

Dissertation

Nico Hartgenbusch

Entwicklung eines energieeffizienten MEMS-Sensorsystems
zur zweidimensionalen Messung von Luftströmungen
mit drahtlosen Sensorknoten

UNIVERSITÄT BREMEN
INSTITUT FÜR MIKROSENSOREN, -AKTOREN UND -SYSTEME

OKTOBER 2023



Universität
Bremen

FACHBEREICH 1 PHYSIK/ELEKTROTECHNIK

Dissertation

ENTWICKLUNG EINES
ENERGIEEFFIZIENTEN MEMS-SENSORSYSTEMS
ZUR ZWEIDIMENSIONALEN MESSUNG VON LUFTSTRÖMUNGEN
MIT DRAHTLOSEN SENSORKNOTEN

Zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)
genehmigte Dissertation

Verfasser: Dipl.-Ing. Nico Hartgenbusch
geb. am 06. Oktober 1979
wohnhaft in Bremen

Institut: 
Institut für Mikrosensoren, -aktoren und -systeme

Erstgutachter: Prof. Dr.-Ing. Walter Lang

Zweitgutachter: Prof. Dr. rer. nat. Ludger Kempen

Eingereicht am: 21.12.2023

Tag des Promotionskolloquiums: 18.06.2024

Kurzfassung

Diese Abhandlung befasst sich mit der Entwicklung eines MEMS-Sensorsystems, zur Detektion von Geschwindigkeit und Richtung von Luftströmungen, mit Hilfe von drahtlosen Sensornetzwerken. Diese kommen bei der Untersuchung der Strömungsverhältnisse in Kühl lagern für Äpfel zum Einsatz. Ziel ist es hierbei die Lüfter in solchen Lagern anhand der erfassten Strömungsprofile ökonomischer zu betreiben.

Zwei wesentlichen Aufgabenstellungen stehen im Fokus dieser Arbeit. Die eine umfasst den Entwurf, die Herstellung sowie die Charakterisierung eines thermischen MEMS-Strömungsensors, welcher gleichzeitig Strömungsgeschwindigkeit als auch Strömungsrichtung ermittelt. Den zweiten Aufgabenbereich bildet die Entwicklung eines energieeffizienten Ansteuerungsverfahrens für diesen Sensor.

Bei der Entwicklung des Sensors kommt ein Design zum Einsatz, bestehend aus einer zentralen Heizerstruktur. Diese ist umringt von vier, um 90° versetzte Thermopiles, welche sich so paarweise gegenüberliegen. Auf diese Weise werden zwei zueinander orthogonale Anteile der Strömung erfasst, aus denen sich die Geschwindigkeit (Betrag) und die Richtung (Phase) ermitteln lassen.

Der Sensor besitzt inklusive Bondpads eine Grundfläche von $2\text{ mm} \times 2\text{ mm}$. Die Herstellung erfolgt in mehreren mikrotechnologischen Prozessschritten, auf einer Basis von Silizium. Hierbei werden sowohl Heizer- als auch Thermopilestrukturen aus Wolfram-Titan hergestellt. Letztere zusätzlich aus dotiertem Poly-Silizium. Die Strukturen befinden sich auf einer dünnen Schicht aus Siliziumnitrid. Sie wird am Ende des Herstellungsprozesses durch entfernen des darunterliegenden Siliziums zu einer freistehenden Membran.

Aufgrund der Verwendung in Drahtlosen Sensornetzwerken, welche über mehrere Monate autark Daten liefern sollen, spielt die Energieeffizienz eine entscheidende Rolle. Hierzu wird ein innovatives Ansteuerungsverfahren vorgestellt, welches die Heizerstruktur des thermischen Strömungssensors durch kurze Impulse mit konstanter Energie anregt. Gegenüber herkömmlicher Verfahren mit kontinuierlicher Heizeranregung, ermöglicht diese gepulste Ansteuerung eine Energiereduktion von bis zu 99%. Die Sprungantwort eines solchen Impulses weist eine deutlich geringere Signalstärke auf. Hingegen bietet sie gleichwohl einige weitere Charakteristische Eigenschaften, welche für eine Auswertung herangezogen werden können und so die Genauigkeit der Messung positiv beeinflussen. Resultierend lässt sich bei einer Strömungsgeschwindigkeit um die $0,1\text{ m/s}$ eine Winkelauflösung von unter 1° erzielen.

Abstract

This thesis concerns the development of a MEMS sensor system, to detect the speed and direction of air flows, using wireless sensor networks. These are used to investigate the flow conditions in cold stores for apples. The aim is to operate the fans in such warehouses more economically with the help of the determined flow profiles.

There are two main tasks focused in this work. One of them is concentrating on the design, manufacturing and characterization of a thermal MEMS flow sensor, which simultaneously measures flow velocity and flow direction. The second task in this paper is the development of an energy-efficient control method for this sensor.

In the development of the sensor, a design is used, consisting of a central heater structure. It is surrounded by four thermopiles offset by 90° , which are thus positioned opposite each other in pairs. In this way, two mutually orthogonal parts of the flow are detected, from which the velocity (magnitude) and the direction (phase) can be determined.

The sensor, including bond pads, has a footprint of 2 mm by 2 mm. The production is based on silicon and proceeds in several microtechnological process steps. Both, heater and thermopile structures are made of tungsten-titanium. The thermopile is additionally from doped poly-silicon. The structures are located on a thin layer of silicon nitride. It becomes a free-standing membrane, at the end of the manufacturing process, by removing the underlying silicon.

Due to the use in wireless sensor networks, which are intended to supply data autonomously over several months, energy efficiency plays a decisive role. For this purpose, an innovative control method is presented. It excites the heater structure of the thermal flow sensor by means of short pulses with constant energy. Hereby, compared to conventional methods with continuous heater excitation, an energy reduction of up to 99% can be achieved. The step response of such an impulse has a significantly lower signal strength. However, it offers some further characteristic properties that can be used for an evaluation and thus positively influence the accuracy of the measurement. In this way, an angular resolution of less than 1° can be achieved at a flow velocity of around 0.1 m/s.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	I
Abstract	III
Inhaltsverzeichnis	V
Abkürzungen	IX
Mathematische Formelzeichen	XI
Chemische Formelzeichen	XIII
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	3
1.2 Ansatz	4
1.3 Gliederung	5
2 Theoretische Grundlagen	7
3 Stand der Technik	13
3.1 Strömungssensoren allgemein	14
3.2 MEMS-Strömungssensoren	15
3.2.1 Nicht-thermische MEMS-Strömungssensoren	15
3.2.2 Thermische MEMS-Strömungssensoren	16
3.2.2.1 MEMS Temperatursensoren	19
3.2.2.2 Ansteuerung thermischer Strömungssensoren	23
3.2.3 Beispiel eines thermischen 1D Strömungssensors	24
3.3 Thermische 2D Strömungssensoren in der Literatur	25
4 Heizeransteuerung	29
4.1 Theoretischer Ansatz	30
4.1.1 Ladevorgang	30
4.1.2 Entladevorgang	34
4.1.3 Energiebetrachtung	36
4.2 Simulation	37

4.3	Validierung	39
4.3.1	Messreihe #1	40
4.3.1.1	Messaufbau #1	40
4.3.1.2	Messung & Analyse #1	42
4.3.2	Messreihe #2	46
4.3.2.1	Messaufbau #2	46
4.3.2.2	Messung & Analyse #2	48
4.3.3	Messreihe #3	50
4.3.3.1	Messaufbau #3	51
4.3.3.2	Messung & Analyse #3	52
4.4	Verarbeitung der Antwortsignale	54
4.4.1	Kontinuierliche Heizeranregung (Exkurs)	55
4.4.2	Gepulste Heizeranregung	57
4.4.2.1	Differenz der Amplituden	58
4.4.2.2	Differenz der Integrale	62
4.4.2.3	Weitere Methoden der Verarbeitung	63
4.5	Energiebedarf	63
4.6	Temperaturkompensation	66
4.6.1	Konzeptioneller Ansatz	67
4.6.2	Messungen und Ergebnisse	68
5	Design	73
5.1	Grundlagen und Designparameter	73
5.2	Designentwicklung	76
5.2.1	Grundsätzliche Anordnung der Strukturen	77
5.2.2	Verfeinerte Ausarbeitung des Designs	80
6	Fertigung	85
6.1	Herstellungsprozess	85
6.1.1	Aufbau der Basis mit der Unterseite der Membran	86
6.1.2	Abscheiden und Strukturieren der elektrischen Funktionsschichten	87
6.1.3	Passivieren der Funktionsschichten und Freilegen der Membran	89
6.2	Prozessdetails	91
6.2.1	Abscheidung von Silizium-Nitrid	91
6.2.2	Titan-Nitrid abscheiden und strukturieren	93

6.2.3	Membran freilegen	93
6.3	Herausforderungen	94
6.3.1	Diffusion	94
6.3.2	Kurzschlüsse	96
6.4	Aufbau- und Verbindungstechnik	99
7	Sensor Charakterisierung	103
7.1	Aufbau des Messplatzes	103
7.2	Messungen und Ergebnisse	107
7.2.1	Winkelmessung	108
7.2.2	Auswertung der Winkelmessungen	112
7.2.3	Geschwindigkeitsmessung	116
7.2.4	Auswertung der Geschwindigkeitsmessungen	116
8	Anwendung	119
8.1	Gehäuse	119
8.2	Kalibrierung	125
8.2.1	Windkanal	125
8.2.2	Datenerfassung	127
8.3	Feldtests	127
9	Schlussbetrachtung	131
9.1	Zusammenfassung	131
9.2	Fazit	132
9.3	Ausblick	135
9.3.1	Kompensation thermischer Bauteildrift	135
9.3.2	Durchkontaktierung	136
	Abbildungsverzeichnis	136
	Tabellenverzeichnis	143
	Literaturverzeichnis	144
	Publikationen des Autors	150
	Danksagung	153

Abkürzungen

AMP _{Diff}	Amplitudendifferenzsignal
INT _{Diff} - Signal	Integraldifferenzsignal
2D-Strömungssensor	Strömungssensor für Richtung und Geschwindigkeit
APCVD	Atmospheric Pressure Chemical Vapour Deposition
AVT	Aufbau- und Verbindungstechnik
BMWi	<i>Bundesministerium für Wirtschaft und Energie</i>
CC	Constant Current
CC	Constant Temperature
CE	Constant Energie
CH1	Kanal 1
CH2	Kanal 2
CH3	Kanal 3
CMD	Coriolis-Massendurchflussmesser
CMOS	Complementary metal-oxide-semiconductor
CP	Constant Power
CVD	Chemical Vapor Deposition
DGL	Differentialgleichung
DI-Wasser	Deionisiertes Wasser
DRIE	Deep Reactive Ion Etching
FIB	Focused Ion Beam
Gl.	Gleichung
Gln.	Gleichungen
LabView	<i>Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench</i> ®
LDA	Laser-Doppler-Anemometer
LPCVD	Low Pressure Chemical Vapor Deposition
MEMS	Mikro-Elektronisch-Mechanische-Systeme
MFC	Mass Flow Controller
NI-Karte	I/O-Karte der Firma NATIONAL INSTRUMENTS (NI USB-6211)
NTC	Negative Temperature Coefficient
PCA	Principal Component Analysis

PECVD	Plasma Enhanced Chemical Vapour Deposition
POC	Passiv Offset Compensation
PTC	Positive Temperature Coefficient
QL-Design	Sensordesign mit quadratisch angeordnetem langen Heizer
QS-Design	Sensordesign mit quadratisch angeordnetem kurzen Heizer
REM	Rasterelektronenmikroskop
RIE	Reactiv Ion Etching
RS-Design	Sensordesign mit konzentrisch angeordnetem Heizer
SCCM	Standard-Kubikzentimeter pro Minute
SLM	Standard-Liter pro Minute
TC	Temperaturkoeffizient
TE	Thermoelement
TOF	Time of Flight
TP	Thermopile
WAM	Wireless Anemometer

Mathematische Formelzeichen

Formelzeichen	Einheit	Beschreibung
α_x	K^{-1}	Temperaturkoeffizient 1. Ordnung
β_x	K^{-1}	Temperaturkoeffizient 2. Ordnung
η	$Pa \cdot s$	dynamische Viskosität
ν	$Pa \cdot s$	kinematische Viskosität
ρ	$kg \cdot m^{-3}$	Dichte
ϱ	$\Omega \cdot mm^2 \cdot m^{-1}$	Spezifischer Widerstand
τ	s	Zeitkonstante
φ_f	°	resultierender Strömungswinkel
A	m^2	Fläche
E	W s	elektrische Energie
F	N	Kraft
I	A	elektrischer Strom
l_c	m	charakteristische Länge
m	kg	Masse
\dot{m}	kg/s	Massenstrom
Q	C	elektrische Ladung
\dot{Q}	W	Wärmestrom
\dot{Q}_K	W	Wärmetransport (Konvektion)
\dot{Q}_L	W	Wärmeleitung (Konduktion)
R	Ω	Widerstand
Re	-	Reynolds-Zahl
Re_{krit}	-	kritische Reynolds-Zahl
s	m	Strecke
T	°C	Temperatur

Formelzeichen	Einheit	Beschreibung
t	s	Zeit
U_S	V	Thermospannung
V	m ³	Volumen
\dot{V}	m ³ /s	Volumenstrom
V_{norm}	SLM	Normvolumenstrom
\dot{V}_{norm}	m ³ /s	Normvolumenstrom
v_f	m/s	Betrag der resultierenden Strömungsgeschwindigkeit
\vec{v}_f	m/s	resultierender Strömungsgeschwindigkeitsvektor
v_{max}	m/s	maximale Geschwindigkeit
v_{min}	m/s	minimale Geschwindigkeit
v_S	m/s	mittlere Strömungsgeschwindigkeit
\vec{v}_x	m/s	Strömungsgeschwindigkeitsvektor in x-Richtung
\vec{v}_y	m/s	Strömungsgeschwindigkeitsvektor in y-Richtung
W	W s	elektrische Arbeit

Chemische Formelzeichen

Formelzeichen	Name
<i>Au</i>	Gold
<i>CF₄</i>	Tetrafluormethan
<i>C₄F₈</i>	Octafluorcyclobutan
<i>Cl₂</i>	Chlorgas
<i>CO₂</i>	Kohlenstoffdioxid
<i>Ge</i>	Germanium
<i>LiTaO₃</i>	Lithiumtantalat
<i>N</i>	Stickstoff
<i>Ni</i>	Nickel
<i>Poly-Si</i>	Polykristallines Silizium
<i>Pt</i>	Platin
<i>SF₆</i>	Schwefelhexafluorid
<i>Si</i>	Silizium
<i>Si₃N₄</i>	Stöchiometrisches Siliziumnitrid
<i>Si_xN_y</i>	Siliziumreiches Siliziumnitrid
<i>SiO₂</i>	Siliziumdioxid
TEOS	Tetraethylorthosilicat
<i>Ti</i>	Titan
<i>TiN</i>	Titan-Nitrid
<i>W</i>	Wolfram
<i>WO₃</i>	Wolframtrioxid
<i>WSi₂</i>	Wolframsilicid
<i>WTi</i>	Wolfram-Titan

Einleitung

Die sensorische Erfassung von Strömungen ist vermutlich so alt, wie die Menschheit selbst, verfügen unsere Körper doch über die nötigen sensorischen Fähigkeiten, um sowohl die Geschwindigkeiten einer Strömung zu bestimmen als auch die Richtung aus der sie kommt. In unserer Haut befinden sich neben Schmerzrezeptoren auch Mechanorezeptoren, die unter anderem Druck detektieren sowie Thermorezeptoren, welche Temperaturreize aufnehmen. Ähnlich heutigen Sensorsystemen sind wir mithilfe dieser Rezeptoren in der Lage, den Strömungsdruck fühlbar zu machen, oder die durch eine Strömung abtransportierte Energie bzw. die daraus resultierende Abkühlung zu spüren.[Gek10]

Vermutlich haben unsere steinzeitlichen Vorfahren diese Eigenschaften bereits eingesetzt, um sich, wie Abbildung 1.1 darstellt, bei der Jagd gegen den Wind an ihre Beute zu pirschen oder um einen günstigen Platz für ein Lager bzw. die Feuerstelle zu finden.

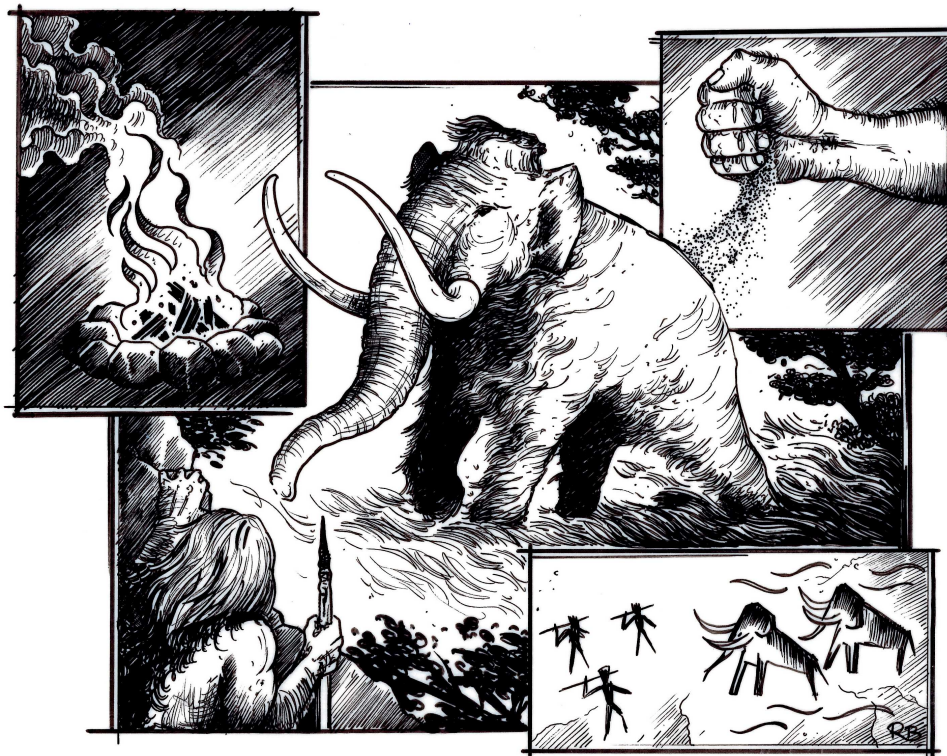


Abb. 1.1: Fiktive Darstellungen steinzeitlicher Szenen der Zuhilfenahme primitiver Mittel zur sensorischen Erfassung von Richtung und Intensität des Windes¹

¹Quellen für Abbildungen finden sich im Abbildungsverzeichnis

Ob sich die Menschen zur damaligen Zeit bereits primitiver Hilfsmittel bedienten, indem sie z.B. Sand durch ihre Finger rieseln ließen um zu beobachten, wohin dieser durch den Wind abgelenkt wird, oder ob sie die Bewegung von Gräsern, Büschen und Bäumen interpretierten, um so auf Windrichtung und Intensität zu schließen, ist nicht überliefert. Fest steht jedoch, dass sie ihre Fähigkeiten und Hilfsmittel auf diesem Gebiet stetig weiterentwickelten.

Bereits um 250 v. Chr. befasste sich der bekannte Mathematiker und Physiker Archimedes von Syrakus (287 v. Chr. – 212 v. Chr.) mit allgemeinen Fragestellungen der Strömungsmechanik. Des weiteren ist überliefert, dass sich auch die antiken Römer kurz nach Beginn unserer Zeitrechnung wissenschaftlich mit der Bestimmung der Strömung in Aquädukten beschäftigten, um auf diese Weise Leckagen zu ermitteln.[Fro12]

In der zweiten Hälfte des 15. Jahrhunderts dann, forschte der berühmte Universalgelehrte Leonardo da Vinci (1452 – 1519) zu der Thematik und veröffentlichte erstmals Erkenntnisse auf dem Gebiet der Strömungsmechanik sowie sensorische Prinzipien zur Detektion von Windgeschwindigkeiten.

Ab dem 18. Jahrhundert bereiteten dann Wissenschaftler wie Daniel Bernoulli (1700 – 1782), Leonhard Euler (1707–1783) oder Giovanni Battista Venturi (1746 – 1822) mit ihren Berechnungen und Experimenten die Grundlagen für die moderne Strömungssensorik.

Heutzutage sind Strömungssensoren ein unverzichtbarer Bestandteil in vielen Bereichen unseres Lebens. Sie dienen als Durchflussmesser für Schmier-, Kühl- oder Treibstoffe z.B. in der Automobilindustrie oder ermöglichen die Bestimmung von Geschwindigkeiten und Anströmwinkeln in der Luft- und Raumfahrt. In modernen Gebäuden werden Strömungssensoren zur Analyse und Regelung des Raumklimas eingesetzt und in der Medizintechnik für die Überwachung von Patienten bzw. Geräten.

Bei all den unterschiedlichen Einsatzgebieten können sich auch Strömungssensoren einem Trend unserer Zeit nicht verwehren: dem Streben nach immer kompakteren und energieeffizienteren Lösungen. Aus diesem Grund werden viele solcher Sensoren in Form von Mikro-Elektronisch-Mechanischen-Systemen (MEMS) realisiert. Diese sind in der Lage, geringste Strömungen im Bereich von g/h zu detektieren oder Änderungen der Strömungsrichtung mit einer Genauigkeit von weniger als einem Grad aufzuzeigen. Die geringe Größe von meist nur wenigen Millimetern wirkt sich zudem positiv auf den Energiebedarf von solchen Systemen aus.

1.1 Motivation

Den Ausgangspunkt für diese Arbeit bildet das Forschungsprojekt *COOL* des *Bundesministeriums für Wirtschaft und Energie* (BMWi). Das Projekt beinhaltet die Entwicklung und Anwendung von multi-direktionalen Funk-Strömungssensoren zur analytischen Untersuchung der Kühlraumbelüftung in Apfellagern.[PJS⁺20] Das Ziel besteht darin, die Lagerung von Äpfeln effizienter zu gestalten, indem der Energieverbrauch reduziert und gleichzeitig die Produktqualität optimiert wird.

Damit Saisonobst wie z.B. Äpfel ganzjährig bei möglichst gleicher Qualität zu Verfügung steht, müssen die Früchte unmittelbar nach der Ernte in großen Kühllhäusern eingelagert werden. Um den Reifeprozess stark zu verlangsamen, werden die Äpfel hier auf ca. 0°C runtergekühlt und bei dieser Temperatur das ganze Jahr hindurch gelagert. Die Kühlung erfolgt über Wärmetauscher in Kombination mit leistungsstarken Lüftern. Letztere sorgen für eine gleichmäßige Temperaturverteilung in den Lagerräumen, indem sie die Luft umwälzen.

Während des Reifeprozesses produzieren die Früchte Wärme und Kohlenstoffdioxid (CO_2). Da sich keine Wärme- oder CO_2 -Nester bilden dürfen, welche zu Fäulnis und infolgedessen zu Qualitätsverlusten und Ertragseinbußen führen würden, muss stetig für eine ausreichende Belüftung gesorgt werden. Um dies zu gewährleisten, werden die Lüfter permanent unter Vollast betrieben.

Im Rahmen des Projektes *COOL* sollen Strömungssensoren in einem Testlager für Äpfel ausgebracht werden, um ein Strömungsprofil eines solchen Lagers zu erstellen, da hierfür bis dato keine praktisch gewonnenen Daten vorlagen. Aufgrund dieser Erkenntnisse kann dann die minimale Anzahl und die jeweils optimale Positionen der Sensoren ermittelt werden, mit deren Daten dann die Lüfter in Echtzeit gesteuert werden können. Auf diese Weise soll der Lüftereinsatz an den tatsächlichen Bedarf angepasst und somit energieeffizienter werden.

Wie groß der Einfluss ist, den eine effizientere Lagerung auf die Wirtschaftlichkeit und die Absatzfähigkeit des Produktes hat, zeigt nicht zuletzt eine Meldung der deutschen Presseagentur vom 17. Oktober 2022, welche in diversen Zeitungen, darunter die *Zeit* (26.10.2022), die *Süddeutsche* (17.10.2022) und das *Hamburger Abendblatt* (18.10.2022), publiziert wurde. In der Meldung wird berichtet, dass die Apfelbauern im alten Land das Obst statt es zu ernten und einzulagern, einfach an den Bäumen hängen bzw. auf dem Boden liegen

lassen, obwohl die Ernte aufgrund des guten Sommers nicht nur um fünf Prozent höher ausgefallen ist als im Vorjahr, sondern auch eine ausgesprochen gute Qualität aufweist. Als Grund für diesen drastischen Schritt werden neben einem verringerten Kaufinteresse beim Kunden auch die gestiegenen Energiepreise aufgeführt, welche sich mit bis zu 60% im Kaufpreis eines Apfels widerspiegeln.

Die im Projekt *COOL* entwickelten Ansätze zur sensorgesteuerten Regelung der Belüftung von Apfellagern führen unmittelbar zu einer deutlichen Verringerung der Energiekosten. Eine auf diesem Wege hervorgerufene Lagerkostenreduzierung ermöglicht es den Erzeugern, einem verringerten Kaufinteresse des Kunden mit einer Reduzierung der Preise bei gleichbleibender oder sogar erhöhter Produktqualität entgegenzuwirken.

1.2 Ansatz

Diese Arbeit beschreibt die Entwicklung eines Sensorsystems zur Erfassung der Strömungsverhältnisse in Kühllagern für Äpfel. Um ein individuelles Strömungsprofil für den jeweiligen Lagerraum erstellen zu können, wird hierzu neben der Strömungsgeschwindigkeit auch die Richtung gemessen, aus der diese Strömung kommt. Da die Äpfel kistenweise eingestapelt werden und während dieses Vorgangs ein Verdrahten der einzelnen Sensorknoten sehr umständlich, zeitraubend und fehleranfällig ist, muss jedes einzelne Sensorsystem drahtlos arbeiten. Dies bezieht sich sowohl auf die Erfassung, die Verarbeitung als auch die Weiterleitung der Strömungsdaten.

Für die sensorische Erfassung der Strömung soll ein MEMS-Sensor konzipiert werden, welcher mit einem thermoelektrischen Messprinzip arbeitet und auf einem Siliziumchip basiert. Er soll sowohl die Strömungsgeschwindigkeit als auch die Richtung detektieren, aus der sie kommt. Aufgrund der zwei zu ermittelnden physikalischen Parameter (Dimensionen), wird er im weiteren Verlauf als zweidimensionaler (2D) Strömungssensor bezeichnet.

Der Einsatz als drahtloses Sensorsystem stellt große Anforderungen an die Energieeffizienz des Systems. Da die Sensoren während der Lagerzeit nicht zugänglich sind, kann ihre Einsatzdauer bis zu zehn Monate betragen. Zwar weisen MEMS-Sensoren aufgrund ihrer geringen Größe bereits eine hohe Energieeffizienz auf, es soll im Rahmen dieser Arbeit jedoch zusätzlich ein Ansteuerungsverfahren für die Sensorelektronik entwickelt werden, welches den Energiebedarf auf ein Minimum reduziert.

1.3 Gliederung

Nach der Einleitung in die Abhandlung werden in Kapitel 2 zum Einstieg in die Thematik dieser Arbeit zunächst einige theoretische Grundlagen sowie wichtige Zusammenhänge der Strömungsmechanik und der Strömungssensorik erläutert um so ein einheitliches Verständnis zu schaffen.

Kapitel 3 beginnt mit einer kurzen Auflistung physikalischer Prinzipien zur Messung von Strömungen. In Abschnitt 3.2 erfolgt ein detaillierterer Einblick in das Themengebiet der MEMS-Strömungssensoren mit Fokus auf thermische Strömungsmessung und die verschiedenen Ansteuerungsmethoden thermischer Strömungssensoren. Zum Ende des Kapitels wird der aktuelle Technikstand anhand verschiedener wissenschaftlicher Veröffentlichungen über thermische 2D-MEMS-Strömungssensoren zusammenfassend aufgeführt.

Der Hauptteil der Arbeit gliedert sich in zwei Bereiche, dem realisieren eines innovativen Ansteuerungsverfahrens des Sensors für eine höhere Energieeffizienz und dem Entwurf sowie der technologischen Herstellung des 2D-Sensorchips.

Den Auftakt macht in Kapitel 4 die Entwicklung eines energieeffizienten Ansteuerungsverfahrens für den Sensor. Hierzu wird in Abschnitt 4.1 zunächst der theoretische Ansatz erläutert, gefolgt von einer einfachen Simulation in Abschnitt 4.2. Diese dient der Veranschaulichung des Prinzips und als theoretischer Beleg für die Machbarkeit. Als nächstes wird der gewählte Ansatz in Abschnitt 4.3 mithilfe von drei Messreihen validiert. Die erste legt die grundsätzliche Machbarkeit praktisch dar. In der zweiten Messreihe werden große Mengen an Daten gesammelt, für die Ermittlung geeigneter Parameter zur effektiven Strömungsmessung. Auf Grundlage der hier gewonnen Informationen erfolgt der Entwurf einer ersten Elektronikschaltung. Diese findet Verwendung in der dritten Messung und wird hier weiter optimiert. Abschnitt 4.4 vergleicht die Antwortsignale der neu entwickelten Methode mit denen herkömmlicher Methoden und zeigt Vor- und Nachteile auf. Zusätzlich werden hier unterschiedliche Möglichkeiten der Signalauswertung diskutiert. In Abschnitt 4.5 erfolgt der Vergleich zwischen dem neu entwickelten gegenüber herkömmlicher Verfahren, hinsichtlich ihres Energiebedarfs sowie ihrer jeweiligen Vor- und Nachteile. Die Beschreibung einer Optimierung des Ansteuerungsverfahrens zur Kompensation von Temperatureinflüssen auf die Elektronikbauteile in Abschnitt 4.6 schließt das Kapitel ab.

Für die Entwicklung des Sensorchips wird zunächst in Kapitel 5 die Ermittlung geeigneter Designs beschrieben. Dies beginnt in Abschnitt 5.1 mit der Definition einiger Designpara-

meter. In Abschnitt 5.2 erfolgt dann die Beschreibung der groben Anordnung der einzelnen Funktionselemente auf dem Chip, welche dann noch verfeinert und variiert wird. Abschließend zeigt eine Übersicht die unterschiedlichen Designvariationen, welche im Zuge dieser Arbeit entstanden sind.

Nach der Designfindung beschreibt Kapitel 6 den technologischen Fertigungsprozess der Sensorchips. Für eine bessere Übersichtlichkeit wird dieser in Abschnitt 6.1 zunächst in drei Prozesphasen unterteilt, in denen die allgemeinen Herstellungsschritte aufgeführt und kurz beschrieben werden. Dieser Abschnitt wurde absichtlich allgemein gehalten um auch dem fachfremden Leser einen grundsätzlichen Einblick in den Herstellungsprozess zu gewähren, ohne dabei zu tief in die Materie der technologischen Fertigung vorzudringen. Danach folgt in Abschnitt 6.2 eine detailliertere Beschreibung elementarer technologischer Prozesse und eine Darstellung einiger, während der Herstellung aufgetretener, Herausforderungen. Abschnitt 6.4 beschließt das Kapitel mit der Beschreibung der Aufbau- und Verbindungstechnik (AVT), die zum Einsatz kommt, um aus dem blanken Sensorchips ein einsatzfähiges Sensorsystem zu erstellen.

Im Anschluss an die Herstellung erfolgt die Charakterisierung des fertigen Sensorsystems in Kapitel 7. Diese beginnt mit der Beschreibung eines eigens hierfür entwickelten Messplatzes in Abschnitt 7.1. Die eigentliche Charakterisierung erfolgt in Abschnitt 7.2. Es werden Messungen mit unterschiedlichen Designs durchgeführt, und die resultierenden Daten miteinander verglichen. Analysiert wird hierbei die maximale Winkelauflösung sowie das Verhalten bei unterschiedlichen Strömungsgeschwindigkeiten.

Kapitel 8 beschreibt die Anwendung des Sensorsystems im Felde. Es beginnt mit der Entwicklung eines geeigneten Gehäuses, welches den empfindlichen Sensorchip ausreichend Schutz bietet, ohne dabei die Messung übermäßig zu beeinflussen. Abschnitt 8.2 beschreibt anschließend die Kalibrierung der mit Sensoren bestückten Gehäusen, in einem eigens für diesen Zweck entwickelten Windkanal. Den Abschluss des Kapitels bildet Abschnitt 8.3 mit einer kurzen Beschreibung der durchgeführten Feldtest zur Ermittlung der Strömungsverhältnisse in Apfellagern.

Resümierend wird in Kapitel 9 die gesamte Arbeit zunächst in einem kurzen Abriss rekapituliert. Danach erfolgt Zusammenfassung und Diskussion der gewonnenen Ergebnisse und Erkenntnisse. Das Finale macht ein Ausblick auf potentielle Forschungsthemen, welche sich aus dieser Arbeit ableiten lassen.

Theoretische Grundlagen

Der Begriff Strömung spezifiziert die gerichtete Bewegung eines Fluids. Die Bewegung bewirkt einen Transport der Fluidmoleküle von einem Punkt zum anderen. Die Strecke \vec{s} , die eines dieser Moleküle dabei in einer bestimmten Zeit t zurücklegt, ist definiert als der Geschwindigkeitsvektor \vec{v}_S , dessen Betrag die Geschwindigkeit der Strömung darstellt und die Phase den Winkel, in die sie sich bewegt.[BE13]

$$\vec{v}_S = \frac{d\vec{s}}{dt} \quad (2.1)$$

Bleibt diese Bewegung mit der Zeit unverändert, wird sie als stationäre Strömung bezeichnet. Ändert sich die Strömung hingegen mit der Zeit, handelt es sich um eine instationäre Strömung.

Unter Einbeziehung sämtlicher Moleküle, die durch ein bestimmtes Flächenstück A strömen, ergibt sich nach [BE13] für die mittlere Strömungsgeschwindigkeit v_S der Zusammenhang:

$$v_S = \frac{1}{A} \cdot \iint_A \vec{s} dA \quad (2.2)$$

Mithilfe dieses Ansatzes lässt sich die Strömung eines Fluids ermitteln. Je nachdem ob dabei das Volumen oder die Masse des Fluids als Grundlage der Berechnung Verwendung findet, wird in drei unterschiedliche Arten von Strömungen unterschieden, welche jeweils abhängig von den berücksichtigten Umgebungsparametern sind.[HS14]

- Volumenstrom
- Massenstrom
- Normvolumenstrom

Volumenstrom

Der Volumenstrom \dot{V} beschreibt die Menge aller Moleküle eines definierten Volumens V , die in einer bestimmten Zeit t durch die Fläche A strömen. Es gilt nach [Kuc01]:

$$\frac{dV}{dt} = \dot{V} = v_S \cdot A \quad (2.3)$$

Dieser Ansatz lässt sich nur auf inkompressible Fluide anwenden, da sich z.B. in Luft die Menge der Moleküle in einem bestimmten Volumen durch Druck oder Temperatur beeinflussen lässt. Eine Änderung dieser Parameter während der Messung hätte daher Abweichungen zur Folge. [BBB14]

Massenstrom

Die Berücksichtigung der Dichte ρ des Fluids ermöglicht eine temperatur- und druckunabhängige Messung der Strömung. Die Dichte ist definiert als das Verhältnis von Masse zu Volumen. Danach lässt sich für die temperatur- und druckunabhängige Masse m des Fluids wie folgt bestimmen:

$$m = V \cdot \rho \quad (2.4)$$

Durch Anwendung dieses Zusammenhangs auf die Gl. (2.3) ergibt sich nach [Kuc01] für den Massenstrom \dot{m} durch die Fläche A :

$$\dot{m} = \frac{dm}{dt} = \frac{dV}{dt} \cdot \rho = \dot{V} \cdot \rho = v_S \cdot A \cdot \rho \quad (2.5)$$

Normvolumenstrom

Da die meisten Messverfahren einen Volumenstrom detektieren und nur wenige in der Lage sind, einen Massenstrom direkt zu messen, wurde eine zustandsunabhängige Größe eingeführt: der Normvolumenstrom \dot{V}_{norm} . Dieser ist nach [HS14] wie folgt definiert:

$$\dot{V}_{norm} = \frac{dV_{norm}}{dt} \quad (2.6)$$

V_{norm} ist das Volumen eines Fluids unter Normbedingungen bezüglich Druck und Temperatur. Hierbei ist jedoch zu beachten, dass in der Praxis nicht immer die physikalischen Normbedingungen, sondern häufig sogenannte Standardbedingungen Verwendung finden, welche regional und disziplinär unterschiedlich sind. Beim Druck ist dies am ehesten vernachlässigbar, da hier der Atmosphärendruck maßgebend ist, welcher je nach Genauigkeit zwischen 1,0 bar und 1,01325 bar angegeben wird. Während jedoch die physikalische Normtemperatur bei 0 °C liegt, kommen hier häufig praxisnähere Temperaturen zum Einsatz wie 15 °C, 20 °C oder 21 °C. [HS14]

Wie bei den Normierungsparametern existiert auch für die Maßeinheit keine einheitliche Bezeichnung. Die gebräuchlichsten sind Standard-Liter pro Minute (SLM) und Standard-Kubikzentimeter pro Minute (SCCM).

Aber nicht nur die Zustandsparameter der Moleküle spielen für die Bestimmung der Strömung eine Rolle, sondern auch die Art, wie diese eine Strecke zwischen zwei Wegpunkten zurücklegen. Tun sie dies auf kürzestem Weg, fließen sie in einer geraden Linie. Im Falle einer Rohrströmung parallel zur Wandung, ggf. auch einem gekrümmten Rohrverlauf folgend. Bei der Betrachtung eines Volumens auf diese Weise bewegter Moleküle, lässt sich die Strömung als parallel zueinander verlaufende, sich nicht vermischende Schichten abstrahieren. Eine solche Strömung ist laminar. Bewegen sich die Moleküle hingegen nicht auf solch parallelen Linie, kommt es zu einer Vermischung der Schichten und zu Verwirbelungen. Diese Art der Strömung wird als turbulent bezeichnet. [BBB14]

Für einen visuellen Vergleich sind in Abbildung 2.1 zwei Rohrleitungen mit je einer der beiden Strömungsarten schematisch nebeneinander dargestellt.

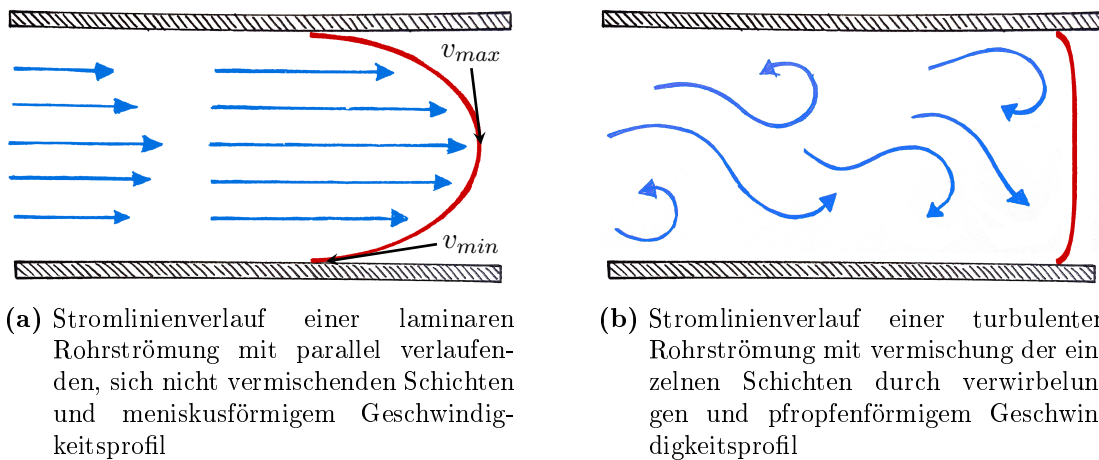


Abb. 2.1: Vergleich von laminarer und turbulenter Strömung anhand von Stromlinienverläufen und ihren typischen Geschwindigkeitsprofilen in einer Rohrleitung

Abbildung 2.1a zeigt eine laminare Strömung. Die Stromlinien verlaufen parallel zueinander und die einzelnen Schichten vermischen sich nicht. Da die Strömung von der Rohrwand abgebremst wird, bildet sich ein parabolisches Profil für die Strömungsgeschwindigkeit. An der Rohrwand wird die Strömung aufgrund der Haftbedingung auf $v_{min} = 0 \text{ m/s}$ abgebremst und steigt dann zur Rohrmitte hin auf die jeweilige maximale Strömungsgeschwindigkeit v_{max} an. [Dur06][OBP12]

In Abbildung 2.1b ist eine turbulente Strömung dargestellt. Die Stromlinien verlaufen hier nicht parallel. Es kommt zu Verwirbelungen und infolgedessen zu einer Vermischung der Schichten. Auffällig ist zudem das deutlich flacher verlaufende Profil der Strömungsgeschwindigkeiten, ein sogenanntes Pfropfenprofil.[Dur06]

Der britische Physiker Osborne Reynolds (1842–1912) beschäftigte sich im späten 19. Jahrhundert mit der Strömungsdynamik. Er führte Versuche mit verschiedenen gefärbten Flüssigkeiten in Rohrleitungen durch und fand heraus, dass sich ab einer bestimmten Strömungsgeschwindigkeit Verwirbelungen im Medium ausbilden. Seine Erkenntnisse führten zu einer nach ihm benannten Kenngröße zur Einstufung von Strömungen in laminar und turbulent, der Reynolds-Zahl (Re).[OBP12]

Re ist dimensionslos und beschreibt das Verhältnis zwischen den inertialen und den viskosen Kräften eines strömenden Fluids [BBB14]. Dieses ist neben der Strömungsgeschwindigkeit v_S zum einen abhängig von den Eigenschaften des Fluids, wie Dichte ρ und Viskosität, wobei die Bestimmung entweder über die dynamische Viskosität η oder über die kinematische Viskosität ν erfolgen kann. Zum anderen ist sie abhängig von der charakteristischen Länge des Körpers l_c , durch oder um den es fließt. Die charakteristische Länge beschreibt das Verhältnis von Wärmeübertragungsfläche zum Umfang der Projektionsfläche in Strömungsrichtung. Im Falle einer kreisrunden Rohrleitung entspricht diese z.B. dem Innenradius.[GHP13]

Nach [Kuc01] berechnet sich Re wie folgt:

$$Re = \frac{\rho \cdot v_S \cdot l_c}{\eta} = \frac{v_S \cdot l_c}{\nu} \quad (2.7)$$

Allgemein gilt: Langsam fließende, hochviskose Fluide führen in dünnen Rohrleitungen zu einer niedrigen Reynolds-Zahl und fließen daher laminar. Mit zunehmender Geschwindigkeit wird, abhängig von der Viskosität und der charakteristischen Länge des Körpers, die kritische Reynold-Zahl Re_{krit} erreicht, ab der es zu einem Übergang von laminarer zu turbulenter Strömung kommt. Für kreisrunde Rohrleitungen mit glatten Wänden findet sich hierfür in der Literatur ein Re_{krit} -Wert von etwa 2300.[BE13]

Da die charakteristische Länge auch für umströmte Körper definiert ist, lässt sich auch bei ihnen der Bereich ermitteln, in welcher die laminare in eine turbulente Strömung übergeht. Hierbei sind noch weitere Zustände wie unterkritisch, überkritisch, transkritisch oder superkritisch von Bedeutung. Auf eine genauere Beschreibung dieser Zustände wird in dieser

Arbeit jedoch verzichtet. Zur vertiefenden Studie der Thematik sei hier lediglich auf die einschlägige Literatur verwiesen.[Huc12][OBP12][BE13]

Allgemein gelten die in Abbildung 2.2 dargestellten Strömungsverläufe um einen zylindrischen Körper bei unterschiedlichen Reynolds-Zahlen.

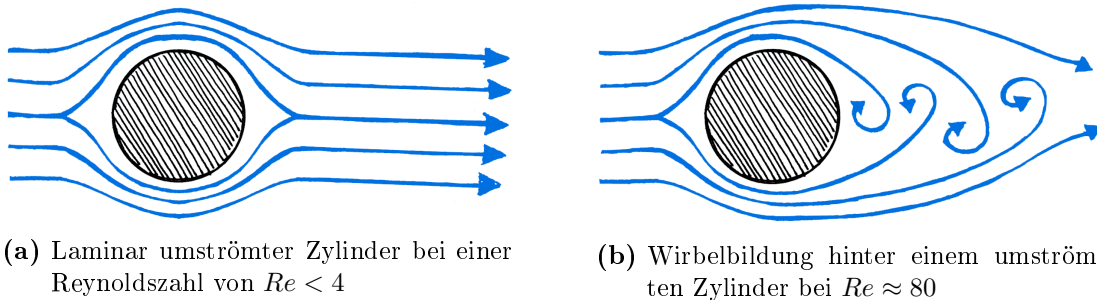


Abb. 2.2: Stromlinienverläufe von umströmten Zylindern bei Strömungen mit unterschiedlichen Reynoldszahlen

Für niedrige Reynolds-Zahlen von $Re < 4$ ergibt sich nach [BE13] das in 2.2a dargestellte Profil. Die Strömung verläuft laminar um den Körper herum und es entstehen keine Verwirbelungen.

Für $Re > 4$ beginnt die Strömung sich auf der Stromabwärts gerichteten Seite langsam vom umströmten Körper abzulösen und es bilden sich hier zwei stehenden Verwirbelungen. Mit zunehmender Strömungsgeschwindigkeit wandert der Punkt an dem die Strömung abreißt langsam gegen die Strömungsrichtung zum breitesten Bereich des Körpers. Die Verwirbelungen nehmen dabei immer weiter zu. Steigt die Reynolds-Zahl weiter an ($Re > 70$), werden die zwei stehenden Verwirbelungen von der Strömung mitgetragen und bauen sich dabei langsam ab. Da sich jedoch immer neue Wirbelpaare am Körper bilden, kommt es zur Ausbildung der sogenannten Kármán'schen Wirbelstraße, benannt nach ihrem Entdecker Theodore von Kármán (1881-1963) im Jahre 1911. Dieser fand heraus, dass sich im Windschatten angeströmter Körper eine langgezogene Bahn aus Verwirbelungen ausbreitet.[Huc12]

Abbildung 2.2b zeigt den Zustand bei $Re \approx 80$. Die Strömung reißt am breitesten Punkt des Körpers ab. Die hierbei entstehenden Verwirbelungen schwimmen in der Strömung mit und bauen sich dann langsam ab.[BE13]

Das gezeigte Verhalten ist stark von der jeweiligen Form des umströmten Körpers abhängig, genauer gesagt von der charakteristischen Länge l_c . Bei einem Zylinder kommt es

bereits bei Strömungen mit einer niedrigen Reynoldszahl zu einem Abriss der Strömung und damit einhergehend zu Verwirbelungen und Turbulenzen. Um diesem Strömungsabriss entgegenzuwirken, bieten sich Strukturen an, die der Strömung zwar ein rundes Profil entgegenstellen, hinten raus aber einen langgezogen Verlauf haben. In Abbildung 2.3 ist ein solches Tropfenprofil mit den zugehörigen Stromlinienverläufen dargestellt.

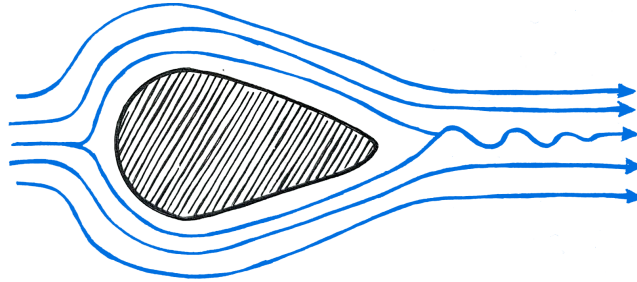


Abb. 2.3: Umströmter tropfenförmiger Körper mit annähernd laminarem Stromlinienverlauf bei $Re \approx 80$

Durch den rückseitig keilförmig schmal werdenden Profilverlauf reißt die Strömung erst bei deutlich höheren Strömungsgeschwindigkeiten ab, wodurch Re_{krit} viel höhere Werte annimmt. Unterhalb dieser Werte verlaufen die Stromlinien daher laminar um den Körper herum. Lediglich an seinem Ende kommt es zu einem abrupten Abriss und infolgedessen zu leichten Verwirbelungen, die von der Strömung in Form einer schmalen Wirbelstraße weitergetragen und abgebaut werden. Die Intensität dieser Wirbel steht aber in keinem Verhältnis zu denen hinter einem zylindrischen Körper. Erst ab deutlich höheren Geschwindigkeiten kommt es auch bei tropfenförmigen Körpern zu Strömungsabrissen und infolgedessen zu Verwirbelungen. Bei welchen Strömungsgeschwindigkeiten bzw. Reynoldszahlen genau, hängt stark von dem Verhältnis zwischen Länge und Breite der jeweiligen Struktur in Strömungsrichtung ab.

Strömungen ohne räumliche Einschränkungen sind auch bei geringen Geschwindigkeiten meist turbulent. Grund hierfür sind meistens Hindernisse oder auch Druck bzw. Temperaturunterschiede die für Verwirbelungen sorgen.

Im Gegensatz zu laminaren Strömungen sind turbulente grundsätzlich instationär. Somit ist eine einfache Messung zu einem bestimmten Zeitpunkt nicht aussagekräftig. Das Auftreten der Verwirbelungen folgt jedoch einer Gauß-Verteilung. Somit ist es möglich, die Strömung durch Mittelung über mehrere Messungen zu verschiedenen Zeitpunkten in eine quasistationäre Strömung zu überführen.[BE13]

Stand der Technik

Sensoren wandeln eine physikalische Eigenschaft in eine quantisierbare, meist elektrische Größe um [TR14]. Für die sensorische Erfassung einer Strömung lassen sich die unterschiedlichsten physikalischen Prinzipien einsetzen, um diese in ein elektrisches Signal zu überführen. Die gängigsten sind nachfolgend in Abbildung 3.1 aufgeführt.

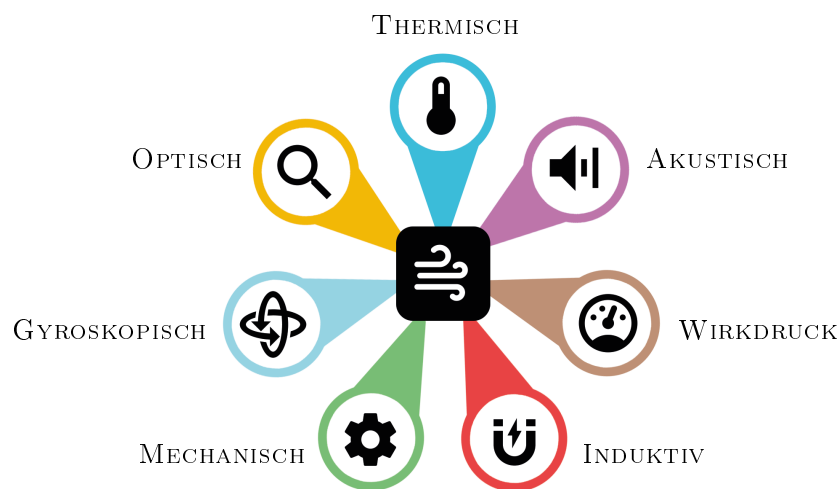


Abb. 3.1: Übersicht der gängigsten physikalischen Wirkprinzipien zur sensorischen Erfassung von Strömungen

Soll eine Strömung gemessen werden, gilt es zunächst zu spezifizieren, um was für ein Medium bzw. welchen Aggregatzustand es sich handelt. Soll ein Gas oder eine Flüssigkeit gemessen werden? Nicht jedes Messverfahren ist geeignet beides zu detektieren. Auch kann die Viskosität des Fluids eine wichtige Rolle spielen.

Des weiteren müssen die Umgebungsparameter festgelegt werden. Soll die Messung im freien, unbeschränkten Raum erfolgen oder in einem begrenzten Umfeld wie einer Rohrleitung oder einem offenen Gerinne? Letzteres eignet sich z.B. lediglich zum Führen von Flüssigkeiten. Ist die Strömung nicht in ein Rohr oder Gerinne gezwängt, ist ggf. neben der Geschwindigkeit auch die Strömungsrichtung zu messen.

Zusätzlich stellt sich die Frage, ob ein Massen- oder ein Volumenstrom gemessen werden soll. Nur die wenigsten Prinzipien ermöglichen die direkte Erfassung eines Massenstroms, ggf. lassen sich aber Parameter festlegen, um einen Normvolumenstrom zu ermitteln.

3.1 Strömungssensoren allgemein

Sensoren, die eine Strömung im freien, also nicht eingeschränkten Raum erfassen, werden als Anemometer bezeichnet. Der Name setzte sich aus den altgriechischen Wörtern für Wind (anemos) und Maß (métron) zusammen, sie werden daher auch als Windmesser bezeichnet.

Das erste geschichtlich erwähnte Anemometer ist die sogenannte Windplatte. Erfunden um 1450 von Leon Batista Alberti (1404–1472) und erstmals im Jahre 1501 von Leonardo da Vinci (1452–1519) in einer eigenen Version dokumentiert. Es nutzt den Strömungsdruck von Fluiden, um eine schwingend gelagerte Platte auszulenken. Die Idee, die Auslenkung eines Gegenstandes zur Messung von Strömungen einzusetzen, wurde seitdem stetig weiter entwickelt und ist auch heute noch eines der gängigsten Messprinzipien in der Anemometrie. Es kommt z.B. in Form von Flügelrädern, Schalenkreuzen oder Ovalradzähler zum Einsatz. Sensoren, welche mit diesem Prinzip arbeiten, lassen sich unter dem Oberbegriff Volumenzähler zusammenfassen. Das Prinzip ist simpel in der Umsetzung und daher günstig im Aufbau, Nachteil ist die geringe Genauigkeit dieser Verfahren.[TR14]

Eine weitere Möglichkeit, Strömung im freien Raum zu bestimmen, basiert auf der Ausnutzung der Transporteigenschaft strömender Fluide. Laser-Doppler-Anemometer (LDA) detektieren den Transport von Teilchen, Ultraschall-Anemometer den von akustischen Wellen im Fluid. Bei thermischen Strömungssensoren wird der Abtransport von Wärmeenergie erfasst und durch Bestimmung von Laufzeit oder Menge der abtransportierten Energie die Strömungsgeschwindigkeit ermittelt. Da der Energietransport nicht vom Druck abhängig ist, messen thermische Strömungssensoren einen Massenfluss.[Wol18]

Im speziellen Anwendungsfall von Rohrströmungen ergeben sich neben den zuvor gezeigten Messmethoden aufgrund der räumlichen Einschränkungen noch weitere Möglichkeiten, Strömungen, genauer gesagt Durchflüsse, zu messen. Fließt ein Fluid durch ein Rohr, kommt es abhängig von Länge, Durchmesser oder anderen geometrischen Eigenschaften zu Druckunterschieden proportional zur Strömung. Bei Venturi-Sensoren wird z.B. die Druckdifferenz zwischen zwei Rohrabschnitten mit unterschiedlichen Querschnitten zur Strömungsberechnung herangezogen. Eine weitere Möglichkeit eine Strömung mittels Druck zu bestimmen, ergibt sich über den Staudruck. Dieser bildet sich in einseitig verschlossenen oder verengten Rohrleitungen (Pitotrohr, Prandtlsonde), wenn diese angeströmt bzw. durchströmt werden.[OBP12]

Neben der Strömungsbestimmung via Druckmessung kann auch ein Magnetfeld in ein durchströmtes Rohr induziert werden. Dies übt eine Kraft auf Ladungsträger im Fluid aus und lenkt diese je nach Polarisierung in eine Richtung ab. Mithilfe von elektrischen Messsonden lässt sich so eine Potentialdifferenz messen, die sich proportional zur Strömungsgeschwindigkeit verhält.

Bei Coriolis-Massendurchflussmessern (CMD) wird ein Rohrabschnitt in Schwingung versetzt. Fließt ein Fluid durch das Rohr, wird aufgrund der sich ändernden Massenträgheitsmomente die Schwingung abhängig von der Strömungsgeschwindigkeit sichtbar und somit messbar beeinflusst. Da das Massenträgheitsmoment unabhängig von Temperatur und Druck ist, lässt sich mit diesem Verfahren ein Massenfluss bestimmen.[TR14]

Dies sind einige Anwendungsbeispiele für die sensorische Erfassung von Strömungen und soll einen groben Überblick gewähren. Auf die Erwähnung von Strömungsmessung in offenen Gerinnen und Freispiegelleitungen wird in dieser Arbeit verzichtet, da sie sich nicht zum Transport und zur Messung von Gasen eignen.

3.2 MEMS-Strömungssensoren

Bei der Recherche zum Thema MEMS-Strömungssensoren fällt sehr schnell auf, dass hier die auf thermischen Wirkprinzipien basierenden System den mit Abstand größten Anteil ausmachen. Nicht ohne Grund unterteilt Nguyen in seinem 1997 erschienenen Rückblick [Ngu97] die MEMS-Strömungssensoren in nicht-thermische und thermische. Und so ist es auch nicht weiter verwunderlich, dass der erste mikrotechnologisch hergestellte Strömungssensor im Jahre 1974 von van Putten und Middlehoek [vPM74] auf einem thermischen Prinzip basiert.

3.2.1 Nicht-thermische MEMS-Strömungssensoren

Die Miniaturisierung von Strömungssensoren stellt die Wissenschaft vor völlig neue Herausforderungen. Makroskopisch einfache Prinzipien, wie z.B. bei Schalenkreuz- oder Turbinenanemometern, lassen sich zwar mittels mikrotechnologischer Verfahren z.B. in Form von Mikroturbinen realisieren, dies jedoch nur mit einem verhältnismäßig hohen technologischen Aufwand. Zudem gestaltet sich die meist optische Bestimmung der Drehzahl über Glasfasern äußerst komplex.[MMP05]

Eine Ausnahme bilden die Haarsensoren. Bei diesen lenkt die Strömung eine oder mehrere freistehende Fasern, sogenannte Haare, mittels des Strömungsdrucks in Strömungsrichtung aus. Diese Systeme verfolgen also ebenfalls ein mechanisches Messprinzip, lassen sich jedoch einfacher realisieren. Das gilt vor allem für die Erfassung der Auslenkung, welche hierbei meist durch resistive oder kapazitive Aufnehmer erfolgt. Ein großer Nachteil ist die hohe Empfindlichkeit der feinen Haarstrukturen gegenüber äußeren Einflüssen und die damit verbundene schnelle Abnutzung oder Zerstörung.[SKB98]

Ein Messprinzip welches sich recht simpel miniaturisieren lässt, ist das des Wirkdrucks. Anwendungsbeispiele hierfür sind Kanalstrukturen, die z.B. durch dünne Biegebalken mit piezoresistiven Aufnehmern verengt werden, oder Systeme, welche mittels druckempfindlicher, membranbasierter Sensoren den Differenzdruck ermitteln. Auf diese Weise lassen sich vor allem Durchflüsse hoher viskoser Fluide detektieren. Ein Nachteil solcher Systeme ist die Beschränkung auf geschlossenen Leitungen.[Glü05]

Alle diese Sensorprinzipien eint eine Gemeinsamkeit. Diese liegt in der Abhängigkeit der Kraft und des Drucks von der Fluidichte und somit von der Temperatur. Somit lassen sich nur Volumenströme messen, wodurch eine Kompensation notwendig ist.

