

**Hochschule Magdeburg-Stendal**  
**Fachbereich Ingenieurwissenschaften und Industriedesign (IWID)**  
**Institut für Elektrotechnik**

# **Bachelorarbeit**

**zur Erlangung des Grades eines "Bachelor of Engineering"**  
**im Studiengang Elektrotechnik**

**Thema: "Sensorfirmware für autarke Messwerterfassungssysteme"**

**Eingereicht von:** **Roy Pentke**

**Angefertigt für:** ifak - Institut für Automation und Kommunikation e. V.  
Magdeburg

**Matrikel:** E 2010

**Ausgabetermin:** 17. Januar 2014

**Abgabetermin:** 28. März 2014

**Schulischer Betreuer:** Herr Prof. Dr.-Ing. Jörg Auge

**Betrieblicher Betreuer:** Herr Dipl.-Ing. (FH) Thomas Trettin

# I Abstract

Gegenstand dieser Arbeit ist die Untersuchung und Erarbeitung eines Messkonzepts sowie die Entwicklung und Implementierung softwareorientierter Komponenten für eine ultraschallbasierte Stoffanalyse. Eingangs erfolgt ein Überblick über die Komponenten und Funktionsweisen des bereits bestehenden Multisensorkonzepts, welches eine grundlegende Basis für die Entwicklung und Implementierung des zu erarbeitenden Konzepts darstellt. Nachfolgend sind theoretische Betrachtungen auf Basis verschiedener Randbedingungen (Geometrien, etc.) untersucht und evaluiert worden. Auf dessen Grundlage sind elektronische und softwareorientierte Komponenten zur Messung verschiedener Größen implementiert und Tests unterzogen worden. Den Abschluss der Arbeit bildet eine Untersuchung und Darstellung aller Messgrößen des Multisensorsystems an ausgewählten Stoffgemischen.

Subject of this thesis is the investigation and development of a measurement concept and the development and implementation of software components for an ultrasound-based material analysis. At first is an overview of the components and functionalities of the already existing multi-sensor design, which constitutes a fundamental basis for the development and implementation of the concept to be developed. Theoretical considerations on the basis of a different boundary conditions are below (geometry, etc.) investigated and been evaluated. On the basis of which have been implemented electronic and software components for the measurement of various sizes and subjected to tests. A study and representation of all measures of multi-sensor system to selected mixtures concludes the work.

## II Aufgabenstellung

### **Thema: Sensorfirmware für autarke Messwerterfassungssysteme**

**Aufgabenstellung:** In vielen Bereichen der verarbeitenden/ herstellenden Industrie erlangt die Forderung nach der tomografischen Erfassung (inline, online) von Informationen (z.B. Temperatur, Stoffdichte) zunehmend analytische Bedeutung. Dem „Aufklären von Prozesszuständen aus der Ferne“ mittels ortsfest installierter Messtechnik stehen in jüngster Zeit neue Ansätze gegenüber, bei denen die Sensoren direkt in dem Prozess eingebracht werden und auf diese Weise permanent Informationen aus dem „Prozessinneren“ gewinnen sollen. Eine derart umfassende Prozessüberwachung bedarf der Lösung außerordentlich vieler Detailprobleme, was noch 1-2 Jahrzehnte intensiver Forschungsarbeiten an zahlreichen Instituten bedarf. Dennoch sind Vorstufen in zunächst makroskopischen Maßstäben bereits heutzutage vorstellbar. Hierzu soll die Bachelorarbeit einen substantiellen Beitrag leisten, indem funktionale, softwareorientierte Komponenten für die Ultraschall-basierte Stoffanalyse entwickelt, implementiert und in einem mobilen Sensormodul ersten Tests zur Inline-Prozessanalyse unterzogen werden sollen. Dabei wird auf die Ergebnisse, die im Rahmen des vorherigen Praktikums bereits erzielt werden konnten, (u.a. Erarbeitung schaltungstechnischer Lösungsansätze, Aufbau einer konfigurierbaren Hardware-Testplattform) zielgerichtet aufgebaut.

Im Einzelnen sind folgende Teilaufgaben zu erfüllen:

1. Einarbeitung in das Prinzip der akustischen Messtechnik und Verarbeitung der Sensordaten zur Prozessanalyse
2. Untersuchung und Bewertung geeigneter Messprinzipien unter Berücksichtigung verschiedener Randbedingungen (vorgegebene Geometrie des Sensormoduls, Kostenminimierung der Elektronik zur Signalanregung/-auswertung, Minimierung von Störeinflüssen, etc.)
3. Erarbeitung des favorisierten Messkonzepts, Entwurf und Umsetzung der softwareseitigen Lösung auf Basis des ATmega 644P mit Anbindung an ein bestehendes zentrales Datenloggermodul
4. Experimentelle Tests an ausgewählten Stoffsystemen
5. Erweiterung einer grafischen Nutzeroberfläche zur Veranschaulichung der Messdaten unter Einbeziehung der Daten weiterer Sensormodule (u.a. kapazitiv, optisch)
6. Zusammenfassende Bewertung der erzielten Ergebnisse

Die Bachelorarbeit wird am Institut für Automation und Kommunikation e.V. Magdeburg durchgeführt (Betreuer: T. Trettin)

### **III Eidesstattliche Erklärung**

Hiermit versichere ich an Eides statt und durch meine Unterschrift, dass die vorliegende Arbeit von mir selbstständig, ohne fremde Hilfe angefertigt worden ist. Inhalte und Passagen, die aus fremden Quellen stammen und direkt oder indirekt übernommen worden sind, wurden als solche kenntlich gemacht. Ferner versichere ich, dass ich keine andere, außer der im Literaturverzeichnis angegebenen Literatur verwendet habe. Diese Versicherung bezieht sich sowohl auf Textinhalte sowie alle enthaltenden Abbildungen, Skizzen und Tabellen. Die Arbeit wurde bisher keiner Prüfungsbehörde vorgelegt und auch noch nicht veröffentlicht.

Magdeburg, den 28.03.2014

.....

Unterschrift des Verfassers

## IV Inhaltsverzeichnis

I	Abstract .....	I
II	Aufgabenstellung .....	I
III	Eidesstattliche Erklärung.....	III
IV	Inhaltsverzeichnis.....	IV
V	Abbildungsverzeichnis .....	VI
VI	Tabellenverzeichnis.....	IX
VII	Abkürzungsverzeichnis .....	X
1	Motivation und Zielstellung .....	13
2	Charakterisierung und Erzeugung akustischer Wellen .....	15
2.1	Allgemeines .....	15
2.2	Kenngrößen des Schalls.....	17
2.2.1	Schalldruck .....	17
2.2.2	Schallschnelle .....	18
2.2.3	Schallintensität und Schalleistung.....	19
2.2.4	Schallgeschwindigkeit .....	20
2.2.5	Schallschwächung .....	22
2.2.6	Akustische Impedanz.....	24
2.3	Ultraschallwandler .....	25
2.4	Schallausbreitung.....	26
3	Aufbau des Multisensorsystems .....	29
3.1	Gesamtsystem .....	29
3.2	Temperatur- und Druckmodul .....	33
3.3	Optisches Modul .....	35
3.4	Dielektrisches Modul .....	37
3.5	Akustisches Modul.....	42
4	Entwurf des akustischen Sensors .....	43
4.1	Vorbemerkungen.....	43
4.2	Aufbau der Messanordnung.....	44
4.3	Sensorelektronik .....	51
4.3.1	Schalllaufzeitmessung .....	52
4.3.2	Amplitudenmessung .....	57

---

4.3.3	Temperaturmessung.....	60
4.4	Sensorfirmware.....	63
4.5	Kalibrierung.....	66
4.6	Datenerfassung.....	68
5	Experimentelle Erprobung des Gesamtsystems.....	72
5.1.1	Vermessung von Suspensionen.....	74
5.1.2	Lösungs- und Mischvorgänge.....	76
6	Zusammenfassung und Ausblick.....	84
A	Anhang.....	86
A.1	Phasen- und Amplitudengänge des dielektrischen Sensors.....	86
A.2	Darstellung verschiedener Spannungsverläufe der Elektronik.....	87
A.3	Darstellung Mischvorgang destilliertes Wasser mit Ethanol/ Isopropanol.....	88
A.4	Technische Daten und Spezifikationen des Multisensorsystems.....	93
A.5	Steuerbefehle des Multisensorsystems.....	94
B	Literaturverzeichnis.....	102

## V **Abbildungsverzeichnis**

Abbildung 2-1: a) Longitudinalwelle; b) Transversalwelle [5].....	16
Abbildung 2-2: Schallfeld eines ebenen runden Wandlers, $f=4\text{MHz}$ , $D=10\text{mm}$ , $c=1500\text{ m/s}$ (Wasser) [16].....	28
Abbildung 3-1: 3D-Darstellung des Gesamtsystems.....	29
Abbildung 3-2: Schematischer Aufbau der Kommunikation des gesamten Systems ....	30
Abbildung 3-3: Aufbau des Mastertelegramms (FABIAN [18]) .....	31
Abbildung 3-4: Programmablaufplan Mastermodul (eigene erweiterte Darstellung nach FABIAN [17]) .....	32
Abbildung 3-5: Schematische Darstellung der Elektronikkomponenten des Temperatur- und Druckmoduls .....	33
Abbildung 3-6: Programmablaufplan Temperatur- und Druckmodul.....	34
Abbildung 3-7: a) Schematischer Aufbau des optischen Moduls b) Darstellung der Elektronikkomponenten des optischen Moduls .....	35
Abbildung 3-8: Programmablaufplan optischer Sensor [17].....	36
Abbildung 3-9: a) Schematischer Aufbau des dielektrischen Moduls (eigene Darstellung nach FABIAN [18]) b) Darstellung der Elektronikkomponenten des dielektrischen Moduls (FABIAN [18]).....	37
Abbildung 3-10: Simulation Amplitudengang (FABIAN [18]) .....	38
Abbildung 3-11: Elektrisches Ersatzschaltbild des dielektrischen Sensorkopfes (FABIAN [18]).....	39
Abbildung 3-12: Simulation Phasengang (FABIAN [18]) .....	39
Abbildung 3-13: Programmablaufplan dielektrischer Sensor [18].....	41
Abbildung 3-14: Schematische Darstellung des akustischen Moduls.....	42
Abbildung 4-1: Vereinfachtes Verlustmodell für Transmissions- und Reflexionsverfahren (eigene Darstellung nach WÖCKEL [10]) .....	47
Abbildung 4-2: a) Integrationsanordnung; b) Gehäuseanordnung .....	48
Abbildung 4-3: Schematische Darstellung des akustischen Moduls (v2.0) .....	51
Abbildung 4-4: a) Schematische Darstellung der Komponenten und Verschaltung des TDC (v1.0) b) Darstellung des Stopp-signaltriggerungsverfahrens des TDC GP-21 .....	53
Abbildung 4-5: Darstellung der Signale einer Laufzeitmessung (v2.0) .....	55
Abbildung 4-6: Darstellung der Abweichungen von Laufzeiten vom statistischen Mittelwert im Bezug auf verschiedene Detektionsstrategien.....	56
Abbildung 4-7: Darstellung der maximalen Unsicherheit im Bezug auf verschiedene Detektionsstrategien .....	56
Abbildung 4-8: a) Schematische Darstellung Amplitudenelektronik (Ausschnitt) b) Darstellung Signalverläufe Amplitudenmessung .....	57

Abbildung 4-9: Darstellung Ultraschallempfangsspannungsverlauf; Destilliertes Wasser (@20 °C) als Fluid im Messkanal (Anregung der Sendekeramik mit Burst).....	58
Abbildung 4-10: Darstellung Ultraschallempfangsspannungsverlauf; Destilliertes Wasser (@20 °C) als Fluid im Messkanal (Anregung der Sendekeramik mit einem Puls).....	59
Abbildung 4-11: TDC GP-21 Temperaturbeschaltung a) ohne externen Trigger, b) mit externen Trigger [19] .....	60
Abbildung 4-12: Programmablaufplan akustisches Modul .....	64
Abbildung 4-13: Hauptfenster Lab-View Nutzeroberfläche .....	68
Abbildung 4-14: Parametrierfenster .....	70
Abbildung 5-1: Darstellung des experimenteller Messaufbau .....	72
Abbildung 5-2: Darstellung der einzelnen Module und Sensoren .....	73
Abbildung 5-3: Ultraschallamplitudenmessung mit unterschiedlicher Anzahl Partikel im Medium.....	74
Abbildung 5-4: Durchlichtmessung mit unterschiedlicher Anzahl Partikel im Medium .....	75
Abbildung 5-5: Ultraschalllaufzeitmessung mit unterschiedlicher Anzahl Partikel im Medium .....	75
Abbildung 5-6: Dielektrischer Amplitudenverlauf mit unterschiedlicher Anzahl Partikel im Medium.....	76
Abbildung 5-7: Medientemperaturverlauf; Ethanol/ Isopropanolmischung .....	77
Abbildung 5-8: Schallamplitudenverlauf; Ethanol/ Isopropanolmischung .....	77
Abbildung 5-9: Schallgeschwindigkeitsverlauf; Ethanol/ Isopropanolmischung .....	78
Abbildung 5-10: Permittivitätserwartung Ethanol-/ Isopropanol-Wasser-Mischung ....	78
Abbildung 5-11: Amplitudenverlauf dielektrischer Sensor; Ethanol/ Isopropanolmischung .....	79
Abbildung 5-12: Temperaturverlauf experimentelle Untersuchung einer gesättigten NaCl-Lösung.....	80
Abbildung 5-13: Amplitudenverlauf dielektrischer Sensor; experimentelle Untersuchung einer gesättigten NaCl-Lösung .....	80
Abbildung 5-14: Phasenverlauf dielektrischer Sensor; experimentelle Untersuchung einer gesättigten NaCl-Lösung .....	81
Abbildung 5-15: Schallgeschwindigkeitsverlauf akustischer Sensor; experimentelle Untersuchung einer gesättigten NaCl-Lösung .....	81
Abbildung 5-16: Schallamplitudenverlauf akustischer Sensor; experimentelle Untersuchung einer gesättigten NaCl-Lösung .....	82
Abbildung 5-17: Intensitätsverlauf optischer Sensor in Transmission; experimentelle Untersuchung einer gesättigten NaCl-Lösung .....	83
Abbildung 5-18: Intensitätsverlauf optischer Sensor in Reflexion; experimentelle Untersuchung einer gesättigten NaCl-Lösung .....	83
Abbildung A-1: Darstellung Amplitudenverlauf des dielektrischen Sensors Luft und Wasser in Abhängigkeit der Frequenz, Anordnung im Messkanal.....	86



---

Abbildung A-2: Darstellung Phasenverlauf des dielektrischen Sensors Luft und Wasser in Abhängigkeit der Frequenz, Anordnung im Messkanal.....	86
Abbildung A-3: Darstellung Totzeit UND-Gatter.....	87
Abbildung A-4: Darstellung Totzeit Verstärker.....	87
Abbildung A-5: Darstellung Durchlaufzeit Impedanzanpassschaltung .....	87
Abbildung A-6: Medientemperatur Ethanol-/ Isopropanolmischung.....	88
Abbildung A-7: Druck im Messkanal während der Ethanol-/ Isopropanolmischung....	88
Abbildung A-8: Durchlichtsignal im Messkanal während der Ethanol-/ Isopropanolmischung .....	88
Abbildung A-9: Reflexionslichtsignal im Messkanal während der Ethanol-/ Isopropanolmischung .....	89
Abbildung A-10: Dielektrisches Amplitudenverhältnis im Messkanal während der Ethanol-/ Isopropanolmischung .....	89
Abbildung A-11: Dielektrischer Phasengang im Messkanal während der Ethanol-/ Isopropanolmischung .....	89
Abbildung A-12: Verlauf der Schallamplituden im Messkanal während der Ethanol-/ Isopropanolmischung .....	90
Abbildung A-13: Verlauf der Schalllaufzeit im Messkanal während der Ethanol-/ Isopropanolmischung .....	90
Abbildung A-14: Abgeleitete Schallgeschwindigkeit im Messkanal während der Ethanol-/ Isopropanolmischung .....	90
Abbildung A-15: Schallabsorption in Ethanol-Wasser-Mischung [21] .....	91
Abbildung A-16: Schallabsorption in Isopropanol-Wasser-Mischung [21].....	91
Abbildung A-17: Schallgeschwindigkeit von Wasser als Funktion der Temperatur .....	92
Abbildung A-18: Schallgeschwindigkeit NaCl-Lösung in Abhängigkeit der Konzentration [22] .....	92

## VI Tabellenverzeichnis

Tabelle 2-1: Klassifizierung der Frequenzbereiche von Schallwellen [1] .....	15
Tabelle 2-2: Ausgewählte Materialien und deren akustische Parameter [6] [9] [10].....	23
Tabelle 2-3: Exemplarische Darstellung charakteristischer Kenngrößen Piezokeramiken [15] .....	26
Tabelle 2-4: Schalltransmissions- und Reflexionsgrade an Grenzflächen verschiedener Materialien .....	27
Tabelle 4-1: Reflexionskoeffizienten verschiedener Grenzflächen (bezogen auf 20°C)(Quellen).....	45
Tabelle 4-2: Darstellung theoretischer Schalllaufzeiten verschiedener reiner Medien im Impuls-Echo-/ Durchschallungsverfahren (Werte bei 20°C) .....	45
Tabelle 4-3: Nahfeldbereiche in Abhängigkeit vom Wandlerdurchmesser bezogen auf reine Medien ( $f = 2\text{MHz}$ , $c_x@ 20\text{ °C}$ ).....	48
Tabelle 4-4: Vergleich erwarteter Empfangsamplituden in % verschiedener Anordnungen und Medien.....	50
Tabelle 4-5: Untersuchungsergebnisse Amplitudenmessung (Durchschallung).....	58
Tabelle 4-6: Konfiguration TDC .....	64
Tabelle 4-7: Fehlercodes akustischer Sensor.....	65
Tabelle 4-8: Errechnete und gemessene Daten zur Ermittlung der Schalllaufzeit des PVC.....	67
Tabelle 4-9: Darstellung Messzeiten einzelner Module .....	69
Tabelle A-1: Darstellung technische Spezifikationen des Multimastersystems.....	93
Tabelle A-2: Beispielhafte Darstellung der Eingabe von Steuerbefehlen via Terminal .....	94
Tabelle A-3: Übersicht der Steuerbefehle des Multisensorsystems .....	95

## VII Abkürzungsverzeichnis

### Allgemein

ADU	- Analog-Digital-Umsetzer
ALU	- Arithmetic Logic Unit
ASCII	- American Standard Code for Information Interchange
Bias	- Vorladespannung
DAU	- Digital-Analog-Umsetzer
EEPROM	- Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory
GPD	- Gain and Phase Detector
ID	- Identifikator
LDO	- Low-Dropout-Regler
LED	- Licht-emittierende Diode
MUX	- Multiplexer
NaCl	- Natriumchlorid
SPI	- Serial Peripherie Interface
TDC	- Time-to-Digital-Converter (deutsch: Zeit-Digital-Umsetzer)
FPG	- Firepulsegenerator
SPI	- Serial Peripherie Interface
PWG	- Programmable Waveform Generator
PWM	- Pulsweitenmodulation
PE	- Polyethylen
PVC	- Polyvinylchlorid
PMMA	- Polymethylmethacrylat
USART	- Universal Synchronous and Asynchronous Serial Receiver Transmitter
µC	- Mikrocontroller

**Formelzeichen - Allgemein**

$u$	elektrische Spannung	V
$i$	elektrischer Strom	A
$f$	Frequenz	$s^{-1}$
$\omega$	Kreisfrequenz	$s^{-1}$
$\pi$	Pi = 3,14159...	
$\rho$	Dichte	$\frac{kg}{m^3}$
$K$	allgemein für Korrekturfaktor	
$E$	Elastizitätsmodul	Pa
$\mu$	Poissonzahl	
$t$	allgemein für Zeit	s
$\lambda$	Wellenlänge	m
$s$	Strecke	m
$Z$	elektrische Impedanz	$\Omega$
$R$	elektrischer Widerstand	$\Omega$
$P$	elektrische Leistung	W
$M$	Masse	kg

**Formelzeichen - Schall**

$\alpha$	Schallschwächungskoeffizient	$\frac{1}{m}$
$\beta$	Divergenzwinkel	°
$p$	Schalldruck	Pa
$v$	Schallschnelle	$\frac{m}{s}$
$\kappa$	Isentropenexponent	
$k$	Wellenzahl	
$k_{ij}$	mechanischer Kopplungsfaktor	
$I$	Schallintensität	$\frac{W}{m^2}$

---

$P$	Schalleistung	$W$
$Z$	Akustische Impedanz	Rayl
$K$	Kompressionsmodul	$Pa$
$R$	universelle Gaskonstante	$\frac{J}{mol K}$
$N$	Frequenzkonstante	Hzm
$c$	Schallgeschwindigkeit	$\frac{m}{s}$
$R$	Reflexionsfaktor	
$T$	Transmissionsfaktor	
$\varrho$	Reflexionsgrad	
$\tau$	Transmissionsgrad	

# 1 Motivation und Zielstellung

In der heutigen verarbeitenden und herstellenden Industrie ist eine genaue Kenntnis über die Veränderung stofflicher Parameter unumgänglich. Hierbei entstehen in jüngster Zeit neue Anforderungen, die eine tomografische Erfassung von Informationen aus dem Prozess erfordern. Dabei geht es nicht mehr um die fest installierte ortsgebundene Erfassung von Prozessinformationen aus der Ferne, sondern um die Erlangung der stofflichen Parameter direkt aus dem Inneren eines Prozesses. Solche „mobilen Erfassungssysteme“ stehen erst am Anfang der Entwicklung und bedürfen noch der Lösung vieler Detailprobleme. Eine „prozessinnere“ Überwachung verschiedener Prozess-/ Stoffparameter bietet gegenüber fest installierter Sensorik neue Möglichkeiten für die Qualitätssicherung zu jedem beliebigen Zeitpunkt. Die in der Industrie üblichen Positionierungen von Sensoren, beispielsweise an Behälterwänden, bieten nur einen begrenzten Einblick in die Stoffparameter. Zudem ist eine Vielzahl von Sensoren nötig, um ein relatives Maß an Kenntnissen der Stoffparameter zu erlangen. Jedoch kann nicht immer davon ausgegangen werden, dass die gemessenen Werte an den Behälterwänden auch denen im Mittelpunkt oder an anderer Stelle des Behälters entsprechen. Um das Wissen dahingehend zu erweitern, müssen üblicherweise Proben entnommen werden, die einer labortechnische Untersuchung unterzogen werden müssen. Ein tomografisches Sensor-system kann in einem solchen Fall dazu beitragen die Kosten für die Vielzahl an Sensoren und benötigter labortechnischer Untersuchungen zu minimieren. Gegenüber der labortechnischen Erfassung der Prozessparameter bietet eine kontinuierliche „innere Aufklärung“ eine größere Aktualität der Daten. Mit diesen Echtzeitdaten ist es möglich, einen noch schnelleren und effektiveren Eingriff in den Prozess zu gewährleisten. Die tomografische Überwachung kann dabei Auskunft über den Zustand der Produktionsanlagen liefern, welche einen wichtigen Vorteil für die Instandhaltung, Wartung und Produktionsplanung darstellt.

Diese Arbeit soll einen Beitrag für die Entwicklung einer tomografischen Datenerfassung im makroskopischen Maßstab liefern. Dabei besteht die Aufgabe funktionale, softwareorientierte Komponenten für eine ultraschallbasierte Stoffanalyse zu entwickeln, diese in ein bestehendes mobiles Multisensorsystem zu implementieren und ersten Tests zur Inline-Prozessanalyse zu unterziehen. Dabei sollen geeignete Messprinzipien untersucht und bewertet werden. Die Untersuchung soll dabei unter Berücksichtigung verschiedener Randbedingungen wie Kosten, Geometrie, minimaler Aufwand der Elektronik für die Signalanregung und -auswertung sowie die Minimierung von Störeinflüssen stattfinden. Mit den Ergebnissen der Betrachtungen soll ein geeignetes Messprinzip umgesetzt werden. Dieses soll in der Lage sein, ein Höchstmaß an Messgenauigkeit für die Parameter Schalllaufzeit  $t$  und den Schallschwächungskoeffizienten  $\alpha$  mittels Ultraschall zu liefern. Anhand des favorisierten Messkonzeptes soll die Firmware sowie die Anbindung an eine bestehende Datenloggersoftware gestaltet werden. Diese Software soll dem Nutzer die Möglichkeit bieten das Messsystem, in einer einfachen Form zu konfigurieren, die gewonnenen Daten in Echtzeit zu visualisieren und zu speichern.

Das zu entwickelnde Konzept eines ultraschallbasierten Sensors zu Stoffanalyse, stellt ein weiteres Teilsystem für bereits bestehendes Systemkonzept dar. Dieses Systemkonzept ist in vorhergehenden fremden Arbeiten entwickelt worden und stellt eine Basis für diese Arbeit dar.

Nachfolgen wird daher zunächst auf die für das Verständnis der akustischen Stoffanalyse benötigten theoretischen Grundlagen und der akustischen Kenngrößen eingegangen. Im Anschluss folgen eine detaillierte Darstellung des bereits bestehenden Multisensor-konzepts und dessen Teilsysteme. Die Untersuchung und Konzeptionierung des akustischen Teilsystems wird folgend unter den Betrachtungen der Anordnung, Elektronik, Firmware und der Kalibrierung dargestellt. Im letzten Punkt dieser Arbeit wird das Gesamtsystem unter Verwendung verschiedener Stoffsysteme erprobt und die gewonnenen Ergebnisse dargestellt.

## 2 Charakterisierung und Erzeugung akustischer Wellen

### 2.1 Allgemeines

„Die Akustik ist die Lehre vom Schall, seiner Eigenschaften und dessen Ausbreitung“ (LERCH [1]). Hierbei wird zwischen Infra-, Hör-, Ultra- und Hyperschall unterschieden, dessen Zuordnung in verschiedene Frequenzbereiche eingeteilt wird (Tabelle 2-1).

**Tabelle 2-1: Klassifizierung der Frequenzbereiche von Schallwellen [1]**

Bezeichnung	Frequenzbereich
Infraschall	0 bis 20 Hz
Hörschall	20 bis 20 kHz
Ultraschall	20 kHz bis 1 GHz
Hyperschall	größer 1 GHz

Schall bezeichnet die Ausbreitung und Überlagerung kleinster Druckdifferenzen eines Ruhedrucks (beispielsweise dem atmosphärischen Ruhedruck) in einem elastischen Medium ([1], [2]). Die elastischen Medien können Gase, Flüssigkeiten und Feststoffe sein. Je nachdem in welchem Medium die Schallausbreitung stattfindet wird diese als Luft-, Flüssigkeits- oder Körperschall bezeichnet. Eine Welle beschreibt, wie sich die Druckunterschiede in einem schallleitenden Medium fortbewegen. Der Begriff ‚Schallwelle‘ vereint die Ursache und Wirkung des physikalischen Vorgangs des Energietransports in einem Medium [2]. Sie entsteht, wenn die elementaren Bausteine des Medium durch Energiezufuhr („Anstoßen“) in Bewegung gesetzt werden. Dabei wird diese eingeprengte Energie, ausgehend vom Einwirkungspunkt, weitergeleitet und breitet sich aus. Die Weiterleitung erfolgt durch die Anregung der benachbarten Teilchen, welche ebenfalls zu schwingen beginnen.

In Abhängigkeit des Mediums treten verschiedene Wellenformen auf. Diese können Longitudinal-, Transversal-, Biege-, Torsions-, Oberflächen- und/ oder Volumenwellen sein. In Flüssigkeiten oder Gasen treten fast ausschließlich Longitudinalwellen (Schubwellen) auf. An Grenzflächen/ Übergängen (Flüssigkeit-Feststoff) oder Oberflächen (beispielsweise Wasser) können auch Transversal- (Scherwelle) oder Rayleighwellen (Oberflächenwelle) auftreten. In Feststoffen treten auf Grund von Störstellen, Korngrenzen, Einfallswinkel der Welle und anderen spezifischen Eigenschaften nicht nur longitudinale Wellen, sondern auch Transversalwellen auf (vgl. hierzu [3 S. S. 65]).



Zum Verständnis dieser Arbeit sind nur Kenntnisse zu Longitudinal- und Transversalwellen nötig. Daher werden die weiteren nicht näher erläutert und können in weiterführender akustischer Literatur nachgelesen werden (beispielsweise [1], [2], [3], [4]).

Die **Longitudinalwelle** ist eine mechanische Welle, die nur in ihrer Ausbreitungsrichtung schwingt. Dem gegenüber schwingen die Teilchen einer **Transversalwelle** senkrecht zur Ausbreitungsrichtung (siehe Abbildung 2-1 a und b). Diese beiden Wellenarten unterscheiden sich zudem in weiteren Eigenschaften, wie beispielsweise die Geschwindigkeit ihrer Ausbreitung (siehe Kapitel 2.2.4).

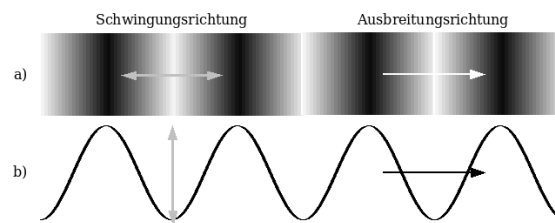


Abbildung 2-1: a) Longitudinalwelle; b) Transversalwelle [5]

In den folgenden Kapiteln werden die charakteristischen Kenngrößen des Schalls zum Verständnis dieser Arbeit erörtert. Dazu gehören Kenntnisse zur Schallausbreitung und die Erzeugung von Schall (insbesondere Ultraschall).

## 2.2 Kenngrößen des Schalls

### 2.2.1 Schalldruck

Der Schalldruck beschreibt die räumlichen und dem statischem Druck zeitlich überlagerten Druckschwankungen (Schallschwingungen) in einem Medium. Er ist die Differenz vom entstandenen Wechseldruck und dem herrschenden Normaldruck ( $p_{NN} = 10^5 Pa$ ). Dabei wird allgemein der Schalldruck einer sich harmonisch ausbreitenden Welle im ebenen Raum folgendermaßen beschrieben [1].

$$p(x, t) = p_0 e^{j\omega\left(t - \frac{x}{c}\right)} e^{-\alpha x} \quad (2.1)$$

Hierbei bezeichnet  $p_0$  die Maximalelongation an der Stelle  $x = 0$ ,  $\omega$  die Kreisfrequenz,  $c$  die Schallgeschwindigkeit,  $t$  die Zeit und  $\alpha$  den Schallschwächungskoeffizienten (beschrieben in Abschnitt 2.2.5).

Die übliche Angabe des Schalldrucks erfolgt in der Einheit Pascal ( $Pa$ ). Zur Beurteilung der Stärke einer Schallquelle wird in der technischen Messtechnik der Schalldruck als Effektivwert angegeben, der den zeitlich schwankenden Wechseldruck in einem bestimmten Zeitintervall beschreibt [2](Gleichung (2.2)).

$$\tilde{p} = \sqrt{\frac{1}{T} \int p^2(t) dt} \quad (2.2)$$

Die Darstellung des Schalldrucks erfolgt oft in logarithmischen Pegelmaßen. Daher ist der Schalldruckpegel die logarithmische Darstellung des Schalldrucks bezogen auf eine Referenzgröße. Dieser Wert ist der kleinste für den Menschen empfindbare Schalldruck ( $p_0 = 20 \mu Pa$ ), der im Allgemeinen als Hörschwelle bezeichnet wird [6].

$$L_p = 10 \lg \left( \frac{\tilde{p}^2}{\tilde{p}_0^2} \right) dB \quad (2.3)$$

Der Schalldruck ist in der Regel um viele Größenordnungen kleiner als der umgebende statische Druck. Typische Schalldruckpegel bewegen sich im Bereich zwischen 0 dB (absolute Stille) und 160 dB (Geschützknall), welche einem Schalldruck von  $2^{-5} - 2000 Pa$  entsprechen.

### 2.2.2 Schallschnelle

Die Schallschnelle  $v$  ist die Geschwindigkeit lokaler Masseteilchen, die sich um ihre Ruhelage bewegen. Sie ist nicht zu verwechseln mit der Schallgeschwindigkeit  $c$ , welche die Geschwindigkeit der Ausbreitung der Schallwelle bezeichnet (siehe Kapitel 2.2.4). Schallschnelle und Schalldruck liegen bei einfachen fortschreitenden Wellen in Phase und weisen keinen Unterschied zwischen Ort und Zeitpunkt auf (MÖSER [2]). Die allgemeine formale Beschreibung lautet

$$v(x, t) = \frac{\partial \xi}{\partial t} \quad (2.4)$$

$\xi$  bezeichnet die Teilchenauslenkung der Masseteilchen

In der Messtechnik kann die Schallschnelle nur schwer und mit großem Aufwand ermittelt werden. Aus diesem Grund ist es einfacher, die Geschwindigkeit anhand abgeleiteter Größen zu berechnen. Hierzu wird im einfachsten Fall der Schalldruck genutzt, der im Zusammenhang mit der Dichte und der Schallgeschwindigkeit des Mediums die Schallschnelle ergibt (2.5) [2]. Die Geschwindigkeit ist, durch das andauernde Beschleunigen und Abbremsen nicht konstant und wird daher immer als Effektivwert  $\tilde{v}$  angegeben.

$$\tilde{v} = \frac{\tilde{p}}{\rho_0 c} = \frac{\tilde{p}}{Z} = \xi \omega = -\frac{1}{\rho} \int_0^t \frac{dp}{dx} dt \quad (2.5)$$

Im Vergleich zur Schallgeschwindigkeit weist die Schallschnelle eine um mehrere Potenzen kleinere Geschwindigkeit auf. Nimmt man einen normalen Schalldruckpegel von etwa 35 dB (Zimmerventilator; 0,001124683 Pa), eine Dichte von Luft mit 1,2 kg/m<sup>3</sup> (bei 20 °C) und einer Schallgeschwindigkeit von 343 m/s an, so ergibt sich eine Geschwindigkeit der Teilchen von lediglich 2,6 µm/s.

Die Schallschnelle wird zudem in Pegelmaßen angegeben (Gleichung (2.6)). Diese Angabe bezieht sich dabei auf eine Bezugsschnelle von  $\tilde{v}_0 = 50 \times 10^{-9} \text{ m/s}$  [6].

$$L_v = 10 \lg \left( \frac{\tilde{v}^2}{\tilde{v}_0^2} \right) \text{ dB} \quad (2.6)$$

Mit Hilfe der Schallschnelle und des Schalldrucks kann die akustische Impedanz berechnet werden (siehe Kapitel 2.2.6).

### 2.2.3 Schallintensität und Schalleistung

Die durch eine Quelle eingeprägte Energie wandert in Form mechanischer Energie in Ausbreitungsrichtung mit der Schallwelle. Dieser Energietransport wird durch die Schallintensität beschrieben. Sie ist die Schallenergie bezogen auf eine senkrecht durchströmte Fläche  $\left[\frac{W}{m^2}\right]$ . Die Intensität, auch Schallenergieflussdichte genannt, ist eine Leistungsgröße und kann zur Verdeutlichung analog zur elektrischen Leistung betrachtet werden ( $P = I^2 R$ ). Interpretiert man den elektrischen Strom  $I$  als bewegte Teilchen der mechanischen Welle, so ist dieser äquivalent zur Schallschnelle  $v$  (2.5), die die Teilchenauslenkung in der Welle beschreibt. Der elektrische Widerstand  $R$  kann analog als Hindernis für die Wellenausbreitung betrachtet werden und ist in Bezug auf Schallwellen mit der Kennimpedanz  $Z$  (2.29) gleichzusetzen. Ersetzt man die Leistung  $P$  mit der Schallintensität  $I$  und setzt die oben genannten Äquivalente in die Leistungsgleichung ein, so erhält man die Gleichung (2.7)

$$I = v^2 * Z \quad (2.7)$$

Ersetzt man  $Z$  durch  $Z = \frac{p}{v}$  und ergänzt die zeitliche Abhängigkeit, entsteht die formale Beschreibung für den gerichteten Betrag des Energieflusses.

$$\vec{I} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) \vec{v}(t) dt \quad (2.8)$$

Bezogen auf einen Punkt im Schallfeld ergibt sich aus (2.8)

$$I(t) = p(t)v(t)dt \quad (2.9)$$

Betrachtet man die Intensität in Abhängigkeit von Schallkennimpedanz  $Z$  und Schalldruck  $p$ , ergibt sich der Formale Zusammenhang (2.10) [4].

$$I = \frac{p^2}{Z} = \frac{p^2}{c\rho} \quad (2.10)$$

Zur Ermittlung der von der Schallquelle abgegebenen Leistung wird die Schallintensität auf eine bestimmte Fläche bezogen. Demnach ist die Schalleistung  $P$  das Produkt aus Intensität und Fläche.

$$P = I * A \quad (2.11)$$

bzw. 
$$P = \int \vec{I} d\vec{A} \quad (2.12)$$

Vgl. hierzu auch: [6] S. 218ff, [2] S. 49ff

### 2.2.4 Schallgeschwindigkeit

Die Schallgeschwindigkeit ist ein Maß dafür, wie schnell sich eine Schallwelle in einem Medium ausbreitet. Sie ist abhängig von Temperatur, Druck, Kompressibilität (Elastizität) und Dichte eines Stoffes. Dabei muss zwischen Gasen, Fluiden und Festkörpern unterschieden werden. In Gasen spielen die Kompressibilität eine entscheidende Rolle, in Fluiden die Temperatur und der Druck. Bei Festkörpern ist die Schallgeschwindigkeit zudem abhängig von dem Wellentyp und der Frequenz. Für monochromatische Wellen, also Wellen mit nur einer Frequenz (beispielsweise reine Töne), ist die Schallgeschwindigkeit das Produkt aus Wellenlänge  $\lambda$  und Frequenz  $f$  (2.13) ([1], [2], [3]).

$$c = \lambda f \quad (2.13)$$

Die Schallgeschwindigkeit lässt sich gegenüber der vorhergehenden Betrachtung auch über ein einfaches Weg-Zeit-Verhältnis ermitteln. Sie ist in diesem Fall der Quotient aus der zurückgelegten Strecke  $s$  (der Schallwelle) und der dazugehörigen Zeit  $t$  (Gleichung (2.14)).

$$c = \frac{s}{t} \quad (2.14)$$

In Gasen und Flüssigkeiten können sich nur Longitudinalwellen ausbreiten, d.h. nur Dichte und Druckänderungen sind hierbei von Bedeutung. Dabei bewegen sich die Teilchen hin und her (Schallschnelle) und bewirken den weiteren Transport der Welle. Somit ist die Schallgeschwindigkeit physikalisch betrachtet das Verhältnis von Schalldruck  $p_0$  zur Dichte  $\rho_0$  mit einem Isentropenexponenten  $\kappa$  (2.15) [2].

$$c^2 = \frac{\partial p}{\partial \rho} = \kappa \frac{p_0}{\rho_0} \quad (2.15)$$

Die Schallausbreitung in Gasen wird allgemein als adiabatisch betrachtet. Mit Hilfe der thermischen Zustandsgleichung für ideale Gase (2.16) ergibt sich für die Schallgeschwindigkeit folgender Ausdruck (abgeleitet aus der Boyle-Mariotte-Gleichung) [2]:

$$\frac{p}{\rho} = \frac{R}{M_{Mol}} * T \quad (2.16)$$

Formel (2.16) in Formel (2.15) eingesetzt ergibt:

$$c_{Gas} = \sqrt{\kappa_{Gas} \frac{R_{Gas} * T}{M_{Mol}}} \quad (2.17)$$

$R_{Gas}$  ist eine Gaskonstante,  $\kappa_{Gas}$  ein Isentropenexponent und  $T$  die absolute Temperatur. Somit hängt die Schallgeschwindigkeit in Gasen nur noch von der absoluten Temperatur und dem Material ab. Die Ruhedichte und der Ruhedruck spielen dabei keine Rolle, da diese bei konstanter Temperatur proportional zueinander sind und somit das Verhältnis konstant bleibt [3]. Das bedeutet, dass bei sich verringerndem Luftdruck auch die Dichte geringer wird.

