

Physikalisch- Technische Bundesanstalt



DKD


**Richtlinie
DKD-R 3-2**

**Kalibrierung von Messverstärkern
für dynamische Anwendungen**

Ausgabe 04/2019

<https://doi.org/10.7795/550.20190425>



	Kalibrierung von Messverstärkern für dynamische Anwendungen https://doi.org/10.7795/550.20190425	DKD-R 3-2	
		Ausgabe:	04/2019
		Revision:	0
		Seite:	2 / 31

Deutscher Kalibrierdienst (DKD)

Im DKD sind Kalibrierlaboratorien von Industrieunternehmen, Forschungsinstituten, technischen Behörden, Überwachungs- und Prüfinstitutionen seit der Gründung 1977 zusammengeschlossen. Am 03. Mai 2011 erfolgte die Neugründung des DKD als *technisches Gremium* der PTB und der akkreditierten Laboratorien.

Dieses Gremium trägt die Bezeichnung Deutscher Kalibrierdienst (DKD) und steht unter der Leitung der PTB. Die vom DKD erarbeiteten Richtlinien und Leitfäden stellen den Stand der Technik auf dem jeweiligen technischen Fachgebiet dar und stehen der Deutschen Akkreditierungsstelle GmbH (DAkkS) für die Akkreditierung von Kalibrierlaboratorien zur Verfügung.

Die akkreditierten Kalibrierlaboratorien werden von der DAkkS als Rechtsnachfolgerin des DKD akkreditiert und überwacht. Sie führen Kalibrierungen von Messgeräten und Maßverkörperungen für die bei der Akkreditierung festgelegten Messgrößen und Messbereiche durch. Die von ihnen ausgestellten Kalibrierscheine sind ein Nachweis für die Rückführung auf nationale Normale, wie sie von der Normenfamilie DIN EN ISO 9000 und der DIN EN ISO/IEC 17025 gefordert wird.

Kontakt:

Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB)


DKD-Geschäftsstelle

Bundesallee 100 38116 Braunschweig

Postfach 33 45 38023 Braunschweig

Telefon Sekretariat: (05 31) 5 92-8021

Internet: www.dkd.eu

	Kalibrierung von Messverstärkern für dynamische Anwendungen https://doi.org/10.7795/550.20190425	DKD-R 3-2	
		Ausgabe:	04/2019
		Revision:	0
		Seite:	3 / 31

Zitiervorschlag für die Quellenangabe:

Richtlinie DKD-R 3-2 Kalibrierung von Messverstärkern für dynamische Anwendungen, Ausgabe 04/2019, Revision 0, Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Braunschweig und Berlin. DOI: 10.7795/550.20190425


Das Werk einschließlich aller seiner Teile ist urheberrechtlich geschützt und unterliegt der Creative Commons Nutzerlizenz CC by-nc-nd 3.0 (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/de/>). In diesem Zusammenhang bedeutet „nicht-kommerziell“ (NC), dass das Werk nicht zum Zwecke der Einnahmenerzielung verbreitet oder öffentlich zugänglich gemacht werden darf. Eine Nutzung seiner Inhalte für die gewerbliche Verwendung in Laboratorien ist ausdrücklich erlaubt.



Autoren:

Dr. Thomas Bruns, Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB), Braunschweig und Berlin;
Henrik Volkers, Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB), Braunschweig und Berlin;
Dr. Heiko Müller, Volkswagen AG, Wolfsburg;
Philipp Begoff, SPEKTRA Schwingungstechnik und Akustik GmbH, Dresden;
Dr. Thomas Petzsche, Kistler Instrumente GmbH, Sindelfingen;
Lioba Stenner, Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, Darmstadt

Herausgegeben von der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt (PTB) für den Deutschen Kalibrierdienst (DKD) als Ergebnis der Zusammenarbeit der PTB mit dem Fachausschuss *Kraft und Beschleunigung* des DKD.

	Kalibrierung von Messverstärkern für dynamische Anwendungen https://doi.org/10.7795/550.20190425	DKD-R 3-2	
		Ausgabe:	04/2019
		Revision:	0
		Seite:	4 / 31

Vorwort

DKD-Richtlinien sind Anwendungsdokumente zu den Anforderungen der DIN EN ISO/IEC 17025. In den Richtlinien werden technische, verfahrensbedingte und organisatorische Abläufe beschrieben, die den akkreditierten Kalibrierlaboratorien als Vorbild zur Festlegung interner Verfahren und Regelungen dienen. DKD-Richtlinien können zum Bestandteil von Qualitätsmanagementhandbüchern der Kalibrierlaboratorien werden. Durch die Umsetzung der Richtlinien wird die Gleichbehandlung der zu kalibrierenden Geräte in den verschiedenen Kalibrierlaboratorien gefördert und die Kontinuität und Überprüfbarkeit der Arbeit der Kalibrierlaboratorien verbessert.


Die DKD-Richtlinien sollen nicht die Weiterentwicklung von Kalibrierverfahren und -abläufen behindern. Abweichungen von Richtlinien und neue Verfahren sind im Einvernehmen mit der Akkreditierungsstelle zulässig, wenn fachliche Gründe dafür sprechen.

Kalibrierungen der akkreditierten Laboratorien geben dem Anwender Sicherheit für die Verlässlichkeit von Messergebnissen, erhöhen das Vertrauen der Kunden und die Wettbewerbsfähigkeit auf dem nationalen und internationalen Markt und dienen als messtechnische Grundlage für die Mess- und Prüfmittelüberwachung im Rahmen von Qualitätssicherungsmaßnahmen.

Die vorliegende Richtlinie wurde im Rahmen des Fachausschusses *Kraft und Beschleunigung* erstellt und vom Vorstand des DKD genehmigt.

Inhaltsverzeichnis

1	Anwendungsbereich.....	6
2	Konzept der Kalibrierung und Auswertung	7
2.1	<i>Generische Eigenschaften von Messverstärkern</i>	7
2.2	<i>Eingangsmessgröße</i>	8
2.3	<i>Ausgangsmessgröße</i>	9
2.4	<i>Übertragungsfunktion</i>	9
3	Grundlegende Vorgehensweise bei der Kalibrierung.....	11
3.1	<i>Messdatenerfassung</i>	11
3.2	<i>Allgemeine Auswertung bei Sinusanregung</i>	11
3.3	<i>Betrachtungen zu Ein- und Ausgangsimpedanz</i>	12
4	Messunsicherheit	14
4.1	<i>Allgemeines</i>	14
4.2	<i>Modellgleichung</i>	14
5	Angaben im Kalibrierschein.....	16
6	Literatur.....	17
Anhang A: Messverstärkerspezifisches Vorgehen		18
A 1.	<i>Spannungsverstärker</i>	18
A 2.	<i>Brückenverstärker</i>	18
A 2.1	<i>Eigenschaften von Brückenverstärkern</i>	18
A 2.2	<i>Kalibrierung von Brückenverstärkern</i>	19
A 3.	<i>Ladungsverstärker</i>	21
A 3.1	<i>Eigenschaften von Ladungsverstärkern</i>	21
A 3.2	<i>Kalibrierung von Ladungsverstärkern</i>	21
A 4.	<i>IEPE-Verstärker</i>	25
A 4.1	<i>Eigenschaften von IEPE-Verstärkern</i>	25
A 4.2	<i>Kalibrierung von IEPE-Verstärkern</i>	27
A 4.3	<i>Beispiele für IEPE-Sensornachbildungen</i>	28
A 5.	<i>In-Line-Ladungs-Spannungs-Wandler</i>	29
A 5.1	<i>Eigenschaften von In-Line Ladungs-Spannungswandlern</i>	29
A 5.2	<i>Kalibrierung von In-Line Ladungs-Spannungswandlern</i>	30

	Kalibrierung von Messverstärkern für dynamische Anwendungen https://doi.org/10.7795/550.20190425	DKD-R 3-2	
		Ausgabe:	04/2019
		Revision:	0
		Seite:	6 / 31

1 Anwendungsbereich

Sensoren für kinematische oder mechanische Messgrößen, wie beispielsweise Beschleunigung, Winkelgeschwindigkeit (Drehrate), Kraft, Drehmoment oder Druck müssen typischerweise durch einen Messverstärker (engl. conditioning amplifier) ergänzt werden, um an Datenerfassungs- und/oder Anzeigesysteme angeschlossen zu werden (siehe [9]). Zusammen mit diesem Verstärker (häufig auch als Anpasser bezeichnet) bildet der Sensor dann eine Messkette. Im Sinne der Austauschbarkeit von Komponenten dieser Messkette ist es notwendig, Sensor und Messverstärker einzeln zu charakterisieren.

Diese Richtlinie beschreibt validierte Methoden zur Charakterisierung von Messverstärkern unterschiedlicher Art und Funktion für die Anwendung bei dynamischen Messungen. Dafür ist vor allem das Verhalten bei sich zeitlich ändernden Signalen von Interesse, das durch die komplexe Übertragungsfunktion in Abhängigkeit von der Frequenz des Eingangssignals beschrieben wird.

Für den Zweck dieser Richtlinie wird der zu kalibrierende Messverstärker als linear angenommen, so dass der komplexe Übertragungskoeffizient bei einer Frequenz unabhängig von der Amplitude des Eingangssignals ist.

Weitere Charakteristika wie Temperatureinfluss und Rauschen usw. von Messverstärkern werden im Rahmen dieser Richtlinie nicht behandelt.

Der Anwendungsbereich der Richtlinie lässt sich durch folgende technische Angaben spezifizieren:

- Eingangsmessgrößen: Spannung, Ladung, Widerstand (Spannungsverhältnis)
- Ausgangsmessgröße: Spannung, (zu Digitalausgängen siehe 2.3)
- Typischer Frequenzbereich: DC (0 Hz) bis 100 kHz
- Übertragungskenngrößen: Betrag und Phase der komplexen Übertragungsfunktion

2 Konzept der Kalibrierung und Auswertung

2.1 Generische Eigenschaften von Messverstärkern

Bei den in dieser Richtlinie betrachteten Messverstärkern handelt es sich genau genommen in den meisten Fällen um Messgrößenwandler, typischerweise mit einstellbarem Übertragungskoeffizienten und Filtern zu Begrenzung der Bandbreite. Abbildung 1 zeigt eine Übersicht. Die blass dargestellten Verstärkerarten werden in dieser Richtlinie nicht behandelt.

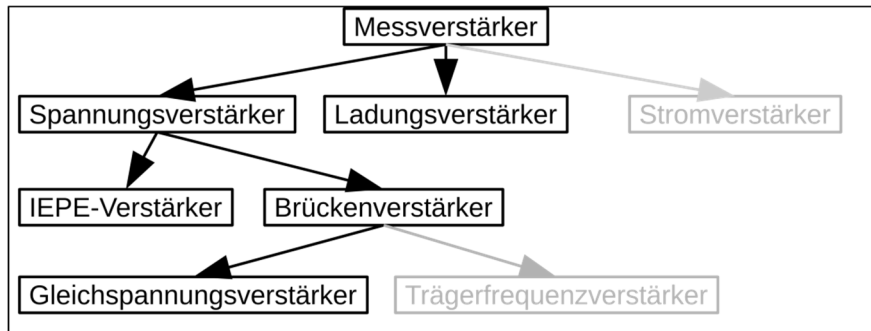


Abbildung 1 Überblick Messverstärkerarten

Eine allgemeine Darstellung der gesamten Messkette zeigt Abbildung 2. Der Sensor wandelt die erfasste physikalische Größe in eine Sensorausgangsgröße bzw. Verstärkereingangsgröße X_{in} , welche dann vom Messverstärker in eine Spannung U_{out} umgewandelt wird. Diese wird dann typischerweise einer Messdatenerfassung zugeführt.

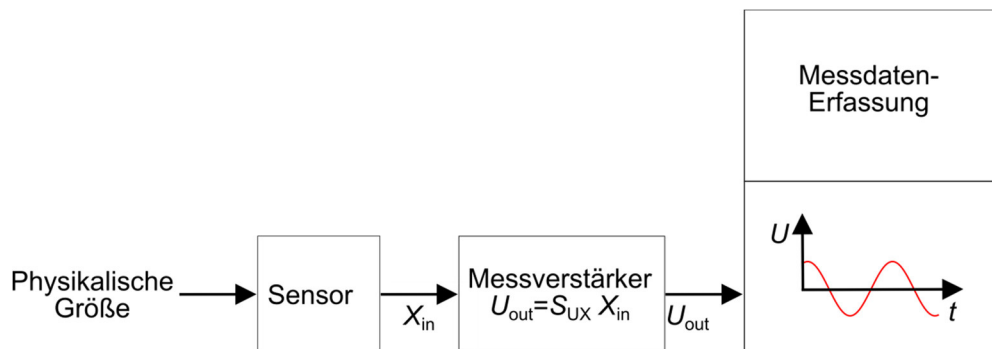


Abbildung 2 Allgemeine Darstellung der Messkette

Die Vielzahl verfügbarer Messverstärker mit ihren speziellen Eigenschaften kann hier nicht vollständig beschrieben werden. Die internen Schaltungskonzepte sind so vielfältig wie ihre Anwendungsbereiche. Abbildung 3 zeigt eine generische Darstellung eines Verstärkers.