Die 1996 in [ESS96] erstmals beschriebene miniaturisierte Version eines CMD ermöglicht zwar die direkte Erfassung des Massenflusses, jedoch sind solche Systeme in der Herstellung und hinsichtlich Signalerzeugung und -erfassung sehr aufwendig umzusetzen. Zudem lassen die geringen Kanaldurchmesser solcher Systeme nur geringe Strömungsraten zu.

3.2.2 Thermische MEMS-Strömungssensoren

Grundsätzlich lassen sich die thermischen Strömungssensoren in drei Kategorien unterteilen, abhängig von ihren jeweiligen Funktionsprinzipien [Ngu97]:

- Heißdraht/-film
- Temperaturdifferenz
- Zeitdifferenz

Heißdraht/-film

Bei diesem Funktionsprinzip wird ein dünner Draht elektrisch aufgeheizt. Der Draht gibt einen Teil der elektrischen Energie in Form von Wärme an die Umgebung ab. Wird dieser nun in eine Strömung gehalten, transportiert diese die abgegebene Wärmeenergie weiter

und der Draht kühlt sich ab. Ein solcher Abtransport der Wärmeenergie durch eine Strömung wird als erzwungene Konvektion bezeichnet und die Menge der abtransportierten Energie ist proportional zur Intensität der Strömung.[OBP12]

Der Vorgang des Wärmetransports durch eine Strömung ist in Abbildung 3.2 am Beispiel einer Heizerstruktur auf einer dünnen Membran schematische dargestellt.

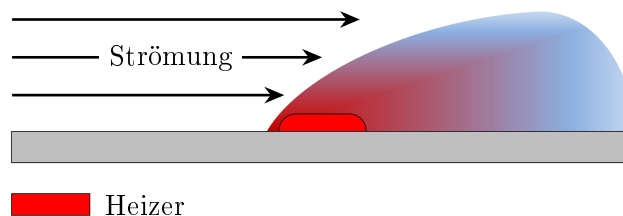
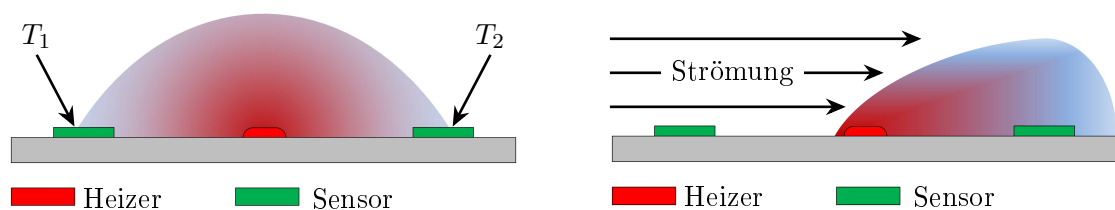


Abb. 3.2: Funktionsprinzip eines Heißfilmanemometers am Beispiel einer Heizerstruktur auf einer dünnen Membran

Damit die abtransportierte Energie bestimmt werden kann, muss die eingebrachte Energie bekannt und konstant sein. Um dies zu gewährleisten haben sich zwei verschiedene Verfahren etabliert die entweder den Strom konstant halten oder die Temperatur. Diese Verfahren werden in Abschnitt 3.2.2.2 ausführlicher beschrieben.

Temperaturdifferenz

Das Prinzip der Temperaturdifferenz arbeitet ebenfalls mit einem Heizer in Form eines Drahtes oder eines dünnen Films. Zusätzlich werden hier aber zwei Temperatursensoren in unmittelbarer Nähe zum Heizer angebracht. Einer befindet sich vom Heizer aus betrachtet stromaufwärts (T_1), der andere stromabwärts (T_2). Der Aufbau einer solchen Konstruktion auf einer dünnen Membran sowie das Funktionsprinzip sind in Abbildung 3.3 verdeutlicht.



(a) Durch freie Konvektion symmetrisch ausgeprägter Temperaturgradient bei einem membranbasierten Temperaturdifferenzsensor ohne anliegende Strömung

(b) Durch freie und erzwungene Konvektion geformter Temperaturgradient bei einem membranbasierten Temperaturdifferenzsensor mit anliegender Strömung

Abb. 3.3: Schematische Darstellung eines membranbasierten Temperaturdifferenzsensors und dem vom Heizer erzeugten Temperaturgradienten im Ruhezustand und unter Einwirkung einer Strömung

Abbildung 3.3a zeigt den Sensor ohne anliegende Strömung. Durch freie Konvektion bildet sich um den Heizer ein symmetrischer Temperaturgradient. Beide Sensoren erfahren somit die gleiche Temperatur ($T_1 = T_2$) und die Differenz beider Sensorsignale ist null.

Liegt eine Strömung an, kommt zu der freien die erzwungene Konvektion hinzu. Wie in Abbildung 3.3b verdeutlicht, verformt sich der Temperaturgradient mit der Strömung. Infolgedessen entsteht eine Temperaturdifferenz zwischen den beiden Sensoren ($T_1 \neq T_2$), welche als Maß für die Strömung herangezogen werden kann.

Dieses Verfahren ist bereits bi-direktional, kann also zur Bestimmung der Strömungsrichtung z.B. in einer Rohrleitung herangezogen werden. Durch Einbringen eines dritten Sensors lässt sich auch die Richtung einer Strömung im freien Raum bestimmen, zumindest in einer Ebene horizontal zum Sensor. Durch weitere Sensoren in dieser Eben ließe sich die Genauigkeit der Messung erhöhen.

Auch bei diesem Prinzip kommen Verfahren zum Einsatz, um Temperaturschwankungen des Heizers zu kompensieren. Diese werden in Abschnitt 3.2.2.2 behandelt.

Zeitdifferenz

Im Unterschied zu den vorherigen beiden Messmethoden, wird bei diesem Funktionsprinzip nicht die Temperatur gemessen, sondern die Dauer, die ein Temperaturimpuls benötigt, um eine bestimmte Strecke zurückzulegen. Daher entstammt auch die ebenfalls gebräuchliche Bezeichnung TOF, welche sich aus der Abkürzung der englischen Übersetzung *time of flight* ableitet.

Bei diesem Prinzip wird der Heizer mit einem elektronischen Rechteckimpuls angesteuert. Wie in Abbildung 3.4 schematisch dargestellt, wird der resultierende thermische Impuls von der Strömung weitergetragen und von einem benachbarten Temperatursensor detektiert. Die hierfür benötigte Dauer ist ein direktes Maß für die Strömungsgeschwindigkeit.[MS82]

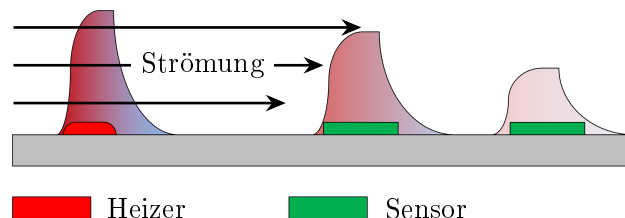


Abb. 3.4: Schematische Darstellung des zeitlichen Verlaufes eines thermischen Impulses bei einem membranbasierten TOF-Sensor

Durch die Verwendung von mehreren Temperatursensoren nebeneinander lassen sich bei diesem Prinzip sowohl der Messbereich als auch die Genauigkeit vergrößern. Ebenfalls ließe sich durch geschickte Anordnung der Sensoren eine 2D-Strömungsmessung realisieren. Ein weiterer großer Vorteil dieses Prinzips ist die Tatsache, dass es keiner Methoden zur Kompensation thermischer Einflüsse bedarf.[BJD⁺11]

3.2.2.1 MEMS Temperatursensoren

Für die Strömungsbestimmung mittels Temperaturdifferenz bzw. der Laufzeitermittlung beim TOF-Verfahren werden Temperatursensoren benötigt. In der Mikrosensorik kommen hierbei meistens thermoresistive oder thermoelektrische Strukturen zum Einsatz, da diese technologisch unkompliziert hergestellt werden können und gleichzeitig eine hohe Messgenauigkeit bieten.[KYM12]

Thermoresistive Sensoren

Der Widerstand eines elektrischen Leiters ist nicht nur von seinen stofflichen und geometrischen Eigenschaften abhängig sondern auch von der Temperatur, da diese Einfluss auf die Ladungsträgerbeweglichkeit des Leiters und somit auf den spezifischen Widerstand ϱ hat. Als Bezugsgröße wird dieser daher meist in Zusammenhang mit einer bestimmten Temperatur T_x angegeben. Nach [Ber04] lässt sich der spezifische Widerstand ϱ_T bei einer beliebigen Temperatur T mittels einer Taylorreihe wie folgt annähern:

$$\varrho_T = \varrho_x \cdot \left(1 + \alpha_x \cdot (T - T_x) + \beta_x \cdot (T - T_x)^2 + \dots + k_n \cdot (T - T_x)^n \right) \quad (3.1)$$

Als thermischer Bezugspunkt T_x wird häufig die Temperatur 20°C herangezogen. Auch wird die Reihe aufgrund hinreichender Genauigkeit nach der ersten Ordnung abgebrochen. Für eine besonders hohe Genauigkeiten kann die Taylorreihe (3.1) auch erst nach der zweiten Ordnung abgebrochen werden, da β_x jedoch um etwa drei Zehnerpotenzen geringer ist als α_x , wird hierauf in den meisten Fällen verzichtet. Durch den Abbruch nach dem ersten Glied vereinfacht sich die Reihe (3.1) wie folgt:

$$\varrho_T = \varrho_{20} \cdot \left(1 + \alpha_{20} \cdot (T - 20^\circ\text{C}) \right) \quad (3.2)$$

Die Temperaturabhängigkeit eines Leiters lässt sich somit auf eine lineare Funktion reduzieren. Der Koeffizient α_{20} beschreibt hierbei das Verhältnis der relativen Änderung des

spezifischen Widerstandes, bei in diesem Falle 20°C , zur Änderung der Temperatur. Er ist materialspezifisch und wird als Temperaturkoeffizient (TC) bezeichnet. Er lässt sich für gängige Materialien aus den einschlägigen Tabellen entnehmen. Das Gleiche gilt für den spezifischen Widerstand ϱ_T des jeweiligen Materials bei der Bezugstemperatur.

Analog zu Gl. (3.2) ergibt sich der für die Berechnung des Widerstandes R_T bei der Temperatur T gängige Bezug:

$$R_T = R_{20} \cdot \left(1 + \alpha_{20} \cdot (T - 20^\circ\text{C})\right) \quad (3.3)$$

Temperatursensoren, die auf dem Prinzip der temperaturabhängigen Resistivität eines Materials beruhen, werden auch als Thermistoren bezeichnet. Sie teilen sich in zwei Gruppen. Je nach Vorzeichen des TC wird unterschieden zwischen Materialien mit positivem TC (Positive Temperature Coefficient, PTC) und Materialien mit negativem TC (Negative Temperature Coefficient, NTC).

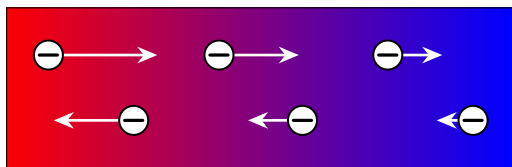
PTC-Materialien werden auch als Kaltleiter bezeichnet, da sie bei niedrigen Temperaturen besser leiten. Aufgrund der geringeren Gitterschwingungen (Phononen) bei niedrigen Temperaturen, stoßen die Elektronen nicht so häufig mit den Phononen zusammen und der Widerstand ist geringer. Gängige PTC-Materialien, die für praktische Anwendungen zum Einsatz kommen, sind solche mit einem hohen TC wie z.B. Platin (*Pt*) und Nickel (*Ni*). *Pt* besitzt im Bereich von 0°C bis 100°C einen TC von $\alpha = 3,85 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ und weist für einen Temperaturbereich von -200°C bis 800°C ein nahezu lineares Temperaturverhalten auf. Der TC von *Ni* bei 0°C bis 100°C liegt sogar bei $\alpha = 6,18 \cdot 10^{-3}$ und weist somit eine deutlich höhere Steigung auf, zeigt jedoch lediglich zwischen -60°C bis 180°C einen linearen Verlauf.[Sch01]

Zu den NTC-Materialien, den sogenannten Heißleitern, gehören Halbleitermaterialien und einige metallische Legierungen. Häufige Verwendung finden hier Silizium (*Si*) und Germanium (*Ge*). Sie besitzen einen etwa zehnmal so hohen Temperaturkoeffizienten und damit eine deutlich höhere Empfindlichkeit gegenüber den gängigen NTC-Materialien. Sie lassen sich jedoch lediglich in Temperaturbereichen von -50°C bis 150°C einsetzen.[HS14]

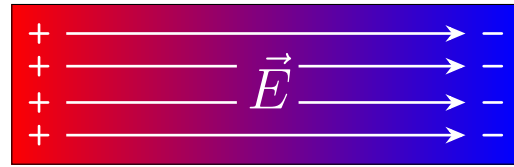
Thermoelektrische Sensoren

Der thermoelektrische Effekt beruht ebenfalls auf der temperaturabhängigen Ladungsträgerbewegung in Leitern. Er wird auch als Seebeck-Effekt bezeichnet, benannt nach seinem Entdecker, dem deutschen Physiker Thomas Johann Seebeck (1770–1831).

In einem homogen temperierten Leiter sind auch die in ihm befindlichen Elektronen gleichmäßig angeordnet und führen eine unstrukturierte, thermisch bedingte Bewegung aus. Diese ist in alle Richtungen gleich verteilt und ihre Geschwindigkeit steigt mit zunehmender Temperatur des Materials. Wird nun eine Seite des Leiters aufgeheizt, erzeugt dies ein Temperaturgefälle und die Geschwindigkeit der Elektronen ist über den gesamten Leiter betrachtet nicht mehr gleich verteilt. Die Abbildung 3.5a veranschaulicht diese thermisch bedingte Veränderung der Elektronenbewegung.[Glü05]



(a) Verteilung der Ladungsträgergeschwindigkeiten in einem inhomogen temperierten Leiter



(b) Elektrisches Feld (\vec{E}) infolge von Ladungsträgerverschiebung in einem inhomogen temperierten Leiter

Abb. 3.5: Ladungsträgerdiffusion und resultierendes Elektrisches Feld \vec{E} in einem Leiterstück mit thermischem Gefälle

Die lokale Geschwindigkeit der Elektronen, die sich aus den warmen Gebieten (rot) in die kalten (blau) bewegen, ist höher, als die aus den kälteren in die wärmeren Gebiete. Durch diese Ungleichverteilung der lokalen Geschwindigkeiten kommt es zu einer Ladungsträgerdiffusion, infolge derer sich Elektronen in den kälteren Bereichen ansammeln. Durch die Ladungsverschiebung entsteht ein elektrisches Feld (\vec{E}) welches der Diffusion entgegenwirkt. In der Abbildung 3.5b ist die Ladungsträgerverschiebung und das daraus resultierende elektrische Feld dargestellt.

Das \vec{E} -Feld ruft eine Potentialdifferenz hervor. Diese Spannung lässt sich jedoch nicht direkt messen, da durch einen Abgriff in den Messleitungen weitere Thermospannungen auftreten, welche dem Effekt entgegenwirken und diesen aufheben.

Um den Seebeck-Effekt als Temperaturfühler nutzbar zu machen, werden zwei unterschiedliche, elektrisch leitfähigen Materialien (Material A, Material B) so zu einer Schleife miteinander kontaktiert, dass zwei Kontaktpunkte ($P1$, $P2$) entstehen. Eine solche Leiterschleife aus zwei unterschiedlichen Materialien ist in Abbildung 3.6 beispielhaft dargestellt. Sie wird Thermoelement (TE) genannt.

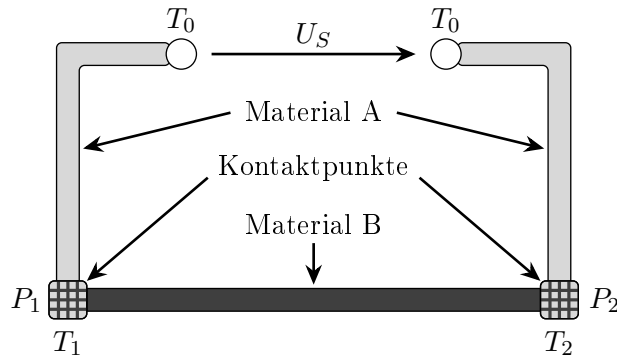


Abb. 3.6: Modell einer Leiterschleife aus zwei unterschiedlichen, elektrisch leitenden Materialien zur Nutzung des Seebeck-Effekts

Setzt man die beiden Kontaktpunkte unterschiedlichen Temperaturen T_1 und T_2 aus, kommt es zu einer Ladungsträgerdiffusion von einem Material in das andere und infolgedessen zu Ladungsträgeransammlungen mit unterschiedlichen Vorzeichen. Die so hervorgerufene Thermospannung U_S lässt sich an den beiden Klemmen, welche die beliebige Temperatur T_0 besitzen, abgreifen und nach [GM12] durch Superposition der elektrischen Felder in den jeweiligen Teilstücken der Leiterschleife wie folgt berechnen:

$$U_S = \int_0^1 E_A ds + \int_1^2 E_B ds + \int_2^0 E_A ds = \int_1^2 E_A ds + \int_2^1 E_B ds \quad (3.4)$$

Mithilfe des Seebeck-Koeffizienten S lässt sich eine Relation zwischen dem elektrischen Feld \vec{E} und dem Temperaturgradienten ∇T herstellen:

$$\vec{E} = S \cdot \nabla T \quad (3.5)$$

Angewendet auf Gl. (3.4) und unter alleiniger Berücksichtigung der Koordinate ds ergibt sich für die Thermospannung:

$$U_S = \int_1^2 S_A \frac{\partial T}{\partial s} ds - \int_1^2 S_B \frac{\partial T}{\partial s} ds = \int_{T_1}^{T_2} (S_A - S_B) dT \quad (3.6)$$

Für die in Abbildung 3.6 dargestellte Leiterschleife aus den Materialien A und B, mit den jeweiligen Seebeck-Koeffizienten S_A und S_B , ergibt sich für die Thermospannung:

$$U_S = (S_A - S_B) \cdot (T_2 - T_1) \quad (3.7)$$

Die auf diese Weise entstehenden Thermospannungen sind mit einigen 10^{-5} V pro 1°C sehr niedrig. Um den thermoelektrischen Effekt für sensorische Anwendungen praktisch nutzbar zu machen, muss dieser daher verstärkt werden. Hierfür bietet es sich an, mehrere solcher Strukturen in Reihe zu einer sogenannten Thermosäule, im englischen als Thermopile (TP) bezeichnet, zusammenzuschalten. Auf diese Weise summieren sich die entstehenden Thermospannungen. Auch lässt sich durch die Auswahl geeigneter Leitermaterialien wie z.B. Nickel-Chrom / Nickel oder eine Metall / Halbleiter-Kombination die Thermospannung verstärken.

Thermoelektronische Sensoren, mit Dioden oder Transistoren, sowie der Einsatz von speziellen pyroelektrischen Halbleitern wie z.B. Lithiumtantalat (LiTaO_3) finden selten Anwendung. Diese Sonderformen werden an dieser Stelle daher lediglich erwähnt, im weiteren Verlauf aber nicht weiter beschrieben. Selbiges gilt auch für die Gruppe der frequenzanalogen Temperatursensoren.[EAR⁺19]

3.2.2.2 Ansteuerung thermischer Strömungssensoren

Bei der Beschreibung der unterschiedlichen Funktionsprinzipien thermischer Strömungssensoren in Abschnitt 3.2.2 wurde bereits darauf hingewiesen, dass bei diesen die Temperatur des Heizers oder die an ihn abgegebene Leistung konstant gehalten werden muss.

Wird z.B. der Strom eines Heißdrahtsensors mittels eines Regelkreises konstant gehalten, verhält sich die über den Heizerwiderstand abfallende Spannung proportional zur Temperatur des Widerstandes und dient als Referenz für die Strömungsmessung. Aufgrund der englischen Übersetzung *constant current* (CC) wird diese als CC-Methode bezeichnet.[AGH⁺99]

Eine weitere Methode besteht darin, die Temperatur des Drahtes konstant zu halten, im englischen Sprachgebrauch als *constant temperature* (CT) (CC) bezeichnet. Hierzu wird ein Sensor benötigt, der die Temperatur des strömenden Fluids detektiert. Mittels eines elektronischen Regelkreises kann dann die Temperatur auf einem konstanten Wert gehalten werden. Die hierfür benötigte Energie dient als Maß für die Strömung. Eine Möglichkeit zur Umsetzung der CT-Methode besteht darin, den Heizer selbst als Sensor zu verwenden und den Heizerwiderstand konstant zu halten.[Lan19]

Auch beim Temperaturdifferenzprinzip kommen Verfahren zum Einsatz, um Temperaturschwankungen des Heizers zu kompensieren. Hierbei wird die Konstanthaltung nicht verwendet um direkt zu messen, sondern um eine Änderung der Heizertemperatur zu verhin-

dern, da diese die Messung korrumpieren würde. Zwar werden bei geringen Strömungen kleinere Schwankungen durch die Verwendung des Differenzsignals ausgeglichen, eine Auswirkung von Temperaturschwankungen auf den Leitwert des Heizers kann so jedoch nicht kompensiert werden.

Eine Möglichkeit den thermisch bedingten Änderungen des Leitwertes entgegenzuwirken, besteht in der Anwendung der bereits beschriebenen CT-Methode. Hierbei wird die Temperatur des Mediums detektiert, um ungewollte Änderungen der Heizertemperatur aufgrund von Temperaturänderungen des Fluids zu kompensieren.

Eine weitere Methode ist die der konstanten Heizleistung (Constant Power, CP). Diese ähnelt der CC-Methode, im Unterschied zu dieser wird jedoch nicht nur der Strom durch den Heizer, sondern auch die Spannung, die an ihn angelegt wird und somit die Leistung mittels einer elektronischen Regelung konstant gehalten.

3.2.3 Beispiel eines thermischen 1D Strömungssensors

Um einen Einblick in die Funktionsweise eines Differenzsensors zu bekommen, wird an dieser Stelle ein solcher als Beispiel aufgeführt. Der hier beschriebene Mikro-Sensor wurde am IMSAS der Universität Bremen entwickelt [BRBL05] und für unterschiedliche Einsatzgebiete weiter modifiziert [BBS⁺07][KKH⁺09b][SL13]. Er arbeitet nach dem Prinzip des Wärmetransports und der daraus resultierenden Temperaturdifferenz und ist in Abbildung 3.7 dargestellt.

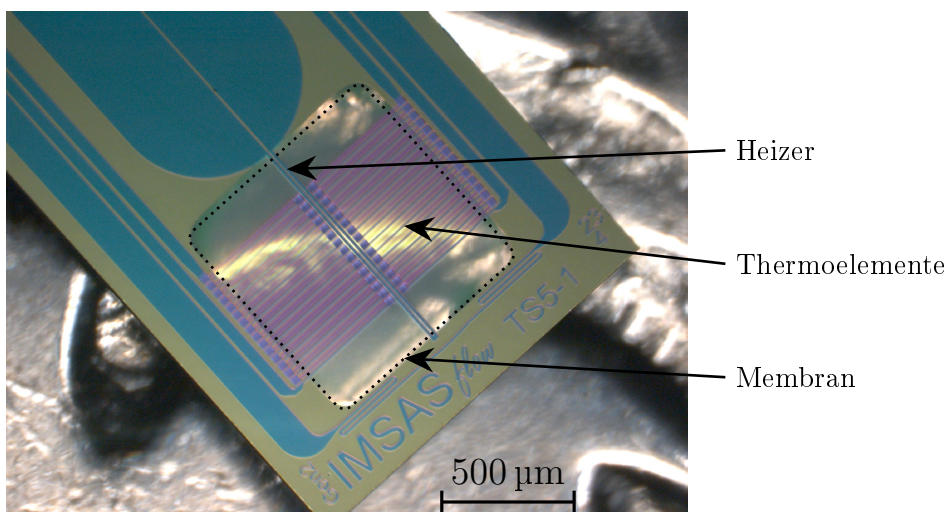


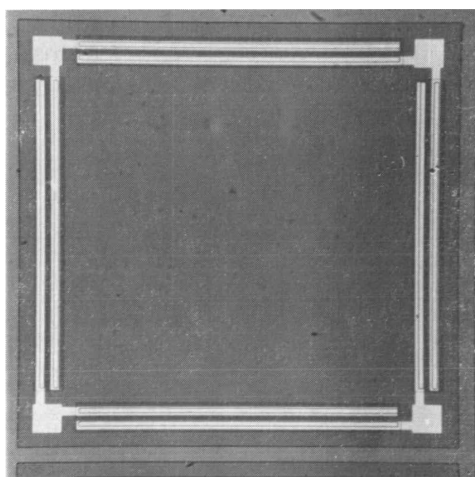
Abb. 3.7: Thermischer MEMS-Sensor mit Heizer und Thermopiles auf einer Membran aus Siliziumnitrid zur Messung von Strömungen mittels Temperaturdifferenz

Auf einer nur 500nm dicken Membran aus Si -reichem Siliziumnitrid (Si_xN_y) befindet sich ein Heizer aus Wolfram-Titan (WTi). An seiner linken und rechten Seite sind in geringem Abstand je ein TP positioniert. Die TPs setzen sich aus p-dotiertem, polykristallinem Silizium ($Poly-Si$) und dem für die Heizerstruktur verwendeten WTi zusammen. Der Chip hat eine Gesamtfläche von $1,5\text{ mm} \times 3\text{ mm}$. Im Betrieb wird der Heizer auf eine Temperatur oberhalb der Mediumtemperatur gebracht und dabei die Messwerte der TPs aufgenommen und verglichen.

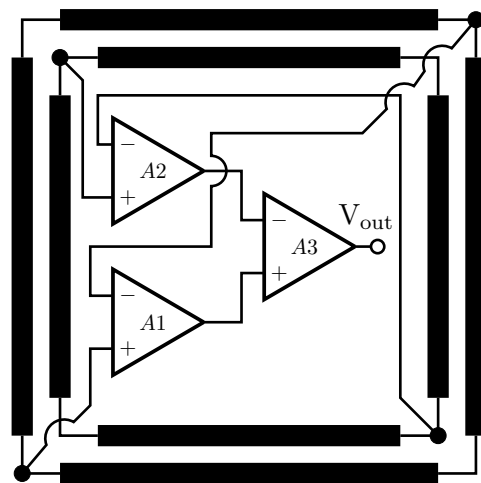
3.3 Thermische 2D Strömungssensoren in der Literatur

Wie in Abschnitt 3.2.2 bereits erwähnt, lassen sich die darin beschriebenen Messprinzipien durch geschickte Anordnung ihrer Komponenten auch zur Ermittlung der Strömungsrichtung einsetzen. Nachfolgend sind einige Beispiele aufgeführt, wie dies in bisherigen Arbeiten umgesetzt wurde.

Schon der erste von A. F. P. van Putten und S. Middelhoek 1974 vorgestellte thermische Strömungssensor war in der Lage, neben der Strömungsgeschwindigkeit auch einen Winkel für die Strömungsrichtung zu ermitteln. Er arbeitet nach dem Heißdraht-Prinzip und besteht aus vier quadratisch angeordneten, resistiven Strukturen aus p-dotiertem Si . Der Aufbau ist in Abbildung 3.8a dargestellt.



(a) Foto des thermischen MEMS-Strömungsmessers mit vier quadratisch angeordneten resistiven Si -Strukturen



(b) Vereinfachtes Netzwerk der Messelektronik mit Brückenschaltung und Operationsverstärkern

Abb. 3.8: Erster MEMS-Strömungssensor aus dem Jahre 1974 präsentiert von A. F. P. van Putten und S. Middelhoek

Die Heizer werden mittels CT-Methode angesteuert. Die hierfür notwendige elektronische Schaltung zeigt Abbildung 3.8b. Der Chip weist eine selbst nach heutigen Maßstäben sehr geringe Fläche von gerade einmal $1,5\text{ mm} \times 1,5\text{ mm}$ auf.[vPM74]

Der 2004 von S. Kim, T. Nam und S. Park vorgestellte Sensor zur Messung von Strömungsgeschwindigkeit und Richtung verfolgt einen anderen Ansatz. Er arbeitet sowohl nach dem Prinzip des Heißdrahts als auch nach dem der Temperaturdifferenz. Wie in Abbildung 3.9 dargestellt, verfügt er über eine zentral auf einer Membran aus *Si* angeordneten spiralförmigen Heizerstruktur aus *Pt*. Diese dient der Geschwindigkeitsmessung. Zusätzlich befinden sich vier Thermistoren auf dieser Membran, ebenfalls aus *Pt* gefertigt. Sie sind in einem Abstand von etwa $500\text{ }\mu\text{m}$ zum zentralen Heizer radial angeordnet.

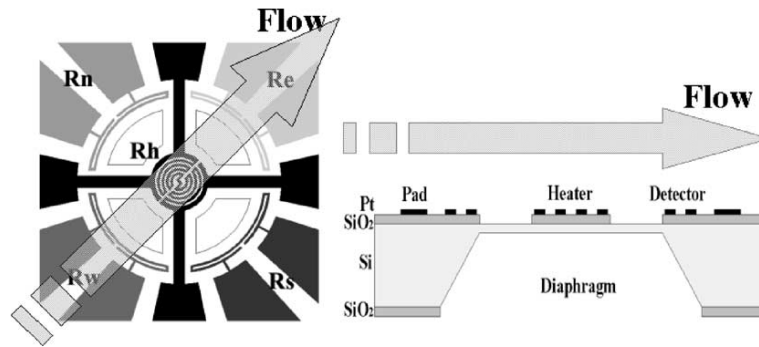
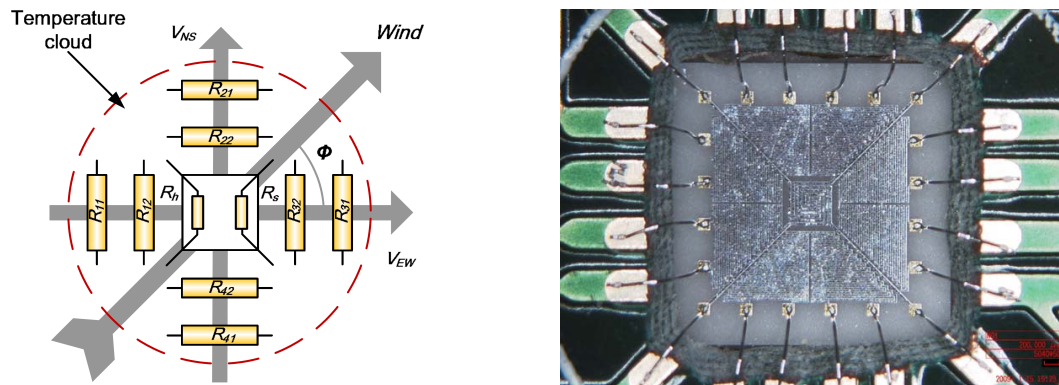


Abb. 3.9: Aufbau und Funktionsprinzip des 2004 von S. Kim *et al.* vorgestellten 2D-Strömungssensors

Die Chipfläche beträgt $3\text{ mm} \times 3\text{ mm}$ und die *Si*-Membran ist $30\text{ }\mu\text{m}$ dick. Mit einer Leistung von 80 mW lassen sich mit diesem Sensor Geschwindigkeiten mit einer Auflösung $0,5\text{ m/s}$ messen. Die Winkelauflösung liegt bei 5° . [KNP04]

Die Arbeit, die G. P. Shen *et al.* von der Southeast University in Nanjing 2009 auf der Transducers Konferenz 2009 in Denver präsentierten, zeigt eine ähnliche aber optimierte Version des zuvor beschriebenen Sensors. Ihr $4\text{ mm} \times 4\text{ mm}$ großer Chip arbeitet ebenfalls sowohl mit dem Heißdraht-Prinzip, als auch mit dem der Temperaturdifferenz. Letzteres findet jedoch zusätzlich Anwendung bei der Bestimmung der Strömungsgeschwindigkeit. Auf diese Weise lässt sich ein deutlich breiterer Messbereich erzielen, da der Heißdraht sich besonders zur Messung höherer Strömungsgeschwindigkeiten eignet, das Differenzprinzip dafür eher für niedrige Strömungsgeschwindigkeiten. Die schematische Darstellung des Funktionsprinzips und ein Foto des Sensorchips zeigt Abbildung 3.10.



(a) Schematische Darstellung des Funktionsprinzips

(b) Foto des eingegossenen und kontaktierten Sensorchips

Abb. 3.10: 2D-Strömungsmesser zur gleichzeitigen Verwendung als Heißdraht bzw. als Temperaturdifferenzsensor

Die elektronischen Funktionsschichten des Sensors sind aus Pt gefertigt und der Heizer wird im CT-Modus betrieben. Auf diese Weise lassen sich Strömungsgeschwindigkeiten bis zu 60 m/s mit einer Genauigkeit von 0,5 m/s erzielen. Die dabei erreichte Winkelauflösung liegt bei 2° . [SQDH09]

Eine strukturell deutlich vereinfachte und somit auch kompaktere Version präsentieren R. J. Adamec und D. V. Thiel in einer Arbeit aus 2010. Sie ordnen vier Heizerschleifen aus Nickel (Ni) wie in Abbildung 3.11 dargestellt kreuzförmig auf einer $1\ \mu\text{m}$ dünnen Membran aus stöchiometrischem Siliziumnitrid Si_3N_4 an.

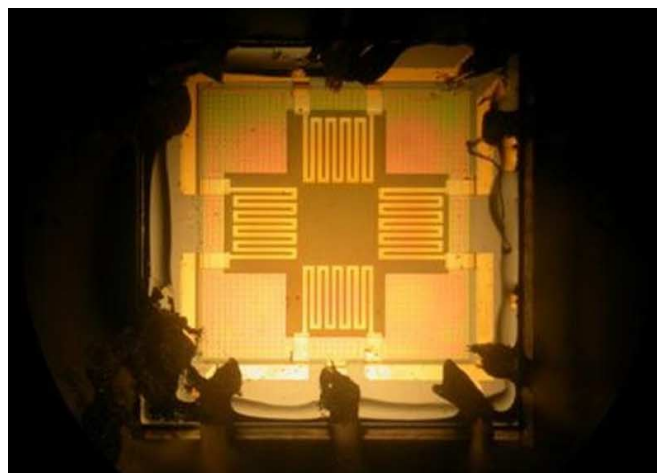
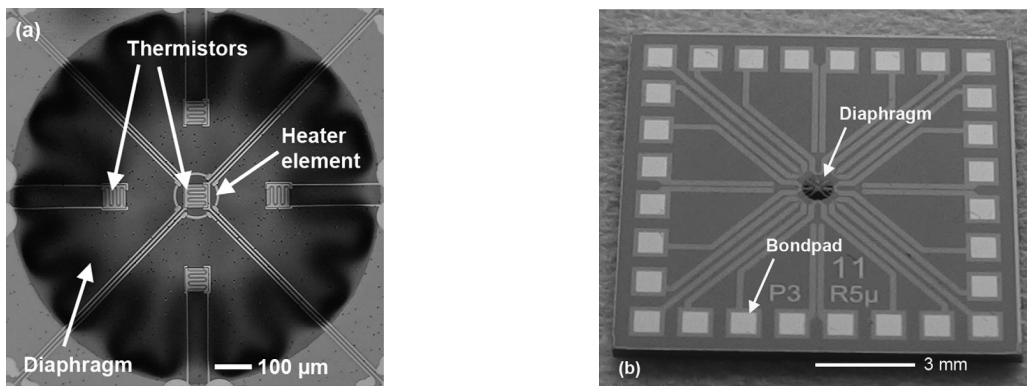


Abb. 3.11: Foto des von R. J. Adamec und D. V. Thiel entwickelten 2D-Strömungssensors, bestehend vier kreuzförmig angeordneten Heißdrahtstrukturen auf einer Si_3N_4 -Membran

Die Fläche des Chips beträgt $2\text{ mm} \times 2\text{ mm}$. Mit einer Heizleistung von 50 mW erreicht dieses System eine Winkelauflösung von etwa $7,2^\circ$ bei Strömungsgeschwindigkeiten bis zu 20 m/s . [AT10]

Ebenfalls im Jahre 2010 präsentierten A. S. Cubukcu *et al.* von der Universität in Freiburg einen 2D-Strömungssensor, der für die autonome Navigation eines Flugobjekts eingesetzt werden soll. Daher wird der Fokus in dieser Arbeit auch auf einen geringen Energiebedarf gelegt. Der Sensor basiert auf einer $1\text{ }\mu\text{m}$ dünnen Membran aus $500\text{ nm Si}_3\text{N}_4$ auf 400 nm Siliziumdioxid (SiO_2). Auf ihr befinden sich fünf Thermistoren aus amorphem Ge . Einer befindet sich in der Mitte umringt von vier kreisförmig angebrachten Heizersegmenten aus Titan (Ti). Die anderen vier Thermistoren befinden sich, wie in Abbildung 3.12a dargestellt, außerhalb der Heizerstruktur und sind ebenfalls auf der Membran kreuzförmig angeordnet.



(a) Anordnung der Funktionselemente auf der Membran

(b) Chip mit elektrischen Kontaktstrukturen und Bondpads

Abb. 3.12: Membranbasierter Sensor mit fünf kreuzförmig angeordneten Thermistoren und einer zentralen, kreisförmigen Heizerstruktur

Bei einer Leistung von $0,25\text{ mW}$ erreicht der Sensor eine Winkelgenauigkeit von $3,5^\circ$ in einem Messbereich zwischen $0,005\text{ m/s}$ und $0,1\text{ m/s}$. Aufgrund der vielen elektrischen Funktionselemente verfügt der Chip, wie in Abbildung 3.12b zu sehen, über 28 Bondpads. Daher besitzt er im Vergleich zu den anderen hier erwähnten Sensoren eine relativ große Fläche von $12,7\text{ mm} \times 12,7\text{ mm}$. [CU09][CZBU10]

Die hier aufgeführten Sensorsysteme sollen eine kurze Übersicht verschaffen, welche Varianten und Anordnungen der einzelnen Funktionselemente möglich sind. Für einen tieferen Einblick in die Thematik sei z.B. auf die Übersicht von Y. Zhu *et al.* [ZCQH14] verwiesen.

Heizeransteuerung

Wie im vorherigen Kapitel 3 bereits beschrieben, reagieren thermische Strömungssensoren sehr empfindlich auf Temperaturänderungen, welche durch die Änderung der Strömungsgeschwindigkeit hervorgerufen werden. Bedauerlicherweise reagieren sie genauso empfindlich auf Änderungen der Medientemperatur, was zu Messfehlern führt. Die meisten Sensorsysteme verwenden daher Kompensationsverfahren. Die dabei häufig zum Einsatz kommenden Betriebsmodi sind die zuvor beschriebenen CP und CT, bei denen die jeweilige physikalische Größe mittels einer Elektronik unabhängig von der Medientemperatur konstant gehalten wird. Eine andere Methode stellt das TOF-Verfahren dar, bei welchem ein Impuls auf den Heizer gegeben wird und die zeitlich versetzte Antwort der TPs Rückschluss auf die Strömungsgeschwindigkeit gibt.

Die Idee für das im Zuge dieser Arbeit entwickelte energieeffiziente Ansteuerungsverfahren besteht in einer Art Kombination dieser herkömmlichen Kompensationsverfahren und bedient sich bei den Eigenschaften aller drei Methoden.

Die in einer bestimmten Zeit zugeführte Leistung und die Temperatur sind beides Formen von Energie. Kombiniert man dies mit dem Puls des TOF-Verfahrens, bekommt man einen Energiepuls. Die Idee besteht nun darin, den Heizer mit Pulsen anzusteuern, welche immer die gleiche Energie besitzen.

Um diesen Ansatz hinsichtlich Umsetzbarkeit und Funktionalität zu analysieren, werden zunächst einige theoretische Grundlagen erläutert und anschließend die gepulste Ansteuerung in einer einfachen Simulation betrachtet.

Nach der theoretischen Betrachtung erfolgt die praktische Validierung. Hierfür werden zwei Messreihen durchgeführt, bei denen der Impuls mithilfe eines Funktionsgenerators erzeugt wird. Die hierbei gewonnenen Erkenntnisse dienen der Auswahl geeigneter elektronischer Bauteile und Parameter, um eine Schaltung zu konstruieren, in welcher ein Kondensator zunächst mittels einer Spannungsquelle aufgeladen und anschließend über den Heizer des Sensors entladen wird. Mit dieser Schaltung wird dann eine dritte Messreihe durchgeführt und die Ergebnisse diskutiert.

Nach den Messungen folgt die Analyse unterschiedlicher Auswertemethoden für die Antwortsignale der TPs auf den Heizerimpuls, sowie eine Betrachtung des Energiebedarfs im Vergleich zu herkömmlichen Methoden. Zum Abschluss dieses Kapitels wird eine Methode vorgestellt, welche es ermöglicht, die Temperaturempfindlichkeit der elektronischen Bauteile und die damit einhergehende Drift des Messwertes zu kompensieren.

4.1 Theoretischer Ansatz

Der Energieimpuls soll durch die Entladung eines Kondensators erzeugt werden. Dafür wird dieser zunächst auf eine definierte Spannung geladen und anschließend über den Heizer des Sensorchips wieder entladen. Dieser Abschnitt betrachtet den Lade- bzw. Entladevorgang des Kondensators und die dabei umgesetzte Energie. Es wird analysiert, wie sich eine Änderung des Widerstandes, über den der Kondensator entladen wird, auf diese Faktoren auswirkt.

4.1.1 Ladevorgang

Für die theoretischen Betrachtungen wird eine einfache Schaltung bestehend aus einer Spannungsquelle (U) einem Widerstand (R) und einem Kondensator (C) herangezogen. Sie bestehend aus zwei Teilkreisen, welche durch einen Schalter getrennt sind. Je nach Schalterstellung wird die Gleichspannungsquelle zu bzw. abgeschaltet, wodurch der Kondensator entweder aufgeladen oder entladen wird. In Abbildung 4.1 ist die Schaltung für den Ladevorgang des Kondensators dargestellt.

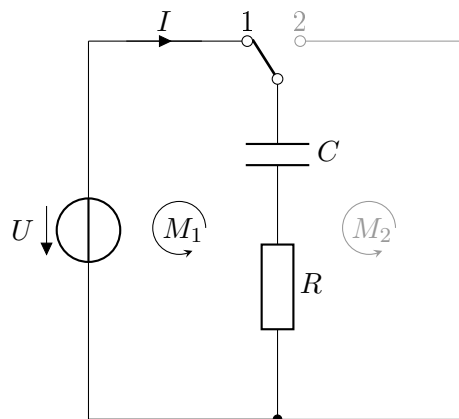


Abb. 4.1: Schaltung zum Aufladen eines Kondensators (C) über eine Gleichspannungsquelle (U)

Der Schalter befindet sich in Stellung 1 und es besteht eine Reihenschaltung aus Spannungsquelle, Kapazität und Widerstand. Nach den Kirchhoffschen Gesetzen [Kir45] ergibt sich für den Maschenumlauf M_1 folgender Zusammenhang:

$$U - U_R - U_C = 0 \quad (4.1)$$

Die am Widerstand R abfallende Spannung U_R lässt sich hierbei über den Strom (I) unter Zuhilfenahme des ohmschen Gesetzes [Ohm25] berechnen:

$$U_R = I \cdot R \quad (4.2)$$

Die Kondensatorspannung U_C ist abhängig von der Ladung (Q) und ergibt sich nach [Hag02] durch die Beziehung:

$$U_C = \frac{Q}{C} \quad (4.3)$$

Mit den Beziehungen aus den Gln. (4.2) und (4.3) folgt für Gl. (4.1):

$$U - U_R - U_C = U - I \cdot R - \frac{Q}{C} = 0 \quad (4.4)$$

Im Zeitbereich betrachtet ergibt sich mit den zeitlich veränderlichen Größen $I(t)$ und $Q(t)$ sowie der zeitlich unveränderlichen Quellenspannung U :

$$U - U_R(t) - U_C(t) = U - I(t) \cdot R - \frac{1}{C} \cdot Q(t) = 0 \quad (4.5)$$

$$\Rightarrow U = R \cdot I(t) + \frac{1}{C} \cdot Q(t) \quad (4.6)$$

Per Definition ist der Strom die Änderung der Ladung (Q) mit der Zeit (t). Dies lässt sich wie folgt ausdrücken:

$$I(t) = \frac{dQ}{dt} \quad (4.7)$$

Durch diesen Zusammenhang ergibt sich aus Gl. (4.6) eine Differentialgleichung (DGL):

$$U = R \cdot \frac{dQ}{dt} + \frac{1}{C} \cdot Q(t) = R \cdot \dot{Q}(t) + \frac{1}{C} \cdot Q(t) = 0 \quad (4.8)$$

$$\Rightarrow \dot{Q}(t) + \frac{1}{R \cdot C} \cdot Q(t) = \frac{U}{R} \quad (4.9)$$

Für die inhomogene DGL 1. Ordnung mit der charakteristischen Gleichung $Ay' + By = C$ ergibt sich nach Differentiation und unter Berücksichtigung der Gl. (4.7):

$$\ddot{Q}(t) + \frac{1}{R \cdot C} \cdot \dot{Q}(t) = \dot{I}(t) + \frac{1}{R \cdot C} \cdot I(t) = 0 \quad (4.10)$$

Die Lösung der durch die Differentiation entstandenen homogenen DGL mit der charakteristischen Form $y' + A \cdot y = 0$ lautet nach [Bro00]:

$$I(t) = I_0 \cdot e^{-\left(\frac{1}{R \cdot C} \cdot t\right)} \quad (4.11)$$

Die Gl. (4.11) beschreibt allgemein den Stromverlauf beim Laden eines Kondensators. Sie zeigt, dass der Strom zu Beginn des Ladevorgangs, also zum Zeitpunkt $t=0$, maximal ist und danach exponentiell abfällt. Der zugehörige Spannungsverlauf lässt sich aus Gl. (4.8) unter Berücksichtigung von Gl. (4.2) wie folgt ermitteln:

$$U - R \cdot \dot{Q}(t) - \frac{1}{C} \cdot Q(t) = U - R \cdot I(t) - \frac{1}{C} \cdot Q(t) = 0 \quad (4.12)$$

$$\Rightarrow U = R \cdot I(t) + \frac{1}{C} \cdot Q(t) \quad (4.13)$$

Mit der Randbedingung, dass eine ungeladene Kapazität zum Zeitpunkt $t = 0$ über keine Ladung verfügt, entfällt der letzte Term, wodurch sich folgende spezielle Lösung ergibt:

$$U_{t=0} = R \cdot I(0) = U \quad (4.14)$$

$$\Rightarrow I(0) = \frac{U}{R} \quad (4.15)$$

Durch Einsetzen dieser speziellen Lösung in Gl. (4.13) und unter Berücksichtigung der Gln. (4.8) und (4.3) ergibt sich:

$$U = R \cdot I_0 \cdot e^{-\left(\frac{1}{R \cdot C} \cdot t\right)} + \frac{1}{C} \cdot Q(t) = U \cdot e^{-\left(\frac{1}{R \cdot C} \cdot t\right)} + U(t) \quad (4.16)$$

$$\Rightarrow U(t) = U \left(1 - e^{-\left(\frac{1}{R \cdot C} \cdot t\right)}\right) \quad (4.17)$$

Der Spannungsverlauf beim Laden eines Kondensators weist ebenfalls einen exponentiellen Verlauf auf, dieser beginnt bei null und steigt dann sehr steil und flacht dann in Richtung eines Maximums ab, welches der angelegten Spannung entspricht.

Durch die Einführung der in diesem Kontext allgemein gebräuchlichen Zeitkonstante τ , welche sich aus dem Produkt aus Widerstand (R) und Kapazität (C) bilden lässt, lassen sich die Gln. (4.11) und 4.17 wie folgt vereinfachen:

$$\tau = R \cdot C \quad (4.18)$$

$$\Rightarrow I(t) = I_0 \cdot e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)} \quad (4.19)$$

$$\Rightarrow U(t) = U \left(1 - e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)}\right) \quad (4.20)$$

Die Zeitkonstante τ hat, wie der Name bereits andeutet, lediglich Auswirkung auf den zeitlichen Verlauf der Exponentialfunktion, nicht jedoch auf ihre Maxima. Um dies noch zu verdeutlichen, zeigt die Abbildung 4.2 den Verlauf der beiden Funktionen in qualitativer Form.

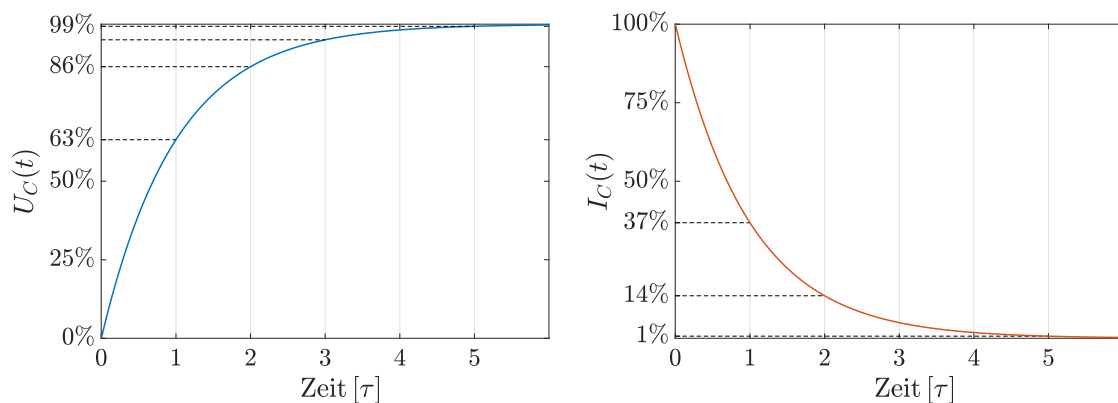


Abb. 4.2: Zeitliche Verläufe von $U_C(t)$ und $I_C(t)$ in qualitativer Form, wie sie beim Laden eines Kondensators über einer Konstantspannungsquelle auftreten

Die Spannung des Kondensators steigt, bei Null beginnend, exponentiell und erreicht bei der Zeitkonstante τ 63% der Quellenspannung. Bei 5τ ist der Kondensator auf 99% der Quellenspannung geladen. Allgemein wird dieser Wert für die Ladedauer angewendet, da die Kurven ab hier sehr stark in Sättigung gehen und die Werte sich daher nur noch minimal verändern. Die Aufladung erfolgt umso schneller, je kleiner τ ist, also je kleiner die Kapazität des Kondensators C bzw. der Widerstand R sind.

Der Strom verhält sich reziprok zum Spannungsverlauf. Er ist bei τ bereits auf 37% abgefallen und liegt bei 5τ nur noch bei 1% des Anfangswertes.

4.1.2 Entladevorgang

Durch Umlegen des Schalters auf die Position 2 wird die Spannungsquelle abgekoppelt und die Anschlusspunkte kurzgeschlossen, wodurch sich eine Reihenschaltung aus Kondensator und Widerstand ergibt. Nun stellt der Kondensator die Quelle dar und entlädt sich über den Widerstand R . Das resultierende Netzwerk zeigt Abbildung 4.3.

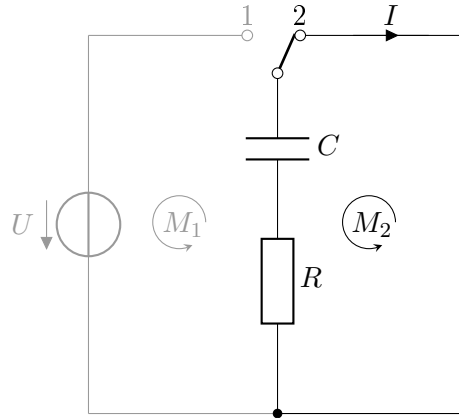


Abb. 4.3: Schaltung zum Entladen eines Kondensators (C) über einen Widerstand (R)

Für den Maschenumlauf M_2 ergibt sich:

$$U_R + U_C = 0 \quad (4.21)$$

Analog zur Herleitung der Gleichungen für den Ladezustand ergibt sich für das Entladen eines Kondensators über einen Widerstand nachfolgende DGL:

$$\dot{Q}(t) + \frac{1}{R \cdot C} \cdot Q(t) = 0 \quad (4.22)$$

Die Gleichung besitzt die bereits bekannte charakteristische Form $y' + A \cdot y = 0$. Daher lautet die Lösung:

$$Q(t) = Q_0 \cdot e^{-\left(\frac{1}{R \cdot C} \cdot t\right)} \quad (4.23)$$

Durch Anwendung des Zusammenhanges aus Gl. (4.3) lässt sich für die Spannung folgende Gleichung aufstellen.

$$U(t) = \frac{Q(t)}{C} = \frac{1}{C} \cdot Q_0 \cdot e^{-\left(\frac{1}{R \cdot C} \cdot t\right)} \quad (4.24)$$

$$\Rightarrow U(t) = U_0 \cdot e^{-\left(\frac{1}{R \cdot C} \cdot t\right)} \quad (4.25)$$

Für den Stromverlauf ergibt sich über die Beziehung aus Gl. (4.7):

$$I(t) = \dot{Q}(t) = -\frac{Q_0}{R \cdot C} \cdot e^{-\left(\frac{1}{R \cdot C} \cdot t\right)} = -\frac{U_0}{R} \cdot e^{-\left(\frac{1}{R \cdot C} \cdot t\right)} \quad (4.26)$$

$$\Rightarrow I(t) = -I_0 \cdot e^{-\left(\frac{1}{R \cdot C} \cdot t\right)} \quad (4.27)$$

Da die beiden Gleichungen dieselben Exponenten aufweisen und diese zudem identisch mit denen aus den Gleichungen für den Ladefall sind, kommt auch hier die Zeitkonstante τ zum Einsatz. Die beiden Gleichungen lauten somit wie folgt:

$$U(t) = U_0 \cdot e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)} \quad (4.28)$$

$$I(t) = -I_0 \cdot e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)} \quad (4.29)$$

Die Spannung verhält sich exakt invers zu der des Ladefalls und fällt exponentiell ab. Der Strom verhält sich reziprok zur Spannung und somit auch zum zeitlichen Stromverlauf während des Ladevorgangs des Kondensators. Der Strom ändert bei der Entladung jedoch zusätzlich die Richtung. Die beiden Funktionsgraphen für den Entladevorgang des Kondensators sind in Abbildung 4.4 qualitativ aufgetragen.

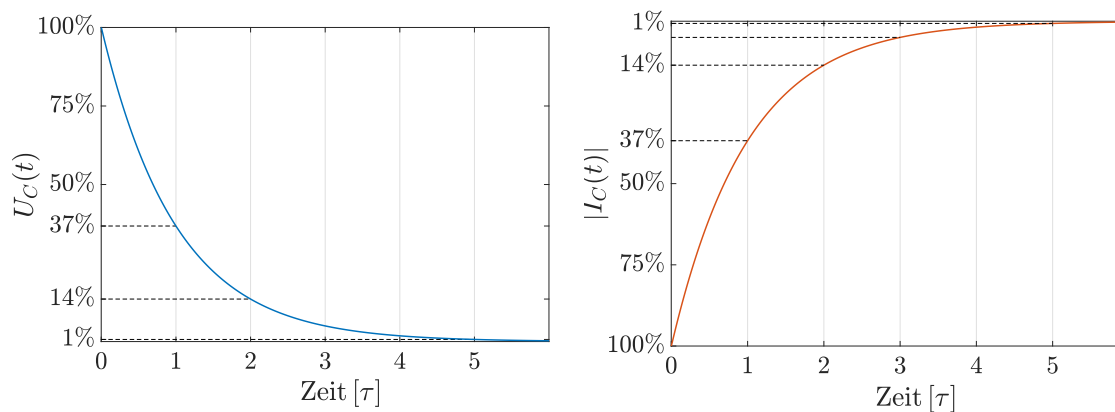


Abb. 4.4: Zeitliche Verläufe von $U_C(t)$ und $|I_C(t)|$ in qualitativer Form, wie sie beim Entladen eines Kondensators über einen ohmschen Widerstand auftreten

Die Formel für die Spannung besitzt die gleiche Form wie die für den Strom im Ladefall und weist daher auch dieselben Werte bei τ und den jeweiligen Vielfachen auf. Änderungen der Kapazität (C) bzw. des Widerstandes (R) haben also auch bei der Entladung des

Kondensators lediglich Auswirkung auf den zeitlichen Verlauf und es gilt: je kleiner τ ist, umso schneller ist der Kondensator entladen.

Der Strom verhält sich während des Entladens analog und ist bei τ bereits auf 37% abgefallen und liegt bei 5τ nur noch bei 1% seines Anfangswertes. An dieser Stelle sei angemerkt, dass für die qualitative Darstellung in Abbildung 4.4 der Betrag von $I_C(t)$ ($|I_C(t)|$) aufgetragen ist.

4.1.3 Energiebetrachtung

Neben der Wirkung eines seriell geschalteten Widerstandes auf den zeitlichen Verlauf von Spannung und Strom beim Entladen ist auch die Wirkung eines solchen Widerstandes auf die Energie eines Kondensators zu betrachten.

Die elektrische Energie (E) ist nach [Wol97] definiert als die Arbeit, die aufgewendet werden muss, um eine Ladung Q von einem Punkt P_0 zu einem anderen Punkt P_1 zu transportieren, wenn zwischen den Punkten die Potentialdifferenz U herrscht. Es gilt:

$$W = \int_{P_0}^{P_1} \vec{F} \cdot d\vec{s} = -Q \cdot \int_{P_0}^{P_1} \vec{E} \cdot d\vec{s} = Q \cdot U \quad (4.30)$$

Innerhalb eines elektrischen Stromkreises, in dem Spannung und Strom konstant sind, gilt für die verrichtete elektrische Arbeit (W) in einer Zeitspanne Δt

$$\Delta W = U(t) \cdot I(t) \Delta t = P(t) \cdot \Delta t \quad (4.31)$$

Durch Integration über die Zeit und unter Berücksichtigung der Gl. (4.7) ergibt sich für die elektrische Arbeit:

$$W = \int_{t_0}^{t_1} U(t) \cdot I(t) dt = \int_{t_0}^{t_1} U(t) \cdot \dot{Q}(t) dt \quad (4.32)$$

An dieser Stelle kann wie folgt substituiert werden:

$$\dot{Q}(t) = \frac{dQ}{dt} \Rightarrow \dot{Q}(t) dt = dQ \quad (4.33)$$

Mithilfe der Substitution und unter Berücksichtigung der Tatsache, dass die Ladung zum Zeitpunkt t_0 gleich null ist und zum Zeitpunkt t_1 gleich Q entspricht, ergibt sich:

$$W = \int_0^Q U(q) \cdot dq = \int_0^Q \frac{Q(q)}{C} \cdot dq = \frac{1}{C} \int_0^Q Q(q) \cdot dq \quad (4.34)$$

Durch Ausrechnen des Integrals und unter Berücksichtigung von Gl. (4.3) folgt für die in einem Kondensator gespeicherte Energie:

$$\Rightarrow W = \frac{Q^2}{2 \cdot C} = \frac{(C \cdot U)^2}{2 \cdot C} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2 \quad (4.35)$$

Die in dem Kondensator gespeicherte Energie setzt sich aus der Kapazität des Kondensators und der Spannung zusammen, auf welche dieser geladen wurde, und ist unabhängig von ohmschen Widerständen. Innerhalb des Netzwerkes 4.3 existiert somit eine Quelle mit einer bestimmten Energie und ein Verbraucher, in Form eines Widerstandes, welcher die Energie umwandelt.

