilfe des **Taschenrechners für Analogingenieure** den nächstliegenden Standardwert für R_S und $R_{S'}$.

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

6. Berechnen Sie den Strom, der durch den Spannungsteilerschaltkreis von der Spannungsquelle fließt, um sicherzustellen, dass die Verlustleistung die Nennwerte des Widerstands nicht überschreitet. Weitere Einzelheiten finden Sie unter **Überlegungen für Hochspannungsmessungen**.

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

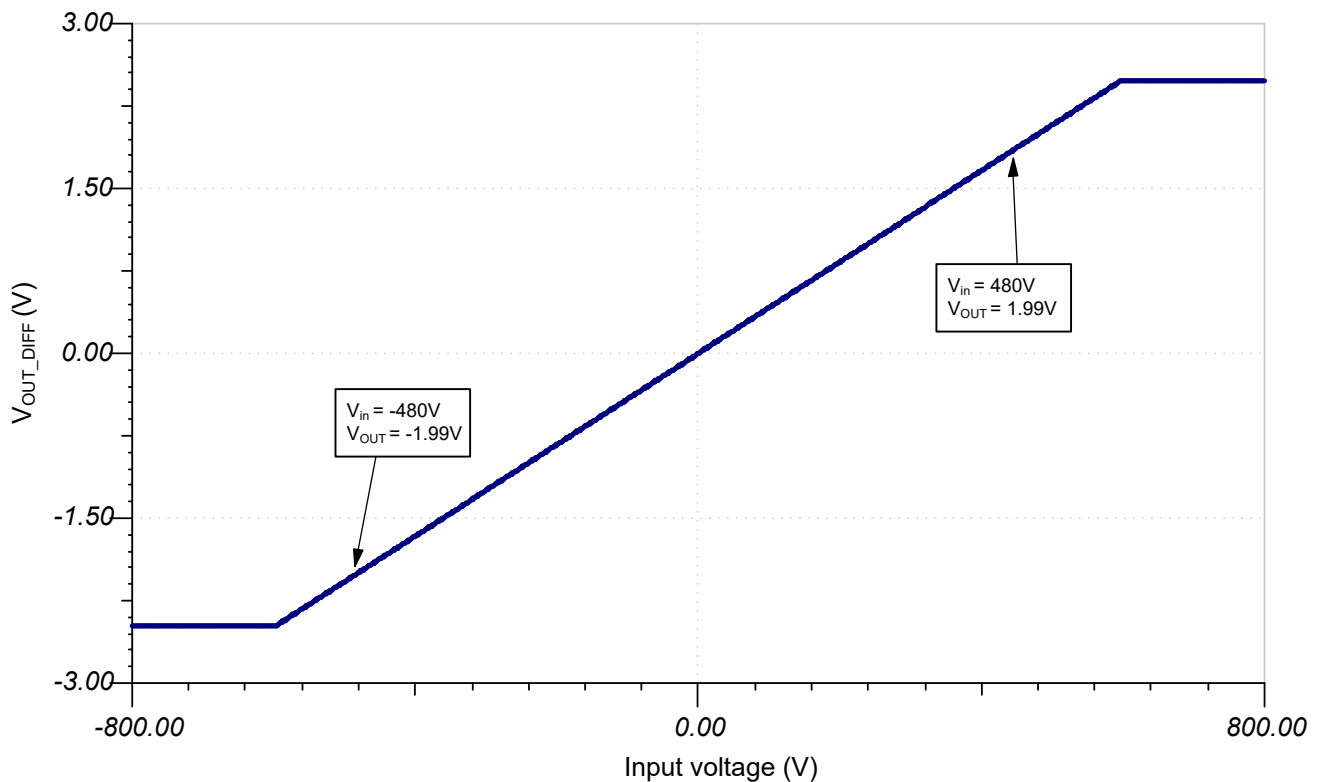
7. Da die Verstärkung des Spannungsteilers $\frac{1}{480}$ beträgt und der Verstärkungsfaktor des AMC3330 2 beträgt, kann die Ausgangsspannung mit der Übertragungsfunktionsgleichung bei einer Eingangsspannung von 480 V berechnet werden,

$$V_{OUT} = Gain \times V_{IN} \quad (37)$$

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

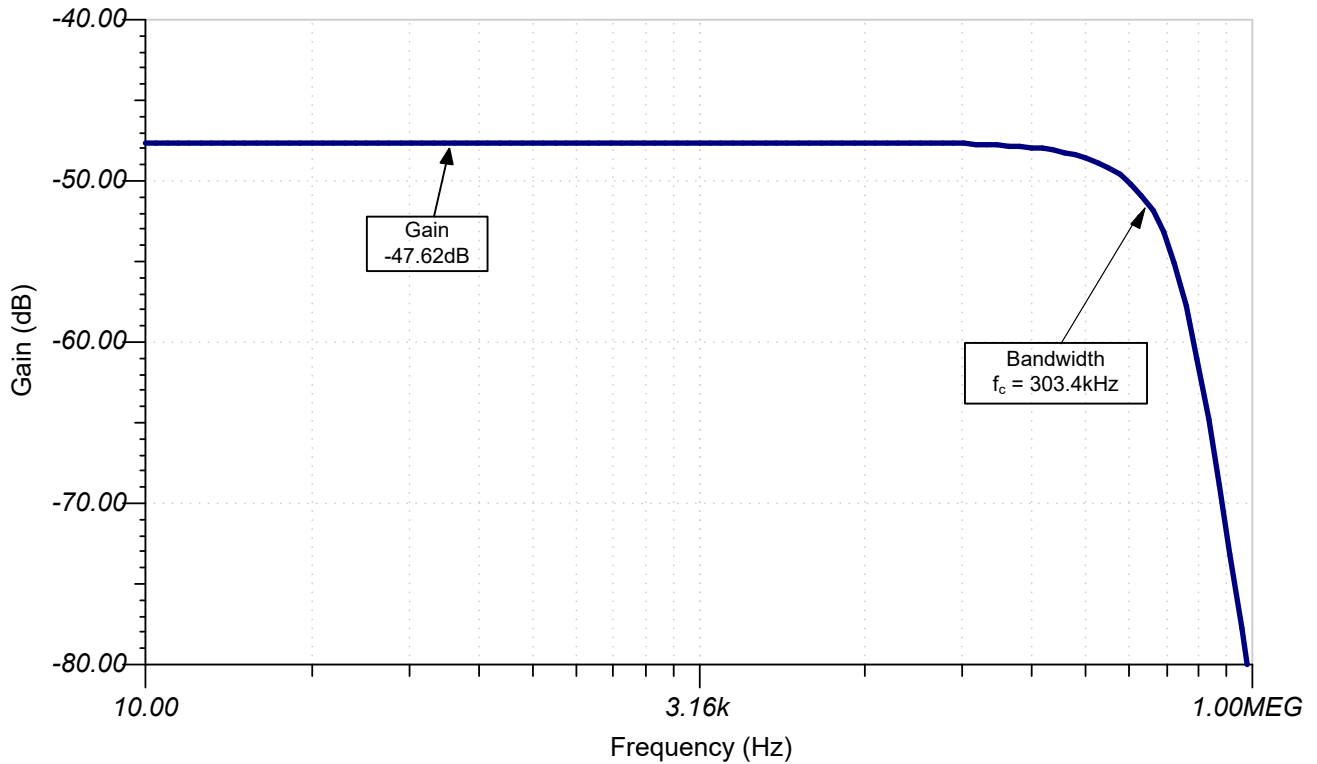
DC-Übertragungskennlinie

Die folgende Abbildung zeigt den simulierten Differenzausgang des AMC3330 bei einem Eingang von $\pm 800 \text{ V}$. Die Ausgangsspannung beträgt bei einer Eingangsspannung von 480 V ca. 2 V, wie auf der vorherigen Seite errechnet.



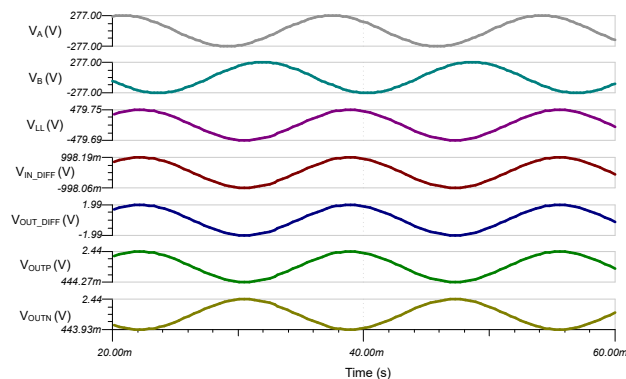
AC-Übertragungskennlinie

Die simulierte Verstärkung beträgt $-47,62\text{ dB}$ und entspricht damit weitgehend der erwarteten Verstärkung für den Spannungsteiler und AMC3330.



Simulationsergebnisse

In der folgenden Simulation werden die Eingangs- und Ausgangssignale des AMC3330 gezeigt.



Designreferenzen

1. [Excel-Rechner Für Spannungsmessung bei Isolierten Verstärkern](#)
2. [Analog Engineer's Circuit Cookbooks](#)
3. [TI Precision Labs – Operationsverstärker](#)
4. [TI Precision Labs – Analog-zu-Digital-Wandler](#)

Design vorgestellter isolierter Operationsverstärker

AMC3330	
Eingangsspannungsbereich	±1 V
Nennverstärkung	2
Eingangswiderstand	0,8 GΩ (Typ.)
Kleinsignalbandbreite	375 kHz
Eingangs-Offsetspannung und Drift	±0.3 mV (max), ±4 μV/°C (max)
Verstärkungsfehler und Drift	±0.2% (max), ±45 ppm/°C (max)
Nichtlinearität und Drift	0.02 % (max), ±0.4 ppm/°C (typ)
Isolierung transiente Überspannung	6 kV _{PEAK}
Arbeitsspannung	1,2 kV _{RMS}
Hohe Gleichtakt-Transientenstörfestigkeit, CMTI	85 kV/μs (min)
AMC3330	

Design alternativer isolierter Operationsverstärker

ISO224B	
VDD1	4,5 V–18 V
VDD2	4,5 V–5,5 V
Eingangsspannungsbereich	±12 V
Nennverstärkung	1/3
V _{OUT}	Differenzieller ±4 V am Ausgang-Gleichtakt von VDD2/2
Eingangswiderstand	1,25 MΩ (typ.)
Kleinsignalbandbreite	275 kHz
Eingangs-Offsetspannung und Drift	±5 mV (max), ±15 μV/°C (max)
Verstärkungsfehler und Drift	±0,3 % (max), ±35 ppm/°C (max)
Nichtlinearität und Drift	0,01 % (max.), ±0,1 ppm/°C (typ)
Isolierung transiente Überspannung	7 kV _{PEAK}
Arbeitsspannung	1,5 kV _{RMS}
Hohe Gleichtakt-Transientenstörfestigkeit, CMTI	55 kV/μs (min)
ISO224	

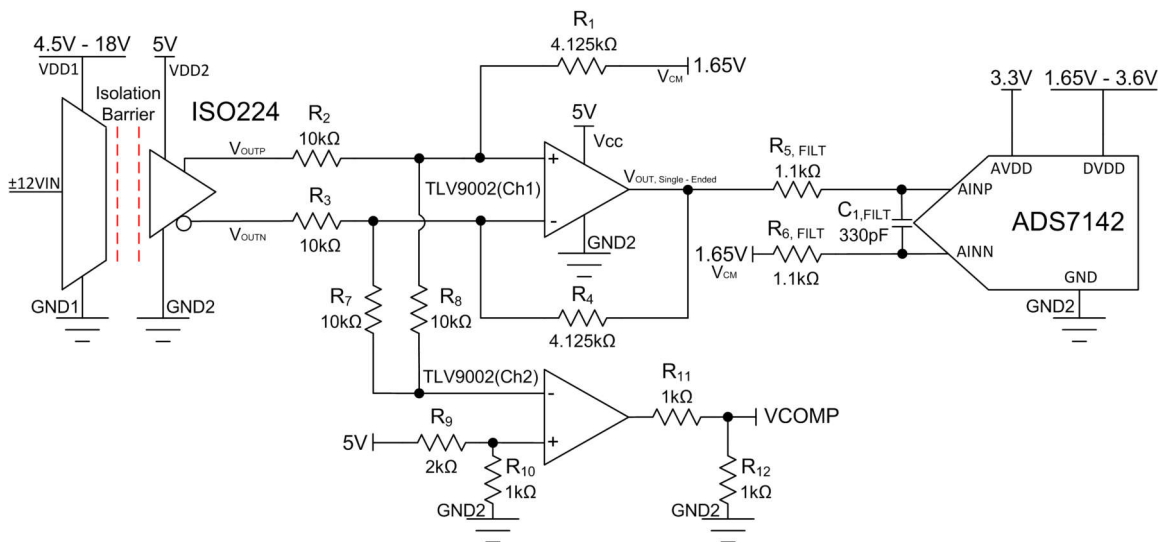
±12 V-Spannungssensorschaltung mit isoliertem Verstärker und pseudo-differenziellem Eingang SAR-ADC

ISO224 Eingangsspannung	ISO224 AUSGANG ($V_{OUTP} - V_{OUTN}$)	ADS7142 Eingänge (pseudodifferenziell)	ADS7142 Digital-Ausgang
12V	4V	3,3 V	FFF _H
-12V	-4V	0V	000 _H

Stromversorgungen und Referenzspannungen			
VDD1	VDD2 und Vcc	AVDD	GND
4,5 V – 18 V	5V	3,3 V	0V

Designbeschreibung

Dieser Schaltkreis führt eine isolierte Spannungsmessung von ±12 V mit dem isolierten **ISO224**-Verstärker, **TLV9002**-Operationsverstärker und dem **ADS7142**-SAR-ADC durch. Der **ISO224** kann unsymmetrische Signale von ±12 V mit einer festen Verstärkung von $\frac{1}{3}$ V/V messen und erzeugt eine isolierte Differenzausgangsspannung von ±4 V mit einer Gleichtaktspannung von $VDD2 / 2$. Kanal 1 der **TLV9002** konditioniert den Ausgang des **ISO224**, um zum Eingangsbereich des **ADS7142** zu passen, während Kanal 2 den **ISO224** ausfallsicheren Ausgang überwacht. Der **ADS7142** ist ein zweikanaliger ADC mit einer Vollausschlag-Eingangs- und Referenzspannung von AVDD, die von 1,65 V bis 3,6 V reichen kann. Für diese Cookbook-Schaltung wird der **ADS7142** Zweikanal-Eingang in einer pseudo-differenziellen Konfiguration verwendet, die es ermöglicht, sowohl positive als auch negative Signale vom **ISO224** zu messen. Dieser Schaltkreis eignet sich für viele industrielle Hochspannungsanwendungen, wie **Zugsteuerungs- und Managementsysteme**, **Analogeingangsmodule** und **Inverter und Motorsteuerung**. Die Gleichungen und Erklärungen zur Komponentenauswahl in diesem Design können auf der Grundlage der Anforderungen und Systemspezifikationen des Endgerätes angepasst werden.



Spezifikationen

Spezifikation	Berechnet	Simuliert
Einschwingverhalten des transienten ADC-Eingangs bei 140 kSPS	403 μ V	88 μ V
Konditionierter Signalbereich	0 V–3,3 V	0 V–3,3 V

(Fortsetzung)

Spezifikation	Berechnet	Simuliert
Rauschen (am Eingang)	262 μV_{RMS}	526 μV_{RMS}
Geschlossener Regelkreis-Bandbreite	175 kHz	145 kHz

Designhinweise

1. Der **ISO224** wurde aufgrund des großen Eingangsbereichs, der flexiblen Leistungskonfiguration und der hohen Genauigkeit ausgewählt.
2. Der **ADS7142** wurde aufgrund des sehr geringen Stromverbrauchs, des hohen Integrationsgrads, flexibler Stromversorgungsanordnungen und der geringen Größe ausgewählt.
3. Der Operationsverstärker **TLV9002** wurde für die Kostenoptimierung, Konfigurationsoptionen und geringe Größe ausgewählt.
4. Wählen Sie Quellen mit niedriger Impedanz und geringem Rauschen für AVDD, V_{CM} und den pseudo-differenziellen Eingang an AINN aus, der die Gleichtaktspannung des A/D-Wandlers festlegt.
5. Ermitteln Sie den Gesamtbereich und die Gleichtaktspezifikationen des A/D-Wandlers. Dies wird in der Komponentenauswahl besprochen.
6. Wählen Sie einen COG-Kondensator für C_{FILT}, um Verzerrungen zu minimieren.
7. Um die beste Leistung zu erzielen, sollten Sie einen Schichtwiderstand von 0,1 % 20 ppm/°C für R_{FILT1,2} oder besser verwenden, um Verzerrungen zu minimieren.
8. In [Verstehen und Kalibrieren von Offset und Verstärkung für ADC-Systeme](#) werden Methoden zur Fehleranalyse erläutert. Unter dem Link finden Sie Methoden zur Minimierung von Verstärkungs-, Offset-, Drift- und Rauschfehlern.
9. In der Schulungsvideoreihe [TI Precision Labs – ADCs](#) werden Methoden zur Auswahl der Ladeschaltkreise R_{FILT} und C_{FILT} behandelt. Diese Komponentenwerte sind von der Verstärkerbandbreite, der Abtastrate des Datenwandlers und dem Design des Datenwandlers abhängig. Die hier gezeigten Werte bieten eine gute Einschwingleistung und AC-Leistung für den Verstärker und den Datenwandler in diesem Beispiel. Wenn das Design geändert wird, muss ein anderer RC-Filter ausgewählt werden. Eine Erklärung zur Auswahl des RC-Filters für optimale Einschwingereigenschaften und beste AC-Leistung finden Sie in [Einführung zur Auswahl der SAR-ADC-Frontend-Komponenten](#).

Komponentenauswahl

1. Wählen Sie einen isolierten Verstärker anhand des Eingangsspannungsbereichs aus, und legen Sie die Ausgangsgleichtaktspannung und den Ausgangsspannungsbereich fest:

Die **ISO224**-Netzteile können 4,5 V bis 18 V für die Highside-Stromversorgung und 4,5 V bis 5,5 V für die Low-Side-Stromversorgung sein. Der ISO224 besitzt einen unsymmetrischen Eingangsbereich von ± 12 V mit einer festen Verstärkung von $\frac{1}{3}$ V/V und ergibt einen Differenzausgang von ± 4 V bei einer Gleichtaktspannung von $V_{DD2} / 2$, 2,5 V für dieses Beispiel:

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

2. Wählen Sie einen ADC mit geringer Größe und geringem Stromverbrauch:

Der **ADS7142** ist ein kleiner, energieeffizienter Zweikanal-ADC, der in einer pseudodifferenziellen Konfiguration verwendet werden kann. Der maximale Eingangsbereich wird durch die Referenzspannung festgelegt und ist gleich AVDD, 3,3 V für dieses Beispiel:

$$\text{ADC}_{\text{Full-Scale Range}} = V_{\text{REF}} = \text{AVDD} = 3.3\text{V}$$

Ermitteln Sie die erforderliche Gleichtaktspannung des A/D-Wandlers für pseudodifferenzielle Messungen:

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

- Wählen Sie einen Operationsverstärker aus, der den differenziellen 2,5 V-Gleichtaktausgang des ISO224 mit ± 4 V in den 3,3 V pseudodifferenziellen 1,65 V-Gleichtakteingang des ADS7142 umwandeln kann. Darüber hinaus sollte ein Operationsverstärker mit einem zweiten Kanal gewählt werden, der die ausfallsichere Ausgangsfunktion des ISO224 überwachen kann.

Der **TLV9002** ist ein 2-kanaliger Verstärker mit Rail-to-Rail-Eingang und -Ausgang, der für kostensensible und kompakte Anwendungen optimiert ist.

Kanal 1 wird verwendet, um den ± 4 V Differenzial-, 2,5 V Gleichtakt-Ausgang des ISO224 in einen 3,3 V-Spitzen-Pseudo-Differenzialausgang mit einer Gleichtaktspannung von 1,65 V zu konvertieren. Bei $R_1 = R_4$ und $R_2 = R_3$ wird die Übertragungsfunktion durch folgende Gleichung eingestellt:

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

Das Signal muss von ± 4 V auf 3,3 V konvertiert werden, das heißt, das Signal muss um den Faktor $3,3\text{ V} / \pm 4\text{ V} = 3,3\text{ V} / 8\text{ V}$ reduziert werden. Wird V_{CM} durch den zuvor berechneten Wert 1,65 V ersetzt und R_2 und R_3 auf 10 k Ω gesetzt, ergeben sich die folgenden Gleichungen:

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

Das Lösen nach R_1 und R_4 ergibt Werte von 4.125 k Ω .

Weitere Informationen zu diesem Thema finden Sie im *Anwendungshinweis* **Anbindung eines (isolierten) Verstärkers mit Differenziaausgang an einen A/D-Wandler mit unsymmetrischem Eingang**.

Kanal 2 des TLV9002 wird zur Überwachung der ausfallsicheren Ausgangsfunktion des ISO224 verwendet. Die ausfallsichere ISO224-Ausgangsfunktion wird aktiviert, wenn unabhängig vom Eingangssignal am V_{IN} -Kontakt die High-Side-Stromversorgung (VDD1) fehlt. Der TLV9002-Kanal-2-Ausgang (VCOMP) wird an einen GPIO-Port des Systemcontrollers eingespeist und wird immer dann hochgesetzt, wenn die ausfallsichere Ausgangsfunktion aktiv ist. Weitere Details finden Sie im *Anwendungshinweis* zur **Funktion Fail-Safe Output**.

- Wählen Sie $R_{1\text{FILT}}$, $R_{2\text{FILT}}$, und C_{FILT} für das Einschwingverhalten des Eingangssignals und der Abtastrate von 140 kSPS:

Refine the R_{FILT} and C_{FILT} Values ist ein Video von TI Precision Labs, das die Methodik zur Auswahl von R_{FILT} und C_{FILT} zeigt. Der endgültige Wert von 1,1 k Ω und 330 pF lag deutlich unter einem halben niedrigwertigen Bit (LSB) innerhalb des Erfassungsfensters.

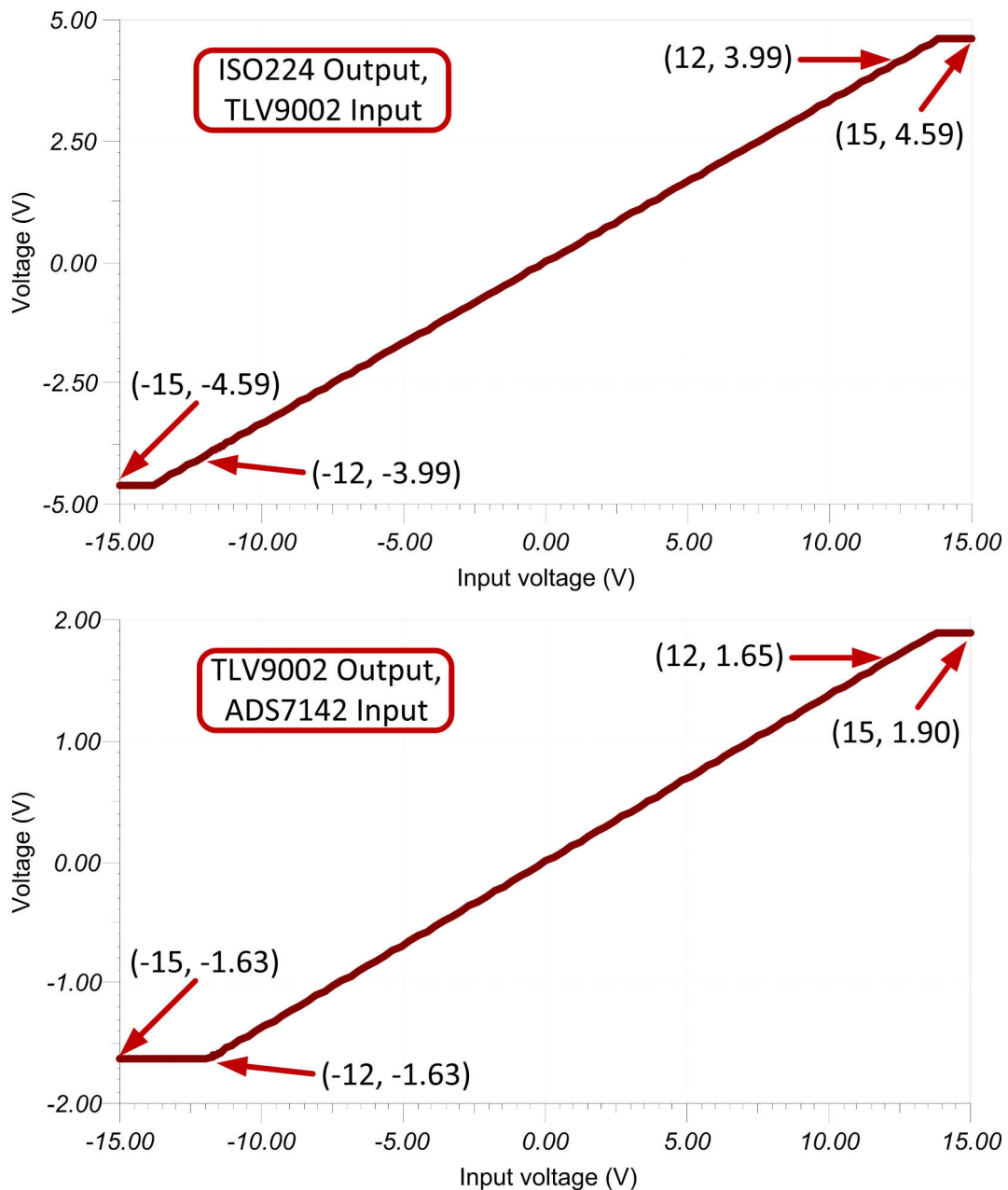
DC-Übertragungskennlinie

Die folgenden Abbildungen zeigen die simulierten Eingänge des TLV9002 und des ADS7142 von einem ± 15 V-Eingangssignal an den ISO224. Der ISO224 hat ein lineares Ausgangssignal von $\pm V_{IN} / 3$. Die Eingangsspannung des TLV9002 ist im ersten Diagramm zu sehen. Das zweite Diagramm zeigt, dass der TLV9002 die Verstärkung um $V_{IN} / 2,43$ weiter reduziert und den Gleichtakt auf 1,65 V verschiebt. Dies führt zu einem vollständigen Eingangssignal von ± 12 V unter Verwendung des Vollausschlagsbereichs (FSR) von 0 V bis 3,3 V des A/D-Wandlers mit $AVDD = VREF = 3,3$ V.

Die folgende Übertragungsfunktion zeigt, dass die Verstärkung der ISO224 und TLV9002 $1/7,28$ V/V beträgt

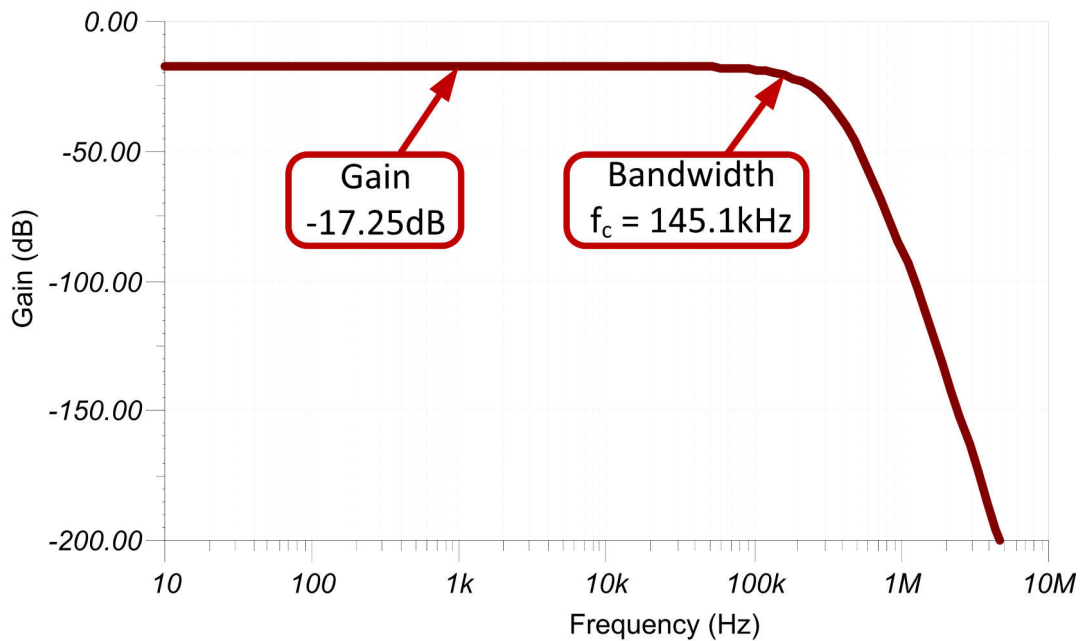
$$\text{Gain}_{\text{ISO224}} \times \text{Gain}_{\text{TLV9002}} \times V_{\text{IN}} = V_{\text{OUT}}$$

$$\frac{1}{3} \times \frac{1}{2,43} \times 12\text{V} = \frac{1}{7,28} \times 12\text{V} = 1,65\text{V}$$



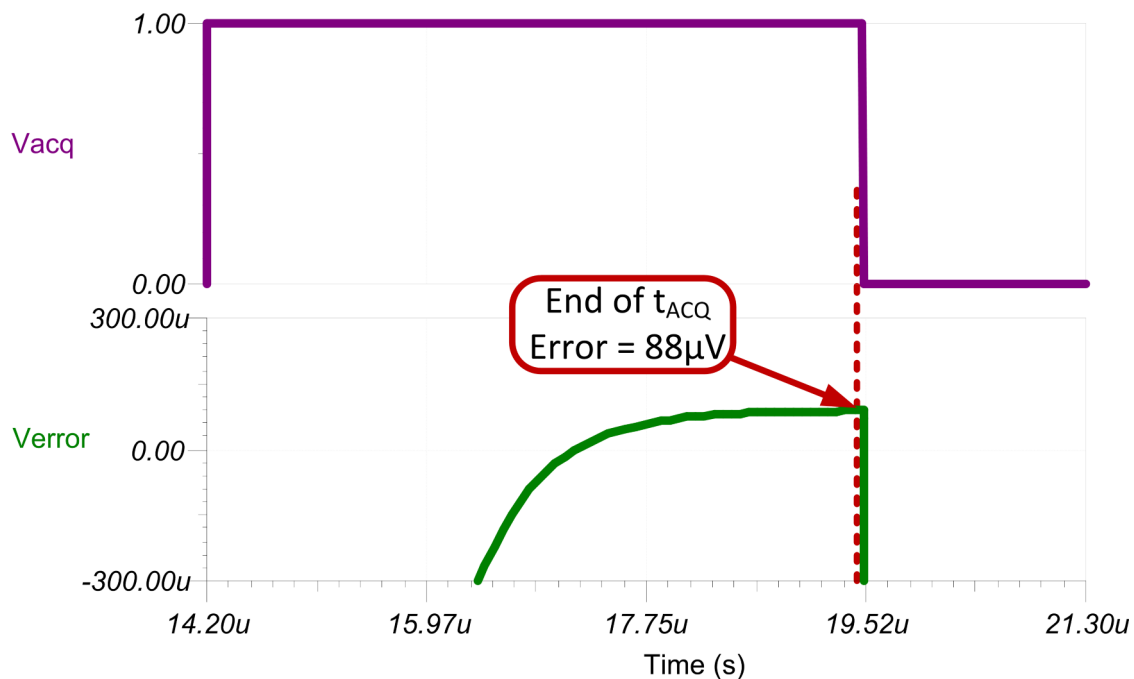
AC-Übertragungskennlinie

Die simulierte Bandbreite der Signalkette beträgt ca. 145 kHz und die Verstärkung beträgt -17,25 dB, was einer linearen Verstärkung von ca. 0,137 V/V entspricht (Dämpfungsverhältnis 1/7,28 V/V). Dies entspricht der erwarteten Verstärkung des Systems.



Simulation der Einschwingung des ADC-Eingangs bei Transienten

Die folgende Simulation zeigt die Ergebnisse des Einschwingvorgangs bei einer Erfassungszeit von 5.3 μ s. Die Rauschleistung 88 μ V liegt deutlich innerhalb der 0,5 \times LSB-Grenze von 403 μ V. Detaillierte theoretische Informationen zu diesem Thema finden Sie unter [Verfeinern der Rfilt- und Cfilt-Werte](#).



Rauschsimulation

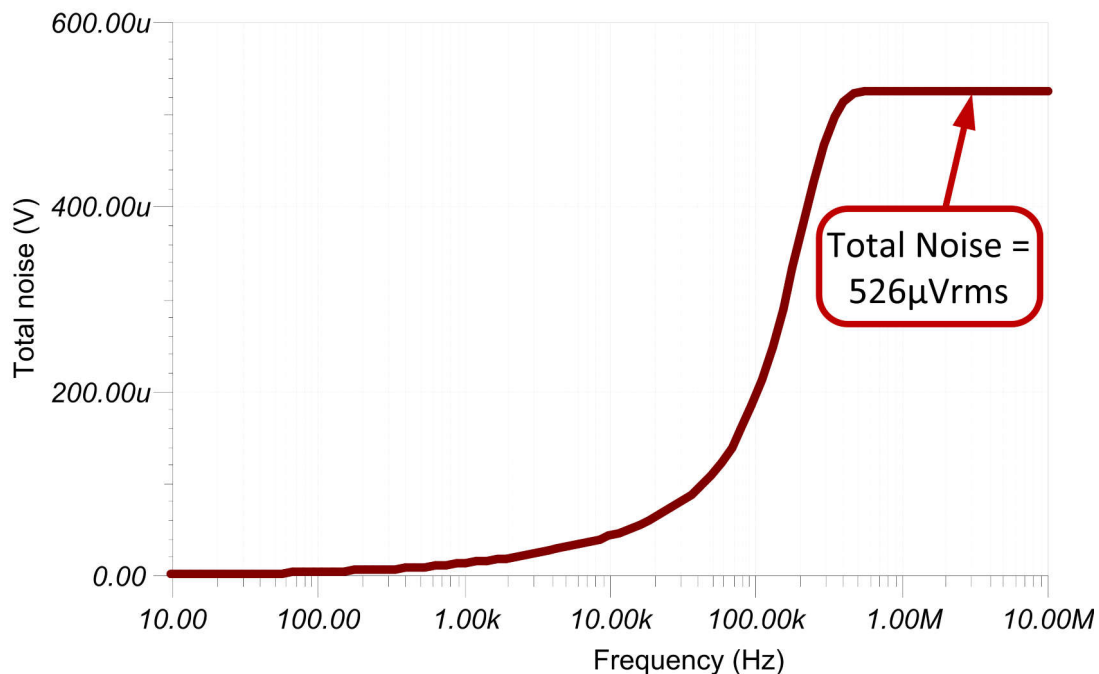
Das simulierte Rauschen am Eingang des A/D-Wandlers ist größer als das erwartete berechnete Rauschen. Der Grund für diesen Unterschied ist eine Rauschüberhöhung im Simulationsmodell, die nicht in der Berechnung enthalten ist. Die folgenden Gleichungen zeigen, dass das Rauschen von ISO224 die Signalkette dominiert und dass das Rauschen von TLV9002 vernachlässigbar ist. Detaillierte Informationen zu diesem Thema finden Sie unter [Berechnen des Gesamtrauschens für ADC-Systeme](#).

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

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

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

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



Designreferenzen

Eine umfassende Schaltkreisbibliothek von TI finden Sie in [Analog Engineer's Circuit Cookbooks](#).

Link zu Schlüsseldateien

TINA-Dateien für isoliertes Design: [SBAC226](#)

Design vorgestellter Bausteine

Baustein	Wichtigste Leistungsmerkmale	Link	Ähnliche Bausteine:
ISO224	Unsymmetrischer Eingangsbereich von ± 12 V, feste Verstärkung von $\frac{1}{2}$ \pm , Differenzausgang 4 V, Ausgangsgleichtaktspannung von 2,5 V, Highside-Stromversorgung 4,5 V bis 18 V, Low-Side-Stromversorgung 4,5 V bis 5,5 V, Eingangs-Offset: ± 5 mV bei 25 Grad Celsius, max. ± 42 μ V/ Grad Celsius, Verstärkungsfehler: $\pm 0,3$ % bei 25 Grad Celsius, max. ± 50 ppm Grad Celsius, Nichtlinearität: Maximal $\pm 0,01$ %, ± 1 ppm/ $^{\circ}$ C, hohe Eingangsimpedanz von 1.25 M Ω .	ISO224	www.ti.com/isoamps
ADS7142	Zweikanaliger, Full-Scale-Eingangsbereich und Referenzsatz von AVDD, standardmäßig 12-Bit-Leistung, 16-Bit-Leistung mit Hochpräzisionsmodus, sehr geringer Stromverbrauch von 0.45 μ A bei 600 SPS.	ADS7142	https://www.ti.com/PrecisionADCs
TLV9002	Zweikanaliger Verstärker, Rail-to-Rail-Eingang und -Ausgang, geringes Breitbandrauschen von 2727 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, niedrige Eingangs-Offsetspannung von $\pm 0,04$ mV.	TLV9002	https://www.ti.com/opamps

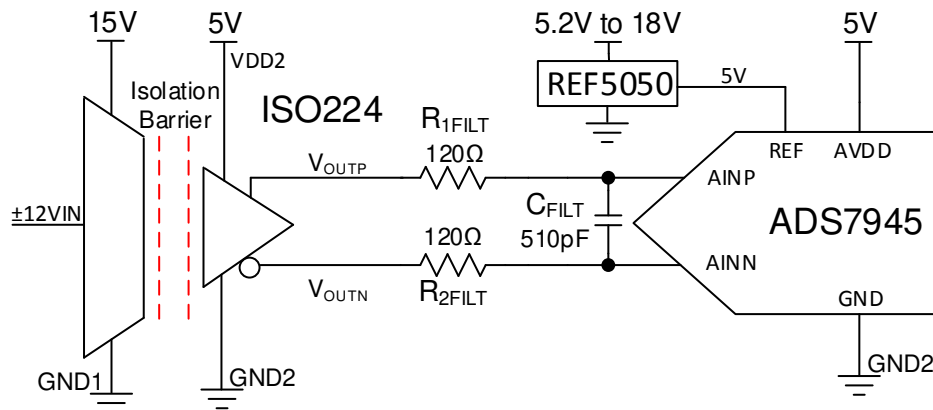
±12 V-Spannungssensorschaltung mit isoliertem Verstärker und SAR-ADC mit Differenzeingang

ISO224 Eingangsspannung	ISO-Ausgang, ADC-Eingang ($V_{OUTP} - V_{OUTN}$)	Digital-Ausgang ADS7945
+12 V	+4 V	1999 _H
-12 V	-4 V	E666 _H

Stromversorgungen und Referenzspannungen		
VDD1	VDD2 und AVDD	REF5050 Externe Referenz
15 V	5 V	5 V

Designbeschreibung

Dieser Schaltkreis führt eine isolierte Spannungsmessung von ± 12 V unter Verwendung des isolierten Verstärkers **ISO224** und des SAR-ADC **ADS7945** durch. Der **ISO224** kann echte Differenzialsignale von ± 12 V mit einer festen Verstärkung von $\frac{1}{3}$ V/V messen und erzeugt eine isolierte differenzielle Ausgangsspannung mit einer Gleichtaktspannung von $V_{DD2} / 2$. Der **ADS7945** ist ein ADC mit vollständig differenziellem Eingang, einer Vollausschlag-Eingangsspannung von $\pm V_{REF}$ und einer Gleichtakt-Eingangsspannung von $V_{REF} / 2 \pm 200$ mV. Die Auswahl einer +5 V-Referenz ermöglicht es dem ADS7945, die Vollausschlag- und Gleichtaktausgänge des **ISO224** zu akzeptieren. Die Erfassung des **ISO224**-Ausgangs mit einem A/D-Wandler mit vollständig differenziellem Eingang verdoppelt den Dynamikbereich des Systems im Vergleich zu einer unsymmetrischen Wandlung. Viele industrielle Hochspannungsanwendungen wie **Schutzrelais**, **Kanal-zu-Kanal isolierte ±10 V Analog-Eingangskarten**, und **Inverter & Motorsteuerung**. Die Gleichungen und Erklärungen zur Komponentenauswahl in diesem Design können auf der Grundlage der Anforderungen und Systemspezifikationen des Endgerätes angepasst werden.



Spezifikationen

Spezifikation	Berechnet	Simuliert
Einschwingverhalten des transienten ADC-Eingangs bei 100 kSPS	305 μ V	11 μ V
Konditionierter Signalbereich	± 4 V	± 4 V
Rauschen (am Eingang)	1,9 mV _{RMS}	1,73 mV _{RMS}
Geschlossener Regelkreis-Bandbreite	175 kHz	185 kHz

Designhinweise

1. Der **ADS7945** wurde aufgrund seines geringen Stromverbrauchs und einer kompatiblen analogen Eingangsstruktur mit dem **ISO224** ausgewählt.
2. Überprüfen Sie den linearen Betrieb des Systems für den gewünschten Eingangssignalebereich. Dies wird mithilfe der Simulation im Abschnitt Merkmale der Gleichstromübertragung überprüft.
3. Wählen Sie COG-Kondensatoren für C_{FILT} , um Verzerrungen zu minimieren.
4. **Das Verständnis und die Kalibrierung von Offset und Verstärkung für ADC-Systeme** umfasst Methoden zur Fehleranalyse. Unter dem Link finden Sie Methoden zur Minimierung von Verstärkungs-, Offset-, Drift- und Rauschfehlern.
5. In der Schulungsvideoreihe **TI Precision Labs – ADCs** werden Methoden zur Auswahl der Ladeschaltkreise R_{FILT} und C_{FILT} behandelt. Diese Komponentenwerte sind von der Verstärkerbandbreite, der Abtastrate des Datenwandlers und dem Design des Datenwandlers abhängig. Die hier gezeigten Werte liefern eine gute Einschwingleistung und AC-Leistung für den Verstärker und den Datenwandler in diesem Beispiel. Wenn das Design geändert wird, muss ein anderer RC-Filter ausgewählt werden. Eine Erklärung zur Auswahl des RC-Filters für die beste Einschwingleistung und AC-Leistung finden Sie unter **Einführung zur Auswahl der SAR-ADC-Frontend-Komponenten**.

Komponentenauswahl

1. Wählen Sie einen isolierten Verstärker anhand des Eingangsspannungsbereichs aus, und legen Sie die Ausgangsgleichtaktspannung und den Ausgangsspannungsbereich fest:

ISO224:

- ± 12 V unsymmetrischer Eingangsbereich
 - Feste Verstärkung von $\frac{1}{3}$, mit einem Differenzausgang von ± 4 V
 - Ausgangsgleichtaktspannung von +2,5 V
 - High-Side-Stromversorgung mit 4,5 bis 18 V, Low-Side-Stromversorgung mit 4,5 bis 5,5 V
 - Eingangs-Offset: ± 5 mV bei 25 Grad Celsius, max. ± 42 μ V Grad Celsius
 - Verstärkungsfehler: $\pm 0,3$ % bei 25 Grad Celsius, max. ± 50 ppm Grad Celsius
 - Nichtlinearität: Max. $\pm 0,01$ %, ± 1 ppm Grad Celsius
 - Hohe Eingangsimpedanz von 1.25 M Ω
2. Wählen Sie einen ADC mit einem geeigneten Gleichtakt- und Differenzeingangsbereich zur Kopplung mit dem +2,5 V-Gleichtakt- und ± 4 V-Differenzausgang des ISO224:

ADS7945:

- ± 5 V maximaler Analogeingangsbereich
 - Vollausschlag-Eingangsbereich durch \pm -Spannungsreferenz eingestellt
 - Eingangsgleichtaktbereich von $V_{\text{REF}} / 2 \pm 0,2$ V
 - 2,7 V bis 5,25 V-Stromversorgung
 - Hoher Rauschabstand von 84, geringer Stromverbrauch von 11,6 mW bei 2 Msps
3. Wählen Sie eine Spannungsreferenz, die die Gleichtaktbeschränkung unterstützt, die durch den 2,5 V-Gleichtaktausgang des **ISO224** und die $V_{\text{REF}} / 2 \pm 0,2$ V-Gleichtakt-Eingangsspannung des ADS7945 eingestellt ist. Das bedeutet, dass die Referenzausgangsspannung 5 V betragen muss und eine konfigurierbare Eingangsspannung bevorzugt wird:

REF5050:

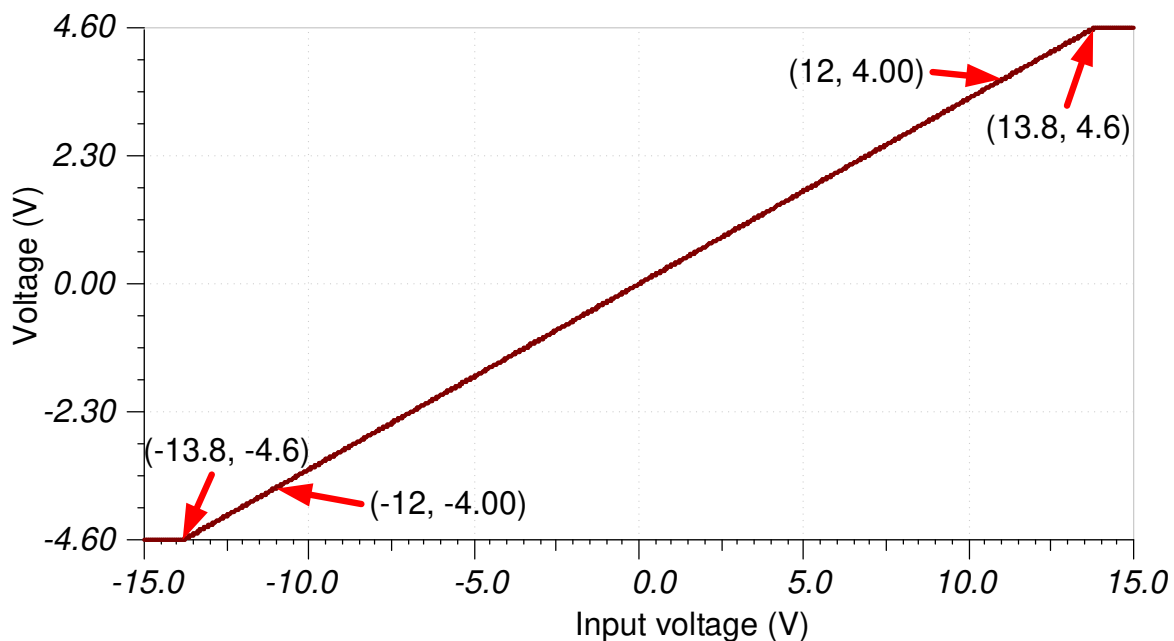
- 5 V Ausgang
 - Stromversorgung mit 5,2 V bis 18 V Eingangsspannung
 - 3 μ VPP/V Rauschen
4. Wählen Sie R_{1FILT} , R_{2FILT} , und C_{FILT} für das Einschwingverhalten des Eingangssignals und der Abtastrate von 100 kSPS:

Refine the R_{FILT} and C_{FILT} Values ist ein Video von TI Precision Labs, das die Methodik zur Auswahl von R_{FILT} und C_{FILT} zeigt. Der endgültige Wert von 120 Ω und 510 pF lag deutlich unter einem halben niedrigwertigen Bit (LSB) innerhalb des Erfassungsfensters.

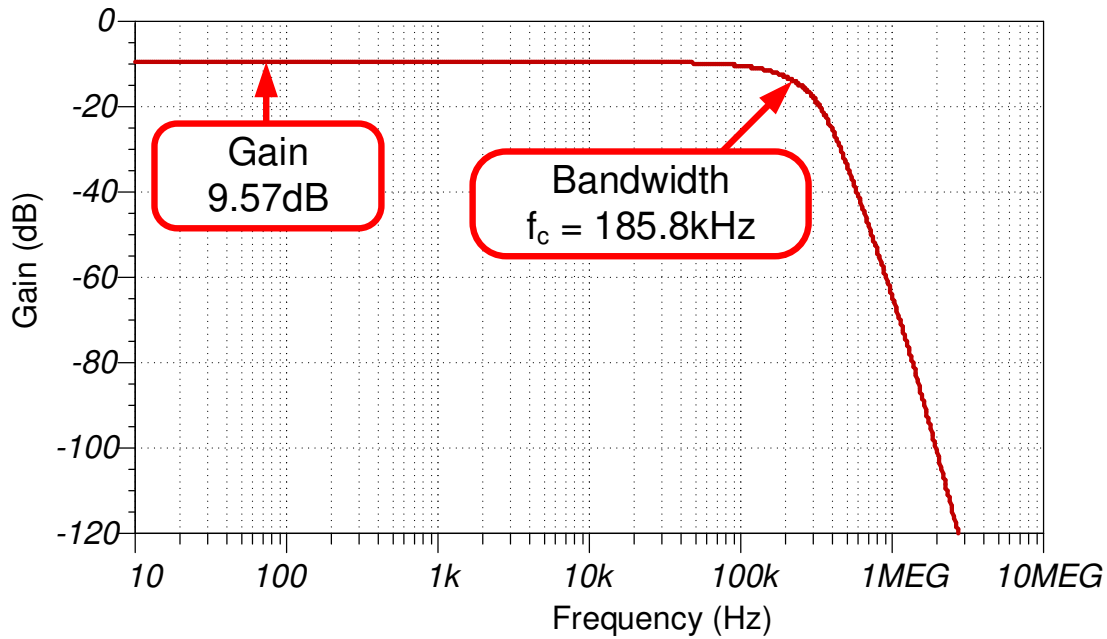
DC-Übertragungskennlinie

Die folgende Abbildung zeigt das simulierte Ausgangssignal bei einem Eingang von ± 15 V. Der gewünschte Linearitätsbereich ist ein ± 4 V-Ausgang für einen ± 12 V-Eingang. Diese Simulation zeigt, dass der lineare Ausgangsbereich ca. $\pm 4,6$ V beträgt und damit die Anforderungen weit übertrifft.

Die Übertragungsfunktion zeigt, dass die ISO224-Verstärkung $\frac{1}{3}$ beträgt (d.h. die Verstärkung $\cdot V_{IN} = V_{OUT} (\frac{1}{3}) \cdot (12 \text{ V}) = 4 \text{ V}$).

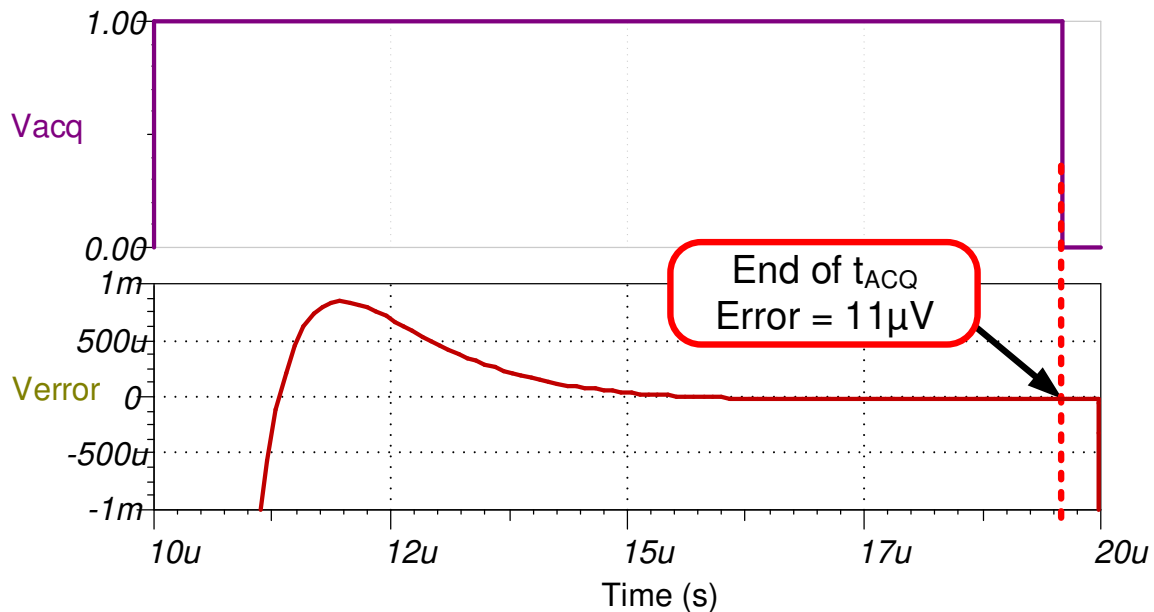
**AC-Übertragungskennlinie**

Die simulierte Bandbreite beträgt ca. 186 kHz und die Verstärkung beträgt $-9,57$ dB (oder 0,332 V/V), was der erwarteten Verstärkung und Bandbreite für den **ISO224** (spezifiziert für $f_c = 175$ kHz, Verstärkung = 0,333 V/V) sehr nahe kommt.



Simulation der Einschwingung des ADC-Eingangs bei Transienten

Die folgende Simulation zeigt die Ergebnisse des Einschwingvorgangs bei einer Erfassungszeit von $9.6\ \mu\text{s}$. Der $11\ \mu\text{V}$ -Einschwingfehler liegt deutlich innerhalb des $0,5 \times \text{LSB}$ -Grenzwerts von $305\ \mu\text{V}$. Detaillierte theoretische Informationen zu diesem Thema finden Sie unter [Verfeinern der Rfilt- und Cfilt-Werte](#).



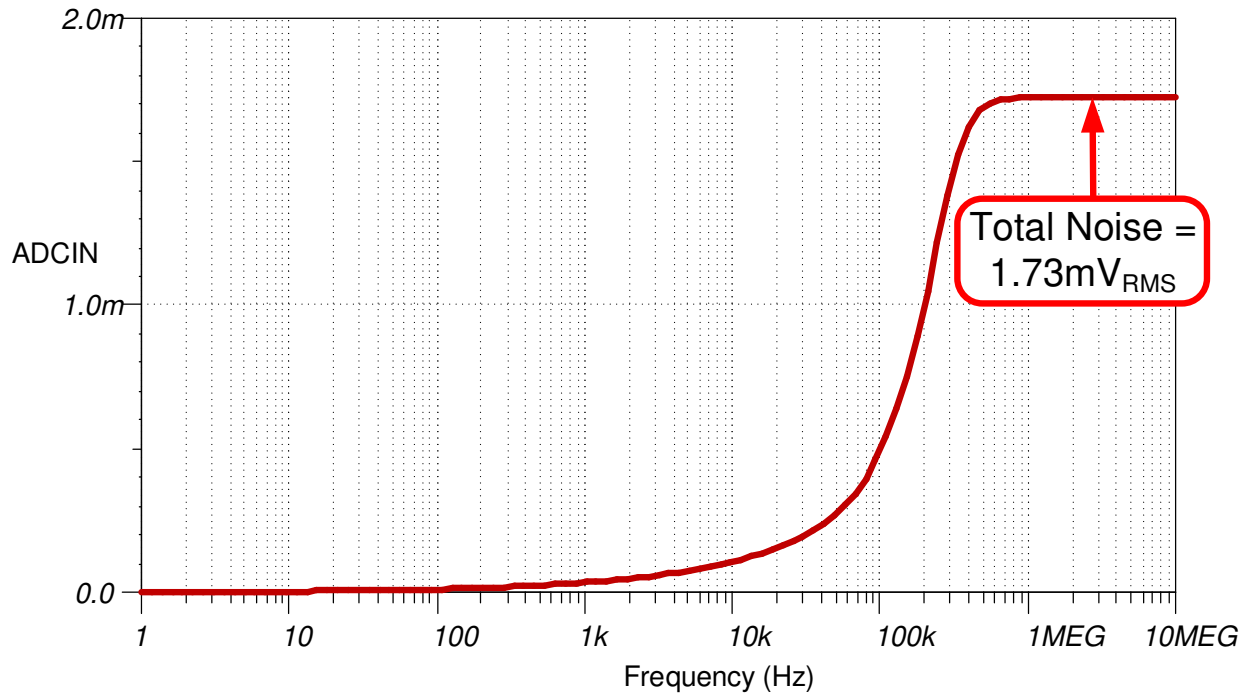
Rauschsimulation

Die folgende Rauschberechnung betrachtet nur das Rauschen des **ISO224**. Das **ISO224**-Rauschen ist wesentlich höher als andere Rauschquellen in der Schaltung, so dass das Gesamtrauschen ungefähr als **ISO224**-Rauschen berechnet werden kann. Die gleiche Methode kann für die Klasse B verwendet werden.

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

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

Das simulierte Rauschen ist größer als das erwartete berechnete Rauschen. Dieser Unterschied ist auf die Rauschüberhöhung im Simulationsmodell zurückzuführen. Die Rauschüberhöhung ist in der Berechnung nicht enthalten. Ausführliche Informationen zu diesem Thema finden Sie unter [Berechnen des Gesamtrauschens für ADC-Systeme](#).



Design vorgestellter Bausteine

Baustein	Wichtigste Leistungsmerkmale	Link	Ähnliche Bausteine
ISO224	Unsymmetrischer Eingangsbereich von ±12 V, feste Verstärkung von 1/3, Erzielung eines Differenzausgangs von ±4 V, Gleichtaktspannung der Ausgangsspannung von +2,5V, Highside-Stromversorgung von 4,5 V bis 18 V, Low-Side-Stromversorgung von 4,5 V bis 5,5 V, Eingangs-Offset: ± 5mV bei 25 Grad Celsius, max. ±42 µV/ Grad Celsius, Verstärkungsfehler: ±0,3 % bei 25 Grad Celsius, max. ±50 ppm Grad Celsius, Nichtlinearität: Maximal ±0,01 %, ±1 ppm/°C, hohe Eingangsimpedanz von 1.25 MΩ	www.ti.com/product/ISO224	www.ti.com/isoamps
ADS7945	±5 V max. analoger Eingangsbereich, voller Eingangsbereich eingestellt durch ±Spannungsreferenz, Eingangsgleichtaktbereich von V _{REF} / 2 ±0,2 V, 2,7 V- bis 5,25 V-Stromversorgung, hoher SNR von 84, geringer Stromverbrauch von 11,6 mW bei 2 Msps	www.ti.com/product/ADS7945	http://www.ti.com/opamps
REF5050	3 ppm/°C Drift, 0,05 % Anfangsgenauigkeit, 4 µVpp/V Rauschen	www.ti.com/product/REF5050	http://www.ti.com/vref

Designreferenzen

Eine umfassende Schaltkreisbibliothek von TI finden Sie in [Analog Engineer's Circuit Cookbooks](#).

Link zu Schlüsseldateien

Sehen Sie sich die [TINA-Dateien für isoliertes Design](#) an.

Isolierter Schaltkreis zur Erkennung von Unter- und Überspannung

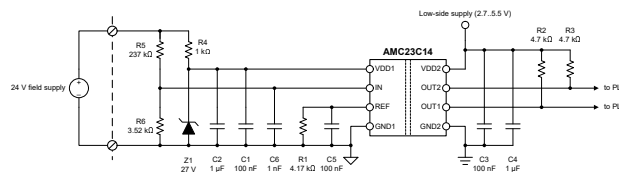
Designziele

Überspannungspegel	Unterspannungspegel	Low-Side V _{DD}	High-Side-V _{DD}	Einschwingzeit
28,8 V	20,4 V	2,7 V–5,5 V	24 V	360 ns

Designbeschreibung

Dieser isolierte Hochgeschwindigkeits-Unterspannungs- und Überspannungserkennungsschaltkreis ist mit einem doppelten isolierten Fensterkomparator mit einem einstellbaren Schwellenwert (AMC23C14) implementiert. Dieser Schaltkreis wurde für industrielle Feldversorgungsanwendungen entwickelt, bei denen die Controllerseite erkennen muss, ob die Versorgungsspannung des Remote-Moduls in einem gültigen Bereich liegt.

Der AMC23C14 wird aufgrund seiner robusten verstärkten Isolierung mit einem hohen CMTI von 100 kV/μs (Minimum), den einstellbaren Doppelfenster-Komparator-Schwellenwerten, einem großen High-Side-Versorgungsspannungsbereich (3 V bis 27 V) und dem erweiterten industriellen Temperaturbereich (–40 bis +125 Grad Celsius) ausgewählt.



Schaltplan zur Unterspannungs- und Überspannungserkennung

Designhinweise

1. Um Fehler zu minimieren, wählen Sie Präzisionswiderstände für den Spannungsteiler (R₅ und R₆) und den Widerstand zur Schwellenwerteinstellung (R₁).
2. Der AMC23C14 wird über die Feldversorgung mit Strom versorgt und ist durch eine Zenerdiode und einen Shunt-Widerstand gegen Spannungen > 30 V (absolute maximale Versorgungsspannung) geschützt.
3. Wählen Sie den Spannungsteiler und die Widerstände zur Schwellenwerteinstellung anhand des gewünschten Betriebsspannungsbereichs aus.