Zur Darstellung der Schallgeschwindigkeit in Flüssigkeiten behält die Gleichung (2.15) ebenfalls seine Gültigkeit. Allerdings spielt hierbei mehr die Kompressibilität und die dadurch hervorgerufene kleine Volumenänderung, bei größerer Dichte ( $\partial p / \partial \rho$ ), die wichtigste Rolle. Durch eine kleine Druckänderung  $\partial p$  kommt es zu einer Verdichtung des Ausgangsvolumens  $\partial V$  und dadurch zu einer Dichteänderung  $\partial \rho$  [3]. Formal bedeutet das

$$\partial V = -\beta_{Fl} * V_0 * \partial p \quad (2.18)$$

Mit :  $\beta_{Fl}$  = Kompressibilitätszahl der Flüssigkeit;  $V_0$  = Ausgangsvolumen;  $\partial V$  = relative Volumenänderung

Mit der Bedingung der Massenerhaltung ( $\rho * V = konst.$ ) und der Differenzierung von (2.18) erhält man die allgemeine Gleichung für die Schallgeschwindigkeit in Flüssigkeiten (2.19) [3].

$$c_{Fl} = \sqrt{\frac{K_{Fl}}{\rho_0}} \quad (2.19)$$

$K_{Fl}$  ist hierbei das Kompressibilitätsmodul ( $K_{Fl} = \frac{1}{\beta_{Fl}}$ ), welches die Abhängigkeit zwischen Druck- und Volumenänderung beschreibt,  $\rho_0$  ist die Dichte der Flüssigkeit.

Das Kompressibilitätsmodul und die Dichte können nicht als konstant angesehen werden, da sie beide temperaturabhängig sind. Die Dichte für reines luftfreies Wasser beträgt bei 0 °C = 999,84 kg/m<sup>3</sup> und bei 20 °C = 998,2 kg/m<sup>3</sup> [7]. Das Kompressibilitätsmodul weist jedoch viel größere Unterschiede in der Temperaturabhängigkeit auf. Für 0 °C beträgt der Wert 1,965 x 10<sup>9</sup> Pa und für 20 °C 2,179 x 10<sup>9</sup> Pa [7]. Aus diesen beiden Parametern ergeben sich Schallgeschwindigkeiten von 1402,04 m/s und 1477,51 m/s.

Anders als in Gasen oder Flüssigkeiten besitzen Feststoffe die Eigenschaft, dass sie neben der elastischen Längsverformung auch noch Schub-, Biege- und Torsionsverformungen zulassen. Daraus resultiert, dass nicht nur longitudinale (sog. Dichtewellen), sondern auch transversale Wellen (Schubwellen, Scherwellen) entstehen. In Festkörpern kann es auch zu Dehn-, Schub-, Biege- und Torsionswellen kommen [3].

Welche Ausbreitungsart in dem Feststoff vorwiegend vorherrscht ist stark von der Körpergeometrie abhängig. Hierbei haben die Dichte- und Schubwellen die größte Bedeutung. Je nach Körpergeometrie treten unterschiedliche Wellenarten auf. Sind jedoch die Abmaße in alle drei Richtungen des Körpers größer als die Wellenlänge  $\lambda$ , sind Dichte- und Schubwellen die Wellenarten die am häufigsten auftreten [3].

Im Gegensatz zu Flüssigkeiten und Gasen ist die Schallgeschwindigkeit nicht abhängig von der Kompressibilität, sondern von Elastizität/ Elastizitätsmodul  $E$ , Dichte  $\rho$  und Querkontraktion  $\nu$  (auch Poissonzahl  $\mu$  genannt). Für lange Stäbe unter Vernachlässigung der Querkontraktion gilt [3]:

$$c_{Fest,longitudinal,isotrop} = \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (2.20)$$

Dem gegenüber wird für eine transversale Ausbreitung nicht das Elastizitätsmodul  $E$ , sondern das Schubmodul  $G$  verwendet.

$$c_{Fest,transversal,isotrop} = \sqrt{\frac{G}{\rho}} \quad (2.21)$$

Ist ein Körper nicht isotrop (Abhängigkeit einer Eigenschaft von der Richtung) so kann die Querkontraktion nicht vernachlässigt werden, da die Schallgeschwindigkeit von der Ausbreitungsrichtung abhängt [3]. Demnach ergibt sich für die longitudinale Welle:

$$c_{Fest,longitudinal,nicht\ isotrop} = \sqrt{\frac{E(1-\mu)}{\rho(1-\mu-2\mu^2)}} \quad (2.22)$$

Und für die transversale Welle:

$$c_{Fest,transversal,nicht\ isotrop} = \sqrt{\frac{E}{2\rho(1+\mu)}} \quad (2.23)$$

Die Poissonzahl berechnet sich aus dem Verhältnis der Durchmesseränderung  $\Delta d$  zum Durchmesser  $d$  und der Längenänderung  $\Delta l$  zur Länge  $l$  [3]:

$$\mu = -\frac{\Delta d/d}{\Delta l/l} \quad (2.24)$$

In dieser Arbeit werden vorrangig Flüssigkeiten untersucht. Zu erwartende Schallgeschwindigkeiten bewegen sich dabei zwischen  $800\text{ m/s}$  und  $2000\text{ m/s}$ . Dem gegenüber sind in Feststoffen Schallgeschwindigkeiten mit  $c_L > 2000\text{ m/s}$  zu erwarten [6] (siehe auch Tabelle 4-1).

### 2.2.5 Schallschwächung

Die Schallschwächung einer akustischen Welle in Flüssigkeiten, Gasen und Feststoffen beschreibt den Energieverlust der fortschreitenden Welle auf Grund dissipativer Effekte. Diese Effekte verursachen eine Umwandlung der Schallenergie beim durchlaufen eines Mediums in thermische Energie und mindern somit die Energie der Schallwelle. Verluste, die durch Reflexion, Transmission und Absorption entstehen, werden als Dämpfung bezeichnet. Eine Schwächung der Schalldruckamplitude, einer mechanischen Welle, ist die Summe aus Schallschwächung und Dämpfung ([6], [8]).

Ausgehend von der Quelle nimmt die eingeprägte Schalldruckamplitude  $p_0$  mit dem Verlauf durch das Medium ab. Für eine ebene Welle gilt

$$p_x = p_0 * e^{-\alpha x} \quad (2.25)$$

wobei  $\alpha$  den Schallschwächungskoeffizienten der Schalldruckamplitude beschreibt (Gleichung (2.28)). Dieser ist materialspezifisch und frequenzabhängig. Die Frequenzabhängigkeit beruht auf Grund der inneren Reibung und des Wärmeaustausches zwischen erwärmten und gekühlten Gebieten durch Kompression und Dilation. Die Energie die dabei umgesetzt wird ist proportional zum Quadrat der Frequenz (TIETZ [8]). Der Schwächungskoeffizient  $\alpha$  hat dabei die Dimension  $1/m$  und beschreibt die Änderung des Schalldrucks über seinen Weg. Dieser Koeffizient wird meist in Dezibel je Meter ( $\frac{dB}{m} = \alpha'$ ) angegeben (Gleichung (2.27); KOHLRAUSCH [6]):

$$20 \lg\left(\frac{p_x}{p_0}\right) dB = -\alpha' x \quad (2.26)$$

Mit  $\alpha'$  in der Dimension dB/m gilt:

$$\alpha' = \frac{20}{d} \lg\left(\frac{p_x}{p_0}\right) \text{ in } \frac{dB}{m} \quad (2.27)$$

Umrechnung dB/m in  $1/m$ :

$$\alpha' = \frac{20}{\ln(10)} * \alpha \text{ in } dB = 20 \lg(e * \alpha) dB = 8,686 * \alpha dB \quad (2.28)$$

$$\alpha \left[ \frac{1}{m} \right] = \frac{\alpha' \left[ \frac{dB}{m} \right]}{8,686}$$

In der folgenden Tabelle 2-2 sind akustische Parameter sowie Schallschwächungskoeffizienten, für in dieser Arbeit untersuchte und verwendete Stoffe, aufgeführt.

**Tabelle 2-2: Ausgewählte Materialien und deren akustische Parameter [6] [9] [10]**

<b>Material</b>	$\rho$ [g/cm <sup>3</sup> ]	$c_L$ [m/s]	$Z$ [MRayl]	$\alpha$ [1/m]	$T$ [°C]
Ethanol	0,790	1207	0,95	0,194@ 2 MHz	25
Isopropanol	0,786	1170	0,920	0,368 2 MHz	20
Glycerin	1,300	1923	2,496	32 @ 4 MHz	20
Dest. Wasser	1,000	1480	1,483	0,1@ 2 MHz	20
	0,998	1496,7	1,494	0,09@ 2 MHz	25
PVC	1,380	2380	3,284	56,96@ 2 MHz	20



### 2.2.6 Akustische Impedanz

Die akustische Impedanz wird auch Schallwellenwiderstand oder Schallkennimpedanz genannt. Sie ist das Verhältnis der Amplitude des Schalldrucks zur Amplitude der Schallschnelle (2.29).

$$\underline{Z} = \frac{\underline{p}}{\underline{v}} \quad (2.29)$$

Berücksichtigt man die Reflexion einer akustischen Welle an Hindernissen, so ist der Schallwellenwiderstand als komplexe Größe zu betrachten. In diesem Fall können Phasenversätze zwischen der Schallschnelle und dem Schalldruck entstehen. In einem ebenen Wellenfeld sind Schalldruck und Schallschnelle in Phase. Dabei kann die Schallkennimpedanz als reell angesehen werden und ist das Produkt aus der Dichte  $\rho$  und der Schallgeschwindigkeit  $c$  ([3], [8]).

$$Z = \frac{\rho\omega}{k} = \rho c \quad (2.30)$$

Hierbei ist  $\rho$  die Dichte und  $c$  die Schallgeschwindigkeit des Mediums. Der Faktor  $k$  bezeichnet die Wellenzahl (Gleichung (2.31)).

$$k = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.31)$$

Die Angabe der Schallkennimpedanz erfolgt in  $\frac{Ns}{m^3}$  oder  $Rayl = \frac{kg}{m^2s} = \frac{Ns}{m^3}$ . Wobei letztere eine veraltete und ungesetzliche Einheit der Impedanz darstellt und nicht dem SI-Einheitensystem<sup>1</sup> entspricht. Der Wellenwiderstand ist eine wichtige Größe zur Beschreibung von Materialien. Dieser bestimmt das Reflexionsverhalten des Schalls an Grenzübergängen zwischen zwei Medien mit unterschiedlichen Kennimpedanzen. Je größer die Differenz der Impedanzen ist, desto größer ist die Reflexion der auftretenden Welle (Weiteres siehe Kapitel 2.4 und 4.2). Gase besitzen sehr kleine Kennimpedanzen (Wasserstoff = 113 *Rayl*, Luft = 427 *Rayl* [6]), Flüssigkeiten eine um das 2.000 - 4.000-fach größere (gegenüber Luft) und Feststoffe die um das 4.000 - 100.000-fach größere Impedanz. Anhand dieser Beispiele ist die Konsequenz dieser Größenunterschiede ersichtlich. Man erkennt, dass beim Übergang einer akustischen Welle zwischen Gasen und Feststoffen sehr große Reflexionen auftreten müssen (beispielsweise der Nachhall in einem leeren Raum). Somit gestaltet sich eine technische Realisierung der Durchschallung von Gas-Feststoff als äußerst schwierig (vgl. hierzu [3], [6], [8], [11]).

<sup>1</sup> SI-Einheit = „Système international d’unités“ = ein Internationales Einheitensystem

## 2.3 Ultraschallwandler

Zur Erzeugung und zum Empfang von Schallwellen benötigt man Wandler, die in der Lage sind, mit Hilfe eines elektrischen Signals eine mechanische Welle zu erzeugen. Dabei unterscheidet man elektrodynamische-, elektrostatische-, magnetostriktive- oder elektromechanische Wandler [12]. In der Praxis hat sich das elektromechanische Prinzip auf Basis des piezoelektrischen Effektes durchgesetzt. Gegenüber den anderen Wandlerarten besitzt dieser die positive Eigenschaft, mit geringem Aufwand eine große Schallamplitude zu erzeugen.

Piezokeramische Erscheinungen wurden erstmals 1880 von den Gebrütern Curie untersucht und experimentell nachgewiesen [13]. Sie fanden heraus, dass bei bestimmten Materialien, wie zum Beispiel Quarz, Tumulit und Seignettesalz [13] [14] und der Einprägung einer mechanischen Kraft  $F$  eine elektrische Ladung  $Q$  und ein elektrisches Potential  $\varphi$  entsteht. Diese Materialien besitzen quasi die Eigenschaft mechanische in elektrische Energie zu transformieren. Dieser Effekt funktioniert auch umgekehrt und wird inverser Piezoeffekt genannt. Die mechanische Krafteinprägung ist proportional zur entstehenden elektrischen Ladung bzw. zur elektrischen Feldstärke im Inneren des Kristalls und dem daraus resultierenden Potential ([13] [14]).

Ein piezoelektrischer Wandler als Ultraschallerzeuger wird elektrisch in seiner Resonanzfrequenz  $f_r$  angeregt, damit maximale Längenänderungen  $\Delta x$  stattfinden und dadurch die größten Schwingungsamplituden entstehen. Die elektrische Anregung erfolgt mittels einer Wechselspannung oder eines Impulses, mit begrenzter Anzahl von Schwingungen (Burst) in der jeweiligen Resonanzfrequenz. Nach der Anregung erfolgt eine sinusförmige Antwort der Keramik in Form einer Längenausdehnung/ -kontraktion, die je nach Applikation der Keramik auf bestimmten Oberflächen unterschiedlich stark gemindert wird [11]. Eine Piezokeramik besitzt nicht nur eine Resonanzstelle, sondern mehrere ungerade Vielfache der Grundfrequenz ( $3f_r, 5f_r$ ). Jedoch steigen bei diesen höheren Frequenzen die Dämpfungswerte  $\delta$  der Keramik, was eine geringere Maximalauslenkung zur Folge hat [11].

Für einfache Dickenschwinger berechnet sich die Resonanzfrequenz aus der material-spezifischen Frequenzkonstante  $N_i$  und der Dicke  $d$  des Schwingers ([11], [14]). Für einen runden Dickenschwinger mit einer Frequenzkonstante  $N_t = 2000 \text{ Hzm}$  (Tabelle 2-3) und einer Dicke  $d = 1 \text{ mm}$  ergibt sich nach Gleichung (2.32) eine Resonanzfrequenz von 2 MHz.

$$f_r = \frac{N_{ij}}{d} \quad (2.32)$$

Die Indizes der Konstanten beschreiben die Eigenschaften der Keramik in bestimmten Richtungsverhältnissen (Miller'sche Indizes, nachzulesen in [11], [13], [14]).

Trifft eine akustische Welle auf eine Piezokeramik, so erzeugt diese eine Krafteinprägung und dadurch resultierend eine Deformation des Schwingers. Diese Längen-/ Di-

ckenänderung erzeugt auf Grund des direkten piezokeramischen Effektes ein An- und Aufschwingen des Resonators. Dadurch entsteht eine Potentialverschiebung in Form und Frequenz der auftreffenden Welle. Jedoch kann nicht davon ausgegangen werden, dass die Amplitude der entstehenden Sinusspannung  $U_e$  dieselbe Höhe wie die eingepögte Amplitude des Ultraschallsenders aufweist. Die Spannung  $U_e$  ist selbst unter Idealbedingungen (Energieverlustfreiheit auf dem Schallweg) stets kleiner als die gesendete Spannung  $U_s$  und wird beschrieben mit dem mechanischen Kopplungsfaktor  $k_{ij}$  einer Keramik. Dieser Faktor stellt „ein Maß für den Wirkungsgrad einer Umformung der elektrischen Spannung in mechanische Verschiebung und zurück“ dar (KRAUT-KRÄMER [11]).

$$k_{ij}^2 = \frac{U_e}{U_s} \quad (2.33)$$

In der nachfolgenden Tabelle 2-3 werden exemplarisch wichtige Kenngrößen von Piezokeramiken dargestellt.

**Tabelle 2-3: Exemplarische Darstellung charakteristischer Kenngrößen Piezokeramiken [15]**

	$k_t^2$	$k_{33}^3$	$N_t$ [Hzm]	$\rho$ [g/cm <sup>3</sup> ]	Güte Q
<b>PIC151</b>	0,53	0,69	1950	7,80	100
<b>PIC255<sup>4</sup></b>	0,47	0,69	2000	7,80	80
<b>PIC155</b>	0,48	0,69	1990	7,80	80

## 2.4 Schallausbreitung

Die vorhergehenden Ausführungen zu den Kenngrößen des Schalls und deren Ausbreitung wurden immer unter der Annahme eines unendlich ausgedehnten Raumes unter idealen Bedingungen betrachtet. In der Praxis herrschen jedoch keine idealen Bedingungen. Vielmehr muss davon ausgegangen werden, dass nicht ein einzelner Stoff, sondern Stoffgemische aus verschiedenen Medien auftreten. In diesen Fällen entstehen Grenzflächen zwischen zwei unterschiedlichen Medien. An diesen Stellen treten, wie bei optischen Wellen, in der Akustik Reflexions- und Transmissionserscheinungen auf. Diese Erscheinungen wirken sich auf die Amplitude, Phase und Ausbreitungsrichtung

der mechanischen Welle aus. Trifft eine ebene Welle senkrecht auf eine Grenzschicht mit unterschiedlichen Kennimpedanzen ( $Z_1, Z_2$ , Kapitel 2.2.6), so wird diese zu gewissen Teilen transmittiert und/ oder reflektiert. Im Fall des nicht senkrechten Auftreffens

<sup>2</sup> Koppelfaktor der Dickenschwingung einer Platte [15]

<sup>3</sup> Koppelfaktor der Longitudinalschwingung [15]

<sup>4</sup> In dieser Arbeit verwendete Keramik.

einer Welle auf ein festes Medium tritt zudem noch eine Modenkonversion<sup>5</sup> auf. Für den Fall des senkrechten Einfalls gelten für den Reflexionsfaktor  $R$  und Transmissionsfaktor  $T$  die Gleichungen (2.34) und (2.35). Sie beschreiben das Verhältnis zwischen reflektierter/ transmittierter und einfallender Schalldruckamplitude [6].

$$R_{\perp} = \frac{p_r}{p_e} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (2.34)$$

$$T_{\perp} = \frac{p_t}{p_e} = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1} \quad (2.35)$$

Hierbei ist  $p_e$  der einfallende Schalldruck,  $p_t$  der Schalldruck der durchgelassenen Welle und  $p_r$  der Schalldruck der reflektierten Welle ([11] [4]). Schallweiche Medienübergänge (niedrige Impedanz) haben eine Phasendrehung zur Folge die sich in einem negativen Reflexionsfaktor äußert. Dem gegenüber treten keine Phasendrehungen, jedoch Amplitudenerhöhungen bei schallharten Medienübergängen (hohe Impedanz) auf. Neben der üblichen Ermittlung der Faktoren an Grenzflächen in Bezug auf Schalldrücke, findet man in der Literatur auch Betrachtungen in Bezug auf die Schallintensität (HENNING [4]). Gegenüber dem Verhältnis der Schalldruckamplituden erfüllt diese Betrachtung den Bezug auf die Schallintensitätsverhältnisse des Energieerhaltungssatzes, wobei die Summe der ausfallenden Intensität gleich der Intensität der einfallenden Welle ist.

$$\varrho_{\perp} = \frac{I_r}{I_e} = \left( \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \right)^2 = R^2 \quad (2.36)$$

$$\tau_{\perp} = \frac{I_t}{I_e} = \frac{4Z_1Z_2}{(Z_2 + Z_1)^2} = \frac{Z_1}{Z_2} T^2 \quad (2.37)$$

$\varrho_{\perp}$  Schallreflexionsgrad bei senkrechtem Einfall,  $\tau_{\perp}$  Schalltransmissionsgrad bei senkrechtem Einfall.

Im Folgenden sind nach Gleichungen (2.36) und (2.37) errechnete Transmissions-/ Reflexionsgrade an verschiedenen Grenzübergängen dargestellt (Tabelle 2-4). Zur Berechnung sind dabei typische Kennimpedanzen von Blei-Zirkon-Titanat ( $Z_{PZT} \approx 34,3 \text{ MRayl}$  [9]), Wasser ( $Z_{H_2O} = 1,477 \text{ MRayl}$ ) und PVC ( $Z_{PVC} = 3,3 \text{ MRayl}$  [9]) herangezogen worden.

**Tabelle 2-4: Schalltransmissions- und Reflexionsgrade an Grenzflächen verschiedener Materialien**

	Piezokeramik	PVC	Wasser
Piezokeramik	---	$\tau_{\perp} = 0,32; \varrho_{\perp} = 0,68$	$\tau_{\perp} = 0,16; \varrho_{\perp} = 0,84$

<sup>5</sup> Umwandlung von einer Wellenform in eine andere

<b>PVC</b>	$\tau_{\perp} = 0,32; \varrho_{\perp} = 0,68$	---	$\tau_{\perp} = 0,85; \varrho_{\perp} = 0,15$
<b>Wasser</b>	$\tau_{\perp} = 0,16; \varrho_{\perp} = 0,84$	$\tau_{\perp} = 0,85; \varrho_{\perp} = 0,15$	---

Anhand dieser Daten ist ersichtlich das Grenzübergänge einen nicht vernachlässigbaren Verlust der Schallwellenenergie aufweisen und sollten, sofern es möglich ist, vermieden werden.

Werden Schallwellen von einer Schallquelle abgestrahlt, entsteht in Abhängigkeit der geometrischen Form und dem Schallraum ein charakteristisches Schallfeld (Abbildung 2-2). Dieses Schallfeld bezogen auf einen ebenen runden Wandler (beispielsweise. runder Dickenschwinger) weist neben der Divergenz zwei weitere charakteristische Bereiche auf. Die Nah- und Fernfeld genannt werden. Unter der Divergenz eines Schallfeldes versteht man den Öffnungswinkel des Strahlengangs ( $\beta$ ) der die Schallintensität der fortschreitenden Welle schwächt (vgl. hierzu die Intensitäten an den Punkten  $z = 100 \text{ mm}$  und  $z = 200 \text{ mm}$  in der Abbildung 2-2).

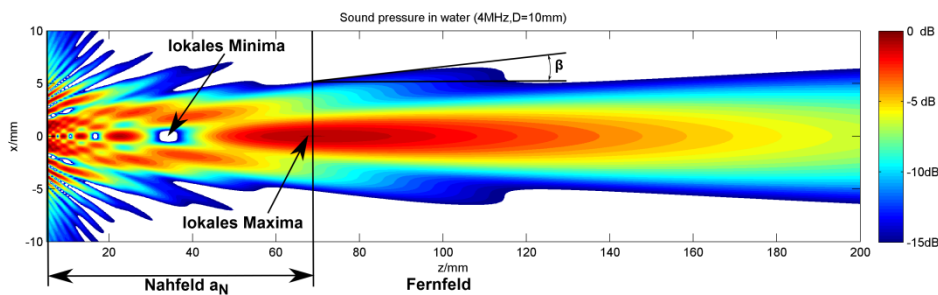


Abbildung 2-2: Schallfeld eines ebenen runden Wandlers,  $f=4\text{MHz}$ ,  $D=10\text{mm}$ ,  $c=1500 \text{ m/s}$  (Wasser) [16]

An der Grenzfläche vom Wandler zum Schallraum entstehen konstruktive und destruktive Interferenzen. Das heißt es bilden sich lokale Schalldruckminima und -maxima aus, da in diesem Bereich Schalldruck und Schallschnelle nicht in Phase sind. Dieser Bereich wird Nahfeld genannt. Erst mit fortschreitender Ausbreitung der Schallwelle verringern sich die Interferenzen und der Schalldruck nimmt kontinuierlich mit der Ausbreitung der Welle ab (Fernfeld). Der Punkt des Übergangs dieser beiden Felder stellt im Allgemeinen das letzte lokale Maximum dar. Eine Näherung an die Nahfeldlänge ist folgendermaßen durch den effektiven Radius  $D$  des Schallsenders und das Wellenlängenverhältnis gegeben (2.38) (vgl. hierzu [6] [8] [16]).

$$N = \frac{D^2 - \lambda^2}{4\lambda} \quad (2.38)$$

## 3 Aufbau des Multisensorsystems

### 3.1 Gesamtsystem

Das Multisensorsystem besteht aus verschiedenen einzelnen Modulen<sup>6</sup>, die in ihrer Summe als Gesamtsystem bezeichnet werden (Abbildung 3-1). Dabei sind die Module durch einen Kommunikationsbus verbunden und werden von einer Mastereinheit (Hauptmodul) koordiniert und angesprochen (Abbildung 3-2). Die Mastereinheit steuert die Kommunikation zwischen den einzelnen Modulen und dient als Schnittstelle zwischen dem Multisensorsystem und einem PC. Das System ist so ausgelegt, dass bis zu fünf Module an den Kommunikationsbus (via Steckverbindung) angeschlossen werden können. Zudem beinhaltet die Mastereinheit die Spannungsversorgungen (kurzschlussfest) für die Module und einen Energiepuffer, um sicherzustellen, dass kleine Spannungsschwankungen bzw. kurzzeitige Ausfälle der Spannungsversorgung nicht zu einem Ausfall der Module führen. Zum Laden des Energiepuffers, der dem Gesamtsystem erlaubt bis zu 90 s ohne Spannungsversorgung zu arbeiten, muss eine Versorgungsspannung von mindestens 12,3 V anliegen. Unter dieser Spannung (bis 8,3 V) arbeitet das System ohne eine Energiepufferung (eine Zusammenfassung der technischen Spezifikationen befindet sich im Anhang A.4). Gleichzeitig überwacht die Hauptsteuereinheit die integrierten Spannungsversorgungen, den Ladestrom des Energiepuffers und die Temperatur der Elektronik.

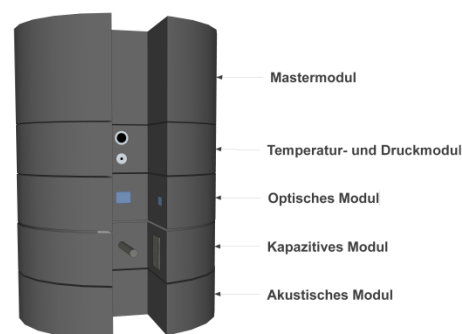
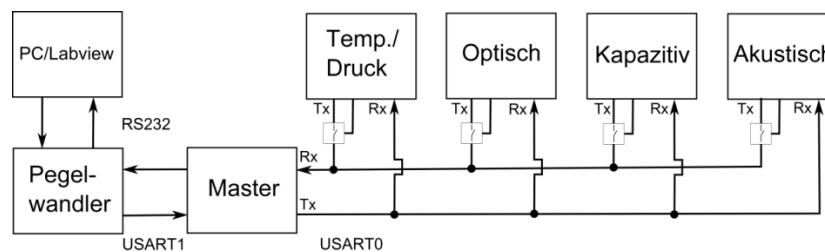


Abbildung 3-1: 3D-Darstellung des Gesamtsystems

Die Kommunikation zwischen der Mastereinheit und den Slaves (optische Modul, etc.) erfolgt mittels USART bei einer Geschwindigkeit von 1,1520 MBit/s (109,8 kByte/s) und zwischen Master und Datenlogger (PC) mit einer Datenrate von 115,2 kBit/s (10,8 kByte/s). Die geringere Geschwindigkeit ist darin begründet, dass Windowssysteme für gewöhnlich nur eine standardmäßige maximale Datenrate der seriellen Schnittstelle von 115,2 kBit/s unterstützen.

<sup>6</sup> Die Beschreibung und Funktionsweise der Module wird in den nachfolgenden Kapiteln dargestellt.

Die USART-Kommunikation erfolgt asynchron und benötigt keine Taktleitung. Die Kommunikationspartner synchronisieren sich durch eine fixe Framelänge, bestehend aus einem Start-, acht Daten-, einem Parity- und einem (ggf. auch zwei) Stoppbit (auch bezeichnet als 8N1), die beiderseitig vereinbart sein müssen. Um Kurzschlüsse und Störungen (durch gleichzeitiges Senden mehrerer Slaves) auf der Datenleitung zu verhindern, verfügt jeder Slave über einen Anlogschalter, der den jeweiligen Slave in den Sendedatenbus ankoppelt (Abbildung 3-2). Diese Steuerung übernimmt das Mastermodul indirekt über eine für jeden Slave separate Leitung („Measurement-Enable“), welche immer nur einem Slave erlaubt zu arbeiten. Ist ein Slave mit der Abarbeitung seines Programmablaufes/ Messvorganges fertig und sendet die Daten, so schaltet dieser sich für die Dauer des Sendevorgangs auf die Sendeleitung. Die weiteren Slaves im System sind von der Sendeleitung des Datenbusses abgekoppelt. Jedoch ist der Datenbus so gestaltet, dass alle im System befindlichen Slaves gleichzeitig Telegramme empfangen können. Diese Telegramme müssen im Telegrammkopf die ID-Nummer des anzusprechenden Slaves enthalten. Anhand dieser eindeutigen Identifikationsnummer ist sichergestellt, dass die jeweiligen Telegramme nur von dem angesprochenen Slave verarbeitet werden. Die Telegramme beinhalten Steuerbefehle und Wertzuweisungen zur Parametrierung bzw. Befehlsausführung eines Slaves.



**Abbildung 3-2: Schematischer Aufbau der Kommunikation des gesamten Systems**

Die Steuerung der Module wird durch einen determinierten Ablauf einer Statemaschine (Mealy-Automat) realisiert (FABIAN [17]). Dabei lässt sich dieser Ablauf in fünf Schritte unterteilen:

1. Temperatur- / Drucksensor aktivieren und Messdaten lesen
2. Optischen Sensor aktivieren und Messdaten lesen
3. Kapazitiven Sensor aktivieren und Messdaten lesen
4. Akustischen Sensor aktivieren und Messdaten lesen
5. Alle Messdaten zum Datenlogger / PC versenden

Der detaillierte Programmablauf wird an dieser Stelle nicht weiter erläutert und ist in der Abbildung 3-4 zu sehen.

Die Statemaschine besteht aus einer endlichen Anzahl von Einzelschritten, wobei der Übergang von einem zum nächsten Schritt mittels einer fixen Zeit (Timer-Interrupt) realisiert wird. Dieses Zeitintervall wird mittels eines Timertaktes im Mikrocontroller generiert und beträgt 200µs. Zunächst wird jeweils ein Modul im ersten Schritt durch

Setzen der Measurement-Enable-Leitung auf High-Pegel aktiviert. Dieser Signalwechsel wird vom angesprochenen Slave in einer Interruptroutine erkannt und daraufhin der Messvorgang gestartet. Direkt nach der Aktivierung des Slaves wird eine bestimmte Anzahl von Schritten abgewartet („Wartestates“ [17]), die das Zeitlimit des aktivierten Moduls bestimmen, bis die jeweilige Leitung wieder deaktiviert und das nachfolgende Modul eingeschaltet wird. In diesem Zeitfenster muss das aktivierte Modul alle Messungen, Berechnungen und das Senden der Ergebnisse an das Mastermodul abgeschlossen haben. Das Zeitfenster berechnet sich aus der Multiplikation der Anzahl der Warteschritte mit dem Timertakt von 200µs. Ankommende Daten außerhalb dieses Zeitfensters werden nicht akzeptiert und verworfen. Im Normalfall ist die Größe des Zeitfensters ausreichend, da es an den jeweiligen Slave angepasst ist. Kommt es dennoch zu einer Zeitüberschreitung, so liegt im Slave ein Fehler vor. Dieses Fehlverhalten wird im Statusbyte des Datentelegramms (vom Master zum Datenlogger/ PC) vermerkt und kann zur weiteren Verarbeitung genutzt werden. Mit dem Abschluss aller Messungen werden die gesammelten Daten in ein Antworttelegramm (Abbildung 3-3) überführt und an das Empfängersystem übertragen. Der Empfänger kann ein PC oder anderes System sein, welches in der Lage ist, Daten im ASCII-Format über eine RS-232-Schnittstelle zu empfangen. Zudem besteht die Möglichkeit mittels der Eingabe eines bestimmten Befehls über ein beliebiges Terminal den Messablauf mit nur einem oder beliebig vielen Modulen (maximal fünf) auszuwählen. Eine Auswahl und Beschreibung der Steuer- und Parametrierungsbefehle befindet sich im Anhang A.5. Eine Darstellung der Zykluszeiten der einzelnen Module, sowie Datenraten und anfallende Datenmengen während des Betriebs ist im Abschnitt 4.6 und der Tabelle 4-9 zu sehen.

Beispiel Telegrammaufbau

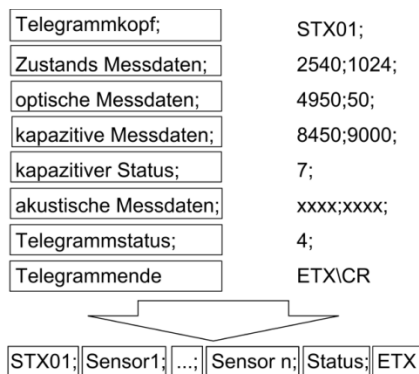


Abbildung 3-3: Aufbau des Mastertelegramms (FABIAN [18])



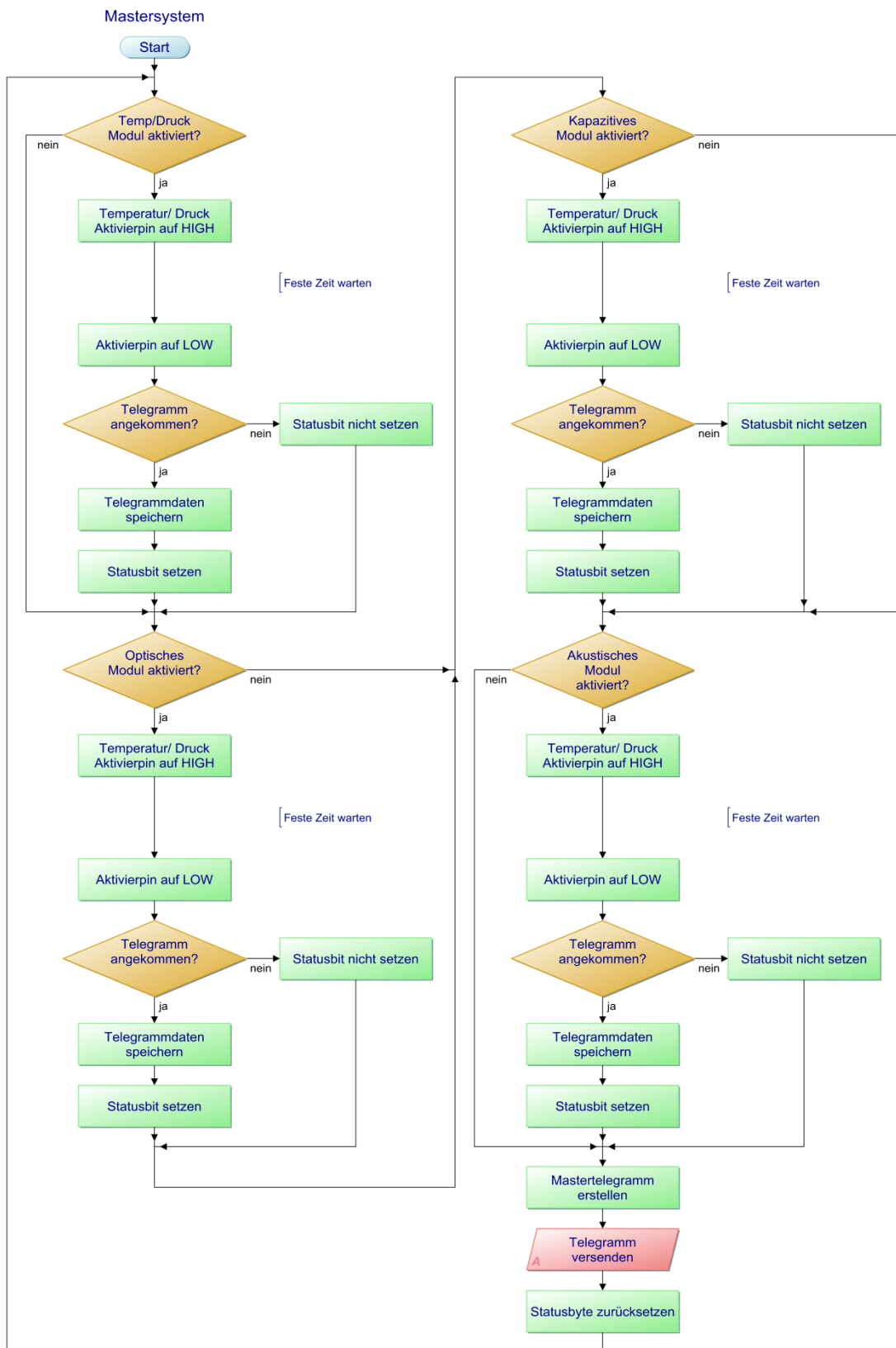


Abbildung 3-4: Programmablaufplan Mastermodul (eigene erweiterte Darstellung nach FABIAN [17])

### 3.2 Temperatur- und Druckmodul

In den vorhergehenden Arbeiten zum Multisensorsystem entstand das Modul zur Ermittlung der Zustandsgrößen Temperatur und Druck (FABIAN [17]). Es basiert, wie die folgenden Module, auf einer Mikrocontroller gesteuerten Hardwarearchitektur (schematische Darstellung der Elektronik siehe Abbildung 3-5). Dabei dient ein LM335-Präzisionstemperatursensor [17] zur Temperaturmessung und zur Druckmessung ein VSP1630-Drucksensorelement (Relativdruck) [17]. Der LM335 basiert auf dem Effekt der Temperaturabhängigkeit des Sperrspannungsabfalls über einer Zenerdiode und zeichnet sich durch einen linearen Zusammenhang zwischen Temperatur und Rückwärtsspannung aus. Dieses bedeutet, dass sich die Ausgangsspannung im linearen Verhältnis um 10mV je Kelvin ändert. Diese Spannung wird mit einem 16-Bit-ADU (AD7685) digitalisiert und an den Mikrocontroller übergeben. Durch die 16-Bit-Digitalisierung ergibt sich eine theoretische Auflösung der Spannung von 0,07629 mV in einem Messbereich von 0-5 V. Dadurch ist eine Temperatureauflösung von 0,0076 K möglich. Die Berechnung der Temperatur aus dem digitalisierten Spannungswert erfolgt gemäß Gleichung (3.2). Die Druckmessung mittels VSP1630 ermöglicht einen Messbereich von 0 – 3 Bar, bei einer Betriebsspannung von 5 V. Die ausgegebene Spannung des Sensors entspricht 10 - 90 % der Betriebsspannung und ist proportional zum Druck (0 – 3 Bar). Die Auflösung beträgt 0,3177 mBar [17] und wird mit Hilfe der Formel (3.1) [17] berechnet.

$$P_{rel} \cong \frac{3}{4} U_{Druck} - \frac{3}{8} U_{Ref} \quad (3.1)$$

$U_{Druck}$  entspricht der zurückgerechneten digitalisierten Ausgangsspannung des VSP1630 und  $P_{rel}$  entspricht dem Druck aus dem gemessenen Spannungswert. Auf Grund der Arbeitspunkte des Sensors ( $10\%V_B = 0\text{ Bar}$  und  $90\%V_B = 3\text{ Bar}$ ) muss eine Anpassung der Kennlinie erfolgen, die mit dem Faktor  $\frac{3}{4}$  und  $-\frac{3}{8}U_{Ref}$  als Offset beschrieben sind.

$$T \cong \frac{U_{Temp} * Korr}{1000} + Offset \quad (3.2)$$

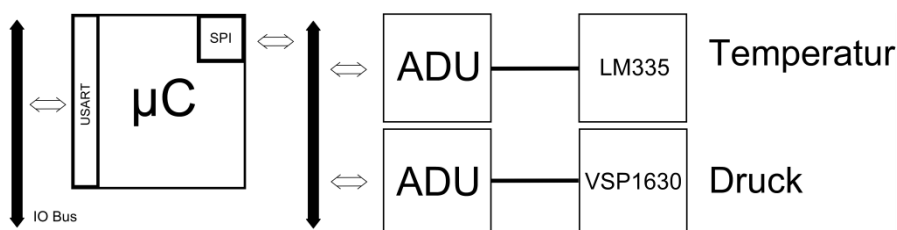


Abbildung 3-5: Schematische Darstellung der Elektronikkomponenten des Temperatur- und Druckmoduls

## Programmablauf

Nach dem Einschalten des Systems befindet sich das Modul im Bootzustand. In diesem Zustand werden zunächst alle Peripherien des Mikrocontrollers (Timer, USART, I/O's und Interrupts) sowie die Default-Werte initialisiert. Ist die Initialisierungsphase erfolgt, befindet sich der Sensor im Leerlauf und wartet auf einen Hardwareinterrupt, der vom Mastermodul ausgeführt wird (Pegeländerung von 0 auf 5 V). Dieser Interrupt veranlasst das Modul einen Messvorgang auszuführen. Dieser Vorgang beginnt mit dem Befehl an die ADUs, die jeweils anliegende Spannung zu digitalisieren. Die Übergabe der digitalisierten Spannungswerte an den Mikrocontroller erfolgt (nach einer kurzen Wartezeit) nacheinander über den SPI-Bus. Mit diesen digitalen Informationen wird der Temperatur- und Druckwert unter Einbeziehung von Korrektur- sowie Offsetfaktoren errechnet. Abschließend erstellt der Mikrocontroller aus den errechneten Werten das Antworttelegramm und sendet dieses an das Mastermodul (siehe Abbildung 3-6).