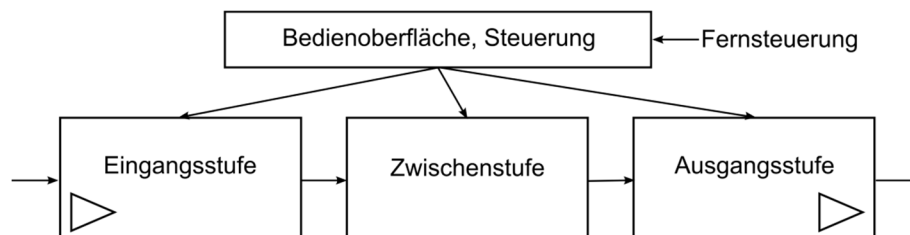


Abbildung 3 Generische Darstellung des Messverstärkers

Das Sensorsignal erreicht zuerst die Eingangsstufe; in ihr erfolgt üblicherweise die Messgrößenwandlung. Charakterisierende Merkmale sind unter anderen die Eingangsimpedanz und die elektrisch galvanische Kopplung (Single ended, floating, differentiell), die Bereitstellung einer Sensorspeisung, Biaskorrektur, mögliche Sensoridentifizierung (zum Beispiel: TEDS) und Fehlererkennung (Fühlerbruch, Bereichsüberschreitung) oder die Möglichkeit, Testsignale einzuspeisen.

Die Zwischenstufe stellt Möglichkeiten zur Signalaufbereitung zur Verfügung, wie Filterung, Skalierung, Integration, Ableitung oder auch die Korrektur / Linearisierung mit hinterlegten Sensorkennlinien. Teilweise werden diese Funktionen über digitale Signalverarbeitungsschritte realisiert.

Das Ausgangssignal wird durch die Ausgangsstufe bereitgestellt. Charakterisierende Merkmale sind unter anderem die Ausgangsimpedanz und die elektrisch galvanische Kopplung (Single ended, floating, differentiell).

Bei der Kalibrierung empfiehlt es sich auch, auf die Masseführung zu achten, insbesondere wie Signalmasse und Schutzterde in der Verschaltung gehandhabt werden und ob dies ggf. auch verändert werden kann.

2.2 Eingangsmessgröße

Je nach Verstärkertyp und Anwendungsfall liegen unterschiedliche Eingangsmessgrößen X_{in} vor und sind für eine Kalibrierung in rückgeführter Weise zu realisieren. Abbildung 4 zeigt einen allgemeinen Aufbau. Nicht immer ist es möglich, die Eingangsgröße X_{in} direkt zu erfassen, zum Beispiel bei Ladungsverstärkern. In diesen Fällen ist die Anregungsgröße U_G zu erfassen und Eingangsgröße X_{in} über die bekannte und rückgeführte Übertragungsfunktion S_{XG} zu berechnen.

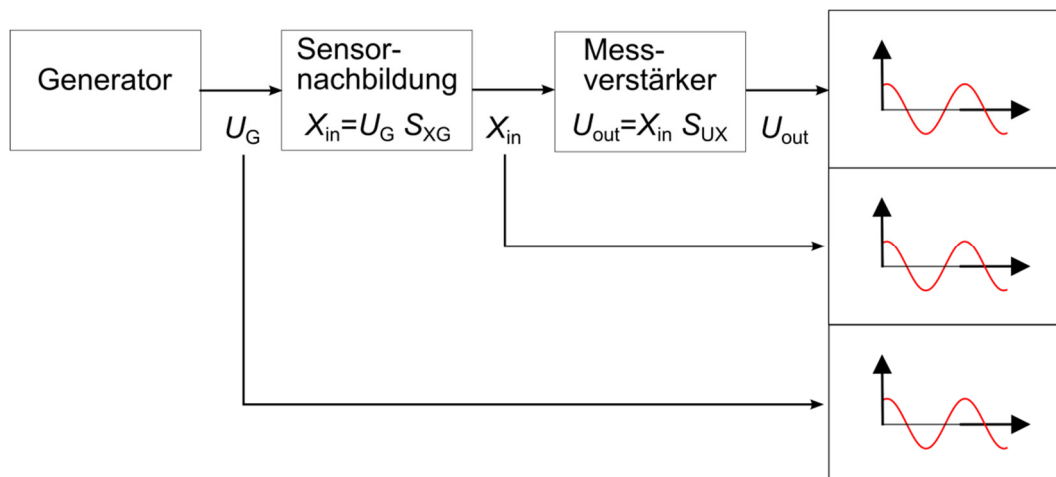



Abbildung 4 Allgemeine Darstellung des Kalibrieraufbaus

	Kalibrierung von Messverstärkern für dynamische Anwendungen https://doi.org/10.7795/550.20190425	DKD-R 3-2	
		Ausgabe:	04/2019
		Revision:	0
		Seite:	9 / 31

Für die hier betrachteten Messverstärker werden die in der folgenden Tabelle aufgeführten Größen realisiert. Weitere Details sind in den verstärkerspezifischen Anhängen beschrieben.

Tabelle 1: Übersicht der behandelten Gerätetypen, Messgrößen und Realisierungsprinzipien

Verstärkertyp	Eingangsgröße der Kalibrierung	Realisierungsprinzip für die Eingangsgröße
Spannungsverstärker	Wechselspannung $X_{in} = U_{in}$	Ausgangsspannung eines Funktionsgenerators (Sinus), ggf. mit Ausgangsteiler (Dämpfungsglied)
Brückenverstärker	Spannungsverhältnis (Widerstandsänderung) $X_{in} = U_G/U_S$	<ul style="list-style-type: none"> • Ausgangsspannung eines Funktionsgenerators und Messung der Speisespannung U_S • Modulation der Speisespannung U_S mit einem dynamischen Brückennormal
Ladungsverstärker	Wechselladung $X_{in} = C_n \cdot U_G$	Referenzkondensator gespeist durch Funktionsgenerator
IEPE-Verstärker	Wechselspannung mit Bias bei DC-Konstantstromspeisung $X_{in} = U_{in}$	<ul style="list-style-type: none"> • Geeigneter Funktionsgenerator (Stromsenke) • IEPE-Simulator gespeist durch Funktionsgenerator
Inline-Ladungs-Spannungs-Wandler	Wechselladung $X_{in} = C_n \cdot U_G$	Referenzkondensator gespeist durch Funktionsgenerator

2.3 Ausgangsmessgröße

Die Ausgangsmessgröße ist bei allen in dieser Richtlinie behandelten Messverstärkern eine Spannung, die im Verhältnis zur Eingangsgröße zu erfassen ist. Das bedeutet insbesondere, dass eine synchrone Messung mit der Eingangsgröße notwendig ist, um den zeitlichen Zusammenhang darstellen zu können. Dieser spiegelt sich später im Wert der Phase wider.

Messverstärker mit integrierten AD-Umsetzern, die die Ausgangsmessgröße direkt als digitale Werte ausgeben, wie zum Beispiel Messdatenerfassungskarten mit integrierten IEPE-Signalkonditionierern, können ebenfalls nach dieser Richtlinie kalibriert werden, sofern diese Daten synchron mit der Eingangsmessgröße aufgezeichnet werden.

2.4 Übertragungsfunktion

Zielgröße der Kalibrierung ist die komplexwertige Übertragungsfunktion $S_{ux}(\omega)$ des Messverstärkers von der Eingangsgröße X_{in} zur Ausgangsspannung U_{out} . Gemäß den Vorgaben für die Messung und Auswertung liegen die Ein- und Ausgangsgrößen in der Form

$$X_{in} = \hat{X}_{in} \cdot \sin(\omega t + \varphi_x) \quad (1)$$

und
$$U_{out} = \hat{U}_{out} \cdot \sin(\omega t + \varphi_u) \quad \text{mit } \omega = 2\pi \cdot f \quad (2)$$

vor. Damit gilt für den Übertragungskoeffizienten als Verhältnis der beiden Größen

$$S_{ux} = \frac{\hat{U}_{out}}{\hat{X}_{in}} \cdot e^{i(\varphi_u - \varphi_x)} \quad (3)$$

oder als Betrag und Phase

$$|S_{ux}| = \frac{\hat{U}_{out}}{\hat{X}_{in}} \quad (4)$$

$$\varphi_{ux} = \varphi_u - \varphi_x \quad (5)$$

Entsprechend der Übertragungsfunktion können die Messverstärker in zwei Gruppen aufgeteilt werden. Die erste Gruppe hat eine DC-Kopplung zum Sensor und ist im Frequenzgang nur durch eine obere Grenzfrequenz beschränkt (vgl. Abbildung 5 oben). Die zweite Gruppe hat (meist aus technischen Gründen) eine AC-Kopplung zum Sensor und ist sowohl zu hohen als auch zu tiefen Frequenzen in der Übertragungsfunktion eingeschränkt, d. h. sie zeigt sowohl ein Hochpass- als auch ein Tiefpassverhalten (vgl. Abbildung 5 unten).

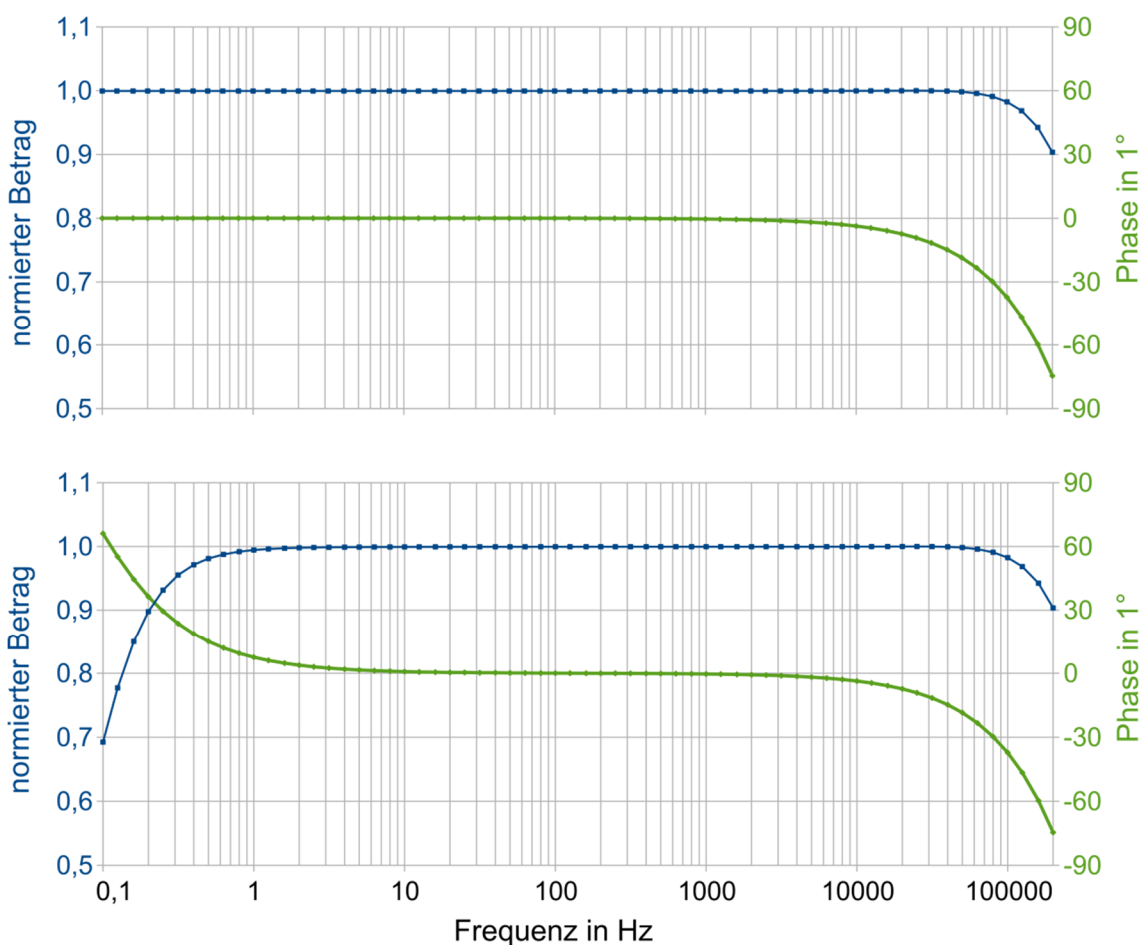



Abbildung 5: Grafische Darstellung der typischen Übertragungsfunktionen von DC-gekoppelten (oben) und AC-gekoppelten (unten) Messverstärkern. Die Kurven zeigen den normierten Betrag (blau) und die Phase (grün) der komplexen Übertragungsfunktion.