Designschritte

1. Bestimmen Sie das Spannungsteilverhältnis, das zum Auslösen des festen internen 300 mV-Schwellenwerts erforderlich ist, wenn das Netzteil die gültige Mindestbetriebsspannung von 20,4 (24 V – 15 %) überschreitet. Größe der Gesamtwiderstand des Spannungsteilers auf 100 μA einstellen, wenn V_{supp} die gewünschte Betriebsspannung von 24 V hat.

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

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

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

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

Die Lösung des Gleichungssystems ergibt $R_5 = 236 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 3,52 \text{ k}\Omega$.

- Wenn man den Analogrechner verwendet, beträgt der nächste E96-Widerstandswert $237 \text{ k}\Omega$ und $3,48 \text{ k}\Omega$.

2. Verändern Sie den Widerstand zur SchwellenwertEinstellung, um den Komparator mit einstellbarem Schwellenwert auszuspeisen, wenn die Stromversorgung $28,8 \text{ V}$ ($24 \text{ V} + 20 \%$) überschreitet.

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

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

$$IN = 0.42 V$$

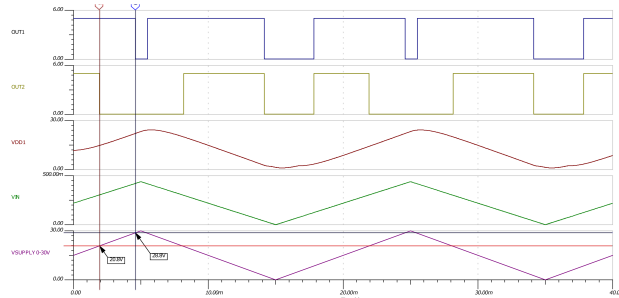
$$V_{ref} = IN$$

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

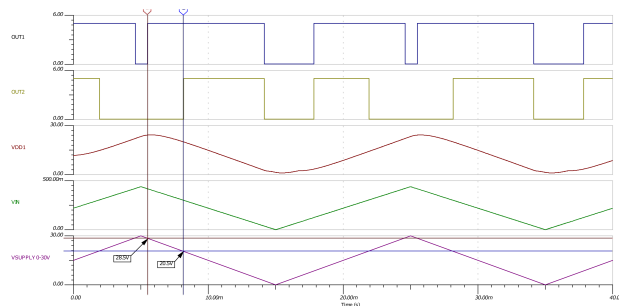
3. Wählen Sie eine 27 V -Zenerdiode, um den AMC23C14 vor Spannungen zu schützen, die über der empfohlenen Betriebsspannung liegen.

Designsimulationen

Die folgenden Abbildungen sind SPICE-Simulationswellenformen der Unter- und Überspannungserkennungsschaltung. Enthalten ist der VDD1-Eingang, in dem die Zenerdiode dargestellt ist, die den VDD1-Eingang vor Spannungen außerhalb seines Betriebsbereichs schützt. **SPICE-Simulation des Unter- und Überspannungserkennungsschaltkreises – Steigend** Zeigt die Spice-Simulation mit den Ausgangs-Triggerpunkten bei einer steigenden Eingangsspannung. **SPICE-Simulation des Unter- und Überspannungserkennungsschaltkreises – Fallend** Zeigt ein ähnliches Bild, jedoch mit den Ausgangs-Triggerpunkten bei abfallender Eingangsspannung. Beim Vergleich der beiden Abbildungen unterscheiden sich die Triggerpunkte um 0,3 V, wobei der abfallende Spannungseingang einen niedrigeren Triggerwert hat.



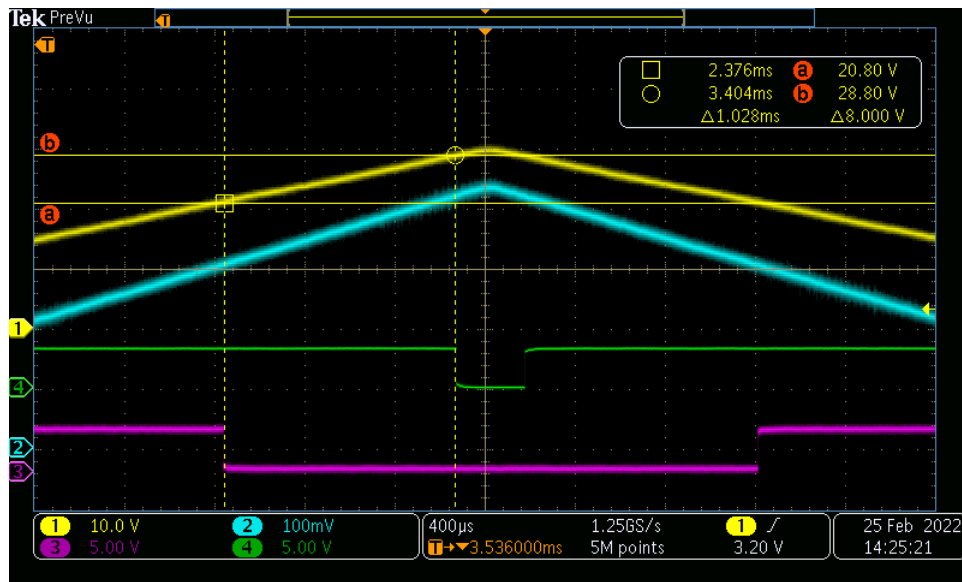
SPICE-Simulation des Unter- und Überspannungserkennungsschaltkreises – Steigend



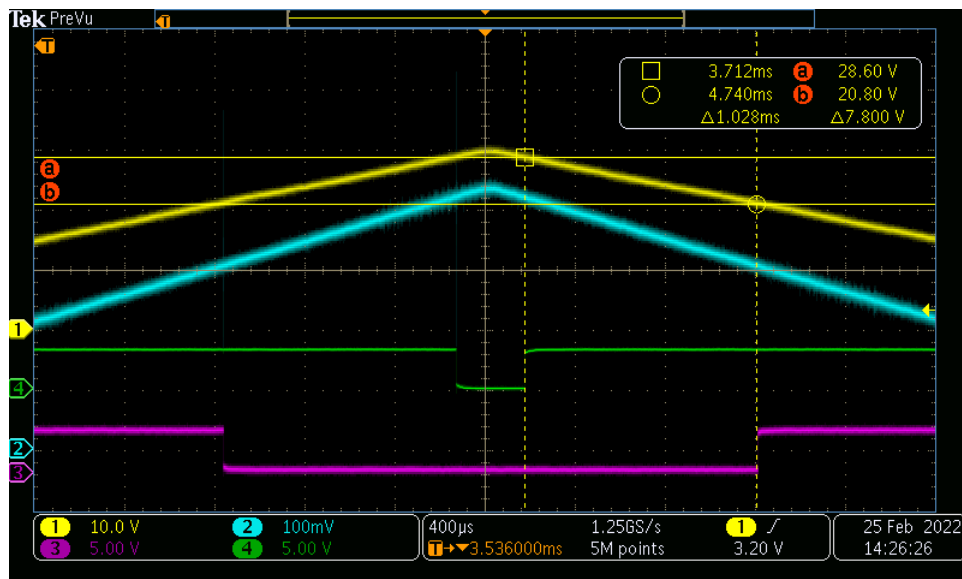
SPICE-Simulation des Unter- und Überspannungserkennungsschaltkreises – Fallend

Gemessenes Ansprechverhalten

Die folgenden Abbildungen zeigen das gemessene Ausgangssignal des unter- und Überspannungserkennungsschaltkreises beim Vergleich der Ausgänge mit der Spannung V_{supp} (Kurve 1). Der AMC23C14 verfügt über Open-Drain-Ausgänge, die normalerweise auf bis zu VDD2 gezogen werden und niedrig getrieben werden, wenn die Eingangsspannung die Schwellenspannung jedes Komparators überschreitet. In diesen Messungen können OUT1 (Kurve 3) Übergänge niedrig sein, wenn V_{supp} 28,8 V überschreitet, und OUT2 Übergänge niedrig, wenn V_{supp} 20,8 V überschreitet. Komponentenschwankungen und die Komparator-Hysterese können die Auslöseschwellen beeinflussen, aber in diesem Fall liegt der Auslösepunkt innerhalb von weniger als 1 % der gewünschten Werte. Die Spannungsschwellenwerte variieren leicht, wenn V_{supp} steigt oder fällt. Die zweite Wellenform zeigt dies mit OUT1-Triggern bei 28,6 V statt 28,8 V.

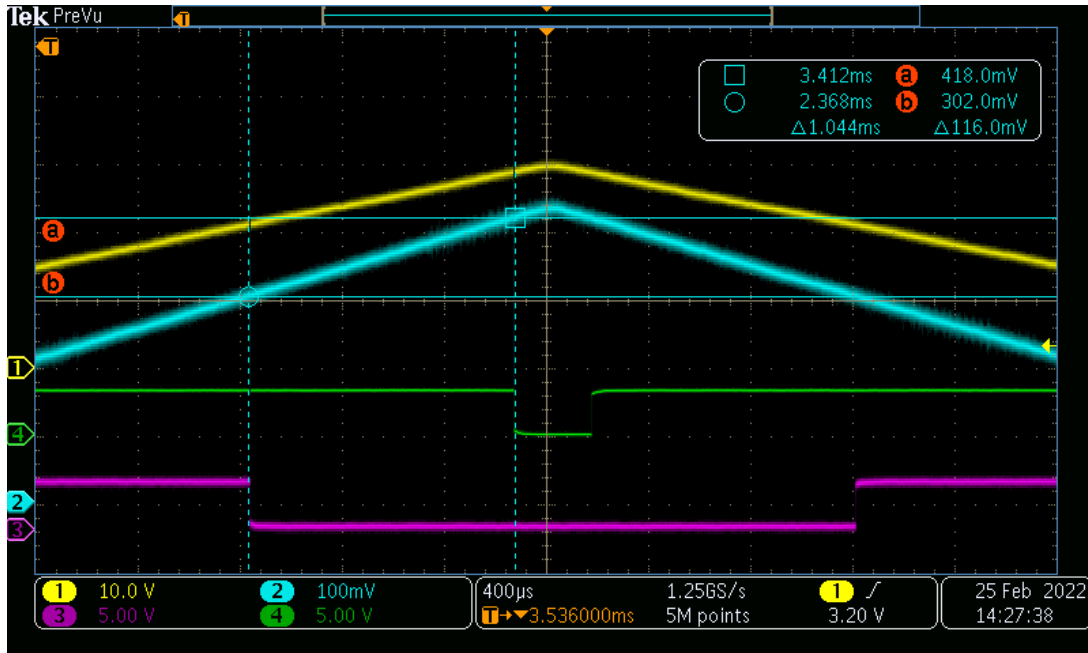


Erfassung der Wellenform bei zunehmender V_{supp}

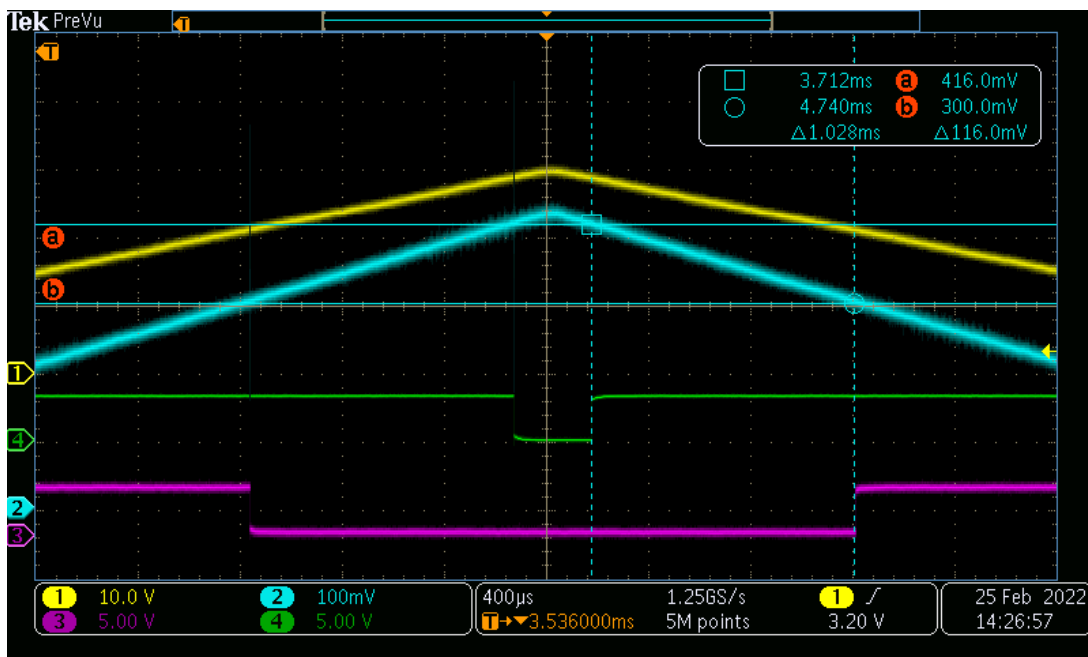


Erfassung der Wellenform bei abnehmender V_{supp}

Die folgenden Abbildungen zeigen das gemessene Ausgangssignal der unter- und Überspannungserkennungsschaltung beim Vergleich der AMC23C14-Ausgänge mit der VIN-Spannung (Kurve 2). Diese Messungen bestätigen, dass die Auslöseschwellen des Komparators den gewünschten Werten entsprechen, die durch den internen Komparator-Schwellenwert bei 300 mV und den extern eingestellten Schwellenwert bei 420 mV festgelegt werden, wie in der Gleichung in Schritt 2 des Abschnitts Designschritte definiert.



Signalform von IN bei zunehmender V_{supp}



Signalform von IN bei abnehmender V_{sup}

Design vorgestellter Baustein

Baustein	Wichtigste Leistungsmerkmale	Baustein-Link
AMC23C14	<ul style="list-style-type: none"> • Großer High-Side-Versorgungsspannungsbereich: 3 V bis 27 V • Low-Side-Versorgungsspannungsbereich: 2,7 V bis 5,5 V • Doppelfenster-Komparator: <ul style="list-style-type: none"> – Fensterkomparator 1: Einstellbarer Schwellenwert von ± 20 mV bis ± 300 mV – Fensterkomparator 2: Fester Schwellenwert von ± 300 mV • Unterstützt den Modus positive Komparatoren: <ul style="list-style-type: none"> – Cmp0: Einstellbarer Schwellenwert von 600 mV bis 2,7 V – Cmp2: Fester 300 mV-Schwellenwert – Cmp1 und Cmp3: Deaktiviert • Referenz für Schwellenwertanpassung: 100 μA, ± 2 % • Auslöseschwellenfehler: ± 1 % (max.) bei 250 mV • Ausbreitungsverzögerung: 290 ns (Typ.) • Hoher CMTI-Wert: 15 kV/μs (min.) • Open-Drain-Ausgänge • Sicherheitsrelevante Zertifizierungen: <ul style="list-style-type: none"> – Verstärkte Isolierung von 7000 V_{pk} gemäß DIN VDE V 0884-11 – Isolierung mit 5000 V_{RMS} für 1 Minute pro UL1577 • Vollständig spezifiziert für den erweiterten industriellen Temperaturbereich: -40 °C bis +125 °C 	<p>Bauteil: AMC23C14</p> <p>Ähnliche Bausteine: Isolierte Verstärker</p>

Designreferenzen

Eine umfassende Schaltkreisbibliothek von TI finden Sie in [Analog Engineer's Circuit Cookbooks](#).

Texas Instruments Datenblatt [AMC23C14 AMC23C14 Zweifach-Fensterkomparator mit schnellem Ansprechverhalten und verstärkter Isolierung mit einstellbarem Schwellenwert](#)

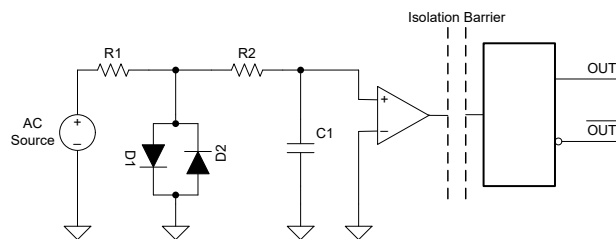
Isolierter Nulldurchgangsschaltkreis

Designziele

High-Side-Stromversorgung	Eingang Spannung	Arbeitsspannung	Low-Side-Stromversorgung	Ausgangsspannung
12 V	$\pm 170 V_{pk}$ Sinuswelle	400 V _{RMS}	3,3 V bis 5,0 V $\pm 10 \%$	\leq -Low-Side-Stromversorgung

Designbeschreibung

Ein Nulldurchgangs-Detektorschaltkreis verändert den Ausgangszustand, wenn der AC-Eingang die Nullreferenzspannung überschreitet. Dieses Design beinhaltet eine ein-Chip-Lösung zur Nulldurchgangserkennung von AC-Sinuswellen mit invertierenden und nicht invertierenden Digitalausgängen. Die Schaltung wird erstellt, indem der invertierende Komparatoreingang auf Masse eingestellt und ein geklemmtes Sinussignal an den nicht invertierenden Eingang angelegt wird. Die Eingangsspannung wird durch R1 und ein Paar antiparalleler Dioden geklemmt. In diesem Fall werden anstelle eines Dämpfungsgliedes Dioden verwendet, um die Anstiegsgeschwindigkeit des Eingangs nahe dem Nulldurchgang zu maximieren und dadurch die Ausgangslatenz zu reduzieren. Der Schaltkreis wird zur Nulldurchgangserkennung von Wechselstromleitungen in Steuerschaltungen verwendet, um den Stromverbrauch im Standby- und im ausgeschalteten Modus zu reduzieren.



Schaltplan für Isolierte Nullpunkterkennung

Designhinweise

1. Der Schaltkreis muss in der Lage sein, 750 V-Arbeitsspannung über die Isolierungsbarriere hinweg zu verarbeiten.
2. Die maximale Eingangsspannung bei IN+ muss ± 1 V betragen
3. Invertierender und nicht invertierender Ausgang gewünscht
4. Der maximale Stromfluss durch R1 beträgt $100 \mu A \pm 10 \%$
5. Begrenzen Sie die Betriebsspannung jedes Widerstands im String auf maximal $100 V \pm 10 \%$
6. Die AC-Eingangsspannung beträgt $120 V_{RMS}$, höhere AC-Spannungen können leicht durch Modifikationen der Komponenten auwerden. Weitere Informationen finden Sie im Abschnitt [Alternate Design](#)
7. Stellen Sie sicher, dass die Hysteresespannung am AC-Nulldurchgang nicht mehr als ± 30 mV beträgt

Designschritte

- Bestimmen Sie den idealen Widerstandswert von R1. Die maximale Spitzeneingangsspannung von $120 V_{RMS} \times \sqrt{2} = 170 V_{PK}$. Beachten Sie, dass die Durchlassspannung der Diode D1 nahe null ist und nicht in dieser Berechnung berücksichtigt wird.

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

- Teilen Sie R1 in 3 gleiche Widerstände auf, um die Designgrenzen von $\leq 100 V$ pro Widerstand aufrechtzuerhalten:

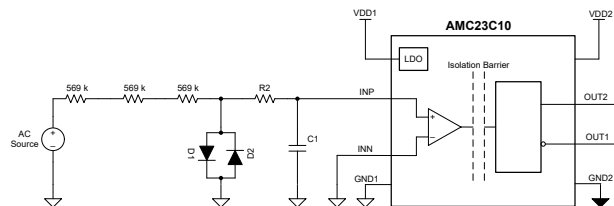
$$R1 = \frac{1.70 M\Omega}{3} = 566.66 k\Omega$$

- Verwenden Sie den **Analogrechner**, um einen Standard-Widerstand von E96 1 % für R1 zu ermitteln. Der nächste Wert ist 569 kΩ.
- Wählen Sie die antiparallelen Dioden aus. Wählen Sie Dioden, die mit den über R1 gespeisten 100 μA eine Durchlassspannung von mindestens $\pm 350 mV$ liefern.
- Optional – entwerfen Sie einen Tiefpassfilter bei VINP, definiert durch R2 und C1. Der Frequenzgang ist wie folgt definiert:

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

Überarbeitetes Design

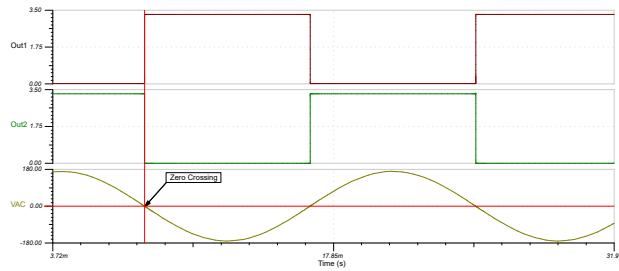
Der folgende Schaltplan zeigt die Implementierung des überarbeiteten Designs mit dem AMC23C10.



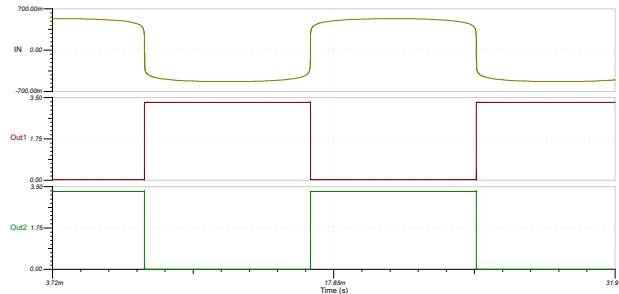
Überarbeitetes Design mit isoliertem AMC23C10-Komparator

Der AMC23C10 verwendet eine kapazitive Isolierung, um eine Arbeitsspannung von 1000 V bereitzustellen. Die Spannungsquelle für VDD1 ist von 3 V bis 27 V spezifiziert und wird intern durch einen LDO gesteuert. VDD2 ist von 2,7 V bis 5,5 V spezifiziert. Der Eingangsspannungsbereich unter Normalbetrieb beträgt $\pm 1 V$. der Logikausgang auf OUT1 ist ein Open-Drain-Ausgang, der mit einem Pullup-Widerstand bis VDD1 verwendet werden kann. OUT2 ist ein Push-Pull-Ausgang, der keine externen Pullup-Widerstände benötigt.

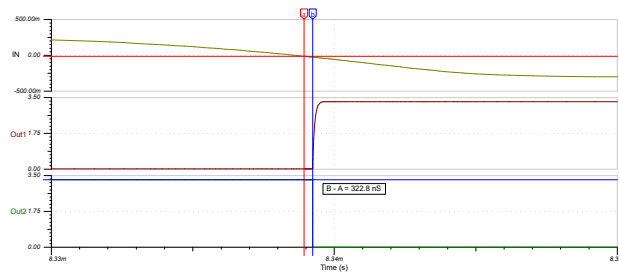
DesignSimulationen



Simulation der Nulldurchgangserkennung mit Sinuswelleneingang



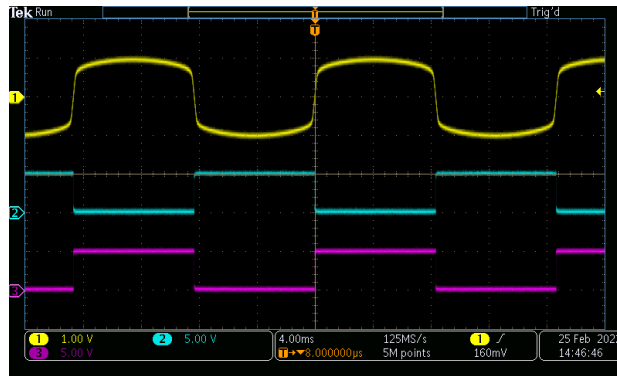
Simulation der Nulldurchgangserkennung mit gleichgerichtetem Eingang



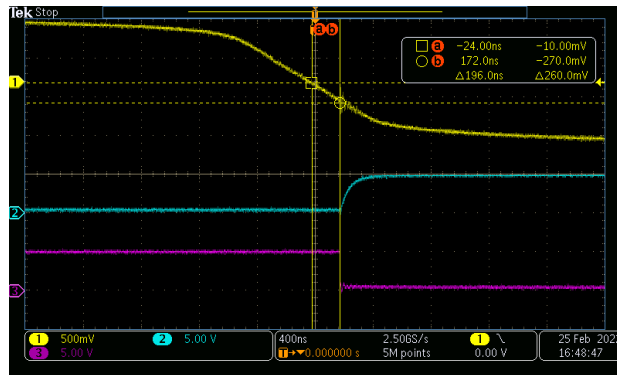
Simulation der Reaktionszeit für die Nulldurchgangserkennung

Gemessenes Ansprechverhalten

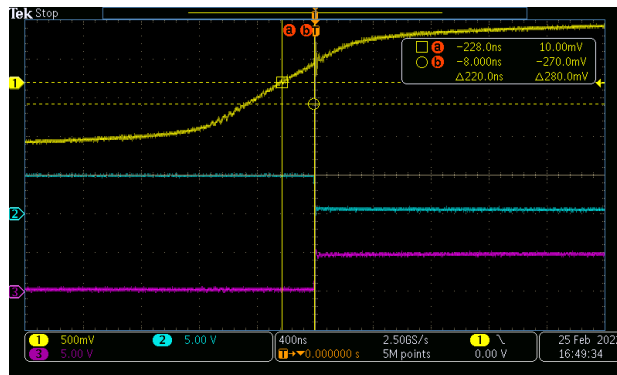
Die folgenden Abbildungen zeigen das gemessene Verhalten des Nulldurchgangs-Erkennungsschaltkreises unter Verwendung des isolierten Komparators AMC23C10. Die Eingabe wird auf Kurve 1 erfasst, während OUT1 und OUT2 auf Kurve 2 bzw. 3 dargestellt werden. Sowohl an der ansteigenden als auch an der abfallenden Flanke des Eingangs wird die Verzögerung zwischen dem Nulldurchgang des Eingangs und dem Ausgangsübergang nicht größer als 220 ns.



Nulldurchgangserkennung des gleichgerichteten Eingangs



Ausgangslatenz Bei Nulldurchgangserkennung – Abfallende Flanke



Ausgangslatenz Bei Nulldurchgangserkennung – Steigende Flanke

Designreferenzen

Eine umfassende Schaltkreisbibliothek von TI finden Sie in [Analog Engineer's Circuit Cookbooks](#).

Texas Instruments Datenblatt: [AMC23C10, verstärkter isolierter Komparator mit zwei Ausgängen, mit schnellem Ansprechverhalten](#)

Design Vorgestellter Isolierter Komparator

AMC23C10	
Arbeitsspannung	1000 V _{RMS}
VDD1	3,0 V–27 V
VDD2	2,7 V–5,5 V
Eingangsspannungsbereich	±1000 mV
Ausgangsoptionen	OUT1 - Open Drain
	OUT2 - Push-Pull
AMC23C10	

Alternatives Design für 230 VAC-Eingang

AMC23C10	
Arbeitsspannung	1000 V _{RMS}
Wechselstromeingang	325 V _{PK}
R1 Ideal	3,25 MΩ
R1 E96 Standard	Je drei 1,09 MΩ

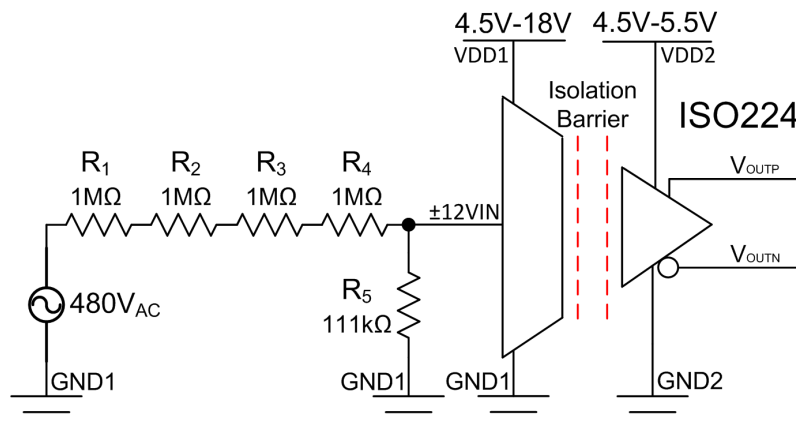
Isolierter Spannungssensorschaltkreis mit $\pm 480\text{ V}$ und Differenzausgang

Designziele

Spannungsquelle		ISO224 Eingangsspannung		ISO224 Ausgangsspannung VDD2 / 2 Gleichtakt ($V_{OUTP} - V_{OUTN}$)		Stromversorgungen	
V_{MAX}	V_{MIN}	$V_{IN, MAX}$	$V_{IN, MIN}$	$V_{OUT, MAX}$	$V_{OUT, MIN}$	VDD1	VDD2
480 V	-480 V	12 V	-12 V	4 V	-4 V	4,5 V–18 V	4,5 V–5,5 V

Designbeschreibung

Dieser Schaltkreis führt eine isolierte Spannungsmessung von Leitung zu Leitung bei $\pm 480\text{V}$ mithilfe des isolierten **ISO224**-Verstärkers und eines Spannungsteilerschaltkreises durch. Der Spannungsteilerschaltkreis reduziert die Spannung von $\pm 480\text{ V}$ auf $\pm 12\text{ V}$, was dem Eingangsspannungsbereich des **ISO224** entspricht. Der **ISO224** wird sowohl von Highside- als auch Lowside-Stromversorgungen versorgt. Die Highside-Stromversorgung wird mit einer potenzialfreien Stromversorgung oder von der Lowside mit einem isolierten Transformator oder einem isolierten DC/DC-Wandler erzeugt. Der **ISO224** kann unsymmetrische Signale von $\pm 12\text{ V}$ mit einer festen Verstärkung von $\frac{1}{3}\text{ V/V}$ messen und erzeugt eine isolierte Differenzausgangsspannung von $\pm 4\text{ V}$ mit einer Gleichtaktspannung von $VDD2 / 2$. Die differenzielle Ausgangsspannung kann zur Anbindung an einen ADC mit einem zusätzlichen Operationsverstärker wie dem in **SBOA274** gezeigten **TLV6001** nach Bedarf skaliert werden.



Designhinweise

- Überprüfen Sie den linearen Betrieb des Systems für den gewünschten Eingangssignalebereich. Dies wird mithilfe der Simulation im Abschnitt *Merkmale der Gleichstromübertragung* überprüft.
- Prüfen Sie, ob die Widerstände im Widerstandsteilerschaltkreis (R_1 – R_5) in der Lage sind, die von der Spannungsquelle gelieferte Leistung abzugeben.
- Stellen Sie sicher, dass die Spannung am Eingang des ISO224, wie in der Tabelle mit den absoluten Maximalwerten auf dem Datenblatt angegeben, unter $\pm 15\text{ V}$ liegt, und dass am Eingang weniger als $\pm 10\text{ mA}$ anliegen. Wenn das System anfällig für Transienten ist, sollten Sie zum Eingang eine TVS-Diode hinzufügen. Weitere Details finden Sie in der *I-U-Kurve der Eingangsklammer-Schutzschaltung* im Datenblatt **des verstärkten isolierten Verstärkers ISO224 mit einem Single-Ended-Eingang von $\pm 12\text{ V}$ und einem Differenzialausgang von $\pm 4\text{ V}$** .

Designschritte

1. Berechnen Sie das Verhältnis der Spannungsquelle zum Eingang des ISO224 für den Spannungsteilerschaltkreis.

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

2. Die typische Eingangsimpedanz des ISO224 beträgt 1.25 MΩ. Diese Impedanz ist parallel zum Widerstand R₅ geschaltet und muss bei der Entwicklung einer Spannungsteilerschaltung berücksichtigt werden. Wählen Sie 1 MΩ-Widerstände für R₁, R₂, R₃ und R₄. Berechnen Sie anhand des Verhältnisses aus dem vorherigen Schritt und der folgenden Spannungsteilergleichung den äquivalenten Widerstand, der für die parallele Spannungsteilerkombination () von R₅ und der Eingangsimpedanz von ISO224 erforderlich ist.

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

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

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

3. Setzen Sie 1,25 MΩ für die Eingangsimpedanz des ISO224 ein und lösen Sie R₅ mit der folgenden Gleichung. Ermitteln Sie mit Hilfe des [Taschenrechners für Analogingenieure](#) den nächstliegenden Standardwert für R₅.

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

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

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

4. Vergewissern Sie sich, dass der Wert des äquivalenten Widerstands nahe dem in Schritt 2 berechneten Widerstandswert liegt.

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

5. Vergewissern Sie sich, dass der Spannungsteilerschaltkreis innerhalb einer angemessenen Fehlertoleranz liegt. Für die folgende Berechnung wird davon ausgegangen, dass der Eingangswiderstand des ISO224 1,25 MΩ beträgt, was zu einer Fehlertoleranz von 0,6 % führt. Es muss jedoch berücksichtigt werden, dass der Eingangswiderstand aufgrund von Widerstandsschwankungen des internen Klemmschutzschaltkreises von Baustein zu Baustein variiert. Wenn dieselbe Berechnung mit dem minimalen Eingangswiderstand von 1 MΩ durchgeführt wird, beträgt der Fehler 2,5 %. Wenn dieser Fehlerbereich nicht akzeptabel ist, muss entweder eine Kalibrierung durchgeführt werden. Alternativ kann der Widerstand des Spannungsteilerschaltkreises verkleinert werden.

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

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

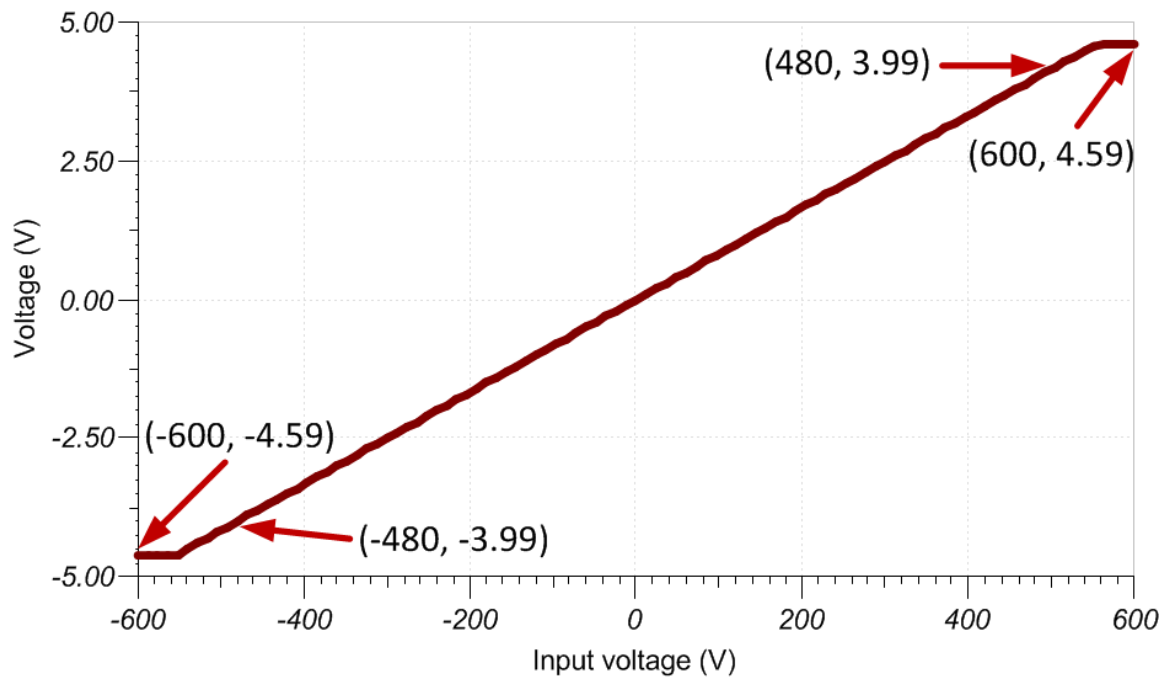
6. Berechnen Sie den Strom, der durch den Spannungsteilerschaltkreis von der Spannungsquelle fließt, um sicherzustellen, dass die Verlustleistung die Nennwerte des Widerstands nicht überschreitet. Weitere Einzelheiten finden Sie unter **Überlegungen für Hochspannungsmessungen**.

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

DC-Übertragungskennlinie

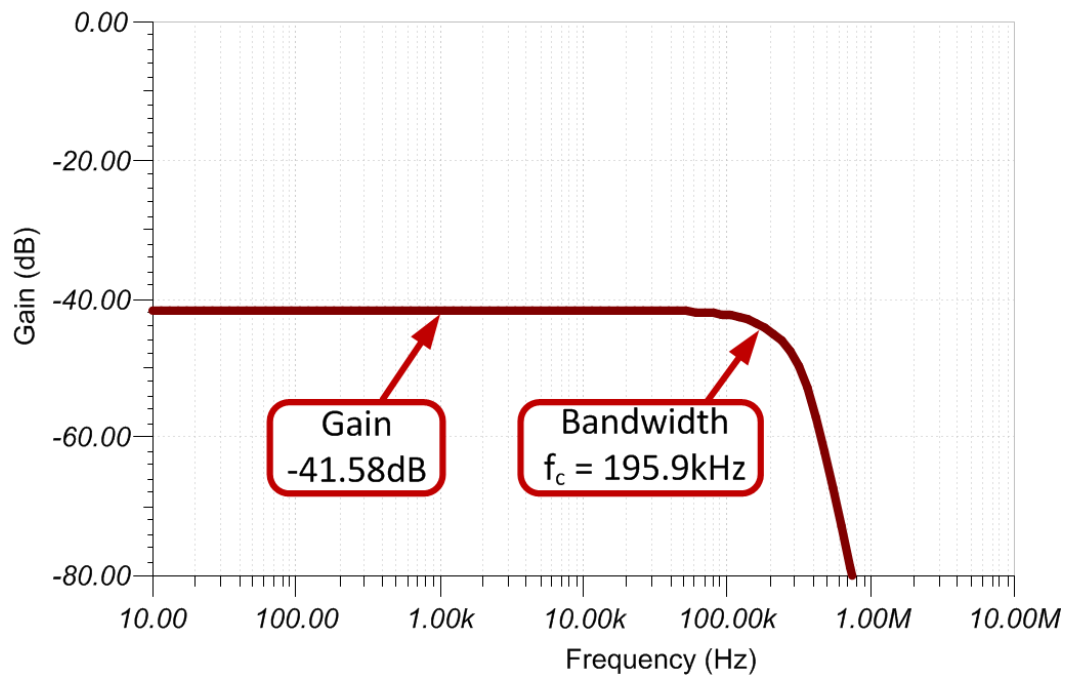
Die folgende Abbildung zeigt das simulierte Ausgangssignal bei einem Eingang von ± 600 V. Der Spannungsteiler skaliert die Verstärkung um $1/40$, der ISO224 skaliert die Verstärkung um weitere $1/3$.

Die Übertragungsfunktion zeigt, dass die Systemverstärkung vom Spannungsteiler $1/40$ und von ISO224 $1/3$ beträgt (d. h. die Verstärkung $\times V_{IN} = V_{OUT}$, $(1/40) \times (1/3) \times (480 \text{ V}) = 4 \text{ V}$).



AC-Übertragungskennlinie

Die simulierte Verstärkung beträgt $-41,58$ dB (oder $0,008337V/V$) und entspricht damit weitgehend der erwarteten Verstärkung für den Spannungsteiler und **ISO224**.



Quellennachweise

1. [Analog Engineer's Circuit Cookbooks](#)
2. SPICE-Simulationsdatei [SBAC232](#)
3. TI Precision Designs [TIDA-00835](#)
4. [TI Precision Labs](#)

Design vorgestellter isolierter Operationsverstärker

ISO224B	
VDD1	4,5 V–18 V
VDD2	4,5 V–5,5 V
Eingangsspannungsbereich	±12 V
Nennverstärkung	1/3
V _{OUT}	Differenzieller ±4 V am Ausgang-Gleichtakt von VDD2/2
Eingangswiderstand	1,25 MΩ (typ.)
Kleinsignalbandbreite	275 kHz
Eingangs-Offsetspannung und Drift	±5mV (max.), ±15 μV/°C (max.)
Verstärkungsfehler und Drift	±0,3 % (max), ±35 ppm/°C (max)
Nichtlinearität und Drift	0,01 % (max.), ±0,1 ppm/°C (typ)
Isolierung transiente Überspannung	7 kV _{PEAK}
Arbeitsspannung	1,5 kV _{RMS}
Hohe Gleichtakt-Transientenstörfestigkeit, CMTI	55 kV/μs (min)
ISO224	

Design alternativer isolierter Operationsverstärker

AMC1311B	
VDD1	3 V–5,5 V
VDD2	3 V–5,5 V
Eingangsspannungsbereich	2 V
Nennverstärkung	1
V _{OUT}	Differenziell ±2V am Ausgangsgleichtakt von 1,44 V
Eingangswiderstand	1 GΩ (typ.)
Kleinsignalbandbreite	220 kHz
Eingangs-Offsetspannung und Drift	±1,5mV (max.), ±15 μV/°C (max.)
Verstärkungsfehler und Drift	±0,3 % (max), ±45 ppm/°C (max)
Nichtlinearität und Drift	0,01 %, 1 ppm/°C (typ)
Isolierung transiente Überspannung	7 kV _{PEAK}
Arbeitsspannung	1,5 kV _{RMS}
Hohe Gleichtakt-Transientenstörfestigkeit, CMTI	75 kV/μs (min)
AMC1311	

EMI-Leistung

- Beste EMI-Leistung in ihrer Klasse bei Strahlungsemissionen mit isolierten Verstärkern
- Bewährte Methoden zur Dämpfung von EMI-Störstrahlungen der AMC3301-Familie

Beste EMI-Leistung in ihrer Klasse bei Strahlungsemissionen mit isolierten Verstärkern

Beste EMI-Leistung in ihrer Klasse bei Strahlungsemissionen mit isolierten Verstärkern

Verschiedene Anwendungen in der Industrie und im Automobilbereich erfordern eine gewisse Isolierung, um die digitalen Schaltkreise vor dem Hochspannungsschaltkreis zu schützen, der eine Funktion ausführt. Texas Instruments bietet ein umfassendes Portfolio an **isolierten Verstärkern** und **Datenwandlern** mit einer kapazitiven Isolierungsbarriere an, um Kunden bei der Bewältigung ihrer Anforderungen an die isolierte Datenwandlung zu unterstützen. Die kapazitive Isolationsbarriere von Texas Instruments ermöglicht eine außergewöhnliche Zuverlässigkeit, die oft über 100 Jahre Betriebsdauer liegt. Weitere Informationen zur kapazitiven Isolierungsbarriere von TI finden Sie auf der **Isolierungs-Website**.

Prüfungen der Strahlungsemissionen sind in diesen Anwendungen üblich, um sicherzustellen, dass das System keine Strahlungsemissionen erzeugt, die die festgelegten Grenzwerte überschreiten und sich negativ auf andere Komponenten oder Schaltungen im System auswirken können. Eine ausführlichere Beschreibung der elektromagnetischen Verträglichkeit finden Sie im Marketing-Whitepaper ***Verständnis der elektromagnetischen Konformitätsprüfungen in digitalen Isolatoren***. Die Größe der zulässigen Strahlung und das Prüfverfahren für Strahlungsemissionen wird vom Comité International Spécial des Perturbations Radio, auch CISPR genannt, festgelegt. Industrielle Anwendungen messen nach der Norm CISPR 11, während Automobilanwendungen nach der Norm CISPR 25 messen. Weitere Informationen zu den CISPR-Normen und ihren jeweiligen Größenordnungen über der Frequenz finden Sie im Marketing-Whitepaper ***Übersicht über die Spezifikationen für leitungsgeführte EMI-Störungen bei Netzteilen***.

Dieses Dokument zeigt die Leistung bei elektromagnetischen Störungen (EMI) für isolierte Verstärker von Texas Instruments, einschließlich der Bausteine **AMC1300B-Q1**, **AMC1300**, **AMC1302** und **AMC1311** sowie die Leistung bei Strahlungsemissionen früherer isolierter Verstärkergenerationen.

Informationen zur EMI-Richtlinie für die AMC3301-Familie finden Sie in diesem Anwendungshinweis ***Bewährte Methoden zur Dämpfung von EMI-Emissionen der AMC3301-Familie***.

Einführung

Bei isolierten Verstärkern mit einer kapazitiven Isolierungsbarriere können abgestrahlte Störstrahlungen erzeugt werden, wenn die Kondensatoren, die die Barriere umspannen, geladen und entladen werden, um Daten in Form eines 1 oder eines 0 zu übertragen. Die Ladungen fließen durch die Differenzialkondensatoren in entgegengesetzte Richtungen und heben sich einander meistens auf. Allerdings führt jeder Größenunterschied oder Zeitunterschied zwischen diesen Ladungsflüssen zu einer elektromagnetischen Energie, die zwischen die isolierten Massepunkte GND1 und GND2 eingespeist wird. Aufgrund der Art der Isolierungsbarriere kann die Energie keinen Leiter finden, der zur Quelle zurückkehrt. Da es keinen Weg zurück zur Quelle gibt, wird die Energie in Form von Strahlungsemissionen von den Pins des Bausteins (und allen Leiterbahnen oder Platinenebenen, mit denen sie verbunden sind) abgestrahlt. Diese Strahlung kann sich auf Frequenzen ausbreiten, die deutlich über der Signalbandbreite und den Datenraten des Verstärkers liegen, da sie durch Timing-Abweichungen im Picosekunden-Bereich verursacht wird.

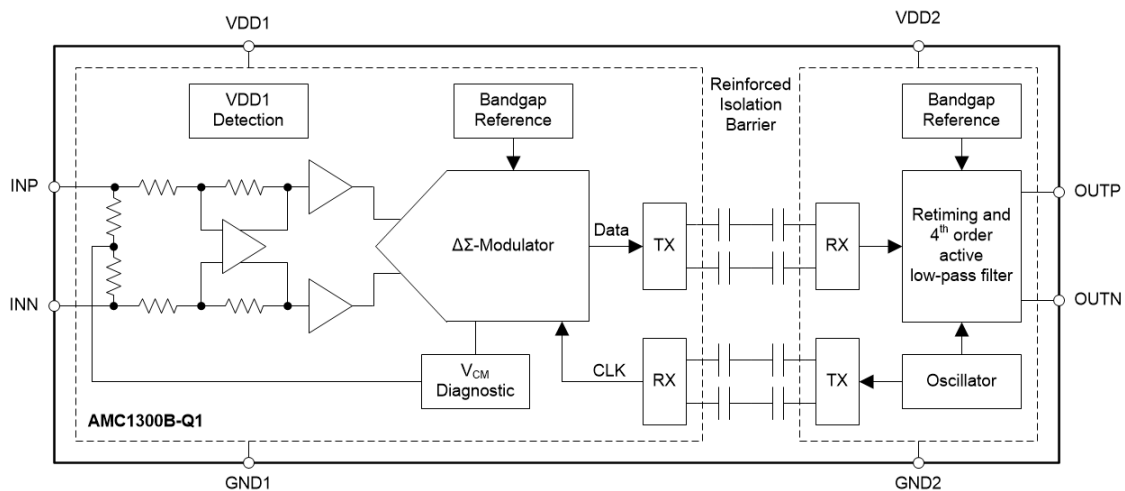


Abbildung 53. Blockschaltbild eines isolierten Verstärkers

In den letzten Jahren wurde die Architektur der isolierten Verstärker von Texas Instruments erheblich verbessert, um die Leistung der abgestrahlten EMI-Störungen zu optimieren. Ab dem Jahr 2018 begannen mit dem **ISO224** isolierte Verstärker von Texas Instruments im Vergleich zur bisherigen Impulscodierung mit OOK-Signalmodulation (On or Off Keying) zu arbeiten. Die OOK-Modulation ermöglichte eine erheblich verbesserte Gleichtakt-Transientenfestigkeit. Dann im Jahr 2020 war der **AMC1300B-Q1** der erste isolierte Verstärker, der die Menge an Energie, die die Isolationsbarriere überschreitet, erheblich reduzierte. Dies reduziert die abgestrahlten Emissionen und bietet ausreichende Margen für die Standardspezifikationen. Diese Designänderungen sowie ein neu gestalteter isolierter Signalfeld sind jetzt im gesamten Texas Instruments Portfolio isolierter Verstärker mit Ausnahme der Bausteine **AMC1100**, **AMC1200** und **ISO224** verfügbar. Das optimierte Timing und die optimierte Amplitude in der Signalkette reduzieren die abgestrahlten Emissionen EMI bei hohen Frequenzen auf ein noch niedrigeres Niveau.

Die folgenden Abschnitte zeigen die EMI-Störstrahlungen der isolierten Verstärker von Texas Instruments. Die Leistung der aktuellen Generation von isolierten Verstärkern in Bezug auf die abgestrahlten Emissionen wird am Beispiel der **AMC1300B-Q1** während die **ISO224** und **AMC1200** für die Darstellung von Daten der Vorgängergeneration verwendet werden. Die Strahlungsemissionsmessungen wurden alle gemäß den von CISPR 11 festgelegten Standards durchgeführt. Alle Tests wurden mit der **AMC1300EVM**-Leiterplatte (PCB) durchgeführt, bei denen die Eingänge gegen

Masse kurzgeschlossen wurden, der Transformatortreiber (U3) entfernt wurde und externe 3,6 V-Batterien mit kurzen Leitungen verwendet wurden. Bei jedem Scan werden die Ergebnisse des horizontalen Scans des zu prüfenden Gerätes (DUT) in blau sowie der Umgebungsscan in rot dargestellt, um das Grundrauschen der Kammer darzustellen. Auf den Diagrammen werden auch die Grenzwerte gemäß CISPR 11 Klasse A und Klasse B angezeigt. Die horizontale Polarisierung wurde gewählt, weil die von der Antenne des Prüfgerätes erkannten Emissionswerte aufgrund der Ausrichtung mit der Leiterplatte höher waren als bei der vertikalen Polarisierung.

Aktuelle Generation von isolierten Verstärkern von Texas Instruments Strahlungsemissionsleistung

Die Isolationsverstärker von Texas Instruments, wie beispielsweise der **AMC1300B-Q1**, **AMC1300** und **AMC1311** verfügen über eine mehrjährige Erfahrung an Fortschritten bei der EMI-Leistung bei abgestrahlten Emissionen, darunter unter anderem: eine optimierte analoge Signalkette, eine engere Verwaltung der Energiemenge, die die Isolierungsbarriere durchquert, und eine OOK-Datenübertragung. Wie in **Abbildung 54** gezeigt haben diese Geräte hervorragende EMI-Störaussendungen Leistung, mit nur wenigen Hochfrequenz-abgestrahlte Emissionen sichtbar über dem Rauschboden der Kammer. Diese hochfrequenten Emissionen sind um 820 MHz mit 20 dB Reserve sichtbar und erstreckten sich bis zu 980 MHz mit 16 dB Reserve.

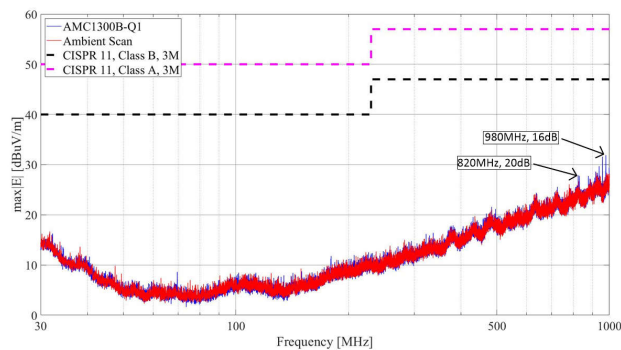


Abbildung 54. AMC1300B-Q1 CISPR 11 abgestrahlte Emissionen EMI-Scan

Frühere Generationen von isolierten Verstärkern von Texas Instruments strahlen Störstrahlungsleistung aus

Der 2018 herausgebrachte **ISO224** verwaltete die Energieüberquerung über die Isolationsbarriere und fügte OOK-Datenübertragung hinzu. Der in **Abbildung 55** gezeigte EMI-Scan der abgestrahlten Emissionen wurde mit dem **ISO224** durchgeführt. Die Emissionen werden zunächst um 540 MHz mit einem Abstand von 18 dB beobachtet und weiter bis zu 1 GHz, der Prüfgrenze gemäß CISPR 11, mit einem Abstand von 6 dB bei 940 MHz, fortgesetzt.

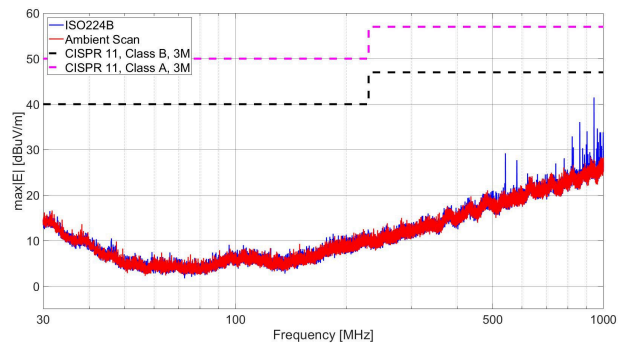


Abbildung 55. ISO224 CISPR 11 abgestrahlte Emissionen EMI-Scan

Texas Instruments hat die Trennverstärker **AMC1100** und **AMC1200** im Jahr 2011 auf den Markt gebracht. Diese Bausteine verfügen über eine grundlegende Isolierungsbarriere und erfüllen die CISPR 11-Normen Klasse A und Klasse B mit ausreichendem Spielraum.

Wie in **Abbildung 56** gezeigt, weist der **AMC1200** mehrere Abstrahlungsspitzen über dem Grundrauschen auf, allerdings steht für die in Schwarz dargestellte CISPR-Klasse-B-Grenze ein beträchtlicher Spielraum zur Verfügung. Die Rauschspitzen im Bereich von 100 MHz bis 230 MHz weisen einen Abstand von 24 dB von der Grenze von CISPR11 Klasse B auf, während die Rauschspitzen im höheren Frequenzbereich von 480 MHz bis 630 MHz einen Abstand von 13 dB aufweisen.

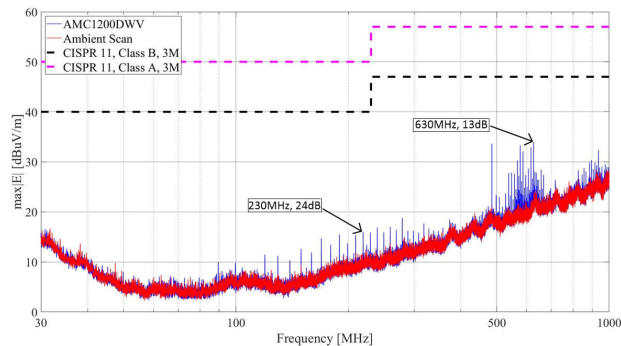


Abbildung 56. AMC1200 CISPR 11 abgestrahlte Emissionen EMI-Scan

Fazit

In den letzten Jahren war die kapazitive Isolierung aufgrund der langfristigen Zuverlässigkeit und der starken analogen Leistung eine beliebte Wahl bei vielen Kunden, die **isolierte Verstärker** und **Datenwandler** benötigen. Bei der Verwendung der überarbeiteten Isolationsverstärker von Texas Instruments, einschließlich **AMC1300B-Q1**, **AMC1300**, **AMC1302** und **AMC1311**, können Kunden zuversichtlich Designs mit der hohen Zuverlässigkeit und hohen analogen Leistung der kapazitiven Isolierung mit der besten EMI-Leistung ihrer Klasse erstellen.

Quellennachweise

- Texas Instruments Anwendungshinweise: [Elektromagnetische Konformitätstests bei digitalen Isolatoren](#).
- Texas Instruments Anwendungshinweis: [Übersicht der EMI-Spezifikationen für Stromversorgungen](#).
- Texas Instruments Anwendungshinweis: [Bewährte Methoden zur Dämpfung von EMI-Emissionen der AMC3301-Familie](#).

Bewährte Methoden zur Dämpfung von EMI-Störstrahlungen der AMC3301-Familie

Kurzfassung

In diesem Dokument wird gezeigt, wie sich das Design der Leiterplattenspur (PCB) oder des Kabels auf die Abstrahlung elektromagnetischer Störungen (EMI) für den **isolierten Präzisionsverstärker AMC3301 von Texas Instruments mit integriertem DC/DC-Wandler auswirkt**. Die in **Tabelle 9** gezeigte AMC3301-Familie erzeugt selbst keine übermäßigen Strahlungsemissionen und kann die Anforderungen von CISPR 11 Klasse B ohne zusätzliche Komponenten erfüllen, wie in **Abbildung 59** gezeigt, wenn die Länge der an den Baustein angeschlossenen Eingangsspuren kurz ist. Für Designs, die eine zusätzliche Dämpfung der Strahlungsemissionen erfordern, werden Ferrit-Perlen und Gleichtaktdrosseln ausgewählt und Platzierungsempfehlungen gegeben.

Verschiedene Anwendungen in der Industrie und im Automobilbereich erfordern eine gewisse Isolierung, um die digitalen Schaltkreise vor dem Hochspannungsschaltkreis zu schützen, der eine Funktion ausführt. Texas Instruments unterstützt Kunden mit einem **umfangreichen Portfolio** an isolierten Verstärkern und Wandlern mit einer SiO₂-Isolationsbarriere bei der Bewältigung ihrer Anforderungen an die isolierte Datenwandlung. Die SiO₂-Isolationsbarriere von Texas Instruments ermöglicht eine außergewöhnliche Zuverlässigkeit, die oft über 100 Jahre Betriebsdauer liegt. Weitere Informationen zur SiO₂-Isolationsbarriere von TI finden Sie im **Isolierungslink**. EMI-Tests sind in diesen Anwendungen üblich, um zu überprüfen, ob das System keine abgestrahlten Emissionen erzeugt, die die festgelegten Grenzwerte überschreiten und sich negativ auf andere Komponenten oder Schaltungen im System auswirken können. In diesem **Anwendungshinweis** finden Sie eine ausführlichere Beschreibung der EMI-Störungen. Die Größe der zulässigen Strahlung und das Prüfverfahren für Strahlungsemissionen wird vom Comité International Spécial des Perturbations Radio, auch CISPR genannt, festgelegt. Industrielle Anwendungen messen nach der Norm CISPR 11, während Automobilanwendungen nach der Norm CISPR 25 messen. Weitere Informationen zu den CISPR-Standards und deren jeweiligen Größen über Frequenz finden Sie in diesem **Anwendungshinweis**.

Einführung

Die Bausteinfamilie AMC3301 weist zwei Quellen für abgestrahlte Emissionen auf, wie in **Abbildung 57** dargestellt. Der kapazitive Datenpfad ist unten rot dargestellt, und der integrierte DC/DC-Wandler ist blau dargestellt. Die Strahlungsleistung des Datenpfads ist mit der des AMC1300B-Q1 identisch und trägt zu sehr geringen Strahlungsemissionen bei, wie in diesem Whitepaper **Best in Class Strahlungsemissionen EMI-Leistung mit dem isolierten Verstärker AMC1300B-Q1** dargestellt wird. Die zweite und größte Strahlungsquelle der AMC3301-Familie ist der integrierte DC/DC-Wandler, der mit einer Frequenz von 30 MHz und Spread-Spectrum-Modulation arbeitet. Die Spulen des internen DC/DC-Wandlers weisen eine parasitäre Kapazität von der primären (Benutzer-) Seite zur sekundären (Highside) Seite der Isolationsbarriere auf. Der Primärtreiber erzeugt eine Gleichtaktspannung zwischen den isolierten Massewerten, HGND und GND, die quasi-resonant ist und Oberschwingungen in höheren Frequenzen erzeugt. Aufgrund der Art der Isolierungsbarriere kann die Energie keinen Leiter finden, der zur Quelle zurückkehrt. Da es keinen Weg zurück zur Quelle gibt, wird die Energie in Form von Strahlungsemissionen von den Pins des Bausteins (und allen Leiterbahnen oder Platinenebenen, mit denen sie verbunden sind) abgestrahlt.

Die an den isolierten Verstärker oder Wandler angeschlossenen Eingangsspuren und Kabel dienen als Antennen für die elektromagnetische Energie, die zwischen HGND und GND eingespeist wird. Die Größe und Form der Leiterbahnen und Kabel wirkt sich direkt auf die Größe der abgestrahlten Störaussendungen über die Frequenz aus. In der Regel strahlen kürzere Antennen bei höheren Frequenzen effektiver aus, während längere Antennen bei niedrigeren Frequenzen

effektiver strahlen. Beim Entwickeln mit der AMC3301-Familie sollten die Eingangsspuren und -Kabel so kurz wie möglich gehalten werden, um die Größe der abgestrahlten Emissionen zu begrenzen.

