

Bernburg  
Dessau  
Köthen



**Hochschule Anhalt**  
Anhalt University of Applied Sciences



Fachbereich  
Elektrotechnik, Maschinenbau  
und Wirtschaftsingenieurwesen

## Diplomarbeit

zur Erlangung des akademischen Grades  
Diplom-Ingenieur (Fachhochschule)  
Dipl.-Ing. (FH)

**Timo Beckmann**

---

Vorname, Nachname

Elektrotechnik, 2007, 4046690

---

Elektrotechnik, Matrikel, Matrikelnummer

Thema:

**Verhalten von Ladungsverstärkern bei  
verschiedenen Eingangsimpulsformen und  
-zeiten**

Prof. Dr. Brutscheck

---

1. Prüfer/in

Prof. Dr. Merfert

---

2. Prüfer/in

---

Abgabe am

## Selbstständigkeitserklärung

Hiermit erkläre/n ich/wir, dass die Arbeit selbständig verfasst, in gleicher oder ähnlicher Fassung noch nicht in einem anderen Studiengang als Prüfungsleistung vorgelegt wurde und keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel und Quellen, einschließlich der angegebenen oder beschriebenen Software, verwendet wurden.

Köthen, 23.06.2016

Ort, Datum

Unterschrift/en der/des Studierenden

## Sperrvermerk

Sperrvermerk:

ja

nein

X

wenn ja:

Der Inhalt der Arbeit darf Dritten ohne Genehmigung der/des (Bezeichnung des Unternehmens) nicht zugänglich gemacht werden. Dieser Sperrvermerk gilt für die Dauer von X Jahren.

Köthen, 23.06.2016

Ort, Datum

Unterschrift/en der/des Studierenden

## Angaben zum Unternehmen

Logo des Unternehmens



Name des Unternehmens

Physikalisch-Technische  
Bundesanstalt

Abteilung

1 „Mechanik und Akustik“  
1.71 „Darstellung Beschleunigung“

Name des Betreuers

Dr. Thomas Bruns

### Kontaktdaten

Anschrift des Standortes, an  
dem die Arbeit verfasst wurde

Physikalisch-Technische Bundesanstalt  
Bundesallee 100, 38116 Braunschweig

E-Mail-Adresse des Betreuers

Thomas.Bruns@ptb.de

## Kurzfassung

In dieser Arbeit wird das Verhalten eines Ladungsverstärkers bei verschiedenen Eingangsimpulsformen und -zeiten untersucht. Als erstes wird der derzeitige Stand der Technik dargelegt und die Funktionsweise eines Ladungsverstärkers erläutert. Um die Messungen am Ladungsverstärker durchzuführen, wurde ein Messprogramm in LabView geschrieben und das verwendete Messsystem auf seine Tauglichkeit untersucht. Dazu wurde unter anderem eine Software entwickelt, die einen Ladungsverstärker simuliert. Nach einer kurzen Betrachtung möglicher Fehlereinflüsse, die bei der Digitalisierung von Messsignalen auftreten können, wurde eine Messunsicherheitsbetrachtung nach dem „Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement“ (GUM) durchgeführt. Um den gemessenen Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers  $S_{uq}$  mit dem herkömmlichen Kalibrierverfahren (sinusförmiges Eingangssignal) vergleichbar zu machen, wurde eine Fourier-Analyse der Messsignale angewendet. Für den Frequenzbereich unterhalb von 20 kHz ergibt sich eine gute Übereinstimmung des Übertragungsverhaltens des Ladungsverstärkers mit dem herkömmlichen Kalibrierverfahren bei Anregungen mit verschiedenen impulsförmigen Eingangssignalen. Oberhalb von 20 kHz weichen die Ergebnisse der zwei Messverfahren voneinander ab, da die maximale Signalanstiegsrate des Ladungsverstärkers überschritten wird.

## Inhalt

Selbstständigkeitserklärung .....	II
Sperrvermerk.....	II
Angaben zum Unternehmen .....	III
Kurzfassung .....	IV
Inhalt.....	V
1 Motivation und Zielsetzung.....	1
1.1 Motivation .....	1
1.2 Zielsetzung der Arbeit .....	1
2 Grundlagen .....	2
2.1 Kalibrierung von Beschleunigungsaufnehmern.....	2
2.2 Aufbau eines Beschleunigungsaufnehmers .....	2
2.3 Funktionsweise eines Ladungsverstärkers .....	5
2.3.1 Hoch- und Tiefpassverhalten.....	8
3 Bisheriges Kalibrierverfahren .....	13
4 Neues Verfahren.....	15
4.1 Messunsicherheitsbetrachtung des geometrischen Mittels nach dem Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement (GUM).....	16
5 Verwendetes Messsystem.....	19
5.1 Signalerzeugung .....	19
5.2 Synchronisation .....	19
5.3 Signalerfassung.....	20
5.4 Fehler bei der digitalen Messwerterfassung.....	20
5.4.1 Quantisierungsfehler .....	20
5.4.2 Verstärkungsabweichungen .....	21
5.4.3 Differentielle Nichtlinearität .....	22
5.4.4 Linearitätsfehler .....	22
5.4.5 Das Nyquist-Shannon'sche Abtasttheorem .....	23
5.4.6 Leakage-Effekt .....	24
6 Mathematisches Auswerteverfahren.....	26
7 Erstellen des Messprogramms .....	29
7.1 Programm zur Messung der Temperaturstabilität der Messkarte PXI-5922 .....	29
7.2 Das Messprogramm.....	32

7.2.1	Initialisierung der PXI-Karten.....	34
7.2.2	Bedienoberfläche (Frontpanel).....	34
7.2.3	Generator-Einstellungen .....	34
7.2.4	Simulation eines Ladungsverstärkers.....	34
7.2.5	Durchführung der Messung.....	36
7.2.6	Verarbeitung der Messdaten .....	36
7.2.7	Messwertausgabe in eine Exceldatei .....	37
8	Vorabuntersuchungen am Messaufbau .....	38
8.1	Vergleich zweier Fourier-Analyse-Auswerteverfahren .....	39
8.2	Messung eines simulierten Ladungsverstärkers .....	40
8.3	Messung des Betrages des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers $S_{uq}$ bei sinusförmiger Anregung.....	41
8.4	Ermittlung der experimentell realisierbaren Auflösung der Messkarte PXI-5922 .....	43
9	Messungen am Ladungsverstärker mit verschiedenen Eingangsimpulsformen .....	45
9.1	Darstellung der Eingangssignalformen im Zeit- und Frequenzbereich .....	45
9.1.1	Sinus .....	45
9.1.2	Überlagerter Sinus.....	45
9.1.3	Dreiecksignal .....	46
9.1.4	Rechtecksignal.....	47
9.1.5	Rechteckimpuls .....	48
9.1.6	Rauschsignal .....	50
9.1.8	Gauß'scher-Dipol.....	51
9.1.9	Reales Stoßsignal .....	52
9.2	Messergebnisse bei Messungen mit weißem Rauschen als Anregungssignal .....	53
9.3	Messergebnisse bei Signalverläufen mit schnellen Flankenwechseln .....	55
9.4	Messergebnisse für einen Signalverlauf eines realen Stoßimpulses.....	60
10	Zusammenfassung und Ausblick .....	62
	Anhang .....	i
	Abbildungsverzeichnis.....	i
	Tabellenverzeichnis .....	ii
	Symbol- und Indexverzeichnis.....	iii
	Literaturverzeichnis.....	vi
	Lebenslauf .....	vii
	Danksagung .....	viii

# 1 Motivation und Zielsetzung

## 1.1 Motivation

In der Arbeitsgruppe 1.71 „Darstellung Beschleunigung“ der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt werden Beschleunigungsaufnehmer kalibriert. Hierfür kommen sinusförmige und stoßförmige Anregungen zur Anwendung. Für die Signalkonditionierung werden dabei Normalladungsverstärker verwendet, die als Messkette mit dem zu kalibrierenden Beschleunigungsaufnehmer eingesetzt werden.

Um das alleinige Übertragungsverhalten des Beschleunigungsaufnehmers zu ermitteln, muss das Übertragungsverhalten des Ladungsverstärkers bekannt sein. Letzteres wird derzeit mit einer sinusförmigen Ladungsverstärkerkalibrierung bestimmt und im Falle einer stoßförmigen Anregung bei der Kalibrierung auf das Stoßverhalten übertragen.

Die Arbeitsgruppe passt ihre Normalmesseinrichtungen stets auf den neuesten Stand der Technik an und ist bestrebt, kleinstmögliche Messunsicherheiten zu realisieren. Um die Messunsicherheit der „Stoß-Beschleunigungs-Normalmesseinrichtung 100000 m/s<sup>2</sup>“ weiter zu verbessern, reicht es nicht mehr aus, das Übertragungsverhalten des Ladungsverstärkers von der sinusförmigen Kalibrierung auf das Stoßverhalten zu übertragen. Daher soll in dieser Diplomarbeit das Verhalten von Ladungsverstärkern bei verschiedenen Eingangsimpulsen und -längen untersucht werden. Der Aufbau der „Stoß-Beschleunigungs-Normalmesseinrichtung 100000 m/s<sup>2</sup>“ kann der ISO 16063-13 Abschnitt 4.3 „Shock machine based on wave propagation inside a long thin bar“ entnommen werden [1].

## 1.2 Zielsetzung der Arbeit

Die impulsförmige Messung der Normalladungsverstärker soll mit Hilfe eines PXI-Systems von National Instrument (Messsystem für synchrone Spannungsmessung) durchgeführt werden. Dazu muss im ersten Schritt ein Messprogramm erstellt werden. Dieses Messprogramm soll mit dem grafischen Programmiersystem LabView geschrieben werden. Anschließend wird ein Normalladungsverstärker mit verschiedenen Eingangsimpulsen und -längen gespeist und das Antwortverhalten des Ladungsverstärkers gemessen. Desweiteren muss ein geeignetes mathematisches Verfahren gefunden werden, um die Messdaten auszuwerten und diese mit dem bisherigen Verfahren vergleichen zu können. Durch diesen Vergleich mit dem bisherigen Verfahren erfolgt die Validierung des neuen Verfahrens.

## 2 Grundlagen

In diesem Kapitel wird kurz auf die Kalibrierung von Beschleunigungsaufnehmer eingegangen. Da in diesem Zusammenhang der komplexe Ladungsübertragungskoeffizienten  $\underline{S}_{uq}$  des Ladungsverstärkers benötigt wird, um den komplexe Ladungsübertragungskoeffizient  $\underline{S}_{qa}$  des Beschleunigungsaufnehmer zu bestimmen. Außerdem wird die Funktionsweise eines Ladungsverstärkers erläutert.

### 2.1 Kalibrierung von Beschleunigungsaufnehmern

Beschleunigungsaufnehmer müssen je nach Anwendung bestimmte Genauigkeitsanforderungen erfüllen, damit aus den Messergebnissen richtige Entscheidungen zur Gewährleistung der Funktionsfähigkeit, der Qualität, der technischen Sicherheit sowie des Arbeits- und Umweltschutzes abgeleitet werden können. Diese Genauigkeitsanforderungen werden durch die Kalibrierung von Beschleunigungsaufnehmern erreicht. Kalibrieren ist die Ermittlung des Zusammenhangs zwischen den angegebenen Werten eines Messgerätes (Messeinrichtung/Maßverkörperung/Wert eines Referenzmaterials) und den durch genaue Normale festgelegten Werten mit einer bekannten Messunsicherheit.

„Ein Normal ist ein Messgerät, Messeinrichtung oder Referenzmaterial, die den Zweck haben, eine Einheit oder eine oder mehrere bekannte Werte einer Größe darzustellen, zu bewahren oder zu reproduzieren, um diese an andere Messgeräte durch Vergleich weiterzugeben [2].“

### 2.2 Aufbau eines Beschleunigungsaufnehmers

Durch Maschinen, seismische Vorgänge und andere Umwelteinflüsse werden mechanische Schwingungen und Stöße erzeugt, die sich schädlich u.a. auf den menschlichen Körper auswirken können. Neben den möglichen negativen Folgen für den Menschen können sich auch weitere Auswirkungen , wie z. B. Qualitätsmängel in der Fertigung, Materialüberbeanspruchungen, Funktionsausfälle oder Beschädigungen an Gebäuden ergeben. Um geeignete Gegenmaßnahmen zur Unterdrückung oder Reduzierung dieser unerwünschten Schwingungen zu initiieren, müssen diese zunächst verlässlich gemessen werden. Dies geschieht typischerweise mit Hilfe von Beschleunigungsaufnehmern. Beschleunigungsaufnehmer werden oft als piezoresistive, kapazitive, induktive, servo- und piezoelektrische Beschleunigungsaufnehmer hergestellt. Als Beschleunigungsnormalaufnehmer kommen häufig Beschleunigungsaufnehmer, die nach dem piezoelektrischen Prinzip arbeiten, zum Einsatz. Daher soll als Beispiel der Aufbau eines piezo-elektrischen Beschleunigungsaufnehmers erklärt werden [3].

Beim piezoelektrischen Prinzip wird ein(e) Piezokristall/-keramik vorgespannt und an ihr eine seismische Masse  $m$  befestigt. Wird der Beschleunigungsaufnehmer mit der Schwingbeschleunigung  $a(t)$  in Schwingungen versetzt, übt nach dem 2. Newton'schen Gesetz die seismische Masse eine Kraft  $F(t)$  auf den Piezokristall aus. Diese Kraft zieht den Kristall auseinander bzw. drückt ihn zusammen. Die Amplitude und das Vorzeichen sind abhängig von der Schwingrichtung und folgen nach

$$F(t) = m \cdot a(t) \quad . \quad \text{Gl. 1}$$

Die einwirkende Kraft hat zur Folge, dass sich die Ladungsträger im Kristall ordnen. Die dadurch entstehende Ladung  $q(t)$  ist der Kraft und damit auch der Beschleunigung proportional, es folgt damit

$$q(t) \propto F(t) \propto a(t) \quad . \quad \text{Gl. 2}$$

In Abbildung 1 ist der Beschleunigungsaufnehmer als Feder-Masse-System modelliert dargestellt. Dies soll verdeutlichen, dass noch andere aufnehmerspezifische Eigenschaften, wie z.B. der Einfluss des Elastizitätsmoduls, in die Längenänderung  $\Delta l(t)$  der Piezokeramik miteingehen. Diese Aufnehmereigenschaften können als konstant angesehen werden und werden hier als konstanter Faktor  $k$  berücksichtigt. Dieser Faktor unterscheidet sich von Beschleunigungsaufnehmer zu Beschleunigungsaufnehmer. Für die Längenänderung  $\Delta l$  folgt damit

$$\Delta l(t) = k \cdot F(t) = k \cdot m \cdot a(t) \quad . \quad \text{Gl. 3}$$

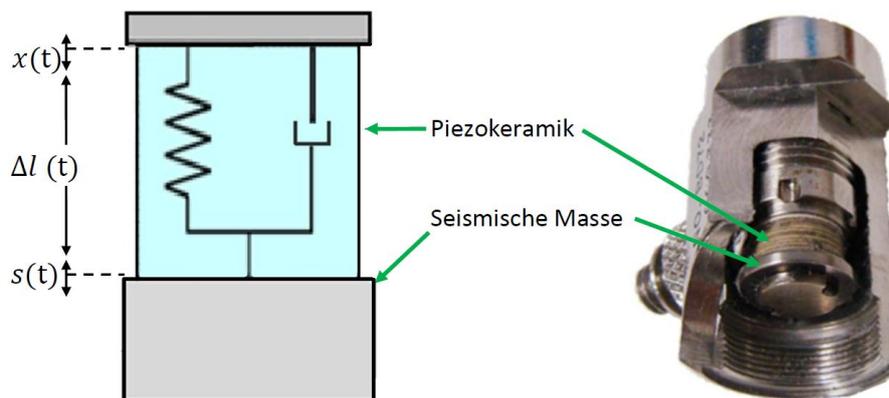


Abbildung 1: Prinzipieller Aufbau eines piezoelektrischen Beschleunigungsaufnehmers und Darstellung eines aufgeschnittenen Beschleunigungsaufnehmers, Hersteller Endevco, Typ 2270.

Beschleunigungsaufnehmer zeigen ein charakteristisches Übertragungsverhalten, das sich als Feder-Masse-System mit einer Resonanz beschreiben lässt. Diese wird als Resonanzfrequenz im montierten Zustand des Beschleunigungsaufnehmers definiert und sorgt für einen frequenzabhängigen kom-

plexen Ladungsübertragungskoeffizienten  $\underline{S}_{qa}$  des Beschleunigungsaufnehmers. Der komplexe Ladungsübertragungskoeffizient  $\underline{S}_{qa}$  wird verwendet, wenn Betrag und Phase von Bedeutung sind. Für sehr genaue Messungen muss der Frequenzgang des Beschleunigungsaufnehmers bekannt sein. In Abbildung 2 ist der Verlauf des Betrages  $S_{qa}$  des komplexen Ladungsübertragungskoeffizienten  $\underline{S}_{qa}$  über der Frequenz für zwei verschiedenen Beschleunigungsaufnehmertypen dargestellt.

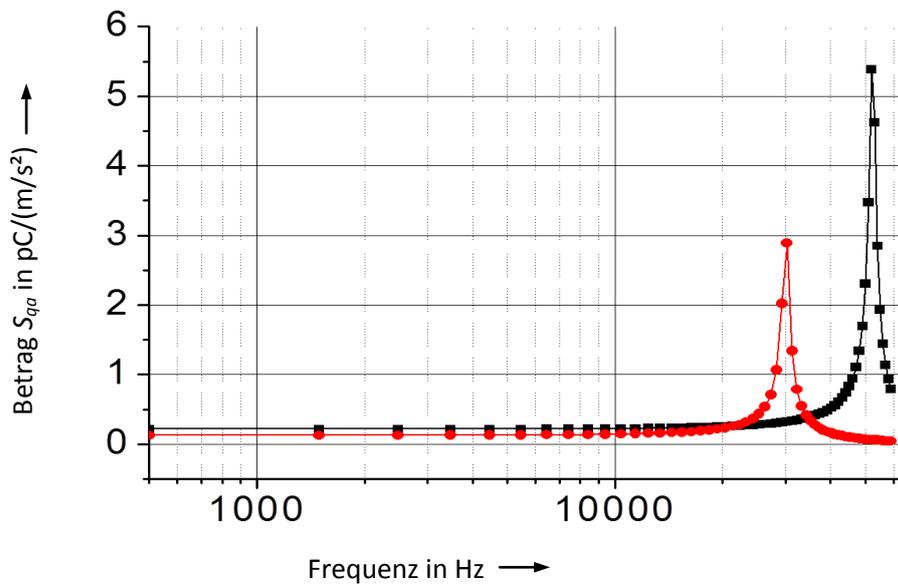


Abbildung 2: Frequenzgang zweier Beschleunigungsaufnehmer, Hersteller Brüel & Kjær, Typ 8305 (rot) und Hersteller Endevco, Typ 2270 (schwarz).

Der Betrag  $S_{qa}$  des komplexen Ladungsübertragungskoeffizienten  $\underline{S}_{qa}$  eines Beschleunigungsaufnehmers, der nach dem piezoelektrischen Prinzip aufgebaut ist, wird als das Verhältnis des Spitzenwertes der Ladung  $\hat{q}$  und der Amplitude der Beschleunigung  $\hat{a}$  für eine bestimmte Frequenz  $f$  gebildet:

$$S_{qa} = \frac{\hat{q}}{\hat{a}} \quad \text{Gl. 4}$$

Die Phasenverschiebung  $\Delta\varphi_{qa}$  des komplexen Ladungsübertragungskoeffizienten  $\underline{S}_{qa}$  für ein monofrequentes Signal ergibt sich als Differenz aus dem Phasenwinkel der Ausgangsladung  $\varphi_q$  und dem Phasenwinkel der Beschleunigung  $\varphi_a$ .

$$\Delta\varphi_{qa} = \varphi_q - \varphi_a \quad \text{Gl. 5}$$

### 2.3 Funktionsweise eines Ladungsverstärkers

Die von einem piezoelektronischen Beschleunigungsaufnehmer abgegebenen Ladungen können je nach Beschleunigung von einigen Picocoulomb bis hin zu mehreren Tausend Picocoulomb reichen. Daher ist eine Verstärkung oder manchmal sogar eine Abschwächung des Signals sinnvoll. Diese Aufgabe übernehmen Ladungsverstärker, deren Eingangsstufe die abgegebene Ladung des Beschleunigungsaufnehmers in eine Spannung umwandeln und verstärken. Daher ist die Bezeichnung Ladungsverstärker eigentlich ungenau, da der Ladungsverstärker neben der Verstärkung auch gleichzeitig die Ladung in ein Spannungssignal umwandelt. Die Umwandlung in ein Spannungssignal ist sinnvoll, da die Weiterverarbeitung für nachgeschaltete Messelektronik für ein Spannungssignal leichter ist. Der komplexe Ladungsübertragungskoeffizient  $\underline{S}_{uq}$  des Ladungsverstärkers gibt das Übertragungsverhalten des Ladungsverstärkers in Abhängigkeit von der Frequenz an. Er besteht aus einem Betrag  $S_{uq}$  und der dazugehörigen Phase  $\varphi_{uq}$ . Derzeit wird bei der Kalibrierung von Beschleunigungsnormalaufnehmern auf der „Stoß-Beschleunigungs-Normalmesseinrichtung 100000 m/s<sup>2</sup>“ nur der Betrag  $S_{uq}$  ausgewertet. Daher wird auf die Phasenmessung des komplexen Ladungsübertragungskoeffizienten  $\underline{S}_{uq}$  nicht näher eingegangen. Das geschriebene Messprogramm ist in der Lage, die Phase  $\varphi_{uq}$  des Ladungsverstärkers mitzumessen, falls in der Zukunft die Phase des Ladungsverstärkers bei der Kalibrierung berücksichtigt werden soll. Der Betrag des Übertragungskoeffizienten  $S_{uq}$  des Ladungsverstärkers wird als Quotient aus dem Spitzenwert der Ausgangsspannung  $\hat{u}$  des Ladungsverstärkers und der Amplitude  $\hat{q}$  der Eingangsladung gebildet.

$$S_{uq} = \frac{\hat{u}}{\hat{q}} \quad \text{Gl. 6}$$

Auf die Eingangsstufe des Ladungsverstärkers soll nun näher eingegangen werden. In Abbildung 3 ist die prinzipielle Kalibrierung eines Ladungsverstärkers dargestellt. Der Beschleunigungsaufnehmer, der normalerweise an den Ladungsverstärker angeschlossen werden würde, wird durch eine Spannungsquelle  $u_g$  und einen Normalkondensator  $C_C$  ersetzt. Diese simulieren den Beschleunigungsaufnehmer und bilden die Ladungsquelle für den Ladungsverstärker während der Kalibrierung. Die unvermeidbaren Kabelkapazitäten sind als Kondensator  $C_p$  dargestellt. Die Eingangsstufe des Ladungsverstärkers besteht aus einem invertierenden Differenzverstärker, der kapazitiv rückgekoppelt ist. Zwischen dem invertierenden und dem nicht invertierenden Eingang fällt eine kleine Spannung  $u_E$  über der Eingangsimpedanz  $Z_E$  ab. Der Kondensator  $C_f$  in dem Rückkopplungszweig sorgt für eine Kompensation des Ladungssignals am invertierenden Eingang des Ladungsverstärkers. Der dazu parallel liegende Widerstand  $R_f$  wird benötigt, um den Biasstrom  $i_B$  abfließen zu lassen. Wäre der Widerstand  $R_f$  nicht vorhanden, würden sich die Kondensatoren langsam durch den Biasstrom aufladen, was eine Drift des Ladungsverstärkers zur Folge hätte. Also wirkt der Widerstand  $R_f$  gleichspan-

nungsstabilisierend. Gleichzeitig bestimmt  $R_f$  die untere Grenzfrequenz des Verstärkers. Nach der Eingangsstufe wird das Signal gefiltert und nochmals verstärkt. Dieses Übertragungsverhalten wird als Übertragungsfunktion  $H_f(\omega)$  zusammengefasst.

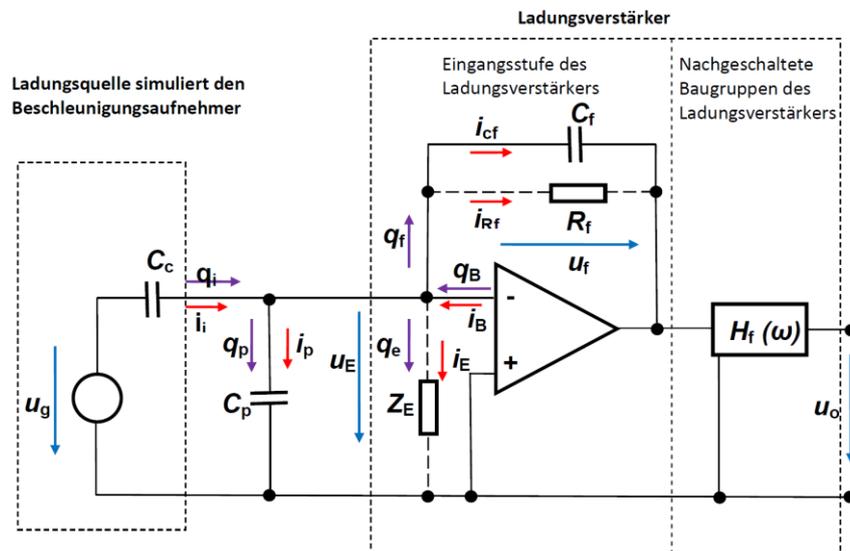


Abbildung 3: Schematischer Aufbau eines Ladungsverstärkers bei der Kalibrierung.

Nach der 1. Kirchhoff'schen Knotenregel ergibt sich folgende Gleichung für die Ladungen  $q$  an dem Knoten des invertierenden Eingangs:

$$q_i = q_p + q_e + q_f - q_B . \quad \text{Gl. 7}$$

Die allgemeine Formel für den Strom  $i$  ist die Ladung  $q$  nach der Zeit  $t$  differenziert:

$$i = \frac{dq}{dt} . \quad \text{Gl. 8}$$

Wird ein sinusförmige Ladungssignal  $q$  angenommen, ist der Strom  $i_{\text{sinus}}$  das Ergebnis aus der Multiplikation der Kreisfrequenz  $\omega$  mit der Ladung  $q$ , wobei  $j$  für die imaginäre Einheit einer komplexen Zahl steht.

$$i_{\text{sinus}} = j\omega q . \quad \text{Gl. 9}$$

$q$  ist in der Polarform das Ergebnis des Betrages der Ladungsamplitude  $\hat{q}$  multipliziert mit einer Exponentialfunktion, die die Phasenverschiebung  $\varphi$  berücksichtigt:

$$q(t) = \hat{q} \cdot e^{j(\omega t + \varphi)} \quad . \quad \text{Gl. 10}$$

Der Strom kann auch als die Division der Spannung  $u$  über den komplexen Widerstand  $Z$  dargestellt werden.

$$i = \frac{u}{Z} \quad \text{Gl. 11}$$

Wird nun die Gleichung Gl. 11 in Gleichung Gl. 9 eingesetzt und nach  $q$  umgestellt, ergibt sich

$$q = j \frac{u}{Z\omega} \quad . \quad \text{Gl. 12}$$

Unter Berücksichtigung der elektrischen Grundgleichung für die elektrische Ladung  $q$ , die sich aus der Multiplikation der anliegenden Spannung  $u$  und der Kapazität  $C$  berechnet

$$q = u \cdot C \quad , \quad \text{Gl. 13}$$

ergibt sich für den Knotenpunkt am invertierenden Eingang des Ladungsverstärkers aus Gleichung Gl. 7 unter Berücksichtigung der Gleichungen Gl. 12 und Gl. 13:

$$q_i = u_g \cdot C_c = u_E \cdot C_p + j \frac{u_E}{Z_E \omega} + u_f \left( \frac{1}{\frac{1}{C_f} + jR_f \omega} \right) - q_B \quad . \quad \text{Gl. 14}$$

Wird der Differenzverstärker als ideal angenommen, kann der Biasstrom  $i_B$  als vernachlässigbar klein angesehen werden und  $q_B$  wird zu Null. Damit wird auch  $R_f$  nicht länger benötigt. Außerdem kann der invertierende Eingang an einer virtuellen Masse anliegend angesehen werden, womit der Spannungsabfall  $u_E = 0$  wird. Dadurch entfallen auch das erste und zweite Glied der Gleichung Gl. 14 und die Gleichung vereinfacht sich zu

$$q_i = u_f \cdot C_f \quad . \quad \text{Gl. 15}$$

Durch diese Vereinfachung ergibt sich, dass die Ausgangsspannung  $u_o$  betragsgleich der Rückkopplungsspannung  $u_f$  sein muss.

$$u_o = u_f = \frac{q_i}{C_f} \quad \text{Gl. 16}$$

Die Ausgangsspannung  $u_o$  ist also nur von der Eingangsladung  $q_i$  und dem Rückkopplungskondensator  $C_f$  abhängig. Mit einem regelbaren Kondensator  $C_f$  kann somit die Verstärkung des Ladungsver-

stärkers eingestellt werden. Die Filter und Verstärkerstufen, die als Übertragungsfunktion  $H_f(\omega)$  zusammengefasst sind, müssen gegebenenfalls noch berücksichtigt werden, um die Ausgangsspannung  $U_{\text{out}}$  des Ladungsverstärkers zu berechnen.