	Kalibrierung von Messverstärkern für dynamische Anwendungen https://doi.org/10.7795/550.20190425	DKD-R 3-2	
		Ausgabe:	04/2019
		Revision:	0
		Seite:	11 / 31

3 Grundlegende Vorgehensweise bei der Kalibrierung

3.1 Messdatenerfassung

Basis der Kalibrierung ist in allen beschriebenen Fällen eine synchrone Abtastung (ggf. mittels Multiplexer) der Generatorspannung U_G zur Realisierung der Eingangsgröße X_{in} und der Ausgangsspannung des Verstärkers U_{out} .

Der zur Abtastung verwendete ADC sollte so parametrierung sein, dass er das Signal mit mindestens 2,56 Punkten pro Periode abtastet (Abtastfrequenz $f_s \geq 2,56 f$). Wird zur Auswertung das Sinusapproximationsverfahren über wenige Signalperioden verwendet, ist eine Überabtastung mit 50 bis 100 Punkten pro Periode anzustreben.

Der Messbereich des ADC sollte so gewählt werden, dass der ADC durch die Amplitude seiner jeweiligen Eingangsspannungen ausreichend angesteuert wird. Die effektive vertikale Auflösung der Abtastung, die sich aus der gewählten Aussteuerung und der Auflösung des ADC ergibt, muss den Anforderungen der angestrebten Messunsicherheit genügen.

Die Zeitbasen (Clock-Generatoren) der für die Abtastung verwendeten ADC müssen synchron laufen. Die Abtastfrequenz f_s sollte wegen der simultanen Abtastung bei beiden ADC die gleiche sein. Entscheidend ist der feste zeitliche Bezug von Eingangs- zu Ausgangssignal.

Auch wenn die Eingangsgröße über eine rückgeführte Signalquelle (Kalibrator) realisiert wird, ist der präzise zeitliche Bezug zwischen Eingangs- und Ausgangsgröße sicherzustellen. Als Amplitude der Eingangsgröße kann hier alternativ der am Kalibrator eingestellte, rückgeführte Wert verwendet werden.

Für die Messungen ist darauf zu achten, dass alle Komponenten des Messaufbaus im thermischen Gleichgewicht sind und stabile Umgebungsbedingungen vorliegen.

3.2 Allgemeine Auswertung bei Sinusanregung

Im Folgenden wird die Auswertung nach dem Sinusapproximationsverfahren beschrieben. Darüber hinaus sind andere, ebenfalls frequenzselektive Verfahren auf Basis von Korrelationsverfahren oder Fouriertransformation möglich, die hier aber nicht im Detail behandelt werden.

U_G soll für jede Einzelmessung einen mono-frequenten sinusförmigen Verlauf haben und sich folglich mit $\omega = 2\pi \cdot f$ in der Form:

$$U_G(t) = \hat{U}_G \cdot \sin(\omega t + \varphi_G) \quad (6)$$

beschreiben lassen. Der Verlauf der Ausgangsspannung des Messverstärkers lässt sich in der Form

$$U_{out}(t) = \hat{U}_{out} \cdot \sin(\omega t + \varphi_{out}) \quad (7)$$


beschreiben.

Nach der Abtastung liegen zwei zeitdiskrete Messreihen u_i für die ursprünglich kontinuierlichen Spannungsverläufe $U(t)$ vor:

- $u_{G,i} = U_G(t_i)$ für die Generatorspannung
- $u_{out,i} = U_{out}(t_i)$ für die Verstärkerausgangsspannung

Zur Bestimmung von Amplitude \hat{U}_y und Phase $\hat{\varphi}_y$ der gemessenen Signalverläufe wird eine Funktion der Form

$$u_{y,i}(\omega) = A_y(\omega) \cdot \sin(\omega t_i) + B_y(\omega) \cdot \cos(\omega t_i) + C_x(\omega) \quad (8)$$

	Kalibrierung von Messverstärkern für dynamische Anwendungen https://doi.org/10.7795/550.20190425	DKD-R 3-2	
		Ausgabe:	04/2019
		Revision:	0
		Seite:	12 / 31

an jede der Messreihen angepasst (gefittet). Die besten Schätzwerte ergeben sich dann als

$$\hat{U}_y(\omega) = \sqrt{A_y^2 + B_y^2} \quad (9)$$

$$\varphi_y(\omega) = \text{atan}\left(\frac{B_y}{A_y}\right) \quad (10)$$

Der komplexe frequenzabhängige Übertragungskoeffizient zwischen Generator- und Messverstärkerausgang ergibt sich dann in der Form:

$$|S_{UG}(\omega)| = \frac{\hat{U}_{out}(\omega)}{\hat{U}_G(\omega)} \quad (\text{Betrag}) \quad (11)$$

$$\varphi_{UG}(\omega) = \varphi_{out}(\omega) - \varphi_G(\omega) \quad (\text{Phase}). \quad (12)$$

Wird zur Sensornachbildung ein Konversionsglied mit der komplexen frequenzabhängigen Übertragungsfunktion

$$S_{XG}(\omega) = |S_{XG}(\omega)| e^{i(\varphi_{XG}(\omega))} \quad (13)$$

eingesetzt, so ergibt sich der Übertragungskoeffizient des Messverstärkers zu:

$$|S_{UX}(\omega)| = \frac{\hat{U}_{out}(\omega)}{\hat{U}_G(\omega)} \cdot \frac{1}{|S_{XG}(\omega)|} \quad (\text{Betrag}) \quad (14)$$

$$\varphi_{UG}(\omega) = \varphi_{out}(\omega) - \varphi_G(\omega) - \varphi_{XG}(\omega) \quad (\text{Phase}). \quad (15)$$

Der hier beschriebene Aufbau kann durch einzelne Komponenten diskret in Form von Generator, ADC und PC realisiert werden. Es ist aber auch möglich, einen Spektrum- oder Frequenzganganalysator zu nutzen, der die genannten Geräte implizit enthält.

3.3 Betrachtungen zu Ein- und Ausgangsimpedanz

Jeder Signaleingang und -ausgang und ihre Verbindungsleitungen haben eine eingeprägte komplexe Impedanz, die, wenn sie nicht berücksichtigt wird, eine systematische Abweichung zur Messung beiträgt. Abbildung 6 zeigt zwei Beschaltungen für Spannungs- und Strom- bzw. Ladungsmessung. Die üblicherweise verwendeten Koaxialleitungen können mit einer parallelen Kapazität modelliert werden, sofern diese signifikant kürzer sind als die betrachtete Wellenlänge des Signals im Kabel. Dies ist bei üblichen Laboranwendungen bis zu Frequenzen von 1 MHz typischerweise gegeben.

Die Ausgangsspannung U_{out} des Messverstärkers ist für Spannungsmessungen eine Funktion der Eingangsspannung

$$U_{out} = H \cdot U_{in} \quad (16)$$

oder bei Ladungsmessungen eine Funktion der Eingangsladung

$$U_{out} = H \cdot Q_{in} \quad (17)$$

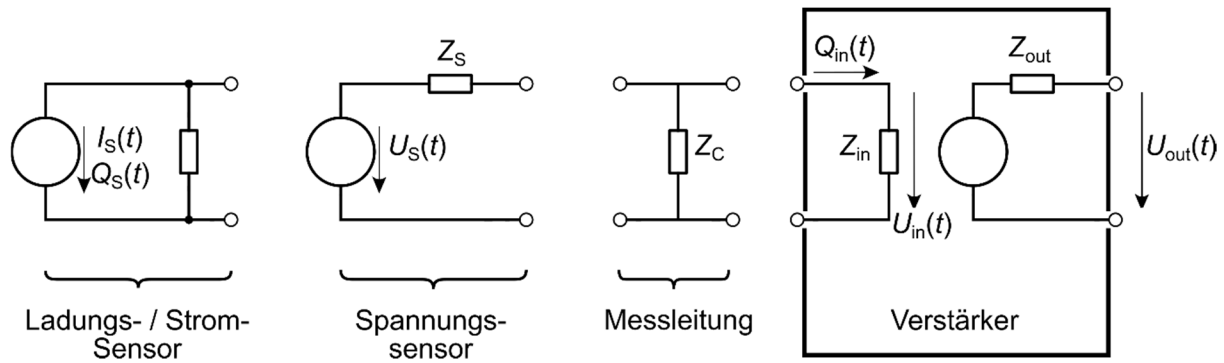



Abbildung 6 Ersatzschaltungen mit Impedanzen für Strom- bzw. Ladungsmessung (links) und Spannungsmessung

Aufgrund der Impedanzen ergibt sich die Eingangsspannung beim Spannungsverstärker zu:

$$U_{\text{in}} = U_S \cdot \left(1 + Z_S \left(\frac{1}{Z_{\text{in}}} + \frac{1}{Z_C} \right) \right)^{-1} \quad (18)$$

Entsprechendes gilt für die Eingangsladung Q_{in} am Ladungsverstärker und die Ausgangsladung Q_S der Quelle.

	Kalibrierung von Messverstärkern für dynamische Anwendungen https://doi.org/10.7795/550.20190425	DKD-R 3-2	
		Ausgabe:	04/2019
		Revision:	0
		Seite:	14 / 31

4 Messunsicherheit

4.1 Allgemeines

Der erforderliche Nachweis der kleinsten angebbaren Messunsicherheit wird durch die Messunsicherheitsbilanz und durch Vergleichsmessungen mit TransfERNormalen erbracht. Die TransfERNormalen sollten den derzeit besten technologischen Stand repräsentieren. Zusätzliche Einflüsse des zu kalibrierenden Messverstärkers müssen ergänzend berücksichtigt werden.

Maßgeblich für die Erstellung der Messunsicherheitsbilanz ist der "Guide to the expression of uncertainty in measurement" (GUM) [3].

4.2 Modellgleichung

Für eine Messunsicherheitsabschätzung nach GUM ist eine Modellgleichung für die Berechnung der Ergebnisgröße eine Grundvoraussetzung. Die hier vorgeschlagenen Modellgleichungen für Betrag und Phase der komplexen Übertragungsfunktion sind aus den Gleichungen (13) und (14) abgeleitet:

$$|S_{UX}(\omega)| = \frac{\bar{U}_{out}(\omega)}{\bar{U}_G(\omega)} \cdot \frac{1}{|S_{XG}(\omega)|} \cdot \prod_i (1 + e_i) \quad (19)$$

$$\varphi_{UX}(\omega) = \varphi_{out}(\omega) - \varphi_G(\omega) - \varphi_{XG}(\omega) + \sum \Delta\varphi_i \quad (20)$$

Die Modellgleichung für den Betrag ist äquivalent zur Produktgleichung, die in Appendix A (A 2.3) der ISO 16063-1:1999 eingeführt wurde. Die Faktoren $K_i = (1 + e_i)$ beschreiben dabei Einflussgrößen oder Korrekturen. Die Messunsicherheit wird dann aus der jeweiligen Größe e_i abgeleitet, die die Abweichung vom Nominalwert angibt.

Das Modell für die Phase ist ein Summenmodell. Die Korrekturen oder zusätzlichen Messunsicherheitskomponenten werden durch die Varianzen der Größen $\Delta\varphi_i$ erfasst.

Entsprechend berechnet sich die relative Standardunsicherheit des Betrages der komplexen Übertragungsfunktion zu:

$$\frac{u_{|S_{UX}|}(\omega)}{|S_{UX}(\omega)|} = \sqrt{\frac{\sigma_{\bar{U}_{out}}^2}{U_{out}^2} + \frac{\sigma_{\bar{U}_G}^2}{U_G^2} + \frac{\sigma_{S_{XG}}^2}{|S_{XG}|^2} + \sum \sigma_{e_i}^2} \quad (21)$$

und die (absolute) Standardunsicherheit der Phase zu:


$$u_{\varphi_{UG}}(\omega) = \sqrt{\sigma_{\varphi_{out}}^2 + \sigma_{\varphi_G}^2 + \sigma_{\varphi_{XG}}^2 + \sum \sigma_{\Delta\varphi_i}^2} \quad (22)$$

Die Beiträge, die als $\sigma_{e_i}^2$ und $\sigma_{\Delta\varphi_i}^2$ für eine Messunsicherheitsberechnung zu betrachten sind, sind sehr stark vom individuellen Aufbau der Kalibriereinrichtung und vom Typ des Messverstärkers abhängig. Die Größen σ_i^2 beschreiben Varianzen im Sinne des GUM. Ergänzende Informationen werden im Anhang A der Richtlinie gegeben, allerdings erheben die Angaben keinen Anspruch auf Vollständigkeit.