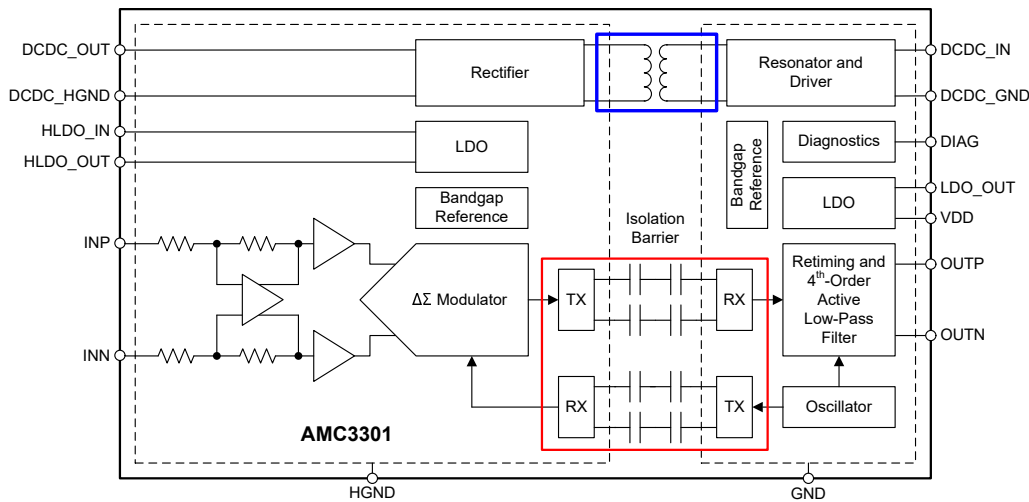


Abbildung 57. Blockschaltbild des AMC3301-Isolationsverstärkers

Auswirkungen der Eingangsanschlüsse auf die Strahlungsemissionen der AMC3301-Familie

CISPR 11-Spitzenmessungen wurden mit verschiedenen Eingangskabellängen und der AMC3301 von Texas Instruments durchgeführt. Die getesteten Eingangskabellängen sind ein 1,5 m-Eingang, ein 30 cm-Eingang und ein an der Eingangsklemme des Evaluierungsmoduls (EVM) gebrückter Eingang. Die gleiche AMC3301EVM wurde für alle Tests verwendet und von einer externen Batterie gespeist. Alle angezeigten Messungen sind horizontal oder im ungünstigsten Fall ausgerichtet. Siehe Testeinrichtungen in **Abbildung 58** und CISPR 11 Strahlungsemissionen EMI-Kurven in **Abbildung 59** und **Abbildung 60**.

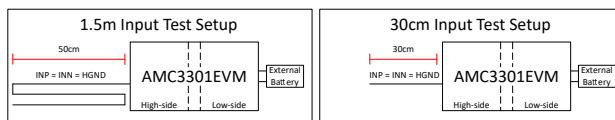


Abbildung 58. Testeinrichtung mit AMC3301EVM und Eingangslängen

Abbildung 59 zeigt die Leistung der Strahlung des AMC3301 mit einem blau dargestellten Eingangskurzschluss. Der AMC3301 zeigt sehr wenig abgestrahlte Emissionen oberhalb des Grundrauschens in rot. Dies zeigt, dass der AMC3301 keine übermäßigen Strahlungsemissionen erzeugt, wenn die Eingangsspuren oder Kabel zum Baustein kurz sind.

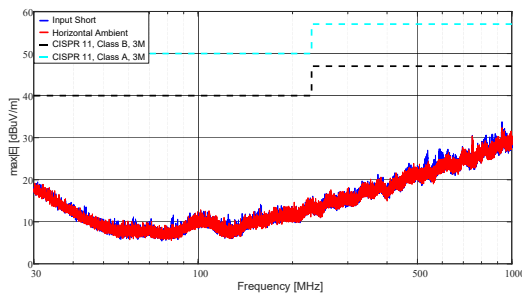


Abbildung 59. AMC3301EVM kurzes und horizontales Umgebunglicht gemäß CISPR 11

Abbildung 60 zeigt die Messung der abgestrahlten Emissionen für den Eingang 1,5 m in blau, 30 cm in rot und den Eingangskurzschluss in grün. Längere an den AMC3301 angeschlossene Eingangsspuren und -Kabel erhöhen die abgestrahlten Emissionen, wie die Testfälle mit 1,5 m Eingang und 30 cm Eingang zeigen, im Vergleich zum Kurzschluss am Eingang.

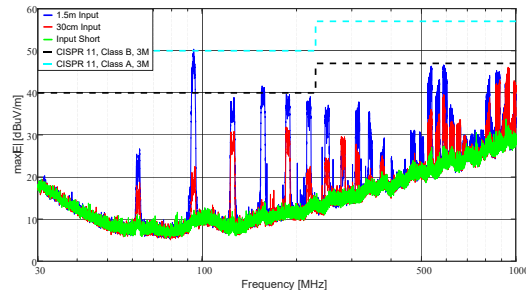


Abbildung 60. AMC3301EVM mit verschiedenen Eingangslängen CISPR 11-Messung

Dämpfung der Strahlungsemissionen der AMC3301-Familie

Ferritperlen und Gleichtaktdrosseln

Entwickler müssen die Länge der Eingangsspuren oder -Kabel, die an die AMC3301-Familie angeschlossen sind, begrenzen. Einige Anwendungen benötigen jedoch längere Eingangsspuren oder -kabel, was zu übermäßigen Strahlungsemissionen führen kann. Diese Strahlung kann durch die Verwendung von Ferritperlen oder einer Gleichtaktdrossel in Reihe mit den Eingangsanschlüssen gedämpft werden. Informationen zur Auswahl einer Ferritperle oder Gleichtaktdrossel finden Sie im Datenblatt der Komponenten auf der Seite zur Darstellung der Impedanz über Frequenzen. Es wird ein Mindestwiderstand von 1 k Ω Ohm (z) über den relevanten Frequenzbereich empfohlen, 150 MHz bis 800 MHz für CISPR 11, mit höheren Impedanzen, die Strahlungsemissionen effektiver dämpfen. **Tabelle 8** enthält die empfohlenen Ferritperlen und eine Gleichtaktdrossel.

Tabelle 8. Empfehlungen für Ferritperlen und Gleichtaktdrosseln

Typ	Hersteller	Teilenummer
Ferritperle	Würth Elektronik	74269244182
Ferritperle	Murata	BLM15HD182SH1
Ferritperle	Taiyo Yuden	BKH1005LM182-T
Gleichtaktdrossel	Murata	DLW31SN222SQ2

Die Vorteile des Hinzufügens von Ferritperlen oder einer Gleichtaktdrossel für den 1,5- und 30 cm-Eingang werden in **Abbildung 61** und **Abbildung 62** gezeigt. Die 74269244182 Ferritperlen von Würth Elektronik und die DLW31SN222SQ2 Gleichtaktdrossel von Murata wurden in Reihe zu den Eingangsanschlüssen für diese Tests hinzugefügt.

Abbildung 61 zeigt die abgestrahlten Emissionen des 1,5 m-Eingangs. Die Verwendung ohne Ferritperlen oder Gleichtaktdrossel wird blau dargestellt und der Grenzwert von CISPR 11 Klasse B verletzt. Der dämpfende Vorteil der Ferritperlen ist rot und die Gleichtaktdrossel grün dargestellt. Sowohl die Ferritperlen als auch der Gleichtaktdrossel dämpfen die abgestrahlten Störstrahlungen erheblich, sodass der AMC3301EVM den Test gemäß CISPR 11 Klasse B bestehen kann.

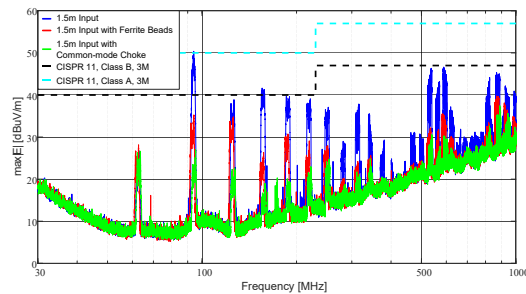


Abbildung 61. AMC3301EVM CISPR 11 Messungen mit 1,5 m Eingang

Abbildung 62 zeigt die abgestrahlten Emissionen des 30 cm-Eingangs. Alle Testfälle bestehen den Test CISPR 11 Klasse B, auch ohne Ferritperlen oder Gleichtaktinduktivität, wie in blau dargestellt. Dies weist darauf hin, dass zum Bestehen des Tests keine zusätzlichen Komponenten erforderlich sind. Um jedoch den Dämpfungsvorteil zu demonstrieren, sind die Messungen mit Ferritperlen in rot und die Gleichtaktinduktivität in grün dargestellt.

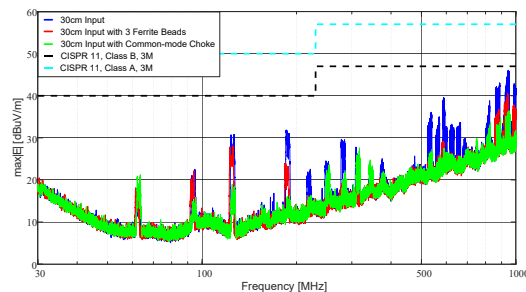


Abbildung 62. AMC3301EVM CISPR 11 Messungen mit 30 cm Eingang

Leiterplatten-Schaltpläne und bewährte Methoden für das Layout für die AMC3301-Familie

Abbildung 63 zeigt den Schaltplan für die Ferritperlen auf der linken Seite und die Gleichtaktinduktivität auf der rechten Seite. Beachten Sie, dass drei Ferritperlen erforderlich sind, eine für jeden Eingang sowie eine für die HGND-Spur zum Shunt-Widerstand. Die Gleichtaktinduktivität hat zwei Kanäle, und es ist notwendig, die HGND-Verbindung mit VINN in der Nähe der Gleichtaktinduktivität zu beenden. Der von R2, R4 und C12 erzeugte differenzielle RC-Filter wird zwischen die Ferritperlen oder die Gleichtaktinduktivität und den AMC3301 platziert. Weitere Einzelheiten finden Sie im Abschnitt zu den Layout-Richtlinien im Datenblatt des Geräts.

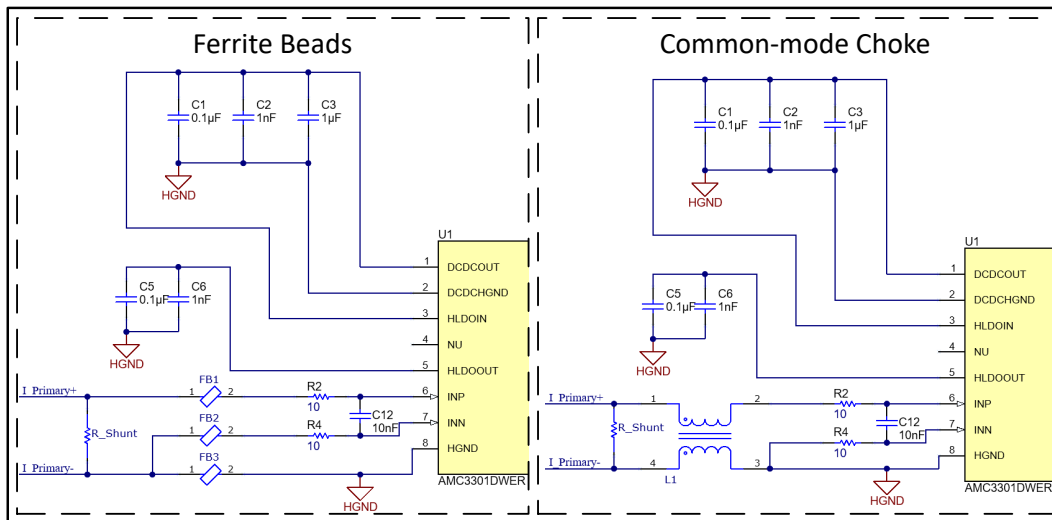


Abbildung 63. AMC3301 Ferritperlen- und Gleichaktrosseln-Schaltpläne

Die Ferritperlen oder der Gleichtaktdrossel sollten so nahe wie möglich am Gerät platziert werden, um die Kupferfläche zu begrenzen, die als Antenne fungiert. Zwischen Pin 2 (DCDC_HGND) und Pin 8 (HGND) sollte eine direkte Verbindung mit geringer Induktivität hergestellt werden. **Abbildung 64** zeigt die empfohlenen Layouts für die Ferritperlen auf der linken Seite und die Gleichtaktdrossel auf der rechten Seite.

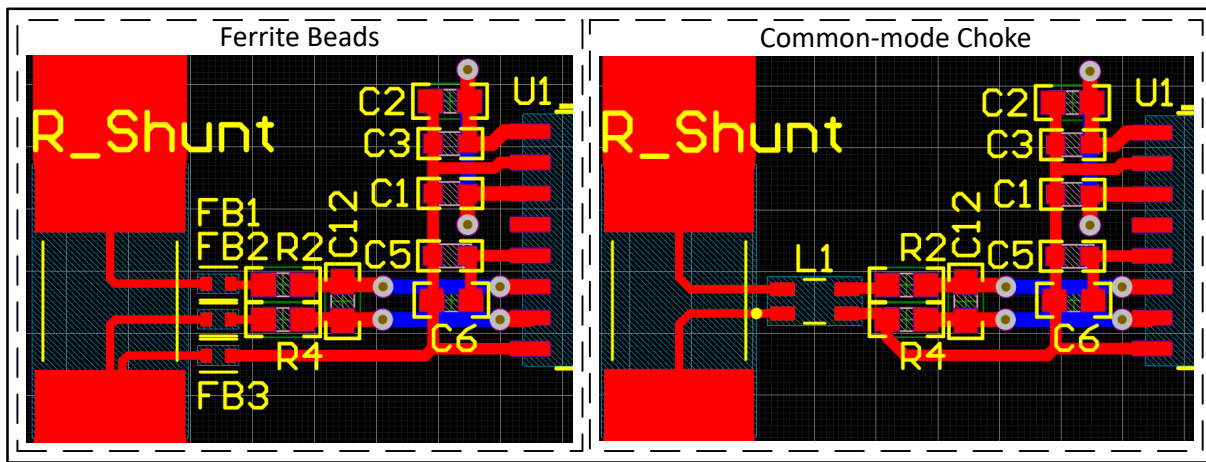


Abbildung 64. AMC3301 Ferritperlen- und Gleichtaktdrosseln-Layouts

Verwendung mehrere AMC3301-Geräte

Bausteinorientierung

Wie bereits erwähnt, weisen die Spulen des internen DC/DC-Wandlers eine parasitäre Kapazität von der Primärseite zur Sekundärseite der Isolationsbarriere auf, und die Energie wird von den Pins des Bausteins und den mit den Pins verbundenen Leiterbahnen abgestrahlt. Daher ist es wichtig zu bedenken, wie die AMC3301-Familie andere Bausteine entlang der Isolationsbarriere strahlen und beeinflussen wird, einschließlich anderer AMC3301-Bausteine.

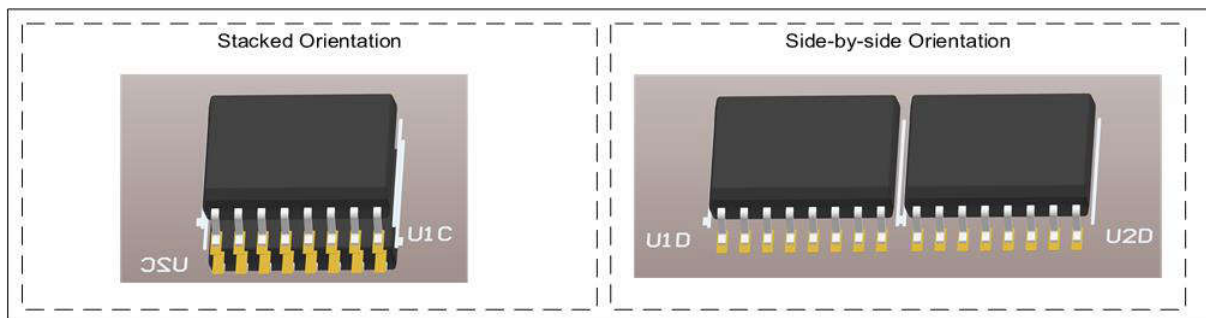


Abbildung 65. Beispiele für die Geräteausrichtung

Um die Auswirkungen der Geräteausrichtung zu demonstrieren, werden eine gestapelte Ausrichtung und eine nebeneinander angeordnete Ausrichtung getestet. Der bei der Prüfung verwendete Schaltplan ist der gleiche wie der Ferrit-Abschnitt von **Abbildung 65**. Die Teilenummer der Eingangs-Ferritperlen lautet 74269244182. Sie wurden mit einem 1,5 m-Eingang getestet, bei dem sie miteinander gebrückt waren.

Abbildung 66 zeigt, dass die Orientierungen aufgrund der zuvor erörterten Ferritperlen den Grenzwert gemäß CISPR 11 Klasse B erfüllen. Die Stapelausrichtung ist rot und die nebeneinander angeordnete Ausrichtung blau. Darüber hinaus

liegen die Ausrichtungen innerhalb von 5 dBuV/m voneinander. Wenn Sie jedoch beide Geräte übereinander in einer gestapelten Ausrichtung platzieren, erzielen Sie die beste Leistung.

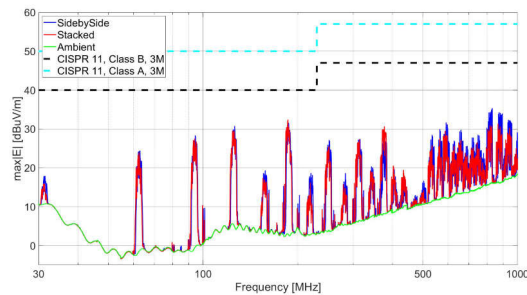


Abbildung 66. Mehrere AMC3301 CISPR 11 Messungen mit 1,5 m Eingang

Bewährte Methoden für das Leiterplatten-Layout für mehrere AMC3301

Der bei der Prüfung verwendete Schaltplan ist der gleiche wie der Ferrit-Abschnitt von [Abbildung 67](#). Das Layout zum Stapeln der AMC3301 ist jedoch in [Abbildung 67](#) dargestellt.

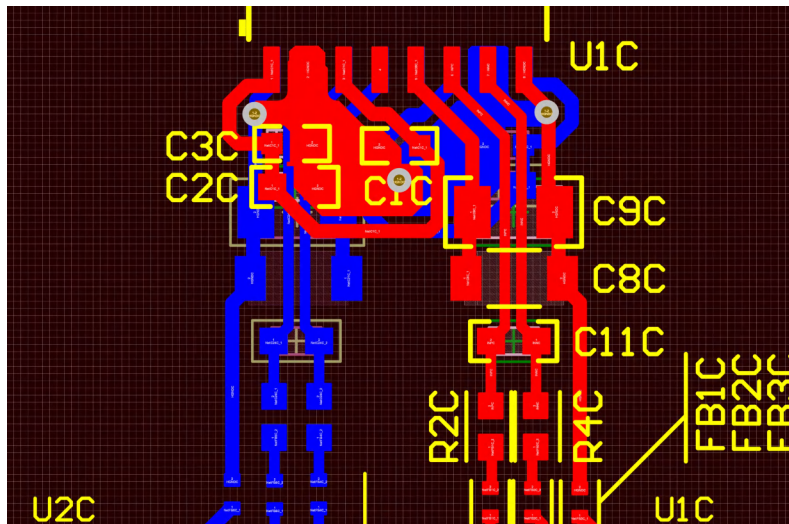


Abbildung 67. Empfohlenes Layout für mehrere AMC3301-Bausteine

Im Allgemeinen werden die gleichen in [Sektion 6.2.3.2](#) beschriebenen Layoutprinzipien mit einem zweilagigen Leiterplattendesign befolgt.

Allerdings wird ein direkter und induktivitätsarmer Pfad von Pin 2 (DCDC_HGND) zu Pin 8 (HGND) jedes Bausteins unterschiedlich erreicht. Anstelle einer Spur verbindet eine Sternverbindung beide Bausteine zwischen der oberen und der unteren Schicht an den Pins 4 und 5. Darüber hinaus wird ein Kupferpool verwendet, um die DC/DC-Kondensatoren mit DCDC_HGND auf derselben Schicht zu verbinden.

Schließlich werden die LDO_OUT-Kondensatoren auf ein 1206-Gehäuse skaliert, um einen direkten und unterbrechungsfreien Pfad für die positiven und negativen Eingänge unter den Kondensatoren zu ermöglichen.

Fazit

In den letzten Jahren war die SiO₂-Isolierung eine beliebte Wahl für viele Kunden, die isolierte Verstärker benötigen. Texas Instruments arbeitet weiterhin an Innovationen und **hat kürzlich den isolierten Präzisionsverstärker AMC3301 mit integriertem DC/DC-Wandler auf den Markt gebracht**. Die AMC3301-Familie erzeugt selbst keine übermäßigen Strahlungsemissionen und kann CISPR 11 Klasse B ohne zusätzliche Komponenten erfüllen, wenn die Länge der Eingangsspuren oder Kabel kurz ist. Auf Wunsch können Ferritperlen oder eine Gleichakttdrossel verwendet werden, um die abgestrahlten Emissionen weiter zu dämpfen. AMC3301-Bausteine können übereinander in der oberen und unteren Schicht gestapelt werden, wenn mehrere verwendet werden. Bei der Entwicklung mit der AMC3301-Familie können Kunden auf die hohe Zuverlässigkeit und die hohe analoge Leistung der kapazitiven Isolierung vertrauen und gleichzeitig den Komfort eines integrierten DC/DC-Wandlers und die beste Strahlungsemissionsleistung ihrer Klasse genießen.

Tabelle der AMC3301-Familie

Der in diesem Anwendungshinweis besprochene Inhalt gilt für alle **isolierten Verstärker** und **isolierten Wandler** mit integriertem DC/DC-Wandler der AMC3301-Familie, die in **Tabelle 9** aufgelistet sind.

Tabelle 9. Tabelle der AMC3301-Familie

Baustein	Typ	Beschreibung
AMC3301	Verstärkter Isolationsverstärker	Strommessung, ±250 mV-Eingang
AMC3301-Q1	Verstärkter Isolationsverstärker	Strommessung, ±250 mV-Eingang, Automobilindustrie
AMC3302	Verstärkter Isolationsverstärker	Strommessung, ±50 mV-Eingang
AMC3302-Q1	Verstärkter Isolationsverstärker	Strommessung, ±50 mV-Eingang, Automobilindustrie
AMC3330	Verstärkter Isolationsverstärker	Spannungsmessung, ±1 V-Eingang
AMC3330-Q1	Verstärkter Isolationsverstärker	Spannungsmessung, ±1 V-Eingang, Automobilindustrie
AMC3306M25	Verstärkter isolierter Modulator	Strommessung, ±250 mV-Eingang
AMC3306M05	Verstärkter isolierter Modulator	Strommessung, ±50 mV-Eingang
AMC3336	Verstärkter isolierter Modulator	Spannungsmessung, ±1 V-Eingang
AMC3336-Q1	Verstärkter isolierter Modulator	Spannungsmessung, ±1 V-Eingang, Automobilindustrie

Endgeräte

Vergleich von isolierten Shunt- und Hall-basierten Strommesslösungen in Hybrid- und Elektrofahrzeugen •

Designüberlegungen für die Strommessung in DC-EV-Ladeanwendungen •

Verwendung isolierter Komparatoren zur Fehlererkennung in Elektromotorantrieben •

Diskrete DESAT für optokompatible isolierte Gate-Treiber UCC23513 in Motorantrieben •

Isolierte Spannungserfassung in AC-Motorantrieben •

Hochleistungsfähige isolierte Strom- und Spannungsmessung in Server-Netzteilen •

Vergleich von isolierten Shunt- und Hall-basierten Strommesslösungen in Hybrid- und Elektrofahrzeugen

Einführung

Der weltweite Markt für Elektrofahrzeuge (EVs) und Hybrid-Elektrofahrzeuge (HEVs) wächst rasant, da diese Fahrzeuge im Vergleich zu Benzin- oder Dieselfahrzeugen eine höhere Kraftstoffeffizienz und geringere Emissionen bieten und Strom aus erneuerbaren Energiequellen nutzen. Zur Steuerung des Energieflusses und zur Optimierung der Effizienz von HEV/EV-Antriebsstrang-Subsystemen wie Traktionswechselrichtern, fahrzeuginternen Ladegeräten (OBCs), DC/DC-Wandlern und Batteriemanagementsystemen (BMS) ist eine präzise und genaue Strommessung unverzichtbar. Diese Hochspannungssysteme müssen große Ströme bei hohen Spannungen, typischerweise $> 400\text{ V}$, messen. Daher erfordern diese Strommessungen sowohl eine Isolierung als auch eine hohe Leistung in rauen Automobilumgebungen.

Verschiedene Isolierte Strommessverfahren

Jede HEV/EV-Anwendung hat unterschiedliche Kosten, Genauigkeit, Signalbandbreite, Latenz, Messbereich, Isolationswerte und Anforderungen an die Gehäusegröße. Es gibt mehrere Methoden zur isolierten Strommessung. Allerdings sind die primären Methoden, die in HEV/EV-Subsystemen verwendet werden, entweder Shunt-basierte mit isolierten Verstärkern (**Abbildung 68**) oder isolierte Modulatoren (**Abbildung 69**) oder Hall-basierte mit Open-Loop- (**Abbildung 70**) oder Closed-Loop (**Abbildung 71**) Hall-Sensoren.

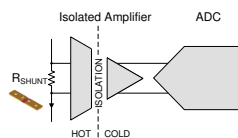


Abbildung 68. Isolierte Verstärker

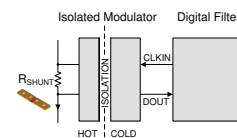


Abbildung 69. Isoliertes Modul

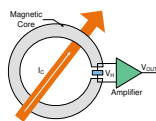


Abbildung 70. Hall-Sensor mit offenem Regelkreis

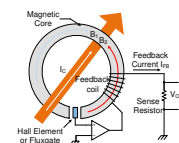


Abbildung 71. Hall-Sensor mit geschlossenem Regelkreis

Vergleich von Shunt- und Hall-basierten Methoden

Früher haben die Entwickler Shunt-basierte Lösungen für Messungen mit niedrigem Strom ($< 50\text{ A}$) und Hall-basierte Lösungen für Messungen mit hohem Strom ($> 50\text{ A}$) bevorzugt. Aufgrund der steigenden Anforderungen an die Genauigkeit von Strommessungen migrieren Automobilzulieferer jedoch von Hall-basierten zu Shunt-basierten Methoden, insbesondere in Hochstromanwendungen. Sogar unter Automobilherstellern gibt es den Trend, von Lösungen auf der Basis isolierter Verstärker zu Lösungen auf der Basis isolierter Modulatoren zu wechseln, um die Messgenauigkeit weiter zu verbessern.

Texas Instruments bietet klassenbeste **isolierte Verstärker** und **isolierte Modulatoren**, die in Kombination mit hochpräzisen Shunts dazu beitragen, sehr genaue isolierte Strommessungen über die Temperatur zu erreichen.

Tabelle 10 zeigt die grundlegenden Unterschiede zwischen Shunt- und Hall-basierten isolierten Strommesslösungen in Hochstrom-Automobilumgebungen.

Tabelle 10. Unterschied zwischen Shunt- und Hall-basierter isolierter Strommessung

KATEGORIE	SHUNT-BASIIERT	HALL-BASIIERT
Lösungsgröße	Ähnlich	Ähnlich
Offset, Abweichung	Sehr niedrig	Mittel
Offset-Drift über die Temperatur	Niedrig	Mittel
Genauigkeit	<0,5 % nach Kalibrierung	<2 % nach Kalibrierung
Rauschen	Sehr niedrig	Hoch
Bandbreite	Ähnlich	Ähnlich
Latenz	Ähnlich	Ähnlich
Nichtlinearität	Sehr niedrig	Hoch
Langzeitstabilität	Sehr hoch	Mittel
Kosten	Ähnlich	Ähnlich
Vibrationseinwirkung	Sehr niedrig	Niedrig
Verlustleistung	Niedrig	Sehr niedrig
Anpassung	Flexibel	Begrenzt

Analyse von Shunt- und Hall-basierten Methoden

- Hall-Sensoren sind von Natur aus isoliert, was einen Ansatz mit nur einem Modul ermöglicht. Auf der anderen Seite benötigen Shunt-basierte Lösungen einen isolierten Verstärker oder Modulator und eine isolierte Stromversorgung für die Seite mit hoher Gleichtaktspannung.
- Shunt-basierte Lösungen weisen einen sehr geringen anfänglichen Offset auf, weisen eine geringere Offset-Drift über die Temperatur auf und sind weniger anfällig für externe Magnetfelder.
- Shunt-basierte Lösungen sind im Vergleich zu Hall-basierten Lösungen, die nicht linear sind, über den gesamten Spannungsbereich linear. Dies gilt insbesondere für den Nulldurchgang und in der Nähe des Sättigungsbereichs des Magnetkerns.
- Shunt-basierte Lösungen erzielen eine bessere DC-Genauigkeit über den Temperaturbereich im Vergleich zu Hall-basierten Lösungen mit einfacher Einzeitkalibrierung. Die Genauigkeit von Shunt-basierten Lösungen ist insbesondere bei niedrigen Strömen aufgrund der begrenzten Empfindlichkeit gegenüber externen Magnetfeldern viel besser.
- Der Spannungsabfall am Inline-Shunt führt zu Wärmeableitung und Leistungsverlust. Allerdings sind mit Verbesserungen der Shunt-Technologie die Shunts leichter geworden, die ohmschen Werte sind gesunken und die Genauigkeit und das Driftverhalten wurden verbessert. Die Verwendung von niederohmigen Shunts führt zu einer geringeren Wärmeableitung. Darüber hinaus unterstützen die isolierten Verstärker und Modulatoren von Texas Instruments sehr kleine Eingangsspannungsbereiche (± 50 mV und ± 250 mV) mit einer überlegenen Gesamtgenauigkeit. Diese Verbesserungen der Shunt-Technologie und die Verfügbarkeit von isolierten Bausteinen mit kleinem Eingangsbereich ermöglichen Systemen eine geringere Wärmeableitung ohne Kompromisse bei der Gesamtmessgenauigkeit.
- Hall-Sensoren haben in der Regel einen begrenzten Betriebstemperaturbereich (normalerweise von -40 bis $+85$ Grad Celsius), während Shunt-basierte Lösungen höhere Betriebstemperaturbereiche (typischerweise von -40 bis $+125$ Grad Celsius) unterstützen können.
- Sowohl Hall-basierte als auch Shunt-basierte isolierte Verstärkerlösungen bieten eine ähnliche Signalbandbreite, in der Regel bis zu einigen Hundert Kilohertz (kHz). Isolierte Modulatoren bieten jedoch einen Hochgeschwindigkeits-Bitstrom-Ausgang, mit dem der Benutzer digitale Filterung extern implementieren und anpassen kann. Diese Anpassung ermöglicht es dem Benutzer, Lösungen mit hoher Signalbandbreite und geringer Latenz zu entwickeln.

Referenzdesign für isolierte, shunt-basierte Stromerkennung

Ein Traktionsinverter steuert den Elektromotor und ist eine Schlüsselkomponente im HEV/EV-Antriebsstrang. Ein Traktionsinverter erfordert eine genaue Strommessung bei hohen Gleichtaktspannungen. Strommessungen in Traktionsumrichtern können daher mit einer von zwei Shunt-basierten Methoden durchgeführt werden.

Abbildung 72 Zeigt den Spannungsabfall über den Shunt auf der heißen (hohen Gleichtaktspannung) Seite ist von der kalten Seite mit einem für die Automobilindustrie geeigneten, verstärkten isolierten Verstärker wie dem AMC1301-Q1 isoliert .

Abbildung 73 Zeigt die zweite Shunt-basierte Messmethode, bei der ein verstärkter isolierter Modulator mit Automobilzulassung wie der **AMC1305M25-Q1** verwendet wird, um den Spannungsabfall über den Shunt auf der heißen Seite von der kalten Seite zu isolieren.

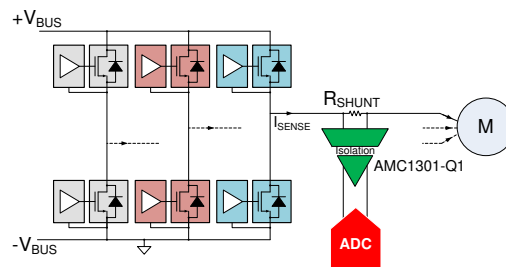


Abbildung 72. Isolierte Strommessung mit isolierten Verstärkern

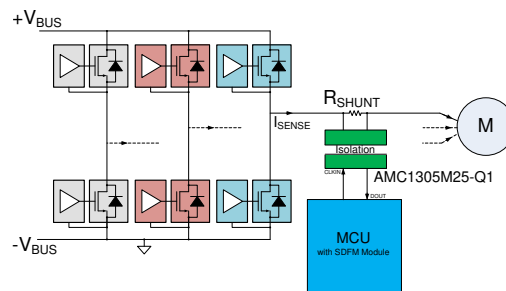


Abbildung 73. Isolierte Strommessung mit isolierten Modulatoren

Um die Messgenauigkeit zu verbessern, verwenden Sie einen isolierten Modulator, da diese Lösung eine zusätzliche Analog-Digital-Wandlungsstufe und die damit verbundenen Fehler eliminiert. Der Hochgeschwindigkeits-Bitstrom-Ausgang der isolierten Modulatoren wird von Mikrocontrollern (MCUs) wie der **C2000-Familie** von TI, die über ein integriertes Sigma-Delta-Filtermodul (SDFM) verfügen, oder von einem FPGA gefiltert, wodurch der Benutzer die Signalbandbreite und -Genauigkeit feinabstimmen kann.

Empfehlungen für isolierte Bausteine für die Automobilindustrie

BAUSTEIN	ISOLIERUNG	BESCHREIBUNG
AMC1305-Q1	Verstärkt	Isolierter Modulator mit ± 50 mV, ± 250 mV
AMC1301-Q1	Verstärkt	Isolierter Verstärker mit ± 250 mV
AMC1302-Q1	Verstärkt	Isolierter Verstärker mit ± 50 mV

Fazit

Für die isolierte Strommessung in HEV/EV-Subsystemen gibt es mehrere Messmethoden, einschließlich Shunt-basierter und Hall-basierter Methoden. Mit Fortschritten bei erschwinglichen hochpräzisen Shunts und hochleistungsfähigen isolierten Verstärkern und Modulatoren sind Shunt-basierte Lösungen zu einer guten Alternative zu herkömmlichen Hall-basierten Lösungen geworden.

Designüberlegungen für die Strommessung in DC-EV-Ladeanwendungen

Kurzfassung

Der Übergang von Verbrennungsmotoren zu Elektrofahrzeugen (EVS) scheint unvermeidlich, da sich Regierungen auf der ganzen Welt zu ökologischen Nachhaltigkeitszielen verpflichten und die Automobilindustrie plant, mehr zu investieren, um die Elektrifizierung von Fahrzeugen zu beschleunigen. Die Kapazität von DC-Schnellladestationen hat sich in den letzten Jahren deutlich erhöht. Wo der Standard einst 150 kW betrug, liegen die Kapazitäten jetzt bei 350 kW und mehr – und die Verbesserungen gehen weiter. Um 350 kW und höher zu erreichen, besteht eine gängige Technologie darin, Module mit 20 kW bis 40 kW parallel zu stapeln und einen Lastausgleich dieser Module parallel in einem übergeordneten Regelkreis durchzuführen. Die Strom- und Spannungsmesstechnologie spielt eine wesentliche Rolle im Regelkreis von Stromversorgungsmodulen von DC-Schnellladestationen. Dieser Anwendungsbericht befasst sich mit Designüberlegungen für die Strommessung in EV-Ladeanwendungen, wobei den Auswirkungen von Verstärkungsfehler, Offset, Bandbreite und Latenz auf die Systemleistung besondere Aufmerksamkeit gewidmet wird.

Einführung

DC-Ladestation für Elektrofahrzeuge

Um Strom von der Fahrzeugbatterie in das Stromnetz einzuspeisen oder zu entladen, sind wie **Abbildung 74** in dargestellt mehrere Wandlungsstufen zwischen den Wechselstrom- und den Gleichstromschienen erforderlich.

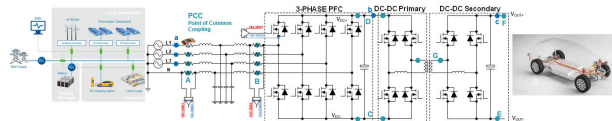


Abbildung 74. Strommesspunkte eines EV-Ladesystems

AC/DC-Wandler sind dafür verantwortlich, AC in DC umzuwandeln, indem sie den Strom der harmonischen Gesamtverzerrung (THD) am Punkt der gemeinsamen Kopplung (PCC) zusammen mit der Gleichspannung unter Kontrolle halten. Gleichzeitig werden isolierte DC/DC-Wandler hauptsächlich für die galvanische Trennung zwischen Stromnetz und Fahrzeug sowie für das Laden von Konstantstrom (CC) und Konstantspannung (CV) eingesetzt.

Abbildung 74 zeigt typische Stromsensorstandorte eines EV-Ladesystems.

- Die Leistungsregelung und der Schutz der AC/DC-Stufe werden durch Sensoren erreicht, die in Punkt A, B, C und D platziert sind:
 - **Punkt A** ist der Hauptanschlusspunkt des Wandlers zum PCC. Durch die Platzierung von Sensoren an diesem Standort können die in das Netz eingespeisten oder aus dem Netz entnommenen Ströme am genauesten überwacht und gesteuert werden. Dadurch wird eine genaue Steuerung der Wirk- und Blindleistung erreicht, die mit dem Netz ausgetauscht ist.
 - **Punkt B** kann den Schaltstrom im Schaltknoten (SN) messen. Durch die Platzierung der Stromsensoren an diesem Ort kann der Schutz von Leistungsschaltern und die Geschwindigkeit des Regelkreises verbessert werden. Wenn der Strommessschaltkreis eine isolierte Stromversorgung benötigt, kann außerdem die Gate-Treiber-Versorgung genutzt werden, wodurch die Gesamtkosten des Designs reduziert werden. Allerdings werden bei der Messung die Verluste des EMI-Filters nicht berücksichtigt, daher ist dieser Ort weniger geeignet für die Blindleistungskompensation.

- **Punkt C** ist der Messpunkt des DC-Bus-Stroms. Die Platzierung des Strommessschaltkreises an diesem Ort ermöglicht Kostensenkungen, wenn das Netzteil mit dem unteren Schaltertreiber-Netzteil geteilt wird.
- **Punkt D** ist der Messpunkt des DC-Bus-Stroms, der sich auf der positiven Schiene des DC-Busses befindet.
- Die Leistungsregelung und der Schutz der DC/DC-Stufe werden durch Abtastung an Punkt G, F und E erreicht.
 - **Punkt G** ist zur Regelung der Wicklungsströme erforderlich.
 - **Punkt F** ist der Messpunkt des Batteriestroms am Pluspol.
 - **Punkt E** ist der Messpunkt des Batteriestroms am Minuspol. Der Vorteil der Erfassung des Stromflusses zum negativen Anschluss besteht darin, dass die Gate-Treiber-Versorgung des Low-Side-FET zur Versorgung des Strommessschaltkreises genutzt werden kann.

In diesem Anwendungshinweis wurde eine auf Simulationsergebnissen basierende Studie mit dem Ziel durchgeführt, die minimalen Spezifikationen zu definieren, die von den Stromsensoren beim Einsatz in DC-Ladeanwendungen für Elektrofahrzeuge erforderlich sind. Optimale Werte für Bandbreite, Verstärkungsfehler, Offset und Latenz wurden für ein 11 kW-System abgeleitet, das die in **Tabelle 11** aufgeführten Systemspezifikationen enthält. In diesem Dokument werden zwei verschiedene isolierte DC/DC-Topologien behandelt: DAB (Dual Active Bridge) mit Phasenverschiebungssteuerung und DAB mit CLLLC-Resonanzwandler.

Sektion 7.2.2 erläutert Designüberlegungen für AC/DC-Eingangsstrom-Sensormesspunkte A und B sowie für DC-Link-Strommessungen in C und D. **Sektion 7.2.3** erläutert die Anforderungen an die Strommesspunkte in der DC/DC-Stufe (G, F, E) in Bezug auf Eigenschaften wie Bandbreite, Verstärkungs- und Offsetfehler und deren Auswirkung auf die Leistung der DC/DC-Stufe.

Tabelle 11. Zielspezifikationen für EV-Ladegeräte

Bedingung	Beschreibung
Nennleistung und Leistungsfluss	Bidirektionaler 11 kW-Betrieb zur Unterstützung von V2G/V2H
AC-Nennwerte	400 V _{AC} (3-phasig je 230 V _{AC}) 16 A _{RMS} (jede Phase)
Harmonische Gesamtverzerrung des Wechselstroms	3,6 % bei PCC bei Vollast
DC-Nennwerte	V _{DCBUS} 800 V Nennspannung (von 650 V bis 800 V) I _{DCBUS} 14 A (von 14 A bis 17 A) V _{BAT} 400 V (von 250 V bis 44 V) I _{OUT} 27,5 A (von 24 A bis 44 A)
Schaltfrequenz von AC/DC	70 kHz (Totzeit = 250 ns)
Schaltfrequenz von DC/DC	100 kHz für phasenverschobenes DAB 500 kHz nominal für resonantes CLLLC DAB
Die von der auf der Gleichstromseite gesteuerten Leistung erforderliche Genauigkeit	V _{DCBUS} ±1 % V _{BAT} ±1 % I _{BAT} ±1 %
Implementierte AC/DC-Bandbreiten der Strom- und Spannungsschleifen	3 kHz-Netzstromschleifen (id, iq) 400 Hz-DC-Bus-Spannungsschleife
Implementierte Bandbreiten der Spannungsmessungen: Stromnetz und Gleichstromverbindung	100 kHz

Auswahl der Strommesstechnologie und äquivalentes Modell

Strommessung mit Shunt-basierter Lösung

In diesem Anwendungshinweis wird nur Shunt-basierte Strommessung mit isolierten Verstärkern oder isolierten Delta-Sigma-Modulatoren berücksichtigt. Alle erörterten Produkte verfügen über einen linearen Eingangsspannungsbereich

von ± 50 mV, der die Verwendung sehr kleiner Shunt-Widerstandswerte ermöglicht, um die Leistung im Vergleich zur Gesamtleistung des Systems gering zu halten.

In der Referenzanwendung haben die Eingangsströme bei einem 11 kW-AC/DC-System einen Maximalwert oder $16 A_{\text{RMS}}$ bei einem 400 V_{AC}-Dreiphasensystem. Dies führt zu $\pm 22,5 A_{\text{peak}}$. Mit einem 2 m Ω -Shunt-Widerstand kann die maximale Spannung über den Shunt deutlich unter 50 mV (der Spitzenwert beträgt 45 mV) gehalten werden, was bedeutet, dass bei einer maximalen Leistung von 11 kW die Verlustleistung innerhalb des Shunts nur 0,5 W pro Shunt beträgt. Bei der Annahme von drei Shunts in einem 3-Phasen-System ist der Verlust nach wie vor vernachlässigbar und fügt keinen wichtigen Hot Spot auf der Platine hinzu. Umgekehrt können die Ströme im DC/DC-Wandler bis zu 44 A betragen, wie in **Tabelle 11** dargestellt. Aus diesem Grund ist es erforderlich, einen 1 m Ω -Shunt-Widerstand für den 50 mV-Eingangsspannungsbereich des isolierten Verstärkers auszuwählen, der eine Verlustleistung von weniger als 2 W für jeden Messpunkt ergibt (hinsichtlich der 11 kW-Gesamtleistung vernachlässigbar).

Äquivalenzmodell der Sensortechnologie

Die Analyse jedes Strommesspunkts erfolgt auf Systemebene unter Berücksichtigung von vier Parametern: Bandbreite, Latenz, Verstärkungsfehler und Offset. **Abbildung 75** zeigt ein äquivalentes Modell der Strommessung durch Anzeige aller genannten Parameter des Sensors.

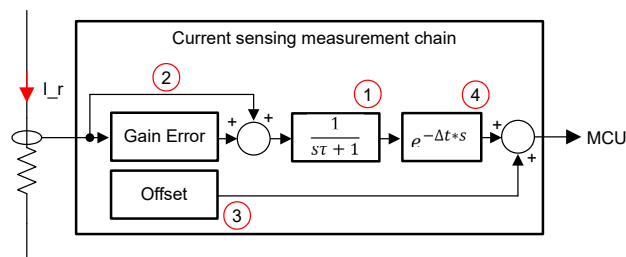


Abbildung 75. Strommessungsmodell

Nachfolgend werden die einzelnen Stufen des äquivalenten Modells beschrieben:

1. Stellt die Bandbreitenbegrenzung des Stromsensors dar. In diesem Hinweis wurde die Sensorstufe als Tiefpassfilter erster Ordnung modelliert, wo die konstante Zeit wie folgt beschrieben werden kann:

$$\tau = 1/(2\pi f_b) \quad (38)$$

wo

- τ ist die Bandbreite des Stromsensors

2. Stellt den Verstärkungsfehler dar und wird wie folgt modelliert:

$$i_m = (1 + \varepsilon)i_r \quad (39)$$

wo

- a. i_r der tatsächliche Strom ist
- b. ε der Verstärkungsfehler des Sensors ist
- c. i_m die Messung ist

3. Stellt den Offset dar, der in dieser Studie in Bezug auf den Messbereich definiert wurde. Der Offset wird als Prozentsatz des Gesamtbereichs angegeben.
4. Stellt die durch die Sensorstufe eingeführte Zeitverzögerung dar, die kritisch wird, wenn Überströme und Kurzschlüsse so schnell wie möglich erkannt werden müssen.

Strommessung in AC/DC-Wandlern

Grundlegende Hardware und Steuerungsbeschreibung von AC/DC

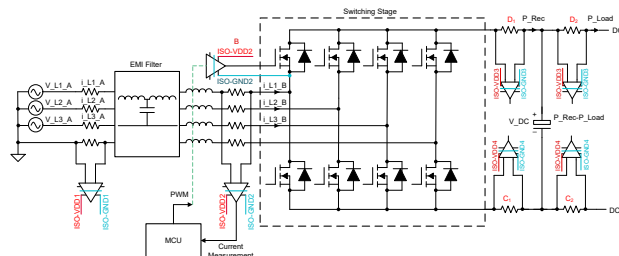


Abbildung 76. Schematische Darstellung eines zweistufigen AC/DC-Wandlers

Abbildung 76 zeigt einen typischen AC/DC-Wandler. Die folgende Liste beschreibt jeden Teil des Wandlers:

- EMI-Filter zur Abschwächung der elektromagnetischen Störsignale, die vom Wandler erzeugt werden, und zur Einhaltung der Normen ⁷
- Stromsensoren und Spannungssensoren (nicht im Schema dargestellt) sowohl auf der Wechselstrom- als auch der Gleichstromseite, die zur Überwachung, Steuerung und zum Schutz des Stromwandlers verwendet werden
- Schaltstufe zur Umwandlung der Leistung von AC in DC, die durch den Einsatz mehrerer Topologien wie T-Typ und ANPC-Wandler (8, 9) realisiert werden kann
- Mikrocontroller zum Durchführen der Messungen und Berechnen der PWM-Tastzyklen für die Schalter in der Leistungsstufe, die geregelte Ströme synchron mit den Netzspannungen haben

Sektion 7.2.2.1.1 und Sektion 7.2.2.1.2 die vom Mikrocontroller intern ausgeführten Regelroutinen beschreiben. Der Zusammenhang zwischen den Strommessparametern und den digitalen Regelkreisen wird ausführlich beschrieben.

AC Stromregelkreise

Die kontrollierte Leistungsumwandlung zwischen Wechselstrom und Gleichstrom wird durch Synchronisation der Steuereinheit mit der Netzfrequenz erreicht, wobei eine kontrollierte Amplitude und Phase der vom Netz abgespeisten Ströme erreicht wird. Um die MCU mit dem Stromnetz zu synchronisieren, werden die Netzspannungen (V_{L1_A} , V_{L2_A} , V_{L3_A}) von der MCU abgetastet und in eine phasenverriegelte Schleife (PLL) eingespeist **11**. Mithilfe der PLL-Ergebnisse ($\cos(\varphi)$, $\sin(\varphi)$) sowie der Clarke- und Park-Transformationen kann das Dreiphasensystem mithilfe der Referenztechnik des rotierenden Rahmens (dq-Frame-Control) gesteuert werden, wodurch die Steuerung vereinfacht und verbessert wird.

Abbildung 77 ist eine schematische Darstellung des Stromregelkreises, der in einem AC/DC-Wandler implementiert ist. Dabei wird der gemessene ID- und IQ-Wert verwendet, indem die Clarke- und Park-Transformation entweder auf I_{L1_A} , I_{L2_A} , I_{L3_A} oder I_{L1_B} , I_{L2_B} , I_{L3_B} angewendet wird.

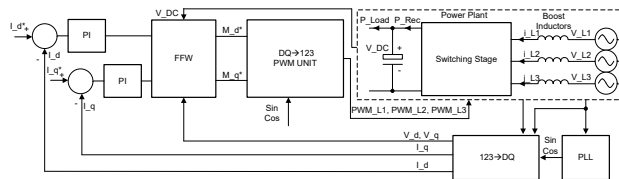


Abbildung 77. dq-Stromregelung (Feed Forward, PI-Proportionalregelung)

Abbildung 77 zeigt, dass die Ströme mit zwei PI-Controllern gesteuert werden können:

- Durch Ändern des Referenzstroms, der als Gleichstrom (I_{d^*}) bezeichnet wird, können die Dreiphasenströme phasenweise in Bezug auf die entsprechenden Netzspannungen geregelt werden. Diese Funktion ermöglicht eine direkte Steuerung der Wirkleistung, die durch den AC/DC entladen oder bezogen wird, wie in **Gleichung 40** dargestellt, wobei P_{Rec} die dreiphasige Wirkleistung ist. Durch das Ändern des Vorzeichens des Referenzstroms kann die Stromquelle entsprechend abgeleitet und eingespeist werden.
- Durch Ändern des Referenzstroms, der Quadraturstrom (I_{q^*}) genannt wird, können die Dreiphasenströme um 90 Grad phasenverschoben in Bezug auf die entsprechenden Netzspannungen geregelt werden. Durch Ändern dieses Wertes kann eine direkte Steuerung der Blindleistung erreicht werden, wie in **Gleichung 41** gezeigt, wobei Q die gesamte dreiphasige Blindleistung ist. Durch Ändern des Vorzeichens des Referenzstroms kann die kapazitive oder induktive Leistung geändert werden, die vom Gerät abgeführt wird.

$$P_{Rec} = \frac{3}{2} V_d I_d^* \quad (40)$$

$$Q = \frac{3}{2} V_d I_q^* \quad (41)$$

Zusätzlich zu den PI-Controllern werden in der Regel Feed Forward (FFW) in Stromschleifen implementiert, um die Reaktionszeit zu verringern und Abhängigkeiten der Regelkreisbandbreiten zu beseitigen, wenn sich Variablen im System ändern (z. B. wenn V_{DC} nicht kompensiert wird, wenn V_{DC} abnimmt, kann sich die Bandbreite des Regelkreises erhöhen und Instabilitäten verursachen).

Gleichspannungsregelkreis

In mehreren Anwendungen verhält sich die Last oder Quelle, die auf der DC-Seite der Gleichrichterstufe angeschlossen ist, nicht immer als Spannungsquelle, sondern die Last kann sogar als Widerstand, Stromsenke oder -Quelle fungieren. Wenn die DC/DC-Stufe kein Spannungsquellenverhalten aufweist, kann eine Abhängigkeit von der DC-Bus-Spannung mit der angeforderten Leistung (P_{Rec}) dazu führen, dass keine geregelte Spannung im Ausgang vorliegt. Eine unkontrollierte Gleichstrom-Busspannung kann dazu führen, dass der AC/DC-Wandler instabil wird, mögliche Strom- und Spannungsschutzfunktionen auslöst oder sogar den Wandler selbst beschädigt. Um dies zu beheben, implementieren Sie eine zusätzliche Steuerung mit einer höheren hierarchischen Ebene in Bezug auf die aktuellen Schleifen, wie in **Abbildung 78** dargestellt. Es wurde ein Spannungsregelkreis hinzugefügt, der die aktive, aus dem Stromnetz abgespeiste oder bezogene Leistung mithilfe von i_{d^*} des unteren Regelkreises IDQ steuern kann. Der zusätzliche PI-Regler erzeugt eine Referenz (I_{d^*}), die den Abgleich von Gleichrichter und Lastleistung (P_{Rec} und P_{Load}) ermöglicht, indem V_{DC^*} gleich V_{DC} erreicht wird, da keine Leistung im DC-Link-Kondensator fließt. Die Anpassung der Gleichrichterleistung an die Lastleistung wird durch den integrativen Teil erreicht.

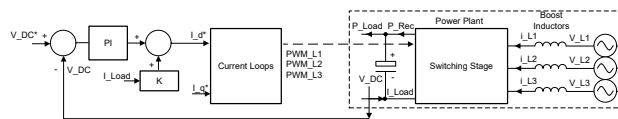


Abbildung 78. Spannungs- und Stromregelkreise

Wie in **Abbildung 78** gezeigt, wurde eine Vorwärtskopplungsschleife (Feed Forward) implementiert, die mittels einer Gleichstrommessung erreicht werden kann, um die Reaktionszeit des Regelkreises zu verkürzen. Es wurde ein generischer Faktor, K , implementiert, da dieser Faktor von den Spannungen, Strömen und der Implementierung der Steuerungstechnik abhängt. Diese Funktion ist für den Wandlerbetrieb selbst nicht kritisch, kann aber die Leistung erheblich verbessern, wie in **Sektion 7.2.2.3** gezeigt.

Die I_{q^*} -Referenz ist unabhängig von der Spannungsschleife, da die Referenz nicht an der Wirkleistungsregelung, also am Lade- und Entladevorgang des DC-Link-Kondensators beteiligt ist. Wie bereits erwähnt, steuert I_{q^*} direkt die Blindleistung des Systems.

Punkt A und B – AC/DC AC-Phasenstrommessung

In diesem Abschnitt werden Designüberlegungen für Stromsensoren beschrieben, die sich am Punkt der gemeinsamen Kopplung (Punkt A) oder am Schaltknoten (Punkt B) befinden. Untersuchungsergebnisse der in **Sektion 7.2.2.1** genannten Regelkreisleistung bei Änderung von Sensorparametern werden bereitgestellt.

Offset, Bandbreite, Verstärkungsfehler und Latenz der Stromsensoren werden auf Systemebene besprochen, um die Mindestanforderungen zu ermitteln. Nicht alle Szenarien sind für beide Punkte A und B abgedeckt; da sich viele Fälle als Wiederholung erwiesen haben, werden nur die schlechtesten Fälle beschrieben, um die Mindestanforderungen festzulegen. Die folgende Liste enthält alle Details zur Analyse der einzelnen Stromsensorspezifikationen:

- **Sensorbandbreite:** Die Analyse wurde an Punkt A und B durchgeführt. In Punkt A, da der Phasenfehler für die Regelung der Blindleistung vernachlässigbar sein muss. In Punkt B, da die Wechselströme so schnell wie möglich geregelt werden müssen.
- **Höchste Latenz:** Die Analyse wurde nur im Schaltknoten durchgeführt, da Punkt B der nächste Punkt zu den Leistungsschaltern ist, die geschützt werden müssen. Außerdem gibt es zwischen Punkt A und B einen EMI-Filter, der zu einer Abweichung zwischen dem Strom vom Schaltknotenpunkt und dem PCC-Schaltkreis führen kann.
- **Verstärkungsfehler:** Die Auswirkungen eines Verstärkungsfehlers sind in PCC und Schaltknoten gleich. Die Analyse wurde im Schaltknoten durchgeführt, da in Punkt B eine höhere Stromregelkreisbandbreite erreicht werden kann, was zu einem höheren THD des Stroms führt, wenn ein Genauigkeitsfehler vorliegt. Wenn im System eine höhere Bandbreite vorhanden ist, speist die Spannungsschleife Rauschen in die Netzströme ein.
- **Offsetfehler:** Die Auswirkungen des Offsetfehlers sind in PCC und Schaltknoten gleich. Die Analyse wurde im Schaltknoten durchgeführt, da der Schaltknoten der Ort ist, an dem eine höhere Stromregelkreisbandbreite erreicht werden kann, was zu einem höheren THD des Stroms führt, wenn ein Offset vorhanden ist.

Auswirkungen der Bandbreite

Stationäre Zustands- und Transientenanalysen wurden mit dem Ziel durchgeführt, die Regelkreisleistung als Funktion der Stromsensorbandbreite zu beobachten und dabei die Mindestbandbreite zu definieren.

Stationäre Zustandsanalyse: Grund- und Nulldurchgangs-Ströme

In dieser Analyse werden Netzströme in den Schaltknoten (Punkt-B) geregelt und ein typisches Profil der geregelten Ströme ist dargestellt in **Abbildung 79**. **Abbildung 79** zeigt, dass die drei Ströme und die drei Spannungen phasenverschoben sind, sodass eine aktive Leistungsumwandlung vom Gleichstrom zum Wechselstromnetz (11 kW zum Netz) möglich ist. Der vergrößerte Teil in **Abbildung 80** zeigt, dass der Strom im Schaltknotenpunkt aus einer Grundkomponente bei 50 Hz und einer wichtigen Stromwelligkeitsamplitude besteht, die durch das Schalten eines 2-stufigen Wandlers verursacht wird.

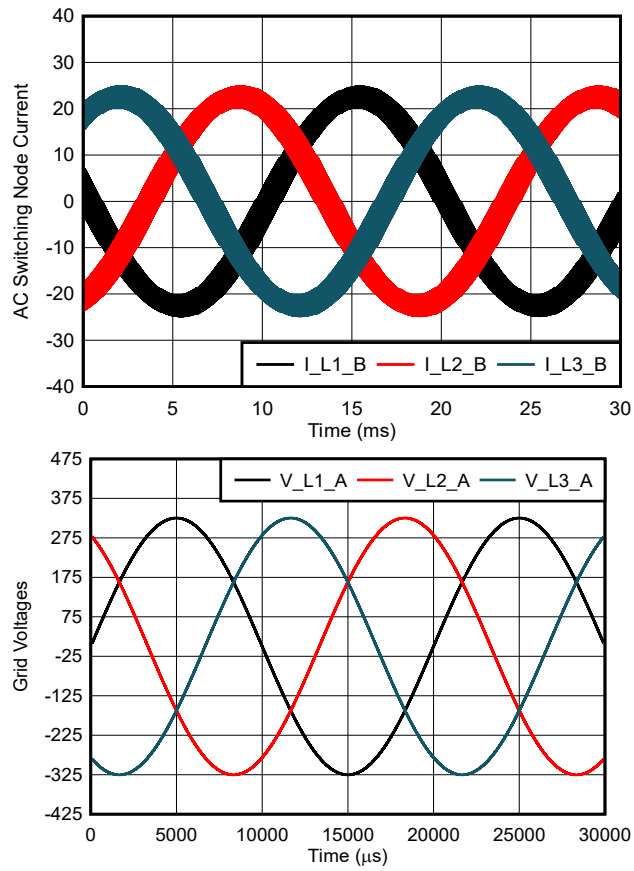


Abbildung 79. Netzspannungen und -Ströme eines AC/DC-Wandlers, der bei einer Nennlast von 11 kW arbeitet

Abbildung 80 ist eine vergrößerte Ansicht von **Abbildung 79**, in der der Gleichrichterstrom plus der durchschnittliche Strom mit einer Grundharmonie von 50 Hz angezeigt werden.