4.2 Simulation

Parallel zu den ersten Messungen wurde eine einfache, eindimensionale Simulation der Ausbreitung eines thermischen Impulses erstellt. Der Fokus liegt hierbei auf dem leichten Verständnis der physikalischen Zusammenhänge, daher wurde die Simulation stark vereinfacht. Berücksichtigt werden lediglich die Wärmeleitung durch die Luft \dot{Q}_L (Konduktion) sowie der erzwungene Wärmetransport durch eine angelegte Strömung \dot{Q}_K (erzwungene Konvektion). Der eingeprägte Wärmestrom \dot{Q} ergibt sich dann durch Superposition der einzelnen Anteile:

$$\dot{Q} = \dot{Q}_L + \dot{Q}_K \quad (4.36)$$

Für die Einkopplung der thermischen Energie wird in der Simulation ein einzelner infinitesimaler Heizer betrachtet, welcher mit einem thermischen Dirac-Impuls angeregt wird, einem unendlich hohen und infinitesimal schmalen Energiestoß.

Im stationären Zustand, also ohne das Einwirken einer Strömung, wirkt lediglich die Konduktion. Hierbei breitet sich der Impuls in der betrachteten Dimension aus und verliert dabei sukzessive an Intensität.

Wirkt zusätzlich eine Strömung auf den thermischen Impuls, erfolgt neben dieser Ausbreitung noch eine kontinuierliche Verschiebung in Flussrichtung. Das Verhalten bei einer Strömung von 0,5 m/s ist in Abbildung 4.5 dargestellt.

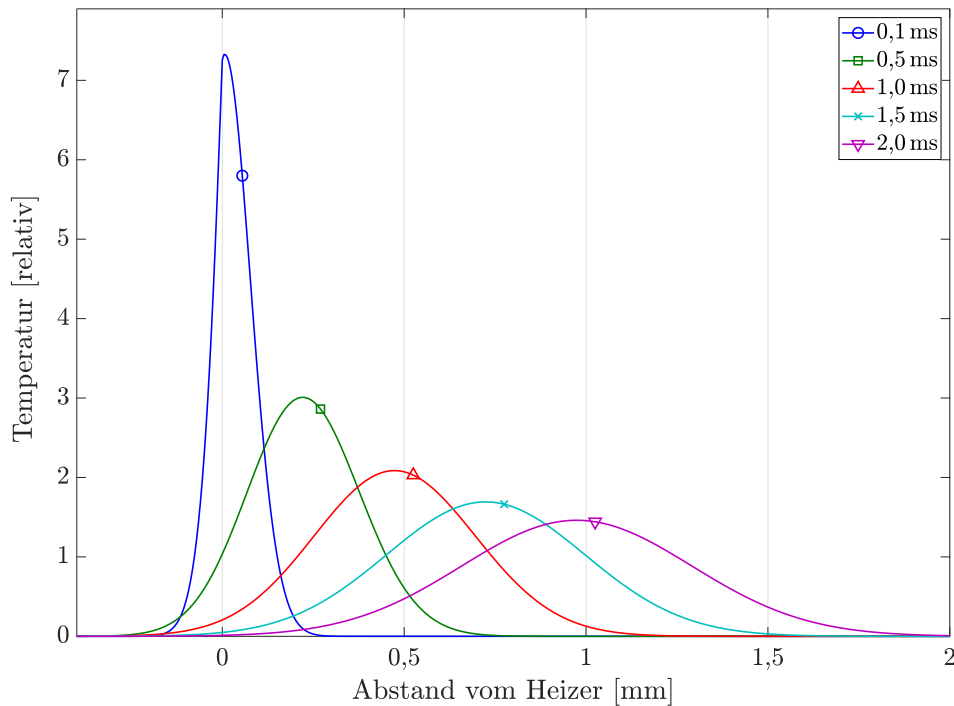


Abb. 4.5: Simulation der Ausbreitung eines thermischen Dirac-Impulses auf einen infinitesimalen Heizer bei einer Strömung von 0,5 m/s

Die Grafik veranschaulicht auf simple weise die Überlagerung von Konduktion in Form des kontinuierlich breiter und gleichzeitig flacher werdenden Impulsverlaufs, sowie der erzwungenen Konvektion durch die Strömung, welche den Impuls stetig immer weiter vom Heizer wegtransportiert.

Viel aussagekräftiger jedoch als das Ausbreitungsverhalten eines thermischen Impulses mit der Zeit ist die Betrachtung seines Verlaufs an einem fixen Ort mit einem bestimmten Abstand zum Heizer. Hierdurch lässt sich die Auswirkung des Heizerimpulses auf einen Temperatursensor, z.B. ein TP, simulieren.

Für eine möglichst praxisnahe Betrachtung wird mithilfe der Simulation ein Punkt betrachtet, welcher 50 μm vom Heizer entfernt liegt. Dies ist der gleiche Abstand, der auch zwischen dem Heizer und dem TP des in Abschnitt 3.2.3 betrachteten 1D Strömungssensors liegt, welcher für die weiteren Messungen in diesem Kapitel Verwendung findet. Zusätzlich dient dieser Abstand als Vorgabe für den im Zuge dieser Arbeit entwickelten 2D Strömungssensor.

Durch die Simulation mit fünf unterschiedlichen Strömungsgeschwindigkeiten ergibt sich das in Abbildung 4.6 dargestellte Diagramm.

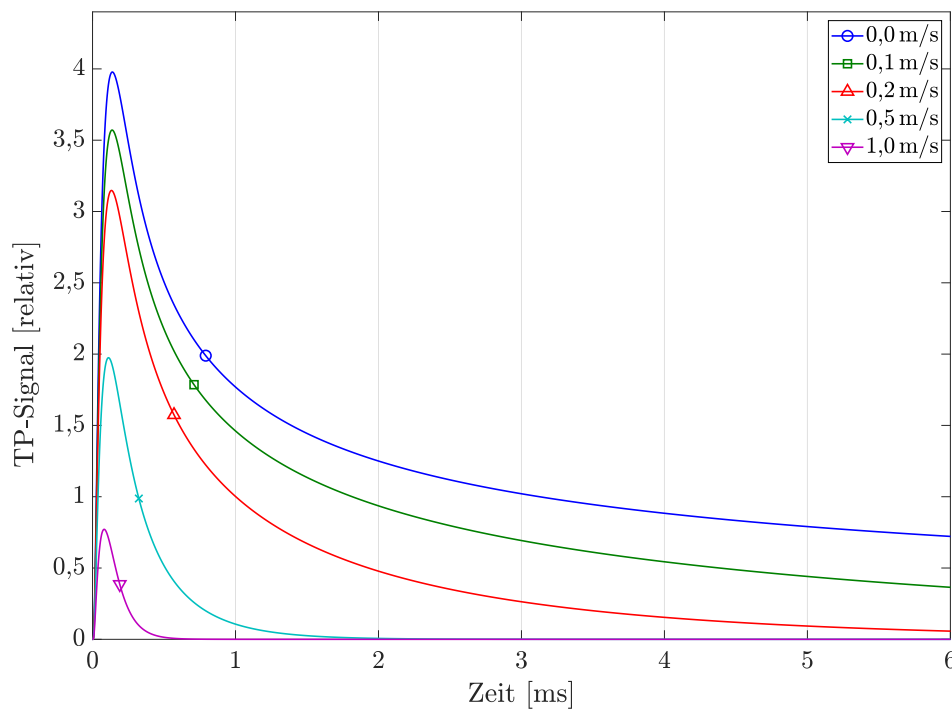


Abb. 4.6: Stoßantwort eines $50\ \mu\text{m}$ entfernten TPs auf einen thermischen Dirac-Impuls bei fünf unterschiedlichen Strömungen in der Simulation

Obleich die Simulation stark vereinfacht ist, zeigen die mit ihr gewonnenen Ergebnisse, dass die gepulste Ansteuerung des Heizers zumindest theoretisch für eine Strömungsmessung möglich ist.

Anmerkung des Autors:

Die hier aufgeführten Simulationen sind in enger Zusammenarbeit mit Herrn Mykailo Borisov entstanden und die Ergebnisse wurden mit ihm zusammen veröffentlicht [HBJL17].

4.3 Validierung

Für die Prüfung der praktischen Umsetzbarkeit der gepulsten Ansteuerung wurden nach der theoretischen Betrachtung mittels Simulation drei verschiedene Messreihen durchgeführt, welche aufeinander aufbauen und jeweils unterschiedliche Intentionen verfolgen.

Messreihe #1 → Realisierbarkeit

Messreihe #2 → Parameterfindung

Messreihe #3 → Funktionsprüfung

In den nachfolgenden Abschnitten werden diese drei Messreihen eingehender beschrieben und ihre Ergebnisse diskutiert.

4.3.1 Messreihe #1

Das Ziel der ersten Messreihe besteht im Nachweis der grundsätzlichen Umsetzbarkeit der gepulsten Heizeranregung. Zusätzlich werden hierbei einige sinnvolle Basiswerte hinsichtlich Dauer und Intensität des Impulses ermittelt.

Um Nutzen und Aufwand im Gleichgewicht zu halten, kommen keine speziellen Bauteile und Gerätschaften zum Einsatz sondern nur solche, die sich bei vorherigen Messungen als sinnvoll und funktionell etabliert haben. Auf diese Weise kann der wissenschaftliche Fokus auf die Methode gelegt werden, ohne vorher den Messaufbau validieren zu müssen.

4.3.1.1 Messaufbau #1

Als Sensor kommt, wie bereits erwähnt, der in Abschnitt 3.2.3 beschriebene 1D Strömungssensor zum Einsatz. Um diesen leichter kontaktieren zu können, wird er zunächst oberflächenbündig in ein Elektronikboard eingesetzt und vergossen. Anschließend werden Board und Chip via Drahtbonding elektrisch verbunden. Das Sensorboard sowie der vergossene und kontaktierte Chip sind in Abbildung 4.7 dargestellt.

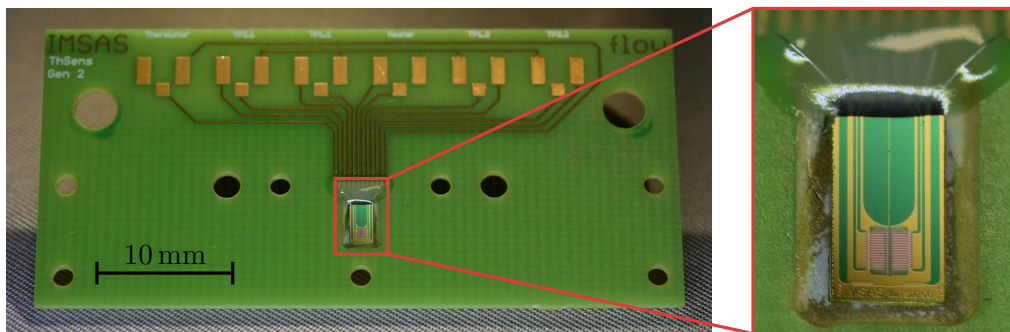
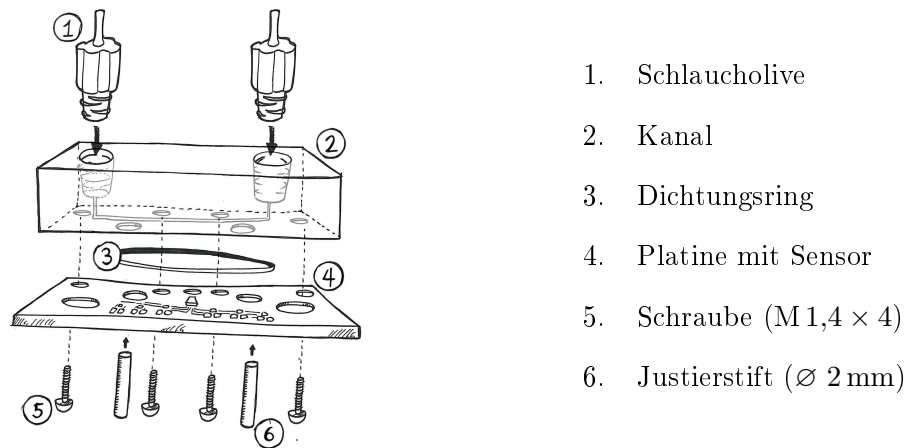


Abb. 4.7: Elektronikboard mit eingegossenem 1D-Strömungssensor zur Vereinfachung der elektrischen Kontaktierung

Wie am obigen Rand der Vergrößerung des Sensorchips zu erkennen, werden die Bonddrähte mit einer Vergussmasse überzogen, um sie so vor Beschädigungen durch Berührung zu schützen.

Das Sensorboard ist so ausgelegt, dass auf ihm, wie in Abbildung 4.8 dargestellt, ein Kanal aus Plexiglas geschraubt werden kann.



1. Schlaucholive
2. Kanal
3. Dichtungsring
4. Platine mit Sensor
5. Schraube (M 1,4 × 4)
6. Justierstift (∅ 2 mm)

Abb. 4.8: Sprengzeichnung zur Veranschaulichung der Montage von Platine und Kanal

Der Kanal besitzt einen quadratischen Querschnitt von $1\text{ mm} \times 1\text{ mm}$ und er verläuft exakt über dem sensorischen Bereich des Chips. Zwischen Board und Kanal sitzt eine Gummidichtung, um Kanal und Board gasdicht miteinander zu verbinden. Auf der Oberseite verfügt der Kanal über zwei Schlaucholiven, als Ein- bzw. Auslass.

Der Kanal wird über einen Schlauch mit einem Massendurchflussregler (Mass Flow Controller, MFC) verbunden. Die Steuerung des MFC erfolgt durch eine Spannungsquelle, über die sich der Durchfluss von 0 SLM bis 1 SLM linear in Schritten von 0 V bis 5 V einstellen lässt. Der Aufbau für die Messung ist in Abbildung 4.9 schematisch dargestellt.

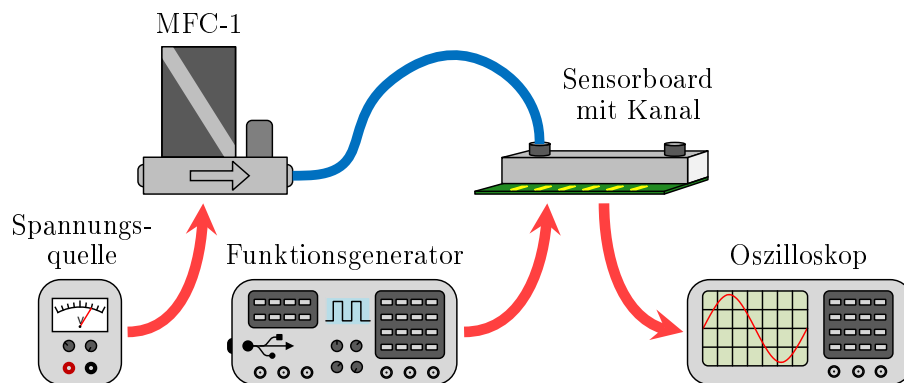


Abb. 4.9: Aufbau für die Durchführung erster Testreihen zur grundsätzlichen Untersuchung von Umsetzbarkeit und Funktionalität der gepulsten Heizeranregung

Für die gepulste Ansteuerung des Heizers kommt ein Funktionsgenerator zum Einsatz. Über ihn lassen sich Art, Dauer und Intensität des Pulses beliebig einstellen. Das Heizersignal sowie das Antwortsignal der beiden TPs werden mit einem Speicheroszilloskop ausgelesen.

4.3.1.2 Messung & Analyse #1

Da bei dieser Messreihe lediglich die Realisierbarkeit analysiert werden soll, reichen für die Einstellung der Strömung drei Messpunkte bei 0 SLM, 0,5 SLM und 1 SLM aus. Durch den gewählten Messkanalquerschnitt von 1 mm^2 , entspricht ein Volumenstrom von 1 SLM einer Strömungsgeschwindigkeit von $16,67 \text{ m/s}$.

Für den Heizerimpuls liefert der Pulsgenerator einen Rechteckimpuls mit maximaler Flankensteilheit. Die Pulshöhe bzw. Spannung wird fest eingestellt und die Pulsweite während der Versuchsdurchführung variiert. Hierbei startet die Messung mit einem Puls von 3 V und 25 ms . Die Pulsweite wird dann sukzessive immer weiter minimiert, wodurch die Pulsantwort der TPs zunehmend schwächer wird. Bei sehr geringen Pulsweiten und dem damit einhergehend sehr schwachen Heizersignal erfolgt dann eine Steigerung der Spannung auf 5 V , um auf diese Weise das Heizersignal und die Pulsantwort der TPs zu verstärken.

Die Signalverläufe vom Heizer und den beiden TPs für die erste Messung bei 0 SLM sind in Abbildung 4.10 dargestellt. Es handelt sich bei dieser und den nachfolgenden Abbildungen um überarbeitete Bilddateien, welche mittels Oszilloskop aufgenommen und gespeichert wurden. Nachfolgend wird eine kleine Auswahl der so gewonnen Bilder gezeigt.

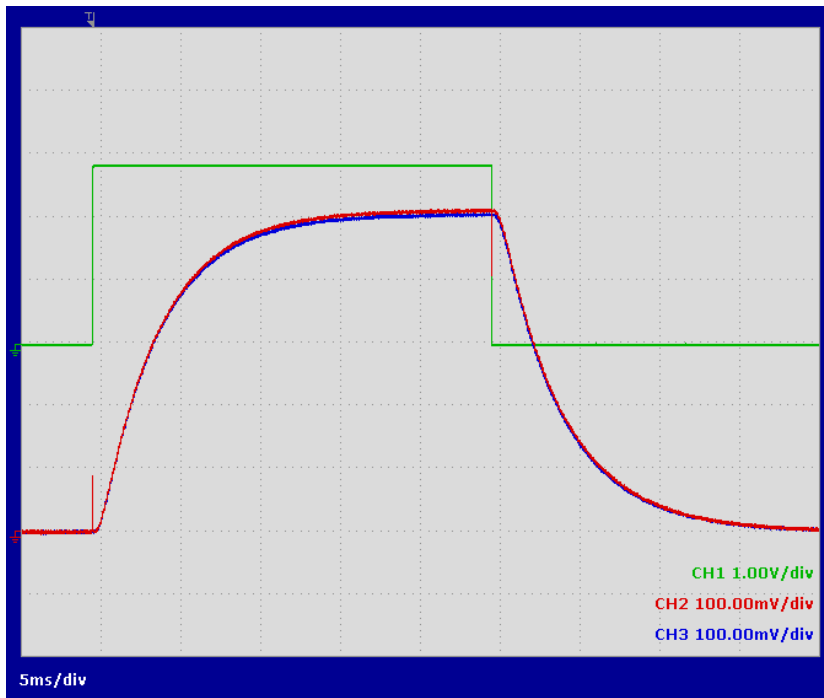


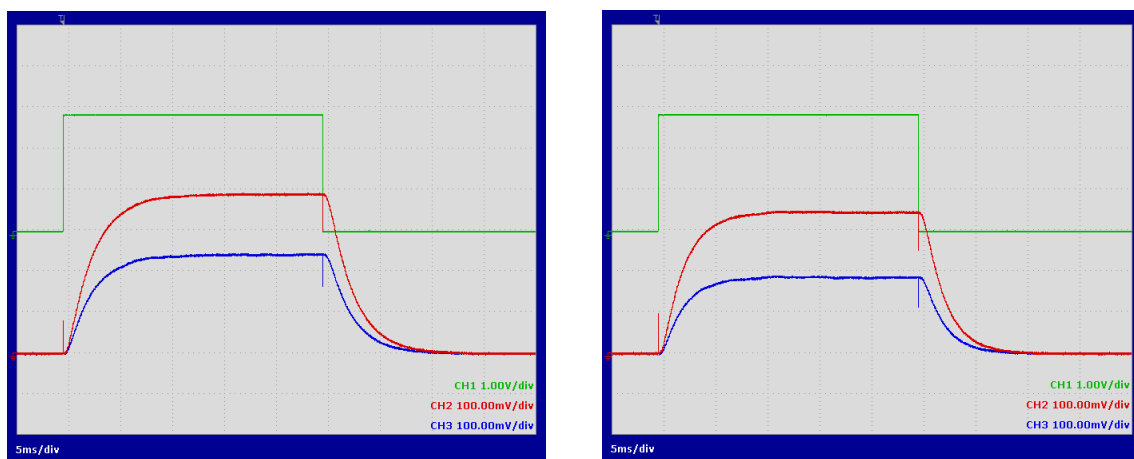
Abb. 4.10: Rechteckiger Heizerimpuls über 25 ms mit einer Spannung von 3 V und die resultierenden TP-Signale bei einer Strömung von 0 SLM

Das Signal des Funktionsgenerators, welches den Heizer speist, liegt an Kanal 1 (CH1). Auf den anderen beiden Kanälen werden die Antwortsignale der beiden TPs dargestellt. Das in Fließrichtung liegende TP₂ liegt dabei an Kanal 2 (CH2), das gegen die Fließrichtung liegende TP₁ liegt an Kanal 3 (CH3).

Da keine Strömung anliegt, breitet sich der Temperaturgradient in alle Richtungen gleich aus, wodurch die beiden TP-Signale identisch verlaufen und daher aufeinander liegen.

Unmittelbar nach Anstieg der Flanke des Heizersignals beginnt der Anstieg der beiden TP-Signale. Über die Reaktionszeit der beiden TPs lässt sich aufgrund der mit 5 ms/div noch recht groben zeitlichen Auflösung an dieser Stelle keine Aussage treffen. Der Anstieg der beiden TP-Signale erfolgt in einem asymptotischen Verlauf und dauert etwa 20 ms an. Es lässt sich erkennen, wie sich die beiden TPs aufwärmen und bei etwa 500 mV in Sättigung gehen. Mit der abfallenden Flanke des Heizersignals beginnt die Abkühlphase und die beiden TP-Signale fallen in exponentieller Form ebenfalls in etwa 20 ms zurück auf ihren Ursprung.

Da neben dem statischen auch das dynamische Verhalten des Systems analysiert werden soll, erfolgt eine Wiederholung der Messung bei angelegter Strömung von 0,5 SLM bzw. 1 SLM. Die hierbei aufgenommenen Signalverläufe sind in Abbildung 4.11 dargestellt.



(a) Heizersignal und Pulsantworten der TPs bei einer Strömung von 0,5 SLM

(b) Heizersignal und Pulsantworten der TPs bei einer Strömung von 1 SLM

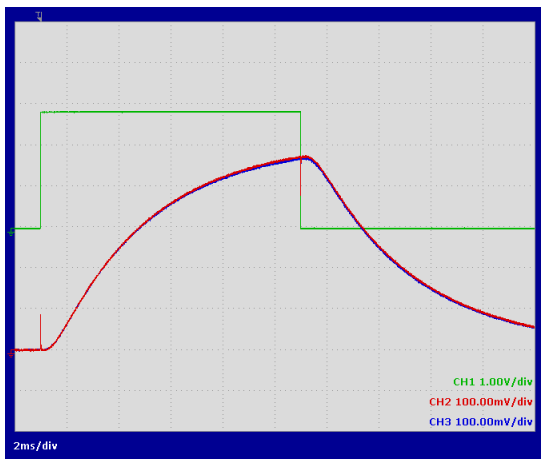
Abb. 4.11: Rechteckiger Heizerimpuls über 25 ms mit einer Spannung von 3 V und die resultierenden TP-Signale

Die beiden TP-Signale haben nun aufgrund der anliegenden Strömung einen unterschiedlichen Verlauf, die prinzipielle Charakteristik des Signalverlaufs bleibt jedoch bestehen.

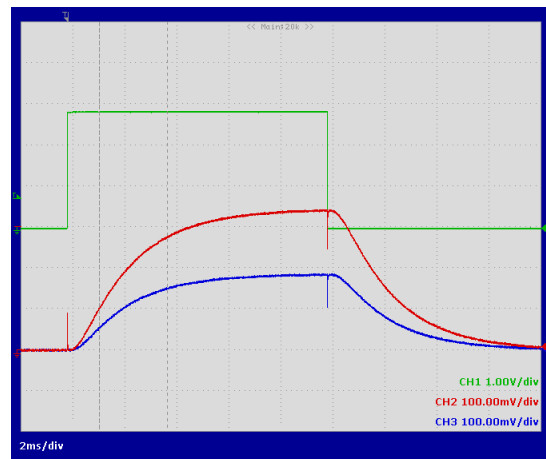
Da die thermische Einwirkung auf die beiden TPs durch die anliegende Strömung verringert ist, sind diese Signale zudem etwas schwächer und gehen daher bereits früher in Sättigung. Analog hierzu sorgt die Strömung zudem dafür, dass die Signalverläufe nach dem Abschalten des Heizerpulses schneller wieder zurück auf ihren Ursprung abfallen.

Zusammenfassend lässt sich konstatieren, dass die beiden TP-Signale bei einer Pulsweite von 25 ms bereits so stark in Sättigung gehen, dass sogar eine Signalverarbeitung nach herkömmlichen Methoden möglich ist. Dies ist für die angestrebte Messmethode wenig sinnvoll, da das Signal nach Erreichen der Sättigung keine neuen Informationen liefert, um die Strömungsgeschwindigkeit zu ermitteln. Im Idealfall müsste die Pulsbreite so gewählt werden, dass die Antwort der TPs gerade nicht in Sättigung gehen, um auf der einen Seite die maximale Signalstärke zu erreichen, auf der anderen Seite keinen unnötigen Energieverbrauch im Sättigungszustand zu verursachen. Dieser Punkt ist jedoch, wie die bisherigen Messungen zeigen, von der Strömungsgeschwindigkeit abhängig und lässt sich daher nicht im Vorfeld festlegen. Es gilt also eine Pulsbreite zu ermitteln, welche für eine noch ausreichend hohe Signalstärke der Pulsantworten auch bei hohen Strömungsgeschwindigkeiten sorgt.

Im nächsten Schritt wird die Pulsbreite auf 10 ms verringert. Die Pulshöhe bleibt dabei unverändert bei 3 V. Dann werden wieder Messungen im stationären sowie im dynamischen Zustand durchgeführt. In Abbildung 4.12 sind die Ergebnisse für 0 SLM und 1 SLM dargestellt.



(a) Heizersignal und Pulsantworten der TPs bei einer Strömung von 0 SLM



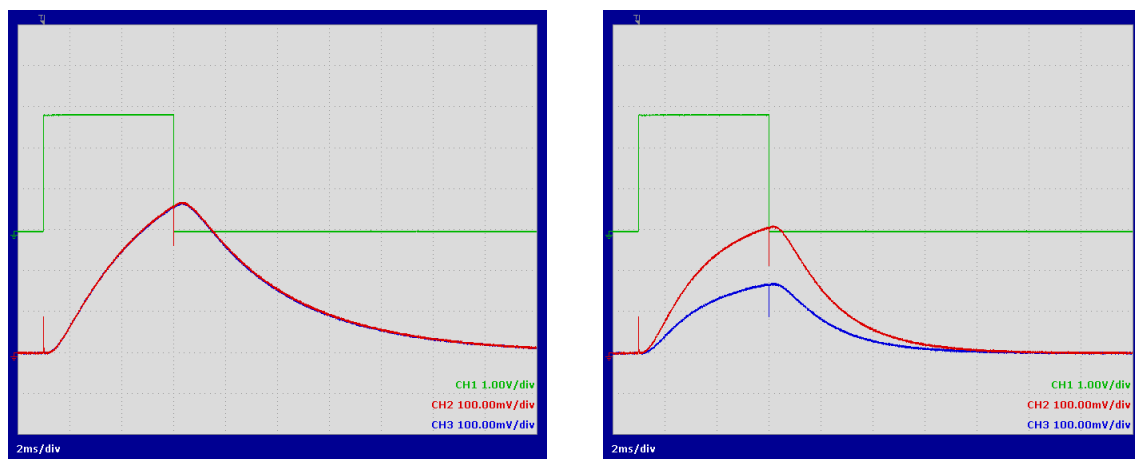
(b) Heizersignal und Pulsantworten der TPs bei einer Strömung von 1 SLM

Abb. 4.12: Rechteckiger Heizerimpuls über 10 ms mit einer Spannung von 3 V und die resultierenden TP-Signale

Durch die Verringerung der Pulsbreite des Heizerimpulses werden auch die Pulsantworten der TPs deutlich verkürzt. Im stationären Zustand ist die Pulsdauer der Antwortsignale bereits so gering, dass der Bereich der Sättigung nicht mehr erreicht wird, was in Abbildung 4.12a zu sehen ist. Die Signale liegen aber mit einer Pulshöhe von 475 mV nahe am potentiellen Maximum.

Anders verhält es sich beim dynamischen Zustand, für welchen die Signale bei einer anliegenden Strömung von 1 SLM in Abbildung 4.12b dargestellt sind. Hier erreichen beide TP-Signale den Sättigungsbereich, das des TP₁ erwartungsgemäß etwas früher als das des TP₂, welches erst kurz vor der abfallenden Flanke des Heizerimpulses beim Maximum von nun nur noch 340 mV ankommt.

Da die Signalstärke im stationären Zustand und bei geringen Strömungsgeschwindigkeiten ausreichend hoch ist und bei höheren Strömungen sogar in Sättigung geht, wird die Breite des Heizerimpulses nochmals auf nun 5 ms abgesenkt. Die resultierenden Signalverläufe für 0 SLM und 1 SLM sind in Abbildung 4.13 dargestellt.



(a) Heizersignal und Pulsantworten der TPs bei einer Strömung von 0 SLM

(b) Heizersignal und Pulsantworten der TPs bei einer Strömung von 1 SLM

Abb. 4.13: Rechteckiger Heizerimpuls über 5 ms mit einer Spannung von 3 V und die resultierenden TP-Signale

Durch die Verkürzung der Pulsbreite erreichen die Pulsantworten im stationären Zustand nur noch ein Signalmaximum von 365 mV, eine Reduzierung von über einem Viertel gegenüber dem potentiellen Signalmaximum am Übergang zum Sättigungsbereich. Zudem ist in Abbildung 4.13a zu sehen, dass die Pulsantworten in etwa die dreifache Dauer des Erregerimpulses benötigen, um wieder auf ihren Ursprung zurückzufallen.

Bei einer Strömung von 1 SLM fallen die Pulsantworten bereits nach der doppelten Breite des Heizerimpulses auf ihren Ursprung. Trotzdem erreichen sie, wie in Abbildung 4.13b zu sehen, etwa 95% ihrer potentiellen Maxima.

Die Reduzierung der Pulsbreite auf 3 ms bzw. 1 ms hat analoge Änderungen auf die Ausgangssignale zur Folge und wird daher an dieser Stelle nicht abgebildet. Die maximalen Amplituden im stationären Zustand liegen bei 275 mV bzw. 100 mV und die Abklingzeiten der Pulsantworten steigen auf das sechsfache bei einem Erregerimpuls von 3 ms und steigern sich dann sogar auf das 22 fache bei 1 ms.

4.3.2 Messreihe #2

In einer zweiten Messreihe wird der Messaufbau dahingehend erweitert, dass sich nun unterschiedliche Strömungen einstellen und automatisiert in- bzw. dekrementieren lassen. Zusätzlich werden die gewonnenen Messdaten für die weitere Bearbeitung abgespeichert. Das Ziel dieser Messreihe ist die Untersuchung der Auflösung unterschiedlicher Strömungsgeschwindigkeiten. Hierfür werden sowohl die Pulsbreite als auch die Pulshöhe variiert.

4.3.2.1 Messaufbau #2

Um die Messung zu automatisieren, werden die Spannungsquelle und das Oszilloskop durch eine I/O-Karte der Firma NATIONAL INSTRUMENTS (NI USB-6211) ersetzt, welche im weiteren Verlauf als Ni-Karte bezeichnet wird und via USB-Schnittstelle mit einem PC verbunden ist.

Der für die Messreihe #1 verwendete MFC-1 ist auf einen maximalen Durchfluss von 1 SLM begrenzt. Um den Strömungsbereich zu erweitern, wird der Messaufbau durch einen zusätzlichen MFC (MFC-20) erweitert, mit dem sich nun auch Strömungen bis 20 SLM sehr genau einstellen lassen. Der MFC-01 wird weiterhin für Messungen unterhalb von 1 SLM verwendet. Die Ansteuerung der beiden MFCs erfolgt über die Ni-Karte, was zusätzlich die Abfrage des Istwertes ermöglicht. Die TP-Signale werden ebenfalls durch die Ni-Karte ausgelesen und auf dem PC gespeichert.

Die Erzeugung des Pulses erfolgt wie bei der vorherigen Messreihe mit einem Pulsgenerator, jedoch ist dieser nun über eine USB Schnittstelle mit dem PC verbunden und kann auf diese Weise ebenfalls gesteuert werden. Der Aufbau für die zweite Messreihe ist in Abbildung 4.14 dargestellt.

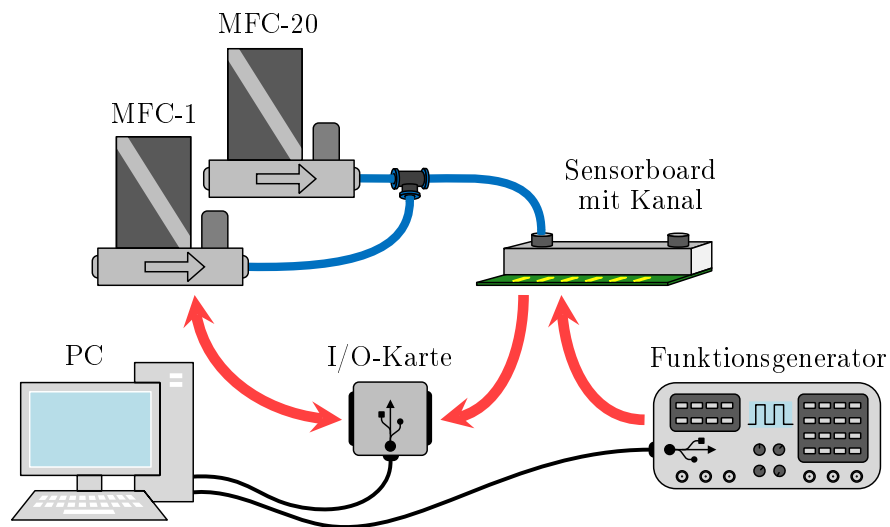


Abb. 4.14: Messaufbau für die Durchführung automatisierter Messungen zur Untersuchung von geeigneten Pulshöhen und Pulsbreiten bei unterschiedlichen Strömungen

Für eine einfachere und zentralisierte Bedienung wurde ein Frontend mit der Software *Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench*® (LabView) ein Programm erstellt, über welches die gewünschten Strömungs- und Pulsweite angesteuert und automatisiert in- bzw. dekrementiert werden können. Das Programm sendet den jeweils gewünschten Strömungswert über die NI-Karte an den MFC und wartet dann für einen definierten Zeitraum, bis sich dieser eingeschwungen hat. Anschließend löst das Programm einen Rechteckimpuls mit den gewünschten Parametern am Funktionsgenerator aus und liest zeitgleich über die Ni-Karte die TP-Signale des Strömungssensors aus. Dann wird der nächste Strömungswert eingestellt und die Routine beginnt von vorne. Dieser Ablauf wird mit verschiedensten Pulsweiten und Pulshöhen wiederholt.

Durch die Automatisierung der Messung werden in kurzer Zeit große Mengen an Messdaten generiert. Für das hier verwendete Set an Strömungswerten ergibt sich z.B. mit fünf verschiedenen Pulshöhen und 20 unterschiedlichen Pulsbreiten eine Anzahl von 5700 Pulsen mit je 400 Messpunkten. Es werden also 2,28 Millionen Datenpunkte aufgenommen.

Aus den so generierten Ergebnissen lassen sich anschließend die notwendigen Informationen gewinnen, um sinnvolle Parameter für die Pulse zu ermitteln. Diese sollten auf der einen Seite einen geringen Energiebedarf aufweisen, andererseits jedoch eine möglichst hohe Auflösung der Strömung gewährleisten.

4.3.2.2 Messung & Analyse #2

Mit dem automatisierten Messaufbau ist es möglich, ein größeres Set an Strömungswerten für Pulse unterschiedlicher Breite und Höhe durchlaufen zu lassen. Für die Höhe der Pulse wurde die Spannung von 3 V bis 5 V in Schritten von 0,5 V inkrementiert. Die Pulsbreite in 0,5 ms bis 10 ms Schritten im Bereich von 0,5 ms bis 100 ms erhöht. Die Abbildung 4.15 zeigt beispielhaft die beiden TP-Signale für ein Set von 57 Strömungswerten bei einem Puls mit einer Breite von 10 ms und einer Höhe von 5 V

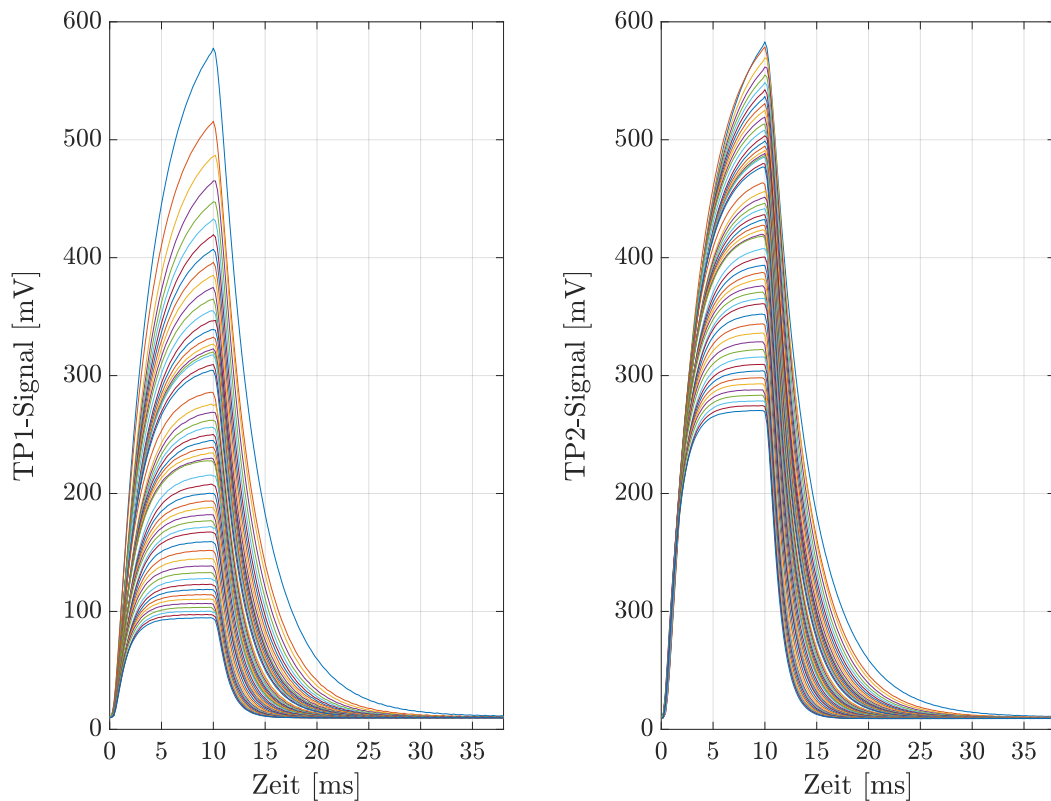


Abb. 4.15: Signalverläufe der beiden TPs für 57 unterschiedliche Strömungen und einem 10 ms Puls mit einer Amplitude von 5 V

Die Messergebnisse zeigen, dass bereits kurze Impulse um die 1 ms ausreichend sind, um Strömungen im Bereich von hundertstel SLM zu messen und mit einer Genauigkeit von unter 0,02 SLM voneinander zu unterscheiden. Die Grenzen der Genauigkeit ergaben sich hierbei durch die vom Hersteller angegebenen Genauigkeiten der verwendeten MFCs. Die Auswertung der Daten legt jedoch nahe, dass eine höhere Auflösung mit dieser Art der Ansteuerung möglich ist. Auf die Verwendung eines genaueren MFC wurde an dieser Stelle jedoch verzichtet, da die erreichten Werte die geforderte Genauigkeit bereits übertrafen.

Nachfolgend werden aus der großen Menge an Messungen zwei Parameterkonstellationen betrachtet, welche sich als sinnvoll hinsichtlich Messgenauigkeit und Energieeffizienz herausgestellt haben.

Zunächst erfolgt die Betrachtung der TP-Signalverläufe für einen 1 ms Puls mit einer Höhe von 5 V. Der Übersicht halber werden aus dem Set von unterschiedlichen Strömungen fünf repräsentative Werte ausgewählt. In Abbildung 4.16 sind die Signalverläufe des stromabwärts positionierten TP₁ dargestellt.

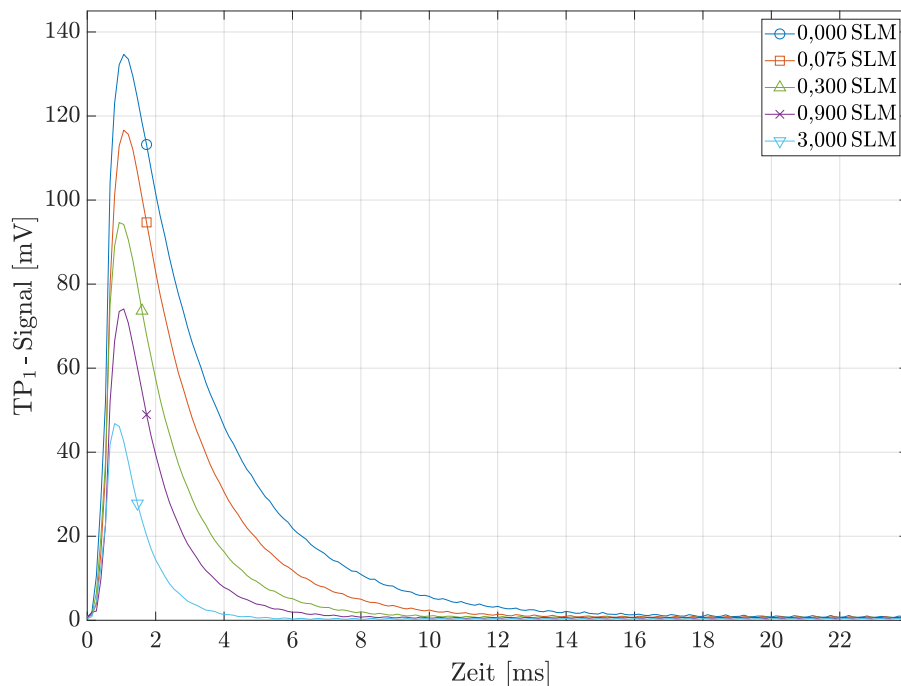


Abb. 4.16: TP₁-Signale einer Messung mit fünf unterschiedlichen Strömungen bei einer Pulshöhe von 5 V und einer Pulsbreite von 1 ms

Die Charakteristik der Ausgangssignale ähneln erwartungsgemäß denen der Simulation aus Abbildung 4.6. Der Heizer des verwendeten thermischen Strömungssensors hat einen Widerstand von etwa 1 k Ω . Unter Berücksichtigung der gegebenen Parameter ergibt sich demnach rein rechnerisch eine Energie von nur 25 μ J pro Puls. Dies reicht jedoch aus, um die einzelnen Strömungen abzubilden und klar voneinander zu differenzieren.

Als zweites Beispiel dient eine Messung mit einem Impuls derselben Breite von 1 ms, jedoch einer deutlich geringeren Höhe von 3 V. Ausgewählte Signalverläufe von dieser Messung sind in Abbildung 4.17 dargestellt. Um einen Vergleich mit dem vorherigen Beispiel zu ermöglichen, wurden hier ebenfalls die Signalverläufe des TP₁ aufgetragen und die gleichen Strömungswerte ausgewählt.

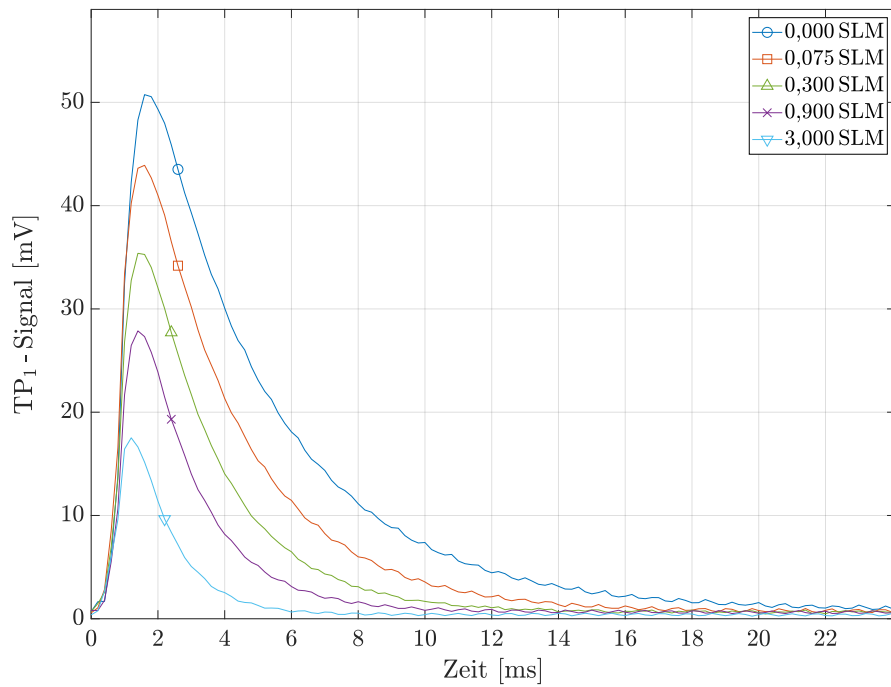


Abb. 4.17: TP₁-Signale einer Messung mit fünf unterschiedlichen Strömungen bei einer Pulshöhe von 3 V und einer Pulsbreite von 1 ms

Die abgebildeten Antwortsignale sind immer noch klar voneinander differenzierbar und zeigen ein ähnliches zeitliches Verhalten. Die Pulshöhe beträgt hingegen nur noch etwas über ein Drittel gegenüber der Pulsantwort aus 4.16. Die Energie eines solchen Impulses liegt bei nur 9 μJ. Es handelt sich hierbei um eine besonders energieeffiziente Variante, welche jedoch einige Einbußen hinsichtlich der Genauigkeit mit sich bringt.

4.3.3 Messreihe #3

Bei der dritten Messreihe erfolgt die Erzeugung des Impulses durch die Entladung eines Kondensators über den Heizer des Sensors. Da sich die Breite des Pulses durch die Verwendung eines Kondensators über die Zeitkonstante τ definiert, ist diese im weiteren Verlauf nicht mehr veränderbar. Für die Messreihe wurde daher lediglich die Pulshöhe mit Werten zwischen 3,5 V und 5 V variiert.

Aufgrund der Erkenntnisse aus den vorangegangenen Messreihen fiel die Wahl des Kondensators auf eine Kapazität von 10 μF. In Kombination mit einem Heizerwiderstand von etwa 1 kΩ ergibt sich für die Zeitkonstante τ nach Gl. (4.18):

$$\tau = R \cdot C = 1 \text{ k}\Omega \cdot 10 \text{ }\mu\text{F} = 10 \text{ ms} \quad (4.37)$$

Mit der zuvor definierten Entladedauer von 5τ ist der verwendete Kondensator theoretisch nach 50 ms entladen und kann wieder aufgeladen werden. Damit während dieses Aufladens der Heizer nicht angeregt wird, erfolgt der Ladevorgang über einen separaten Lastwiderstand.

4.3.3.1 Messaufbau #3

Um den zuvor beschriebenen Lade- und Entladeablauf zu realisieren, wurde eine Elektronik entworfen, mit deren Hilfe der Kondensator automatisiert ge- und entladen wird. Der Wechsel zwischen den beiden Zuständen erfolgt über einen Schalter. Zusätzlich wurden Operationsverstärker eingebaut, welche die niedrigen Ausgangssignale der TPs verstärken. Das Ersatzschaltbild aus Kondensatorschaltung, Sensorchip und Verstärkerschaltung ist in vereinfachter Form in Abbildung 4.18 dargestellt.

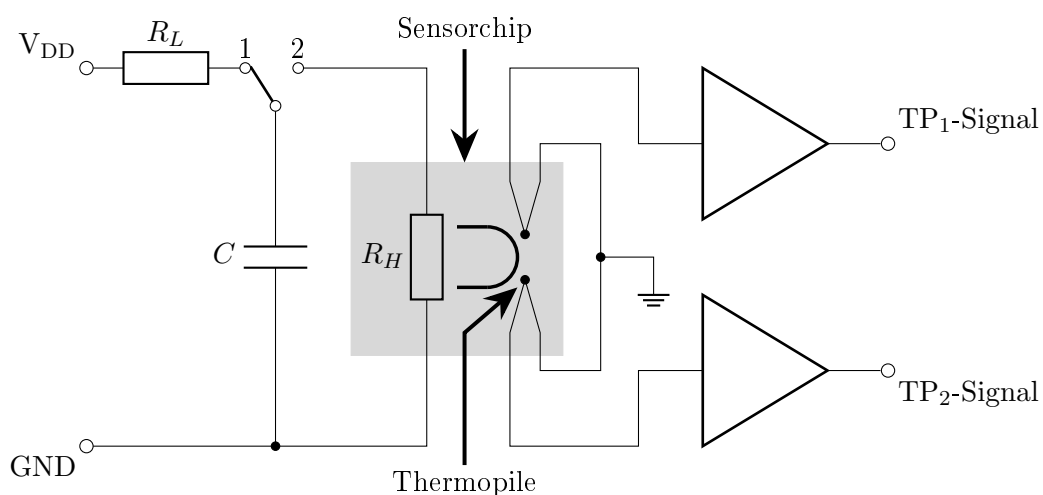


Abb. 4.18: Netzwerk aus Kondensatorschaltung, Sensorchip und Verstärkerstufe zur Erzeugung von Energieimpulsen durch Entladen eines Kondensators (C) über einen Heizer (R_H)

Befindet sich der Schalter auf Position 1, wird der Kondensator C zunächst auf eine definierte Spannung aufgeladen. Durch das anschließende Umlegen des Schalters auf die Position 2, wird der Kondensator über den Heizer (R_H) des Sensors entladen. Der hierbei entstehende thermische Impuls erzeugt in den benachbarten TPs eine Thermospannung, welche durch zwei Operationsverstärker verstärkt wird. Der Schalter wurde durch einen Mikrocontroller realisiert. Auf diese Weise lassen sich kurze Schaltzyklen in einem alternierenden Ablauf realisieren.

Die beschriebene Kondensatorschaltung ersetzt in dem Aufbau aus der vorherigen Messung #2 den Funktionsgenerator und wird über die Ni-Karte gesteuert. Der vollständige Messaufbau für diese Messreihe ist in Abbildung 4.19 dargestellt.

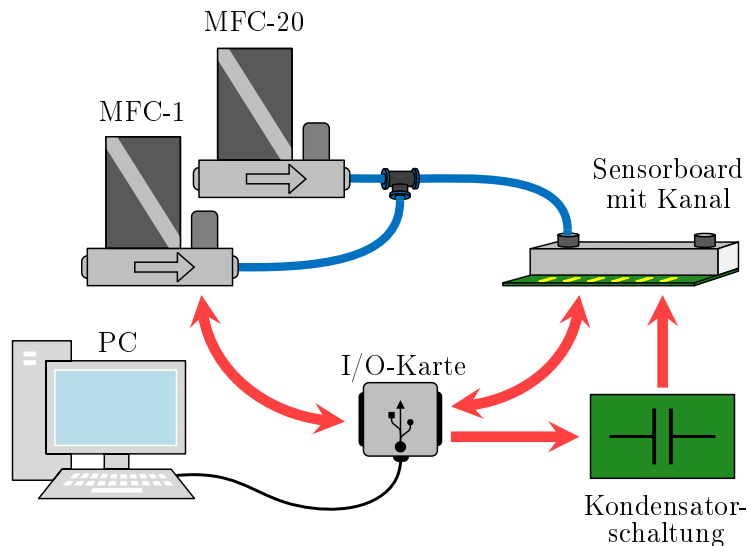


Abb. 4.19: Messaufbau zur Durchführung automatisierter Messungen bei unterschiedlichen Strömungen mit Impulserzeugung via Kondensatorschaltung

Das verwendete LabView Program wurde für diesen Aufbau dahingehend verändert, dass anstelle der Steuerung des Funktionsgenerators eine zusätzliche Software auf dem PC gestartet wird. Mit dieser wird die Kondensatorschaltung angesteuert und je nach Bedarf zu- bzw. abgeschaltet.

4.3.3.2 Messung & Analyse #3

Die Messung #3 erfolgte mit demselben Set aus 57 Durchflusswerten wie die vorherigen Messungen. Die resultierenden TP-Signalverläufe ähneln sich zwar, zeigen jedoch einen weniger steilen Anstieg und nach Erreichen ihres Maximalwertes auch einen flacheren Abklingverlauf. Damit einhergehend ist die gesamte Pulsbreite deutlich länger als bei den vorherigen Messungen. Dieses Verhalten lässt sich auf die charakteristische Entladekurve des Kondensators zurückführen, welche in Abschnitt 4.1.2 bereits ausführlich beschrieben und dargestellt wurde.

Der im Gegensatz zum zuvor eingesetzten Rechteckimpuls mit konstanter Breite und Höhe nun exponentiell abfallende Heizerimpuls sorgt für einen etwas weniger steilen Anstieg sowie einen flacheren Verlauf beim Ausklingen der Antwortsignale.

In Abbildung 4.20 sind als Beispiel die Kurvenverläufe der TP₁ - Antwortsignale dargestellt. Der Kondensator wurde hierfür mit einer Spannung von 5 V aufgeladen.

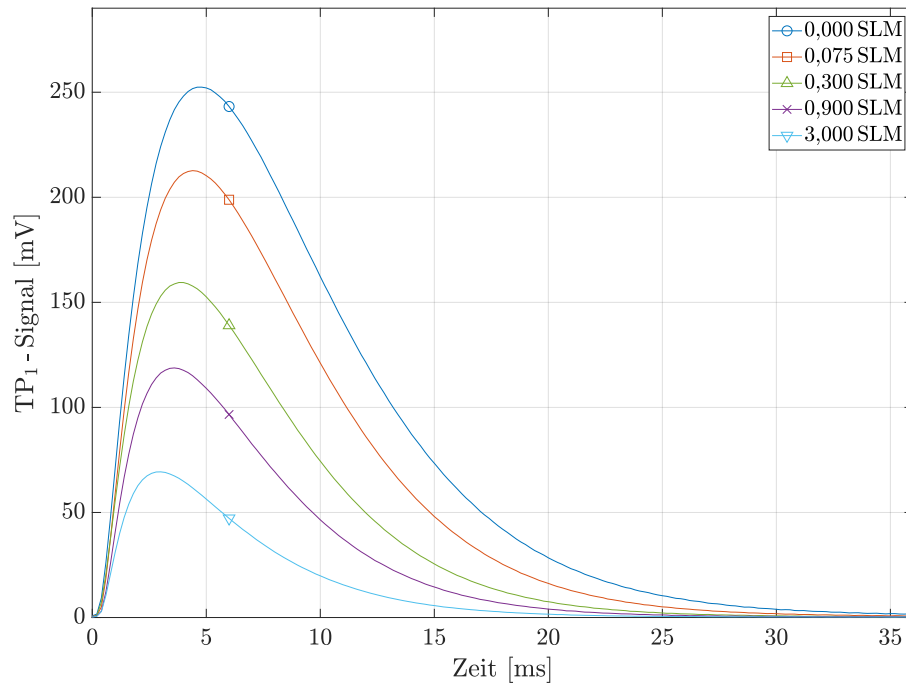


Abb. 4.20: TP₁-Signale für unterschiedliche Strömungen bei Erzeugung des Erregerimpulses mit einem 10 μ F Kondensator welcher mit einer Spannung von 5 V aufgeladen wurde

Im statischen Zustand (0 SLM) erreicht das TP-Signal erst nach etwa 4,8 ms sein Maximum und braucht damit fast 3 ms länger als der Rechteckimpuls. Die Abklingdauer nach dem Maximum liegt mit etwa 30 ms sogar fast 10 ms darüber. Auffallend ist, dass die Signalstärke deutlich höher ist, als bei der Anregung mit einem Rechteckimpuls der Länge 1 ms bei gleicher Spannung. (vgl. Abbildung 4.16). Dies ist auf die längere Pulsbreite bei der Kondensatorentladung zurückzuführen. Obwohl sie sehr stark abfällt, bleibt dennoch deutlich mehr Zeit, um die TPs aufzuheizen.

Wie schon bei den Versuchen mit den Rechteckimpulsen in Abschnitt 4.3.2, lässt sich auch bei Verwendung eines Kondensators der Energiebedarf durch Variation der Parameter verändern. Nach Gl. (4.35) ist die Energie eines Kondensators abhängig von seiner Kapazität und der Spannung, mit welcher er geladen wird. Da die Spannung quadratisch in die Gleichung eingeht, ist ihr Einfluss deutlich höher. Um dies zu verdeutlichen, wurde die Messung mit geringeren Ladespannungen wiederholt. Dies hat jedoch erwartungsgemäß einen negativen Einfluss auf die Signalstärke des TP-Antwortsignals und führt somit zu

einer schlechteren Auflösung des Sensors. Zur Veranschaulichung dieses Effektes sind in Abbildung 4.21 die TP_1 -Signalverläufe für eine Ladespannung von 3 V abgebildet.