Folgende Größen sind typischerweise für alle im Anhang genannten Kalibrieraufbauten bezüglich ihrer Messunsicherheit zu betrachten:

U_{out} gemessene Ausgangsspannung des Kalibriergegenstandes


U_G gemessene Generatorausgangsspannung zur Anregung

	Kalibrierung von Messverstärkern für dynamische Anwendungen https://doi.org/10.7795/550.20190425	DKD-R 3-2	
		Ausgabe:	04/2019
		Revision:	0
		Seite:	15 / 31

$ S_{XG} $	Betrag des komplexen Übertragungsfaktors zwischen Generatorspannung U_G und Eingangsgröße X_{in} des Kalibriergegenstandes (frequenzabhängig). Z. B. Kapazität des Referenzkondensators bei der Ladungsverstärkerkalibrierung
φ_U	gemessene Phasenlage am Ausgang des Kalibriergegenstandes
φ_G	gemessene Phasenlage der Generatorausgangsspannung
$\Delta\varphi_{XG}$	Phasenverschiebung des komplexen Übertragungsfaktors zwischen Generatorspannung U_G und Eingangsgröße X_{in} des Kalibriergegenstandes (frequenzabhängig)
φ_H	Phasenverschiebung durch Rausch- und Brummeinflüsse
φ_{res}	Phasenverschiebung durch residuale Einflüsse, wie Laufzeiten, zeitliche Instabilitäten (Jitter, Filter, Langzeitdrift der Kalibrierwerte), Umgebungseinflüsse (Temperatur, ...) u.a.

Die Korrekturfaktoren K_i für die verschiedenen Eingangsgrößen X_i sind:

$K_{Z,in} = 1 - e^*_{Z,in}$	Impedanzverhältnisse am Eingang des Kalibriergegenstandes,
$K_{Z,out} = 1 + e^*_{Z,out}$	Impedanzverhältnisse am Ausgang des Kalibriergegenstandes
$K_{R,temp} = 1 + e^*_{R,temp}$	Einfluss der Umgebungstemperatur auf das Spannungsverhältnis,
$K_{C,temp} = 1 - e^*_{C,temp}$	Einfluss der Umgebungstemperatur auf die Sensornachbildung
$K_{X,temp} = 1 + e^*_{X,temp}$	Einfluss der Umgebungstemperatur auf den Kalibriergegenstand,
$K_{D,C} = 1 - e^*_{D,Ca}$	Einfluss durch Drift der Sensornachbildung innerhalb des Kalibrierintervalls
$K_{D,AQ} = 1 + e^*_{D,AQ}$	Einfluss durch Drift der Messdatenerfassung (ADC) innerhalb des Kalibrierintervalls,
$K_H = 1 + e^*_H$	Einfluss von Brummen und Rauschen,
$K_{res} = 1 - e^*_{res}$	Einfluss durch residuale Effekte, wie Linearität der Spannungsmessung, Klirren und Oberwellen, u.a.

	Kalibrierung von Messverstärkern für dynamische Anwendungen https://doi.org/10.7795/550.20190425	DKD-R 3-2	
		Ausgabe:	04/2019
		Revision:	0
		Seite:	16 / 31


5 Angaben im Kalibrierschein

Für die Erstellung des Kalibrierscheines gelten grundlegend die Anforderungen der DIN EN ISO/IEC 17025. Weiterhin müssen die folgenden Informationen im Kalibrierschein enthalten sein:

- Das angewandte Verfahren
- Die verwendeten Normale
- Die Einstellungen des Verstärkers (Empfindlichkeit, Filter, ...)
- Die verwendete Anregungsamplitude (ggf. pro Frequenz)
- Die Messergebnisse als Tabelle mit folgenden Angaben:
 - Frequenz
 - Eingangsamplitude am Messverstärker
 - Ausgangsamplitude am Messverstärker
 - Betrag des Übertragungskoeffizienten mit Messunsicherheit
 - Phase des Übertragungskoeffizienten mit Messunsicherheit
- Gegebenenfalls weitere Informationen die zur korrekten Interpretation der Messergebnisse notwendig sind

Die Messunsicherheitsangaben können auch ergebnisübergreifend an anderer Stelle im Kalibrierschein erfolgen.

Anmerkung: Messverstärker mit einer internen, digitalen Verarbeitungseinheit erzeugen typischerweise eine signifikante, konstante zeitliche Verzögerung zwischen Eingangs- und Ausgangssignal, die sich als linearer Anteil in der Phase des Übertragungskoeffizienten bemerkbar macht. Diese Verzögerung kann für solche Geräte nach entsprechender Auswertung ebenfalls als Ergebnis im Kalibrierschein angegeben werden.

	Kalibrierung von Messverstärkern für dynamische Anwendungen https://doi.org/10.7795/550.20190425	DKD-R 3-2	
		Ausgabe:	04/2019
		Revision:	0
		Seite:	17 / 31

6 Literatur

Normative Verweise

- [1] ISO 2041:2009 Mechanical Vibration, Shock and Condition Monitoring – Vocabulary
- [2] DIN EN ISO IEC 17025 Allgemeine Anforderungen an die Kompetenz von Prüf- und Kalibrierlaboratorien
- [3] JCGM 100:2008 Evaluation of measurement data - Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM). Joint Committee for Guides in Metrology; <http://www.bipm.org/en/publications/guides/>
- [4] ISO 16063-1:1998 Methods for the calibration of vibration and shock transducers -- Part 1: Basic concepts
- [5] ISO 16063-11:1999 Methods for the calibration of vibration and shock transducers -- Part 11: Primary vibration calibration by laser interferometry; 1999
- [6] DAkks-DKD-5:2010 Anleitung zum Erstellen eines Kalibrierscheins; Herausgegeben von der Deutschen Akkreditierungsstelle GmbH
https://www.dakks.de/doc_kalibrier
- [7] DKD-R 3-1: Kalibrieren von Beschleunigungsmessgeräten nach dem Vergleichsverfahren; Blätter 1 bis 4
- [8] VDI/VDE/DGQ/DKD 2622: Kalibrieren von Messmitteln für elektrische Größen; Blatt 20: Gleichspannungsmessverstärker; 2013

Weitere Literatur

- [9] Bartoli, C.; et al., Dynamic calibration of force, torque and pressure sensors IMEKO 22nd TC3, 12th TC5 and 3rd TC22 International Conferences; Feb., 2014, Kapstadt, Südafrika
- [10] Hoffmann, K., Eine Einführung in die Technik des Messens mit Dehnungsmessstreifen, Herausgeber Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, Darmstadt, 1987
- [11] Schäfer, A., Challenges in dynamic torque and force measurement with special regard to industrial demands”; Invited Talk at „Dynamic calibration workshop“ BIPM, Nov. 2012,
http://www.bipm.org/ws/BIPM/DYNAMIC/Allowed/Challenges_2012/BIPM_Dynamic_WS_2012_Talk_02_Schafer.pdf
- [12] Volkers H, Bruns Th, *The Influence of Source Impedance on Charge Amplifiers*, XX IMEKO World Congress, Busan, Rep. of Korea, 2012,
<http://www.imeko.org/publications/wc-2012/IMEKO-WC-2012-TC22-O6.pdf>
- [13] ENDEVCO Manual Isotron Measurement, Amplifier Type 2792B; S. 12
- [14] P. E. Wellstead, Solartron Analytical: Frequency Response Analysis, Technical Report No. 10, 1997 (Analog Korrelationsverfahren); www.solartronanalytical.com
- [15] L. Klaus, M. F. Beug, Th. Bruns, A New Calibration Set-Up for the Dynamic Calibration of Bridge Amplifiers from DC to 10 kHz, IMEKO 23rd TC3, 13th TC5 and 4th TC22 International Conference, 2017, Helsinki, Finland,
<http://www.imeko.org/publications/tc3-2017/IMEKO-TC3-2017-011.pdf>

Anhang A: Messverstärkerspezifisches Vorgehen

A 1. Spannungsverstärker

Spannungsverstärker bereiten ein in Form einer Spannung anliegendes Eingangssignal zu einer Ausgangsspannung auf. Der Aufbau für die Kalibrierung ist wie in Abbildung 4 beschrieben unter Auslassung jeglicher Sensorsimulation.

Die Eingangsgröße ist bei vereinfachter Betrachtung

$$X_{\text{in}} = U_{\text{in}} = U_G \quad (23)$$

und bei Berücksichtigung der Impedanzverhältnisse am Eingang

$$X_{\text{in}} = U_{\text{in}} = U_G \left(1 + Z_s \left(\frac{1}{Z_{\text{in}}} + \frac{1}{Z_C} \right) \right)^{-1} \quad (24)$$

A 2. Brückenverstärker

A 2.1 Eigenschaften von Brückenverstärkern

Brückenverstärker werden zur Messung von (piezo-) resistiven Sensoren in einer Wheatstone'schen Brückenschaltung genutzt. Sie stellen eine anwendungsspezifische Bauform der Spannungsverstärker dar, die mit einigen Zusatzfunktionen ausgestattet ist (vgl. [10]).

Der Brückenverstärker speist die angeschlossene Wheatstone'sche Messbrücke, die typischerweise aus den vier Brückenwiderständen gebildet wird mit der Brückenspeisespannung U_s . Die mechanische Messgröße in der Anwendung verursacht eine Änderung von mindestens einem der Brückenwiderstände. Dadurch wird die Symmetrie der Brückenschaltung verstimmt, dies führt zu einem Messsignal U_m typischerweise im Millivoltbereich. Dieses Spannungssignal verhält sich proportional zur Veränderung der Brückenwiderstände und wird einem symmetrischen (differentiellen) Eingang zugeführt (siehe [10]).

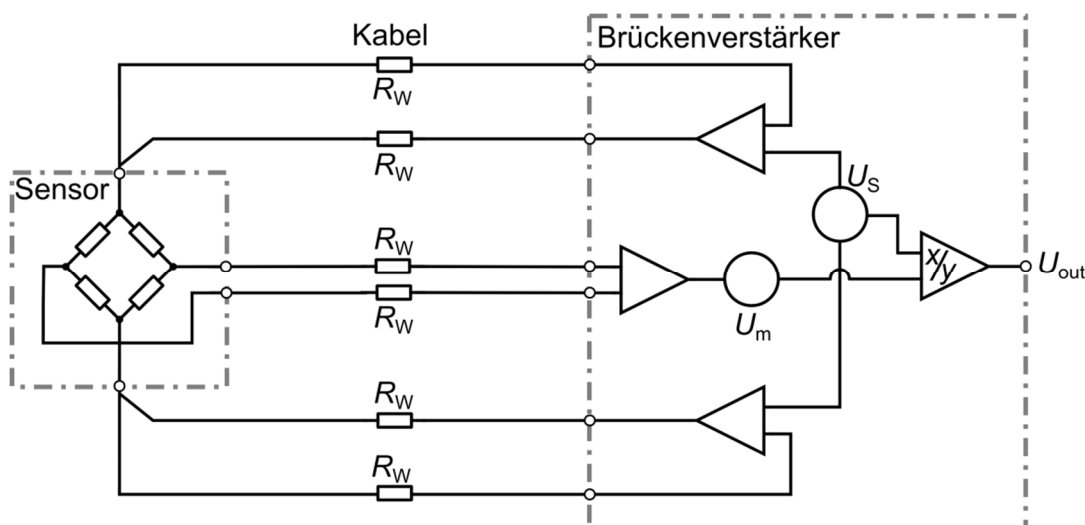


Abbildung 7 Prinzipieller Aufbau eines Brückenverstärkers mit einem angeschlossenen Sensor in Sechseleitschaltung

Bei grundlegender Betrachtung ist die Eingangsgröße des Brückenverstärkers durch das Spannungsverhältnis von Brückenausgangsspannung U_m zu Brückenspeisespannung U_s gegeben. Sie wird typischerweise in mV/V angegeben. Demzufolge erhält der Übertragungskoeffizient typischerweise die Einheit V/(mV/V). Es gibt aber auch die Betrachtungsweise, bei der die Speisespannung separat betrachtet wird und somit die Angaben zum Übertragungsverhalten analog zu einem reinen Spannungsverstärker erfolgen.