Bei einem realen Differenzverstärker können die Eingangsimpedanz  $Z_E$  und die Kabelkapazität nicht vernachlässigt werden. Die Kapazitäten  $C_C$  und  $C_p$  sind messbar. Die Impedanzen im Ladungsverstärkereingang, die als  $Z_E$  zusammengefasst sind, lassen sich nur schwer ermitteln. Daher wird die gesamte Eingangsimpedanz des Ladungsverstärkers messtechnisch ermittelt [4].

An der „Stoß-Beschleunigungs-Normalmessenrichtung 100000 m/s<sup>2</sup>“ wird ein Beschleunigungsnormalaufnehmer vom Hersteller Endevco, Typ 2270 als Normal eingesetzt. Dieser Beschleunigungsnormalaufnehmer hat eine gemessene Kapazität von 1742 pF. Für die Untersuchungen des Verhaltens des Ladungsverstärkers bei impulsförmigen Signalen wird daher die Impedanz der Ladungsquelle mit Hilfe eines Parallelkondensators  $C_{\text{Parallel}}$  auf 1742 pF eingestellt (siehe Abschnitt 3).

### 2.3.1 Hoch- und Tiefpassverhalten

Im vorherigen Kapitel wurde von einer idealen Eingangsstufe des Ladungsverstärkers ausgegangen. Bei einer realen Eingangsstufe des Ladungsverstärkers kann der Widerstand  $R_f$  in der Rückkopplung nicht unberücksichtigt bleiben. Durch den Widerstand  $R_f$  ergibt sich automatisch ein Hochpassfilter in der Eingangsstufe. Um das Hochpassverhalten des Ladungsverstärkers zu erläutern, werden einmal die komplexen Ströme am Knotenpunkt des invertierenden Eingangs betrachtet, deren Summe nach Kirchhoff Null sein muss (siehe Abbildung 3).

$$\underline{i}_i + \underline{i}_p + \underline{i}_E + \underline{i}_{cf} + \underline{i}_{rf} + \underline{i}_B = 0 \quad \text{Gl. 17}$$

Unter Einbeziehung der Gleichungen Gl. 12 und Gl. 13 und der Annahme monofrequenter periodischer Signale lässt sich Gleichung Gl. 17 umformen, somit gilt:

$$j\omega C_C u_g + j\omega C_p u_o + j \frac{u_E}{Z_E \omega} + j\omega C_f u_o + \frac{1}{R_f} u_o = 0 \quad , \quad \text{Gl. 18}$$

wobei der Biasstrom  $i_B$  als vernachlässigbar klein angesehen wird und damit entfällt. Wird davon ausgegangen, dass  $C_f$  sehr viel größer als  $C_p$  ist, kann der Strom  $i_p$  ebenfalls vernachlässigt werden. Bei einem als ideal angenommenen Differenzverstärker fließt auch kein Strom über  $Z_E$  und die Formel vereinfacht sich auf:

$$j\omega C_C u_g + j\omega C_f u_o + \frac{1}{R_f} u_o = 0 \quad . \quad \text{Gl. 19}$$

Wird die Gleichung unter Berücksichtigung von Gleichung Gl. 13 umgestellt, ergibt sich:

$$j\omega q_i = -j\omega C_f u_o + \frac{1}{R_f} u_o \quad . \quad \text{Gl. 20}$$

Die allgemeine Formel für den Betrag der Impedanz  $Z$  einer Parallelschaltung eines Kondensators  $C$  und eines Widerstands  $R$  lautet:

$$Z = \frac{R}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad . \quad \text{Gl. 21}$$

Bei Anwendung von Gleichung Gl. 21 auf die Parallelschaltung von  $C_f$  und  $R_f$  aus Gleichung Gl. 19 und Umstellung nach  $u_o$  folgt

$$u_o = \frac{R_f}{\sqrt{1 + (\omega R_f C_f)^2}} \cdot \omega q_i \quad . \quad \text{Gl. 22}$$

Unter Berücksichtigung von Gleichung Gl. 15 und der Annahme eines idealen Ladungsverstärkers ergibt sich aus Gleichung Gl. 22:

$$u_o = \frac{R_f \omega C_f}{\sqrt{1 + (\omega R_f C_f)^2}} \cdot u_{f,\text{ideal}} \quad . \quad \text{Gl. 23}$$

Diese Gleichung kann noch vereinfacht werden zu:

$$u_o = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega R_f C_f)^2}}} \cdot u_{f,\text{ideal}} \quad . \quad \text{Gl. 24}$$

Es gibt eine sogenannte Grenzfrequenz  $f_c$ , bei der die Ausgangsspannung  $u_o$  auf Grund des Hochpasses in der Eingangsstufe des Ladungsverstärkers um 3 dB abgesunken ist. Die Grenzfrequenz gibt an, ob der Ladungsverstärker im Durchlassbereich ( $f \geq f_c$ ) oder im Übergangsbereich ( $f < f_c$ ) betrieben wird. Die Grenzfrequenz  $f_c$  des Hochpasses des Ladungsverstärkers ist als

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau} \quad \text{Gl. 25}$$

definiert mit der Entladezeitkonstante  $\tau$  als

$$\tau = R_f \cdot C_f \quad . \quad \text{Gl. 26}$$

Daraus ergibt sich für  $f_c$ :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \quad . \quad \text{Gl. 27}$$

An Hand dieser Gleichung wird ersichtlich, dass durch das Parallelschalten weiterer Widerstände zu  $R_f$  die untere Grenzfrequenz geändert werden kann und somit das Hochpassverhalten des Ladungsverstärkers gezielt eingestellt werden kann.

Durch dieses erforderliche Hochpassverhalten ist es nicht möglich, statische Messungen durchzuführen. Typischerweise erreichen Ladungsverstärker untere Grenzfrequenzen von bis zu 0,1 Hz.

Wird Gleichung Gl. 26 nach  $R_f$  umgestellt und in Gleichung Gl. 24 eingesetzt, so wird die Gleichung auf einen frequenzabhängigen Abschwächungsfaktor  $F(f)$  reduziert:

$$F(f) = \frac{u_0}{u_{\text{ideal}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} . \quad \text{Gl. 28}$$

Dies spiegelt die Charakteristik eines Hochpasses wieder. In Abbildung 4 ist der Einfluss eines Hochpasses auf den Betrag des Übertragungskoeffizienten  $S_{uq}$  des Ladungsverstärkers zu sehen. Der Hochpass hat eine Grenzfrequenz  $f_c$  von 0,1 Hz. In der Darstellung ist zu erkennen, dass der Betrag  $S_{uq}$  des Ladungsverstärkers nach der Grenzfrequenz  $f_c$  ansteigt und in den stationären Durchlassbereich des Ladungsverstärkers übergeht.

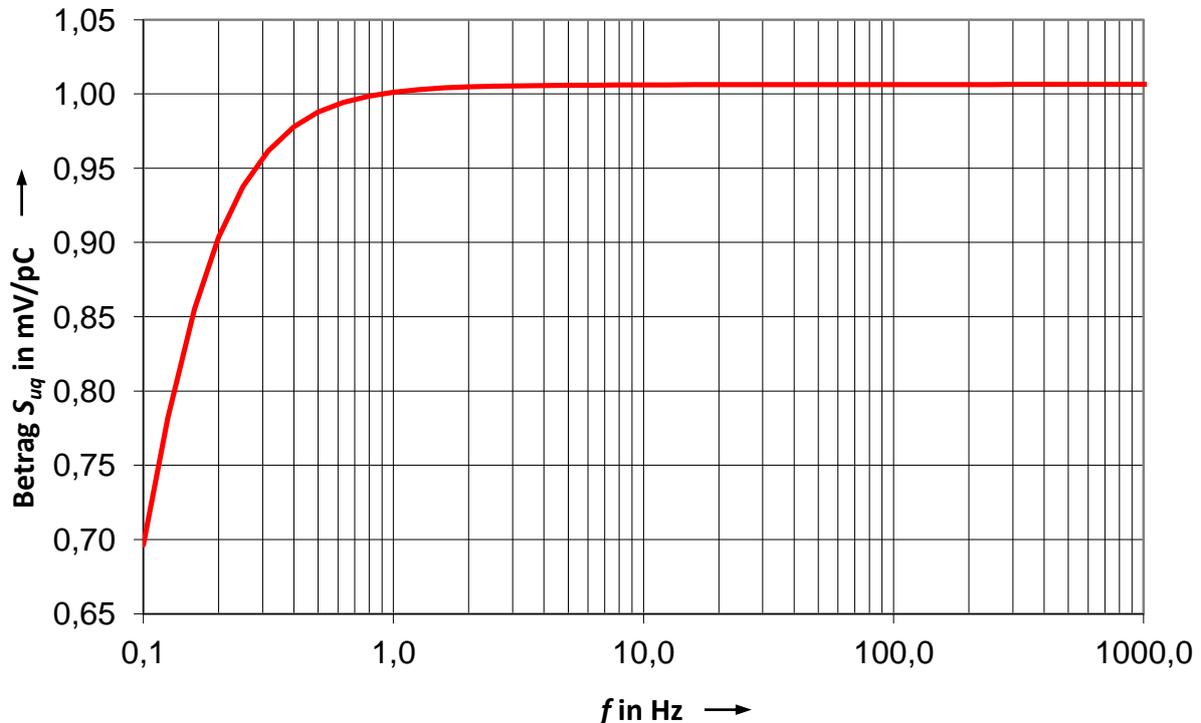


Abbildung 4: Amplitudengang eines 0,1-Hz-Hochpassfilters.

Nach der Eingangsstufe liegt nun ein Spannungssignal vor. Dieses kann nach der klassischen Art tiefpassgefiltert werden. Dazu wird das Ausgangsspannungssignal des Differenzverstärkers  $u_{in}$  an ein RC-Glied angelegt. Der Widerstand  $R$  wird mit dem Kondensator  $C$  als Spannungsteiler aufgebaut. Die Spannung  $u_{aus}$  wird über dem Kondensator abgegriffen. Mit steigender Frequenz sinkt die Spannung, die am Kondensator anliegt. Durch einen einstellbaren Kondensator kann man die Grenzfrequenz ändern. Ein klassischer Tiefpass ist in Abbildung 5 dargestellt. Der Amplitudengang von  $u_{aus}$  wird durch folgende Gleichung dargestellt:

$$u_{aus} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \cdot u_{in} \quad \text{Gl. 29}$$

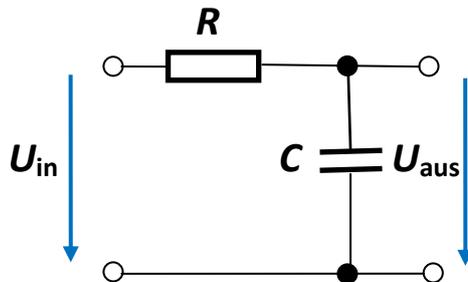


Abbildung 5: Prinzipeller Aufbau eines Tiefpasses.

In Abbildung 6 ist der Spannungsverlauf eines tiefpassgefilterten Signales dargestellt. Die Grenzfrequenz  $f_c$  beträgt 100 kHz. Es ist gut zu erkennen, dass das Spannungssignal zur Grenzfrequenz hin abfällt.

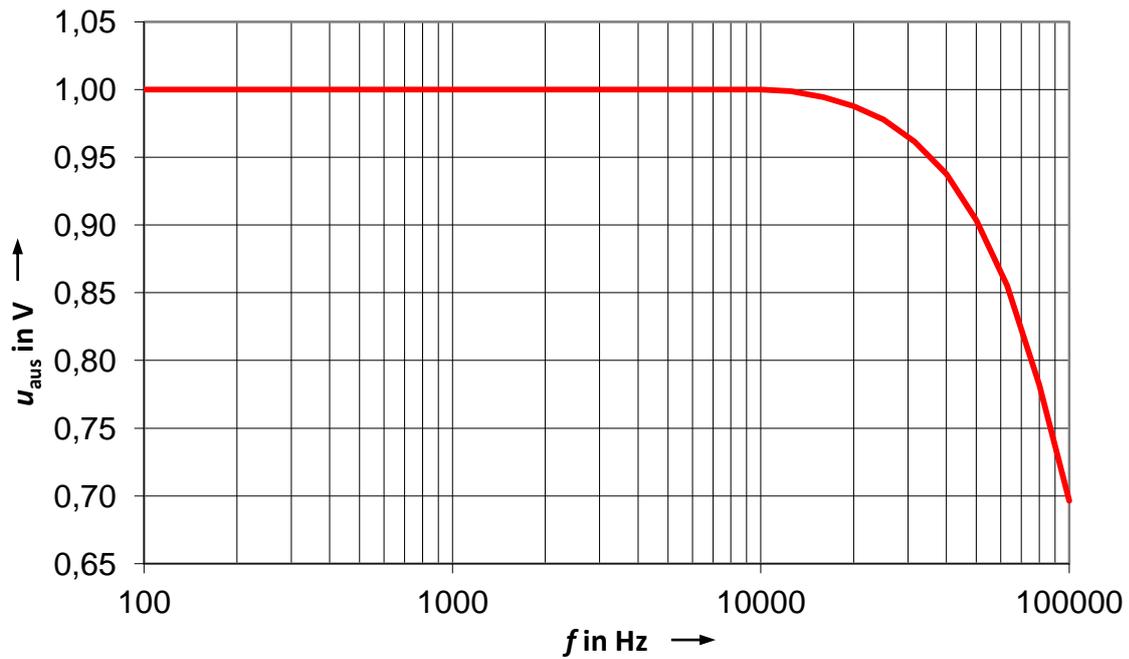


Abbildung 6 Amplitudengang eines 100-kHz-Tiefpasses.

Einige Hersteller gehen dazu über, nicht mehr analoge Filter zu benutzen, sondern das Signal nach der Eingangsstufe zu digitalisieren und digitale Filter in der weiteren Signalverarbeitung zu benutzen. Ein Vorteil von digitalen Filtern ist die kostengünstige Realisierung steiler Filterflanken. Allerdings entstehen aufgrund der Rundungs- und Begrenzungsoperationen zur Wortlängenbegrenzung zusätzliche Einflüsse, wie das Quantisierungsrauschen und andere nichtlineare Effekte.

### 3 Bisheriges Kalibrierverfahren

In diesem Kapitel wird das Kalibrierverfahren für einen Ladungsverstärker erklärt, wie es derzeit in der PTB-Arbeitsgruppe „1.71 Darstellung der Beschleunigung“ eingesetzt wird. Ein Signalgenerator erzeugt eine sinusförmige Wechselspannung konstanter Amplitude. Mit einem Kondensator bekannter Kapazität wird die Wechselspannung in eine Ladungsverschiebung umgewandelt. Der Ladungsverstärker wandelt diese in eine Ausgangsspannung um. Über einen Umschalter werden alternierend mit einem Digitalvoltmeter die Eingangsspannung am Kondensator und die Ausgangsspannung des Ladungsverstärkers gemessen. Die Triggerleitung synchronisiert den Generator mit dem Digitalvoltmeter und stellt einen festen Phasenbezug der beiden Messungen sicher. Der prinzipielle Messaufbau des Ladungsverstärkerkalibriermessplatzes ist in Abbildung 7 abgebildet.

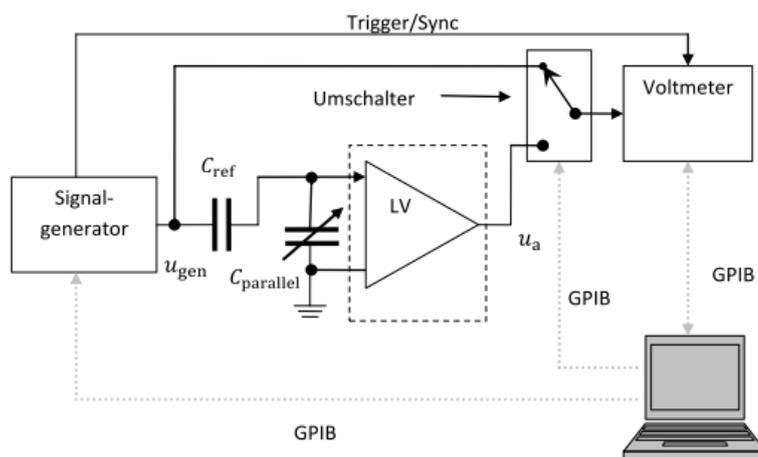


Abbildung 7: Schematischer Aufbau des bestehenden Ladungsverstärkermessplatzes.

Die Kalibrierung erfolgt durch eine Verhältnismessung. Die Generatorspannung und die Spannung am Ladungsverstärkerausgang werden mit dem Digitalvoltmeter mit angepasster Samplerate erfasst. Aus beiden Messreihen werden Frequenz, Amplitude und Phasenlage der Messsignale mit einem Sinusfit-Verfahren bestimmt.

Der Betrag des Übertragungskoeffizienten  $S_{uq}$  des Ladungsverstärkers wird nach folgender Formel bestimmt:

$$S_{uq} = \frac{\hat{u}_a}{\hat{u}_{\text{gen}} \cdot C_{\text{ref}}} \cdot \quad \text{Gl. 30}$$

Dabei bildet man den Quotienten aus der Ausgangsspannung des Ladungsverstärkers  $\hat{u}_a$  und dem Produkt der Generatorspannung  $\hat{u}_{\text{gen}}$  und der Kapazität des Kondensators  $C_{\text{ref}}$ . Mit Hilfe des einstellbaren Kondensators  $C_{\text{Parallel}}$  wird die Eingangsimpedanz am Ladungsverstärkereingang so gewählt, dass sie der Impedanz des bei späteren Anwendungen eingesetzten Beschleunigungsaufnehmers entspricht.

Die Gesamtkapazität, die die Eingangsstufe des Ladungsverstärker "sieht", besteht aus der Summe der einstellbaren Kapazität des Kondensators  $C_{\text{Parallel}}$  und Kapazität des Kondensators  $C_{\text{ref}}$ . Für die Ermittlung des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers muss nur die Kapazität des Kondensators  $C_{\text{ref}}$  genau bekannt sein, da er die Eingangsladung für den Ladungsverstärker bestimmt. Daher werden an diesen Kondensator hohe Qualitätsansprüche gestellt, die durch regelmäßige Kalibrierungen des Kondensators sichergestellt werden.

Die Phase des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers  $\varphi_{uq}$  ergibt sich als Differenz aus der Phase des Ladungsverstärkerausgangssignals  $\varphi_u$  und der Phase der Generatoreingangsspannung  $\varphi_q$ .

$$\varphi_{uq} = \varphi_u - \varphi_q \quad \text{Gl. 31}$$

## 4 Neues Verfahren

In diesem Kapitel wird das neue Messverfahren erklärt, wie es in dieser Arbeit durchgeführt wurde. Das neue Messverfahren basiert auf dem gleichen Messprinzip, wie es bei dem bisherigen Kalibrierverfahren zur Anwendung kommt. Allerdings erfolgt die Anregung nicht mehr mit einem monofrequenten Sinussignal, sondern mit verschiedenen Signalformen. Die Signalformen, die in dieser Arbeit untersucht werden sind Sinus, Rechteck, Dreieck, Sägezahn, Rechteckimpuls, Gauß'scher Glockenkurven-Dipol, weißes Rauschen, überlagerter Sinus und realer Stoßimpuls. Der im neuen Messverfahren eingesetzte PXI-6652 Signalgenerator ermöglicht dies, da er jede Art von Signalformen erzeugen kann. Außerdem wird im Gegensatz zum bisherigen Verfahren die Erfassung des Generatorsignals und des Ausgangssignals des Ladungsverstärkers mit dem ADU PXI-5922 synchron erfasst und benötigt keinen Umschalter mehr. Durch die synchrone Messsignalerfassung ist das Verfahren weniger störungsanfällig. Das System-Timing- und Steuermodul PXI-6652 optimiert die Synchronisation der Karten untereinander. Das PXI-System ist mit einem PC verbunden, auf dem sich das in LabView geschriebene Messprogramm (Abschnitt 0) befindet. Der schematische Messaufbau ist in Abbildung 8 und der realisierte Messplatz in Abbildung 9 illustriert. Durch die synchrone Signalerfassung müssen neue Überlegungen zur Messunsicherheit angestellt werden, die im nächsten Abschnitt erläutert werden.

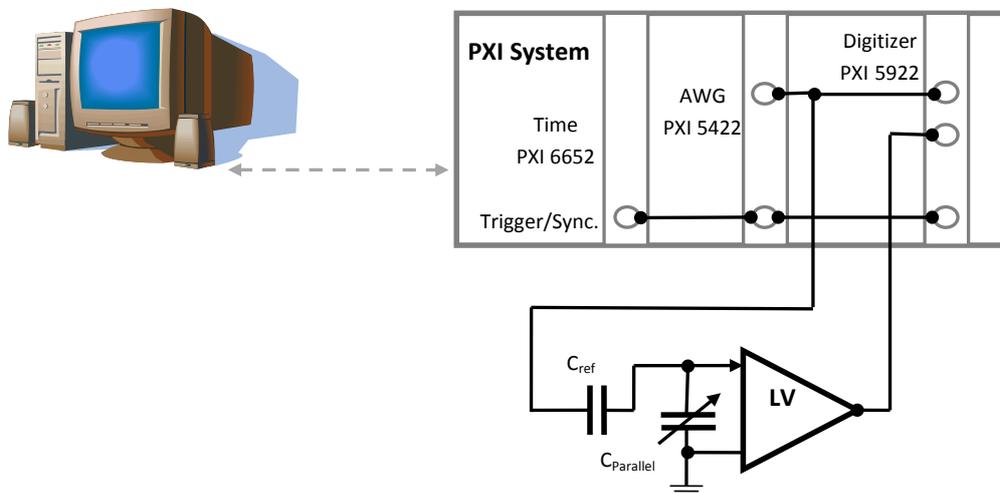


Abbildung 8: Schematischer Messaufbau für die Ladungsverstärkermessung nach dem neuen Messverfahren.

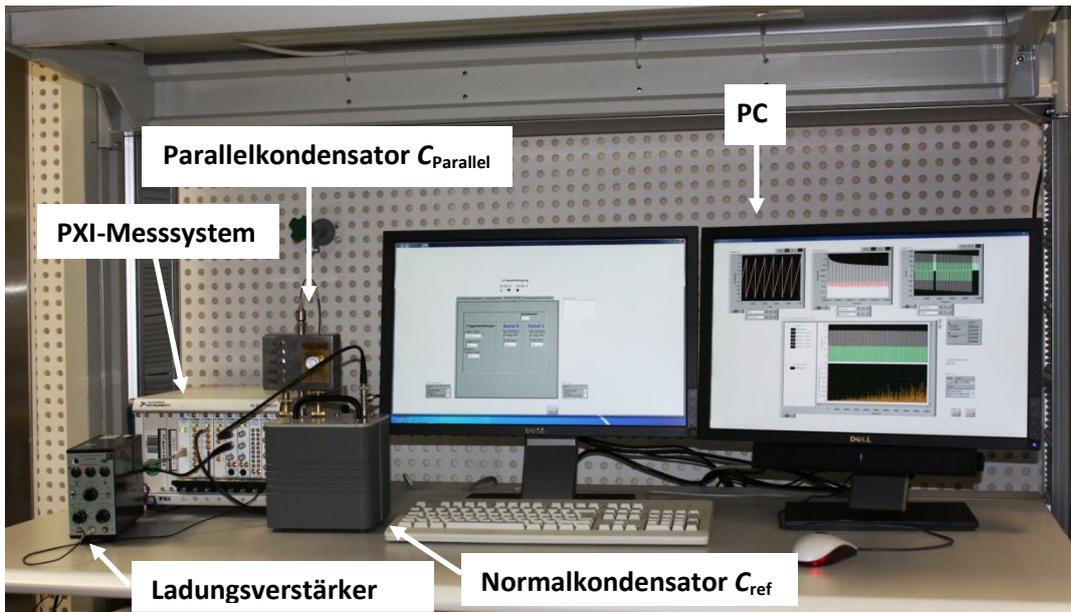


Abbildung 9: Realisierter Messaufbau.

#### 4.1 Messunsicherheitsbetrachtung des geometrischen Mittels nach dem Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement (GUM)

Durch den zum bisherigen Kalibrierverfahren veränderten Messaufbau können durch die zweikanalige Messung unterschiedlich große Digitalisierungsfehler (wie unter 5.4.2 Verstärkungsabweichungen, 5.4 Fehler bei der digitalen Messwerterfassung beschrieben) auftreten. Für diese Fehler soll nun exemplarisch eine Messunsicherheitsberechnung nach GUM durchgeführt werden. Dazu wird eine Messunsicherheitsbetrachtung für einen Messunsicherheitsbeitrag vom Typ A betrachtet. Typ A bedeutet, dass die Berechnung des Messunsicherheitsbeitrags durch statistische Analyse der Messung erfolgt. Der ermittelte Messunsicherheitsbeitrag wird als einziger Messunsicherheitsbeitrag angenommen. Diese Annahme kann in guter Näherung getroffen werden, da der betrachtete Messunsicherheitsbeitrag voraussichtlich den größten Anteil an dem Messunsicherheitbudget liefert. Eine vollständige Messunsicherheitsbetrachtung für den gesamten Messaufbau würde den Rahmen dieser Arbeit sprengen. Der Betrag des Übertragungskoeffizienten  $S_{uq}$  des Ladungsverstärkers ergibt sich aus:

$$S_{uq} = \frac{\hat{u}_a}{\hat{u}_{\text{gen}} \cdot C_{\text{ref}}} \quad \text{Gl. 32}$$

In Gleichung Gl. 32 berechnet sich  $S_{uq}$  aus dem Quotienten der Amplitude der Ausgangsspannung des Ladungsverstärkers  $\hat{u}_a$  und dem Produkt der Generatorspannung  $\hat{u}_{\text{gen}}$  und der Kapazität des Normalkondensators  $C_{\text{ref}}$ . Mit der Messkarte PXI-5922 werden die Eingangs- und Ausgangsspannung über zwei A/D-Wandler synchron gemessen. Bei gleich eingestellten Messbereichen der beiden A/D-

Wandler können unterschiedliche Verstärkungsfaktoren  $a_0$  für Messkanal 0 (ADU 0) und  $a_1$  für Messkanal 1 (ADU 1) auftreten. In der ersten Messung wird z.B. die Eingangsspannung  $\hat{u}_{\text{gen}}$  mit Kanal 0 gemessen und die Ausgangsspannung  $\hat{u}_a$  mit Kanal 1 gemessen. In der zweiten Messung wird die Eingangsspannung nun mit Kanal 1 und die Ausgangsspannung mit Kanal 0 erfasst. Es ergeben sich folgende Messwerte:

$$S_{uq,1} = \frac{a_1}{a_0} \frac{\hat{u}_{a,1}}{\hat{u}_{\text{gen},1}} \cdot \frac{1}{C_{\text{ref}}} , \quad \text{Gl. 33}$$

$$S_{uq,2} = \frac{a_0}{a_1} \frac{\hat{u}_{a,2}}{\hat{u}_{\text{gen},2}} \cdot \frac{1}{C_{\text{ref}}} . \quad \text{Gl. 34}$$

Da die beiden Messreihen ( $i = 1, 2$ ) aus mehreren Einzelmessungen bestehen (die gemittelt werden), ergibt sich für jede Messreihe ein gemittelter Übertragungskoeffizient  $S_{uq,i}$  mit der dazugehörigen Standardabweichung  $\sigma_i$ .