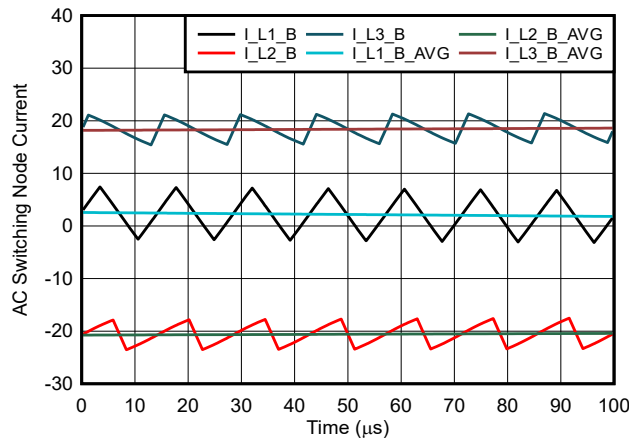


Abbildung 80. Vergrößerte Portion bei $t = 0s$ (Spanne $100 \mu s$)

Die Leistungsumwandlung zwischen Wechselstrom und Gleichstrom wird durch die bei der Netzfrequenz geregelten Ströme erreicht. Daher muss die Messung der fundamentalen Oberschwingung des Stroms (z. B. $I_{L1_B_AVG}$) mit der richtigen Amplitude durchgeführt werden, und es muss keine wichtige Phasenverzögerung an die MCU übermittelt werden. Die 50 Hz- oder 60 Hz-Komponente kann mittels Abtasttechnik wie synchrone Abtastung, Durchschnittssteuerung usw. abgeleitet werden. Durch die Übernahme dieser Techniken wird keine wichtige Phasenverzögerung in der digitalen Regelschleife eingeführt, was eine schnellere Reaktion der Schleife ¹² ermöglicht. Im Gegensatz dazu können Stromsensoren nicht als ideale Wahl angesehen werden, da Stromsensoren über eine Bandbreitenbegrenzung verfügen. Die Stromsensoren können zu wichtigen Phasen-Verzögerungs- und Amplitudenfehlern an den MCU-Anschlüssen führen. Dieser Fehler kann sich in einem Fehler der ausgetauschten Wirk- und Blindleistungen widerspiegeln und ausgedrückt werden wie in **Gleichung 42**.

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

Wo

- φ die Phasenverzögerung zwischen dem gemessenen Strom und dem tatsächlichen Strom ist
- f_e die elektrische Frequenz des gemessenen Signals ist, die für diese Anwendung 50 Hz oder 60 Hz beträgt
- τ die konstante Zeit des Tiefpassfilterverhaltens ist, das von der Messkette dargestellt wird

Durch die Verwendung von **Gleichung 42**, bei einer Grenzfrequenz, die mehr als hundertmal so hoch ist wie die Netzfrequenz (6 kHz bei einem Netz mit 60 Hz), kann eine Phasenwinkel-Verzögerung von weniger als 0,6 Grad erreicht werden. Diese Phasenverschiebung führt zu 50 Hz oder 60 Hz zu einem vernachlässigbaren Fehler der Wirkleistung und der Blindleistung. Das Bauteil, zu dem die Leistungsumwandlung stattfindet, eine Bandbreite von 6 kHz, ist zur Regelung von Netzströmen mehr als ausreichend.

Im Allgemeinen sind nicht nur 50 Hz oder 60 Hz zu regeln, sondern es gibt auch höhere Frequenzkomponenten in den Netzströmen, die durch die Totzeit in der Leistungsstufe eingeführt werden, was zu einem erheblichen Anstieg des Klirrfaktor führt. Die Hochfrequenzkomponente muss bei der Messung erfasst werden, damit die MCU sie korrigieren kann, sodass ein Software-Abbruch möglich ist. Eine Erhöhung der Totzeit führt zu größeren Verzerrungen,

insbesondere am Nulldurchgang des Stroms (bei 11 ms), wie dargestellt in **Abbildung 81**. In dieser Abbildung werden Stromwellenformen an Punkt A angezeigt, die von einem bei 11 kW arbeitenden AC/DC-Wandler abgeführt werden, wenn die Totzeit des Reglers geändert wird. Die obere Grafik zeigt die Stromwellenform mit 250 ns-Totzeit, die untere Grafik mit 1,5 μ s-Totzeit.

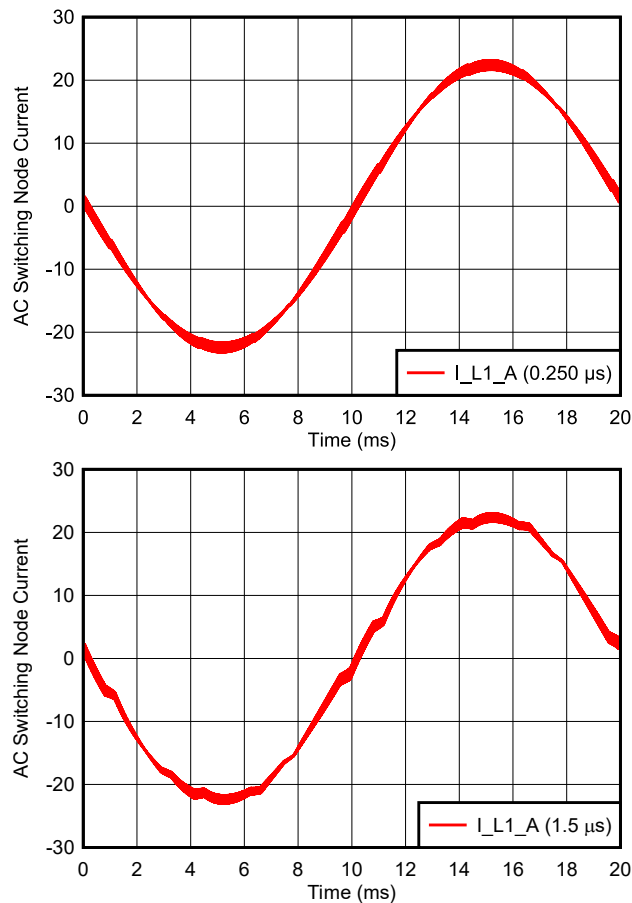


Abbildung 81. Strom, der vom PCC abgenommen wird, wenn eine Totzeit von 250 ns und 1.5 μ s implementiert wird (50 Hz-Betrieb)

Eine übermäßige Totzeit kann zu einem erheblichen Klirrfaktor führen, der die in den Standards festgelegten Grenzwerte überschreitet. Zur Einhaltung der Normen ist entweder ein großer Ausgangsfilter erforderlich oder es muss eine angemessene Softwarekontrolle bereitgestellt werden. Um diese Störung zu kompensieren, wurden mehrere Steuerungstechniken entwickelt; allerdings benötigen alle diese Optionen eine ausreichende Bandbreite des Stromsensors. Zur Bestimmung der minimalen Bandbreitenanforderungen wird eine schnelle Fourier-Transformation (FFT) der Stromwellenform durchgeführt, um den Frequenzinhalt der Störung zu analysieren.

Abbildung 82 zeigt die Ergebnisse der FFTs der Ströme im PCC, wenn das Netz volle Leistung benötigt.

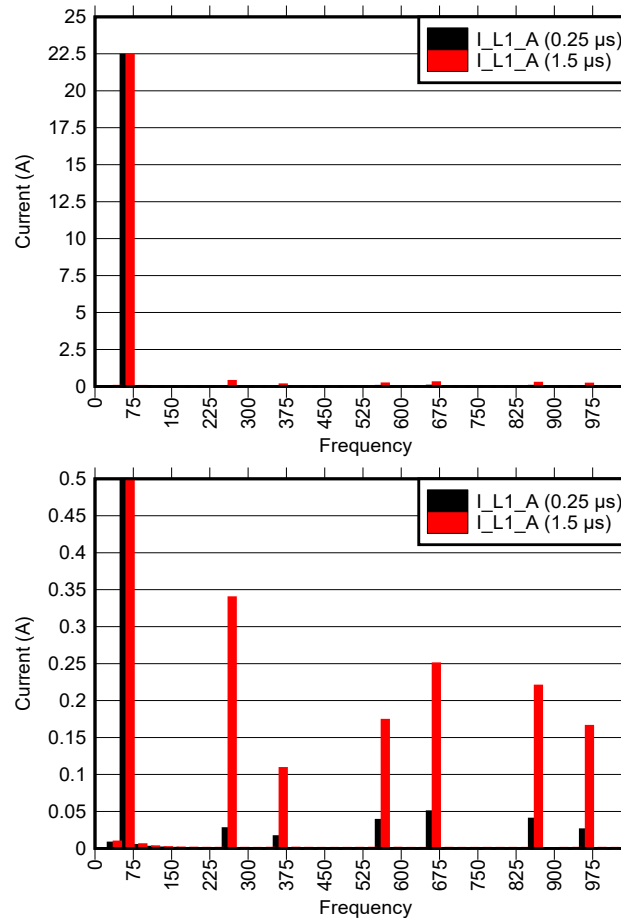


Abbildung 82. FFT der in Abbildung 2-6 dargestellten Ströme plus vergrößerter Teil (50 Hz)

Die wichtigsten zu kompensierenden Frequenzen **Abbildung 82** sind die 5., 13. und 17. Oberschwingung, was zu 250 Hz, 650 Hz und 850 Hz führt, wenn das Netz bei 50 Hz arbeitet. Entsprechend lauten die Frequenzen bei einem Netzbetrieb mit 60 Hz 300 Hz, 780 Hz und 1020 Hz. Durch die Anwendung von **Gleichung 42** auf die neuen Frequenzen muss eine Mindestbandbreite von 102 kHz ab der Strommessstufe bereitgestellt werden, um eine ordnungsgemäße Kompensation der Oberschwingungen sicherzustellen.

Aus der Analyse des stationären Zustands lässt sich schließen, dass eine Mindestbandbreite von 102 kHz bei einem 60 Hz-Netz erforderlich ist, um die harmonische Gesamtverzerrung der Ströme zu verbessern, wenn in der PFC-Stufe eine wichtige Totzeit vorhanden ist. Wenn das Netz mit 50 Hz betrieben wird, kann die Mindestbandbreite auf 95 kHz herunterskaliert werden. Die Bandbreite des Stromsensors ist entweder an Punkt A oder B erforderlich, je nachdem, wo die Ströme geregelt werden, da der durch die Totzeit erzeugte Oberschwingungsgehalt in beiden Messpunkten gleich ist. Der Grund dafür ist, dass das EMI-Filter (siehe **Abbildung 76**) für einen viel höheren Frequenzgehalt optimiert ist, sodass bei niedrigen Frequenzen keine wesentliche Minderung erreicht werden kann.

Transientenanalyse: Sprungleistung und Spannungseinbruchverhalten

In diesem Abschnitt wird die Leistung der Regelstromschleifen analysiert, um die Mindestbandbreite der Strommessstufe zu bestimmen, bei der vom Stromnetz verursachte Transienten eingespeist werden. Das Ziel der

Studie besteht darin, die Mindestbandbreite zu ermitteln, mit der der Wandler an das Stromnetz angeschlossen werden kann, wenn keine größeren Störungen im PCC vorliegen, ohne dass der Überstromschutz aktiv ist. Es wurden mehrere Belastungsszenarien analysiert, die zu Überströmen führen können: AC-Spannungseinbruch, Sprungleistungsverhalten und AC-Überspannung. Zwischen den genannten Fehlern werden nur der Spannungseinbruch und das Sprungleistungsverhalten erklärt.

Abbildung 83 zeigt Schaltknotenströme (Punkt B) in Bezug auf Netzspannungen an, wenn ein mit Sensoren arbeitender Wandler eine Bandbreite von 6 kHz hat. Im oberen Diagramm wird die Ausgangsleistung des AC/DC-Wandlers bei 3 ms von Null auf 11 kW gesteigert, was zu einem Überstrom in L1 führt (I_{L1_B}). Im unteren Diagramm verringert sich die AC-Eingangsspannung bei 26 ms um 20 %, was zu einem erheblichen Überstrom in L2 (I_{L2_B}) führt, der zu einem unerwünschten Abschalten des Wandlers führen kann.

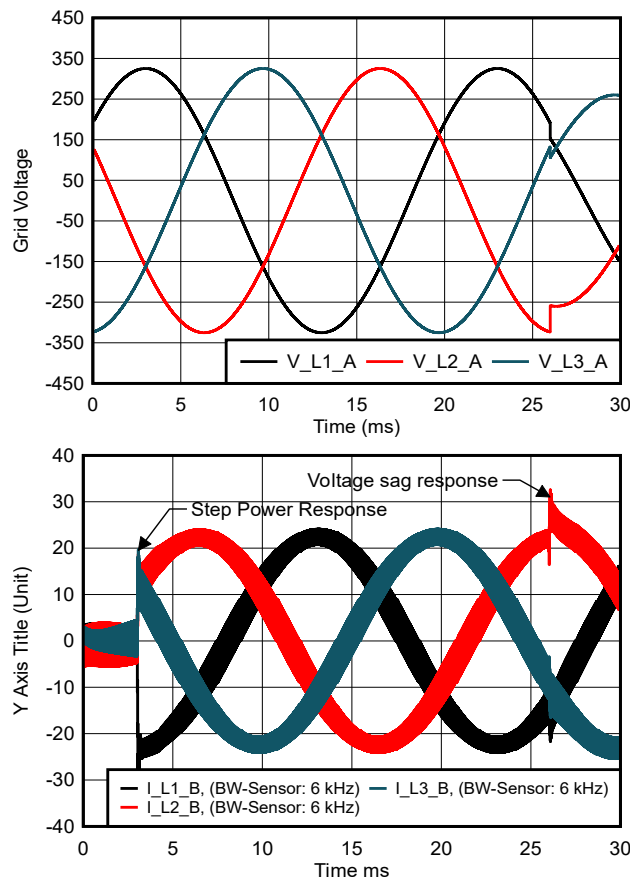


Abbildung 83. Netzspannungen und -Ströme von AC/DC-Wandlern: Sprungleistung und Spannungseinbruchverhalten

Mehrere Simulationen wurden durchgeführt, indem nur die Bandbreite des Stromsensors geändert wurde (6 kHz, 30 kHz, 60 kHz) und dann der Spitzenüberstrom im Schaltknoten verglichen wurde, wenn eine Sprungleistung von der Batterie angefordert wird. **Abbildung 84** zeigt den Schaltplan für die Simulation an. Mit einem 6 kHz-Stromsensor erzielt der Strom in L1 ein Überschwingen von 30 % (33 A-Spitze) relativ zum primären Einschwingverhalten, das mit einem 30 kHz-Stromsensor erreicht wird (10-mal höher als die Bandbreite des Stromregelkreises). Eine zusätzliche Erhöhung der Strommessbandbreite (von 30 kHz auf 60 kHz) bringt keinen zusätzlichen Vorteil, da sich beide Kurven überschneiden.

Abbildung 84 zeigt den vergrößerten Teil bei $t = 3 \text{ ms}$ (Spanne $200 \mu\text{s}$) des Sprungleistungsverhaltens (11 kW) des AC/DC-Wandlers mit der Stromsensorbandbreite als Parameter.

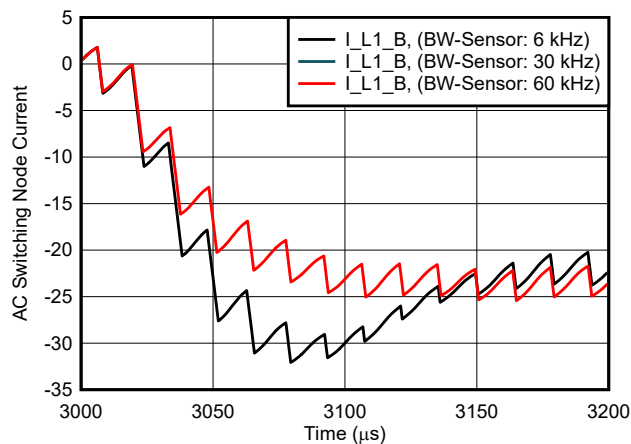


Abbildung 84. Gezoomter Teil bei $t = 3 \text{ ms}$ (span $200 \mu\text{s}$)

Es wurden mehrere Simulationen durchgeführt, bei denen lediglich die Bandbreite des Stromsensors geändert wurde. Es wurden Vergleiche des Spitzenstroms im Schaltknotenpunkt durchgeführt, wenn der Wandler bei Vollast arbeitet und unvorhersehbare Spannungseinbrüche im Stromnetz auftritt. **Abbildung 85** zeigt das Einschwingverhalten bei Eingangsspannungstransienten mit Stromsensoren mit 6 kHz , 30 kHz und 60 kHz . Mit einem 6 kHz -Stromsensor wird der Strom im Jahr L2 relativ zum Einschwingverhalten eines 30 kHz -Stromsensors (10-mal höher als die Bandbreite des Stromregelkreises) um mehr als 2 A (bis zu einem ungefähren Spitzenwert von 33 A) überschwingen. Eine zusätzliche Erhöhung der Strommessbandbreite (von 30 kHz auf 60 kHz) bringt keinen zusätzlichen Vorteil (beide Kurven überschneiden sich).

Abbildung 85 zeigt den vergrößerten Teil bei $t = 26 \text{ ms}$ (Bereich $200 \mu\text{s}$) des Einschwingverhaltens des AC/DC-Wandlers bei Spannungseinschwingung mit der Stromsensorbandbreite als Parameter.

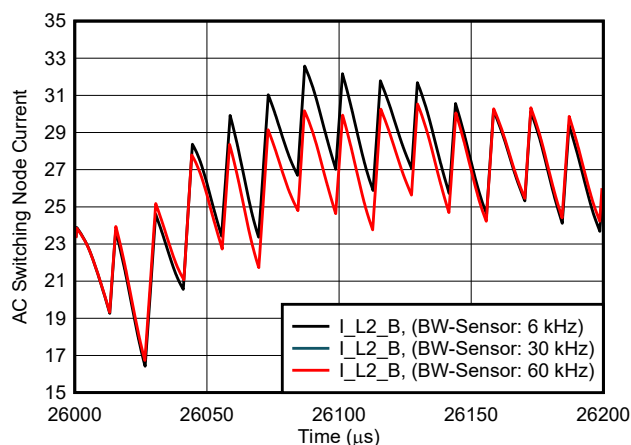


Abbildung 85. Gezoomter Teil bei $t = 26 \text{ ms}$ (Spanne $200 \mu\text{s}$)

Um die verfügbare Bandbreite des Stromregelkreises optimal zu nutzen, muss die Messbandbreite mindestens 10-mal höher als die Bandbreite des Regelkreises sein. Durch die Anwendung dieser Richtlinie wird die Auflösung der Strommessung maximiert, da der Messbereich für die Überstromerkennung nicht geopfert werden muss.

Auswirkungen der Latenz

Die Latenz ist ein kritischer Parameter, der zu berücksichtigen ist, wenn ein anormaler Betrieb des Wandlers oder Fehler aus dem Stromnetz auftreten. Zum Schutz der aktiven Stromgeräte muss der kritische Zustand so schnell wie möglich erkannt werden, um das System sofort herunterzufahren und das System in einen sicheren Zustand zu bringen. Für den Sensor in B wurde eine möglichst nahe an den Leistungsschaltern gelegene maximale akzeptable Latenz ermittelt. Aus einer Vielzahl möglicher Fehler in der AC/DC-Stufe wurden in diesem Abschnitt nur diejenigen berücksichtigt, die durch das Stromnetz verursacht wurden.

Fehleranalyse: Kurzschluss im Stromnetz

Zur Bewertung der maximalen Latenz, die vom Wechselstrom/Gleichstrom zum sicheren Abschalten benötigt wird, wurden Systemsimulationen unter Anwendung der folgenden Bedingungen durchgeführt:

- DC-Bus-Spannung bei maximaler Nennspannung (800 V)
- Wandler mit Nennstrom (16 A_{RMS})
- Eingespeiste Kurzschlusschaltung, wenn der maximale Strom einer Phase entladen wird
- Keine lineare Induktivität von Aufwärtsspulen mit Fluss-/Stromprofil von weichmagnetischen Materialien; die Induktivität gegenüber Strom wird für 11 kW-AC/DC optimiert, und die Induktivität sinkt nach Erreichen der Sättigung auf 30 % des Sollwerts ab
- Der Überstromschwellenwert der Strommessung in Punkt B ist auf 30 A (93,7 % des Messbereichs) eingestellt
- Auf Grundlage der verfügbaren Datenblätter der in 11 kW-Anwendungen verwendeten Leistungskomponenten wurde ein maximal zulässiger Strom von 60 A ausgewählt

Bei einem Kurzschluss im Stromnetz schaltet der Wandler noch, was zu unkontrollierten Strömen führt. Da der Fehler plötzlich auftritt, bleibt der MCU nicht genügend Zeit, um die Tastverhältnisse zu aktualisieren und zu korrigieren. PWM-Aktualisierungen erfolgen in der Regel mit einer festen Frequenz (in diesem Beispiel 70 kHz oder alle 14.2 µs). Durch die Anwendung von Aktualisierungsverfahren mit einer oder zwei Aktualisierungen kann die minimale Reaktionszeit der MCU $1/f_s$ oder $1/2f_s$ sein. Innerhalb dieser Zeit kann der Strom im Induktor den Kurzschlussstrom des Leistungsschalters überschreiten.

Abbildung 86 zeigt die Spannung und die Ströme des AC/DC-Wandlers. **Abbildung 86** zeigt, dass der Wandler im Zeitrahmen zwischen 0ms und 19ms im Nennzustand mit einer Netzspannung von 400 V_{RMS} und einem vom Gleichstrom in den Wechselstrom übertragenen Strom arbeitet. Bei 19 ms wird ein Kurzschlussereignis simuliert, indem die Phasenspannung auf 10 % des Sollwerts abgesenkt wird. Gleichzeitig zum Netzfehler beginnen die Ströme im Schaltknoten aufgrund der Spannungsdifferenz zwischen dem Netz und dem von der Schaltstufe angelegten Strom zu steigen, wie in dargestellt **Abbildung 87**.

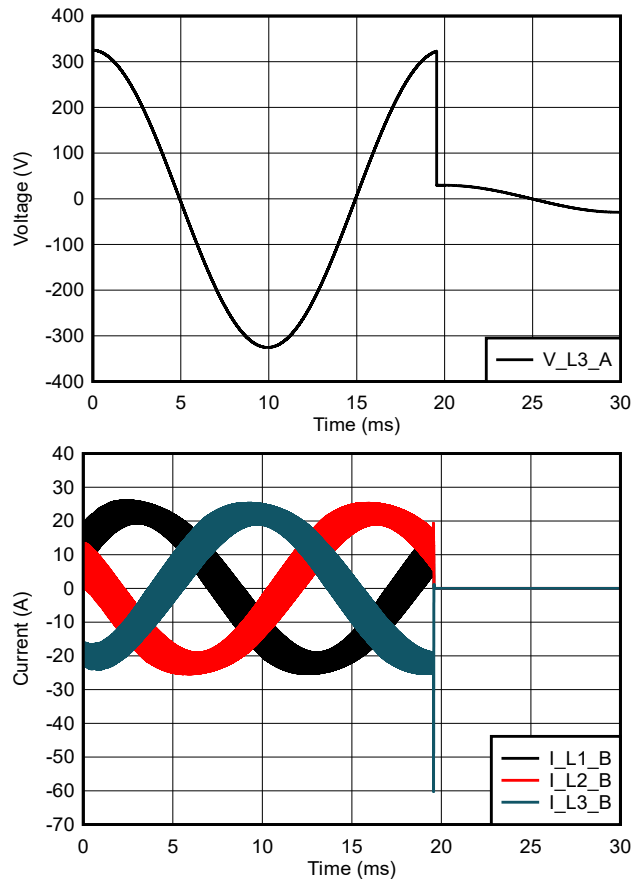


Abbildung 86. Netzspannungen und -Ströme von AC/DC-Wandlern: Kurzschlussverhalten des AC/DC-Wandlers

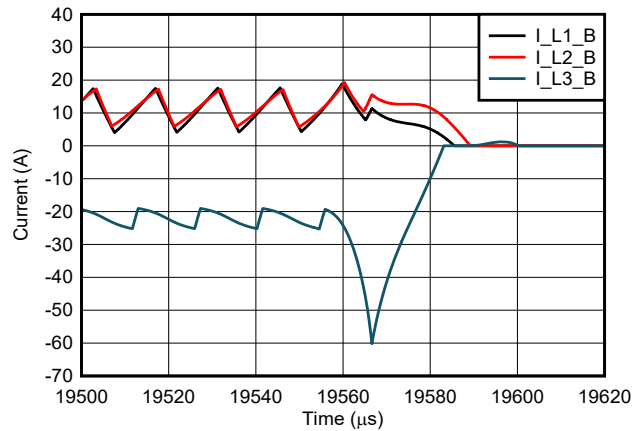


Abbildung 87. Vergrößerter Teil bei $t = 19,5 \text{ ms}$ (Spanne $120 \text{ }\mu\text{s}$): Kurzschlussverhalten des AC/DC-Wandlers

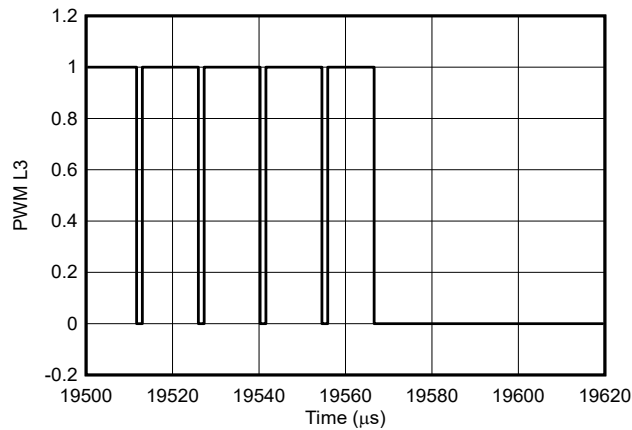


Abbildung 88. Vergrößerter Teil der PWM bei $t = 19,5 \text{ ms}$ (Spanne $120 \text{ }\mu\text{s}$): PWM-Abschaltverhalten

Zu Beginn ist der Stromanstieg linear, weil der Kern nicht gesättigt ist und einem festen di/dt folgt, da die Induktivität nahezu konstant ist:

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

Wo

- L ist der AC/DC-Aufwärtsstrom in Funktion des Stroms
- V_{DC} ist die DC-Busspannung zum Zeitpunkt des Fehlers

Wenn der Sättigungsstrom des Kerns erreicht ist, fällt die Induktivität erheblich ab, was zu einem plötzlichen Anstieg des Stroms führt. Wenn der tatsächliche Strom in Phase L3 30 A erreicht (Überstromschwelle), muss die MCU den Überstrom so schnell wie möglich erkennen können, da die MCU höhere Ströme nicht erkennen kann, und schaltet ab, bevor der Strom einen Pegel von über 60 A erreicht. basierend auf den Simulationsergebnissen benötigt der Strom $4 \text{ }\mu\text{s}$, um den kritischen Wert zu erreichen. Schalten Sie nach Erreichen dieses Zeitpunkts die PWM-Signale aus, wie dargestellt in **Abbildung 88**.

Abschließend muss das System innerhalb von $4 \text{ }\mu\text{s}$ abgeschaltet werden, um eine Beschädigung der Leistungsschalter zu vermeiden. Berücksichtigen Sie die Latenz der Strommessung zusammen mit denen der MCU und der Abschaltung der Treiberstufe. Basierend auf typischen Werten der Latenzzeit der MCU- und Treiberstufe muss der Stromsensor eine maximale Latenzzeit von $3.5 \text{ }\mu\text{s}$ bieten.

Auswirkungen des Verstärkungsfehlers

Abbildung 75 zeigt das Äquivalenzmodell des Stromsensors durch das Vorhandensein eines Verstärkungsfehlerblocks. In dieser Studie wird der Verstärkungsfehler als fester Wert modelliert, wie in **Sektion 7.2.1.2.2** dargestellt.

Spannungsstörung in AC/DC durch Verstärkungsfehler

Das Ziel der Stromregelkreise der Wechselstrom/Gleichstrom-Stufe besteht darin, die von der MCU erkannten Ströme unter Kontrolle zu halten, ohne die tatsächlichen Ströme im System zu bestimmen. Wenn die Messung nicht mit der Realität übereinstimmt, kommt es zu einer unerwünschten Leistungsstörung im System, die durch den Verstärkungsfehler verursacht wird, der ausgedrückt wird in **Gleichung 44**.

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

wo

- Δp ist die Leistungsstörung, die durch Verstärkungsfehler in Funktion der Zeit verursacht wird, wobei diese Energie aus dem Stromnetz in Richtung der Gleichstromverbindung abgeführt wird
- ε_1 , ε_2 und ε_3 sind die relativen Verstärkungsfehler jeder Strommessstufe
- V ist die RMS-Spannung der Phase zum Neutralleiter
- I ist der vom Wandler gesteuerte RMS-Strom
- Ω ist die von der Netzfrequenz abgeleitete elektrische Pulsation

Die Leistungsstörung ist eine Funktion der Wandlerleistung zwischen der Wechselstrom- und der Gleichstrom-Stufe und erreicht das Maximum, wenn die maximale Leistung vom Wechselstrom/Gleichstrom-Wandler angefordert wird. Darüber hinaus **Gleichung 44** kann in zwei Teile unterteilt werden wie in **Gleichung 45** und **Gleichung 46**.

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

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

wo

- P_{GAIN_DC} das Vorhandensein einer festen Leistungsstörung darstellt, die während des Betriebs vom PFC abgeführt wird
- P_{GAIN_AC} eine Leistungswelligkeit bei doppelter Netzfrequenz darstellt, die mit dem Netz ausgetauscht wird

Die Auswirkungen dieser Leistungsstörungen auf der DC- und AC-Seite werden untersucht, indem die Spannungsregelkreise zusammen mit der erkannten Unvollkommenheit beobachtet werden.

AC/DC-Antwort auf durch Verstärkungsfehler verursachte Stromversorgungsstörung

Abbildung 89 zeigt einen generischen Spannungsregler und ein gleichwertiges Modell des Antriebsstrangs.

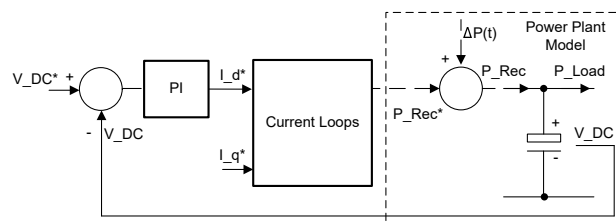


Abbildung 89. Vereinfachter DC-Bus-Spannungsregelkreis mit Antriebsstrangmodell

Wie in **Abbildung 89** zu sehen ist, wurde der vor (**Gleichung 44**) analytisch abgeleitete Begriff als Störung in den Regelkreis eingeführt, um die Leistung der Spannungsregelung zu überprüfen. Durch Beobachten der Regelkreis-Topologie lässt sich zeigen, dass der durch die DC-Störung verursachte stationäre Zustandsfehler dank eines integrierten Teils eines PI-Reglers **Gleichung 44** vollständig zurückgewiesen wird. Umgekehrt kann der AC-Anteil der Störspannung nicht vollständig unterdrückt werden, was zu einer Spannungswelligkeit führt.

Um den maximal zulässigen Verstärkungsfehler eines auf AC-Seite verwendeten Stromsensors zu berechnen, wurden Simulationen unter Anwendung der folgenden Hypothese durchgeführt:

- DC-Bus-Spannung, die mit der minimalen Nennspannung arbeitet, um die Welligkeit der Spannung (650 V) zu maximieren
- Maximaler Leistungsaustausch zwischen AC- und DC-Seite, wodurch die Leistungsstörung erhöht wird (11 kW)
- Verstärkungsfehler für die drei Phasen, die zum Erreichen des Worst-Case-Szenarios angewendet werden, wie folgt:
 $\varepsilon_1 = -\varepsilon_2 = -\varepsilon_3$;
- Bandbreite des Stromregelkreises in allen Simulationen konstant gehalten (3 kHz)
- Der AC-Filter ist so konzipiert, dass er bei Nennausgangsleistung bei Verwendung der primären Strommessung die harmonische Gesamtverzerrung (THD) unter 3 % hält
- Die Netzfrequenz beträgt 50 Hz

Abbildung 90 zeigt die Simulationsergebnisse eines AC/DC-Wandlers, der mit Sensoren mit unterschiedlichen Verstärkungsfehlern arbeitet.

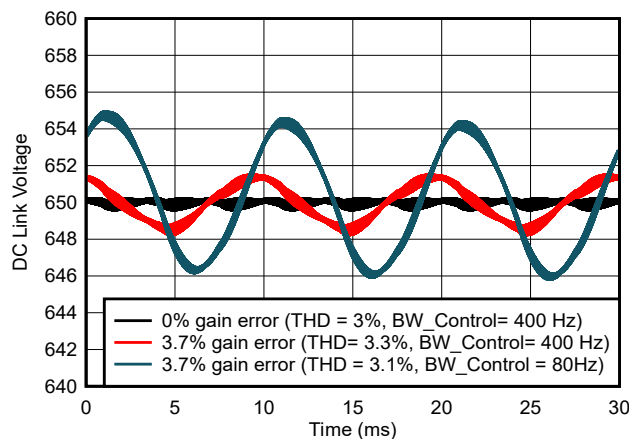


Abbildung 90. DC-Link-Spannungswelligkeit über die Zeit mit DC-Link-Bandbreite und Verstärkungsfehler als Parameter

Folgende Ergebnisse sind in **Abbildung 90** vorhanden:

1. Eine 100 Hz-Welligkeitsspannung am DC-Link. Dies wird durch die durch den Verstärkungsfehler einer Strommessstufe eingespeiste Welligkeit verursacht.
2. Der Mittelwert der Spannung ist in allen Fällen immer noch gleich, wenn dank des integrativen Teils der PI-Steuerung ein stabiler Zustand erreicht wird, wie die Theorie bestätigt.
3. Die Welligkeit der DC-Link-Spannung ist mit der Bandbreite des DC-Link-Spannungsregelkreises korreliert. Wenn die Bandbreite des Spannungsregelkreises hoch genug ist, versucht der Regler, die Welligkeit der Spannung zu beseitigen, indem er die Stromschleifen sehr schnell zu Lasten des THD des Stromnetzes steuert.

In diesem Beispiel führt eine 400 Hz-Bandbreite des Spannungsregelkreises in Verbindung mit einem Verstärkungsfehler von 3,7 % des Stromsensors zu einem THD von 3,3 % im Vergleich zu einem THD von 3 % mit einem idealen Stromsensor ohne Verstärkungsfehler. Alternativ führt eine geringe Bandbreite des Spannungsregelkreises zu einem niedrigen THD auf der Netzseite, aber die Rippelspannung an der Gleichstromverbindung kann auf ein nicht akzeptables Niveau ansteigen. Eine Spannungswelligkeit in der DC-Verbindung kann zu einer Stromwelligkeit der Batterie führen, die nicht toleriert werden kann. Darüber hinaus führt eine niedrige Bandbreite des Regelkreises zu einem schlechten Lastschrittverhalten.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass ein Stromsensor im Schaltknotenpunkt mit einem Verstärkungsfehler von 3,7 % zu einer Erhöhung des Netzstrom-THD von mehr als 10 % führen kann. Um diesen Anstieg zu kompensieren, muss der Eingangsfilter um mehr als 4 % in Volumen wachsen, um das Designziel von < 3 % THD auf der Netzseite des Wandlers zu erreichen.

Auswirkungen des Offset

Abbildung 75 zeigt das Äquivalenzmodell eines realen Stromsensors mit Offset. In dieser Studie wird der Stromsensor-Offset als fester Wert modelliert, der auf den vollen Messbereich normalisiert ist, siehe **Gleichung 47**.

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

wo

- I_0 der absolute Offsetwert ist, der vom Sensor angezeigt wird
- I_{MAX} das Maximum der Messskala ist
- δ_0 der Wert pro Einheit des bei der Messung eingeführten Offsetfehlers ist

Das Ziel der Stromregelkreise der AC/DC-Stufe besteht darin, die von der MCU erkannten Ströme unter Kontrolle zu halten, ohne die realen Ströme im System zu ermitteln. Wenn die Messung aufgrund eines Offsetfehlers nicht mit dem tatsächlichen Strom übereinstimmt, verursacht der Strom eine unerwünschte Leistungsstörung im System, wie ausgedrückt wird mit **Gleichung 48**.

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

wo

- ΔP_0 die durch die Offsetfehler verursachte Leistungsstörung als Funktion der Zeit ist
- I_{O1} , I_{O2} , und I_{O3} Offsetfehler jedes Stromsensors sind
- V die Effektivspannung der Phase zum Neutralleiter ist
- ω die von der Netzfrequenz abgeleitete elektrische Pulsation ist

Die Leistungsstörung ist im Gegensatz zum Verstärkungsfehler keine Funktion der Leistungsumwandlung zwischen Wechselstrom- und Gleichstromstufe und tritt daher immer in allen Betriebsbedingungen auf. Dies spiegelt sich darin wider, dass die DC-Verbindung immer eine Spannungswelligkeit hat. Der Offset führt zu einer Leistungsstörung im System mit einer Frequenz, die der Netzfrequenz entspricht. Wie bereits im Kapitel **Verstärkungsfehler** erwähnt, kann die DC-Bus-Spannungsschleife die vom Sensorpunkt auskommende Stromwelligkeit nicht vollständig unterdrücken. Aus diesem Grund muss die Leistung des Regelkreises im Vergleich zur Strommessung simuliert werden. Simulationen wurden für den folgenden Anwendungsfall und die folgenden Annahmen durchgeführt:

- DC-Bus-Spannung arbeitet mit der minimalen Nennspannung zur Maximierung der Welligkeitsspannung (650 V)
- Maximaler Leistungsaustausch zwischen AC- und DC-Seite. Dies hat keine Auswirkungen auf das Ergebnis. Die Ergebnisse sind für den Zustand ohne Last die gleichen.
- Offsetfehler definiert in Bezug auf die volle Messskala pro Einheit. Bei Verwendung eines Shunt-basierten Designs mit einem isolierten Baustein für ± 50 mV beträgt die maximale Skalierung ± 32 A.

- Offset für die drei Phasen, die angewendet werden, um das Worst-Case-Szenario zu erreichen, wie folgt: $I_{O1} = -I_{O2} = -I_{O3}$
- Stromregelkreis-Bandbreite in allen Simulationen konstant gehalten (3 kHz)
- AC-Filter mit dem Ziel, die THD des Stromnetzes bei einer Nennleistung von 3 % bei idealer Abtastung zu halten
- Die Netzfrequenz beträgt 50 Hz

Abbildung 91 zeigt die Simulationsergebnisse eines AC/DC-Wandlers, der mit verschiedenen Strommessungen und unterschiedlichen Offsetfehlern arbeitet.

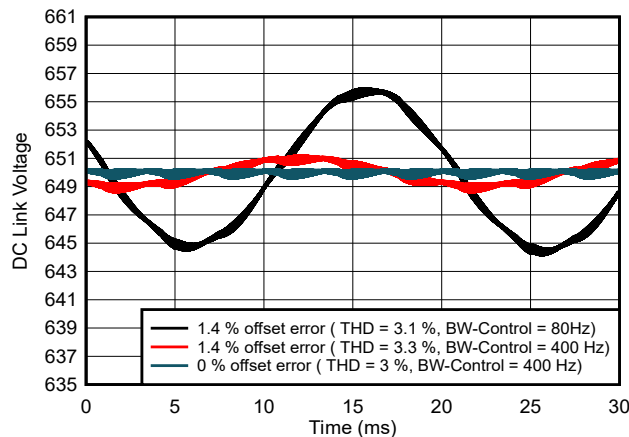


Abbildung 91. DC-Link-Spannungswelligkeit über die Zeit mit DC-Link-Bandbreite und Offset-Fehler als Parameter

Beobachten Sie, ob am DC-Link eine Welligkeit von 50 Hz vorhanden ist, die durch die von der Strommesstufe eingespeiste Spannungswelligkeit mit einer Offsetspannung verursacht wird. Außerdem ist der Mittelwert der Spannung in allen Fällen immer noch gleich, wenn dank des integrativen Teils der PI-Steuerung ein stabiler Zustand erreicht wird.

Der wichtige Zusammenhang zwischen der Welligkeit der DC-Link-Spannung und der Bandbreite der Spannungsregelung ist offensichtlich. Wenn die Bandbreite des Spannungsregelkreises hoch genug ist, versucht der Regelkreis, die Welligkeit der Spannung zu beseitigen, indem er die Stromschleifen schnell zu Lasten des Klirrfaktor zum Stromnetz steuert. Tatsächlich führt bei einer Bandbreite der Steuerung von 400 Hz, einem Offset von 1,4 % Offset-Fehler, zu einer Erhöhung des Klirrfaktor von 10 % (von 3 % auf 3,3 %). Wenn die Bandbreite der Spannungsschleife hingegen nicht hoch ist, ist die Schwankung in der DC-Verbindung sehr hoch, weil die Spannungsschleife diese Schwankungen nicht unterdrücken will, aber diesmal keine Oberschwingungen mehr ins Netz einspeist. Beachten Sie jedoch, dass eine Spannungswelligkeit im DC-Link zu einer Stromwelligkeit der Batterie führen kann, die nicht toleriert werden kann. Außerdem ist die Leistung des Sprungeinschwingverhaltens ziemlich schlecht, wenn die Spannungsbandbreite erheblich reduziert wird.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass ein Stromsensor im Schaltknotenpunkt mit einem Offsetfehler von 1,4 % zu einer Erhöhung des Netzstrom-THD von mehr als 10 % führen kann.

Punkt C und D – AC/DC DC-Link-Strommessung

In diesem Kapitel werden Designüberlegungen für Stromsensoren erläutert, die im DC Link für AC/DC-Wandler verwendet werden.

Stromsensoren in der DC-Verbindung sind für die Grundfunktionalität der Leistungsumwandlung nicht zwingend erforderlich, aber Sensoren können zur Implementierung von Funktionen wie Leistungsmessung, Schutz und Feed Forward für die Spannungsschleife verwendet werden.

Sensorik im DC-Link kann an Punkt C oder Punkt D platziert werden, vor und hinter den DC-Link-Kondensatoren, die für die PWM-Welligkeitsfrequenzfilterung bzw. für die Energiespeicherung (**Abbildung 76**) verwendet werden.

Offset, Bandbreite, Genauigkeit und Latenz von Stromsensoren werden auf Systemebene besprochen mit dem Ziel, die Mindestanforderungen für jede der gewünschten Zusatzfunktionen zu ermitteln. Nicht alle Szenarien werden für die Punkte C und D besprochen, da sich viele Fälle als Wiederholung erwiesen haben. Lediglich die Worst-Case-Szenarien wurden analysiert, um die Strommessenanforderungen zu ermitteln. Details zu jeder Analyse folgen:

- **Verstärkungsfehler:** die Auswirkung des Verstärkungsfehlers ist in C und D gleich. Der von diesem Sensor erforderliche minimale Verstärkungsfehler muss für die Leistungsmessung und die Vorwärtssteuerung ausgewertet werden.
- **Offsetfehler:** die Auswirkung des Verstärkungsfehlers ist in C und D gleich. Der für diesen Sensor erforderliche minimale Offsetfehler muss nur für die Leistungsmessung ausgewertet werden. Der Offsetfehler ist für die Vorsteuerung nicht kritisch, da der Fehler durch den integrativen Teil des PI-Reglers für DC-Bus-Spannung kompensiert wird.
- **Mindestbandbreite:** Auswirkung der Bandbreite ist in C und D Punkten gleich. Für die Feed Forward-Anwendung ist Bandbreite erforderlich und am effektivsten, wenn sie in Punkt D platziert wird.
- **Maximale Latenz:** Die kurze Latenzzeit ist wichtig für den Schutz der aktiven Schalter der Leistungsstufe, daher wird sie für Punkt C ausgewertet, der den aktiven Schaltern am nächsten liegt.

Auswirkungen der Bandbreite auf die Feed-Forward-Leistung

Zur Berechnung der für die Feed Forward erforderlichen Mindestbandbreite eines Stromsensors an Position D wurden Systemsimulationen unter Anwendung der folgenden Bedingungen durchgeführt:

- DC-Bus-Spannung bei minimaler Nennspannung (650 V)
- Am DC-Link wird eine Sprungleistung von 11 kW angelegt
- Netzbetrieb mit 400 V_{RMS}

Es wurden Simulationen durchgeführt, um das Einschwingverhalten unter Last mit und ohne Feed Forward zu vergleichen. **Abbildung 92** zeigt die Ergebnisse an. Ohne Feed Forward fällt die DC-Link-Spannung bei Anlegen der Last erheblich ab, was zu einem möglicherweise instabilen Wandlerbetrieb führt. Mit Feed Forward wird die Leistung drastisch verbessert und das Einschwingverhalten unter Last um den Faktor 5 reduziert. Umgekehrt zeigen die Simulationsergebnisse, dass dieser zusätzliche Sensor zusätzlich zur Möglichkeit, die Leistung auf der Gleichstromschiene zu messen, sehr nützlich ist, wenn er mit einer Last eingesetzt wird, die verbunden und getrennt wird, ohne eine Warnung auszusenden.

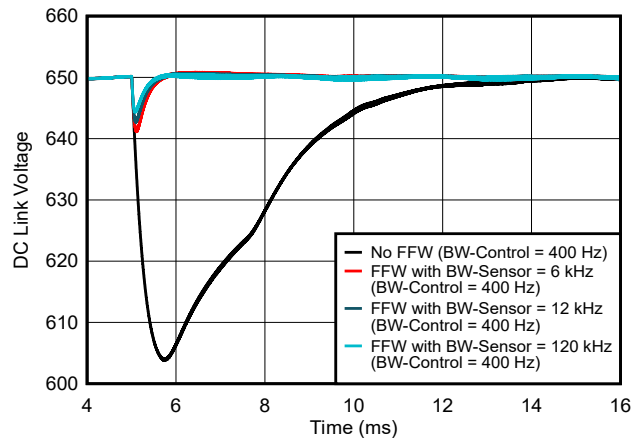


Abbildung 92. DC-Link-Spannungsverhalten auf Sprungleistung mit DC-Link-Bandbreite als Parameter, mit und ohne Feed Forward

Abbildung 93 zeigt, dass die Bandbreite des Stromsensors nur eine geringe Rolle für die Leistungsverbesserung spielt, da die Gesamtbandbreite durch die dq-Stromschleife begrenzt wird.

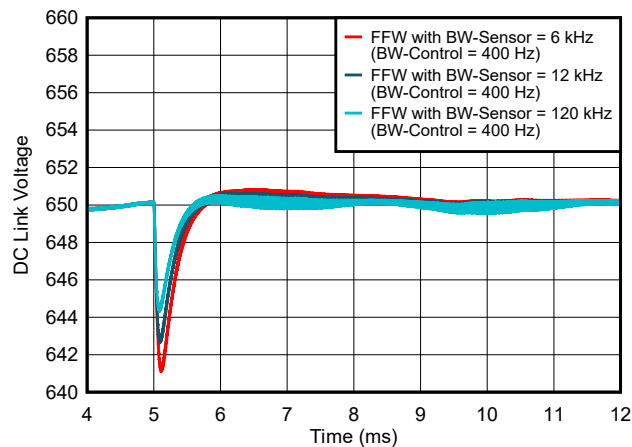


Abbildung 93. DC-Link-Spannungsverhalten auf Sprungleistung mit DC-Link-Bandbreite als Parameter, mit Feed Forward

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass bei der Platzierung eines Stromsensors an Punkt D für Feed Forward eine geringe Bandbreite von <10 kHz ausreicht. Im Allgemeinen muss die Bandbreite des Stromsensors mindestens doppelt so hoch sein wie die der Stromschleife.

Auswirkungen der Latenz auf den Schutz der Leistungsschalter

Die maximale Latenz der Sensorstufe muss nur für Punkt C ausgewertet werden, da Punkt C den Leistungsbausteinen am nächsten kommt. Die Position dieses Sensors ermöglicht die Erkennung von Überstrom und Kurzschlüssen, allerdings auf Kosten der Erhöhung der parasitären Induktivitäten in der Schleife. Die Erkennungslatenz muss kürzer sein als die Kurzschlusswiderstandsdauer des Leistungsschalters und hängt daher von der Schaltertechnologie ab. Die folgenden Zahlen sind nur Richtlinien. Die Angaben zur Widerstandsdauer entnehmen Sie bitte den Datenblättern des Geräts:

- Sic-MOSFET: Maximale Latenz von 1–3 μ s
- IGBT: Maximale Latenz von 2–10 μ s
- Gan-FETs < 3 μ s

Neben der Latenz des Überstromsensors müssen auch die Verzögerung des Eingangsfilters, die Reaktionszeit der MCU und die Ausschaltverzögerung des Gate-Treibers berücksichtigt werden. Um eine effektive Ausschaltverzögerung von $< 1.5 \mu\text{s}$ zu erreichen, muss die Latenz des Überstromsensors $< 1 \mu\text{s}$ betragen. TI bietet eine Reihe von isolierten Komparatoren mit Latenzen $< 300 \text{ ns}$ an, die speziell für diese Anwendung entwickelt wurden.

Auswirkungen des Verstärkungsfehlers auf die Leistungsmessung

Transientenanalyse: Feed Forward in Punkt D

Um den Einfluss des Verstärkungsfehlers eines Stromsensors auf die Leistung des Feed Forward zu beurteilen, wurden Simulationen für die folgende Betriebsbedingung durchgeführt:

- DC-Bus-Spannung bei minimaler Nennspannung (650 V)
- Der 11 kW-Lastschritt wird auf den DC-Link als $t = 1 \text{ ms}$ angewendet
- Die Netzspannung beträgt $400 \text{ V}_{\text{RMS}}$

Wie **Abbildung 94** zeigt, hat sich mit einer Erhöhung des Verstärkungsfehlers in Punkt D nur leicht verschlechtert. Dies zeigt, dass Verstärkungsfehler kein kritischer Parameter bei der Berücksichtigung von Feed-Forward-Anwendungen sind.

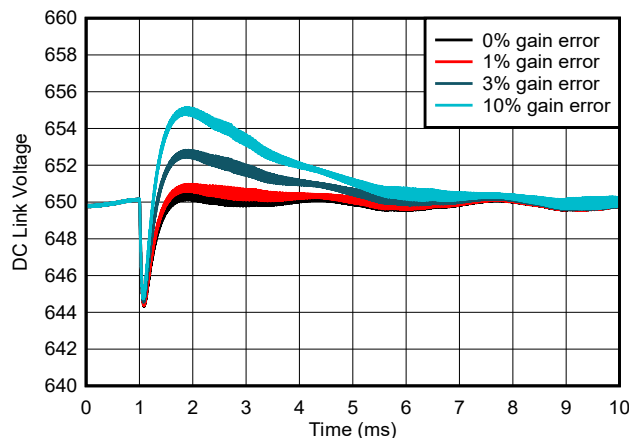


Abbildung 94. DC-Link-Spannungsverhalten auf Stufenleistung mit DC-Link-Verstärkungsfehler als Parameter, mit Feed Forward

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass Verstärkungsfehler im DC-Link-Stromsensor nur einen geringen Einfluss auf die Gesamtleistung bei Lasttransienten haben und Verstärkungsfehler von bis zu 3 % eine akzeptable Leistung erreichen.

Auswirkungen des Offset

Das Offset der Messstufe kann nur den stationären Zustand beeinflussen. In dynamischen Anwendungen, bei denen die Sensorik zur Erzeugung einer Vorwärtskopplungsschleife verwendet wird, kompensiert die Spannungsschleife automatisch den durch den Offset eingeleiteten Fehler.

Zusammenfassung der positiven und negativen Punkte an den Punkten A, B, C_{1/2} und D_{1/2} sowie Produktvorschläge

Leistungsschalter sind die empfindlichsten Komponenten, die durch Überlast oder Überstrom beschädigt werden können. Die Nähe der Leistungsschalter ermöglicht eine schnellere Fehlererkennung, was dazu führt, dass die Erfassung in B und C von entscheidender Bedeutung ist. Für Punkt B kann die High-Side-Stromversorgung des isolierten Verstärkers mit der High-Side-Gate-Treiberversorgung geteilt werden, und eine schnelle Überstromerkennung (OC) ist möglich. Die Strommessung an Punkt B muss eine hohe Gleichtakt-Transientenimmunität (CMTI) verarbeiten können.

Diese Messung kann durch Rauschen während der Leistungsstufenumschaltung beeinflusst werden, insbesondere wenn GaN- oder SiC-Designs übernommen werden. Die präzise Blindleistungsregelung ist am besten möglich an Punkt A, wo die Messung hinter dem Filter weit weg vom Schaltrauschen erfolgt. Der Nachteil ist die Anforderung einer isolierten Stromversorgung an Punkt A. Nur eine langsame OC-Erkennung ist möglich. **Tabelle 12** fasst die Vor- und Nachteile der verschiedenen Strommesspunkte zusammen. **Tabelle 13** fasst die Anforderungen zusammen und bietet eine hervorragende Auswahl an Produkten für jeden Punkt.

Tabelle 12. Positiv und Negativ der Strommesspunkte A, B, C_{1/2} und D_{1/2}

	A	B	C1	D1	C2	D2
Exakte Leistungsregelung	(+) ⁽¹⁾	(-)	(+)	(+)	(++)	(++)
Feed Forward-Schleife	k. A.	k. A.	(-)	(-)	(+)	(+)
Fehlerrückmeldung	(-)	(++)	(++)	(+)	(-)	(-)
Gemeinsame Nutzung der Stromversorgung	(-)	(+)	(+)	(-) ⁽²⁾	(+)	(-) ⁽²⁾

(1) Präzise Blindleistungsregelung am PCC möglich – Genauigkeit vom Hersteller festzulegen (oft < 1 %)

(2) D₁ und D₂ benötigen eine potenzialfreie Stromversorgung über VDC+

Tabelle 13. AC/DC-Mindestanforderungen und verfügbare Produkte für die Strommessung an den Punkten A, B, C_{1/2} und D_{1/2}

I-Sensorkt	Primär Anwendungen	Iso-Versorgungsspannung	Minimale Bandbreite	Maximale Latenz	Angefordert CMTI	Minimale Genauigkeit	TI-Produkte (ISO-)VERSTÄRKER ISO-ΔΣ
A	In der Lage, die Blindleistung präzise anzupassen	Potentialfrei erforderlich (ISO-VDD1)	> 102 kHz	-	Niedrig	< 3,7 %	AMC3302 AMC3306M05
B	Überstromschutz und -Steuerung	Vom oberen Gate-Treiber	> 102 kHz	< 3,5 μs	Hoch	< 3,7 %	AMC1302 AMC1306M05 AMC23Cxx
C1	Strom im negative Abzweigung und Fehlererkennung	vom niedrigeren Gate-Treiber	-	< 1,5 μs	Niedrig	< 1 %	AMC1302 AMC1306M05 AMC3302 AMC23Cxx AMC22Cxx
D1	Strom in positiver Abzweigung und Fehlererkennung	Potentialfrei über VDC+ erforderlich	-	< 1,5 μs	Niedrig	< 1 %	AMC3306M05 AMC3302 AMC23Cxx AMC22Cxx
C2	Strom in negativer Abzweigung und Fehlererkennung	vom niedrigeren Gate-Treiber	> 6 kHz	-	Niedrig	< 1 %	AMC1302 AMC1306M05 AMC3302
D2	Strom in positiver Abzweigung und Fehlerschutz	Potentialfrei über VDC+ erforderlich	> 6 kHz	-	Niedrig	< 1 %	AMC3302 AMC3306M05 AMC23Cxx AMC22Cxx

(1) Eine Genauigkeit von 1 % ist nur dann erforderlich, wenn die Leistung präzise gemessen werden muss. 3 % sind ausreichend für Systeme, die keine genaue Leistungssteuerung benötigen.

Strommessung in DC/DC-Wandlern

Es gibt viele Implementierungen für DC/DC-Wandler für den Einsatz in EV-Ladeanwendungen. Typischerweise wird eine isolierte Architektur gewählt. Zwei Topologien, die häufig als bidirektionale Topologien verwendet werden, sind *Dual Active Bridge mit Phasenverschiebungssteuerung* und *Dual Active Bridge in Resonant CLLLC-Konfiguration*. Beide Topologien werden ausführlich erläutert, und in den nächsten Abschnitten wird erklärt, wie sich Strommessung in den Topologien implementieren lässt.

Grundlegendes Funktionsprinzip eines isolierten DC/DC-Wandlers mit Phasenverschiebungssteuerung

Abbildung 95 Zeigt einen typischen Regelkreis eines DC/DC-Wandlers mit Phasenverschiebung und Dual-Active-Bridge (DAB). In diesem System gibt es zwei Regelkreise: (a) eine äußere Spannungsschleife und (b) eine innere Stromschleife.

Für die Spannungsschleife wird die Ausgangsspannung in einen ADC einer MCU (bezeichnet als V_{fb}) in **Abbildung 95** eingespeist. V_{fb} wird mit einer Referenzspannung verglichen (bezeichnet als V_{Ref}). Der Fehler zwischen der gemessenen Spannung und der Referenzspannung wird an einen Kompensator eingespeist, der als PID-Regler realisiert werden kann. Der Ausgang der Spannungsschleife wird als Referenz (I_{ref}) für die innere Stromschleife verwendet. Der Kompensator der inneren Stromschleife (G_i) vergleicht die Referenz (I_{ref}) und den Istwert des gemessenen Stroms (I_{OUT}) und verwendet diesen Fehler, um die Phase einer PWM-Wellenform auf die führende oder verzögerte Brücke in Abhängigkeit von der Richtung des Stroms anzupassen. Für das Konstantstromladen ist die Spannungsschleife optional oder kann nur zu Schutzfunktionen implementiert werden. Für eine konstante Aufladung werden beide Schleifen benötigt. Die theoretischen Grenzen für die Phasenverschiebung sind $\pm\pi$, die praktischen Implementierungen sind viel kleiner als diese.

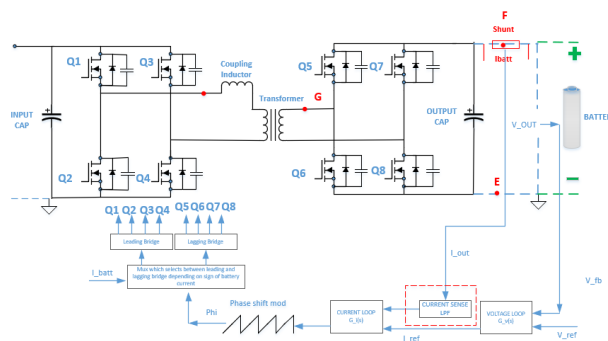


Abbildung 95. Typische Regelschleife eines DC/DC-Wandlers mit Dual Active Bridge (DAB) und Phasenverschiebungssteuerung

Punkt E, F – DC/DC-Strommessung

In diesem Abschnitt wird die Ausgangsstrommessung der DC/DC-Stufe behandelt. Es besteht die Möglichkeit, den Stromsensor am negativen Batterieanschluss (Punkt E) oder am positiven Batterieanschluss (Punkt F) zu platzieren wie gezeigt in **Abbildung 96**. Beide Optionen sind in Bezug auf die Regelkreisregelung gleichwertig. Bei Punkt F schwimmt die Stromversorgung für den Stromsensor über V_{BAT+} , während bei Punkt E die Versorgung vom unteren Gate-Treiber abgeleitet werden kann.

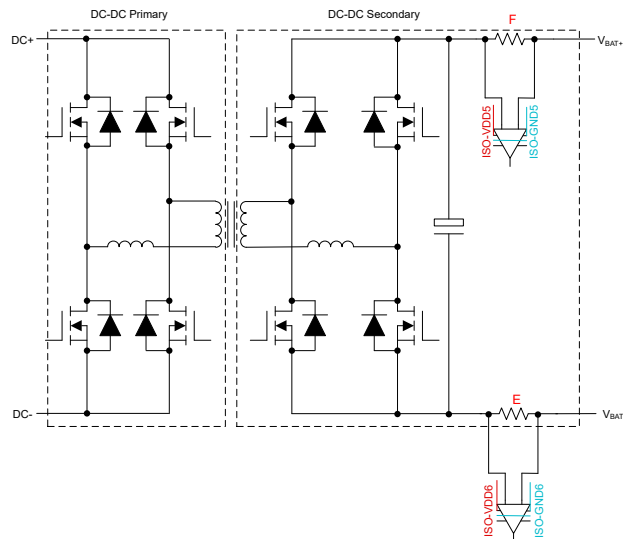


Abbildung 96. Strommesspunkt E, F

Zur Beurteilung der Auswirkungen von Verstärkungsfehler, Offsetfehler und Bandbreite des Stromsensors auf die Leistung des DC/DC-Wandlers wurde das in **Abbildung 75** gezeigte Modell für Simulationen verwendet.

Auswirkungen der Bandbreite

In dieser Simulation wird die Dual-Active-Brücke mit Phasenverschiebungssteuerung mit einer Schaltfrequenz von 100 kHz betrieben und als Konstantstromquellenausgang konfiguriert, der einen festen Strom von 20 A an eine reine ohmsche 10 Ω -Last antreibt (das zu einem 200 V-DC-Ausgang führt, einer Last von 4 kW).