Die Brücke kann sowohl durch eine Gleichspannung als auch durch eine Wechselspannung (beim Trägerfrequenzmessverstärker = TF-Messverstärker) gespeist werden. Aufgrund ihrer eingeschränkten Einsatzmöglichkeiten bei dynamischen Messungen werden TF-Messverstärker hier nicht weiter betrachtet. (Näheres siehe [11]).

Eine zusätzliche Maßnahme zur Vermeidung von Abweichungen ist die Sechseleierschaltung (4 Leitungen für die Realisierung der Speisespannung und zwei Leitungen zur Erfassung des Messsignals), vgl. Abbildung 7. Der durch die Speisespannung U_s getriebene Speisestrom I_s verursacht in den Leitungswiderständen des Messkabels R_w Spannungsabfälle, die dazu führen, dass an der eigentlichen Brücke nicht mehr die volle Speisespannung anliegt. Dieser Einfluss lässt sich mittels einer Sechseleierschaltung vermeiden. Dazu ist zusätzlich zu den beiden Speiseleitungen und den beiden Messleitungen ein weiteres Fühlerleitungspaar nötig. Eine spezielle Regelschaltung im Verstärker kompensiert nun alle Spannungsabfälle auf den stromführenden Leitungen. Dieses Verfahren macht das Messergebnis weitgehend unabhängig von Zuleitungswiderständen (beispielsweise verursacht durch geänderte Kabellängen und -querschnitte).

Außerdem besitzen Brückenverstärker grundsätzlich die Möglichkeiten eines Nullsignalabgleichs, d.h. einer entsprechenden Parallelverschiebung der Verstärkerkennlinie, was die Anwendung dieses Verstärkertyps sehr vereinfacht.

A 2.2 Kalibrierung von Brückenverstärkern

Rein statisch werden Brückenverstärker mit Spannungsverhältniskalibratoren oder Brückennormalen, welche die Wheatstone'sche Vollbrücke nachbilden, kalibriert [8]. Mit dieser Methode kann jedoch die frequenzabhängige Übertragungsfunktion nicht ermittelt werden.

Zur Bestimmung der Übertragungsfunktion in Abhängigkeit von der Frequenz simuliert ein Sinussignal-Generator die Messspannung U_m . Dazu wird er an den Messeingang des Verstärkers angeschlossen. Die Speisespannung des Messverstärkers sollte dabei innerhalb der Spezifikationen in sensorähnlicher Weise (vgl. R_L in Abbildung 8) belastet sein. Die Größe des verwendeten Lastwiderstandes muss im Kalibrierschein angegeben werden.

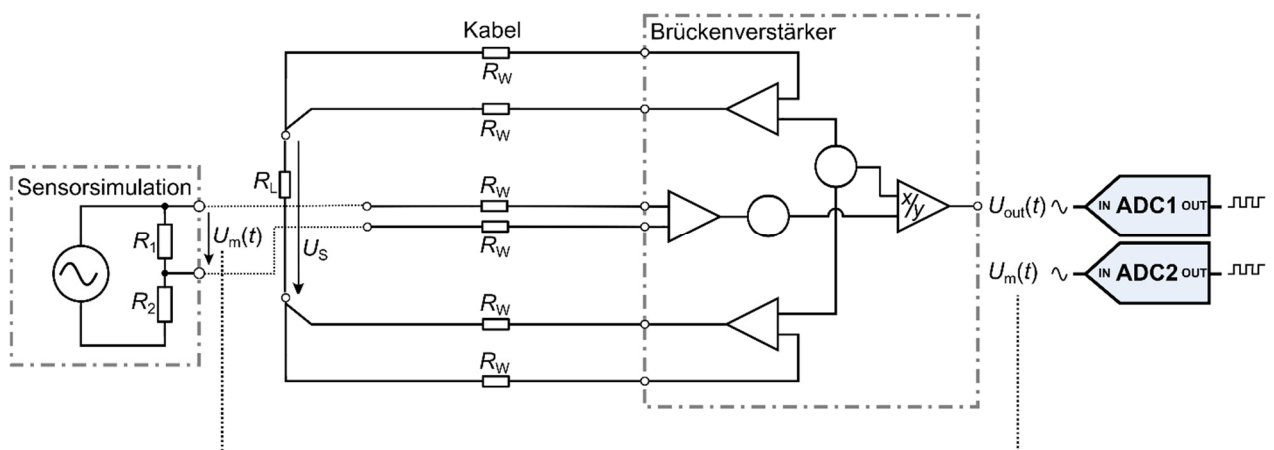



Abbildung 8 Aufbau zur Kalibrierung von Brückenverstärkern

	Kalibrierung von Messverstärkern für dynamische Anwendungen https://doi.org/10.7795/550.20190425	DKD-R 3-2	
		Ausgabe:	04/2019
		Revision:	0
		Seite:	20 / 31

Sofern Rückführleitungen vorhanden sind, sind diese mit den Speiseleitungen zu verbinden. Ein Spannungsmessgerät misst die Brückenspeisespannung U_s am Lastwiderstand R_L . Die verwendete Speisespannung muss mit Nominal- und Messwert im Kalibrierschein dokumentiert werden.

Die Eingangsgröße X_{in} der Kalibrierung berechnet sich aus dem Verhältnis von Generatorspannung und Speisespannung im vereinfachten Fall zu

$$X_{in} = \frac{U_m}{U_s} \quad (25)$$

Unter Berücksichtigung der Impedanzverhältnisse am Verstärkereingang ergibt sich die Eingangsgröße als

$$X_{in} = \frac{U_m}{U_s} \cdot \left(1 + Z_s \left(\frac{1}{z_{in}} + \frac{1}{z_c} \right) \right)^{-1} \quad (\text{vgl. Abbildung 6}) \quad (26)$$

Generatorsignal U_G und Ausgangsspannung des Messverstärkers U_{out} werden synchron gemessen. Dabei ist sicherzustellen, dass die Speisespannung unabhängig vom Eingangssignal konstant und stabil ist.

Alternativ zum vorgestellten Aufbau kann als Sensorsimulation auch ein sog. „dynamisches Brückennormal“ genutzt werden [15]. Solche Geräte erzeugen aus der Speisespannung des zu kalibrierenden Verstärkers ein dynamisches Messsignal mit einstellbarem Übertragungsverhältnis. Sie sind als Referenz bezüglich ihrer Übertragungsfunktion kalibriert, sodass die Messung des Eingangssignals $\frac{U_m}{U_s}$ entfällt, da dies per Einstellung vorgegeben wird. Eine Impedanzkorrektur ist je nach Anforderung aber weiterhin anzuwenden.

A 3. Ladungsverstärker

A 3.1 Eigenschaften von Ladungsverstärkern

Ein Ladungsverstärker (LV) ist ein Ladungs-Spannungs-Wandler, der meist geringe Ladungen in eine dazu proportionale Spannung umwandelt. Aufgrund der unterschiedlichen Größen an Eingang (Ladung) und Ausgang (Spannung) handelt es sich genau genommen nicht um einen Verstärker im engeren Sinne.

Abbildung 9 zeigt die wichtigsten Bestandteile eines LV. Er besitzt eine Verstärkerschaltung, deren Ausgangssignal über einen hochisolierenden Kondensator C_{fb} kapazitiv auf den negativen Eingang rückgekoppelt wird. Die konkrete Realisierung der Rückkopplungsbeschaltung führt dabei entweder zu einem Hochpassverhalten oder einer Drift des Ausgangssignals. Die Drift bewirkt einerseits eine Verschiebung des Nullpunktes während der Messung, andererseits begrenzt sie die maximale Messzeit, da sie irgendwann zu einer Übersteuerung des Verstärkers führt. Beiden Effekten wird durch einen internen Rückkopplungswiderstand entgegengewirkt, was im Gegenzug allerdings ein Hochpassverhalten der Übertragungsfunktion zur Folge hat.

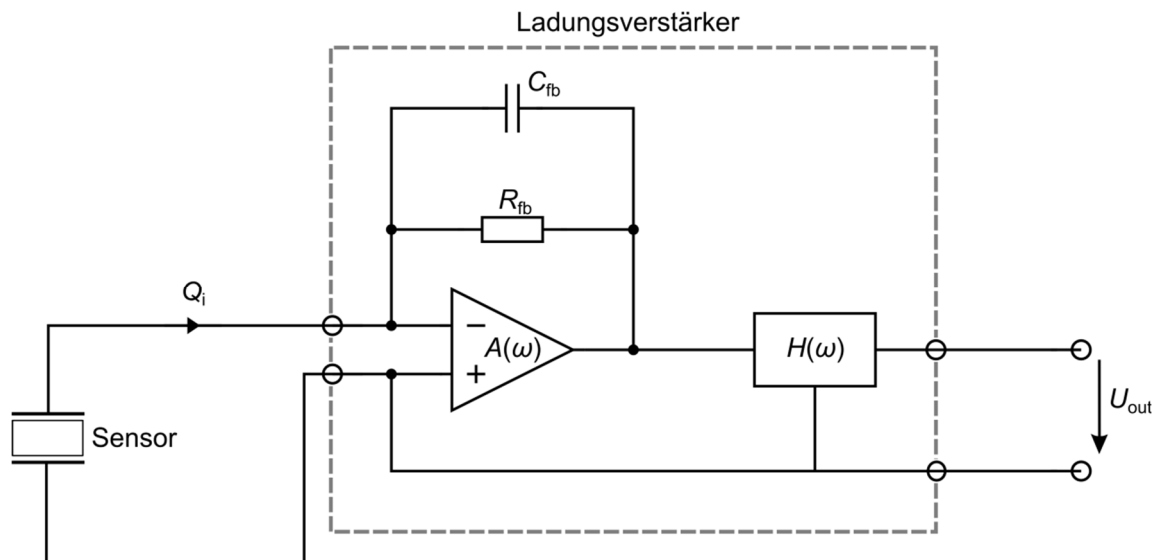


Abbildung 9 Prinzipschaltbild eines Ladungsverstärkers mit den wesentlichen Komponenten

Bei hohen Frequenzen wird die Übertragungsfunktion typischerweise durch den intern nachgeschalteten Spannungsverstärker mit einem frequenzabhängigen Verstärkungsfaktor $H(\omega)$ begrenzt, der ein Tiefpassverhalten erzeugt. Das Verhalten dieses Verstärkers hängt von den Details der Implementierung ab und lässt sich nicht allgemeiner darlegen.

A 3.2 Kalibrierung von Ladungsverstärkern

Für die Kalibrierung wird der Sensor durch eine rückführbare Ladungsquelle aus einem Spannungsgenerator $U_G(\omega)$ und einer Normkapazität C_n ersetzt. Die Realisierung kann dabei je nach Messunsicherheitsanforderung in unterschiedlicher Komplexität erfolgen, um ggf. der Wechselwirkung von Quell- und Eingangsimpedanz Rechnung zu tragen. Die betrachteten Impedanzen sind hier nahezu rein kapazitiver Natur. Es gilt:

$$Q_c(\omega) = C_n \cdot U_G(\omega) \quad (27)$$

Das Übertragungsverhalten von LV ist in erster Näherung unabhängig von der Quellimpedanz des angeschlossenen Sensors. Dies gilt jedoch nur in bestimmten Grenzen, die Gerätetyp abhängig sind und letztlich von der (komplexen) Eingangsimpedanz des LV abhängen

(Näheres siehe Abschnitt A.3.2.3 und [12]). Der Einfluss der Impedanzverhältnisse am Eingang des Verstärkers ist in unterschiedlichem Maße in den nachfolgend beschriebenen Verfahren berücksichtigt.

Im Kalibrierschein muss der Wert des verwendeten Referenzkondensators, die Ladungsamplitude sowie ggf. die verwendete Gesamtkapazität (Quellimpedanz) angegeben werden.

A 3.2.1. Vereinfachtes Verfahren ohne Anpassungsmöglichkeit der Quellimpedanz

Die Referenzkapazität C_n ist so zu wählen, dass ihr Einfluss auf das Kalibrierergebnis mit Bezug auf die später mit dem LV verwendete Sensorkapazität vernachlässigbar ist. (Dies gilt entweder bei entsprechender Anpassung der Referenzkapazität an die Sensorkapazität oder bei hinreichend kleiner Eingangsimpedanz $|Z_i(\omega)|$ des LV.)

Der Aufbau für dieses Verfahren entspricht Abbildung 10. Ein Spannungsgenerator wird mit seinem Ausgang U_G an einen Referenzkondensator C_n angeschlossen. Die Spannungen U_G und U_{out} werden an möglichst hochohmige Eingänge der Messdatenerfassung angeschlossen.