Durch das geometrische Mitteln der beiden Messreihen entfällt der Einfluss durch die unterschiedlichen Verstärkungsfaktoren der Messkanäle.

Geometrisches Mittel:

$$\begin{aligned} S_{\text{GM}} &= \sqrt{S_{uq,1} \cdot S_{uq,2}} = \sqrt{\frac{a_1 \cdot \hat{u}_a}{a_0 \cdot \hat{u}_{\text{gen}}} \cdot \frac{a_0 \cdot \hat{u}_a}{a_1 \cdot \hat{u}_{\text{gen}}} \cdot \frac{1}{C_{\text{Ref}}}} \\ &= \sqrt{\frac{\hat{u}_a^2}{u_{\text{gen}}^2} \cdot \frac{1}{C_{\text{Ref}}}} = \frac{u_a}{u_{\text{gen}}} \cdot \frac{1}{C_{\text{Ref}}} . \end{aligned} \quad \text{Gl. 35}$$

Nach GUM [5] gilt für die erweiterte Messunsicherheit  $U_k$  einer Funktion  $f(x_i)$  folgende Gleichung:

$$U_k = k \cdot \sqrt{\sum_{i=1}^n (c_i \cdot u_i)^2} . \quad \text{Gl. 36}$$

Hierbei bezeichnet  $k$  den Erweiterungsfaktor der Messunsicherheit. Der Unsicherheitsbeitrag der Größe  $x_i$  fließt als  $u_i$  ein, und der Sensitivitätskoeffizient  $c_i$  kennzeichnet die partielle Ableitung der Funktion  $f$  nach der Messgröße  $x_i$  [6].

$$c_i = \frac{\partial f}{\partial x_i} \quad \text{Gl. 37}$$

Für die partiellen Ableitungen von Gleichung Gl. 37 ergibt sich:

$$c_1 = \frac{\partial S_{GM}}{\partial S_{uq,1}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{S_{uq,2}}{S_{uq,1}}} , \quad \text{Gl. 38}$$

$$c_2 = \frac{\partial S_{GM}}{\partial S_{uq,2}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{S_{uq,1}}{S_{uq,2}}} . \quad \text{Gl. 39}$$

Mit dem Einsetzen der Gleichungen Gl. 38 und Gl. 39 in Gleichung Gl. 36 ergibt sich die erweiterte Messunsicherheit ( mit  $k = 2$  )

$$U_k = 2 \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{S_{uq,2}}{S_{uq,1}}} \cdot u_1\right)^2 + \left(\frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{S_{uq,1}}{S_{uq,2}}} \cdot u_2\right)^2} . \quad \text{Gl. 40}$$

Durch das geometrische Mitteln der beiden Messreihen kann davon ausgegangen werden, dass der Einfluss der unterschiedlichen Verstärkungsfaktoren der Messkanäle keinen Einfluss auf den Übertragungskoeffizienten  $S_{uq,i}$  hat (siehe Gl. 35). Werden die Messbedingungen während der beiden Messreihen als nahezu unverändert angesehen, kann der Quotient aus  $S_{uq,2}$  und  $S_{uq,1}$  bzw.  $S_{uq,1}$  und  $S_{uq,2}$  annähernd als 1 angenommen werden. Dadurch vereinfacht sich die Gleichung Gl. 40 auf:

$$U_k \approx \sqrt{(u_1^2 + u_2^2)} . \quad \text{Gl. 41}$$

Durch diese Vorgehensweise kann also der Unsicherheitseinfluss durch die unterschiedlichen Verstärkungsfaktoren der Messkanäle vollständig eliminiert werden. Viele Indizien sprechen dafür, dass das neue Verfahren mindestens eine genauso niedrige Messunsicherheit hat, wie das bisherige Kalibrierverfahren. Daher wird die Messunsicherheit für das neue Verfahren in dieser Arbeit mit der gleichen Messunsicherheit wie für das bisherige Kalibrierverfahren von 0,1 % angenommen.

## 5 Verwendetes Messsystem

In diesem Kapitel wird auf das verwendete Messsystem beschrieben und auf die Fehler, die bei der Digitalisierung von Messsignalen auftreten können eingegangen.

Das verwendete Messsystem ist ein PXI-System von National Instruments. Der offene Industriestandard PXI wurde im Jahr 1997 entwickelt und 1998 auf den Markt gebracht. Das Grundgerüst eines PXI-Systems ist ein sogenanntes PXI-Chassis. In dieses können verschiedene Messkarten eingebaut werden. Für das Zusammenspiel der einzelnen Messkarten ist der Controller im Chassis zuständig. Auf die verwendeten Messkarten zur Erzeugung eines Generatorsignals und zum Messen der Antwort des Ladungsverstärkers, sowie die Synchronisation der beiden verwendeten Karten soll nun im Einzelnen eingegangen werden.

### 5.1 Signalerzeugung

Zur Erzeugung des Generatorsignals wird ein 16 Bit Arbitrary Waveform Generator (AWG) Typ PXI-5422 eingesetzt. Dieser Arbiträrsignalgenerator hat eine max. Samplerate von 200 Ms/s bei einer Auflösung von bis zu 16 Bit und besitzt einen Onboard-Speicher von 256 MB. Die maximale Spannungsamplitude beträgt  $\pm 6V$ . Der Generator benötigt, um ein Signal zu erzeugen, mindestens 5 Millionen Sample [7].

### 5.2 Synchronisation

Um Unterschiede bei der Taktung des AWG und der Datenerfassungskarte Typ PXI-5922 (siehe 5.3) zu vermeiden, werden nicht die jeweiligen Taktgeneratoren der Karten genutzt, sondern das PXI-6652 System-Timing- und Steuermodul verwendet. Es erzeugt einen stabilen TCX0-Referenztakt von 10 MHz im PXI-Chassis. So können der Signalgenerator und die Datenerfassungskarte mit einem gemeinsamen Referenztakt betrieben werden. Die Laufzeitunterschiede des Referenztaktes, die sich durch die unterschiedlich langen Strecken zum jeweiligen Steckplatz der Karten ergeben, werden erfasst und korrigiert. Dies wird nötig, da durch die unterschiedliche Taktung des AWG und der Datenerfassungskarte im Frequenzspektrum zusätzlich Nebenfrequenzbänder entstehen. Mit der Synchronisation durch das PXI-6652 wird dies vermieden, was zur Verbesserung der Gerätegenauigkeit innerhalb des Systems beiträgt [8].

### 5.3 Signalerfassung

Zur Erfassung des Generatorsignals und der Antwort des Ladungsverstärkers wird eine National Instrument 24 Bit Datenerfassungskarte vom Typ PXI-5922 verwendet. Sie hat zwei Eingangskanäle und kann je nach eingestellter Abtastrate eine Auflösung von 16 Bit bis 24 Bit erreichen. Die maximale Eingangsspannung beträgt  $\pm 5$  V. Die Datenerfassungskarte ist ein Analog-Digital-Umsetzer (ADU) und wandelt einen theoretisch unendlich genauen analogen Wert in einen endlichen genauen digitalen Wert um [9]. Wird nicht nur ein einzelner Wert, sondern eine Reihe von Werten über der Zeit betrachtet, spricht man in der Messtechnik von einem Zeitsignal. Bei der Digitalisierung eines analogen Zeitsignals werden theoretisch unendlich viele Zeitpunkte auf eine endliche Anzahl Messpunkte reduziert. Je höher die Auflösung des digitalisierten Wertes und je größer die Abtastrate, desto höher ist der verbleibende Informationsanteil im digitalisierten Zeitsignal. Durch die Digitalisierung sind die verbleibenden Informationen zusätzlich immer mit Fehlern behaftet. Die wichtigsten Fehler werden im Folgenden näher beschrieben.

### 5.4 Fehler bei der digitalen Messwerterfassung

Einige Fehlereinflüsse lassen sich bei der Digitalisierung von Messsignalen nicht vermeiden und müssen daher berücksichtigt werden, oder im Falle des Nyquist-Shannon'schen Abtasttheorems (siehe 5.4.5), müssen bestimmte Grenzparameter eingehalten werden.

#### 5.4.1 Quantisierungsfehler

Bei der Digitalisierung eines analogen Signals wird das analoge Spannungssignal in gleich große Intervalle aufgeteilt. Diese Intervallgröße hängt von dem maximalen Spannungswert  $U_{FS}$  (Full Scale), der digitalisiert werden kann, und der zur Verfügung stehenden Anzahl  $n$  von Bits ab. Es wird eine immer gleich große Spannungsänderung  $\Delta U_E$  benötigt, um von einer Digitalisierungsstufe zur nächsten zu springen.

$$\Delta U_E = \frac{U_{FS}}{2^{n-1}} = \text{LSB} \quad \text{Gl. 42}$$

Dieses  $\Delta U_E$  stellt also die kleinstmögliche Auflösung des Signals dar und wird auch Least Significant Bit (LSB) genannt. Zu beachten ist, dass  $U_{FS}$  nicht der Endwert des Messbereichs ist, indem man gerade misst, sondern der maximale Überlastwert der noch angezeigt werden kann. Zum Beispiel ergibt sich für die 24 Bit PXI-Karte 5922 im  $\pm 5$ V- Messbereich bei einer Abtastung von 500 kS/s und mit einem Eingangsspannungsbereich (Input Overload) von + 5,5 V bis - 5,5 V ein LSB von:

$$\text{LSB} = \frac{U_{\text{FS}}}{2^{n-1}} = \frac{11 \text{ V}}{2^{24-1}} = 655 \text{ nV} .$$

Gl. 43

Der maximale Fehler, der durch die Quantisierung auftreten kann, ist in Abbildung 10 illustriert.

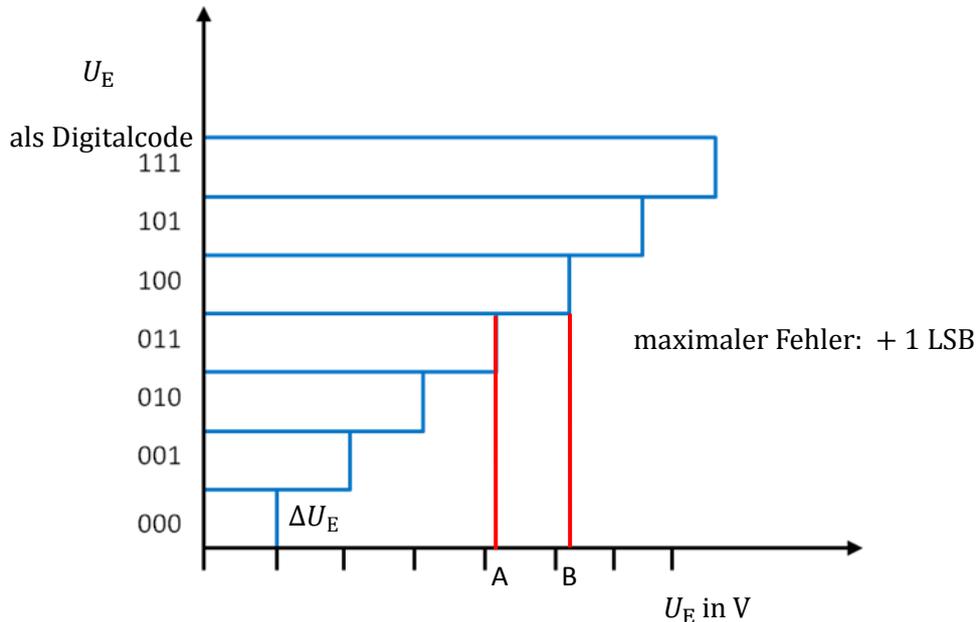


Abbildung 10: Darstellung des Quantisierungsfehlers bei einem ADU.

Liegt der analoge Spannungswert gerade oberhalb einer Sprungstufe (Punkt A) springt der digitale Spannungswert auf das nächste Bit (Punkt B). Dadurch ergibt sich zwangsläufig ein systembedingter einseitiger Quantisierungsfehler  $u_Q$ , der maximal + 1 LSB sein kann. Um diesem einseitigen Fehler entgegenzuwirken, gibt man eine Nulloffsetspannung, die dem Wert von  $\frac{1}{2} \Delta U_E$  entspricht, intern auf den Eingang des ADUs. Da nun der Ausgang jeweils bei einer um  $\frac{1}{2} \Delta U_E$  kleineren Spannung schaltet, entsteht ein zweiseitiger Quantisierungsfehler, der mit unterschiedlichem Vorzeichen jeweils halb so groß ist.

$$\Delta u_Q = \pm \frac{1}{2} \text{LSB}$$

Gl. 44

#### 5.4.2 Verstärkungsabweichungen

Die Verstärkungsabweichungen treten auf, wenn die reelle Steigungskurve einen anderen Kurvenanstieg als die ideale Steigungskurve des ADUs hat. Dadurch kann der digitale Spannungsendwert früher oder später als der dazugehörige analoge Spannungswert erreicht werden. In Abbildung 11 sind die ideale Steigungskurve (1) und die reelle Steigungskurve (2) aufgetragen. Es ist ersichtlich, dass der

maximale digitale Wert (3) bei der reellen Kurve bereits bei  $5\frac{3}{4}$  LSB des analogen Spannungssignals erreicht wird. Bei der idealen Kurve wird dieser Wert erst nach 7 LSB erreicht. Um die Verstärkungsfehler zu bestimmen, wird noch der maximale Rundungsfehler von  $\frac{1}{2}$  LSB dazu addiert. Bei diesem Beispiel ergibt sich ein Verstärkungsfehler von  $-\frac{3}{4}$  LSB.

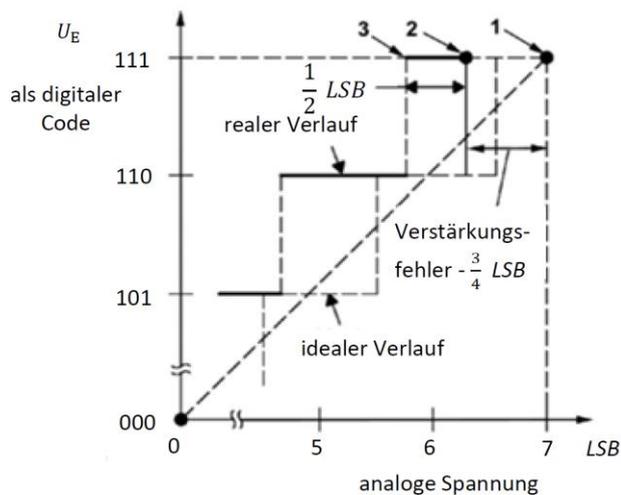


Abbildung 11: Übertragungskennlinie eines ADUs mit Verstärkungsfehler [9].

Bei der NI PXI-5922 Messkarte wird der Verstärkungsfehler nicht direkt angegeben. Bei einem Wechselspannungssignal wird die Genauigkeit der Amplitude mit 0,06 % angegeben. Da es sich bei dem Verstärkungsfehler um einen systematischen Fehler handelt, kann die Messkarte mit einem Spannungsnormalkalibrierung und die Abweichung korrigiert werden.

### 5.4.3 Differentielle Nichtlinearität

Bisher wurde angenommen, dass  $\Delta U_E$  und damit der Abstand zwischen den einzelnen Binärstufen konstant ist. Bei realen ADUs muss von einer gewissen Nichtlinearität ausgegangen werden. Das bedeutet, die einzelnen Stufen können mal schmaler und mal breiter sein. Für die NI PXI-5922 Messkarte kann, laut Hersteller, von einer differentiellen Nichtlinearität von  $\leq \frac{1}{2}$  LSB ausgegangen werden.

### 5.4.4 Linearitätsfehler

Durch die unterschiedlichen Stufenbreiten ergibt sich auch eine Abweichung der realen Steigungskurve von der idealen Steigungskurve. Der Linearitätsfehler gibt die maximale Abweichung zwischen

der reellen Kurve und der idealen Kurve an. Bei typischen ADUs beträgt der maximaler Linearitätsfehler nicht mehr als 1 LSB. In nachfolgender Abbildung 12 sind der differentielle Nichtlinearitätsfehler und der Linearitätsfehler einmal abgebildet.

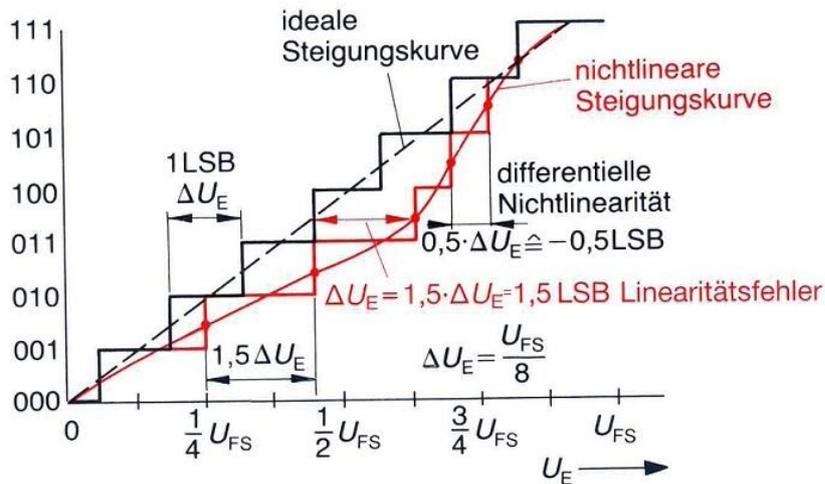


Abbildung 12: Nichtlinearität eines ADUs [10].

#### 5.4.5 Das Nyquist-Shannon'sche Abtasttheorem

Neben den genannten Fehlereinflüssen kann auch eine falsch gewählte Abtastzeit (Sample time) zu einem Fehler führen. Wird die Abtastfrequenz  $f_a$  im Vergleich zur zu messenden Frequenz  $f_E$  zu klein gewählt, tritt ein sogenannter Aliasing-Effekt auf. Durch die zu geringe Abtastfrequenz  $f_a$  erscheint eine zusätzliche niederfrequente Komponente im digitalisierten Signalverlauf, die durch hochfrequente Anteile hervorgerufen wird und real nicht existiert [11]. Das kann zu einer stark verfälschten Wiedergabe des Originalsignals führen. In Abbildung 13 ist ein analoges Signal (blau) mit der Frequenz  $f_E$  dargestellt, welches durch eine zu kleine Abtastfrequenz  $f_a$  abgetastet wird. In der Darstellung stellt  $\Delta t_a$  dabei den zeitlichen Abstand dar, in dem das Signal abgetastet wird. Das analoge Signal wird durch die Unterabtastung als ein Signal mit niedrigerer Frequenz (rot) interpretiert.

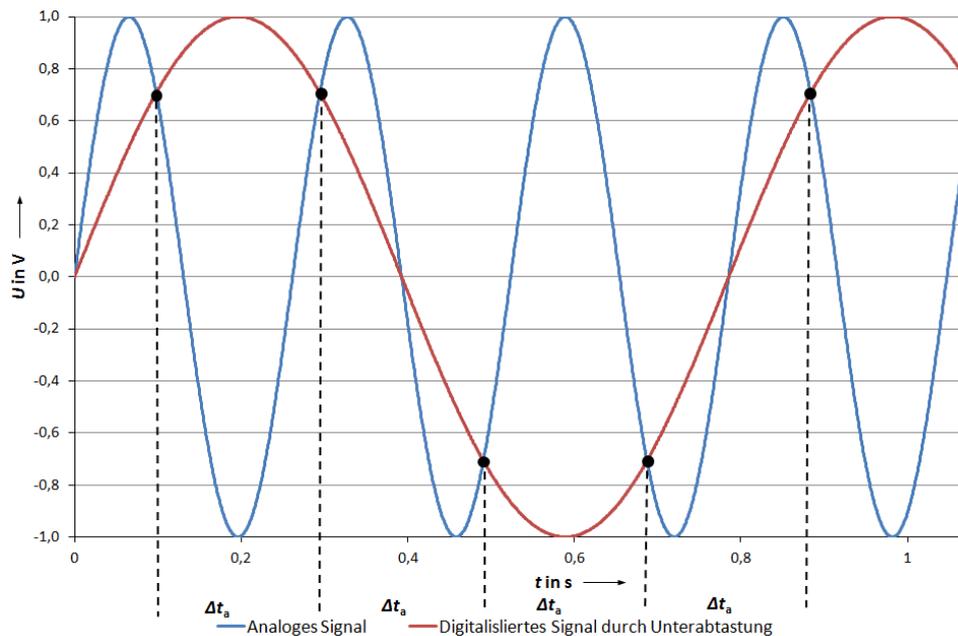


Abbildung 13: Darstellung des Aliasing-Effekts.

Um ein abgetastetes periodisches Signal  $f_E$  ohne Informationsverlust oder gar Verfälschung wiederzugeben, muss die Abtastfrequenz  $f_a$  mindestens doppelt so groß sein, wie die höchste Frequenzkomponente  $f_E$  des abzutastenden Signals.

$$f_a > 2 \cdot f_E \quad \text{Gl. 45}$$

Die höchste Spektrallinie, die im Rahmen dieser Arbeit ausgewertet wird, ist  $f_E = 100 \text{ kHz}$  und wird mit  $f_a = 10 \text{ MHz}$  abgetastet.

So kann der Aliasing-Effekt auf Grund von Unterabtastung vermieden werden. Sollte das Messsignal Frequenzanteile haben, die größer  $f_a$  sind, kommt es weiterhin zum Aliasing-Effekt. Dies kann nur vermieden werden, indem vor der Digitalisierung des Messsignals analog tiefpassgefiltert wird, so dass keine Spektralanteile größer  $f_a$  mehr im Signal enthalten sind.

#### 5.4.6 Leakage-Effekt

Soll für ein gemessenes Signal eine Fourier-Analyse, wie in Abschnitt 6 beschrieben, durchgeführt werden, muss berücksichtigt werden, dass die Aufzeichnungszeit des Signals endlich ist. Bei der Fourier-Analyse wird aber von einem unendlich langen Beobachtungszeitraum ausgegangen. Um diese Diskrepanz in Einklang zu bringen, wird in der Signalanalyse davon ausgegangen, dass sich das endliche aufgezeichnete Signal periodisch fortsetzt. So kann an das Ende der Aufzeichnungszeit das Signal vom Anfang beginnend wieder angefügt werden und so das Signal theoretisch bis ins Unendliche fortgesetzt werden. In Abbildung 14 ist dies für ein Sinussignal dargestellt. Das Sinussignal wird mit

einem Zeitdatensatz erfasst, dessen Periodenzeit nicht ein Vielfaches der Periodenzeit des Messsignals entspricht. Die rot gestrichelte Linie zeigt Anfang und Ende des Zeitdatensatzes und markiert die Aufzeichnungslänge des Signals. Durch das einfache Anhängen eines Datensatz an den anderen kommt es zu einer Fehlinterpretation des Eingangssignals in den Übergängen zwischen den Zeitdatensätzen. Das Eingangssignal wird nicht mehr richtig dargestellt. Dies führt zum sogenannten Leakage-Effekt. Er sorgt dafür, dass das errechnete Frequenzspektrum zu breit dargestellt wird.

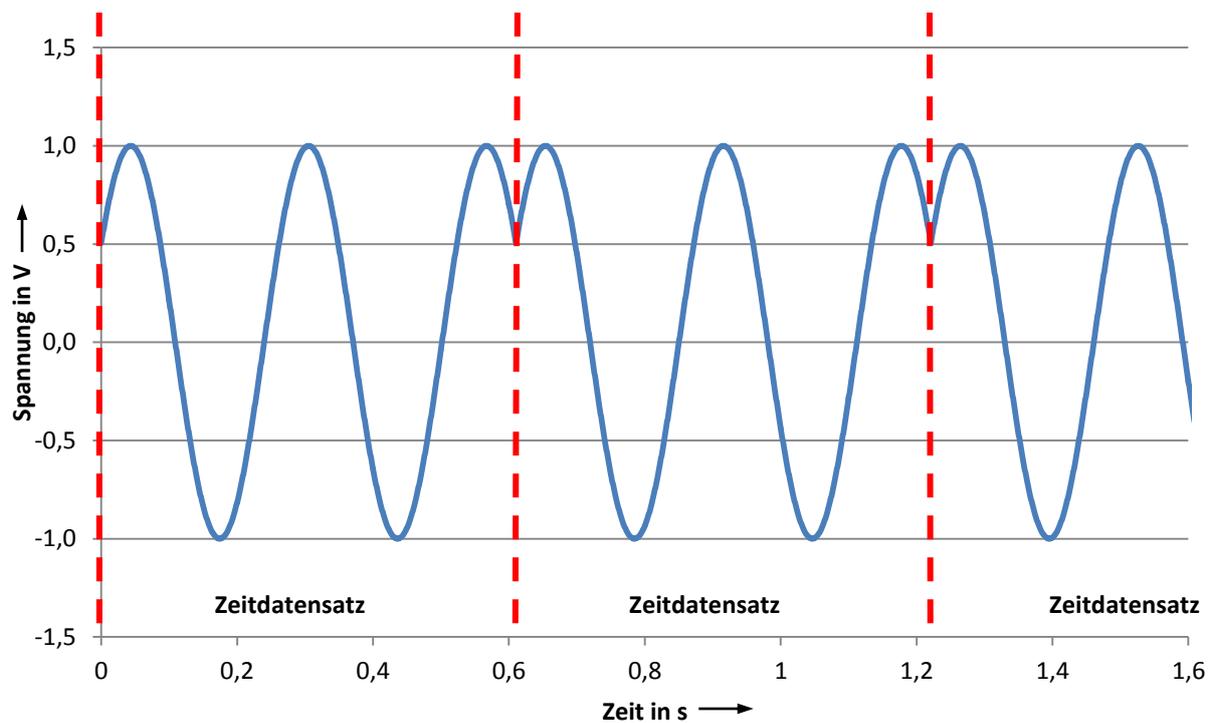


Abbildung 14: Einfluss des Leakage-Effekts auf ein Sinussignal

Der Leakage-Effekt kann vermieden werden, indem die Aufzeichnungslänge des Signals ein ganzzahliges Vielfaches der Periodendauer des Eingangssignals entspricht. Ist dies nicht möglich, sollten Anfangs- und Endwert des Messsignals des Zeitdatensatzes möglichst gleich groß sein, um den Leakage-Effekt zu minimieren. Es besteht auch die Möglichkeit, den Einfluss des Leakage-Effektes durch verschiedene Fensterfunktionen abzuschwächen. Das verwendete Messprogramm ist so konzipiert, dass es immer ein Vielfaches der Periodendauer des Eingangssignals aufzeichnet.

## 6 Mathematisches Auswerteverfahren

Bei dem bisherigen Kalibrierverfahren wurde der Betrag  $S_{uq}$  des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers nur für sinusförmige Eingangssignale bestimmt. Da nun an den Eingang des Ladungsverstärkers unterschiedliche Signalformen angelegt werden sollen, muss ein mathematisches Verfahren gefunden werden, um die Messdaten auszuwerten und sie mit dem bisherigen Verfahren vergleichen zu können.