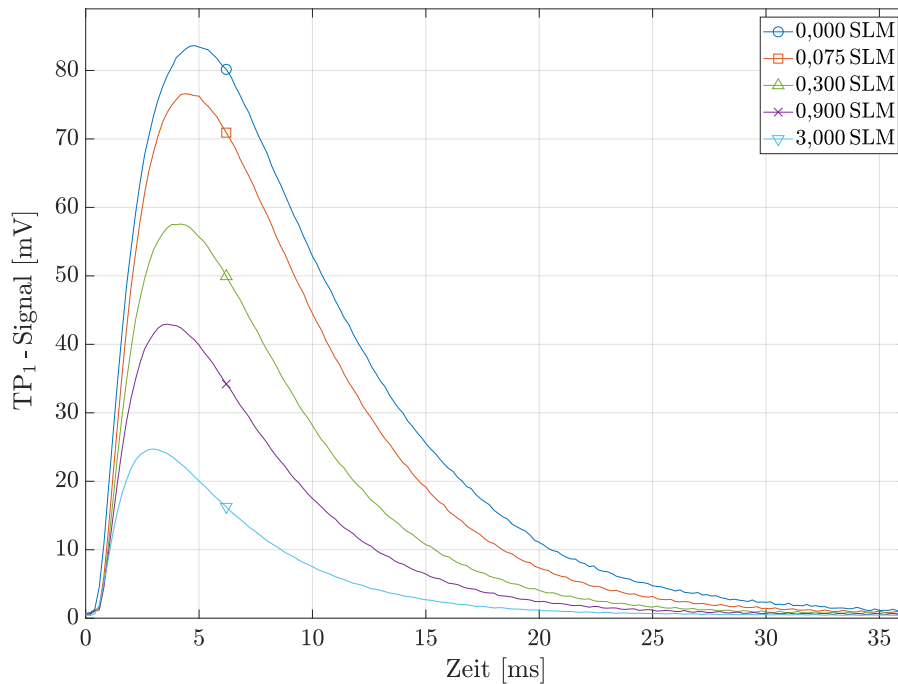


Abb. 4.21: TP_1 -Signale für unterschiedliche Strömungen bei Erzeugung des Erregerimpulses mit einem $10 \mu\text{F}$ Kondensator welcher mit einer Spannung von 3 V aufgeladen wurde

Durch die Verringerung der Ladespannung um 60%, fällt die Signalstärke auf etwa ein Drittel ab. Da die Pulse mit demselben $10 \mu\text{F}$ -Kondensator erzeugt wurden und somit dieselbe Zeitkonstante τ besitzen, sind die zeitlichen Verläufe hinsichtlich Anstiegs- und Abklingzeit sowie Dauer bis zum Erreichen des Maximalwertes nahezu identisch.

Aufgrund dieser Eigenschaften lassen sich auch bei dieser Messung die einzelnen Kurven der jeweiligen Strömungswerte klar voneinander unterscheiden.

4.4 Verarbeitung der Antwortsignale

Neben den Eigenschaften des Heizerimpulses spielt auch die Auswertung der Antwortsignale von den TPs eine wichtige Rolle. Für die zuvor dargestellten Messungen wurden immer nur die Signalverläufe eines einzelnen TPs abgebildet. Nachfolgend wird untersucht, welche Möglichkeiten der Signalverarbeitung eine gepulste Heizeranregung bietet und welche Vor- bzw Nachteile diese gegenüber einer kontinuierlichen Heizeransteuerung besitzt.

4.4.1 Kontinuierliche Heizeranregung (Exkurs)

Um den Vergleich verständlich zu gestalten, erfolgt an dieser Stelle zunächst eine kurze Rekapitulation der traditionellen Auswertungsmethode für die TP-Signale von kalorimetrischen Strömungssensoren. Bei den herkömmlichen Ansteuerungsverfahren, CP und CT, wird der Heizer kontinuierlich angeregt. Die Auswertung der TP-Signale erfolgt hierbei immer erst im thermisch eingeschwungenen Zustand, dem Equilibrium. Dieser Einschwingvorgang ist erforderlich, da das TP-Signal eine kurze Zeitspanne benötigt, um der Temperaturänderung zu folgen, die durch eine Änderung der Strömung hervorgerufen wird. Abbildung 4.22 veranschaulicht diesen Einschwingvorgang für unterschiedliche Strömungsgeschwindigkeiten, jeweils aus der Nullposition.

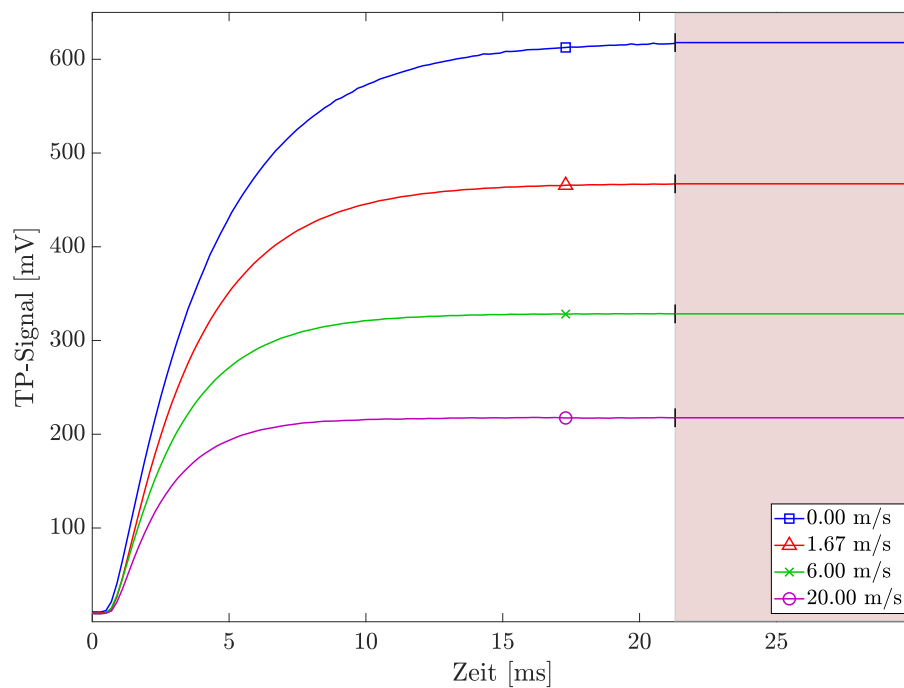


Abb. 4.22: Veranschaulichung des Einschwingvorgangs der TPs bei kalorimetrischen Strömungssensoren

Die Signale steigen zunächst stark an, flachen aber kontinuierlich ab und gelangen dann langsam in Sättigung. Dieser Übergang ist für jede Strömungsgeschwindigkeit unterschiedlich und dauert am Längsten, wenn sich das System im stationären Zustand befindet ($v = 0 \text{ m/s}$). Ein Verhalten, wie es aus den vorherigen Abschnitten bereits für die ansteigende Flanke bei der Impulsanregung bekannt ist. Da für den Einschwingvorgang immer vom potentiell ungünstigsten also längsten Zeitraum auszugehen ist, muss hierfür der stationäre

Zustand für die Festlegung der minimalen Einschwingdauer eines solchen Sensors herangezogen werden. In der Abbildung 4.22 beträgt diese etwa 21,5 ms und der Messbereich ist rot hinterlegt.

Bei der Verarbeitung der kontinuierlichen Messsignale ist es gängige Praxis, die Differenz der beiden TP-Signale als Ausgangssignal des Sensors zu verwenden, da diese gerade für niedrigere Strömungen eine deutlich höhere Auflösung ermöglicht. Dies liegt an dem speziellen Kurvenverlauf der TP-Signale, welcher sich abhängig von der Strömungsgeschwindigkeit in verschiedene Bereiche einteilen lässt. Abbildung 4.23 zeigt qualitativ die einzelnen Signalverläufe TP_1 und TP_2 sowie den Betrag des aus ihnen erzeugten Differenzsignals TP_{Diff} , im Bereich von 0 SLM–3 SLM. Um die Kurven anschaulicher darzustellen und besser vergleichen zu können, sind sie auf ihre jeweiligen Maxima normiert.

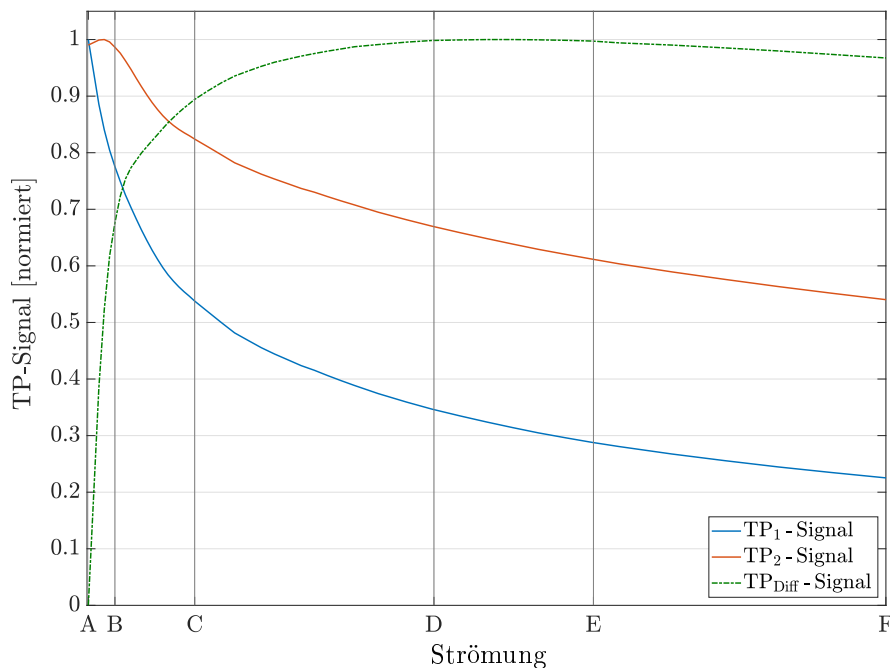


Abb. 4.23: Qualitativer Verlauf der TP-Signale und ihres Differenzsignals eines kalorimetrischen Strömungssensors, im Bereich von 0 SLM–3 SLM

Bereich A-B

Der erste Bereich erstreckt sich vom Ursprung der x-Achse bis zum Marker B. Zwar ist die Strömung hier sehr gering, dennoch kühlt sich das stromaufwärts befindliche TP_1 kontinuierlich ab und das Signal fällt stark. Da die Strömung die Wärme in Richtung des stromabwärts gelegenen TP_2 transportiert, wärmt sich dieses mit steigender Strömung zunächst auf, wodurch der Signalverlauf ansteigt. Ab dem Maximum des TP_2 -Signals ist

die Strömung so stark, dass die die Temperatur hier nun ebenfalls abnimmt und das TP₂-Signal beginnt langsam abzufallen. Durch die zunächst unterschiedlichen Verlaufsrichtungen der beiden Signale und den starken Abfall des TP₁-Signals steigt der Betrag des Differenzsignals in diesem Bereich sehr stark an. Der Sensor weist daher gerade bei geringen Strömungen eine besonders hohe Empfindlichkeit auf.

Bereich B-C

Im weiteren Verlauf bis zum Marker C flacht das Gefälle des TP₁-Signals langsam ab, während das des TP₂-Signals zunächst stetig zunimmt, um ab etwa Mitte dieses Bereichs ebenfalls langsam abzufachen. Die Steigung des TP_{Diff}-Signals verliert in diesem Bereich langsam an Steilheit und der Sensor dadurch an Sensitivität.

Bereich C-D

Zwischen den Markern C und D flachen beide TP - Signale immer weiter ab. Das TP₂ - Signal degradiert dabei etwas langsamer und wird daher vom TP₁ - Signal in seinem Gefälle langsam eingeholt. Der Verlauf des Differenzsignals wird dadurch immer flacher und gelangt bei Marker D in Sättigung.

Bereich D-E

Zwischen den Markern D und E verlaufen die beiden TP - Signale nahezu parallel, wodurch sich das Differenzsignal nicht verändert. Der Sensor kann mit dieser Methode einen weiteren Strömungsanstieg ab diesem Punkt nicht mehr eindeutig detektieren.

Bereich E-F

Im Bereich von Marker E bis F und darüber hinaus flacht das TP₂-Signal etwas schneller ab als das TP₁-Signal. Aus diesem Grund beginnt nun auch das Differenzsignal wieder langsam abzufallen.

4.4.2 Gepulste Heizernregung

Da das Heizersignal bei der gepulsten Ansteuerung keinen stationären Zustand erreicht, ist eine Auswertung nach der traditionellen Methode nicht ohne weiteres möglich. Bei der Betrachtung der pulsförmigen TP-Signale in den Abbildungen 4.17 und 4.20 zeigt sich jedoch, dass die Signalverläufe der einzelnen Pulse über signifikante und für jeden einzelnen Strömungswert individuelle Charakteristika verfügen. Die beiden hervorstechendsten Merkmale sind hierbei die Pulshöhe (Amplitude) sowie die Dauer des Pulses bis dieser wieder voll-

ständig abgeklungen ist. Auch die unterschiedlichen Anstiegszeiten oder die Steilheit der abfallenden Flanken können herangezogen werden, um die Strömungsgeschwindigkeit zu ermitteln. Nachfolgend werden zwei Möglichkeiten der Signalverarbeitung vorgestellt und mit der kontinuierlichen Heizeranregungsmethode sowie untereinander verglichen.

4.4.2.1 Differenz der Amplituden

Die einfachste Verarbeitung erfolgt über die Subtraktion der maximalen Impulshöhen, im weiteren Verlauf als Amplitudendifferenzsignal (AMP_{Diff}) bezeichnet. Hierfür werden zunächst die Maximalwerte der beiden TP-Impulsantworten für jeden einzelnen Puls ermittelt und diese anschließend paarweise subtrahiert. Auf diese Weise lässt sich das AMP_{Diff} -Signal konstruieren, um den Strömungsverlauf darzustellen. Es ist in Abbildung 4.24 vergleichsweise gegen das TP_{Diff} -Signal der konstanten Heizeranregung aufgetragen.

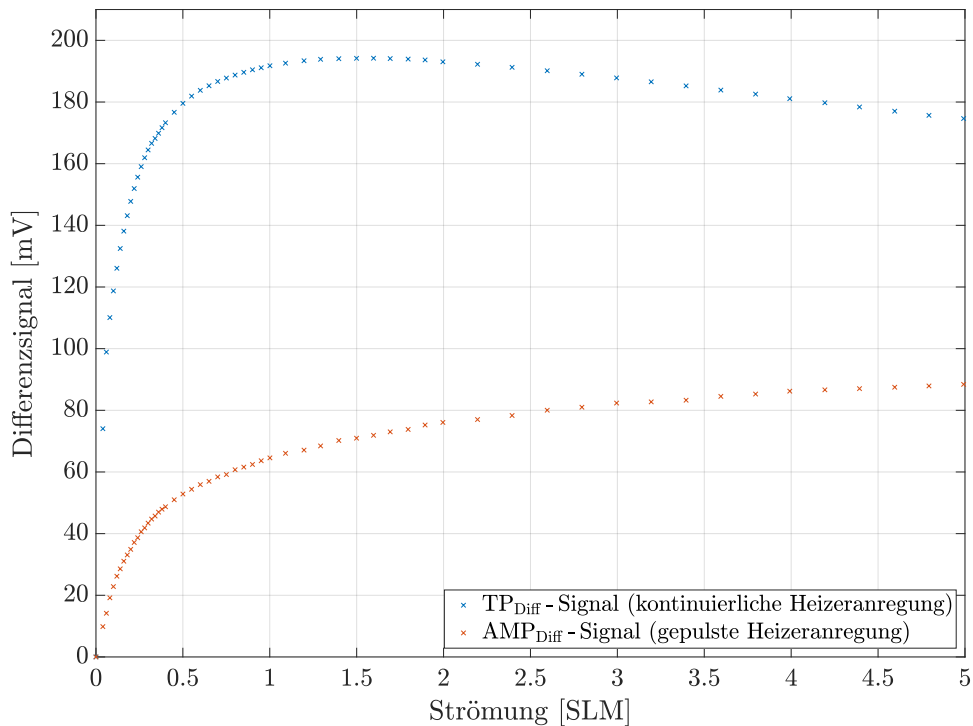


Abb. 4.24: Vergleich zwischen herkömmlicher TP-Signaldifferenz (TP_{Diff}) bei konstanter Heizeranregung und der Methode der Amplitudendifferenz (AMP_{Diff}) für die gepulste Heizeranregung

Für die kontinuierliche Ansteuerung wurde der Heizer mit etwa 3 V angeregt, bei der gepulsten Ansteuerung erfolgte die Aufladung des 10 μ F-Kondensators mit einer Spannung von 5 V. Bei beiden Messungen wurden dieselben Strömungswerte angefahren.

Das TP_{Diff} -Signal der kontinuierlichen Anregung zeigt den bereits bekannten charakteristischen Verlauf. Zunächst ein sehr steiler Anstieg, dann das stetige Abflachen der Kurven, den Übergang in die Sättigung und das anschließende Degradieren.

Bei der Betrachtung des AMP_{Diff} -Signalverlaufs fällt zunächst die deutlich geringere Signalstärke auf. Obwohl die Ladespannung des Kondensators viel höher ist als die Heizerspannung der kontinuierlichen Anregung, ist das AMP_{Diff} -Signal im Schnitt weniger als halb so stark wie das TP_{Diff} -Signal. Dies war aufgrund der zuvor gewonnenen Erkenntnisse zu erwarten und ist auf die schnell abfallende Flanke des Kondensatorimpulses, der damit einhergehenden niedrigeren Heizertemperatur sowie der daraus resultierenden deutlich geringeren Thermospannungen der TPs zurückzuführen. Zusätzlich ist festzustellen, dass der Anstieg des AMP_{Diff} -Signals bei niedrigen Strömungen deutlich weniger steil ist als der des TP_{Diff} -Signals, im weiteren Verlauf dafür nicht so schnell abflacht und selbst bei einer Strömung von 5 SLM noch nicht in Sättigung geht oder gar wieder abfällt.

Um diese Effekte genauer zu betrachten, ist es sinnvoll, die beiden TPs in Analogie zu den in Abschnitt 4.1 beschriebenen Abläufen als eine Art thermische Kondensatoren zu abstrahieren. Diese verfügen über eine spezifische thermische Kapazität, welche von den physikalischen Eigenschaften des Sensorchips abhängt. Die thermische Kapazität wird über die von der Strömung transportierten Wärmeenergie aufgeladen. Zur Veranschaulichung sind in Abbildung 4.25 zwei unterschiedliche TP-Signalverläufe dargestellt.

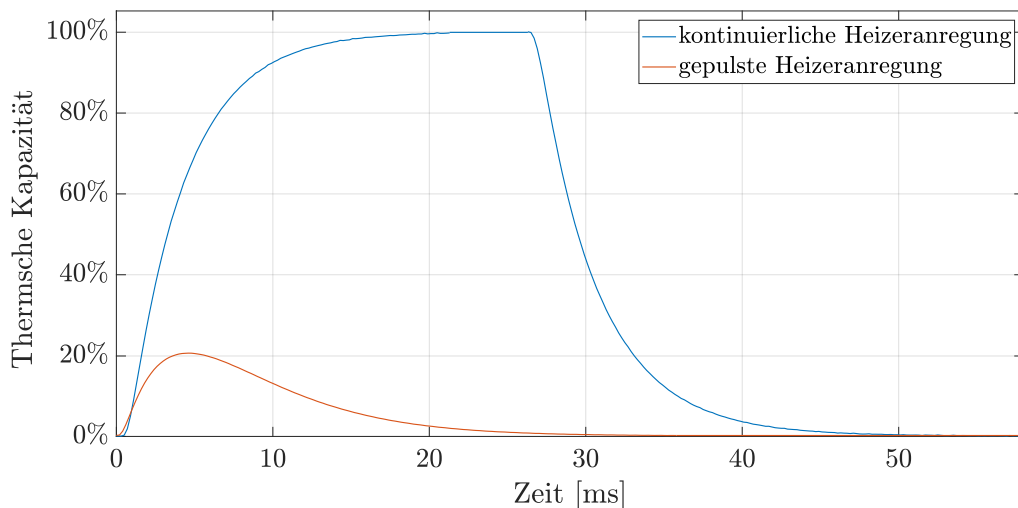


Abb. 4.25: Veranschaulichung der thermischen Kapazität am Beispiel je eines TP-Signalverlaufs für kontinuierliche bzw. gepulste Heizereanregung bei gleicher Strömungsgeschwindigkeit

Beide Signalverläufe wurden mit demselben Sensor bei der gleichen Strömungsgeschwindigkeit aufgenommen, einer bei kontinuierlicher Heizeranregung, der andere bei Anregung mittels eines Pulses.

Durch die kontinuierliche Heizeranregung wird die Kapazität des TP's voll aufgeladen und erreicht nach 21 ms ihr durch Heizertemperatur und Strömung definiertes Maximum. Bei 26 ms wird der Heizer abgeschaltet und das TP kühlt sich wieder ab, der thermische Kondensator entlädt sich.

Da bei der gepulsten Anregung selbiger Sensor und die gleiche Strömungsgeschwindigkeit zum Einsatz kommen, sind auch die thermische Kapazität sowie die maximal mögliche Ladung (Temperatur) des TP's identisch. Durch die kurze Dauer der Impulse wird der thermische Kondensator aber nur auf etwa 20% dieser maximalen Temperatur aufgeladen und nach Erreichen dieses Wertes gleich wieder entladen.

Um zu verstehen, wie sich dies auf den Kurvenverlauf des AMP_{Diff} -Signals auswirkt, sind in Abbildung 4.26 die jeweiligen TP-Signale bei kontinuierlicher und bei gepulster Heizeranregung für verschiedene äquidistante Strömungsgeschwindigkeiten gegeneinander aufgetragen. Für eine bessere Veranschaulichung werden für die Darstellung der gepulsten Heizeranregung die Signalverläufe der mittels Funktionsgenerator erzeugten Pulse aus der Messreihe #2 verwendet.

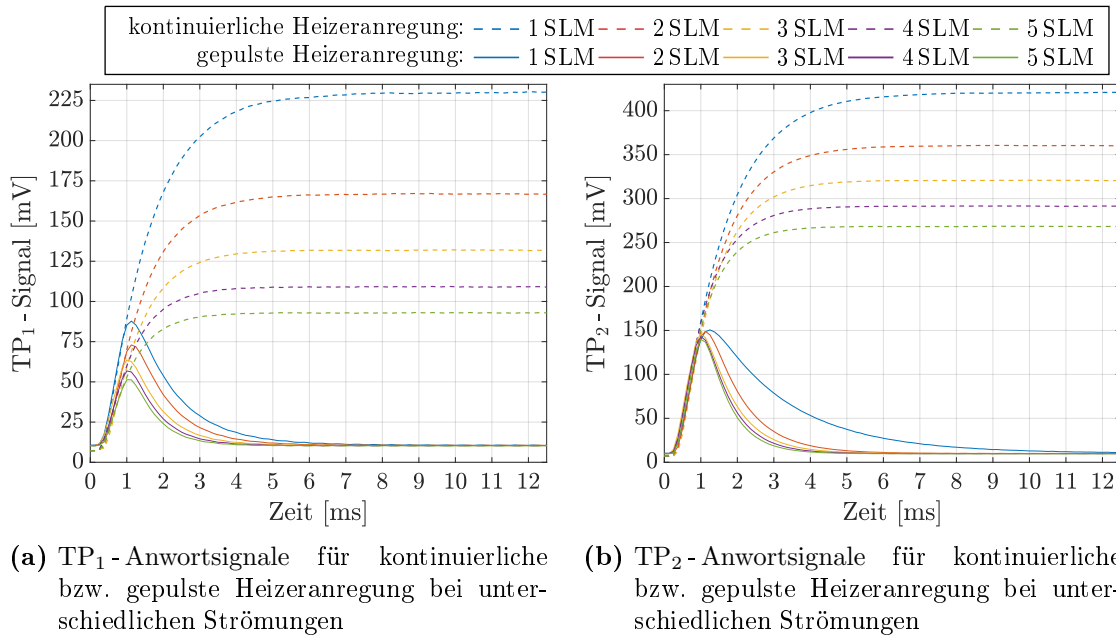
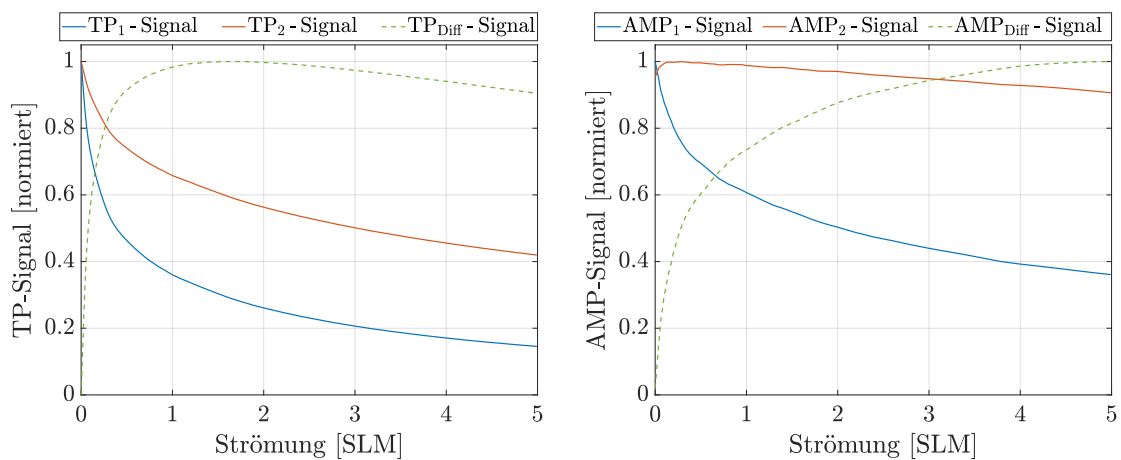


Abb. 4.26: Unterschiede der TP-Signalverläufe bei kontinuierlicher und bei gepulster Heizeranregung für verschiedene, äquidistante Strömungsgeschwindigkeiten

Abbildung 4.26a zeigt die Signale des stromaufwärts gelegenen TP_1 , Abbildung 4.26b die des stromabwärts gelegenen TP_2 . Da die Strömung den Temperaturgradient vom TP_1 weg und hin zum TP_2 transportiert, sind die maximalen Temperaturen der einzelnen Strömungsgeschwindigkeiten am TP_1 deutlich geringer. Durch diese geringere maximale Ladung bei kontinuierlicher Heizeranregung verlaufen die Anstiege zum einen weniger steil und fächern sich zudem in ihrem Verlauf deutlich früher auf. Da die Signale bei der gepulsten Heizeranregung zunächst identisch verlaufen, liegen ihre Maxima deutlich weiter auseinander als die der Signalverläufe des TP_2 . Welche Auswirkungen dies auf die resultierenden Ausgangssignale hat, ist in Abbildung 4.27 dargestellt.



- (a) Normierter Signalverlauf der beiden TP-Signale und das von ihnen erzeugte TP_{Diff} -Signal bei kontinuierlicher Heizeranregung für Strömungen von 0 SLM bis 5 SLM
- (b) Normierter Signalverlauf der beiden TP-Maximalwerte bei gepulster Heizeranregung und das von ihnen erzeugte AMP_{Diff} -Signal für Strömungen von 0 SLM bis 5 SLM

Abb. 4.27: Vergleich zwischen den TP-Signalverläufen und ihrer Differenzsignale bei Erzeugung mittels kontinuierlicher bzw. gepulster Heizeranregung für Strömungen von 0 SLM bis 5 SLM

Abbildung 4.27a zeigt den bereits bekannten Verlauf der TP-Signale bei kontinuierlicher Heizeranregung sowie den des daraus resultierenden TP_{Diff} -Signals bei unterschiedlichen Strömungen von 0 SLM bis 5 SLM.

In Abbildung 4.27b sind die TP-Maximalwerte der gepulsten Anregung für die verschiedenen Strömungen dargestellt. Für eine bessere Unterscheidung werden sie hier als AMP_1 und AMP_2 bezeichnet. Zudem zeigt die Abbildung das aus ihnen erzeugte AMP_{Diff} -Signal. Der Verlauf des AMP_1 -Signals ist dem des TP_1 -Signals noch recht ähnlich, der des AMP_2 -Signals ist deutlich flacher. Dies lässt sich auf die zuvor in Abbildung 4.26b ge-

zeigten sehr geringen Abstände zwischen den einzelnen Signalmaxima zurückführen und sorgt dafür, dass das Differenzsignal einen flacheren Verlauf aufweist und im betrachteten Strömungsbereich nicht in Sättigung geht.

Das Sensorsignal der AMP_{Diff} -Methode besitzt also eine im Vergleich geringere Signalstärke und somit eine nicht so hohe Auflösung bei niedrigen Strömungen. Dafür ist der Messbereich um ein vielfaches höher als bei der kontinuierlichen Heizanregung.

4.4.2.2 Differenz der Integrale

Eine weitere Möglichkeit, die besondere Charakteristik der TP-Antwortsignale bei gepulster Heizanregung zu verarbeiten, besteht darin, die Flächen unter den beiden Antwortpulsen zu subtrahieren. Um dieses Integraldifferenzsignal (INT_{Diff} -Signal) zu erzeugen, werden zunächst alle Abtastpunkte der beiden TP-Pulse einzeln aufsummiert, wodurch eine Art Streifenintegral entsteht. Anschließend wird die Differenz beider Integrale gebildet. Das Ergebnis dieser Methode wird in Abbildung 4.28 mit den zuvor beschriebenen Signalen AMP_{Diff} und TP_{Diff} verglichen. Für eine bessere Vergleichbarkeit sind die Signale auf ihre jeweiligen Maxima normiert dargestellt.

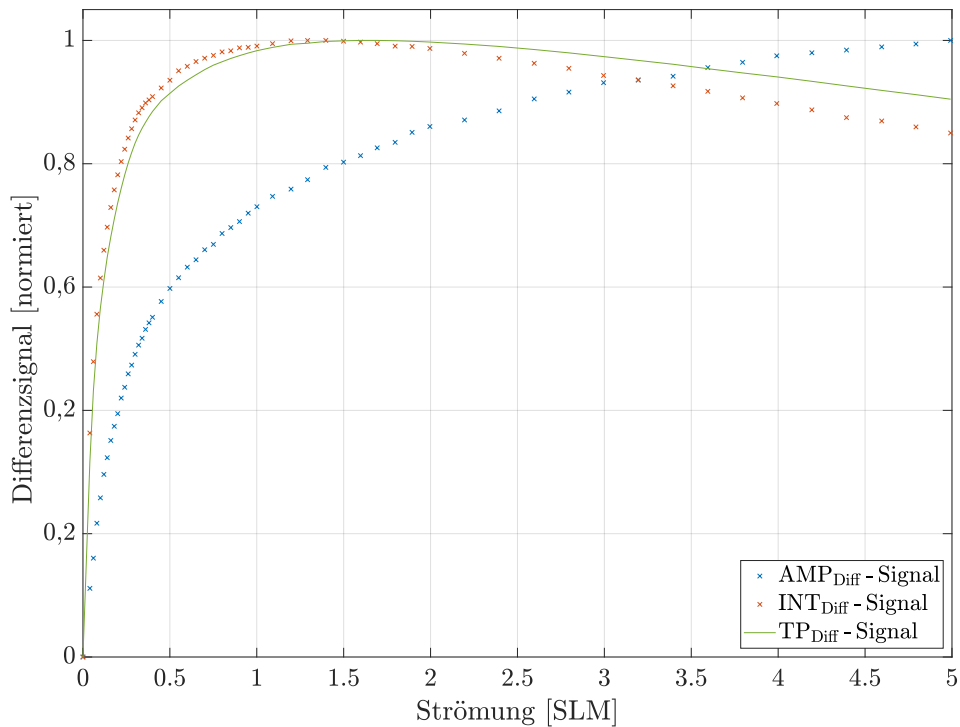


Abb. 4.28: TP_1 -Signale für unterschiedliche Strömungen bei einer Pulshöhe von 3 V und einer Pulsbreite von 1 ms

Bei der Analyse der drei Differenzsignale fällt auf, dass der charakteristische Verlauf von dem INT_{Diff} -Signal dem des TP_{Diff} -Signals der kontinuierlichen Heizeranregung sehr ähnlich ist. Das INT_{Diff} -Signal weist jedoch bei niedrigen Strömungen eine etwas höhere Steigung auf und geht daher auch etwas früher in den Sättigungsbereich über. Zudem fällt das Signal im Anschluss stärker ab.

Der Unterschied zum AMP_{Diff} -Signal erklärt sich ähnlich wie beim TP_{Diff} -Signal über die thermische Kapazität der TPs. Für das INT_{Diff} -Signal werden nicht nur die Maximalwerte berücksichtigt, sondern alle Werte über einen bestimmten Zeitraum. Dieser beinhaltet sowohl den Bereich des thermischen Lade- als auch den des Entladeprozesses. Der Verlauf des INT_{Diff} -Signal ist also nicht vom Anstieg der einzelnen Pulse und somit von der thermischen Ladung abhängig, sondern ähnlich wie beim TP_{Diff} -Signal von der Kapazität des jeweiligen TPs.

Die Verwendung der INT_{Diff} -Methode bietet eine hohe Auflösung bei niedrigen Strömungen. Zudem ist die Signalstärke durch das Aufsummieren der einzelnen Abtastpunkte deutlich höher als bei der AMP_{Diff} -Methode.

4.4.2.3 Weitere Methoden der Verarbeitung

Durch eine Kombination der beiden Auswertungsmethoden AMP_{Diff} und INT_{Diff} ist es möglich, einen deutlich größeren Messbereich abzudecken, ohne dabei auf eine hohe Auflösung bei niedrigen Strömungen verzichten zu müssen.

Eine weitere Möglichkeit bietet die Anwendung komplexer Datenverarbeitungsmethoden wie z.B. der Hauptkomponentenanalyse (Principal Component Analysis, PCA) [Hot33]. Hierdurch lassen sich die Genauigkeit sowie das Ansprechverhalten des Systems zusätzlich verbessern.

Auf diese rechenintensiven Methoden wird jedoch mit Hinblick auf die geforderte Energieeffizienz des Systems, welche im nachfolgenden Abschnitt behandelt wird, verzichtet.

4.5 Energiebedarf

Das eigentliche Ziel der gepulsten Heizeranregung besteht in einer möglichst energieeffizienten Ansteuerungsmethode für z.B. drahtlose Anwendungen. Um aufzuzeigen, inwieweit sich dies umsetzen lässt, werden nachfolgend die einzelnen Methoden hinsichtlich ihrer Energieeffizienz betrachtet.

Der Energiebedarf der Elektronik für die Heizernanregung wird hierbei nicht mit berücksichtigt, da dieser aufgrund der Verwendung energieeffizienter CMOS-Bauteile so stark reduziert wurde, dass er gegenüber dem Energiebedarf der eigentlichen Heizernanregung vernachlässigt werden kann.

Als Referenz für den Vergleich dient die kontinuierliche Heizernanregung im CP-Modus. Die gepulste Anregung unterteilt sich in zwei charakteristische Pulsarten, dem rechteckförmigen Impuls und dem durch Entladen eines Kondensators erzeugten exponentiell abfallenden Impuls, wobei im Falle des Rechteckförmigen Impulses eine weitere Unterteilung hinsichtlich der Pulslänge vorgenommen wird.

- Rechteckimpuls lang (LR-Impuls)
- Rechteckimpuls kurz (SR-Impuls)
- Kondensatorimpuls (CE-Impuls)

Für einen visuellen Vergleich ist in Abbildung 4.29 der Verlauf des TP_1 -Anwortsignals bei kontinuierlicher Heizernanregung gegen die Antwortsignale unterschiedlicher gepulster Anregungen bei 0 SLM aufgetragen.

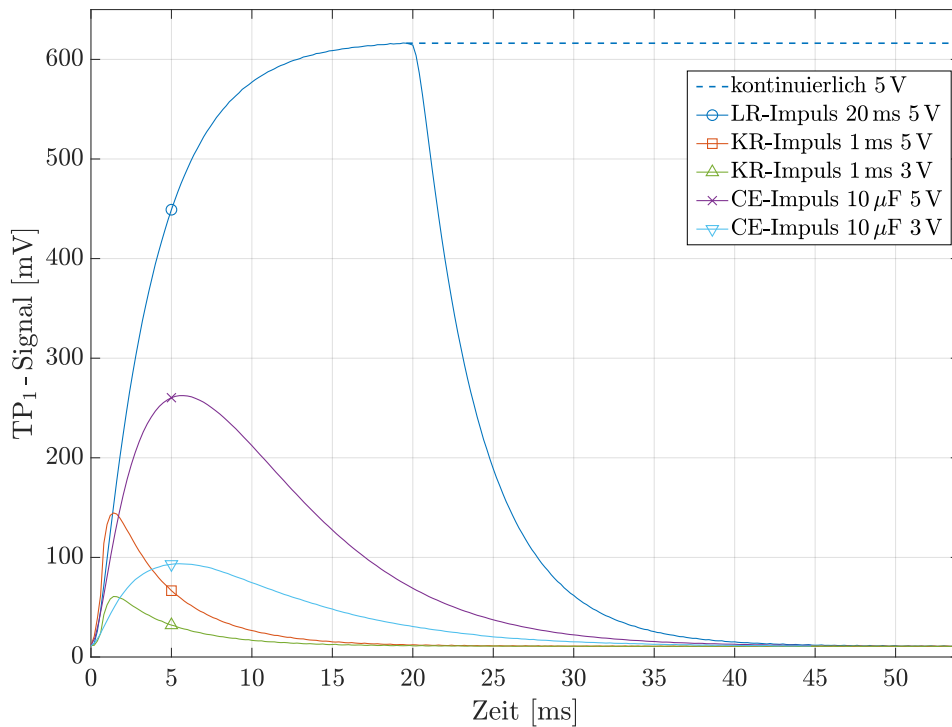


Abb. 4.29: TP_1 - Signale der unterschiedlichen Varianten der Heizernanregung bei einer Strömung von 0 SLM

Bei der kontinuierlichen Anregung wird der Heizer je nach Anforderung an die Auflösung des Systems mit etwa 3 V bis 5 V betrieben. Für einem Heizerwiderstand von $1\text{ k}\Omega$ ergibt sich eine Leistung von 9 mW bis 25 mW. Der Energiebedarf für eine Messdauer von 1 s liegt somit bei 9 mJ bis 25 mJ.

Der LR-Impuls ist im Grunde genommen eine Variation der kontinuierlichen Heizeranregung. Analog zu dieser findet die Messung ebenfalls erst dann statt, wenn das TP-Antwortsignal sein thermisches Equilibrium erreicht hat. Bei OSLM ist dies nach etwa 20 ms der Fall. Ist dieser Punkt erreicht, erfolgt eine Messung und die Heizeranregung wird wieder abgeschaltet. Unter Berücksichtigung einer Messdauer von 5 ms reduziert sich dadurch beim LR-Impuls der Energiebedarf eines einzelnen Messpunktes auf $118\text{ }\mu\text{J}$ bis $500\text{ }\mu\text{J}$. Bei einer Abtastung von 10 Hz ergibt sich somit eine Leistung von 1,8 mW bis 5 mW. Diese Variation bringt somit bereits einer Reduktion von 80%. Dieses Prinzip ist immer dann möglich und sinnvoll, wenn keine hohen Ansprüche an die Reaktionszeit des Systems gestellt werden und somit keine hohe Abtastrate gefordert ist.

Im Vergleich zum LR-Impuls dauert der KR-Impuls nicht so lange, bis die TPs ihr thermisches Equilibrium erreicht haben. Dadurch lässt sich der Energiebedarf weiter reduzieren. Bei einer Pulsbreite von 1 ms und einer Pulshöhe von 3 V bis 5 V liegt der Energiebedarf für eine einzelne Messung bei $9\text{ }\mu\text{J}$ bis $25\text{ }\mu\text{J}$. Bei einer Abtastung von 10 Hz entspricht das einer Leistung von 0,09 mW bis 0,25 mW. Die Reduktion gegenüber der kontinuierlichen Anregung liegt bei 99%, gegenüber dem LR-Impuls immerhin noch bei 95%.

Die Bezeichnung CE-Impuls bei der Heizeranregung durch Entladen eines Kondensators steht für „constant energie“ (CE) und beruht auf der Grundlage, dass dabei jeder Impuls die gleiche Energie besitzt, welche sich für einen einzelnen Impuls nach Gl. (4.35) errechnet und unabhängig von Änderungen des Heizerwiderstandes ist. Bei einer Kapazität von $10\text{ }\mu\text{F}$ und einer Ladespannung von 3 V bis 5 V ergibt sich eine Energie von $45\text{ }\mu\text{J}$ bis $125\text{ }\mu\text{J}$, was bei 10 Hz Abtastung einer Leistung von 1,25 mW bis 0,45 mW entspricht. Im Vergleich zur kontinuierlichen Anregung bedeutet dies eine Energieeinsparung von 95%.

Nach diversen Testreihen hat sich ein $0,47\text{ }\mu\text{F}$ Kondensator, der mit 6.6 V geladen wird, als sehr energieeffizient und für die Anforderungen dieser Arbeit besonders geeignet herausgestellt. Da diese Variante jedoch erst zu einem späteren Zeitpunkt eingeführt und gleich in einen Prototypen implementiert wurde, wird diese nicht in der Abbildung 4.29 aufgeführt. Die zugehörigen Messkurven finden sich in Kapitel 7 und werden dort diskutiert. Die ge-

wählten Parameter berücksichtigend ergibt sich hierbei pro Messpunkt ein Energiebedarf von $10 \mu\text{J}$. Die daraus resultierende Leistung von $0,1 \text{ mW}$ entspricht einer Einsparung von 99% im Vergleich zur kontinuierlichen Anregung.

Nach der detaillierten Betrachtung des Energiebedarfs aller Varianten der Heizeranregung, sind diese in Tabelle 4.1 mit den dazugehörigen Parametern, ihrem jeweiligen Energiebedarf sowie der daraus resultierenden Energieeinsparung zusammenfassend aufgeführt.

Tabelle 4.1: Übersicht der in dieser Arbeit diskutierten Varianten der Heizeranregung mit den verschiedenen Parametern, dem jeweiligen Energiebedarf sowie der sich daraus ergebenden Einsparung

Heizeranregung	Parameter		Energie pro Messpunkt	Messung bei 10 Hz	
				Leistung	Einsparung
kontinuierlich	-	5 V	25 mJ	25 mW	0%
		3 V	9 mJ	9 mW	
LR-Impuls	20 ms	5 V	0,5 mJ	5 mW	80%
		3 V	0,18 mJ	1,8 mW	
KR-Impuls	1 ms	5 V	25 μJ	0,25 mW	99%
		3 V	9 μJ	0,09 mW	
CE-Impuls	10 μF	5 V	125 μJ	1,25 mW	95%
		3 V	45 μJ	0,45 mW	
	0,47 μF	6,6 V	10 μJ	0,1 mW	99%

4.6 Temperaturkompensation

Bereits bei den ersten Feldtests zeigte sich eine eindeutige Temperaturabhängigkeit der Sensorsysteme. Sind diese für einen längeren Zeitraum einer Temperaturänderung ausgesetzt, wie z.B. in den zu Beginn der Arbeit beschriebenen 0°C kalten Apfellagern, ist eine Drift in den TP-Ausgangssignalen zu erkennen, welche zu falschen Messergebnissen führt. Bei genaueren Untersuchungen der Messdaten stellte sich heraus, dass durch die niedrigen Temperaturen in den Kühllagern Änderungen in den Parametern der Elektronikbauteile auftreten. Das Problem der Temperaturabhängigkeit von Elektronikbauteilen führt zu einem nichtlinearen Offset. Dies ist im Übrigen eine grundsätzliche Herausforderung und betrifft auch andere Ansteuerungsmethoden wie z.B. CP, CT, oder TOF.

4.6.1 Konzeptioneller Ansatz

Besonders der Kondensator für die Erzeugung des Pulses zeigte eine hohe Temperaturempfindlichkeit. Die Verwendung spezieller temperaturstabiler Kapazitäten brachte zwar eine deutliche Verbesserung, ist jedoch auch mit höheren Kosten verbunden und eliminiert den Effekt zudem nicht vollständig.

Neben der Heizerelektronik wird auch die Verstärker- und Auswerteelektronik für die TP-Signale durch Temperaturveränderungen beeinflusst. Eine Möglichkeit der Kompensation besteht darin, die Sensorsysteme bei bestimmten Temperaturen zu kalibrieren. Dies ist jedoch mit einem sehr hohen Aufwand verbunden und nur dann möglich, wenn die Temperatur des zu messenden Fluids bekannt und konstant ist.

Einfacher ist es, nur die temperaturabhängigkeit der TP-Auswerteelektronik zu bestimmen. Hierzu muss das System lediglich der gewünschten Temperatur ausgesetzt werden, ohne dafür den Heizer zu betreiben oder eine Strömung anzulegen. Damit reduziert sich zwar der Aufwand, die Temperatur muss jedoch bekannt sein oder während der eigentlichen Messung mit aufgenommen werden.

Die gepulste Ansteuerung bietet hier eine sehr elegante und einfach zu implementierende Möglichkeit, welche im weiteren Verlauf als passive Offset-Kompensation (Passiv Offset Compensation, POC) bezeichnet wird. Zur Erläuterung des Verfahrens ist in Abbildung 4.30 das TP-Antwortsignal eines kapazitiv erzeugten Heizerimpulses dargestellt.

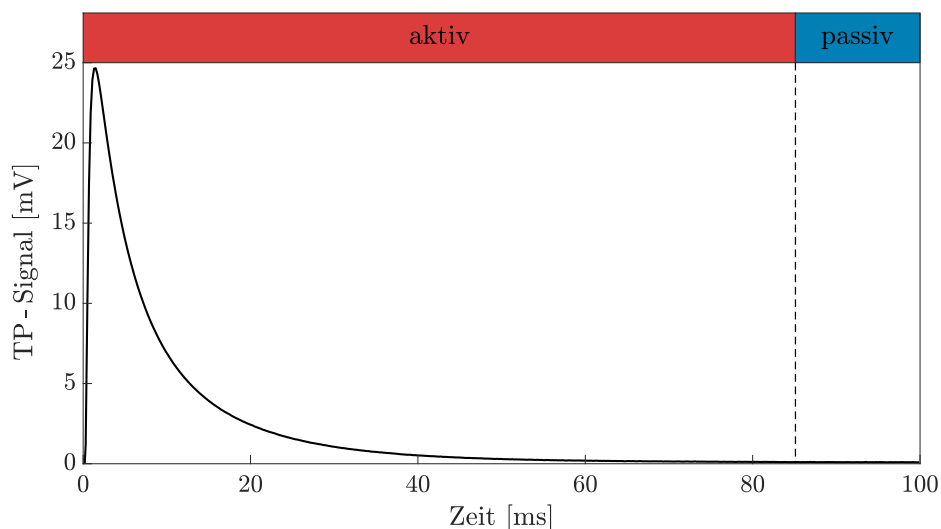


Abb. 4.30: Aufteilung eines Heizerimpulses in eine aktive Sequenz zum Heizen und eine passive Sequenz zur Bestimmung eines thermisch bedingten Offsets des Systems

Das TP-Signal weist eine Dauer von 100 ms bei einer maximalen Pulshöhe von 25 mV auf und lässt sich in zwei Sequenzen aufteilen. Die erste Sequenz startet mit Beginn des Impulses und der damit verbundenen Erwärmung des Heizers. Sie wird als aktive Sequenz bezeichnet. Bei etwa 85 ms ist der Impuls um 99,99% seiner maximalen Höhe abgefallen, wodurch der Heizer keinen maßgeblichen Einfluss mehr auf die Messung hat. Alle temperaturbedingten Einflüsse, die in diesen letzten 15 ms des Pulses auftreten, können daher auf eine Änderungen der Systemtemperatur zurückgeführt und für eine Korrektur der Messwerte herangezogen werden. Die zweite Sequenz wird daher als passiv bezeichnet, weil der Heizer hier als inaktiv betrachtet wird.

4.6.2 Messungen und Ergebnisse

Um die Auswirkungen von Temperaturänderungen auf die Messergebnisse genauer zu betrachten und die Wirksamkeit des Kompensationsverfahrens aufzuzeigen, wird der zuvor verwendete Messplatz, wie in Abbildung 4.31 schematisch dargestellt, weiter modifiziert.

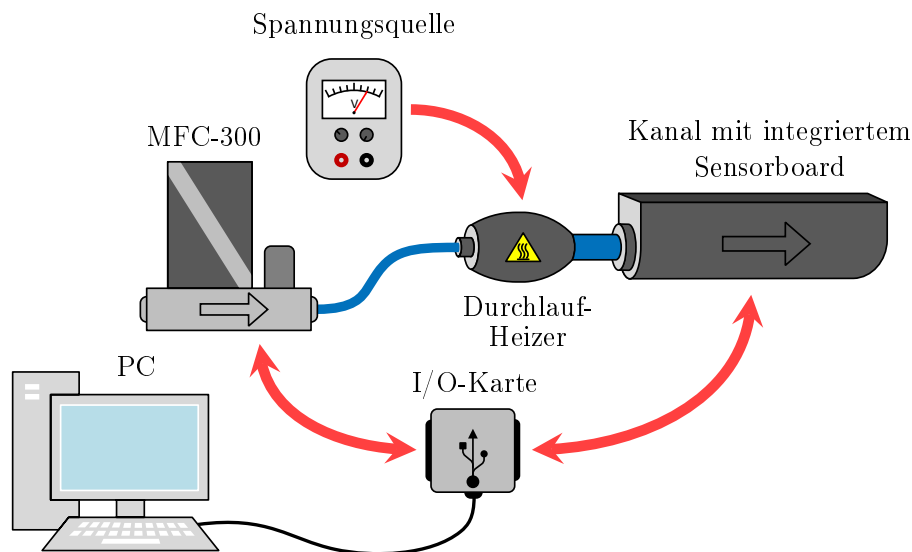


Abb. 4.31: Messaufbau mit integriertem Durchlaufheizer zur Untersuchung einer Temperaturdrift und Verifikation des Kompensationsverfahrens

Ergänzend zu den bekannten Komponenten wie MFC, I/O-Karte und PC kommt ein auf 30 mm × 20 mm komprimiertes Sensorboard mit integrierter Kondensatorschaltung zum Einsatz. Dies wird in ein vergrößertes Messrohr mit einem Innendurchmesser von 20 mm eingesetzt. Durch diese Modifikationen hat das Fluid direkten Kontakt mit einem großen Bereich der Boardoberfläche und die Temperatur des Fluids somit stärkeren Einfluss auf

das Sensorboard. Zusätzlich wird vor das Messrohr ein elektronischer Durchlaufheizer eingebaut. Dieser verfügt über mehrere Heizspiralen und hat eine Leistung von 30 W.

Aufgrund des erheblich größeren Kanaldurchmessers wird bei diesen Messungen ein MFC verwendet, welcher bis zu 300 SLM zur Verfügung stellen kann. Vom MFC wird die Luft in den Durchlaufheizer und über die in ihm befindlichen Heizspiralen geleitet. Die erwärmte Luft strömt über ein kurzes Verbindungsstück in das Messrohr. Hier heizt sie dann mit der Zeit sowohl das Messrohr als auch das in ihm befindliche Sensorboard und die darauf befindlichen elektronischen Bauteile auf.

Der Durchlaufheizer wird mit einer konstanten Spannung betrieben und verfügt über keinerlei Regelung. Die erzielte Temperatur ist somit stark von Geschwindigkeit und Temperatur der einströmenden Luft abhängig. Das Ziel dieser Messungen besteht jedoch lediglich in dem Nachweis einer positiven Auswirkung der POC-Methode auf die Messgenauigkeit bei einer Temperatur-Drift, daher muss die genaue Temperatur nicht bekannt sein.

Vor der Messung wird zunächst der MFC auf einen konstanten Durchfluss eingestellt. Der Durchlaufheizer bleibt in dieser Zeit noch inaktiv, der Heizer des Sensors wird hingegen bereits angesteuert. Mit diesen Einstellungen wird der Aufbau dann für etwa 300 s betrieben, um Messrohr und Sensorboard in ein thermisches Gleichgewicht zu bringen. Dann wird der Durchlaufheizer zum Zeitpunkt $t_0 = 0$ ms eingeschaltet, die Luft erwärmt sich und mit ihr das Messrohr und das Sensorboard. Abbildung 4.32 zeigt das resultierende TP_1 -Signal.

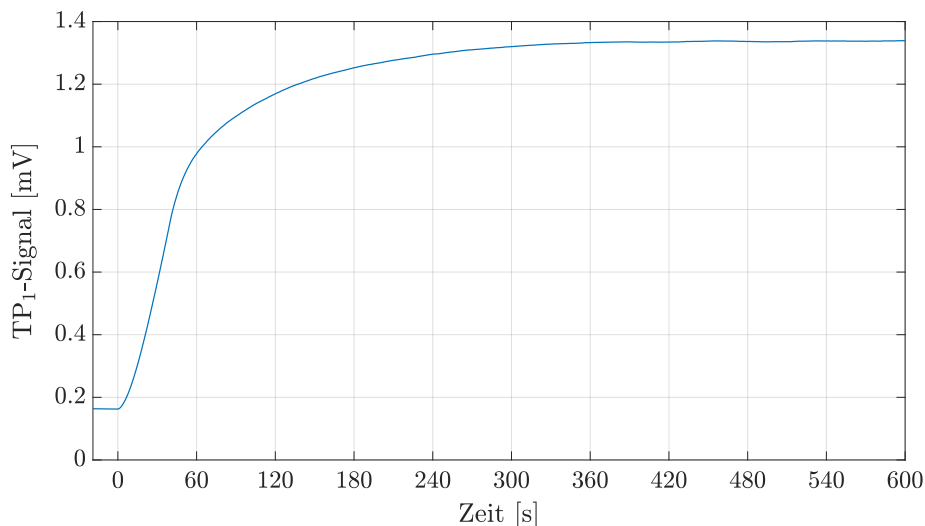
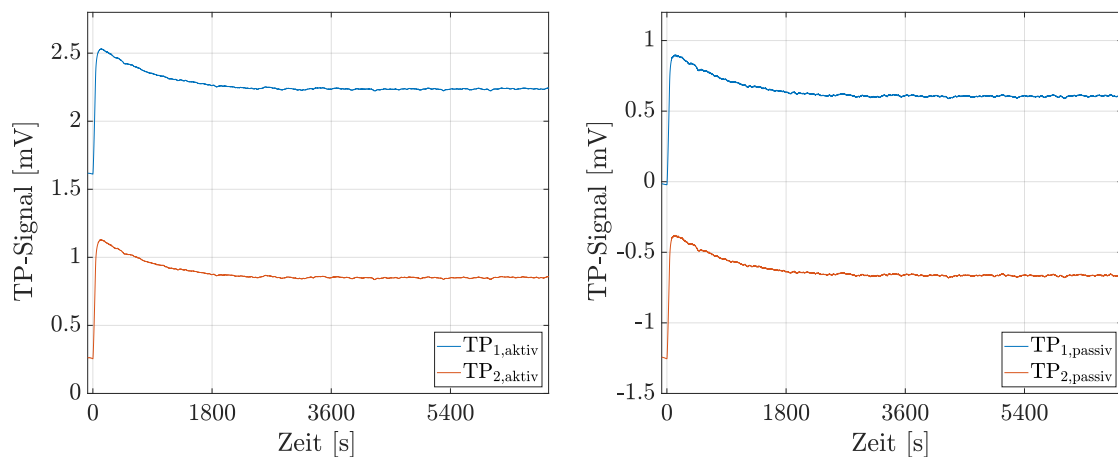


Abb. 4.32: Verlauf des TP_1 -Signals bei Temperaturveränderung der Elektronikbauteile des Sensorboards in Folge einer Erwärmung der durch das Messrohr strömenden Luft

Unmittelbar nach dem Einschalten des Durchlaufheizers ist eine Reaktion des TP-Signals zu erkennen. Dieses steigt zunächst über einen Zeitraum von ungefähr 400 s exponentiell, um etwa 1,17 mV an und geht dann in Sättigung. Für das TP-Signal wurden hier nicht die Integrale der Pulse, sondern die Mittelwerte aufgetragen.

Da die beiden Kontaktpunkte der einzelnen Thermoelemente dieselbe Temperatur erfahren, ist der Anstieg nicht auf eine durch Temperaturdifferenz hervorgerufene Erhöhung der Thermospannungen zurückzuführen. Die Ursache für den Anstieg liegt ergo in der Temperaturdrift der elektronischen Bauteile des Sensorboards.

Zur Untersuchung der Effektivität der POC-Methode wurden Messungen bei unterschiedlichen Strömungsgeschwindigkeiten jeweils über einen Zeitraum von zwei Stunden durchgeführt. Der Vorlauf zum thermischen Einschwingen des Systems wurde hierbei weggelassen und der Durchlaufheizer kurz nach Einschalten des MFC zum Zeitpunkt $t_0 = 0$ ms zugeschaltet. Die so in die Messung mit einfließende Phase der Temperaturveränderung dauert aufgrund der relativ hohen Strömung deutlich länger. Dies liegt unter anderem daran, dass zusätzlich die Druckluftleitung sowie der Kompressor ihr thermisches Equilibrium erreichen müssen und beide durch winterliche Außentemperaturen beeinflusst werden. Für eine Visualisierung sind in Abbildung 4.33 beiden TP-Signalaare der Aktiven bzw. der passiven Sequenz dargestellt. Es handelt sich um zwei verschiedene Datensätze aus derselben Messung bei 100 SLM, was einer Geschwindigkeit von etwa 5,3 m/s entspricht.



(a) TP-Signalaare erzeugt aus den Messdaten die während der aktiven Pulssequenzen aufgenommen wurden

(b) TP-Signalaare erzeugt aus den Messdaten die während der passiven Pulssequenzen aufgenommen wurden

Abb. 4.33: Vergleich der beiden TP-Signalaare bestehend aus den Messdaten der aktiven bzw. aus denen der passiven Aufnahmesequenz einer einzelnen Messung

In Abbildung 4.33a sind die beiden TP-Signalverläufe dargestellt, die aus den Messpunkten bestehen, welche während der aktiven Phase der einzelnen Pulse aufgenommen wurden. Abbildung 4.33b zeigt die beiden TP-Signale, generiert aus den Messpunkten der passiven Sequenz.

Alle TP-Signalverläufe zeigen zunächst einen steilen Anstieg mit einem Überschwinger, der nach etwas mehr als einer halben Stunde in Sättigung geht. Ab hier verlaufen alle Signale dann konstant.

Bei der POC-Methode werden die jeweiligen TP-Signale der passiven von denen der aktiven Pulssequenz abgezogen. Die beiden daraus resultierenden TP-Signalverläufe sind in Abbildung 4.34 aufgeführt.