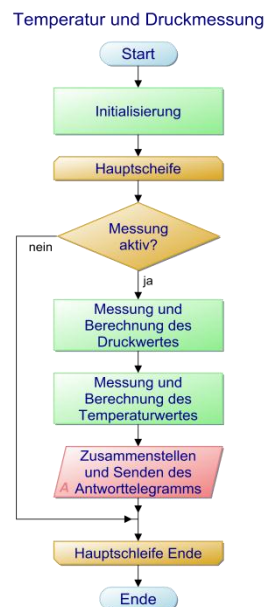
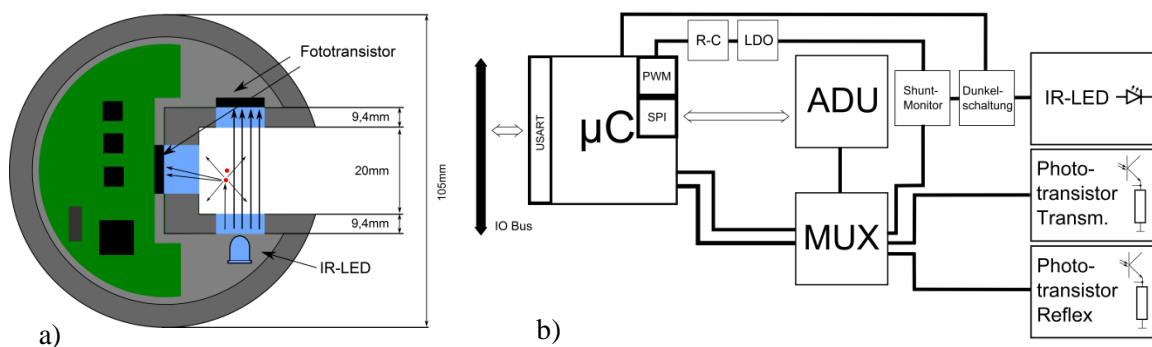


Abbildung 3-6: Programmablaufplan Temperatur- und Druckmodul

### 3.3 Optisches Modul

Das optische Modul dient zur Ermittlung der optischen Eigenschaften des Messmediums. Das Prinzip beruht auf zwei Lichtintensitätsmessungen in Transmissions- und Reflexionsanordnung. Als Lichtquelle kommt eine spezielle Infrarot-LED zum Einsatz. Ein Fototransistor gegenüber der LED und ein um  $90^\circ$  versetzter detektieren das eingestragte Licht (siehe Abbildung 3-7-a). Ein Infrarotstrahl wird durch die LED in das Medium eingestrahlt, durchläuft dieses und trifft auf die Fototransistoren auf. Befinden sich keine Partikel im Medium, die das Licht ablenken, so trifft der Lichtstrahl nur auf der Empfangseinheit gegenüber der LED auf (Durchlichtanordnung). Befinden sich Partikel im Medium, so wird das Licht gestreut und trifft auf den um  $90^\circ$  versetzten Empfänger und in verminderter Intensität auf dem Transmissionsempfänger auf. Die Intensität des Lichts auf der Empfängerseite ist demnach abhängig von der „Trübung“ des Fluids. Bei einer hohen „Trübung“ ist die empfangene Lichtintensität geringer als bei einer geringen. Die Intensität des Infrarotstrahls ist so gewählt, dass bei einem optisch transparenten Medium auf der Empfängerseite eine Maximalspannung von  $5^\circ\text{V}$  entsteht. Somit ist die entstehende Spannung ein Maß für die Trübung bzw. Lichtdurchlässigkeit des Mediums.



**Abbildung 3-7: a) Schematischer Aufbau des optischen Moduls  
b) Darstellung der Elektronikkomponenten des optischen Moduls**

Die Infrarot-LED wird mit einem konstanten Strom betrieben (40 mA), welcher durch einen via PWM-angesteuerten LDO mit vorgeschalteter RC-Glättung generiert wird (siehe Abbildung 3-7-b). Das PWM-Signal wird mittels der RC-Kombination in eine konstante Spannung umgeformt, die in den LDO eingespeist wird. Die Höhe dieser Spannung ist abhängig vom Tastverhältnis der PWM-Spannung. Damit der Flussstrom konstant gehalten werden kann, muss dieser bei auftretenden Spannungsschwankungen oder Effekten, die auf Alterung der Elektronik/ LED beruhen, geregelt werden. Dieses übernimmt eine P-Regelung, die den Strom mittels eines Current-Shunt-Monitor-IC ermittelt. Die Istwertermittlung erfolgt durch Messung des Spannungsabfalls über einen konstanten Shuntwiderstand ( $5 \Omega$ ) und die darauffolgende Verstärkung (Faktor 20) durch den Current-Shunt-Monitor. Diese Spannung wird mittels ADU digitalisiert und stellt den Istwert für die Regelung dar. Tritt eine Regelabweichung auf, so wird schrittweise das Tastverhältnis der Mikrocontroller gesteuerten PWM vergrößert oder verrin-

gert. Das Tastverhältnis dient als Stellsignal für den LDO, welcher daraufhin eine entsprechende Spannung (die den Flussstrom konstant hält) einstellt.

Trifft der Infrarotstrahl auf einen Fototransistor, so wird dieser in Abhängigkeit von der Intensität leitfähig. Der Transistor bildet zusammen mit einem konstanten Widerstand einen Spannungsteiler, bei dem die Spannung über den Widerstand abhängig von der Leitfähigkeit des Fototransistors ist. Diese Spannung wird gemessen und entspricht im proportionalen Zusammenhang der Intensität des Infrarotstrahls. Der Messbereich beider Kanäle beträgt 0 – 5 V und entspricht 0 – 100 % der Intensität.

### Programmablauf

In der Abbildung 3-8 ist der schematische Programmablauf des optischen Sensors aufgezeigt. Nach der Initialisierung befindet sich der Sensor im Leerlauf (Warteschleife). In diesem Zustand werden kontinuierlich eine Dunkellichtmessung und die Stromregelung ausgeführt. Mit Hilfe der Dunkellichtmessung werden die Offset- und Korrekturparameter für die Durchlicht- und Streulichtmessung sowie für die LED-Regelung ermittelt. Diese Parameter entsprechen den systematischen Fehlern der Elektronik sowie den Umgebungslichtverhältnissen, welche auf die Fototransistoren wirken und müssen bei jeder Messung in die Messwerte zur Korrektur einfließen. Befindet sich der Sensor in einem Messzyklus wird zuerst eine Stromregelung der LED und anschließend nacheinander eine Reflexionslicht- und eine Durchlichtmessung durchgeführt. Die vorher ermittelten Korrekturparameter fließen hierbei bereits in die Berechnungen der Ausgangsspannungen ein. Anschließend erfolgt eine Erstellung des Antworttelegramms, welches an den Master gesendet wird.

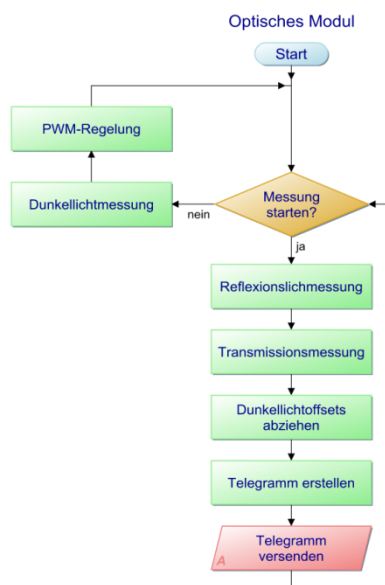


Abbildung 3-8: Programmablaufplan optischer Sensor [17]

### 3.4 Dielektrisches Modul

Das dielektrische Modul ist in der Lage die Amplitude und den Betrag der Phase eines Tiefpasses 1.Ordnung zu messen. Die Kapazität des Tiefpasses ist hierbei die veränderliche Größe. Die Eigenschaften des zu untersuchenden Stoffes, hier als Dielektrikum bezeichnet, bestimmen das Verhalten der Tiefpassschaltung. Mit Hilfe dieser Informationen können Rückschlüsse auf die dielektrischen Parameter des Stoffes gezogen werden.

Der geometrische Aufbau ist in der Abbildung 3-9-a zu sehen. Um eine Integration in das Gesamtsystem zu gewährleisten, ist die Modulgeometrie in Form und Abmaßen identisch mit den vorher beschriebenen Modulen. Einziger Unterschied ist die Höhe des Moduls, welche auf Grund der Kondensatorplatten (20x40 mm) größer gegenüber den anderen Modulen ist. Die Elektroden sind an den Seitenflächen des Messkanals angebracht und besitzen Bezugspotential (Ground). In der Mitte des Kanals ist eine runde, mit Kunststoff isolierte Mittelelektrode angebracht, welche die positive Elektrode darstellt. Die beiden Elektroden und der Mitteldorn bilden zwei parallel geschaltete Kapazitäten. Auf Grund des Unterschiedes der Elektroden (Platte und runder Stab) entstehen Kapazitäten mit inhomogener Feldverteilung, die wiederum die Gesamtkapazität darstellen. Bei einer Frequenz von 100 kHz entstehen folgende Kapazitäten für Luft und Wasser als Dielektrikum:  $C_{L@100kHz} = 2,7 \text{ pF}$ ,  $C_{H_2O@100kHz} = 57,4 \text{ pF}$ . Durch parasitäre frequenzabhängige Effekte entstehen je nach Messfrequenz abweichende Kapazitätswerte.

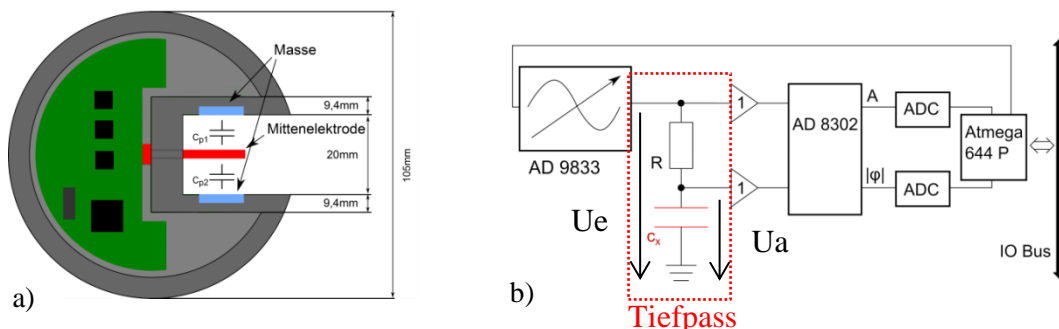


Abbildung 3-9: a) Schematischer Aufbau des dielektrischen Moduls (eigene Darstellung nach FABIAN [18]) b) Darstellung der Elektronikkomponenten des dielektrischen Moduls (FABIAN [18])

Die Messung erfolgt anhand einer Frequenzbereichsmessung (Spektroskopie). Hierbei wird ein Wechselsignal mit verschiedenen Frequenzen (Sweep) in eine RC-Kombination (Tiefpass 1.Ordnung) eingespeist. Das Wechselsignal wird durch einen programmierbaren Signalgenerator („Programmable Waveform Generator“, kurz PWG) erzeugt, welcher sich einfach über das Serial-Peripherie-Interface parametrieren lässt. Mit dem PWG lassen sich sinusförmige Ausgangsspannungen mit einer variablen Frequenz zwischen 1 und 25 MHz erzeugen. Die somit entstehenden Phasen- und Amplitudeninformationen werden mit Hilfe eines „Gain and Phase Detectors“ (GPD) erfasst [18](Abbildung 3-9-b). Dieser GPD (AD8302) vergleicht zwei sinusförmige Spannungen und stellt am Ausgang Spannungswerte für die Amplituden- und Phasenlage bereit.

Gemäß Gleichung (3.3) und (3.4) werden aus den Spannungswerten das Amplitudenverhältnis  $U_a/U_e$  und der Betrag des Phasenwinkels errechnet (nach FABIAN [18]).

$$\frac{U_a}{U_e} = 10 \left( \frac{\left( \frac{-(900\text{mV} - U_{\text{Ampl}}[\text{mV}])}{30} \right)}{20} \right) \quad (3.3)$$

$$|\varphi| = \frac{(1800 - U_{\text{Phase}}[\text{mV}])}{10} \quad (3.4)$$

Über zwei nachgeschaltete 16-Bit ADUs werden die Spannungen digitalisiert und an den Mikrocontroller übergeben. Der konstante Vorwiderstand ( $110\text{ k}\Omega$ ) und die Kapazität (RC-Tiefpass) in Form der Messsonde (Abbildung 3-9-a), bilden einen frequenzabhängigen Spannungsteiler. Ändert sich die Permittivität oder die Leitfähigkeit des zu messenden Mediums, so ändert sich die Kapazität. Diese Kapazitätsänderung hat eine Änderung der Grenzfrequenz des Spannungsteilers zur Folge. Gewünscht ist ein möglichst großer Amplitudenhub im Vergleich zu einem anderen Medium (beispielsweise Wasser und Luft). Daher muss die Messung über einen weit gestreuten Frequenzbereich erfolgen, um die Frequenz zu finden. Eine Änderung der Permittivität hat eine Änderung des Amplitudenverhältnisses ( $U_a/U_e$ ) zur Folge. Dem gegenüber kann der Phasengang bzw. die Phasenlage Rückschlüsse auf beispielsweise die Leitfähigkeit des im Messkanal befindlichen Mediums geben. In der Abbildung 3-10 und Abbildung 3-12 wird dieses simulativ aufgezeigt.

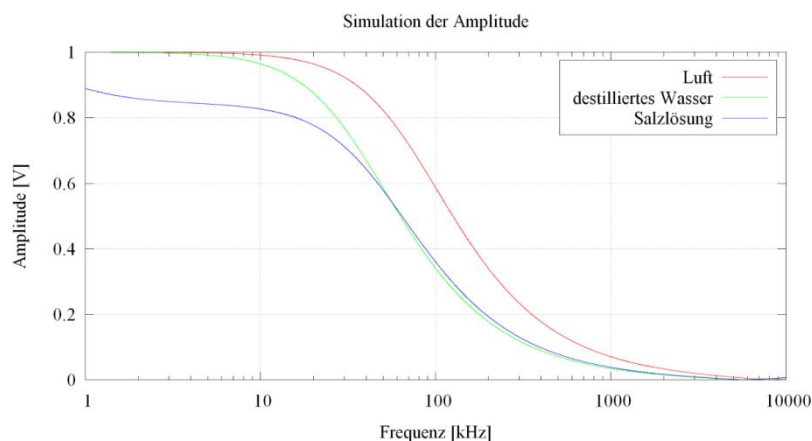


Abbildung 3-10: Simulation Amplitudengang (FABIAN [18])

Hier wurden zunächst die Amplituden- und Phasencharakteristiken von destilliertem Wasser und im nachfolgenden die Charakteristiken von Salzwasser simuliert (Simuliert mit LTSpice durch Erstellung des elektrischen Ersatzschaltbildes (siehe Abbildung 3-11; FABIAN [18])).

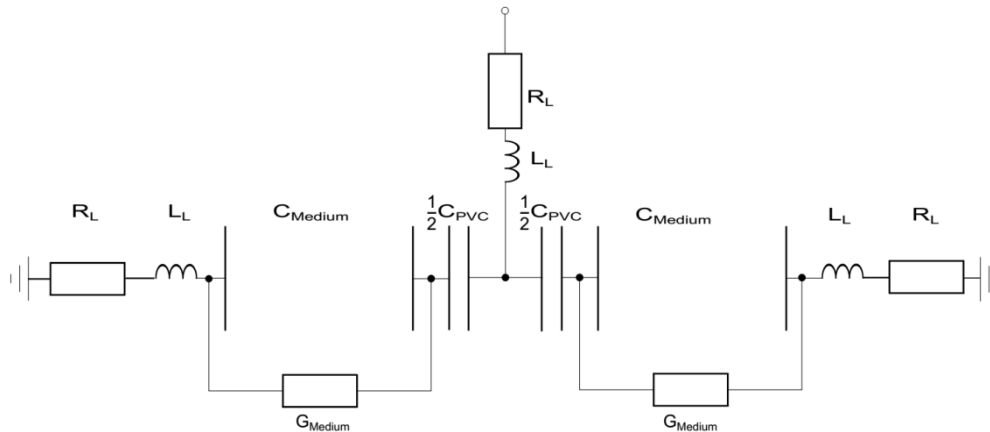


Abbildung 3-11: Elektrisches Ersatzschaltbild des dielektrischen Sensorkopfes (FABIAN [18])

Die Abbildung 3-10 zeigt in der Amplitudencharakteristik kaum Unterschiede zwischen destilliertem Wasser und Salzwasser. Demzufolge sind diese Medien nur auf Basis des Amplitudenverhältnisses kaum zu unterscheiden. Dem gegenüber zeigen die Phasengangskarakteristiken einen deutlichen Unterschied (Abbildung 3-12). In der Phase spiegeln sich die dielektrischen Verluste sowie die Leitfähigkeit des Mediums wieder. Eine Darstellung des realen Amplituden- und Phasenverlaufs ausgewählter Stoffe (destilliertes Wasser und Luft) im hier verwendeten Messkanal (Kapitel 5) befindet sich im Anhang A.1.

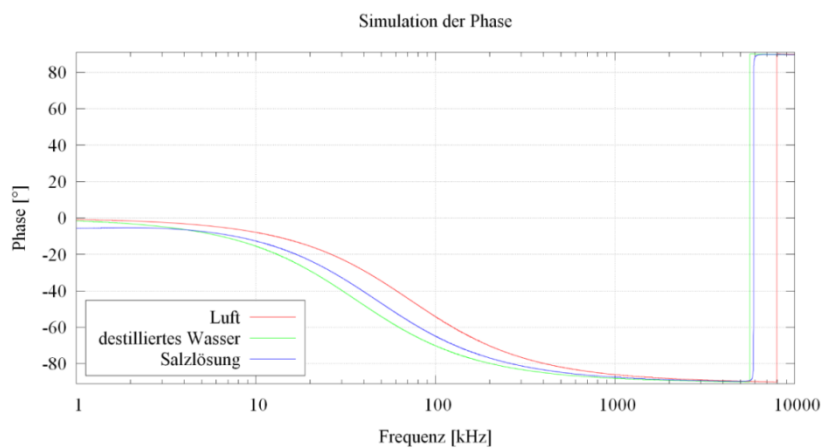


Abbildung 3-12: Simulation Phasengang (FABIAN [18])



## Kalibrierung

Der komplizierte Aufbau des Sensorkopfes des dielektrischen Moduls erfordert eine Kalibrierung. Damit werden Messfehler eliminiert, die sonst die Messung verfälschen. Hier wird die Open-Short-Load-Methode angewendet, um eine Impedanzanpassung zu realisieren und die Systemfehler zu kompensieren. Dazu wurde eine separate, aufsteckbare Kalibrierplatine entwickelt, die drei Impedanzen  $Z_{Open} = \infty \Omega$ ,  $Z_{Short} = 0 \Omega$ ,  $Z_{Load} = 100 \Omega$  bereitstellt. Die Kalibrierplatine führt die Kalibriermessung (mit Unterstützung des Mikrocontrollers) automatisch durch und ist während dieser Ausführung vom Messkondensator entkoppelt. Mit den gewonnenen Messwerten kann die resultierende Sensorimpedanz unter Zuhilfenahme der Gleichung (3.5) berechnet werden (vgl. hierzu FABIAN [18]).

$$Z_{el} = R_{ref} * \frac{v_{leer} - v_{ref}}{v_{ref} - v_{kurz}} * \frac{v_{kurz} - v_{zel}}{v_{zel} - v_{leer}} \quad (3.5)$$

Die Kalibrierplatine kann permanent im Modul verbleiben. Damit besteht die Möglichkeit einer jederzeit automatischen Neukalibrierung. Jedoch führt ein dauerhafter Verbleib dieser Elektronik zu einer Fehlerquelle in Form zusätzlicher unbekannter parasitärer Kapazitäten, welche Auswirkungen auf das Messergebnis haben. Nach FABIAN entsteht dabei ein kleinerer maximaler Messhub von 25 % gegenüber einem möglichen Messhub ohne permanenten Verbleib der Kalibrierplatine.

## Programmablauf

Nach der Initialisierung aller Komponenten befindet sich der Sensor im Leerlauf und wartet auf ein Signal vom Master, welches einen Messzyklus initiiert. Im ersten Schritt werden die Parameter (vorher festgelegt durch den Nutzer) für die drei Betriebsmodi des Sensors abgefragt. Auf dieser Grundlage wird der entsprechende Modus ausgeführt. Der Sensor besitzt folgende Betriebsmodi [18] (Abbildung 3-13):

1. Kalibrierung
2. Kontinuierliche Datenaufnahme mit einer festen Frequenz (quasi spektroskopische Messung)
3. Datenaufnahme mit drei festgelegten Frequenzen

Die Einstellung für den jeweiligen Messmodus erfolgt über bestimmte Befehle, die der Befehlsliste im Anhang A.5 entnommen werden können. Befindet sich der Sensor in einem gewählten Modus, so werden mittels bestimmter Register der PWG, sowie der GPD parametrisiert und das System führt einen Messvorgang aus. Die Parametrierung sowie das Einholen der Ergebniswerte erfolgt über das Serial-Peripherie-Interface, die in Form einer direkten Pin-Ansteuerung realisiert ist. Dabei erreicht diese eine Geschwindigkeit von 600 kBit/s (73,24 kByte/s) bei einer Datenstromlänge von 28 Bit [18]. Nachdem eine Messung erfolgt ist schaltet der Mikrocontroller eine bestimmte Leitung auf High-Pegel, um den ADUs den Befehl zu geben die Ergebnisse des GPDs gleichzei-

tig in eine digitale Form zu wandeln. Darauffolgend werden die Ergebnisse nacheinander eingelesen. Zu beachten ist die Einschwingzeit des PWGs (ca. 15 ms) für die jeweils eingestellte Frequenz die dafür verantwortlich ist, dass die Dauer eines Zyklus 16 ms lang ist und somit relativ viel Zeit beansprucht. Um eine schnelle Antwort des Slaves zu erreichen werden die digitalisierten Spannungswerte ohne Umrechnungen oder Aufbereitungen zum Master gesendet. Die Umrechnung/ Aufbereitung erfolgt nachfolgend in der LabView-Oberfläche (siehe Abschnitt 4.6) gemäß der Gleichungen (3.3) und (3.4) [18].

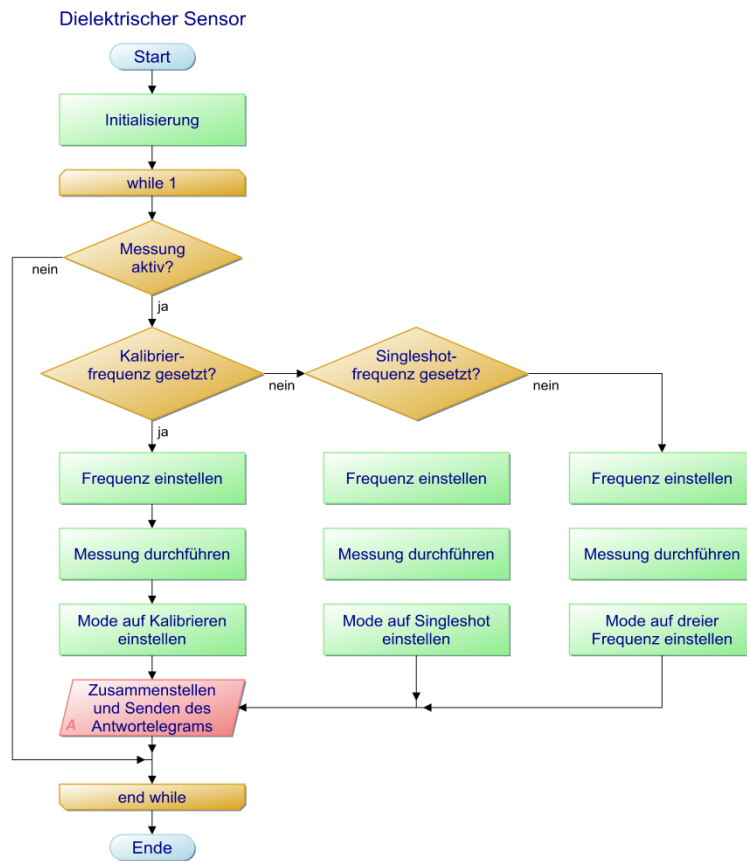


Abbildung 3-13: Programmablaufplan dielektrischer Sensor [18]

### 3.5 Akustisches Modul

Zur Ermittlung der akustischen Eigenschaften eines Fluids wird ein akustischer Sensor entwickelt. Dieser stellt das Hauptaugenmerk dieser Arbeit dar und wird an dieser Stelle nur kurz erläutert (genauere Ausführungen im Kapitel 4 und folgende). Mit diesem Modul ist es möglich, die akustischen Eigenschaften (wie Schalllaufzeit, Schallschwächung) und die Medientemperatur unmittelbar am Messort zu ermitteln. Zudem wird es möglich sein, Rückschlüsse auf das Medium durch die Schallschwächung zu ziehen. Da die Ausbreitung einer Schallwelle in einem Medium stets temperaturabhängig ist, ist die Erfassung der Temperatur unerlässlich, um die Eigenschaften des Fluids aus den Kennwerten Schalllaufzeit und Schallschwächung zu interpretieren. Die Temperatur wird bei jedem Messvorgang ermittelt, ausgegeben und kann bei Bedarf in die Messergebnisse einfließen. Um ein Maximum an Informationen zu erhalten, wird die Schalllaufzeit mit zwei Kanälen gemessen. Der erste Messkanal stellt Durchschallungsmessung dar, welche dazu dient die Schalllaufzeit und Schallschwächung des zu durchschallenden Mediums zu ermitteln. Der zweite Kanal ist um  $90^\circ$  versetzt zum ersteren angeordnet und ermöglicht durch auftretende Reflexionen/ Streuung, an im Stoffgemisch enthaltenen Partikel eine Information über dessen Existenz. Die Basis des Mikrocontroller gesteuerten Moduls stellt ein Time-to-Digital-Converter (GP-21; im Folgenden TDC genannt) der Firma *Acam-Messelektronik GmbH* dar. Dieser TDC verfügt über einen integrierten Firepulsegenerator, verschiedene Zeitmessmodi, zwei unabhängige Kanäle zur Messung von Zeitdifferenzen und zwei Temperaturkanäle. Er ist somit optimal geeignet um die Messaufgaben zu erfüllen. Um auf die Schallschwächung schließen zu können wird eine Sample&Hold-Schaltung entwickelt, mit deren Hilfe die Maximalamplitude (Hüllkurve) des Empfangssignales temporär „eingefroren“ und nachfolgend mittels ADU digitalisiert wird. Die Abbildung 3-14 zeigt eine schematische Darstellung des akustischen Moduls, dem sich in den folgenden Kapiteln detailliert gewidmet wird.

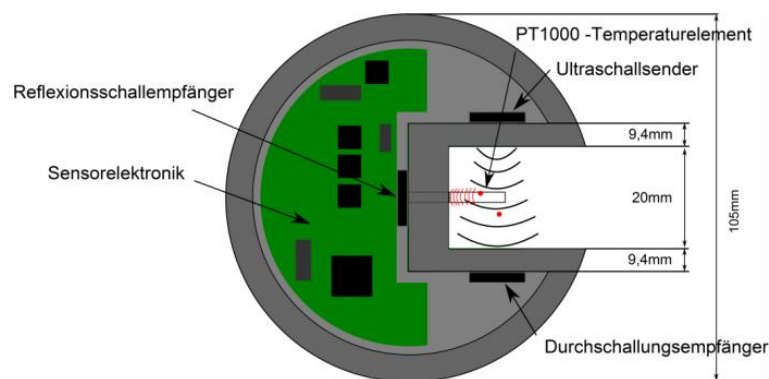


Abbildung 3-14: Schematische Darstellung des akustischen Moduls

## 4 Entwurf des akustischen Sensors

### 4.1 Vorbemerkungen

Das akustische Teilsystem stellt, neben dem in den vorhergehenden Kapiteln beschriebenen Modulen, ein weiteres Messprinzip zur Stoffanalyse eines Multisensorsystems dar. Mit diesem Modul wird es möglich sein die akustische Messgröße Schalllaufzeit und die Maximalamplituden zweier Messanordnungen (Empfangssignale) eines flüssigen Stoffes/ Stoffgemischs zu ermitteln. Dieser Sensor muss so gestaltet sein, dass dieser sich in das vorhandene System einfügt und geforderte Vorgaben erfüllt. Zu den Anforderungen und Vorgaben zählen:

- Äußere Geometrie
- Geometrie des Messkanals
- Datenbus und -kommunikation
- Spannungsebenen/ Spannungsversorgungen
- Telegrammprotokoll zur Kommunikation mit dem Mastersystem (Kapitel 3.1)

Als Grundbaustein des Messmoduls dient ein TDC der Firma *Acam-Messelektronik GmbH* (TDC GP-21). Dieser Baustein besitzt die Möglichkeit zwei Temperaturmessungen und zwei Zeitmessungen mit einer maximalen Auflösung von 22 ps (typisch) zu messen. Hierbei resultieren die Temperaturmessungen auf dem Prinzip einer bzw. mehrerer Zeitmessungen, bei dem jeweils die Auf- bzw. Entladedauer einer Kapazität in Abhängigkeit eines Vorwiderstandes gemessen wird (Siehe Kapitel 4.3.3). Zusätzlich besitzt dieser Chip einen Firepulsegenerator, mit dessen Hilfe ein Burst (Rechteckimpulsfolge) gesendet werden kann, Analog-Komparatoren, eine Recheneinheit und Digitallogik. Mit diesen Komponenten können verschiedene Messmodi für die „Temperatur-“ und Weg-Zeit-Messungen realisiert werden. Die Auswahl der einzelnen Messmodi und deren Einstellungen werden mittels sieben 32-Bit Register eingestellt. Darüber hinaus stellt der TDC GP-21 vier Ergebnisregister zur Verfügung, in welchen die Ergebnisse der Zeitmessungen bereitstehen.

Das Steuerelement und gleichzeitig die Kommunikations-, Rechen- und Auswerteeinheit stellt ein Mikrocontroller der Firma *Atmel Corporation* (ATMega 644P) dar. Dieser wird mit einem Baudratenquarz mit 18.432 MHz betrieben und stellt somit die Kommunikation mit dem Mastermodul (via USART/ 1,152 Mbit/s) bereit, welches die Daten an einen PC mittels serieller Schnittstelle (RS232, 8N1) und einem eigens entwickelten Kommunikationsprotokoll sendet. Der Mikrocontroller stellt eine Schnittstelle zur Kommunikation mit den Peripheriegeräten (TDC, DAU und ADU) über ein Vierdraht-Software-Serial-Interface im Halbduplexbetrieb bereit. Die Schnittstelle erreicht eine Übertragungsrate von 1,2 MBit/s.

## 4.2 Aufbau der Messanordnung

Um die geforderten akustischen Größen zu ermitteln, muss eine geeignete Anordnung der Wandler, in der vom Gesamtsystem abhängigen Geometrie des Messkanals, gewählt werden. Die Anordnung des Temperaturfühlers spielt eine untergeordnete Rolle, da dieser nur an einer Position außerhalb des Schallweges integriert werden kann. Im Vordergrund steht das Ziel mit einem möglichst geringen Aufwand (in Form der minimalen Anzahl Elektronikbauelementen, des Energiebedarfs und der Wandlerpositionierung) ein Ultraschallsignal zu erzeugen und das mögliche Maximum der mechanischen Welle zur Auswertung zu erhalten. Der Messkanal unterliegt einer vorgegebenen Geometrie und misst  $40\text{ mm}$  in der Tiefe und  $20\text{ mm}$  in der Breite. Die Höhe ist die einzige Variable, die je nach Platzbedarf angepasst werden kann. Auch wenn diese Anpassungsmöglichkeit besteht, steht im Vordergrund, die Dimensionen optimal zu nutzen. Um eine Laufzeit des durchschallten Stoffes zu messen, kommen zwei Anordnungsmöglichkeiten der Sende- und Empfangseinheit in Frage. Dabei handelt es sich um eine Durchschallungs- und eine Impuls-Echo-Anordnung, die im Folgenden verglichen und bewertet werden. Ausgangspunkt dieser Betrachtungen ist ein senkrechter Einfall der Ultraschallwelle. Die Modenkonzersion durch den schrägen Einfall und Geometrieänderungen in Abhängigkeit von Temperatur und Druck werden in diesen Ausführungen nicht berücksichtigt.

**Messanordnungen auf dem Prinzip der Reflexion (Impuls-Echo-Verfahren)** benötigen im einfachsten Fall nur einen Ultraschallwandler, der gleichzeitig Sender und Empfänger darstellt. Eine geeignete Elektronik schaltet dabei zwischen Sende- und Empfangskanal um (Duplexer<sup>7</sup>). Durch das Umschalten entsteht eine Totzeit, in welcher weder ein Signal generiert, noch empfangen werden kann. Damit entsteht ein Blindbereich, der einen Mindestabstand für eine erfolgreiche Detektion eines Empfangssignals erfordert. Des Weiteren besitzen Wandler ein Ein- und Ausschwingverhalten, in Folge dessen keine Signaldetektion möglich ist. Dieses Verhalten beeinflusst den Mindestabstand und muss mit einbezogen werden. Die durch den Wandler generierte Welle durchläuft die Messtrecke und wird an einer geeigneten Reflexionsfläche reflektiert. Um eine maximal reflektierte Ultraschallwelle zu erhalten wird idealerweise eine glatte, ebene und schallharte Fläche benötigt. Die reflektierte mechanische Welle wird vom selben Wandler in ein elektrisches Signal gewandelt. Die Zeit zwischen dem Senden und Empfangen der Welle stellt die Laufzeit dar (Tabelle 4-2). Der Anteil des Schalldrucks der reflektiert wird, wird durch den Reflexionsfaktor  $R$  (Gleichung (2.34)) beschrieben. Dieser ist von dem Unterschied der Schallimpedanzen an der Grenzfläche zwischen zwei Medien abhängig. Je größer der Unterschied zwischen den Impedanzen desto eher strebt der Koeffizient gegen Eins (Totalreflexion). Folgend sind Reflexionskoeffizienten verschiedener Grenzflächen dargestellt:

---

<sup>7</sup> Duplexer = Begriff aus der Kommunikationstechnik. Umschalter zwischen Sender und Empfänger einer Empfangs- und Sendeeinheit.