Beim Zeitpunkt $T_1 = 2$ ms wird die Last von 10 Ω auf 20 Ω geändert. Dies führt zu einer sofortigen Stromänderung auf 10 A (da die Spannung zu diesem Zeitpunkt 200 V beträgt). Nach einiger Zeit beginnt der Regelkreis, wieder auf den 20 A-Konstantstrom zu regulieren, wodurch die Ausgangsspannung im Einregelung auf 400 VDC ansteigt (was zu einer Laständerung von 4 kW auf 2 kW führt). **Abbildung 97** zeigt das Einschwingverhalten des Ausgangsstroms.

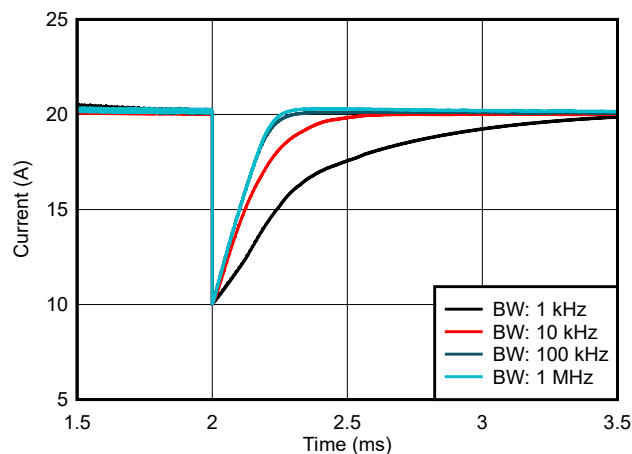


Abbildung 97. DC/DC-Step-Load-Response vs. Stromsensorbandbreite

Abbildung 97 zeigt das Verhalten auf denselben Lastschritt bei verschiedenen Bandbreiteneinstellungen oder dem Stromsensor im Regelkreis. Mit einer Stromsensorbandbreite von nur 1 kHz ist eine lange Einschwingzeit von 1,6 ms möglich. Durch Vergrößern der Bandbreite auf 10 kHz bzw. 100 kHz wird die Einschwingzeit (90 % des Endwerts) auf

0,6 ms bzw. 0,3 ms reduziert. Eine weitere Erhöhung der Stromsensorbandbreite verbessert das Einschwingverhalten nicht signifikant, da die Einschwingzeit durch die Regelkreis-Bandbreite der Stromschleife begrenzt wird, die auf 10 kHz eingestellt wurde.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass ein Stromsensor an Punkt E oder F mit einer Bandbreite von weniger als 100 kHz ausreicht, um die Einschwingzeit bei jeder Lastschrittänderung am Wandlerausgang < 1 ms zu halten.

Auswirkungen des Verstärkungsfehlers

Stromsensoren weisen Verstärkungsfehler auf, die sich auf die Genauigkeit des Regelkreises auswirken können. Es wird eine Simulation mit dem Stromsensormodell aus **Abbildung 75** durchgeführt, um die Einschwingzeit beim Einschalten des Wandlers zu untersuchen. Die Bandbreite des Sensors ist auf 100 kHz eingestellt und es werden Verstärkungsfehler von 0 %, 1 % und 2 % ausgewählt. **Abbildung 98** zeigt die Auswirkungen der Fehler.

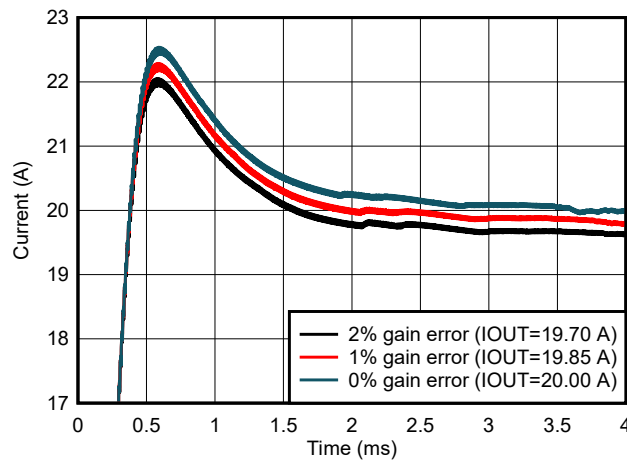


Abbildung 98. Ausgangsstromfehler im stationären Zustand vs. Verstärkungsfehler des aktuellen Sensors

Die Einschwingzeit nach einer Laständerung ist ziemlich ähnlich, da die Bandbreite des Sensors für alle Fälle die Einschwingzeit definiert, d. h. der Verstärkungsfehler keinen signifikanten Einfluss auf die Einschwingzeit hat. Aber der Verstärkungsfehler wirkt sich auf den Wert aus, zu dem der Ausgangsstrom eingeschwenkt ist. Diese Simulation zeigt, dass die verbleibende konstante Fehlerrate am Ausgangsstrom ca. 0,66 % (ca. 0,15 A) unter dem idealen Wert von 20 A liegt, wenn der Stromsensor eine Verstärkungsfehlerrate von 1 % aufweist (ca. 1,33 % / 0,32 A unter dem idealen 20 A-Ausgangsstrom, wenn der Stromsensor einen Verstärkungsfehler von 2 % aufweist).

Der Verstärkungsfehler ist als der Fehler relativ zum Vollausschlag des Stroms definiert. In unserem Beispiel beträgt der Messbereichsstrom 32 A. Dies bedeutet, dass der resultierende Verstärkungsfehler bei einem 20 A-Strom nur etwa zwei Drittel des Messbereichswerts (etwa 0,66 %) beträgt. Bei einem Messbereichsfehler von 2 % liegt der verbleibende Ausgangsstromfehler bei ca. 1,33 %.

Wenn der Ausgangsstrom innerhalb eines Fensters von 1 % einschwingt, darf der Vollausschlag-Verstärkungsfehler eines Stromsensors nicht größer als 1 % sein.

Auswirkung des Offsetfehlers

In diesem Kapitel wird der Offsetfehler des DC/DC-Wandlers untersucht. In der Simulation der Einschwingzeitsimulation gezeigt in **Abbildung 99** wurde von den gleichen Regelkreiseinstellungen, der Bandbreite des Stromsensors von 100 kHz und dem Verstärkungsfehler von 0 % ausgegangen. Der Offsetfehler wurde von 0 %, 1 % bis 2 % variiert.

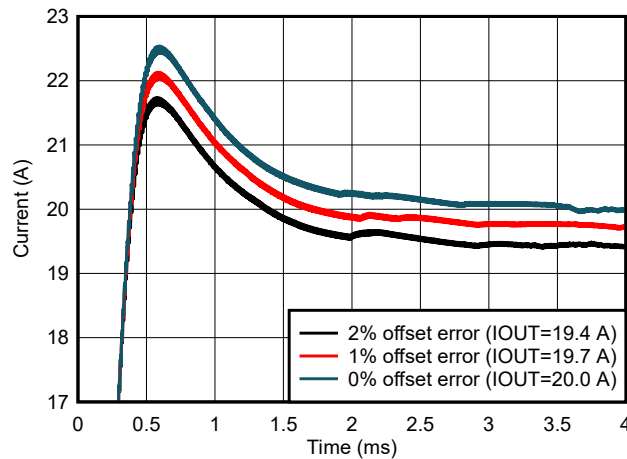


Abbildung 99. Ausgangsstromfehler im stationären Zustand gegenüber Offsetfehler im aktuellen Sensor

Auch hier wird die Einschwingzeit nicht durch Offsetfehler beeinflusst. Der eingeschwungene Ausgangsstrom wird erheblich beeinflusst. Bei einem Offsetfehler von 1 % ist der Stromausgang 1,5 % oder 0,3 A niedriger (bei einem Offsetfehler von 2 % zeigt der Ausgang einen Fehler von 3 % bzw. 0,6 A an).

Wie der Verstärkungsfehler wird auch der Offsetfehler auf den Messbereichsfehler festgelegt. In unserem Beispiel betrug der Messbereichsstrom 32 A. Dies bedeutet, dass die absolute Abweichung bei einem Fehler von 1 % 0,3 A beträgt (für 2 %, absolut 0,6 A). Die Simulation zeigt an, dass diese Ergebnisse präzise sind.

Im Gegensatz zu dem Verstärkungsfehler, der relativ zum Ausgang skaliert, wird der Offsetfehler in absolut zum in einem Wandler eingestellten Ausgangsstrom addiert. Der Offsetfehler wird entweder ausgeglichen oder durch Feed Forward-Techniken kompensiert (durch Addition des bekannten Fehlers zum Ausgang).

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass sich Verstärkungs- und Offsetfehler nicht auf die Einschwingzeit des Regelkreises auswirken, solange der Stromsensor eine ausreichend hohe Bandbreite hat, um die Bandbreite des Regelkreises nicht zu begrenzen. Sowohl der Verstärkungs- als auch der Offsetfehler wirken sich auf die Genauigkeit des DC-Ladegerätausgangs aus. Für die in **Tabelle 11** definierten Zielspezifikationen des EV-Laders bedeutet dies, dass der Stromsensor eine Bandbreite zwischen 10 kHz und 100 kHz und eine Gesamtfehlerrate (für Verstärkung und Offset) von weniger als 1 % haben muss. Verwenden Sie die Offset-Kalibrierung, um das Ziel zu erreichen.

Punkt G – DC/DC-Tankstrommessung

In diesem Abschnitt werden die Strommessanforderungen am Schalttank – Punkt G beschrieben. In einem resonanten bidirektionalen isolierten CLLLC-DC/DC-Wandler ist eine Nulldurchgangserkennung (ZCD) für die synchrone Gleichrichtung erforderlich, die dazu beiträgt, den Leitungsverlust zu reduzieren und die Systemeffizienz zu verbessern.

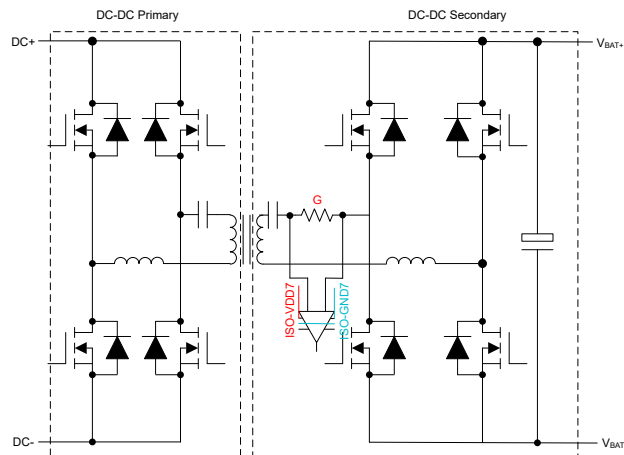


Abbildung 100. Strommessung am primären oder sekundären Tank eines isolierten DC/DC-Wandlers

In **Abbildung 100** zeigen die zwei grünen Cursorlinien die Ausbreitungsverzögerung zwischen Nulldurchgang und sekundärseitiger FET-Einschaltung an.

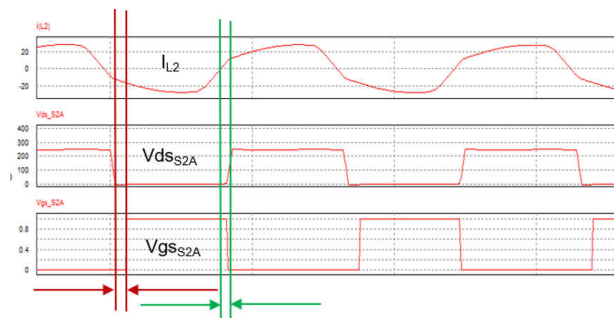


Abbildung 101. Ausbreitungsverzögerung der Nulldurchgangserkennung

Eine hochmoderne Implementierung des ZCD-Schaltkreises in CLLLC-Topologie besteht darin, einen Stromwandler (CT) oder eine Rogowski-Spule an der Primär- und Sekundärseite in Reihe mit dem Resonanzkondensator zu schalten. Typische Ausbreitungsverzögerungen des CT- oder Rogowski-Spulenansatzes liegen zwischen 100 ns und 200 ns. Diese Verzögerung kann zu erheblichen Verlusten in einer CLLLC-Topologie führen, die sich negativ auf den Gesamtwirkungsgrad des DC/DC-Wandlers auswirken. Bei einem Spitzenstrom von ca. 30 A, einer Resonanzschaltfrequenz von 500 kHz und einer Einschaltverzögerung von 100 ns führt die Body-Diode (bei einer Durchlassspannung von 4,5 V) 9,3 A, bis der FET eingeschaltet wird, was zu einem Energieverlust in der Spitze von ca. 42 W pro FET führt.

Ein alternativer Ansatz ist dargestellt in **Abbildung 102**. Hier wird die mitschwingende Kondensatorspannung in Verbindung mit einer Differenzierschaltung implementiert, um den sinusförmigen Strom zu erzeugen. Das neu entstehende Sinussignal wird durch einen Differential-Single-End-OPA (OPA354) und einen schnellen Komparator (TLV3501) für ZCD weiterverarbeitet.

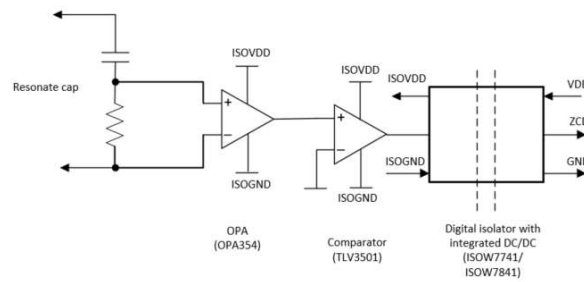


Abbildung 102. ZCD-Schaltkreis mit ISOW7741, ISOW7841

Das Nulldurchgangssignal wird durch einen digitalen Isolator (ISOW7741 oder ISOW7841) isoliert. Diese digitalen Isolatoren verfügen über integrierte isolierte DC/DC-Wandler, um eine isolierte Stromversorgung für die OPA- und Komparatorbausteine zu erzeugen. Die OPA354, TLV3501 und ISOW7741 weisen Ausbreitungsverzögerungen von 0,6 ns, 4,5 ns und 10,7 ns auf, was zu einer Gesamtausbreitungsverzögerung 15,8 ns für das gesamte Design führt, die etwa 10-mal kleiner ist als ein CT- oder Rogowski-Spulenansatz. Nehmen wir die gleiche Schaltfrequenz und den gleichen Spitzenstrom wie im vorherigen Beispiel an, so kann der Spitzenenergieverlust in einem FET von 42 W auf nur 6,7 W reduziert werden (was sich positiv auf den Gesamtwirkungsgrad auswirkt).

Zusammenfassung der Sensorpunkte E, F, G und Produktvorschläge

Tabelle 14 fasst die positiven und negativen Strommesspunkte an E, F und G zusammen. Der Fehlerschutz muss mit intelligenten Gate-Treibern behandelt werden, die Stromsensoren können nicht schnell genug erkennen. Eine deutliche Verbesserung der Verlustleistung kann durch den Einsatz des neuen ZCD erreicht werden, der in **Abbildung 102** dargestellt ist.

Tabelle 14. Positiv und Negativ des Strommesspunkts bei E, F und G

	E	F	G
Exakte Stromausgangsregelung	(+)	(+)	(-)
Überstromfehlerschutz	(-)	(-)	(+)
Stromversorgung leicht gemacht	(+)	(-) ⁽¹⁾	(-)
ZCD	k. A.	k. A.	(+)

(1) Punkt F benötigt eine potenzialfreie Versorgung über VOUT+

Tabelle 15. Produkte zur Strommessung an den Punkten E, F und G

I-Messpunkt	Kommentare, Herausforderung	ISO-Versorgungsspannung	Minimale Bandbreite	Maximale Latenz	CMTI	Minimale Genauigkeit	Produkte (ISO-)AMP ISO-ADC
E	Strom in negativer Abzweigung und Fehlererkennung	Vom unteren Gate Treiber	> 10 kHz	–	Niedrig	< 1 %	AMC1302 AMC1306M05 AMC23Cxx AMC22Cxx
F	Strom in positiver Abzweigung und Fehlererkennung	Oben potentialfrei OUT+ erforderlich	> 10 kHz	–	Niedrig	< 1 %	AMC3302 AMC3306M05 AMC23Cxx AMC22Cxx
G	Für ZCD	Vom oberen Gate Treiber	> 1 MHz	< 200 ns	Hoch	–	OPA354 TLV3501 ISOW7841 ISOW7741

Fazit

Die Regelungsleistung des Leistungsumwandlungssystems in DC-Ladestationen wird erheblich durch Stromsensorparameter wie Bandbreite, Verstärkung und Offsetfehler beeinflusst.

In diesem Anwendungshinweis wurden Systemsimulationen von AC/DC und DC/DC definiert, entsprechend mit den Mindestanforderungen an Stromsensoren auf der Grundlage der verschiedenen Merkmale. Die Ergebnisse in diesem Dokument veranschaulichen, dass Shunt-basierte Designs in DC-Ladestationen durch ihren geringen Stromverbrauch an allen Messpunkten übereinstimmen und sogar eine höhere Leistung zeigen können. Herausforderungen für die Shunt-basierte Strommessung wurden in den Schaltknoten des DC/DC-Wandlers gefunden, wenn eine latenzarme Nulldurchgangs-Strommessung erreicht werden muss. Es wurde eine alternative Methode zur Erkennung des Nulldurchgangs des Stroms vorgeschlagen.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die in diesem Anwendungshinweis angewandte Methodik nicht nur für ein 11 kW-System gilt, sondern auf eine höhere Leistung skaliert werden kann, was zu einer geeigneten Richtlinie bei der Auswahl von Stromsensoren führt.

Quellennachweise

1. Texas Instruments, Datenblatt [AMC1302 Präzisions, ±50 mV-Eingang, Verstärker mit verstärkter Isolierung](#)
2. Texas Instruments, Datenblatt [AMC1306x kleine, hochpräzise, verstärkte isolierte Delta-Sigma-Modulatoren mit hohem CMTI](#)
3. Texas Instruments, Datenblatt [AMC3302 Hochpräziser, verstärkter isolierter Verstärker mit integriertem DC/DC-Wandler, ±50 mV Eingang](#)
4. Texas Instruments, Datenblatt [AMC3306M05 Hochpräziser, verstärkter isolierter Delta-Sigma-Modulator mit integriertem DC/DC-Wandler, ±50 mV Eingang](#)
5. Texas Instruments, Datenblatt [ISOW784x Hochleistungs-Vierkanal-Digitalisolatoren mit 5000 Vrms, verstärkter Isolierung und integriertem hocheffizienten, emissionsarmen DC/DC-Wandler](#)
6. Texas Instruments, Datenblatt [ISOW774x Vierkanal-Digitalisolator mit integriertem emissionsarmen und rauscharmen DC/DC-Wandler](#)
7. Texas Instruments, Marketing-Whitepaper [Eine Übersicht der EMI-Spezifikationen durchgeführt für Stromversorgungen](#)
8. Texas Instruments, Referenzdesign [TIDA-01606 10 kW, bidirektionaler dreiphasiger dreistufiger 10 kW-\(T-Typ\)-Inverter mit PFC](#)

9. Texas Instruments, Referenzdesign ***TIDA-010210 11 kW, bidirektionaler dreiphasiger ANPC basierend auf einem GaN***
10. Texas Instruments, Referenzdesign ***TIDA-010054 bidirektionale, Dual-Active-Bridge für Ladestationen für Elektrofahrzeuge der Stufe 3***
11. Texas Instruments, Anwendungshinweis ***Software Phase Locked Loop Design mit C2000™-Mikrocontrollern für drei Anwendungen mit Phasennetzverbindung***
12. ***Multirate-Harmonische Kompensationssteuerung für Schaltfrequenzwandler mit niedriger Schaltfrequenz, Modellierung und Analyse***

Verwendung isolierter Komparatoren zur Fehlererkennung in Elektromotorantrieben

Einführung

Ein **Elektromotorantrieb** ist ein elektrisches System, das einen Frequenzgang an einen Elektromotor zur Ansteuerung industrieller Lasten wie Heizung und Klimatisierung, Lüftung, Pumpen, Kompressoren und Aufzüge sowie Lasten im Bereich der Fertigungsautomatisierung wie Förderbänder, Bergbau und Papierfabrikaurüstung bereitstellt.

Elektromotorantriebe in industriellen Umgebungen sind Bedingungen ausgesetzt, wie hohe Temperaturen und hohe Luftfeuchtigkeit, Schwankungen der AC-Stromleitung und mechanische Überlastungen. Die Anwender verlangen nach mehr Effizienz und Zuverlässigkeit. Die Schaltgeschwindigkeiten von Leistungshalbleiterbausteinen wie Bipolartransistoren mit isoliertem Gate (IGBTs) nehmen ständig zu. Technologien mit breitem Bandabstand wie Siliziumkarbid (SiC) und Galliumnitrid (GaN), die schnellere Schaltgeschwindigkeiten ermöglichen, werden zunehmend eingesetzt. Angesichts des steigenden Bedarfs an höheren Schaltgeschwindigkeiten und mehr Systemzuverlässigkeit müssen moderne Motorantriebssysteme mehrere Fehlerereignisse erkennen und vor ihnen schützen, um Ausfallzeiten von Industrieanlagen zu minimieren.

In diesem Artikel werde ich über die Prioritätsstufe und Auswirkungen verschiedener Fehlerereignisse, die Möglichkeiten ihrer Erkennung, um Schäden an Motorantriebsschaltkreisen zu vermeiden, sprechen.

Einführung in Elektromotorantriebe

Ein elektrisches Motorantriebssystem, wie gezeigt in **Abbildung 103**, bezieht Strom aus dem Wechselstromnetz, richtet diesen in Gleichspannung um und invertiert den Gleichstrom mit variabler Größe und Frequenz, basierend auf dem Lastbedarf durch komplexe Regelalgorithmen für Rückkopplungsregelung, zurück in Wechselstrom.

Ein Motorantriebssystem besitzt typischerweise zwei Spannungsbereiche: Den Hochspannungsbereich und den Niederspannungsbereich. Der Mikrocontroller oder digitale Signalprozessor, der sich typischerweise im Niederspannungsbereich befindetet, empfängt Rückkopplungssignale (Spannung, Strom, Temperatur usw.) von der dreiphasigen IGBT-Leistungsstufe und erzeugt pulsweitenmodulierte Signale zur Steuerung der Leistungsschalttransistoren und anderer Highside-Leistungsschaltungen. Solche Systeme erfordern eine robuste und zuverlässige galvanische Trennung, um Hochspannungsschaltungen von Niederspannungsschaltungen zu isolieren. Eine Isolierungsarchitektur ermöglicht den zuverlässigen Betrieb von Motorantriebssystemen. Sie verhindert Schäden an teuren Schaltkreisen, indem sie die Masseschleifen zwischen den hoch- und Niederspannungsschaltkreisen unterbricht und zum Schutz des Bedienpersonals vor hohen Spannungen beiträgt.

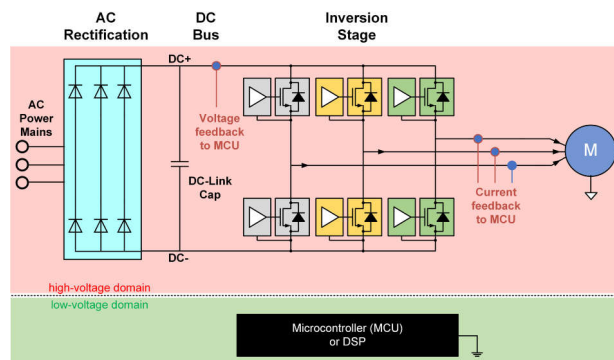


Abbildung 103. Blockschaltbild für Elektromotorantrieb mit AC-Eingang

Verständnis von Fehlerereignissen in Elektromotorantrieben

Elektromotorantriebe sind anfällig für verschiedene elektrische Fehlerereignisse. Wie gezeigt in **Abbildung 104**, tritt ein Shoot-Through-Fehler auf, wenn die benachbarten Leistungsschalttransistoren 1 und 2 versehentlich gleichzeitig eingeschaltet werden. Dieser Fehler kann aus mehreren Gründen auftreten: elektromagnetische Störung, Fehlfunktion des Mikrocontrollers zur Steuerung der Schalttransistoren oder einfach abgenutzte Schalttransistoren. Dieser Fehler führt zu einem Kurzschluss des DC-Link-Kondensators und kann zu einem katastrophalen Ausfall mit übermäßiger Erwärmung, einem Brand oder sogar einer Explosion führen. Daher ist es unerlässlich, Shoot-Through-Fehler zu erkennen und Korrekturmaßnahmen zu ergreifen, wie zum Beispiel das sehr schnelle Ausschalten des Leistungsschalttransistors.

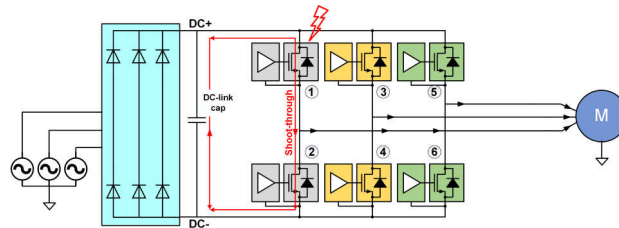


Abbildung 104. Ein Shoot-Through-Fehler in Elektromotorantrieben.

Wie dargestellt in **Abbildung 105**, tritt ein Erdschluss auf, wenn die Motorkabel, das Motorgehäuse oder die Motorwicklungen gegen Masse kurzgeschlossen werden. Solche Kurzschlüsse gegen Masse können aufgrund einer Verschlechterung der dielektrischen Festigkeit in der Isolierung durch Überlastung bei Temperatur oder Spannung über einen längeren Zeitraum auftreten. Alte Motoren und Kabel sind anfälliger für Erdschlussereignisse, die menschliche Bediener einem Stromschlagrisiko aussetzen können. Daher erfordert ein Erdschluss die Erkennung und Korrekturmaßnahmen, wie zum Beispiel das Neuwickeln oder Austauschen des Motors.

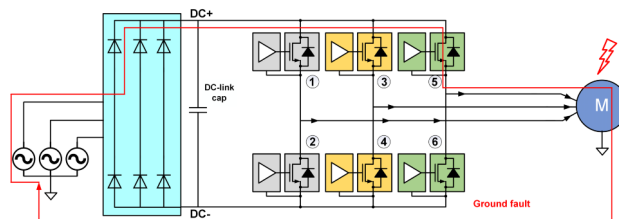


Abbildung 105. Erdschluss in Elektromotorantrieben.

Wie dargestellt in **Abbildung 106**, tritt ein Phase-Phase-Kurzschlussfehler auf, wenn zwischen zwei Wicklungen der beiden Phasen am Stator ein Isolationsbruch auftritt. Diese Phase-zu-Phase-Kurzschlüsse können aufgrund einer Verschlechterung der dielektrischen Stärke in der Isolierung durch Überlastungsbedingungen bei Temperatur oder Spannung über einen längeren Zeitraum auftreten. Dieser kurze Vorgang führt zu einem enormen Anstieg des Statorstroms, was zu potenziellen Schäden an den IGBTs in der Leistungsstufe führen kann. Alte Motoren und Kabel sind anfälliger für Phase-Phase-Kurzschlüsse. Wie Erdschluss-Fehler müssen auch Phase-zu-Phase-Fehler erkannt und korrigiert werden, z. B. durch Neuwickeln oder Austauschen des Motors.

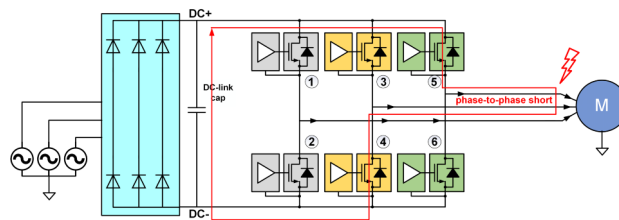


Abbildung 106. Ein Phase-zu-Phase-Kurzschluss in Elektromotorantrieben.

Überspannung tritt aus mehreren Gründen auf – Rückeinspeisung vom Motor zur DC-Link-Schiene beim Bremsen, schlechte Regelung von anormalen Schaltungslasten der Wechselstromversorgung, Verdrahtungsfehler und Isolationsfehler. Überspannung kann zu Spannungsüberlastungen und Überstrom führen, die die DC-Link-Kondensatoren und IGBTs beschädigen, die elektrische Isolierung verschlechtern und ein Motorantriebssystem beschädigen oder dessen Lebensdauer verkürzen können. Es ist äußerst wichtig, die thermische Energie durch den IGBT zu begrenzen, indem der Shoot-through, Erdschluss und Phase-zu-Phase-Kurzschlüsse unterbrochen oder reduziert werden, sowie transiente Überspannungsbedingungen zu vermeiden.

Zuverlässige Erkennung und Schutz in Elektromotorantrieben

Entwickler müssen mehrere Ebenen zuverlässiger Erkennung und Schutz integrieren, um Schäden an Motorantriebsschaltkreisen zu vermeiden. Leistungsschaltransistoren wie IGBTs haben relativ kurze Widerstandszeiten (weniger als 10 μs) und können schnell überhitzen und durch übermäßige Ströme beschädigt werden.

Strombegrenzungssicherungen und Leistungsschalter bieten einen hervorragenden Überstromschutz, sind jedoch mit langsamen Reaktionszeiten ausgestattet und erfordern ein Eingreifen des Benutzers. Sie sind oft die letzte Möglichkeit zum Schutz bei einem Ausfall.

Um den Motorantrieb schnell gegen diese Fehlerzustände zu erkennen und zu schützen, erfasst eine Lösung Strom und Spannung an kritischen elektrischen Pfaden innerhalb des Motorantriebs. Der gemessene Strom und die gemessene Spannung werden von einem Host-Mikrocontroller empfangen, der High-Side-Stromversorgungsschaltungen wie Leistungsschaltransistoren und Leistungsschalter steuert. Um Überstrom- oder Überspannungsfehler zu unterdrücken, schaltet sich der Host-Mikrocontroller entweder ab, modifiziert die Schalteigenschaften der Leistungstransistoren oder schaltet die Leistungsschalter aus.

Abbildung 107 zeigt die **AMC23C14**-Familie von verstärkten isolierten Komparatoren mit kurzer Latenzzeit von Texas Instruments (TI) in Fehlererkennungsszenarien für Kurzschluss, Überstrom, Unterstrom, Überspannung, Unterspannung und Übertemperatur. Diese Bausteine integrieren einstellbare Komparatorschwellenfunktionen, enthalten einen High-Side-Low-Dropout-Regler für die Stromversorgung und haben eine Reaktionszeit von unter 0,5 μs in einem 8-poligen kleinen integrierten Schaltungsgehäuse.

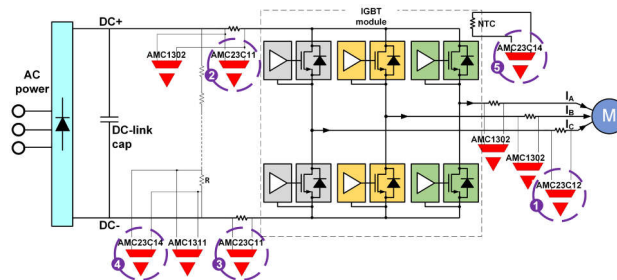


Abbildung 107. Ultraschnelle Fehlererkennung in Elektromotorantrieben.

Sehen Sie sich als Nächstes die verschiedenen Anwendungsfälle für die **AMC23C14**-Familie von isolierten Komparatoren in Elektromotorantrieben an.

Anwendungsfall Nr. 1: Bidirektionale Phasenüberstromerkennung

Abbildung 108 zeigt, wie der **AMC23C12** zur bidirektionalen in-Phasenüberstromerkennung verwendet werden kann.

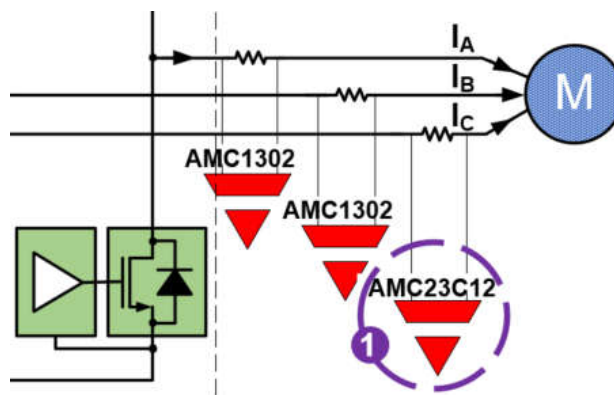


Abbildung 108. Bidirektionale Phasenüberstromerkennung.

In einem voll funktionsfähigen Dreiphasen-Wechselstrommotorantriebssystem sollte die Summe des Dreiphasenstroms zum Wechselstrommotor unabhängig von Brems- oder Betriebsbedingungen null sein (d.h. $I_A + I_B + I_C = 0$).

Die Berechnung des dritten Phasenstroms in Low- bis Mid-End-Motorantrieben anhand des gemessenen Stroms auf zwei Phasen kann zur Kostensenkung beitragen. Ich empfehle, den Strom in der dritten Phase zu überwachen, um elektrische Fehlerereignisse zu erkennen. Sie könnten zwar einen Stromsensor mit einem isolierten Verstärker oder Modulator an der dritten Phase platzieren, aber Sie könnten auch einen verstärkten isolierten Fensterkomparator **AMC23C12** für die Einfachheit, Kosteneffizienz und Lösungsgröße verwenden. Der AMC23C12 bietet bidirektionale Überstromerkennung mit einem integrierten Fensterkomparator.

Wie in Position 1 von **Abbildung 108** gezeigt, erzeugt ein Shunt-Widerstand einen Spannungsabfall, den der AMC23C12 verstärkte Fensterkomparator wahrnimmt. Der AMC23C12 verfügt über einen Open-Drain-Ausgang, OUT, der aktiv nach unten zieht, wenn die Eingangsspannung die vordefinierten Schwellenwerte der Spannung am Referenzpin zum Zwecke der Überstromerkennung überschreitet. **Abbildung 109** zeigt eine Ausgangswellenform für ein Überstromereignis.

Zur Überstrom- und Kurzschlusserkennung kann der Dual-Fensterkomparator AMC23C14 verwendet werden.

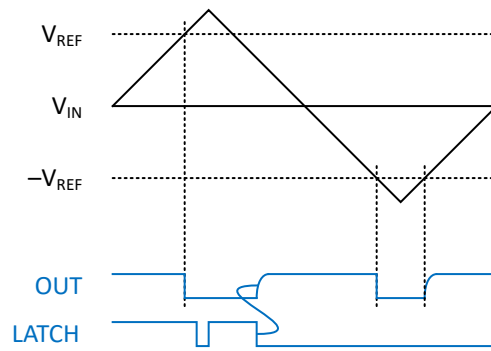


Abbildung 109. AMC23C12-Ausgangswellenform.

Anwendungsfall Nr. 2: DC+-Überstromerkennung

Wie in Position 2 von **Abbildung 110** gezeigt, kann der **AMC23C11** eine gute Wahl für die DC+ Überstromerkennung sein.

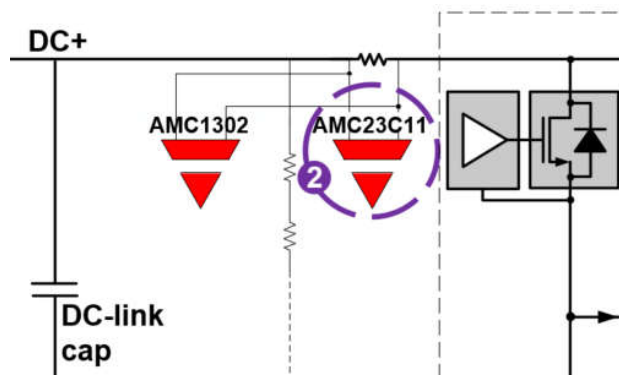


Abbildung 110. DC+-Überstromerkennung.

Abbildung 111 zeigt eine Ausgangswellenform für ein Überstromereignis. Wie der AMC23C12 verfügt der AMC23C11 über einen Open-Drain-Ausgang, AUS, der aktiv nach unten zieht, wenn die Eingangsspannung den vordefinierten Spannungsschwellenwert am Referenzpin überschreitet. Der AMC23C11 unterstützt auch den verriegelten Modus mit einem LATCH-Eingangspin, der den Ausgang erst löscht, nachdem der Latch gelöscht wurde. Wenn Sie sowohl Überstrom- als auch Kurzschlusserkennung benötigen, können Sie mit dem AMC23C14 die beiden Schwellenwerte für die Überstrom- bzw. Kurzschlusserkennung festlegen.

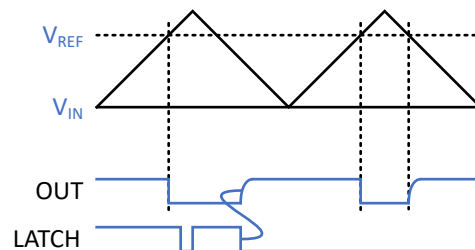


Abbildung 111. AMC23C11-Ausgangswellenform.

Anwendungsfall Nr. 3: DC-Überstrom- oder Kurzschlusserkennung

Ähnlich wie in Anwendungsfall Nr. 2 erläutert, kann auch der AMC23C11 zur Erkennung von Überstrom in der Gleichstromleitung verwendet werden. Wenn Sie sowohl Überstrom- als auch Kurzschlusserkennung benötigen, können Sie mit dem AMC23C14 die beiden Schwellenwerte für die Überstrom- bzw. Kurzschlusserkennung festlegen.

Anwendungsfall Nr. 4: DC-Link (DC+ zu DC-) Überspannungs- und Unterspannungserkennung

Die DC-Link-Spannung muss für den ordnungsgemäßen Betrieb des Motorantriebs im angegebenen Bereich liegen. Der AMC23C14 kann eine gute Wahl zur Erkennung von über- und Unterspannungsbedingungen sein.

Wie in Position 4 von **Abbildung 112** zeigt, erzeugt der untere Widerstand eines Widerstandsteiler-Netzwerks einen Spannungsabfall, der vom zweifachen verstärkten Fensterkomparator AMC23C14 gemessen wird.

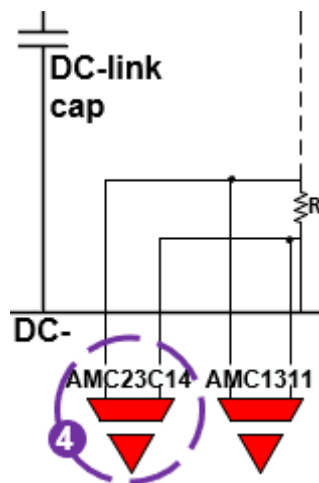


Abbildung 112. Erkennung von über- und Unterspannung bei DC-Links.

Der AMC23C14 verfügt über zwei Open-Drain-Ausgänge, OUT1 und OUT2, einen für jeden Fensterkomparator. OUT1 zieht aktiv nach unten, wenn die Eingangsspannung zum Zwecke der Unterspannungserkennung die vordefinierten Schwellenwerte der Spannung am Referenzpin überschreitet. OUT2 zieht aktiv nach unten, wenn die Eingangsspannung die von der internen 300 mV-Referenz zur Überspannungserkennung definierten Schwellenwerte überschreitet.

Abbildung 113 zeigt die OUT1 und OUT2 Ausgänge für über- und Unterspannungsereignisse. Wenn Sie nur eine Überspannungserkennung benötigen, können Sie den AMC23C11 verwenden.

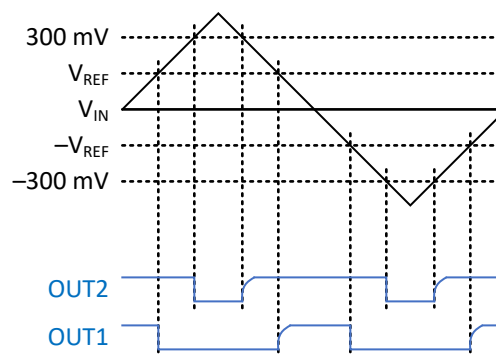


Abbildung 113. AMC23C14 Ausgangswellenform.

Anwendungsfall Nr. 5: Übertemperaturerkennung des IGBT-Moduls

Wie gezeigt in **Abbildung 114**, befindet sich typischerweise ein Thermistor mit negativem Temperaturkoeffizienten (NTC) im IGBT-Modul zur Erkennung von langfristigen Überlastbedingungen. Diese NTC-Klemmen werden zur Hauptstromplatine geführt, wo der AMC23C14 zur Übertemperaturerkennung verwendet werden kann.

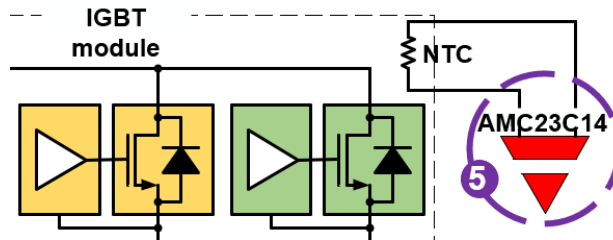


Abbildung 114. Übertemperaturerkennung des IGBT-Moduls.

Abbildung 115 zeigt die Ausgangswellenform bei einem Übertemperaturereignis, bei dem OUT2 nach oben zieht, wenn die Eingangsspannung die in der internen 300-mV-Referenz festgelegten Schwellenwerte überschreitet. Der Referenzpin des AMC23C14 wird mit einer 100 μ A-Stromquelle verbunden, welche den NTC vorspannen kann.

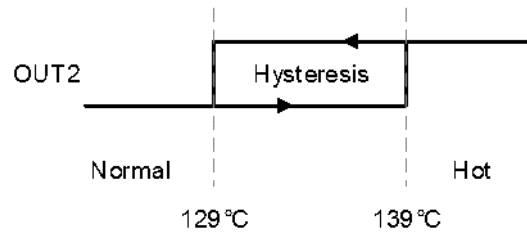


Abbildung 115. AMC23C14 Ausgangswellenform.

Die Nachfrage nach verbesserter Systemzuverlässigkeit und der Einsatz von Bausteinen mit schnellerer Schaltung nimmt rasant zu. Daher löst die **AMC23C14**-Familie von verstärkten isolierten Komparatoren mit kurzer Latenzzeit den kritischen Bedarf nach genauer und schneller Erkennung in Elektromotorantrieben

Diskrete DESAT für optokompatible isolierte Gate-Treiber UCC23513 in Motorantrieben

Kurzfassung

Verstärkte isolierte Gate-Treiber sind wichtige Komponenten in 3-Phasen-Invertern für industrielle Motorantriebe, und DESAT ist ein beliebter Ansatz für den Überstromschutz (OCP) oder Kurzschlusschutz (SCP) in diesen Anwendungen. Dieser Anwendungshinweis stellt ein kleines, kostenoptimiertes Design basierend auf dem 6-poligen optokompatiblen, verstärkten isolierten Gate-Treiber UCC23513 mit einer diskreten DESAT-Implementierung unter Verwendung des isolierten Komparators AMC23C11, vor. Diese Kombination ermöglicht eine kleinere Leiterplattengröße und niedrigere Kosten im Vergleich zu den intelligenten Gate-Treibern mit 16-poligem Gehäuse und integriertem DESAT-Schutz. Außerdem trägt sie zur Verbesserung der Flexibilität bei Anwendungen kompakter Motorantriebe bei. Das Design bietet außerdem die Flexibilität, die Anwendungsparameter der DESAT-Funktion zu konfigurieren.

Einführung

Bei 3-Phasen-Wechselrichtern für Motorantriebe sind OCP und SCP entscheidend, um das System vor Schäden durch anormale Betriebsbedingungen zu schützen. Shunt-basierte OCP oder SCP auf Systemebene werden häufig durch Strommessung durch den negativen DC-Bus oder die drei Low-Side-Schalter implementiert; insbesondere in vielen stromsparenden, kompakten Modellen, bei denen Formfaktor und Systemkosten entscheidend sind. Diese Schutzfunktionen sind wirksam bei häufig gesehenen Fehlermustern beim ARM-Shoot-through und Phase-to-Phase-Kurzschluss. Jedoch kann keiner von ihnen einen Erdschluss erkennen, wenn der Fehlerstrom durch einen High-Side-Schalter fließt, wie in **Abbildung 116** gezeigt. Eine DESAT-Funktion auf dem Gate-Treiber kann dabei helfen, den Leistungsschalter gegen diesen Fehler zu schützen. Tatsächlich ist der DESAT-Schutz auf Bausteinebene wirksam für alle diese Fehlermodi in einem 3-Phasen-Inverter und wurde daher häufig in vielen Hochleistungsmodellen verwendet.

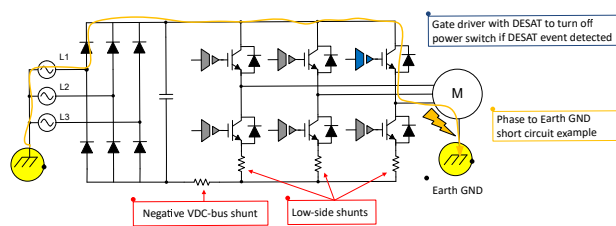


Abbildung 116. Kurzschluss aufgrund von Erdschlussfehler in einem 3-Phasen-Inverter

Viele industrielle Motorantriebe verfügen auch über einen Regenerationsbremsschalter, um den Strom an den negativen VDC-Bus zu schalten und den Stützkondensator zu entladen, wenn die Spannung während eines Regenerationsbremsbetriebs zu hoch wird. Oft muss dieser Bremswiderstand extern installiert und dann über eine bestimmte Klemme am Antrieb mit dem System verbunden werden. Wenn ein Benutzer einen Fehler beim Anschluss dieses Widerstands macht oder versehentlich einen mit einem sehr niedrigen Widerstand verwendet, kann ein Überstromfehler auftreten, sobald eine Bremsfunktion durch die Systemsteuerung gestartet wird, wie dargestellt in **Abbildung 117**. In diesem Fall kann eine DESAT-Funktion auf dem Gate-Treiber das Problem erkennen und den Leistungsschalter rechtzeitig schützen.

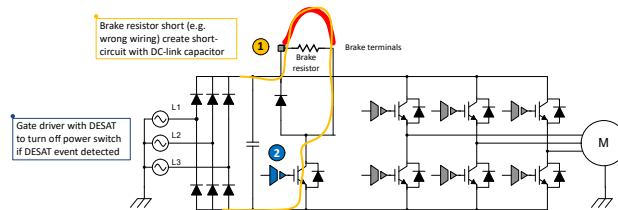


Abbildung 117. Kurzschluss aufgrund von Fehlverdrahtung der Klemme des externen Bremswiderstands

Ein typischer Ansatz zum Schutz des Systems gegen diese Fehler besteht aus einem isolierten Smart-Gate-Treiber mit DESAT-Funktion, wie dem verstärkt isolierten UCC21750-Gate-Treiber mit CMOS-Eingang. Wie zu sehen in **Abbildung 118**, überwacht ein DESAT-Pin den Spannungsabfall von V_{CE} , wenn der IGBT EINGESCHALTET wird. Sobald dieser Spannungsabfall steigt und den festgelegten Schwellenwert erreicht, was bedeutet, dass ein Überstrom oder Kurzschluss auftritt, wird der Ausgang des Gate-Treibers auf einmal auf Low gezogen und ein Fehlerausgang wie aktiviert, um den Systemcontroller über den Fehler zu informieren.

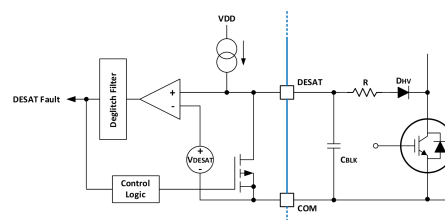


Abbildung 118. UCC21750 mit integriertem DESAT-Schutz

Systemherausforderung bei isolierten Gate-Treibern mit integriertem DESAT

Verstärkte isolierte intelligente Gate-Treiber mit integrierter DESAT-Funktion werden typischerweise in einem 16-poligen SOIC-Gehäuse angeboten, das physisch viel größer ist als ein kompakter Gate-Treiber ohne DESAT-Funktion in einem gestreckten SO-6-Gehäuse, wie in **Abbildung 119**. Ziehen Sie in Erwägung, sechs solcher Bausteine eines 3-Phasen-Inverters auf einer Leistungswechselrichter-Leiterplatte zu platzieren. Die Gehäuselänge addiert sich entsprechend. Ein Design mit einem kompakten Baustein mit kürzerer Länge kann einen Vorteil bei der Leiterplattengröße bieten. Selbst für einen Regenerationsbremsen-Leistungsschalter kann ein kleinerer Gate-Treiber dazu beitragen, den Anwendungslayoutbereich erheblich zu reduzieren. Allerdings verzichten solche Gate-Treiber auf die Überstromschutzfunktion, um die Anwendungsschaltung zu vereinfachen und Kosten zu senken.

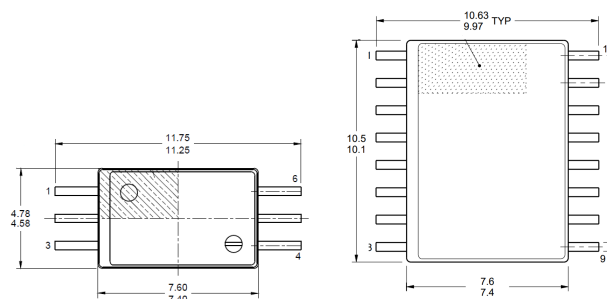


Abbildung 119. Vergleich der Gehäusegrößen: SO-6 im Vergleich zu SOIC-16

Eine Alternative besteht darin, den kompakten Gate-Treiber mit geringerem Platzbedarf ohne DESAT zu verwenden und die DESAT-Funktion diskret mit einem isolierten Komparator zu implementieren.

Für Schaltungskonfigurationen, die nur die DESAT-Funktion auf entweder den drei Low-Side-Schaltern oder den drei High-Side-Schaltern benötigen, ermöglicht dieses diskrete DESAT-Design, dass alle sechs Schalter denselben 6-poligen verstärkten isolierten Gate-Treiber verwenden können. Dadurch wird die Mischung einfacher Gate-Treiber mit intelligenten Gate-Treibern in einem Anwendungssystem vermieden. Die externe DESAT-Funktion kann den Low-Side- bzw. High-Side-Gate-Treibern hinzugefügt werden. Diese diskrete DESAT-Implementierung verleiht dem Anwendungsdesign mehr Flexibilität zur Konfiguration der Parameter DESAT-Spannung, DESAT-Bias-Strom, DESAT-Erkennungs-Ausblendzeit und DESAT-Ausgangs-Deglintch-Filter. Dies trägt zur Erhöhung der Immunität gegen PWM-Schaltrauschen bei.

Systemansatz mit UCC23513 und AMC23C11

Der UCC23513 ist ein optokompatibler Einkanal-Gate-Treiber mit 4 A Quelle, 5 A Senke und 5,7 kV_{RMS} und verstärkter Isolierung. Der AMC23C11 ist ein isolierter Komparator mit schnellem Ansprechverhalten und einstellbarem Schwellenwert und Latch-Funktion. Wenn wir die beiden Bausteine zusammen verwenden, können wir eine externe DESAT auf dem kompakten Gate-Treiber erzielen und einen kleinen Formfaktor für den Schaltkreis mit verstärkter Isolierung beibehalten.

Systemübersicht und Schlüsselspezifikation

Abbildung 120 Zeigt ein vereinfachtes Blockschaltbild der vorgeschlagenen Schaltung. Hier verwenden wir einen IGBT als Leistungsschalter. Das Design eignet sich mit geringfügigen Änderungen auch für einen Leistungs-MOSFET.

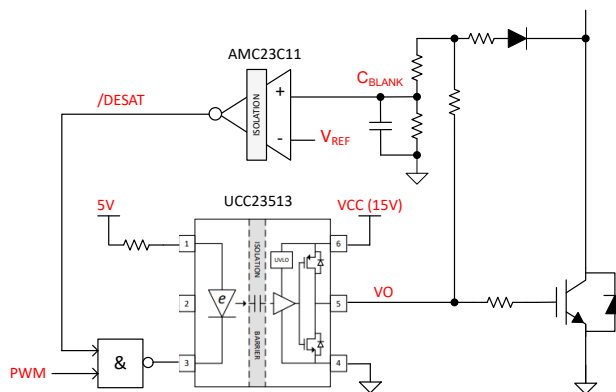


Abbildung 120. Vereinfachte Systemblattschaltbild

Ein NAND-Gate wird verwendet, um eine Funktion zur Überwachung der V_{CE} nur bei hohem PWM-Eingang umzusetzen. Der Chip deaktiviert den Gate-Treiber-Eingang, sobald die gemessene V_{CE} den DESAT-Schwellenwert V_{REF} überschreitet. **Tabelle 16** Zeigt die wichtigsten Parameter der Anwendungsschaltung.

Tabelle 16. Wichtige Systemparameter des Designs

Parameter	Wert	Kommentar
Verstärkte isolierte Gate-Treiber	UCC23513 oder UCC23511 ⁽¹⁾	6-poliges DWY-Gehäuse (SO-6), siehe Abbildung 2-1. B-Version zur Unterstützung von 8-V-UVLO.
Isolierte Gate-Treiberversorgung, VDD	+15 V (IGBT), +12 V (FET)	Unipolare Versorgung
DESAT V_{CE} -Schwellenspannung, $V_{CE (DESAT)}$	8,0 V	Konfigurierbar. Siehe Abschnitt 3.2.2.

Tabelle 16. Wichtige Systemparameter des Designs (Fortsetzung)

Parameter	Wert	Kommentar
DESAT-Bias-Strom, $I_{BIAS(DESAT)}$	5,5 mA	Konfigurierbar. Siehe Abschnitt 3.2.2.
Zeitkonstante DESAT-Austastfilter, t_{BLANK}	0,8 μ s	Gilt für $V_{CE(SAT)} = 12,5$ V. Konfigurierbar. Siehe Gleichung 8 und Tabelle 3-2 in Abschnitt 3.2.3.
DESAT-Deglintch-Filter Verzögerung, $t_{DEGLITCH}$	0,2 μ s	Konfigurierbar. Siehe Gleichung 10 in Abschnitt 3.2.3.
DESAT-Latch mit Reset	Aktiviert	Kann deaktiviert werden.
DESAT-Reaktionszeit ⁽²⁾	Ca. 1,1 μ s bis 1,6 μ s	Standardkonfiguration. Siehe Testergebnisse.
Leiterplattengröße ohne Steckverbinder	26 mm x 8,4 mm	

NOTE

(1) UCC23511 ist eine 1,5 A-Quelle und 2 A-Senke im selben Gehäuse wie UCC23513.

(2) für eine eindeutige und einfache Beschreibung des Schutzprozesses verwenden wir in diesem Anwendungshinweis die DESAT-Reaktionszeit für den Zeitraum vom Erreichen des Stroms des erfassten Leistungsschalters bis zum eingestellten Triggerpegel bis zu dem Punkt, an dem der Strom aufgrund des DESAT-Schutzes zu fallen beginnt.

Die Serie UCC2351x kann zur Ansteuerung von Leistungsschaltern von IGBT, SiC oder MOSFET verwendet werden. Sowohl UCC23511 als auch UCC23513 werden in einem gestreckten SO-6-Gehäuse von 7,50 mm x 4,68 mm Gehäusegröße mit mehr als 8,5 mm Kriechstrecke und Abstand angeboten. Beide Bausteine bieten erhebliche Leistungs- und Zuverlässigkeitserweiterungen gegenüber den Standard-Optokoppler-basierten Gate-Treibern bei gleichzeitiger Aufrechterhaltung der Pin-zu-Pin-Kompatibilität. Zu den Leistungsvorteilen gehören ein hoher CMTI-Wert, eine geringe Ausbreitungsverzögerung und eine geringe Impulsbreitenverzerrung. Die Eingangsstufe ist eine emulierte Diode (E-diode), die im Vergleich zu herkömmlichen LEDs langfristige Zuverlässigkeit und hervorragende Alterungseigenschaften bietet.

Der isolierte Komparator AMC23C11 befindet sich in einem 8-poligen, breiten SOIC-Gehäuse mit einer Gehäusegröße von 5,85 mm x 7,50 mm. Der Baustein vergleicht die Eingangsspannung am VIN-Kontakt mit einem Schwellenwert, einstellbar von 20 mV bis 2 V und wird durch einen internen 100 μ A-Referenzstrom und einen externen Widerstand eingestellt. Der Open-Drain-Ausgang wird aktiv auf den niedrigsten Wert gezogen, wenn die Eingangsspannung VIN höher als der Referenzwert VREF ist. Wenn die VIN unter den Auslöseschwellenwert absinkt, wird das Verhalten des Bausteins durch den LATCH-Pin bestimmt:

- Wenn der LATCH-Pin auf LOW gezogen wird, wird das Bauteil in den transparenten Modus versetzt, sodass sich der Ausgangszustand ändern und dem Eingangssignal in Bezug auf den Auslöseschwellenwert folgen kann.
- Wenn der LATCH-Pin auf HIGH gezogen wird, wird das Gerät in den Latch-Modus versetzt. Sobald ein Out-of-Range-Zustand erkannt wird, wird der OUT-Pin auf Low gezogen und verriegelt, bis der LATCH-Pin für mindestens 4 μ s auf Low gezogen wird, um diesen Latch zu lösen.

Die Isolationsbarriere im AMC23C11 ist sehr widerstandsfähig gegen magnetische Interferenzen und zertifiziert für eine verstärkte galvanische Trennung bis zu 5 kV_{RMS}.

Schaltplandesign

Abbildung 121 Zeigt den Schaltplan eines Designs mit einer unipolaren 15 V-Stromversorgung zur Ansteuerung eines IGBT. Mit einigen kleinen Änderungen kann dieses Design in ein 12 V-Stromversorgungsdesign für Leistungs-MOSFETs oder bipolare Stromversorgungsanwendungen integriert werden. Weitere Details finden Sie im Referenzdesign **TIDA-00448**.

Die Widerstände R9 bis R14 und die Hochspannungsdioden D1 werden verwendet, um die tatsächliche V_{CE} des IGBT während der Einschaltzeit zu erfassen und entsprechend der Referenzspannung V_{REF} des isolierten Komparators AMC23C11 zu skalieren. R10 und R11 sind parallel geschaltet, um die Verlustleistung zu erhöhen.

Der Kondensator C14 parallel zu R14 stellt eine Austastzeit ein, um Fehltriggerungen während der IGBT-Einschaltung zu vermeiden. Eine 5,1 V-Zenerdiode D2 wird als Option hinzugefügt, um mögliche hohe Spannungsspitzen durch die IGBT-Schaltung zu unterdrücken. Beachten Sie, dass die interne Kapazität von D2 parallel zu C14 verläuft und zur Ausblendzeit beiträgt. In unseren Tests haben wir diese D2 nicht montiert. Eine schnell schaltende Diode D1 mit geringer interner Kapazität wird empfohlen, um falsche DESAT-Trigger zu vermeiden und die erforderliche Ausblendzeit zu minimieren.

Die Niederspannungsseite verwendet eine 3,3 V-Stromversorgung, um eine direkte Schnittstelle zum E/A-Pegel gängiger MCUs wie C2000™ und Sitara MCUs herzustellen. R6 und C11 stellen eine Deglitch-Verzögerung (Standard 0,2 µs) für den Ausgang des Komparators ein, falls der LATCH nicht aktiviert ist.