Aus der Fourier-Reihenentwicklung ist bekannt, dass jedes Signal aus unendlichen vielen Sinus- und Kosinusfunktionen zusammengesetzt werden kann [12].

Im Umkehrschluss kann ein Signal in seine einzelnen harmonischen Bestandteile zerlegt werden. Eine periodische Funktion kann wie folgt nach Fourier zerlegt werden:

$$y(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cdot \cos(n\omega_0 t) + b_n \cdot \sin(n\omega_0 t)] \quad \text{Gl. 46}$$

Dabei entspricht  $\omega_0$  der Kreisfrequenz für die Periodendauer von  $T = 2\pi/\omega_0$  und  $t$  ist die Zeit, an der  $y(t)$  bestimmt werden soll. Die Anzahl  $n$  ist eine natürliche ganze Zahl. Auf unsere Spannungsmessung bezogen spiegeln der Fourierkoeffizient  $\frac{a_0}{2}$  den Gleichspannungsanteil und die Fourierkoeffizienten  $a_n$  und  $b_n$  den jeweiligen Amplitudenanteil der  $n$ -ten Oberschwingung an dem Gesamtsignal wider. Die kleinste Kreisfrequenz  $\omega_0$  ( $n = 1$ ) wird als Grundschwingung und alle übrigen als Oberschwingungen ( $n > 1$ ) bezeichnet. Die Zerlegung in einzelne, harmonische Schwingungen nennt man Fourier-Analyse. Die Fourier-Analyse ist eine Näherungsfunktion mit einer endlichen Anzahl  $n$  von Gliedern ( $n \neq \infty$ ), die die Funktion darstellt. Dadurch wird das Gesamtsignal umso „besser“ wiedergegeben, je größer die Anzahl  $n$  der ausgewerteten Glieder der Funktion ist.

Der Fourierkoeffizient  $a_0$  kann durch das Integral

$$a_0 = \frac{2}{T} \cdot \int_{(T)} y(t) dt \quad \text{Gl. 47}$$

berechnet werden. Der Fourierkoeffizient  $a_n$ , der für den Anteil der Kosinusbestandteile des Gesamtsignals steht, kann durch die Integralformel

$$a_n = \frac{2}{T} \cdot \int_{(T)} y(t) \cdot \cos(n\omega_0 t) dt \quad \text{Gl. 48}$$

berechnet werden. Aus der Integralformel

$$b_n = \frac{2}{T} \cdot \int_{(T)} y(t) \cdot \sin(n\omega_0 t) dt \quad \text{Gl. 49}$$

ergibt sich der Fourierkoeffizient  $b_n$  für den Sinusanteil an dem Gesamtsignal.

Bezogen auf die Kalibrierung des Ladungsverstärkers muss berücksichtigt werden, dass das Eingangssignal und das Ausgangssignal des Ladungsverstärkers komplex betrachtet werden müssen. Daher werden  $a_n$  und  $b_n$  geometrisch addiert, um die Amplitude  $\hat{u}_n$  der Grundwelle und der  $n$ -ten Oberwellen zu berechnen. Die geometrische Addition für den Betrag von  $\hat{u}_n$  lautet:

$$\hat{u}_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \text{Gl. 50}$$

Die Phase  $\varphi$  eines gemessenen Signals wird durch

$$\varphi = \tan^{-1} \left( \frac{\sum b_n}{\sum a_n} \right) \quad \text{Gl. 51}$$

berechnet.

Bei der bisherigen Kalibrierung wird der Ladungsverstärker mit einem Sinussignal gespeist und der Übertragungskoeffizient  $S_{uq}$  des Ladungsverstärkers für jede Frequenz einzeln bestimmt. So ergibt sich für  $f_1$  ein  $S_{uq 1}$ ; für  $f_2$  ein  $S_{uq 2}$ ; für  $f_3$  ein  $S_{uq 3}$ ; ...; für  $f_n$  ein  $S_{uq n}$ .

Bei der Kalibrierung des Ladungsverstärkers mit unterschiedlichen Eingangssignalen kann durch die Anwendung der Fourier-Analyse auf den gemessenen Verlauf der Generatorspannung  $\hat{u}_{\text{Gen}}$  und der Ausgangsspannung  $\hat{u}_a$  des Ladungsverstärkers nach Gleichung Gl. 30 der Übertragungskoeffizient  $S_{uq}$  des Ladungsverstärkers für die Grundschwingung und deren  $n$ -Oberschwingungen nach

$$S_{uq,n} = \frac{\hat{u}_{a,n}}{\hat{u}_{\text{gen},n}} \cdot \frac{1}{C_{\text{ref}}} \quad \text{Gl. 52}$$

bestimmt werden. So ergibt sich für jede Oberschwingung ein Übertragungskoeffizient des Ladungsverstärkers  $S_{uq}$  unabhängig vom Anregungssignal. Für ein Signal mit einer Grundfrequenz von 650 Hz ergibt sich für jede Frequenz ein eigener Betrag  $S_{uq}$  für den Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers  $S_{uq}(f = 650 \text{ Hz})$ ;  $S_{uq}(f = 1300 \text{ Hz})$ ;  $S_{uq}(f = 1950 \text{ Hz})$  und so fort.

Wurde der Übertragungskoeffizient des Ladungsverstärkers  $S_{uq}$  für die jeweiligen Frequenzen der Oberwellen auch bei einer sinusförmigen Kalibrierung bestimmt, können die Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers  $S_{uq}$  nun miteinander verglichen werden.

Für die beschriebene Fourier-Analyse ist ein unendliches kontinuierliches Signal die Voraussetzung. Da dies für ein digitalisiertes Signal nicht zutrifft, wird die diskrete Fourier-Transformation (DFT) angewendet. Sie bildet ein zeitdiskretes endliches Signal ab und setzt es periodisch fort. Dadurch entsteht ein diskretes, periodisches Frequenzspektrum. Ein Messsignal wird mit einer bestimmten gesamten Anzahl  $N$  abgetastet, wobei der jeweilige einzelne Abtastpunkt mit  $n$  bezeichnet wird und die Oberwellen mit  $k$ . Die Transformationsgleichung für das Frequenzspektrum  $\underline{u}$  der DFT lautet [13]:

$$\underline{u}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u(n) e^{-j2\pi \frac{nk}{N}} . \quad \text{Gl. 53}$$

## 7 Erstellen des Messprogramms

In diesem Kapitel wird an Hand eines einfachen Programmes die Besonderheit von der verwendeten Programmiersprache LabView eingegangen und das erstellte Messprogramm für die Messungen am Ladungsverstärker vorgestellt.

Das Messprogramm wurde mit LabView geschrieben. LabView ist eine Programmiersprache, die 1986 von National Instruments entwickelt wurde. Im Gegensatz zu vielen Programmiersprachen ist sie nicht textbasierend aufgebaut, sondern grafisch. Bei dieser grafischen Programmiersprache wird das Datenflusskonzept angewendet. Das bedeutet, dass einzelne Programmabschnitte in Software-Modulen zusammengefasst werden, deren Einzelbestandteile interaktive Oberflächen (Frontpanels) sind, die im Hintergrund von Datenflussdiagrammen (Blockdiagramme) gesteuert werden. Die einzelnen Module werden im Blockdiagramm miteinander verbunden. Die grafische Programmierung hat den Vorteil, dass das Programm übersichtlich gestaltet werden kann, ähnlich einem Ablaufdiagramm. Es gibt in LabView eine Bibliothek mit fertigen Bausteinen (Software-Modulen). So können zum Beispiel Schleifenfunktionen einfach aus der Bibliothek abgerufen und im Programm eingebunden werden. Dies ermöglicht auch Anwendern mit wenig Programmiererfahrung komplexe Messprogramme schnell zu realisieren [14].

Im folgenden Abschnitt soll ein LabView-Programm zur Temperaturmessung die Struktur von LabView erklären.

### 7.1 Programm zur Messung der Temperaturstabilität der Messkarte PXI-5922

Temperaturschwankungen können zur Verfälschung der gemessenen Spannung führen. Um die maximale Temperaturdrift der Messkarte zu ermitteln, wurde ein Messprogramm geschrieben, das an verschiedenen Tagen und Zeiten die Temperatur der Messkarte ausliest.

Das Messprogramm kommuniziert mit der Messkarte, liest den aktuellen Temperaturwert aus und schreibt diesen mit dem Datumstempel in eine Datei. In Abbildung 15 ist das Frontpanel des Programms dargestellt, aus dem der Benutzer heraus das Programm startet und Einstellungen vornehmen kann. Der Benutzer wählt unter dem Eingabefeld „Quelle“ die Karte aus dem PXI-Chassis aus, deren Temperatur er abfragen möchte. Durch diese Eingabemöglichkeit kann nicht nur die Temperatur der PXI-5922 Karte abgefragt werden, sondern auch aller anderen Karten im PXI-Chassis. Unter dem Eingabefeld „Dateipfad“ kann eine neue Datei angelegt werden, in die der Temperaturwert mit Datumstempel geschrieben werden soll. Wird eine bereits bestehende Datei ausgewählt, werden die Messwerte an die Datei angehängt. In den Feldern unter dem Dateipfadingabefeld werden die aktuelle Temperatur und das Datum angezeigt. Durch Betätigen des Stopp-Knopfes werden die aktuel-

len Daten in die Datei geschrieben und gespeichert. Anschließend wird das LabView Programm beendet.

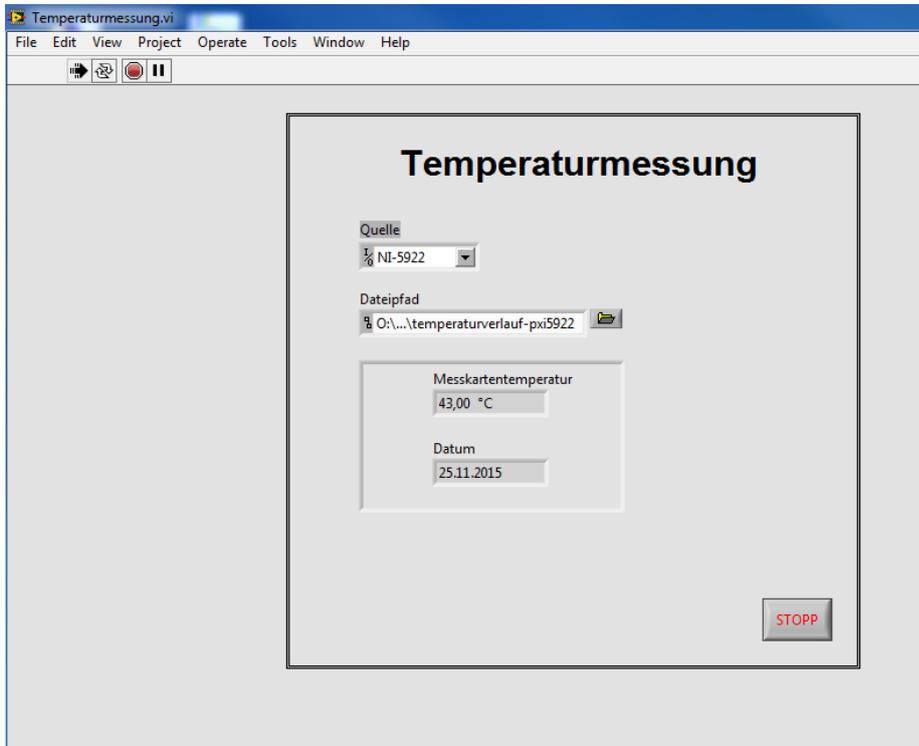
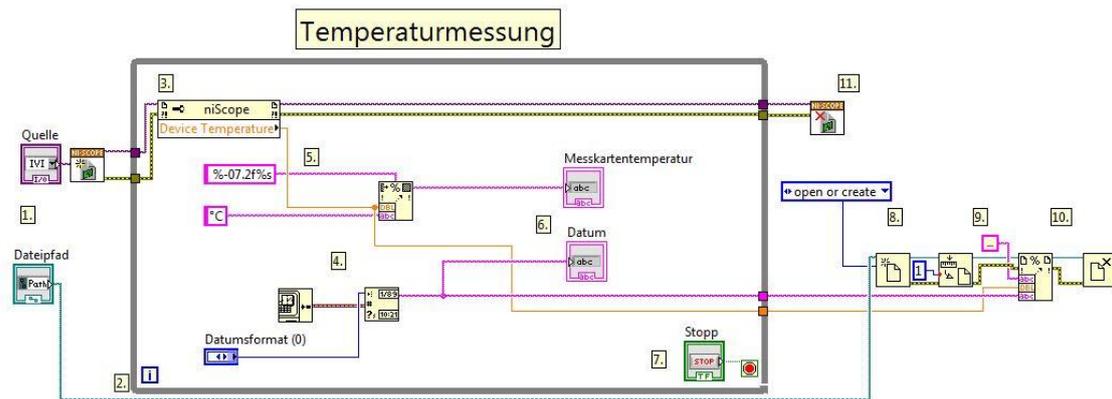


Abbildung 15: Frontpanel des Programms "Temperaturmessung".

Der Benutzer arbeitet nur mit dem Frontpanel, während im Blockdiagramm im Hintergrund das eigentliche Programm abläuft. Anhand der Abbildung 16 wird nun der Ablauf des Programms erklärt.



1. Eingabefelder für Quelle und Dateipfad
2. While-Schleife
3. Temperatur von Karte auslesen
4. Datumsformat festlegen
5. Temperaturwert Nachkommastellen festlegen und String °C anfügen
6. Temperatur und Datumanzeige
7. Beenden der Messschleife, aktuelle Temperaturwerte und Datum ausgeben
8. Datei erzeugen oder öffnen, wenn vorhanden
9. Schreibt die Daten an das Ende der Datei
10. Schließt die Datei
11. Beendet die Kommunikation mit der Karte

Abbildung 16: Blockdiagramm des Temperaturmessprogramms.

Das Programm beginnt links und wird nach rechts hin abgearbeitet. Unter (1.) werden vom Benutzer eingegebene Daten zur ausgewählten Karte und zum Dateipfad weitergeleitet, es ist die Schnittstelle zwischen Frontpanel und Blockdiagramm. Anschließend wird eine While-Schleife ausgeführt (2.) bis das Abbruch-Kriterium erfüllt wird. Das Abbruch-Kriterium ist in diesem Fall die Betätigung des Stopp-Knopfes durch den Benutzer (7.). Als erstes wird in der Schleife die aktuelle Temperatur der gewählten Messkarte ausgelesen (3.) und anschließend erfolgen die Formatfestlegungen (4.) und (5.) für die Ausgabe. In den Anzeigefeldern „Messkartentemperatur“ und „Datum“ (6.) sieht der Benutzer für jeden Schleifendurchlauf die aktuellen Werte. Nach dem Abbruch der Schleife durch den Benutzer wird die Kommunikation mit der Messkarte beendet (11.). Anschließend wird eine bereits vorhandene Datei geöffnet, ansonsten wird eine neue Datei erstellt (8.). Danach wird der Temperaturmesswert mit Datumstempel in die Datei geschrieben (9.), anschließend die Datei gespeichert und geschlossen (10.).

Durch die so gewonnenen Daten über die Temperaturstabilität der Messkarte kann die Temperaturdrift während der Messung abgeschätzt und ggf. korrigiert werden. In Abbildung 17 ist zu erkennen, dass die maximale Temperaturdifferenz  $\Delta\vartheta_{\max} 3\text{ °C}$  ist.

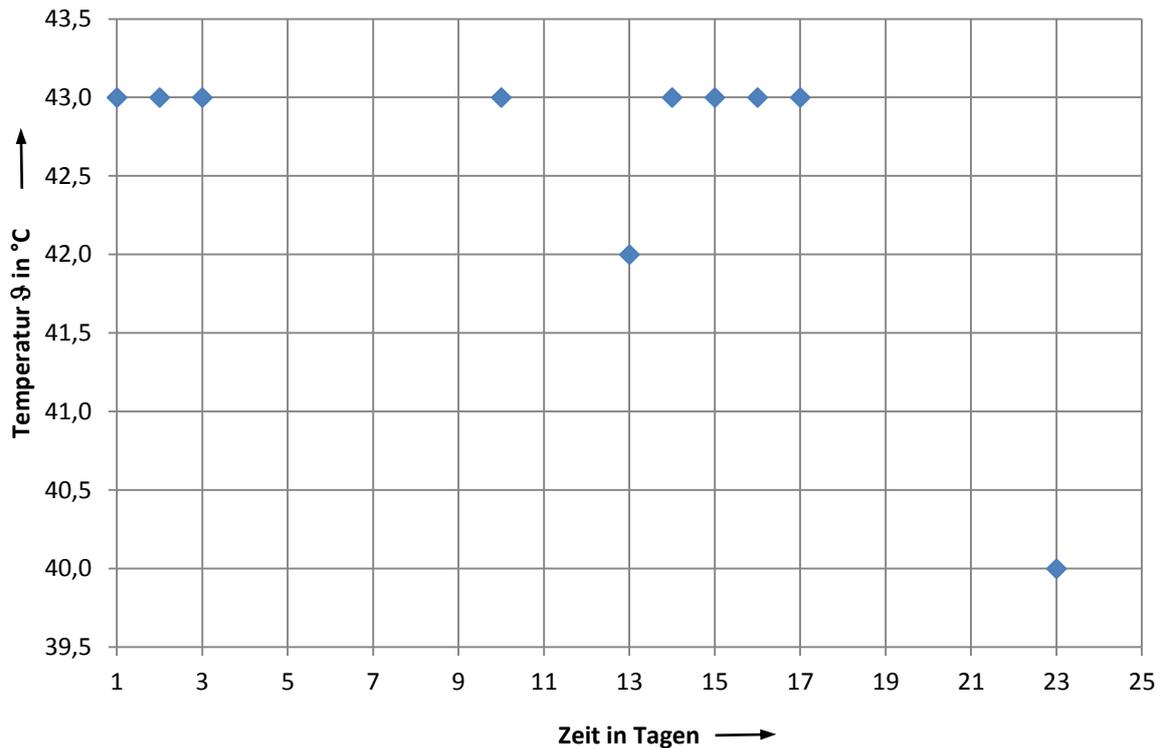


Abbildung 17: : Temperaturverhalten der Messkarte PXI-5922 in einem Zeitraum von 23 Tagen.

Die späteren Messungen werden bei einer Eingangsspannung von maximal 0,9 V durchgeführt. Die Einstellung des Ladungsverstärkers wird so gewählt, dass der 1-V-Messbereich der Messkarte verwendet werden kann. Der Hersteller gibt für die Temperaturdrift der Messkarte  $D_{\vartheta} = \pm 20$  ppm des Eingangssignals plus  $5 \mu\text{V pro } ^\circ\text{C}$  an. Bei der Annahme, dass die gemessene maximale Temperaturdifferenz  $\Delta\vartheta_{\text{max}}$  von  $3 ^\circ\text{C}$  während der Messung auftritt und die gemessene Spannung maximal 0,9 V beträgt, würde sich eine maximale Temperaturdrift  $D_{\vartheta}$  von  $33 \mu\text{V}$  ergeben. Da in der Messung nur Spannungen betrachtet werden, die größer als 0,1 mV sind, und anzunehmen ist, dass die Temperaturdrift auf beide ADUs gleich stark einwirkt, kann der Einfluss der Temperaturdrift auf die Messung vernachlässigt werden.

## 7.2 Das Messprogramm

Das verwendete Messprogramm ist sehr komplex. Der prinzipielle Ablauf des Programms ist in Abbildung 18 dargestellt, anschließend wird auf die Teilabschnitte des Programms eingegangen.

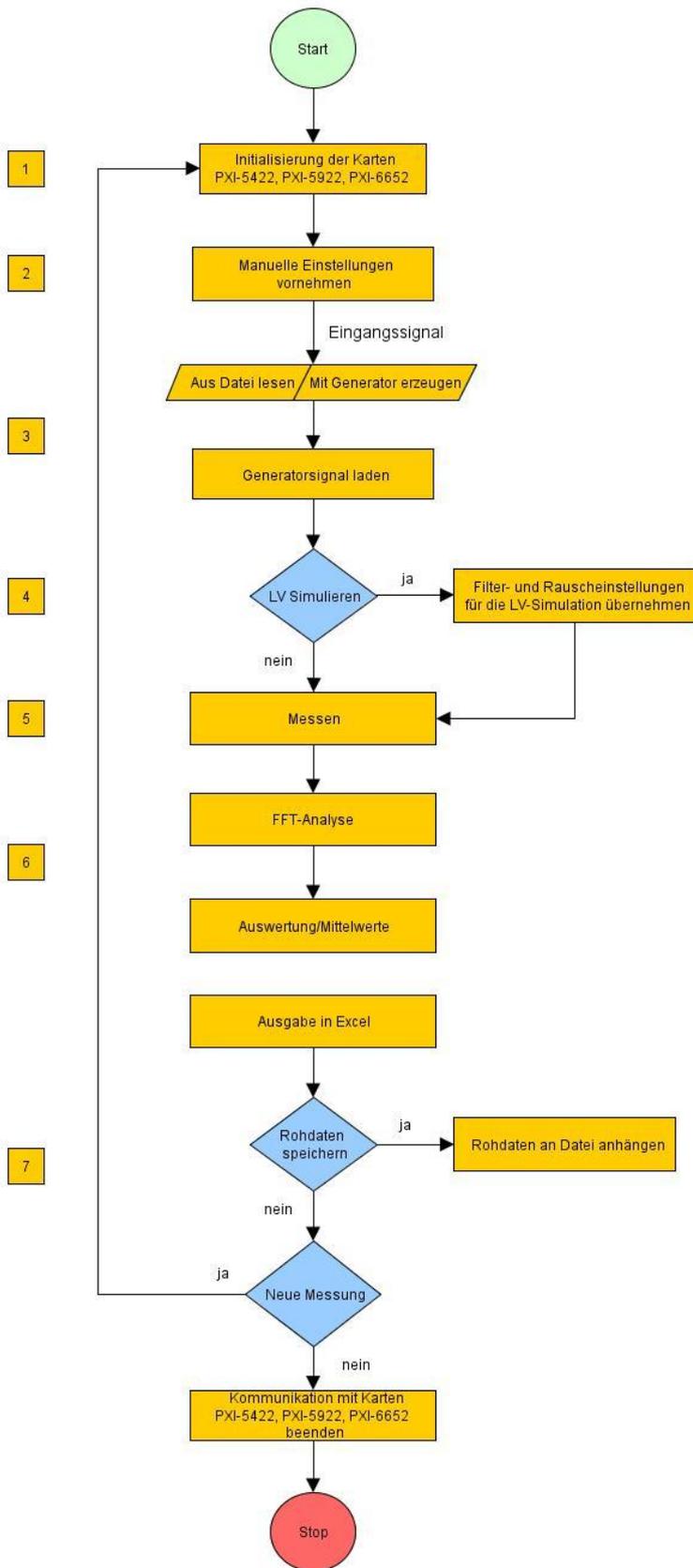


Abbildung 18: : Programmablaufplan der Ladungsverstärkermessung

### 7.2.1 Initialisierung der PXI-Karten

Im 1. Abschnitt des Programms werden die benötigten Karten PXI-5422 (Generator), PXI-5922 (ADU) und PXI-6652 (Timer) initialisiert. Außerdem werden die Taktgeneratoren, der Signalgenerator- und der ADU-Karte durch die Timer-Karte angesteuert. Dies ist erforderlich, da sich bei ersten Messungen herausstellte, dass die beiden Quarze der Karten zu leicht unterschiedlichen Taktungen der Karten führten. Aufgrund der Taktunterschiede konnte das Generatorsignal nicht genau periodenweise abgetastet werden. Dies führte zu Verfälschungen (Leakage-Effekt) bei der Auswertung mittels der Fourier-Analyse. Es wurden spektrale Anteile angezeigt, die nicht im Signal vorhanden waren. Durch die Synchronisation (Gleichtaktung) der Signalgenerator- und ADU-Karte konnte dies behoben werden.

### 7.2.2 Bedieneroberfläche (Frontpanel)

Im 2. Schritt des Programms kann der Benutzer im Frontpanel in einer Registerkarte unter „Allgemeine Einstellungen“, „Generator NI-5422“, „Messkarte NI-5922“ und „Ladungsverstärker simulieren“ alle Einstellungen wählen, die für die Messung wichtig sind. Desweiteren ist noch ein Feld für Bemerkungen vorgesehen und der Benutzer muss den Messkanal festlegen, an den der Ladungsverstärker angeschlossen wird.

### 7.2.3 Generator-Einstellungen

Das Programm bietet die Möglichkeit, dass der Generator acht verschiedene Signalformen erzeugen kann. Die Signalformen sind Sinus, Rechteck, Dreieck, Sägezahn, Rechteckimpuls, Gauß'scher Glockenkurven-Dipol, weißes Rauschen und überlagerter Sinus. Desweiteren kann eine beliebige Signalform aus einer Datei eingelesen werden. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit, reale Stoßverläufe, die mit der „Stoß-Beschleunigungs-Normalmesseinrichtung 100000 m/s<sup>2</sup>“ aufgezeichnet wurden, direkt für Messungen am Ladungsverstärker zu nutzen. Somit kann der Betrag  $S_{uq}$  des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers für ein reales Stoßsignal bestimmt werden. Dadurch muss die Messung des Ladungsverstärkers nicht über ein angenähertes Generatorsignal wie den Gauß'schen Glockenkurven-Dipol durchgeführt werden, sondern kann mit dem gemessenen Signalverlauf einer Stoßkalibrierung erfolgen.

### 7.2.4 Simulation eines Ladungsverstärkers

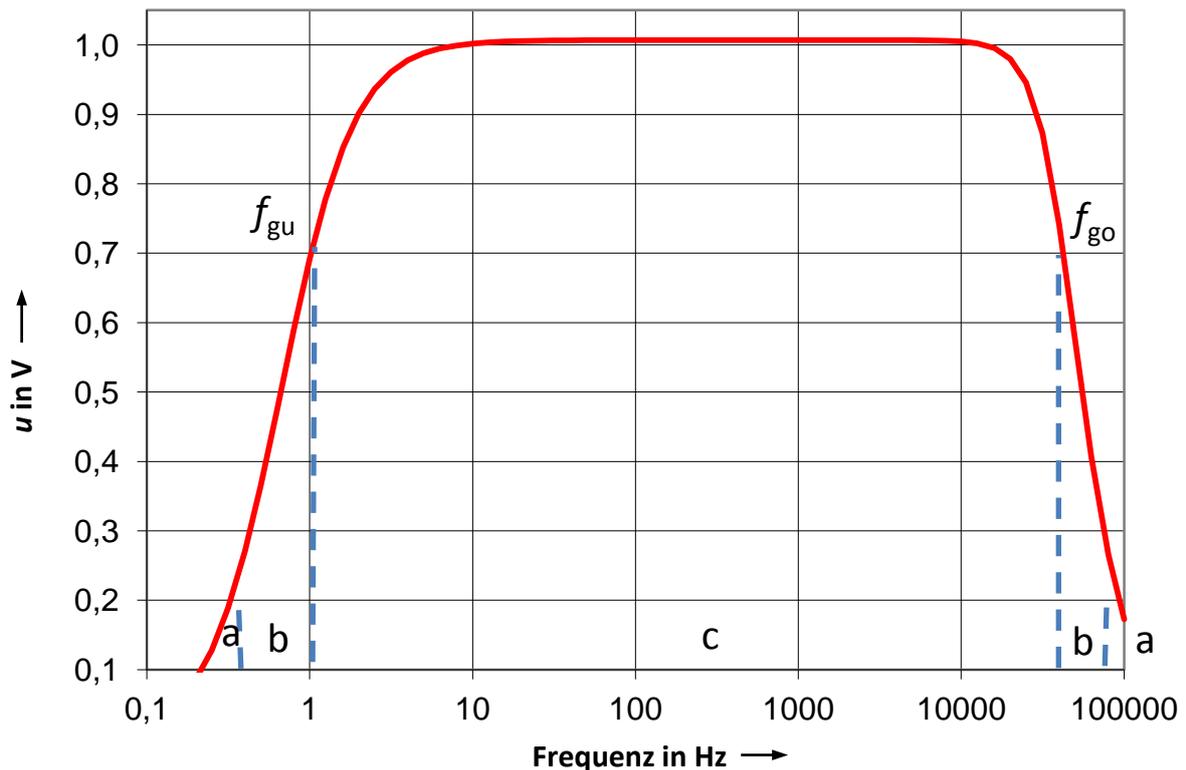
Um die Möglichkeit zu haben, das theoretische Verhalten des Ladungsverstärkers mit dem realen Verhalten zu vergleichen, wurde es im Programm vorgesehen, einen Ladungsverstärker zu simulieren. Ein digitales Bandpassfilter simuliert das Übertragungsverhalten des Ladungsverstärkers. Dieses

Filter wird durch einen digitalen Butterworth-Hochpass, dem ein Butterworth-Tiefpass nachgeschaltet wird, realisiert.