**Tabelle 4-1: Reflexionskoeffizienten verschiedener Grenzflächen (bezogen auf 20°C)(Quellen)**

Grenzfläche	Material	$Z$ [MRayl]	$c$ [m/s]	$R$	$T$	$\rho$	$\tau$																																																		
Luft-PVC <sup>8</sup>	Luft	0,000412	343	0,99	1,99	0,99	0,01																																																		
	PVC	3,329	2395					Wasser-PVC	Wasser	1,477	1480	0,39	1,38	0,15	0,85	PVC	3,329	2395	Wasser-Stahl	Wasser	1,477	1480	0,93	1,93	0,88	0,12	Stahl	47,100	6000	2-Propanol-PVC	2-Propanol	0,960	1231	0,55	1,55	0,30	0,70	PVC	3,329	2395	Glycerin-PVC	Glycerin	2,499	1923	0,14	1,14	0,02	0,98	PVC	3,329	2395	Ethanol-PVC	Ethanol	0,953	1207	0,55	1,55
Wasser-PVC	Wasser	1,477	1480	0,39	1,38	0,15	0,85																																																		
	PVC	3,329	2395					Wasser-Stahl	Wasser	1,477	1480	0,93	1,93	0,88	0,12	Stahl	47,100	6000	2-Propanol-PVC	2-Propanol	0,960	1231	0,55	1,55	0,30	0,70	PVC	3,329	2395	Glycerin-PVC	Glycerin	2,499	1923	0,14	1,14	0,02	0,98	PVC	3,329	2395	Ethanol-PVC	Ethanol	0,953	1207	0,55	1,55	0,31	0,69	PVC	3,329	2395						
Wasser-Stahl	Wasser	1,477	1480	0,93	1,93	0,88	0,12																																																		
	Stahl	47,100	6000					2-Propanol-PVC	2-Propanol	0,960	1231	0,55	1,55	0,30	0,70	PVC	3,329	2395	Glycerin-PVC	Glycerin	2,499	1923	0,14	1,14	0,02	0,98	PVC	3,329	2395	Ethanol-PVC	Ethanol	0,953	1207	0,55	1,55	0,31	0,69	PVC	3,329	2395																	
2-Propanol-PVC	2-Propanol	0,960	1231	0,55	1,55	0,30	0,70																																																		
	PVC	3,329	2395					Glycerin-PVC	Glycerin	2,499	1923	0,14	1,14	0,02	0,98	PVC	3,329	2395	Ethanol-PVC	Ethanol	0,953	1207	0,55	1,55	0,31	0,69	PVC	3,329	2395																												
Glycerin-PVC	Glycerin	2,499	1923	0,14	1,14	0,02	0,98																																																		
	PVC	3,329	2395					Ethanol-PVC	Ethanol	0,953	1207	0,55	1,55	0,31	0,69	PVC	3,329	2395																																							
Ethanol-PVC	Ethanol	0,953	1207	0,55	1,55	0,31	0,69																																																		
	PVC	3,329	2395																																																						

Die Reflexionskoeffizienten und –grade (berechnet gemäß Gleichungen (2.34) - (2.37)) aus der Tabelle 4-1 beziehen sich auf eine Frontalreflexion bei dieser Einfallswinkel gleich null Grad betragen und keine Streuung der Welle auftritt. Für die Impuls-Echo- und Durchschallungsanordnung (nachfolgend beschrieben) ergeben sich folgende theoretische Schalllaufzeiten (nach Gleichung (2.14)):

**Tabelle 4-2: Darstellung theoretischer Schalllaufzeiten verschiedener reiner Medien im Impuls-Echo-/ Durchschallungsverfahren (Werte bei 20°C)**

Medium	$t$ [ $\mu$ s]	
	Impuls-Echo ( $s = 0,04 m$ )	Durchschallung ( $s = 0,02 m$ )
Luft	116,61	58,31
Wasser	27,02	13,503
PVC	16,70	8,35
Stahl	6,66	3,33
Isopropanol	32,49	16,25
Glycerin	20,08	10,4
Ethanol	33,14	16,57

<sup>8</sup> Bezogen auf hartes Polyvinylchlorid (PVC)

**Das Durchschallungsverfahren** benötigt gegenüber der Reflexionsanordnung zwei separate Ultraschallwandler. Einer fungiert als alleiniger Sender und ein weiterer als Empfänger. Ein Duplexer und die Beeinträchtigung des Blindbereiches entfallen. Die beiden Wandler liegen einander gegenüber und benötigen keine Reflexionsfläche. Dadurch entsteht gegenüber der Impuls-Echo-Anordnung eine einfache Schalllaufstrecke mit einem geringeren Energieverlust der mechanischen Welle (Schallabsorptionsgrad, Kapitel 2.4) und eine Halbierung der Schalllaufzeit (Tabelle 4-2).

Gegenüber der Reflexionsanordnung deutet die Durchschallungsanordnung auf eine optimale Anordnung bezüglich der vorgegebenen Geometrie hin. Ein Grund sind die Reflexionsfaktoren bestimmter Medien an den Grenzflächen, verursacht durch geringe Impedanzunterschiede der Medien (Tabelle 4-1). Der theoretisch reflektierte Schalldruck an der Reflexionsfläche beträgt bei bestimmten Medien nur 14 – 55% des Anfangsschalldrucks ohne Betrachtung des Kopplungsfaktors der Wandler. Bezogen auf den Reflexionsgrad ergeben sich im schlechtesten Fall Reflexionen von 2 – 31 % der zugeführten Energie. Daraus resultiert, dass mehr Energie in das angrenzende Medium transportiert als reflektiert wird. Das PVC ist aus diesem Grund als Reflexionsfläche ungünstig. Eine Welle durchläuft in der Impuls-Echo-Anordnung den doppelten Schallweg und generiert einen höheren Energieverlust auf Grund der Schallschwächung, aber im Ergebnis erhält man hier eine höhere Messwertauflösung

Ein weiterer Betrachtungspunkt ist die Fähigkeit, die mechanische Energie der Schallwelle in ein Spannungssignal zu wandeln. Zum Einsatz kommen Piezokeramiken als Schallwandler. Sie besitzen Kopplungsfaktoren (Kapitel 2.3) zwischen 0,11 und 0,47. Sie sind ein Maß für die Umwandlung mechanischer Verschiebung in eine elektrische Spannung und umgekehrt. Dieser Faktor muss für jeden Wandlungsvorgang (Elektrisch → Mechanisch = Sender und Mechanisch → Elektrisch = Empfänger) einzeln betrachtet werden. Dementsprechend ergeben sich die Gleichungen (4.1) und (4.2).

$$U_s * k_t = p_0 \quad (4.1)$$

$$p_1 * k_t = U_e \quad (4.2)$$

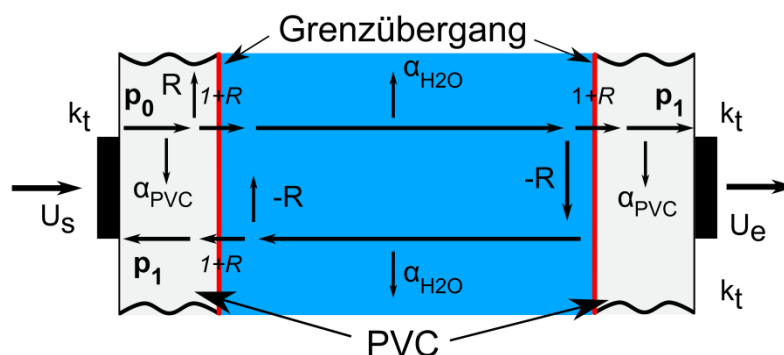
Unter der idealen Annahme, dass die Schalldrücke  $p_0$  und  $p_1$  verlustfrei sind können diese gleichgesetzt werden und es entsteht die aus dem Abschnitt 2.3 bekannte Gleichung (2.33).

$$k_t^2 = \frac{U_e}{U_s}$$

Im schlechtesten Fall können nur 1,2 % (bezogen auf  $k_t = 0,11$ ) der Sendespannung  $U_s$  als Empfangsspannung  $U_e$  erwartet werden. Bezieht man die Verluste der Welle beim Durchlauf durch das Medium ein, so sind Spannungen ( $U_e$ ) von kleiner 20 mV bis einigen 100 mV zu erwarten.

In der derzeitigen Betrachtung wurde nur von einer Welle ausgegangen, die unter idealen Bedingungen ins Medium eingepreßt wurde und empfängerseitig einzig vom

Grenzübergang gehemmt wird. Randbedingungen, wie Applikation und Positionierung der Keramiken, Schallschwächung der von der Welle durchlaufenden Materialien, sind nicht berücksichtigt worden. Die Integration in den Durchflusskanal des Multisensorsystems erfordert ein verlustbehaftetes festes „Housing“ des Sensors (siehe Abbildung 3-14). Auf Grund der mechanischen Stabilität des Sensorgehäuses entstehen Wandstärken bis zu einem Zentimeter. Es stellt sich die Frage, in welcher Form die Wandler in den Messkanal integriert bzw. wie appliziert werden. Dabei bestehen zwei grundlegende Möglichkeiten, die in Abbildung 4-2 dargestellt sind. Die Grafik in der Abbildung 4-2-a zeigt die Möglichkeit der Integration in den Sensorwänden des Messkanals. Dem gegenüber stellt Abbildung 4-2-b eine einfache Applizierung auf den Gehäusewänden dar. Der Vorteil der ersten Ausführung ist der minimale Energieverlust durch Schallschwächung des PVCs und eine direkte Kopplung der Keramiken mit dem Fluid. Zur idealen Kopplung mit dem Medium ist eine Vorrichtung notwendig, die für akustische Wellen transparent ist. Entweder müssen sich die Impedanzen zwischen Wandler und Keramik hierbei annähern oder das benutzte Material muss so dünn sein, dass die Vorrichtung kein Hindernis für die Welle darstellt. Dementsprechend müsste diese Trennschicht eine  $\lambda/4$ -Dicke besitzen. Bei einer Frequenz  $f_{res}$  von 2 MHz und einer Schallgeschwindigkeit der Keramik  $c_{PZT}$  von 4398 m/s @ 20 °C [9] würde diese rund 550  $\mu\text{m}$  betragen. In diesem Fall ist das Material zu dünn um Kräften entgegenwirken zu können. Des Weiteren ist es schwierig eine Piezokeramik auf eine dünne Trennschicht zu applizieren. Die weitere Anordnungsmöglichkeit besitzt den Vorteil einer einfachen Applizierung direkt am Gehäuse. Jedoch entstehen Grenzübergänge und unvermeidbare Schallschwächungsverluste durch das PVC ( $\alpha_{PVC} \approx 56 \frac{1}{m}$  (nach WÖCKEL [10])). Je nach Übergang und Fluid entstehen unterschiedliche Verluste der Schallwelle durch Reflexionen an den Grenzübergängen (siehe Tabelle 4-1). Die Abbildung 4-1 zeigt ein vereinfachtes Modell mit Verlusten, die durch Reflexionen und Schallschwächung verursacht werden (Durchschallungs- und Reflexionsanordnung).



**Abbildung 4-1: Vereinfachtes Verlustmodell für Transmissions- und Reflexionsverfahren**  
(eigene Darstellung nach WÖCKEL [10])

Daraus folgt, dass bei einem Zentimeter Stärke des Materials rund 50 % der Energie im PVC „verloren“ geht. Abgesehen von zusätzlichen Verlusten ist die „Gehäuseapplikation“ das favorisierte Konzept. Der Hauptgrund ist die Applizierung der Wandler. Im Fall der nicht vollständigen Kontaktierung der Wandler mit dem Gehäusematerial entstehen Lufteinschlüsse, die eine Übertragung der Energie in das Material stark behindern (siehe



Kapitel Schallausbreitung). Die Applikation muss mit einem geeigneten Klebemittel (fest jedoch flexibel, langlebig, temperaturbeständig etc.) erfolgen. Im Fall der „Integrationsanordnung“ kann eine ideale Applikation nicht gewährleistet werden. Die Anordnung a) bietet die Möglichkeit der Lufteinschlussfreiheit durch Anwenden einer Vakuumierungsmethode während der Applizierung des Wandlers und Aushärtung des Klebers. Unter Einfluss eines Vakuums wird gewährleistet, dass Lufteinschlüsse aus der Verbindungsstelle „gezogen“ werden und eine vollständige Verbindung über die gesamte Wandlerfläche erfolgt.

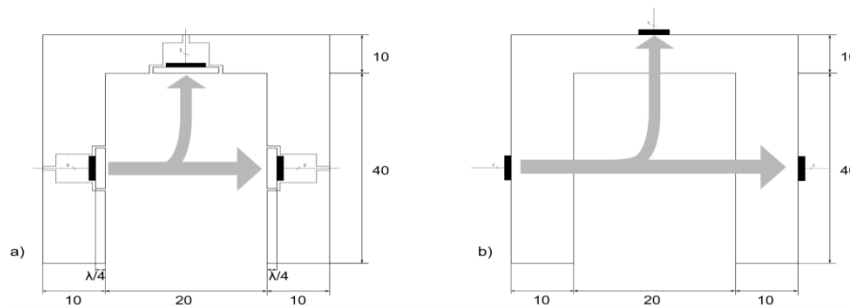


Abbildung 4-2: a) Integrationsanordnung; b) Gehäuseanordnung

Wie in den Grundlagen beschrieben, entstehen beim Erzeugen einer Ultraschallwelle im Bereich des Übergangs vom Wandler ins Medium Interferenzen. Diese können nicht vermieden, aber durch eine geeignete Wahl der Wandlergröße minimiert werden. Der entstehende Nahfeldbereich muss so gering wie möglich ausfallen, damit keine von Interferenzen geprägten Wellen den Empfangswandler erreichen und eine Signalauswertung unmöglich machen. In der Tabelle 4-3 sind verschiedene Nahfelder in Bezug auf Wandlerdurchmesser und das reine Medium dargestellt. Die Berechnung des Nahfeldbereiches erfolgt gemäß Gleichung (2.38).

Tabelle 4-3: Nahfeldbereiche in Abhängigkeit vom Wandlerdurchmesser bezogen auf reine Medien ( $f = 2\text{MHz}$ ,  $c_x @ 20^\circ\text{C}$ )

Durchmesser [mm]	5	10	15	20	25
<b>Medium</b>	Nahfeldlänge [mm]				
Wasser	8,26	33,6	75,8	135,0	211,0
Glycerin	6,25	25,8	58,3	103,8	162,3
Isopropanol	10,0	40,5	91,2	162,3	253,7
PVC (Hart)	4,95	20,7	47,0	83,7	131,0
Stahl	1,33	7,58	18,0	32,6	51,33

Aus der Tabelle 4-3 ist zu entnehmen, dass Wandler mit einem Durchmesser größer 15 mm nicht für die angestrebte Messanordnung geeignet sind, da das Nahfeld für reine Medien die gesamte Messstrecke überschreitet. Für die beiden vorher diskutierten Anordnungen der Wandler eignen sich Keramiken mit einem Durchmesser von 5 mm. Die Interferenzen überschreiten weder die Messstrecke noch die Gehäusewand. Ein 10 mm-Wandler ist für die „Integrationsanordnung“ ungeeignet, jedoch unter einer bestimmten Annahme für die „Gehäuseanordnung“ durchaus zu verwenden. Unter der Annahme, dass ein Großteil der Interferenzen im Gehäusesteg entstehen und am Grenzübergang zum Fluid (durch Reflexionen ins PVC zurück und Phasenumkehr) stark reduziert sind kann der Nahfeldbereich der Durchschallungsstrecke abgeschätzt werden. Daraus resultierend kann man annehmen, dass die Nahfeldbereiche (der in Tabelle 4-3 betrachteten Medien in der „Gehäuseanordnung“) die Messstrecke des Mediums nicht überschreiten.

Im Folgenden sind die theoretisch erwarteten und maximal möglichen Empfangsamplituden der untersuchten Anordnungen dargestellt. Jedoch unter der Berücksichtigung von Transmissions-/Reflexionsfaktoren, mechanischen Kopplungsfaktoren der Wandler und Schallschwächung der durchlaufenden Medien (für Wasser und Glycerin auf Grund des hohen Schallschwächungskoeffizienten, Tabelle 2-2). Angenommen wird eine verlustfreie Einprägung der erzeugten Schallwelle (maximale Kopplung Ultraschallwandler und PVC). Zur Berechnung der erwarteten Spannungswerte sind anhand der Abbildung 4-1 und der Gleichungen (2.25), (2.33), (2.34) die formalen Beschreibungen (4.3) - (4.6) der möglichen Spannungsverhältnisse für die vorher diskutierten Anordnungen aufgestellt worden. Die Ergebnisse sind in der Tabelle 4-4 zusammengefasst.

Durchschallung „Gehäuseanordnung“:

$$\frac{U_e}{U_s} = k_t^2 e^{-2(\alpha_{PVC} \cdot x_{PVC})} e^{-\alpha_{Medium} \cdot x_{Medium}} (1 - R_{Grenz}^2) \quad (4.3)$$

Impuls-Echo „Gehäuseanordnung“:

$$\frac{U_e}{U_s} = k_t^2 e^{-2(\alpha_{PVC} \cdot x_{PVC})} e^{-2(\alpha_{Medium} \cdot x_{Medium})} (R_{Grenz} - R_{Grenz}^3) \quad (4.4)$$

Durchschallung „Integrationsanordnung“:

$$\frac{U_e}{U_s} = k_t^2 e^{-\alpha_{Medium} \cdot x_{Medium}} \quad (4.5)$$

Impuls-Echo „Integrationsanordnung“:

$$\frac{U_e}{U_s} = k_t^2 e^{-2(\alpha_{Medium} \cdot x_{Medium})} R_{Grenz} \quad (4.6)$$

**Tabelle 4-4: Vergleich erwarteter Empfangsamplituden in % verschiedener Anordnungen und Medien**

		Durchschallung		Impuls-Echo			
		„Integration“	„Gehäuse“	„Integration“		„Gehäuse“	
Reflexionsfläche		---	---	PVC	Stahl	PVC	Stahl
	$k_t$	$\frac{U_e}{U_s}$ [%]	$\frac{U_e}{U_s}$ [%]	$\frac{U_e}{U_s}$ [%]	$\frac{U_e}{U_s}$ [%]	$\frac{U_e}{U_s}$ [%]	$\frac{U_e}{U_s}$ [%]
<b>Wasser</b>	0,11	1,20	0,33	0,46	1,13	0,12	0,31
	0,33	10,86	2,96	4,18	10,79	1,13	2,77
	0,47	22,04	6,00	8,47	20,66	2,31	5,63
<b>Glycerin</b>	0,11	0,64	0,20	0,05	0,30	0,03	0,18
	0,33	5,74	1,8	0,43	2,72	0,26	1,61
	0,47	11,64	3,65	0,87	5,52	0,51	3,28

Anhand dieser Tabelle zeigt die Durchschallungsanordnung mit „Integration der Wandler im Gehäuse“ die Besten zu erwartenden Ergebnisse. Jedoch ist eine Umsetzung nur schwer möglich. Im Fall der Impuls-Echo-Anordnungen sind zwei verschiedene Reflexionsflächen betrachtet worden. Erwartungsgemäß ist Stahl gegenüber PVC besser als Reflexionsfläche geeignet. Im Vergleich der Impuls-Echo-Anordnungen und der „Durchschallungsanordnung mit Applikation der Wandler auf dem Gehäuse“ kann von der Letzteren das beste Ergebnis erwartet werden.

### 4.3 Sensorelektronik

Aus den vorhergehenden theoretischen Betrachtungen der möglichen Messanordnungen entsteht der Entwurf der Sensorelektronik. Dabei müssen folgende Anforderungen erfüllt werden:

1. Kompatibilität mit dem Gesamt- und Softwaresystem
2. Geringer Energiebedarf
3. Einfacher und platzsparender Aufbau
4. Schnelle Abarbeitung des Messvorgangs
5. Höchste Genauigkeit und Reproduzierbarkeit der Ergebnisse
6. Geringe Störanfälligkeit im Zusammenspiel mit den weiteren Modulen und Umweltbedingungen

Wie in Kapitel 3.5 bereits erläutert ist das Modul ein Mikrocontroller gesteuertes System, welches die Medientemperatur, Schalllaufzeit und die Schallschwächung (in Form des maximalen Empfangssignales) in zwei Anordnungen ermitteln soll. Als Steuerelement dient der ATmega644P der Firma *Atmel Corporation*. Dieser verfügt über eine hohe Taktrate sowie großem Flash-, RAM- und EEPROM-Speicher. Zudem sind diverse Schnittstellen zur Kommunikation und Peripheriesteuerung integriert. Um die Schalllaufzeiten zu ermitteln ist eine Elektronik nötig, die die Zeitdifferenz messen kann. Zur Ultraschallerzeugung/ -empfang werden Ultraschallwandler (Piezokeramiken) und die dazugehörige Anregungselektronik benötigt (Burstgenerator). All diese elektronischen Elemente zu entwickeln ist aufwendig und teuer. Aus diesem Grund fällt die Wahl auf einen Zeitmesschip (TDC GP-21) der Firma *Acam Messelectronic GmbH*. Dieser ist speziell für Ultraschallanwendungen entwickelt worden und verfügt bereits über elektronische Komponenten wie Firepulsegenerator, Zeitmess-, Temperaturmesseinrichtung und eine digitale Kommunikationsschnittstelle. In den folgenden Abschnitten werden die einzelnen Messverfahren in Bezug auf die elektronischen Komponenten zur Ermittlung der geforderten Parameter untersucht und bewertet. Eine Übersicht aller Komponenten ist vorab in der Abbildung 4-3 dargestellt.

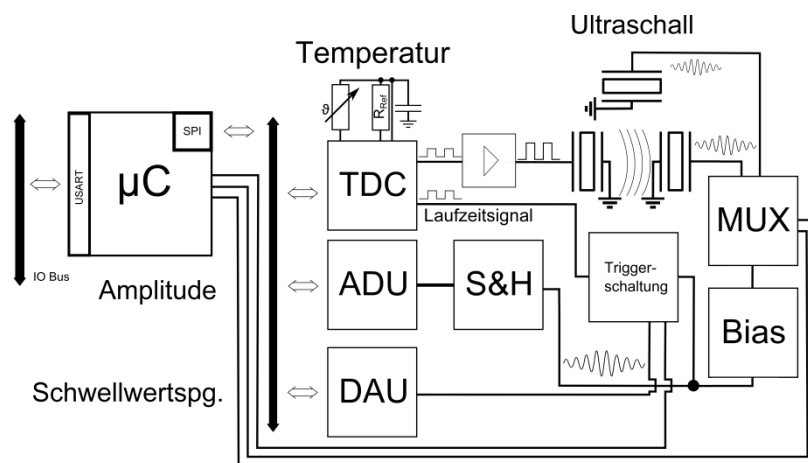


Abbildung 4-3: Schematische Darstellung des akustischen Moduls (v2.0)

### 4.3.1 Schalllaufzeitmessung

Die Ermittlung der Schalllaufzeit basiert auf den Funktionen des TDC-GP-21. Ein TDC ist eine Baugruppe, welche Zeitintervalle messen und digitalisieren kann. Ein solcher IC ist bestens geeignet um kurze Zeitintervalle ( $ns - ms$ ) mit einer hohen Auflösung ( $1ps - 22ps$ )<sup>9</sup> zu messen. TDCs nutzen zur Zeitmessung die internen Laufzeiten logischer Gatter (Halbleiterübergänge), die in Cluster verschaltet sind. Eine interne Logik errechnet somit aus dem Zählerstand der durchlaufenen Cluster zwischen einem Start- und ein Stoppsignal die Zeitdifferenz.

Der TDC-GP-21 besitzt, im Gegensatz zu ‚normalen‘ TDCs, interne Analogbaugruppen (Komparatoren, Referenzspannungsgeneratoren) und digitale Logiken, die es ermöglichen, Laufzeiten (z.B. aus Wechselsignalen) zu ermitteln. Dieser ist in der Lage, mit zwei unabhängigen Kanälen Laufzeitmessungen durchzuführen. Die Laufzeitmessungen erreichen eine maximale Auflösung von 22 ps in zwei Messbereichen (Mode 1: 3,5 ns – 2,4  $\mu s$  und Mode 2: 500 ns – 4 ms @ 2 MHz), die für unterschiedliche Applikationen geeignet sind. Für eine Laserlichtlaufzeitmessung kommt der Messmodus 1 in Frage und der Messmodus 2 (500 ns – 4 ms) für Ultraschallanwendungen (vgl. hierzu Tabelle 4-2). Zudem beinhalten die Messbereiche unterschiedliche Funktionalitäten und wählbare Auflösungen. Die einzelnen Funktionalitäten und Parametereinstellungen des GP-21 werden an dieser Stelle nicht weiter erläutert und können im Datenblatt auf der Onlinenplattform der Firma *Acam messelectronic GmbH* nachgelesen werden.

In der Entwicklungsphase der Elektronik sind auf Grund unzufrieden stellender Ergebnisse mehrere Versionen bzw. Strategien zur Laufzeitmessung entstanden. Diese Strategien werden in der nachfolgenden Ausführung dargestellt, verglichen und bewertet.

Die Abbildung 4-4 stellt die schematische Beschaltung (Version 1.0) der Baugruppe und das interne Blockschaltbild des TDC dar. Der TDC ist so konfiguriert, dass beim Start des Messvorgangs Rechteckimpulse (7 Pulse a  $\hat{U} = 3,3V$ ) mit einer Frequenz von 2 MHz generiert werden. Diese durchlaufen eine Verstärkerschaltung (extern), die den Spitzenwert des Impulses auf 5,5 V anhebt. Mit dieser Rechteckimpulsfolge wird die Sendekeramik angeregt, die daraus eine aufschwingende sinusförmige mechanische Welle erzeugt (Kapitel 2.3). Der erste Impuls entspricht dem Startimpuls für die Zeitmesseinrichtung des TDC. Die mechanische Welle durchläuft die Messstrecke und trifft nach einer bestimmten Zeit auf die Empfangskeramik. Diese regt die Keramik an, so dass daraus eine elektrische Spannung entsteht, welche durch die internen Analogkomponenten des TDC entsprechend ausgewertet werden kann und ein Stoppsignal bereitstellt. Die Aufbereitung und Auswertung erfolgt in zwei Schritten:

1. Das Empfangssignal wird mit einer Bias<sup>10</sup>-Spannung ( $\frac{1}{3}V_{cc} = 1,1V$ ) überlagert
2. Detektion des ersten Anstiegs des Sinussignals durch Komparatorvergleich mit einer voreingestellten Offsetspannung ( $U_{Off} = U_{Bias} + U_{Ref}$  mit bspw.  $U_{Ref} =$

<sup>9</sup> Lt. Hersteller: PicoQuant, ACAM, MSC

<sup>10</sup> Bias = Vorspannung/ Vorbeaufschlagung = eine konstante Größe, die einem Nutzsignal überlagert wird



findet, zusammen. Die Timeoutzeit ist eine Begrenzung der maximalen Messzeit des TDCs. Damit ist gewährleistet, dass der Messvorgang den Messbereich nicht überschreitet. Diese Zeit muss individuell zur erwarteten Zeitdauer parametrisiert werden. Ist die Amplitude der ersten Welle zu gering (wenige mV), reicht der Anstieg nicht mehr aus um ein Stoppsignal mit Hilfe der Analogeinheit generieren zu können. Vielmehr reagiert das System auf die darauffolgende Sinuswelle. Wäre dies immer der Fall, könnte dieses Verhalten in die Auswertung der gemessenen Zeit einbezogen werden, indem einfach die bekannte Periodendauer vom Messwert abgezogen wird. Bei konstanten Umweltbedingungen, wie beispielsweise einer einfachen Durchflussmessung (Wassermesser), bei der nur Wasser als Medium genutzt wird, ist eine sichere „First-Hit“-Erkennung gewährleistet. Dieses Modul muss allerdings in der Lage sein auch andere Flüssigkeiten mit unterschiedlichsten Schallkenngrößen sicher zu erkennen. Aus diesen Gründen kann die Analogeinheit zur Erzeugung von Stoppimpulsen für die Zeitmessung des GP-21 für die geforderten Spezifikationen des Moduls nicht verwendet werden.

Ein möglicher Lösungsansatz ist die variable Gestaltung der Firepulsespannungsamplitude (variabler Verstärker), um je nach Bedarf mehr oder weniger Energie ins Medium leiten zu können. Mit dieser Überlegung wäre es möglich, größere Amplituden für den Empfangsbereich zu erzeugen. Dazu ist vor jedem Messvorgang eine Dummymessung nötig, um eine medienabhängige Verstärkung zu finden, die eine geeignete auftretende Amplitude der ersten auftreffenden Welle abschätzen lässt. Die zusätzliche Messung erfordert eine weitere Messzykluszeit, wobei die Messdynamik verringert wird. Zudem verursacht eine Verstärkung der Sendespannung größere hochfrequente Störungen, die im Empfangskanal Störungen bzw. starkes Rauschen hervorrufen. Dieses Rauschen kann durch eine Maskierungszeit<sup>11</sup> ausgeblendet werden. Jedoch bedarf diese Zeit einer vorhergehenden Schätzung der zu erwartenden Schalllaufzeit, um nicht zu früh oder zu spät die „Hit-Erkennung“ zu aktivieren. Das Verfahren ist mit der Modifikation in der Lage die erste Sinuswelle sicher zu erkennen. Jedoch stellte sich heraus, dass die Analogeinheit mit einer größeren Empfangsamplitude und der damit verbundenen höheren Steilheit des Spannungsanstiegs unterschiedliche und zeitlich nicht reproduzierbare Stopptrigger generiert. Dadurch verkürzen oder verlängern sich die Laufzeiten um mehrere Nanosekunden. Je größer der Anstieg an der Schwellspannung, desto kürzer die ermittelte Laufzeit. Dieser Fehler ist nicht vorhersagbar und somit ist die Ermittlung der exakten Schalllaufzeit mit diesen Elektronikkomponenten unmöglich.

Ein weiterer und vielversprechender Ansatz ist eine modifizierte Nachbildung der Analogeinheit des TDC (Rev. 2.0), welche eine sichere Detektion gewährleisten soll (Abbildung 4-3). Der Firepulsegenerator und die Zeitmesseinheit (in digitaler Ansteuerung) des TDC werden weiterhin genutzt (Beschaltung siehe Abbildung 4-4). Die Sendespannung wird auf ein konstantes Maß (5,5 V) gehalten. Somit reduziert sich das Problem der hochfrequenten Störungen auf ein Minimum. Mit dieser Strategie entfällt die Ladezeit der TDC-internen Kapazitäten der Analogbaugruppe und die Folge ist eine höhere Messdynamik (im Vergleich zur V. 1.0 um das zehnfache). Zudem wird ein wei-

---

<sup>11</sup>Diese Zeit ist eine Wartezeit bis die Komponenten zur Stoppsignalgenerierung aktiviert werden. Hierbei handelt es sich um eine integrierte Funktion des GP-21.

terer Trigger integriert, um die „First-Hit“-Erkennung zuverlässiger zu gestalten (Darstellung in Abbildung 4-5). Die Strategie beinhaltet folgenden Ablauf:

1. Beaufschlagung des Empfangssignals mit einer Bias-Spannung ( $U_{Bias} = 2,5 V$ )
2. Detektion der ersten sinusförmigen Erhebung mittels Schwellwert-Komparator und Speichern des Punktes in Form eines digitalen Signals (Flip-Flop)
3. Ermittlung der Nullpunktdurchgänge (via Komparator) des Wechselsignals
4. Generierung des Stopptriggers für den TDC (Flip-Flop- UND Nulltrigger)

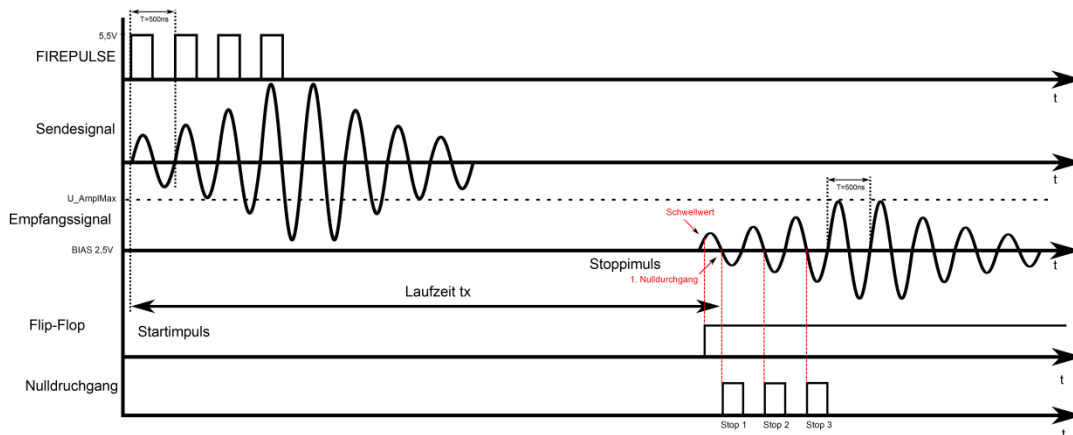


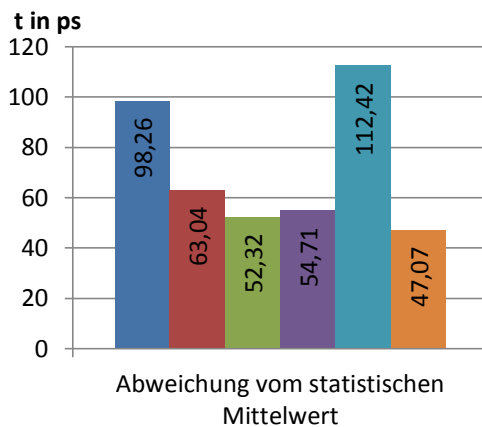
Abbildung 4-5: Darstellung der Signale einer Laufzeitmessung (v2.0)

Der Schwellwerttriggerpunkt ist durch Einstellen eines DAUs (12-Bit) frei wählbar. Dabei können Spannungen im Bereich von  $0 - 5 V$  mit einer Auflösung von  $1,22 mV$  eingestellt werden. Sinnvoll ist eine Einstellung mit einer Spannung, die größer als die Bias-Spannung ist (beispielsweise  $U_{Thres} = 2530 mV$ ). Voraussetzungen für die sichere Arbeitsweise sind rauschfreie und stabile Referenzspannungsquellen ( $U_{Bias}$  und  $U_{ThresREF} = 5,0 V$ ), keine bis geringe hochfrequente Störsignale, schnelles und sicheres Ansprechen der Komparatoren, Flipflop und das UND-Gatter. Durch die Verwendung von digitalen Bauelementen entsteht eine Totzeit  $t_{delay}$ , die aus der gemessenen Laufzeit herausgerechnet werden muss. Diese Totzeit (auch Durchlaufzeit genannt) ist eine konstante Größe (statischer Fehler) und muss ermittelt werden (Kapitel 4.5).

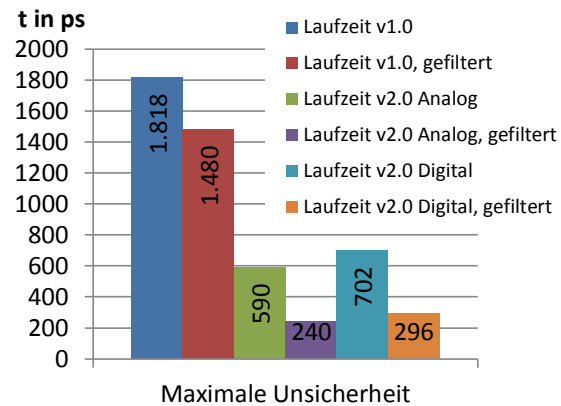
In den folgenden Darstellungen werden Messergebnisse der vorhergehenden beiden Messelektroniken gegenübergestellt (v1.0 und v2.0). Die dargestellten Ergebnisse sind qualitativ zu betrachten, da für die Auswertungen nur jeweils 200 Datenpunkte herangezogen wurden, um die Schwankungsbreite der Daten auf Grund von Temperaturänderungen so gering wie möglich zu halten und eine sichere Aussage treffen zu können.



Zusätzlich wurde das Verhalten der Version 2.0 in Kombination mit der Analogelektro-  
 nik des TDC als „Stopptriggergenerator“ untersucht und dargestellt. Die „gefilterte“  
 Darstellung bezieht sich auf die medianefilterte Datenmenge der jeweiligen unter-  
 suchten Version. Mit dieser Form der Filterung werden von vornherein die „Ausrei-  
 ßer“ aus den Messergebnissen eliminiert. Die Abweichung vom statistischen Mittelwert



**Abbildung 4-6: Darstellung der Abweichungen von Laufzeiten vom statistischen Mittelwert im Bezug auf verschiedene Detektionsstrategien**

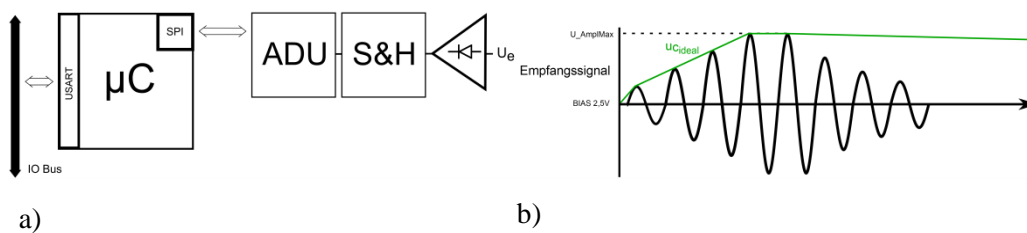


**Abbildung 4-7: Darstellung der maximalen Unsicherheit im Bezug auf verschiedene Detektionsstrategien**

spiegelt die Streuung der Messwerte um den Mittelwert des Datenarrays wider. Es ist zu erkennen, dass die Messwerte der Version 2.0 (mit digitalem Stopptriggergenerator) gleiche Abweichungen gegenüber der Version 1.0 aufweisen. Demnach ist die Aussage der Messwerte in Bezug auf die mittlere Laufzeit und deren Schwankungsbreite gleich. Jedoch ist die Messdynamik der Version 2.0 um ein Zehnfaches höher, welches einen großen Vorteil darstellt und vermuten lässt, dass die Grenze der Messgenauigkeit des TDC erreicht ist. Dem gegenüber zeigt die Version 2.0 mit analogem Stopptriggergenerator (d.h. es wurde die interne Analogeinheit des TDC verwendet) unerwartet bessere Messergebnisse, die um 50 % weniger schwanken, als die beiden anderen Beschaltungen. Wie vorhergehend schon erörtert, ist die Stopptriggergeneration der Analogeinheit abhängig vom Anstieg des eingespeisten Signals. In diesem Fall handelt es sich um einen Rechteckimpuls mit einem gleichbleibend hohen Anstieg von wenigen Nanosekunden. Demnach eine ideale Bedingung für die Analogeinheit zur Erzeugung eines Stopptriggers für die Zeitmessung. Gegenüber den Abweichungen um den Mittelwert stellt die Abbildung 4-7 die Differenz zwischen dem kleinsten und größten gemessenen Wert dar. Daraus kann die maximale Unsicherheit, also die Genauigkeit der Messergebnisse, abgelesen werden. Wieder sind die Ergebnisse der Version 2.0 mit analoger Detektion besser als die der anderen untersuchten Beschaltungen. Der quantitative Unterschied zwischen analoger und digitaler Triggergeneration (v2.0) ist nur gering und erreicht ein Ergebnis, das den Zielen und Anforderungen an die Laufzeitmessung entspricht. Die Elektronikversion 1.0 erreicht keine zufriedenstellenden Ergebnisse, da die Unsicherheit nur geringfügig kleiner 2 ns ist. Auf Grund der hohen Messdynamik, der geringen Messabweichungen und hohen Reproduzierbarkeit stellt die Elektronikversion 2.0 mit digitaler Stopptriggergeneration die bevorzugte Beschaltung dar.