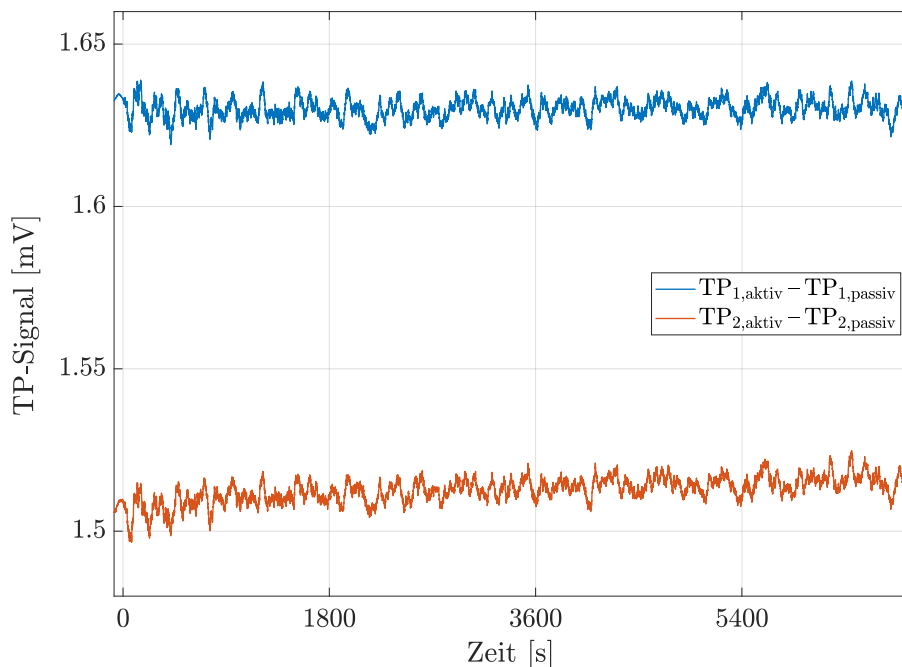


Abb. 4.34: Durch die POC-Methode kompenzierte Signalverläufe nach Subtraktion der jeweiligen TP-Signaldaten aus den passiven von den TP-Signaldaten aus den aktiven Pulssequenzen

Der anfängliche Temperaturanstieg mit dem Überschwinger und dem danach langsam abfallenden Signalverlauf mit Übergang in die Sättigung ist hier nicht mehr zu erkennen. Vielmehr verlaufen die beiden resultierenden TP-Signale über den gesamten Zeitraum konstant.

Noch deutlicher zeigt sich der Vorteil der POC-Methode beim Vergleich der Differenzsignale. Diese sind in Abbildung 4.35 nebeneinander dargestellt.

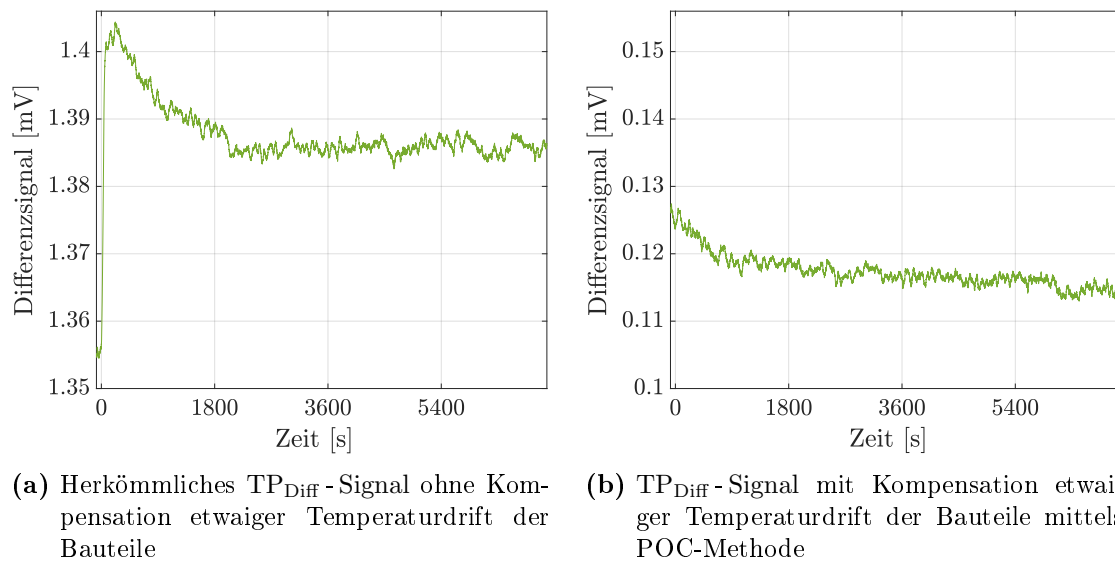


Abb. 4.35: Vergleich des Einflusses von Temperaturdrift der elektronischen Bauteile auf die TP-Differenzsignale zwischen klassischer und POC-Methode

Abbildung 4.35a zeigt zunächst das herkömmliche Differenzsignal, hervorgehend aus der Subtraktion der beiden TP-Signale von Abbildung 4.33a. Der Signalverlauf ähnelt sehr dem der beiden ursprünglichen TP-Signale. Das durch Verwendung der POC-Methode entstandene Differenzsignal in Abbildung 4.35b zeigt bei gleicher Auflösung einen deutlich flacheren Verlauf. Die maximale Amplitude des Signals konnte auf diese Weise um etwa 70% reduziert werden.

Die Ergebnisse der Messungen zeigen, dass durch eine kontinuierliche Bestimmung des aktuellen Offsets, welcher durch die Temperaturabhängigkeit der Bauteile hervorgerufen wird, und eine anschließende Subtraktion dieser Daten mit dem Sensorausgangssignal dieser Offset zu einem großen Teil kompensiert werden kann.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden lediglich grundlegende Messungen durchgeführt, um die POC-Methode für die gepulste Heizernregung zu verifizieren. Inwiefern sich diese Methode auch auf andere Ansteuerungsmethoden für thermische Strömungssensoren wie CP, CT oder TOF adaptieren lässt, wurde in dem Zusammenhang nicht weiter untersucht.

Anmerkung des Autors:

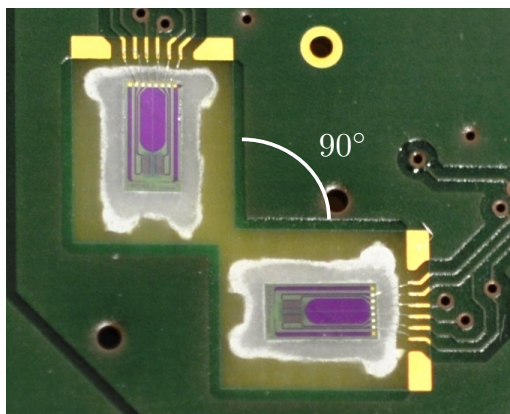
Die Idee für die in Abschnitt 4.6 beschriebene Kompensationsmethode stammt von Herrn Mykailo Borisov und wurde in enger Zusammenarbeit mit ihm entwickelt und erforscht.

Design

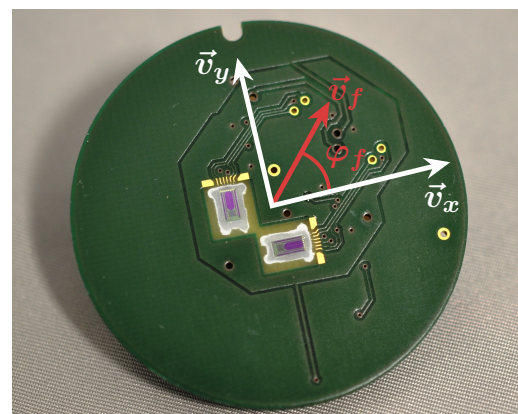
Nach der Idee und den theoretischen Grundlagen beginnt der Entwicklungsprozess mit der Ermittlung geeigneter Designs. Dies beinhaltet sowohl Form und Größe des Mikrochips sowie die Anordnung und Dimensionierung der einzelnen Strukturen. Letztere müssen den Anforderungen der Messtechnik hinsichtlich Genauigkeit und Auflösung genügen, zugleich aber auch möglichst unkompliziert herstellbar und leicht reproduzierbar sein.

5.1 Grundlagen und Designparameter

Die Entwicklung eines Sensorchips ist ein zeitaufwendiger Prozess und kann Monate oder sogar Jahre in Anspruch nehmen. Damit von Beginn an auch die Teilprojekte Elektronikentwicklung, AVT sowie Gehäuseentwurf bearbeitet werden können, wird daher zunächst ein Prototyp bestehend aus zwei einzelnen 1D-Strömungssensoren entwickelt. Es handelt sich bei dem verwendeten MEMS-Sensor um den in Abschnitt 3.2.3 beschriebenen thermischen Strömungssensor. Ein Beispiel eines solchen Prototypenboards zeigen die beiden Fotos in Abbildung 5.1.



(a) Zwei 1D-Strömungssensoren in einem Elektronikboard mit einem Winkelversatz von 90°



(b) Ermittlung des Strömungsvektors \vec{v}_f aus den zwei Geschwindigkeitsvektoren \vec{v}_x und \vec{v}_y

Abb. 5.1: Prototypen-Sensorboard bestehend aus einem Elektronikboard mit zwei orthogonal zueinander eingegossenen 1D-Sensorchips

Das dargestellte Sensorboard verfügt rückseitig über eine Elektronik, welche die Heizer der Sensoren mit dem in Kapitel 4 beschriebenen CE-Impulsverfahren ansteuert. Gleichzeitig liest die Elektronik die Signale der TPs aus und konvertiert diese. Je nach Ausführung des Sensorboards arbeitet sie dabei mit einer der in Abschnitt 4.4 beschriebenen Methode zur Auswertung.

Um mit zwei 1D-Sensoren neben der Strömungsgeschwindigkeit auch die Richtung zu bestimmen, aus der diese kommt, werden sie orthogonal zueinander, oberflächenbündig in eine Leiterplatte eingesetzt und vergossen. Dies ist in Abbildung 5.1a vergrößert dargestellt. Die Kontaktierung mit dem Elektronikboard erfolgt wie in Abschnitt 4.3.1.1 beschrieben via Drahtbonds.

Durch diese Anordnung ist es möglich, aus den beiden einzelnen Vektoren der Strömungsgeschwindigkeit \vec{v}_x bzw. \vec{v}_y , welche jeweils einem Anteil der Strömung entsprechen, den resultierenden Vektor \vec{v}_f zu ermitteln, dessen Betrag der Strömungsgeschwindigkeit v_f entspricht. Die Vektorbeziehungen sind in Abbildung 5.1b verdeutlicht. Der resultierende Strömungsgeschwindigkeit v_f ergibt sich nach [Bro00] über den Hypotenusensatz:

$$|\vec{v}_f| = \vec{v}_x + \vec{v}_y = \sqrt{v_x^2 + v_y^2} = v_f \quad (5.1)$$

Neben der Geschwindigkeit lässt sich mithilfe der Vektorbeziehungen auch der Winkel bestimmen, in dessen Richtung die Strömung fließt. Ebenfalls nach [Bro00] ergibt sich für die Berechnung des Strömungswinkels φ_f relativ zur Ausrichtung der beiden Sensoren:

$$\varphi_f = \arctan\left(\frac{|\vec{v}_y|}{|\vec{v}_x|}\right) \quad (5.2)$$

Die hier beschriebene Konfiguration bildet die Grundlage für die Entwicklung des Designs der Single-Chip-Lösung des 2D-Sensors.

Damit sich möglichst viele der mithilfe des Doppel-Chip- Systems gewonnenen Erkenntnisse adaptieren lassen, orientiert sich die Entwicklung des 2D-Chips stark an der des 1D-Chips. So soll der 2D-Chip ebenfalls ein Temperaturdifferenzsensor mit einer von TPs umgebenen oder zumindest benachbarten Heizerstruktur auf einer Siliziumnitrid-Membran werden.

Wie in Abschnitt 3.2.2.1 beschrieben, erzeugt ein TP eine Thermospannung abhängig von der Temperaturdifferenz zwischen den jeweiligen Kontaktpunkten der einzelnen Thermo-elemente. Die Aufgabe der Membran besteht in der thermischen Entkopplung des Heizers. Ohne diese Entkopplung würden sich die TPs durch die Konduktion über das Material

aufwärmen und nicht durch die Konvektion über das Medium. Dadurch heizen sich auch die Referenzkontakte auf, wodurch die Temperaturdifferenz und somit auch die Thermospannung sinken. Das Resultat wäre eine signifikante Verringerung der Sensitivität.

Die thermische Leitfähigkeit von Si_3N_4 ist stark von der Schichtdicke abhängig und beträgt nach [Lan90] für Membranen mit vergleichbarer Dicke etwa $2,25 \text{ W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$. Das hier zum Einsatz kommende Si -reiche Si_xN_y liegt aufgrund der etwa um ein fünffaches höheren thermischen Leitfähigkeit des Si noch etwas darüber. Die elektrischen Strukturen innerhalb der Membran weisen deutlich höhere thermische Leitfähigkeiten auf. So liegt die des Si bei $150 \text{ W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$, die des WTi bei etwa $161 \text{ W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$. Der Wert für das WTi errechnet sich hierbei aus der Zusammensetzung der Legierung von neun Teilen Wolfram auf ein Teil Titan und der gewichteten Leitfähigkeiten der jeweiligen Materialien. Die Werte sind in Tabelle 5.1 noch einmal zusammenfassend aufgeführt.

Tabelle 5.1: Wärmeleitfähigkeiten ausgewählter Materialien nach [MMP05]

Material	Therm. Leitfähigkeit κ [$\text{W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$]	Material	Therm. Leitfähigkeit κ [$\text{W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$]
Si	150	Ti	15,7
SiO_2	1,45	W	178
Si_3N_4	2,25	WTi	$\sim 161^*$

* Wert errechnet durch Gewichtung der einzelnen Materialien

Die Fläche, welche die elektrischen Funktionsschichten auf der Membran einnehmen, hat also einen direkten Einfluss auf die Sensitivität des Chips und bildet daher ein wichtiges Kriterium für das Design. Es gilt einen Ausgleich zu finden zwischen einer Ausreichend hohen Anzahl an sensitiven Strukturen und möglichst wenig durch Strukturen okkupierter Fläche auf der Membran.

Neben der strukturierten Fläche, spielt auch die Gesamtfläche der Membran eine Rolle. Auf der einen Seite verringert sich der prozentuale Anteil der strukturierten Fläche und somit auch die durchschnittliche thermische Leitfähigkeit in Relation zur Membrangröße. Auf der anderen Seite ist eine zu große Membran aber auch instabil und anfällig für physikalische Einflüsse, daher zerbricht sie schneller. Zudem hat die Größe der Membran einen direkten Einfluss auf die Chipfläche da sie, abhängig vom Design, bis zu 40% der Gesamtfläche ausmacht. Letztere sollte aus Kostengründen minimal gehalten werden, denn je kleiner ein

Chip, desto mehr Chips passen auf einen Wafer und umso günstiger ist die Herstellung. Die Größe des Chips bzw. die der Strukturen hat zudem Einfluss auf die Energieeffizienz. Kürzere Strukturen haben einen höheren elektrischen Leitwert was sich positiv auf den Energiebedarf auswirkt.

Diese Zusammenhänge berücksichtigend und in Anlehnung an den 1D-Chip, lassen sich die folgenden grundlegenden Designparameter für den 2D-Chip festlegen, welche in Tabelle 5.2 im Vergleich mit den jeweiligen Werten des 1D-Chips aufgeführt sind.

Tabelle 5.2: Übersicht und Vergleich der wichtigsten Designparameter

Designparameter	1D-Chip	2D-Chip
Min. Breite einzelner Strukturen	8 μm	5 μm
Min. Abstand zwischen einzelnen Strukturen	4 μm	2 μm
Anzahl der TE pro TP	15	15
Länge der TP	300 μm	300 μm
Abstand zwischen Heizer und TP	5 μm - 50 μm	50 μm
Min. Breite der Heizerstruktur	10 μm	10 μm
Chipfläche	1,8 mm \times 3,5 mm	2 mm \times 2 mm
Membranfläche	1 mm ²	1,4 mm ² - 1,6 mm ²

Weitere wichtige Designparameter sind eine hohe Symmetrie der Strukturen und eine möglichst geringe Komplexität. Letzteres bezieht sich zum einen auf den Herstellungsprozess, auf welchen im nachfolgenden Kapitel 6 genauer eingegangen wird, zum anderen ist hiermit auch der Umfang und die Anordnung der einzelnen zu kontaktierenden Elemente, den Heizer- und den TP-Strukturen, gemeint. Auf diese Weise sollen die nötigen Komponenten und somit auch der Energieverbrauch des Systems reduziert werden. Die Anforderung an die Symmetrie ergibt sich durch den Anspruch an eine hohe und konstante Winkelauflösung über die vollen 360° der Messebene.

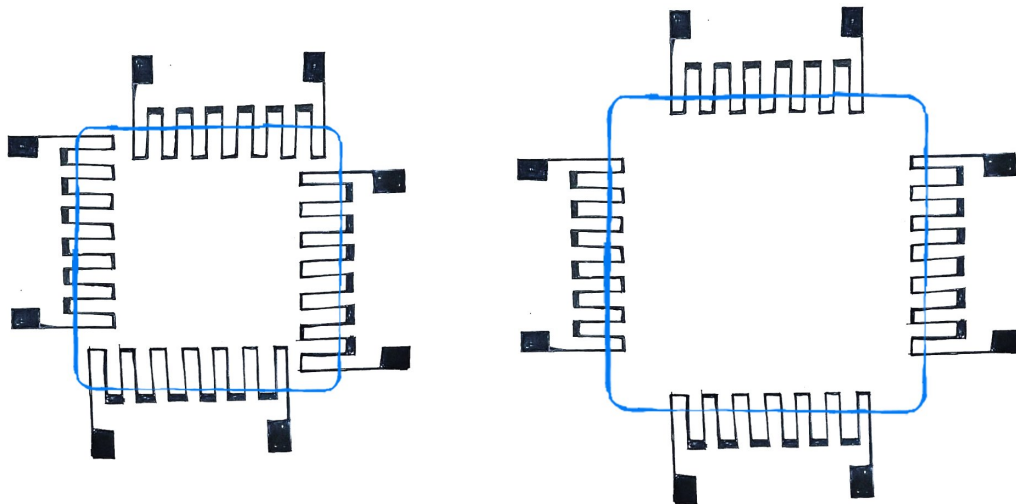
5.2 Designentwicklung

Die Grundform des Designs bestimmt sich maßgebend durch die Anzahl der verwendeten TPs, da diese in Form und Auslegung nicht so flexibel zu positionieren sind, wie die Heizerstruktur, und zudem eine wesentlich größere Fläche in Anspruch nehmen. Ein weiterer

wichtiger Faktor ist die Positionierung der einzelnen Strukturen zueinander sowie die Anzahl der Bondpads. Letztere sollte möglichst gering sein, da diese im Verhältnis zu den anderen Strukturen viel Fläche einnehmen.

5.2.1 Grundsätzliche Anordnung der Strukturen

Der Prototyp mit den zwei 1D-Chips verfügt über insgesamt vier TPs, welche jeweils paarweise um 90° versetzt angeordnet sind. Für die Entwürfe wird dieselbe Anzahl an TPs verwendet und diese dann ebenfalls um 90° versetzt angeordnet. In Abbildung 5.2 sind beispielhaft zwei Möglichkeiten dargestellt, wie die TPs angeordnet werden können. Die blaue Linie zeigt hierbei jeweils die äußere Umrandung der Membran.



(a) Kompakte Anordnung von vier TPs auf einer Membran

(b) Funktionelle Anordnung von vier TPs auf einer Membran

Abb. 5.2: Potentielle Anordnungsvarianten für die vier TPs auf der Membran der Sensorchips

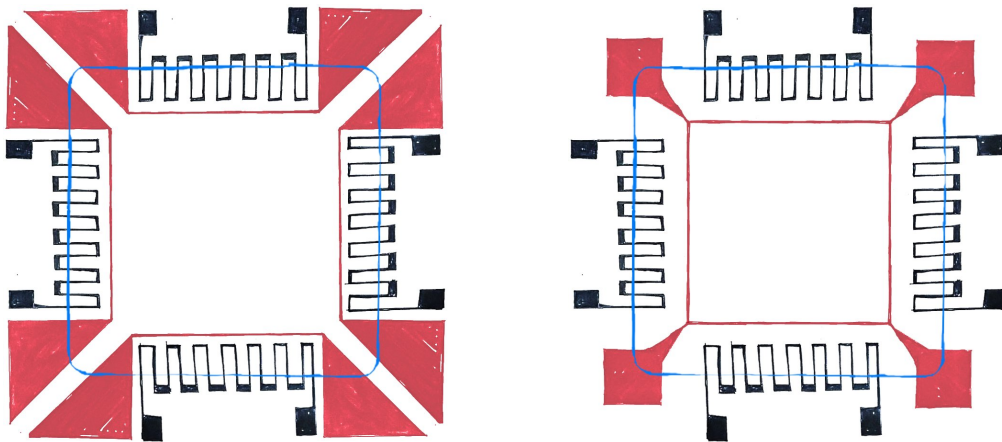
Die TPs sind in Abbildung 5.2a kompakter angeordnet. Sie nehmen so zwar eine etwas geringere Fläche in Anspruch die Strukturen überlappen sich jedoch in den Ecken, was sich negativ auf die Sensitivität des Sensors auswirken kann. Die Anordnung in Abbildung 5.2b nimmt zwar mehr Fläche in Anspruch, lässt sich aber immer noch nach den Vorgaben hinsichtlich der maximalen Chipfläche von $2\text{ mm} \times 2\text{ mm}$ umsetzen.

Der Heizer soll in einem Abstand von $50\text{ }\mu\text{m}$ an den TPs vorbeigeführt werden. In den Bereichen, in denen er parallel zu den TPs verläuft, soll er zudem seine minimale Dicke von $10\text{ }\mu\text{m}$ aufweisen, um in diesem Bereich seine maximale Temperatur zu entwickeln. Zum

Rand der Membran hin wird er dann deutlich breiter, um den Widerstand und somit auch die Heizleistung zu verringern. Es muss hierbei aber immer berücksichtigt werden, dass eine großflächige Metallisierung auch immer eine hohe Wärmeleitung über die Membran bedeutet. Daher sollte die Aufweitung des Heizers nur soweit wie nötig sein.

An diesem Punkt scheidet die TP-Anordnung aus Abbildung 5.2a sowie auch weitere, hier nicht aufgeführte Designentwürfe aus, da es bei diesen keine sinnvolle Anordnung der Heizerstruktur gibt, welche nicht die Vorgaben hinsichtlich der Flächenverteilung und der Komplexität verletzt.

Nach der Auswahl einer geeigneten TP-Positionierung gilt es nun, eine günstige Anordnung und Kontaktierung der Heizerstrukturen zu ermitteln. Eine Möglichkeit besteht darin, für jedes TP einen Heizer mit je zwei Kontaktpads zu strukturieren. Ein solcher Entwurf ist in Abbildung 5.3a dargestellt.



(a) Sensorentwurf mit vier TPs und vier separaten Heizerstrukturen mit insgesamt acht Anschlüssen
 (b) Sensorentwurf mit vier TPs und einer durchgehenden Heizerstruktur mit vier Anschlüssen

Abb. 5.3: Potentielle Auslegung der Heizerstrukturen bei vier paarweise gegenüberliegenden und quadratisch angeordneten TPs

Nachteilig bei der Lösung mit vier separaten Heizern ist die unnötig hohe Anzahl an Kontaktierungspads sowie die relativ große metallisierte Fläche auf der Membran durch die jeweils zwei Zuleitungen pro Heizer.

Eine Optimierung dieser Anordnung ist in Abbildung 5.3b dargestellt. Hierbei wird der Heizer als eine durchgehende Struktur an den TPs vorbeigeführt und verfügt in jeder der vier Ecken über je nur eine Zuleitung. Durch eine alternierende Kontaktierung der Anschlüsse, abwechselnd als Plus- bzw. Minuspol, ergibt sich für die vier einzelnen Hei-

zerabschnitte das in Abbildung 5.4a dargestellte Ersatzschaltbild, in dem die jeweiligen Heizerabschnitte als Widerstände (R_1 , R_2 , R_3 , R_4) und die Anschlüsse als Kontaktklemmen in den vier Ecken dargestellt sind. Die Widerstände der Zuleitungen werden hier der Einfachheit halber vernachlässigt.

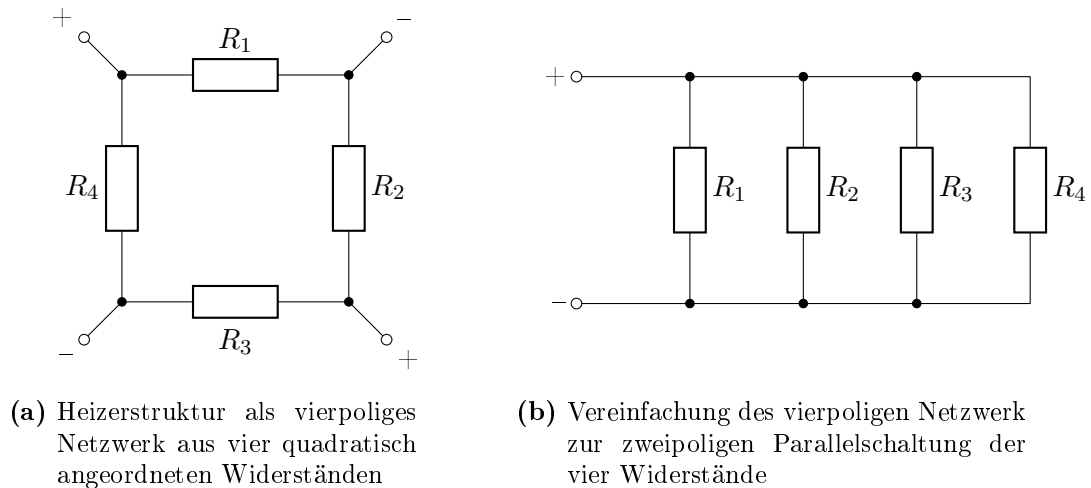
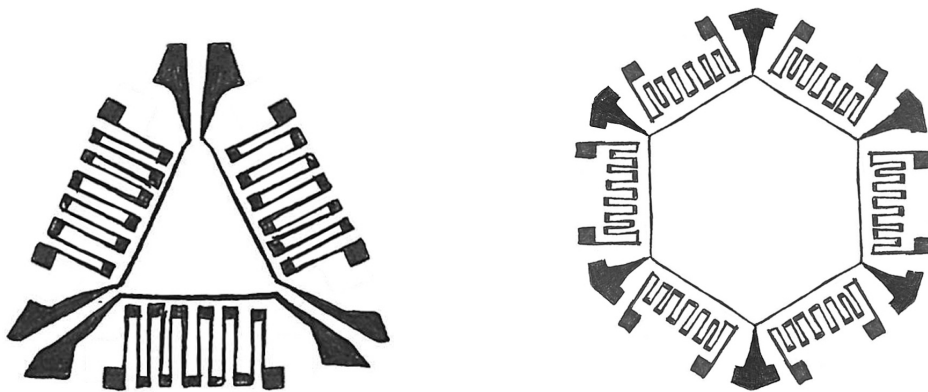


Abb. 5.4: Erläuterung der alternierenden Kontaktierung des Heizers in Form eines Widerstandsnetzwerkes

Durch die in Abbildung 5.4b dargestellte Vereinfachung des Netzwerkes zu einem Zweipol zeigt sich, dass die vier Widerstände in einer einfachen Parallelschaltung angeordnet sind. Die Schaltung aller vier Heizerabschnitte zu einer Parallelschaltung bringt gegenüber der Anordnung von vier einzelnen Heizerstrukturen zusätzlich Vorteile für die Konzeptionierung des Elektronikboards und die spätere Kontaktierung. Zum einen halbiert sich hierdurch die Anzahl der Bondpads, zum anderen verringert sich die Anzahl der benötigten Bauteile bzw. die Komplexität der Leiterbahnen.

Neben dem hier beschriebenen Grunddesign, bestehend aus vier quadratisch angeordneten TP's mit einer durchgehenden Heizerstruktur, entstanden noch weitere Design-Ideen. Nachfolgend wird diskutiert, warum diese verworfen wurden.

Die erste Idee besteht darin, die Anzahl der TP's von dem Prototypen-Board um eines zu reduzieren und die verbleibenden drei in einer triangulären Anordnung zu arrangieren. Bei dieser Lösung müsste jedoch jedes TP aufgrund der ungeraden Heizeranzahl über einen separaten Heizer verfügen. Das gesamte System hätte somit, wie in Abbildung 5.5a dargestellt, sechs Kontaktpads. Dieses Design würde zudem wichtige Chipfläche verschwendet oder den Sägeprozess sowie die AVT verkomplizieren.



(a) Sensordesign mit drei TPs in triangulärer Anordnung mit drei separaten Heizerelementen

(b) Sensordesign bestehend aus sechs hexagonal angeordneten TPs und durchgehender Heizerstruktur

Abb. 5.5: Alternative Ansätze für ein Sensordesign hinsichtlich Anordnung und Anzahl der TP und Heizerstrukturen

Ein weiterer Ansatz wäre die Anordnung von sechs TPs zu einem Hexagon, wie in Abbildung 5.5b dargestellt. Dies ließe sich aufgrund der geraden TP-Anzahl mit einer durchgehenden Heizerstruktur und sechs alternierend gepolten Kontaktpunkten realisieren und würde sich sicherlich positiv auf die Winkelgenauigkeit auswirken. Nachteilig ist hier die deutlich größere Chipfläche und der zusätzliche Energiebedarf aufgrund der komplexeren Elektronik zur Auswertung von sechs TPs.

5.2.2 Verfeinerte Ausarbeitung des Designs

Nach der groben Anordnung ergibt sich durch die Ausarbeitung der einzelnen Strukturen das fertige Design. In diesem Schritt werden Verfeinerungen vorgenommen und leichte Variationen des Grunddesigns entwickelt.

Zunächst erfolgt die quadratische Platzierung der vier TPs nach den zuvor beschriebenen Kriterien. Diese müssen so arrangiert werden, dass noch genug Platz für die Zuleitungen der Heizerstruktur bleibt.

Die Zuleitung des Heizers soll einen deutlich geringeren Widerstand aufweisen, damit an dieser Stelle keine Aufheizung erfolgt. Aus diesem Grund wurde die Zuleitung mit $50\ \mu\text{m}$ fünfmal so breit ausgelegt wie der eigentliche Heizer. Am Rand der Membran weitet sich die Zuleitung ein zweites Mal auf nun $135\ \mu\text{m}$ auf, da in diesem Bereich eine großflächige Metallisierung keine negativen Auswirkungen mehr auf die thermische Leitfähigkeit hat.

Die Bondpads werden in den vier Ecken des Chips angeordnet und möglichst großflä-

chig ausgelegt, um das spätere kontaktieren via Wire-Bonding zu vereinfachen und um zusätzliche Optionen für alternative Kontaktierungsmöglichkeiten, wie Flip-Chip-Bonding oder Siebdruck zu schaffen. Die Pads für den Heizer haben eine quadratische Fläche von $0,04\text{ mm}^2$. Die der TPs fällt mit $150\text{ }\mu\text{m} \times 150\text{ }\mu\text{m}$ etwas kleiner aus.

Um im weiteren Verlauf der Arbeit eine jeweils eindeutige Bezeichnung für jede einzelne Designvariante zu verwenden, werden Abkürzungen eingeführt, welche sich auf die jeweilige Form des Heizers beziehen. Das zuvor beschriebene Design mit quadratischem, gerade verlaufenden Heizer wird mit QS (square short) abgekürzt und ist in Abbildung 5.6 dargestellt.

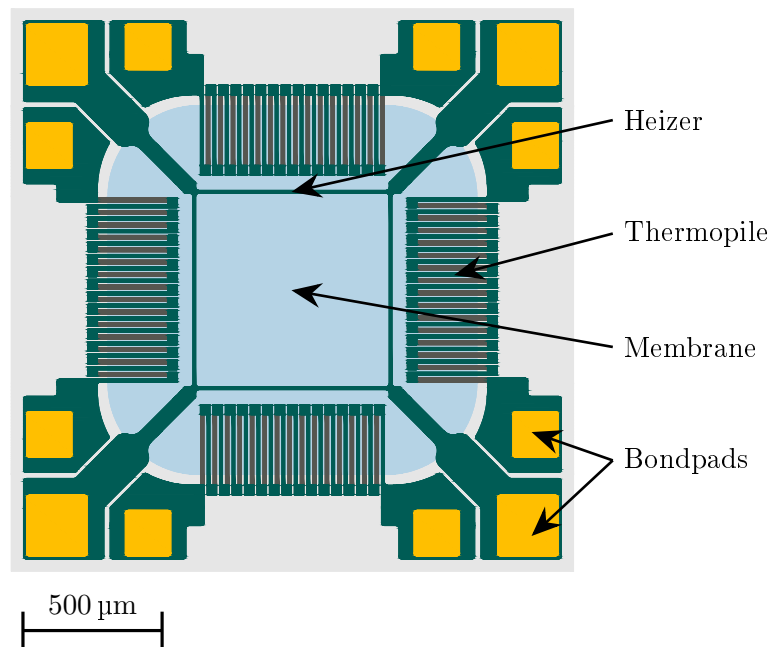


Abb. 5.6: QS-Design des 2D-Sensorchips mit vier gegenüberliegenden, quadratisch angeordneten TPs und einem geraden Heizer

Aufgrund der geringen Chipfläche von 9 mm^2 und der damit einhergehenden Ausbeute von über 800 Chips pro $4''$ -Wafer bietet es sich an, weitere Designvariationen zu kreieren und ebenfalls auf dem Maskensatz zu implementieren. Die einzelnen Variationen können dann mithilfe verschiedener Tests miteinander verglichen werden.

An dieser Stelle wäre auch der Einsatz eines computergestützten Simulationstools eine mögliche Option zur Ermittlung der optimalen Variationen. Da aber genug Platz auf den Wafern zur Verfügung steht und die Messung am echten Chip einer Simulation vorzuziehen ist, wird hiervon abgesehen.

Um bei gleicher Energiezufuhr die Temperatur zu erhöhen und sie zudem auf die Mitte des jeweiligen TPs zu konzentrieren, wurde ausgehend von dem Design mit quadratisch angeordneten TPs eine Variation mit einer verlängerten Heizerstruktur entwickelt. Das Ziel besteht darin eine höhere Thermospannung an den TPs zu erzeugen, was zumindest theoretisch die Empfindlichkeit des Sensors erhöht. Dafür wird die Heizerstruktur in mäanderförmigen Schleifen wie in Abbildung 5.7 dargestellt verlängert. Sie besitzt nun etwa die 3,3 fache Länge des ursprünglichen geraden Heizers.

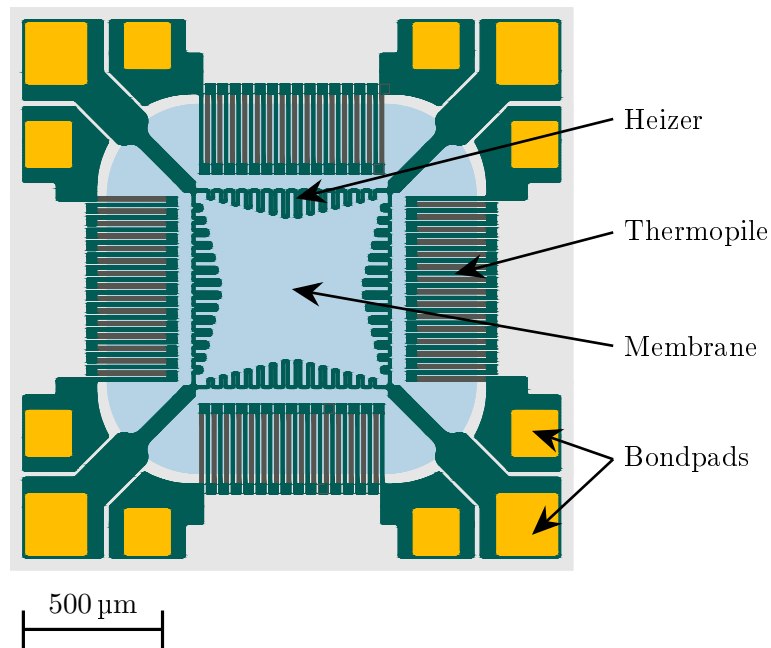


Abb. 5.7: Zeichnung eines 2D-Sensorchips mit vier gegenüberliegenden, quadratisch angeordneten TPs und verlängerten, mäanderförmigen Heizerstruktur

Die Abkürzung für das ebenfalls quadratisch aufgebaute Sensordesign mit der verlängerten, mäanderförmigen Heizerstruktur lautet QL (square long).

Neben der Variation der Heizerlänge wird auch eine Version mit veränderter TP-Form konzipiert. Diese verfügt ebenfalls über vier gegenüberliegende TPs, diese sind jedoch konzentrisch auf den Mittelpunkt der Membran weisend angeordnet. Der Heizer ist bei dieser Anordnung ebenso wie die Membran kreisförmig. Die Vorteile dieser Variation liegen in der 1,4 mal größeren Membran, was eine bessere thermische Entkopplung bringen soll. Zudem sind runde Membranen stabiler, da sie den Zugstress, welcher benötigt wird damit die Membran später nicht durchhängt, besser verteilen können. Ein weiterer positiver Effekt

ist die Tatsache, dass die Leitungen zwischen den Kontaktflächen der TPs nach außen hin um das 1,5 fache breiter werden, wodurch sich deren Widerstand verringert, was sich positiv auf das Ausgangssignal und damit auf die Empfindlichkeit auswirken soll. Der Sensor mit der runden Grundform und der geraden Heizerstruktur erhält die Abkürzung RS (round short), eine Zeichnung dieses Designs ist in Abbildung 5.8 dargestellt.

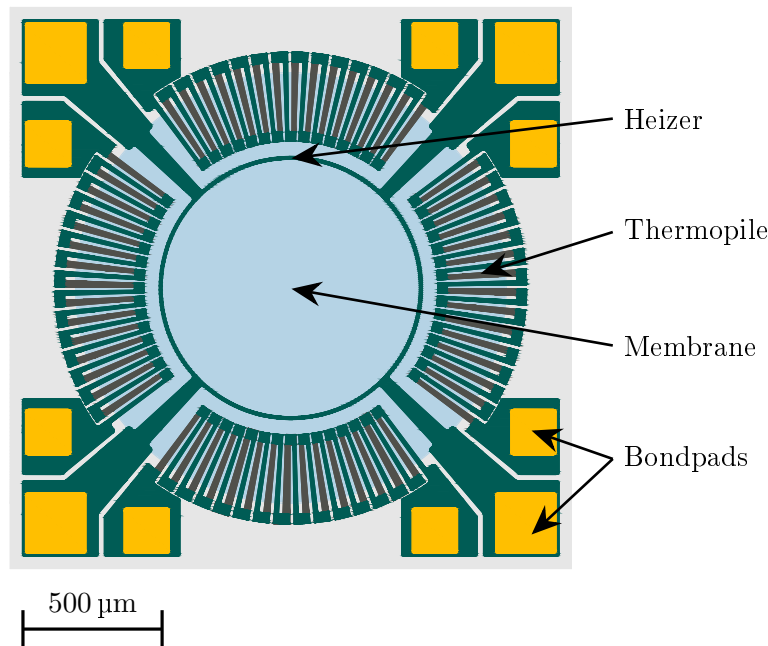


Abb. 5.8: Zeichnung eines 2D-Sensorchips mit vier gegenüberliegenden, konzentrisch angeordneten TPs und einer geraden, kreisförmigen Heizerstruktur

Die unterschiedlichen Designs der einzelnen Sensortypen sind mit den jeweiligen Abkürzungen und ihren spezifischen Eigenschaften in Tabelle 5.3 zusammenfassend aufgeführt.

Tabelle 5.3: Übersicht der einzelnen Sensortypen mit ihren jeweiligen Abkürzungen

Typ	Form des Heizers	Anordnung des Heizers	Anordnung der TPs
QS	gerade	quadratisch	quadratisch
QL	mäanderförmig	quadratisch	quadratisch
RS	gerade	rund	rund

Fertigung

Nachdem sich schon die Designparameter der 2D-Sensoren, wie bereits zuvor in Kapitel 5 beschrieben, an denen des 1D-Sensorchips orientieren, ist es naheliegend, ebenfalls bei der Herstellung des 2D-Sensorchips auf möglichst viele Erfahrungen aus den technologischen Prozessen des 1D-Chips zurückzugreifen bzw. bekannte Herausforderungen im Vorfeld zu umgehen oder anders anzugehen. Der hier beschriebene Herstellungsprozess ähnelt daher in vielen Bereichen dem des bekannten 1D-Sensors, wurde jedoch in einigen Schritten modifiziert und dem neuen 2D-Chip-Design bzw. moderneren technologischen Möglichkeiten angepasst.

In den nachfolgenden Abschnitten werden zunächst die einzelnen Schritte zur Herstellung aufgeführt und rudimentär beschrieben, gefolgt von einer eingehenderen Betrachtung zweier elementarer Prozessschritte sowie einer Prozessvariation. Anschließend werden einige Schwierigkeiten bzw. Herausforderungen, die während des Herstellungsprozesses aufgetreten sind aufgezeigt und diskutiert.

Standartprozesse, wie z.B. die der Fotolithographie oder Prozesse zur Reinigung des Wafers, werden in dieser Arbeit nicht beschrieben. Hierzu sei auf die einschlägige Fachliteratur wie z.B. [Lan19], [MMP05], [VMZ13] oder [Mes04] verwiesen.

6.1 Herstellungsprozess

Der technologische Herstellungsprozess erstreckt sich über mehr als 50 Einzelprozesse und besitzt einen dementsprechend komplexen Ablaufplan. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird er daher nachfolgend in drei Hauptabschnitte unterteilt.

In Abschnitt 6.1.1 erfolgen zunächst die vorbereitenden Aufgaben sowie die Erzeugung der Unterseite der späteren Membran. Im Anschluss beschäftigt sich Abschnitt 6.1.2 mit der Abscheidung und der Strukturierung der TPs und des Heizers also den elektrischen Funktionsschichten des Sensors. In Abschnitt 6.1.3 werden diese elektrischen Funktionsschichten dann passiviert und elektrische Kontaktpunkte (Bondpads) erzeugt. Abschließend erfolgt ebenfalls in diesem Abschnitt das Freilegen der Membran.

6.1.1 Aufbau der Basis mit der Unterseite der Membran

Als Ausgangsmaterial für den technologischen Fertigungsprozess des MEMS-Strömungssensors dienen 380 μm dicke, doppelseitig polierte Wafer aus monokristallinem Si , mit einem Durchmesser von 4". Diese werden zunächst in einem Ofenprozess oxidiert, wobei sich eine 500 nm dicke Schicht SiO_2 bildet, welche den gesamten Wafer einhüllt.

Das SiO_2 fungiert als Ätzstoppschicht für einen späteren Tiefenätzprozess, durch den die Membran freigelegt wird, da es gegenüber dem reinen Si , bei trockenchemischen Ätzprozessen mit Schwefelhexafluorid (SF_6) als Reaktionsgas, eine sehr hohe Selektivität von 1:100 aufweist.[VZ08]

Eine klassische Eigenschaft von SiO_2 als Isolationsschicht zwischen dem Si -Substrat und den elektrischen Funktionsschichten ist hier nicht von Bedeutung. Diese Aufgabe wird durch eine im Anschluss abgeschiedene 300 nm dicke Schicht aus Si -reichem Si_xN_y übernommen, welche gleichzeitig die untere Hälfte der späteren Membran bildet.

Angesichts der Anforderungen an die Si_xN_y -Schicht, mit Hinblick auf ihre spätere Eigenschaft als Membran und gleichzeitiger Deckelungsschicht für die elektronischen Funktionselemente, wird hier ein sogenannter Sandwich-Layer, bestehend aus drei Schichten in einem einzelnen Prozess mittels chemischer Gasphasenabscheidung (Chemical Vapor Deposition, CVD) abgeschieden. Die obere und untere Schicht bestehen aus stöchiometrischem Si_3N_4 . Sie weisen eine Dicke von etwa 25 nm auf und umschließen die mittlere Schicht. Diese wird von 250 nm dicken Schicht aus Si -reichem Si_xN_y gebildet und weist einen leichten Zugstress auf, damit die Membran später nicht durchhängt oder sich wölbt. In 6.2.1 werden unterschiedliche CVD-Verfahren für die Herstellung solcher Schichten dargestellt und die genauen Parameter aufgeführt. Einfachheitshalber wird dieses Schichtpaket im weiteren Verlauf als Si_xN_y -Schicht bezeichnet.

Der Grund für die Umhüllung der Si_xN_y -Schicht mit Si_3N_4 besteht in der späteren Verwendung von WTi für die Heizerstruktur und die eine Hälfte der TPs. Bei direktem Kontakt und unter hohen Temperaturen verbindet sich das Wolfram (W) aus dem WTi mit dem Si aus dem Si -reichen Si_xN_y und es bildet sich eine Schicht aus Wolframsilicid (WSi_2). Da WSi_2 elektrisch leitfähig ist, kann es durch diese ungewollte Reaktion zu Kurzschlüssen zwischen den einzelnen elektrischen Funktionselementen kommen. Dies könnte später die sensorische Auflösung des Sensors beeinträchtigen oder den Chip gänzlich unbrauchbar machen.

6.1.2 Abscheiden und Strukturieren der elektrischen Funktionsschichten

Nun erfolgt die Fertigung der TPs und des Heizers. Hierzu wird eine 500nm dicke Schicht aus in-situ p-dotiertem *Poly-Si* abgeschieden. Die Abscheidung erfolgt mittels chemischer Gasphasenabscheidung bei niedrigem Druck (Low Pressure Chemical Vapor Deposition, LPCVD). Diese Schicht bildet später das erste Material der TPs und muss daher in einem weiteren Prozess, wie in Abbildung 6.1 dargestellt, strukturiert werden.

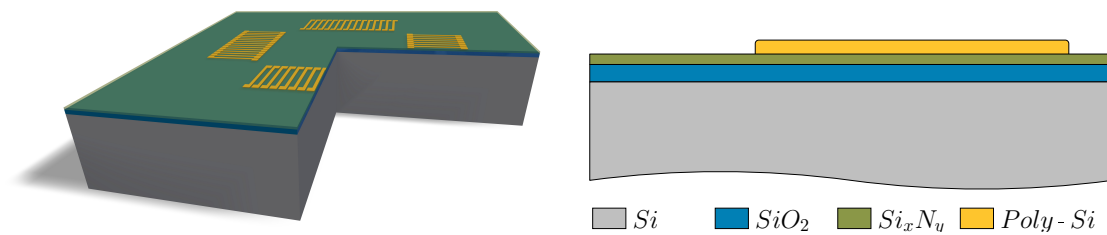


Abb. 6.1: Schnittbild des Chips nach der Strukturierung des *Poly-Si* und Veranschaulichung des Aufbaus des Schichtpaketes

Für die Strukturierung des *Poly-Si* kommt das reaktive Ionenätzen mit Plasmaunterstützung (Reactiv Ion Etching, RIE) zum Einsatz, unter Verwendung von SF_6 als Ätzgas. Da SF_6 nur eine sehr geringe Selektivität gegenüber Si_3N_4 aufweist, muss bei der Dauer des Prozesses sorgfältig darauf geachtet werden, dass dieser rechtzeitig abgebrochen wird, um die darunterliegende Membran-Schicht nicht zu stark anzugreifen.

Nach der Strukturierung auf der Oberseite des Wafers, werden sowohl das *Poly-Si* als auch die Si_xN_y -Schicht auf der Rückseite des Wafers ganzflächig entfernt, um das darunterliegende *Si* freizulegen. Dies vereinfacht den späteren, rückseitigen Tiefenätzprozess zum Freilegen der Membran.

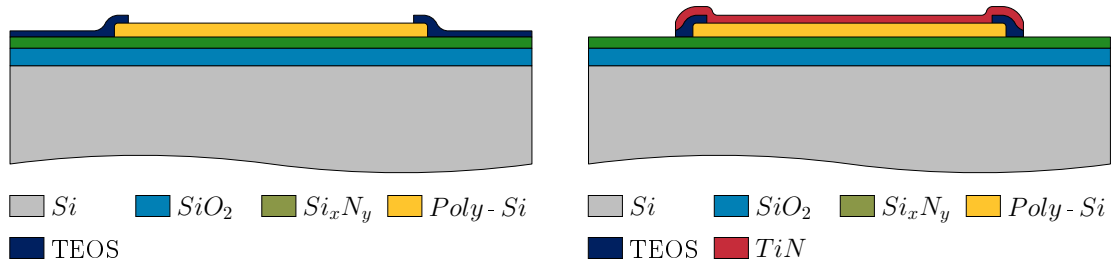
Im Anschluss muss noch der Schichtwiderstand des strukturierten *Poly-Si* angepasst werden. Dieser sollte bei etwa $7,5\text{ m}\Omega/\text{cm}$ liegen und wird in einem Ofenprozess durch Temperung eingestellt.

Bevor nun *WTi* als zweites TP-Material abgeschieden und strukturiert werden kann, bedarf es einiger technologischer Vorkehrungen und Zwischenschritte. Wie zuvor beschrieben, werden die elektrischen Funktionsschichten im späteren Verlauf des Prozesses mit einer zweiten Si_xN_y -Schicht passiviert. Dies bedeutet einen weiteren Hochtemperaturprozess bei 750°C . Durch diese hohen Temperaturen würde das *W* aus dem *WTi* in das darunterlie-

gende Si diffundieren eine unerwünschte WSi_2 -Schicht entstehen. Solche Silizid-Schichten weisen einen sehr hohen intrinsischen Stress auf, wodurch es zu Delaminierungen einzelner Schichten kommen kann. Ein weiteres Problem stellt die elektrische Leitfähigkeit von WSi_2 dar wodurch es zu Kurzschlüssen kommen kann.[BSL09]

Um diesem Effekt entgegenzuwirken, wird, zwischen dem $Poly-Si$ und dem WTi eine 60 nm dicke Schicht Titan-Nitrid (TiN) als Diffusionsbarriere abgeschieden. Bei der Strukturierung des TiN kommt Chlorgas (Cl_2) in einem RIE-Prozess zum Einsatz. Da dieser Prozess eine stark negative Selektivität von etwa 1/1,85 gegenüber dem darunter liegenden $Poly-Si$ besitzt, wird der Wafer zunächst mit einer 100 nm dicken Schicht SiO_2 eingehüllt. Dies weist eine deutlich bessere Selektivität von 1/0,22 gegenüber dem TiN auf.

Da für die Erzeugung der SiO_2 -Schicht kein natives Si zum oxidieren an der Oberfläche des Wafers zur Verfügung steht, kommt hier ein LPCVD-Prozess mit Tetraethylorthosilicat (TEOS) als Prozessgas zum Einsatz. Die so entstandene 100 nm dicke SiO_2 -Schicht wird dann an den späteren Kontaktstellen zwischen dem $Poly-Si$ und dem WTi geöffnet. Die Öffnung erfolgt via RIE mit Tetrafluormethan (CF_4) als Prozessgas. Das Resultat ist in Abbildung 6.2a veranschaulicht.



(a) Unter Verwendung von TEOS abgeschiedene SiO_2 -Schicht mit geöffneten TP-Kontaktpunkten zum $Poly-Si$

(b) Strukturierte TiN -Schicht als Diffusionsbarriere zwischen dem $Poly-Si$ und dem später abgeschiedenen WTi

Abb. 6.2: Veranschaulichung der Prozessschritte zur Erzeugung einer Diffusionsbarriere bestehend aus TiN zwischen dem $Poly-Si$ und dem im Anschluss abgeschiedenen WTi an den Kontaktpunkten der TPs

Die Kontaktflächen des $Poly-Si$ liegen nun frei und die gesamte Oberfläche des Wafers wird in einem Sputter-Prozess mit 60nm TiN überdeckt. Hierbei wurden zwei unterschiedliche Sputterverfahren ausprobiert. Die beiden Verfahren werden in Abschnitt 6.2.2 genauer beschrieben und diskutiert. Die anschließende Strukturierung der TiN -Schicht erfolgt in einem RIE-Prozess mit Cl_2 als Ätzgas. Abbildung 6.2b zeigt das fertige Schichtpaket der Diffusionsbarriere.

Nachdem die Kontaktflächen mit der Diffusionsbarriere überdeckt sind, kann nun eine 200nm dicke Schicht WTi mittels Magnetron-Sputtern auf der Waferoberfläche abgeschieden werden. Durch die anschließende nass-chemische Strukturierung werden neben der zweiten Hälfte der TPs auch die Heizerstrukturen erzeugt. Das fertige Schichtpaket mit den elektronischen Funktionsschichten ist in Abbildung 6.3 dargestellt.

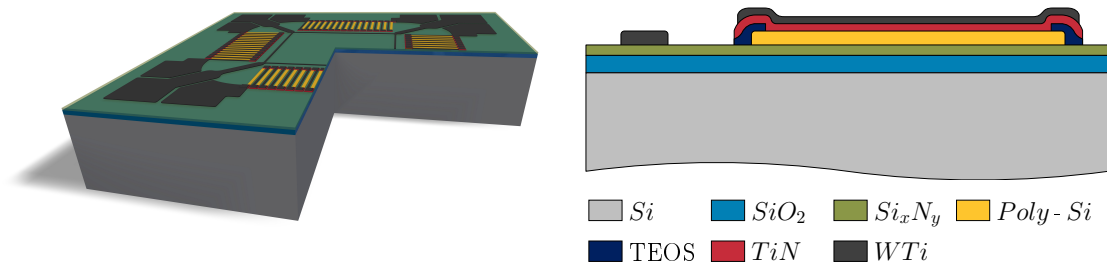


Abb. 6.3: Darstellung aller elektrischen Funktionsschichten und Aufbau des Schichtpaketes nach der Strukturierung des WTi

6.1.3 Passivieren der Funktionsschichten und Freilegen der Membran

Im letzten Abschnitt des Herstellungsprozesses, werden zunächst die elektrischen Funktionsschichten mit demselben, dreiteiligen Si_xN_y -Sandwichlayer abgedeckt, welcher bereits für die Unterseite der Membran abgeschieden wurde. Beginnend mit dem stöchiometrischen Si_3N_4 , damit auch hier eine Silizidbildung vermieden wird. Diese Lage bildet gleichzeitig die obere Hälfte der Membran.

Um die so eingeschlossenen Funktionsschichten später elektrisch kontaktieren zu können, wird die Si_xN_y -Schicht oberhalb der Bondpads mittels RIE-Ätzen wieder geöffnet und das darunter liegende WTi freigelegt. Dieser Schritt ist in Abbildung 6.4a dargestellt.

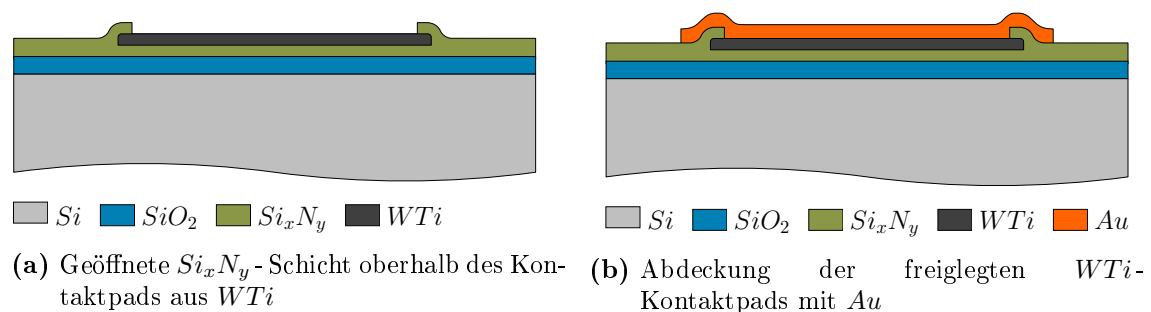


Abb. 6.4: Herstellung der Bondpads durch Öffnung der Passivierungsschicht oberhalb der Kontaktpads aus WTi und anschließende Überdeckung mittels Au

Die elektrischen Kontaktflächen (Bondpads) des Chips sollen später möglichst korrosionsarm und zudem leicht mittels Wire-Bonding kontaktierbar sein. Aus diesem Grund wird abschließend auf der Oberseite noch eine 500 nm dicke Schicht aus Gold Au abgeschieden. Die Bondpads werden danach in einem nasschemischen Ätzprozess in einer Jodlösung strukturiert. Abbildung 6.4b zeigt die nun goldbedeckten und somit korrosionsgeschützten Kontaktflächen zum WTi .

Nun sind alle oberseitigen Prozessschritte abgeschlossen und die Membran kann freigelegt werden. Dieser Prozess erfolgt in zwei Stufen.

Zunächst wird von der Rückseite her das Si unterhalb der elektrischen Funktionsschichten mittels reaktivem Iontiefenätzen (Deep Reactive Ion Etching, DRIE) so entfernt, dass sich die Referenzkontaktflächen der TPs noch gerade über dem Bulkmaterial befinden. Die ganz zu Anfang des Herstellungsprozesses erzeugte SiO_2 -Schicht dient bei diesem Prozess als Ätzstop. Im Anschluss an den Trockenätzprozess, wird diese SiO_2 -Schicht dann nasschemisch in einer flusssäurehaltigen Lösung ebenfalls entfernt.

Abbildung 6.5 zeigt den nun fertigen Sensor im Viertelschnitt mit allen Funktionselementen und der freigelegten Si_xN_y -Membran.

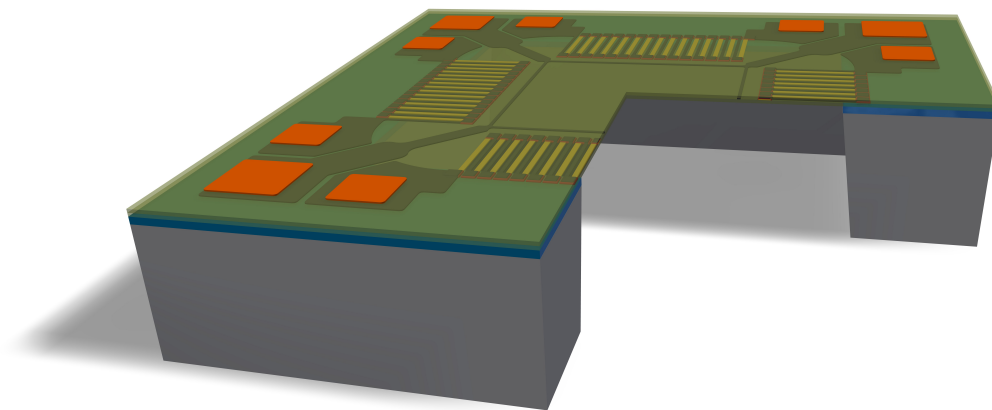


Abb. 6.5: Viertelschnitt des fertigen Sensorchips mit allen Funktionselementen und freigelegter Membran

Der Herstellungsprozess ist nun abgeschlossen und die Wafer mit den Sensorchips können gesägt werden. Um eine Zerstörung der Membran bei diesem invasiven Prozessschritt zu vermeiden, erfolgt noch ein letzter Lackprozess, in dem die Wafer oberseitig mit einer Schutzschicht aus $15\ \mu\text{m}$ Fotolack bedeckt werden. Diese lässt sich nach dem Sägen in

einem mehrstufigen Reinigungsprozess mit Aceton, Isopropanol und deionisiertem Wasser (DI-Wasser) entfernen. Ein Foto mit fertig prozessierten und vereinzelt 2D-Sensorchips ist in Abbildung 6.6 zum Größenvergleich auf einer 1€-Cent Münze dargestellt.