Die Eingangsgröße für diesen Aufbau ist

$$X_{in} = C_n \cdot U_G \quad (28)$$

Der Ausgangswiderstand des Spannungsgenerators stellt in diesem Aufbau gemeinsam mit dem Referenzkondensator und den Anschlusskabeln die Quellimpedanz dar. Um den Einfluss dieser Impedanz für die nachfolgenden Messungen mit Sensoren möglichst gering zu halten, sollte der Ausgangswiderstand des Generators möglichst gering sein (üblich sind 50 Ω) und der Referenzkondensator zusammen mit den Anschlusskabeln eine vergleichbare Kapazität wie der später mit dem LV verwendete Sensor inklusive Anschlusskabel haben (siehe [12]).

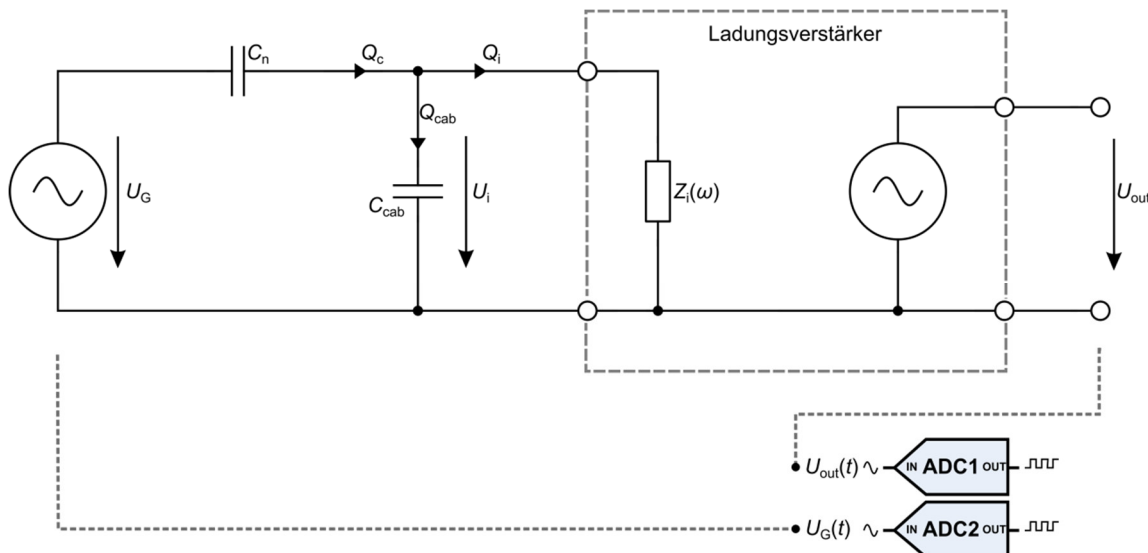


Abbildung 10: Aufbau für das vereinfachte Verfahren zur Kalibrierung von Ladungsverstärkern

A 3.2.2. Erweitertes Verfahren mit Anpassungsmöglichkeit der Quellimpedanz

Um dem Einfluss der Sensorimpedanz auf das Übertragungsverhalten des LV Rechnung zu tragen, ist eine Ergänzung des zuvor beschriebenen Aufbaus mit einer einstellbaren Kapazität C_{var} , wie in Abbildung 11 dargestellt, möglich. C_{var} wird parallel zur Sensornachbildung aus U_G und C_n geschaltet, sie addiert sich zur Gesamtquellimpedanz des Aufbaus, hat aber aufgrund der Parallelschaltung keinen Einfluss auf die mittels U_G und C_n erzeugte Ladungsmenge. Für die Eingangsgröße dieses Aufbaus gilt nach wie vor:

$$X_{in} = C_n \cdot U_G \quad (29)$$

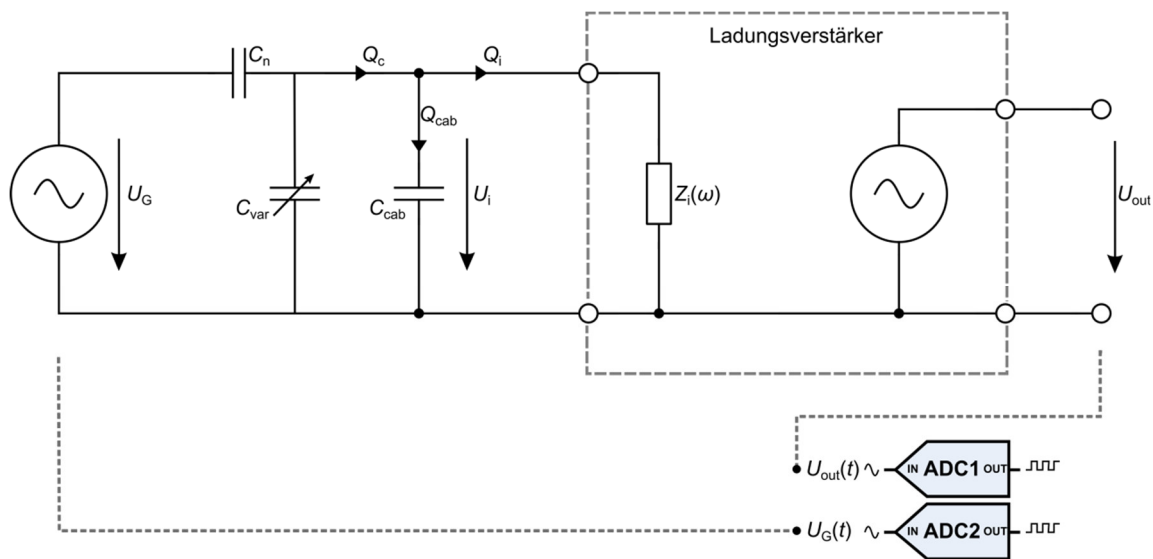


Abbildung 11: Variante 2 des Aufbaus zur Kalibrierung von Ladungsverstärkern mit fester Referenzkapazität C_n und Anpassung der Quellimpedanz über C_{var} .

Die an den Sensor anzupassende, wirksame Quellimpedanz ergibt sich hier zu:

$$C_{ges} = C_n + C_{var} + C_{cab} \quad (30)$$

Die Quellimpedanzen vom Sensor inklusive seines Anschlusskabels und des Kalibrieraufbaus können mit einem geeigneten LCR-Meter anstelle des LV gemessen und über C_{var} angepasst werden. Dabei ist die Normkapazität generatorseitig mit dem Ausgangswiderstand des Generators abzuschließen.

A 3.2.3. Erweiterte Kalibrierung mit Bestimmung der Eingangsimpedanz

Liegen mehrere Messreihen nach A.3.2.2 für unterschiedliche Quellimpedanzen vor, so ist es möglich, die komplexe Eingangsimpedanz Z_i des Ladungsverstärkers und das Basis-Übertragungsverhalten S_0 als zusätzliche Größen über den gemessenen Frequenzbereich zu bestimmen. Dadurch werden Korrekturen für verschiedene Quellimpedanzen bzw. die Abschätzung der dadurch erzeugten systematischen Messabweichung in der Anwendung ermöglicht.

Für die Eingangsspannung U_i über der Eingangsimpedanz $Z_i(\omega)$ des LV gilt bei einer Eingangsladung Q_i

$$U_i(\omega) = j\omega \cdot Z_i(\omega) \cdot Q_i(\omega) \quad (31)$$

	Kalibrierung von Messverstärkern für dynamische Anwendungen https://doi.org/10.7795/550.20190425	DKD-R 3-2	
		Ausgabe:	04/2019
		Revision:	0
		Seite:	24 / 31

Für die Eingangsladung Q_i gilt weiterhin:

$$Q_i(\omega) = U_G \cdot C_n - U_i(C_n + C_{var} + C_{cab}) \quad (32)$$

Unter der Annahme, dass die Ausgangsspannung proportional zur Eingangsladung Q_i ist, sei der Basis-Übertragungskoeffizient S_0 definiert als:

$$S_0(\omega) = \frac{U_{out}(\omega)}{Q_i(\omega)} \quad (33)$$

Mit diesen Beziehungen und den Anpassungen zur Impedanzkorrektur aus Abschnitt 4 folgt nach einigen Umformungen für den von der Quellimpedanz abhängigen Ladungsübertragungskoeffizienten

$$S_{uq}(\omega) = \frac{S_0(\omega)}{1 + j\omega Z_i(\omega)(C_n + C_{var} + C_{cab})} \quad (34)$$

Für die Kalibrierung sind nun die Größen $S_0(\omega)$ und $Z_i(\omega)$, die den Verstärker vollständig beschreiben, zu bestimmen.

Betrachtet man den Kehrwert von Gleichung (34), so kann mit mehreren unabhängigen Messungen von $S_{uq}(\omega)$ für verschiedene Werte der variablen Kapazität C_{var} eine lineare Regression durchgeführt werden. Die Regressionsgerade (für eine Frequenz ω) wird beschrieben durch

$$\frac{1}{S_{uq}(\omega)} = \frac{1}{S_0(\omega)} + \frac{Z_i(\omega)}{S_0(\omega)} j\omega(C_n + C_{var} + C_{cab}), \quad (35)$$

d.h. sie hat den Achsenabschnitt $\frac{1}{S_0(\omega)}$ und die Steigung $\frac{Z_i(\omega)}{S_0(\omega)}$. Da es sich um komplexe Größen handelt, müssen Real- und Imaginärteil getrennt gefittet werden. Dafür ergeben sich die beiden Gleichungen:

$$Re\left(\frac{1}{S_{uq}(\omega)}\right) = Re\left(\frac{1}{S_0(\omega)}\right) - Im\left(\frac{Z_i(\omega)}{S_0(\omega)}\right) j\omega(C_n + C_{var} + C_{cab}), \quad (36)$$

$$Im\left(\frac{1}{S_{uq}(\omega)}\right) = Im\left(\frac{1}{S_0(\omega)}\right) + Re\left(\frac{Z_i(\omega)}{S_0(\omega)}\right) \omega(C_n + C_{var} + C_{cab}), \quad (37)$$

Dabei ist $S_{uq}(\omega)$ gemäß den Gleichungen (11), (12) und (13) als komplexe Größe der Form

$$S_{uq}(\omega) = |S_{uq}(\omega)| \cdot e^{j\varphi_{uq}} \quad (38)$$

zu berechnen.

Mit der Substitution $r = Re\left(\frac{1}{S_0(\omega)}\right)$ und $l = Im\left(\frac{1}{S_0(\omega)}\right)$ für die Achsenabschnitte und etwas komplexer Arithmetik folgt dann weiterhin:


$$S_0(\omega) = \frac{r}{(r^2 - l^2)} - j \frac{l}{(r^2 - l^2)} \quad (39)$$

oder als Betrag und Phase:

$$|S_0(\omega)| = \sqrt{\frac{r^2 + l^2}{(r^2 - l^2)^2}} \quad (\text{Betrag}) \quad (40)$$

$$\varphi_0(\omega) = \arctan\left(-\frac{r}{l}\right) \quad (\text{Phase}) \quad (41)$$

Mit der Substitution $s = Re\left(\frac{Z_i(\omega)}{S_0(\omega)}\right)$ und $t = Im\left(\frac{Z_i(\omega)}{S_0(\omega)}\right)$ für die Steigung der Regression folgt dann:

	Kalibrierung von Messverstärkern für dynamische Anwendungen https://doi.org/10.7795/550.20190425	DKD-R 3-2	
		Ausgabe:	04/2019
		Revision:	0
		Seite:	25 / 31

$$\operatorname{Re}(Z_i(\omega)) = s \cdot \frac{r}{(r^2 - l^2)} + t \cdot \frac{l}{(r^2 - l^2)} \quad (42)$$

$$\operatorname{Im}(Z_i(\omega)) = t \cdot \frac{r}{(r^2 - l^2)} - s \cdot \frac{l}{(r^2 - l^2)} \quad (43)$$

A 4. IEPE-Verstärker

A 4.1 Eigenschaften von IEPE-Verstärkern

IEPE-Verstärker werden für die Konditionierung von piezoelektrischen Sensoren mit integriertem Ladungswandler eingesetzt, wenn diese eine Konstantstromversorgung von 2 mA bis 20 mA zur Versorgung des im Sensor befindlichen Ladungswandlers benötigen. Dies ist ein weitgehend etablierter Industriestandard, der sich insbesondere für Kraft-, Beschleunigungs-, Druck- und Dehnungssensoren etabliert hat. Diese IEPE-Sensoren (Integrated Electronics Piezoelectrics) werden herstellerunabhängig auch als CCLD-Sensoren (Constant Current Line Drive) oder herstellerabhängig mit geschützten Handelsnamen, wie Deltatron, Piezotron, Isotron, ICP oder anderen bezeichnet. Alle verfolgen mit kleineren Unterschieden das gleiche Prinzip. Es gibt bis dato keinen einheitlichen Industriestandard, der diese analoge Schnittstelle beschreibt.