### 4.3.2 Amplitudenmessung

Die Amplitudenmessung dient der Ermittlung der Maximalamplitude der Empfangswechselfspannung (Reflexionskanal und Transmissionskanal via Multiplexer Abbildung 4-3). Mit dieser Information kann auf die Schallschwächung und den Schallschwächungskoeffizienten  $\alpha$  geschlossen werden (Kapitel 2.2.5). Das Empfangssignal besitzt die Form einer aufschwingenden Sinusspannung, welche einen Maximalwert erreicht und dann wieder abklingt. Es ist nicht bekannt, zu welchem Zeitpunkt das Maximum eintritt. Aus diesem Grund muss das Signal in einer Sample&Hold-Schaltung zwischengespeichert werden bevor es digitalisiert wird. Die symmetrische Eigenschaft des Signals ist dabei eine große Hilfe, denn so muss nur eine Richtung der Wellen gespeichert werden (positive oder negative Halbwelle). Somit kann eine einfache Schaltung in Form eines Präzisionsgleichrichters angewendet werden (Abbildung 4-8 a).



**Abbildung 4-8: a) Schematische Darstellung Amplitudenelektronik (Ausschnitt) b) Darstellung Signalverläufe Amplitudenmessung**

Mit diesem Gleichrichter werden die Amplituden der einzelnen Wellen im Kondensator gespeichert. Der Spannungswert des Kondensators erhöht sich bis zum maximalen Amplitudenwert. Somit wird die Hüllkurve der positiven Halbwellen des Empfangssignals aufgenommen (Abbildung 4-8-b und Abbildung 4-9). Im Anschluss wird der Spannungswert von einem 16-Bit-ADU digitalisiert und an den Mikrocontroller übergeben. Dieser digitalisierte Spannungswert entspricht nicht zwangsläufig der realen Maximalamplitude. Auf Grund schaltungsspezifischer Spannungsfälle im Bereich des Einkoppelns der Wandlerspannung durch nichtideale Verstärkung der Impedanzwandler und eventuell anderer schaltungstechnischer Spannungsabfälle (beispielsweise durch Einwirkung von Temperaturabhängigkeiten an Halbleiterbauelementen) ist nicht davon auszugehen, dass der digitalisierte Spannungswert  $U_{ADU}$  dem der realen Maximalamplitude am Empfangswandler entspricht. Zur Kompensation dieser möglichen Spannungsabfälle wird ein Korrekturfaktor  $K_{Ampl}$  und eine Kalibriermessung im Bereich des Präzisionsgleichrichters vorgenommen. Die Kalibriermessung erfolgt durch Messung der Spannung am Gleichrichter während des Initialisierungsvorgangs  $U_{AmpINIT}$  des Moduls. Die Differenz zwischen dieser gemessenen Spannung und der konstant anliegenden Biasspannung  $U_{Bias}$  entspricht dem Spannungsfall  $U_{VPräz}$  über dem Gleichrichter.

$$U_{VPräz} = U_{Bias} - U_{AmpINIT} \quad (4.7)$$

Die Spannung  $U_{MaxPeak}$  ergibt sich nach Gleichung (4.8) unter Berücksichtigung der Verluste und dem Korrekturfaktor.

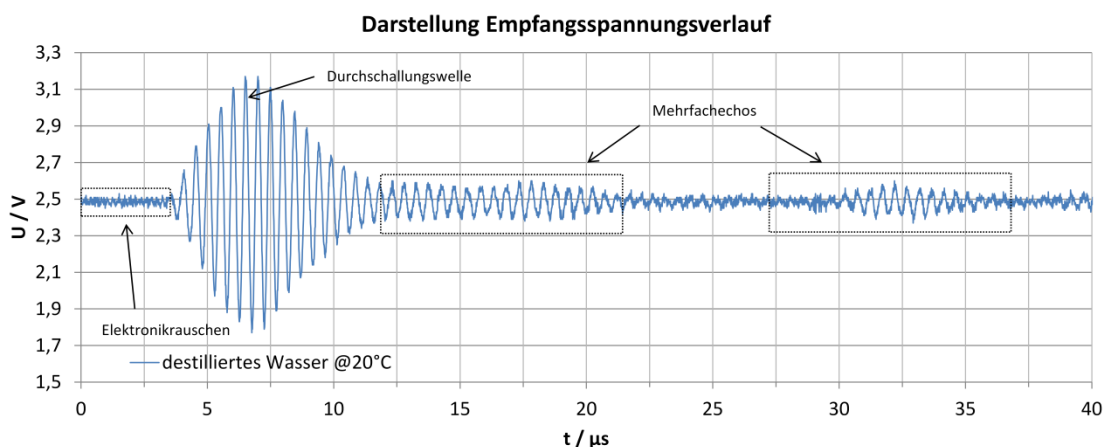
$$U_{MaxPeak} = (U_{ADU} + U_{VPr\ddot{a}z} - U_{Bias})K_{Ampl} \quad (4.8)$$

Die Untersuchung und Bewertung der Amplitudenmessung erfolgt mit ruhendem destilliertem Wasser als Fluid bei einer konstanten Temperatur von 20 °C und unter Verwendung des Durchschallungskanals. In der Tabelle 4-5 sind die Ergebnisse dargestellt.

**Tabelle 4-5: Untersuchungsergebnisse Amplitudenmessung (Durchschallung)**

$U_{MaxPeak}$ [mVpp]			Abweichung vom statistischen Mittelwert [mV]	Maximale Unsicherheit [mV]
Theoretisch	Akustisches Modul	Oszilloskop		
330,0	350,66	675	0,15	1,5

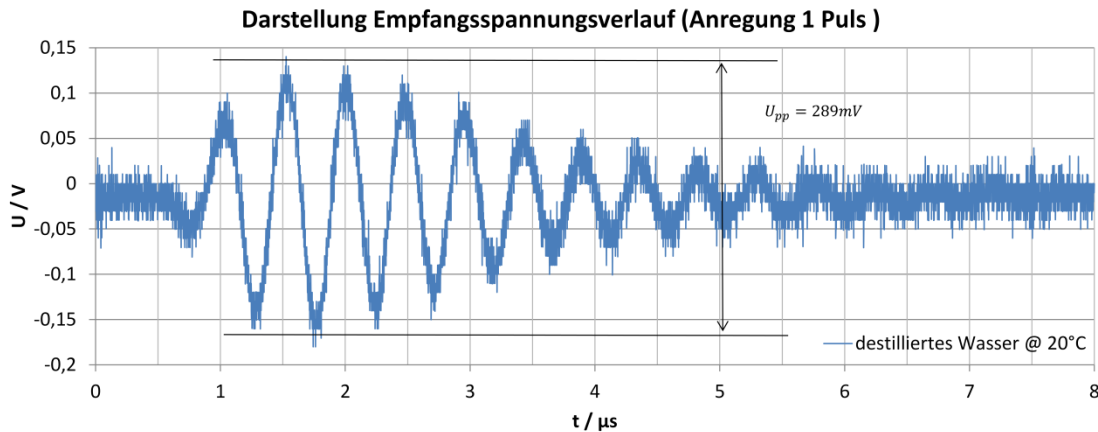
Die Messergebnisse lassen Rückschlüsse auf die Eignung des Verfahrens und den theoretischen Betrachtungen aus dem Kapitel 4.2: *Aufbau der Messanordnung* (Tabelle 4-4) zu. Die mit einem Oszilloskop ermittelte Maximalamplitude von destilliertem Wasser und dessen Signalverlauf stellt die Abbildung 4-9 dar und bestätigt die theoretische Erwartung aus dem Kapitel 4.2 zunächst nicht. Diese Darstellung zeigt zudem ein nicht verzerrtes Empfangssignal mit einem geringen Elektronikrauschen und Mehrfachechos, die durch Reflexionen an den Grenzübergängen der Messanordnung entstehen. In der



**Abbildung 4-9: Darstellung Ultraschallempfangsspannungsverlauf; Destilliertes Wasser (@20 °C) als Fluid im Messkanal (Anregung der Sendekeramik mit Burst)**

nachfolgenden Abbildung 4-10 ist ein weiterer Signalverlauf eines empfangenen Ultraschallsignals dargestellt. Dieser Verlauf zeigt die Signalantwort nach Anregung der Sendekeramik mit nur einem Puls (statt einer Anregung mit sieben aufeinanderfolgenden Rechteckimpulsen). Die maximale Peak-Peak-Spannung beträgt 289 mV und entspricht dem erwarteten theoretischen Spannungswert (6 %  $U_s$ ) für einen mechanischen

Kopplungsfaktor  $k_t$  von 0,47 (siehe Tabelle 4-4). Demnach kann angenommen werden, dass die Beziehung des Kopplungsfaktors gemäß Gleichung (2.33) nur für den statischen Fall gilt (wie hier aufgezeigt durch Verwendung eines einzelnen Anregungsimpulses). Daraus folgt, dass die durch Burstanregung in der Resonanzfrequenz des Ultraschallwandlers entstandene Empfangsamplitude auf den Effekt der Resonanzüberhöhung zurückzuführen ist.

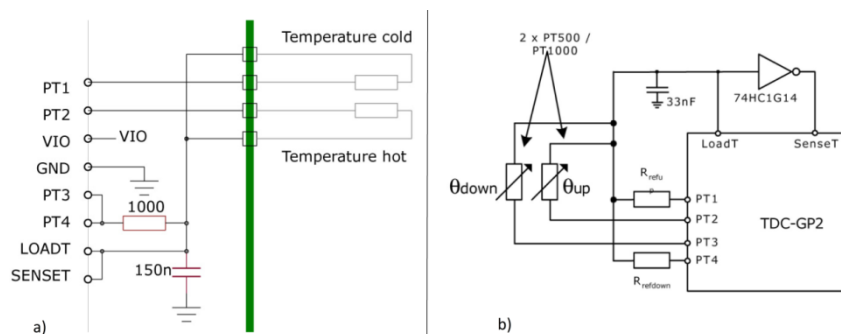


**Abbildung 4-10: Darstellung Ultraschallempfangsspannungsverlauf; Destilliertes Wasser (@20 °C) als Fluid im Messkanal (Anregung der Sendekeramik mit einem Puls)**

Zum anderen zeigen die Ergebnisse, in Form der Abweichung vom Mittelwert, die typischen Genauigkeitsschwankungen in Abhängigkeit der maximalen Auflösung ( $76,3\ \mu\text{V}$ ) des verwendeten 16-Bit-ADU, welche mit den ersten beiden LSB anzunehmen sind. Daraus resultieren Schwankungen in der Messgenauigkeit zwischen  $\pm 76,3\ \mu\text{V}$  und  $\pm 228,9\ \mu\text{V}$ .

### 4.3.3 Temperaturmessung

Der TDC verfügt über zwei Temperaturmesskanäle (plus zwei Referenzkanäle) die jeweils mit einem Platin-Messwiderstand (PT500 oder größer) und einem Referenzwiderstand bestückt werden (Siehe Abbildung 4-11). Zusätzlich benötigt die Messeinheit einen Kondensator (empfohlen sind  $100nF$ ), der für die Messung eine stabile Referenzzeitkonstante darstellt und daher eine geringe temperaturabhängige Drift der Kapazität aufweisen muss. Die Temperaturmessung beruht auf der Ladung bzw. Entladung des Kondensators. Dies ist ein zeitabhängiger Vorgang, wobei die Zeitkonstante  $\tau$  das Produkt aus Widerstand und Kapazität ist. Ändert sich der Widerstand, ändert sich ebenfalls die Zeitkonstante des Kondensators (vorausgesetzt die Kapazität ist stabil). Diese Zeitkonstante wird von dem TDC gemessen und repräsentiert somit dem Widerstandswert, der die Temperatur darstellt.



**Abbildung 4-11: TDC GP-21 Temperaturbeschaltung a) ohne externen Trigger, b) mit externen Trigger [19]**

Der GP-21 verfügt über verschiedene Modi, sodass entweder die Ladezeit oder die Entladezeit gemessen werden kann. Im Fall der Entladezeit ist keine weitere Elektronik nötig, da im TDC die analoge Logik dafür bereits integriert ist. Für eine Messung der Zeit während des Ladevorgangs ist ein zusätzlicher externer Komparator nötig. Auf Grund der Minimierung der Bauelemente wird die Messung der Zeit im Entladevorgang des Kondensators gewählt. Um einen Messvorgang zu realisieren müssen sechs Messungen durchgeführt werden. Die ersten beiden Messungen sind „Fakemessungen“ die nicht ausgewertet werden. Im Weiteren werden dann die Zeiten jedes Kanals nacheinander ermittelt. Dabei wird jeweils ein Kanal durch die interne Logik so lange auf das Potential der Versorgungsspannung (3,3 V) gelegt, bis der Kondensator geladen ist. Danach schaltet der Kanal auf das Grundpotential (0 V) um und bildet somit den Startimpuls für die Zeitmessung. Im Verlauf der Zeit entlädt sich die RC-Kombination. Die Spannung des Kondensators wird von einem Komparator, dessen Schaltschwelle  $1/3$  der Versorgungsspannung entspricht, überwacht. Erreicht die Spannung des Kondensators die Schwellenspannung, so gilt dieses als Stoppimpuls für die Zeitmessung. Die hierbei gemessene Zeit wird in den jeweiligen Registern des TDCs hinterlegt und kann nach Abschluss der gesamten sechs Messungen abgerufen werden. Die Dauer der gesamten

Messzeit ist dabei abhängig von dem Entladewiderstand und der Kapazität. Im Fall der empfohlenen 100 nF und einem Widerstandswert von 1078 Ohm (entspricht 20°C mit einem PT1000) ergibt sich die Messzeit eines Kanals von rund 90 µs plus die Zeit für die Ladedauer (108 µs). Demnach dauert ein gesamter Messvorgang rund 200 µs. Für die einzelnen Kanäle sind jedoch zwei feste Zeitgrenzen zum Messen an einem Kanal vorgegeben. Diese sind 512 µs oder 128 µs und müssen den Auf- und Entladevorgang beinhalten. Diese Zeitgrenzen beschränken die Geschwindigkeit des Systems. Im oben genannten Fall muss somit die Zeitgrenze mit 512 µs gewählt werden, die Gesamtdauer der Messung beträgt dann 3 ms. Im Entwicklungsstadium des akustischen Moduls wurde aus diesem Grund die Zeitgrenze 128 µs gewählt, um die Messzeiten im Allgemeinen zu verkürzen. Damit einhergehend muss die Kondensatorgröße verringert werden, um diese Grenze einzuhalten. Mit einer Kapazität von 10 nF beträgt die Messdauer somit insgesamt nur noch 768 µs.

Zur Berechnung der Temperatur werden zunächst die Gleichungen für den allgemeinen Kondensatorspannungsverlauf (4.9) bzw. (4.10) herangezogen.

Ladevorgang:

$$u_{c\ load}(t) = U_0 * \left(1 - e^{-\frac{t_{load}}{R*C}}\right) \quad (4.9)$$

Entladevorgang:

$$u_{c\ discharge}(t) = U_0 * e^{-\frac{t_{discharge}}{R*C}} \quad (4.10)$$

Mit dessen Hilfe kann durch Umstellung auf den Widerstandswert geschlossen werden und man erhält:

$$R_{Pt} = \frac{-t_{discharge}}{\ln\left(\frac{u_c(t)}{U_0}\right) * C} \quad (4.11)$$

Mit der Kondensatorschwellschwellspannung  $u_c$ , Betriebsspannung  $U_0$ , der Kapazität  $C$  und der gemessenen Zeit errechnet sich der Widerstand des Thermistors. Störeinflüsse wie Temperaturschwankungen der Elektronikbauelemente wirken sich auf den errechneten Widerstandswert erheblich aus. Aus diesem Grund ist es sinnvoll eine Verhältnisrechnung mit einem gemessenen Wert und einem Referenzwert aufzustellen. Unter der Voraussetzung, dass sich die Werte, der Betriebsspannung  $U_0$ , der Kondensatorschwellschwellspannung  $u_c$  und der Kapazität  $C$  während einer kurzen Messzeit (384 µs) nicht ändern, können diese als konstant angesehen werden und entfallen in der Verhältnisrechnung. Demnach ergibt sich dann die Gleichung für den Widerstandswert eines der beiden möglichen PT-Elementen zu:

$$R_{Pt} = \frac{t_{Pt}}{t_{Ref}} * R_{Ref} \quad (4.12)$$

$t_{Pt}$  ist die gemessene Entladezeit am Temperaturkanal und  $t_{Ref}$  ist die gemessene Entladezeit mit einem Referenzwiderstand.

Als Platin-Widerstandselement wird ein PT1000 1/3 DIN verwendet. Die Referenz bildet ein  $1k\Omega$  Präzisionswiderstand (0,1% Toleranz). Die Temperatur errechnet sich aus dem abgeleiteten Widerstandswert nach genormter Kennlinie für einen Temperaturbereich über  $0^{\circ}\text{C}$  nach DIN EN 60751:

$$T = \frac{-A * R_{Ref} * \sqrt{(A * R_0)^2 - 4BR_0 * (R_0 - R_{Th})}}{2BR_0} \quad (4.13)$$

Mit  $A = 3,9083 \times 10^{-3} \text{ } ^{\circ}\text{C}^{-1}$ ,  $B = -5,775 \times 10^{-7} \text{ } ^{\circ}\text{C}^{-1}$  (DIN EN 60751) und  $R_0 = 1000\Omega$

Der somit errechnete Temperaturwert kann allerdings nicht verwendet werden. Es ist eine Kalibrierung der Temperatur zwingend notwendig (Kapitel 4.5). Zum einen sind die Übergangswiderstände der einzelnen Kanäle im TDC (lt. Hersteller rund  $8\Omega$ ) und an den Anschlussdrähten nicht bekannt. Zum anderen wirken Störfaktoren wie Leitungswiderstand, parasitäre Kapazitäten zwischen den Leitungen sowie äußere Störeinflüsse, die durch eine Kalibrierung kompensiert werden müssen.

Im Zuge der Entwicklung des akustischen Moduls und der Integration in das Gesamtsystem wird auf eine Temperaturmessung direkt am Medienort verzichtet. Es soll vermieden werden, dass der PT1000-Messfühler (siehe Kapitel 4.2) den Flüssigkeitsdurchtritt im Messkanal behindert. Zudem übernimmt das Temperatur- und Druckmodul die Aufnahme der Temperatur. Die Elektronik, die Anschlüsse auf der Platine und die Software bleiben vorhanden und einsatzbereit und sind somit optional einsetzbar. Einziger Nachteil des Verzichts ist die Nichtberücksichtigung der Medientemperatur in den internen modulspezifischen Berechnungen (beispielsweise Einfluss der Temperatur auf die akustischen Eigenschaften des PVCs). Diese müssen, wenn benötigt, in der Datenerfassungssoftware durchgeführt werden, da das Gesamtsystem keine Kommunikation zwischen den Einzelmodulen zulässt.

## 4.4 Sensorfirmware

Die Aufgabe des akustischen Sensors ist die Ermittlung akustischer Parameter einer Flüssigkeit. Das Modulkonzept basiert auf einer Mikrocontroller gesteuerten Hardware. Zur Bewältigung dieser Aufgabe muss eine Firmware entwickelt werden, die folgende Anforderungen erfüllt:

1. Steuerung und Konfiguration der Peripheriebaulemente
2. Steuern des Messvorganges
3. Kommunikation mit dem Mastermodul
4. Erstellen und Aufbereiten der gemessenen Daten
5. Bereitstellung einer Benutzerschnittstelle
6. Schnellstmögliche und sichere Abarbeitung des Messablaufs

Zusätzlich zu den Anforderungen sind einige Vorgaben zu beachten. Die Kommunikation zwischen Mikrocontroller und Peripherie wird über eine Software-SPI-Schnittstelle realisiert. Zur leichteren Verständlichkeit erfolgt die Programmierung ausschließlich in der Programmiersprache C. Der Firmwareaufbau und dessen Strukturen sowie der Aufbau des Antworttelegramms orientieren sich an den Programmen/ Spezifikationen der bereits bestehenden Module. Der Ablauf soll so realisiert werden, dass der Benutzer die Möglichkeiten besitzt, diesen nach seinen Anforderungen in einem eingeschränkten Bereich zu beeinflussen. Dazu gehört die optionale Messung zweier Temperaturen (sofern Temperatursensoren vorhanden), die Wahl der Datenfilterung, sowie Einstellungen für die Laufzeitmessung.

Der stark vereinfachte schematische Programmablauf ist in der Abbildung 4-12 dargestellt. Nach dem Einschalten des Systems befindet sich das Modul in der Initialisierungsphase. In dieser Phase werden alle Komponenten des Mikrocontrollers (USART, Interrupts, Timer, I/O-Komponenten, etc.) und der Peripherie initialisiert und konfiguriert. Zur Initialisierung gehören die Konfiguration des TDC und die Einstellung der Komparatorschwellenspannung über den DAU. Die Konfiguration des TDC erfolgt mit sieben 32-Bit Registern, die jeweils in hexadezimaler Form nacheinander über den SPI-Bus beschrieben werden (Tabelle 4-6). Auf Grund der zu erwartenden Laufzeiten von mehr als  $2,4\mu\text{s}$  wird der TDC im Messbereich 2 betrieben. Die Auflösung beträgt in diesem Modus  $22\text{ ps}$  (vom Hersteller festgelegt und nicht änderbar). Die verwendeten Piezokeramiken besitzen eine Resonanzfrequenz von  $2\text{ MHz}$ , woraufhin eine Firepulselfrequenz in dieser Höhe parametrisiert ist. Des Weiteren beinhaltet die Konfiguration die Datenvorverarbeitung der ALU, Interrupts zur Signalisierung des beendeten Messvorgangs sowie die verwendeten Komponenten zur Steuerung der Zeitmessung.



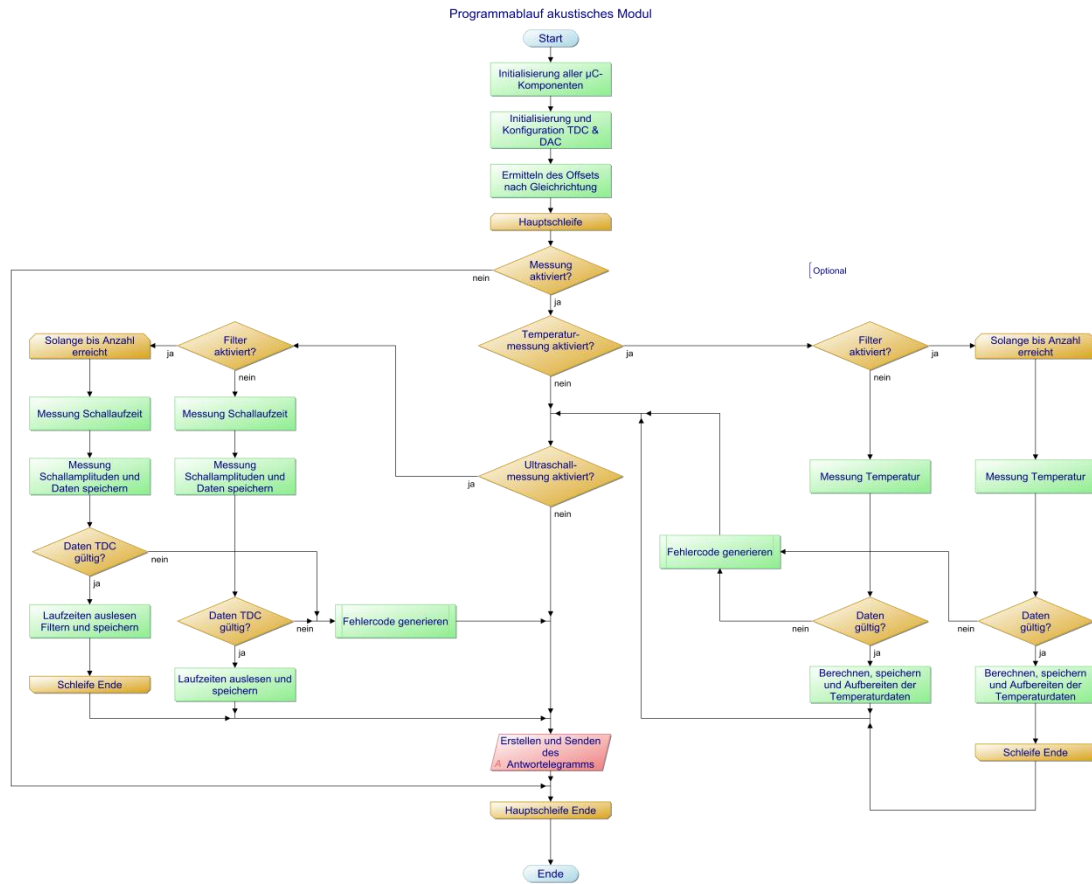


Abbildung 4-12: Programmablaufplan akustisches Modul

Tabelle 4-6: Konfiguration TDC

Registernr.	Konfiguration	Konfigurationsmöglichkeiten
0	0x70C62800	Firepulsegenerator, Pulsfrequenz, Kalibrierung, Messbereich
1	0x21445600	Einstellungen Datenvorverarbeitung, I/O-Funktionen
2	0x40000000	Interruptquellen, Maskierungszeit 1
3	0x20000000	Timeoutzeit Zeitmessung, Maskierungszeit 2
4	0x20000000	Maskierungszeit 3
5	0x38000000	Kanal und Pulseigenschaften Firepulsegenerator
6	0x40000000	Auflösung, Analog/ Digitalkomponenten, Trigger für Wiederholungsmessungen

Nachdem alle Geräte initialisiert sind befindet sich das Modul in einer Endlosschleife und wartet auf den Befehl zur Messung. Der Start des Messvorgangs erfolgt mit einem externen Hardwareinterrupt, der durch den Master ausgelöst wird. Der Mikrocontroller

reagiert auf diesen Interrupt und startet einmalig die Messroutine. Der Ablauf der Messung wird durch den Benutzer festgelegt. Er hat die Möglichkeit die optionale Temperaturmessung und Datenfilter (Medianfilter mit variabler Anzahl von Messwerten) für die Temperatur-, Laufzeit- und Amplitudenmessung zu aktivieren. Ist eine Temperaturmessung gewünscht, so wird diese als Erstes durchgeführt. Im Fall der Deaktivierung beginnt der Messvorgang mit der Schalllaufzeitmessung. Der Mikrocontroller sendet über den Bus einen Befehl an den TDC, der daraufhin einen Burst generiert. Die Laufzeitmessung ist abgeschlossen, wenn durch die Empfangselektronik ein Signal empfangen wird. Die Schallamplitudenmessung erfolgt automatisch nach einer einstellbaren maximalen Wartezeit (beginnt mit dem Befehl zur Laufzeitmessung) oder durch Beendigung der Wartezeit mit einem Interrupt, der vom TDC ausgelöst wird. Dieser Interrupt entsteht durch Detektion eines Stoppsignals der Zeitmessung. Daraufhin erhalten die beiden ADU's gleichzeitig den Befehl, die „eingefrorenen“ Spannungen der Sample&Hold-Schaltung zu digitalisieren. Die Daten der Zeitmessung liegen bereits zum Zeitpunkt des Stoppsignals in den Ergebnisregistern des TDCs bereit. Vor dem Auslesen der Laufzeitdaten wird der Status des TDCs überprüft. Der Status gibt Auskunft über die Gültigkeit der gemessenen Daten. Liegt ein Fehler vor, werden die Zeitdaten nicht ausgelesen (verworfen) und an deren Stelle ein Fehlercode (Tabelle 4-7) zur Signalisierung eines Fehlverhaltens geschrieben. Die Fehler „-5“ und „-6“ sind nicht durch Software behebbare Fehler. Sie erfordern einen Spannungsreset des Systems oder eine Neuinitialisierung durch den Steuerbefehl INIT. Im fehlerfreien Fall werden die Daten gelesen, umgerechnet und gespeichert. An dieser Stelle wird geprüft, ob der Benutzer die Filteroption nutzen möchte. Ist die Option ausgewählt wird der Messvorgang so lange wiederholt wie der Nutzer wünscht. Im Anschluss werden die Ergebnisse in ein Antworttelegramm verpackt und zum Master gesendet.

**Tabelle 4-7: Fehlercodes akustischer Sensor**

<b>Fehlercode</b>	<b>Beschreibung</b>
-1	Kein PT-Element angeschlossen oder Leitungsbruch
-2	Kurzschluss an PT-Element
-3	Messzeit überschritten
-4	Messzeit des TDC überschritten
-5	Interner TDC-Fehler
-6	Registerkonfiguration nicht erfolgreich

## 4.5 Kalibrierung

Das Multisensorsystem besteht aus vier Modulen mit unterschiedlichen Messprinzipien, die verschiedene physikalische Größen erfassen. Aus diesem Grund müssen alle Module kalibriert und durch geeignete Maßnahmen justiert werden. Im Fall des kapazitiven und optischen Moduls besteht keine Notwendigkeit einer Kalibrierung mit externen Messgeräten. Diese Module haben bereits in Form einer Dunkellichtmessung (optisches Modul) und einer eigenen Kalibrierelektronik (kapazitives Modul) eine Art der „On-board-Kalibrierung“, die kontinuierlich oder bei Bedarf angewendet werden kann (siehe hierzu Kapitel 3.3 und 3.4). Die Dunkellichtmessung erfolgt durch Ausschalten der LED und messen der Spannungen an den Fototransistoren (wie in Abschnitt 3.3 beschrieben) des Durch- und Streulichtkanals. Die gemessenen Spannungen entstehen durch äußere Umwelteinflüsse, wie beispielsweise Tageslicht. Diese Werte gelten als Offsetparameter und werden nach einem Messvorgang mit der LED als Lichtquelle vom ermittelten Spannungswert abgezogen.

Das Modul zur Ermittlung der Temperatur und des Drucks, sowie das akustische Modul bedürfen unter anderem einer Kalibrierung mit externen Messgeräten. Im Fall des Temperaturmoduls sind Messungenauigkeiten der eingesetzten Erfassungssysteme (LM335 und VSP1630) nicht bekannt. Hinzu kommen statische Fehler bei der Digitalisierung und durch die Temperaturabhängigkeit der elektronischen Bauelemente (Referenzspannungsversorgung(en) etc.). Die Temperaturkalibrierungen finden unter festgelegten, konstanten und regelbaren klimatischen Laborbedingungen in Form einer Klimakammer statt. Die Überwachung und die Erzeugung von Referenzdaten der Temperaturumgebung in der Klimakammer erfolgt mit einem Präzisionsthermometer (DDM 900 der Firma *Dostmann electronics GmbH*) mit einer Genauigkeit von  $\pm 5 \text{ mK}$ . Für eine effektive Nutzung der benötigten Kalibrierzeit werden die Daten der Temperaturmessenrichtungen gleichzeitig ausgeführt. Die Kalibrierung erfolgt in einem Temperaturbereich von  $2,5 - 40 \text{ }^\circ\text{C}$ , wobei 16 Stützpunkte (im Abstand von  $2,5 \text{ }^\circ\text{C}$ ) festgelegt werden. Die Module werden in der Klimakammer platziert und auf die jeweilige Stützstellentemperatur gebracht. Ist eine Stützpunkttemperatur erreicht, werden die Sensoren aktiviert, 5000 Messzyklen ausgegeben (Dauer ca. 1,2 min) und die Referenztemperatur aufgezeichnet. Die Auswertung der ermittelten Messdaten erfolgt durch Bildung der statistischen Mittelwerte für jede Stützstelle/ jedes Modul und der daraus errechneten linearen Anpassfunktion der Form  $y = \text{Faktor} * x + \text{Offset}$ .

Die gemessene Schalllaufzeit des akustischen Sensors beinhaltet auf Grund der Sensoranordnung (Kapitel 4.2) die Laufzeiten zweier verschiedener Medien (PVC und Fluid) und Totzeiten digitaler Baukomponenten. Das Ziel ist die Laufzeit des Fluids zu ermitteln. Hierfür wird eine Softwarekalibrierung zur Eliminierung der Laufzeit des Festkörpers benötigt. Die Schallgeschwindigkeit und die daraus abgeleitete Schalllaufzeit des PVCs kann anhand von Literaturwerten abgeschätzt werden, jedoch ist diese Abschätzung für die Anwendung zu ungenau. Die Totzeiten sind nicht präzise ermittelbar und sind zunächst aus den vom Hersteller angegebenen Datenblättern entnommen ( $t_{\text{Delay}} =$

$t_{UND-Gatter} + t_{Driver}$  mit  $t_{UND-Gatter} = 25 \text{ ns}$ ,  $t_{Driver} = 20 \text{ ns}$ ). Eine Ermittlung der Totzeiten mittels Oszilloskop ergibt vom Hersteller abweichende Zeiten. Für das UND-Gatter ist eine Totzeit ( $t_{Gatter}$ ) von  $4 \text{ ns}$ , für den Rechteckimpulsverstärker eine Verzögerungszeit von  $35 \text{ ns}$  und für die Durchlaufzeit  $t_{Imp}$  des Impedanzwandlers  $16 \text{ ns}$  gemessen worden (eine Darstellung der Signale befindet sich im Anhang A.2). Die Softwarekalibrierung dient in erster Linie der Ermittlung der Schalllaufzeit des PVCs. Die durch Temperatur und Druck hervorgerufenen Längenänderungen und eine sich dadurch verändernde Geometrie werden an dieser Stelle nicht berücksichtigt. Diese Parameter können ohne explizite Untersuchungen des PVCs nicht ermittelt werden. Demzufolge werden die geometrischen Eigenschaften von Form und Abmessungen als konstant angesehen. Im Messkanal befindet sich destilliertes Wasser unter einer definiert konstanten Temperatur. Unter diesen Bedingungen wird die gesamte Schalllaufzeit gemessen, gemittelt und die Differenz aus der gemessenen (abzüglich der Totzeit) und theoretischen Laufzeit gebildet (Tabelle 4-8). Aus dieser ermittelten Zeit und durchlaufenen Strecke errechnet sich gemäß Gleichung (2.14) die Schallgeschwindigkeit für PVC, welche folgend als Parameter in den EEPROM-Speicher des Sensors hinterlegt werden.

Die Berechnung der Schallgeschwindigkeit in Wasser in Abhängigkeit von Temperatur und Druck (als Referenzschallgeschwindigkeit) erfolgt gemäß der Gleichung (2.19).

$$c_{Fl} = \sqrt{\frac{K_{Fl}(T,p)}{\rho_0(T)}}$$

Hierbei wird für das Kompressionsmodul  $K_{H_2O}(T,p)$  das Polynom (4.14) in Abhängigkeit von Temperatur und Druck (unter Normaldruck  $1013 \text{ hPa}$ ) und für die Dichte  $\rho_{H_2O}$  von reinem Wasser das vereinfachte Polynom (4.15) herangezogen (KIPFER [20]).

$$\begin{aligned} K_{H_2O}(T,p) = & 19652,17 + 148,113T - 2,293T^2 \\ & + 1,256 * 10^{-6}T^3 - 418 * 10^{-5}T^4 \\ & + (3,2726 - 2,147 * 10^{-4}T + 1,128 * 10^{-4}T^2)p \\ & + (53,238 - 0,313T + 5,728 * 10^{-3}p)S \end{aligned} \quad (4.14)$$

$$\rho_{H_2O}(T) \sim 999,972 - 7 * 10^{-3}(T - 4)^2 \quad (4.15)$$

**Tabelle 4-8: Errechnete und gemessene Daten zur Ermittlung der Schalllaufzeit des PVC**

$T_{H_2O}$ [°C]	$c_{H_2O}$ [m/s]	$t_{H_2O}$ [µs/2cm]	$t_{Driver}$ [ns]	$t_{Gatter}$ [ns]	$t_{Imp}$ [ns]	$t_{Gesamt}^{12}$ [µs]	$t_{PVC}$ [µs/cm]	$c_{PVC}$ [m/s]
20,422	1478,6	13,52628	35	4	16	22,86983	4,26172	2343,416

Es ergibt sich eine Schallgeschwindigkeit für das PVC von  $2343,416 \text{ m/s}$  @  $20,422 \text{ °C}$ .

<sup>12</sup> Gemessene Schalllaufzeit in Durchschallungsanordnung mit zweitem Stopptrigger (demnach sind  $1,5 * t_{Periode}$  für wahren Wert abzuziehen, siehe Abbildung 4-5)

## 4.6 Datenerfassung

Das Multisensorsystem ist in der Lage, eine Vielzahl von Informationen mit den unterschiedlichen Messprinzipien aus dem Prozess oder der Flüssigkeit zu gewinnen. Für eine Verarbeitung, Visualisierung und Speicherung dieser Daten wird eine computergestützte grafische Benutzeroberfläche benötigt. Diese Oberfläche wurde im Entwicklungsverlauf des Systems mit der grafischen Programmiersprache *Lab-View* (Version 7.1) der Firma *National Instruments* erstellt. Sie beinhaltet neben den vorher aufgeführten Funktionen zusätzlich die Steuerung und die Möglichkeit der Konfiguration des gesamten Messvorgangs. Die Integration des akustischen Moduls in das Multisensorsystem erfordert eine Erweiterung der Benutzeroberfläche (Abbildung 4-13). Zu diesen Elementen gehören:

1. Die Anpassung der grafischen Visualisierung für die Daten des akustischen Moduls im Hauptfenster
2. Das Implementieren einer Oberfläche zur einfachen Eingabe der Konfiguration des Moduls
3. Das automatische Auslesen der Konfigurationsdaten aus dem EEPROM-Speicher des Moduls und die Anzeige in der Konfigurationsoberfläche
4. Die Erweiterung des Managements zur Datenspeicherung
5. Die Implementation der Echtzeitumrechnung aus den Laufzeitdaten in Schallgeschwindigkeit (für Visualisierung und Speicherung)
6. Softwareoptimierung und -test, Bugfixing

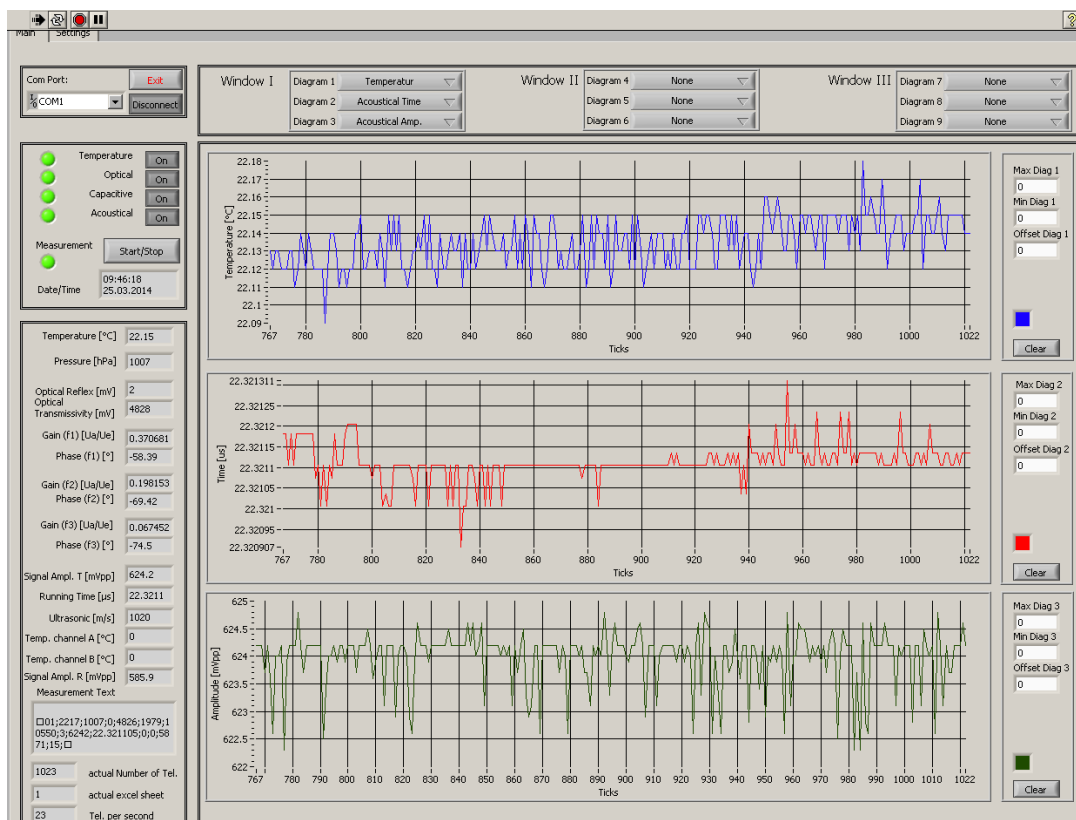


Abbildung 4-13: Hauptfenster Lab-View Benutzeroberfläche

Im Hauptfenster der Nutzeroberfläche befindet sich die gesamte Visualisierung der gemessenen Daten. Dabei können bis zu neun Messgrößen in Echtzeit dargestellt werden. Die visualisierten Daten werden für die Anzeige vorher im Hintergrund aufbereitet und ggf. umgerechnet. Die Speicherung der Messdaten erfolgt ausschließlich im Rohdatenformat. Zur späteren Verarbeitung werden diese in ASCII-codierter Form in eine Textdatei geschrieben. Diese Datei kann zum Beispiel mit MS Excel oder Matlab weiterverarbeitet werden. Auf der linken oberen Seite befinden sich die Steuerelemente für das System. Der Nutzer hat die Möglichkeit einzelne oder nur bestimmte Module anzuwählen. Je nachdem, wieviele Module ausgewählt sind, erhöht oder vermindert sich die Messdatenrate, da die gesamte Messzeit die Summe aller einzelnen Messzeiten der Module ist. Während eines Messvorganges mit allen Modulen werden 82.800 Messungen pro Stunde durchgeführt (entspricht ca. 23 Messungen je Sekunde). Daraus entsteht eine Datenmenge von rund 7 Mbyte/h. In der Tabelle 4-9 sind die einzelnen Messzeiten und die dazugehörige Performance dargestellt.