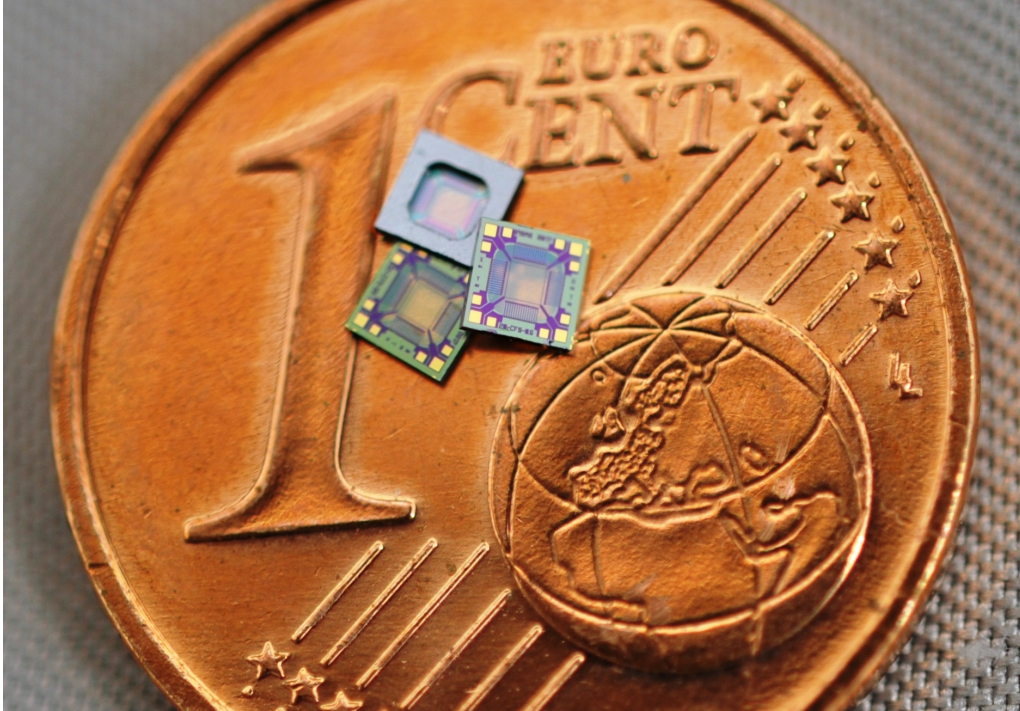


Abb. 6.6: Fertig prozessierte und vereinzelt 2D-Sensorchips auf einer 1€-Cent Münze

6.2 Prozessdetails

Für eine detailliertere Betrachtung beschreibt dieser Abschnitt die einzelnen Abläufe und einige Besonderheiten der wesentlichen Prozessschritte eingehender. Ergänzend werden besondere Herausforderungen, die während der Herstellung im Prozessablauf aufgetreten sind aufgezeigt und diskutiert.

6.2.1 Abscheidung von Silizium-Nitrid

Schichten aus Silizium-Nitrid lassen sich allgemein mittels CVD erzeugen. Bei diesem Verfahren wird in einem Reaktor ein thermisch instabiles Gas über das Substrat geleitet. Durch Energiezufuhr mittels Wärme oder Plasma findet eine chemische Reaktion statt, bei der ein Feststoff aus der Gasphase herausgelöst wird, welcher dann auf der Oberfläche des Substrates reagiert.[Mes04]

Je nach Randbedingungen des Prozesses, wie Umgebungsdruck oder Art der Energieeinkopplung, wird zwischen diverse Varianten des CVD-Verfahrens unterschieden, wobei sich zur Abscheidung von Si_3N_4 bzw. Si_xN_y , nach [FSM⁺97], die folgenden drei sinnvoll einsetzen lassen.

- APCVD (Atmospheric Pressure Chemical Vapour Deposition)
- PECVD (Plasma Enhanced Chemical Vapour Deposition)
- LPCVD (Low Pressure Chemical Vapour Deposition)

Bei der klassischen Variante, dem APCVD, wird bei Atmosphärendruck von 1000 hPa und Temperaturen von über 800°C abgeschieden. Der Prozessaufwand ist einfach und die Abscheiderate mit über 10 nm/min hoch. Die so gewonnenen Schichten besitzen jedoch eine sehr geringe Homogenität.[OM03]

Beim PECVD wird die benötigte Energie durch Zünden eines Plasmas oberhalb des Wafers eingekoppelt. Dadurch lassen sich Schichten bei deutlich geringeren Temperaturen von 300°C–450°C abscheiden, welche jedoch keine hohe Dichte aufweisen und daher eher als Maskierung Verwendung finden.[VZ08][NDD⁺90]

Die Abscheidung via LPCVD erfolgt bei höherem Umgebungsdruck, im Vergleich zum PECVD. Aufgrund der damit höheren Menge an Fremdatomen innerhalb der Reaktionskammer, kollidieren die gelösten Feststoffe vor dem Auftreffen auf das Substrat häufiger. Durch die Kollisionen abgelenkt, schlagen sie dann in unterschiedlichen Winkeln auf die Oberfläche des Substrates auf. Ebenfalls ist die Abscheidetemperatur mit etwa 650°C–750°C deutlich höher, wodurch die Feststoffe tiefer in das Substrat diffundieren. Die so abgeschiedenen Schichten weisen daher eine deutlich höhere Homogenität und Pinholefreiheit im Vergleich zu anderen CVD-Varianten auf. Die hohe Temperatur kann für viele Anwendungen jedoch auch ein Nachteil gegenüber dem PECVD sein.[SKKM96]

Die Si_xN_y -Schichten erfüllen bei dem hier prozessierten Sensorchip gleich zwei Funktionen, die der Membran und die der Passivierung der el. Funktionsschichten. Für die Eigenschaften der Membran spielt die Schichthomogenität eine wichtige Rolle. Ein homogen verteilter Schichtstress wirkt sich grundsätzlich positiv auf die Haltbarkeit sowie die Belastbarkeit der Membran aus. Als Passivierung für die el. Funktionsschichten, muss die Si_xN_y -Schicht zudem eine hohe Dichte aufweisen, damit diese chemisch inert und pinholefrei ist.

Aufgrund dieser hohen Ansprüche an die Membran kommt für die Abscheidung nur das LPCVD-Verfahren in Frage. Die damit einhergehenden negativen Auswirkungen durch die

hohe Prozesstemperatur, wie z.B. unerwünschte Diffusion, müssen daher mit zusätzlichen Schritten und Schichten kompensiert werden.

6.2.2 Titan-Nitrid abscheiden und strukturieren

Die als Diffusionsbarriere zum Einsatz kommende TiN -Schicht wird in einem Sputterprozess abgeschieden. Hierbei kamen zwei unterschiedliche Verfahren zum Einsatz. Das reaktive Sputtern mit einem Ti -Target unter Zuführung von Stickstoff (N) und das direkte Sputtern mittels TiN -Target.

Das direkte Sputtern weist dabei einige entscheidende Vorteile auf. Zum einen beträgt die Prozessdauer mit etwa 300 Sekunden nur etwa 10% von der des reaktiven Sputterns. Zum anderen ist die abgeschiedene Schicht sowohl chemisch als auch mechanisch deutlich widerstandsfähiger. Dies zeigt sich dadurch, dass die herkömmlichen Ätzprozesse, die für reaktiv gesputtertes TiN zum Einsatz kommen, nicht aggressiv genug sind. Sie müssen daher zeitlich deutlich verlängert oder hinsichtlich ihrer Prozessparameter abgeändert werden. Zusätzlich muss die Leistung des physikalischen Anteils, dem sogenannten Sputterätzen, erhöht werden. Hierbei muss darauf geachtet werden, dass beim Ätzen mit Cl_2 eine geringe Selektivität gegenüber dem TEOS besteht. Untersuchungen von [CLH⁺01] zeigen, dass TiN eher chemisch, SiO_2 eher physikalisch angreifbar ist, daher sollte der physikalische Anteil nicht zu hoch gewählt werden.

6.2.3 Membran freilegen

Das Freilegen der Membran erfolgt in einem DRIE-Prozess über die Rückseite des Wafers. DRIE ist ein alternierendes plasmaunterstütztes Trockenätzverfahren mit einem kontinuierlichen Wechsel zwischen einem RIE- und einem Passivierungsschritt. Dadurch wird eine hohe Ätztiefe bei stark anisotropem Kantenverlauf realisiert. Da es hier zum Tiefenätzen von Si eingesetzt wird, kommt SF_6 als Reaktionsgas zum Einsatz.

Für die Passivierung wird die Kammer mit Octafluorocyclobutan (C_4F_8) geflutet, welches in Kombination mit dem Plasma ionisiert und auf der Oberfläche des Wafers kondensiert, dadurch bildet sich eine passivierende Polymerschicht.

Der DRIE-Prozess unterteilt sich in zwei unmittelbar aufeinanderfolgende Einzelprozesse mit jeweils unterschiedlichen Ätzgeschwindigkeiten. Im ersten Schritt wird mit einer hohen Ätzrate gearbeitet, da in diesem Bereich das Ätzprofil und die Kantensteilheit keine Aus-

wirkungen auf die Funktion des Chips haben und die Dauer des gesamten Ätzprozesses so auf etwa 60 min reduziert wird.

Für die letzten $10\ \mu\text{m}$ – $20\ \mu\text{m}$ wird die Intensität des Prozesses deutlich verringert um den Zeitpunkt des Erreichens der Ätzstoppschicht möglichst genau abzugleichen. Ein Durchätzen der SiO_2 -Schicht durch das SF_6 ist zwar aufgrund der hohen Selektivität von 120:1 und mehr, abhängig von den gewählten Prozessparametern, eher unwahrscheinlich, jedoch kommt es bei Erreichen der SiO_2 -Schicht zu unkontrollierbaren Nebeneffekten wie z.B. dem *notching*. Dabei werden einige der freien Elektronen durch Aufladungseffekte der Seitenwände und des Grabenbodens so stark abgelenkt, dass sie in die passivierte Seitenwand einschlagen. Es kommt zu einem schnelleren Degradieren bis hin zum Durchbruch der Passivierungsschicht an dieser Stelle und in Folge dessen zu einem isotropen Ätzprofil. Im schlimmsten Falle würde die Membran dadurch seitlich so stark unterätzt werden, dass die Referenzpunkte der einzelnen Thermolemente nicht mehr über dem Bulkmaterial sondern ebenfalls auf der Membranfläche liegen.

Das Resultat wäre eine erhebliche Verschlechterung der Sensitivität des Chips, da sich die Temperaturdifferenz zwischen den Kontaktpunkten der Thermolemente dadurch stark verringert.

6.3 Herausforderungen

Im Zuge der Fertigung kam es erwartungsgemäß zu unvorhersehbaren Fehlern im Prozessablauf. Einige ließen sich durch einfaches rück- und anschließendes reprozessieren beheben. Beispiele hierfür sind Fehljustagen oder Schwachstellen in abgeschiedenen Schichten. In diesem Falle wird die fehlerhafte Lackmaske oder die jeweilige Schicht vollständig entfernt und der Prozess erneut durchgeführt. In manchen Fällen ist jedoch ein solches Vorgehen nicht mehr möglich, da der verursachte Schaden zu gravierend oder irreversibel ist. Nachfolgend werden zwei solche gravierenden Prozessfehler aufgeführt und diskutiert.

6.3.1 Diffusion

In Abschnitt 6.1.2 wurde bereits auf die Problematik eingegangen, dass W bei hohen Temperaturen dazu neigt, in angrenzende Si -reiche Schichten zu diffundieren. Da zur Passivierung der elektrischen Funktionsschichten Si_xN_y in einem LPCVD-Prozess bei Tem-

peraturen um die 700°C abgeschieden wird, ist eine Diffusionsbarriere aus TiN zwischen dem $Poly-Si$ und dem W notwendig. Diese ist so bemessen, dass sie dem notwendigen Hochtemperaturprozess standhält.

Im Zuge der Entwicklung des 2D-Sensorchips kam es bei einer Charge im zweiten der LPCVD-Prozessdurchläufe, dem zur Abscheidung der Passivierung, zu einem Fehler im Programmablauf. In Folge dessen wurden die notwendigen Prozessgase zur Abscheidung der Si_xN_y -Passivierungsschicht nicht in die Prozesskammer eingeleitet, der Prozessablauf jedoch auch nicht unterbrochen. Die Wafer durchliefen den gesamten Prozess und wurden dabei auch für den vollen Zeitraum den hohen Temperaturen ausgesetzt. Da der LPCVD-Prozess wiederholt werden musste und die Wafer dadurch ein zweites Mal den hohen Temperaturen ausgesetzt waren, kam es zum Durchbruch der Diffusionsbarriere, welche für die doppelte Prozessdauer nicht ausgelegt ist und in Folge dessen zur Diffusion von W -Atomen in das darunter liegende $Poly-Si$.

Da an den Berührungspunkten der beiden Materialien ein Kontakt ausdrücklich gewünscht ist, sind Kurzschlüsse zwischen den Schichten unkritisch. Es kam durch die Diffusion jedoch zu einer Delaminierung der Schichten in Form von kleinen Erhebungen (Pocken) auf den TPs und durch den so entstandenen Schichtstress stellenweise auch zu Abplatzen. Abbildung 6.7 zeigt Aufnahmen mit einem Rasterelektronenmikroskop (REM) auf denen die Pockenbildung und ein solcher Abplatzer zu erkennen sind.

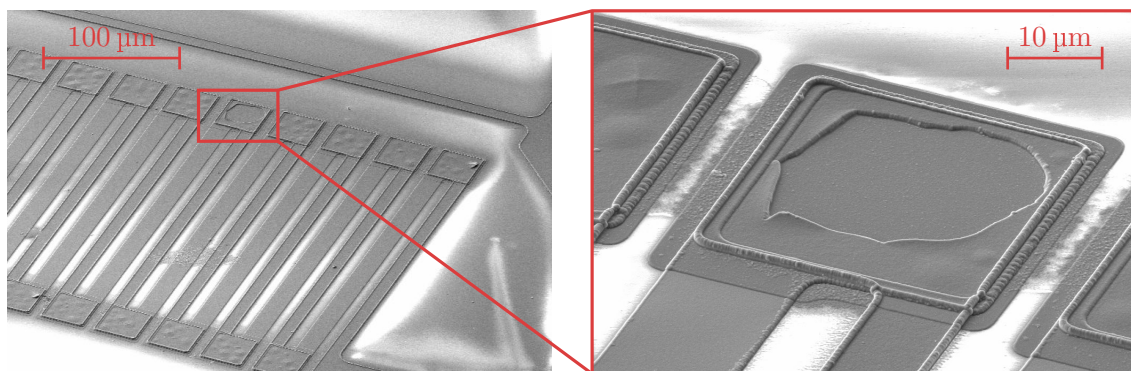


Abb. 6.7: REM-Aufnahme zur Veranschaulichung von Pockenbildung und dem Abplatzen von Material durch eine Delaminierung der Schichten infolge einer Diffusion

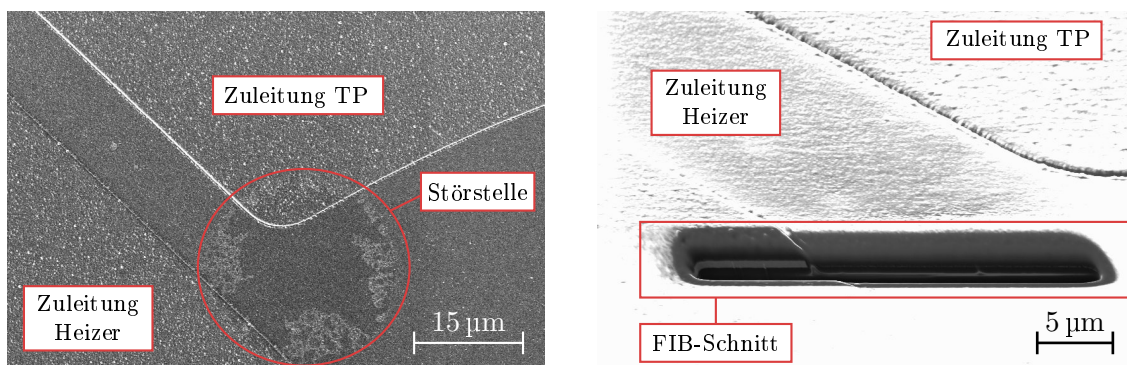
Durch Zwar wiesen einige der Chips dieser Charge keine Abplatzer auf und konnten daher noch für Messungen verwendet werden, die Ausfallrate durch das Abplatzen von Material war jedoch sehr hoch und der Yield lag de facto unter 1%.

6.3.2 Kurzschlüsse

In einem weiteren Durchlauf einer neuen Charge wurden bei dem elektrischen Funktionstest im Anschluss an die Passivierung mit Si_xN_y Kurzschlüsse zwischen den Strukturen des Heizers und denen der TPs festgestellt. Diese traten bei nahezu allen Chips auf.

Im Anschluss an die *WTi*-Strukturierung wurden sowohl eine optische Inspektion mittels Lichtmikroskop als auch eine elektrische Messung der Widerstände durchgeführt. Hierbei konnten keine Beanstandungen festgestellt werden. Fehler, aufgrund von Rückständen des *WTi* durch nicht vollständiges Ätzen beim vorherigen Prozess, können daher ausgeschlossen werden. Es bleibt als Ursache lediglich eine ungewollte Reaktion während des LPCVD-Prozesses, z.B. aufgrund der hohen Temperaturen.

Bei der genaueren Untersuchungen mit einem REM konnten Störstellen aufgedeckt werden, welche unter einem Lichtmikroskop nicht sichtbar sind. Abbildung 6.8a zeigt eine solche Störstelle zwischen zwei benachbarten Zuleitungen eines Heizers und eines TPs.



(a) Störstelle zwischen den Zuleitungen des Heizers und des TP

(b) Mittels FIB erzeugter Schnitt durch die Oberfläche des Chips

Abb. 6.8: REM-Aufnahmen einer Störstelle zwischen zweier benachbarter Leiterbahnen und Positionierung eines FIB-Schnittes zur Analyse des Schichtaufbaus an dieser Stelle

Um die Ursache für die Kurzschlüsse zu ermitteln, wurde mithilfe eines fokussierten Ionenstrahl (Focused Ion Beam, FIB) an mehreren solcher Störstelle ein Schnitt in die Oberfläche des Wafers durchgeführt. Ein solcher FIB-Schnitt ist in Abbildung 6.8b dargestellt.

An der entstandenen Schnittkante lässt sich nun der Aufbau der einzelnen Schichten analysieren, um so die Ursache für die Kurzschlüsse zu ermitteln. Eine stark vergrößerte Darstellung des Schichtpaketes aus einem Schnitt in der Umgebung eines Kontaktpads aus *WTi* zeigt Abbildung 6.9.

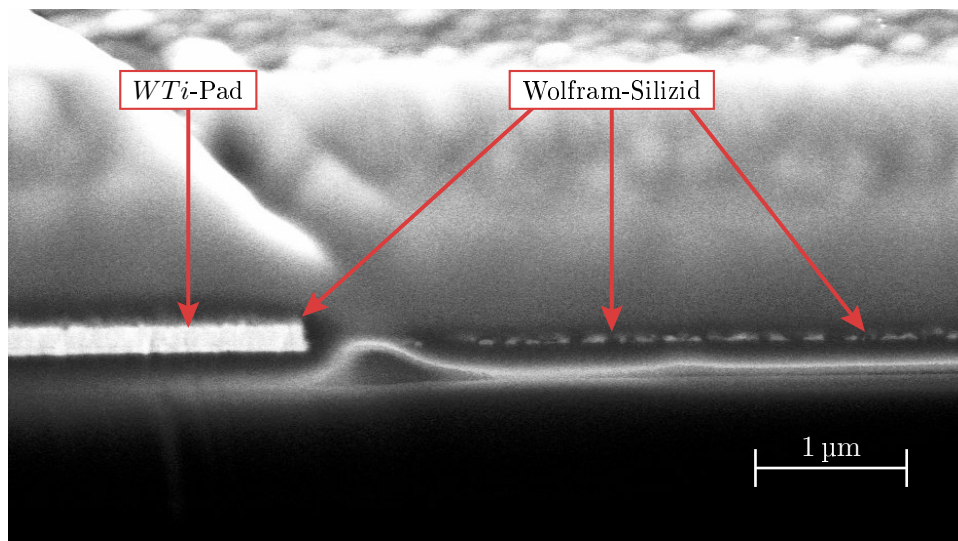


Abb. 6.9: REM-Aufnahme eines mittels FIB-Schnitt freigelegten Schichtaufbaus zur Darstellung von Silizidbildung

Die Analysen des Schichtaufbaus anhand der REM-Bilder legen die Vermutung nahe, dass das stöchiometrische Si_3N_4 , welches die untere Schicht der Si_xN_y -Passivierung bildet, zu dünn abgeschieden wurde. Dadurch könnten W -Atome in die Passivierung diffundieren, wodurch sich eine dünne leitfähige Silizidschicht ausbildet, welche eine potentielle Ursache für den Kurzschluss darstellt.

Eine weitere Erklärung für das Entstehen der Kurzschlüsse besteht darin, dass beim nass-chemischen entfernen des WTi , Reste einer sehr dünnen Schicht Wolframtrioxid (WO_3) zurückgeblieben sind, welche dann bei den hohen Temperaturen zunächst zu Wolfram reduziert wurden und danach durch Diffusion eine Silizidschicht gebildet haben.

Eine exakte Bestimmung der tatsächlichen Ursache für die Kurzschlüsse war aufgrund der durchgeführten Analysen leider nicht möglich.

Die REM-Bilder zeigen eine sehr dünne Metallisierung, welche für die Kurzschlüsse verantwortlich sein könnte. Zunächst wurde versucht, diese durch Anlegen hoher Spannungen von bis zu 30 V zwischen den jeweiligen Kontakten „freizubrennen“. Dies gelang jedoch nur bei wenigen Sensoren und führte bei den meisten zur Zerstörung, weswegen diese Methode nicht weiterverfolgt wurde.

Ein zweiter Ansatz bestand darin, in einem zusätzlichen RIE-Prozess dünne Gräben zwischen den einzelnen Strukturen in die passivierende Si_xN_y -Schicht zu ätzen und dabei die Kurzschlüsse aufzutrennen. Da die einzelnen Strukturen stellenweise nur 5 µm auseinander

derlagen, durfte der Graben hier nicht breiter als $3\ \mu\text{m}$ ausfallen, um Fehljustagen und Unterätzungen der Maske zu kompensieren. In den Bereichen, in denen die kurzgeschlossenen Strukturen weiter auseinanderliegen, durfte der Graben aber auch nicht maßgeblich verbreitert werden, da die Ätzgeschwindigkeit auch stark von der Grabenbreite abhängt. Unter Berücksichtigung dieser Vorgaben wurde das in Abbildung 6.10a dargestellte Design für den Verlauf der RIE-Gräben entwickelt, welches hohe Ansprüche an die Strukturgenauigkeit der Maske selbst und an die Durchführung der Justage während des Lithographieprozesses stellt.

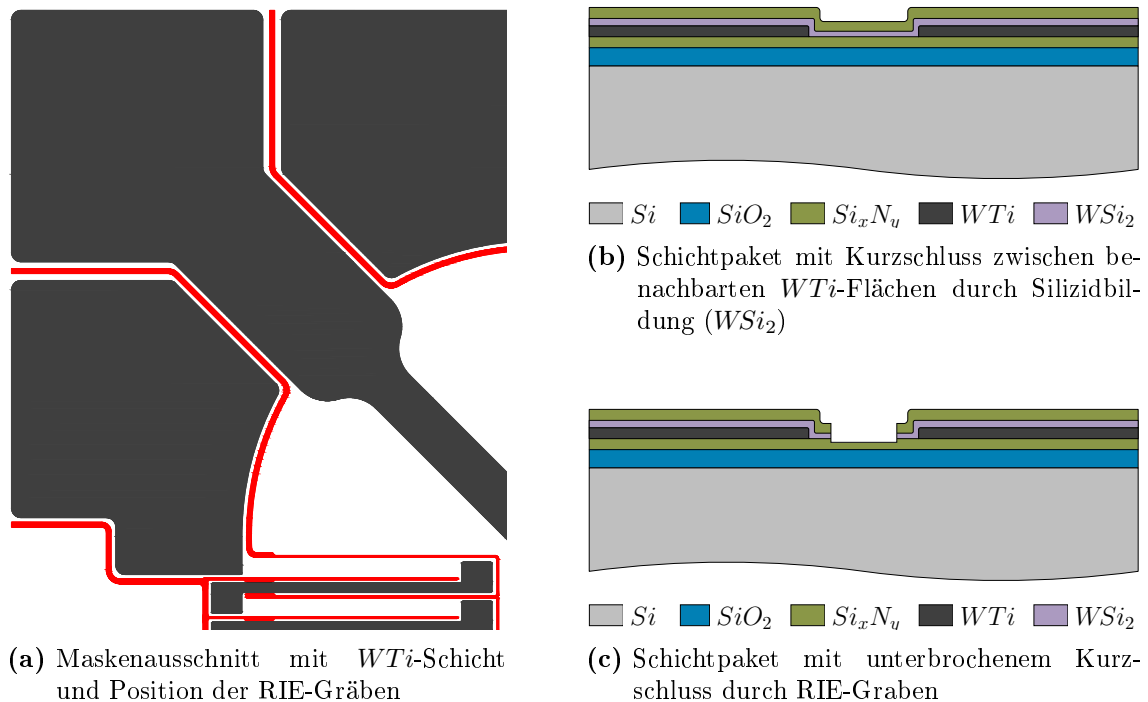


Abb. 6.10: Auftrennen von Kurzschlüssen durch Erzeugung von RIE-Gräben zwischen benachbarten WTi -Pads

Die Schichtskizze in Abbildung 6.10b veranschaulicht die Kurzschlüsse in Form einer dünnen leitenden WSi_2 -Schicht, welche zwei benachbarte WTi -Pads ungewollt elektrisch verbindet. Diese wird, wie in Abbildung 6.10c dargestellt, mittels Durchätzung aufgetrennt. Der Ätzprozess muss dabei rechtzeitig abgebrochen werden, um die untere Hälfte der Si_xN_y -Schicht nicht zu durchätzen, da im Bereich der Membran sonst Löcher in dieser entstehen. Dies würde die Stabilität der ohnehin schon empfindlichen Membran stark verringern, wodurch dies schneller reißen kann. Zudem kann durch diese Löcher Luft entweichen, was die Ergebnisse späterer Messungen negativ beeinflusst.

Durch diesen zusätzlichen Prozessschritt gelang es, die Kurzschlüsse aufzutrennen und wieder funktionsfähige Sensoren zu generieren, von denen einige für die spätere Charakterisierung herangezogen wurden.

6.4 Aufbau- und Verbindungstechnik

Um die Sensoren einsetzen zu können, werden diese zunächst an einer Wafersäge vereinzelt. Da der gesägte Chip lediglich $2\text{ mm} \times 2\text{ mm}$ misst und die elektrischen Kontaktflächen zum Teil nur $150\text{ }\mu\text{m} \times 150\text{ }\mu\text{m}$, wird er oberflächenbündig in eine runde Leiterplatte (Board) mit einem Durchmesser von 42 mm eingesetzt, vergossen und via Drahtbonds mit diesem kontaktiert. Dieses Board enthält rückseitig alle nötigen Elektronikbauteile, um den Heizer des Sensor anzusteuern und die TP-Signale auszulesen. Auch lassen sich Kalibrierdaten hinterlegen, wodurch das System einen ermittelten Strömungswert bereits in m/s und einen Winkel in Gradschritten, relativ zu einer Referenzachse ausgibt. Hierfür verfügt das Board über eine I²C Schnittstelle. Die Abbildung 6.11 zeigt ein solches Board mit eingegossenem 2D-Sensorchip.

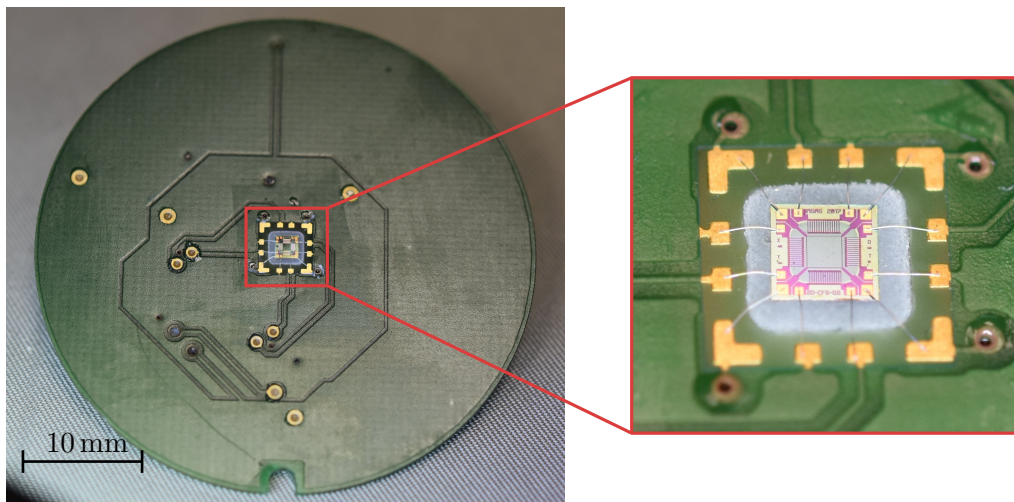


Abb. 6.11: Rundes Elektronikboard mit oberflächenbündig eingegossenem und via Drahtbonds kontaktiertem 2D-Sensorchip

Die elektronischen Bauteile befinden sich auf der Unterseite des Boards um die Aerodynamik nicht zu beeinträchtigen. Zudem sollte das Board möglichst wenige und wenn, dann besonders kleine oder gar verschlossene Vias aufweisen, da auch diese die Strömung über das Board und damit auch die Messergebnisse beeinträchtigen können. Ebenfalls aus

Gründen der Aerodynamik muss der Sensor oberflächenbündig zu dem Elektronikboard eingesetzt werden, damit an etwaigen Übergängen oder Kanten keine Verwirbelungen oder Strömungsabrisse entstehen, welche die Messgenauigkeit negativ beeinflussen. Um dies zu gewährleisten, verfügt das Board über eine Aussparung von etwa $3\text{ mm} \times 3\text{ mm}$ in seiner Mitte. In diese wird später der Sensor eingesetzt. An der Außenseite des Boards befindet sich zudem eine 2 mm breite Nut. Mit ihrer Hilfe können die Boards später immer mit der selben Orientierung in den Gehäusen positioniert werden.

Um den Sensor oberflächenbündig in das Elektronikboard einzusetzen, wird dieser zunächst, wie in Abbildung 6.12a dargestellt, mit der sensorischen Membranseite auf einen kleinen Streifen selbsthaftende Folie gesetzt. Der Klebefilm auf der Folie darf nicht zu adhesiv sein, damit sich diese später wieder rückstandslos und ohne die Membran zu zerstören ablösen lässt. Die Adhäsion muss aber ausreichend hoch sein, damit die Vergussmasse beim späteren Vergießen nicht zwischen Folie und Chip laufen und die Bondpads oder gar die Membran überdecken kann.

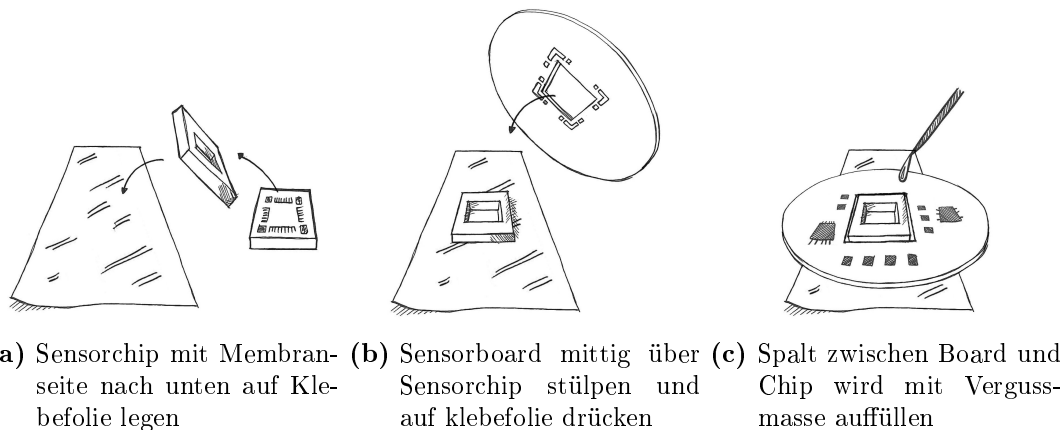


Abb. 6.12: Veranschaulichung der einzelnen Prozessschritte zur oberflächenbündigen Einbettung des Sensorchips in das Elektronikboard

Nachdem der Chip auf der Folie platziert und leicht angedrückt wurde, wird das Board so darüber positioniert, dass sich der Chip mittig in der Aussparung befindet. Nun wird das Board auf die Folie herabgelassen und ebenfalls leicht angedrückt. Dieser Schritt ist in Abbildung 6.12b dargestellt.

Auch bei den Boards gilt es zu verhindern, dass die Vergussmasse unter die Folie läuft, damit die die Bondpads auf dem Board nicht überdeckt werden. Daher empfiehlt es sich diesen Bereich von der Vorderseite noch einmal zusätzlich mit einem Rakel oder einem

ähnlichen Gegenstand leicht anzudrücken. Sind Chip und Board richtig zueinander positioniert, wird der Spalt zwischen Board und Chip, wie in Abbildung 6.12c veranschaulicht, mit einer Vergussmasse aufgefüllt. Nachdem diese ausgehärtet ist, muss die Klebefolie entfernt werden. Dies kann z.B. in einem Aceton-Bad erfolgen, in dem sich der Klebefilm der Folie auflöst. Dem muss sich jedoch ein mehrstufiger Reinigungsprozess in Aceton, Isopropanol und DI-Wasser anschließen um mögliche Rückstände des im Aceton gelösten Klebers zu entfernen. Eine andere Methode besteht darin, das Board auf etwa 70 °C zu erwärmen, damit der Klebefilm auf der Folie weich wird und sich diese dadurch leichter abziehen lässt. Bei beiden Methoden ist äußerste Vorsicht geboten um die empfindliche Membran nicht zu zerstören.

Sensor Charakterisierung

Nach dem technologischen Herstellungsprozess und der Einbettung des Sensorchips in das Sensorboard, erfolgt die Charakterisierung. Hierzu wird die Leistungsfähigkeit der einzelnen Designs an einem eigens hierfür entworfenen Messplatz ermittelt. Der Heizer wird dabei, wie in Abschnitt 4.6.2 beschrieben, mit invarianten Energiepulsen angesteuert. Aufgrund der hierbei gewonnenen Ergebnisse werden dann die einzelnen Designs untereinander verglichen. Ausschlaggebende Kriterien sind neben der Winkelauflösung auch die Auflösung sowie der Messbereich der Strömungsgeschwindigkeit.

7.1 Aufbau des Messplatzes

Der Messplatz ähnelt im Aufbau denen, die für die Messreihen in Abschnitt 4.3 Verwendung fanden. Er besteht ebenfalls aus einem MFC, welcher einen definierten und konstanten Durchfluss während der Messung gewährleistet. Dieser wird über eine NI-Karte gesteuert welche via USB-Schnittstelle mit einem PC verbunden ist. Das Kernstück des Aufbaus ist einen Kanal, welcher es ermöglicht eine definierte Strömung in einem bestimmten Winkel über den Sensorchip zu leiten. Der Aufbau des Messplatzes ist in Abbildung 7.1 schematisch dargestellt.

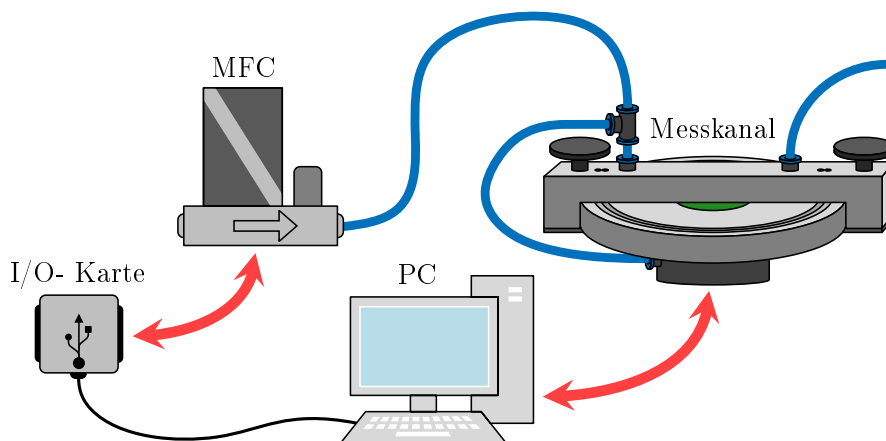


Abb. 7.1: Aufbau des Messplatzes zur Charakterisierung der Sensorsysteme bei unterschiedlichen Strömungsgeschwindigkeiten und -winkeln

Mittels LabView wurde eine Routine programmiert über welche der jeweilige Strömungswert angesteuert, gehalten und ggf. automatisch in-/dekrementiert wird. Das Labviewprogramm startet zudem die Ausführung des Programms, welches die Sensorwerte ausliest und in eine Datei schreibt. Die Ansteuerung des Heizers erfolgt bei allen Messungen mit dem in Kapitel 4 beschriebenen CE-Methode.

Da neben der Strömungsgeschwindigkeit vor allem die Winkelauflösung gemessen werden soll, verfügt sie über einen um 360° drehbaren Kanal. Auf diese Weise lässt sich der Winkel, in welchem die Luft über den Sensor geleitet wird, beliebig variieren. Diese Apparatur besteht aus drei Baugruppen, einer runden Bodenplatte, einer Brücke, welche über die Bodenplatte geklemmt wird und in der ein Strömungskanal eingearbeitet ist sowie einer ebenfalls runden Druckausgleichsdose unterhalb der Bodenplatte.

Die Bodenplatte hat einen Durchmesser von 158 mm. Sie ist aus Edelstahl gefertigt, was eine hohe Stabilität gewährleistet und gleichzeitig Korrosion vermeidet. In ihrer Mitte befindet sich eine runde Aussparung mit dem Durchmesser des Sensorboards (42 mm) und einem um 1 mm vertieften Auflagering, was der Höhe des Sensorboards entspricht. Auf diese Weise lässt sich das Sensorboard oberflächenbündig in die Bodenplatte einsetzen. Zusätzlich ist in diesen Auflagering ein 2 mm dicker Justierstift aus Metall eingelassen. Dieser fasst in die Nut der Sensorboards und positioniert dieses immer im selben Winkel. Unterseitig verfügt die Bodenplatte über eine runde O-Ringnut sowie eine ebenfalls runde Absenkung. Hier wird die Dose für den Druckausgleich eingesetzt, verschraubt und durch einen O-Ring aus Gummi abgedichtet. Abbildung 7.2 zeigt eine Schnittansicht der Bodenplatte.

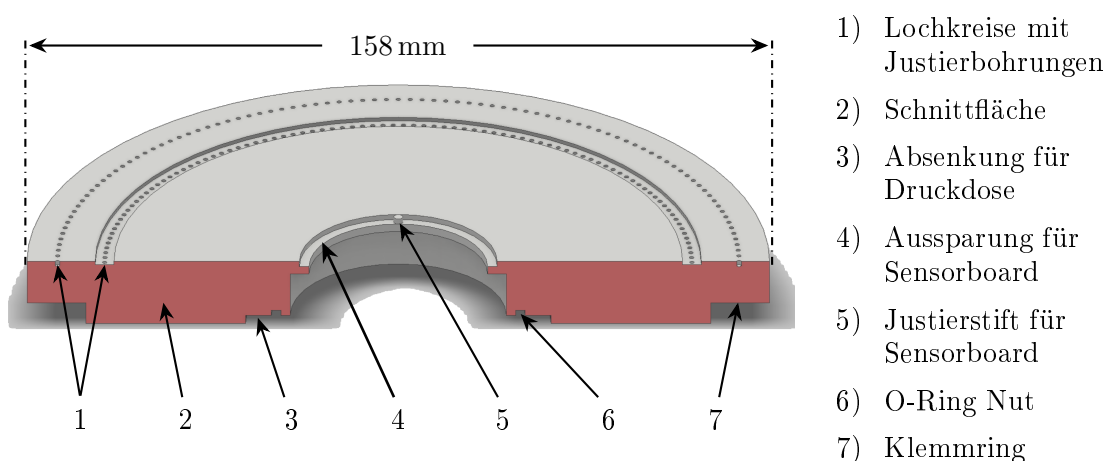


Abb. 7.2: Schnittansicht der Bodenplatte mit Aussparungen für Sensorboard und Druckdose und Lochkreisen für die Justierung des Kanals

Auf der Oberseite der Bodenplatte befinden sich zwei Lochkreise mit je 180 äquidistanten, 1 mm tiefen Bohrungen. Diese besitzen einen Durchmesser von ebenfalls 1 mm und dienen der reproduzierbaren Winkeljustage. Die beiden Lochkreise sind um 1° zueinander versetzt. Somit besitzen sie zusammen 360 Löcher mit einem jeweiligen Abstand von 1° .

Die zweite Baugruppe ist die Brücke, in die unterseitig ein 7 mm breiter und 2 mm tiefer Kanal mit einer Länge von 100 mm eingelassen ist. Dies gewährleistet vor und hinter dem Sensorchip eine ausreichende Strecke zur Beruhigung der Strömung. Um den Kanal herum verläuft eine Nut mit Dichtungsring. Zwei Ein-/Auslassbohrungen machen den Kanal an seinen Enden von der Oberseite der Brücke zugänglich. In diese Bohrungen sind oberseitig Gewinde geschnitten, in die später Schlauchverbinder eingeschraubt werden. Zur Veranschaulichung zeigt Abbildung 7.3 den Kanal von der Unterseite.

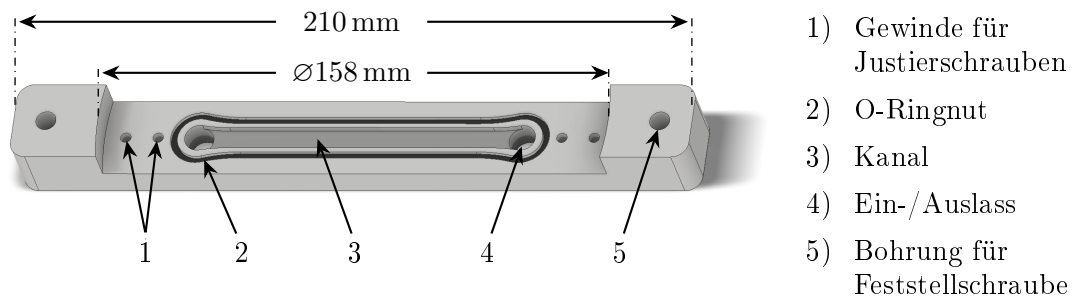


Abb. 7.3: Unterseitige Ansicht der Kanalbrücke mit eingelassenem Kanal, O-Ringnut und Bohrungen für Fixier- und Justierschrauben

Die Brücke ist so konstruiert, dass sie die Bodenplatte seitlich umfasst. Hierfür verfügt sie über runde Passungen, welche dem Außendurchmesser der Bodenplatte entsprechen ($\varnothing 158$ mm). Durch diese Passungen lässt sich der Kanal drehen und wird dabei immer über dem Zentrum der Bodenplatte und somit über dem Sensor im Board gehalten.

Um den Kanal an der gewünschten Position zu fixieren und den nötigen Anpressdruck zu erzeugen, damit die Gummidichtung abdichtet, werden mit Hilfe von Feststellschrauben zwei Metallplatten unter die Brücke geschraubt. Diese überlappen die Unterseite der Bodenplatte auf Höhe des abgesetzten Klemmrings. Durch Anziehen der Feststellschrauben wird der Kanal auf die Bodenplatte geklemmt.

Die Druckausgleichsdose ist aus Kunststoff gefertigt mit einem Außendurchmesser von 80 mm und einer Höhe von 32 mm. Sie wird unter die Bodenplatte geschraubt und durch einen O-Ring abgedichtet. Die Dose verfügt über einen seitlichen Einlass mit Schlauch-

verbinder. Hier wird ein Schlauch angeschlossen, welcher wiederum in ein T-Stück kurz oberhalb des Kanaleinlasses führt (vgl. Abb. 7.1). Dies sorgt für einen Druckausgleich ober- und unterhalb des Sensors. Ohne diesen Druckausgleich würde sich bei hohen Strömungen innerhalb des Kanals ein Überdruck aufbauen, welcher die Membran nach unten ausdehnt. Dies führt zu Widerstandsveränderungen in den Leiterbahnen, was die Messergebnisse verfälscht. Steigt der Druck zu stark an, könnte im schlimmsten Falle sogar die Membran bersten. Den fertigen Aufbau der einzelnen Baugruppen zeigt Abbildung 7.4.

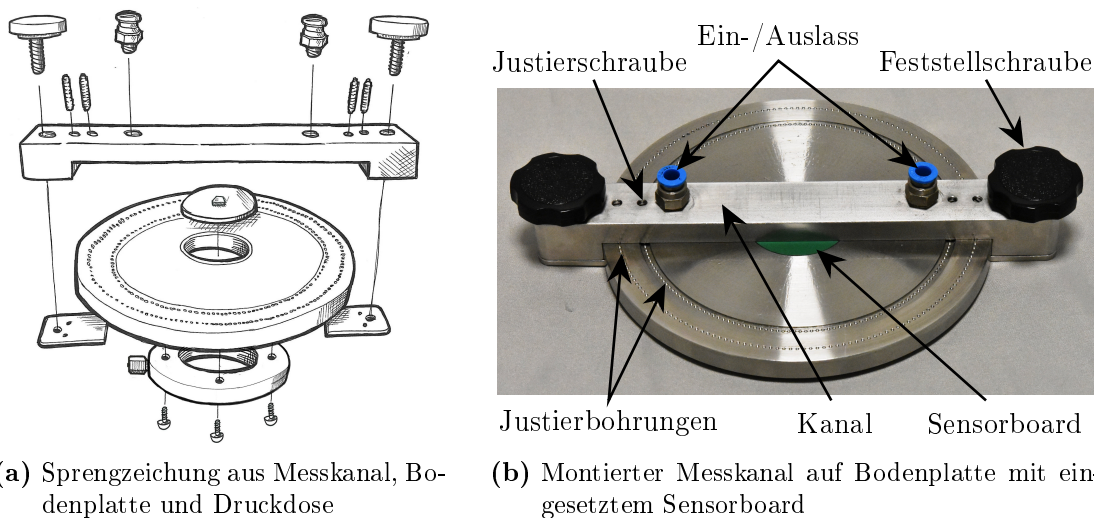


Abb. 7.4: Montage von Bodenplatte, Kanalbrücke und Druckausgleichsdose zu einem drehbaren Messkanal

Neben der Zentrierung des Kanals über dem Sensorchip muss auch eine exakte und reproduzierbare Einstellbarkeit der einzelnen Winkel gewährleistet werden. Hierfür sind die Lochkreise in die Bodenplatte eingelassen. Im Kanal befinden sich auf ihrer Höhe je zwei gegenüberliegende M4 Gewinde. In diese werden Schrauben eingesetzt, welche an ihren Enden über federnd gelagerte Kugeln verfügen. Die Schrauben sind so angeordnet, dass die Kugeln in den Löchern der beiden Lochkreise einrasten können. So lassen sich die einzelnen Winkel über 360° in Schritten von 1° sehr präzise und reproduzierbar einstellen.

Um einen Winkel einzustellen, werden zunächst die Klemmungen über die Feststellschrauben etwas gelöst und der Kanal in die gewünschte Position gedreht. Durch das Anziehen der Handschrauben wird der Kanal wieder fixiert. Um während der Messung besonders bei hohen Strömungen Durchflussverluste durch Leckagen zu vermeiden, befindet sich zwischen Kanal und Bodenplatte ein Dichtring. Das Anziehen der Klemmen sorgt dafür, dass dieser O-Ring den Kanal luftdicht abschließt.

Der Ein- und Auslass erfolgt über eingeschraubte Schlauchverbinder auf der Oberseite des Kanals. Diese verfügen über ein leicht zu bedienendes Schnellverschlussystem. Dadurch ist es möglich die Strömungsrichtung durch umstecken der Schläuche umzukehren, ohne dafür den Kanal um 180° drehen zu müssen. Dies führt besonders bei Messungen mit vielen Winkeleinstellungen zu einer großen Zeitersparnis.

7.2 Messungen und Ergebnisse

Die hier beschriebenen Messungen teilen sich in zwei Gruppen auf, die Winkelmessungen und die Geschwindigkeitsmessungen. Die Winkelmessungen dienen der Ermittlung der potentiellen Winkelauflösung des Sensors. Bei den Geschwindigkeitsmessungen, werden Messbereich und Auflösung der Strömungsgeschwindigkeit analysiert. Abschließend wird untersucht, welchen Einfluss die Geschwindigkeit auf die Winkelauflösung hat.

Vor Beginn der Messungen, werden zunächst einige Parameter und Einstellungen beschrieben. Um später die verschiedenen Sensoren untereinander vergleichen zu können, wird ein einheitliches Bezugssystem eingeführt und ein Nullwinkel definiert. Hierbei bilden die gegenüberliegenden TP-Paare die Hauptachsen eines Koordinatensystems. In diesem System wird die Richtung der Y-Achse als Ursprung und somit als 0° definiert. Von hier aus dreht sich das Bezugssystem im Uhrzeigersinn, sodass die X-Achse in Richtung 90° weist. Die restlichen Winkel ergeben sich danach analog. Die TP-Paare und die dazugehörigen Winkel sind in Abbildung 7.5 veranschaulicht.

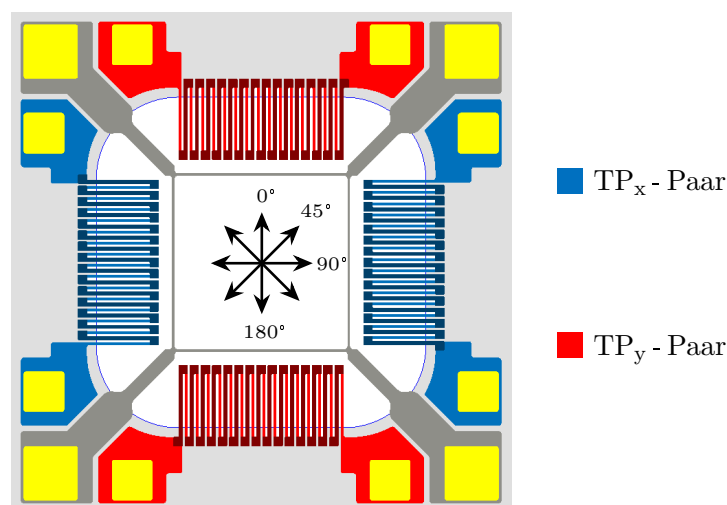


Abb. 7.5: Definition des Koordinatensystems zur Festlegung der Strömungswinkel

Als Ausgangssignal liefert das Sensorboard die vier separaten TP-Signale. Zur weiteren Verarbeitung werden die Werte der jeweils gegenüberliegenden TP-Paare voneinander abgezogen. Die beiden so erzeugten Differenzsignale TP_x und TP_y repräsentieren den jeweiligen, vom aktuellen Winkel abhängigen Anteil der Signale von der Strömungsgeschwindigkeit. Analog zur Berechnung aus Abschnitt 5.1, lassen sich auf diese Weise sowohl die Geschwindigkeit als auch der Winkel in dem diese über das Board strömt aus den beiden Differenzsignalen berechnen.

7.2.1 Winkelmessung

Um die Winkelauflösung der Sensoren zu ermitteln, wird zunächst eine konstante Strömung von 0,84 SLM am MFC eingestellt. Dieser Wert entspricht in etwa einer Strömungsgeschwindigkeit von 1 m/s innerhalb des Kanals.

Für die erste Messung wird ein Sensor mit dem quadratischen QS-Design also mit gerader Heizerstruktur herangezogen und die 360° in Schritten von 1° durchlaufen. Jeder Winkel wird hierbei über einen Zeitraum von einer Minute gemessen und dabei je 474 Messpunkte pro TP aufgenommen, welche dann zu zwei Differenzwerten pro Winkel gemittelt werden. In Abbildung 7.6 sind diese Mittelwerte für jeden einzelnen Winkel über 360° aufgetragen.

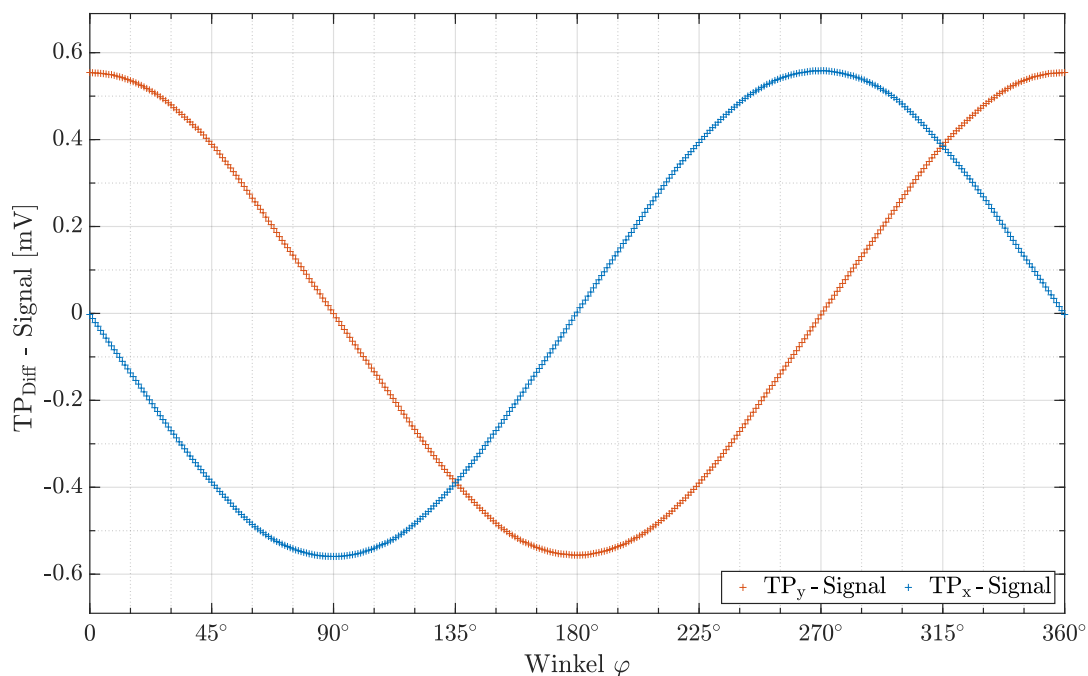


Abb. 7.6: Verlauf der beiden TP-Differenzsignale bei einer Messreihe über 360° in Schritten von 1° bei einer Strömungsgeschwindigkeit von 1 m/s

Beide Signale zeigen einen sinusförmigen Verlauf, sie sind jedoch um $\pi/2$ versetzt. Die Kurven sind sehr glatt und zeigen zumindest in dieser Auflösung keine Ausreißer. Bei 0° wird das TP_y -Paar voll angeströmt, daher weist das TP_y -Signal an diesem Punkt ein lokales Extremum (Hochpunkt) auf. Die beiden TPs in x-Richtung werden bei diesem Winkel hingegen parallel angeströmt, wodurch die Differenz der beiden Signale hier null ist und einen Wendepunkt im Kurvenverlauf darstellt.

Betrachtet man dagegen den Bereich um 90° , verhält es sich genau invers. Nun werden die beiden TPs in x-Richtung voll angeströmt, wodurch das TP_x -Signal an dieser Stelle ein lokales Extremum (Tiefpunkt) und das TP_y -Signal einen Wendepunkt bei 0 mV aufweist. Dieses Verhalten wiederholt sich erwartungsgemäß bei 180° sowie 270° , hier jedoch mit den jeweils inversen Extrema. Bei den halbierenden dieser Hauptwinkel also bei 45° , 135° , 225° und 315° werden die TP-Paare im selben Winkel angeströmt, die Beträge der beiden Signale sind daher an diesen Punkten gleich.

Bei der Betrachtung der Kurvenverläufe mit Hinblick auf die Winkelauflösung, zeigt sich ein weiterer Zusammenhang. An den jeweiligen Extrema der beiden Kurven lässt sich direkt die Strömungsgeschwindigkeit ermitteln, da hier immer eines der TP-Paare voll angeströmt wird. Der Kurvenverlauf ist an dieser Stelle jedoch sehr flach, daher ist auch der Unterschied bezüglich der Signalstärke zwischen den einzelnen Winkeln sehr gering. Anders verhält es sich bei den jeweiligen Wendepunkten. Die Signalstärke ist hier zwar nur sehr gering, die Kurve jedoch sehr steil und der Signalanstieg zwischen den einzelnen Winkeln und somit die Winkelauflösung maximal. Die beiden Kurven besitzen also einen unterschiedlich hohen Informationsgehalt abhängig vom aktuellen Winkel. Da die lokalen Extrema und die Wendepunkte immer gleichzeitig auftreten, lässt sich an diesen Stellen die Geschwindigkeit allein mit der Information aus dem einen TP-Signal bestimmen und der Winkel mit der aus dem anderen. Somit gleicht sich der Informationsunterschied aus. Im weiteren Winkelverlauf relativiert sich der starke Unterschied im Informationsgehalt zunehmend und hebt sich bei den Halbierenden der Hauptwinkel dann vollkommen auf. An dieser Stelle lassen sich sowohl der Winkel als auch die Geschwindigkeit aus beiden Signalen gleichermaßen bestimmen.