Der Vorteil des Butterworth-Filters gegenüber anderen Filtern ist, dass es im Durchlassbereich einen sehr flachen Frequenzgang hat. Dieser Vorteil wird allerdings auf Kosten einer geringeren Steilheit im Grenzbereich zwischen Durchlass- und Sperrbereich erkaufte. Viele Ladungsverstärker weisen ebenfalls einen Frequenzgang mit geringer Steilheit nach der Grenzfrequenz auf. Daher eignet sich das Butterworth-Filter sehr gut für das Simulieren des Übertragungsverhaltens eines Ladungsverstärkers. Das Butterworth-Bandpassfilter besteht aus einer Kombination eines Tiefpassfilters mit einer oberen Grenzfrequenz  $f_{go}$  und einem Hochpassfilter mit einer unteren Grenzfrequenz  $f_{gu}$ . Die Ausgangsspannung  $u_{aus}$  ergibt sich für eine bestimmte Frequenz  $f$  aus der Eingangsspannung  $u_{ein}$  und dem Produkt des Hoch- und Tiefpasses [15].

$$u_{aus}(f) = u_{ein}(f) \cdot \frac{1}{(1 + (f/f_{go})^{2n})^{1/2}} \cdot \frac{1}{(1 + (f_{gu}/f)^{2n})^{1/2}} \quad \text{Gl. 54}$$

Wird die Ordnungszahl  $n$  des Filters erhöht, desto steiler wird der Kurvenverlauf zwischen Durchlassbereich und Sperrbereich, da der Filter einen breiteren Durchlassbereich hat. Durch die einstellbare Filterordnung kann die Steilheit der Filterkurve zwischen Durchlassbereich und Sperrbereich eingestellt werden. Allerdings wird diese Steilheit mit einem ungünstigeren Einschwingverhalten erkaufte. Daher muss ein Kompromiss zwischen Höhe der Filterordnung und dem Einschwingverhalten gefunden werden. In Abbildung 19 ist ein Bandpass mit Grenzfrequenzen und den dadurch entstehenden Sperrbereichen, Übergangsbereichen und dem Durchlassbereich dargestellt. Der Übergang zwischen Durchlassbereich und Übergangsbereich ist erreicht, wenn das Ausgangssignal  $u_{aus}$  um 3 dB gedämpft ist. Dort befindet sich die Grenzfrequenz  $f_g$  des Filters. Der Sperrbereich kann durch ein Minimum an Dämpfung definiert werden, z.B. 13 dB.



a = Sperrbereich

b = Übergangsbereich

c = Durchlassbereich

Abbildung 19: Darstellung eines Bandpasses mit oberer und unterer Grenzfrequenz.

### 7.2.5 Durchführung der Messung

Der Generator PXI-5422 erzeugt das Generatorsignal und gibt es aus. Die Messkarte PXI-5922 arbeitet mit einem sogenannten Pretrigger. Das bedeutet, die Messkarte nimmt ununterbrochen Messwerte auf und überschreibt diese in einer Endlosschleife. Der Benutzer legt einen Triggerpunkt fest, ab dem die Messwerte dargestellt werden sollen und wie viele Messwerte vor dem Erreichen des Triggerpunktes angezeigt werden sollen (in Prozent). Die Abtastrate, mit der die ADU-Karte Messwerte erfasst, ist abhängig von der eingestellten Generatorgrundfrequenz und wird vom Programm automatisch eingestellt.

### 7.2.6 Verarbeitung der Messdaten

Aus der gemessenen Generatorspannung  $\hat{u}_{\text{gen}}(t)$  und der Ausgangsspannung des Ladungsverstärkers  $\hat{u}_a(t)$  wird jeweils die Fourier-Analyse nach Abschnitt 6 durchgeführt. Anschließend wird für jede Spektrallinie  $\omega_n$  der Quotient aus Ladungsverstärkerausgangsspannung und Generatorspannung gebildet.

$$S_{uu}(\omega_n) = \frac{\hat{u}_a(\omega_n)}{\hat{u}_{gen}(\omega_n)}$$

Gl. 55

Anschließend werden die einzelnen Messreihen gemittelt und die Standardabweichung berechnet. Um den Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers  $S_{uq}$  zu berechnen, muss später  $S_{uu}(\omega_n)$  noch mit dem Wert des Normalkondensators  $C_{ref}$  multipliziert werden. Dies erfolgt in einer Exceldatei.

### 7.2.7 Messwertausgabe in eine Exceldatei

Es wurde eine Exceldatei als Vorlage für die Aufnahme der Messdaten erstellt. Es werden die Mittelwerte der einzelnen  $S_{uu}(\omega_n)$  zusammen mit der Standardabweichung in die Datei geschrieben. In der Excelvorlage wird automatisch aus den zwei Messungen, wie in Abschnitt 5.1 beschrieben, das geometrische Mittel und die erweiterte relative Messunsicherheit mit  $k=2$  berechnet. Außerdem besteht die Möglichkeit, die gemessene Generator- und die Ausgangsspannung des Ladungsverstärkers im Zeitbereich als sogenannte "Rohsignale" an die Exceldatei anzuhängen. Anschließend kann die Datei unter neuem Namen abgespeichert werden.

Abbildung 20 zeigt die sieben beschriebenen FFT Unterprogramme und wo sie sich im ersten Abschnitt des Hauptprogrammes finden.

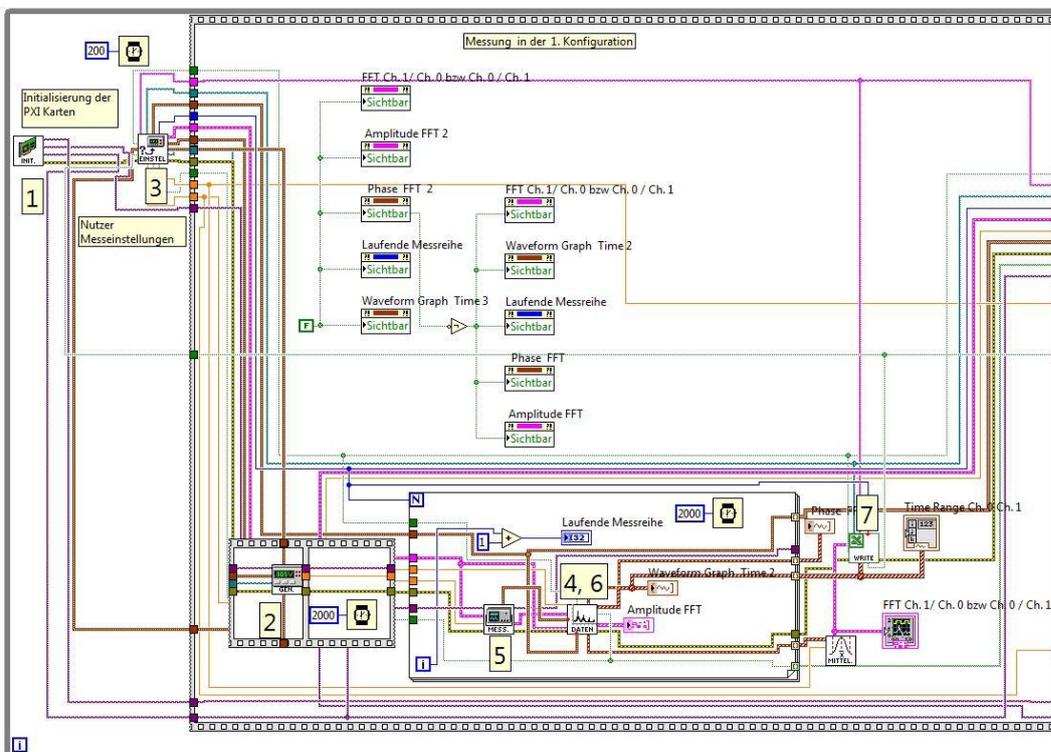


Abbildung 20: 1. Abschnitt des Hauptprogramms.

## 8 Vorabuntersuchungen am Messaufbau

Um Einflüsse von verschiedenen Impulsformen und -zeiten auf das Übertragungsverhalten von Ladungsverstärkern zu untersuchen, wurde der Normalladungsverstärker Hersteller Brüel & Kjær, Typ 2635 genutzt. Dieser Ladungsverstärker wird an der „Stoß-Beschleunigungs-Normalmesseinrichtung 100000 m/s<sup>2</sup>“ für Kalibrierungen eingesetzt. Der Ladungsverstärker hatte während aller Untersuchungen folgende Einstellungen: einen Hochpass von 0,2 Hz; einen Tiefpass > 100 kHz; Aufnehmerempfindlichkeit (Transducer Sensivity) von 1 pC/(m/s<sup>2</sup>); Messbereich (Transducer Sensivity) 1-11 pC/(m/s<sup>2</sup>) und eine Verstärkung von 1 mV/Unit Out. In Abbildung 21 ist die Frontansicht des Ladungsverstärkers mit den genannten Einstellungen zu sehen.



Abbildung 21: Frontansicht auf den Ladungsverstärker Brüel & Kjær Typ 2635.

Im Vorfeld der eigentlichen Messung wurden einige Untersuchungen durchgeführt, die dazu dienten, das Programm zu validieren, dies werden in diesem Kapitel behandelt. Im ersten Schritt wurde die Fourier-Analyse des Programms überprüft.

## 8.1 Vergleich zweier Fourier-Analyse-Auswerteverfahren

Mit dem Generator wurde ein Sägezahnsignal mit einem Spitzenwert von 0,9 V bei einer Frequenz von 650 Hz erzeugt. Das Generatorausgangssignal und das Ausgangssignal des Ladungsverstärkers wurden mit dem in LabView geschriebenen Programm gemessen (siehe Abbildung 8). Das Programm führte die Fourier-Analyse durch und ermittelte den Betrag  $S_{uq}$  des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers. Es wurde die Option "Rohsignale an die Exceldatei anhängen" gewählt. So besteht die Möglichkeit, die Messsignale noch mit einem anderen Programm auszuwerten und die Ergebnisse miteinander zu vergleichen. Die "Rohdaten" wurden mit dem Programm GNU Octave ausgewertet. GNU Octave ist ein Mathematikprogramm, welches auch eine Fourier-Analyse zur Verfügung stellt. Der ermittelte Betrag  $S_{uq}$  des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers nach der Anwendung der Fourier-Analyse mit beiden Programmen ist in Abbildung 22 dargestellt.

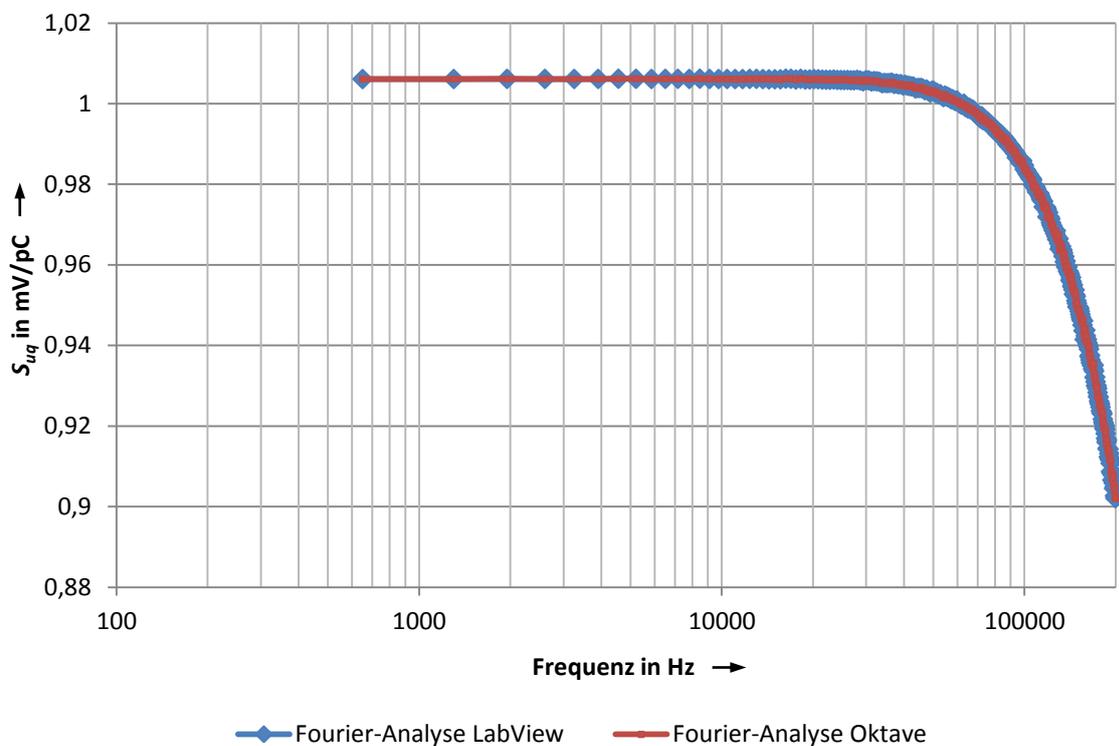


Abbildung 22: Fourier-Analyse mit LabView und GNU Octave.

Wie im Diagramm gut zu erkennen, gibt es für den gesamten Frequenzbereich von 650 Hz (niedrigste Spektrallinie) bis 199548 Hz (größte Spektrallinie) keine signifikanten Abweichungen der beiden Fourier-Analysen. Die Grundfrequenz von 650 Hz wurde bewusst gewählt, da an der „Stoß-Beschleunigungs-Normalmesseinrichtung 100000 m/s<sup>2</sup>“ bereits eine derartige Spektralanalyse durchgeführt wird. Diese Analyse bietet eine Spektrallinienauflösung von 650 Hz aufgrund der Messzeit des Stoßsignals und der anschließenden Fensterung. Nachdem die Fourier-Analyse über-

prüft wurde, wird im nachfolgenden Abschnitt eine Messung mit einem simulierten Ladungsverstärker, wie unter Abschnitt 7.2.4 beschrieben, durchgeführt.

## 8.2 Messung eines simulierten Ladungsverstärkers

Bei der simulierten Messung eines Ladungsverstärkers wurde ein Sägezahnsignal mit einem Spitzenwert von 0,9 V auf beide Eingänge der Messkarte PXI-5922 gelegt. Da kein realer Ladungsverstärker zum Einsatz kommt, wird der Normalkondensator nicht benötigt. Im Messprogramm wurde die Option „Ladungsverstärker simulieren“ gewählt. Dadurch wird das Messsignal, welches normalerweise dem Ausgangssignal des Ladungsverstärkers entspricht, durch einen Software-Butterworth-Hoch- und Butterworth-Tiefpass gefiltert. Der Butterworth-Hochpass hatte eine Grenzfrequenz  $f_{gu}$  von 0,2 Hz und der Butterworth-Tiefpass eine Grenzfrequenz  $f_{go}$  von 100 kHz. Die Verstärkung des simulierten Ladungsverstärkers betrug 1. Um das Grundrauschen eines Ladungsverstärkers nachzubilden, wurde dem Signal im Messkanal des simulierten Ladungsverstärkers noch eine Rauschamplitude von 3 mV überlagert. In Abbildung 23 ist das gemessene Übertragungsverhalten  $S_{us}$  des simulierten Ladungsverstärkers bei verschiedenen Filterordnungen über der Frequenz aufgetragen.

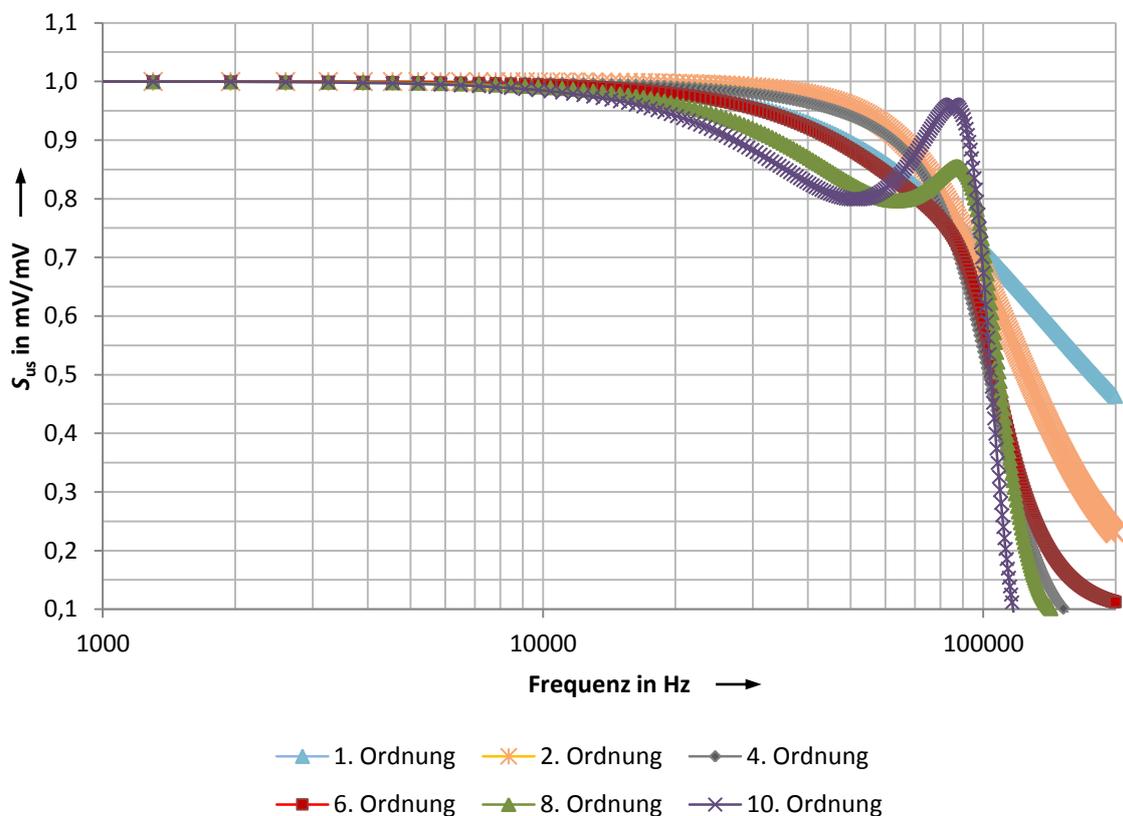


Abbildung 23: Einfluss der Filterordnung auf das Übertragungsverhalten eines Butterworth-Filters.

Es ist gut zu erkennen, dass sich mit steigender Ordnungszahl die Steilheit des Filters im Grenzbereich erhöht, aber es bilden sich Welligkeiten sogenannte „Ripple“ im Übertragungsband. Das bedeutet, dass der simulierte Übertragungsfaktor  $S_{us}$  einen kürzeren konstanten Bereich aufweist und im Übergangsbereich stark variiert und nicht monoton zur Grenzfrequenz absinkt. Daher sollte ein ausgewogenes Verhältnis zwischen der Steilheit und dem Einfluss der „Ripple“ gefunden werden. Nur so kann bei der Simulation das reale Übertragungsverhalten eines Ladungsverstärkers im Frequenzbereich möglichst gut beschrieben werden.

### 8.3 Messung des Betrages des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers $S_{uq}$ bei sinusförmiger Anregung

Nachdem die Messung eines simulierten Ladungsverstärkers das zu erwartende Übertragungsverhalten zeigte, wurden nun die ersten Untersuchungen am Ladungsverstärker Hersteller Brüel & Kjær, Typ 2635 durchgeführt. Der Messaufbau wurde, wie im Abschnitt 5 beschrieben, realisiert. Im ersten Schritt wurde der Ladungsverstärker mit einem sinusförmigen Eingangssignal durchgemessen. Anschließend wurde der Ladungsverstärker mit dem bereits bestehenden Kalibrieraufbau gemessen und die Ergebnisse beider Varianten (PXI-System und Digitalvoltmeter) miteinander verglichen. Dazu wurde die normalisierte Abweichung, der sogenannte  $E_N$ -Wert, nach

$$E_N = \frac{S_{uq \text{ Normal}} - S_{uq \text{ neu}}}{\sqrt{u_{\text{Normal}}^2 + u_{\text{neu}}^2}} \quad \text{Gl. 56}$$

berechnet [6]. Wie Gleichung Gl. 56 zeigt, wird der Übertragungskoeffizient des Ladungsverstärkers  $S_{uq \text{ neu}}$ , der durch die Fourier-Analyse mit dem neuen Verfahren ermittelt wurde, vom Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers  $S_{uq \text{ Normal}}$  des bisherigen Verfahrens subtrahiert und anschließend durch die Wurzel der summierten Quadrate der absoluten Messunsicherheiten der beiden Verfahren dividiert. Die Messunsicherheit für das Normalverfahren beträgt 0,1 %, und für das neue Verfahren wurde die gleiche Messunsicherheit abgeschätzt. Der  $E_N$ -Wert gibt einen schnellen Überblick, ob sich die Messwerte der beiden Verfahren unter Einbezug ihrer Messunsicherheiten überlappen. Ist der  $E_N$ -Wert für einen Messpunkt  $\leq 1$ , so stimmen beide Verfahren innerhalb ihrer Messunsicherheiten überein. Im gesamten gemessenen Frequenzbereich ist der  $E_N$ -Wert  $\leq \pm 1$ . Dies ist in Abbildung 24 gut zu erkennen. Bei tieferen Frequenzen steigt der  $E_N$ -Wert an. Dies kann mehrere Gründe haben, wie z.B. Störeinflüsse, die aufgrund der verlängerten Messzeit einen stärkeren Einfluss auf das Ergebnis haben. Da der  $E_N$ -Wert auch bei niedrigen Frequenzen nicht  $\geq \pm 1$  ist und die derzeitige Spektralauflösung bei der „Stoß-Beschleunigungs-Normalmessenrichtung 100000 m/s<sup>2</sup>“ 650 Hz beträgt und damit das Frequenzspektrum unterhalb von 650 Hz keinen nen-

nenswertem Einfluss auf die Messungen haben sollte, wurde die Ursache für den Anstieg nicht weiter untersucht.

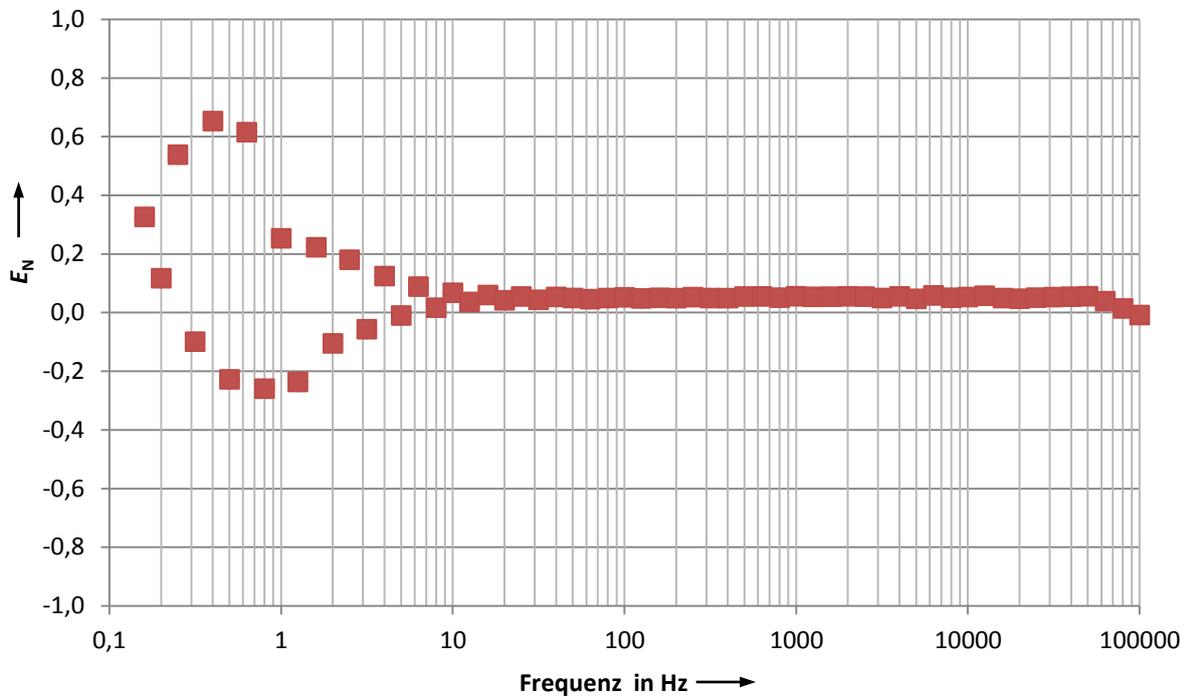


Abbildung 24: Darstellung des  $E_N$ -Wertes über der Frequenz.

Im zweiten Schritt wurde die Langzeitstabilität des Ladungsverstärkers untersucht. Dazu wurde der Ladungsverstärker an verschiedenen Tagen mit beiden Verfahren gemessen. Die Standardabweichung  $s$

$$s = \sqrt{\sum_{k=1}^n (S_{uq,k} - \bar{S}_{uq})^2} \quad \text{Gl. 57}$$

wurde für beide Verfahren unabhängig berechnet [6].

$S_{uq,k}$  ist der Betrag des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers für die  $n$ -te Messung,  $\bar{S}_{uq}$  ist der Mittelwert aller Messungen für das jeweilige Verfahren. Die Standardabweichungen beider Verfahren lagen in der gleichen Größenordnung und waren kleiner als  $2 \cdot 10^{-4}$ . Es ist davon auszugehen, dass der neue Aufbau eine Langzeitstabilität vergleichbar mit dem herkömmlichen Aufbau hat.

## 8.4 Ermittlung der experimentell realisierbaren Auflösung der Messkarte PXI-5922

Bei der Fourier-Analyse sollten möglichst viele Oberwellen betrachtet werden. Mit steigender Anzahl der Oberwellen nimmt deren Amplitude sehr schnell ab. Daher ist es wichtig zu wissen, welche minimal gemessenen Spannungsamplituden noch auswertbar sind. Die theoretische Auflösung der Messkarte ist vom eingestellten Spannungsbereich und von der Bitanzahl abhängig. Bei einer Generatorspannung von 0,9 V kann der 1-V-Messbereich der Messkarte benutzt werden. In diesem Messbereich kann eine maximale Spannung von  $\pm 1,2$  V gemessen werden. Bei einer Grundfrequenz von 650 Hz ergibt sich eine eingestellte Abtastrate des Messsignals von 10 MSamples/s und dadurch eine Bitauflösung von 18 Bit. Die maximale Auflösung (LSB) kann so nach

$$LSB = \frac{U_{FS}}{2^{n-1}} = \frac{2,4 \text{ V}}{2^{18-1}} = 9,16 \mu\text{V} \quad \text{Gl. 58}$$

berechnet werden. Da dieser theoretische Wert durch Störeinflüsse nur selten oder gar nicht zu erreichen ist, wurde experimentell eine realisierbare Auflösung ermittelt. Dazu wurde mit dem Generator eine Grundsineusschwingung von 650 Hz mit einer Amplitude von 0,9 V erzeugt, mit der 1. Oberwelle von 1300 Hz überlagert und auf beide Messkanäle gegeben. Die anfängliche Amplitude der 1. Oberwelle betrug 9,16  $\mu\text{V}$  und wurde nach jeder Messreihe erhöht. Das Amplitudenverhältnis wurde über 10 Schwingungsperioden gemessen und es wurden 10 Wiederholungsmessungen durchgeführt. Da das gleiche Eingangssignal auf beide Eingänge der Messkarte gegeben wurde, sollte das Amplitudenverhältnis 1 betragen. In der Tabelle 1 ist das Ergebnis der einzelnen Messreihen dargestellt.