**Tabelle 4-9: Darstellung Messzeiten einzelner Module**

	Temperatur/ Druck	Optisch	Kapazitiv	Akustisch
<b>Reine Messzeit Sensor</b>	1,4 ms	16,2 ms	16,2 ms	9 ms <sup>13</sup> (17,5 ms) <sup>14</sup>
<b>Gesamte Messzeit<sup>15</sup></b>	8 ms	17,8 ms	17,8 ms	10,8 ms (19,3 ms)
<b>max. Messungen/ s</b>	125	56	56	96 (52)
<b>max. Messungen/ h</b>	450.000	201.600	201.600	345.600 (187.200)
<b>Speicherbedarf/ h</b>	21,8 Mbyte	9 Mbyte	10 Mbyte	23,8 Mbyte

Die Oberfläche „Settings“ stellt dem Nutzer Einstellmöglichkeiten zur Konfiguration der seriellen Schnittstelle, zur Datenspeicherung, zum dielektrischen Sensors und zum akustischen Sensors zur Verfügung. Des Weiteren ist auf dieser Oberfläche ein Terminalprogramm integriert, welches dem Nutzer erlaubt direkte Befehle an das Multi-sensorsystem zu senden und die dementsprechende Antwort zu sehen.

<sup>13</sup> Bezogen auf Median 15 gefilterte Ultraschallmessung (Laufzeit und Amplitude)

<sup>14</sup> Maximale Messzeit wenn Ultraschallmessung und die Temperaturmessung (beide Kanäle und Median 5 gefiltert) aktiv sind

<sup>15</sup> Messzeit inklusive der Zeiten die benötigt werden um die Daten in ein Telegramm zu verpacken, zur Mastereinheit zu senden und an den PC zu übertragen

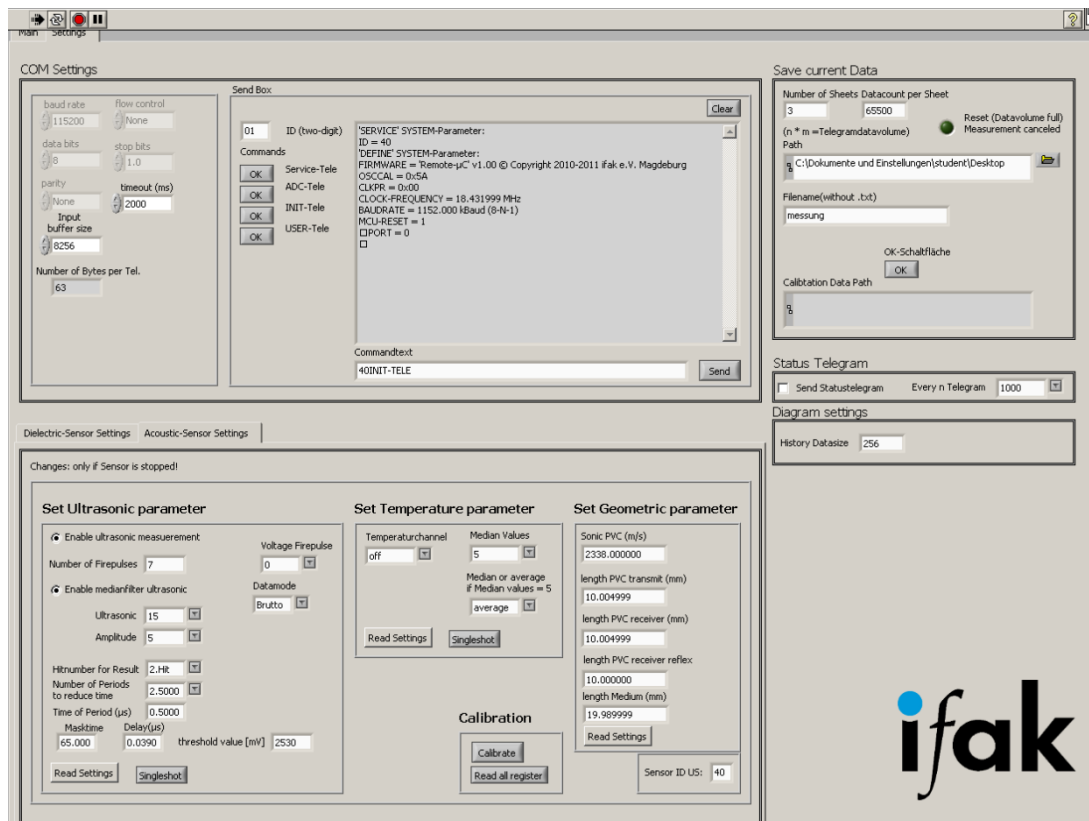


Abbildung 4-14: Parametrierfenster

## Einstellung akustischer Sensor

Wie in den vorhergehenden Kapiteln beschrieben, ist der akustische Sensor in der Lage seinen Messvorgang nach bestimmten Einstellungen, die der Nutzer vorgibt, durchzuführen. Die Maske „*Acoustic-Sensor Settings*“ stellt Parametriermöglichkeiten für die geometrischen Abmaße der Messkammer, die Messung der Schallgeschwindigkeit und -laufzeit und für die optionale Temperaturmessung zur Verfügung. Die Parameter sind auf dem akustischen Modul hinterlegt und werden automatisch bei Anwahl des akustischen Moduls (Button in der Hauptmaske) geladen und in die jeweiligen Felder eingetragen. Folgt eine Änderung eines Parameters, wird dieser im EEPROM-Speicher des Moduls gespeichert. Das Auslesen und Anzeigen im Textfeld der aktuellen Konfiguration erfolgt mit dem Button „*Read Settings*“. Die geometrischen Parameter dienen zusammen mit der gemessenen Laufzeit der Berechnung der Schallgeschwindigkeit im Hintergrund der Lab-View-Oberfläche.

### **Einstellung dielektrischer Sensor**

Die Auswahl der Betriebsart des dielektrischen Sensors erfolgt über die Maske „*Dielectric-Sensor Settings*“. Es stehen drei Messarten zur Verfügung:

1. **Dreipunktmessung** = kontinuierliche Messung mit drei einstellbaren Festfrequenzen und direkter Visualisierung
2. **Singlehotmessung** = kontinuierliche Messung mit fest eingestellter Frequenz und direkter Visualisierung
3. **Frequenzsweep** = quasi spektroskopische Messung über einen einstellbaren Frequenzbereich mit variabler Schrittweite (kleinster Schritt 1 kHz im Messbereich von 1 kHz – 2 MHz, die Visualisierung der Ergebnisse erfolgt nach der Messung in logarithmischer Darstellung der Frequenzachse)

Der Modus „Frequenzsweep“ ist kein eigener Messmodus des kapazitiven Sensors. Dieser besteht aus einzelnen nacheinander folgenden Singlehotmessungen, welche automatisiert vom Lab-View-Programm ausgeführt werden.



## 5 Experimentelle Erprobung des Gesamtsystems

Im folgenden Kapitel werden experimentelle Untersuchungen an ausgewählten Stoffsystemen dargestellt. Diese Stoffsysteme dienen gleichzeitig der beispielhaften Darstellung der Einsatzmöglichkeiten des Multisensorsystems. Zur einfacheren Untersuchung des Gesamtsystems sind die einzelnen Messprinzipien (Abbildung 5-2) zusammen in einem geschlossenen System integriert (Abbildung 5-1). Der verwendete Strömungskanal entspricht den in den vorhergehenden Kapiteln ausgeführten geometrischen Abmaßen und kann ein Flüssigkeitsvolumen von 220 ml aufnehmen. Mittels einer Kreiselpumpe kann die zu untersuchende Flüssigkeit durch den Strömungskanal in einer variablen Geschwindigkeit bewegt werden. Zudem besteht die Möglichkeit der Zudosierung verschiedener Flüssigkeiten während eines Durchströmungsvorgangs in Form eines beheizbaren Mischbehälters vor dem Ansaugtrakt der Pumpe (Abbildung 5-1) um Mischprozesse zu simulieren. Die Auswertung dieser Datenmengen erfolgt mit Excel und einem in VBA geschriebenen Makroprogramm, welches die Rohdaten aus dem Datenlogger umrechnet und grafisch darstellt.

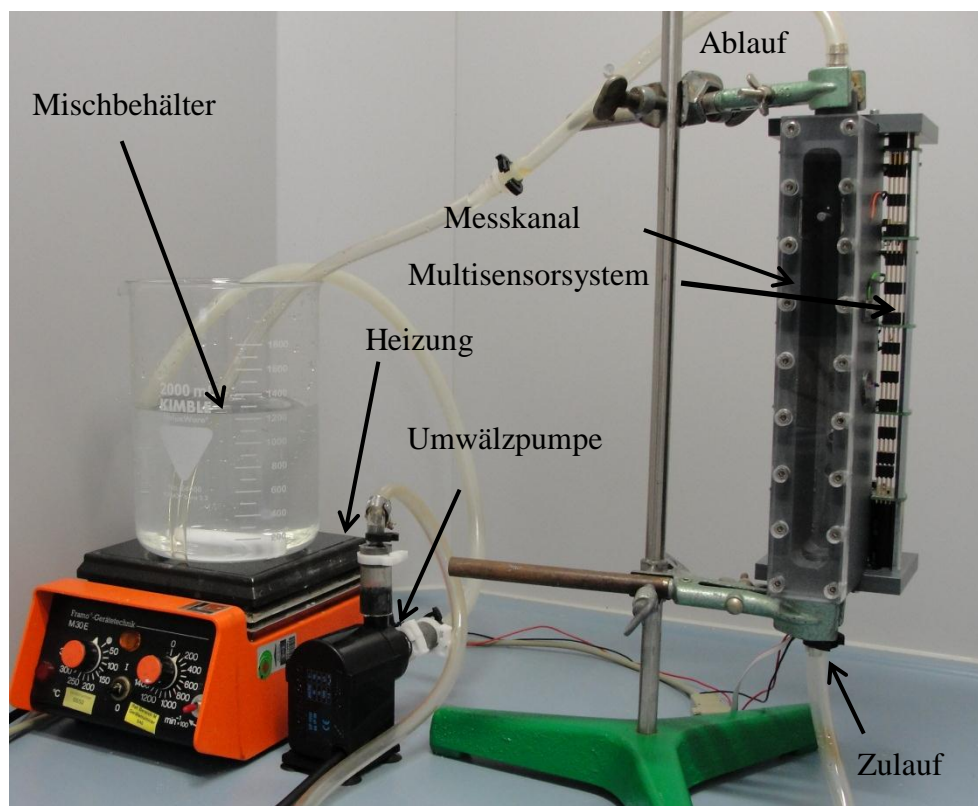


Abbildung 5-1: Darstellung des experimenteller Messaufbau

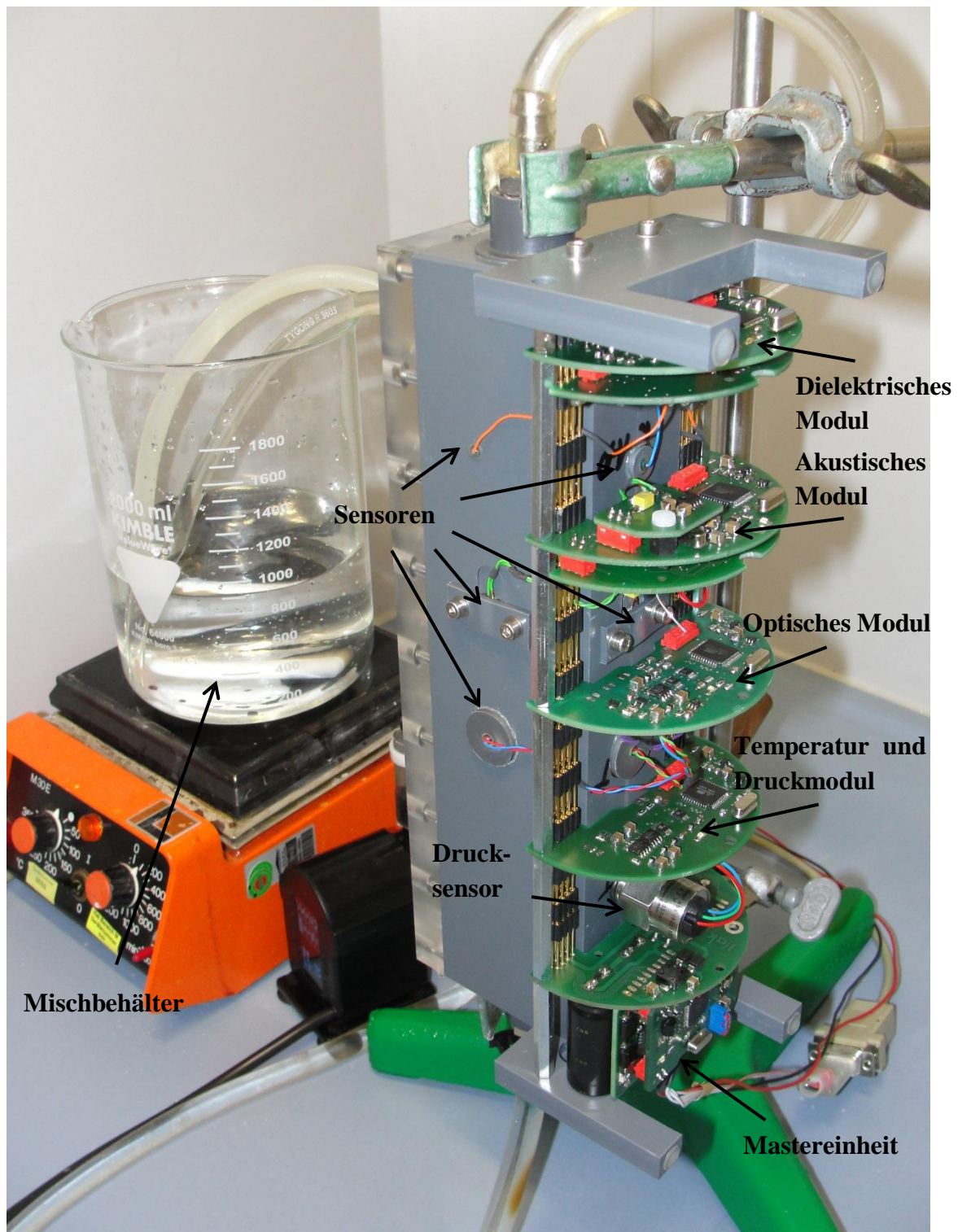
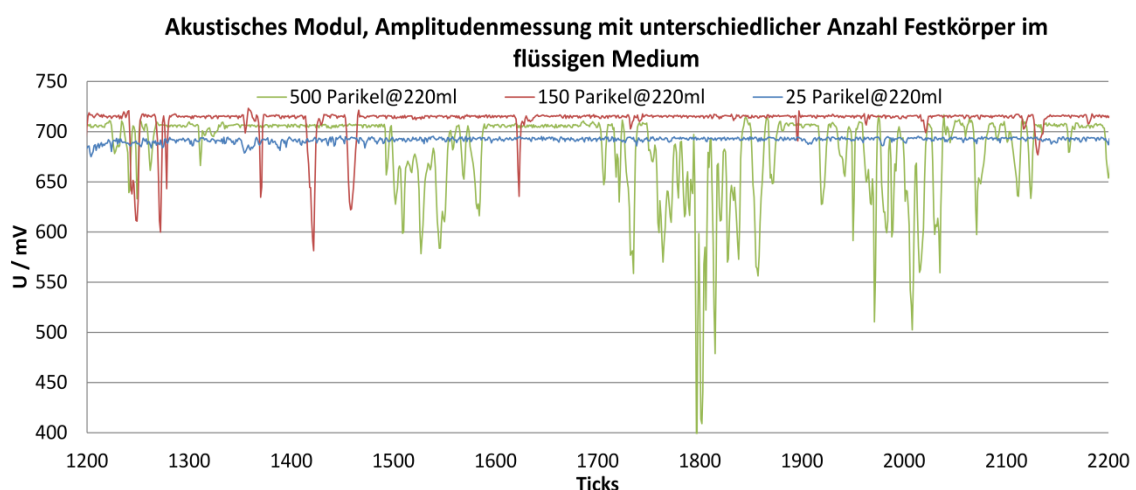


Abbildung 5-2: Darstellung der einzelnen Module und Sensoren

### 5.1.1 Vermessung von Suspensionen

Das Gesamtsystem wird auf die Detektionsfähigkeit plötzlich auftretender Unterschiede in einer Flüssigkeit untersucht. Zur Simulation dieser Fähigkeit wird eine Flüssigkeit mit einer definierten Anzahl von Feststoffpartikeln versetzt und durch den Messkanal geleitet (500 l/h). Dabei entsteht eine Durchflussgeschwindigkeit von rund 14 cm/s (0,5 km/h). Das Stoffsystem besteht aus destilliertem Wasser und einer variablen Anzahl transparenter Kunststoffkügelchen mit einem durchschnittlichen Durchmesser von 1 mm. Es gilt herauszufinden, ob und welche Sensoren in der Lage sind diese Feststoffe erkennen zu können. Sensoren, die keine Erkennung zulassen, werden an dieser Stelle nicht weiter grafisch dargestellt. Zudem gilt es zu untersuchen, ob die gewonnenen Daten einen Aufschluss über das Verhältnis von Feststoff und Flüssigkeit geben. Dazu erhöht sich bei jedem Messvorgang die Anzahl der gesamten Anteile in dem Volumen.

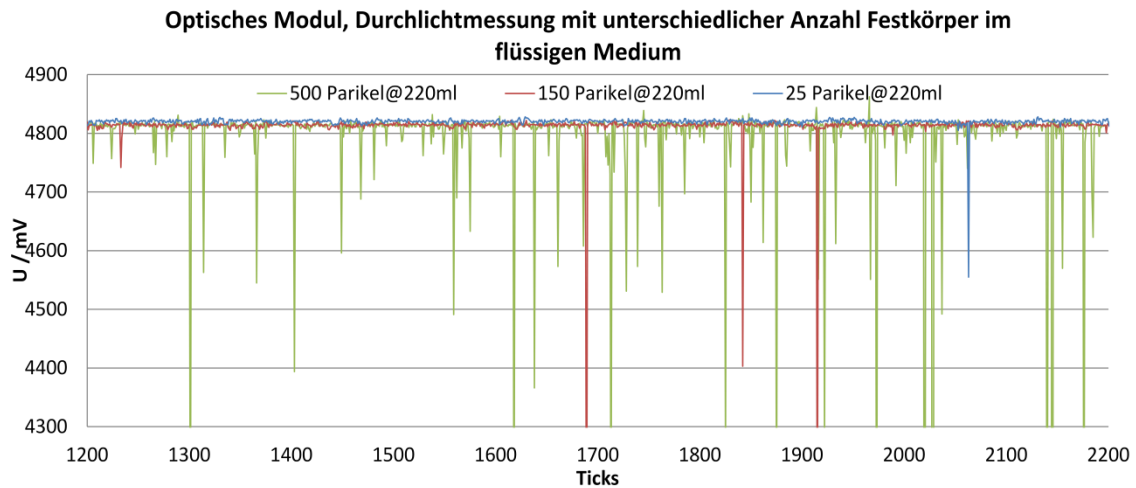
Der Vergleich zwischen der akustischen Amplitudenmessung und optischen Durchlichtmessung (Abbildung 5-3 und Abbildung 5-4) zeigt einen großen Unterschied in der Erkennung von Feststoffen auf. Unabhängig von der Partikelanzahl im Medium ist die optische Durchlichtmessung nur begrenzt in der Lage die kleinen Teilchen zu erkennen. Dem gegenüber weist die akustische Amplitudenmessung weitaus größere erkennbare Ausschläge auf. Begründet wird dieser Unterschied durch den Bereich des „Überwachungsraums“. Dabei ist der emittierte Lichtkegel (Öffnungswinkel der LED ca. 40° und dadurch entstehender Lichtkegel von maximal 1,5 cm im Durchmesser) gegenüber der Abstrahlfläche der Schallwelle kleiner, wobei die Wahrscheinlichkeit sehr gering ausfällt, dass ein Partikel auf den Lichtstrahl trifft, die durchtretende Intensität vermindert und dieses vom Fotoelement erkannt wird. Weitaus unwahrscheinlicher



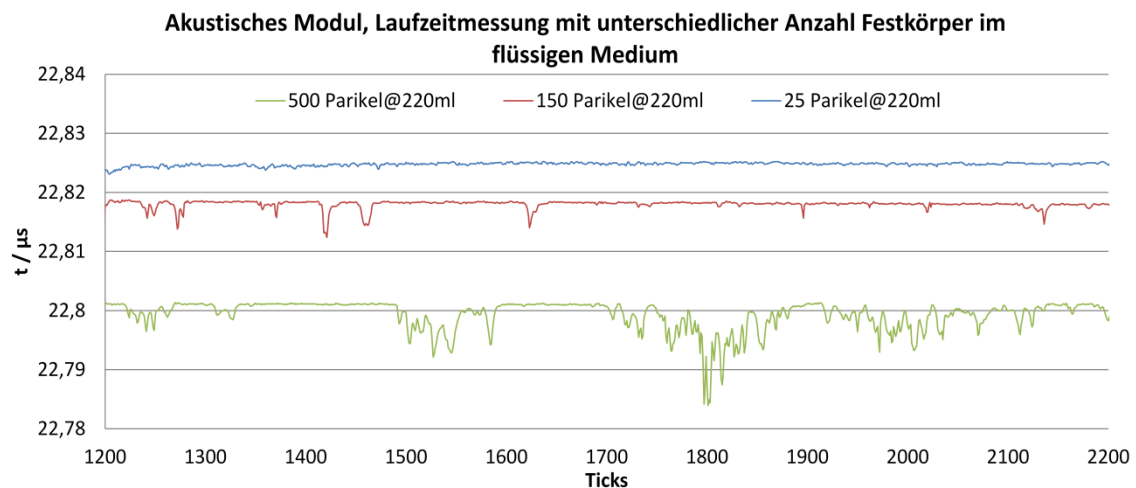
**Abbildung 5-3: Ultraschallamplitudenmessung mit unterschiedlicher Anzahl Partikel im Medium**

ist der Umstand, dass ein Partikel den Lichtstrahl an einer Position durchdringt, die dazu führt, dass dieser Strahl zum Teil abgelenkt wird und auf den Reflexionslichtdetektor trifft. Auf die Darstellung der Reflexionslichtdaten wurde hier verzichtet, da über den

gesamten Messzeitraum unabhängig der Partikelanzahl (selbst bei 1400 Partikel auf 220 ml) keine eindeutigen Ausschläge zu erkennen sind.

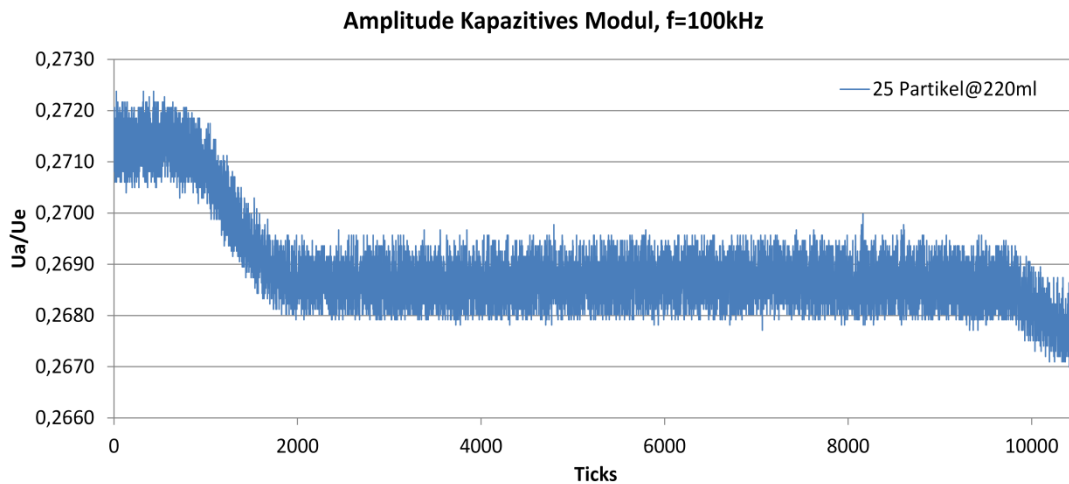


Des Weiteren ist in Form der Ultraschalllaufzeitmessung, bei der Detektion eines oder mehrerer Partikel, eine Laufzeitverringerung zu erkennen (Abbildung 5-5). Diese Laufzeitverkürzung ist in der höheren longitudinalen Schallgeschwindigkeit (ggü. Wasser) des Feststoffpartikels begründet. Anhand der vergleichenden Messdaten zwischen wenigen und vielen Partikeln kann eine Aussage über die Steigerung getroffen werden. Eine genaue Anzahl der Partikel kann nicht abgeschätzt werden, da die Verteilung der Feststoffe im Medium zu willkürlich ist. In der Abbildung 5-6 ist der Verlauf des dielektrischen Amplitudenverhältnisses zu sehen. Erwartet wurde ein geringfügiger Ausschlag der Amplitude durch Vergrößerung oder Verringerung der Permittivität in Mischung mit den Kunststoffkügelchen ( $\epsilon_{r_{PVC}} \sim 3$ ). Jedoch ist dieser Unterschied so minimal, dass keine Änderung erfasst werden kann. Vorhergehende Untersuchungen des





dielektrischen Sensors (FABIAN [18], S. 64) zeigten gleiche Ergebnisse auf. In diesen Untersuchungen wurden Luftblasen in die mit Wasser gefüllte Messkammer eingebracht und die Reaktion des dielektrischen Sensors aufgezeichnet. Während dieses Vorgangs entstanden keinerlei sichtbare Änderungen im Amplitudenverhältnis. Die Darstellung zeigt jedoch einen Abfall des Amplitudenverhältnisses. Dieses ist auf eine Anhaftung der Kügelchen an der Mittenelektrode und den Platten zurückzuführen. Demnach ist es möglich, dass dieser Messeffekt durch Aufladungen bzw. auf Grund entstandener dielektrischer Doppelschichten hervorgerufen wird.



**Abbildung 5-6: Dielektrischer Amplitudenverlauf mit unterschiedlicher Anzahl Partikel im Medium**

### 5.1.2 Lösungs- und Mischvorgänge

In diesem Abschnitt werden Lösungs- und Mischvorgänge und daraus entstehende Stoffgemische untersucht. Destilliertes Wasser dient in diesen Versuchen als Grundstoff. Die Untersuchung erfolgt wie im oben beschriebenen Versuchsaufbau. Zunächst werden Stoffgemische bestehend aus einer zyklischen Beimengung ohne äußere Wärmezufuhr von Ethanol und Isopropanol zum Grundstoff (destilliertes Wasser) vorgenommen. Die Durchflussgeschwindigkeit der Fluide beträgt rund 28 cm/s (1 km/h) und entspricht einer Gesamtdurchflussmenge von 1000 l/h. Im Anschluss wird im Versuchsaufbau eine gesättigte NaCl-Lösung bei einer konstanten Temperatur von 50 °C hergestellt und nachfolgend abgekühlt. Der Abkühlvorgang soll Salzkristallite entstehen lassen und eine optische Lichtabsorption und -streuung im Stoffgemisch darstellen.

Die folgenden Diagramme stellen die Messergebnisse der Ethanol- und Isopropanolmischung dar. Das Ausgangsvolumen des Grundstoffes (destilliertes Wasser) beträgt 500 ml. Diesem wurden alle 5 min jeweils 10 ml Ethanol bzw. Isopropanol beigemischt. Hierbei entsteht je eine rund 11 %ige Gesamtlösung. Der Mischvorgang mit diesen Stoffen ist eine exotherme Reaktion, die einen Anstieg der Temperatur des Stoffgemis-

sches erwarten lässt, welches die aufgenommene Temperaturkurve (Abbildung 5-7) aufzeigt. In Bezug auf die dielektrischen Eigenschaften des Stoffgemisches ist ein Abfall der Permittivität zu erwarten. Das Ergebnis ist die Verringerung der Kapazität und damit ein Anstieg der Spannung. Die akustischen Eigenschaften lassen nach BURTON [21] eine Erhöhung des Schallschwächungsfaktors sowie eine Steigerung der Schallgeschwindigkeit erwarten.

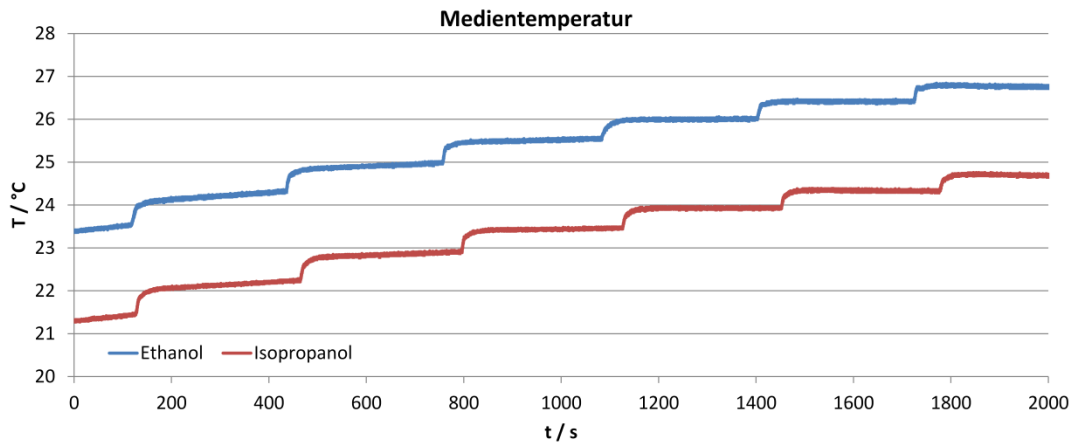


Abbildung 5-7: Medientemperaturverlauf; Ethanol/ Isopropanolmischung

Eine Beimengung von 10 ml erzeugt sofort eine starke Enthalpie ( $0,5\text{ }^{\circ}\text{C}$ ) des Stoffgemisches, welche nachfolgend auf Grund der weiteren Durchmischung des Stoffgemisches langsam wieder abnimmt. Jedoch sorgt die abgegebene Wärme der Kreiselpumpe für einen langsamen Anstieg der Temperatur. Zu beobachten ist ein schnelles Ansprechverhalten des Temperatursensors. Unmittelbar nach Zugabe des jeweiligen Alkohols kann die Änderung der Temperatur in hohem Maße detektiert werden.

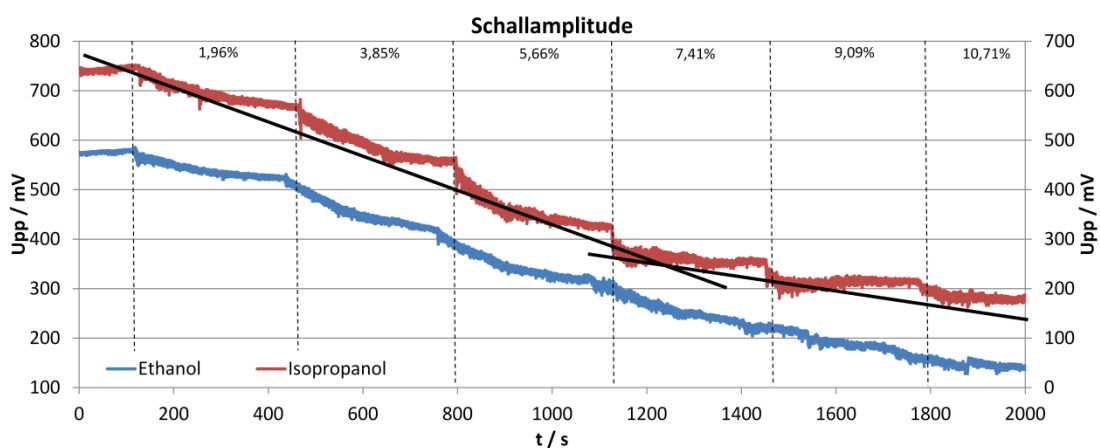


Abbildung 5-8: Schallamplitudenverlauf; Ethanol/ Isopropanolmischung

Nach BURTON [21] erhöht sich die Schallschwächung in Abhängigkeit der Mischungsanteile von Alkoholen mit Wasser bis zu einem Wendepunkt, um danach wieder kleiner zu werden (Abbildung A-15, Abbildung A-16). Gleiches gilt für die Schallgeschwindigkeit. Demnach müssen bei Vergrößerung des Mischungsverhältnisses der

Alkohole mit Wasser die Schallamplituden und die Schalllaufzeiten im Vergleich zu reinem destilliertem Wasser sinken. Die Abbildung 5-8 und die Abbildung 5-9 zeigen deutlich diesen Effekt. Bis zu einer 5,66%igen Isopropanollösung ist aus den Messwerten ein steiler Abfall zu erkennen und im weiteren Verlauf eine Abnahme der Steilheit. Die Schallgeschwindigkeiten der Alkohole zeigen ebenfalls die von BURTON beschriebenen Verhaltensweisen. Jedoch sind kleine Unterschiede zu erkennen, die mit einer geringeren Laufzeit auf Grund des Strömungsverhaltens im Messkanal und der höheren Temperatur (die von BURTONS Darstellung abweicht) erklärt werden können.

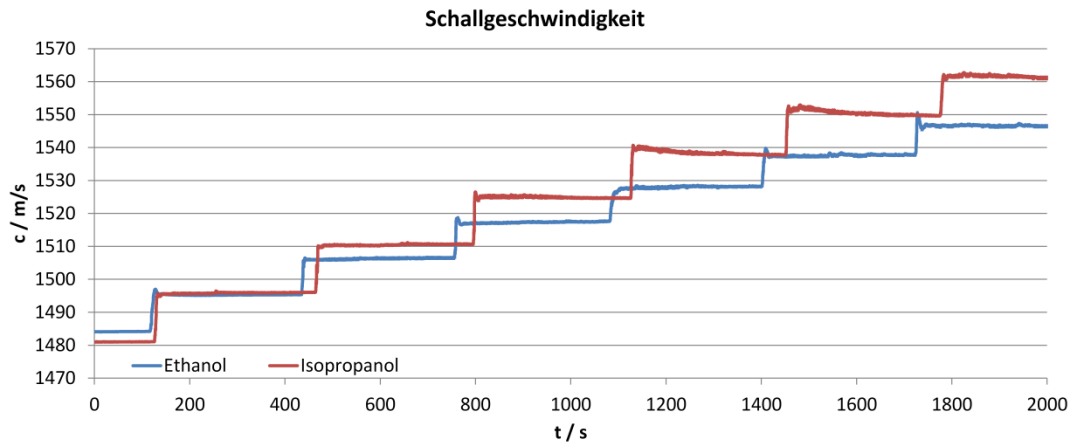


Abbildung 5-9: Schallgeschwindigkeitsverlauf; Ethanol/ Isopropanolmischung

Des Weiteren ist die Auswirkung der Beimischungen auf die Schallamplituden und -geschwindigkeiten aus den Messdaten sehr gut zu erkennen.