Die Messung aller 360 Winkel ist sehr zeitaufwendig und wie die zuvor gewonnenen Ergebnisse aufzeigen auch nicht notwendig. Aus diesem Grund konzentrieren sich die folgenden Messungen auf die kritischen Bereiche. Hierzu wird ein reduziertes Winkelset definiert wel-

ches die relevanten Winkelbereiche feinstmöglich abbildet, jedoch mit nur 104 Messpunkten auskommt. Das Winkelset umfasst zunächst alle vier Maxima bzw. Wendepunkte (0° , 90° , 180° , 270°) und ihre sechs benachbarten Winkel mit einem Abstand von $\pm 1^\circ$, $\pm 2^\circ$ und $\pm 5^\circ$. Hinzu kommen die vier Halbierenden dieser Hauptwinkel (45° , 135° , 225° , 315°), von denen ebenfalls die sechs benachbarten Winkel mit einem Abstand von $\pm 1^\circ$, $\pm 2^\circ$ und $\pm 5^\circ$ aufgenommen werden. Zwischen diesen Punkten werden die restlichen 48 Winkel mit einem Abstand von 5° gemessen.

Nach diesen Definitionen und den Erläuterung der wichtigen Zusammenhänge der Signalverläufe folgt der erste Vergleich. Hierfür werden in Abbildung 7.7 die Signalverläufe von zwei verschiedenen Sensoren mit demselben Design miteinander verglichen.

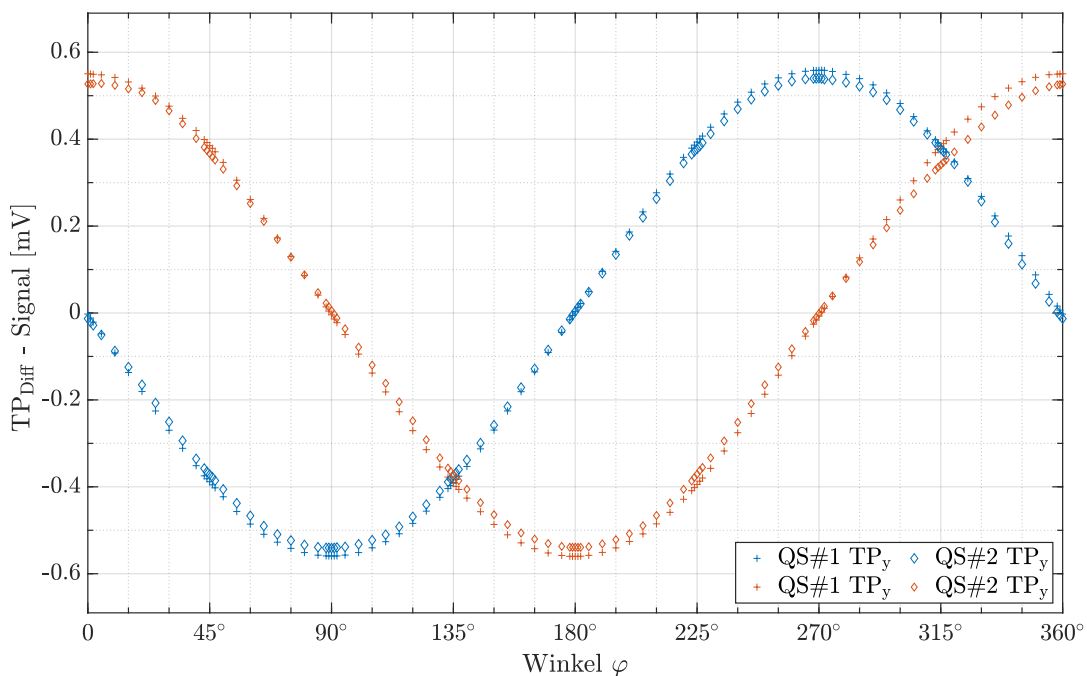


Abb. 7.7: Vergleich der Differenzsignalverläufe zweier Sensoren mit QS-Design. Die beiden gewählten Sensoren entsprechen der oberen bzw. unteren Grenze der Exemplarstreuung.

Die maximale Abweichung zwischen den beiden Kurven liegt bei unter 4,5%. Da es sich bei den ausgewählten Sensoren um die beiden Exemplare der oberen bzw. unteren Streugrenze aller getesteten Sensoren dieses Designs handelt, ist dies ein Extrembeispiel und dieser Wert kann als Maximum angesehen werden. Messungen mit anderen Sensoren desselben Designs, sowie der Vergleich von Sensoren mit anderem Design untereinander zeigen eine geringere Abweichung.

Nach Analyse der maximalen Exemplarstreuung gleicher Sensordesigns werden abschließend die verschiedenen Designs untereinander verglichen. Hierzu wird von jedem Design ein Sensor herangezogen der im Mittelfeld der Exemplarstreuung angesiedelt ist. Der Vergleich ist in Abbildung 7.8 dargestellt.

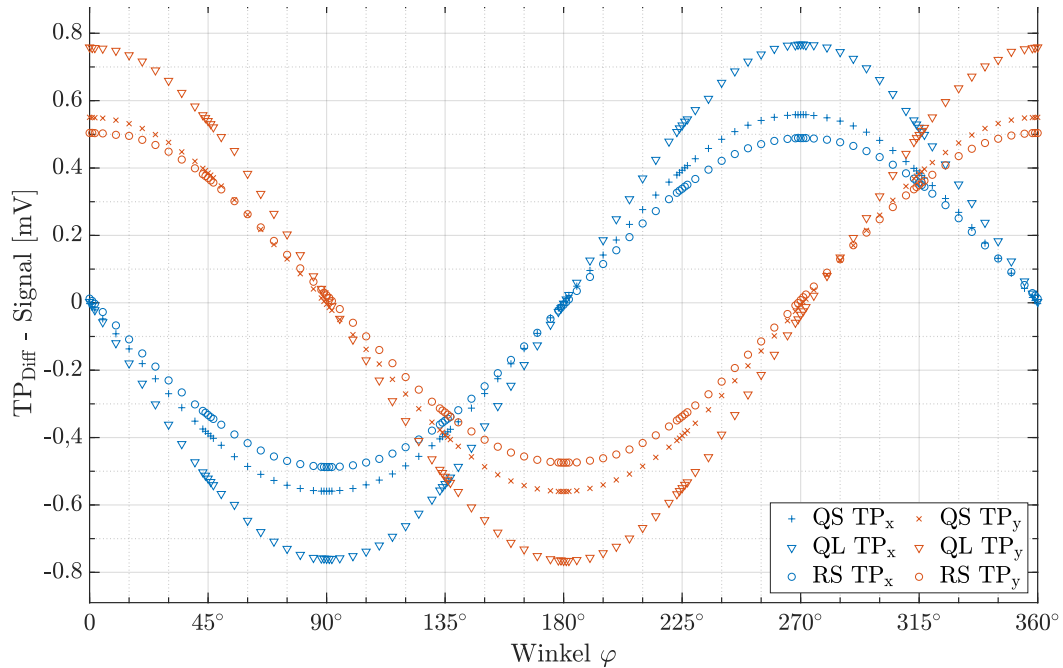
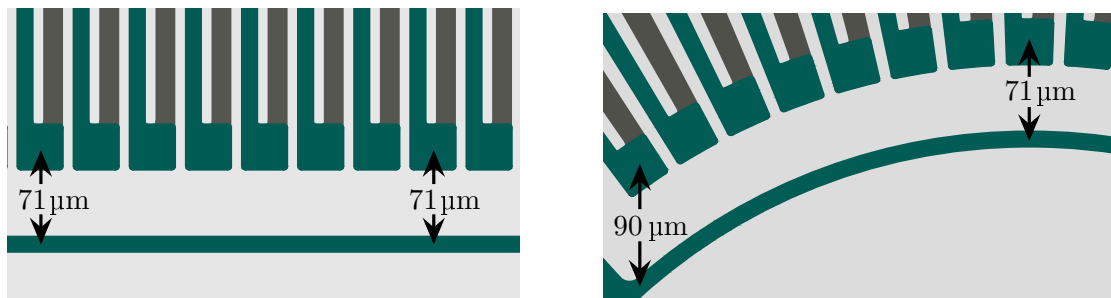


Abb. 7.8: Vergleich der Differenzsignalverläufe je eines Sensors der drei unterschiedlichen Designvarianten QS, QL und RS. Die gewählten Sensoren entsprechen dem Mittelfeld der Exemplarstreuung.

Die gezeigten Signalverläufe ähneln sich zwar, zeigen jedoch deutliche Unterschiede in Bezug auf ihre Amplituden. Besonders stechen hierbei die beiden Kurven des QL-Designs heraus. Diese besitzen eine um etwa 37,5% höhere Amplitude gegenüber dem zuvor bereits untersuchten QS-Designs. Dieser Effekt ist auf die Form und die Länge der Heizerstruktur zurückzuführen. Durch diese wird eine höhere Temperatur erzeugt, was zu einer Steigerung der Thermospannung der TPs führt.

Die Kurvenverläufe des RS-Designs weisen hingegen eine etwas niedrigere Amplitude. Sie fällt in etwa 13% geringer aus als die des QS-Designs. Die Erklärung hierfür liegt in der runden Form und der Anordnung der Heizer- und TP-Strukturen. Um dies zu verdeutlichen, werden das QS-Design und das RS-Design bei einem Anströmwinkel von 0° miteinander verglichen. Die Abbildung 7.9 zeigt je einen Ausschnitt aus der oberen Hälfte des jeweiligen Designs.



(a) Relativer Abstand zwischen Heizer und TP eines QS-Designs bei einem Anströmwinkel von 0°

(b) Relativer Abstand zwischen Heizer und TP eines RS-Designs bei einem Anströmwinkel von 0°

Abb. 7.9: Vergleich des relativen Abstandes von Heizer und TP zwischen quadratischem und rundem Sensordesign bei einem Anströmwinkel von 0°

Der Focus der beiden Abbildungen liegt auf dem relativen Abstand zwischen der Heizerstruktur und TP bei einem Anströmwinkel von 0° . Wie in Abbildung 7.9a zu sehen, verlaufen Heizer und dem TP beim quadratischen Design parallel zueinander sowie lotrecht zur Strömungsrichtung. Der Abstand zwischen dem Mittelpunkt des Heizers und dem Mittelpunkt des TP ist daher über dem gesamten Verlauf gleich und beträgt $71 \mu\text{m}$. Anders verhält es sich beim RS Design in Abbildung 7.9b. Aufgrund der konzentrischen Anordnung von Heizer und TP ist hier der Abstand zwischen den beiden nur vom Mittelpunkt des Systems aus betrachtet gleich und beträgt ebenfalls $71 \mu\text{m}$. Die Strömung verläuft jedoch nicht aus dem Zentrum des Chips heraus sondern parallel zum Strömungsvektor. Beim hier verwendeten Strömungswinkel von 0° bedeutet dies, parallel zur y-Achse. So gemessen beträgt der Abstand zwischen dem mittleren Thermoelement des TP zwar immer noch $71 \mu\text{m}$, dieser vergrößert sich nach links und rechts jedoch zunehmend und beträgt bei den äußeren beiden Thermoelementen $90 \mu\text{m}$, was eine Vergrößerung von über 26% bedeutet. Durch den größeren Abstand ist der Wärmeeintrag auf die TPs zum Rand hin deutlich geringer, was zu einer geringeren Thermospannung und somit zu einer geringeren Amplitude führt.

7.2.2 Auswertung der Winkelmessungen

Um die Winkelauflösung zu analysieren, empfiehlt es sich, die Art der Darstellung der einzelnen Kurven zu ändern. Hierfür werden, wie in Abbildung 7.10 dargestellt, die beiden Kurven der TP-Paare gegeneinander in einem Koordinatensystem aufgetragen. Die Werte des TP_x -Paares auf die x-Achse, sie des TP_y -Paares auf die y-Achse.

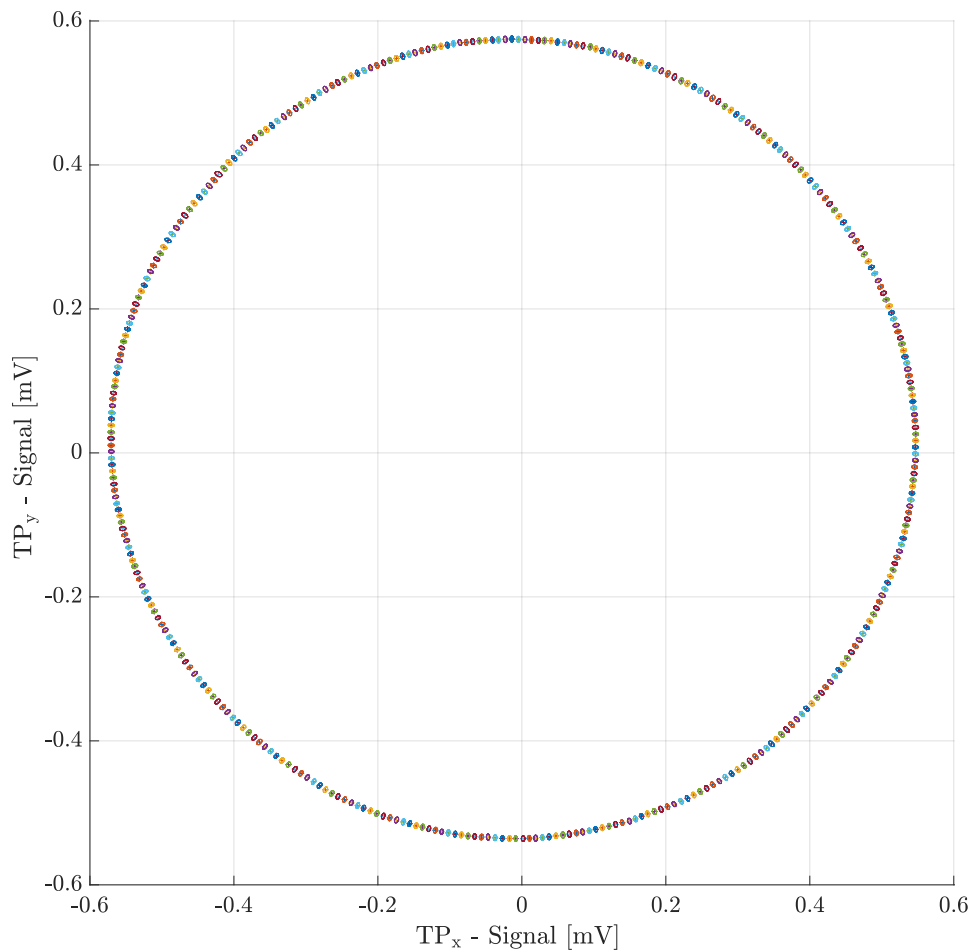


Abb. 7.10: Vergleich der Differenzsignalverläufe je eines Sensors der drei unterschiedlichen Designvarianten QS, QL und RS. Die gewählten Sensoren entsprechen dem Mittelfeld der Exemplarstreuung.

Wie zu erwarten, bilden die beiden sinusförmigen Signalverläufe bei dieser Art der Auftragung einen Kreis. Der Vorteil dieser Darstellung liegt zum einen in der Reduktion von zwei auf eine Kurve, zum anderen lassen sich hierdurch die beiden wichtigen Werte direkt ablesen. Der Radius des Kreises entspricht der halben Amplitude des sinusförmigen Verlaufes und ist somit ein direktes Maß für die Strömungsgeschwindigkeit. Zudem liegen die Messpunkte von der Mitte des Kreises aus betrachtet auf den jeweiligen Strömungswinkeln. Ein weiterer Vorteil der Darstellung liegt in der Möglichkeit die Abweichung der einzelnen Messwerte vom Mittelwert darzustellen. Da die Messung nicht eindimensional ist, macht es auch wenig Sinn, die Abweichung vom Mittelwert in Form von Fehlerbalken darzustellen, weswegen hierauf bei den zuvor gezeigten Kurven auch verzichtet wurde. Vielmehr werden zwei Streuwerte berücksichtigt. Zum einen die Abweichung hinsichtlich des Abstandes vom

Mittelpunkt, also die Abweichung der Geschwindigkeit, zum anderen die Abweichung in Bezug auf den Winkel, welche tangential zum jeweiligen Punkt auf der Kreisbahn verläuft. Es ergeben sich also vier Punkte um den Mittelwert, welche eine sogenannte Fehlerellipse [FMF13] aufspannen.

In Abbildung 7.10 beschreibt diese Fehlerellipse das Konfidenzintervall mit einem Niveau von 3σ . Die einzelnen Messpunkte liegen also mit einer Wahrscheinlichkeit von 99,73% innerhalb dieser Ellipse. Da die Darstellung des gesamten Kreises keine detailliertere Betrachtung dieser Zusammenhänge zulässt, wird in Abbildung 7.11 ein Ausschnitt dieses Kreises an der Stelle 0° mit den jeweiligen Nachbarwinkeln $\pm 1^\circ$ und $\pm 2^\circ$ dargestellt. Für eine bessere Visualisierung erfolgt die Darstellung in Polarkoordinaten.

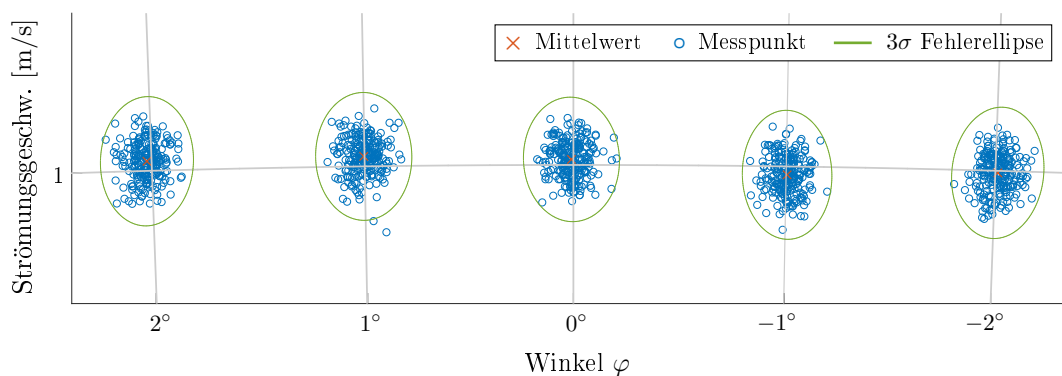


Abb. 7.11: Kreissegment aus Abbildung 7.10 um den Winkel 0° mit den Nachbarwinkeln $\pm 1^\circ$ und $\pm 2^\circ$ mit eingezeichneten 3σ -Fehlerellipse bei einer Strömungsgeschwindigkeit von 1 m/s in Polarkoordinaten

Die Abbildung zeigt die einzelnen Punktwolken der Messpunkte mit den zugehörigen Mittelwerten. Um diese Punktwolken spannen sich die jeweiligen Fehlerellipsen. In der Abbildung ist zu erkennen, dass sich die Fehlerellipsen der einzelnen Mittelwerte nicht überlappen. Vielmehr ist der Abstand zwischen den benachbarten Fehlerellipsen deutlich größer als jede einzelne Fehlerellipse breit ist, es würde also noch ein weiterer Messwert mit gleicher Fehlerellipse dazwischen passen. Mathematisch ausgedrückt haben die Fehlerellipsen eine maximale breite von $2,8\ \mu\text{V}$, während der schmalste Abstand zwischen zwei benachbarten Ellipsen in etwa $3,2\ \mu\text{V}$ entspricht. Die potentielle Auflösung des hier dargestellten QS-Design ist also noch feiner als $0,5^\circ$, bei einem Konfidenzintervall von 3σ . Die hier aufgeführten Werte und Zusammenhänge gelten natürlich für den gesamten Kreis und nicht nur für den gewählten Ausschnitt.

Die in Abbildung 7.10 und 7.11 dargestellten Ergebnisse entstammen aus einer Messung mit einem QS-Design und der dargestellte Kreis besitzt einen Radius von etwa 5,75 mV. Dieser Wert entspricht der halben Amplitude der beiden in Abbildung 7.6 dargestellten Sinuskurven. Eine höhere Signalamplitude wie dies z.B. in Abbildung 7.8 die Verläufe des QL-Designs aufweisen, bedeutet einen größeren Radius und damit einen längeren Kreisumfang. Da sich die maximale breite der Fehlerellipsen bei den unterschiedlichen Designs nicht wesentlich unterscheiden, steigt bei einer Verlängerung des Kreisumfangs der Abstand zwischen den einzelnen Ellipsen. Dies bedeutet im Umkehrschluss, dass eine höhere Amplitude zu einer höheren Winkelauflösung führt und diese daher bei dem QL-Design höher ist als bei dem QS-Design.

Um die zuvor beschriebenen theoretischen Betrachtungen zu verifizieren, zeigt Abbildung 7.12 ein Kreissegment aus einer Messung mit einem QL-Design. Um dabei gleichzeitig die Adaptierbarkeit der bisherigen Ergebnisse auf andere Winkelbereiche zu zeigen, wurde hierfür der Winkel von 45° , sowie die vier direkten Nachbarwinkel mit einem Abstand von $\pm 1^\circ$ und $\pm 2^\circ$ ausgewählt.

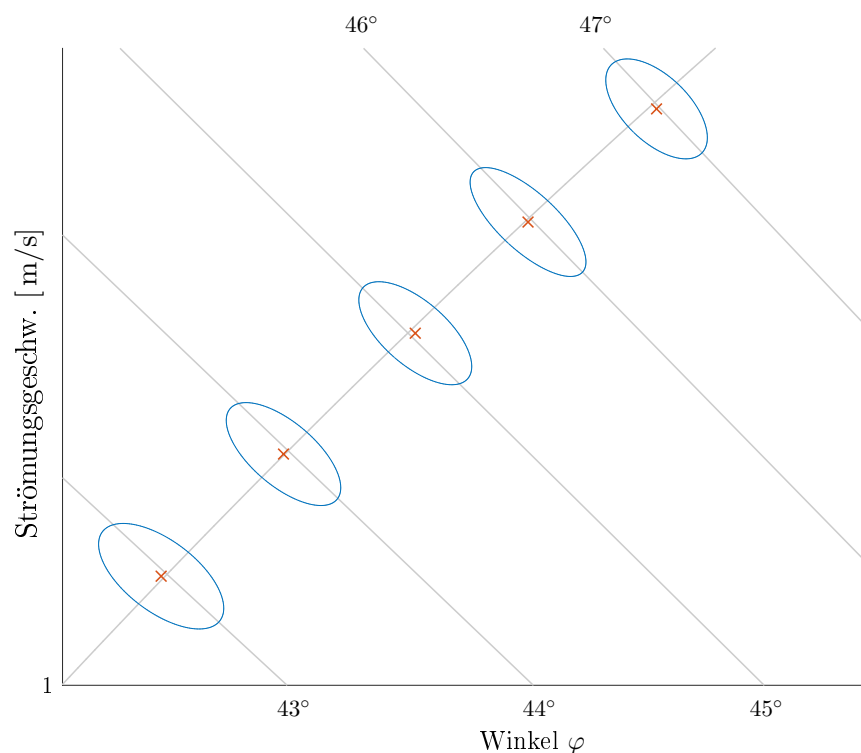


Abb. 7.12: Kreissegment aus einer Messung mit einem QL-Design um den Winkel 45° mit den Nachbarwinkeln $\pm 1^\circ$ und $\pm 2^\circ$ mit eingezeichneten 3σ -Fehlerellipsen bei einer Strömungsgeschwindigkeit von 1 m/s in Polarkoordinaten.

Damit ein direkter Vergleich mit den Ergebnissen aus Abbildung 7.11 möglich ist, wurde ebenfalls die Ergebnisse aus einer Messung mit einer Strömungsgeschwindigkeit von 1 m/s aufgetragen. Als Referenzwert für den Vergleich dient das Verhältnis von Ellipsenbreite zum jeweiligen Abstand zwischen den Ellipsen.

Während beim zuvor gezeigten QS-Design das Verhältnis von minimalem Abstand zwischen den Ellipsen zur maximalen Ellipsenbreite bei etwa 1,4 liegt, beträgt es bei dem QL-Design etwa 1,6. Somit lässt sich mit diesem Design bei gleicher Heizeranregung eine höhere Winkelauflösung erzielen.

7.2.3 Geschwindigkeitsmessung

Nach der Analyse der Winkelauflösung von den unterschiedlichen Sensordesigns, wird nun auf das Verhalten des Sensors und seine Empfindlichkeit bei unterschiedlichen Strömungsgeschwindigkeiten eingegangen.

Die Messungen erfolgten ebenfalls an dem in Abschnitt 7.1 beschriebene Messaufbau bestehend aus runder Messplatte und drehbarem Kanal. Zum Einsatz kamen hierbei aber nur Sensoren des QL-Designs, da sich diese in den vorherigen Messungen als am besten geeignet herausgestellt haben. Für die Untersuchung wurden Messungen bei unterschiedlichen Strömungsgeschwindigkeiten von 0,01 m/s bis 5 m/s durchgeführt.

Neben der Auflösung der Strömungsgeschwindigkeit sollte auch die Auswirkung der unterschiedlichen Geschwindigkeiten auf die Winkelauflösung untersucht werden. Aus diesem Grund wurden die jeweiligen Geschwindigkeitsmessungen bei unterschiedlichen Winkeln durchgeführt.

7.2.4 Auswertung der Geschwindigkeitsmessungen

Für die Analyse der Ergebnisse werden die beiden TP-Signale erneut in ein polares Koordinatensystem überführt und anschließend gegeneinander aufgetragen. Analysiert wird der Bereich von 0,1 m/s bis 1 m/s, da dieser für die spätere Verwendung der Sensorsysteme in Apfellagern von besonderem Interesse ist.

Abbildung 7.13 zeigt exemplarisch die Ergebnisse von Messungen bei vier verschiedenen Strömungsgeschwindigkeiten innerhalb dieses Bereichs. Die Abbildung beschränkt sich auf die Messungen bei 0° sowie die benachbarten Winkeln $\pm 1^\circ$ und $\pm 2^\circ$.

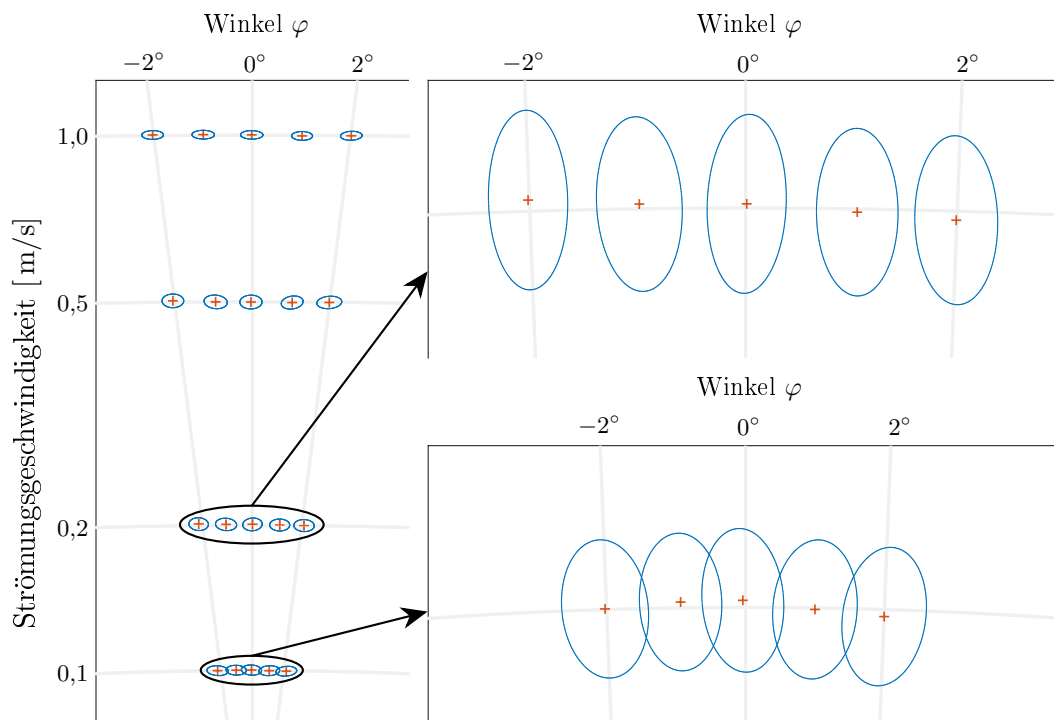


Abb. 7.13: Kreissegment aus einer Messung mit einem QL-Design um den Winkel 0° mit den Nachbarwinkeln $\pm 1^\circ$ und $\pm 2^\circ$ bei unterschiedlichen Strömungsgeschwindigkeiten von 0,1 m/s bis 1 m/s in Polarkoordinaten (links) mit Vergrößerung der Geschwindigkeitsbereiche 0,1 m/s und 0,2 m/s (rechts)

Auf der linken Seite der Abbildung sind zunächst die Ergebnisse für die Strömungsgeschwindigkeiten 0,1 m/s, 0,2 m/s, 0,5 m/s und 1 m/s dargestellt. Daneben werden auf der rechten Seite die fünf Messungen an den angegebenen Winkel für jeweils 0,2 m/s und 0,1 m/s vergrößert.

Durch die Verringerung der Strömungsgeschwindigkeit sinkt auch die Intensität der Differenzsignale. Wie zuvor bereits erwähnt, spiegelt sich dies in dem gewählten Kreisdiagramm durch eine Verringerung des Radius wieder. Hierdurch verringert sich gleichzeitig der Kreisumfang, wodurch die Mittelwerte der einzelnen Winkelmessungen mit abnehmender Geschwindigkeit immer näher zusammenrücken. Da sich die Fehlerellipsen in ihrer Breite nur geringfügig verändern, rücken auch diese immer näher zusammen. Dieser Effekt ist in Abbildung 7.13 im Detail dargestellt. Während die 3σ -Fehlerellipsen bei 0,2 m/s noch mit Abstand nebeneinander liegen, beginnen sie sich bei 0,1 m/s bereits zu überlappen. Hier müssen für eine eindeutige Strömungsmessung mehrere Messpunkte herangezogen werden.

Anwendung

Der in dieser Arbeit behandelte 2D-Sensors und die gepulste Heizernsteuerung haben in den vorherigen Kapiteln ihre Leistungsfähigkeit unter Laborbedingungen gezeigt. Entwickelt wurden sie jedoch, um die Strömungsverhältnisse in Kühllagern für Äpfel zu ermitteln. Dieses Kapitel beschreibt zunächst die erforderlichen Vorarbeiten für die Feldtests, damit es in dem rauen Umfeld der Apfellager als funktionsfähiges Messsystem zum Einsatz kommen kann. Dazu gehört die Entwicklung eines robusten Gehäuses, welches den Sensor schützt und Peripheriekomponenten wie z.B. die Batterie aufnimmt. Für eine bessere begriffliche Abgrenzung zum Sensorsystem, bestehend aus Board und Chip, wird das komplette Messsystem aus Sensorsystem, Gehäuse und Peripheriekomponenten im weiteren Verlauf der Arbeit als WAM (wireless anemometer) bezeichnet.

Die fertig aufgebauten WAMs werden anschließend in einem eigens hierfür konstruierten Windkanal kalibriert. Dadurch können die herstellungsbedingte Streuung der einzelnen Sensorboards und die Einflüsse des Gehäuses individuell erfasst und für die eigentliche Messung berücksichtigt werden.

Am Ende des Kapitels erfolgt ein kurzer Einblick in den praktischen Einsatz im Feld, also Messungen in einem echten Apfellager. Hierbei wird die Funktionsfähigkeit der WAMs unter realen Bedingungen verifiziert.

Anmerkung des Autors:

Die in diesem Kapitel beschriebenen Tätigkeiten sind in enger Zusammenarbeit mit dem Projektteam entstanden und daher nicht als eigenständige Forschung Teil dieser Dissertation. Die Erwähnung dient lediglich der Vollständigkeit der Arbeit.

8.1 Gehäuse

Aufgrund der dünnen Membran und der offen liegenden Bonddrähte ist die Oberfläche des Sensorboards äußerst empfindlich. Für den geplanten Einsatz in einem Kühllager für Äpfel müssen diese Bereiche also besonders vor physikalischen Einflüssen geschützt werden.

Zu diesem Zweck wurde eigens ein Gehäuse entwickelt, welches gleichzeitig die benötigte Sende-/Empfangseinheiten sowie die Batterie aufnimmt.[JHBL17][JHBL18]

Idealerweise sollte ein Gehäuse die zu messende Größe nicht beeinflussen und wenn, dann nur gering und reproduzierbar. Im Falle der hier beschriebenen Strömungsmessung bedeutet dies, dass die Strömung möglichst ungehindert die sensorische Fläche passieren kann, da Hindernisse sowohl die Richtung als auch die Geschwindigkeit der zu messenden Strömung beeinflussen und somit die Ergebnisse verfälscht. Um dies zu gewährleisten, wurde eine Gehäuseform gewählt, bei der sich über dem Sensor ein Dach befindet, welches eine Art Kanal oberhalb des Sensorschips formt. In Abbildung 8.1 ist ein Prototyp eines solchen Gehäuses dargestellt.

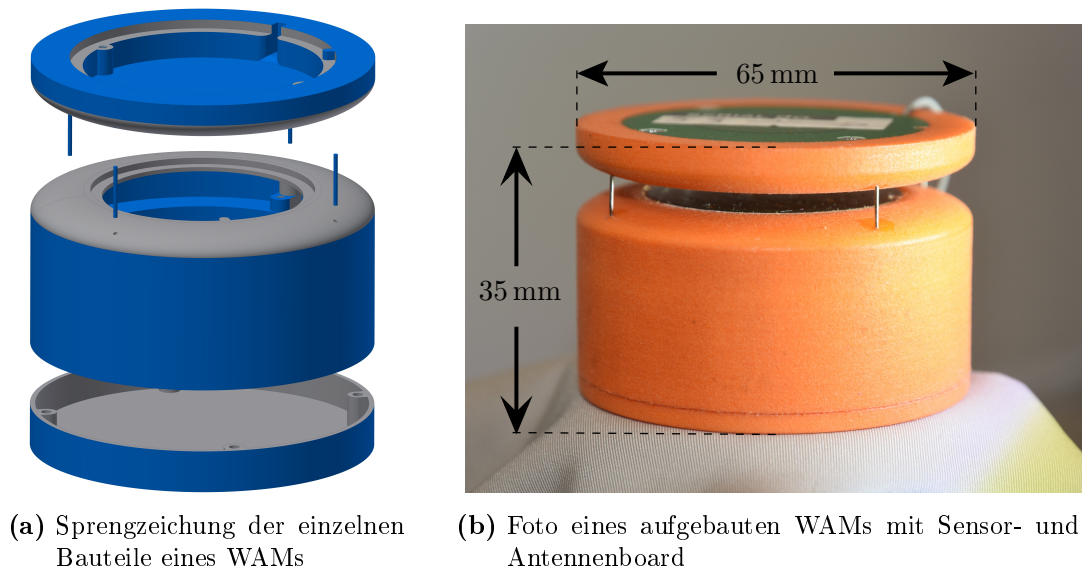


Abb. 8.1: Aufbau eines WAM-Prototypen der ersten Generation mit Nadeln als Abstandhalter und Integration des Antenneboards im Deckel

Um ein sinnvolles Design zu ermitteln, wurden mehrere leicht abgewandelte Gehäusevarianten erstellt. Die Herstellung erfolgte im selektiven Lasersinterverfahren. Bei dieser Form des 3D-Druckes werden die Strukturen aus einem pulverförmigen Ausgangsmaterial durch Aufschmelzen mit Hilfe eines Laserstrahls hergestellt.

Der Prototyp aus Abbildung 8.1 zeigt einige wichtige Designparameter auf, welche beim Gehäuseentwurf zu berücksichtigen sind. Nach ersten Tests mit quadratischen Gehäuseformen wurde eine zylindrische Grundform mit einem Durchmesser von 65 mm gewählt, um unabhängig von der Strömungsrichtung einen gleichmäßigen Abstand zwischen Sensor und Außenkante des Gehäuses zu gewährleisten.

Damit auf der sensorischen Fläche des Chips keine Strömungsabrissse oder unvorhersehbare Verwirbelungen entstehen, wird das Sensorboard, ähnlich der Beschreibung in Abschnitt 6.4, oberflächenbündig in den Gehäusekörper eingesetzt. Zusätzlich wird der Übergang mit einer Spachtelmasse abgedichtet und geglättet. An den Außenkanten des Gehäuses, wo eine Kante unumgänglich ist, wurde diese zudem abgerundet.

Wie in Abbildung 8.1 dargestellt, wird der Deckel bei dieser Version mit vier Nadeln auf seiner gewünschten Position fixiert. Die Nadeln haben einen Durchmesser von 0,6 mm und sind in einem Versatz von 90° im Abstand von 60 mm zur Gehäusemitte angeordnet.

In den Apfellagern werden die WAMs in 100 mm breiten Spalten zwischen den Apfelkisten installiert, daher spielt auch die Höhe des Gehäuses eine wichtige Rolle. Da der Grundkörper das Sensorboard, das Transceiver-Board und die Batterie aufnimmt, ist hier eine minimale Höhe vorgegeben. Um die Antenne optimal zu platzieren, ist diese im Deckelteil untergebracht. In Kombination mit den aerodynamischen Vorgaben definiert sich so auch eine minimale Höhe für dieses Bauteil. Bleibt noch der Abstand zwischen Grundkörper und Dach. Hier gilt es einen Kompromiss zu finden zwischen geringer Bauhöhe auf der einen und ausreichender Kanalhöhe auf der anderen Seite. Letztere darf nicht zu gering gewählt werden da der Kanal einen von der Höhe abhängigen Strömungswiderstand darstellt. Abbildung 8.2 zeigt die Ergebnisse einer in dem Zusammenhang entstandenen zweidimensionalen CFD-Simulation mit einer Strömungsgeschwindigkeit von $v_0 = 0,3 \text{ m/s}$ und einem Abstand von 3 mm zwischen Grundkörper und Deckel.[JHBL17]

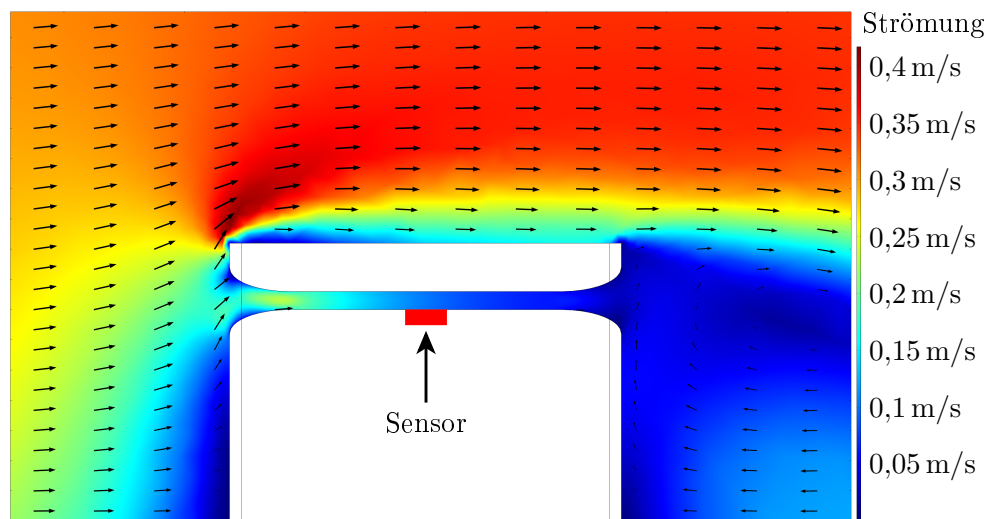


Abb. 8.2: Zweidimensionale CFD-Simulation eines WAMS bei einer Strömung von 3 m/s und mit 3 mm Abstand zwischen Sensor und Deckel

Die Simulation beschreibt das Verhalten einer linearen Strömung an den Grenzflächen eines WAM-Gehäuses. Diese ist bestrebt den Weg des geringsten Widerstandes zu gehen und wird zusätzlich an den Oberflächen abgebremst. Die Ergebnisse der Simulation zeigen, dass die Strömung bei der gewählten Kanalhöhe oberhalb der Sensorposition auf mehr als die Hälfte reduziert wird.

Um die optimale Kanalhöhe zu ermitteln, wurden weitere Simulationen und Messungen mit unterschiedlichen Abständen von 3 mm bis 10 mm durchgeführt. Hierbei zeigte sich, dass nicht nur der Deckel, sondern auch die Nadeln, die ihn in Position halten, einen negativen Einfluss auf die Messergebnisse haben.

Werden die Nadeln angeströmt, bildet sich auf ihrer stromabwärts gerichteten Seite, wie in den theoretischen Grundlagen in Kapitel 2 beschrieben, eine Kármánsche Wirbelstraße. Ihre Intensität hängt stark von Form und Größe des umströmten Körpers ab.

Um die Auswirkungen dieses Effektes zu verdeutlichen, wird nachfolgend eine Messreihe herangezogen, bei welcher ein WAM in einem Windkanal in vordefinierten Winkelschritten um 360° gedreht wurde. Der Windkanal wird in Abschnitt 8.2.1 eingehender beschrieben. Bei jedem angefahrenen Winkel erfolgte eine Messung, bei der mehrere TP_x - und TP_y -Werte aufgenommen und jeweils gemittelt wurden. Die Mittelwerte des TP_x -Signals sind in Abbildung 8.3 für unterschiedliche Strömungsgeschwindigkeiten aufgetragen.

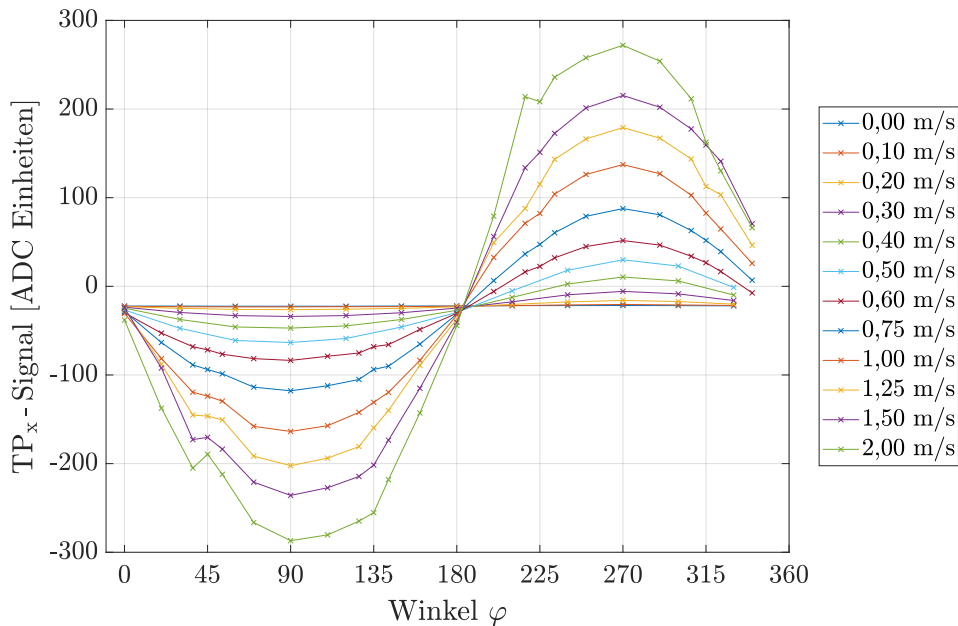


Abb. 8.3: TP_x -Signale eines WAMs mit Nadeln bei unterschiedlichen Strömungsgeschwindigkeiten

Ähnlich dem Vorgehen bei der Charakterisierung in Abschnitt 7.2.1 wurde auch für diese Messungen ein Set aus Winkeln gewählt, welches die kritischen Bereiche genauer abdeckt. Diese liegen hier bei 45° , 135° , 225° und 315° , jenen Winkeln, bei denen sich der Sensorchip im Windschatten einer der Nadeln und somit auf der Achse der der Kármánschen Wirbelstraße befindet.

Trotz des Abstandes von 60 mm zum Sensorchip und des geringen Durchmessers der Nadeln von nur 0,6 mm sind die Auswirkung der Verwirbelungen deutlich in den Messergebnissen zu erkennen. Ab einer Strömungsgeschwindigkeit von 0,6 m/s sind bei den kritischen Winkeln leichte Abweichungen vom zu erwartenden Sinusverlauf zu erkennen, die sich bei zunehmender Geschwindigkeit immer weiter ausprägen.

Um Abhilfe zu schaffen, wurde das Design des WAM-Gehäuses überarbeitet. Hierbei entstanden zwei Varianten, bei denen die vier Nadeln durch 24 bzw. 36 Stege ersetzt wurden. Diese Stege besitzen außen eine Breite von 1,5 mm und laufen über eine Länge von 10 mm, zur Mitte des Gehäuses orientiert, tropfenförmig auf eine breite von 0,7 mm zusammen. Exemplarisch ist die Variante mit 24 Stegen in Abbildung 8.4 dargestellt.

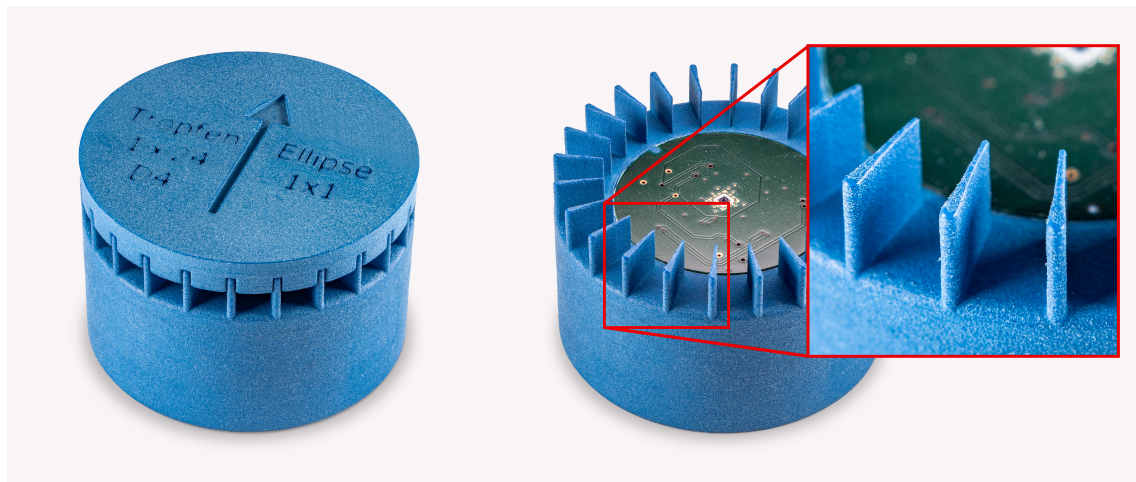


Abb. 8.4: Fotos eines Sensorknotens (WAM) mit tropfenförmigen Stegen als Abstandhalter für den Deckel, links im aufgebauten und einsatzbereitem Zustand, rechts ohne Deckel und mit vergrößertem Fokus auf die tropfenförmigen Stege

Auf dem ersten Blick, wirken die Modifikationen eher kontraproduktiv, sind die Stege doch zweieinhalb mal so dick, wie die zuvor verwendeten Nadeln. Zudem wird durch die höhere Anzahl ein deutlich größerer Bereich des 360° umschließenden Kanaleinlasses abgedeckt. In Zahlen ausgedrückt bedeutet dies: die vier 0,6 mm dicken Nadeln decken lediglich 1,175% des 204,2 mm messenden Umfanges ab. Die Version mit den 24 Tropfenstegen ganze 17,6%

und die mit den 36 Stegen sogar etwa 26,5%. Der entstehende zusätzliche Strömungswiderstand verringert die Strömungsgeschwindigkeit über dem Sensorchip. Dieser Effekt lässt sich durch eine Erhöhung der Querschnittsfläche der einzelnen Felder zwischen den Stegen teilweise kompensieren was sich durch eine Erhöhung des Deckelabstandes realisieren lässt. Bleibt die Problematik der Kármánschen Wirbel und hier zeigt sich der eigentliche Vorteil der tropfenförmigen Stegstruktur. Wie in Kapitel 2 bereits beschrieben, wird die Wirbelbildung hinter dem Objekt durch diese Form stark abgeschwächt, wodurch die Verwirbelungen sich nicht mehr bis auf den Sensor ausbreiten. Zum Vergleich zeigt Abbildung 8.5 die Mittelwerte für die selben Strömungsgeschwindigkeiten wie aus der Messung für Abbildung 8.3, bei Verwendung eines Gehäuses mit tropfenförmigen Abstandhaltern.

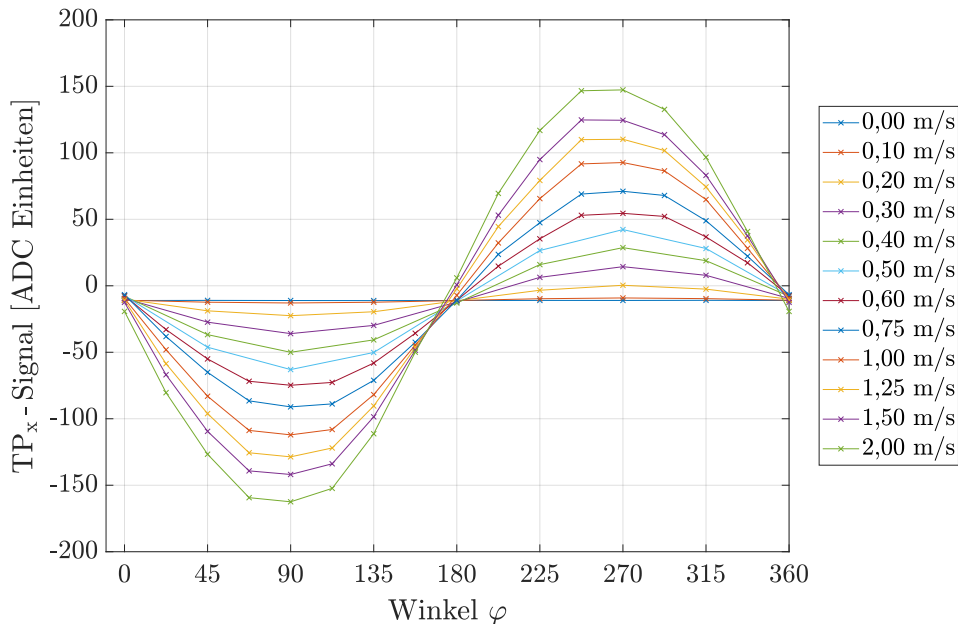


Abb. 8.5: TP_x -Signale eines WAMs mit tropfenförmigen Stegen bei unterschiedlichen Strömungsgeschwindigkeiten

Ein weiterer Vorteil von Stegen gegenüber der Nadeln, ist die höhere Stabilität. Da die Spalten im Lager nur 10 cm schmal sind, müssen die WAMs vor dem Einstapeln an den Kisten befestigt werden. Während des Einstapelns kam es gelegentlich zum Kontakt zwischen einzelnen WAMs und benachbarten Kisten. Die Varianten, welche über Nadeln verfügen, überstehen solche Kollisionen in den meisten Fällen nicht unbeschadet. Das Resultat war eine ungleichmäßige Verringerung des Abstandes zwischen Deckel und Sensorboard. Da diese nicht nur ungleichmäßig sondern auch undefiniert ist, konnte die zuvor durchgeführte Kalibrierung nicht zur Bestimmung der Strömungsgeschwindigkeiten aus den ermittelten

Sensordaten herangezogen werden. Die somit korrumpierte Messung musste mit einem intakten System wiederholt werden.

8.2 Kalibrierung

Nachdem geeignete Gehäusedesigns ermittelt wurden, können die bei den Feldtests zum Einsatz kommenden WAMs kalibriert werden. Hierfür werden in einem eigens entwickelten Windkanal Messdaten bei unterschiedlichen Strömungsgeschwindigkeiten und -Winkeln aufgenommen. Diese dienen als Kalibrierparameter um die individuellen und herstellungsbedingten Varianzen zu ermitteln und zu kompensieren.

8.2.1 Windkanal

Damit die WAMs in einer definierten Umgebung getestet und später auch kalibriert werden können, wurde ein Windkanal aufgebaut. Dieser ermöglicht reproduzierbare Messungen in einem kontrollierten Umfeld.

Der Windkanal besteht aus drei Teilbereichen. Einem Lüfter, der Messkammer sowie einem trichterförmigen Lufteinlass. Es handelt sich um einen saugenden Windkanal, was bedeutet, dass die Luft mit Hilfe des Lüfters durch die Messkammer gesogen wird. Der Vorteil dieser Anordnung besteht darin, dass die durch den Lüfter hervorgerufenen Vierwirbellungen keine Auswirkungen auf die Messergebnisse haben. Der Aufbau des Windkanals ist in Abbildung 8.6 dargestellt.

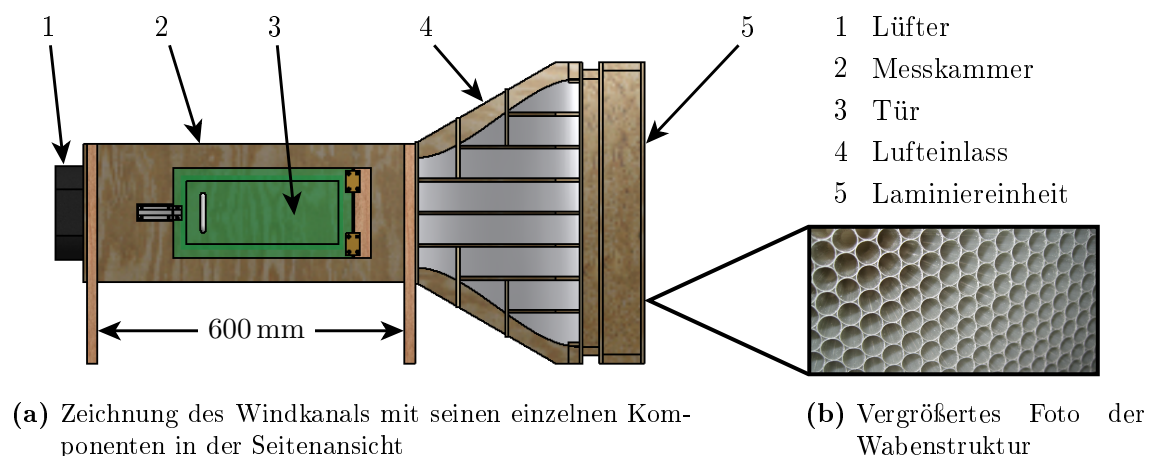


Abb. 8.6: Beschreibung der einzelnen Komponenten des Windkanals, inklusive Abbildung der Wabenstruktur in der Laminiereinheit

Bei dem verwendeten Lüfter handelt es sich um einen bürstenlosen Gleichstrommotor. Er besitzt einen Propeller mit fünf Flügeln und einen Durchmesser von 145 mm. Über eine externe Elektronik, deren Kern ein Mikroprozessor bildet, kann der Lüfter auf konstante Drehzahlen eingestellt werden. Auf diese Weise lassen sich Strömungsgeschwindigkeiten von 0,05 m/s bis 2,2 m/s im Innern der Kammer realisieren.

Die Messkammer besitzt eine Querschnittsfläche von 200 mm \times 200 mm und eine Länge von 600 mm. An ihrer Seite verfügt sie über eine Tür aus Plexiglas, welche den einfachen Zugang zum Innenraum und eine optische Überwachung während der Messungen ermöglicht. Die Tür lässt sich durch eine Gummidichtung gasdicht und oberflächenbündig mit der Innenwand der Messkammer verschließen. Auf halber Länge der Messkammer befindet sich am Boden ein flacher Teller, auf welchem die WAMs positioniert werden. Der Teller ist über eine Welle durch den Boden des Windkanals mit einem außerhalb befindlichen Servomotor verbunden. Durch diesen Aufbau kann der WAM im Inneren des Windkanals während der Messungen automatisch um 360° gedreht werden, wobei sich Winkelschritte von 2° realisieren lassen.

Die Messkammer geht nahtlos in den trichterförmigen Lufteinlass über, welcher die Ansaugfläche um das 2,5-fache, gegenüber der Querschnittsfläche der Messkammer, aufweitet. Diese Maßnahme verringert die Strömungsgeschwindigkeit im Einlassbereich und sorgt für eine kontrolliertere Einströmung in die Messkammer. Am Anfang des Lufteinlasses befindet sich eine Art Wabenstruktur, bestehend aus dicht gepackten, 50 mm langen Röhrchen mit einem Durchmesser von 5 mm. Diese sorgen zusätzlich für eine Reduzierung von Turbulenzen beim Ansaugen der Luft in den Trichter. Die Abbildung 8.7 zeigt nochmal den Verlauf der Strömung durch die einzelnen Sektionen des Windkanals anhand von Stromlinien.

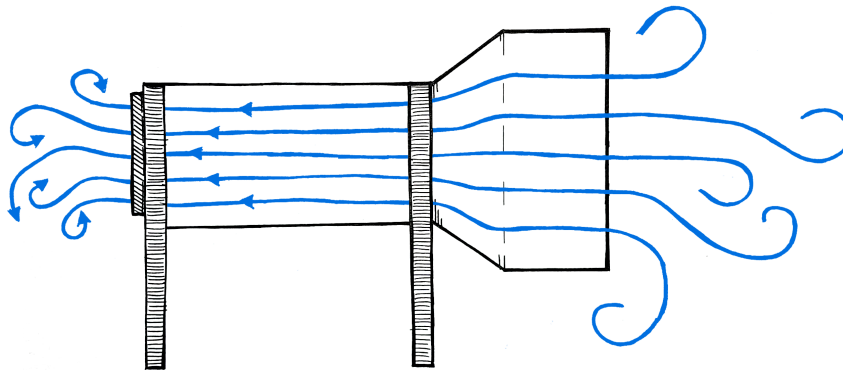


Abb. 8.7: Verlauf der Stromlinien durch die einzelnen Sektionen des Windkanals

Der Servomotor des Drehteller sowie die Steuerung des Lüfters werden über eine USB-Schnittstelle mit einem Laptop verbunden. Mit Hilfe einer Software lassen sich dadurch die Strömungsgeschwindigkeit in der Messkammer und die jeweilige Winkelposition des Drehtellers individuell steuern. Auf diese Weise können Messreihen mit vielen unterschiedlichen Winkelpositionen bei verschiedenen Strömungsgeschwindigkeiten automatisiert durchgeführt werden, um einen ausreichend große Datensatz zur Kalibrierung der einzelnen WAMs zu generieren.

8.2.2 Datenerfassung

Bevor die fertig montierten WAMs zum Einsatz kommen können, werden sie einzeln kalibriert. Dies ist notwendig, da es bei der Herstellung der einzelnen Komponenten zu Abweichungen kommt. So führen z.B. technologiebedingte Unterschiede in den Schichtdicken der Funktionselemente, zu einer Varianz der Zuleitungswiderstände zwischen den einzelnen Sensorchips. Dies hat einen großen Einfluss auf die Ausgangsspannungen der TPs. Auch kommt es beim händischen einsetzen der Chips in das Sensorboard zu Abweichungen in der Justage, was sich durch einen Winkeloffset auf die Messergebnisse auswirkt. Solche individuellen Einflüsse lassen sich mit Hilfe der Kalibrierung im Windkanal aufdecken und kompensieren, was zu einer höheren Messgenauigkeit des Systems führt.