Schaltplan

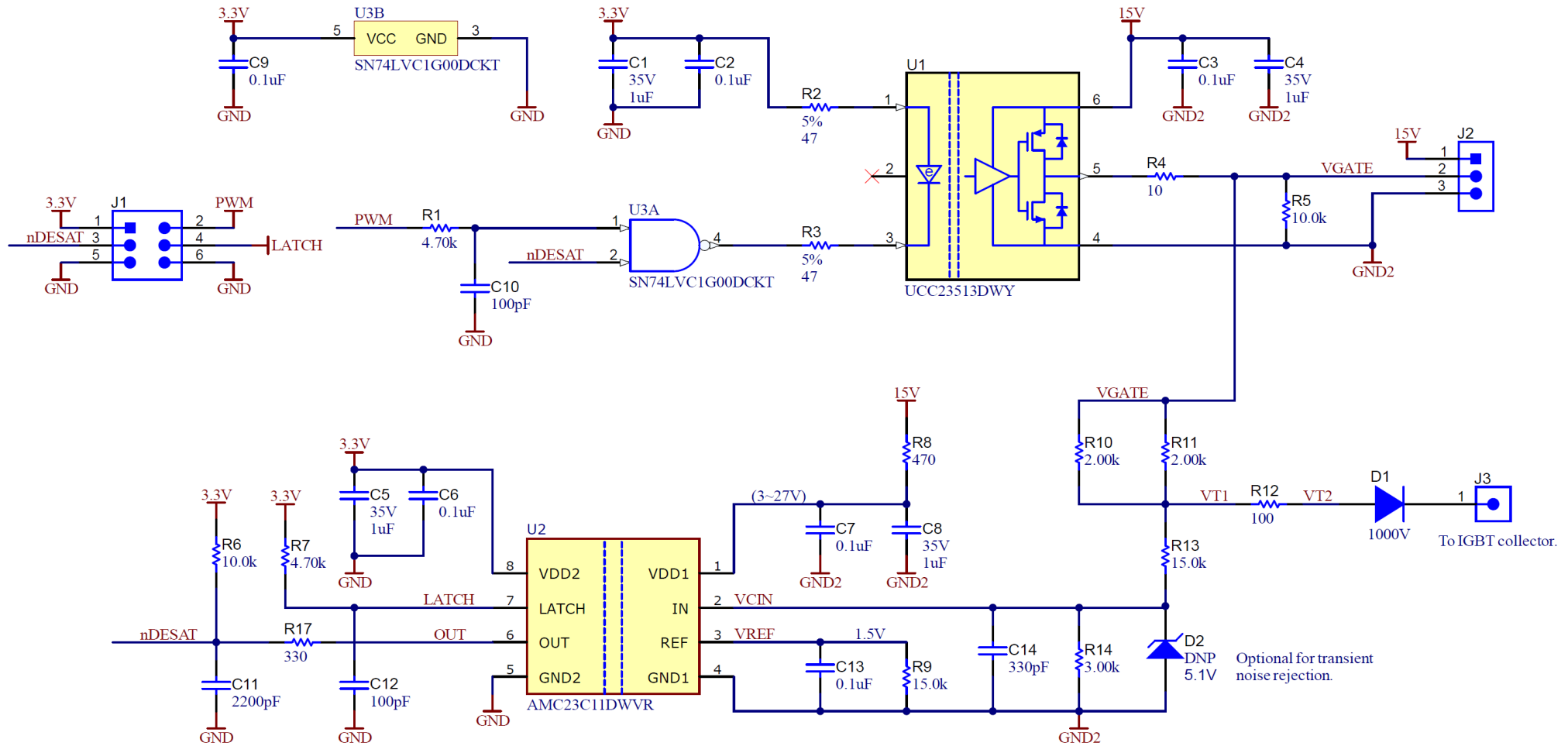


Abbildung 121. Schaltplan der vorgeschlagenen Schaltung

Konfigurieren des $V_{CE(DESAT)}$ -Schwellenwerts und des DESAT-Bias-Strom

Mit den Widerständen R9 bis R14 können der $V_{CE(DESAT)}$ -Schwellenwert und der DESAT-BIAS-Strom $i_{BIAS(DESAT)}$ angepasst werden. Die folgenden Gleichungen sind für eine schnelle Schätzung ihrer Werte für verschiedene DESAT-Schwellenwerte und DESAT-Bias-Stromkonfigurationen vereinfacht.

Der isolierte Komparator AMC23C11 verfügt über eine Referenzspannung VREF, die durch eine interne 100 μ A-Stromquelle und den externen Widerstand R9 eingestellt wird. Der Wert von R9 wird gemäß **Gleichung 49** berechnet, um die VREF in diesem Design auf 1,5 V einzustellen. Hier werden 1,5 V gewählt, damit der AMC23C11 im Hochhysterese-Modus betrieben werden kann^[1].

$$R9 = \frac{V_{REF}}{100 \mu A} = 15 \text{ k}\Omega \quad (49)$$

R10 und R11 bestimmen den DESAT-Bias-Strom und werden gemäß **Gleichung 50** berechnet:

$$R10 = R11 = 2 \times \frac{V_{DD} - V_{CE(DESAT)} - V_{FW(D1)} - R12 \times i_{BIAS(DESAT)}}{i_{BIAS(DESAT)} + i_{R13R14(DESAT)}} \quad (50)$$

Hier:

- VDD ist die Versorgungsspannung des UCC23513, in diesem Fall 15 V für IGBT-Ansteuerung;
- $V_{CE(DESAT)}$ ist der gewünschte DESAT-Schwellenwert; 8 V ist bei diesem Design standardmäßig eingestellt;
- $V_{FW(D1)}$ ist die Durchlassspannung der Hochspannungsdioden D1; es wird eine Spannung von 0,5 V angenommen;
- R12 wird als gängige Praxis auf 100 Ω festgelegt^[9];
- $i_{R13R14(DESAT)}$ ist der Strom durch R13 und R14. Auf 0,5 mA einstellen. Eine niedrigere Einstellung kann die Störfestigkeit verringern.
- $i_{BIAS(DESAT)}$ ist der DESAT-Bias-Strom, wenn $V_{CE(DESAT)}$ des IGBTs V_{CE} erreicht. In diesem Design auf 5,5 mA einstellen.

Daher konnten R10 und R11 für dieses Design bei 2 k Ω berechnet werden.

Die Nennleistung von R10 und R11 muss für den normalen IGBT-Betrieb gewählt werden, bei dem die $V_{CE(DESAT)}$ deutlich geringer ist. Bei einer Annahme von $R12 \ll R10$ betragen die vereinfachten maximalen Leistungsverluste per **Gleichung 51**:

$$P_{R10, MAX} = P_{R11, MAX} = \frac{(V_{DD} - V_{FW(D1)} - R12 \times i_{BIAS(DESAT)} - V_{CE(SAT)})^2}{R10} \times PWM_{DUTY, MAX} \quad (51)$$

Mit den Standardeinstellungen in Tabelle 3-1 und einem typischen $V_{CE(SAT)}$ von 1,5 V beträgt die maximale Verlustleistung von $P_{R10(MAX)}$ und $P_{R11(MAX)}$ etwa 69,8 mW sogar bei 1000 % PWM-Tastverhältnis.

R13 und R14 werden per **Gleichung 52** und **Gleichung 53** berechnet:

$$R13 = \frac{V_{REF}}{i_{R13R14(DESAT)}} \quad (52)$$

$$R14 = \frac{V_{DD} - (i_{BIAS(DESAT)} + i_{R13R14(DESAT)}) \times R10 \div 2}{i_{R13R14(DESAT)}} - R13 \quad (53)$$

Durch die Anwendung der Parameterwerte erhalten wir R13 von 3 kΩ und R14 von 15 kΩ.

DESAT-Ausblendzeit

Die Ausblendzeit für die DESAT-Überwachung, die t_{BLANK} , ist erforderlich, um Fehlauflösungen beim Einschaltereignis des IGBT zu verhindern. Kondensator C14 und Widerstände von R10 bis R14 verzögern das V_{CE} -Messsignal, um den Eingang der VCIN des isolierten Komparators zu erreichen. Die Verzögerung wird durch die Ladezeit von C14 durch den äquivalenten Widerstand R_{EQ} des Spannungsteilers R13 und R14 gesteuert:

$$R_{EQ} \approx R13 // R14 = 3 \text{ k}\Omega // 15 \text{ k}\Omega = 2.5 \text{ k}\Omega \quad (54)$$

Wählen Sie eine C14 von 330 pF, dann ist die Zeitkonstante des RC-Filters:

$$T_{au} = R_{EQ} \times C14 = 2.5 \text{ k}\Omega \times 330 \text{ pF} = 0.82 \text{ }\mu\text{s} \quad (55)$$

Die tatsächliche Ausblendzeit hängt bei einem Überstromereignis vom Verhältnis der konfigurierten Schwelle $V_{CE(DESAT)}$ im stationären Zustand zur tatsächlichen Spannung $V_{CE(SAT)}$ des IGBT ab und kann anhand von **Gleichung 56** berechnet werden.

$$t_{BLANK} = -\ln\left(1 - \frac{V_{CE(DESAT)}}{V_{CE(SAT)}}\right) \times R_{EQ} \times C14 \quad (56)$$

Daher ist es wichtig, den Schwellenwert $V_{CE(DESAT)}$ des stationären Zustands und die Ausblendzeitkonstante entsprechend dem im System verwendeten IGBT anzupassen. In der nachstehenden Tabelle sind einige Werte mit den Standardeinstellungen für den Schwellenwert $V_{CE(DESAT)}$ für den stationären Zustand bei 8 V aufgeführt:

Tabelle 17. Effektive Ausblendzeit mit Standardeinstellung $V_{CE(DESAT)}$

IGBT $V_{CE(SAT)}$ [V]	≥14,5	12,5	11	10	9	8,5
t_{BLANK} [μs]	0,7	0,9	1,1	1,4	1,9	2,4

CAUTION

Bei Überstrom sollte der Schwellenwert $V_{CE(DESAT)}$ im stationären Zustand nicht zu nahe an der tatsächlichen $V_{CE(SAT)}$ des IGBT liegen, da die effektive Ausblendzeit erheblich größer als die konfigurierte Ausblendzeitkonstante ist.

DESAT Deglitch-Filter

R17 und C11 bilden einen Deglitch-Filter für das nDESAT-Ausgangssignal mit einer Zeitkonstante:

$$\tau = 330 \text{ }\Omega \times 2200 \text{ pF} = 726 \text{ ns} \quad (57)$$

Wenn ein TTL-Logik-IC mit einem Low-Pegel-Mindesteingang von 0,8 V befolgt wird, beträgt die Deglitch-Zeit lediglich 0,2 μs:

$$t_{DEGLITCH} = -\ln\left(1 - \frac{0.8 \text{ V}}{3.3 \text{ V}}\right) \times \tau = 202 \text{ ns} \quad (58)$$

Wenn der interne Widerstand des isolierten Komparators am OUT-Pin mit R17 in Reihe geschaltet ist, beträgt die getestete Deglitch-Zeit für dieses Design etwa 340 ns bis 380 ns. Einzelheiten finden Sie in den Testergebnissen in Abschnitt 4.

Referenz-Platinenlayout

Für diese Schaltung mit einer aktiven Fläche von 26 mm x 8,4 mm auf einer vierlagigen Leiterplatte wird ein Referenzlayout angefertigt.

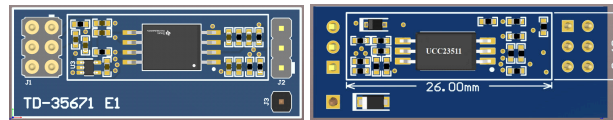


Abbildung 122. Ober- und Unterseite des Beispiellayouts

Bei einem sorgfältigen Layout-Design, bei dem Gate-Treiber und Komparator auf die gegenüberliegenden Seiten der Platine platziert werden, wird aufgrund der geringeren Gehäuselängen ein kleinerer Formfaktor im Vergleich zu einem 16-poligen intelligenten Gate-Treiber erzielt. Im Vergleich dazu hat ein typisches Layout von ISO5451, ein intelligenter Gate-Treiber mit CMOS-Eingang in einem SOIC-16-Gehäuse, eine aktive Fläche von 20,83 mm x 12,95 mm auf der Leiterplatte^[10], wie in **Abbildung 123** dargestellt, das ist etwa 23,5 % größer als das vorgeschlagene Design von UCC23513 und AMC23C11 in **Abbildung 122**.

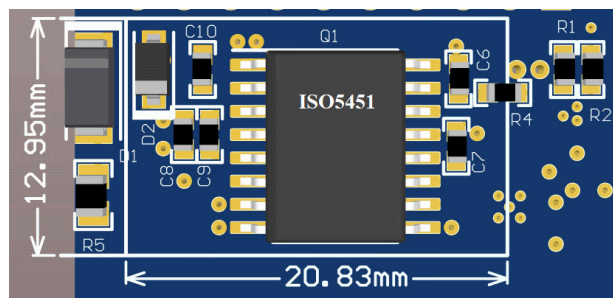


Abbildung 123. Typisches Layout des Smart Gate-Treibers ISO5451

Simulations- und Testergebnisse

Simulationsschaltung und Ergebnisse

Es wurden Simulationen für die Schaltung zur Ansteuerung eines Low-Side-IGBT eines aktiven Bremsschaltkreises in PSpice™ für TI durchgeführt. **Abbildung 124** zeigt den Schaltplan für die Simulation an.

In der Simulation wird das PSpice™-Simulationsmodell des AMC23C14 verwendet, da das Modell des AMC23C11 auf ti.com noch nicht verfügbar ist. Für die in diesem Anwendungshinweis erläuterte DESAT-Implementierung kann die Schaltung, die im Schaltplan mit der OUT2 (pin7) verbunden ist, ignoriert werden. Der AMC23C14 zeigt dasselbe Verhalten wie der AMC23C11, wenn der LATCH-Eingang (pin7) an Low gebunden ist.

Simulationsschaltung

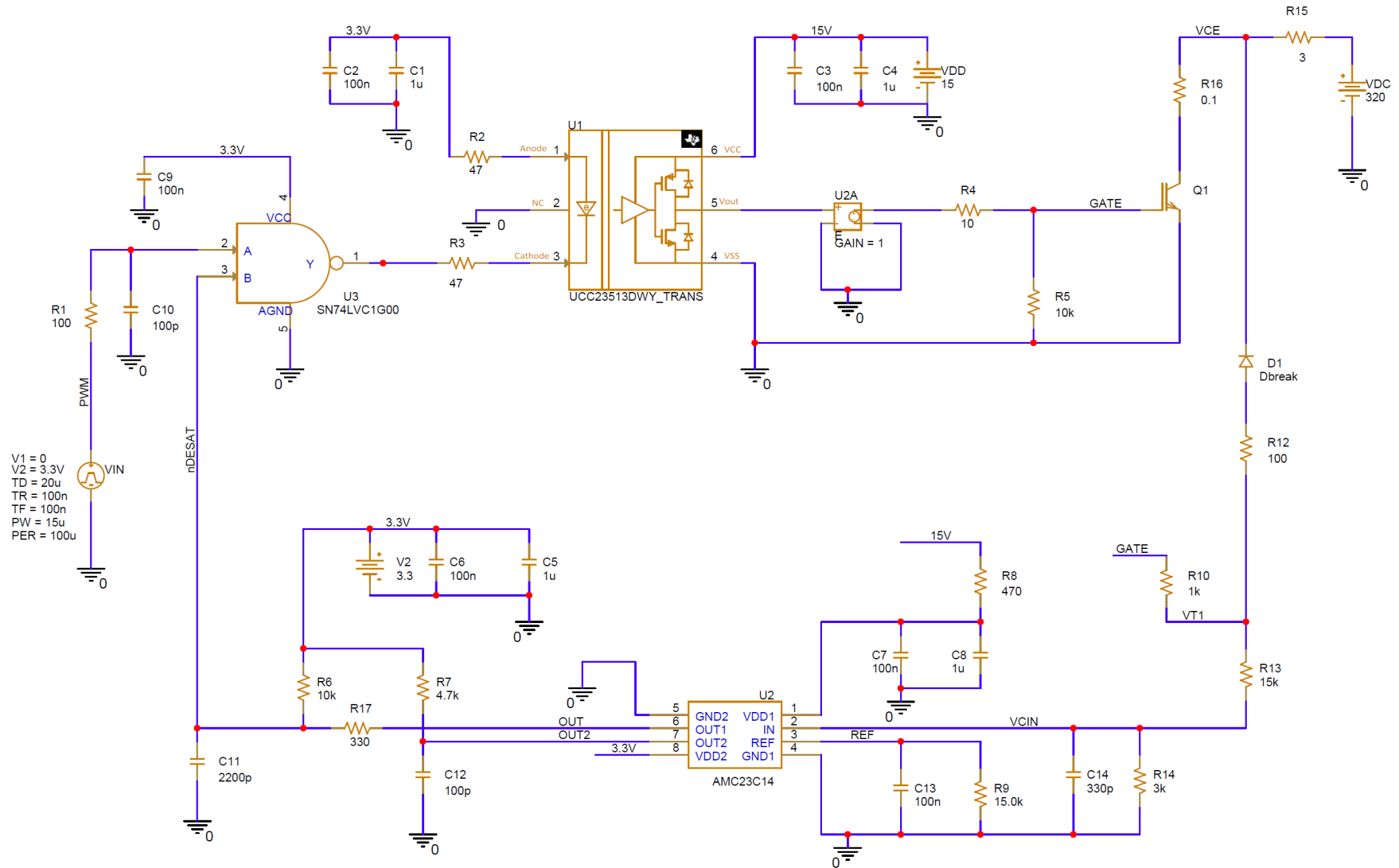


Abbildung 124. Simulationsschaltung

Simulationsergebnisse

In dieser Simulation wird das PWM-Eingangssignal auf 10 kHz, 15 % Tastverhältnis, Rechteckwellenform eingestellt. Andere Bedingungen werden auf eine gängige Anwendungssituation festgelegt. **Abbildung 125** ist ein Simulationsergebnis auf einem DESAT-Schutzfall.

Im statischen Zustand ist der PWM-Eingang niedrig, daher ist der NAND-Gate-Ausgang hoch. UCC23513 hat keinen Eingangsstrom, daher ist der Ausgang am GATE ebenfalls niedrig. Somit wird die Eingangsspannung von VCIN des isolierten Komparators AMC23C11 auf Null gezogen, der Ausgang und der nDESAT-Wert werden auf High gezogen.

Wenn das PWM-Eingangssignal zu High geht, wechselt der Ausgang des NAND-Gates auf Low, solange der nDESAT-Wert noch bei High ist. Der UCC23513 erhält dann den Eingangsstrom und die Ausgänge auf dem GATE hoch. Danach schaltet sich das IGBT U4 ein und V_{CE} fällt auf $V_{CE(SAT)}$. Ein Messstrom fließt vom GATE über R10, R12 und D1 zum Kollektor des IGBT U4 und sorgt dafür, dass die Spannung von VT1 Knoten der tatsächlichen Spannung von IGBT V_{CE} folgt, und die VCIN-Spannung der Spannung von VT1 durch den Widerstandsteiler von R13 und R14 folgt. Falls die VCIN den Schwellenwert von VREF nicht erreicht, bleiben der Ausgang des Komparators OUT und der gefilterte Ausgang nDESAT auf High.

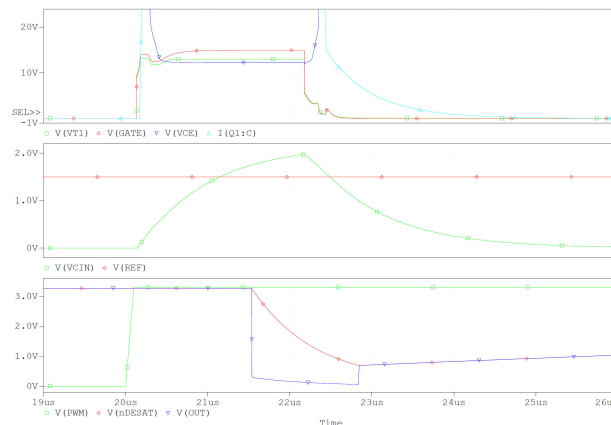


Abbildung 125. Simulationsergebnis von DESAT ausgelöst

Bei einem durch DESAT ausgelösten Prozess (siehe obige Abbildung) steigt die GATE-Spannung des IGBT (rote Kurve im oberen Diagramm) kurz nach dem Ansteigen des PWM-Eingangssignals (grüne Kurve im unteren Diagramm), außerdem steigt die Sensorspannung V_{CE} VT1 (grüne Kurve im oberen Diagramm) des IGBT ebenfalls an. Die Eingangsspannung VCIN des Komparators (die grüne Kurve in der mittleren Kurve) beginnt dann anzusteigen, um der VT1-Spannung proportional zu folgen.

Dann beginnt der V_{CE} (blaue Kurve im oberen Diagramm) des IGBT zu fallen. Wenn V_{CE} unter die GATE-Spannung abfällt, beginnt die VT1-Spannung dem V_{CE} zu folgen.

Bevor die VCIN den von der VREF (der roten Linie in der mittleren Kurve) festgelegten Schwellenwert von 1,5 V erreicht, bleibt der Ausgang des Komparators (der blauen Kurve im unteren Diagramm) auf High. Sobald VCIN den Triggerpegel erreicht, wird der AUSGANG des Komparators mit einer internen Ausbreitungsverzögerung von typischerweise 240 ns auf Low gezogen. Auch die gefilterte Ausgabe von nDESAT (die rote Kurve im unteren Diagramm) beginnt zu fallen.

Als Eingang für NAND-Gate U3 wird der Eingangsstrom von Gate-Treiber U1 abgeschaltet und das Ausgangs-GATE heruntergezogen, sobald der nDESAT den negativ gehenden Schwellenwert von U3 auslöst. So wird auch der IGBT ausgeschaltet und die V_{CE} wird bald steigen. Bei diesem Vorgang handelt es sich um den DESAT-Schutz des Schaltkreises.

Wenn das GATE nach unten gezogen wird, wird auch die VT1 nach unten gezogen und die VCIN beginnt zu fallen. Wenn die VCIN unter den Schwellenwert des Komparatoreingangs abfällt, steigt der AUSGANG wieder an. Dies ist bei AMC23C14 der Fall.

Der AMC23C11 verhält sich genau wie der oben beschriebene Prozess, wenn Pin 7, der LATCH-Eingang, an Low gebunden ist. Wenn der LATCH-Pin auf High gezogen wird, wird die Ausgangsspannung am AUSGANGS-Pin des Komparators verriegelt bis der LATCH-Pin für mindestens 4 μ s auf Low gezogen wird, um den Latch-Zustand zu lösen.

Testergebnisse mit 3-Phasen-IGBT-Inverter

Die Tests wurden an einer Musterplatine des vorgeschlagenen Schaltkreises zum DESAT-Schutz durchgeführt. Es wurden zwei Fälle getestet, in denen die Musterplatine als (1) Gate-Treiber eines IGBT mit Low-Side-Bremse und (2) Gate-Treiber eines IGBT mit High-Side-Schalter in einem 3-Phasen-Motorantriebsumrichter verwendet wurde.

IGBT-Bremsprüfung

Abbildung 126 zeigt die Plattform für die Low-Side-Brems-IGBT-Gate-Antriebstests. Als Systemcontroller wurde ein C2000™ LaunchPad™ von **LAUNCHXL-F28379D** verwendet, um eine Serie von PWM-Impulsen von 10 kHz mit 10 % Tastverhältnis oder 10 μ s Einschaltdauer in jeder 100 μ s Periode zu erzeugen, um einen Low-Side-IGBT anzusteuern. Das LaunchPad erzeugt außerdem einen hohen Ausgang für den LATCH-Eingang des AMC23C11 und überwacht das nDESAT-Signal mit einem GPIO.

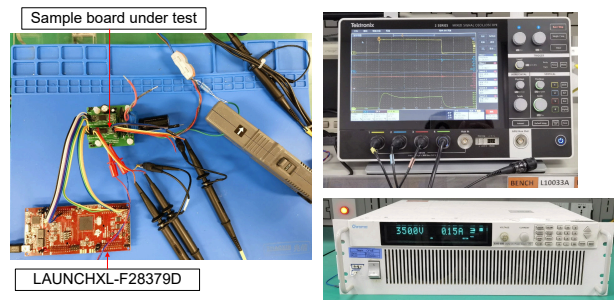


Abbildung 126. Plattform für den Low-Side-Antriebstest

Für den Test in einer OCP- oder SCP-Situation wird ein diskreter 600 V 10 A-IGBT verwendet und zwei 1,5 Ω 3 W-Widerstände werden parallel geschaltet, um einen Bremswiderstand zu emulieren. Die Widerstände werden zwischen dem IGBT-Kollektor und der 350 V-DC+-Schiene eingesetzt. Das Testergebnis wird angezeigt in **Abbildung 127**.

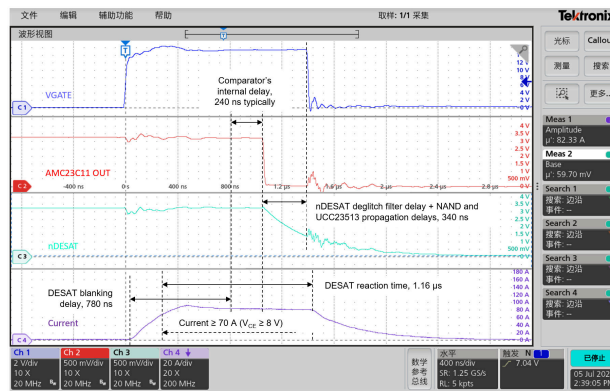


Abbildung 127. Verzögerungen beim Kurzschlussschutz bei der Low-Side-Antriebsprüfung

In dieser Prüfung begann der Kollektorstrom nach dem Einschalten des IGBT ($t = 0$ s) zu steigen und wurde bald bei etwa 90 A ($t = 480$ ns) gesättigt. Nach dem getesteten IGBT-Datenblatt steigt die Spannung V_{CE} auf den für den Schaltkreis eingestellten Triggerpegel von 8 V, wenn der Kollektorstrom 70 A erreicht. DESAT wurde nach einer Ausblendzeit von etwa 780 ns durch den isolierten Komparator AMC23C11 erkannt. Danach verschob sich der AMC23C11 nach einer typischen internen Verzögerung von 240 ns auf Low ($t = 1,04$ μ s) und verriegelte (wenn der LATCH auf High eingestellt ist). Nach einer weiteren Verzögerung durch den Deglitch-Filter für nDESAT von ca. 340 ns verschob sich der Ausgang des NAND-Gates SN74LVC1G00 auf hoch und trennte den Eingangsstrom des USS23513, sodass der Gate-Treiber die V_GATE nach unten zog ($t = 1,44$ μ s). Die DESAT-Reaktionszeit, von wo der Strom des IGBTs 70 A erreichte bis zu dem Punkt, an dem der Strom abzusinken begann, nachdem das GATE zu LOW wechselte, betrug nur etwa 1,16 μ s.

Testergebnisse mit einem 3-Phasen-Inverter mit Phase-zu-Phase-Kurzschluss

Es wurden Tests auf einer 3-Phasen-Inverterplattform eines TI-Referenzdesigns, dem **TIDA-010025**, durchgeführt, um einen Phase-zu-Phase-Kurzschluss beim Ansteuern eines ACIM-Motors zu überprüfen. In diesen Tests wurde der Gate-Treiber des U-Phasen-High-Side-IGBT durch eine Musterplatine der vorgeschlagenen Schaltung ersetzt:

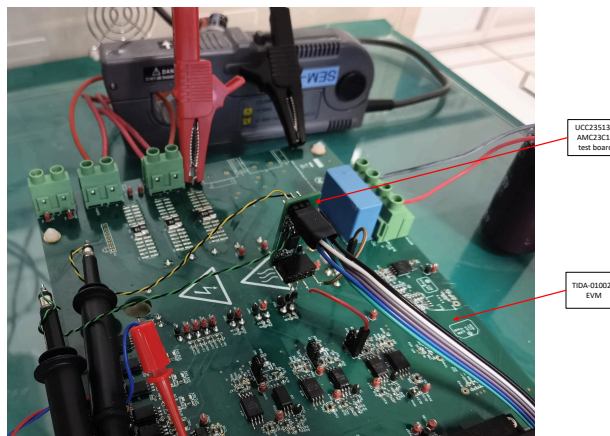


Abbildung 128. Plattform zur Ausführung des Motortests

Das Referenzdesign TIDA-010025 verfügt über ein 1200 V-/25 A-PIM-Leistungsmodul auf der Stromversorgungsplatine, das in der 3-Phasen-Inverterstufe sechs IGBT-Teile mit den gleichen Nennwerten integriert hat. Zur Vorbereitung der Tests haben wir zuerst den ursprünglichen Gate-Treiberwiderstand für den U-Phasen-High-Side-IGBT entfernt

und dann den VGATE-Ausgang, die 15 V-Stromversorgung und die VCE-Sensorklemme der Musterplatine an die Stromversorgungsplatine angeschlossen. Um den Einfluss der eigenen Hardware-OCP-Funktion des Referenzdesigns zu vermeiden, haben wir einen 5 mΩ Shunt-Widerstand parallel zum ursprünglichen 10 mΩ Widerstand in allen drei Phasen hinzugefügt, damit wir den OCP-Triggerpegel auf 72 A verdreifachen können. Nach der Prüfung der Ausgangseigenschaften der IGBTs haben wir auch an unserer Musterplatine einige Änderungen vorgenommen, damit der DESAT-Schwellenwert erreicht wird, wenn $V_{CE(SAT)}$ auf 2,5 V steigt, was etwa 45 A Kollektorstrom entspricht. Während dieser Tests wird zunächst der Motor (ohne Last) mit 50 rps betrieben und dann die U- und W-Phasen des Inverters mit einem Leistungsschalter an den Anschlüssen der Stromversorgungsplatine kurzgeschlossen. **Abbildung 129** ist eine Wellenform des Testergebnisses.

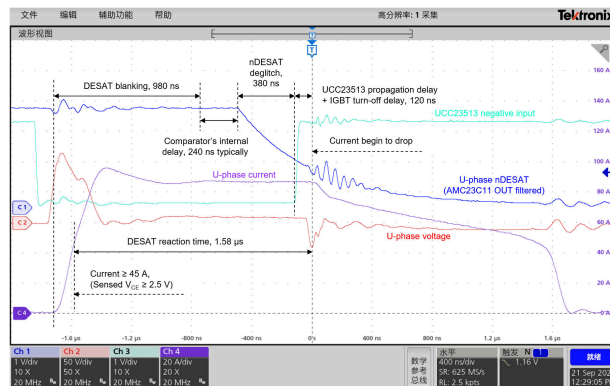


Abbildung 129. Verzögerungen beim Kurzschlussschutz bei Motorlauftest

Nach dem Einschalten des Leistungsschalters wurden die U- und W-Phasen überbrückt, und der U-Phasen-Strom begann schnell anzusteigen. Der Sättigungsstrom erreichte bald einen Spitzenwert von etwa 95 A, fiel dann etwas ab und stabilisiert sich bei etwa 86 A. Nach einer Blinkzeit von 980 ns erkannte der AMC23C11 den DESAT-Zustand. Nach einer weiteren internen Ausbreitungsverzögerung von typischerweise 240 ns verschiebt sich der Ausgang auf Low. Es dauerte etwa 380 ns, bis der nDESAT-Wert auf den negativ gehenden Schwellenwert des NAND-Gate-Eingangs abgesunken war und den Eingangsstrom des UCC23513 abschaltet. Der Gate-Treiber brauchte dann etwa 120 ns, bis der Strom des IGBT abnahm. Die DESAT Reaktionszeit betrug insgesamt etwa 1,58 μs.

Die Ergebnisse des Low-Side-Fahrttests unterscheiden sich in einigen Punkten. Die Unterschiede in den Eigenschaften der beiden getesteten IGBTs und der Anwendungsschaltungen sowie die Anpassung des DESAT-Schwellenwerts haben zu diesen Variationen beigetragen.

Zusammenfassung

Die Kombination eines kompakten, isolierten einfachen Gate-Treibers mit einem isolierten Komparator zum DESAT-Schutz wurde in diesem Anwendungshinweis validiert. Der diskrete Ansatz reduziert die Designgröße im Vergleich zu einem 16-poligen intelligenten Gate-Treiber mit integriertem DESAT. Dieser Ansatz bietet auch die Flexibilität zur Konfiguration der wichtigsten Parameter für die DESAT-Funktion, wie z. B. Schwellenwert, Bias-Strom, Ausblendzeit und Deglitch-Filter. Der diskrete Ansatz bietet auch eine DESAT-Latch-Funktion, die von der MCU ebenfalls zurückgesetzt werden kann.

Dieses Konzept kann auch auf bipolare Gate-Treiber-Versorgungen erweitert werden und eignet sich gleichermaßen für Low-Side- und High-Side-Gate-Treiber. Weitere Einzelheiten zu diesen Anwendungen finden Sie in **TIDA-00448**.

Quellennachweise

1. Texas Instruments, **AMC23C11: Verstärkter isolierter Komparator mit schnellem Ansprechverhalten und einstellbarem Schwellenwert sowie und Latch-Funktion**, Datenblatt.
2. Texas Instruments, **UCC23513: Isolierter optokompatibler Ein-Kanal-Gate-Treiber, 4 A Quelle, 5 A Senke und 5,7 kVRMS**, Datenblatt.
3. Texas Instruments, **UCC23511: Isolierter optokompatibler Ein-Kanal-Gate-Treiber, 1,5 A Quelle, 2 A Senke und 5,7 kVRMS**, Datenblatt.
4. Texas Instruments, **UCC21750: Ein-Kanal-Gate-Treiber für SiC/IGBT, 10 A Quelle/Senke, verstärkte Isolierung, mit aktivem Schutz, isolierter analoger Abtastung und High-CMTI**, Datenblatt.
5. Texas Instruments, **AMC23C14: Zweifacher, schnell ansprechender, verstärkter isolierter Fensterkomparator mit einstellbarem Schwellenwert**, Datenblatt.
6. Texas Instruments, **ISO5451: Isolierter Ein-Kanal-Gate-Treiber, 5,7 kVRMS, 2,5/5 A mit aktiven Schutzfunktionen**, Datenblatt.
7. Texas Instruments, **PSpice für TI Design- und Simulationstool**.
8. Texas Instruments, **UCC21750: Wie können wir die DESAT-Erkennungsschwelle in UCC217xx und ISO5x5x anpassen?** FAQ
9. Texas Instruments, **TIDA-00448: Flexibler IGBT-Gate-Treiber für Hochstromanwendungen mit verstärktem digitalem Isolator**, Referenzdesign.
10. Texas Instruments, **TIDA-00638: Isolierte Gate-Treiber-Leistungsstufe mit Active-Miller-Clamp für Solar-Inverter**, Referenzdesign.
11. Texas Instruments, **TIDA-010025: Dreiphasen-Wechselrichter für 200-480 VAC-Antriebe mit optoemulierten Eingangsgate-Treibern**, Referenzdesign.

Isolierte Spannungserfassung in AC-Motorantrieben

Einführung

Automobil- und Industrieendgeräte wie **Motorantriebe**, **Strang-Inverter** und **Onboard-Ladegeräte** arbeiten mit hohen Spannungen, die für die direkte Interaktion mit Menschen nicht sicher sind. Isolierte Spannungsmessungen helfen, den Betrieb zu optimieren und die Sicherheit von Menschen zu gewährleisten, indem sie diese vor dem Hochspannungsschaltkreis schützen, der eine Funktion ausführt.

Für hohe Leistung entwickelte isolierte Verstärker übertragen Spannungsmessdaten über eine Isolationsbarriere. Die Kriterien zur Auswahl eines isolierten Verstärkers umfassen Isolationsspezifikationen, den Eingangsspannungsbereich, Genauigkeitsanforderungen und die Art und Weise, wie Sie die Hochspannungsseite mit Strom versorgen möchten – ein Punkt, den die Messung in der Anwendung oft beeinflussen wird.

Dieses Dokument enthält Anleitungen zur Auswahl des richtigen isolierten Verstärkers durch Auswertung von drei gängigen Spannungsmessungen in einem Endgerät mit AC-Motorantrieb.

Das erste Kriterium ist die erforderliche Isolierungsspezifikation; [1] behandelt die relevanten Isolierungsdefinitionen. Trennverstärker und Modulatoren von Texas Instruments (TI) werden in der Regel auf Basis- oder verstärkten Isolierungsstufen gemäß Standards auf Bausteinebene wie dem Deutschen Institut für Normung e.V. (DIN), dem Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e.V. (VDE) 0884-17, DIN Europäische Norm (EN) International Electrotechnical Commission (IEC) 60747-17, bewertet und zertifiziert, und Underwriters Laboratories (UL) 1577. Weitere Informationen finden Sie im bausteinspezifischen Datenblatt und in [2].

Die Auswahl des Eingangsspannungsbereichs, der Genauigkeitsanforderung und die Auswahl der für die Hochspannungsseite geeigneten Stromversorgungsmethode hängen vom Standort des in der Anwendung gemessenen Spannungsknotens ab. **Abbildung 130** ist ein vereinfachtes Blockschaltbild eines AC-Motorantriebs mit den drei üblichen Stellen für Spannungsmessungen: Das Wechselstromnetz links, das Gleichstromglied in der Mitte und die Motorphase rechts. Isolierte Verstärker sind aufgrund ihrer hohen Genauigkeit und einfachen Handhabung hervorragende Bausteine für diese Messungen.

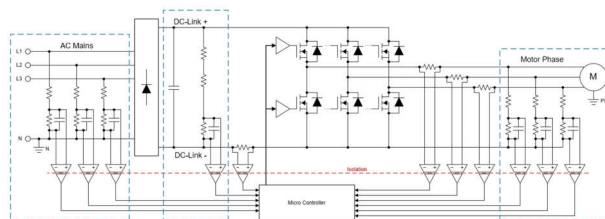


Abbildung 130. Eine AC-Motorantriebsanwendung.

Auf der linken Seite von **Abbildung 130** ist zu sehen, dass der AC-Netzeingang oft als dreiphasiges, mittig geerdetes Stromversorgungssystem mit Spannungen von $120 V_{RMS} / 208 V_{RMS}$ in den USA und $230 V_{RMS} / 400 V_{RMS}$ in Europa angeschlossen ist. Die für diese Spannungsmessung erforderliche Genauigkeit ist in der Regel niedrig und wird nicht immer benötigt. Wenn Sie das Wechselstromnetz messen möchten, sollten Sie Geräte mit einem bipolaren Hochimpedanzeingang wie den **AMC1350** oder **AMC3330** von TI in Betracht ziehen. Wenn Sie dreiphasige AC-Spannungsmessungen in Bezug auf die Neutralleiterspannung vornehmen, können Sie für alle drei isolierten Verstärker, die die Messung durchführen, eine einzelne isolierte Stromversorgung verwenden. Wenn Sie dreiphasige

AC-Spannungsmessungen von Phase zu Phase durchführen, sollten Sie ein Gerät mit integriertem C/DC-Wandler verwenden, um das Design zu vereinfachen. **Abbildung 131** zeigt den entsprechenden AMC3330-Schaltplan.

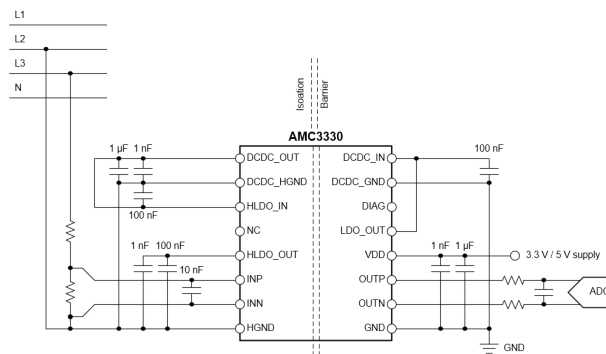


Abbildung 131. Der AMC3330 isolierte Verstärker mit einem internen DC/DC-Wandler.

Zur Berechnung des Tastverhältnisses der Pulsweitenmodulation (PWM) in einem Motorantrieb muss in der Regel die DC-Link-Spannung gemessen werden, die in der Mitte von mit einer Genauigkeit von 1 % oder besser angezeigt wird **Abbildung 130**.

Während des Bremsbetriebs steigt die Gleichstromverbindungsspannung und muss aktiv begrenzt werden, um beispielsweise die Leistungsstufe durch Einschalten einer Nutzbremse zu schützen. Eine Messung mit kurzer Latenzzeit ermöglicht eine schnellere Reaktion auf Überspannungsereignisse und ermöglicht es dem System, näher an den Grenzen der Hardware zu arbeiten. Dies ermöglicht engere Designmargen und niedrigere Systemkosten. Die DC-Link-Kapazität beträgt in der Regel mehrere 100 µF. Daher erfordert es genaue Messungen bei niedrigen Spannungen (<100 V), um festzustellen, ob der DC-Link-Kondensator vor der Wartung des Geräts ordnungsgemäß auf ein sicheres Niveau entladen wurde. Darüber hinaus ermöglichen hochauflösende AC-Rippelmessungen einen Phasenverlust des angeschlossenen Wechselstromnetzes, wodurch möglicherweise keine separate netzseitige Phasenmessung erforderlich ist. Die Frequenz der Rippelspannung beträgt entweder 360 Hz bei einer 60 Hz-Dreiphasen-Netzspannung oder 300 Hz bei einer 50 Hz-Dreiphasen-Netzspannung, da sechs Halbwellen gleichgerichtet werden. Bei einer niedrigen Last (wenn sich der Motor nicht dreht) kann die Größe der Rippelspannung sehr gering sein; daher können Sie für Messungen mit höchster Auflösung einen Modulator bevorzugen. Weitere Informationen zu isolierten Verstärkern im Vergleich zu isolierten Modulatoren finden Sie unter [3]. Isolierte Verstärker mit unipolaren Eingangsbereichen wie der **AMC1351** von TI (mit einem Eingangsbereich von 0 bis 5 V) oder der **AMC1311** (mit einem Eingangsbereich von 0 bis 2 V) sind speziell für DC-Link-Spannungsmessungen ausgelegt. Sie benötigen eine lokale Stromversorgung mit Gleichspannungsbezug, um die Hochspannungsseite wie den in gezeigten isolierten Transformatorschaltkreis mit Strom zu versorgen **Abbildung 132**. Alternativ kann ein Baustein wie der AMC3330 mit integriertem DC/DC-Wandler verwendet werden.

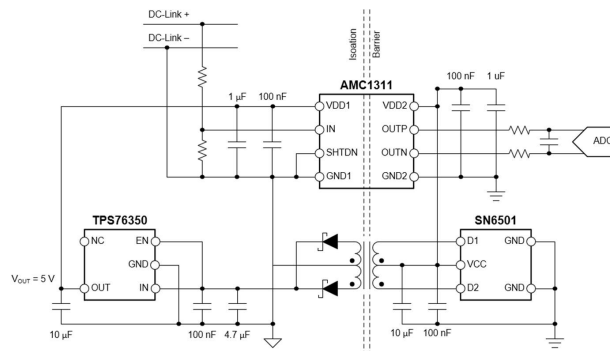


Abbildung 132. Der AMC1311 isolierte Verstärker mit einem diskreten isolierten Transformatorschaltkreis.

Durch die Messung der tatsächlichen Phasenspannung anstatt der Schätzung der Phasenspannung anhand der DC-Link-Messung und des PWM-Tastverhältnisses wird die Leistung sensorloser AC-Motorantriebe weiter verbessert. Die direkte Messung der Phasenspannung führt zu einem präziseren Ergebnis, da alle Verluste im System sowie die Auswirkungen der PWM-Totzeitverzerrung berücksichtigt werden. Eine Methode besteht darin, alle drei Phasen in Bezug auf die DC-Schiene mit drei isolierten Verstärkern mit unipolarem Eingang und einer einzelnen isolierten Stromversorgung (wie in **Abbildung 132** gezeigt) zu messen, um die High-Side für alle drei isolierten Verstärker zu versorgen.

Eine alternative Methode, die Hardwarekosten spart, besteht darin, nur zwei Phasen-zu-Phasen-Spannungen zu messen und die dritte zu berechnen. Diese Methode erfordert nur zwei isolierte Verstärker mit einem bipolaren Eingangsbereich und minimalem zusätzlichem Aufwand auf der Firmware-Seite. Die beiden Messungen werden in Bezug auf eine der Phasenspannungen durchgeführt, bei der die isolierten Verstärker von der potenzialfreien Highside-Gate-Treiber-Versorgung des oben isolierten Gate-Bipolartransistors (IGBT) mit Strom versorgt werden müssen, wie in **Abbildung 133** gezeigt. Bausteine mit internen DC/DC-Wandlern wie der AMC3330 vereinfachen die Schaltung erheblich, was zusätzliche Platzeinsparungen und eine höhere Systemeffizienz ermöglicht.

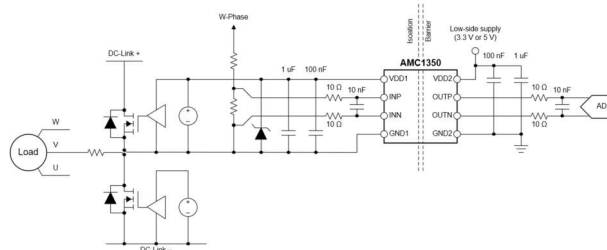


Abbildung 133. Der AMC1350 isolierte Verstärker mit potenzialfreier Stromversorgung.

Für jede dieser Spannungsmessungen muss ein Widerstandsteiler den Hochspannungsknoten herunterskalieren, um dem Eingangsbereich des isolierten Verstärkers zu entsprechen [4]. Es gibt drei häufige Herausforderungen beim Design eines Widerstandsteiler-Schaltkreises:

- Der Eingangsruhestrom des isolierten Verstärkers, der durch den Messwiderstand fließt und einen Offsetfehler erzeugt.
- Der Messwiderstand ist parallel mit der Eingangsimpedanz des isolierten Verstärkers, wodurch der effektive Messwiderstand reduziert und ein Verstärkungsfehler erzeugt wird. Darüber hinaus kann die Eingangsimpedanz des isolierten Verstärkers aufgrund von Prozessschwankungen von Gerät zu Gerät $\pm 20\%$ variieren und als Verstärkungsfehler angezeigt werden, wenn diese nicht berücksichtigt werden.

- Temperaturdrift sowohl im Widerstandsteiler als auch in der Eingangsimpedanz des isolierten Verstärkers.

Die Auswahl eines Bausteins mit hoher Eingangsimpedanz und vernachlässigbarem Eingangsruhestrom aus den isolierten Spannungsmessverstärkern von TI verringert den zur Bewältigung dieser Herausforderungen erforderlichen Aufwand erheblich. Es ist jedoch möglich, eine hochgenaue Spannungsmessschaltung mit einem isolierten Verstärker mit niedriger Eingangsimpedanz und Eingangsruhestrom zu entwerfen [5].

Isolierte Verstärker mit einem größeren Eingangsbereich bieten eine geringere Empfindlichkeit gegenüber Eingangsrauschen und eine höhere Genauigkeit bei niedrigen Eingangspegeln. Allerdings weisen Bausteine mit höherer Eingangsspannung oft eine niedrigere Eingangsimpedanz auf, siehe Tabelle 1, und erfordern eine Verstärkungskalibrierung, um ein Höchstmaß an Genauigkeit zu erreichen. Ein Eingabegerät mit hoher Impedanz bietet eine höhere unkalibrierte Genauigkeit und reduziert den Entwicklungsaufwand. Weitere Informationen zum Vergleich der im Datenblatt angegebenen Genauigkeit mit den typischen und maximalen Fehlerberechnungen von isolierten TI-Verstärkern finden Sie unter [6].

Tabelle 18. Isolierte Verstärker zur Spannungsmessung von Texas Instruments.

Baustein	Eingangsspannungsbereich	Eingangsimpedanz	Integrierter DC/DC-Wandler	Automobil verfügbar
AMC1211A-Q1	0 V bis 2 V	1 GΩ	Nein	Ja
AMC1311/B	0 V bis 2 V	1 GΩ	Nein	Ja
AMC1411	0 V bis 2 V	1 GΩ	Nein	Ja
AMC1351	0 V bis 5 V	1,25 MΩ	Nein	Ja
AMC3330	±1 V	1 GΩ	Ja	Ja
AMC1350	±5 V	1,25 MΩ	Nein	Ja
ISO224A/B	±12 V	1,25 MΩ	Nein	Nein

Fazit

Die große Auswahl an isolierten Verstärkern von Texas Instrument für Hochimpedanzspannungsmessungen ermöglicht Ihnen die richtige Abwägung zwischen Kosten, Leistung, einfacher Implementierung und Platinenplatz, um das Design entsprechend Ihren Anforderungen zu optimieren und die industriellen Isolationsleistungsstandards zu erfüllen.

Quellennachweise

1. Texas Instruments: [Designüberlegungen für die isolierte Strommessung](#)
2. Texas Instruments: [TÜV Technischer Bericht Nr. 713203936](#)
3. Texas Instruments: [Vergleich isolierter Verstärker und isolierter Modulatoren](#)
4. Texas Instruments: [Isolierter Spannungssensorschaltkreis mit ±480 V und Differenzausgang](#)
5. Texas Instruments: [Isolierte Spannungsmessschaltung mit ±250 mV-Eingang und Differenzausgang](#)
6. Texas Instruments: [Excel-Rechner Für Spannungsmessung bei Isolierten Verstärkern](#)

Hochleistungsfähige isolierte Strom- und Spannungsmessung in Server-Netzteilen

Anwendungshinweis

Die wachsende Nachfrage nach Cloud-basierter Technologie bei Internet-Content-Anbietern, Kommunikationsdienstleistern und vielen Konsumenten und Unternehmen führt zu einer starken Nachfrage nach Rechenzentren. Die Stromverteilungsnetzwerke in diesen Servern in Rechenzentren, von der Front-End-Leistungsfaktorkorrektur (PFC) bis hin zu den DC/DC-Stufen, sind erforderlich, um Standards mit hohem Wirkungsgrad und hoher Leistungsdichte zu erfüllen.

Ein Zertifizierungsstandard mit dem Namen 80 PLUS, der von Electric Power Research (EPRI) in Zusammenarbeit mit Ecos Consulting entwickelt wurde, fördert die effiziente Energienutzung in Server-Stromversorgungseinheiten (PSU) für Rechenzentren. Die Server-Netzteile können eine der vielen 80 Plus-Zertifizierungen wie Gold, Platin usw. erhalten, die auf der erreichbaren Energieeffizienz bei Nennlast und Leistungsfaktor (PF) basiert.

Verständnis der Anforderungen des Titanium-Standards

Die Anforderungen an den Wirkungsgrad, den Leistungsfaktor und die harmonische Gesamtverzerrung (iTHD) des 80 Plus Titanium-Standards sind in **Tabelle 19**, **Tabelle 20** bzw. **Tabelle 21** dargestellt.

Tabelle 19. Anforderungen an den Wirkungsgrad des Titanstandards

	115 V intern nicht redundant				230 V intern redundant				230 V EU-intern nicht redundant			
	Nennlast											
	10 %	20 %	50 %	100 %	10 %	20 %	50 %	100 %	10 %	20 %	50 %	100 %
Titan-Wirkungsgrad	90 %	92 %	94 %	90 %	90 %	94 %	96 %	91 %	90 %	94 %	96 %	94 %

Tabelle 20. 80 Plus TitanStandard PF-Anforderungen

Ausgangsleistung	10 %	20 %	50 %	100 %
Leistungsfaktor	> 0,90	> 0,96	> 0,98	> 0,99

Tabelle 21. 80 Plus TitanStandard iTHD-Anforderungen

Ausgangsleistung	> 5 % und ≤ 10 %	> 10 % und < 20 %	≥ 20%	≥ 40%	≥ 50%
iTHD	< 20 %	< 15 %	< 10 %	≤ 8%	≤ 5%

Hocheffiziente Server-PSU-Implementierung

Abbildung 134 zeigt eine solche Implementierung einer Server-Stromversorgung mit PFC- und DC/DC-Stufen. Eine nicht isolierte PFC-Stufe stellt sicher, dass der gleichgerichtete Eingangsstrom der gleichgerichteten Eingangsspannung folgt. Diese Frontend-PFC-Stufe erzeugt einen Zwischenkreis mit einer relativ großen Welligkeit. Eine isolierte DC/DC-Stufe bietet dann eine galvanische Trennung und eine gut geregelte Ausgangsspannung mit minimaler Ausgangsstromwelligkeit.

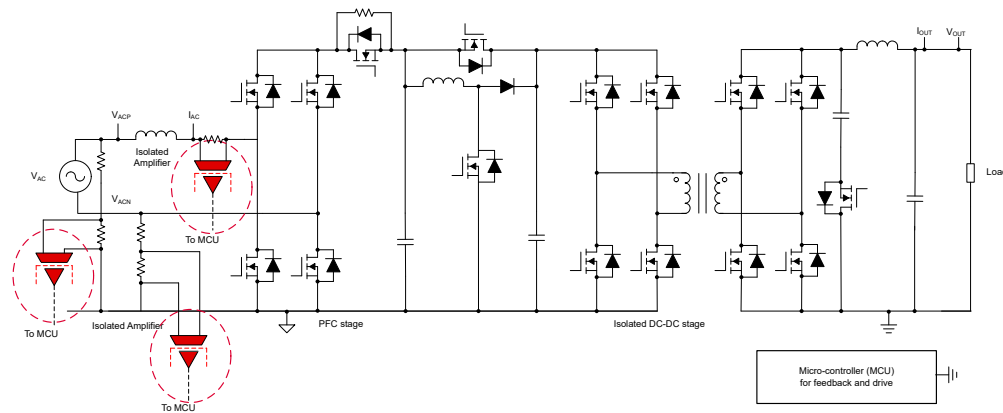


Abbildung 134. Implementierung einer Server-Stromversorgung mit PFC- und DC/DC-Stufen

Der Leistungsfaktor für maximalen Wirkungsgrad sollte nahe an der Einheit liegen. Ein effizienter PFC wird durch eine brückenlose Einphasen-Totem-Pole-Topologie mit einer Spannungs- und einer Stromrückkopplungsschleife erreicht. Die Spannungsrückkopplungsschleife wird dazu verwendet, die PFC-Busspannung auf einen vorgewählten Wert zu regeln, und die Stromrückkopplungsschleife regelt den durchschnittlichen Gesamtstrom der Induktionsspule. Die Stromschleife erfordert eine hohe Messgenauigkeit und hohe Bandbreite, um die Anforderungen des Titanium-Standards an Wirkungsgrad, PF und iTHD zu erfüllen. Je nach Architektur und Standort der MCU muss der Rückkopplungspfad der Strom- und Spannungsmessung möglicherweise isoliert werden.

Isolierte Hochleistungs-Strom- und -Spannungsmessung in Server-Netzteilen

Shunt-basierte Strommessungen sind die bevorzugte Option, um die hohe Genauigkeit und Bandbreite der Stromrückkopplungsschleife zu erreichen. Shunt-basierte Lösungen bieten höhere Genauigkeit, geringere Temperaturdrift und höhere Bandbreite als Hall-basierte Stromsensoren mit offenem Regelkreis. Hall-Sensormodule mit geschlossenem Regelkreis könnten eine Alternative darstellen, aber sie sind im Vergleich zu Shunt-basierten Lösungen sehr teuer, um die erforderliche Leistung zu erreichen.

Shunt-Widerstände in Kombination mit verstärkten isolierten Verstärkern wie dem **AMC3301** (± 250 mV-Eingangsbereich) oder **AMC3302** (± 50 mV-Eingangsbereich), die mit einer einzigen Stromversorgung arbeiten können und eine Bandbreite von bis zu 300 kHz bieten, stellen eine einfache und einfach zu implementierende Lösung für genaue Shunt-basierte isolierte Strommessung dar. Diese Produkte enthalten einen vollständig integrierten DC/DC-Wandler, der eine Stromversorgung auf der Strommesseite überflüssig macht. Für Spannungsmessungen ermöglicht ein Widerstandsteilernetzwerk mit nachgefolgten verstärkten isolierten Verstärkern wie **AMC3330** (± 1 V-Eingangsbereich) eine sehr genaue isolierte Spannungsmessung. **Abbildung 135** und **Abbildung 136** zeigen die Blockschaltbilder von AMC3301 bzw. AMC3330.

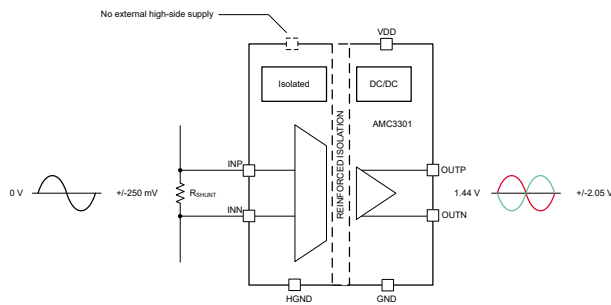


Abbildung 135. AMC3301 Blockschaubild

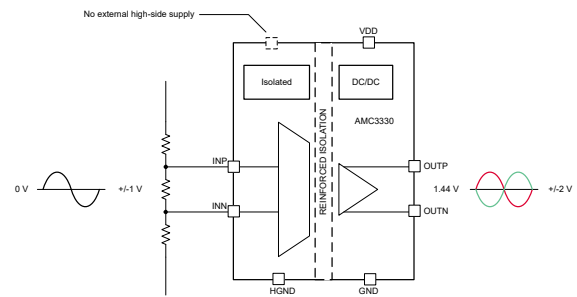


Abbildung 136. AMC3330 Blockschaubild

Fazit

Mit dem Trend der Hersteller von Servernetzteilen, die die Zertifizierung nach dem Titanium-Standard erreichen wollen, bietet die **Produktfamilie AMC33xx** eine leistungsstarke, kostenoptimierte und einfach zu implementierende Lösung für die isolierte Strom- und Spannungsmessung.

Ressourcen

- Schulungen und Videos von Texas Instruments zu [Trennverstärkern und Modulatoren](#)
- Texas Instruments Whitepaper zum [Vergleich isolierter Verstärker und isolierter Modulatoren](#)
- Texas Instruments Whitepaper, [Vergleich von Shunt- und Hall-basierten Strommesslösungen in Onboard-Ladegeräten und DC/DC-Wandlern](#)
- Texas Instruments, Anwendungshinweis: [Genauigkeitsvergleich isolierter Shunt- und Closed-Loop-Strommessung](#)

Zusätzliche Referenzdesigns/Schaltkreise

- Entwicklung einer Bootstrap-Ladepumpen-Stromversorgung für einen isolierten Verstärker
- Taktflankenverzögerungskompensation mit isolierten Modulatoren Digitale Schnittstelle zu MCUs
- Verwendung von AMC3311 zur Stromversorgung des AMC23C11 für isolierte Sensorik und Fehlererkennung

Entwicklung einer Bootstrap-Ladepumpen-Stromversorgung für einen isolierten Verstärker

Zusammenfassung

Isolierte Verstärker bieten eine Isolierung zwischen ihrem Eingangssignal und dem Ausgangssignal, was in vielen Anwendungen nützlich ist, wie z. B. der Phasenstrommessung in Motorantrieben. Die Bereitstellung der Highside-Stromversorgung für einen isolierten Verstärker kann eine Herausforderung darstellen. Dieser Anwendungshinweis stellt einen Bootstrap-Ladepumpenschaltkreis als kleine, kostengünstige Alternative zur Erzeugung der Highside-Stromversorgung vor und geht ausführlich in Bezug auf das Design einer solchen Schaltung ein.

Einführung

Isolierte Verstärker können Spannung oder Strom mit relativ hoher Genauigkeit messen und gleichzeitig die Messungen von der Low-Side isolieren. Dies ist in Anwendungen nützlich, bei denen die High-Side-Spannung aus Sicherheitsgründen isoliert werden muss oder wenn die High-Side plötzliche Transienten erleben kann, die einen Controller auf der Low-Side beschädigen können. Gängige Anwendungen sind das Messen eines Hochspannungs-Motorbusses oder das Messen des Motorphasenstroms.

Allerdings müssen isolierte Verstärker die Highside-Stromversorgung von der Low-Side-Stromversorgung isolieren, was zu einer größeren Größe und Komplexität führen kann. Eine Alternative ist ein transformatorisiertes Netzteil, das die High-Side-Schiene von der Low-Side erzeugt und gleichzeitig die High-Side von der Low-Side isoliert hält. Transformatoren können jedoch groß und teuer sein. Eine Bootstrap-Ladepumpen-Stromversorgung ist eine kostengünstige Alternative. Die Stromversorgung erfolgt über ein Pulsweitenmodulationssignal (PWM) und erfordert nur einen Kondensator, eine Diode und einen Strombegrenzungswiderstand. In einigen Fällen kann auch ein linearer Dropout-Regler (LDO) erforderlich sein.

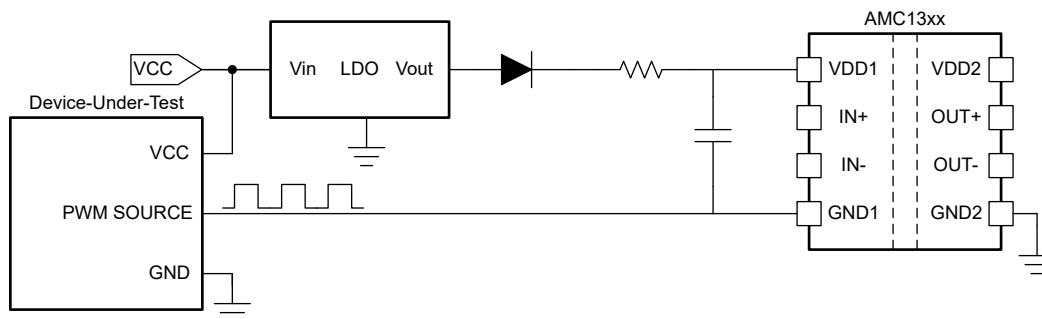


Abbildung 137. Bootstrap-Stromversorgung

Bootstrap StromversorgungsDesign

Das Bootstrap arbeitet mit einer Eingangsspannung und einem PWM-Signal. Die Eingangsspannung wird von derselben Stromversorgung gespeist, die das zu prüfende Gerät (DUT) versorgt, und die Eingangsspannung kann mit einem LDO herabgesetzt werden. Da für den Bootstrap ein PWM-Signal erforderlich ist, kann das Signal nur mit DUTs verwendet werden, die ein PWM-Signal erzeugen oder mit einem PWM-Signal arbeiten. Der DUT ist nicht notwendigerweise von der Low-Side des Verstärkers isoliert, wie in [Abbildung 137](#) gezeigt. Aus diesem Grund kann kein DC/DC-Spannungswandler allein verwendet werden. Die High-Side des Verstärkers hat keine Masseverbindung mit dem DUT. Das PWM-Signal ist an die High-Side-Masse des isolierten Verstärkers gebunden. Das Bootstrap stellt sicher, dass die High-Side-Stromversorgung immer über dem PWM-Signal schwebt, sodass die High-Side-Stromversorgung ein stetiges Signal hat, obwohl es sich bei der High-Side-Masse um ein PWM-Signal handelt.