Der dielektrische Sensor detektiert in Form der Amplitudenänderung die Verringerung der Permittivität ( $\epsilon_{rEt} = 24,5$ ;  $\epsilon_{rIso} = 20,1$ ). In der folgenden Abbildung 5-10 sind erwartete Permittivitäten auf das Mischungsverhältnis aufgezeigt (Berechnung gemäß Gleichung (5.1)).

$$\epsilon_{Medium} = \frac{V_{H2O} * \epsilon_{H2O} + V_{Mischstoff} * \epsilon_{Mischstoff}}{V_{H2O} + V_{Mischstoff}} \quad (5.1)$$

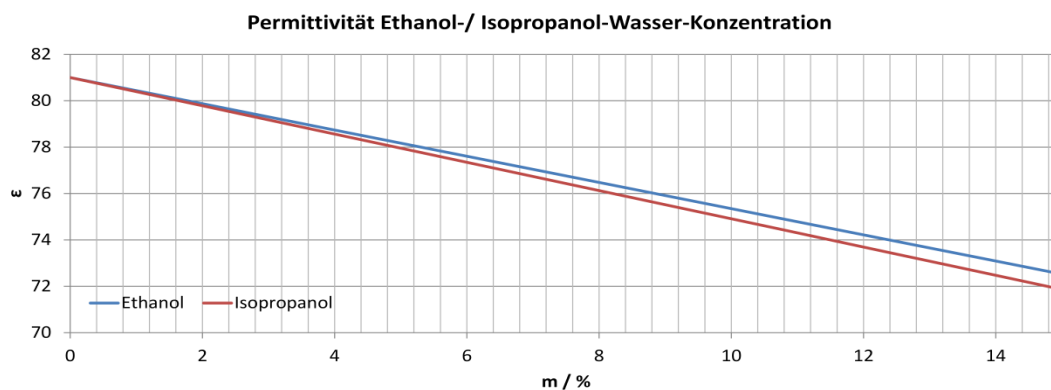
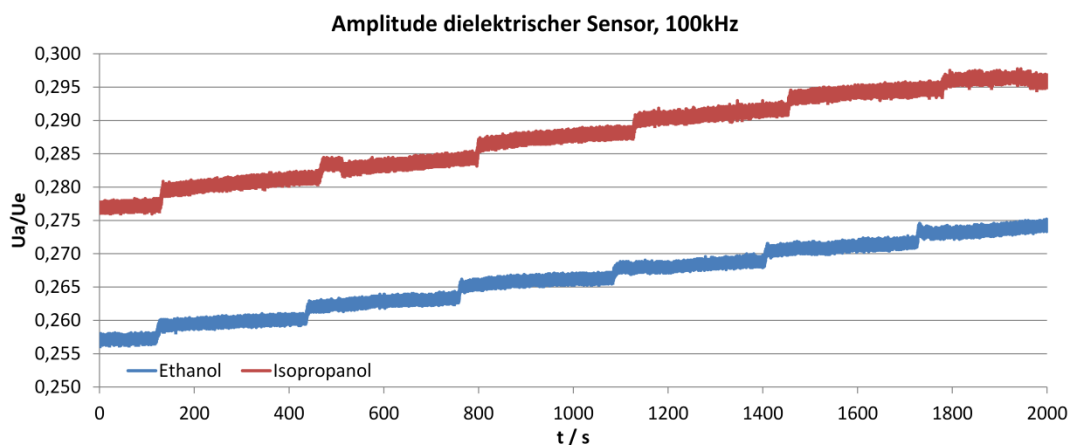


Abbildung 5-10: Permittivitätserwartung Ethanol-/ Isopropanol-Wasser-Mischung

Abbildung 5-11 zeigt einen sprunghaften Anstieg des Amplitudenverhältnisses mit zunehmendem Konzentrationsverhältnis. Demnach nimmt die Permittivität ab, welches nach der Abbildung 5-10 zu erwarten war. Der langsame Anstieg nach der Beimischung kann mit der geometrischen Änderung des Messkanals auf Grund des Temperaturanstiegs erklärt werden. Auf Grund des nichtlinearen Zusammenhanges zwischen dem Konzentrationsverhältnis eines binären Stoffgemisches (FABIAN [18]) und dem maximalen Amplitudenverhältnis zweier Referenzstoffe (Wasser und Luft; siehe Abbildung A-1), können keine genauen Größen der Permittivität eines Stoffgemisches angegeben werden. Um dennoch eine Aussage treffen zu können, muss für das jeweilige binäre Stoffgemisch ein Referenzdatensatz (als Funktion des Mischungsverhältnisses) erstellt werden. Dabei kann die Funktionalität des dielektrischen Sensors in Form der dielektrischen Spektroskopie (Sweep) für ein jeweiliges Mischungsverhältnis beitragen.



**Abbildung 5-11: Amplitudenverlauf dielektrischer Sensor; Ethanol/ Isopropanolmischung**

Die nachfolgenden Darstellungen beinhalten die Messergebnisse während der Herstellung einer gesättigten Natrium-Chlorid-Lösung. Im Vergleich mit den vorhergehenden Stoffgemischen sind mit diesem Versuch weitaus größere Erkenntnisse zum Verhalten der einzelnen Teilsysteme entstanden. Der Versuchsaufbau beinhaltet 600 ml destilliertes Wasser und benötigt ca. 220 g Natrium-Chlorid, damit eine gesättigte Lösung entsteht.

Die Abbildung 5-12 stellt den Temperaturverlauf der Untersuchung dar. In dieser spiegeln sich drei Phasen der Durchführung wieder.

1. Erwärmung des Grundstoffes (destilliertes Wasser) auf eine konstante Temperatur (50 °C) (82 min/ 4950 s)
2. Zyklische Zugabe von ~38 g Natrium-Chlorid zum Grundstoff (sechs mal alle fünf Minuten) (30 min/ 1800 s)
3. Abschalten der Wärmezufuhr und Aufzeichnen des Abkühlvorganges (30 min)



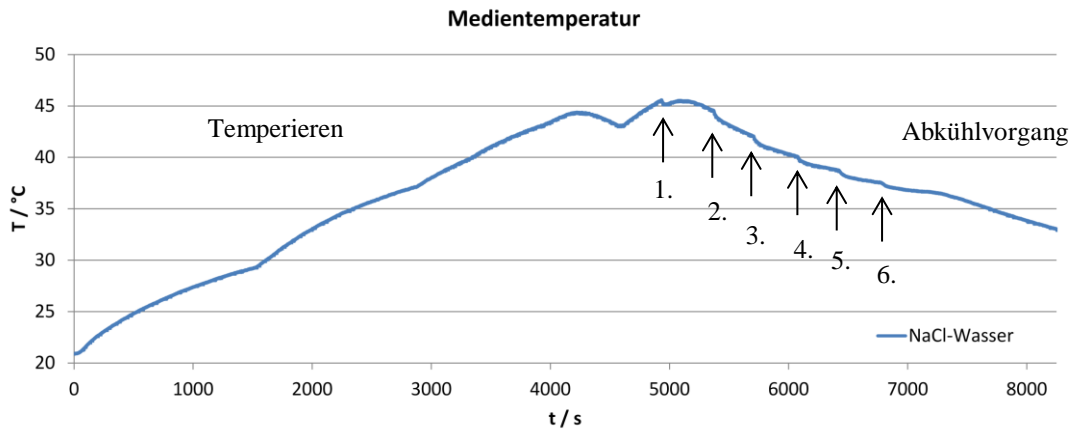


Abbildung 5-12: Temperaturverlauf experimentelle Untersuchung einer gesättigten NaCl-Lösung

Die Ziffern 1 – 6 im Temperaturverlauf zeigen die Beimischungszeitpunkte, wobei ab der sechsten Beimischung eine gesättigte Lösung entsteht und darauffolgend der Abkühlvorgang eingeleitet wird. Die Temperaturkurve zeigt während einer Zudosierung eine endotherme Reaktion auf. Die Daten des dielektrischen Sensors zeigen im Erwärmungsverlauf des Wassers eine Verringerung des Amplitudenverhältnisses und einen deutlichen Anstieg des Phasenganges (Abbildung 5-13 und Abbildung 5-14). Daraus lassen sich die Kapazitätsvergrößerung und die Verringerung der Permittivität ableiten. Jedoch kann keine klare Aussage darüber getroffen werden, ob diese Effekte nicht durch Veränderung der Messkanalgeometrie auf Grund der Temperaturabhängigkeit des Materials hervorgerufen wurden. Dem gegenüber ist deutlich die erste Zugabe des NaCl zu erkennen. Die gelösten Ionen in der Lösung führen zu einem unmittelbaren „Kurzschluss“ des Kondensators, so dass im weiteren Verlauf nur noch die Kapazität zu sehen ist, die durch die Isolierung der Mittenelektrode bestimmt wird.

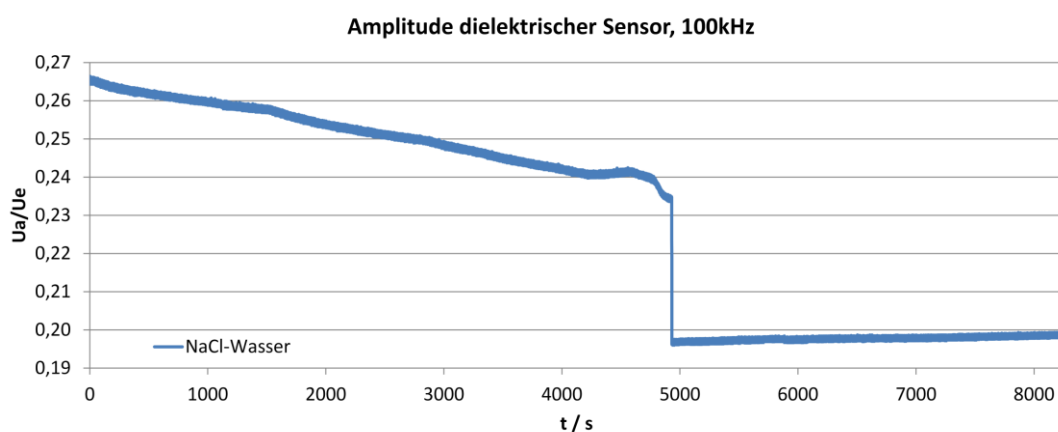
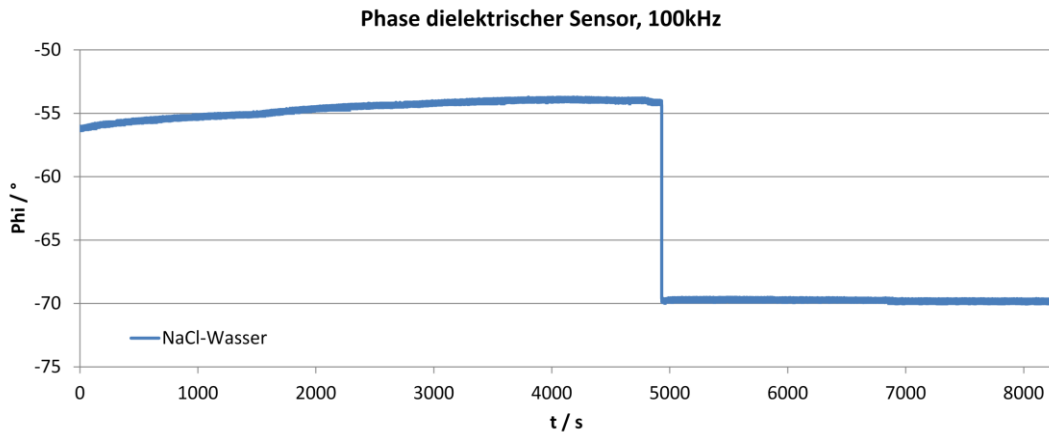
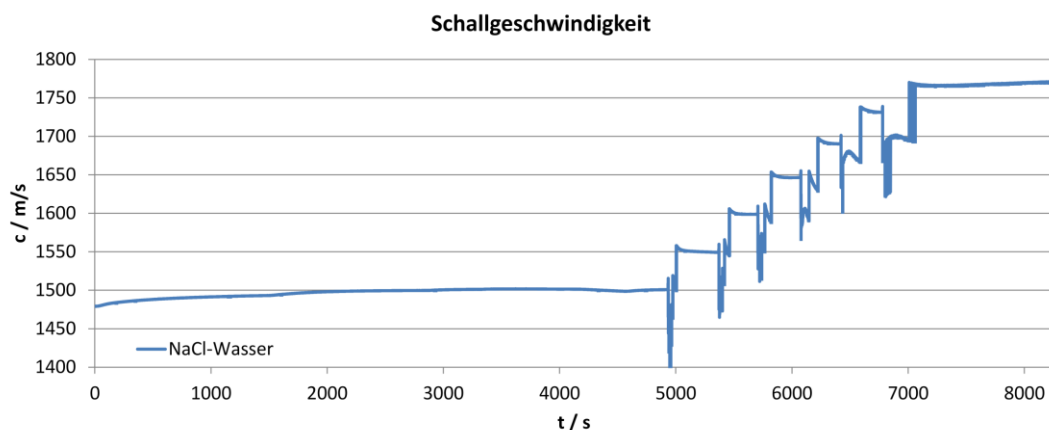


Abbildung 5-13: Amplitudenverlauf dielektrischer Sensor; experimentelle Untersuchung einer gesättigten NaCl-Lösung



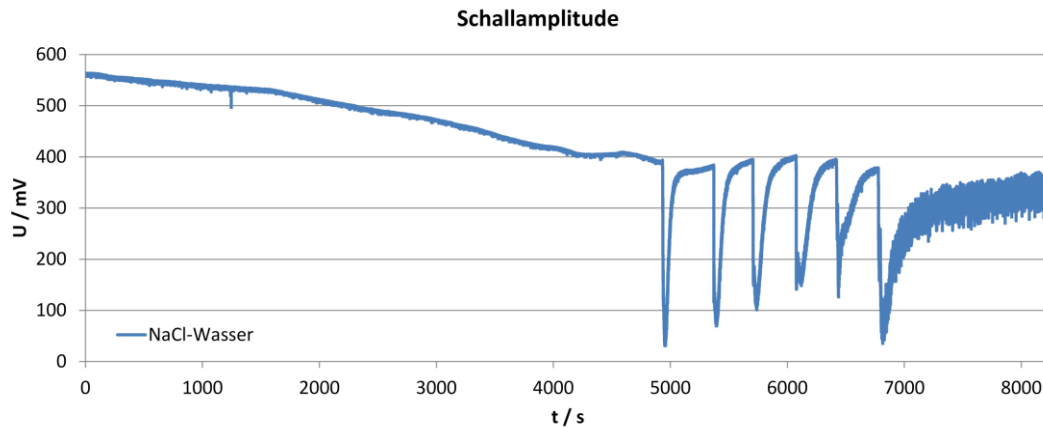
**Abbildung 5-14: Phasenverlauf dielektrischer Sensor; experimentelle Untersuchung einer gesättigten NaCl-Lösung**

Bezüglich der Schallgeschwindigkeit stellen sich erwartete Ergebnisse ein. Hier folgt eine Temperaturerhöhung und eine Erhöhung der Schallgeschwindigkeit (Abbildung 5-15). Zunächst erfolgt eine Steigerung der Schallgeschwindigkeit von Wasser nach bekanntem Verhalten infolge der Temperaturänderung (Abbildung A-17). Die erwartete Schallgeschwindigkeit einer gesättigten NaCl-Lösung strebt gegen 1750 m/s (BENECKE [22] S. 26; Abbildung A-18) und wird in der aufgezeichneten Darstellung bestätigt.



**Abbildung 5-15: Schallgeschwindigkeitsverlauf akustischer Sensor; experimentelle Untersuchung einer gesättigten NaCl-Lösung**

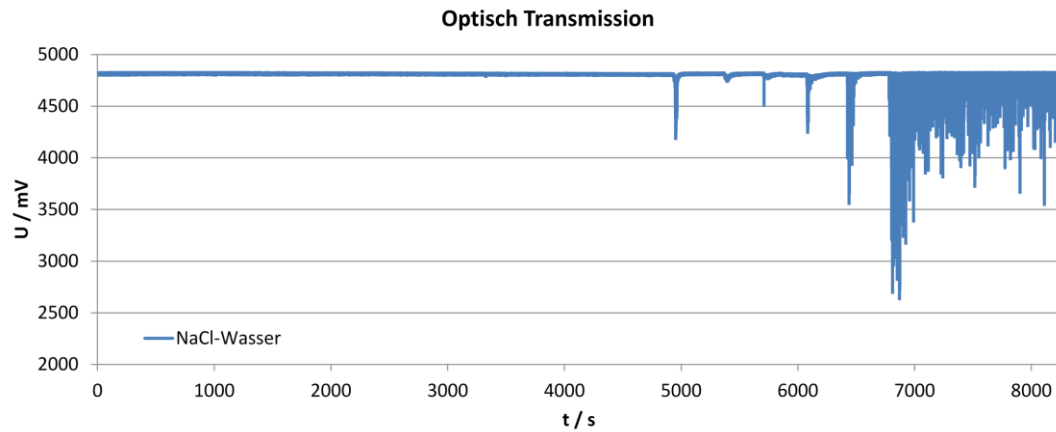
Jedoch spiegelt sich in der Ultraschallamplitudenmessung dieses Ergebnis nicht wieder (Abbildung 5-16). In Bezug auf Literaturdaten sinkt die Schallschwächung von Wasser mit Zunahme der Temperatur. Die aufgenommenen Daten zeigen die zuvor genannte Erwartung nicht. Sie stellen eine abfallende Maximalamplitude in Abhängigkeit der Temperaturzunahme dar. Dieser Effekt kann auf die erhöhte Schallschwächung des PVCs infolge der Temperaturzunahme zurückgeführt werden.



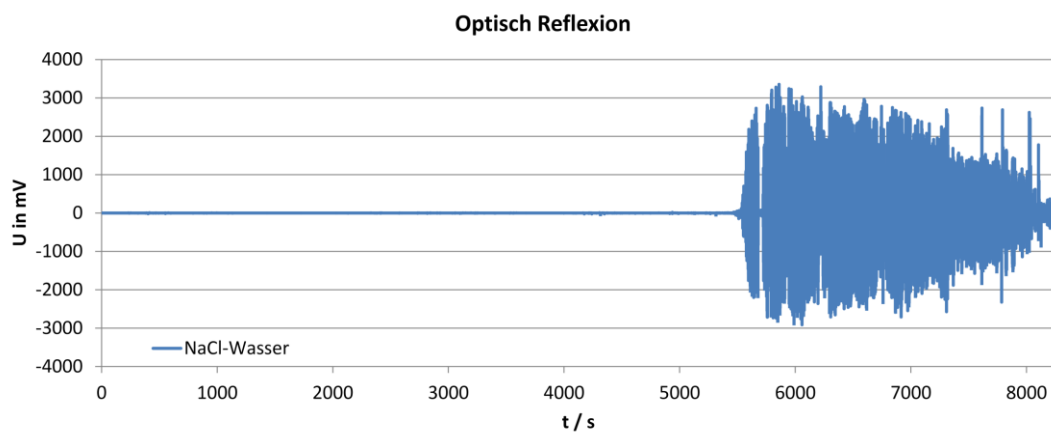
**Abbildung 5-16: Schallamplitudenverlauf akustischer Sensor; experimentelle Untersuchung einer gesättigten NaCl-Lösung**

Die Schallamplitude wird auf Grund der erhöhten Schallschwächung durch das Salz zusätzlich (zu den vorhergehenden Effekt) gemindert (Abbildung 5-16). Sie erreicht zum Zeitpunkt der Beimischung ein kritisches Minimum (unter  $U_p = 30 \text{ mV}$ ), welches ein Triggern auf eine später Flanke zur Folge hat und dadurch die gemessene Schalllaufzeit und -geschwindigkeit „springt“. Im Verlauf der vollständigen Lösung der Salzkristalle normalisiert sich die Schallschwächung, so dass die Spannungsamplitude wieder einen Wert über der Minimalschwelle erreicht und auf die richtige Flanke getriggert werden kann. Das Rauschen in der Abkühlphase ist mit einem unterschiedlichen Partikelgehalt erklärbar.

Rückschlüsse auf visuelle „Trübung“ und das Vorhandensein von Salzkristallen können aus den Daten der optischen Strecke entnommen werden (Abbildung 5-17 und Abbildung 5-18). Die Sprünge in der Durchlichtmessung zum Zeitpunkt der Beimischungen zeigen einen noch nicht abgeschlossenen Lösungsvorgang der Salzkristalle. Die Lösung der Salzmenge nimmt wenige Sekunden in Anspruch. Jedoch saugt zum selben Zeitpunkt die Pumpe wenige Kristalle an und leitet diese im nicht aufgelösten Zustand durch den Messkanal, sodass kurzzeitige Lichtintensitätsschwächungen und Reflexionen auftreten. Im Bereich des Sättigungspunktes ist die Lösung stark „trüb“ und beinhaltet eine große Menge nicht gelöster Salzkristalle, die sich in der gemessenen Lichtintensität und Reflexion widerspiegeln. Gegen Ende der Messung (Abkühlphase) ist eine Verminderung der Reflexionsintensitäten erkennbar. Das Absinken der Temperatur führt zu einer Verminderung der visuellen „Trübung“ und hat die Bildung größerer Salzkristalle hervorgerufen.



**Abbildung 5-17: Intensitätsverlauf optischer Sensor in Transmission; experimentelle Untersuchung einer gesättigten NaCl-Lösung**



**Abbildung 5-18: Intensitätsverlauf optischer Sensor in Reflexion; experimentelle Untersuchung einer gesättigten NaCl-Lösung**

## 6 Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende wissenschaftliche Arbeit beschäftigt sich mit dem Thema der Konzeptentwicklung und Realisierung eines akustischen Sensors zur Stoffanalyse. Dieser Sensor stellt ein Teilsystem eines Multisensorsystems dar, welches einen tomografischen Einblick der vorherrschenden Prozesszustände und Informationen über die stoffliche Zusammensetzung eines Prozesses geben soll. Die gestellten Anforderungen des Sensors mussten sich an die Anforderungen und Spezifikationen des bereits bestehenden Multisensorsystems einfügen. Dieser Umstand bedurfte einer Untersuchung und Bewertung geeigneter Messprinzipien unter Einbeziehung verschiedener Randbedingungen. Dabei musste eine geeignete Anordnung und Positionierung akustischer Wandler unter Berücksichtigung der vorgegebenen Messkammergeometrie gefunden werden, die eine optimale Ermittlung verschiedener akustischer Kenngrößen zulässt. Zudem stellt sich die Herausforderung, eine optimale und kostengünstige Elektronik zur Signalanregung und -auswertung zu finden, zu untersuchen und zu bewerten. Hierbei entstanden verschiedene Konzepte, bei denen es galt das bestmögliche Ergebnis in Form von Messdaten zu erzielen. Auf Basis der letzten Endes verwendeten Elektronikkomponenten sind funktionale Softwarekomponenten für die ultraschallbasierte Stoffanalyse entwickelt und implementiert worden. Die bestehende grafische Nutzeroberfläche und das unterlagerte Datenloggerkonzept sind in den Bereichen der Visualisierung (Messdaten), Aufbereitung, nutzerspezifischen Steuerung und Parametrierung (des Multisensorsystems) erweitert und erprobt worden. Im Anschluss der Untersuchungen und Realisierung des bevorzugten Konzepts ist das Gesamtsystem einem experimentellen Test an ausgewählten Stoffsystemen unterzogen worden. Die Bewertung der Ergebnisse zeigt Schwächen und Stärken des Multisensorsystems bezüglich einzelner Teilsysteme auf.

Zur Optimierung des Multisensorsystems (bzw. einzelner Teilsysteme) ist die Lösung einiger Detailprobleme anzustreben. Dazu gehören die Optimierungen des optischen und akustischen Sensors. Die Fähigkeit des optischen Moduls zur Erkennung von Feststoffpartikeln in einem Stoffsystem ist auf Grund der verwendeten Lichtstrahlcharakteristik ausbaufähig. Die Verwendung eines Lichtgitters anstatt einer einzelnen Quelle in Form eines Lichtquellenarrays und die Vergrößerung der Detektionsflächen durch optische Linsensysteme oder der Verwendung mehrerer Fototransistoren kann zur Lösung einer besseren Detektion beitragen.

Bezogen auf die Ermittlung akustischer Kenngrößen besteht unter bestimmten Bedingungen das Problem einer zu starken Schallschwächung, die zu einem unerwünschten Verhalten bezüglich des Detektionsvermögens der Auswertungs elektronik führt. Zur Einhaltung der Rahmenbedingungen der Auswertungs elektronik sind Mindestschalldruckamplituden erforderlich, die eine Verringerung der Schallschwächungsverluste nach sich ziehen. Zur Minimierung dieser Verluste bei gleichbleibender Anordnung können andere Materialien, wie beispielsweise PE oder PMMA, als Gehäuse- bzw. Durchschallungsmaterial beitragen. Ein Mikrocontroller geregeltes Verstärkungskon-

zept der Empfangsspannung oder eine variabel geregelte Anzahl der Anregungsimpulse können zudem zur Minderung von Fehldetektionen bzw. Fehlinterpretationen führen.

Des Weiteren entsteht die Frage, wie und womit im Nachhinein die aufgezeichneten Datenmassen optimal weiterverarbeitet werden können. Erforderlich ist dazu die Entwicklung eines Auswertungskonzeptes, welches die Daten in einer möglichst kurzen Zeit automatisiert aufbereitet und visualisieren kann.

## A Anhang

### A.1 Phasen- und Amplitudengänge des dielektrischen Sensors

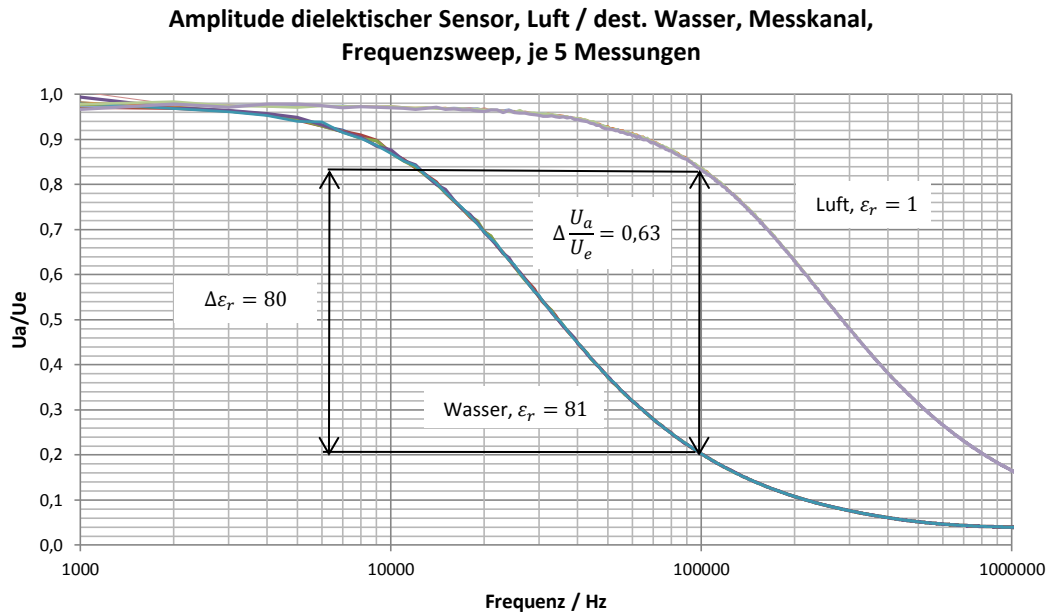


Abbildung A-1: Darstellung Amplitudenverlauf des dielektrischen Sensors Luft und Wasser in Abhängigkeit der Frequenz, Anordnung im Messkanal

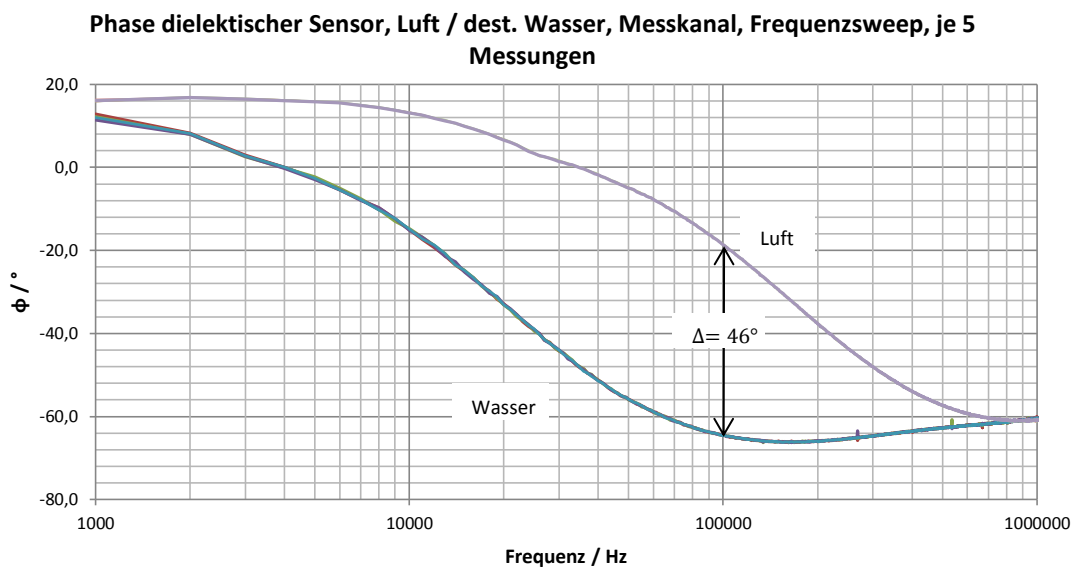


Abbildung A-2: Darstellung Phasenverlauf des dielektrischen Sensors Luft und Wasser in Abhängigkeit der Frequenz, Anordnung im Messkanal

## A.2 Darstellung verschiedener Spannungsverläufe der Elektronik

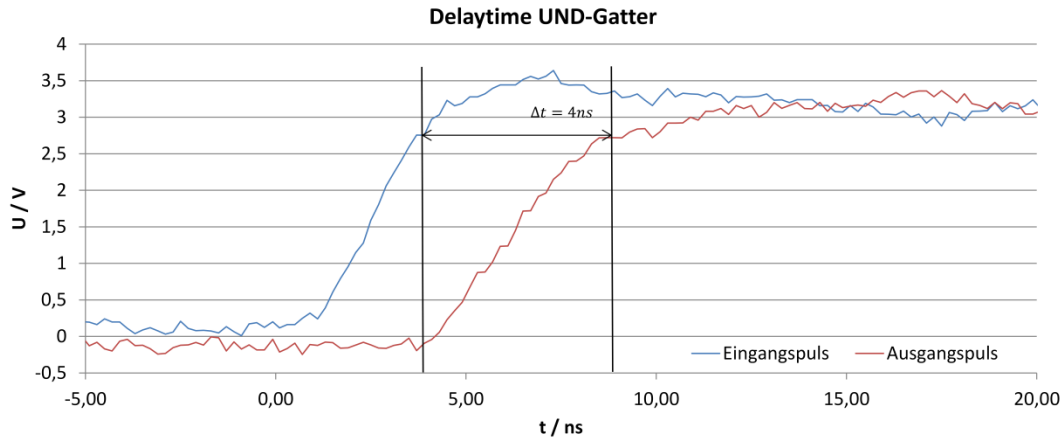


Abbildung A-3: Darstellung Totzeit UND-Gatter

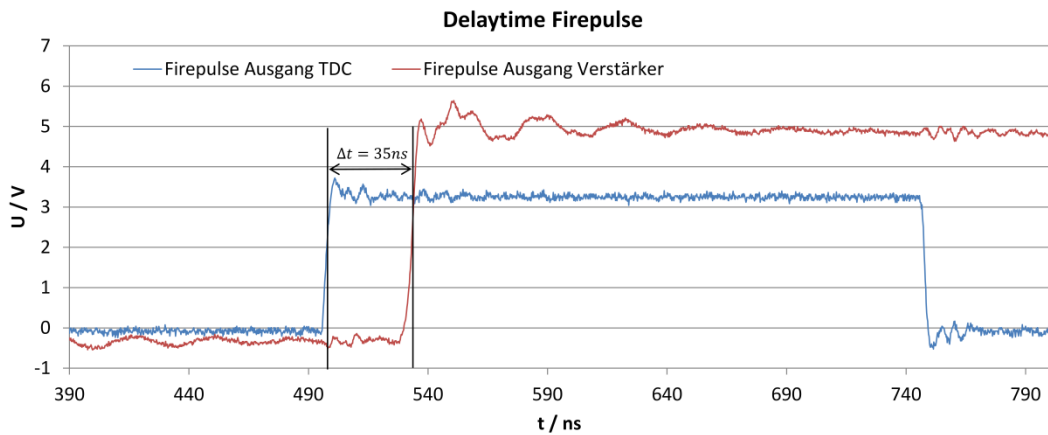


Abbildung A-4: Darstellung Totzeit Verstärker

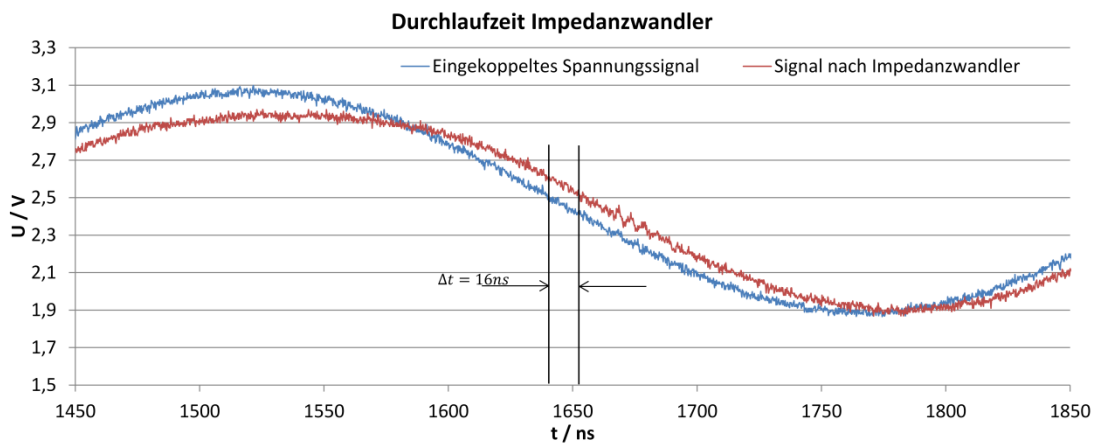


Abbildung A-5: Darstellung Durchlaufzeit Impedanzanpassschaltung



### A.3 Darstellung Mischvorgang destilliertes Wasser mit Ethanol/ Isopropanol

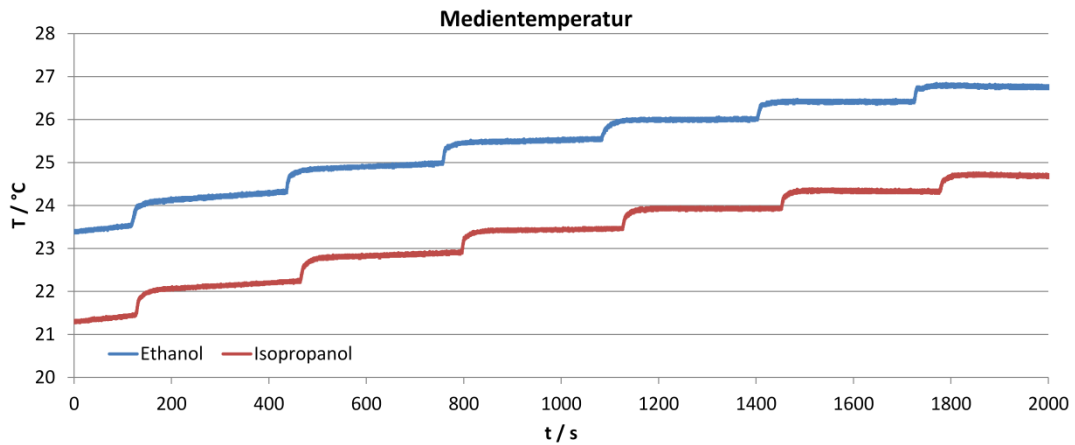


Abbildung A-6: Medientemperatur Ethanol-/ Isopropanolmischung

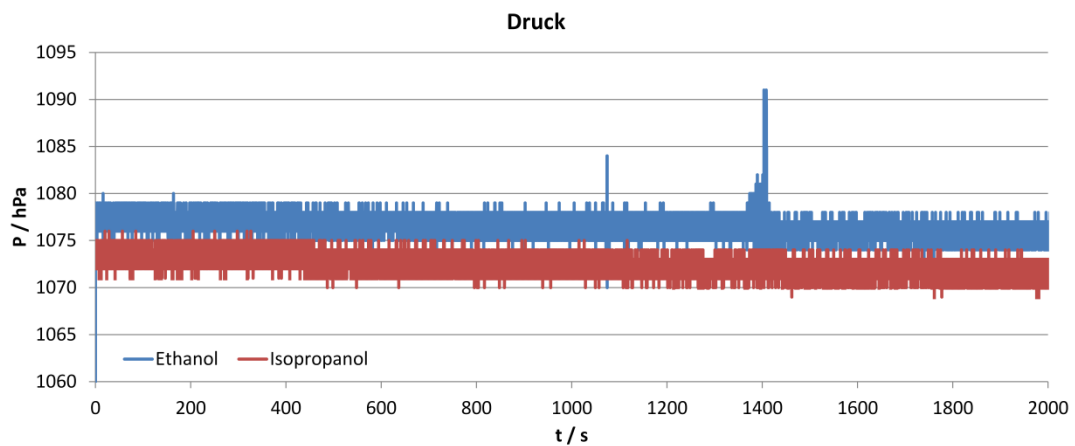


Abbildung A-7: Druck im Messkanal während der Ethanol-/ Isopropanolmischung

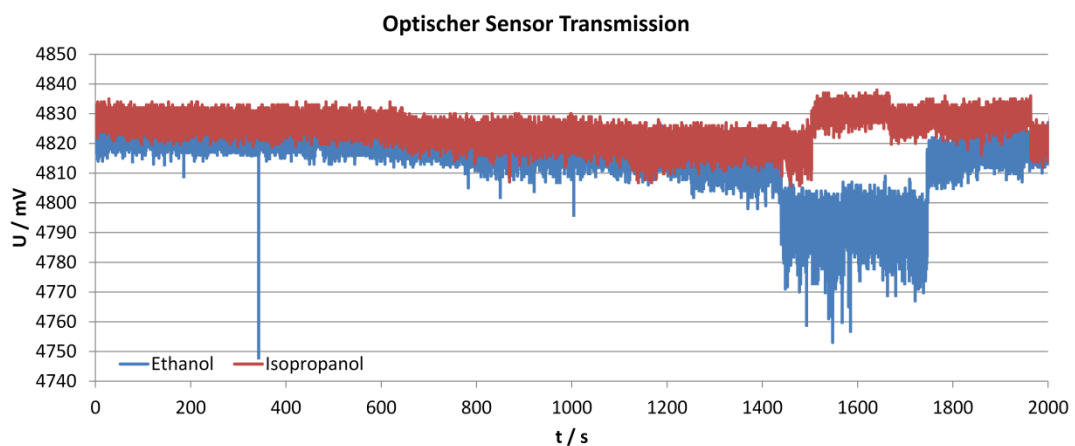
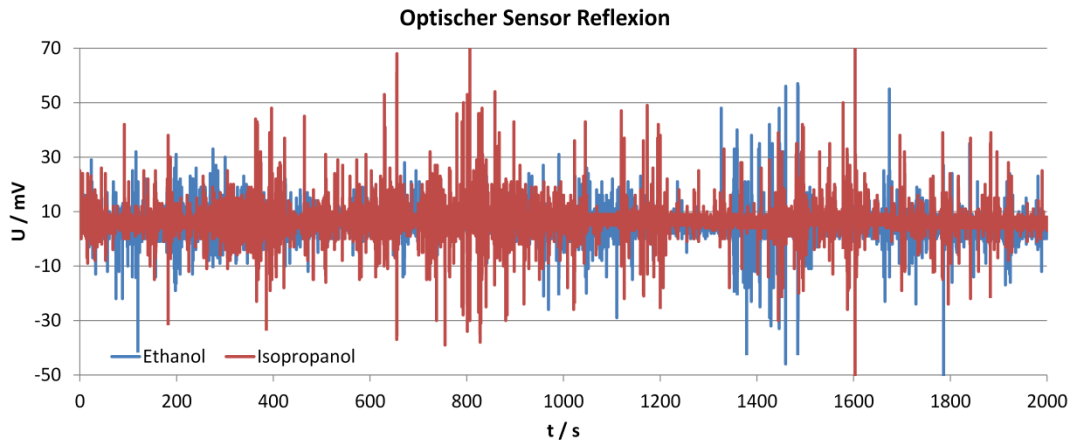
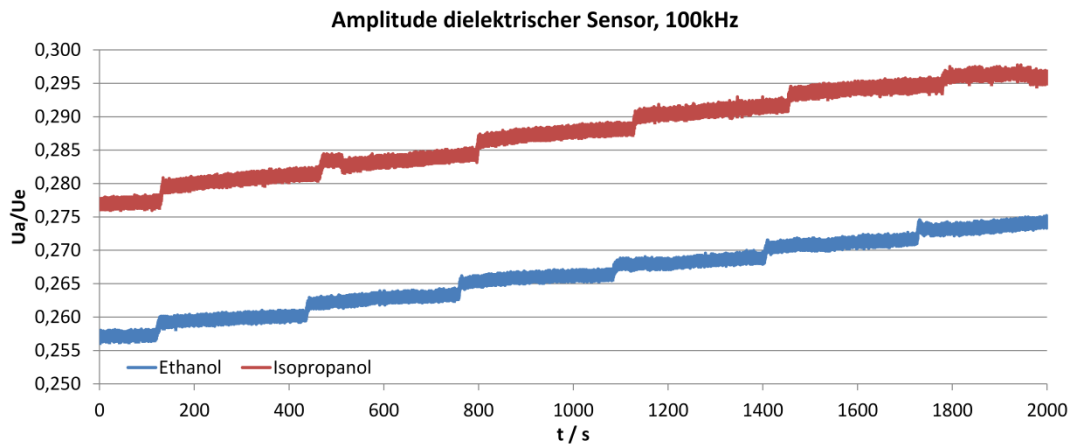