In Abbildung 13 ist die prinzipielle Arbeitsweise eines IEPE-Messverstärkers mit angeschlossenem Sensor dargestellt. Grundlegend besteht ein IEPE-Messverstärker aus einem (Wechsel-) Spannungsverstärker und einer vorgeschalteten Konstantstromquelle (zur Versorgung des im Sensor befindlichen Ladungswandlers). Diese Konstantstromquelle liefert einen Konstantstrom I_{Bias} von mindestens 2 mA, typischerweise aber 4 mA. Zum Treiben von kapazitiven Lasten (z. B. lange Kabel) können auch höhere Ströme bis 20 mA erforderlich sein. Einige Messverstärker gestatten die Einstellung oder gar das Abschalten des Konstantstroms. Abhängig von der Ausgangsimpedanz des angeschlossenen Sensors und der Höhe des Versorgungsstroms stellt sich auf der Signalleitung eine DC-Spannung ein. Diese DC-Spannung wird als Biasspannung U_{Bias} bezeichnet. Beim Auftreten einer Schwingung am Sensor, ist die AC-Ausgangsspannung des Sensors, der Biasspannung U_{Bias} additiv überlagert (Abbildung 16). Um die AC-Spannung von der Biasspannung zu entkoppeln, wird typischerweise in der Eingangsstufe des Messverstärkers ein RC-Hochpassfilter (Entkopplungskondensator und Belastungswiderstand) verbaut. Teilweise besteht bei einigen IEPE-Messverstärkern eine manuelle oder automatische Gleichspannungskompensation entgegengesetzter Polarität. Dies hat den Vorteil einer sehr tiefen unteren Grenzfrequenz oder ggf. Übertragungsfähigkeit des Messverstärkers bis 0 Hz.

Typischerweise ist der Eingang dieser Verstärker massebezogen (single ended). Der Eingangsbereich deckt die Biasspannung plus einer Signalamplitude von typischerweise 5 V ab. Insbesondere für industrielle oder andere spezielle Anforderungen gibt es aber auch Verstärker mit symmetrischen (differentielle) Ein- und Ausgangsstufen.

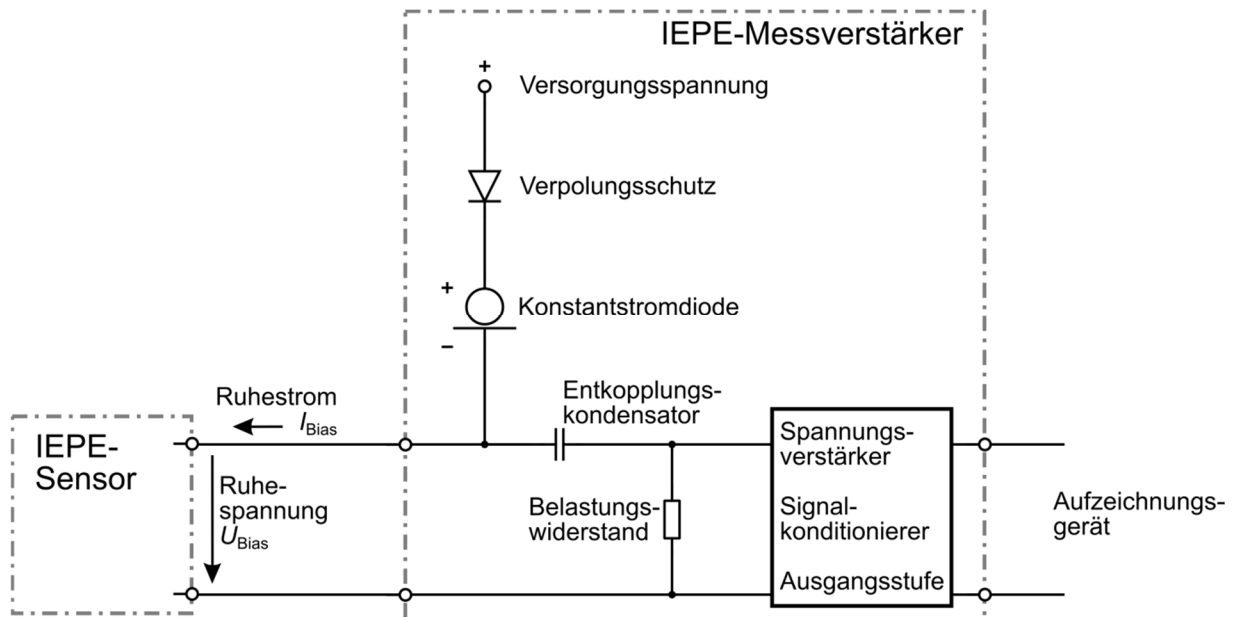


Abbildung 12: Prinzip eines IEPE-Messverstärkers mit einem HP-Filter zur Entkopplung der Ruhespannung.

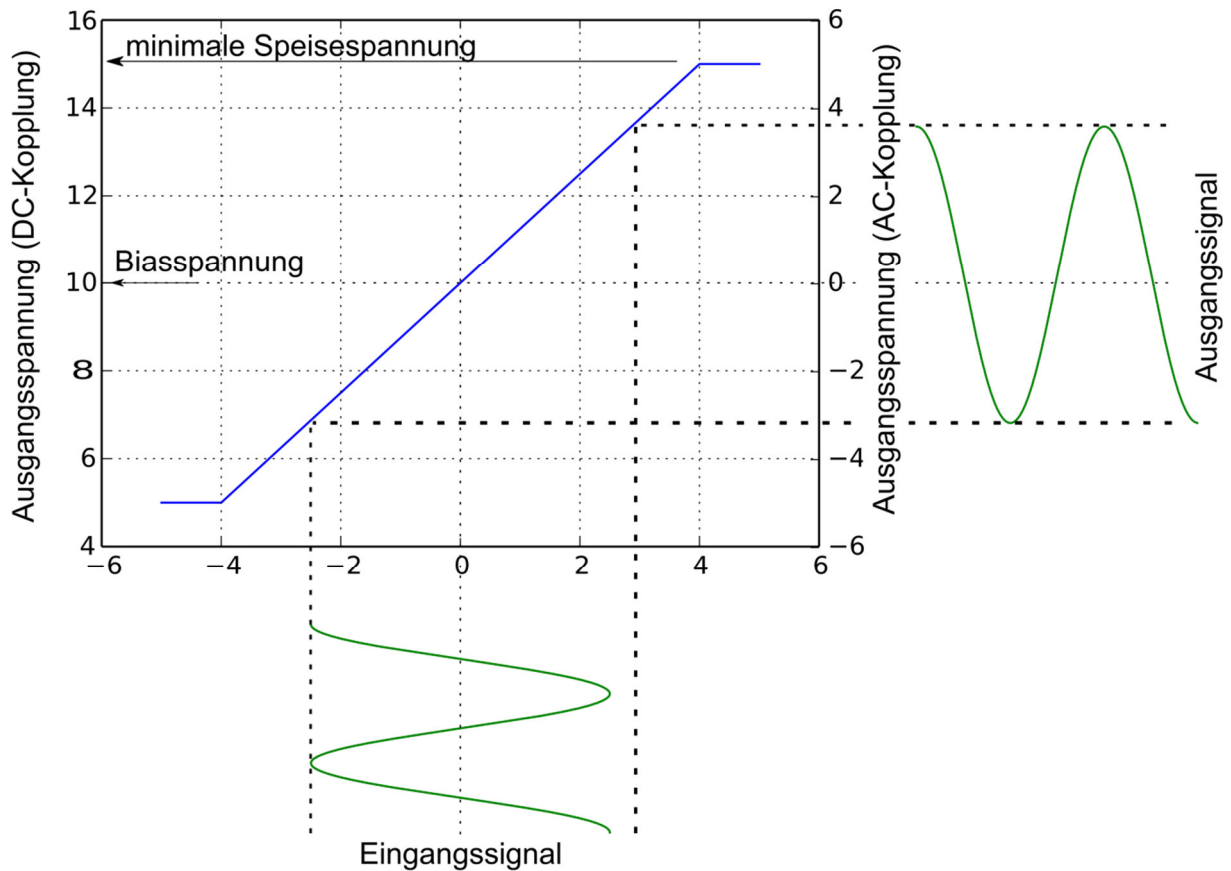


Abbildung 13: Darstellung der Arbeitsweise einer IEPE-Messkette

Seit einigen Jahren stehen IEPE-Messverstärker auch in einem gemischten analogen (für das Messsignal) und digitalen (für die Sensordaten) Modus zur Verfügung und folgen dem

Standard IEEE 1451-4 (Transducer Electronic Datasheet, TEDS). Um in den digitalen Modus umzuschalten, ändert der Verstärker die Polarität des Versorgungsstromes. Das kann Auswirkungen auf die Signalqualität zum Zeitpunkt des Polaritätswechsels haben. In der Regel schaltet der Verstärker nur kurzzeitig in den digitalen Modus, wenn ein Sensorwechsel erkannt wird.

A 4.2 Kalibrierung von IEPE-Verstärkern

Bei der Kalibrierung eines IEPE-Messverstärkers sollte der Biasstrom abgeschaltet werden. Ist dies nicht möglich, kann zum Schutz des Generators und zur Vermeidung potenzieller Messabweichungen der Konstantstrom zum Generator durch eine geeignete Schaltung abgeleitet werden. Hierzu haben sich zwei Verfahren, im Folgenden als Variante a und b bezeichnet, etabliert. Der grundlegende Aufbau ist in Abbildung 14 dargestellt.

Zur Bestimmung des Übertragungskoeffizienten müssen die Spannungen U_{in} und U_{out} gemessen werden. Dabei ist zu beachten, dass bei aktivem Biasstrom das Eingangssignal U_{in} eine relativ hohe DC-Spannung U_{Bias} beinhaltet. Wird die Generatorspannung U_G als Eingangsgröße für die Berechnung des Übertragungskoeffizienten verwendet, muss die Übertragungsfunktion der Hochpass-Filteranordnung (Variante a) sowie der IEPE-Sensorsimulation (Variante b) bekannt sein. Sie darf im Frequenzbereich der Kalibrierung entweder das Messergebnis nicht signifikant beeinflussen oder das Messergebnis muss damit korrigiert werden.

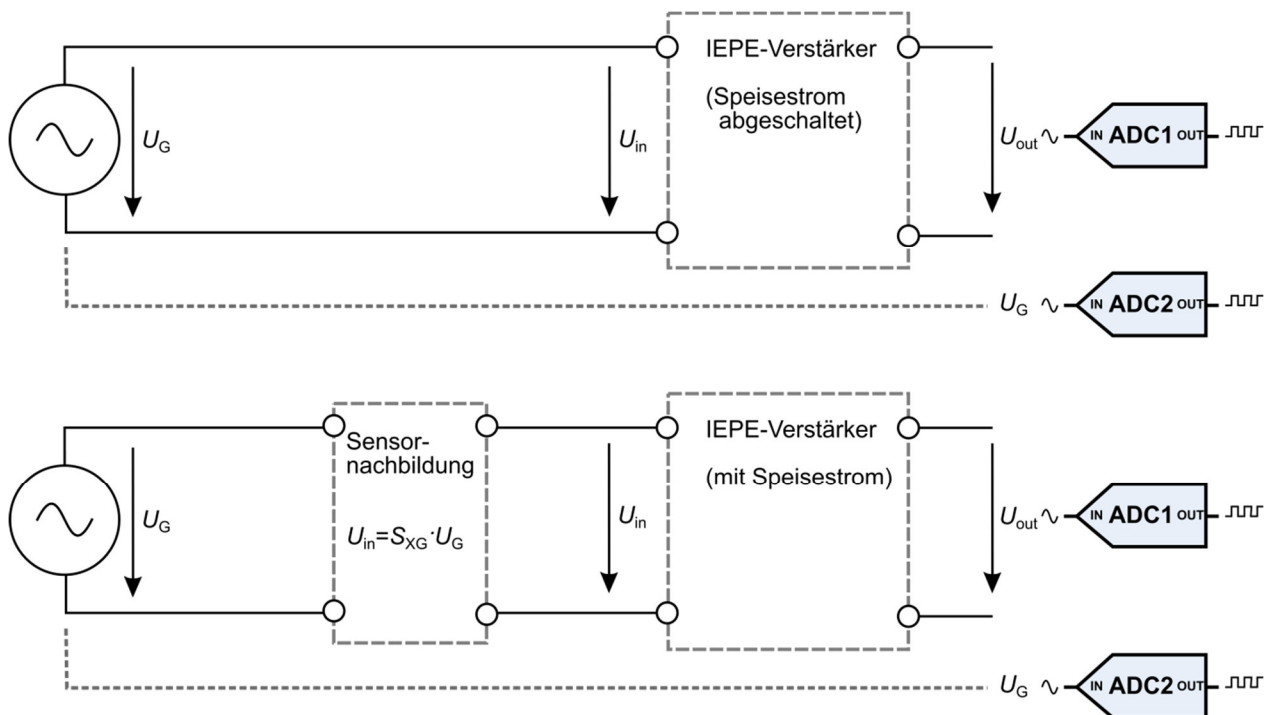


Abbildung 14: Kalibrieranordnung für IEPE-Messverstärker ohne Biasstrom (oben) und mit Biasstrom und entsprechender Sensornachbildung (unten)

In Abbildung 14 sind die Kalibrieranordnungen für Verstärker mit abschaltbarem Versorgungsstrom (oben) bzw. mit persistentem Versorgungsstrom und entsprechender Sensornachbildung dargestellt.