Die Eingangsspannung zum Bootstrap-Schaltkreis bestimmt den stationären Ausgangswert, daher muss die Eingangsspannung nahe an der gewünschten High-Side-Versorgungsspannung liegen, um eine Verletzung der High-Side-Versorgungsspezifikationen des Verstärkers zu vermeiden. Ein LDO ist erforderlich, wenn sich der DUT-VCC-Bus außerhalb der empfohlenen Betriebsbedingungen des isolierten Verstärkers befindet. LDOs benötigen im Allgemeinen nur wenige zusätzliche externe Komponenten, und LDOs erzeugen sauberere Signale als Schaltregler, weshalb LDOs für diese Anwendung empfohlen werden. Die Eingangsspannung des Bootstrap-Schaltkreises ist größer als die DUT-Masse. Wenn also das PWM-Signal niedrig ist, kommt es zu einem positiven Spannungsabfall an der Diode, die leitet und den Kondensator lädt, wie in **Abbildung 138** dargestellt.

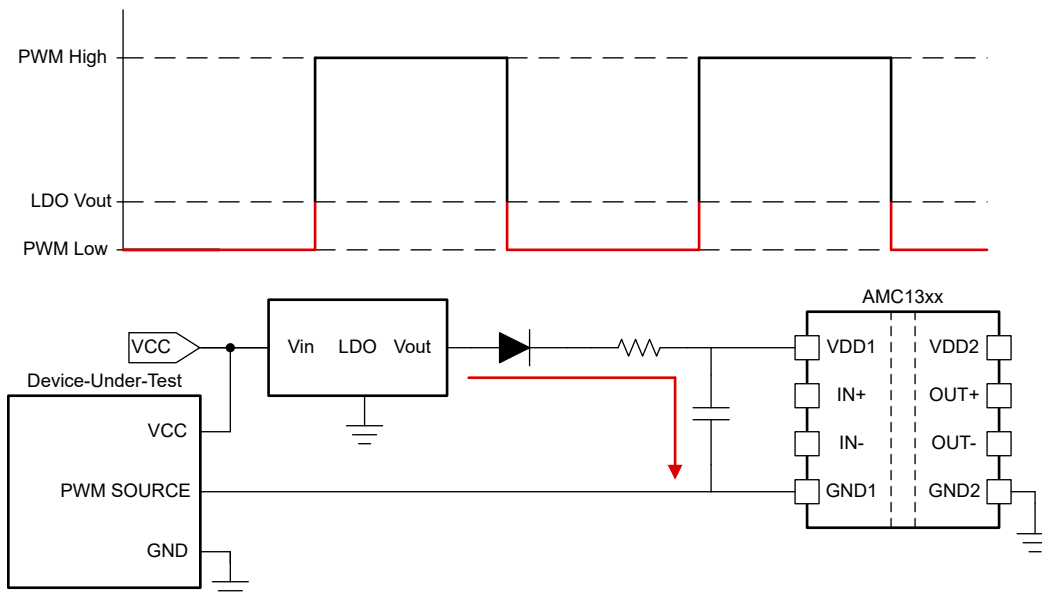


Abbildung 138. Laden des Bootstrap-Kondensators

Wenn das PWM-Signal hoch ist, liegt kein Spannungsabfall oder negativer Spannungsabfall am Kondensator vor und das Signal hört auf zu leiten, sodass der Kondensator in die High-Side-Stromversorgung entlädt wird, wie in **Abbildung 139** dargestellt. Die Bootstrap-Schaltung kann einen stabilen Zustand erreichen, wenn die vom Kondensator gespeicherte Spannung bei niedrigem PWM-Signal der vom Kondensator entladenen Spannung bei hohem PWM-Signal entspricht. Das bedeutet, dass die Startzeit und die Welligkeit im stationären Zustand von der RC-Zeitkonstante abhängen und durch die Frequenz und das Tastverhältnis des PWM-Signals beeinflusst werden können.

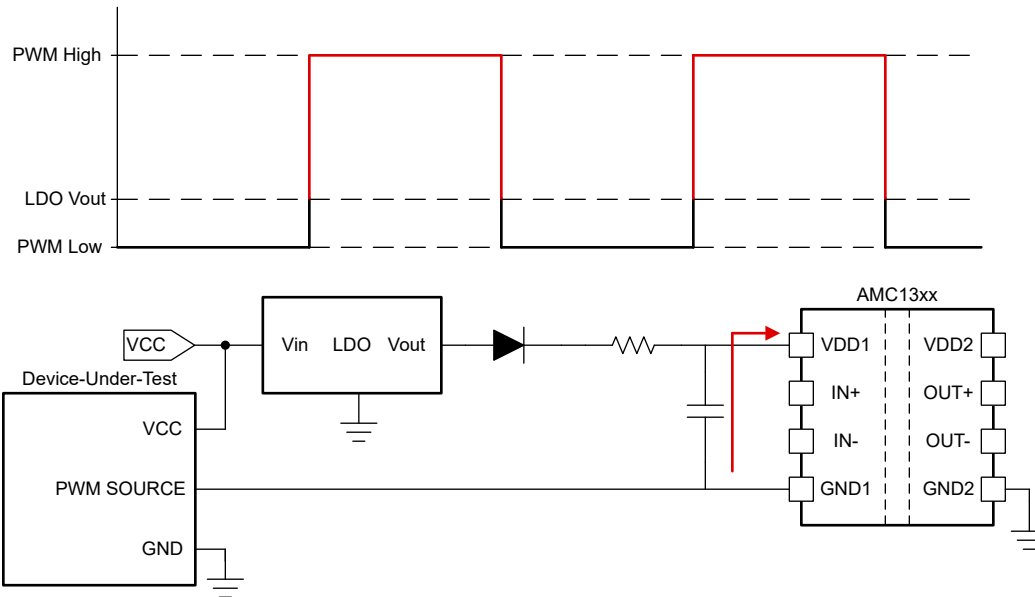


Abbildung 139. Entladen des Bootstrap-Kondensators

Auswahl des Ladungspumpenkondensators

Der vom Bootstrap bereitgestellte Maximalwert kann approximiert werden, indem die Eingangsspannung zum Bootstrap genommen und der Spannungsabfall der Diode subtrahiert wird. Je nach dem Wert des RC-Schaltkreises und des PWM-Signals kann das Bootstrap jedoch den stationären Zustand erreichen, bevor das Bootstrap den Maximalwert erreicht. Die RC-Zeitkonstante ist wie folgt definiert:

$$\tau = R \times C \quad (59)$$

Kondensator und Widerstand bestimmen die RC-Zeitkonstante zum Laden und Entladen des Kondensators. Es besteht ein Kompromiss zwischen Startzeit und Welligkeit im stationären Zustand. Eine kleinere Zeitkonstante bedeutet, dass der Kondensator schneller geladen und entladen kann und schneller in den stationären Zustand gelangt. Sobald der Kondensator jedoch den stationären Zustand erreicht hat, kann der Kondensator bei einer größeren Zeitkonstante pro PWM-Tastverhältnis mehr Spannung laden oder entladen als der Kondensator, was zu einer größeren Welligkeit führt. Ebenso kann eine größere Zeitkonstante aufgrund längerer Lade- oder Entladezeiten zu weniger Welligkeit führen. Der Kondensatorwert kann mit den folgenden Parametern geschätzt werden:

1. PWM-Schaltfrequenz
2. PWM-Tastverhältnis
3. Erforderlicher Strom zur Stromversorgung des isolierten Verstärkers
4. Zulässige Welligkeit

Wir können umordnen wie gezeigt in **Gleichung 60** **Gleichung 61**, um die Kapazität zu berechnen.

$$Q = I \times t = \Delta V_{\text{ripple}} \times C \quad (60)$$

$$C = \frac{I \times t}{\Delta V_{\text{ripple}}} \quad (61)$$

Unter Annahme einer Schaltfrequenz von 20 kHz mit einem Tastverhältnis von 50 %, unter Verwendung der maximalen Stromaufnahme aus dem Datenblatt AMC1311-Q1 und der Anforderung einer maximalen Welligkeit von 100 mV wird der folgende Mindestkapazitätswert empfangen:

$$C = \frac{9.7\text{mA} \times 0.5 \times \frac{1}{20\text{kHz}}}{100\text{mV}} = 2.4\mu\text{F} \quad (62)$$

Von dort aus kann das Bootstrap simuliert werden, um die Startzeit zu schätzen, und ein geeigneter Kondensator und Widerstand können anhand der Anforderungen an die Startzeit ausgewählt werden. Der Widerstand muss ausgewählt werden, damit der Widerstand die Highside des Verstärkers nicht daran hindert, ausreichend Strom zu ziehen.

Simulation in TINA-TI

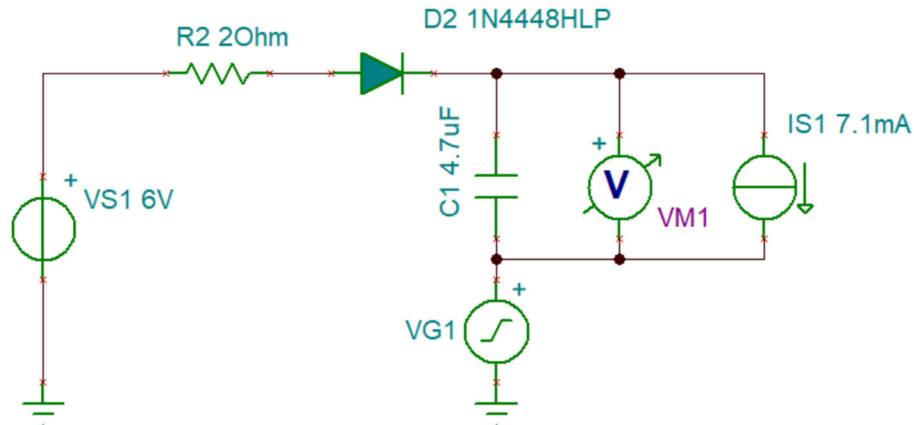


Abbildung 140. Simulationsmodell

VS1 ist der Ausgang des LDO, VG1 wird zur Simulation des PWM-Signals verwendet und IS1 simuliert die Lastaufnahme des isolierten Verstärkers. Da VS1 6 V beträgt und der Spannungsabfall über die Diode 300 mV beträgt, beträgt die maximale Ausgangsspannung des Bootstrap 5,4 V. VG1 liefert ein PWM-Signal von 20 kHz, 50 V_{pp} mit einem Tastverhältnis von 50 %. C1 wird vier verschiedene Kondensatorwerte schrittweise durchlaufen.

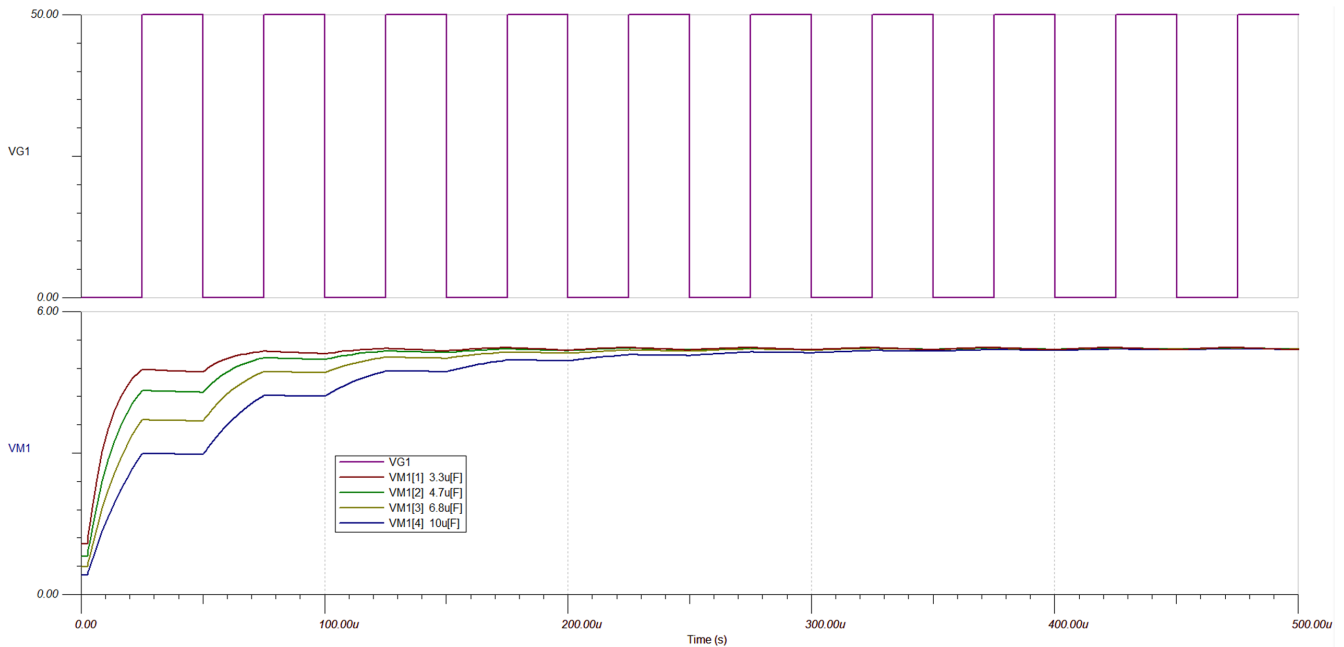


Abbildung 141. Vergleich der Kondensatorwerte

Tabelle 22. Ausgangsspannung im eingeschwungenen Zustand mit verschiedenen Kondensatoren

Kondensatorwert (μF)	Stationäre Welligkeit (mV)	Durchschnittlicher stationärer Zustand (V)
3,3	53,6	5,215
4,7	37,7	5,200
6,8	25,8	5,215

Tabelle 22. Ausgangsspannung im eingeschwungenen Zustand mit verschiedenen Kondensatoren (Fortsetzung)

Kondensatorwert (μF)	Stationäre Welligkeit (mV)	Durchschnittlicher stationärer Zustand (V)
10	17,7	5,215

Abbildung 141 zeigt vier verschiedene Kondensatorwerte mit demselben PWM-Signal. **Tabelle 22** zeigt die stationäre Ausgangsspannung mit den verschiedenen Kondensatoren. Beachten Sie, dass keiner der Kondensatoren den theoretischen maximalen stationären Zustand von 5,4 V erreicht. Mit abnehmender Welligkeit nimmt die Startzeit jedoch deutlich zu. Das Signal mit 4,7 μF weist ein gutes Gleichgewicht zwischen Anlaufzeit und Welligkeit auf.

Die Startzeit und die Welligkeit des Bootstrap-Schaltkreises im stationären Zustand hängen auch von der Frequenz und dem Tastverhältnis des PWM-Eingangssignals ab. Wir können dies in der Simulation beobachten, indem wir C1 auf einen einzelnen Wert einstellen und das von VG1 erzeugte PWM-Signal ändern.

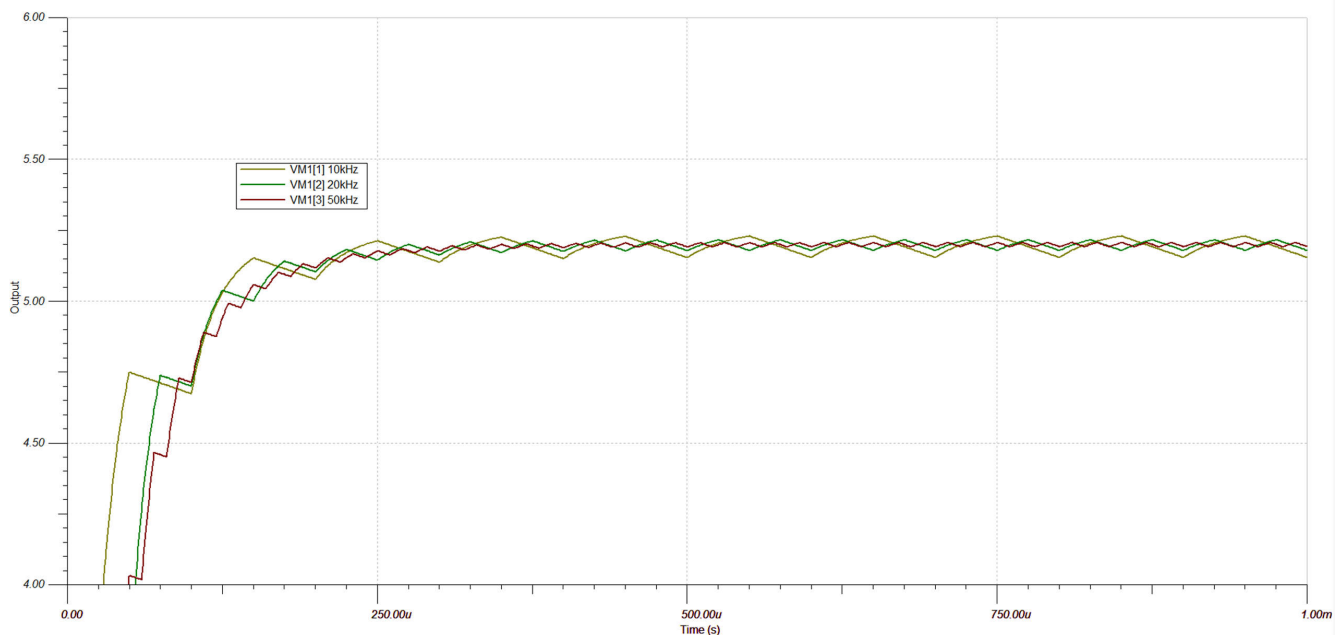


Abbildung 142. Ändern der PWM-Frequenz

Tabelle 23. Anlaufzeit und stationäre Spannung für verschiedene Frequenzen

PWM-Frequenz (kHz)	Stationäre Welligkeit (mV)	Durchschnittlicher stationärer Zustand (V)
10	75,1	5,190
20	37,7	5,200
50	14,7	5,200

C1 beträgt 4,7 μF und das PWM-Signal hat eine Amplitude von 50 V_{pp} und ein Tastverhältnis von 50 %. Die Frequenz hat einen viel größeren Einfluss auf die Ausgangswelligkeit, ohne die Startzeit und den durchschnittlichen stationären Zustand zu dramatisch zu beeinflussen, wie gezeigt in **Tabelle 23**.

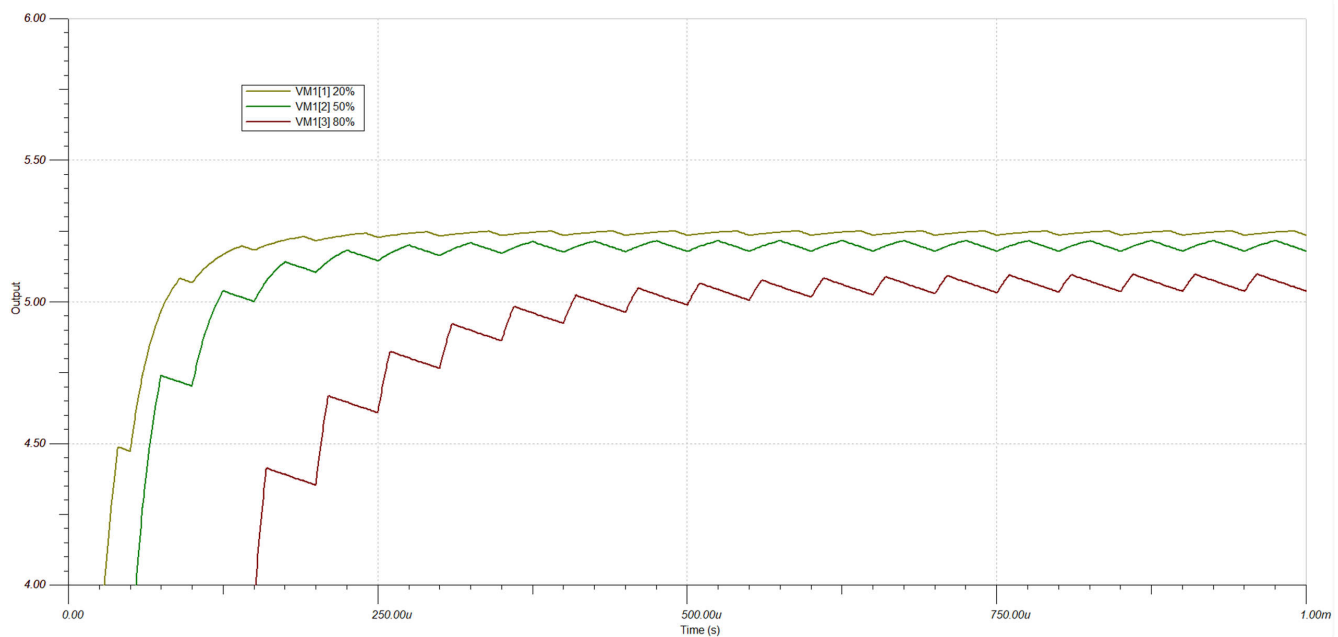


Abbildung 143. PWM-Tastverhältnis ändern

Tabelle 24. Startzeit und stationäre Zustandsspannung für verschiedene Tastverhältnisse

PWM-Tastverhältnis	Stationäre Welligkeit (mV)	Durchschnittlicher stationärer Zustand (V)
20%	14,7	5,245
50%	37,7	5,200
80%	59,9	5,070

C1 beträgt $4,7 \mu\text{F}$ und das PWM-Signal hat eine Amplitude von $50 V_{\text{pp}}$ und eine Frequenz von 20 kHz. Die Anlaufzeit und die durchschnittliche Leistung werden viel stärker beeinflusst, wie in [Abbildung 143](#) und [Tabelle 24](#) dargestellt.

Zu viel Welligkeit kann die Leistung des isolierten Verstärkers beeinträchtigen, da die prallende Stromversorgung Gleichtaktfehler am Ausgang verursachen kann. Allerdings kann die Genauigkeit des isolierten Verstärkers nicht überprüft werden, bevor der Verstärker den empfohlenen Mindestwert für die Highside-Stromversorgung des Verstärkers erreicht hat. Die Kenntnis des erwarteten PWM-Ausgangssignals ist entscheidend für den Entwurf einer effektiven Bootstrap-Schaltung innerhalb der Systemparameter. Allerdings wurde der $4,7 \mu\text{F}$ -Kondensator unter der Annahme gewählt, dass das PWM-Signal ein Tastgrad von 50 % und eine Frequenz von 20 kHz haben kann (siehe [Sektion 8.1.2.1](#)), so dass die Mindestkapazität an die PWM-Signaleigenschaften angepasst werden kann (siehe [Gleichung 62](#)).

Hardware-Test mit AMC1311-Q1

Die eigentliche Schaltung wird als **Abbildung 137** erstellt, um die Simulationen zu verifizieren. $C = 4,7 \mu\text{F}$, $R = 2 \Omega$, der Ausgang des LDO-Reglers beträgt 6 V und das PWM-Eingangssignal beträgt $50 V_{\text{pp}}$ bei 20 kHz mit einem Tastverhältnis von 50 %. **AMC1311-Q1** ist der ausgewählte isolierte Verstärker und **TPS7A4101** der ausgewählte LDO für den großen Eingangsbereich.

Die Startzeit beträgt etwa 260 μs und der stationäre Ausgangsstrom beträgt 5,1 V mit 29,7 mV Welligkeit, was relativ gut mit **Abbildung 140** übereinstimmt. Die Diskrepanz zwischen Simulation und Hardware ist auf die Strombegrenzungen der Ausrüstung zurückzuführen, die in einer für die Simulation entwickelten nicht berücksichtigt werden.

Die Welligkeit der Bootstrap-Stromversorgung hatte nur minimale Auswirkungen auf die Leistung von AMC1311 bis Q1 im Vergleich zur Leistung mit einer sauberen Stromversorgung. Das Clean-Signal wurde mit einem Transformator und einem LDO von der Low-Side-Stromschiene erzeugt. Dieses Transformator-Netzteil ist etwa doppelt so groß wie das Bootstrap-Netzteil und aufgrund der Transformatorkosten viel teurer als das Bootstrap-Netzteil. Wenn die Welligkeit zu hoch war, kann die Bootstrap-Stromversorgung auch mit einfachen RC-Filtern geglättet werden. Dies kann den Stromkreis minimal vergrößern und verteuern.

Zusammenfassung

Ein Bootstrap-Schaltkreis für Ladungspumpen ist eine effektive Möglichkeit zur Erzeugung einer isolierten Stromschiene für einen isolierten Verstärker in PWM-Anwendungen. Ein gut konstruiertes Bootstrap-Netzteil kann genauso effektiv wie ein sauberes Netzteil arbeiten und dabei Platz und Kosten sparen.

Bei der Entwicklung einer Bootstrap-Schaltung müssen mehrere wichtige Faktoren berücksichtigt werden. Es ist wichtig, die Stromaufnahme des isolierten Verstärkers, die Frequenz und Einschaltdauer des PWM-Signals, den zulässigen Bereich für die Anlaufzeit der Schaltung und die zulässige Welligkeit der Stromversorgung für den isolierten Verstärker zu kennen. Alle diese Spezifikationen können sich auf die Auswahl des RC-Schaltkreises im Bootstrap-Schaltkreis auswirken. Ein Bootstrap kann leicht simuliert werden, was den Auswahlprozess viel einfacher macht, da der Entwickler verschiedene RC-Werte unter verschiedenen Schaltkreisbedingungen einfach testen kann.

Referenz

1. Texas Instruments, [AMC13xx Parametric Table](#).
2. Texas Instruments, [DC+ Bus Power-Supply Solution Using Bootstrap Charge Pump Technique](#) Anwendungshinweis.
3. Texas Instruments, [Using Isolated Comparators for Fault Detection in Electric Motor Drives](#) Analogdesignzeitschrift.
4. Texas Instruments, [Design Considerations for Isolated Current Sensing](#) Analogdesignzeitschrift.

Taktflankenverzögerungskompensation mit isolierten Modulatoren Digitale Schnittstelle zu MCUs

Zusammenfassung

Isolierte Delta-Sigma-Modulatoren wie der **AMC1306M25** mit digitaler Hochgeschwindigkeitsschnittstelle werden häufig für eine genaue, latenzarme und rauschunempfindliche Shunt-basierte Phasenstrommessung in **Servoantrieben** und **Robotik**-Anwendungen verwendet. Insbesondere bei höheren Taktfrequenzen sind Routing, Terminierung und die Einhaltung der Einrichtungs- und Hold-Timings der jeweiligen MCU für einen zuverlässigen Betrieb von entscheidender Bedeutung. Eine häufig verwendete Methode und ein Kompromiss zur Erfüllung der MCU-Timing-Anforderungen besteht in der Reduzierung der Modulator-Taktfrequenz, wodurch auch die Datenausgangsrate reduziert wird. Dieser Anwendungshinweis enthält weitere speziell für Taktkantenkompensationsmethoden entwickelte Anwendungen, um die Einrichtungs- und Timing-Anforderungen bis zur maximalen Taktrate des Modulators zu erfüllen. Dadurch kann das System mit der maximalen Datenrate arbeiten. Der Anwendungshinweis skizziert Optionen für die Taktkantenkompensation und zeigt Beispielmessungen mit den isolierten Modulatoren AMC130x von TI, die an C2000™- und Sitara™-MCUs angeschlossen sind. Zusätzlich wird ein Berechnungstool bereitgestellt, um das Timing der digitalen Schnittstelle zu validieren.

Einführung

Isolierte Delta-Sigma-Modulatoren werden häufig für die Shunt-basierte Phasenstrommessung in **Servoantrieben** und **Robotik**-Anwendungen verwendet, da eine genaue und latenzarme isolierte Phasenstrommessung einen erheblichen Einfluss auf die Leistung von Dreiphasen-Invertern hat. Delta-Sigma-Modulatoren stellen einen digitalen Bitstrom mit LVDS- oder CMOS-Schnittstelle zu einer MCU bereit. Dies ermöglicht die Messung des Phasenstroms mit außergewöhnlicher Rauschunempfindlichkeit, hoher Präzision und kurzer Latenzzeit. Weitere Informationen zu isolierten Modulatoren finden Sie im Anwendungshinweis **Vergleich isolierter Verstärker und isolierter Modulatoren**.

Häufig werden die Shunts und die isolierten Delta-Sigma-Modulatoren auf der Leistungsstufen-Leiterplatte (PCB) platziert, während die MCU auf einer separaten Steuerplatinen-Leiterplatte (siehe Abbildung 1) platziert wird. Richtige Routing-Schemata auf den Leiterplatten und dem Schnittstellenanschluss sind für die Integrität des digitalen Signals von entscheidender Bedeutung. Bewährte Methoden für Takt- und Datenleitungsrouting und -Terminierung werden im Anwendungsbericht **Bessere Signalintegrität mit isoliertem Delta-Sig. Modulatoren in Motorantrieben (ti.com)** erläutert.

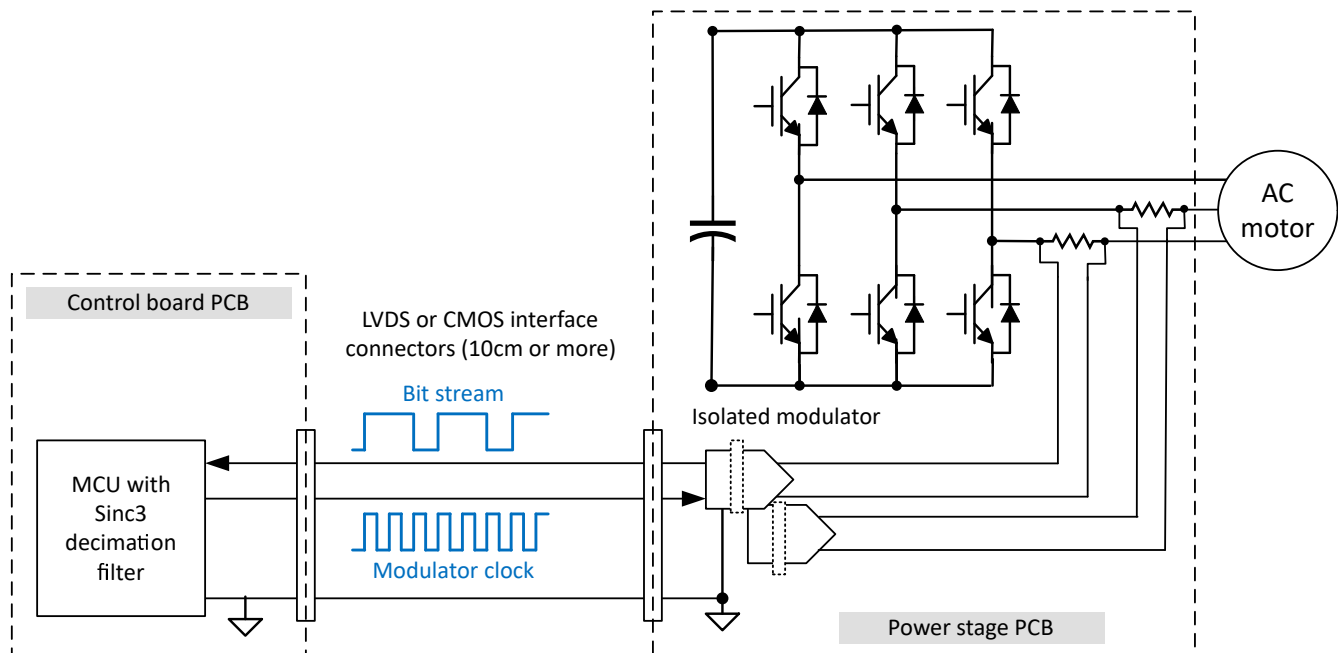


Abbildung 144. Vereinfachtes 3-Phasen-Inverter-Blockschaltbild mit digitaler Schnittstelle von MCU zu Isolator-Modulatoren

Beim Timing zwischen der Taktflanke des Modulators und dem digitalen Bitstrom kann es zu weiteren Designherausforderungen kommen, insbesondere wenn die Signalspuren ziemlich lang sind, werden zusätzliche Puffer und Pegelumsetzer verwendet. Dann kann eine zusätzliche Ausbreitungsverzögerung des Modulatortakts und des Bitstream-Signals sogar dazu führen, dass Entwickler den Modulatortakt von maximal 21 MHz (AMC1306) auf z. B. 15 MHz reduzieren müssen, um das Timing zwischen Taktbereich und Bitstream-Daten an der MCU zu erfüllen. Dadurch erhöht sich die Latenzzeit der gesamten Phasenstrommessung umgekehrt proportional zum ausgewählten Modulatortakt. Ein typischerweise verwendeter Sinc3-Dezimationsfilter mit einem Oversampling-Verhältnis von 64 hat beispielsweise eine Messlatenz (Ausbreitungsverzögerung) von 4,8 μs bei einem 20-MHz-Modulatortakt, während die Latenz auf 6,4 μs steigt, wenn nur ein 15-MHz-Modulatortakt verwendet werden kann.

Die folgenden Abschnitte dieses Dokuments geben einen Überblick über die digitalen Timing-Kompensationsmethoden zur Überwindung dieser Designherausforderung. Sie zeigen, dass das entwickeln mit einem isolierten Modulator nicht nur die höchste Messgenauigkeit bietet, sondern auch die einfachste.

Design-Herausforderung durch Timing-Spezifikationen für digitale Schnittstellen

Isolierte Delta-Sigma-Modulatoren bieten Schnittstellenoptionen sowohl für ein extern als auch intern generiertes Taktsignal mit entweder einer CMOS- oder einer LVDS-Schnittstelle. Bei Geräten mit extern bereitgestellter Taktquelle, z. B. **AMC1306M25** mit CMOS-Schnittstelle oder **AMC1305L25** mit LVDS-Schnittstelle, wird das Taktsignal von der MCU an den Takteingang des Delta-Sigma-Modulators geleitet, während bei Geräten mit intern bereitgestellter Taktquelle der Ausgabebitstrom mit dem intern erzeugten Takt synchronisiert wird, zum Beispiel **AMC1303M2520**. Es gibt auch isolierte Delta-Sigma-Modulator-Bausteine mit Manchester-codiertem Ausgang Bitstrom, die Eindrahtdaten- und Taktübertragung unterstützen, zum Beispiel **AMC1306E25**. Bei allen isolierten Delta-Sigma-Modulatoren stellt der Datenausgang des Modulators einen Bitstrom digitaler Einsen und Nullstellen bereit, der synchron zur Taktkante nach außen verschoben wird.

Abbildung 145 zeigt ein vereinfachtes Beispiel für eine CMOS-Schnittstelle mit 3,3 V E/A zwischen dem isolierten Delta-Sigma-Modulator AMC1306M25 und einem C2000 MCU **TMS320F28379D**. Da der AMC1306M25 eine extern bereitgestellte Taktquelle benötigt, wird das Taktsignal vom MCU TMS320F28379D erzeugt und an den Takteingang des Delta-Sigma-Modulators CLKIN geleitet. Parallel dazu wird das erzeugte Taktsignal auch zum Takteingang an das Sigma-Delta-Filtermodul (SDFM) der MCUs SD1_C1 (GPIO123) geleitet. Je nach Systemdesign kann sich in der Taktschnittstelle zwischen der MCU und dem isolierten Delta-Sigma-Modulator ein Taktpuffer befinden. Der isolierte Datenausgangs-DOUT des Delta-Sigma-Modulators ist direkt mit dem Sigma-Delta Filtermodule-(SDFM)-Dateneingang SD1_D1 (GPIO122) des MCUs verbunden.

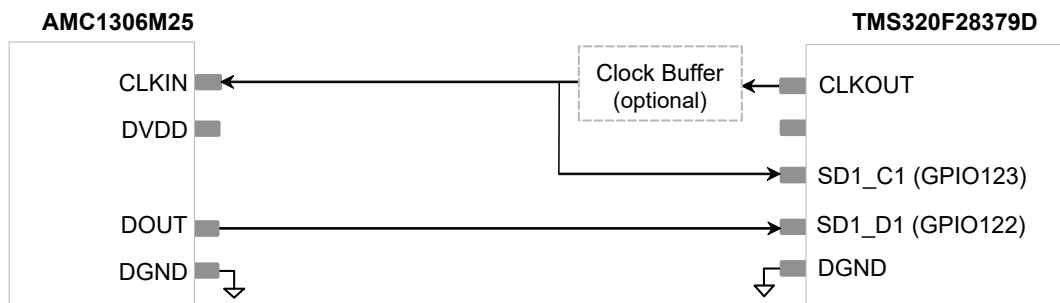


Abbildung 145. Vereinfachte digitale Schnittstelle des AMC1306M25 zum TMS320F28379D

Die gültige Kommunikation zwischen dem isolierten Delta-Sigma-Modulator und der MCU wird in den jeweiligen Datenblättern des Bausteins durch die Einrichtungs- und Hold-Timing-Anforderungen beschrieben. Die Einrichtungszeit ist die Zeit, die das Datensignal vor einem Taktsignalübergang gültig und stabil sein muss, um das Datensignal in der MCU zu erfassen. Die Haltezeit ist die Zeit, die ein Signal gültig und stabil gehalten werden muss, nachdem ein Taktsignalübergang eintritt. Die Einhaltung der Anforderungen an die Einrichtung und Haltezeit von MCUs ist von entscheidender Bedeutung, da jeder Verstoß zur Erfassung falscher Daten führen kann. Die Inkompatibilität zwischen der Konfiguration der digitalen Schnittstelle und den Anforderungen an das Hold-Timing des isolierten Delta-Sigma-Modulators und der MCU kann eine Designherausforderung darstellen.

Abbildung 146 skizziert das digitale Schnittstellen-Timing für die Einrichtung- und Haltezeit des AMC1306x, das eine empfohlene Taktfrequenz (CLKIN) von 5 MHz bis 21 MHz mit einer Datenhaltezeit t_h (MIN) = 3,5 ns und einer Datenverzögerungszeit t_d (MAX) = 15 ns unterstützt.

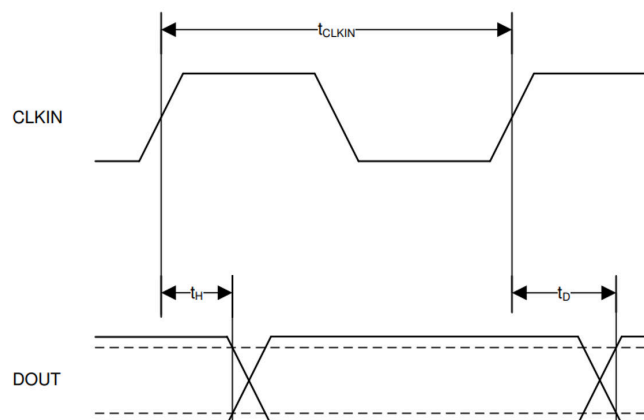


Abbildung 146. AMC1306x Digitales Schnittstellen-Timing

Abbildung 147 skizziert das Zeitdiagramm des Sigma-Delta-Filtermoduls (SDFM) TMS320F28379D für Modus 0. Die Dateneingabe bei SDX_Dy muss die minimale Einrichtungszeit $t_{su(SDDV-SDCH)M0}$ und die minimale Haltezeit $t_{h(SDCH-SDD)M0}$ in Bezug auf die steigende Taktflanke des SDX_Cy-Signals im SDFM-Modul erfüllen.

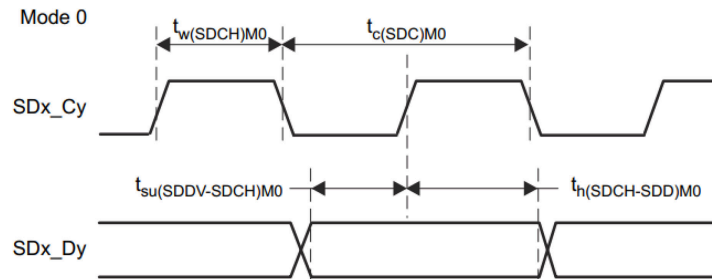


Abbildung 147. TMS320F28379D SDFM-Zeitdiagramm – Modus 0

Für das TMS320F28379D SDFM-Modul im Modus 0 empfehlen wir den SDFM-Betrieb mit qualifiziertem GPIO (3-Abtastfenster). Dieser Modus bietet Schutz vor zufälligen Rauschstörungen beim Eingangstaktsignal (SDX_Cy) und Dateneingang (SDX_Dy), um falsche Komparator-Überstromauslösung und falsche Sinc-Filterausgabe zu vermeiden. Die minimalen Einrichtungs- und Haltezeiten für einen 200-MHz-Systemtakt mit TMD320F28379D liegen bei 10 ns: $t_{su(SDDV-SDCH)M0}$ (MIN) = 10 ns und $t_{h(SDCH-SDD)M0}$ (MIN) = 10 ns.

Dies stellt eine Designherausforderung dar, da die minimale Haltezeit t_h (MIN) des AMC1306M25 3,5 ns beträgt. Allerdings sind 10 ns erforderlich, damit das SDFM-Modul die korrekte Erfassung am Dateneingang SDX_Dy mit Bezug auf die steigende Taktflanke des SDX_Cy-Signals aufrechterhalten kann.

Eine weitere Herausforderung besteht darin, dass sich die Ausbreitungsverzögerung zusätzlicher Komponenten in der Signalkette mit der digitalen Schnittstelle, wie zum Beispiel ein Taktpuffer, sowie die Ausbreitungsverzögerung der durch die Leiterbahnlänge auf der Leiterplatte eingebundenen Takt- und Datensignale auf die Timings zwischen SDX_Cy- und SDX_Dy-Eingaben auswirken und das korrekte Erfassungs-Timing der Dateneingabe erschweren.

Das gleiche gilt für Delta-Sigma-Modulatoren mit LVDS-Schnittstelle, wie den **AMC1305L25**. Der einzige Unterschied zu AMC1306M25 Delta-Sigma-Modulatoren mit CMOS-Schnittstellentyp besteht darin, dass für die digitale Signalkette zu einer MCU mit CMOS-Schnittstelle zusätzliche Komponenten wie ein **LVDS-Treiber und -Empfänger** benötigt werden, was zu weiteren Ausbreitungsverzögerungen beiträgt. **Abbildung 148** zeigt eine vereinfachte digitale Schnittstelle zwischen dem isolierten Delta-Sigma-Modulator AMC1305L25 mit LVDS-Schnittstelle und der MCU TMS320F28379D mit CMOS-Schnittstelle.

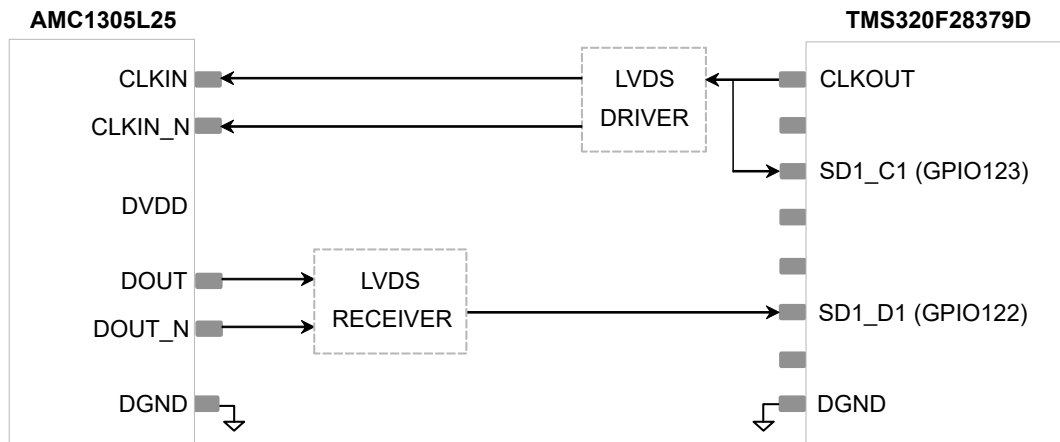


Abbildung 148. AMC1305L25 Digitale Schnittstelle zu TMS320F28379D

Abbildung 149 zeigt eine vereinfachte digitale Schnittstelle eines isolierten Delta-Sigma-Modulators mit einer intern erstellten Taktquelle AMC1303Mx mit CMOS-Schnittstelle zum TMS320F28379D mit CMOS-Schnittstelle. Das intern erzeugte Taktsignal CLKOUT des AMC1303Mx wird in das Sigma-Delta-Filtermodul (SDFM) SD1_C1 (GPIO123) der MCUs eingebracht. Der isolierte Datenausgangs-DOUT des Delta-Sigma-Modulators ist direkt mit dem MCUs-Dateneingang SD1_D1 (GPIO122) des SDFM verbunden.



Abbildung 149. Digitale CMOS-Schnittstelle zum TMS320F28379D AMC1303M2520 für 3,3 V

Bei der Verwendung eines isolierten Modulators mit einem internen Taktgeber beschränkt sich die Herausforderung der digitalen Schnittstelle auf die verschiedenen Timing-Spezifikationen des isolierten Delta-Sigma-Modulators und die Einrichtungs- und Haltezeiten der MCUs. Die Ausbreitungsverzögerung von Takt- und Datensignalen, die durch die Leiterbahnlänge auf der Platine eingeführt wird, kann vernachlässigt werden, wenn die Takt- und Datensignale auf derselben Länge geroutet werden. In der Regel ist der Modulator direkt mit der MCU verbunden, sodass kein Puffer oder Pegelwandler benötigt wird, was eine zusätzliche Ausbreitungsverzögerung bedeutet.

Die AMC1303Mx Haltezeit $t_h(\text{MIN})$ beträgt 7 ns und die Verzögerungszeit $t_d(\text{MAX})$ beträgt 15 ns für die 10-MHz- und 20-MHz-Taktversionen. Die Herausforderung besteht darin, dass die minimale Haltezeit $t(\text{MIN})$ von AMC1303Mx 7 ns beträgt, aber das SDFM-Modul 10 ns benötigt, um die Dateneingabe an SDX_Dy ohne jegliche Einrichtungs- und Haltezeitverletzungen korrekt zu erfassen.

Bei isolierten Delta-Sigma-Modulatoren mit einem Manchester-codierten Bitstream-Ausgang, z. B. AMC1306E25, werden Daten und Takt über eine Eindraht-Lösung übertragen. Damit die Anforderungen an die Einrichtungs- und Haltezeit des empfangenden Geräts gegenüber dem Modulatortakt nicht berücksichtigt werden müssen.

Eine häufig verwendete Methode und ein Kompromiss bei der Erfüllung der Anforderungen an die Einrichtung und Haltezeit von MCUs ist die Reduzierung der Taktfrequenz. Allerdings führt die Reduzierung der Taktfrequenz auch zu einer Reduzierung der Datenausgangsrate des isolierten Delta-Sigma-Modulators und einer Erhöhung der Latenz der Strommessung. Eine geeignetere Methode ist die Verwendung einer Taktvoreilungs-Verzögerungskompensation. Diese ermöglicht es, die Taktflanke des Taktsignals an einen idealen Abtastpunkt des Datensignals zu verschieben, um die Einrichtungs- und Hold-Timing-Anforderungen zu erfüllen. Durch diese Methode werden die Taktfrequenzbeschränkungen beseitigt, wodurch der isolierte Delta-Sigma-Modulator und das System mit voller Leistung arbeiten können.

Designansatz mit Taktflankenverzögerungskompensation

Zur Erfüllung und weiteren Optimierung der MCUs-Einrichtungs- und Haltezeit-Anforderungen für eine zuverlässige Datenerfassung wird eine Taktflankenerzögerungskompensation empfohlen. Taktflankenverzögerungskompensation kann mit verschiedenen Methoden implementiert werden, die unten zusammengefasst und im folgenden Abschnitt erläutert werden:

1. Zusätzliches Taktsignal mit Software-konfigurierbarer Phasenverzögerung
2. Taktsignal mit Hardware-konfigurierbarer Phasenverzögerung
3. Taktrückkehr
4. Taktumkehr an der MCU

Taktsignalkompensation mit Softwarekonfigurierbarer Phasenverzögerung

Abbildung 150 zeigt die erste Kompensationsmethode, bei der ein zusätzliches phasenverriegeltes Taktsignal mit einer softwarekonfigurierbaren Phasenverzögerung verwendet wird. Für diese Kompensationsmethode wird das phasenverschobene Taktsignal CLKOUT_Delay als Takteingang an SD0_CLK des Sigma-Delta-Filtermoduls (SDFM) verwendet. Bei anderen Arten von Delta-Sigma-Modulatoren und MCUs, z. B. C2000 MCUs, folgt die Kompensationsmethode demselben Prinzip.

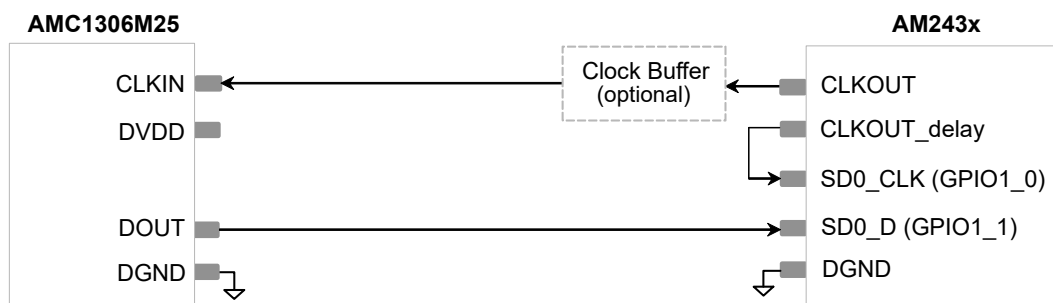


Abbildung 150. MCU-Schnittstelle AMC1306M25 bis AM243x mit softwarekonfigurierbarer Taktphasenverzögerung

Die Implementierung eines zweiten phasenverschobenen Taktsignals bietet höchste Freiheit und Konfigurierbarkeit für den Benutzer. Dies bedeutet, dass verschiedene Werte für die minimale Haltezeit $t_h(\text{MIN})$ verschiedener isolierter Modulatoren durch eine einfache Änderung des Phasenverschiebungswerts in der Software kompensiert werden können. Die ansteigende Flanke der Taktsignale am SD0_CLK-Eingang wird phasenverschoben, so dass das Taktsignal mit dem Datenabtastpunkt des SDFM übereinstimmt, wie dargestellt in **Abbildung 151**. Die **AM243x PRU_ICSSG PRU-Zeitangaben im Sigma-Delta-Modus** sind 10 ns für die minimale Einrichtungszeit $t_{su}(\text{SD}_D\text{-SD_CLK})(\text{MIN}) = 10 \text{ ns}$ und 5 ns für die minimale Haltezeit $t_{h}(\text{SD_CLK-SD}_D)(\text{MIN}) = 5 \text{ ns}$. Dies führt zu einem Bedarf an Kompensation,

um die korrekte Erfassung am Dateneingang SDX_D in Bezug auf die steigende Taktflanke des SDX_CLK-Signals aufrechtzuerhalten, da die minimale Haltezeit t_h (MIN) des AMC1306M25 3,5 ns beträgt, aber 5 ns erforderlich sein können. Nach Anwendung dieser Kompensationsmethode werden die 10 ns-Mindesteinstellungszeiten und 5 ns-Haltezeiten für den Sigma-Delta-Modus der AM243x PRU_ICSSG-PRU-Zeitangaben erfüllt, siehe **Abbildung 151**.

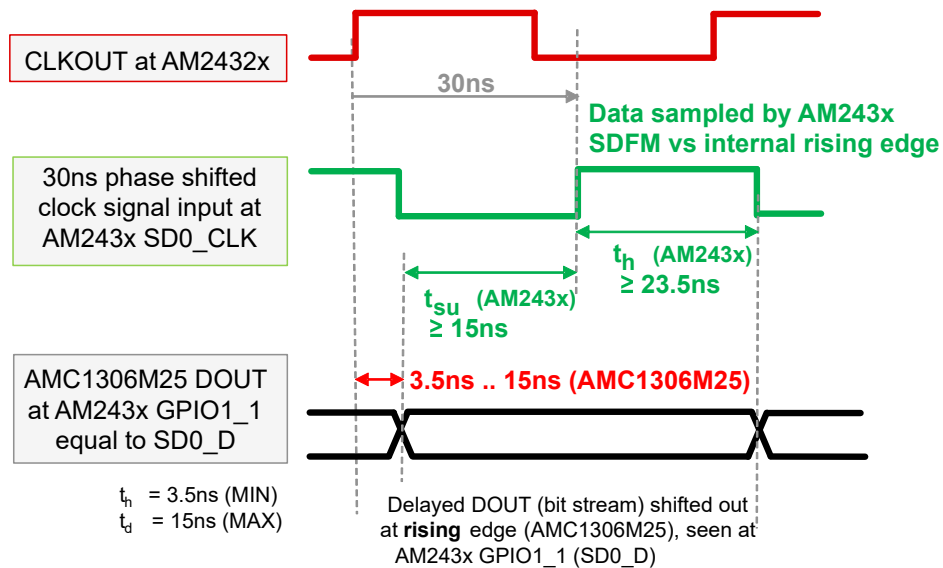


Abbildung 151. AM243x SDFM-Timing mit 30 ns phasenverschobenen Taktsignaleingang bei SD0_CLK (GPIO1_1)

Taktsignalkompensation mit Hardware-konfigurierbarer Phasenverzögerung

Die Taktsignalkompensation mit hardwarekonfigurierbarer Phasenverzögerung der digitalen Schnittstelle zwischen dem AMC1306M25 und der MCU ist dargestellt in **Abbildung 152**. Bei dieser Kompensationsmethode wird ein phasenverschobenes Taktsignal durch eine Phasenverzögerung in der Hardware an den Takteingang SDFM_CLKIN des SDFM-Moduls der MCU angeschlossen. Dieser Kompensationstyp funktioniert für jede MCU mit Sigma-Delta-Filtermodul, wird aber nur für isolierte Delta-Sigma-Modulatoren mit einer externen Taktquelle und CMOS-Schnittstelle empfohlen.

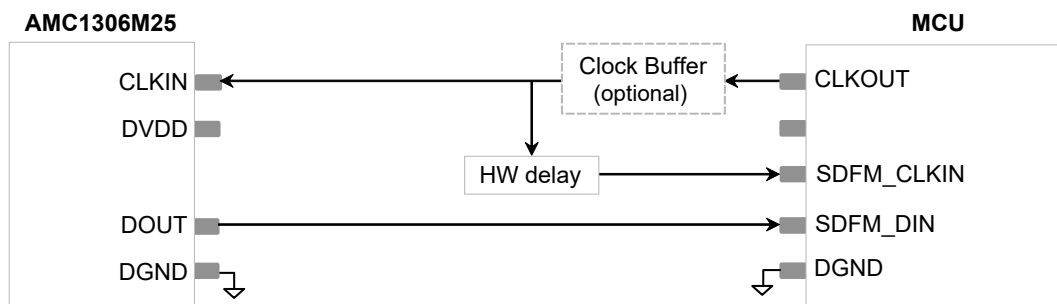


Abbildung 152. AMC1306M25 Digitale Schnittstelle zur MCU mit Kompensation durch hardwarekonfigurierbare Phasenverzögerung

Um eine Phasenverzögerung in der Hardware zu implementieren, kann ein Logikgatter oder Puffer verwendet werden, um eine Ausbreitungsverzögerung in das Taktsignal einzubringen. Bei der Implementierung einer Verzögerung in der Hardware ist der Wert der Verzögerung jedoch stark von der Ausbreitungsverzögerung des Hardwareblock abhängig, die den Freiheitsgrad und die Benutzerkonfigurierbarkeit einschränkt. Das Funktionsprinzip der Kompensation durch Taktsignal mit hardwarekonfigurierbarer Phasenverzögerung folgt demgleich Prinzip, beschrieben in **Sektion 8.2.3.1**.

Taktsignalkompensation durch Taktrückkehr

Abbildung 3-4 zeigt die Taktsignalkompensation durch Taktrückkehr. Mit dieser Kompensationsmethode wird das Taktsignal, das an CLKIN den Takteingang des AMC1306M25 eingespeist wird, vom CLKIN-Pin des AMC1306M25 zum SDFM-Takteingang SDFM_CLKIN der MCU zurückgeführt.

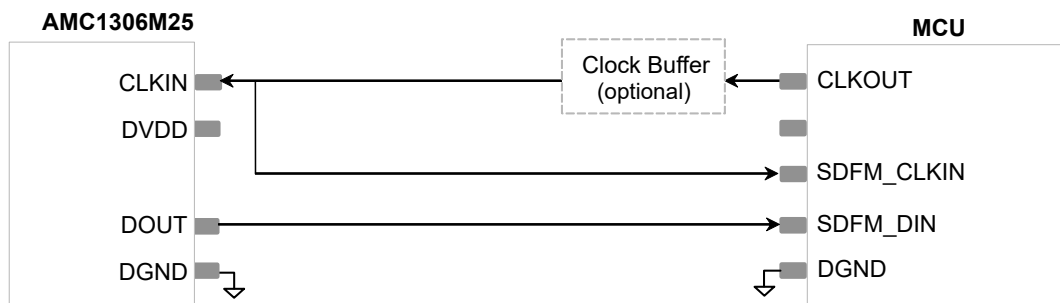


Abbildung 153. Digitale MCU-Schnittstelle AMC1306M25 mit Kompensation durch Taktrückkehr

Bei diesem Verfahren werden für das Takt- und Datensignal die gleiche Ausbreitungsverzögerung durch den Taktpuffer und die durch die Leiterbahnlänge eingesetzte Ausbreitungsverzögerung erreicht. Daher heben sich diese Verzögerungen bei den Zeit- und Datensignalen gegenseitig auf.

Die digitale Schnittstelle AMC1306M25 bietet jedoch weiterhin eine Timing-Funktion für die Datenhaltezeit $t_{h(MIN)} = 3,5 \text{ ns}$ und die Datenverzögerungszeit $t_d (MAX) = 15 \text{ ns}$. Das bedeutet, dass nach dem Leiterplattenbau das Timing überprüft werden muss, um sicherzustellen, dass die Einrichtungs- und Hold-Timing-Anforderungen der MCU für den SDFM erfüllt werden. Diese Art von Kompensationsmethode wird nur für isolierte Delta-Sigma-Modulatoren mit externer Taktquelle und CMOS-Schnittstelle empfohlen.

Taktsignalkompensation durch Taktumkehr an der MCU

Die letzte Methode zur Taktsignalkompensation ist die Taktumkehr an der MCU. Sie arbeitet mit Delta-Sigma-Modulatoren mit externer und interner Taktquelle. In diesem Fall muss die ausgewählte MCU in der Lage sein, den GPIO-Eingang zu invertieren. Die TMS320F28379D GPIO-Eingänge vor dem SDFM (Sigma Delta Filter Module) können so konfiguriert werden, dass sie das Eingangssignal an jedem GPIO invertieren, wie dargestellt in **Abbildung 154**. Das Takteingangssignal wird beispielsweise mit GPIO123 invertiert, daher wird das SD1_C1-Taktsignal gegenüber dem AMC1303Mx-Taktsignal invertiert. Dadurch tastet der SDFM die Eingangsdaten SD1_D1 gegen die abfallende Flanke des externen Taktsignals am Eingang GPIO123 ab, wie dargestellt in **Abbildung 155**.