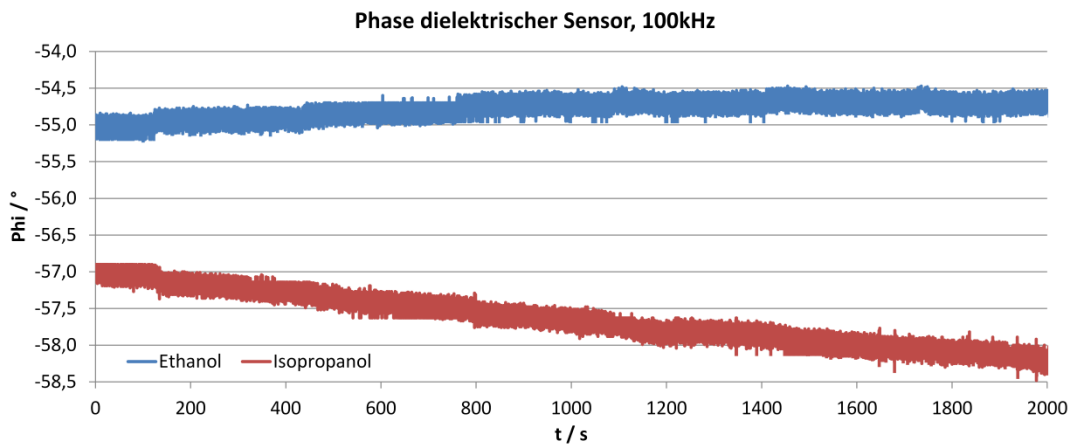
Abbildung A-8: Durchlichtsignal im Messkanal während der Ethanol-/ Isopropanolmischung



**Abbildung A-9: Reflexionslichtsignal im Messkanal während der Ethanol-/ Isopropanolmischung**



**Abbildung A-10: Dielektrisches Amplitudenverhältnis im Messkanal während der Ethanol-/ Isopropanolmischung**



**Abbildung A-11: Dielektrischer Phasengang im Messkanal während der Ethanol-/ Isopropanolmischung**

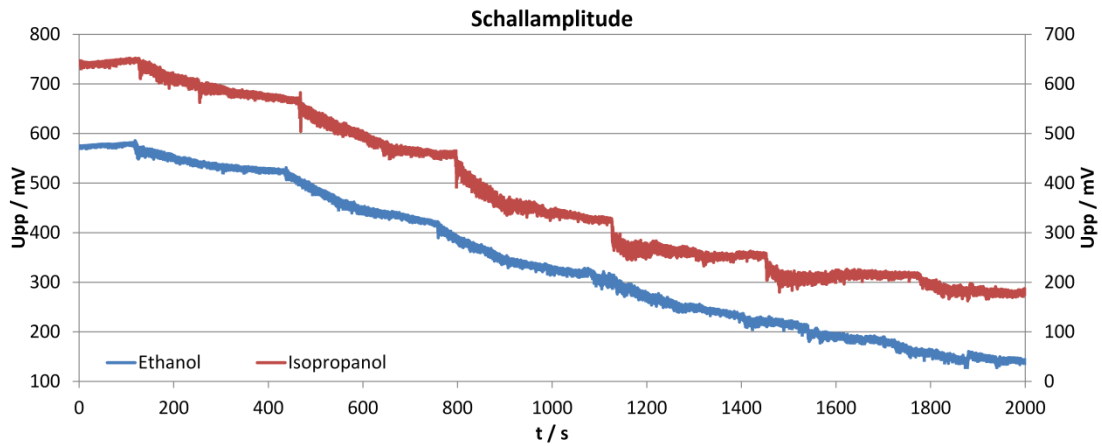


Abbildung A-12: Verlauf der Schallamplituden im Messkanal während der Ethanol-/ Isopropanolmischung

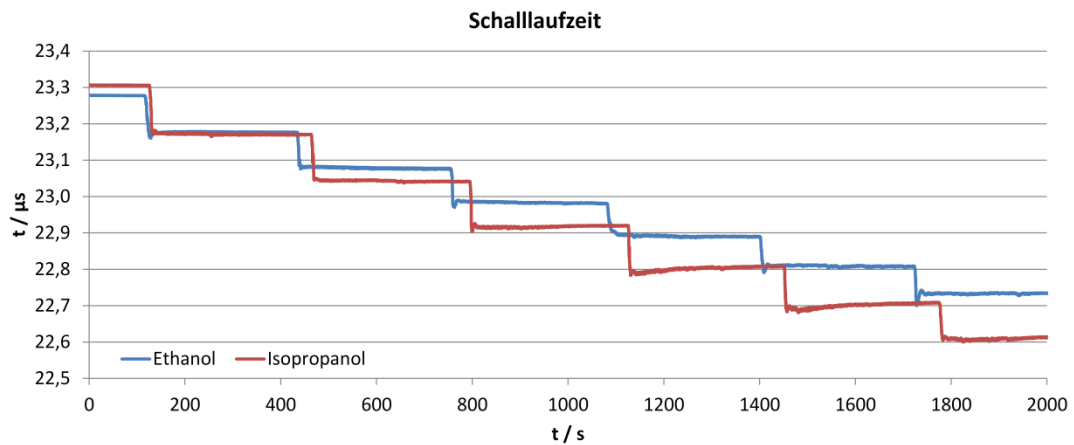


Abbildung A-13: Verlauf der Schalllaufzeit im Messkanal während der Ethanol-/ Isopropanolmischung

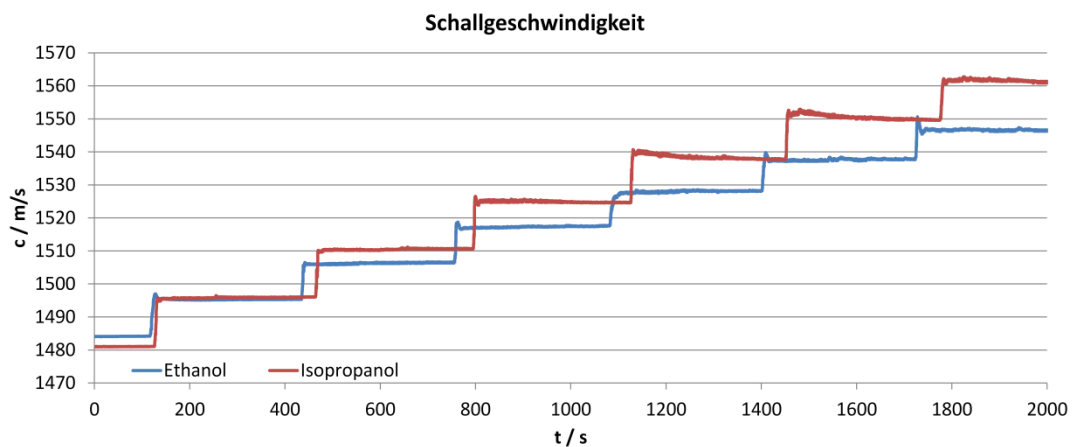


Abbildung A-14: Abgeleitete Schallgeschwindigkeit im Messkanal während der Ethanol-/ Isopropanolmischung

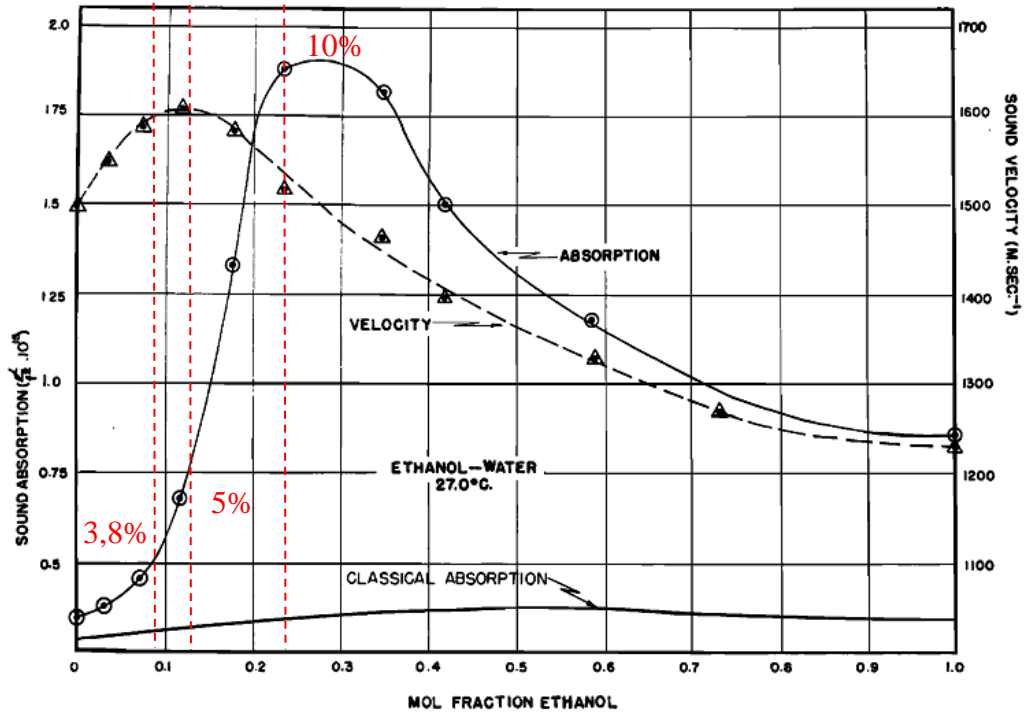


Abbildung A-15: Schallabsorption in Ethanol-Wasser-Mischung [21]

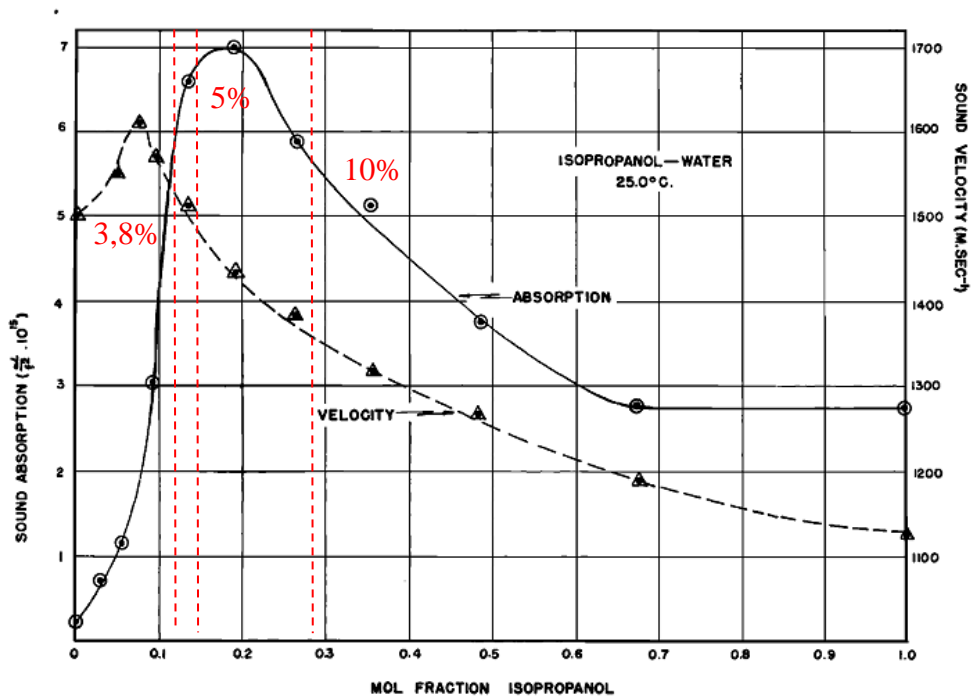
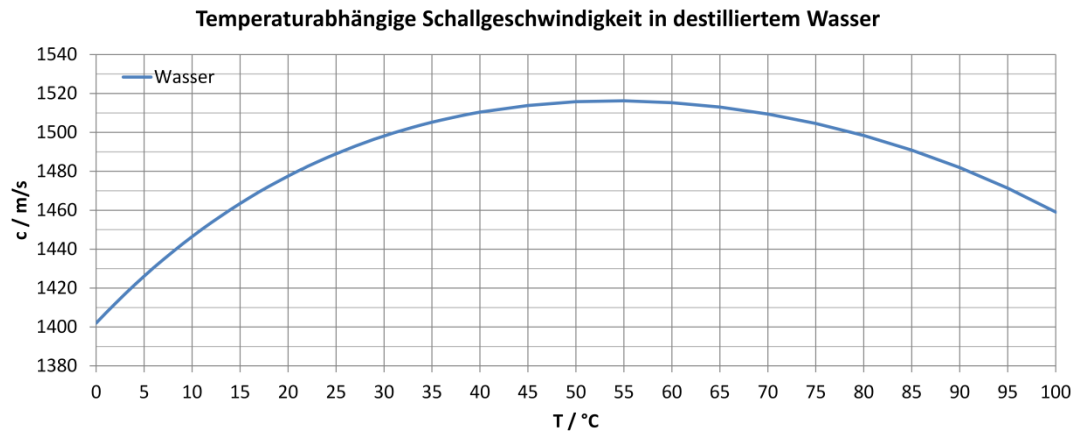
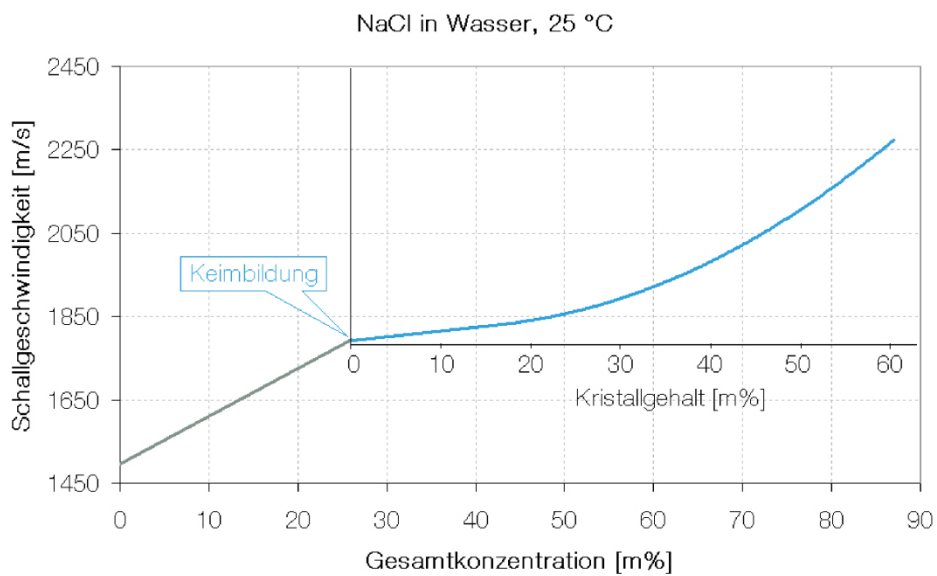


Abbildung A-16: Schallabsorption in Isopropanol-Wasser-Mischung [21]



**Abbildung A-17: Schallgeschwindigkeit von Wasser als Funktion der Temperatur**



**Abbildung A-18: Schallgeschwindigkeit NaCl-Lösung in Abhängigkeit der Konzentration [22]**

## A.4 Technische Daten und Spezifikationen des Multisensorsystems

In der der folgenden Tabelle sind technische Spezifikationen sowie die Auflösung und Genauigkeit des Multisensorsystems dargestellt.

**Tabelle A-1: Darstellung technische Spezifikationen des Multimastersystems**

Modul	$U_e$ [V]	$P_{max}$ [W]	Messbereich	Auflösung	Gesamtfehler	Rauschen
Master	8,3-17	0,4...0,7 <sup>16</sup>	---	---	---	---
Temperatur/ Druck	5,5	0,23	-10...100 °C 0...3 bar	0,01 K 1 mbar	Max. $\pm 0,1 K$ Max. 0,5 % FS	Typ. 0,05 K Typ. 2 mbar
Optisch	5,5	0,55	0...5000 mV	1 mV	---	Typ. 4 mV
Kapazitiv	5,5	1,36	0...1	0,00005	---	Typ. 0,0003 @300 kHz
			0...-90°	0,02°	---	Typ. 0,15° @300 kHz
Akustisch	5,5	0,55	2,4 ...64 $\mu$ s	25 ps	---	Typ. 250 ps
			0...4,5 $V_{pp}$ 0...100 °C	1 mV 0,01 K	---	Max. $\pm 0,2 K$ Typ. 0,04 K

Alle Daten bei 25 °C

FS: Fullscale

<sup>16</sup> Aufnahme während Ladevorgang des Spannungspuffers

## A.5 Steuerbefehle des Multisensorsystems

Zur Steuerung und Parametrierung des Multisensorsystems (und der einzelnen Module) sind bestimmte Kommandos nötig, welche die gewünschten Aktionen ausführen. Eine Übersicht der einzelnen Befehle befindet sich in der Tabelle A-3. Die Eingabe eines Steuerbefehls erfolgt nach einem vorgegebenen Prinzip. Die Eingabe muss in einem geeigneten Terminalprogramm im ASCII-Format erfolgen. Das Telegramm beginnt mit einem festgelegten Telegrammkopf (STX = \02 [Hexadezimal]) und endet mit einem Telegrammende (ETX = \r\03 [Hexadezimal] mit \r = 0D [HEX]). Der Telegrammkopf und das Ende müssen in hexadezimaler Form eingegeben und übertragen werden (siehe Tabelle A-2, hexadezimale Eingaben sind in Rot und ASCII-Eingaben in Grün dargestellt). Im Anschluss zum Telegrammkopf folgt die ID [ASCII-Format] in Ziffernform des anzusprechenden Moduls. Danach folgt in Großbuchstaben der Steuerbefehl [ASCII-Format]. Nach dem Befehl folgen die Steuerzeichen „=“, „?“ und/ oder „0x“. Das Zeichen „=“ stellt den Steuerbefehl für eine Parameteränderung dar, wobei der neue Parameter (in dezimaler Form) direkt nach dem Zeichen (ohne Leerzeichen) geschrieben wird. Gleiches gilt für die Zeichenfolge „0x“. Sie muss in Kombination mit dem „=“-zeichen auftreten und stellt eine Eingabe eines Parameters in hexadezimaler Form dar. Diese Funktion beinhaltet nur der akustische Sensor, mit dessen Hilfe die Konfiguration des TDC geändert werden kann. Ein „?“ nach dem Steuerbefehl gibt nur in Klartext den Inhalt des Parameters aus dem EEPROM zurück. Im Fall des akustischen Moduls gilt das Steuerzeichen „?“ auch zur Ausführung eines Befehls. Unter Verwendung der Lab-View-Oberfläche und dessen integriertes Terminal entfällt die Eingabe des Telegrammkopfes und Telegrammendes (Rot). Diese werden automatisch vor dem Senden des Befehls angefügt.

**Tabelle A-2: Beispielhafte Darstellung der Eingabe von Steuerbefehlen via Terminal**

Aktion	Befehlskette	Antwort des Moduls
Frage nach der ID des Mastermoduls	\0201ID?\r\03	ID = 01
Ändern des Korrekturfaktors der Temperaturmessung des Temperatur- und Druckmoduls	\0210TEMPK=1.56\r\03	TEMPK = 1.56
Ändern der ID des Akustischen Moduls	\0240ID=43\r\03	ID = 43
Ändern einer Konfiguration des TDC vom akustischen Modul	\0240TDC_R0=0xFFFFFFFF\r\03	Register 0 = 0xFFFFFFFF
Ausführen eines Befehls des akustischen Moduls	\0240INIT?\r\03	Initialisierung erfolgt.

D: Default-Wert; A: Anzeige des Parameters; P: Ändern des Parameters möglich

**Tabelle A-3: Übersicht der Steuerbefehle des Multisensorsystems**

Befehl	Beschreibung	Wertebereich	D	Dimension	A	P	Hinweis
<b>Mastermodul</b>							
ID	Rückgabe und Anzeigen der ID	01 - 09	01	Dezimal	✓	✓	
VREF	Einstellen der Referenzspannung	1000 - 6000	2560	mV	✓	✓	
CONFIG	Konfiguration welche Module bei einer Messung aktiviert werden sollen	--	--	Dezimal	✓		128 = kein Modul an 130 = nur Temperatur 132 = nur Optisch 136 = nur Dielektrisch 144 = nur Akustisch 158 = alle an
ADC-TELE	Rückgabe der Konfiguration der Analogmessungen	--	---	---	✓		
INIT-TELE	Rückgabe Initialisierungsparameter	---	---	---	✓		
USER-TELE	Rückgabe Nutzerparameter	---	---	---	✓		
DATA-TELE	Rückgabe Datenparameter	---	---	---	✓		
SERV-TELE	Rückgabe der Spannungs-, Stromaufnahme und Temperaturzustände des Masters	---	---	---	✓		
<b>Eingangsspannungsmessung</b>							
RSADC0	Reihenwiderstand für Referenz-Spannungsmessung	0 - 3300,0	4700	1 / 10 kOhm	✓	✓	
RPADC0	Parallelwiderstand für Referenz-Spannungsmessung	0 - 3300,0	470	1 / 10 kOhm	✓	✓	
ADCN0	Nullwert des ADC	0 - 1000	0	mV	✓	✓	
ADCK0	Korrekturfaktor des ADC	0 - 2000	1000	mV	✓	✓	
ADCO0	Offsetfaktors des ADC	-1000 - 1000	0	mV	✓	✓	
<b>Strommessung</b>							
RSADC1	Reihenwiderstand für Referenz-Spannungsmessung	0 - 3300,0	100	1 / 10 kOhm	✓	✓	



RPADC1	Parallelwiderstand für Referenz- Spannungsmessung	0 - 3300,0	1000	1 /10 kOhm	✓	✓
ADCN1	Nullwert des ADC	0 - 1000	0	mV	✓	✓
ADCK1	Korrekturfaktor des ADC	0 - 2000	1000	mV	✓	✓
ADCO1	Offsetfaktors des ADC	-1000 - 1000	0	mV	✓	✓
<b>Spannung des Energiepuffers</b>						
RSADC2	Reihenwiderstand für Referenz- Spannungsmessung	0 - 3300,0 kOhm	2700	1 /10 kOhm	✓	✓
RPADC2	Parallelwiderstand für Referenz- Spannungsmessung	0 - 3300,0 kOhm	1000	1 /10 kOhm	✓	✓
ADCN2	Nullwert des ADC	0 - 1000	0	mV	✓	✓
ADCK2	Korrekturfaktor des ADC	0 - 2000	1000	mV	✓	✓
ADCO2	Offsetfaktors des ADC	-1000 - 1000	0	mV	✓	✓
<b>Temperaturmessung</b>						
RSADC3	Reihenwiderstand für Referenzspan- nung Temperatur	0 - 3300,0	100	1 /10 kOhm	✓	✓
RPADC3	Parallelwiderstand für Referenzspan- nung Temperatur	0 - 3300,0	200	1 /10 kOhm	✓	✓
TEMPK	Temperatur- Korrekturfaktor	10 - 200	1000	mV	✓	✓
TEMPO	Temperatur- Offsetfaktor	-1000 - 1000	-2755	K	✓	✓
RSENSE	Sensiwiderstandes für den Ladestrom		200	mOhm	✓	✓
Temperatur	Starten einer Tem- peratur- und Druckmessung	0 oder 1	---	Bool		✓
Optisch	Starten einer opti- schen Messung	0 oder 1	---	Bool		✓
Kapazitaet	Starten einer kapa- zitiven Messung	0 oder 1	---	Bool		✓
Akustisch	Starten einer akus- tischen Messung	0 oder 1	---	Bool		✓
TELE	Anzahl von Sekun- den zwischen zwei automatischen	alle wenn durch 60 = ganzzahl	1		✓	✓

	Telegrammen					
ECHO	Status der autom. Telegrammantwort	0 oder 1	1	Bool	✓	✓
OUT	Erkennung einer Ausgabe zum PC				✓	✓
<b>Temperatur und Druckmodul</b>						
ID	Rückgabe und Anzeigen der ID	10-19	10	Dezimal	✓	
INIT-TELE	Rückgabe Initialisierungsparameter	---	---	---	✓	
VREF	Einstellen des Referenzspannungswertes	0-5000	5000	mV	✓	✓
RSASC0	Reihenwiderstand für Referenzspannungsmessung zur Temperaturmessung	0-3300	10	kOhm	✓	✓
RPADC0	Parallelwiderstand für Referenzspannungsmessung zur Temperaturmessung	0-3300	0	kOhm	✓	✓
TEMPK	Temperatur-Korrekturfaktor	0-1000	0,99736	---	✓	✓
TEMPO	Temperatur-Offsetfaktor	-300-300	-0,0695	K	✓	✓
RSADC1	Reihenwiderstand für Referenzspannungsmessung zur Druckmessung	0-3300	10	kOhm	✓	✓
RPADC1	Parallelwiderstand für Referenzspannungsmessung zur Druckmessung	0-3300	10	kOhm	✓	✓
ADCN1	Nullwert des ADC	0-1000	0	mV	✓	✓
ADCK1	Korrekturfaktor des ADC	0-2000	1000	mV	✓	✓
ADCO1	Offsetfaktors des ADC	-1000-1000	0	mV	✓	✓
REFKOR	Bit-Wert der Spannungskorrektur	0-1	---	Bool	✓	
<b>Optisches Modul</b>						
ID	Rückgabe und Anzeigen der ID	20-29	20	Dezimal	✓	

INIT-TELE	Rückgabe Initialisierungsparemeter	---	---	---	✓	
VREFANALOG	Referenzspannung ADU	1000-5000	5000	mV	✓	✓
ISOLL	SOLL-Strom der LED	0-45	40	mA	✓	✓
IGAIN	Verstärkungsfaktor des Shunt-Monitors	0-100	20	---	✓	✓
RSHUNT	Shuntwiderstand	0-1000	50	Ohm	✓	✓
PWMSTEP	Schrittweite für die PWM	0-1000	10	Promille	✓	✓
PWMINIT	Startwertes der PWM	0-1000	500	Promille	✓	✓
PWMEN	Status der PWM	0-1	1	Bool	✓	✓
PWMWERT	Prozentwert der PWM	0-100	25	%	✓	✓
<b>Kapazitives Modul</b>						
ID	Rückgabe und Anzeigen der ID	30-39	30	Dezimal	✓	
INIT-TELE	Rückgabe Initialisierungsparemeter	---	---	Klartext	✓	
VREF	Einstellen des Referenzspannungswertes	---	---	---	✓	✓
SINE	Einstellen Modus des DDS	0-1	0	Bool	✓	✓ 0 = Sinus, 1 = Dreieck
SMODE	Modus des Generators	0-1	---	Bool	✓	✓
MCLK	Betriebsfrequenz des DDS	---	25MHz	Hz	✓	✓
CALIFREQ	Kalibrierfrequenz	---	---	Hz	✓	✓
SINGLESHOT-FREQ	Singleshotfrequenz	---	---	Hz	✓	✓
SENSORMODE	Sensormode	---	---	Dezimal	✓	
3POINTFREQ1	3-Punktmessung Frequenz 1	100-0,5*MCLK	50000	Hz	✓	✓
3POINTFREQ2	3-Punktmessung Frequenz 2	100-0,5*MCLK	100000	Hz	✓	✓
3POINTFREQ3	3-Punktmessung Frequenz 3	100-0,5*MCLK	300000	Hz	✓	✓
DDSFREQ	Ausgangsfrequenz des DDS	---	---	Hz	✓	✓
OPEN	Status des Relais "OPEN"	0-1	0	Bool	✓	
SHORT	Status des Relais	0-1	0	Bool	✓	

	"SHORT"					
LOAD	Status des Relais "LOAD"	0-1	0	Bool	✓	
MEAS	Status der 3- Punktmessung	---	---	---	✓	
<b>Akustisches Modul</b>						
ID	Rückgabe und Anzeigen der ID	40-49	40	Dezimal	✓	
INIT-TELE	Rückgabe Initiali- sierungsparameter	---	---	Klartext	✓	
VREF1	Referenzspan- nungswert ADU	0-5000	4999	mV	✓	✓
VREF2	Referenzspan- nungswert BIAS	0-5000	2501	mV	✓	✓
TDC_R0	Konfiguration Register 0 des TDC	---		HEX	✓	✓
TDC_R1	Konfiguration Register 1 des TDC	---		HEX	✓	✓
TDC_R2	Konfiguration Register 2 des TDC	---		HEX	✓	✓
TDC_R3	Konfiguration Register 3 des TDC	---	siehe Tabelle 4-6	HEX	✓	✓
TDC_R4	Konfiguration Register 4 des TDC	---		HEX	✓	✓
TDC_R5	Konfiguration Register 5 des TDC	---		HEX	✓	✓
TDC_R6	Konfiguration Register 6 des TDC	---		HEX	✓	✓
THRES	Schwellwertspan- nung für ersten Triggerpunkt	0-5000	2530	mV	✓	✓
DMODE	Datenmode zur Ausgabe der Lauf- zeit	0-1	1	Bool	✓	✓ 1 = Brutto, 0 = Netto
INIT	Initialisiert den TDC neu	---	---	Klartext	✓	
VAMPL	Spannung Firepul- serverstärker (optio- nal)	0-3	0	Dezimal	✓	✓
START	Eine einzelne Laufzeit und Amplitudenmes- sung	---	---	Klartext	✓	
TDC_RALL	Gibt alle Regis- terinhalte zurück	---	---	Klartext	✓	

TEMP	Eine einzelne Temperaturmessung	---	---	Klartext	✓	
TPORT	Auswahl Temperaturkanal	0-3	0	Dezimal	✓	0=aus, 1=A, 2=B, 3=A&B
N	Anzahl Messungen für Filteroption Temperatur	0-5	5	Dezimal	✓	✓
N2	Anzahl Messungen für Filteroption Laufzeitmessung	0-15	15	Dezimal	✓	✓
N3	Anzahl Messungen für Filteroption Amplitudenmessung	0-5	5	Dezimal	✓	✓
WERTMM	Filterparameter: Mittelwert oder Median bei der Temperaturmessung	0-1	0	Bool	✓	0 = Mittelwert, 1=Median
TEMPK0	Korrekturfaktor Temp.Kanal A	---	1.0331	Dezimal	✓	✓
TEMPK1	Korrekturfaktor Temp.Kanal B	---	1.0335	Dezimal	✓	✓
TEMPO0	Korrekturoffset Temp.Kanal A	---	-1.4976	Dezimal	✓	✓
TEMPO1	Korrekturoffset Temp.Kanal B	---	-1.4756	Dezimal	✓	✓
AMPLAK	Korrekturfaktor Amplitudenmessung Durchschallung	0-10	1.0	Dezimal	✓	✓
AMPLBK	Korrekturfaktor Amplitudenmessung Durchschallung	0-10	1.0	Dezimal	✓	✓
FFIREP	Anzahl Firepulse	0-15	7	Dezimal	✓	✓
HITNBR	Auswahl Ergebnisregister TDC	1-4	2	Dezimal	✓	✓
DELT1	Maskierungszeit Laufzeitmessung	0-200	65	µs	✓	✓
DELT2	Hardwaretötzeit	0-1000	0,055	µs	✓	✓
PERIODS	Anzahl abgezoener Perioden zur Schallgeschwin-	0-10	2	---	✓	✓

digkeitsberechnung						
LENGHT1	Schallweg PVC Senderseitig	0-15	9.165	mm	✓	✓
LENGHT2	Schallweg PVC Empfängerseitig	0-15	9.165	mm	✓	✓
LENGHT3	Schallweg Medium	0-25	19.99	mm	✓	✓
LENGHT4	Schallweg PVC Reflexion	0-15	10	mm	✓	✓
USPVCMS	Schallgeschwin- digkeit PVC	---	2343,41	m/s	✓	✓
ENUS	Ultraschallmessung Ein/ Aus	0-1	1	Bool	✓	✓
USMED	Filter Ultraschall- messung Ein/ Aus	0-1	1	Bool	✓	✓
READ1	Rückgabe aller Parameter Tempe- raturmessung	---	---	Klartext	✓	✓
READ2	Rückgabe aller Parameter Ultra- schallmessung	---	---	Klartext	✓	✓
READ3	Rückgabe aller Geometrieparamete- ter	---	---	Klartext	✓	✓

## B Literaturverzeichnis

- [1] Reinhard Lerch, Gerhard M. Sessler, Dietrich Wolf. *Technische Akustik: Grundlagen und Anwendung*. s.l. : Springer, 2009.
- [2] Moser, Michael. *Technische Akustik*. 9. aktualisierte Auflage. s.l. : Springer Vieweg, 2012.
- [3] Hermann Henn, Gh. Rezza Sinambari, Manfred Fallen,. *Ingenieurakustik: Physikalische Grundlagen und Anwendungsbeispiele*. 4. überarbeitet und erweiterte Auflage. Wiesbaden : Vieweg + Teubner, 2008.
- [4] Hering, Martin, Stroher. *Physik für Ingenieure*. 10. s.l. : Springer, 2007.
- [5] Wikipedia.org. [Online] [Zitat vom: 25. Januar 2014.] [http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/4/48/Longitudinalwelle\\_Transversalwelle.png](http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/4/48/Longitudinalwelle_Transversalwelle.png).
- [6] Kohlrausch, F. *Praktische Physik Band 1*. 24. Stuttgart : B.G. Teubner, 1996. Bd. 1.
- [7] Physikalisch-Technische Bundesanstalt. Dichte- und Gehaltsmessgeräte. *Flüssigkeits-Dichtemessgeräte nach dem Schwingerprinzip*. s.l. : Physikalisch-Technische Bundesanstalt, 1994. PTB-A 13.6.
- [8] Tietz, H.D. *Ultraschall-Meßtechnik*. 2. s.l. : VEB Verlag Technik Berlin, 1974.
- [9] Onda Corporation. *Tables of Acoustic Properties of Materials*. 11. 04 2003. [http://www.ondacorp.com/tecref\\_acoustictable.shtml](http://www.ondacorp.com/tecref_acoustictable.shtml).
- [10] Wöckel. Diverse Ifak-interne Unterlagen. ifak e.V. Magdeburg.
- [11] J. Krautkrämer, H.Krautkrämer. *Werkstoffprüfung mit Ultraschall*. 5. s.l. : Springer-Verlag, 1986.
- [12] Wikipedia.org. [Online] [Zitat vom: 25. September 2013.] <http://de.wikipedia.org/wiki/Ultraschall>.
- [13] Štefan Kočiš, Zdenko Figura. *Ultrasonic Measurements and Technologies*. s.l. : Chapman & Hall, 1996.
- [14] Ruschmeyer, Karl. *Piezokeramik: Grundlagen, Werkstoffe, Applikationen*. s.l. : verlag, expert, 1995.
- [15] PI Ceramic GmbH. *PI Piezotechnology*. [Online] 03 2014. [http://www.piceramic.com/piezo\\_materials\\_2.php](http://www.piceramic.com/piezo_materials_2.php).

- [16] Lenz, Michael. *Wikipedia.org*. [Online] Juni 2009. [Zitat vom: 7. Oktober 2013.] [http://de.wikipedia.org/wiki/Nahfeld\\_und\\_Fernfeld\\_\(Akustik\)](http://de.wikipedia.org/wiki/Nahfeld_und_Fernfeld_(Akustik)).
- [17] Fabian, Christian. *Praktikumfachbericht*. Magdeburg : s.n., 2012.
- [18] Fabian, Christian. *Dielektrisches Sensorsystem für die ortsauflösende Flüssigkeitsanalyse*. ifak e.V. Magdeburg : s.n., 2013. ifak e.V. Magdeburg.
- [19] ACAM-messelectronic GmbH. *Ultrasonic-Flow-Converter Datasheet TDC-GP21*. 14. November 2013. 1.5.
- [20] Kipfer, Rolf. *Hydrosphäre*. [Skript 'Physik aquatischer Systeme'] [Hrsg.] Uni-Heidelberg. 2005/06. Hydrosphäre.
- [21] Burton, Charles J. *A Study of Ultrasonic Velocity and Absorption in Liquid Mixtures (Dezember, 1947)*. [Hrsg.] The Journal of the Acousical Society of America. 03 1948.
- [22] Benecke, Ingo. *Inline-Prozessanalyse mit Schallgeschwindigkeit*. [Hrsg.] SensoTech GmbH. 02 2013.
- [23] Matthys, Robert J. *Crystal Oscillator Circuits*. s.l. : Krieger Publishing Company , 1992.
- [24] Petry, Klaus. *Entwicklung eines aktiven Verfahrens zu Reduktion der Blockdistanz von Ultraschall-Distanzsensoren auf Basis von piezokeramischen Ultraschallwandlern*. Aachen : Shaker Verlag, 1998.
- [25] Metz, Tobias. *Entwicklung und Qualifikation Modularer Satellitensysteme zur adaptiven Vibrationskompensation an mechanischen Kryokühlern*. 2001. Dissertation, TU Darmstadt.
- [26] S., Henzler. *Time-to-Digital Converters*. s.l. : Springer, 2010, S. 5-18.
- [27] Lerch, Reinhard. *Elektrische Messtechnik. Analoge, digitale und computergestützte Verfahren*. s.l. : Springer Vieweg, 2012, Bd. 6.
- [28] ACAM-messelectronic GmbH. *Das TDC Kochbuch*. [Dokument] Januar 1998. <http://www.mikrocontroller.net/attachment/690/TDC-Kochbuch.pdf>.
- [29] Deutsche Gesellschaft für Akustik e.V. *Akustische Wellen und Felder*. [Dokument] März 2006.