Für die Kalibrierung wird jeder WAM im Windkanal in definierten Schritten um 360° gedreht und bei jedem Schritt eine Messung durchgeführt. Durch die Wiederholung der Prozedur bei unterschiedlichen Strömungsgeschwindigkeiten lässt sich ein Kennfeld erstellen, welches als Kalibrierkurve für den jeweiligen Sensor in einem Speicher auf dem Sensorboard hinterlegt wird.

8.3 Feldtests

Die Feldtests erfolgten zwischen 2016 und 2018 in den Lagerhallen des Kompetenzzentrum Obstbau-Bodensee (KOB) in Ravensburg am Bodensee. Das KOB ist eine privatrechtliche Stiftung zur Förderung des Obstanbaus in der Bodenseeregion. Es verfügt neben seinen umfangreichen Obstplantagen, unter anderem über eine moderne Lagerhalle unterteilt in unterschiedlich große Testlager, in denen die Reifeprozesse unter verschiedenen Bedingungen erforscht werden.[PJS⁺21]

In den Lagerräumen werden die Äpfel in Kunststoffkisten mit einer Grundfläche von $1\text{ m} \times 1,2\text{ m}$ und einer Höhe von $0,75\text{ m}$ gelagert. Eine Kiste fasst etwa 300 kg Äpfel. Die Anordnung der Kisten hängt von der Größe und der Beschaffenheit des jeweiligen Lagers ab, erfolgt jedoch stets nach dem selben Prinzip: minimaler Platzbedarf bei ausreichender Belüftung. Abbildung 8.8 zeigt die Anordnung der Kisten in einem der Lager am KOB am Beispiel eines CAD-Modells.

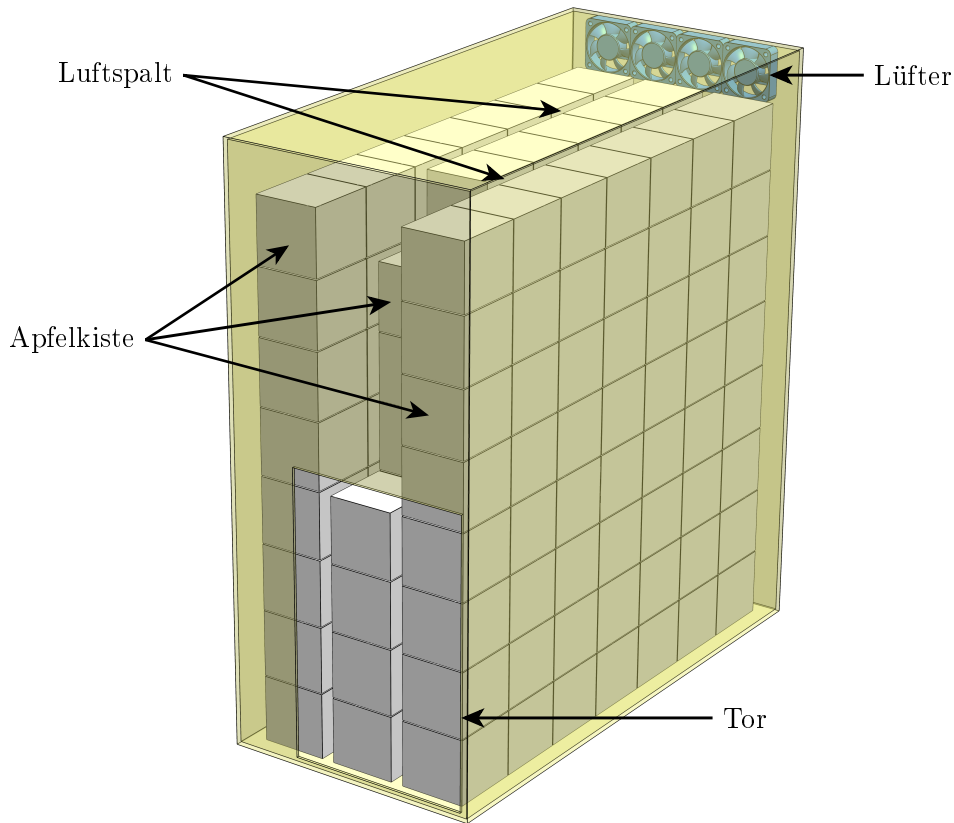


Abb. 8.8: CAD-Modell eines der Testlager, in denen die hier beschriebenen Versuchsreihen durchgeführt wurden

Zwischen den Kistenstapeln befinden sich etwa 10 cm breite Spalten. Innerhalb dieser Spalten werden die WAMs an aerodynamisch interessanten Positionen angebracht. Dies erfolgt bereits vor dem Einstapeln, indem die WAMs mittig an die zum Spalt orientierte Außenwand der jeweiligen Kisten angeklebt werden. Während des Testbetriebs lassen sich so die Strömungswerte an verschiedenen Punkten innerhalb des Lagers ermitteln und abspeichern. Auf diese Weise entsteht ein aerodynamisches Profil des jeweiligen Spalts wie es in Abbildung 8.9 exemplarisch dargestellt ist.

Die anhand dieser Daten gewonnenen Informationen über die Strömungsverteilung im La-

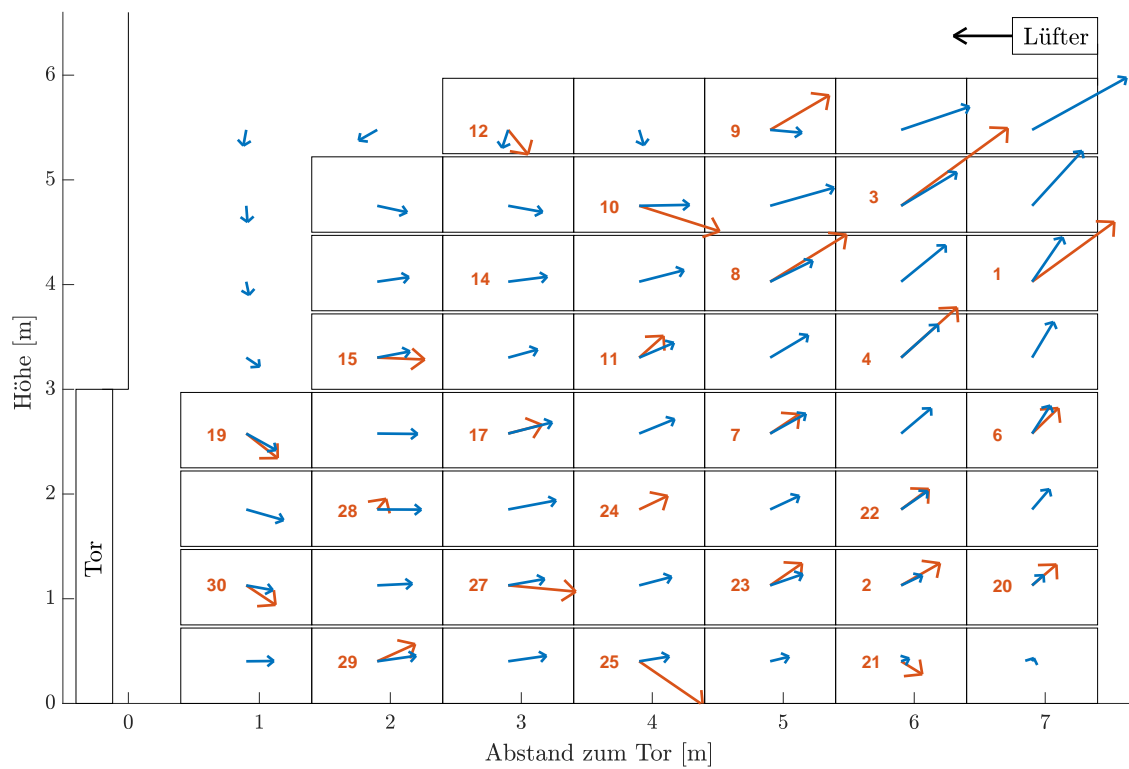


Abb. 8.9: Vergleich der Messergebnisse mit den mittels Simulation ermittelten Strömungsverläufen innerhalb eines Spalts im Messlager

ger ermöglichen eine bedarfsgerechte Ansteuerung der Lüfter in Echtzeit. Dies führt zu einer unmittelbaren Reduzierung der Lüftergeschwindigkeiten und somit zu einer deutlichen Energieeinsparung.

Schlussbetrachtung

Die Zielstellung dieser Arbeit bestand in der Entwicklung eines Sensorsystems, zur Messung der Geschwindigkeit und Richtung von Luftströmungen. Das es in drahtlosen Sensorknoten eingesetzt werden soll, muss es zudem eine hohe Energieeffizienz aufweisen. Das initiiierende Einsatzszenario lag in einem Projekt, welches sich mit der Erforschung der Strömungsverteilung in Apfellagern befasste [PJS⁺20].

9.1 Zusammenfassung

Nach der einleitenden Betrachtung wichtiger theoretischer Grundlagen in Kapitel 2 und dem Überblick des derzeitigen Standes der Technik, inklusive einer Übersicht themenbezogener Veröffentlichungen in Kapitel 3, beginnt in Kapitel 4 der praktische Teil dieser Arbeit. Dieser gliedert sich in zwei Kernthemen: der Realisierung eines energieeffizienten gepulsten Ansteuerungsverfahrens sowie der Entwicklung des 2D Sensorchips.

Um die Idee der gepulsten Ansteuerung vorzustellen, wurde zunächst, wie in Kapitel 4.6.2 beschrieben, der theoretische Ansatz des Vorhabens untersucht und die grundsätzliche Funktionalität anhand einer einfachen Simulation dargelegt. Für die praktische Umsetzung folgten danach drei Messreihen. Sie bilden die einzelnen Entwicklungsschritte zur Entstehung einer Heizerelektronik, welche Spannungsimpulse durch entladen eines Kondensators erzeugt. Im weiteren Verlauf des Kapitels erfolgt die Beschreibung verschiedener Auswertemethoden der TP-Antwortsignale und eine Betrachtung des Energiebedarfs dieser Methode im Vergleich zu herkömmlichen Methoden. Den Abschluss des Kapitels macht die Vorstellung eines Ansatzes zur Kompensation von Temperaturdrift, welche durch die nichtlinearen Temperaturabhängigkeiten der einzelnen Bauteile der Heizerelektronik hervorgerufen wird.

Die Entwicklung des 2D-Chips beginnt in Kapitel 5 mit der Suche nach einem geeigneten Design. Dieses orientiert sich an einem Prototyp, bestehend aus zwei 1D-Chips. In Anlehnung daran wurde eine 2D Single-Chip-Variante eines membranbasierten thermischen Sensors, entworfen, welche mit dem Prinzip der Temperaturdifferenz arbeitet. Diese besteht

aus vier, um 90° versetzt angeordneten TPs, die sich somit paarweise gegenüberliegen. Auf der Innenseite dieser TPs verläuft eine durchgehende Heizerstruktur, welche an vier Punkten alternierend polarisiert kontaktiert wird.

Für die Fertigung des Chips, welche in Kapitel 6 beschrieben ist, wurde zunächst die Unterseite der Si_xN_y -Membran auf einem zuvor oxidierten Si -Substrat abgeschieden. Auf ihr erfolgte dann die Strukturierung der elektrischen Funktionsschichten. Die TPs bestehen aus *Poly-Si* und *WTi* und werden an ihren Kontaktpunkten durch eine Diffusionsbarriere aus *TiN* voneinander getrennt. Der Heizer besteht ebenfalls aus *WTi*. Zur Passivierung der elektrischen Funktionsschichten wurde diese durch eine weitere Schicht aus Si_xN_y abgedeckt, welche gleichzeitig die Oberseite der Membran bildet. Für die elektrische Kontaktierung des Chips, wurde das Si_xN_y an den Bondpads wieder geöffnet und die freigelegten Bereiche mit einer *Au*-Schicht abgedeckt, um Korrosion zu vermeiden. Zum Ende des technologischen Fertigungsprozesses wurde die Membran durch einen rückseitigen DRIE-Prozess freigelegt.

Die Charakterisierung der fertigen Sensorchips beschreibt Kapitel 7. Es wurde ein spezieller Messplatz entwickelt, mit dessen Hilfe eine definierte Luftströmung mit einem bestimmten Winkel über den Chip geleitet werden kann. Zunächst erfolgte ein Vergleich der unterschiedlichen Sensordesigns miteinander. Mit der effektivsten Designvariante wurde dann die Winkelauflösung bei unterschiedlichen Strömungsgeschwindigkeiten untersucht.

9.2 Fazit

Abschließend lassen sich folgende Erkenntnisse aus dieser Arbeit extrahieren. Eines der Ziele bestand darin, den Energiebedarf des Sensors zu minimieren. Um dieses zu erreichen, sollte der Heizer nicht mehr kontinuierlich, sondern gepulst angesteuert werden. Erkenntnisse aus mathematischen Herleitungen und einer Simulation wiesen die grundsätzliche Machbarkeit nach. Erste Messungen zeigten, dass bereits Impulse von wenigen Millisekunden ausreichend sind, um mit ihnen Strömungen zu detektieren und zu quantifizieren. Werden diese Impulse jedoch durch eine einfache Spannungsquelle wie z.B. einem Funktionsgenerator erzeugt, sind die Ergebnisse stark von der Temperatur des Mediums abhängig. Um dem entgegenzuwirken, wurde die Erzeugung des Impulses im weiteren Verlauf mit Hilfe einer Kondensatorschaltung realisiert. Ein Kondensator wird auf eine definierte Spannung

geladen und über den Heizer des Sensors entladen. Auf diese Weise lassen sich Impulse mit immer gleicher Energie generieren, welche unabhängig von der Temperatur des Mediums sind. Bei Verwendung eines $0,47\ \mu\text{F}$ Kondensators, welcher auf $6,6\ \text{V}$ geladen wird, lässt sich gegenüber der herkömmlichen kontinuierlichen Anregung eine Energieeinsparung von bis zu 99% erzielen.

Ein positiver Nebeneffekt dieser Methode liegt in einer potentiellen Erweiterung des Messbereichs, den die gepulste Ansteuerung ermöglicht. Während bei der kontinuierlichen Anregung lediglich die jeweilige Thermospannung der TPs für eine Auswertung herangezogen wird, bietet das durch die gepulste Anregung des Heizers ebenfalls pulsförmiges Ausgangssignal der TPs weitere verwertbare Charakteristika.

So ist neben der Amplitude auch die unter ihm entstehende Fläche bzw. die Dauer des Pulses ein wichtiges Charakteristikum der jeweiligen Strömungsgeschwindigkeit. Gleiches gilt für die Steilheit der ansteigenden sowie der abfallenden Flanke. Durch Berücksichtigung dieser zusätzlichen Informationen lässt sich der Messbereich des Sensors z.B. durch Verwendung des Integrals unter dem TP-Signal (INT_{Diff}) um mehr als das Fünffache erweitern, dies jedoch stark zu Lasten der Signalstärke und der Auflösung bei niedrigen Strömungen. Die Methode der Amplitudendifferenz hat hingegen eine deutlich höhere Auflösung bei niedrigen Strömungsgeschwindigkeiten, weist dafür aber einen kleineren Messbereich auf. Durch geschickte Kombination unterschiedlicher Auswertemethoden lassen sich die Defizite der jeweiligen Methoden jedoch kompensieren.

Ein weiterer Vorteil der gepulsten Anregung liegt in der Möglichkeit, die Temperaturdrift von Bauteilen der Kondensatorschaltung durch kontinuierliches Erfassen des Nulloffsets zu ermitteln. Hierfür wird am Ende eines jeden Impulses, also bei nicht angeregtem Heizer, das TP Signal aufgenommen und als Offset von den Messergebnissen abgezogen. Die durch Temperaturdrift der Bauteile hervorgerufene Verfälschung der Messergebnisse konnte mit dieser Methode um etwa 70% reduziert werden.

Das zweite Kernthema dieser Arbeit ist die Entwicklung eines Sensorchips, der sowohl Strömungsgeschwindigkeiten als auch die Strömungsrichtung detektieren kann. Hier etablierte sich ein Grunddesign aus vier orthogonal zueinander angeordnete TPs. Auf diese Weise entstehen zwei jeweils gegenüberliegende TP-Paare deren Signaldifferenz einen Vektor beschreiben, welcher einen bestimmten Anteil der anliegenden Strömung widerspiegelt. Da die beiden so erzeugten Vektoren ebenfalls orthogonal zueinander liegen, lässt sich aus

ihnen ein resultierender Vektor bestimmen, der in Strömungsrichtung weist und dessen Betrag proportional zur Strömungsgeschwindigkeit ist. Die punktsymmetrische Positionierung der TPs ermöglicht zudem die Anordnung einer durchgehenden Heizerstruktur mit alternierender Polung zwischen den TPs. Dies minimiert die Komplexität der elektronischen Schaltung zur Ansteuerung erheblich.

Es wurden drei unterschiedliche Designvarianten entwickelt und hergestellt. Zwei davon besitzen eine quadratische Grundform, eine mit geradem Heizer (QS) und eine mit verlängertem mäanderförmigen Heizer (QL). Bei der dritten Designvariante sind die TPs konzentrisch um einen kreisförmigen Heizer angeordnet (RS).

Alle Designvarianten besitzen eine quadratische Chipfläche von $2\text{ mm} \times 2\text{ mm}$ und sind etwa $385\text{ }\mu\text{m}$ hoch. Sie können daher problemlos oberflächenbündig in Elektronikplatinen eingesetzt werden. Ein solches Sensorboard mit integrierter Elektronik liefert ein direkt verarbeitbares Ausgangssignal und lässt sich sehr einfach in die unterschiedlichsten Messapparaturen und Gehäuse integrieren.

Die Charakterisierung des 2D-Sensors im hierfür entwickelten Messplatz zeigt sein Potential in Kombination mit der gepulsten Heizeranregung. Die Ausgangssignale der beiden TP-Paare zeigen jeweils einen glatten sinusförmigen Verlauf. Da die TP-Paare orthogonal zueinander liegen, weisen die beiden Kurven eine Phasenverschiebung von $\pi/2$ auf.

Zunächst wurden Sensoren mit gleichem Design verglichen, um die Exemplarstreuung festzustellen, welche bei unter 4,5% liegt. Ein Vergleich zwischen den drei verschiedenen Designvarianten zeigte, dass die Sensoren mit QL-Design die stärksten Ausgangssignale liefern. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die verlängerte, mäanderförmige Heizerstruktur eine deutlich höhere Wärmeentwicklung aufweist und somit auch eine höhere Thermospannung an den TPs hervorruft. Im weiteren Verlauf konnte gezeigt werden, dass die Höhe der Amplitude einen proportionalen Einfluss auf die Winkelauflösung hat. Aus diesem Grund weisen die Sensoren mit QL-Design auch die höchste Winkelauflösung auf. Es zeigte sich, dass die Winkelauflösung bei einer Strömungsgeschwindigkeit von 1 m/s deutlich unter $0,5^\circ$ liegt, bei einer Standardabweichung von unter 3σ . Bei Verringerung der Geschwindigkeit auf $0,1\text{ m/s}$ sinkt die Winkelauflösung auf etwas unter 1° .

Eine Standardabweichung von 3σ bedeutet, dass ein bis zwei Messpunkte für eine exakte Messung ausreichen und sich eine Erhöhung der Auflösung ganz einfach durch Berücksichtigung von mehr Messpunkten erreichen ließe.

Es wurde also ein Sensorsystem mit einer Chipfläche von 4 mm^2 entwickelt, welches eine Winkelauflösung von unter $0,5^\circ$ erreicht und das bei einem Energieverbrauch von nur $0,44\text{ mW}$. Die Tabelle 9.1 zeigt diese wichtigen Merkmale im Vergleich zu den in Abschnitt 3.3 aufgeführten Beispielen für thermische 2D Strömungssensoren in der Literatur.

Tabelle 9.1: Vergleich des Sensors aus dieser Arbeit mit 2D-Sensorsystemen aus anderen Veröffentlichungen

Autoren	Quelle	Jahr	Chipfläche	Winkelauflösung	Leistung
Hartgenbusch <i>et al.</i>	[HBJL20]	2020	4 mm^2	$0,5^\circ$	$0,44\text{ mW}$
A. F. P. van Putten <i>et al.</i>	[vPM74]	1974	$2,25\text{ mm}^2$	–	–
S. Kim <i>et al.</i>	[KNP04]	2004	9 mm^2	5°	50 mW
G. P. Shen <i>et al.</i>	[SQDH09]	2009	10 mm^2	$3,5^\circ$	50 mW
R. J. Adamec <i>et al.</i>	[AT10]	2010	4 mm^2	$4,5^\circ$	50 mW
A. S. Cubukcu <i>et al.</i>	[CZBU10]	2010	160 mm^2	$3,5^\circ$	$0,18\text{ mW}$

9.3 Ausblick

Neben der grundsätzlichen Weiterentwicklung des Sensorsystems sowie der Optimierung der in Kapitel 6 beschriebenen technologischen Herstellungsprozesse, tauchten im Zuge der Entwicklung ein paar Fragestellungen und Ideen auf, welche im Rahmen dieser Arbeit nicht eingehender behandelt wurden. Zwei davon sollen an dieser Stelle kurz aufgezeigt werden, um sie für weiterführende Forschungen aufzugreifen.

9.3.1 Kompensation thermischer Bauteildrift

Wie beschrieben, konnte eine temperaturabhängige Drift der TP-Signale festgestellt werden, zurückzuführen auf thermisch bedingte Veränderungen der Bauteilparameter. Das in Abschnitt 4.6 beschriebene Verfahren zur Kompensation befindet sich noch in einem sehr experimentellen Stadium, zeigt dabei aber schon sehr gute Resultate. Es sollte daher weitergehend untersucht und optimiert werden.

9.3.2 **Durchkontaktierung**

Bei dem entwickelten 2D-Sensorchip befinden sich die Bondpads auf der Oberseite, ebenso wie die elektrischen Funktionsschichten. Aus diesem Grund können die Bonddrähte nicht wie üblich eingegossen werden, um sie vor Umwelteinflüsse oder Beschädigungen zu schützen, da dies sonst die Empfindlichkeit des Sensors erheblich beeinträchtigen würde. Um dieses Problem zu beheben würde sich eine Durchkontaktierung anbieten wie sie z.B. in [SKLB10] beschrieben ist. Auf diese Weise wäre es möglich, den Sensorchip oberflächenbündig in eine Platine einzusetzen und dann von der Rückseite zu kontaktieren. Alternativ könnte die elektrische Verbindung auf der Vorderseite auch durch aufgedruckte Leiterbahnen erfolgen.

Abbildungsverzeichnis

1.1	Fiktive Darstellungen steinzeitlicher Szenen der Zuhilfenahme primitiver Mittel zur sensorischen Erfassung von Richtung und Intensität des Windes - <i>Quelle: R. Bergmann</i>	1
2.1	Vergleich von laminarer und turbulenter Strömung anhand von Stromlinienverläufen und ihren typischen Geschwindigkeitsprofilen in einer Rohrleitung - <i>Quelle: B. Sasse</i>	9
2.2	Stromlinienverläufe von umströmten Zylindern bei Strömungen mit unterschiedlichen Reynoldszahlen	11
2.3	Umströmter tropfenförmiger Körper mit annähernd laminarem Stromlinienverlauf bei $Re \approx 80$	12
3.1	Übersicht der gängigsten physikalischen Wirkprinzipien zur sensorischen Erfassung von Strömungen - <i>Quelle: B. Sasse</i>	13
3.2	Funktionsprinzip eines Heißfilmanemometers am Beispiel einer Heizerstruktur auf einer dünnen Membran	17
3.3	Schematische Darstellung eines membranbasierten Temperaturdifferenzsensors und dem vom Heizer erzeugten Temperaturgradienten im Ruhezustand und unter Einwirkung einer Strömung	17
3.4	Schematische Darstellung des zeitlichen Verlaufes eines thermischen Impulses bei einem membranbasierten TOF-Sensor	18
3.5	Ladungsträgerdiffusion und resultierendes Elektrisches Feld \vec{E} in einem Leiterstück mit thermischem Gefälle	21
3.6	Modell einer Leiterschleife aus zwei unterschiedlichen, elektrisch leitenden Materialien zur Nutzung des Seebeck-Effekts	22
3.7	Thermischer MEMS-Sensor mit Heizer und Thermopiles auf einer Membran aus Siliziumnitrid zur Messung von Strömungen mittels Temperaturdifferenz	24
3.8	Erster MEMS-Strömungssensor präsentiert von A. F. P. van Putten und S. Middelhoek im Jahre 1974 - <i>Quelle: [vPM74], [ZCQH14]</i>	25
3.9	Aufbau und Funktionsprinzip des 2004 von S. Kim et al. vorgestellten 2D-Strömungssensors - <i>Quelle: [KNP04]</i>	26
3.10	2D-Strömungssensor von G. P. Chen <i>et al.</i> zur gleichzeitigen Verwendung als Heißdraht bzw. als Temperaturdifferenzsensor - <i>Quelle: [SQDH09]</i>	27
3.11	Foto des von R. J. Adamec und D. V. Thiel entwickelten 2D-Strömungssensors, bestehend vier Heizerstrukturen auf einer Si_3N_4 -Membran - <i>Quelle: [AT10]</i>	27

3.12	Membranbasierter Sensor mit fünf kreuzförmig angeordneten Thermistoren und einer zentralen, kreisförmigen Heizerstruktur - <i>Quelle: [CZBU10]</i>	28
4.1	Schaltung zum Aufladen eines Kondensators (C) über eine Gleichspannungsquelle (U)	30
4.2	Zeitliche Verläufe von $U_C(t)$ und $I_C(t)$ in qualitativer Form, wie sie beim Laden eines Kondensators über einer Konstantspannungsquelle auftreten . .	33
4.3	Schaltung zum Entladen eines Kondensators (C) über einen Widerstand (R)	34
4.4	Zeitliche Verläufe von $U_C(t)$ und $ I_C(t) $ in qualitativer Form, wie sie beim Entladen eines Kondensators über einen ohmschen Widerstand auftreten . .	35
4.5	Simulation der Ausbreitung eines thermischen Dirac-Impulses auf einen infinitesimalen Heizer bei einer Strömung von 0,5 m/s	38
4.6	Stoßantwort eines 50 μm entfernten TPs auf einen thermischen Dirac-Impuls bei fünf unterschiedlichen Strömungen in der Simulation	39
4.7	Elektronikboard mit eingegossenem 1D-Strömungssensor zur Vereinfachung der elektrischen Kontaktierung	40
4.8	Sprengzeichnung zur Veranschaulichung der Montage von Platine und Kanal - <i>Quelle: B. Sasse</i>	41
4.9	Aufbau für die Durchführung erster Testreihen zur grundsätzlichen Untersuchung von Umsetzbarkeit und Funktionalität der gepulsten Heizeranregung	41
4.10	Rechteckiger Heizerimpuls über 25 ms mit einer Spannung von 3 V und die resultierenden TP-Signale bei einer Strömung von 0 SLM	42
4.11	Rechteckiger Heizerimpuls über 25 ms mit einer Spannung von 3 V und die resultierenden TP-Signale	43
4.12	Rechteckiger Heizerimpuls über 10 ms mit einer Spannung von 3 V und die resultierenden TP-Signale	44
4.13	Rechteckiger Heizerimpuls über 5 ms mit einer Spannung von 3 V und die resultierenden TP-Signale	45
4.14	Messaufbau für die Durchführung automatisierter Messungen zur Untersuchung von geeigneten Pulshöhen und Pulsbreiten bei unterschiedlichen Strömungen	47
4.15	Signalverläufe der beiden TPs für 57 unterschiedliche Strömungen und einem 10 ms Puls mit einer Amplitude von 5 V	48
4.16	TP ₁ -Signale einer Messung mit fünf unterschiedlichen Strömungen bei einer Pulshöhe von 5 V und einer Pulsbreite von 1 ms	49
4.17	TP ₁ -Signale einer Messung mit fünf unterschiedlichen Strömungen bei einer Pulshöhe von 3 V und einer Pulsbreite von 1 ms	50

4.18	Netzwerk aus Kondensatorschaltung, Sensorchip und Verstärkerstufe zur Erzeugung von Energieimpulsen durch Entladen eines Kondensators (C) über einen Heizer (R_H)	51
4.19	Messaufbau zur Durchführung automatisierter Messungen bei unterschiedlichen Strömungen mit Impulserzeugung via Kondensatorschaltung	52
4.20	TP ₁ -Signale für unterschiedliche Strömungen bei Erzeugung des Erregerimpulses mit einem 10 μ F Kondensator welcher mit einer Spannung von 5 V aufgeladen wurde	53
4.21	TP ₁ -Signale für unterschiedliche Strömungen bei Erzeugung des Erregerimpulses mit einem 10 μ F Kondensator welcher mit einer Spannung von 3 V aufgeladen wurde	54
4.22	Veranschaulichung des Einschwingvorgangs der TPs bei kalorimetrischen Strömungssensoren	55
4.23	Qualitativer Verlauf der TP-Signale und ihres Differenzsignals eines kalorimetrischen Strömungssensors, im Bereich von 0 SLM – 3 SLM	56
4.24	Vergleich zwischen herkömmlicher TP-Signaldifferenz (TP _{Diff}) bei konstanter Heizeranregung und der Methode der Amplitudendifferenz (AMP _{Diff}) für die gepulste Heizeranregung	58
4.25	Veranschaulichung der thermischen Kapazität am Beispiel je eines TP-Signalverlaufs für kontinuierliche bzw. gepulste Heizeranregung bei gleicher Strömungsgeschwindigkeit	59
4.26	Unterschiede der TP-Signalverläufe bei kontinuierlicher und bei gepulster Heizeranregung für verschiedene, äquidistante Strömungsgeschwindigkeiten	60
4.27	Vergleich zwischen den TP-Signalverläufen und ihrer Differenzsignale bei Erzeugung mittels kontinuierlicher bzw. gepulster Heizeranregung für Strömungen von 0 SLM bis 5 SLM	61
4.28	TP ₁ -Signale für unterschiedliche Strömungen bei einer Pulshöhe von 3 V und einer Pulsbreite von 1 ms	62
4.29	TP ₁ - Signale der unterschiedlichen Varianten der Heizeranregung bei einer Strömung von 0 SLM	64
4.30	Aufteilung eines Heizerimpulses in eine aktive Sequenz zum Heizen und eine passive Sequenz zur Bestimmung eines thermisch bedingten Offsets des Systems	67
4.31	Messaufbau mit integriertem Durchlaufheizer zur Untersuchung einer Temperaturdrift und Verifikation des Kompensationsverfahrens	68
4.32	Verlauf des TP ₁ - Signals bei Temperaturveränderung der Elektronikbauteile des Sensorboards in Folge einer Erwärmung der durch das Messrohr strömenden Luft	69

4.33	Vergleich der beiden TP-Signalaare bestehend aus den Messdaten der aktiven bzw. aus denen der passiven Aufnahmesequenz einer einzelnen Messung	70
4.34	Durch die POC-Methode kompensierte Signalverläufe nach Subtraktion der jeweiligen TP-Signaldaten aus den passiven von den TP-Signaldaten aus den aktiven Pulssequenzen	71
4.35	Vergleich des Einflusses von Temperaturdrift der elektronischen Bauteile auf die TP-Differenzsignale zwischen klassischer und POC-Methode	72
5.1	Prototypen-Sensorboard bestehend aus einem Elektronikboard mit zwei orthogonal zueinander eingegossenen 1D-Sensorchips	73
5.2	Potentielle Anordnungsvarianten für die vier TPs auf der Membran der Sensorchips - <i>Quelle: B. Sasse</i>	77
5.3	Potentielle Auslegung der Heizerstrukturen bei vier paarweise gegenüberliegenden und quadratisch angeordneten TPs - <i>Quelle: B. Sasse</i>	78
5.4	Erläuterung der alternierenden Kontaktierung des Heizers in Form eines Widerstandsnetzwerkes	79
5.5	Alternative Ansätze für ein Sensordesign hinsichtlich Anordnung und Anzahl der TP und Heizerstrukturen - <i>Quelle: B. Sasse</i>	80
5.6	QS-Design des 2D-Sensorchips mit vier gegenüberliegenden, quadratisch angeordneten TPs und einem geraden Heizer	81
5.7	Zeichnung eines 2D-Sensorchips mit vier gegenüberliegenden, quadratisch angeordneten TPs und verlängerten, mäanderförmigen Heizerstruktur	82
5.8	Zeichnung eines 2D-Sensorchips mit vier gegenüberliegenden, konzentrisch angeordneten TPs und einer geraden, kreisförmigen Heizerstruktur	83
6.1	Schnittbild des Chips nach der Strukturierung des <i>Poly-Si</i> und Veranschaulichung des Aufbaus des Schichtpaketes	87
6.2	Veranschaulichung der Prozessschritte zur Erzeugung einer Diffusionsbarriere bestehend aus <i>TiN</i> zwischen dem <i>Poly-Si</i> und dem im Anschluss abgeschiedenen <i>WTi</i> an den Kontaktpunkten der TPs	88
6.3	Darstellung aller elektrischen Funktionsschichten und Aufbau des Schichtpaketes nach der Strukturierung des <i>WTi</i>	89
6.4	Herstellung der Bondpads durch Öffnung der Passivierungsschicht oberhalb der Kontaktpads aus <i>WTi</i> und anschließende Überdeckung mittels <i>Au</i>	89
6.5	Viertelschnitt des fertigen Sensorchips mit allen Funktionselementen und freigelegter Membran	90
6.6	Fertig prozessierte und vereinzelte 2D-Sensorchips auf einer 1€-Cent Münze	91

6.7	REM-Aufnahme zur Veranschaulichung von Pockenbildung und dem Abplatzen von Material durch eine Delaminierung der Schichten infolge einer Diffusion	95
6.8	REM-Aufnahmen einer Störstelle zwischen zweier benachbarter Leiterbahnen und Positionierung eines FIB-Schnittes zur Analyse des Schichtaufbaus an dieser Stelle	96
6.9	REM-Aufnahme eines mittels FIB-Schnitt freigelegten Schichtaufbaus zur Darstellung von Silizidbildung	97
6.10	Auftrennen von Kurzschlüssen durch Erzeugung von RIE-Gräben zwischen benachbarten <i>WTi</i> -Pads	98
6.11	Rundes Elektronikboard mit oberflächenbündig eingegossenem und via Drahtbonds kontaktiertem 2D-Sensorchip	99
6.12	Veranschaulichung der einzelnen Prozessschritte zur oberflächenbündigen Einbettung des Sensorchips in des Elektronikboard	100
7.1	Aufbau des Messplatzes zur Charakterisierung der Sensorsysteme bei unterschiedlichen Strömungsgeschwindigkeiten und -winkeln	103
7.2	Schnittansicht der Bodenplatte mit Aussparungen für Sensorboard und Druckdose und Lochkreisen für die Justierung des Kanals	104
7.3	Unterseitige Ansicht der Kanalbrücke mit eingelassenem Kanal, O-Ringnut und Bohrungen für Fixier- und Justierschrauben	105
7.4	Montage von Bodenplatte, Kanalbrücke und Druckausgleichsdose zu einem drehbaren Messkanal	106
7.5	Definition des Koordinatensystems zur Festlegung der Strömungswinkel	107
7.6	Verlauf der beiden TP-Differenzsignale bei einer Messreihe über 360° in Schritten von 1° bei einer Strömungsgeschwindigkeit von 1 m/s	108
7.7	Vergleich der Differenzsignalverläufe zweier Sensoren mit QS-Design. Die beiden gewählten Sensoren entsprechen der oberen bzw. unteren Grenze der Exemplarstreuung.	110
7.8	Vergleich der Differenzsignalverläufe je eines Sensors der drei unterschiedlichen Designvarianten QS, QL und RS. Die gewählten Sensoren entsprechen dem Mittelfeld der Exemplarstreuung.	111
7.9	Vergleich des relativen Abstandes von Heizer und TP zwischen quadratischem und rundem Sensordesign bei einem Anströmwinkel von 0°	112
7.10	Vergleich der Differenzsignalverläufe je eines Sensors der drei unterschiedlichen Designvarianten QS, QL und RS. Die gewählten Sensoren entsprechen dem Mittelfeld der Exemplarstreuung.	113

7.11	Kreissegment aus Abbildung 7.10 um den Winkel 0° mit den Nachbarwinkeln $\pm 1^\circ$ und $\pm 2^\circ$ mit eingezeichneten 3σ -Fehlerellipse bei einer Strömungsgeschwindigkeit von 1 m/s in Polarkoordinaten	114
7.12	Kreissegment aus einer Messung mit einem QL-Design um den Winkel 45° mit den Nachbarwinkeln $\pm 1^\circ$ und $\pm 2^\circ$ mit eingezeichneten 3σ -Fehlerellipse bei einer Strömungsgeschwindigkeit von 1 m/s in Polarkoordinaten.	115
7.13	Kreissegment aus einer Messung mit einem QL-Design um den Winkel 0° mit den Nachbarwinkeln $\pm 1^\circ$ und $\pm 2^\circ$ bei unterschiedlichen Strömungsgeschwindigkeiten von 0,1 m/s bis 1 m/s in Polarkoordinaten (links) mit Vergrößerung der Geschwindigkeitsbereiche 0,1 m/s und 0,2 m/s (rechts)	117
8.1	Aufbau eines WAM-Prototypen der ersten Generation mit Nadeln als Abstandhalter und Integration des Antenneboards im Deckel	120
8.2	Zweidimensionale CFD-Simulation eines WAMS bei einer Strömung von 3 m/s und mit 3 mm Abstand zwischen Sensor und Deckel	121
8.3	TP _x -Signale eines WAMS mit Nadeln bei unterschiedlichen Strömungsgeschwindigkeiten	122
8.4	Fotos eines Sensorknotens (WAM) mit tropfenförmigen Stegen als Abstandhalter für den Deckel, links im aufgebauten und einsatzbereitem Zustand, rechts ohne Deckel und mit vergrößertem Fokus auf die tropfenförmigen Stege	123
8.5	TP _x -Signale eines WAMS mit tropfenförmigen Stegen bei unterschiedlichen Strömungsgeschwindigkeiten	124
8.6	Beschreibung der einzelnen Komponenten des Windkanals, inklusive Abbildung der Wabenstruktur in der Laminiereinheit	125
8.7	Verlauf der Stromlinien durch die einzelnen Sektionen des Windkanals . . .	126
8.8	CAD-Modell eines der Testlager, in denen die hier beschriebenen Versuchsreihen durchgeführt wurden	128
8.9	Vergleich der Messergebnisse mit den mittels Simulation ermittelten Strömungsverläufen innerhalb eines Spalts im Messlager	129

Tabellenverzeichnis

4.1	Übersicht der in dieser Arbeit diskutierten Varianten der Heizeranregung mit den verschiedenen Parametern, dem jeweiligen Energiebedarf sowie der sich daraus ergebenden Einsparung	66
5.1	Wärmeleitfähigkeiten ausgewählter Materialien nach [MMP05]	75
5.2	Übersicht und Vergleich der wichtigsten Designparameter	76
5.3	Übersicht der einzelnen Sensortypen mit ihren jeweiligen Abkürzungen	83
9.1	Vergleich des Sensors aus dieser Arbeit mit 2D-Sensorsystemen aus anderen Veröffentlichungen	135

Literaturverzeichnis

- [AGH⁺99] M. Ashauer, H. Glosch, F. Hedrich, N. Hey, H. Sandmaier, and W. Lang. Thermal flow sensor for liquids and gases based on combinations of two principles. *Sensors and Actuators A: Physical*, 73(1):7 – 13, 1999.
- [AT10] R. J. Adamec and D. V. Thiel. Self heated thermo resistive element hot wire anemometer. *IEEE Sensors Journal*, 10(4):847–848, 2010.
- [BBB14] L. Böswirth, T. Buck, and S. Bschorer. *Technische strömungslehre: lehr- und übungsbuch*. Springer Vieweg, Wiesbaden, 10., überarb. u. erw. aufl. edition, 2014.
- [BBS⁺07] R. Buchner, P. Bhargava, C. Sosna, W. Benecke, and W. Lang. Thermoelectric flow sensors with monolithically integrated channel structures for measurements of very small flow rates. In *SENSORS, 2007 IEEE*, pages 828–831, 2007.
- [BE13] W. Bohl and W. Elmendorf. *Technische strömungslehre: stoffeigenschaften von flüssigkeiten und gasen, hydrostatik, aerostatik, inkompressible strömungen, kompressible strömungen, strömungsmesstechnik*. Vogel Business Media, Würzburg, 15., überarbeitete und erweiterte auflage edition, 2013. 1 Online-Ressource.
- [Ber04] F. Bernhard. *Technische temperaturmessung: physikalische und meßtechnische grundlagen, sensoren und meßverfahren, meßfehler und kalibrierung*. Springer eBook Collection, Computer Science and Engineering. Springer Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg, 2004.
- [BJD⁺11] H. Berthet, J. Jundt, J. Durivault, B. Mercier, and D. Angelescu. Time-of-flight thermal flowrate sensor for lab-on-chip applications. *Lab Chip*, 11:215–223, 2011.
- [BRBL05] R. Buchner, K. Rohloff, W. Benecke, and W. Lang. A high-temperature thermopile fabrication process for thermal flow sensors. In *Proceedings of the 13th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (Transducers '05)*, volume 1, pages 575–578, 2005.
- [Bro00] I. N. Bronstein. *Taschenbuch der Mathematik*. Harri Deutsch, sep 2000.
- [BSL09] R. Buchner, C. Sosna, and W. Lang. Temperature stability improvement of thin-film thermopiles by implementation of a diffusion barrier of tin. In *SENSORS, 2009 IEEE*, pages 483–486, Oct 2009.
- [CLH⁺01] H. K. Chiu, T. L. Lin, Y. Hu, K. C. Leou, H. C. Lin, M. S. Tsai, and T. Y. Huang. Characterization of titanium nitride etch rate and selectivity to silicon dioxide in a cl₂ helicon-wave plasma. *Journal of Vacuum Science & Technology A*, 19(2):455–459, 2001.
- [CU09] A. S. Cubukcu and G. A. Urban. Simulation and fabrication of a 2d-flow sensor for thermal characterization of fluids and for flow speed measurements. In *TRANSDUCERS 2009 - 2009 International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference*, pages 1126–1129, 2009.

- [CZBU10] A. S. Cubukcu, E. Zernickel, U. Buerklin, and G. A. Urban. A 2d thermal flow sensor with sub-mw power consumption. *Sensors and Actuators A: Physical*, 163(2):449 – 456, 2010.
- [Dur06] F. Durst. *Grundlagen der Strömungsmechanik : eine Einführung in die Theorie der Strömung von Fluiden*. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 2006. Online-Ressource : v.: digital.
- [EAR⁺19] F. Ejeian, S. Azadi, A. Razmjou, Y. Orooji, A. Kottapalli, M. Ebrahimi Warkiani, and M. Asadnia. Design and applications of mems flow sensors: A review. *Sensors and Actuators A: Physical*, 295:483 – 502, 2019.
- [ESS96] P. Enoksson, G. Stemme, and E. Stemme. A coriolis mass flow sensor structure in silicon. In *Proceedings of Ninth International Workshop on Micro Electro-mechanical Systems*, pages 156–161, 1996.
- [FMF13] M. Friendly, G. Monette, and J. Fox. Elliptical insights: Understanding statistical methods through elliptical geometry. *Statistical Science*, 28(1):1–39, Feb 2013.
- [Fro12] J. S. Frontinus. *Des Sextus Julius Frontinus' Schrift über die Wasserleitungen der Stadt Rom: (De aquae ductibus urbis Romae)*. Bod Third Party Titles, 2012.
- [FSM⁺97] P.J. French, P.M. Sarro, R. Mallée, E.J.M. Fakkeldij, and R.F. Wolffenbuttel. Optimization of a low-stress silicon nitride process for surface-micromachining applications. *Sensors and Actuators A: Physical*, 58(2):149 – 157, 1997.
- [Gek10] M. Gekle. *Physiologie*. Thieme, 2010.
- [GHP13] E. Guyon, J.P. Hulin, and L. Petit. *Hydrodynamik*. vieweg studium; Aufbaukurs Physik. Vieweg+Teubner Verlag, 2013.
- [Glü05] M. Glück. *MEMS in der Mikrosystemtechnik : Aufbau, Wirkprinzipien, Herstellung und Praxiseinsatz mikroelektromechanischer Schaltungen und Sensorensysteme*. SpringerLink, Bücher. Vieweg+Teubner Verlag, Wiesbaden, 2005.
- [GM12] R. Gross and A. Marx. *Festkörperphysik*. Oldenbourg Wissenschaftsverlag, 2012.
- [Hag02] G. Hagemann. *Grundlagen der Elektrotechnik : das bewährte Lehrbuch für Studierende der Elektrotechnik und anderer technischer Studiengänge ab 1. Semester*. Aula-Verlag, 2002.
- [HBJL17] N. Hartgenbusch, M. Borysov, R. Jedermann, and W. Lang. Reduction of power consumption and expansion of the measurement range by pulsed excitation of thermal flow sensors. *Sensors and Actuators A: Physical*, 265:313 – 320, 2017.
- [HBJL20] N. Hartgenbusch, M. Borysov, R. Jedermann, and W. Lang. Characterization and design evaluation of membrane-based calorimetric MEMS sensors for two-dimensional flow measurement. *IEEE Sensors Journal*, 20(9):4602–4609, 2020.

- [Hot33] H Hotelling. Analysis of a complex of statistical variables into principal components. *Journal of Educational Psychology*, 24(6):417–441, 1933.
- [HS14] S. Hesse and G. Schnell. *Sensoren für die Prozess- und Fabrikautomation: Funktion - Ausführung - Anwendung*. Springer Vieweg, Wiesbaden, 6., korr. und verb. aufl. edition, 2014. Online-Ressource (XII, 506 S.) : Ill.
- [Huc12] W.-H. Hucho. *Aerodynamik der stumpfen Körper: Physikalische Grundlagen und Anwendungen in der Praxis*. Vieweg+Teubner Verlag, Wiesbaden, 2., vollständig überarbeitete und erweiterte auflage edition, 2012.
- [JHBL17] R. Jedermann, N. Hartgenbusch, M. Borysov, and W. Lang. Housing design for two-dimensional air flow sensors. In *2017 IEEE SENSORS*, pages 1272–1274, 2017.
- [JHBL18] R. Jedermann, N. Hartgenbusch, M. Borysov, and W. Lang. Design parameters for the housing of two-dimensional air flow sensors. *IEEE Sensors Journal*, 18(24):10154–10162, 2018.
- [Kir45] R. Kirchhoff. Ueber den durchgang eines elektrischen stromes durch eine ebene, insbesondere durch eine kreisförmige. *Annalen der Physik*, 140(4):497–514, 1845.
- [KKH⁺09] M. Kropp, C. Kutzner, N. Hartgenbusch, S. Gu, C. Sosna, R. Buchner, P. Hauptmann, and W. Lang. Pressure stable thermoelectric flow sensors by means of membrane perforation. In *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference (Transducers '09)*, pages 1130 – 1133, 2009.
- [KNP04] S. Kim, T. Nam, and S. Park. Measurement of flow direction and velocity using a micromachined flow sensor. *Sensors and Actuators A: Physical*, 114(2):312 – 318, 2004. Selected papers from Transducers 03.
- [Kuc01] H. Kuchling. *Taschenbuch der Physik*. Fachbuchverl. Leipzig im Carl-Hanser-Verlag, 2001.
- [KYM12] J. T. W. Kuo, L. Yu, and E. Meng. Micromachined thermal flow sensors – a review. *Micromachines*, 3(3):550–573, Jul 2012.
- [Lan90] W. Lang. Heat transport from a chip. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 37(4):958–963, 1990.
- [Lan19] W. Lang. *Sensors and Measurement Systems*. River Publishers series in electronic materials and devices. River Publishers, Aalborg, 2019.
- [Mes04] U. Mescheder. *Mikrosystemtechnik: Konzepte Und Anwendungen*. Lehrbuch : Informatik. Teubner, 2004.
- [MMP05] W. Menz, J. Mohr, and O. Paul. *Mikrosystemtechnik für Ingenieure*. Wiley-VCH, 3 edition, 2005.
- [MS82] T. E. Miller and H. Small. Thermal pulse time-of-flight liquid flow meter. *Analytical Chemistry*, 54(6):907–910, 1982.

- [NDD⁺90] S. V. Nguyen, D. Dobuzinsky, D. Dopp, R. Gleason, M. Gibson, and S. Fridmann. Plasma-assisted chemical vapor deposition and characterization of high quality silicon oxide films. *Thin Solid Films*, 193-194:595 – 609, 1990.
- [Ngu97] N. T. Nguyen. Micromachined flow sensors – a review. *Flow Measurement and Instrumentation*, 8(1):7 – 16, 1997.
- [OBP12] H. Oertel, M. Böhle, and L. Prandtl. *Prandtl - Führer durch die Strömungslehre: Grundlagen und Phänomene*. Springer Fachmedien Wiesbaden, Wiesbaden, 13., überarb. aufl. 2012 edition, 2012. Online-Ressource (XII, 764 S. 536 Abb).
- [Ohm25] G. S. Ohm. Vorläufige anzeige des gesetzes, nach welchem metalle die contact-electricität leiten sowie späterer nachtrag. *J. C. Poggendorff (Hrsg.) Annalen der Physik und Chemie*. Berlin, Band 80:S. 79–88, 1825.
- [OM03] T. Otani and H. Masahiro. High rate deposition of silicon nitride films by apcvd. *Thin Solid Films*, 442(1):44 – 47, 2003. Selected papers from the 4th International Conference on Coatings on Glass.
- [PJS⁺20] U. Praeger, R. Jedermann, M. Sellwig, D. A. Neuwald, M. Borysov N. Hartgenbusch, I. Truppel, H. Scaar, and M. Geyer. Airflow distribution in an apple storage room. *Journal of Food Engineering*, 269:109746, 2020.
- [PJS⁺21] U. Praeger, R. Jedermann, M. Sellwig, D. A. Neuwald, I. Truppel, H. Scaar, N. Hartgenbusch, and M. Geyer. Influence of room layout on airflow distribution in an industrial fruit store. *International Journal of Refrigeration*, 131:714–722, 2021.
- [Sch01] E. Schrüfer. *Elektrische Messtechnik: Messung elektrischer und nichtelektrischer Größen*. Hanser, München Wien, 2001.
- [SKB98] T Shimozawa, T Kumagai, and Y Baba. Structural scaling and functional design of the cercal wind-receptor hairs of cricket. *Journal of Comparative Physiology A*, 183(2):171–186, 1998.
- [SKKM96] A. Stoffel, A. Kovács, W. Kronast, and B. Müller. LPCVD against PECVD for micromechanical applications. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 6(1):1–13, mar 1996.
- [SKLB10] C. Sosna, Miron Kropp, W. Lang, and R. Buchner. Miniaturized thermal flow sensors with through silicon vias for flip-chip packaging. *Proceedings of IEEE Sensors*, pages 2460–2463, 11 2010.
- [SL13] H. Sturm and W. Lang. Membrane-based thermal flow sensors on flexible substrates. *Sensors and Actuators A: Physical*, 195:113 – 122, 2013.
- [SQDH09] G. P. Shen, M. Qin, Z. Q. Dong, and Q. A. Huang. An intelligent wind sensor system with auto-zero function. In *TRANSDUCERS 2009 - 2009 International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference*, pages 256–259, 2009.

- [TR14] H.-R. Tränkler and L. M. Reindl. *Sensortechnik : Handbuch für Praxis und Wissenschaft*. VDI-Buch. Springer Vieweg, Berlin [u.a.], 2., völlig neu bearb. Aufl. edition, 2014. Online-Ressource (XIV, 1596 S.) : zahlr. Ill.
- [VMZ13] F. Völklein, O. Mildenerger, and T. Zetterer. *Einführung in die Mikrosystemtechnik: Grundlagen und Praxisbeispiele*. Studium Technik. Vieweg+Teubner Verlag, 2013.
- [vPM74] A. F. P. van Putten and S. Middelhoek. Integrated silicon anemometer. *Electronics Letters*, 10(21):425–426, 1974.
- [VZ08] F. Völklein and T. Zetterer. *Praxiswissen Mikrosystemtechnik: Grundlagen - Technologien - Anwendungen*. Vieweg Praxiswissen. Vieweg+Teubner Verlag, 2008.
- [Wol97] I. Wolff. *Maxwellsche Theorie: Grundlagen und Anwendungen (Springer-Lehrbuch) (German Edition)*. Springer, aug 1997.
- [Wol18] M. Wolff. *Sensor-Technologien*. De Gruyter Oldenbourg, Berlin, Boston, 2018.
- [ZCQH14] Y. Zhu, B. Chen, M. Qin, and Q.-A. Huang. 2-d micromachined thermal wind sensors – a review. *Internet of Things Journal, IEEE*, 1:216–232, 06 2014.

Publikationen des Autors

Journalbeiträge

- [HBJL20] N. Hartgenbusch, M. Borysov, R. Jedermann, and W. Lang. Characterization and design evaluation of membrane-based calorimetric MEMS sensors for two-dimensional flow measurement. *IEEE Sensors Journal*, 20(9):4602–4609, 2020.
- [HBJL17] N. Hartgenbusch, M. Borysov, R. Jedermann, and W. Lang. Reduction of power consumption and expansion of the measurement range by pulsed excitation of thermal flow sensors. *Sensors and Actuators A: Physical*, 265:313–320, 2017.
- [HBJL16] N. Hartgenbusch, M. Borysov, R. Jedermann, and W. Lang. Pulsed excitation of thermal flow sensors for reduced power consumption and expanded measurement range. In *Procedia Engineering*, 168:762–765, 2016.
- [JBH⁺18] R. Jedermann, M. Borysov, N. Hartgenbusch, S. Jaeger, M. Sellwig, and W. Lang. Testing lora for food applications - example application for airflow measurements inside cooled warehouses with apples. In *Procedia Manufacturing*, 24:284–289, 2018.
- [JHBL18] R. Jedermann, N. Hartgenbusch, M. Borysov, and W. Lang. Design parameters for the housing of two-dimensional air flow sensors. *IEEE Sensors Journal*, 18(24):10154–10162, 2018.
- [PJS⁺21] U. Praeger, R. Jedermann, M. Sellwig, D. A. Neuwald, I. Truppel, H. Scaar, N. Hartgenbusch, and M. Geyer. Influence of room layout on airflow distribution in an industrial fruit store. *International Journal of Refrigeration*, 131:714–722, 2021.
- [PJS⁺20] U. Praeger, R. Jedermann, M. Sellwig, D. A. Neuwald, N. Hartgenbusch, M. Borysov, I. Truppel, H. Scaar, and M. Geyer. Airflow distribution in an apple storage room. *Journal of Food Engineering*, 269:109746, 2020.

Konferenzbeiträge

- [HBJL18] N. Hartgenbusch, M. Borysov, R. Jedermann, and W. Lang. A micromachined, membrane based, thermoelectric flow sensor for 2-dimensional measurement with high angular resolution. In *2018 IEEE SENSORS*, pp. 1–4, 2018.
- [JHBL17] R. Jedermann, N. Hartgenbusch, M. Borysov, and W. Lang. Housing design for two-dimensional air flow sensors. In *2017 IEEE SENSORS*, pp. 1272–1274, 2017.
- [JHB⁺16] R. Jedermann, N. Hartgenbusch, M. Borysov, C. Lloyd, U. Praeger, M. Spuler, and W. Lang. Spatial profiling of airflow conditions in cold storage warehouses by wireless anemometers. In *6th International Cold Chain Management Conference*, Bonn, Germany, pp. 93-98, 2016.

- [KKH⁺09a] M. Kropp, C. Kutzner, N. Hartgenbusch, S. Gu, C. Sosna, R. Buchner, P. Hauptmann, and W. Lang. Pressure stable thermoelectric flow sensors by means of membrane perforation. In *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference (Transducers '09)*, pp. 1130 – 1133, 2009.
- [KKH⁺09b] M. Kropp, C. Kutzner, N. Hartgenbusch, S. Gu, C. Sosna, R. Buchner, P. Hauptmann, and W. Lang. Druckbeständige thermoelektrische Strömungssensoren mittels Membranperforation. In *MikroSystemTechnik - KONGRESS 2009, Berlin*, pp. 190 – 194, 2009.

Danksagung

Diese Arbeit und der gesamte Weg dorthin, wären mir nicht möglich gewesen, ohne die engagierte Unterstützung vieler Menschen in meinem Umfeld. Einige von ihnen möchte ich an dieser Stelle besonders hervorheben und so meinen Dank ausdrücken.

Als Erstes danke ich meiner Mutter. Ohne dich wäre diese Arbeit nicht möglich gewesen. Du hast vermutlich als Einzige nie gezweifelt und mir durch stetige Motivation und bedingungslose Unterstützung einen Weg geebnet. Das werde ich nie vergessen!

Ebenfalls danke ich meiner Partnerin Hatice. Du musstest auf viel verzichten und hast alles klaglos ausgehalten. Dein Glauben an mich und das gelegentlich notwendige vorantreiben waren mir eine große Hilfe.

Meinem Bruder Tim danke ich dafür, das er durch stetes Vorranggehen meinen Ehrgeiz beflügelt hat. Zudem hat er diese Arbeit sicherlich am häufigsten gelesen, um sie zu den unterschiedlichsten Fortschrittsgraden auf Fehler zu korrigieren.

Besonderer Dank gebührt meinem Doktorvater Prof. Lang, der mir die Chance für diese Promotion gab und mich stets mit hilfreichen Ratschlägen, Lösungsansätzen und Geduld bei meiner Arbeit unterstützte.

Aus meinem Freundeskreis, welcher mir stets eine tatkräftige Stütze ist, möchte ich ein paar Personen erwähnen, da sie an der Entstehung dieser Arbeit unmittelbar beteiligt waren. Da wären zum einen Bänä, Rolf und Dennis, die durch ihre großartigen Zeichnungen und kreativen Anstöße das Erscheinungsbild dieser und vorangegangener Arbeiten maßgeblich beeinflusst haben. Außerdem danke ich Lars für die Unterstützung beim Layout und vor allem das professionelle Ausdrucken und Binden aller meiner Arbeiten.

Zu guter Letzt danke ich meinen Kollegen vom IMSAS und der Protron Mikrotechnik GmbH, unter denen ich einige namentlich nennen möchte. Reiner und Mykhailo die mit ihrer Sachkunde und vielen hilfreichen Ideen die Arbeit und vor allem die Feldtests bereichert haben. Andreas M. und Andreas S. für die aktive und mentale Unterstützung beim umschiffen der Tücken des Reinraums. Ohne ihr unerschöpfliches Wissen über die technologischen Prozesse, hätte ich jeden einzelnen Wafer irgendwann zerstört. Bedanken möchte ich mich auch bei Frank für eine Bürogemeinschaft, an die ich mich trotz der vielen Umzüge in Ausweichbüros, immer gerne zurückerinnern werde, Ingrid für tausende gesägte Chips und Eva-Maria für die viele Geduld am REM.