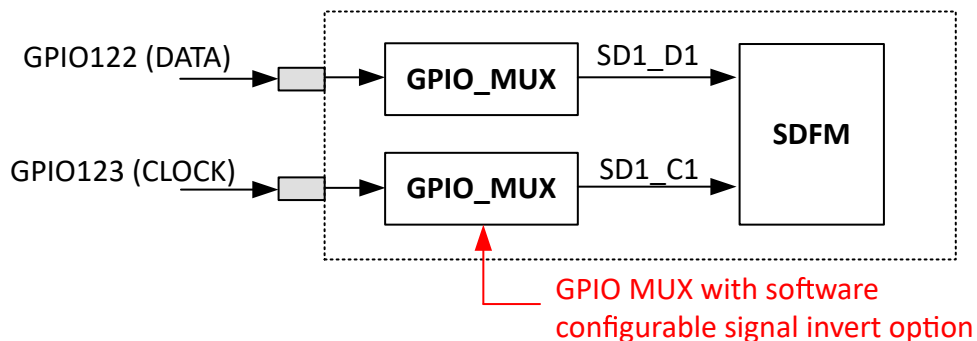


Abbildung 154. TMS320F28379D SDFM/GPIO-Blockschaltbild

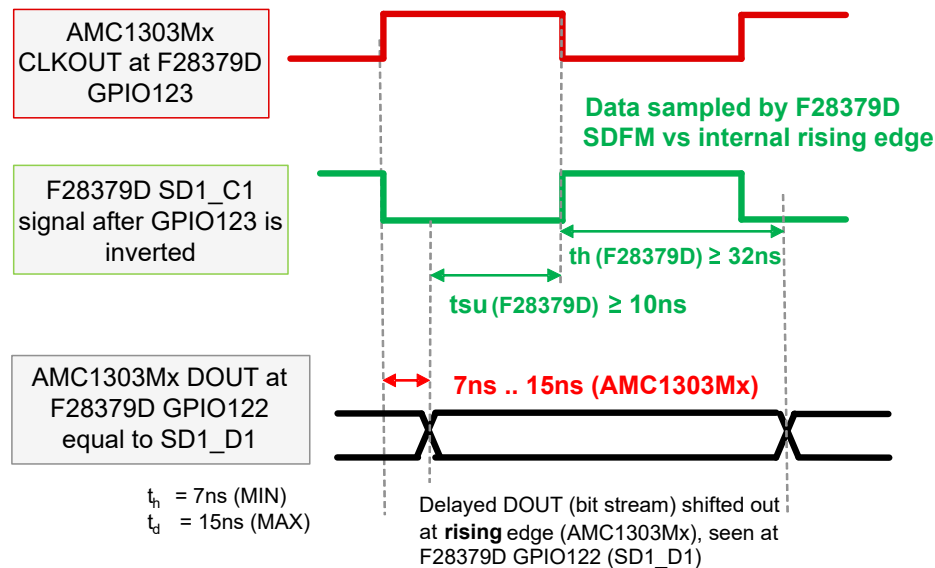


Abbildung 155. TMS320F28379D SDFM-Timing mit invertiertem Taktgeber bei GPIO123

Durch Invertierung des Takteingangssignals unter Verwendung des GPIO wird dem Taktsignal eine feste Verzögerung von der Hälfte der Taktperiode hinzugefügt. Je nach den Zeitgabespezifikationen und Ausbreitungsverzögerungen der Systemkonfiguration kann diese zusätzliche Verzögerung ausreichen, um die Einrichtungs- und Haltezeiten des TMS320F28379D von mindestens 10 ns für den SDFM-qualifizierten GPIO-Modus 0 (3 Samples) zu erfüllen. Da die zusätzliche Verzögerungszeit dieses Taktsignalkompensationsverfahrens jedoch fest ist und nicht geändert werden kann, muss für jedes Systemdesign überprüft werden, ob die resultierenden Timings für die Einrichtung und das Halten der MCU für den SDFM-qualifizierten GPIO-Modus 0 (3 Samples) eingehalten werden.

Diese Kompensationsmethode gilt auch für Sitara-MCUs, bei denen sowohl die ansteigenden als auch die abfallenden Flanken des externen Taktsignals per Software als Datenerfassungspunkt festgelegt werden können.

Test und Validierung

In den folgenden Abschnitten werden Taktkantenkompensationsergebnisse mit einem zusätzlichen Taktsignal mit Phasenverzögerung in der Software wie in [Sektion 8.2.3.1](#) beschrieben sowie Taktumkehr wie in [Sektion 8.2.3.4](#) beschrieben dargestellt. Zunächst werden die Prüfausrüstung und die Software beschrieben, gefolgt von der Testkonfiguration, den Messungen und den Testergebnissen der Taktsignalkompensationsmethoden.

Prüfausrüstung und Software

Die wichtigsten Prüfgeräte für die Messungen sind aufgeführt in [Tabelle 25](#).

Tabelle 25. Liste der Prüfgeräte

Beschreibung	Teilenummer
AMC1306 verstärkter isolierter Modulator – Evaluierungsmodul	AMC1306EVM
F28379D LaunchPad™-Development Kit für C2000™ Delfino™ MCU	LAUNCHXL-F28379D
AM243x Universal-LaunchPad™-Development Kit für Arm®-basierte MCU	LP-AM243
Highspeed-Oszilloskop	Tektronix MSO 4104
Unsymmetrische Sonden	Tektronix P6139A

Die Softwareentwicklung und das Debugging erfolgt mit **Code Composer Studio[™](CCS) Version 12.4.0**. CCS ist eine integrierte Entwicklungsumgebung (IDE), die das Portfolio von Mikrocontrollern (MCU) und Embedded-Prozessoren von Texas Instruments unterstützt. Für den TMS320F28379D wurde eine interne TI Testsoftware verwendet, die auf der **C2000WARE – C2000Ware für C2000 Mikrocontroller** basiert. Für das Sitara AM243x Launchpad wurde eine interne TI Testsoftware auf Basis des Software Development Kit (SDK) AM243x für Sitara[™] Mikrocontroller **MCU-Plus-SDK-AM243X Version 09.00.00.35** verwendet. Spezifische Implementierung und Software-Unterstützung von C2000 und Sitara finden Sie in den **TI E2E Support-Foren**.

Testen der Taktsignalkompensation mit softwarekonfigurierbarer Phasenverzögerung

Diese Messung bestätigt, dass die Anforderungen an das Einrichtungs- und Hold-Timing mit der Taktsignalkompensation erfüllt werden, indem ein zusätzliches Taktsignal mit einer softwarekonfigurierbaren Phasenverzögerung verwendet wird. Dieser Test wurde sowohl mit dem C2000 TMS320F28379D Launchpad als auch mit dem Sitara AM243x Launchpad durchgeführt und validiert.

Testeinrichtung

Der Testaufbau der Taktsignalkompensation unter Verwendung eines zusätzlichen Taktsignals mit einer softwarekonfigurierbaren Phasenverzögerungsmessung mit einem AMC1306EVM und C2000 TMS320F28379D Launchpad ist dargestellt in **Abbildung 156**. Für diese Messung werden unsymmetrische Sonden verwendet, um das Taktsignal bei AMC1306EVM-Takteingang CLKIN und den Datenausgang DOUT des Delta-Sigma-Modulators zu messen, gemessen am MCUs-Dateneingang SD1_D1 (GPIO122) des SDFM. Das Taktsignal mit per Software programmierbarer Phasenverzögerung wird am Takteingang des Sigma-Delta-Filtermoduls (SDFM) der MCUs SD1_C1 (GPIO123) gemessen. Die Eingangspins AINP und AINN von AMC1306EVM sind mit Masse kurzgeschlossen, so dass am Ausgang eines 50/50 die Dichte 1 und 0 beträgt. Die analoge Stromversorgung, AVDD, wird mit dem isolierten Transformatorschaltkreis auf dem EVM erzeugt. Das digitale Netzteil DVDD (3,3 V) der isolierten Modulatoren wird vom C2000 TMS320F28379D Launchpad gespeist.

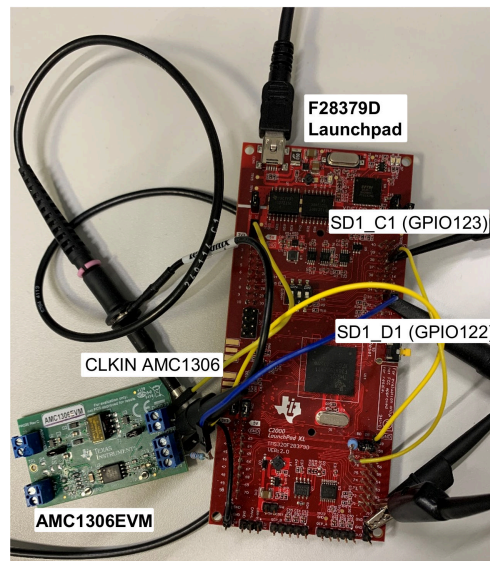


Abbildung 156. Testen Sie die Einrichtung der Taktsignalkompensation durch Phasenverzögerung in der Software mit dem TMS320F28379D-Launchpad AMC1306EVM und C2000

Abbildung 157 zeigt die gleiche Messkonfiguration mit dem Sitara AM243x Launchpad und den entsprechenden Messpunkten.

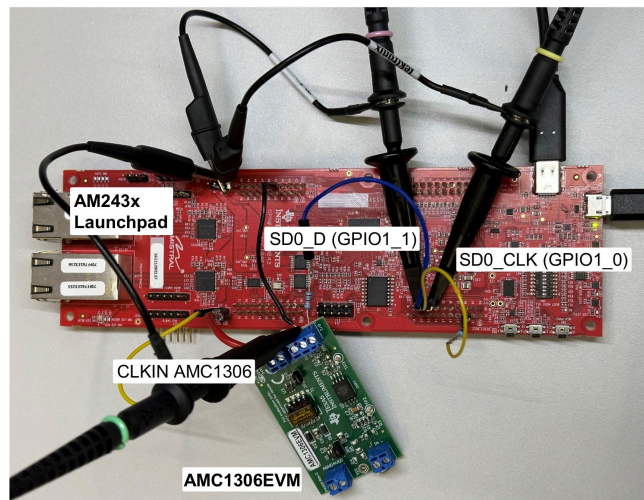


Abbildung 157. Testen Sie die Einrichtung der Taktzeichensignalkompensation durch softwarekonfigurierbare Phasenverzögerung mit AMC1306EVM und Sitara AM243x Launchpad

Test-Messergebnisse

Auf dem TMS320F28379D wurde ein internes TI-SDFM-Softwareprojekt ausgeführt, bei dem die beiden GPIOs GPIO122 und GPIO123 für den SDFM-Modus konfiguriert sind. Der SDFM-Datenfilter ist für Sinc3 mit einem Oversampling-Verhältnis von 64 (OSR64) konfiguriert. Zur Durchführung des Tests wird mit dem ePWM4-Modul ein 20-MHz-Taktsignal mit einem Tastverhältnis von 50 % erzeugt und in den CLKIN-Pin des AMC1306EVM eingespeist. Das ePWM5-Modul ist für die Ausgabe eines phasenverriegelten 20-MHz-Taktsignals mit 50 % Tastverhältnis und 30 ns Phasenverschiebung konfiguriert. Dieses Signal wird in SD1_C1 (GPIO123) eingespeist. Beachten Sie, dass sich der Datenbitstrom von AMC1306EVM DOUT nur an der steigenden Taktflanke ändert, also einmal pro Taktzyklus, wie in Abschnitt 7,11 *Schalteigenschaften* des AMC1306-Datenblatts beschrieben.

Abbildung 158 zeigt die Messung des Oszilloskops und das Schnittstellendiagramm. Das Taktsignal, das an den CLKIN-Pin AMC1306EVM eingespeist wird, wird durch die grüne Wellenform auf Kanal 3 dargestellt. Das Datensignal, das von der AMC1306EVM ausgegeben wird, ist das SD1_D1 (GPIO122)-Signal in rot auf Kanal 2. Das phasenverschobene Taktsignal, das in SD1_C1 (GPIO123) eingespeist wird, ist die gemessene Wellenform in blau auf Kanal 1. Da das SDFM-Modul das Datensignal gegen die steigende Flanke des phasenverschobenen Taktsignals SD1_C1 (GPIO123) tastert, beträgt die resultierende Rüstzeit ca. 18 ns und die resultierende Haltezeit ca. 24 ns. Dadurch wird die Einrichtungs- und Haltezeit des TMS320F28379D von mindestens 10 ns für den SDFM-qualifizierten GPIO-Modus 0 (3-Stichproben) erfüllt. Darüber hinaus bietet dieses Design einen optimalen Spielraum, um Toleranzen für Änderungen (positiv oder negativ) in der Systemausbreitungsverzögerung zu ermöglichen.

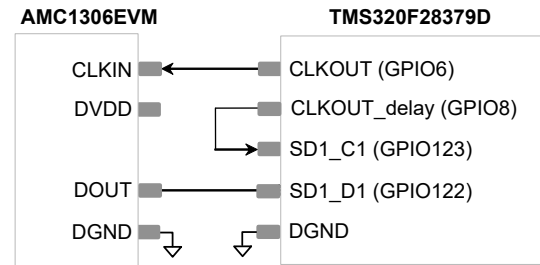
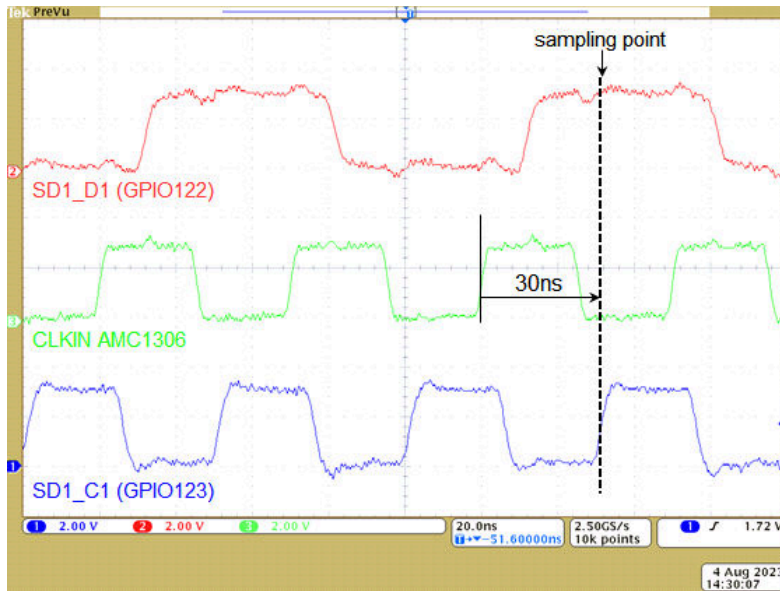


Abbildung 158. Messergebnisse des digitalen Schnittstellen-Timings von AMC1306EVM und TMS320F28379D mit Taktsignalkompensation durch softwarekonfigurierbare Phasenverzögerung

Abbildung 159 zeigt die gleichen Messergebnisse für den mit dem Sitara AM243x Launchpad durchgeführten Test. Abschließend lässt sich sagen, dass die Taktsignalkompensation durch Verwendung eines zusätzlichen Taktsignals mit einer softwarekonfigurierbaren Phasenverzögerung eine zugelassene Methode zur Erfüllung der Anforderungen an die Einrichtung und das Halten des Timings von MCUs ist. Diese Methode bietet den höchsten Freiheitsgrad, da nicht nur der Wert der Phasenverschiebung konfigurierbar ist, sondern diese Methode auch für ein breites Spektrum von MCUs funktioniert, da nur ein zusätzlicher GPIO-Pin für die Implementierung eines phasenverschobenen Taktsignals benötigt wird.

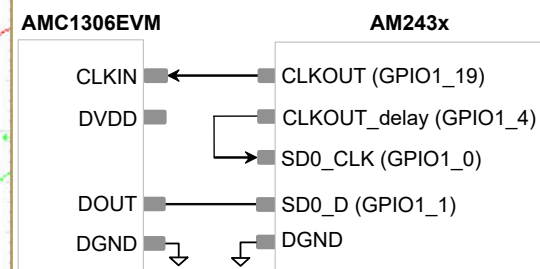
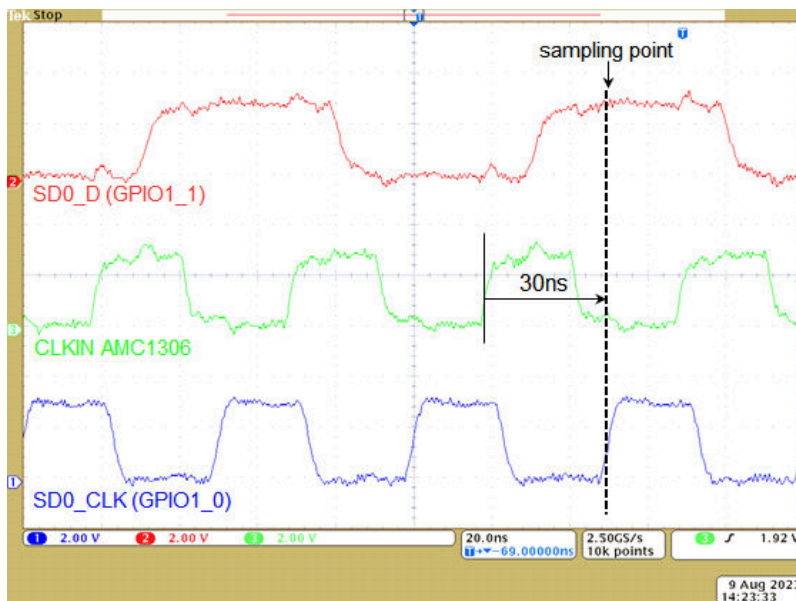


Abbildung 159. Messergebnisse des digitalen Schnittstellen-Timings von AMC1306EVM und AM243x mit Taktsignalkompensation durch softwarekonfigurierbare Phasenverzögerung

Testen der Taktsignalkompensation durch Taktumkehr an der MCU

Diese Konfiguration wurde mit dem C2000 TMS320F28379D Launchpad getestet und validiert.

Testeinrichtung

Die Testeinrichtung für die Taktsignalkompensation durch Taktumkehr an der MCU mit dem C2000 TMS320F28379D Launchpad ist dargestellt in **Abbildung 160**. Für diese Messung werden von der MCU zwei Testsignale erzeugt. Ein Signal ist mit dem Takteingang SD1_C1, (GPIO123) der MCUs SDFM verbunden, und das andere Signal wird mit dem Dateneingang SD1_D1, (GPIO122) des SDFM verbunden.

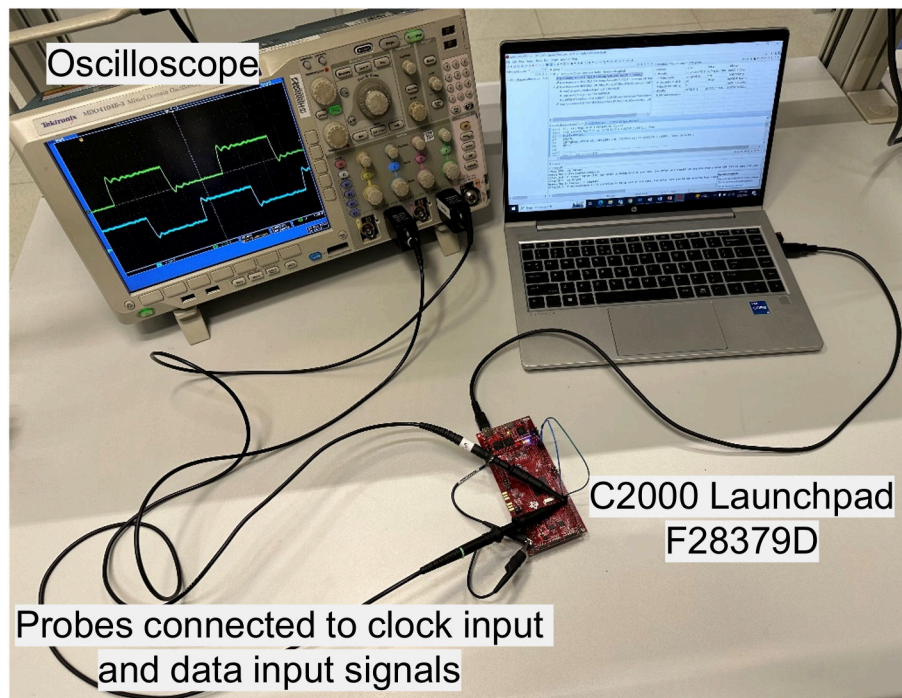


Abbildung 160. Testkonfiguration der Validierung des Timings der digitalen Schnittstelle

Test-Messergebnisse

Auf dem TMS320F28379D wurde ein internes TI-SDFM-Softwareprojekt ausgeführt, bei dem die beiden GPIOs GPIO122 und GPIO123 für den SDFM-Modus konfiguriert sind. Der SDFM-Filter ist für Sinc3- und OSR™-64-Filter konfiguriert. Der Sinc3 OSR64-Filter gibt eine 16-Bit-Zweierkomplement-Ganzzahl mit einem maximalen Gesamtbereich von +16384 bis -16384 aus.

Zur Durchführung des Tests werden zwei um 90 Grad phasenverschobene 10-MHz-Taktsignale mit einem Tastverhältnis von 50 % in GPIO123 (SD1_C1) bzw. GPIO122 (SD1_D1) eingespeist. Beachten Sie, dass sich der Datenbitstream mit AMC1306EVM DOUT nur an der steigenden Taktflanke ändert, also einmal pro Taktzyklus. Für diesen Test wechseln die SD1_D1-Daten in jedem halben Taktzyklus zwischen 0 und 1. Dies unterscheidet sich vom AMC1306EVM-DOUT-Datensignal, das sich bei jedem Taktzyklus ändert.

Durch Anlegen dieses spezifischen Testsignals sind die Eingangsdaten an GPIO122 (SD1_D1) immer Logik '1' an der steigenden Taktflanke von GPIO123 und immer Logik '0' an der abfallenden Flanke. Daher hängt das Ausgangssignal des Sinc3-Filters mit OSR-64-Filter von der Taktkante ab, die die Testdaten im SDFM abgetastet werden, und der

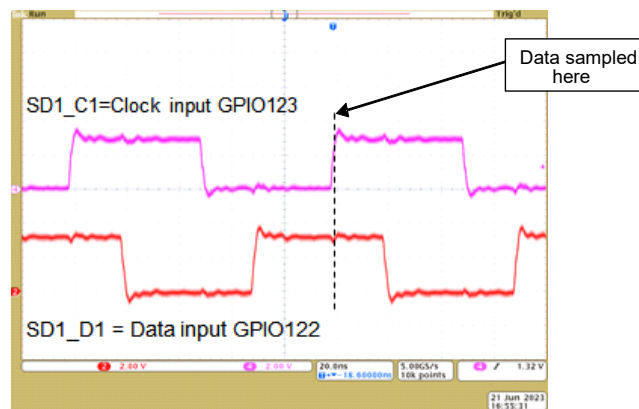
Sinc3-OSR-64-Filterausgang beträgt entweder 16384 (immer Abtastung '1'), wenn keine Taktumkehr bei GPIO123 und -16384 erfolgt, wenn eine Taktumkehr bei GPIO123 erfolgt (immer Abtastung '0').

Testergebnis – Keine Taktumkehr des Takteingangs bei GPIO123

Abbildung 161 zeigt die Oszilloskop-Messung des Taktsignals SD1_C1, das an GPIO123 eingeht, und des phasenverschobenen Datensignals SD1_D1, das an GPIO122 eingeht. Bei dieser Messung wird GPIO123 nicht von der Software invertiert, wie unten gezeigt.

```
// 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
```

Die Daten SD1_D1 werden vom TMS320F28379D SDFM an der steigenden Flanke von SD1_C1 abgetastet. Dies entspricht der steigenden Flanke des nicht invertierten Taktsignals bei GPIO123. Die vom TMS320F28379D erfassten Daten waren immer Logik '1', validiert durch die Ausgabe des Sinc3 OSR64-Filters = +16384 in Code Composer Studio™ (CCS), wie unten gezeigt.



Expression	Type	Value	Address
GPIO123	unsigned int : 1	0	0x00007CD1@Data bit 11
SD1_D1_SincOSR64	int	16384	0x00014147@Data

Abbildung 161. Takt- und Dateneingangs-Testsignale (nicht invertiert GPIO123) und Sinc3 OSR 64 Filterausgang in CCS

Testergebnis – Taktumkehr des Takteingangs bei GPIO123

Abbildung 162 zeigt das Taktsignal SD1_C1, das in GPIO123 eingeht, und das phasenverschobene Datensignal SD1_D1, das in GPIO122 eingeht. In dieser Testkonfiguration wird GPIO123 von der Software invertiert, wie unten gezeigt.

```
// 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
```

Die Daten SD1_D1 werden nun von F28379D SDFM an der abfallenden Flanke von SD1_C1 abgetastet, was der steigenden Flanke des invertierten Taktsignals bei GPIO123 Eingang entspricht. Die vom F28379D erfassten Daten waren immer Logik '0', validiert, obwohl die Ausgabe des Sinc3 OSR64-Filters = -16384 in Code Composer Studio, wie unten gezeigt, erfolgte.

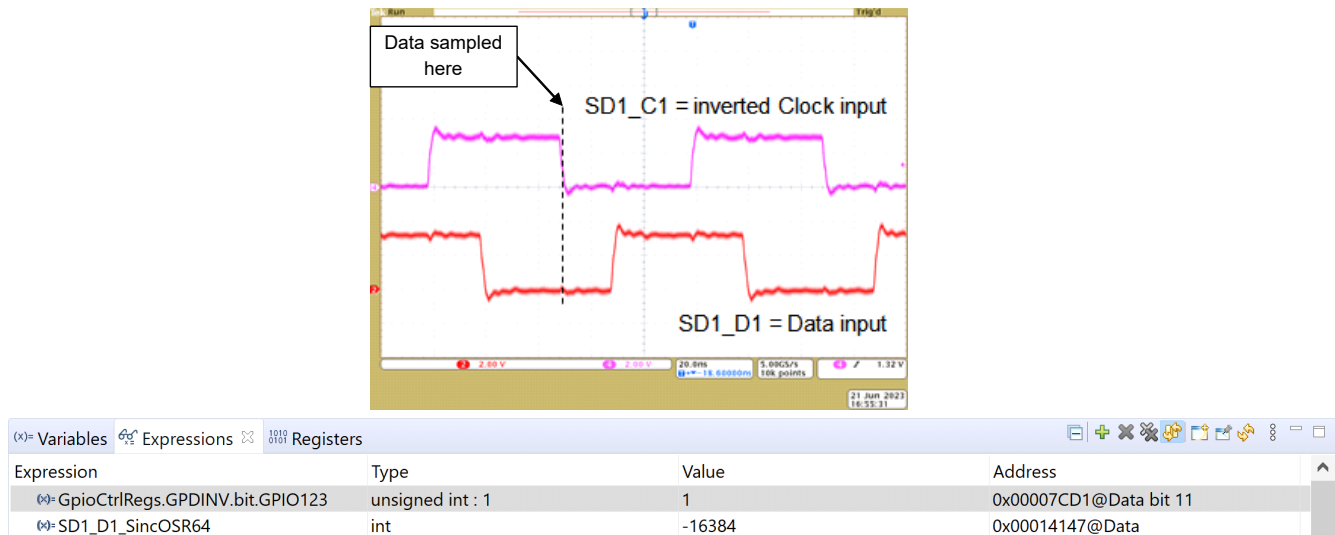


Abbildung 162. Takt- und Dateneingangs-Testsignale (nicht invertiert GPIO123) und Sinc3 OSR 64 Filterausgang in CCS

Abschließend wurde die Methode der Taktsignalkompensation durch Invertierung des Takteingangs des GPIO-Eingangs in der Software validiert. Durch Invertieren des Takts wird dem Taktsignal eine feste Verzögerung von der Hälfte der Taktperiode hinzugefügt, die ausreichen kann, um die Konfiguration des TMS320F28379D zu erfüllen und Mindestzeiten von 10 ns für den SDFM-qualifizierten GPIO-Modus (3 Abtastungen) 0 zu halten. Allerdings muss jedes Systemdesign einzeln geprüft werden, ob die resultierenden Zeitvorgaben für die Einrichtung und das Halten der MCU für den SDFM-qualifizierten GPIO-Modus 0 (3-Stichproben) eingehalten werden können.

Validierung des Timings digitaler Schnittstellen durch Berechnungstool

Ein **Berechnungstool** wurde zur Simulation und Validierung der Timings der digitalen Schnittstelle zwischen einer MCU und isolierten Delta-Sigma-Modulatoren entwickelt. Für die Timing-Analyse der digitalen Schnittstelle wurden die gängigsten isolierten Delta-Sigma-Modulatoren **AMC1306M25** und **AMC1305L25** ausgewählt. **Der AMC1305L25** verfügt über einen LVDS-Schnittstellentyp und benötigt einen LVDS-Treiber und LVDS-Empfänger, wenn eine MCU mit einer CMOS-Schnittstelle verbunden wird. Die MCU kann individuell vom Benutzer ausgewählt werden, da nur die Anforderungen an die Einrichtungs- und Haltezeit in das Berechnungstool eingegeben werden. Die nachfolgende Verwendung des Berechnungstool zur Optimierung des digitalen Schnittstellenzeitpunktes zwischen **AMC1305L25** und C2000 MCU **TMS320F28379D** wird Schritt für Schritt gezeigt.

Digitale Schnittstelle ohne Kompensationsmethode

Der C2000-MCU **TMS320F28379D** wird im SDFM-GPIO-Eingangsqualifizierung (3-Abtastfenster) im Modus 0 bei 200 MHz Systemtakt betrieben. Die minimale Einrichtungs- und Haltezeit beträgt 10 ns: $t_{su(SDDV-SDCH)M0}$ (MIN) = 10 ns und $t_{h(SDCH-SDD)M0}$ (MIN) = 10 ns werden in das Berechnungstool eingegeben. Darüber hinaus werden die Ausbreitungsverzögerungen von LVDS-Treiber **DSLVD1047** und LVDS-Empfänger **DSLVD1048** als Referenz eingegeben. Mit einem 20 MHz-Taktsignal am isolierten Delta-Sigma-Modulator-Takteingang, dies ist die im Datenblatt angegebene maximale Taktfrequenz, werden die Anforderungen an die MCUs-Einrichtungszeit verletzt, wenn die Datenverzögerungszeit t_D des AMC1305L25 dem im Datenblatt angegebenen Mindestwert mit t_D (MIN) = 0 ns entspricht, wie in Tabelle 2 gezeigt.

*Tabelle 26. Ergebnisse für C2000 MCU TMS320F28379D
Digitale Schnittstellentimings mit AMC1305L25 bei 20 MHz
Taktfrequenz*

Min. Einrichtungszeit @MCU	5,6 ns
Max. Einrichtungszeit @MCU	23,3 ns
Min. Haltezeit @MCU	26,7 ns
Max. Haltezeit @MCU	44,4 ns

Häufig verwendete Methode – Reduzierung der Taktfrequenz

Ein Kompromiss bei der Erfüllung der Timing-Anforderungen von MCUs besteht in der Reduzierung der Modulator-Taktfrequenz. In diesem Beispiel ermöglicht eine Taktfrequenz von 17 MHz die Erfüllung der Einrichtungs- und Hold-Timing-Anforderungen der MCU. Die berechneten Einrichtungs- und Haltezeiten einschließlich Minimal- und Maximalwerten bei einer Taktfrequenz von 17 MHz sind dargestellt in **Tabelle 27**. Die Marge für die minimale Einrichtungszeit für die erforderlichen MCUs beträgt 0 ns. Das bedeutet, dass Toleranzen im System möglicherweise zu einer falschen Datenerfassung führen können. Eine größere Toleranzmarge im System kann durch eine weitere Reduzierung der Taktfrequenz erreicht werden, was sich jedoch negativ auf die Systemleistung auswirkt.

*Tabelle 27. TMS320F28379D Digitale Schnittstellentimings
mit AMC1305L25 bei 17 MHz Taktfrequenz*

Min. Einrichtungszeit @MCU	10,0 ns
Max. Einrichtungszeit @MCU	27,7 ns
Min. Haltezeit @MCU	31,1 ns
Max. Haltezeit @MCU	48,8 ns

Taktflankenkompensation Mit Software-konfigurierbarer Phasenverzögerung

Die digitale Schnittstelle mit Taktkantenkompensation mit softwarekonfigurierbarer Phasenverzögerung ist dargestellt in **Abbildung 163**. Das Timing-Diagramm zeigt ein Taktsignal mit einer Taktfrequenz von 20 MHz, welches als erstes Signal in den isolierten Delta-Sigma-Modulator eingespeist wird. Das zweite Signal im Zeitdiagramm stellt den Datenausgang des isolierten Delta-Sigma-Modulators gemäß den typischen Spezifikationen im Datenblatt dar. Das dritte Signal stellt das 20-MHz-Taktsignal dar, das um 10 ns phasenverschoben ist in Bezug auf das erste Signal, das in den Takteingang des MCUs-SDFM eingespeist wird.

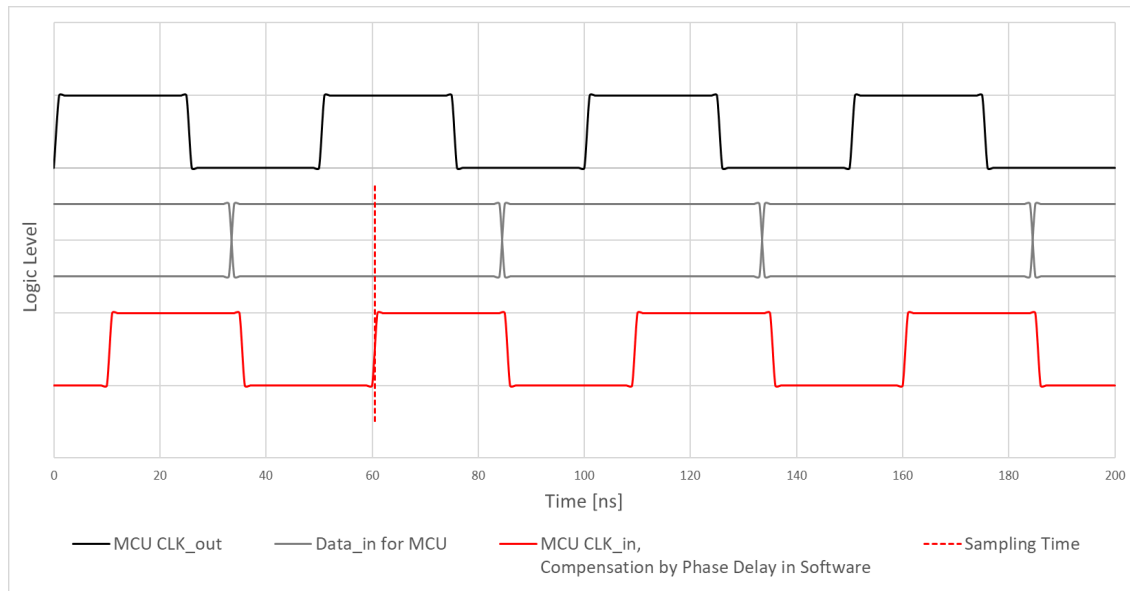


Abbildung 163. Zeitverlaufdiagramm C2000 Digitale Schnittstelle zum AMC1305L25 für typische Spezifikationen im Datenblatt bei 20 MHz Taktfrequenz mit Taktflankenkompensation mit Software-konfigurierbarer Phasenverzögerung

Die berechneten Einrichtungs- und Haltezeiten einschließlich Minimal- und Maximalwerten werden dargestellt in **Tabelle 28**. Da die Phasenverzögerung in der Software konfiguriert werden kann, kann der Wert der Phasenverzögerung so gewählt werden, dass das Timing der Datenerfassung im Datensignal zentriert ist. Dadurch kann der maximal mögliche Spielraum für das Einrichtungs- und Hold-Timing zur Verfügung stehen, sodass Toleranzen im System die Datenerfassung nicht beeinflussen. Das Berechnungstool stellt die Reserve der digitalen Timing-Schnittstelle bereit und hilft, die zulässigen Toleranzen des Systems zu verstehen. Für eine ausgewählte Phasenverzögerung von 10 ns beträgt die minimale Einrichtungszeit 15,6 ns, was zu einer Reserve von 5,6 ns führt, nachdem die MCU-Einrichtungszeit von 10 ns abgezogen wurde. Die Reserve für die minimale Haltezeit wird entsprechend berechnet und beträgt 6,7 ns.

Tabelle 28. TMS320F28379D Digitale Schnittstellentimings mit AMC1305L25 bei 20 MHz-Takt mit Software-konfigurierbarer Phasenverzögerung

Phasenverzögerung	Empfohlene Phasenverzögerung		Ausgewählte Phasenverzögerung
	Minimum	4,4 ns	10,0 ns
	Maximum	16,7 ns	
Min. Einrichtungszeit @MCU			15,6 ns
Max. Einrichtungszeit @MCU			33,3 ns
Min. Haltezeit @MCU			16,7 ns
Max. Haltezeit @MCU			34,4 ns

Fazit

Die Taktflankenverzögerungskompensation hilft bei der Erfüllung der Einrichtungs- und Haltezeitanforderungen mit isolierten Delta-Sigma-Modulatoren und der digitalen Schnittstelle der MCUs, ohne dass die Taktfrequenz des Modulators reduziert werden muss. Dadurch kann das System mit voller Leistung arbeiten.

Die Taktflankenverzögerung kann auf verschiedene Arten kompensiert werden, wie zum Beispiel:

- Zusätzliches Taktsignal mit Software-konfigurierbarer Phasenverzögerung
- Taktsignal mit Hardware-konfigurierbarer Phasenverzögerung

- Taktrückkehr
- Taktumkehr an der MCU

Kompensationsmethoden wie zusätzliches Taktsignal mit per Software konfigurierbarer Phasenverzögerung und Taktumkehr wurden an der MCU für die gängigsten verwendeten isolierten Delta-Sigma-Modulatorvarianten genauer analysiert und mit dem Evaluierungsmodul AMC1306EVM und C2000 als MCUs ausgewählten TMS320F28379D-Launchpad sowie Sitara AM243x Launchpad validiert. Die Testergebnisse stimmen für MCUs mit CMOS-Schnittstelle und SDFM sowie für Sitara-MCUs ohne SDFM bei der Arbeit mit PRU.

Tabelle 29 zeigt die vor- und Nachteile jeder Taktsignalkompensationsmethode. Im Folgenden werden die Abkürzungen SW Phase Delay und HW Phase Delay für die Kompensation mit Software-konfigurierbarer Phasenverzögerung und Hardware-konfigurierbarer Phasenverzögerung verwendet.

Tabelle 29. Vergleich der Taktkantenkompensationsmethoden

Methode	Vorteile	Nachteile
SW-Phasenverzögerung	<ul style="list-style-type: none"> • Kompensation etwaiger Ausbreitungsverzögerungen • Ermöglicht die Verwendung der maximalen Taktfrequenz und ermöglicht so eine höchst zuverlässige Kommunikation • Implementierung präziser Phasenverzögerungen • Änderung während der Laufzeit möglich • Keine zusätzlichen Stücklistenkosten 	<ul style="list-style-type: none"> • Ein zusätzlicher MCU-GPIO und eine interne phasenverriegelte Taktquelle sind erforderlich • Zusätzliche MCU-Software
HW-Phasenverzögerung	<ul style="list-style-type: none"> • Keine Änderung der MCU-Software • Kein zusätzlicher MCU-GPIO erforderlich 	<ul style="list-style-type: none"> • Die Kompensation hängt von der implementierten Hardware-Verzögerungshardware ab • Toleranz in der Präzision der Phasenverzögerung durch Hardwarekomponenten • Keine Änderungen während der Laufzeit möglich • Fügt die Stücklistenkosten hinzu
Taktrückkehr	<ul style="list-style-type: none"> • Kein Software- und Hardware-Aufwand 	<ul style="list-style-type: none"> • Funktioniert nicht bei allen Konfigurationen • Anpassung des Layouts • Längeres Taktsignal mit höherer Empfindlichkeit gegenüber transientem Rauschen
Taktumkehr	<ul style="list-style-type: none"> • Einfache Implementierung, wenn die Kompensation um die Hälfte der Taktperiode die Timing-Unterschiede löst 	<ul style="list-style-type: none"> • Funktioniert nicht bei allen Konfigurationen • Feste Kompensation nur um die Hälfte der Taktperiode • Die MCU muss in der Lage sein, das Taktsignal am GPIO-Eingang invertieren zu können

Je nach Typ des Delta-Sigma-Modulators, der sich durch eine externe oder interne Taktquelle und eine CMOS- oder LVDS-Schnittstelle unterscheidet, können verschiedene Methoden der Taktsignalkompensation besser sein als andere.

Tabelle 30 vergleicht die vorgeschlagenen Kompensationsmethoden für jeden Typ von Delta-Sigma-Modulator, der häufig verwendet wird.

Tabelle 30. Empfohlene Taktkantenkompensationsmethoden für Modulatoren mit internem oder externem Takt

Methode	AMC1306M25	AMC1305L25	AMC1303M2520/10
	Externer Takt (CMOS)	Externer Takt (LVDS)	Interner Takt (CMOS)
Software-Phasenverzögerung	+	+	k. A.
Hardware-Phasenverzögerung	o	o	o
Taktrückkehr	o	-	k. A.
Taktumkehr	o	o	+

Bei Modulatoren, die einen externen Taktgeber benötigen, bietet die Taktsignalkompensation mit Software-konfigurierbarer Phasenverzögerung die beste Leistung, gefolgt von der Taktumkehr an der MCU, wenn eine feste Hälfte des Taktzyklus die Anforderungen erfüllt. Beide Taktsignalkompensationsmethoden tragen dazu bei, die Einrichtungs- und Haltezeit-Anforderungen der MCU zu erfüllen, insbesondere bei höheren Modulator-Taktfrequenzen. Das folgende Berechnungstool kann verwendet werden, um die Einrichtungs- und Haltezeit-Anforderungen der MCU bei Verwendung der Delta-Sigma-Modulatoren AMC1306M25 und AMC1305L25 zu validieren.

Quellennachweise

- Anwendungsbericht von Texas Instruments: [Bessere Signalintegrität mit isolierten Delta-Sigma-Modulatoren in Motorantrieben](#)
- Texas Instruments, Übersicht über [isolierte Hochleistungs-ADCs für Hochspannungssysteme](#)
- Texas Instruments: [Whitepaper zum Vergleich isolierter Verstärker und isolierter Modulatoren](#)
- Texas Instruments Datenblatt: [AMC1306x kleine, hochpräzise, verstärkte isolierte Delta-Sigma-Modulatoren mit hohem CMTI-](#)
- Texas Instruments: [AMC1305x Datenblatt hochpräzise, verstärkte isolierte Delta-Sigma-Modulatoren](#)
- Texas Instruments Datenblatt: [AMC1303x kleine, hochpräzise, verstärkte isolierte Delta-Sigma-Modulatoren mit internem Takt](#)
- Texas Instruments Datenblatt: [TMS320F2837xD Dual-Core Mikrocontrollers](#)
- Texas Instruments, technisches Referenzhandbuch [TMS320F2837xD Dual-Core Mikrocontroller](#)
- Texas Instruments Datenblatt: [AM243x Sitara™ Mikrocontroller-](#)
- Texas Instruments Tool: [MCU-PLUS-SDK-AM243X Software Development Kit \(SDK\)](#)

Verwendung von AMC3311 zur Stromversorgung des AMC23C11 für isolierte Sensorik und Fehlererkennung

Anwendungshinweis

Einführung

Fehlererkennung ist unverzichtbar in Anwendungen wie [Motorantrieben](#), [Servoantrieben](#), [Onboard-Ladegeräten \(OBCs\)](#), [Strang-Invertern](#) und [Mikro-Invertern](#). Die Trennung des Hochspannungsbereichs und des Niederspannungsbereichs über eine Isolationsbarriere ermöglicht es dem System, mit verschiedenen Gleichtaktspannungen zu arbeiten. Der Hochspannungsbereich führt eine Funktion aus, während der Niederspannungsbereich Geräte steuert. Dadurch werden sowohl elektrische Schäden an der Niederspannungsschaltung als auch Verletzungen von Benutzern vermieden. Beim Betrieb mit hohen Gleichtaktspannungen ist die Erkennung von Fehlern wie Überspannung erforderlich. In diesem Dokument wird erläutert, wie der AMC3311 High-Side-Versorgungsstrom von HLDO_OUT zur Stromversorgung der Hochspannungsdomäne des isolierten Komparators AMC23C11 für ein kompaktes Fehlererkennungsdesign bereitstellen kann.

Der AMC3311 ist ein präziser, verstärkter, isolierter Verstärker. Dieser Baustein verfügt über einen Eingangsspannungsbereich von 0-2 V, eine Option für präzise isolierte Gleichspannungsmessungen, die den Regelkreis antreiben. Dieser Baustein verfügt über einen integrierten DC/DC-Wandler, der High-Side-Versorgungsstrom für Hilfsschaltungen von 4 mA unterstützt. Dies ermöglicht den Betrieb an einzelner Stromversorgung von der Low-Side bis zur High-Side des Bausteins sowohl für die Rückkopplungsmessung des AMC3311 als auch für die Überspannungsfehlererkennung des AMC23C11. Der AMC23C11 ist ein verstärkter isolierter Komparator mit schnellem Ansprechverhalten. Der Baustein kann für schnelle Überstrom- oder Überspannungserfassung mit einstellbarer Auslöseschwelle verwendet werden. Der Baustein benötigt einen High-Side-Versorgungsstrom von 2,7 mA. Der AMC3311 ist der erste isolierte Verstärker mit integriertem DC/DC-Wandler, der den Betrieb beider Bausteine als Paar in Anwendungen ermöglicht, die einen präzisen isolierten Verstärker für Steuerungsfunktionen und einen schnell wirkenden Komparator für Überstrom- oder Überspannungsschutz benötigen.

AMC3311 wird zur Stromversorgung des AMC23C11 verwendet

Das AMC3311 bietet eine isolierte Stromversorgung, die bis zu 4 mA über den HLDO_OUT-Pin für angeschlossene Komponenten bereitstellen kann, die eine High-Side-Stromversorgung benötigen. Diese Funktion ermöglicht direkt die Verwendung von isolierten Komparatoren mit höherer Leistung, wie zum Beispiel dem AMC23C11.

Der verfügbare Versorgungsstrom des AMC3311 ermöglicht die Verwendung eines breiteren Spektrums von Begleitbausteinen mit dem isolierten Verstärker. **Abbildung 164** zeigt ein Beispielschaltbild zur Verwendung des AMC3311 zur Stromversorgung der Highside des AMC23C11. Im Schaltplan zeigt HLDO_OUT an Pin 5 auf dem AMC3311 eine Kurve, die bis VDD1 an Pin 1 des AMC23C11 reicht. Der isolierte Komparator vergleicht die Eingangsspannung mit der Referenzspannung an Pin drei. Das Bauteil zieht den Open-Drain-Ausgang herunter, wenn die Eingangsspannung den als Referenzspannung festgelegten Schwellenwert überschreitet. Die Schwellenspannung kann durch Ändern des Referenzwiderstands in Bezug auf die interne 100 µA-Stromquelle angepasst werden.

Darüber hinaus verfügt der AMC23C11 über eine Überspannungsreserve von 1,4 V. Die Schwellenspannung kann nicht höher sein als die Differenz zwischen 3,2 V-Eingang und 1,4 V-Reserve (1,8 V). Ein Widerstand wird zwischen

REF und GND1 platziert, um die Auslösespannung als 1,07 V zu definieren. Diese Overhead-Anforderung begrenzt die Schwellenspannung des isolierten Komparators auf einen niedrigeren Wert als die tatsächliche Grenzspannung des Verstärkers. Wenn beispielsweise die tatsächliche Grenzspannung auf dem Verstärker 2,14 V beträgt, kann der isolierte Komparator die Spannung nicht überwachen, weil die Spannung die Grenzen der Reserve-Überspannung überschreitet. Infolgedessen wird der RSNS-Wert in zwei gleiche Widerstände (RSNS1 und RSNS2) unterteilt, damit die Grenzspannung proportional zur Hälfte der Spannung ist, die der AMC3311 benötigt. Stattdessen zeigt der AMC23C11 1,07 V als Referenzspannung an.

Abbildung 165 zeigt ein Beispiel für ein Platinenlayoutbeispiel, das die Bausteine in Kombination führt.

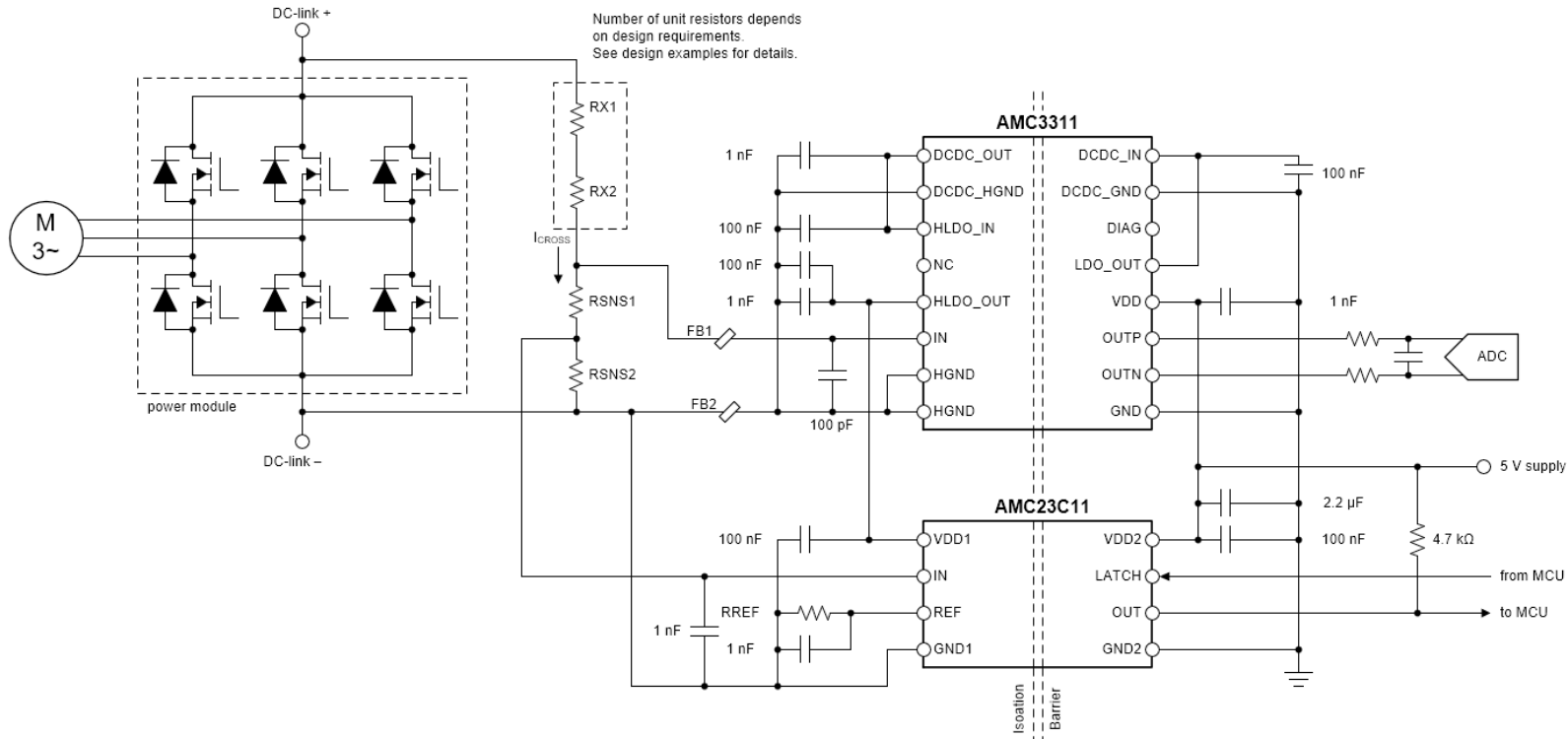


Abbildung 164. AMC3311 und AMC23C11 Schaltplan

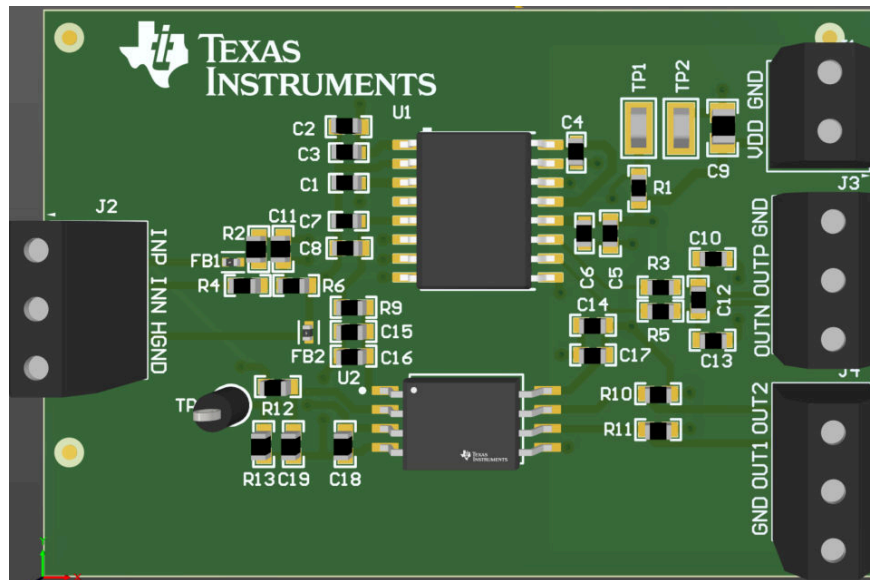


Abbildung 165. AMC3311 und AMC23C11 Leiterplatten-Layout

AMC23C11 für Überspannungserkennung

Abbildung 166 und **Abbildung 167** zeigen die Überspannungsreaktionszeiten im AMC3311 bzw. AMC23C11. Bei Verwendung einer 3,2 V-Stromversorgung zeigt das Eingangssignal (CH4) den Spannungsanstieg über den 1,07 V-Überspannungsschwellenwert.

Die Reaktionszeit auf den Kanälen AMC3311, VOUTP (CH2) und VOUTN (CH1) beträgt 2,906 μs , während die Reaktionszeit auf dem AMC23C11, OUT (CH3), 314,015 ns beträgt. Der Verstärker nimmt mehr als das Neunfache der Länge ein, die der isolierte Komparator zur Erkennung von Überspannung benötigt. Diese Zeitverzögerung kann für Anwendungen mit kurzer Latenzzeit zu lang sein. Als Ergänzung zum AMC3311-Verstärker kann der isolierte Komparator verwendet werden, um eine Überspannung zu verhindern, da der Komparator schnell Spannungen erkennt, die über dem festgelegten Schwellenwert liegen. Dadurch wird der Controller benachrichtigt, alle betroffenen Elektronikgeräte abzuschalten, was eine höhere Sicherheit und Zuverlässigkeit in Hochspannungsanwendungen bietet.

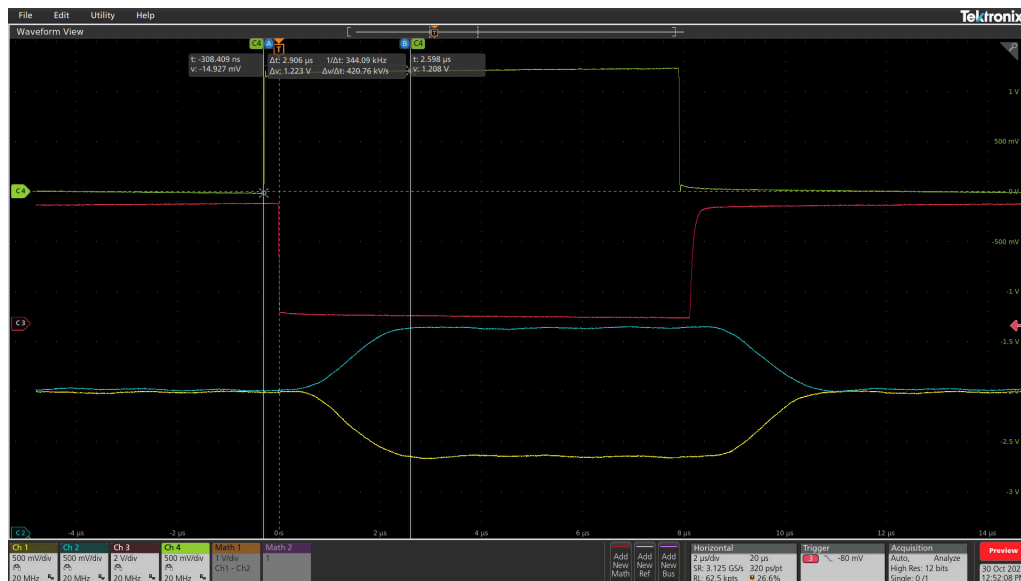


Abbildung 166. AMC3311 Timing-Wellenform für Überspannungsantwort

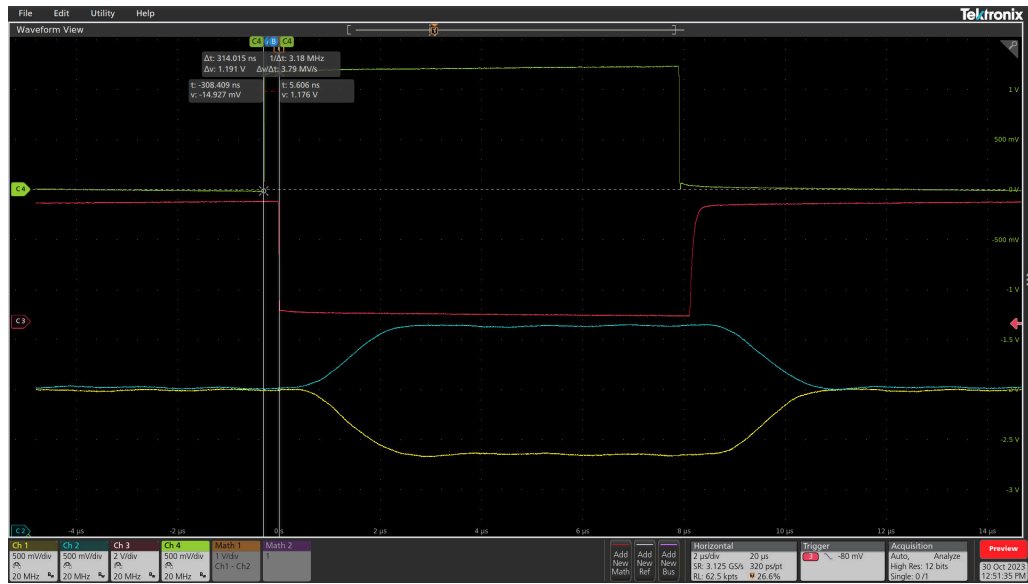


Abbildung 167. AMC23C11 Timing-Wellenform für Überspannungsantwort

Fazit

Der AMC3311 ist ein isolierter Verstärker mit einer High-Side-Stromversorgung, der zur Speisung von zusätzlichen Sensorschaltungen genutzt werden kann. Der Baustein kann externe Geräte auf der Highside mit bis zu 4 mA versorgen und ist kompatibel mit isolierten Hochgeschwindigkeitskomparatoren wie dem AMC23C11. Dieser Komparator bietet den Vorteil einer erheblich schnelleren Ansprechzeit, um einen Überspannungsschutz zu ermöglichen. Die Kombination von AMC3311 und AMC23C11 kann für Spannungs- und Strommessanwendungen eine nützliche Option sein.

Weitere Ressourcen

- Texas Instruments, [Precision Labs-Reihe: Einführung in die Isolierung](#), Videoreihe.
- Texas Instruments Datenblatt: [AMC3311-Q1 Automobilindustrie, Präzision, 2 V-Eingang, verstärkter isolierter Verstärker mit integriertem DC/DC-Wandler](#).
- Texas Instruments Datenblatt: [AMC23C11 schnell ansprechender, verstärkter isolierter Komparator mit einstellbarer Schwelle und Latch-Funktion](#).
- Texas Instruments, [Isolierungs-Glossar](#)
- Texas Instruments Designressource: [Excel-Rechner für isolierte Verstärker-Spannungsmessung](#).

Wichtiger Hinweis: Die hier beschriebenen Produkte und Dienstleistungen von Texas Instruments Incorporated und seinen Tochterunternehmen werden unter den Standard-Verkaufsbedingungen von TI verkauft. Den Kunden wird empfohlen, aktuelle und vollständige Informationen zu TI-Produkten und Dienstleistungen einzuholen, bevor sie Bestellungen platzieren. TI übernimmt keine Haftung für Anwendungsunterstützung, Kundenanwendungen oder Produktdesigns, Softwareleistung oder Verletzung von Patenten. Die Veröffentlichung von Informationen über Produkte oder Dienstleistungen anderer Unternehmen bedeutet keine Genehmigung, Garantie oder Empfehlung seitens TI.

E2E™, PSpice™, C2000™, LaunchPad™, 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.

All trademarks are the property of their respective owners.

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](#) 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