Tabelle 1: Experimentell ermittelte Auflösung der Messkarte PXI-5922

Generatorspannung der 1. Oberwelle  in V	Amplitudenverhältnis der beiden Eingangskanäle für die 1. Oberwelle in V/V	erweiterte relative Messunsicherheit mit $k=2$  in %	rel. Abweichung des Amplitudenverhältnis der 1. Oberwelle von 1  in %
9,16E-06	0,99945	8,13E-03	0,05491
1,83E-05	1,00364	9,16E-03	-0,36418
7,33E-05	0,99953	3,92E-03	0,04686
9,16E-05	1,00013	7,89E-04	-0,01273
4,58E-04	1,00000	2,79E-04	0,00029
4,58E-03	1,00000	3,37E-05	-0,00021
4,58E-02	1,00000	5,52E-06	0,00005
5,00E-01	1,00000	4,38E-06	-0,00016

Ab einer Generatorspannung von 91,6  $\mu\text{V}$  ist die erweiterte relative Messunsicherheit akzeptabel. Allerdings ist die relative Abweichung des Amplitudenverhältnisses der 1. Oberwelle vom Wert 1 mit

rund -0,01 % grenzwertig. Unter der Annahme, dass das Grundrauschen gleichverteilt ist und alle Störeinflüsse auf jede Oberwelle gleich einwirken, kann die realisierbare Auflösung der Messkarte mit einem Sicherheitsfaktor von 0,1 mV angenommen werden.

## 9 Messungen am Ladungsverstärker mit verschiedenen Eingangsimpulsformen

In dieser Arbeit wird das Verhalten des Ladungsverstärkers bei verschiedenen Eingangsimpulsformen untersucht. Daher ist es wichtig, die Besonderheiten der verwendeten Eingangssignale zu kennen. Im nächsten Abschnitt werden die verwendeten Signale eingehend betrachtet.

### 9.1 Darstellung der Eingangssignalformen im Zeit- und Frequenzbereich

Die verschiedenen Signale, mit denen der Ladungsverstärker gespeist werden soll, unterscheiden sich stark von ihrer Form. Aus diesem Grund werden die einzelnen Signale kurz im Zeit- und Frequenzbereich beschrieben. Die folgenden Gleichungen sind von [16] abgeleitet, beginnend mit der einfachsten Signalform, der Sinusschwingung. Sie besteht nur aus der Grundwelle und hat keine Oberwellen.

#### 9.1.1 Sinus

In Abbildung 25 ist gut zu erkennen, dass die Grundwelle im Frequenzspektrum als einzige Spektrallinie auftritt. Die momentane Spannung  $u(t)$  für eine bestimmte Zeit  $t$  berechnet sich nach

$$u(t) = \hat{U} \cdot \sin(\omega_0 t) , \quad \text{Gl. 59}$$

wobei  $\omega_0$  der Kreisfrequenz,  $t$  der Zeit und  $\hat{U}$  der Amplitude entspricht.

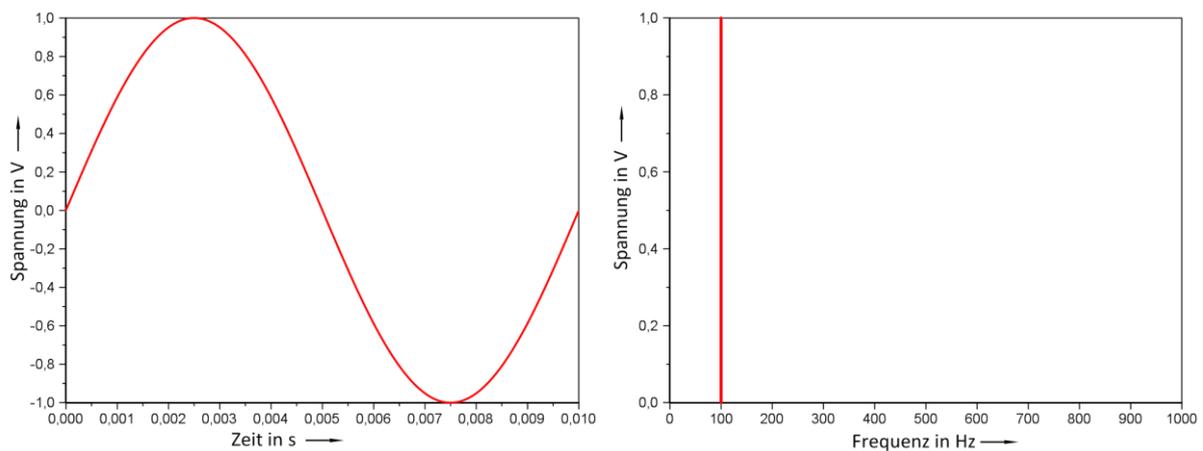


Abbildung 25: Darstellung eines Sinussignals im Zeit- (links) und Frequenzbereich (rechts).

#### 9.1.2 Überlagerter Sinus

Wird zu einer monofrequenten Sinusschwingung ein weiteres Sinussignal addiert, ergibt sich ein überlagertes Sinussignal. Entspricht die Frequenz des zweiten Sinussignals ein Vielfaches des ersten Sinussignals, ergibt sich ein Signalverlauf, wie er in Abschnitt 8.4 eingesetzt wurde. Für ein überlager-

tes Sinussignal muss das mathematische Model aus Gleichung Gl. 59 nur um den Term des zweiten Sinussignals (Oberwelle) erweitert werden.

$$\begin{aligned} u(t) &= \hat{U} \cdot (\sin(\omega_0 t) + \sin(n\omega_0 t)) \\ &= \hat{U} \cdot (\sin(2\pi f_0 t) + \sin(2\pi n f_0 t)) \end{aligned} \quad \text{Gl. 60}$$

In Abbildung 26 ist eine überlagerte Sinusfunktion im Zeit- und Frequenzbereich dargestellt. Die Grundschiwingung beträgt in diesem Fall 100 Hz und wurde von einem phasengleichen Signal, welches einer 1. Oberwelle entsprechen würde, überlagert. Die Amplituden der beiden Signale waren gleich groß.

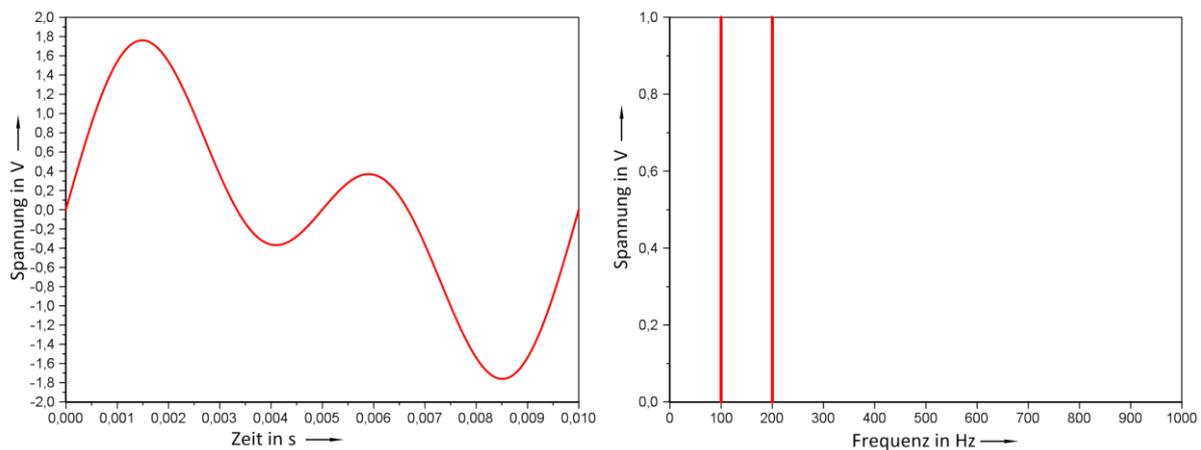


Abbildung 26: Darstellung eines überlagerten Sinussignals im Zeit- (links) und Frequenzbereich (rechts).

### 9.1.3 Dreiecksignal

Als nächste Signalform wird das Dreiecksignal betrachtet. Das Dreieckssignal ist durch die Gleichung

$$u(t) = \frac{8\hat{U}}{\pi^2} \cdot \left( \frac{1}{1^2} \sin(\omega_0 t) - \frac{1}{3^2} \sin(3\omega_0 t) + \frac{1}{5^2} \sin(5\omega_0 t) - \dots \right). \quad \text{Gl. 61}$$

beschrieben. Der quadratische, zunehmende Term im Nenner der Gleichung sorgt für eine schnelle Abnahme der Amplituden der Oberwellen. In der nachfolgenden Abbildung ist ein Dreiecksignal im Zeit- und Frequenzbereich abgebildet. In der Frequenzdarstellung ist gut zu erkennen, dass nur die ungeraden Oberwellen vorhanden sind.

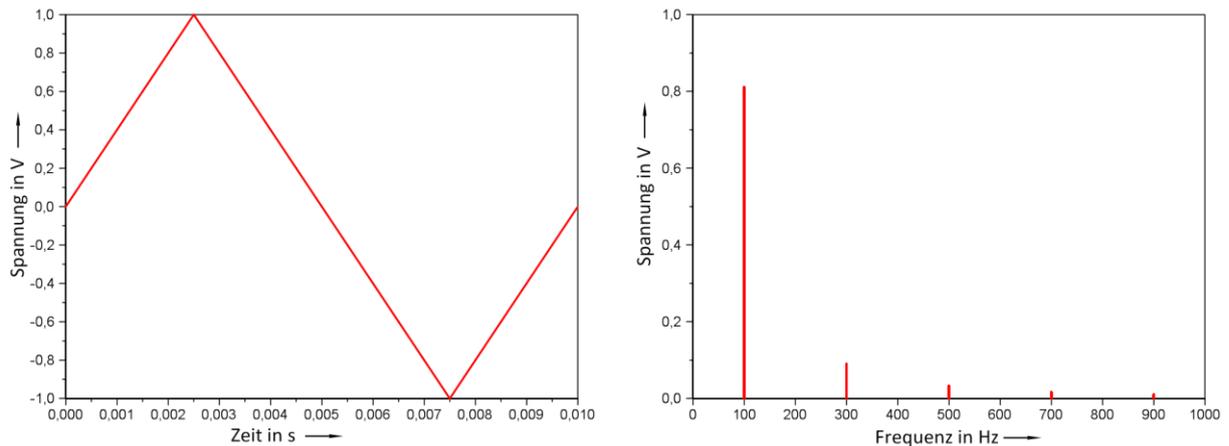


Abbildung 27: Darstellung eines Dreiecksignals im Zeit- (links) und Frequenzbereich (rechts)

Die schnelle Abnahme der Amplituden mit steigender Ordnung  $n$  der Oberwellen, sowie die nur ungerade auftretenden Oberwellen sind von Nachteil, wenn möglichst viele Oberwellen im Frequenzspektrum betrachtet werden sollen.

#### 9.1.4 Rechtecksignal

Das nachfolgende Rechtecksignal weist einen nicht so starken Abfall der Amplituden mit steigender Oberwellenzahl auf, da die Oberwellenordnung  $n$  im Nenner nicht quadratisch eingeht. Auch hier treten nur ungerade Oberwellen auf. Die Gleichung für ein Rechtecksignal lautet:

$$u(t) = \frac{4\hat{U}}{\pi} \cdot (\sin(\omega_0 t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega_0 t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega_0 t) + \dots). \quad \text{Gl. 62}$$

Wird ein Signal mit einer Grundfrequenz von 100 Hz nach Gleichung Gl. 62 erzeugt, ergibt sich ein Rechtecksignal wie es in Abbildung 28 zu sehen ist.

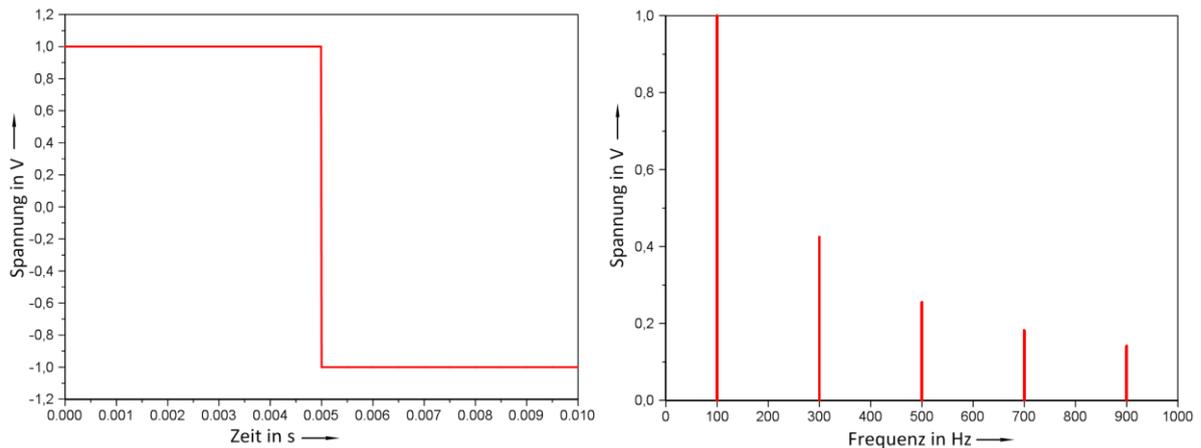


Abbildung 28: Darstellung eines Rechtecksignals im Zeit- (links) Frequenzbereich (rechts)

### 9.1.5 Rechteckimpuls

Der Tastgrad  $T_a$  bei einem normalen Rechtecksignal ergibt sich aus dem Verhältnis der Impulsdauer  $\tau$  und der Periodendauer  $T$  wie in Gleichung Gl. 63 dargestellt.

$$T_a = \frac{\tau}{T} \quad \text{Gl. 63}$$

Da bei einem Rechtecksignal für die halbe Periodendauer die Spannung  $\hat{U}$  und für die andere Hälfte  $-\hat{U}$  anliegt, ergibt sich ein festes Tastverhältnis von 0,5. Soll dieses Tastverhältnis veränderbar sein, gibt es die Möglichkeit, einen Rechteckimpuls zu erzeugen. Die Gleichung für einen nicht mittelwertfreien Rechteckimpulsfolgt nach [17] mit

$$\begin{aligned}
 u(t) = & \hat{U} \cdot T_a + 2\hat{U} \cdot T_a \\
 & \cdot \left( \left| \frac{\sin(\pi \cdot T_a)}{1\pi \cdot T_a} \right| \cdot \cos(1\omega_0 t - \varphi) + \left| \frac{\sin(2\pi \cdot T_a)}{2\pi \cdot T_a} \right| \right. \\
 & \cdot \cos(2\omega_0 t - \varphi) + \left| \frac{\sin(3\pi \cdot T_a)}{3\pi \cdot T_a} \right| \cdot \cos(3\omega_0 t - \varphi) \\
 & \left. + \dots \right) \quad \text{Gl. 64}
 \end{aligned}$$

$$\varphi = \begin{cases} \pm 2\pi n & \frac{\sin(n\pi \cdot T_a)}{n\pi \cdot T_a} \geq 0 \\ \pm \pi \pm 2\pi n & \frac{\sin(n\pi \cdot T_a)}{n\pi \cdot T_a} < 0 \end{cases} .$$

Als Besonderheit bei einem Rechteckimpuls ist zu erwähnen, dass Spektrallinien, die ein Vielfaches des Kehrwertes der Impulsdauer  $\tau$  sind, nicht vorkommen. Für eine Impulsdauer von 2 ms, wie in Abbildung 29 dargestellt, wird die 1. fehlende Spektrallinie  $f_{\text{Fehlend}}$  wie folgt berechnet:

$$f_{\text{Fehlend}} = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{0,002 \text{ s}} = 500 \text{ Hz} .$$

Gl. 65

Da die erste fehlende Spektrallinie bei 500 Hz liegt, muss die nächste bei 1000 Hz liegen und die dritte fehlende bei 1500 Hz usw. Dass die 500 Hz-Spektrallinie und 1000 Hz-Spektrallinie im Frequenzbereich nicht vorkommen, ist in Abbildung 29 gut zu erkennen.

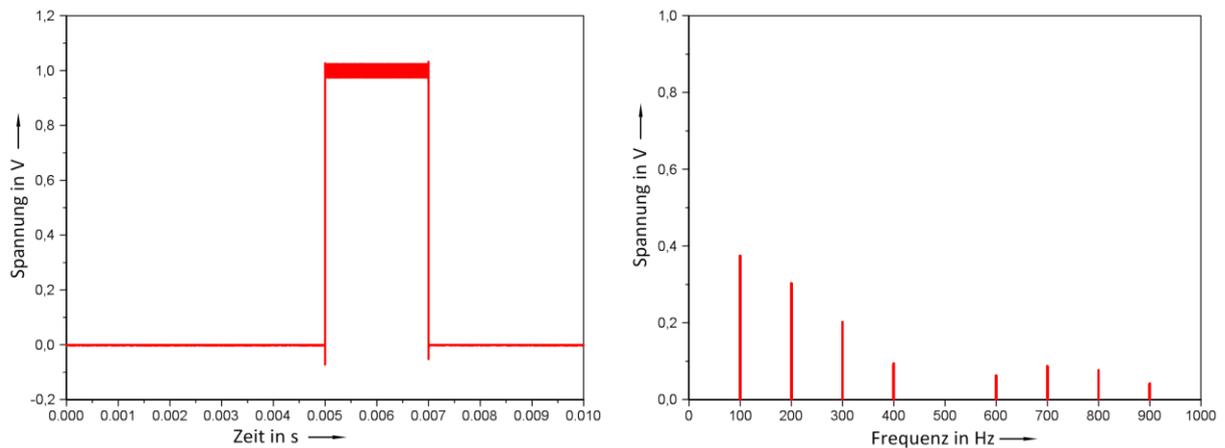


Abbildung 29: Darstellung eines Rechteckimpulssignals im Zeit- (links) und Frequenzbereich (rechts).

### 9.1.6 Sägezahnsignal

Ein weiteres Signal, welches für die Fourier-Analyse interessant sein kann, ist das Sägezahnsignal. Die Fourier-Reihe der Sägezahnfunktion in Gleichung Abbildung 30 zeigt, dass alle Oberwellen im Signal enthalten sind. Da die Amplitude der Spektrallinien mit steigender Oberwelle nicht zu stark abnimmt, ist es eine Signalform, die sich gut eignet, um eine Fourier-Analyse auch im hohen Frequenzbereich durchzuführen.

$$u(t) = \frac{2\hat{U}}{\pi} \cdot (\sin(\omega_0 t) - \frac{1}{2} \sin(2\omega_0 t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega_0 t) - \dots). \quad \text{Gl. 66}$$

In Abbildung 30 ist zu sehen, dass alle Oberwellen im Sägezahnsignal vorhanden sind und die Amplitude bei steigender Oberwellenzahl abnimmt.

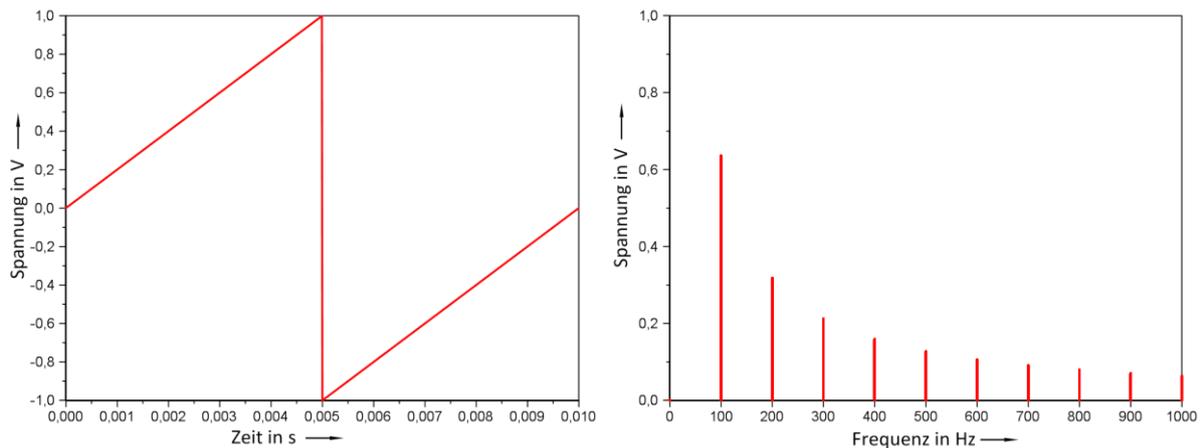


Abbildung 30: Darstellung eines Sägezahnsignals im Zeit- (links) und Frequenzbereich (rechts).

### 9.1.6 Rauschsignal

Das weiße Rauschen ist eine Signalform, welche alle Spektrallinien enthält. Die Amplitude für jede Frequenzlinie des hier verwendeten weißen Rauschens ergibt sich durch einen pseudozufälligen Algorithmus, mit der Standardabweichung  $\hat{U}/\sqrt{3}$  und dem Erwartungswert  $\hat{U}_n = 0$  (mittelwertfreies Rauschen). Der Phasenwinkel  $\varphi_n$  für jede Spektrallinie wird auch durch eine pseudozufällige Folge festgelegt. Der Spannungsspitzenwert  $\hat{U}_n$  für jede Spektralkomponente ergibt sich aus dem Spannungsspitzenwert  $\hat{U}$  dividiert durch  $\sqrt{3}$  und anschließend multipliziert mit einer Zufallszahl  $z$ , die einen beliebigen Wert zwischen +1 und -1 annehmen kann.

$$\hat{U}_n = \frac{\hat{U}}{\sqrt{3}} \cdot z \quad \text{Gl. 67}$$

Das weiße Rauschen wird folgendermaßen beschrieben:

$$u(t) = \hat{U}_1 \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_1) + \hat{U}_2 \cdot \sin(2\omega_0 t + \varphi_2) + \hat{U}_3 \cdot (\sin(3\omega_0 t + \varphi_3) + \dots) \quad \text{Gl. 68}$$

Das so entstehende Rauschmuster ist für eine einzelne Messung in Abbildung 31 dargestellt. Je mehr Messungen gemittelt werden, umso stärker nähert sich der Wert für jede Amplitude dem Wert  $\hat{U}/\sqrt{3}$  an. Damit ist das weiße Rauschen immer gleichverteilt, wenn genug Messungen durchgeführt werden.

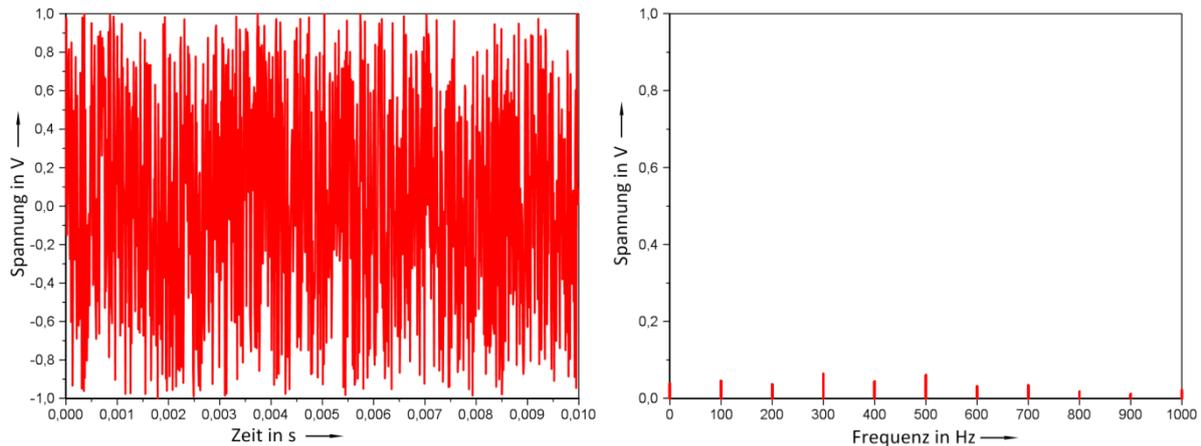


Abbildung 31: Darstellung eines weißen Rauschsignals im Zeit- (links) und Frequenzbereich (rechts).

### 9.1.8 Gauß'scher-Dipol

Bei der Kalibrierung von Beschleunigungsaufnehmern an der „Stoß-Beschleunigungs-Normalmesseinrichtung 100000 m/s<sup>2</sup>“ erfährt der Aufnehmer eine Beschleunigung, deren Zeitverlauf einer abgeleiteten Gauß-Funktion ähnelt und einen Dipolverlauf aufweist. Im weiterem wird diese Signalform als Gauß'scher-Dipol bezeichnet. Daher wäre es hilfreich, auch ein Signal mit diesem Zeitverlauf erzeugen zu können. Die Funktion für einen Gauß'schen-Dipol kann durch die Differenzierung des Gaußpulses bestimmt werden und lautet [18]:

$$u(t) = \hat{U} \cdot \left(-\frac{t}{\tau_p}\right) \cdot \exp\left(\frac{-\left(\frac{t}{\tau_p}\right)^2 - 1}{2}\right). \quad \text{Gl. 69}$$

Diese Funktion ist eine Exponentialfunktion, in der die Pulsbreite des Gauß'schen-Dipols durch die Pulsdauer  $\tau_p$  bestimmt wird. Bei der Spektralanalyse für die bisherigen Signale hatte sich gezeigt, dass immer die Grundwelle den größten Anteil an der momentanen Spannung  $u(t)$  hatte. Beim Gauß'schen-Dipol muss innerhalb der Pulsdauer  $\tau_p$  der positive und negative Dipol abgebildet werden. Daher hat die erste Oberwelle den größten Amplitudenanteil an der momentanen Spannung  $u(t)$ . Bei einer gewählten Pulsdauer  $\tau_p = 0,01$  s, was einer Frequenz von 100 Hz entspricht, ergibt sich bei der Spektralanalyse ein maximaler Spannungsanteil bei der ersten Oberwelle von 200 Hz (siehe Abbildung 32).