Für die Anordnung mit abgeschaltetem Versorgungsstrom gilt im vereinfachten Fall:

$$X_{in} = U_{in} = U_G \quad (44)$$

Unter Berücksichtigung der Impedanzverhältnisse am Verstärkereingang gilt:

$$X_{\text{in}} = U_{\text{in}} = U_G \cdot \left(1 + Z_s \left(\frac{1}{Z_{\text{in}}} + \frac{1}{Z_c} \right) \right)^{-1} \quad (\text{vgl. Abbildung 6}) \quad (45)$$

Bietet der Verstärker keine Möglichkeit den Versorgungsstrom für den Sensor abzuschalten, so ist eine entsprechende Sensornachbildung mit der Übertragungsfunktion S_{XG} zwischen den Generator und den Verstärker zu schalten. Damit gilt im vereinfachten Fall:

$$X_{\text{in}} = U_{\text{in}} = S_{XG} \cdot U_G \quad (46)$$

Unter Berücksichtigung der Impedanzverhältnisse am Verstärkereingang gilt:

$$X_{\text{in}} = U_{\text{in}} = S_{XG} \cdot U_G \cdot \left(1 + Z_s \left(\frac{1}{Z_{\text{in}}} + \frac{1}{Z_c} \right) \right)^{-1} \quad (\text{vgl. Abbildung 6}) \quad (47)$$

A 4.3 Beispiele für IEPE-Sensornachbildungen

A 4.3.1. Verwendung eines Hochpassfilters 1.Ordnung

Zwischen Generator und Verstärkereingang wird ein R-C-Glied als Hochpassfilter erster Ordnung gelegt, siehe auch [13]. Abbildung 15 zeigt die Realisierung.

Der Kondensator C_1 (C1) dient zur Blockade des Versorgungsstroms zum Ausgang des Generators, während der Widerstand R_1 (R1) die Ruhespannung von ca. 10 V einstellt (bspw. 2,7 kΩ bei 4 mA). Die Zeitkonstante dieses RC-Gliedes bestimmt die untere Grenzfrequenz der Kalibrieranordnung. Um eine möglichst tiefe Grenzfrequenz zu erhalten, muss ein Kondensator (Elektrolyt oder Bipolar Elektrolyt) mit relativ hoher Kapazität eingesetzt werden. Bei Verwendung von $C_1 = 330 \mu\text{F}$ und $R_1 = 2,7 \text{ k}\Omega$ liegt die Grenzfrequenz bei ca. 0,18 Hz. Die Spannungsfestigkeit des Kondensators sollte mindestens 30 Volt betragen.

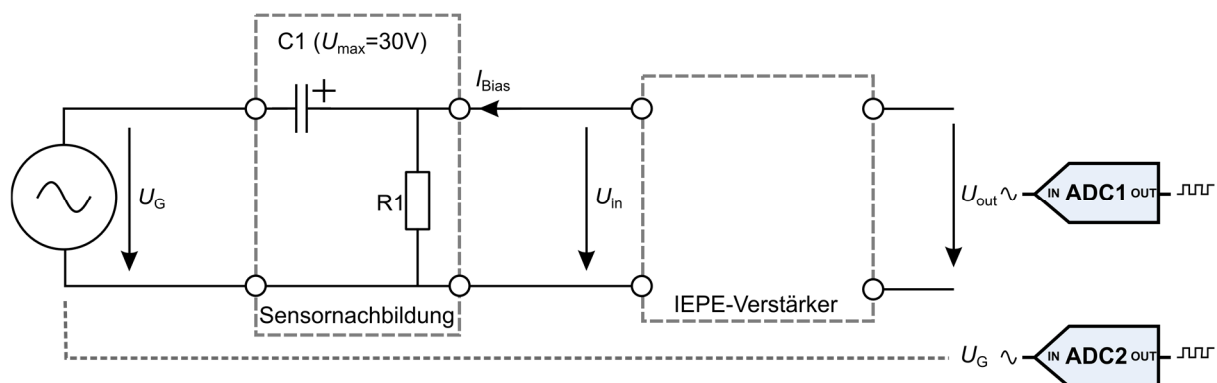


Abbildung 15: IEPE-Sensornachbildung mit Hochpassfilter

A 4.3.2. Verwendung eines Hochpassfilters mit Impedanzwandlung

Zur Entkopplung von Generator und IEPE-Verstärker wird ein Hochpass 1. Ordnung sowie ein zusätzlicher Impedanzwandler in Form eines Sourcefolgers verwendet. Die nachfolgenden Bauelemente (Widerstände R_1 (R_1) und R_2 (R_2) sowie ein Feldeffekttransistor (FET) PMOS Anreicherungstyp) dienen zum Einstellen der Ruhespannung U_{BIAS} .

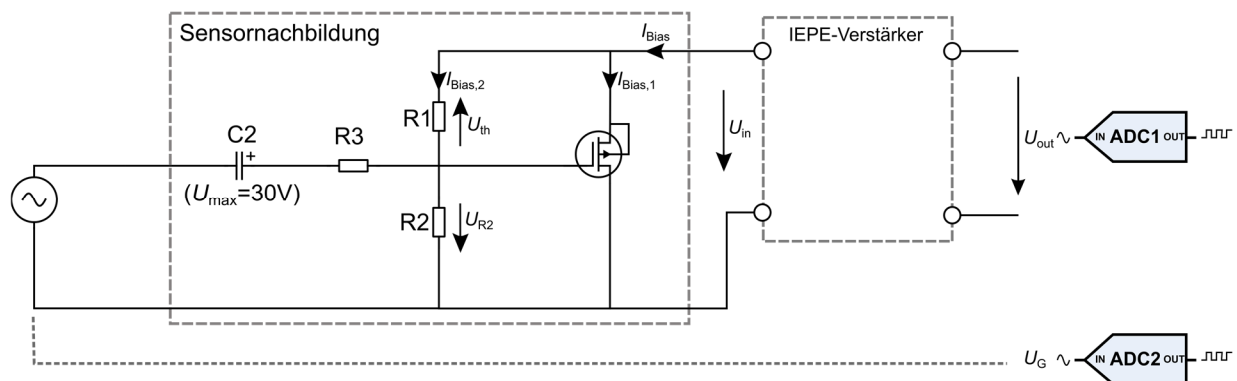


Abbildung 16: IEPE-Sensorsimulation mit Hochpass und Impedanzanpassung

Ein Vorteil dieser Schaltung ist, dass sich bei unterschiedlichen Versorgungsströmen, verschiedener IEPE-Verstärker, eine nahezu konstante Ruhespannung einstellt. Der IEPE-Verstärker wird dabei in einem definierten Arbeitspunkt gehalten. Die Einstellung der Biasspannung erfolgt lediglich über die Threshold-Spannung U_{th} des FET, sowie über die Widerstände R_1 und R_2 . U_{th} ist nahezu unabhängig vom Versorgungsstrom und erzeugt einen Strom $I_{Bias,2}$, wodurch ein Spannungsabfall U_{R2} über dem Widerstand R_2 resultiert. Für eine Ruhespannung von ca. 10 V und Verwendung eines FET Typ NDS0610 mit $U_{th} = -1,7$ V sind die Widerstände wie folgt auszuwählen: $R_1 = 910$ k Ω und $R_2 = 4,0$ M Ω . Bei anderen Ruhespannungen können die Widerstände nach Umformung folgender Gleichung berechnet werden:

$$U_{Bias} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot U_{th} \quad (48)$$

Der Widerstand $R_3 = 10$ k Ω schützt das Gate vor zu hohen Stromimpulsen und kann ggf. entfallen.

Durch den hochohmigen Widerstand R_2 , kann die untere Grenzfrequenz der Schaltung auf sehr tiefen Frequenzen gelegt werden. Mit einer Kapazität von ca. $C_2 = 3,3$ μ F und $R_2 = 4$ M Ω beträgt die Grenzfrequenz ca. 0,01 Hz. Damit ist die Form der Sensornachbildung auch für Kalibrierungen bei sehr tiefen Frequenzen geeignet.

A 5. In-Line-Ladungs-Spannungs-Wandler

A 5.1 Eigenschaften von In-Line Ladungs-Spannungswandlern

In-Line Ladungs-Spannungswandler ergänzen piezoelektrische Sensoren mit Ladungsausgang um die für den Betrieb an einem IEPE-Verstärker notwendige Elektronik. Sie sind also aktive Ladungs-Spannungswandler, die mittels eines Konstantstroms mit Energie versorgt werden.

A 5.2 Kalibrierung von In-Line Ladungs-Spannungswandlern

Für die Kalibrierung können sie wie eine IEPE-Sensornachbildung betrachtet werden. Um ihre komplexe Übertragungsfunktion S_{UQ} zu bestimmen, wird, wie im Abschnitt A 3 eine Ladungsquelle für den Eingang und ein bekannter IEPE-Verstärker am Ausgang benötigt (vgl. Abbildung 17).

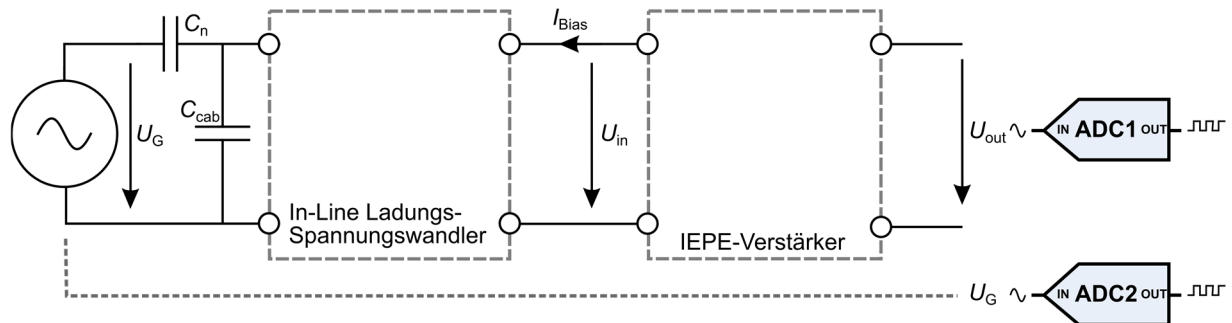


Abbildung 17: Aufbau für die Kalibrierung eines In-Line Ladungs-Spannungswandlers mittels bekanntem IEPE-Verstärker

Die Eingangsgröße für die Berechnung der Übertragungsfunktion ist im vereinfachten Fall

$$X_{in} = C_n \cdot U_G \quad (49)$$

Für die Berücksichtigung aller Eingangs- und Quellimpedanzen sei auf den Abschnitt zu Ladungsverstärkern verwiesen.

Die Ausgangsgröße für die Übertragungsfunktion ist in diesem Fall abweichend von den bisherigen Betrachtungen

$$U_{in} = S_{UU}^{-1} \cdot U_{out} \quad (50)$$

Mit dem bekannten komplexen Übertragungsfaktor S_{UU} des eingesetzten IEPE-Verstärkers. Die Übertragungsfunktion berechnet sich dann als

$$S_{UQ} = \frac{U_{in}}{C_n \cdot U_G} = \frac{U_{out}}{S_{UU} \cdot C_n \cdot U_G} \quad (51)$$

Ihre Bestimmung ist sowohl über eine Messung von U_{out} mit einem kalibrierten IEPE-Verstärker als auch über die direkte Messung von U_{in} möglich. In letzterem Fall ist zu beachten, dass U_{in} eine vergleichsweise hohe Bias Spannung überlagert ist.



Herausgeber:

Physikalisch-Technische Bundesanstalt
Deutscher Kalibrierdienst
Bundesallee 100
38116 Braunschweig

www.dkd.eu
www.ptb.de