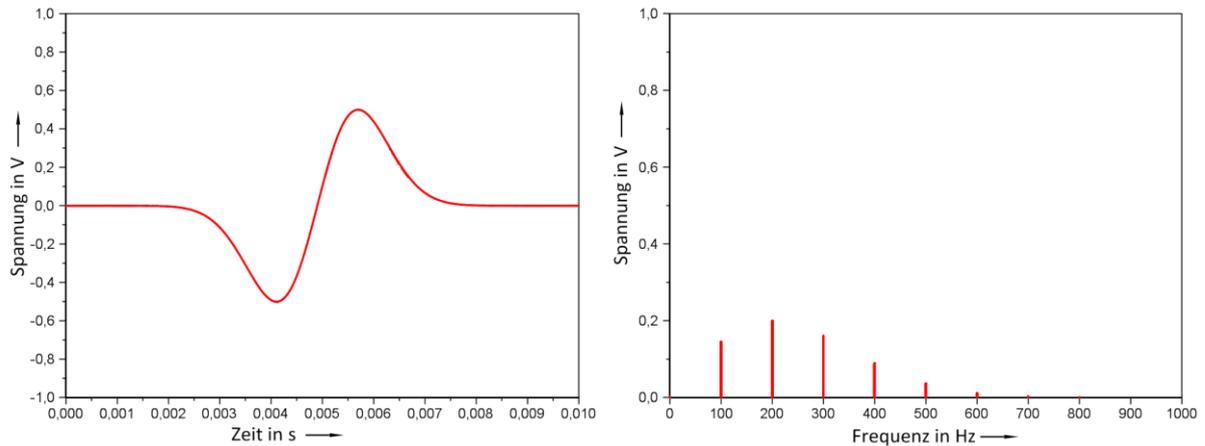


Abbildung 32: Darstellung eines Gauß'schen-Dipols im Zeit- (links) und Frequenzbereich (rechts)

### 9.1.9 Reales Stoßsignal

Um die Ähnlichkeit des Gauß'schen-Dipols zu einem realen Stoßsignal zu zeigen, soll als letzte Signalform noch der reale Stoßimpuls dargestellt werden. Der reale Stoßimpuls, wie er in Abbildung 33 dargestellt ist, ist das Ausgangssignal einer Beschleunigungsmesskette, bestehend aus einem Normalbeschleunigungsaufnehmer Hersteller Endevco, Typ 2270 und dem Ladungsverstärker, Hersteller Brüel & Kjær, Typ 2635, beispielhaft bei einer Stoßbeschleunigung von  $50 \text{ km/s}^2$ . Im Zeitbereichsdiagramm ist zu sehen, dass die zweite Dipolhälfte durch Resonanzen stark verzerrt wird. Dies kommt durch die große Beschleunigung des Stoßimpulses zustande, die Frequenzen bis in den Resonanzbereich des Beschleunigungsaufnehmers anregt. Bei der gewählten Frequenzauflösung von 650 Hz beträgt die Fensterlänge der DFT 1,5 ms. Im Frequenzbereich ist zu erkennen, dass die sechste Frequenzlinie (4550 Hz) den größten Amplitudenanteil am Signal hat. Dieses Stoßsignal kann direkt in das Messprogramm eingelesen und als Eingangssignal für den Ladungsverstärker verwendet werden.

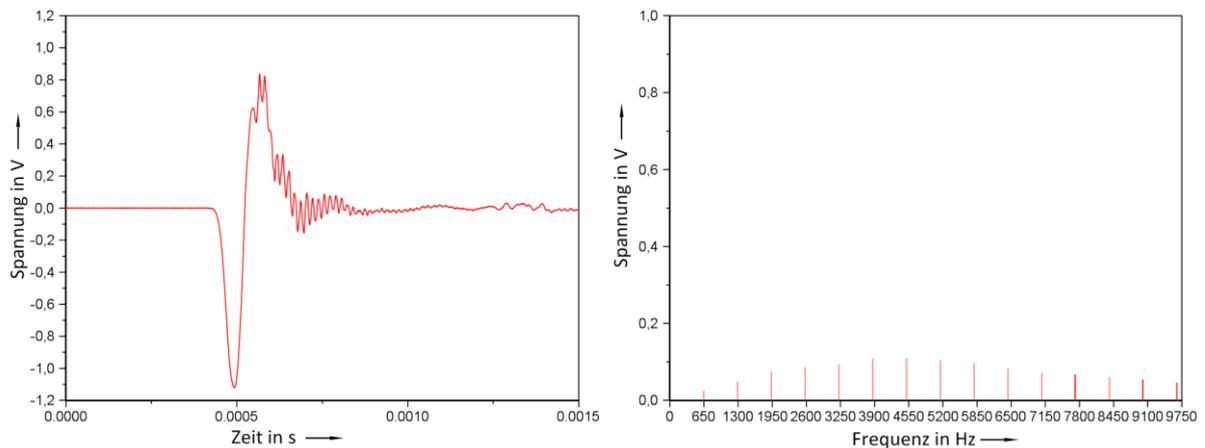


Abbildung 33: Ausgangssignal einer Beschleunigungsmesskette bei einer Stoßbeschleunigung von  $50 \text{ km/s}^2$  im Zeit- (links) und Frequenzbereich (rechts).

## 9.2 Messergebnisse bei Messungen mit weißem Rauschen als Anregungssignal

Von den im vorherigen Kapitel dargestellten Signalformen ist das weiße Rauschen eine vielversprechende Signalform, die sich gut eignet, um eine Frequenzanalyse bis in einen hohen Frequenzbereich durchzuführen. Ein weiterer Grund ist, dass bei genügend großer Anzahl von Wiederholungsmessungen alle Spektrallinien mit einer ausreichend großen Amplitude vorkommen.

Ein großer Vorteil bei der Spektralanalyse von weißem Rauschen ist die Zeitersparnis gegenüber der Einzelsinusmessung. Bei Messungen von sehr niedrigen Frequenzen wie z.B.  $0,1 \text{ Hz}$  wurde bei der herkömmlichen Kalibrierung jede Frequenz diskret gemessen. Bei der Frequenzanalyse von weißem Rauschen werden gleich alle Oberwellen gleichzeitig ausgewertet, was zu einer erheblichen Zeitersparnis führt.

In einem ersten Schritt wurde das weiße Rauschen auf beide Eingangskanäle der Messkarte gegeben und das Verhältnis der beiden Kanäle zueinander gebildet. Da dasselbe Signal auf beide Kanäle gegeben wurde, ist der Erwartungswert für das Verhältnis der beiden Kanäle zueinander gleich 1. Daraus folgt, dass für eine ideale Messung das Übertragungsverhalten von 1 für jede Spektrallinie gemessen werden müsste. Die maximale Generatorspannung für das weiße Rauschen betrug  $0,7 \text{ V}$  und wurde mit  $100 \text{ MSample/s}$  erzeugt, die Messsignale wurden mit  $10 \text{ MSample/s}$  abgetastet. Einer der beiden Messkanäle wurde mit einem  $50 \Omega$ -Widerstand abgeschlossen, da beide Messkanäle miteinander verbunden waren. In Abbildung 34 ist die relative Abweichung vom Erwartungswert 1 über dem Frequenzbereich dargestellt. Dabei wurde die ausgewertete Signallänge des weißen Rauschens variiert. In der Abbildung werden nur gemeinsame Frequenzlinien dargestellt, die bei allen Messzeiten vorkommen. Die relative Standardabweichung für alle Messungen war  $< 5 \cdot 10^{-5}$  und damit sehr klein.

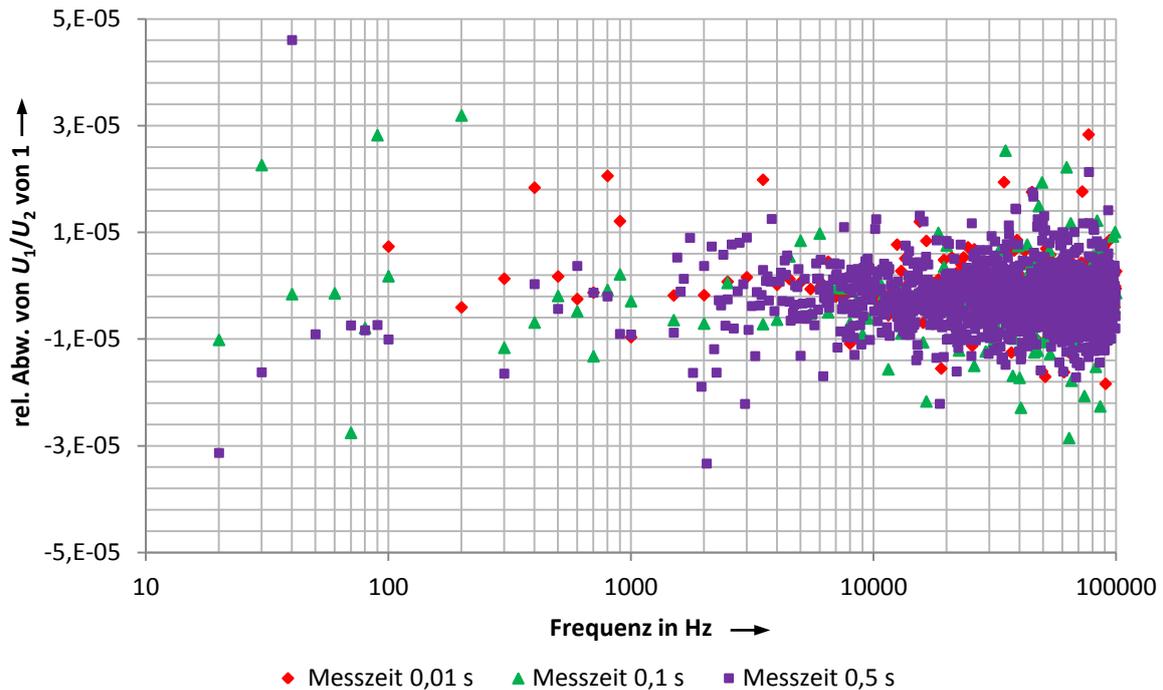


Abbildung 34: Relative Abweichung der DFT-Amplituden der zwei Messkanäle bei identischem Rausch-Eingangssignal unterschiedlicher Länge.

Im nächsten Schritt wurden Messungen mit weißem Rauschen am Ladungsverstärker durchgeführt. Der Messaufbau entsprach dem in Abschnitt 4. Die Einstellungen des Ladungsverstärkers entsprachen den Einstellungen, wie sie unter Abschnitt 8 genannt sind. Vorher wurde der Ladungsverstärker nach der herkömmlichen Methode mit monofrequenter Sinusanregung kalibriert, um die Ergebnisse direkt mit den Rauschmessungen vergleichen zu können. Für die Messung mit weißem Rauschen ergibt sich für den Betrag  $S_{uq}$  des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers eine große Streuung. Die Streuung der meisten Messwerte liegen unter  $\pm 10\%$ , aber einige Messwerte haben Abweichungen, die um ein Vielfaches höher sind und sogar Abweichungen  $> \pm 50\%$  erreichen. Die ermittelten Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers  $S_{uq}$  bei weißem Rauschen als Eingangssignal sind in Abbildung 35 dargestellt. Es wurden 50 Wiederholungsmessungen durchgeführt und gemittelt. Die daraus festgestellte Standardabweichung für die einzelnen Frequenzlinien war kleiner als  $9 \cdot 10^{-4}$ .

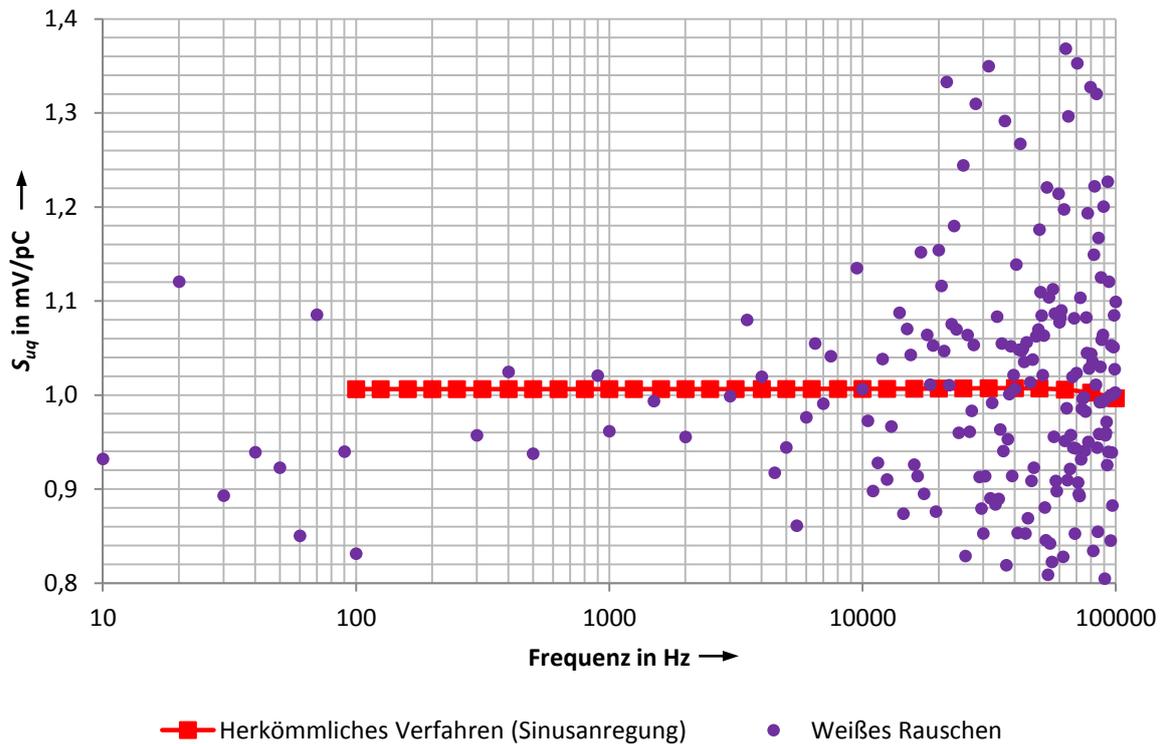


Abbildung 35: Betrag  $S_{uq}$  des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers bei einem weißem Rauschen als Eingangssignal.

Die großen Abweichungen von der Sinuskalibrierung zeigen, dass die Anregung mit weißem Rauschen, wie sie hier realisiert wurde, für die angestrebten Messunsicherheiten ungeeignet ist. Da die Standardabweichungen der einzelnen Messungen bereits klein sind, würde eine Erhöhung der Wiederholungsmessungen wohl keinen großen Einfluss auf die Messergebnisse haben. Die Messzeit von 0,1 s könnte erhöht werden, womit auch der Informationsgehalt, der aus dem Rauschsignal gewonnen wird, steigt. Die durchgeführten Messungen ohne Ladungsverstärker zeigen, dass die Messung mit weißem Rauschen als Anregungssignal prinzipiell funktioniert. Weiterführende Untersuchungen zur Ursache der Messabweichungen von der Sinuskalibrierung bei der Messung mit Ladungsverstärkern sind im Rahmen dieser Arbeit nicht vorgesehen.

### 9.3 Messergebnisse bei Signalverläufen mit schnellen Flankenwechseln

In diesem Kapitel werden die Messergebnisse für die Anregung mit den Signalformen Dreieck, Rechteck, Sägezahn, Rechteckimpuls und Gauß'scher-Dipol zusammenfassend behandelt, da die einzelnen Ergebnisse ähnlich sind. Der Messaufbau blieb unverändert gegenüber den Messungen mit weißem Rauschen. Die einzelnen Messungen wurden bei einer Generatorspannung von 0,9 V und einer Grundfrequenz von 650 Hz durchgeführt. Es wurden 20 Wiederholungsmessungen gemittelt. Bei der „Stoß-Beschleunigungs-Normalmeseinrichtung 100000 m/s<sup>2</sup>“ erfolgt die Kalibrierung bei einem ein-

zelen Beschleunigungsstoßimpuls. Um dieses nachzuempfinden wurden alle Signalformen nur über eine Periode gemessen. Untersuchungen zur Abhängigkeit von der Anzahl der gemessenen Perioden auf den Betrag  $S_{uq}$  des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers ergaben keinen signifikanten Einfluss. Für den Frequenzbereich von 650 Hz bis 20,15 kHz ergeben sich für den Betrag  $S_{uq}$  des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers unabhängig von der angewendeten Signalform gute Übereinstimmungen mit dem herkömmlichen Kalibrierverfahren (monofrequente Sinuskalibrierung). Der im Abschnitt 8.3 bereits eingeführte  $E_N$ -Wert eignet sich gut, um diese Übereinstimmung grafisch darzustellen. Daher wurde für die jeweilige Signalform der  $E_N$ -Wert in Bezug zum herkömmlichen Kalibrierverfahren ermittelt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 36 dargestellt. Für alle Frequenzen liegt der ermittelte  $E_N$ -Wert unter 1 und zeigt damit eine gute Übereinstimmung der Messungen.

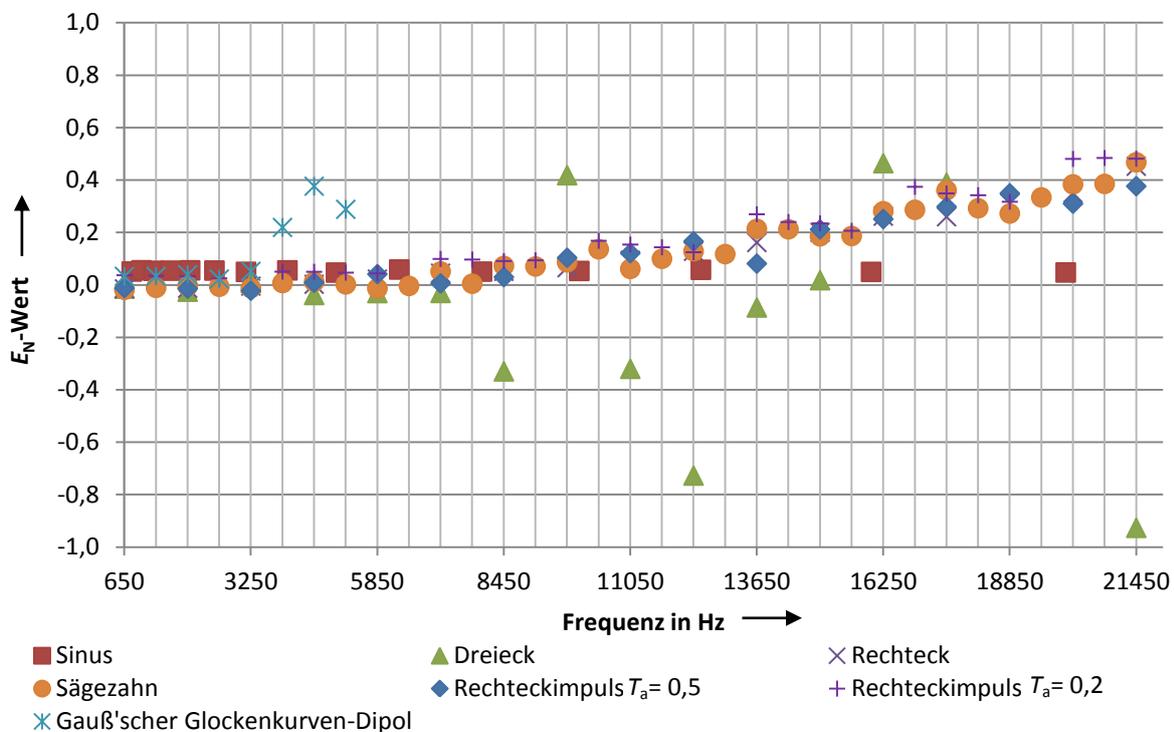


Abbildung 36:  $E_N$ -Wert für verschiedene Signalformen bezogen auf das herkömmlichen.

Allerdings schwankt der  $E_N$ -Wert für die Anregung mit einem Dreiecksignal stärker als für die anderen Signalformen. Dies lässt sich damit erklären, dass mit steigender Oberwellenzahl die Amplitude bei diesem Anregungssignal schnell abnimmt. Die Abnahme führt dazu, dass früh für die einzelnen Spektrallinien sehr kleine Spannungen gemessen werden müssen. Dies schlägt sich in einer erhöhten Standardabweichung nieder. Für den Rechteckimpuls wurde das Tastverhältnis  $T_a$  von 0,5 auf 0,2 geändert, diese Änderung hatte keinen nennenswerten Einfluss auf die Messergebnisse. Durch diese Messung wird gezeigt, dass der Betrag  $S_{uq}$  des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers für

diesen Frequenzbereich unabhängig von der Form des Anregungssignals mit einer genügend kleinen Messunsicherheit bestimmt werden kann. Für Frequenzanteile oberhalb von 25 kHz trifft dies nicht mehr zu. In Abbildung 37 ist der ermittelte Betrag  $S_{uq}$  des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers im Frequenzbereich von 1 kHz bis 100 kHz dargestellt. Die Messkurven der verschiedenen Anregungsarten liegen zwar dicht beisammen, allerdings haben sie gegenüber dem Normalverfahren (Sinusanregung) einen anderen charakteristischen Verlauf. Die Messkurven laufen ab einer Frequenz von ca. 12 kHz auseinander, so dass ab einer Frequenz von 25 kHz der Betrag des  $E_N$ -Wertes größer 1 wird und damit eine Übereinstimmung mit dem herkömmlichen Normalverfahren nicht mehr gegeben ist. Die Streuungen der Messwerte des Dreiecksignals sind so stark, dass die relative Abweichung zum Normalverfahren fast 1 % erreicht.

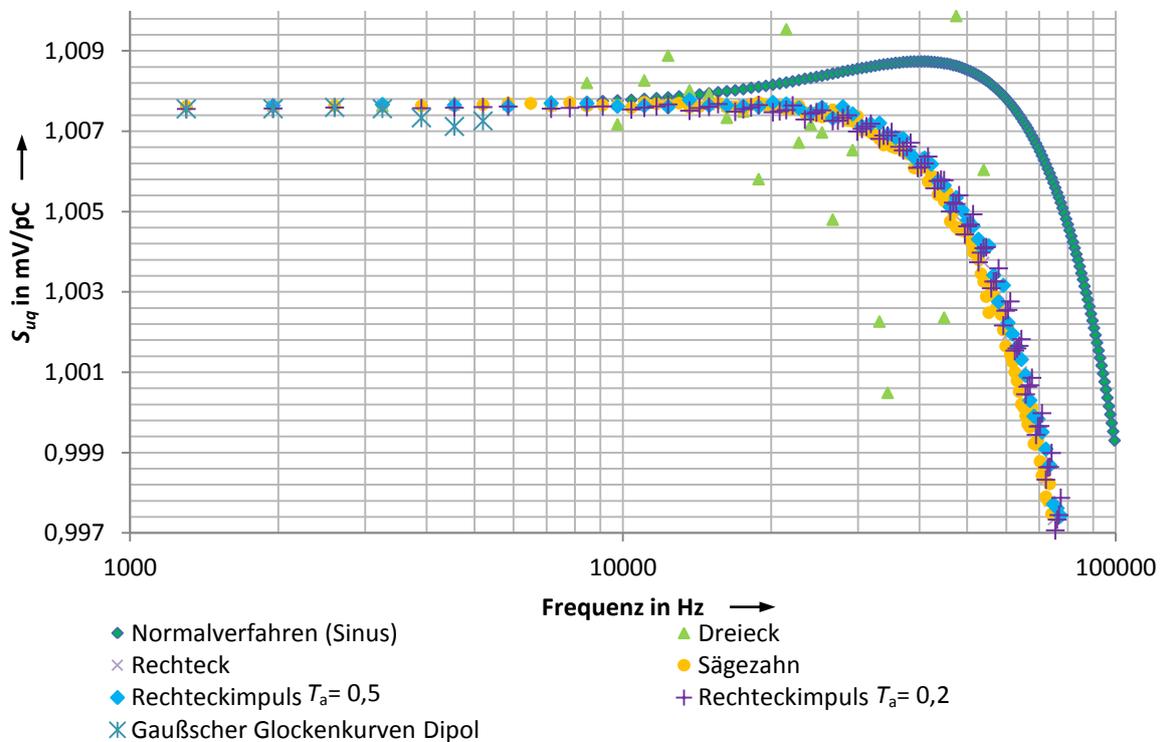


Abbildung 37: Betrag  $S_{uq}$  des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers im Frequenzbereich 1 kHz bis 100 kHz.

Eine Erklärung für die unterschiedlichen Messwerte des Übertragungskoeffizientens beim Normalverfahren und den anderen Signalformen bietet die begrenzte Signalanstiegsrate des Ladungsverstärkers. Der Flankenanstieg eines Signals am Eingang eines Ladungsverstärkers darf nicht beliebig steil sein. Ist die Flanke des Eingangssignals zu steil, kann die Elektronik des Ladungsverstärkers das Signal nicht mehr schnell genug verarbeiten. Durch die Zeitkonstanten für die einzelnen Verstärkerstufen im Ladungsverstärker kann ein Eingangssignal, das eine zu große Signalanstiegsrate hat, nur mit ei-

nem langsameren Anstieg am Ladungsverstärkerausgang dargestellt werden. Dieses Verhalten des Ladungsverstärkers stellt einen zusätzlichen Tiefpass dar. In der Fourier-Analyse fallen Spektrallinienanteile höherer Frequenzen daher kleiner aus. Infolge scheint die Verstärkungskurve des Ladungsverstärkers bei einer geringeren Grenzfrequenz  $f_{go}$  (als der vom Benutzer gewählten Tiefpassgrenzfrequenz) vom Durchlassbereich in den Übergangsbereich überzugehen. Daher wird vom Hersteller eine maximale Signalanstiegsrate (max. slew rate) des Ausgangssignals angegeben, die der Ladungsverstärker noch korrekt wiedergeben kann. Für den verwendeten Ladungsverstärker beträgt sie  $2,5 \text{ V}/\mu\text{s}$ . Die Signalanstiegsrate am Eingang kann überschritten werden, indem die Frequenz des Messsignals oder die Verstärkung zu groß sind. Eine wichtige Kenngröße eines Verstärkers ist das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt, das die nutzbare Bandbreite in Abhängigkeit der Verstärkung angibt. Alle verwendeten Signale, bis auf den Gauß'schen-Dipol und das Dreiecksignal, haben steile Flanken im Signalverlauf. Diese Flankenwechsel überschreiten die maximal zulässige Signalanstiegsrate des Ladungsverstärkers. Das Frequenzspektrum des Gauß'schen-Dipols hat nur niedrige Frequenzanteile, so dass hohe Frequenzanteile nicht vorkommen. Daher ergeben sich für diese Signalform keine Informationen über den Frequenzgang des Ladungsverstärkers oberhalb von 6 kHz. Die Standardabweichungen für Messungen mit einem Dreieckseingangssignals sind für höhere Frequenzen sehr groß. Daher kann für Messungen mit dieser Signalform keine konkrete Aussage über den Frequenzgang des Ladungsverstärkers bei höheren Frequenzen gemacht werden.

Es wurden weitere Untersuchungen durchgeführt, um die Vermutung zu bekräftigen, dass die begrenzte Signalanstiegsrate der Grund für das unterschiedliche Übertragungsverhalten des Ladungsverstärkers ist.

Die Signalanstiegsrate lässt sich leicht über die Amplituden der Fourierkomponenten ändern. Eine Verringerung der Spitzenspannung hat eine kleinere Signalanstiegsrate zur Folge. Daher wurden Messungen für verschieden Eingangsspitzenspannungen am Ladungsverstärker durchgeführt. Für die Messungen wurde als Eingangssignal ein sägezahnförmiges Signal von 650 Hz benutzt, da es auch im hohen Frequenzbereich gut auswertbar ist. Sollte die Überschreitung der maximalen Signalanstiegsrate für die unterschiedlichen Frequenzgänge des Ladungsverstärkers verantwortlich sein, müsste sich mit sinkender Eingangsspitzenspannung der gemessene Frequenzgang des Ladungsverstärkers an den Frequenzgang des Normalverfahrens angleichen. Die Ergebnisse sind in Abbildung 38 dargestellt.

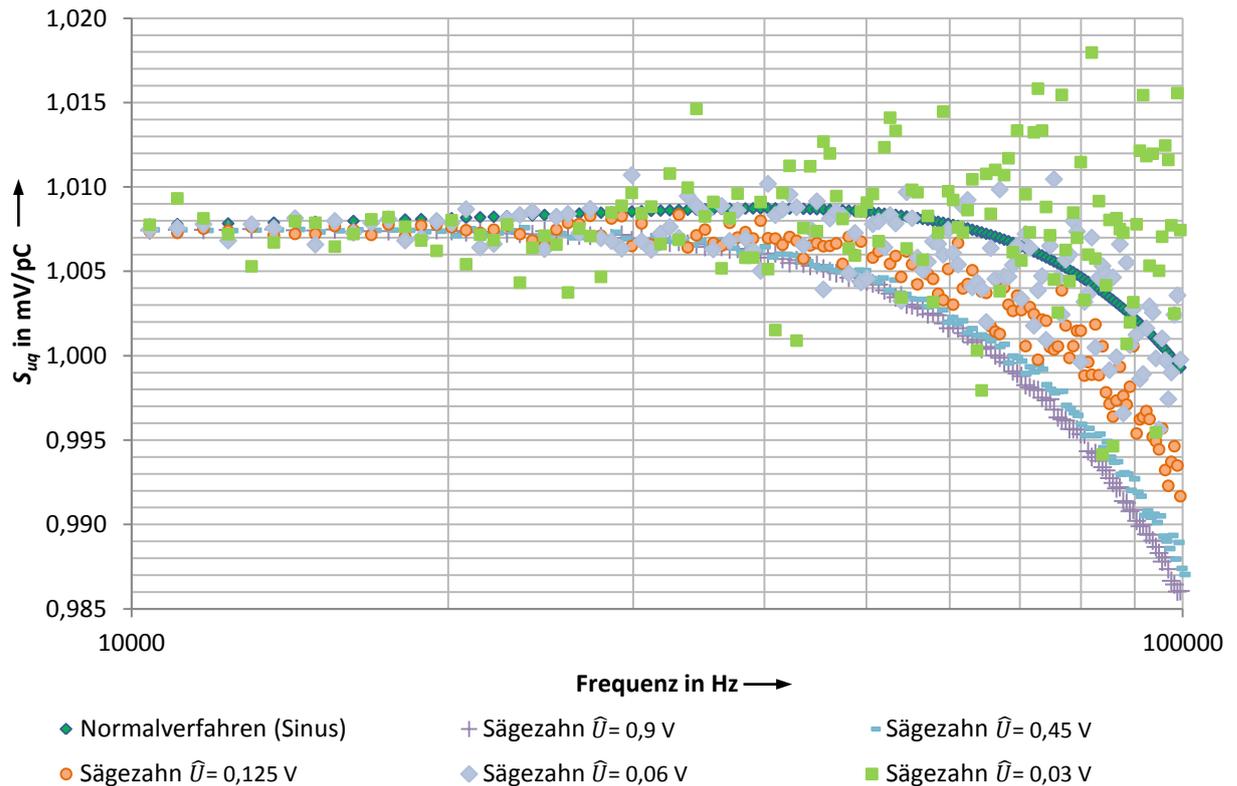


Abbildung 38: Abhängigkeit des Betrages  $S_{uq}$  des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers von der Eingangsamplitude.

Es ist ersichtlich, dass sich mit sinkender Generatorspannung der Frequenzgang des Ladungsverstärkers an das Normalverfahren annähert. Allerdings ergibt sich durch die sinkende Spitzenspannung der Signale eine Erhöhung der Streuung der Messungen. Bei einer Generatorspannung von 30 mV (grüne Kurve in Abbildung 38) werden die 30 mV bei der Frequenzanalyse auf 153 Spektrallinien aufgeteilt. Demnach sind die gemessenen Spannungen für jede einzelne Frequenzlinie sehr klein, mit der Folge größerer Streuungen.

Bei Messungen mit weißem Rauschen wird die maximale Signalanstiegsrate noch stärker überschritten, da bei der Anregung mit dem Rauschsignal mehrere Flankensprünge auftreten können. Die Verletzung der maximalen Signalanstiegsrate des Ladungsverstärkers stellt somit ebenfalls eine Erklärung für die Abweichungen bei der Anregung mit weißem Rauschen dar.

Aus den Ergebnissen wird ersichtlich, dass sich bei Verletzung der maximalen Signalanstiegsrate des Ladungsverstärkers das Übertragungsverhalten des Ladungsverstärkers systematisch ändert.

#### 9.4 Messergebnisse für einen Signalverlauf eines realen Stoßimpulses

Abschließend wurde die Anwendung eines realen Stoßimpulses für die Ladungsverstärkermessung untersucht. Dazu wurde ein Stoßimpuls aus einer Kalibriermessung auf der „Stoß-Beschleunigungs-Normalmeseinrichtung 100000 m/s<sup>2</sup>“, wie er im Abschnitt 9.1.9 beschrieben wurde, verwendet. Der aufgezeichnete Stoßimpuls wird aus einer Datei direkt in den Generator eingelesen. Dort wird die Amplitude des Signals auf 1 normiert und über den Normalkondensator an den Ladungsverstärker ausgegeben. In Abbildung 39 ist der ermittelte Betrag  $S_{uq}$  des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers für die Messung mit monofrequenter Anregung (Normalverfahren) und mit der Anregung eines realen Stoßimpulses über der Frequenz dargestellt. Es ist zu erkennen, dass das neue Verfahren eine größere Streuung aufweist.

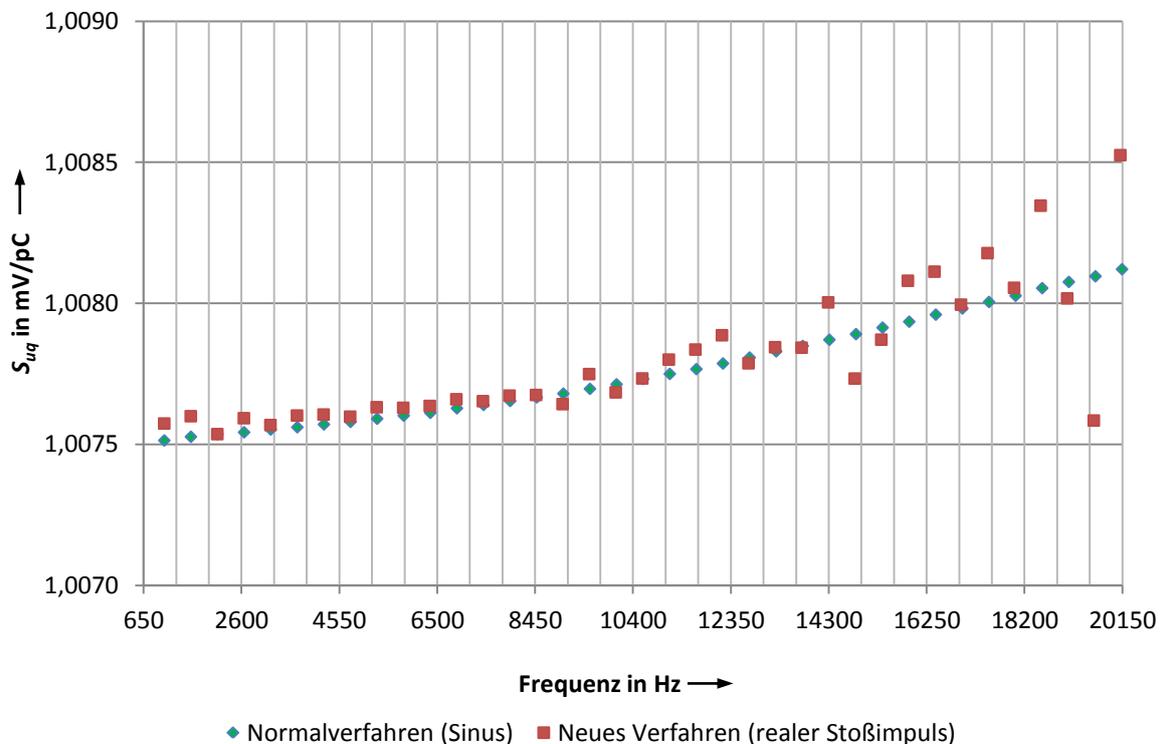


Abbildung 39: Betrag  $S_{uq}$  des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers bei monofrequenter Anregung (Normalverfahren) und stoßimpulsförmiger Anregung (neues Verfahren).

Um die Ergebnisse dieser Messung besser mit dem herkömmlichen Verfahren vergleichbar zu machen, wurde der  $E_N$ -Wert für die Ergebnisse der beiden Messverfahren gebildet. Die gute Übereinstimmung der beiden Messmethoden ist in Abbildung 40 dargestellt.

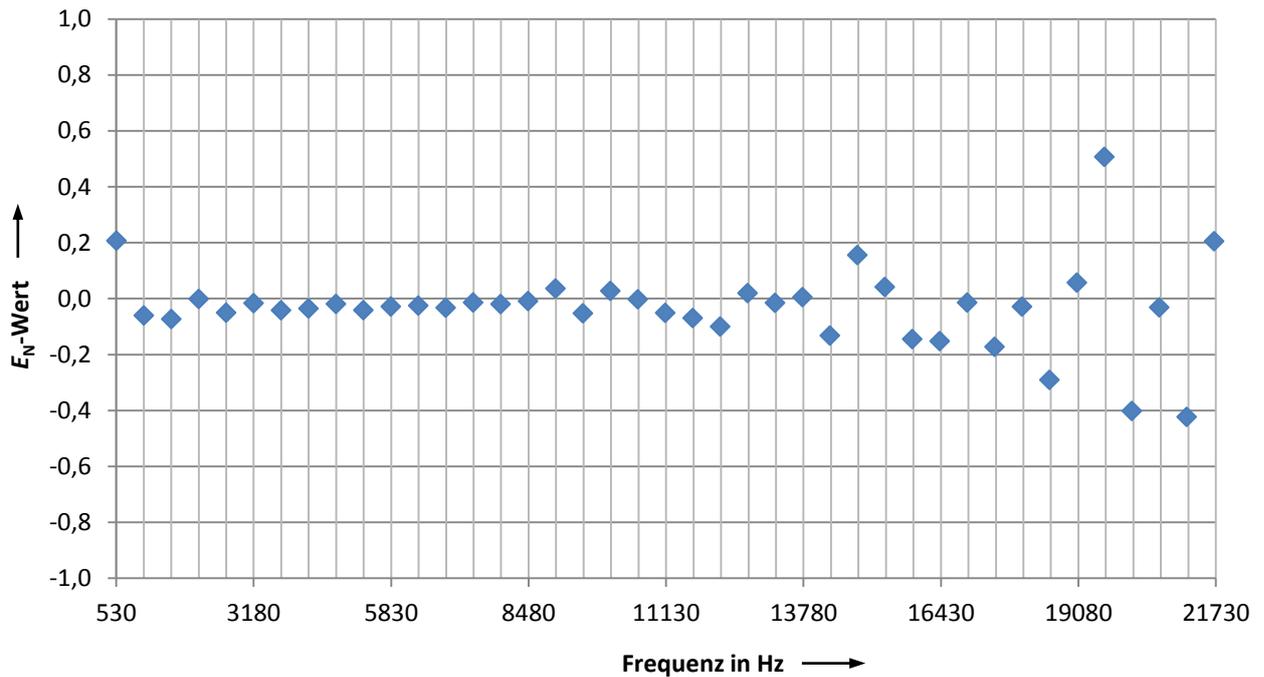


Abbildung 40:  $E_N$ -Wert für Messungen bei reeller Stoßimpulsanregung bezogen auf eine Sinus-Kalibrierung.

Der Betrag des  $E_N$ -Wertes liegt im gesamten dargestellten Frequenzbereich unter dem Wert von 1. Bei dem herkömmlichen Kalibrierverfahren wird der Ladungsverstärker mit einem sinusförmigen monofrequenten Eingangssignal kalibriert. Dabei erfolgt die Messung über viele Perioden, so dass sich das Ausgangssignal des Ladungsverstärkers in einem stationären Zustand befindet. Bei einem Stoßimpulseingangssignal, wie bei der Kalibrierung von Beschleunigungsaufnehmern auf der „Stoß-Beschleunigungs-Normalmesseinrichtung 100000 m/s<sup>2</sup>“ verwendet, kann jedoch nicht von einem stationären Zustand des Ladungsverstärkers ausgegangen werden. Die Vergleichsmessungen zwischen der Anregungsart mit sinusförmigem Eingangssignal und realem Stoßimpuls ergaben eine gute Übereinstimmung. Daher kann die bisherige Annahme, dass der nicht-stationäre Zustand des Ladungsverstärkers keinen nennenswerten Einfluss im Frequenzbereich bis zu 20 kHz auf das Übertragungsverhalten des Ladungsverstärkers hat, als bewiesen angesehen werden. Die Bestimmung des Betrags  $S_{uq}$  des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers, wie er durch das bisherige Messverfahren (Sinusanregung) bestimmt wird, kann auf das Verhalten bei Stoßimpulseingangssignalen übertragen werden.

## 10 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Messaufbau zur Bestimmung des Betrages  $S_{uq}$  des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers bei verschiedenen Eingangssignalformen realisiert und erprobt. Mit Hilfe eines in LabView geschriebenen Messprogrammes war es möglich, das Verhalten eines Ladungsverstärkers zu simulieren. So konnte das Verhalten eines Ladungsverstärkers ohne reale Störeinflüsse nachgebildet werden, wie z.B. das Grundrauschen des Ladungsverstärkers. Als Auswerteverfahren für die Impulssignale wurde die Fourier-Analyse angewendet. Dieses Verfahren hat den großen Vorteil, dass nicht nur eine einzelne Frequenz, sondern das ganze Spektrum des Messsignals ausgewertet werden kann. Im Gegensatz zu dem bisher realisierten Verfahren mit sinusförmiger Anregung, bei dem jede Frequenz sequentiell gemessen wird, wird durch die Auswertung der Frequenzanteile in einer einzigen Messung der Betrag  $S_{uq}$  des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers für den gesamten Frequenzbereich bestimmt. Dies führt zu einer erheblichen Zeitersparnis. Die Messungen für den Frequenzbereich unterhalb von 20 kHz ergaben, dass es eine sehr gute Übereinstimmung vom Übertragungsverhalten des Ladungsverstärkers zwischen dem herkömmlichen Kalibrierverfahren (Sinus) und dem hier untersuchten Kalibrierverfahren mit den verschiedenen multispektral Eingangssignalen besteht. Dabei stellte sich das sägezahnförmige Eingangssignal als besonders geeignet heraus, da diese Signalform alle Spektrallinien beinhaltet und auch bei hohen Frequenzen eine geringe Streuung aufweist. Verglichen mit dem Dreieck- und Rechtecksignal sind alle Ordnungen der Oberwellen im Signal enthalten und ihre Amplituden nehmen mit steigender Ordnung nicht so stark ab. Oberhalb von 20 kHz zeigt das für verschiedene Eingangssignale bestimmte Übertragungsverhalten deutliche Abweichungen gegenüber dem herkömmlichen Messverfahren. Der Grund des geänderten Übertragungsverhaltens ist die maximale Signalanstiegsrate des Ladungsverstärkers, die überschritten wird. Dies tritt ein, wenn die Flanke des Eingangssignals zu steil wird. Dadurch kann die Elektronik des Ladungsverstärkers das Eingangssignal nicht schnell genug verarbeiten. Aufgrund der Zeitkonstanten in den einzelnen Verstärkerstufen des Ladungsverstärkers kann das Eingangssignal am Ladungsverstärkerausgang nur mit einem langsameren Anstieg wiedergegeben werden. Dieses Verhalten des Ladungsverstärkers wirkt wie ein zusätzlicher Tiefpass und ändert damit den Frequenzgang des Ladungsverstärkers.

Die Messungen mit realen Stoßimpulsen, wie sie an der „Stoß-Beschleunigungs-Normalmess-einrichtung 100000 m/s<sup>2</sup>“ vorkommen, zeigen eine gute Übereinstimmung mit dem herkömmlichen Kalibrierverfahren für Ladungsverstärker. Dadurch ist die bisherige Annahme, dass das Übertragungsverhalten des Ladungsverstärkers aus sinusförmiger Kalibrierung auf das Stoßverhalten übertragen werden kann, messtechnisch nachgewiesen.

Als nächster Schritt würde sich anbieten, das erstellte Messprogramm für das weiße Rauschen den neuen Erkenntnissen anzupassen. Das Programm sollte dahingehend optimiert werden, dass die Amplitudensprünge des weißen Rauschens so angepasst werden, dass sie die maximale Signalanstiegsrate des Ladungsverstärkers nicht mehr überschreiten. Dadurch könnten eventuell geringere Streuungen für Messungen mit dieser Anregungsart realisiert werden. Des Weiteren sollte ein gesamtes Messunsicherheitsbudget für das Messverfahren mit impulsförmigen Anregungsarten aufgestellt werden, um dieses Verfahren in der Zukunft zur Kalibrierung von Ladungsverstärkern zu nutzen. Dies würde die Messzeit für Kalibrierungen erheblich verkürzen.

# Anhang

## Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Prinzipieller Aufbau eines piezoelektrischen Beschleunigungsaufnehmers und Darstellung eines aufgeschnittenen Beschleunigungsaufnehmers, Hersteller Endevco, Typ 2270.....	3
Abbildung 2: Frequenzgang zweier Beschleunigungsaufnehmer, Hersteller Brüel & Kjær, Typ 8305 (rot) und Hersteller Endevco, Typ 2270 (schwarz).....	4
Abbildung 3: Schematischer Aufbau eines Ladungsverstärkers bei der Kalibrierung. ....	6
Abbildung 4: Amplitudengang eines 0.1-Hz-Hochpassfilters.....	10
Abbildung 5: Prinzipieller Aufbau eines Tiefpasses.....	11
Abbildung 6 Amplitudengang eines 100-kHz-Tiefpasses. ....	12
Abbildung 7: Schematischer Aufbau des bestehenden Ladungsverstärkermessplatzes. ....	13
Abbildung 8: Schematischer Messaufbau für die Ladungsverstärkermessung nach dem neuen Messverfahren. ....	15
Abbildung 9: Realisierter Messaufbau.....	16
Abbildung 10: Darstellung des Quantisierungsfehlers bei einem ADU.....	21
Abbildung 11: Übertragungskennlinie eines ADUs mit Verstärkungsfehler (Schmidt, 2008). ....	22
Abbildung 12: Nichtlinearität eines ADUs (Schmusch, 2005). ....	23
Abbildung 13: Darstellung des Aliasing-Effekts. ....	24
Abbildung 14: Einfluss des Leakage-Effekts auf ein Sinussignal .....	25
Abbildung 15: Frontpanel des Programms "Temperaturmessung".....	30
Abbildung 16: Blockdiagramm des Temperaturmessprogramms. ....	31
Abbildung 17: : Temperaturverhalten der Messkarte PXI-5922 in einem Zeitraum von 23 Tagen. ....	32
Abbildung 18: : Programmablaufplan der Ladungsverstärkermessung.....	33
Abbildung 19: Darstellung eines Bandpasses mit oberer und unterer Grenzfrequenz. ....	36
Abbildung 20: 1. Abschnitt des Hauptprogramms. ....	37
Abbildung 21: Frontansicht auf den Ladungsverstärker Brüel & Kjær Typ 2635.....	38
Abbildung 22: Fourier-Analyse mit LabView und GNU Octave.....	39
Abbildung 23: Einfluss der Filterordnung auf das Übertragungsverhalten eines Butterworth-Filters .....	40
Abbildung 24: Darstellung des $E_N$ -Wertes über der Frequenz. ....	42
Abbildung 25: Darstellung eines Sinussignals im Zeit- (links) und Frequenzbereich (rechts).....	45
Abbildung 26: Darstellung eines überlagerten Sinussignals im Zeit- (links) und Frequenzbereich (rechts). ....	46
Abbildung 27: Darstellung eines Dreiecksignals im Zeit- (links) und Frequenzbereich (rechts) .....	47
Abbildung 28: Darstellung eines Rechtecksignals im Zeit- (links) Frequenzbereich (rechts).....	48
Abbildung 29: Darstellung eines Rechteckimpulssignals im Zeit- (links) und Frequenzbereich (rechts). ....	49
Abbildung 30: Darstellung eines Sägezahnsignals im Zeit- (links) und Frequenzbereich (rechts). ....	50
Abbildung 31: Darstellung eines weißen Rauschsignals im Zeit- (links) und Frequenzbereich (rechts). ....	51
Abbildung 32: Darstellung eines Gauß'schen-Dipols im Zeit- (links) und Frequenzbereich (rechts) .....	52
Abbildung 33: Ausgangssignal einer Beschleunigungsmesskette bei einer Stoßbeschleunigung von $50 \text{ km/s}^2$ im Zeit- (links) und Frequenzbereich (rechts). ....	53
Abbildung 34: Relative Abweichung der DFT-Amplituden der zwei Messkanäle bei identischem Rausch-Eingangssignal unterschiedlicher Länge. ....	54
Abbildung 35: Betrag $S_{uq}$ des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers bei einem weißem Rauschen als Eingangssignal. ....	55
Abbildung 36: $E_N$ -Wert für verschiedene Signalformen bezogen auf das herkömmlichen. ....	56
Abbildung 37: Betrag $S_{uq}$ des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers im Frequenzbereich 1 kHz bis 100 kHz.....	57
Abbildung 38: Abhängigkeit des Betrages $S_{uq}$ des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers von der Eingangsamplitude. ....	59

Abbildung 39: Betrag  $S_{uq}$  des Übertragungskoeffizienten des Ladungsverstärkers bei monofrequenter Anregung (Normalverfahren) und stoßimpulsförmiger Anregung (neues Verfahren). ..... 60

Abbildung 40:  $E_N$ -Wert für Messungen bei reeller Stoßimpulsanregung bezogen auf eine Sinus-Kalibrierung. .... 61

## Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Experimentell ermittelte Auflösung der Messkarte PXI-5922..... 43

## Symbol- und Indexverzeichnis

Symbol	Einheit	Bezeichnung
$S_{uq}$	mV/pC	Ladungsübertragungskoeffizient des Ladungsverstärkers
$S_{ua}$	mV/(m/s <sup>2</sup> )	Ladungsübertragungskoeffizient des Beschleunigungsaufnehmers
$F$	N	Kraft
$m$	kg	Masse
$a$	m/s <sup>2</sup>	Beschleunigung
$k$	-	Konstanter Aufnehmerfaktor
$l$	m	Länge
$t$	s	Zeit
$q$	pC	Ladung
$\varphi$	°	Phasenverschiebung
$Z$	$\Omega$	Komplexer Widerstand
$u$	V	Spannung
$R$	$\Omega$	Widerstand
$i$	A	Strom
$H_f$	V/V	Übertragungsfunktion
$\omega$	1/s	Kreisfrequenz
$C$	F	Kapazität
$f$	Hz	Frequenz
$\tau$	s	Entladezeitkonstante
$U_k$	V	Messunsicherheit
$k$	-	Erweiterungsfaktor der Messunsicherheit
$c$	-	Sensitivitätskoeffizient der Messunsicherheit
$LSB$	V	Least significant bit
$T$	s	Periodendauer
$y$	-	Ausgangsgröße
$a_0$	-	Fourierkoeffizient (Gleichanteil)
$a_n$	-	Fourierkoeffizient (Cosinusanteil)
$b_n$	-	Fourierkoeffizient (Sinusanteil)

<b>Symbol</b>	<b>Einheit</b>	<b>Bezeichnung</b>
$N$	-	Anzahl der Abtastpunkte
$n$	-	Natürliche ganze Zahl
$k$	-	Anzahl der Oberwellen
$\vartheta$	°C	Temperatur
$D_{\vartheta}$	V	Temperaturdrift
$E_N$	-	Normalisierte Abweichung
$S$	-	Standardabweichung
$U$	V	Spannung
$T_a$	-	Tastgrad

### Indizes

<b>Index</b>	<b>Bezeichnung</b>
u	Spannung
q	Ladung
a	Beschleunigung; Ausgang
g	Generator
c	Kapazität
p	Parallel
E	Eingang
f	Forward
B	Bias
out	Output
o	Ausgang
E	Ersatz
e	Ersatz
i	Eingang
r	Widerstand
aus	Ausgang
in	Eingang
parallel	Parallel

gen	Generator
ref	Referenz
GM	Geometrisches Mittel
FS	Full Scale
Q	Quantisierungsfehler
n	Natürliche ganze Zahl
max	Maximal
$\vartheta$	Temperatur
go	Obergrenze
gu	Untergrenze
uu	Ausgangsspannung/Eingangsspannung
Normal	Normalverfahren
neu	Neues Verfahren
fehlend	Fehlende Spektrallinie

## Literaturverzeichnis

- [1] International Standardization Organisation. (2001). *ISO-16063-13: Methods for the calibration of vibration and shock transducers-Primary shock calibration using laser interferometry*. Genf: ISO.
- [2] Deutsches Institut für Normung e.V. (1995). *DIN 1319-1 Grundlagen der Messtechnik Teil 1: Grundbegriffe*. Berlin: Beuth Verlag GmbH.
- [3] Beckmann, T. (2013). Kalibrierung von Beschleunigungsaufnehmern durch Schwingungs- und Stoßanregung. 5. VDI-Tagung Humanschwingungen 2013 VDI Bericht 2190.
- [4] Volkers, H. (2012). *The influence of source impedance on charge amplifier*. Von <http://www.imeko.org/publications/wc-2012/IMEKO-WC-2012-TC22-O6.pdf>. abgerufen
- [5] JCGM. (2008). *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement (GUM 1995 with minor corrections)*. Genf: International Standardization Organisation.
- [6] Pesch, B. (2000). *Bestimmung der Messunsicherheit nach GUM*. Braunschweig: Books On Demand GmbH.
- [7] National Instruments. (2015). [http://www.ni.com/pdf/products/us/pxi\\_5422.pdf](http://www.ni.com/pdf/products/us/pxi_5422.pdf).
- [8] National Instruments. (2016). [http://www.ni.com/pdf/products/us/pxi665x\\_pxie6672\\_datasheet.pdf](http://www.ni.com/pdf/products/us/pxi665x_pxie6672_datasheet.pdf).
- [9] Schmidt, M. (2008). *Weiterentwicklung und Optimierung eines digitalen Präzisions-Hochspannungsmesssystems mit PXI-Komponenten*. Diplomarbeit .
- [10] Schmusch, W. (2005). *Elektrische Meßtechnik Elektronik 6*. Würzburg: Vogel Fachbuch.
- [11] Hewlett-Packard GmbH. (1991). *Grundlagen der dynamischen Signalanalyse*. Bonn: Hewlett-Packard GmbH.
- [12] Papula, L. (2001). *Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaftler Band 2*. Braunschweig: Vieweg.
- [13] Sabin, W. (2007). *Discrete-Signal Analysis and Design*. New Jersey: John Wiley & Sons.
- [14] Jamal, R., & Pichlik, H. (1999). *LabView Das Anwenderbuch*. München: Prentice Hall.
- [15] Horowitz, P. (1996). *Die hohe Schule der Elektronik 1*. Aachen: Elektor-Verlag GmbH.
- [16] Papula, L. (2006). *Mathematische Formelsammlung*. Wiesbaden: Friedr.Vieweg & Sohn Verlag.
- [17] Shmaliy, Y. (2006). *Continuous-Time Signals*. Dordrecht: Springer.
- [18] Balanis, C. (2008). *Modern Antenna Handbook*. Wiley-Interscience.

## Lebenslauf

### Persönliche Daten:

Name: Timo Beckmann  
Anschrift Pfarrweg 4a, 38384 Gevensleben  
Geburtsdatum: 09.05.1978  
Geburtsort: Braunschweig  
Familienstand: ledig  
Staatsangehörigkeit: deutsch



2000 bis heute Festeinstellung als Physiklaborant

Arbeitsgruppe: „1.71-Darstellung Beschleunigung“

Physikalisch-Technische Bundesanstalt

1999-2000 Zivildienst in Braunschweig

1995-1999 Ausbildung zum Physiklaboranten in der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt

1991-1995 Realschule Schönigen

### Studium / Aus- und Fortbildung:

2007 bis heute Fernstudium zum Diplom-Ingenieur

Fachrichtung: Elektrotechnik

Hochschule Anhalt in Köthen

2003-2005 Staatlich geprüfter Techniker - Elektrotechnik

Schwerpunkt: Energietechnik und Prozessautomatisierung

Technikerschule der Stadt Braunschweig

## **Danksagung**

Meine Danksagung gilt Angelika, die mir immer den Rücken freigehalten hat, natürlich auch Uwe, der mir geholfen hat, die Wirren von LabView zu entschlüsselt und Michael, mit dem ich mich durch gesamte Studium geschlagen habe, und zum Schluss noch meiner Freundin Sarina, die die Kommasetzung eindeutig besser als ich verinnerlicht hat.